

2

LÍMITES DINÁMICOS DEL CORRECTOR DEL FACTOR DE POTENCIA

En este capítulo se va a llevar a cabo un detallado estudio del comportamiento de los emuladores de resistencia con control con multiplicador comúnmente llamados “Correctores del Factor de Potencia”. Tradicionalmente, estos convertidores son utilizados como primera etapa para la corrección del factor de potencia, siendo necesaria una segunda etapa para dotar al conjunto de una dinámica aceptable. En particular, se realizará un exhaustivo estudio del comportamiento de su lazo de tensión y de la posibilidad de aumentar su ancho de banda. Sin embargo, al aumentar el ancho de banda la distorsión en la corriente de entrada puede llevar al incumplimiento de la norma IEC 61000-3-2. En este capítulo se presenta un modelo estático y dinámico del Corrector del Factor de Potencia para un diseño del lazo de tensión tradicional. Posteriormente, se presentará otro modelo estático y dinámico del Corrector del Factor de Potencia incrementando la dinámica de la tensión de salida, distorsionando la corriente de entrada en el límite de la normativa. Finalmente, gracias a estos modelos se deducirán sus límites dinámicos.

2.1 EL EMULADOR DE RESISTENCIA

Como se ha comentado en el capítulo anterior, para el cumplimiento de la norma IEC 61000-3-2 no es necesario tener una corriente de entrada con una forma de onda perfectamente senoidal. Sin embargo, en algunas aplicaciones se hace necesario obtener los mejores resultados posibles en lo que se refiere a calidad de corriente demandada por la entrada [2.1], ya que es posible obtener corrientes perfectamente senoidales. Por el contrario, este tipo de soluciones son más costosas (solución de dos etapas). Como se concluyó en el capítulo anterior, con ciertas

modificaciones en su lazo de tensión pueden ser utilizadas como única etapa para ciertas aplicaciones, reduciendo así su coste. El principio básico de funcionamiento de este tipo de soluciones se fundamenta en lo que se ha dado a conocer en los últimos tiempos como el concepto de Emulador de Resistencia.

2.1.1 PRINCIPIOS BÁSICOS DEL EMULADOR DE RESISTENCIA

El esquema básico de un Emulador de Resistencia se muestra en la Figura 2.1. 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 para obtener un Factor de Potencia (FP) unitario. Por esta razón, muchos autores [2.2]-[2.4] denominan a este convertidor “Emulador de Resistencia” (ER).

