

1 LA REDUCCIÓN DEL CONTENIDO ARMÓNICO EN LA CORRIENTE DE ENTRADA

En el presente capítulo se va a realizar un estudio 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 realizará un estudio de la evolución de la normativa sobre inyección de armónicos de corriente de baja frecuencia, promovida con el fin de controlar su constante aumento. Posteriormente, se hará un breve repaso del estado del arte de los diferentes tipos de topologías que pueden realizar la corrección del factor de potencia, así como de su actual aplicabilidad.

1.1 INTRODUCCIÓN A LA DISTORSIÓN ARMÓNICA DE LA CORRIENTE DE ENTRADA

Las cargas que tradicionalmente se han conectado a la red han sido lineales (alumbrado incandescente, motores, hornos resistivos, etc...), por lo que la tensión de red y la corriente de ella demandada presentaban un contenido armónico de baja frecuencia muy reducido. Sin embargo, durante las últimas décadas, esta situación ha cambiado. De todos es conocida la proliferación de equipos electrónicos en la industria (variadores de frecuencia, hornos de inducción, cargadores de baterías, etc...), en las oficinas (ordenadores, faxes, fotocopiadoras, etc...) y en las viviendas (ordenadores, televisores, balastos electrónicos, etc...). Estas cargas son “no lineales”, y por tanto, introducirán armónicos de baja frecuencia en la red de distribución.

Este comportamiento “no lineal” está causado principalmente por el convertidor CA/CC que la mayor parte de estas cargas precisan. En el pasado, esta etapa estaba realizada utilizando un puente de diodos y un condensador de filtrado. Es bien conocido que la demanda de corriente eléctrica de la red de distribución de alterna que esta estructura ocasiona dista mucho de ser senoidal. En realidad, está formada por fuertes picos de corriente de corta duración. Estos picos de corriente circularán por la impedancia asociada a la red, originando unas caídas de tensión que mermarán la calidad de la red. Sin embargo, este no es el único problema que estas cargas ocasionan. Han sido detectados otros muchos problemas, entre los que pueden destacarse los asociados a sobrecalentamientos en transformadores [1.1]-[1.2] y generadores [1.3]-[1.7] así como el aumento del ruido de audiofrecuencia. Por otra parte, la distorsión producida en la red puede ocasionar oscilaciones mecánicas en motores y generadores disminuyendo el tiempo de vida de los mismos. En la Tabla 1.1 se muestra una enumeración con las perturbaciones más habituales [1.8]-[1.9], así como su descripción y sus causas.

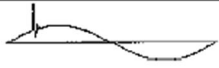
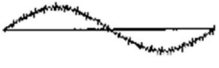
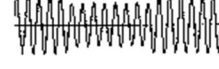


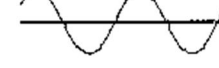
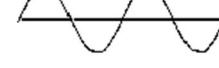
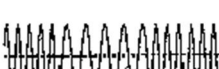
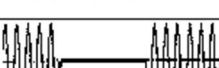
TIPO DE DISTORSIÓN	DESCRIPCIÓN	CAUSAS
	Pulso estrecho con subida rápida y bajada exponencial u oscilatoria. Amplitud: 50 V-6 kV. Duración: 0,5 μ s-2ms	Conmutación de la carga, fusibles, conmutación de equipos, arcos de contacto, rayos, etc...
	Distorsiones repetitivas de baja energía en la banda de 10 kHz hasta 1 GHz con amplitudes de 10 μ V hasta 10 V	Funcionamiento normal de equipos (fuentes conmutadas, controladores de velocidad de motores, etc...)
	Baja tensión (típicamente menor del 80%) durante más de un periodo	Arranque de una máquina muy grande, conmutación de equipos, fallo de tierra
	Alta tensión (típicamente mayor del 10%) durante más de un periodo	Disminución de carga, conmutación de equipos, etc..
	Pequeñas variaciones repetitivas en el nivel de tensión	Cargas pulsantes
	Muecas repetitivas de corta duración en la tensión de línea	Conmutación de corriente en equipos trifásicos
	Desviaciones respecto a la forma senoidal debidas a la inyección de armónicos	Rectificadores, cargas no lineales y/o cargas intermitentes
	Desviación de la frecuencia frente al valor nominal	Equipos mal regulados, generadores de emergencia, etc...
	Caída de la tensión a cero durante más de un periodo	Fallo de carga, fallo de tierra, fallos de equipos, accidentes y rayos

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

Resulta evidente que la proliferación de estas cargas alarmó a los organismos electrotécnicos internacionales, si bien el interés por los problemas producidos en baja frecuencia es más reciente que el interés por los producidos en radiofrecuencias. Estos últimos empezaron a ser regulados al principio de los años treinta a través del “*Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques*” (CISPR), mientras que el interés por los primeros surge en los ochenta a través de la “*International Electrotechnical Commission*” (IEC), (que redactó las tres partes de la norma IEC 555, cuya segunda parte está dedicada a limitar los armónicos de baja frecuencia) y del “*Institute of Electrical and Electronics Engineers*” (IEEE), que redactó la norma IEEE 519-1981.

Continuamente se está hablando de armónicos de alta y baja frecuencia, por lo que será aconsejable puntualizar que entiende la normativa por alta y baja frecuencia. La máxima frecuencia a la que se refieren las normas de baja frecuencia es 40 veces superior a la frecuencia de red (2 kHz) mientras que la frecuencia más baja a la que se refieren las normas sobre armónicos de alta frecuencia es de 10 kHz. Este trabajo estará exclusivamente dedicado a la reducción de los armónicos de baja frecuencia, aunque no deberá olvidarse que existe un límite que también debe ser cumplido respecto a los armónicos de alta frecuencia.

Hasta el momento, se ha hablado de “contenido armónico de baja frecuencia” y no de “Factor de Potencia”. De hecho, el “Factor de Potencia” (salvo excepciones en la norma que se explicarán más adelante) no es cuantificado por las normas. De hecho, para cumplir la normativa de inyección de armónicos de baja frecuencia en la red no es necesario en absoluto tener una corriente de entrada perfectamente senoidal. La norma fija unos límites máximos para cada uno de los armónicos de la corriente de entrada. Sin embargo, y quizás por mantener un pequeño nexo de unión con técnicas relacionadas con la electrotecnia, tanto en la bibliografía española como en la anglosajona aparece la denominación “Corrección del Factor de Potencia”, aunque como ya se ha indicado no sea éste el principal objetivo del diseño.

1.2 LA NORMA IEC-1000-3-2

La norma IEC-1000-3-2 es, en la actualidad, la norma tomada como referencia. El Comité Europeo de Normalización Electrotécnica (CENELEC) la ha convertido en una norma de obligatorio cumplimiento en Europa (norma EN 61000-3-2), siendo una norma recomendada en Japón, donde los valores máximos admisibles para cada uno de los armónicos deben modificarse

multiplicándose por el cociente entre los valores de la tensión de red en Europa y en Japón (aproximadamente 2,3).

La norma IEC 1000-3-2 es aplicable a equipos con corrientes demandadas por fase menores o iguales a 16 amperios eficaces (aproximadamente 3500 W en monofásica y 10kW en trifásica). Esta norma que entró en vigor el 1 de Enero de 2001 y es de cumplimiento obligatorio desde el 1 de Enero de 2004. Sin embargo, desde que fue aprobada en diciembre de 1991 ha sufrido diferentes modificaciones, la última en octubre de 2000. Conocer las modificaciones que la norma ha sufrido ayudará a comprender cómo han evolucionado las soluciones para la “Corrección del Factor de Potencia”.

1.2.1 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 europeo (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 [1.10].

Paralelamente 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*” [1.11] 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.