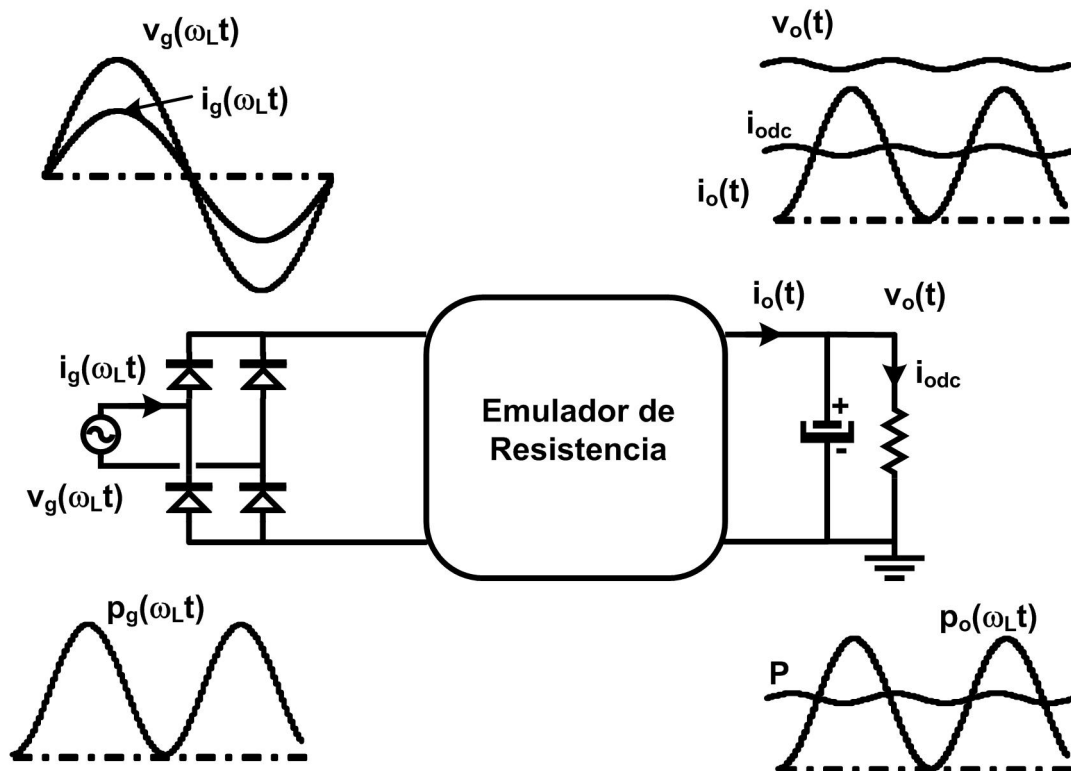


Figura 2.1. Concepto de ER y sus las principales formas de onda.

Es necesario tener en cuenta una serie de características importantes con respecto al Emulador de Resistencia:

- 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 normalmente de 50 o 60 Hz, por lo que, una vez rectificada, la frecuencia de la tensión a la entrada del convertidor será de 100 o 120 Hz. Sin embargo, la frecuencia de conmutación del convertidor estará típicamente comprendida entre 50 y 250 kHz. Por lo 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 ER. Por esta razón, será razonable admitir la hipótesis de “cuasiestatismo” a la hora de analizar el funcionamiento de un ER. Esta hipótesis consiste en considerar que la tensión de entrada permanece constante durante un ciclo de conmutación.

Se debe también tener en cuenta que los elementos reactivos del convertidor (bobinas y transformadores) 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 constante. Este elemento es el condensador de salida del ER al que se llamará “condensador de almacenamiento”. Si admitimos que el valor de este condensador es suficientemente grande como para mantener la tensión de salida del convertidor 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, obteniéndose una tensión continua a la salida. De hecho, será este “condensador de almacenamiento” el único capaz de reducir el rizado de tensión de dos veces la frecuencia de red en la tensión de salida.

Se definirá como “resistencia vista por el ER”, $r(\omega_L t)$, 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 [2.4] que se cumple:

$$r(\omega_L t) = \frac{R_L}{2 \sin^2(\omega_L t)} \quad (2.1)$$

donde R_L es la resistencia de carga o el cociente entre v_{odc} e i_{odc} si se hubiera considerado otro convertidor en cascada como carga del emulador de resistencia.

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

Se puede calcular también la relación de transformación del ER $m(\omega_L t)$, definida como el cociente entre la tensión de salida v_{odc} , que es constante, y la tensión de entrada $v_g(\omega_L t)$, que es variable:

$$m(\omega_L t) = \frac{v_{odc}}{|v_g(\omega_L t)|} = \frac{M}{|\sin(\omega_L t)|} \quad (2.2)$$

donde M es el cociente entre la tensión de salida v_{odc} y el valor de pico de la tensión de entrada, v_{gp} . Observando esta ecuación, se puede 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 lo tanto, para que un convertidor CC/CC pueda operar como ER, debe cumplir estas 2 ecuaciones. No vale pues, cualquier convertidor para trabajar como ER. Sólo serán aptos para ser usados como ER ideales aquellos convertidores que satisfagan simultáneamente ambas ecuaciones. Por ejemplo, el convertidor reductor o convertidor *buck* no satisface la ecuación (2.2) para todo $m(\omega_L t)$ 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 (2.1) y (2.2) sirven para estudiar algunos aspectos del funcionamiento interno de los ER. Por ejemplo, las tensiones y las corrientes en sus componentes (como se puede ver en [2.4]-[2.5] aplicado al SEPIC), la variación de ciertos parámetros internos del ER (como se puede encontrar en [2.6] 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 [2.7].

2.1.2 EL CONTROL DEL EMULADOR DE RESISTENCIA

El control de un ER tiene dos misiones fundamentales. 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. Por otra parte, obliga a que la corriente de entrada del ER sea una senoide rectificada, y por lo tanto, a que la corriente de entrada antes del puente rectificador sea senoidal. Estos dos objetivos se pueden 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 salvo las relativas al funcionamiento como ER. 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 convertidores conmutados convencionales operando en Modo de Conducción Discontinuo (MCD) es perfectamente posible conseguir que la corriente de entrada del ER tenga la misma (o casi la misma) forma de onda que la tensión de entrada. Al ser esta última una senoide rectificada 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”.

2.1.2.1 Control con multiplicador

El esquema básico de este tipo de control está basado en dos lazos de realimentación. 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. 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. Esta señal se obtiene del otro lazo de realimentación (el lazo de tensión) siendo precisamente ésta 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 la señal de error. En el fondo, esta señal determina la potencia extraída de la red y, dado que el ER es un convertidor idealmente no disipativo, la potencia entregada a la carga queda también determinada. En la Figura 2.2 se muestra el esquema básico del control con multiplicador.

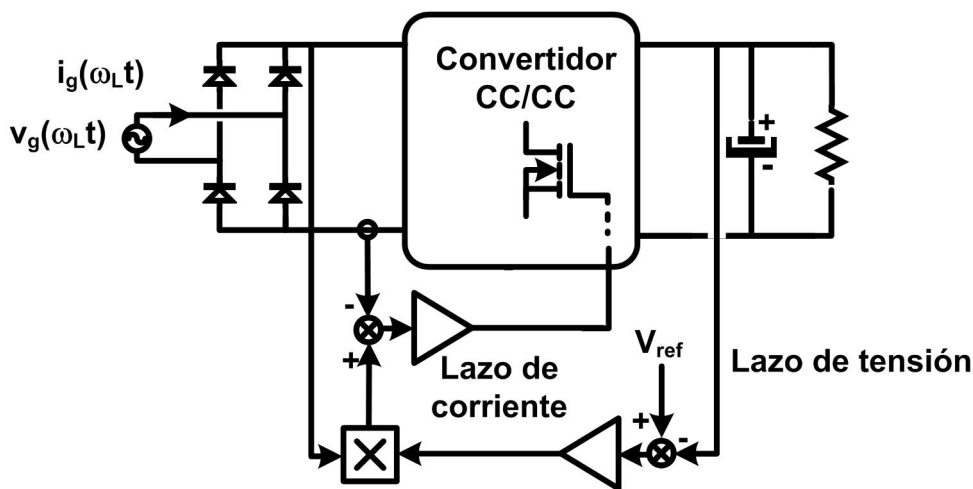


Figura 2.2. Concepto de ER con control con multiplicador.

Mediante estos dos lazos se puede conseguir que la tensión de salida sea constante y además, demandar de la red una corriente senoidal. Es importante resaltar que la señal de error del lazo de tensión 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 dos veces la frecuencia de red de la tensión de salida para que dicho rizado no aparezca en la señal de error, y pueda por tanto distorsionar la forma de la corriente de entrada. Si se considera un filtro ideal, la tensión de dicha señal será constante y la referencia a seguir por el lazo de tensión será senoidal. 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 la tensión de salida. En cuanto al lazo de corriente, es posible implementar diversos modos de control:

- Control en modo corriente promediada.

- Control en modo corriente de pico con tiempo “off” constante.
- Control en modo corriente de pico a frecuencia fija.

El que mejores características presenta y es más ampliamente utilizado, es el control en modo corriente promediada [2.1].

2.1.2.2 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 Modo de Conducción Continuo (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 [2.2]-[2.4] y [2.9]-[2.11]. 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: resulta muy sencillo realizar un ER utilizando estas topologías. De hecho, en este tipo de control únicamente es necesario diseñar un 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 de la tensión de salida 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, se puede 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), tal como se puede comprobar en la Figura 2.3. 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 ER podrá funcionar en redes de distribución de frecuencias más altas que las típicas de red (como por ejemplo, las redes de 400 Hz utilizadas en aviónica).