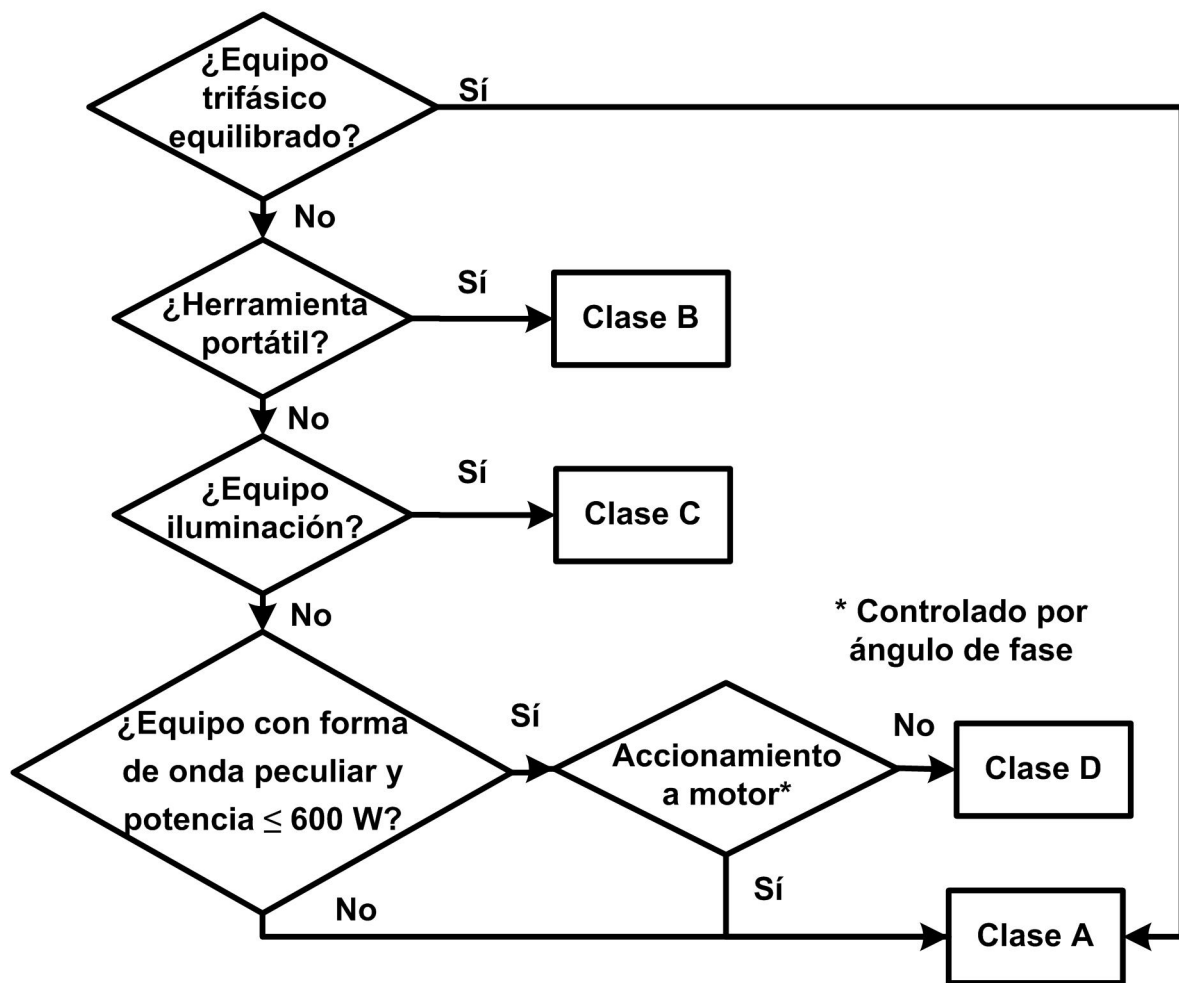


Figura 1.1. Diagrama de flujo para la clasificación de equipos según la norma IEC 1000-3-2.

1.2.2 PRIMERA EDICIÓN DE LA NORMA (IEC-1000-3-2) [1.10]

En su primera edición, 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 clasifica las cargas electrónicas en cuatro categorías, tal como se ve 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 (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 (Figura 1.2). 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.

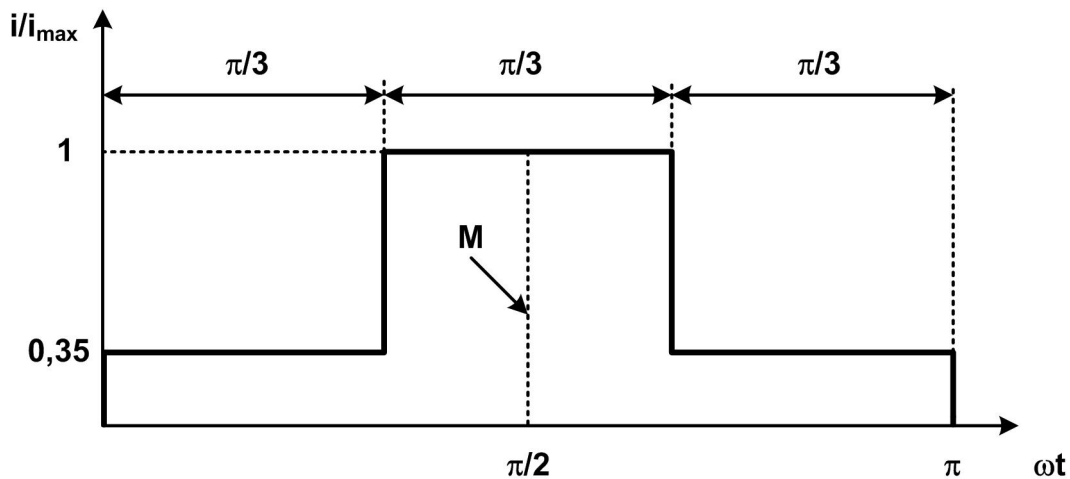


Figura 1.2. Máscara de la corriente de entrada para clasificar los equipos como clase D o como clase A.

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.

Como se puede observar en la Tabla 1.2, los límites de la clase D son relativos (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.

Clase	A	B	C	D
Orden Unidades	Amperios	Amperios	% de la corriente de entrada fundamental	mA/W
Armónicos impares				
1	2,3	3,45	30 x FP	3,4
3	1,14	1,71	10	1,9
5	0,77	1,155	7	1,0
7	0,4	0,6	5	0,5
9	0,33	0,495	3	0,35
11	0,21	0,315	3	0,296
$13 < n < 39$	$2,25/n$	$3,375/n$	3	$3,85/n$
Armónicos 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.

Clase A	Equipos trifásicos equilibrados, electrodomésticos excluyendo los incluidos en la clase D, herramientas excluyendo las portátiles, reguladores de lámparas incandescentes y equipos de audio. Los equipos no incluidos en ninguna de las tres clases siguientes será considerados de Clase A.
Clase B	Herramientas portátiles y equipos de soldadura por arco (si no son equipos profesionales).
Clase C	Equipos de iluminación excepto reguladores de lámparas incandescentes.
Clase D	Los equipos considerados deberán tener una potencia < 600 W: Ordenadores personales y sus monitores y receptores de televisión. Nota: Podrán ser reclasificados equipos de la clase A, en función de su número, duración en uso, simultaneidad, consumo general y espectro de corriente considerando la fase. Los límites de la clase D están reservados para equipos que en virtud a los parámetros anteriormente mencionados, afecten a los sistemas de suministro de energía eléctrica.

Tabla 1.3. Clasificación de equipos según la modificación de la norma (IEC 61000-3-2).