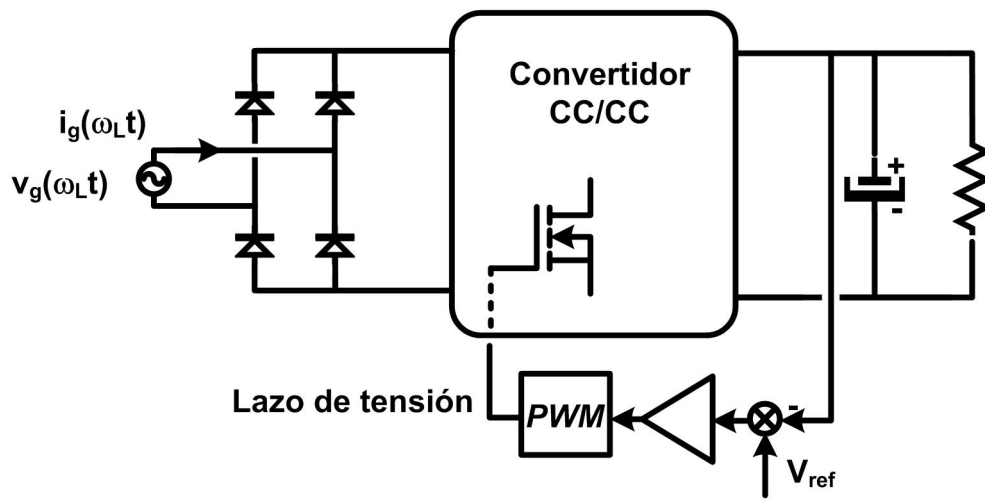


Figura 2.3. Control del Emulador de Resistencia como seguidor de tensión.

Por otra parte, el hecho de trabajar en MCD 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. Por lo tanto, se produce una penalización en el rendimiento del ER “natural” en relación al control con multiplicador, haciéndose más significativo a medida que se aumenta la potencia a procesar. Además, 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.

2.1.3 TOPOLOGÍAS DE POTENCIA USADAS COMO EMULADOR DE RESISTENCIA

Para que una topología pueda ser usada como ER ideal, debe cumplir las ecuaciones (2.1) y (2.2). 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 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 61000-3-2, 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 tensiones de salida entorno a 24 V o 48 V, el convertidor reductor podría ser una buena opción. Solo dejaría de funcionar como ER 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 FP cercanos a 0,98 y con un contenido armónico tal que cumpliría perfectamente la norma.

Dentro de las topologías que cumplen ambas condiciones ((2.1)y (2.2)), se puede hacer la siguiente clasificación: Topologías básicas de ER con un único transistor, topologías con varios transistores y topologías de conmutación suave.

2.1.3.1 Topologías básicas de ER con único transistor

Salvo el convertidor reductor y su familia de convertidores, el resto de topologías básicas con un único transistor pueden operar como ER ideales, es decir, el convertidor elevador, el reductor-elevador, el SEPIC y el *Cuk* (Figura 2.4).

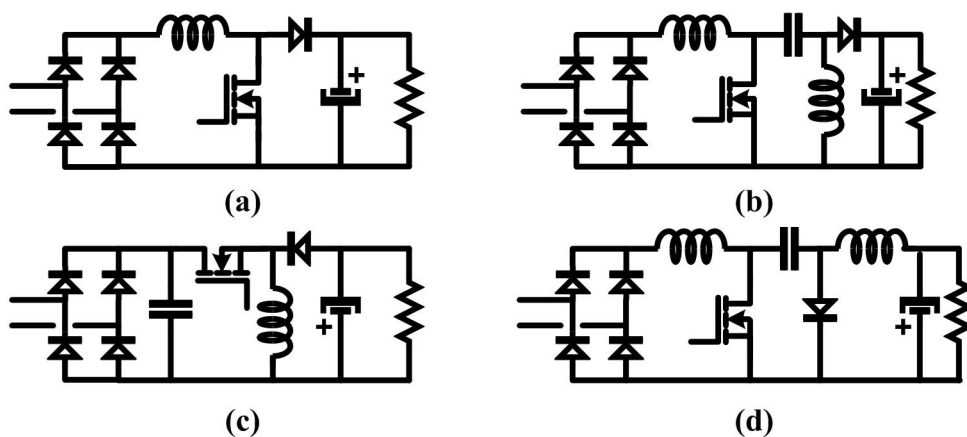


Figura 2.4. Topologías con un único interruptor de potencia y sin aislamiento galvánico: a) Elevador; b) SEPIC; c) Reductor-elevador; d) *Cuk*.

Las características principales de estas topologías se pueden observar en la Tabla 2.1. 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 introducir protecciones y que sólo es válida para aplicaciones en las que la tensión de salida sea mayor que la de entrada. Como ya se comentó en el capítulo anterior, 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.

	Esfuerzos semiconductor	Bobina entrada	MOSFET masa	Tensión salida	Posibilidad aislamiento	Protección
Elevador	Bajos	Sí	Sí	Alta	No	No
Reductor- elevador	Altos	No	No	Alta/Baja	Sí	Sí
Sepic-Cuk	Altos	Sí	Sí	Alta/Baja	Sí	Sí

Tabla 2.1. 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* (Figura 2.5) presentan buenas características, más aun si se tiene en cuenta que pueden comportarse como seguidor de tensión.

2.1.3.2 Topologías con varios interruptores

Si en lugar de un sólo transistor se utilizan varios, se pueden solucionar algunos de los problemas que presentan las topologías anteriormente descritas, aunque para ello se esté complicando la topología. En la Figura 2.6a 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 S_1 y al diodo D_1 en conmutación, mientras que el transistor S_2 está permanentemente en corte y el diodo D_2 permanentemente en conducción. Sin

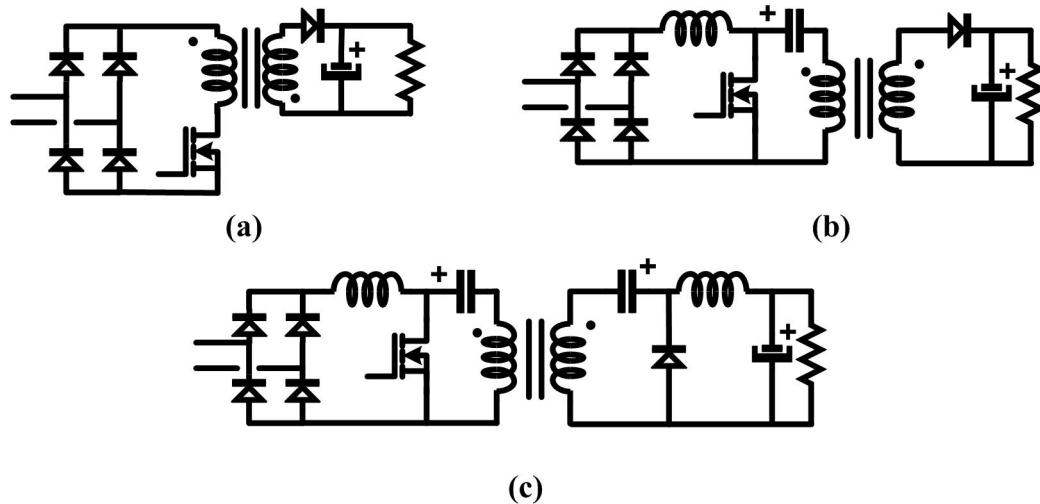


Figura 2.5. Topologías con un interruptor de potencia y aislamiento galvánico: a) *Flyback*; b) *SEPIC*; d) *Cuk*.

embargo, si la tensión de salida es mayor que la de entrada, el convertidor funcionará globalmente en modo elevador. Para ello, el transistor S_1 permanece constantemente en conducción y el diodo D_1 constantemente en bloqueo, trabajando en conmutación S_2 y D_2 . Con esta topología se consiguen obtener tensiones de salida más bajas que con un elevador y además, al tener el transistor S_1 en serie con la salida, es posible implementar protecciones contra sobrecorriente. Es obvio que todo esto se consigue complicando la etapa de potencia original.

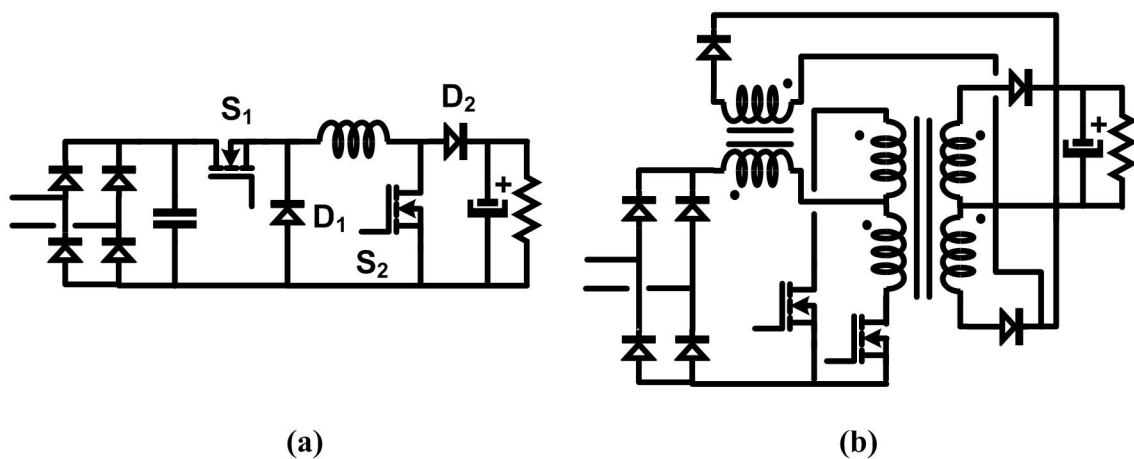


Figura 2.6. Topologías con varios interruptores: a) Conexión en cascada de un convertidor reductor y un elevador; b) Convertidor simétrico alimentado en corriente.