1.2.3 MODIFICACIONES DE LA NORMA (IEC-1000-3-2) [1.11]

La situación actual de la norma, es en esencia, similar a la presentada en el apartado anterior. Sin embargo, aparecen algunas diferencias que fueron introducidas en octubre de 2000. La modificación más importante es la desaparición de la máscara para determinar si un equipo pertenece a la clase D. En lo sucesivo, los equipos que pertenezcan a este grupo no serán clasificados por su forma de corriente, sino por su aplicación: ordenadores personales, monitores de ordenadores personales y receptores de TV. La nueva clasificación se muestra en la Tabla 1.3.

Como puede verse, la norma queda abierta a nuevas modificaciones, que afectarán a los equipos de uso masivo o intensivo, tal y como aparece indicado en la nota incluida en la clase D.

1.2.4 EL FACTOR DE POTENCIA Y LA DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL EN EL CONTEXTO DE LA NORMA

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 (FP) en el valor del tercer armónico de la clase C y en ningún momento se habla de la distorsión armónica. Por lo tanto, la filosofía para el diseño de nuevas soluciones ha cambiado tras la aparición de la norma: Ahora no se necesita tener una forma de onda perfectamente senoidal de la corriente a la entrada.

Tradicionalmente se ha utilizado el FP como cuantificador de la calidad de las formas de onda. Es bien conocida la definición de FP 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_{gef} el valor eficaz de la tensión de entrada e i_{gef} el valor eficaz de la corriente de entrada.

También se puede escribir como:

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

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

Si se considera que tanto $v_g(t)$ como $i_g(t)$ conservan su carácter senoidal, esto conduce a la tradicional concepción electrotécnica del FP:

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

donde ϕ 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 (DAT) (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 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.

Aunque con la proliferación de cargas no lineales, los conceptos de FP y DAT dejan de ser útiles para el cumplimiento de la normativa (siendo necesario un análisis del valor de cada uno de los armónicos), siguen siendo unas herramientas muy válidas para evaluar correctamente la calidad de las formas de onda. Incluso puede llegar a ser un parámetro a tener en cuenta en el diseño de soluciones actuales previendo futuras revisiones mucho más restrictivas de la norma.

1.3 SOLUCIONES PARA LA REDUCCIÓN DEL CONTENIDO ARMÓNICO

Como se puede comprobar, la filosofía de la norma abre la puerta a nuevos circuitos que traten de suavizar la forma de onda de entrada lo suficiente como para que su contenido armónico esté por debajo de los límites. Al no ser unos límites muy estrictos, sobretodo en el margen bajo de potencias, cabe pensar en la posibilidad de desarrollar circuitos muy sencillos y de bajo coste que permitan cumplir la norma EN 61000-3-2 (versión española de la IEC 1000-3.2). Sin embargo, la sencillez de un circuito suele implicar también que las prestaciones estarán limitadas en algún u otro sentido con lo que, al final, se llegará a una solución de compromiso entre coste y prestaciones.

De ese mismo modo, las aplicaciones de cada circuito estarán restringidas a una serie de usos y difícilmente se encontrará una topología sencilla, de bajo coste, de grandes prestaciones y versátil.

El propósito de este apartado no es simplemente realizar un repaso del estado del arte de los diferentes tipos de topologías correctoras de factor de potencia, sino también llegar a concretar las soluciones óptimas para una serie de aplicaciones. Para ello se tendrán en cuenta una serie de especificaciones clave como son: la potencia, el rango de tensión de entrada, la respuesta dinámica requerida, la clase en la que se encuadra el equipo dentro de la norma EN 61000-3-2, el coste y la forma de onda de corriente de entrada deseada.

La clasificación que se llevará a cabo distinguirá la utilización de componentes activos en las topologías (circuitos activos o pasivos) y la naturaleza de la corriente de entrada (senoidal o de contenido armónico reducido). Por lo tanto, agruparán las topologías en tres tipos de soluciones: circuitos pasivos para reducir el contenido armónico de la corriente de entrada, circuitos activos integrados en una sola etapa para reducir el contenido armónico y circuitos activos de dos etapas con corriente de entrada senoidal.

En la clasificación anterior, no se han incluido los circuitos pasivos con corriente de entrada senoidal al tener una aplicabilidad muy concreta a altas frecuencias de red [1.13] (ej: 20 kHz en aplicaciones espaciales).

1.3.1 CIRCUITOS PASIVOS PARA REDUCIR EL CONTENIDO ARMÓNICO DE LA CORRIENTE DE ENTRADA

Como los límites de la norma son amplios a baja potencia (más amplios en clase A que en clase D), es posible cumplir la norma usando circuitos muy sencillos. De hecho, lo más simple sería utilizar un circuito pasivo, como por ejemplo, un filtro LC tal y como se muestra en la Figura 1.3. Diversos autores han explorado esta posibilidad [1.14]-[1.18] para cumplir la norma

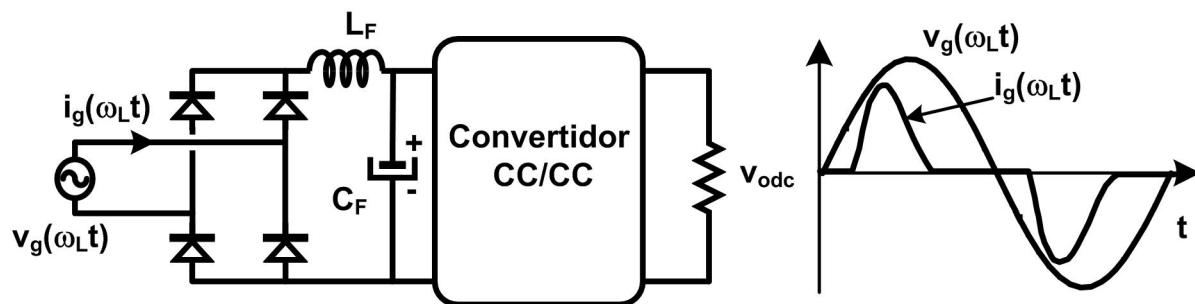


Figura 1.3. Solución basada en un filtro LC y sus típicas formas de onda de la tensión y de la corriente de entrada.

EN 61000-3-2, aunque los artículos más antiguos muestran resultados sobredimensionados, ya que los cálculos se realizaron para la antigua versión de la norma, que era más restrictiva. En algunos casos ([1.14]), los autores intentaban 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 clasificaba a los equipos en la clase D, tal como se muestra en la Figura 1.4. De esta forma, si la potencia manejada era pequeña y el equipo se clasificaba como clase A, resultaba más fácil cumplir la normativa. En [1.16] se explora la posibilidad de usar una bobina con entrehierro asimétrico para conseguir un valor de inductancia que varía en función de la corriente que pasa. De esta forma, a baja carga el valor inductivo es mayor y el contenido armónico disminuye. De todas formas, hay que resaltar que la norma EN61000-3-2 sólo debe cumplirse en condiciones de tensión de entrada nominal y potencia máxima. Finalmente, en [1.18] y [1.19] se obtienen los valores mínimos de inductancia necesarios para cumplir la norma en su versión actual. La configuración del filtro es también la que se muestra en la Figura 1.3.

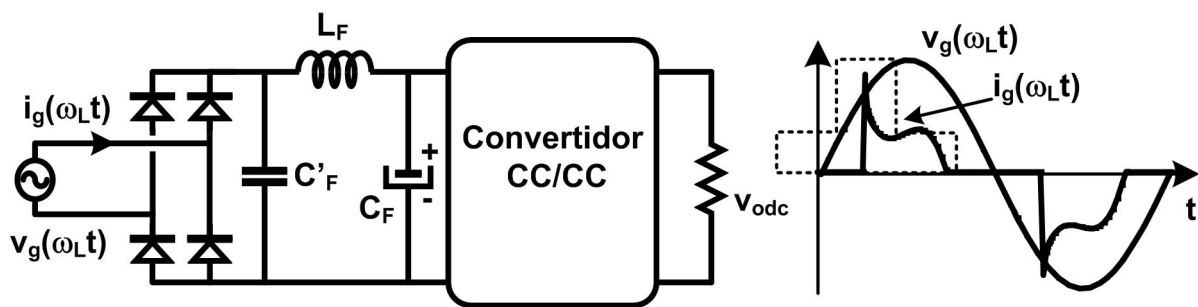


Figura 1.4. Solución propuesta en [1.14] con sus formas de onda de la tensión y de la corriente a la entrada.