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 2.6b 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”.

2.1.3.3 Topologías de conmutación suave

Algunas de las topologías tradicionales de inversores resonantes, que posteriormente fueron adaptadas para su uso en convertidores CC/CC [2.12] también han sido experimentadas para realizar corrección del factor de potencia [2.13]. Concretamente, el convertidor Resonante Cargado en Paralelo (PRC) que se muestra en la Figura 2.7a, presenta excelentes características para realizar esta función. Con esta topología se pueden conseguir FP 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 [2.14] han sido estudiados como posibles ER. En [2.15], 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 [2.16] se estudia la versión SEPIC de este tipo de convertidores para dicha aplicación, extendiéndose dicho estudio a otras versiones en [2.17]. Es importante reseñar que todos estos convertidores son apropiados para ser controlados como seguidor de tensión, con la consiguiente simplicidad del circuito de mando (Figura 2.7b).

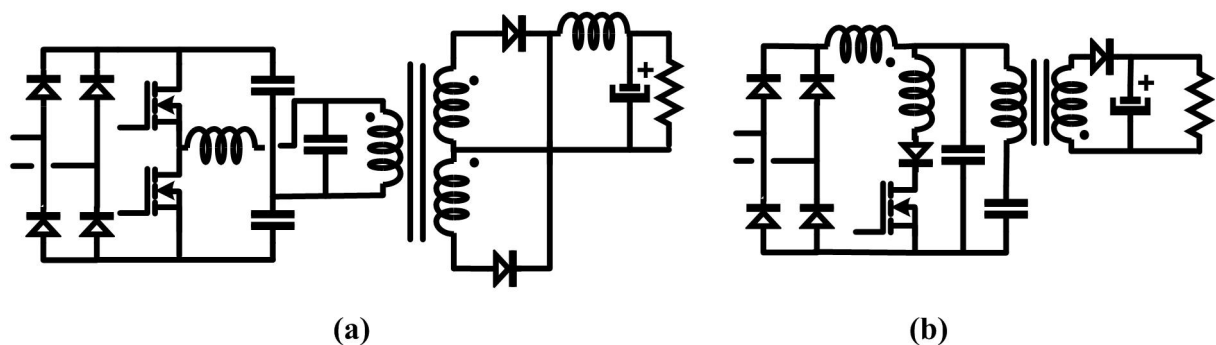
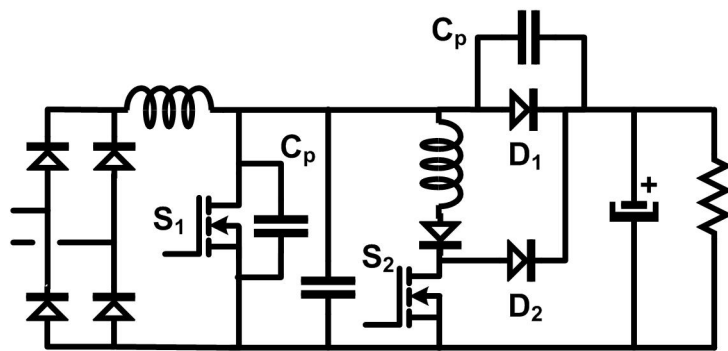
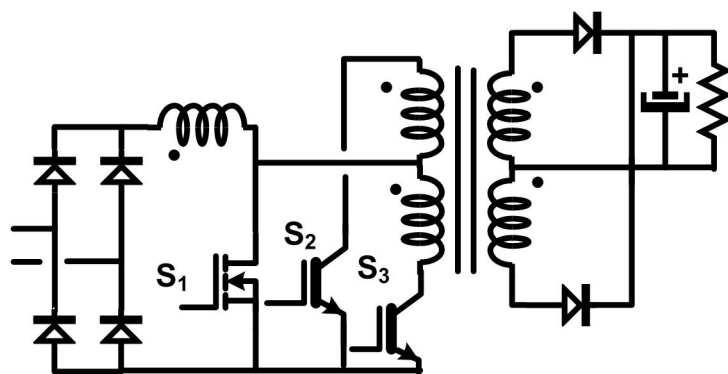


Figura 2.7. Convertidores resonantes: a) Convertidor Resonante cargado en Paralelo (PRC); b) SEPIC cuasirresonante conmutado a corriente cero y con interruptor de media onda.