Como es sabido, los límites de los equipos encuadrados en la clase D son más restrictivos que los límites de la clase A en baja potencia. Por ello hay que hacer una serie de puntualizaciones sobre lo que anteriormente se ha comentado sobre la solución basada en el filtro LC. Dicha solución es válida para ambas clases. Sin embargo, para equipos encuadrados en la clase D y potencias mayores de 300 W, la bobina necesaria para implementar el filtro LC empieza a resultar excesivamente grande ya que se necesita el equivalente a un núcleo E42 de hierro laminado.

Por otro lado, al tener la clase A unos límites tan sumamente altos para bajas potencias, se puede pensar incluso en soluciones más sencillas. La más sencilla posible consiste en utilizar una resistencia para hacer un filtro RC, tal y como se muestra en la Figura 1.5 y que se detalla en

[1.20]. De esta forma, no es necesario diseñar la bobina y tanto el coste como el volumen disminuyen considerablemente. Evidentemente, el inconveniente es que, al tratarse de un componente resistivo, las pérdidas son mayores que en el caso de usar una bobina. De hecho, para potencias superiores a unos 250 W, esta solución es muy poco eficiente. Sin embargo, para potencias de entre 100 y 200 W, es realmente competitiva, tal y como se puede ver en la Tabla 1.4. En el caso de un convertidor de 200 W, una resistencia de $3,6 \Omega$ es suficiente para cumplir la norma y las pérdidas en el componente suponen únicamente una penalización de unos 5 puntos en el rendimiento. Esto puede ser perfectamente asumible dado el bajísimo coste del sistema. En clase D esta solución está desaconsejada porque las pérdidas a baja potencia son muy elevadas.

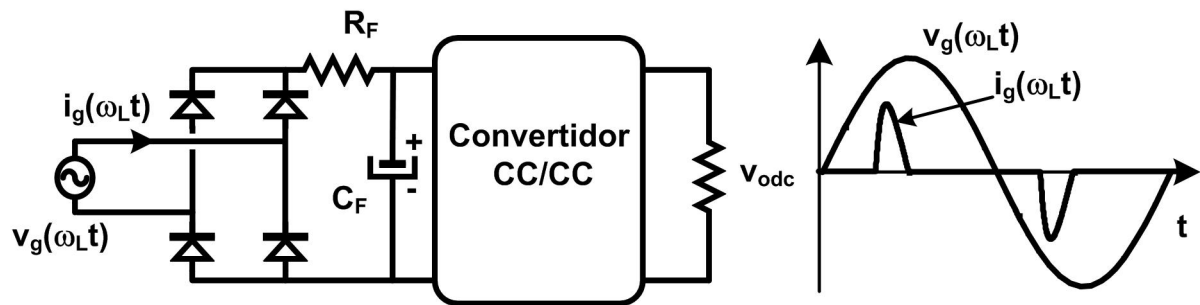


Figura 1.5. Solución basada en un filtro RC y sus típicas formas de onda de la tensión y de la corriente de entrada.

Potencia(W)	100 W		200 W		300 W		400 W	
Resistencia necesaria (Ω)	1,6 Ω		3,6 Ω		3,6 Ω		4 Ω	
Pérdidas 230 V/190 V (W)	1,3	1,6	8,5	11,5	18	24	32	44
Pérdidas (%)	1,3	1,6	4,3	5,75	5,8	8	8	11

Tabla 1.4. Resistencia necesaria para el cumplimiento de la norma en clase A para distintas potencias ($C_F = 1 \mu\text{F/W}$).

Todas estas soluciones pasivas pueden ser competitivas en el caso de márgenes de tensión de entrada estrechos como el europeo (190-250 V) o el americano (85-130 V). En estos casos la especificación de la tensión de entrada es la menos restrictiva. Sin embargo, si el rango de tensión de entrada es amplio, típicamente rango de tensión de entrada entre 85V y 265 V, las cosas son mucho más complicadas porque el convertidor debe funcionar en puntos muy distintos y es complicado optimizarlo adecuadamente. Para un margen de tensión de entrada amplio, las

soluciones pasivas sólo son aconsejables para niveles de potencia muy bajos ($<200\text{ W}$) e, incluso en este caso, las prestaciones en la parte baja del rango de tensión de entrada no son muy buenas.

Sin embargo, una última opción para el uso de las soluciones pasivas con un margen de tensión amplio podría ser a través de un doblador de tensión con un interruptor mecánico, tanto manual como automático. Así las soluciones pasivas vuelven a resultar muy interesantes para potencias inferiores a 300 W e incluso el sistema basado en una resistencia podría usarse para potencias inferiores a 200 W [1.15].

Por lo tanto, las soluciones pasivas que reducen el contenido armónico de la corriente de entrada son soluciones muy competitivas a baja potencia ($75\text{-}300\text{ W}$) ya que sólo es necesario añadir un componente. Así, resulta una opción muy barata, muy robusta, no genera EMI adicional, se obtiene buena regulación de la tensión de salida y la penalización de rendimiento puede rondar únicamente el 2% . Por el contrario, en márgenes de potencia superiores los componentes pasivos que forman los filtros empiezan a ser muy grandes e introducen grandes pérdidas que penalizarían en exceso el rendimiento.

1.3.2 CIRCUITOS ACTIVOS INTEGRADOS EN UNA SOLA ETAPA PARA REDUCIR EL CONTENIDO ARMÓNICO DE LA CORRIENTE DE ENTRADA

Al no ser necesario un FP unitario para cumplir la norma, es posible pensar en soluciones activas sencillas que logren integrar la reducción del contenido armónico y mantener una buena regulación en la tensión de salida. Otra de las posibles soluciones son los convertidores activos integrados en una sola etapa. Este tipo de convertidores son el resultado de la integración de la tradicional estructura de doble etapa. Son comúnmente conocidos por su denominación anglosajona, *single-stage*. Con estas topologías se consigue la corrección del factor de potencia y la regulación rápida de la tensión de salida. Sin embargo, parte de la potencia debe ser procesada dos veces para conseguirlo. La principal ventaja es que, como no hay que reducir demasiado el contenido armónico, no es necesario procesar más que un pequeño porcentaje de la potencia que maneja el convertidor. Típicamente, este tipo de convertidores procesa dos veces entre el 5% y el 25% de la potencia total. Por el contrario, la ventaja de este sistema es que, al procesarse dos veces sólo una pequeña parte de la potencia, el rendimiento puede llegar a ser bastante alto.

Evidentemente, este tipo de convertidores tienen también desventajas que deben ser tenidas en cuenta. La más típica es la que se refiere a la tensión del condensador de almacenamiento de

energía. Al tener únicamente un lazo de control, estas topologías tienen forzosamente una variable no controlada. En general, esta variable suele ser la tensión en el condensador de almacenamiento. Así, cuando la tensión de entrada cambia, esta tensión también. Para conseguir reducir el contenido armónico, la tensión del condensador suele ser más alta que la tensión de entrada. Si esta tensión no crece demasiado, la topología suele tener buenas prestaciones. Sin embargo, también se han presentado soluciones en las que esta tensión podía llegar a ser superior a 1000 V. Cuando ocurre esto, cualquier prestación que se pudiese conseguir con el convertidor queda minimizada al tener que utilizar semiconductores de mucha tensión, aumentando enormemente las pérdidas de conmutación y conducción. Uno de los valores de tensión límite que se manejan habitualmente para este condensador es el de 450 V. Este es simplemente el máximo valor de tensión de los condensadores electrolíticos estándar. Por encima de 450 V es necesario recurrir a condensadores de series especiales o a poner dos condensadores en serie.

En los últimos años se han presentado un gran número de soluciones de este tipo. Algunas de las más interesantes se detallan en [1.25]-[1.30]. En [1.25] se muestra una topología de dos convertidores integrados (*elevator-flyback*) muy sencilla. El inconveniente que presenta es que ambos deben operar en Modo de Conducción Discontinuo (MCD) para mantener acotada la tensión en el condensador de almacenamiento. De todas formas, incluso de esta forma se llegan a alcanzar valores del orden de 600 V. En [1.26] se soluciona este problema enclavando la tensión del condensador al valor de pico de la tensión alterna de entrada con una topología de tipo *bi-flyback*. En este caso, la energía procesada dos veces es del orden del 25 %. En esta topología, al menos uno de los dos convertidores debe trabajar en MCD. [1.27] y [1.28] presentan soluciones similares ya que ambas hacen uso de una salida auxiliar del convertidor para reenviar energía hacia la entrada (Figura 1.7 y Figura 1.6) y conseguir de este modo reducir el contenido

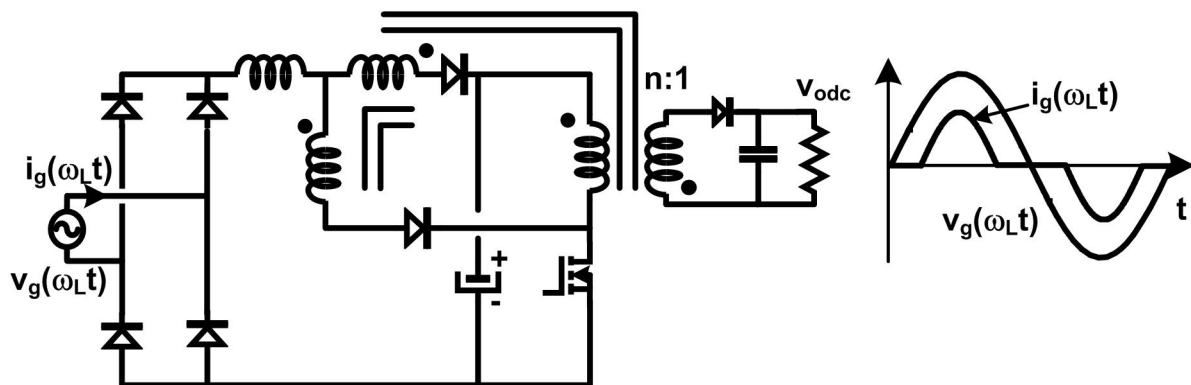


Figura 1.6. Solución de una sola etapa propuesta en [1.27] y sus típicas formas de onda.

armónico. En este caso, menos del 10 % de la energía es procesada dos veces en condiciones nominales de la tensión de entrada y a plena carga. Además, la característica más importante de estos convertidores es que pueden trabajar en Modo de Conducción Continuo (MCC) (mejorado el rendimiento de las soluciones que trabajan en MCD) y mantener la tensión del condensador de entrada por debajo de 450 V.

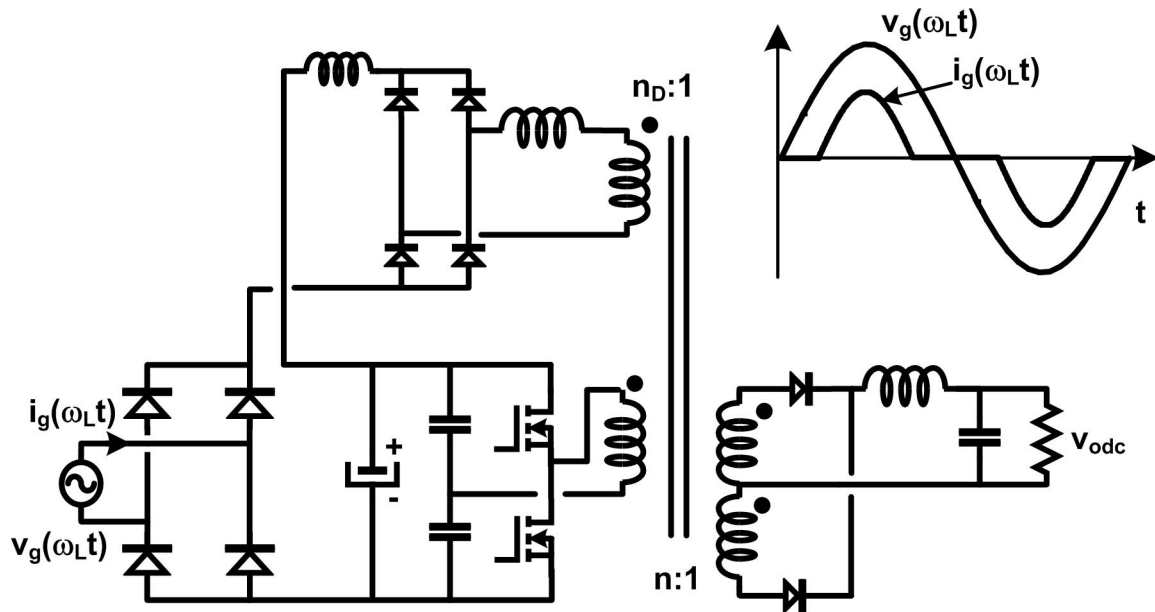


Figura 1.7. Solución de una sola etapa propuesta en [1.28] y sus típicas formas de onda.

La problemática del control de la tensión del condensador entronca directamente con la especificación del margen de tensión de entrada, ya que para márgenes de tensión de entrada amplios en este tipo de convertidores, la tensión en el condensador pasa a tener una variación muy amplia, entre unos 120 V en la parte baja del rango hasta alrededor de 500 V en la parte alta del rango. En estas condiciones, es muy complicado optimizar todos los parámetros del convertidor. Una posible solución para ello es la expuesta en [1.29] y [1.30] donde se presentan variaciones del circuito doblador de tensión para adaptar su funcionamiento a las soluciones activas integradas en una sola etapa. Esta solución puede resultar interesante para potencias menores que 500 W. La Figura 1.8 muestra uno de ellos. El esquema del circuito puede parecer complejo pero, en realidad, el tamaño de los componentes es claramente menor que el tamaño de la bobina del filtro LC que se necesitaría en este caso. Además, la penalización de rendimiento sigue siendo del orden de 2 ó 3 puntos, alcanzándose rendimientos del orden del 90-92 %.

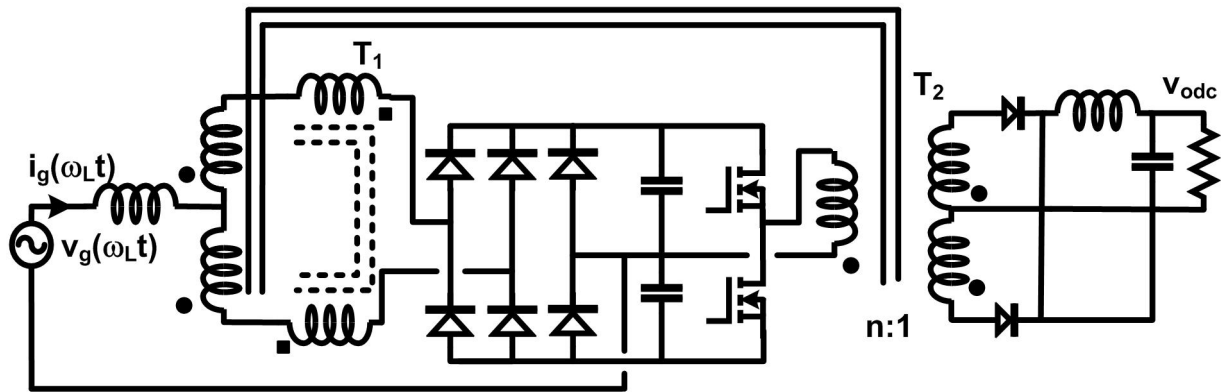


Figura 1.8. Solución de una sola etapa adaptada para trabajar con una configuración con doblador de tensión.