Los circuitos de conmutación suave no resonantes representados en la Figura 2.8 [2.19]-[2.21] tienen un especial interés para ser usados como ER. El convertidor que se muestra en la Figura 2.8a, es un convertidor *PWM* de Transiciones a Tensión Cero (*ZVT PWM*). Las conmutaciones del transistor y diodo principales (S_1 y D_1) se realizan a tensión cero, aprovechándose las capacidades parásitas de ambos (C_p) para formar parte del circuito resonante. Las tensiones máximas en todos los semiconductores están acotadas por la tensión de salida, mientras que la corriente lo está por el valor de la corriente de entrada en cada instante. La corriente media manejada por el transistor y los diodos auxiliares (S_2 y D_2) es mucho menor. Esta topología presenta el inconveniente de que el gobierno del transistor S_2 requiere la generación de un corto pulso de conducción antes de que el transistor principal S_1 se ponga en conducción. El convertidor que se muestra en la Figura 2.8b representa un convertidor simétrico (*push-pull*) alimentado en corriente con un elemento adicional: el transistor S_1 . Este transistor se gobierna de



(a)



(b)

Figura 2.8. 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.

forma que esté conduciendo durante las transiciones de S_2 y S_3 , con lo que las transiciones de estos dos interruptores se realizan a tensión cero y por tanto, sin pérdidas. S_1 debe ser un transistor muy rápido (p.ej. un MOSFET), mientras que S_2 y S_3 deben ser muy robustos y con bajas pérdidas en conducción (p.ej. IGBTs).

2.1.4 EL PROBLEMA DINÁMICO DEL EMULADOR DE RESISTENCIA

Como se ha comentado anteriormente, la presencia de un filtro pasabajos en el lazo de realimentación de tensión de un ER es la causa del mal comportamiento dinámico de la tensión de salida 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. Existen dos líneas de investigación que persiguen la mejora de la dinámica de los ER según la etapa sobre la que se pretenda actuar:

- Etapa de potencia: Soluciones basadas en modificaciones de la etapa de potencia.
- Etapa de control: Soluciones basadas en modificaciones en los lazos de control.

2.1.4.1 Soluciones basadas en modificaciones de la etapa de potencia

La solución más conocida se basa en conectar al ER un convertidor CC/CC en cascada (Figura 2.9a). De esta forma, la primera etapa (el ER) se encarga de demandar de la red una corriente senoidal y genera una tensión continua bastante estable como tensión de entrada para el convertidor CC/CC que se conecta en cascada. Por esta razón, al ser los ER con control con multiplicador los más usados como primera etapa en aplicaciones de más de 600 W, son comúnmente denominados “Correctores del Factor de Potencia” (CFP). Por otra parte, la misión del convertidor CC/CC es dar una buena dinámica al sistema global. Esta solución es cara y compleja, por lo que no resulta competitiva con potencias bajas, tal como se comentó en el capítulo anterior. 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 ER y un convertidor en puente completo con control de fase desplazada (*Phase shifted control*) como segunda etapa [2.22]-[2.23].