Otro inconveniente a reseñar es que, a medida en que se intenta reducir mucho el contenido armónico de entrada, la energía procesada dos veces aumenta y, por tanto, disminuye el rendimiento y crece la tensión en el condensador. Así, estas topologías tienen su uso limitado a potencias inferiores a unos 600 W ya que, por encima de este valor es necesario reciclar mucha energía para poder cumplir la norma EN61000-3-2. Por lo tanto, en lo que se refiere a un margen de potencia bajo (75-300 W) las soluciones activas integradas en una sola etapa resultan también muy competitivas aunque son algo más complejas que las pasivas y los rendimientos que se obtienen son similares a los de usar un filtro LC. Además por el contrario que las soluciones pasivas, las soluciones de una sola etapa siguen siendo igualmente competitivas en estas condiciones independientemente de la clasificación del equipo (clase A o clase D) ya que el tamaño sigue siendo pequeño y el rendimiento no se ve excesivamente penalizado.

En el siguiente rango de potencias (300-600 W), las soluciones integradas en una sola etapa pasan a ser ligeramente más competitivas que las pasivas. Para este rango de potencias, el filtro LC necesario sería de tamaño equivalente a un E42, mientras que un circuito integrado en una sola etapa necesitaría dos bobinas de alta frecuencia del tamaño de un E20. Ambos rendimientos serían similares por lo que en principio, las soluciones de una etapa serían las más interesantes.

1.3.3 CIRCUITOS ACTIVOS DE DOS ETAPAS CON CORRIENTE DE ENTRADA SENOIDAL

Este tipo de circuitos son el punto de partida del presente trabajo. En este apartado simplemente se realizará una breve introducción de sus características y se situará su

aplicabilidad dentro del panorama de las topologías correctoras del factor de potencia dejando su análisis más en profundidad para el próximo capítulo.

Como es sabido, los circuitos activos de dos etapas con corriente de entrada senoidal se basan en dividir las tareas de corrección del factor de potencia y de proporcionar una dinámica rápida a la tensión de salida y aislamiento galvánico entre dos convertidores. El primero se encarga de obtener una corriente de entrada senoidal y de regular la tensión del bus intermedio. Las características del primer convertidor hacen que esta regulación sea muy lenta. En la medida en que a continuación se va a conectar otro convertidor, este bus de tensión no necesita una regulación dinámica rápida. De hecho, es el segundo convertidor el que se encarga de esta tarea: proporcionar al conjunto de una dinámica adecuada de la tensión de salida. Además, al tener la tensión de entrada bastante regulada, su diseño puede estar muy optimizado y puede tener un rendimiento muy elevado. En general, es la segunda etapa la que proporciona el aislamiento galvánico ya que el convertidor más usado como primera etapa suele ser el convertidor elevador.

La solución activa de dos etapas es la mejor solución para un margen amplio de la tensión de entrada. En este caso, el convertidor de entrada tendrá un rendimiento menor que en el caso de un rango de tensión estrecho pero, incluso así, será un rendimiento bastante bueno. La segunda etapa será idéntica en ambos casos. Por lo tanto, cuando las especificaciones son más severas, las soluciones más sencillas pierden competitividad. Así, con rango de tensión de entrada universal (sin tener en cuenta las soluciones que solventan esta problemática con un doblador de tensión), una de las pocas opciones válidas resulta ser la solución de dos etapas.

Sin embargo, la solución de dos etapas resulta de mayor coste y esfuerzo de diseño que el resto de las soluciones debido al gran número de componentes y al precio de alguno de ellos. Puede empezar a ser competitiva en la parte alta del margen intermedio (300-600 W). En la medida en que aumenta el nivel de potencia (600-1000 W), el número de opciones interesantes se reduce considerablemente. Los circuitos pasivos dejan de ser interesantes porque la bobina necesaria es muy voluminosa, y al ser de hierro laminado, también muy pesada. Además, la caída de tensión en dicha bobina comienza a ser significativa, al igual que las pérdidas. Los circuitos de activos integrados en una sola etapa están en el límite técnico de uso ya que, al tener que obtener una corriente que se va acercando a la forma senoidal para poder cumplir la norma a estas potencias, necesitan reciclar mucha energía. Esto da lugar a problemas de funcionamiento y, por otra parte, al aumentar la potencia procesada dos veces el rendimiento disminuye. Así, las soluciones de dos etapas pasan a ser las más competitivas ya que los dos convertidores pueden

diseñarse para trabajar en condiciones bastante óptimas con lo que las prestaciones son muy buenas. Además, el sobre coste relativo va disminuyendo con lo que globalmente, es sin duda la mejor opción. Para potencias superiores a 1000 W, la solución de dos etapas es sin duda la más interesante ya que ninguna otra puede llegar a tener prestaciones similares.

Como para potencias superiores a 300 W, los límites de la clase D se acercan a los de la clase A y como la aplicabilidad de estas soluciones empieza cerca de los 500 W, estas soluciones se encuadran en la clase A, no suponiendo gran esfuerzo que cumplan la norma para clase D.

El presente trabajo se va a centrar en el análisis de la primera etapa de la solución clásica de dos etapas. Como es sabido, en la mayoría de aplicaciones industriales, la dinámica del convertidor no necesita ser especialmente rápida, no hay requerimientos de *hold-up time* y las especificaciones de la tensión de salida (rizado y nivel de continua) no comprometen el diseño de la fuente (tamaño y coste del condensador de salida). Si esto es así, se podría utilizar la primera etapa de la configuración clásica como solución de única etapa, pero aumentando la respuesta dinámica de su tensión de salida. Esta posibilidad se empezó a considerar en [1.31]. Como se comprobará más adelante en estas condiciones, la corriente de entrada deja de ser senoidal pero su contenido armónico puede cumplir la norma hasta valores de potencia bastante elevados.

Como ejemplo, en [1.32] ya se empezó a explorar la posibilidad de utilizar un convertidor *flyback* con control con multiplicador para la corrección del factor de potencia como primera y única etapa para el diseño de una fuente de alimentación. Se propone diseñar el regulador de tensión con la una frecuencia de corte del orden de 1 kHz (Figura 1.9). Así se aumenta la

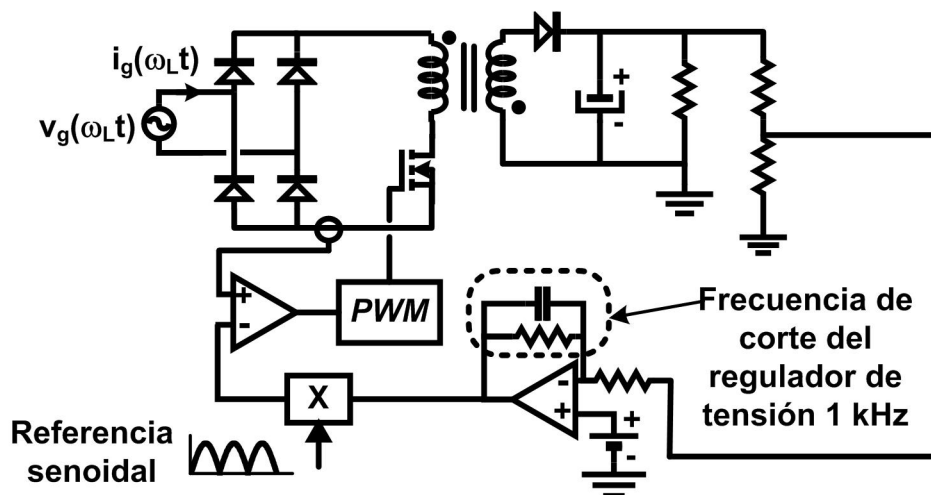


Figura 1.9. Solución propuesta en [1.32].

dinámica de la tensión de salida, manteniendo la distorsión armónica dentro de los límites de la norma. Además, esta topología proporciona aislamiento galvánico con lo que resulta una opción realmente interesante. Si se aplicase esta solución para tensiones de salida muy bajas (menores de 12 V), es de suponer que el tamaño del condensador de salida sería excesivamente grande con lo que dejaría de ser interesante.

Por otra parte, también se propuso la solución de la Figura 1.10. En esta topología el convertidor de entrada (*Boost*) realizaría la corrección del factor de potencia y estabilizaría la tensión del bus intermedio. La segunda etapa estaría formada por un convertidor CC/CC con aislamiento galvánico, sin lazo de realimentación y trabajando en un punto de funcionamiento fijo. Esto supondría la posibilidad de optimizar esta segunda etapa en relación al coste, tamaño y eficiencia. De hecho, actualmente existen convertidores comerciales (basados en topologías resonantes autoexcitadas) de tamaño reducido y con una relación de transformación de la tensión muy alta. Son los que comercialmente se denominan “transformadores de continua” [1.33]. Finalmente, el lazo de tensión podría actuar sobre el regulador del elevador, aunque sensando la tensión de salida del conjunto. Aquí también, la frecuencia de corte del regulador de tensión podría llegar, como ya se ha comentado, hasta 1 kHz con lo que se podría cumplir la norma EN61000-3-2 y obtener una tensión de salida baja con unas buenas prestaciones y un coste bastante bajo (si la segunda etapa lo permite) debido a la simplicidad del circuito.

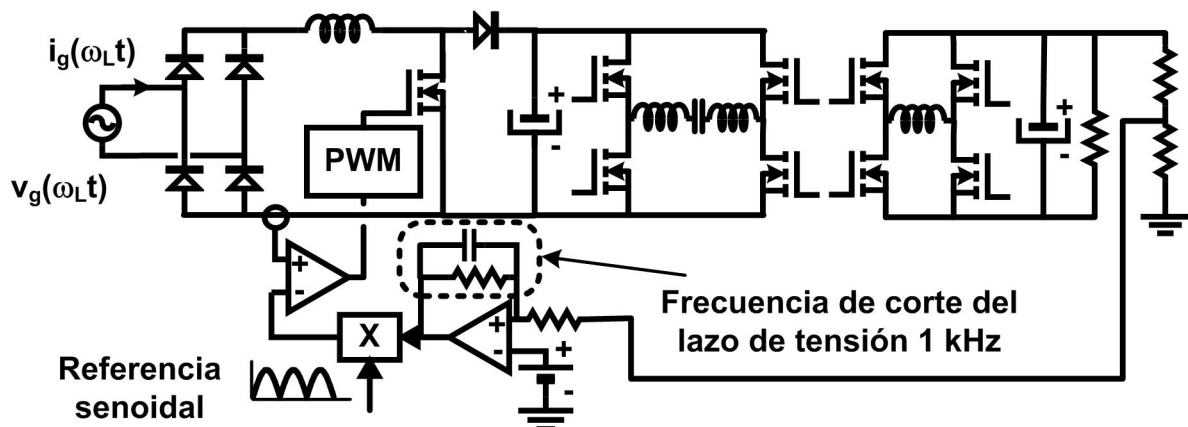


Figura 1.10. Solución basada en el aumento de la dinámica del convertidor elevador con CFP con control con multiplicador con una transformador electrónico en cascada.

La posibilidad de utilizar únicamente la primera etapa de la solución clásica de doble etapa como único convertidor para aplicaciones que no necesiten una dinámica excesivamente rápida en la tensión de salida y tampoco requerimientos de *hold up time*, abre la posibilidad de implementar soluciones sencillas y de bajo coste cuando las especificaciones de la aplicación muy concretas (margen amplio de tensión de entrada, relativamente alta tensión de salida, rizado de la tensión de salida no excesivamente bajo, etc...). Por lo tanto, este tipo de aplicaciones podrían llegar a tener muy buenas prestaciones y ser muy competitivas a bajas potencias, incluso llegando a competir con las soluciones pasivas y de única etapa.

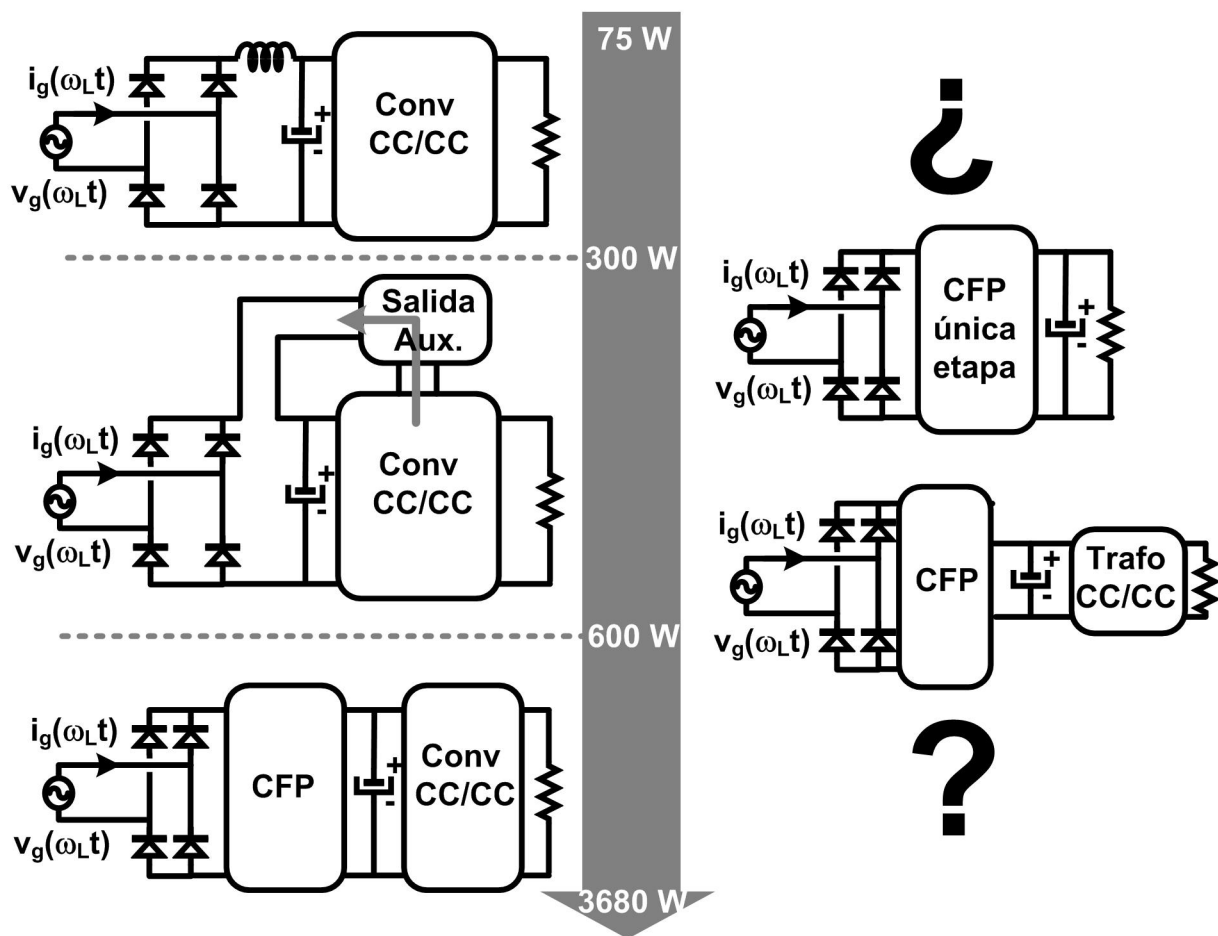


Figura 1.11. Primera etapa de la solución clásica de doble etapa (mejorando su dinámica) dentro del panorama de la CFP.

BIBLIOGRAFÍA CAPÍTULO 1

- [1.1] G.W. Massey, “Estimation Methods for Power System Harmonic Effects on Power Distribution Transformers”. IEEE Transactions on Industry Applications Vol.30, Nº 2, Marzo/Abril 1994, pág 485-489.
- [1.2] R.D. Henderson y P.J. Rose, “Harmonics: The Effects on Power Quality and Transformers”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, Nº 3, Mayo/Junio 1994, pág 528-532.
- [1.3] P.L. Alger, G. Angst y E.J. Davies, “Stray Losses in Polyphase Induction Machines”. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Junio 1959.
- [1.4] G.C. Jain, “The Effect of Voltage Waveshape on the Performance of a Three Phase Induction Motor”. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Junio 1964.
- [1.5] P.K. Sen y H.A. Landa, “Derating of Induction Motors Due to Waveform Distortion”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.26, Noviembre./Diciembre. 1990, nº 6, pág 1102-1106.
- [1.6] E.A. Klimshirn y H.E. Jordan, “Polyphase Induction Motor Performance and Losses on Nonsinusoidal Voltage Sources”. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems Vol. PAS-87, Marzo 1968, nº 3.
- [1.7] O. Boix, “Problemas Mecánicos Debidos a Perturbaciones Eléctricas”. Automática e Instrumentación Nº 237, Octubre 1993.
- [1.8] R. Redl y A.S. Kislovsky, “Telecom Power Supplies and Power Quality”. IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), pág. 13-21, 1995.
- [1.9] R. Redl, P. Tenti y J.D. Van Wyk, “Power Electronics Polluting Effects”, IEEE Spectrum, Mayo, 1997, pág. 32-39.
- [1.10] IEC 1000-3-2 International Standard, Limits for Harmonic Current Emissions (equipment input current $\leq 16\text{A}$ per phase), First Edition, 1995-03.

- [1.11] IEC 61000-3-2 International Standard, Limits for Harmonic Current Emissions (equipment input current $\leq 16\text{A}$ per phase), Modified, 2000-012.
- [1.12] IEEE Std 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. IEEE Industry Applications Society / Power Engineering Society, Abril 1993.
- [1.13] V. Vorperian y R. Ridley, "A Simple Scheme for Unity Power-Factor Rectification for High-Frequency AC Buses". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, nº 1, Enero 1.990, pág. 77-87.
- [1.14] E. Maset, E. Sanchís, J. Sebastián y E. de la Cruz, "Improved Passive Solutions to Meet IEC 1000-3-2 Regulation in Low-Cost Power Supplies". IEEE International Telecommunications Energy Conference, pág. 96-106, 1996.
- [1.15] M. M. Jovanovic y D. E. Crow, "Merits and Limitations of Full-Bridge Rectifier with LC Filter in Meeting IEC-1000-3-2 Harmonic-Limit Specifications". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, Marzo/Abril 1997, pág. 551-557.
- [1.16] R. Redl, "An Economical Single-Phase Passive Power-Factor-Corrected Rectifier: Topology, Operation, Extensions and Design for Compliance". IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'98), Marzo 1995, pág. 454-460.
- [1.17] W.G. Hurley, W.H. Woelfle y S. Lambert, "Quasi-Active Power Factor Correction with a Variable Inductive Filter: Theory, Design and Practice". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, nº 1, Enero 2003, pág. 248-255.
- [1.18] W. M. Lin, J. Sebastián, A. Fernández, M. Hernando y P. Villegas, "Design of the Basic Rectifier with LC Filter to Comply with the New Edition of the IEC-1000-3-2 Current Harmonic-Limit Specifications (Edition 2.0)". IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'2002), Marzo 2002, pág. 1215-1220.
- [1.19] J. Sebastián, A. Fernández, M. Hernando, P. Villegas y W. Lin, "Norma IEC 61000-3-2 en fuentes de alimentación. Cálculo de Filtros Pasivos para el Cumplimiento de la Nueva Norma". Mundo Electrónico. nº 337, Diciembre 2002, pág. 52-57.

- [1.20] A. Fernández, J. Sebastián, M. M. Hernando, P. Villegas y D. G. Lamar, "Design Trade-Offs To Meet Class A IEC 61000-3-2 Regulations with Passive Circuits In Low Power Applications". IEEE Applied Power Electronics Conference (PESC'2004), Vol. 1, Junio 2004, pág. 309–315.
- [1.21] Jinrong Qian, Qun Zhao y F.C. Lee, "Single-stage Single-Switch Power-Factor-Correction AC/DC Converters with DC-Bus Voltage Feedback for Universal Line Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, nº 6, Noviembre 1998, pág. 1079 - 1088.
- [1.22] J. Qian y F.C.Lee, "Voltage-Source Charge-Pump Power-Factor-Correction AC/DC Converters". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, nº 2, Marzo 1999, pág. 350 - 358,
- [1.23] L. Huber y M.M. Jovanovic, "Design optimization of Single-Stage Single-Switch Input-Current Shapers". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, nº 1, Enero 2000, pág. 174–184.
- [1.24] J. Sebastian, M.M. Hernando, A. Fernandez, P.J. Villegas y J. Díaz, "Input current shaper based on the series connection of a voltage source and a loss-free resistor". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, nº2, Marzo/April 2001, pág. 583-591.
- [1.25] R. Redl, L. Balogh y N. Sokal, "A new Family of Single-Stage Isolated Power-Factor Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage". IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'94), Vol. 2, Junio 2004, pág. 1137-1144.
- [1.26] O. García, J.A. Cobos, P. Alou, R. Prieto y J. Uceda, "A Simple Single Switch Single Stage AC/DC Converter with Fast Output Voltage Regulation". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, nº 2, Marzo 2002, pág. 163-171.
- [1.27] L. Huber y M.M. Jovanovic, "Single-Stage Single-Switch Input-Current-Shaping Technique with Reduced Switching Loss". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, nº 4, Junio 2000, pág. 681–687.
- [1.28] J. Sebastián, A. Fernández, P. Villegas, M.M. Hernando y J.M. Lopera, "Improved Active Input Current Shaper for Converters with Symmetrically Driven Transformer". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, nº 2, Marzo/Abril 2001, pág. 592-600.

- [1.29] J. Zhang, L. Huber, M.M. Jovanovic y F.C. Lee, "Single Stage Input Current Shaping Technique with Voltage Doubler Rectifier Front End". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, nº 1, Enero 2001, pág. 55-63.
- [1.30] J. Sebastián, A. Fernández, M.M. Hernando, J. A. Villarejo y M. Rascón, "New Implementations of Single Stage Power Factor Correctors with Voltage Doubler Line Rectifiers". IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'2002), Vol.3, Junio 2003, pág. 1077-1082.
- [1.31] Arturo Fernández, Javier Sebastián, Pedro Villegas, Marta M. Hernando y Diego G. Lamar, "Dynamic Limits of a Power-Factor Preregulator". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, nº. 1, Febrero 2005, pág. 77-87.
- [1.32] Fernandez, A.; Sebastian, J.; Hernando, M.M.; Villegas y P.; Garcia, J., "Helpful hints to Select a Power-Factor-Correction Solution for Low- and Medium-Power Single-Phase Power Supplies,". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.52, nº1, Febrero 2005, pág. 46-55.
- [1.33] <http://www.vicorpower.com/>