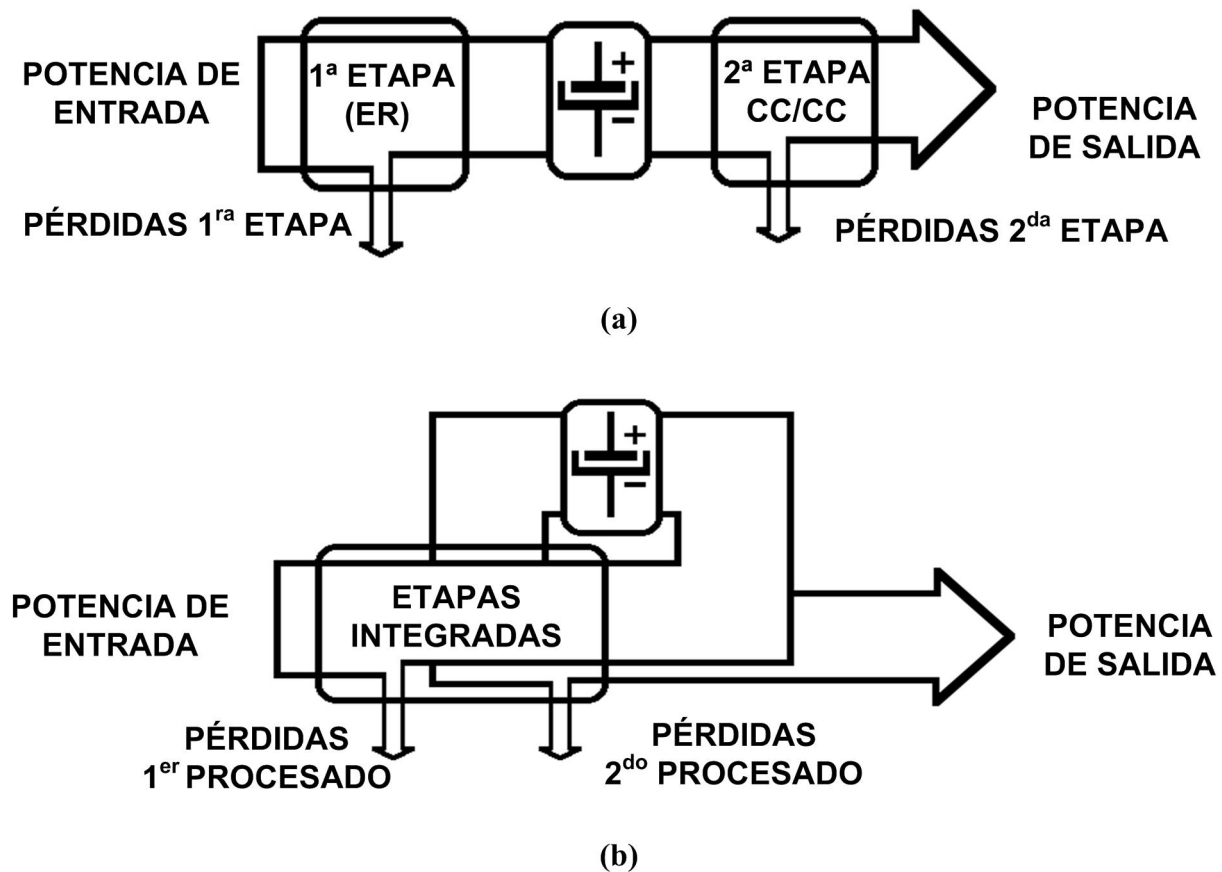


Figura 2.9. Procesado de potencia de las soluciones basadas en modificaciones de la etapa de potencia: a) Convertidores con dos etapas; b) Convertidores con dos etapas integradas.

Dadas las características del sistema de dos etapas, 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. Por lo tanto, numerosos autores han propuesto nuevas topologías de ER en busca de una buena solución para la mejora de su dinámica a un coste lo más reducido posible, y así hacer al ER realmente competitivo a bajos niveles de potencia. Evidentemente, cada convertidor tendrá su campo de aplicación concreto debido a sus limitaciones. A continuación se realiza una breve descripción de las mismas:

- Convertidores de dos etapas integradas: La idea básica es integrar en una sola etapa las dos del esquema tradicional (Figura 2.9b). Esto se consigue normalmente haciendo conmutar a las dos a la misma frecuencia e integrando los interruptores [2.24]. En [2.25] y [2.26] se describen los primeros circuitos desarrollados siguiendo esta filosofía. Esta solución presenta en general unos rendimientos muy bajos debido al doble procesado de la potencia.

- Convertidores con procesamiento energético menor que el doble: El objetivo de estas soluciones es procesar la potencia manejada por el convertidor menos de dos veces (una vez para conseguir corrección del factor de potencia gracias al ER y otra para tener regulación rápida de la tensión de salida gracias al convertidor CC/CC). Así se intenta conseguir una mejora del rendimiento, aunque para ello, la complejidad del convertidor aumente. En esta línea se han desarrollado tres tipos de soluciones:
- Circuitos basados en el sistema de “bomba controlada por carga”: La idea básica de funcionamiento se puede observar en la Figura 2.10a. 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 FP. En [2.27] se puede encontrar la primera realización física de esta idea, aunque también son posibles soluciones basadas en “Convertidores Dobles” [2.28]. Una aplicación en la que se ha extendido mucho el uso de circuitos basados en el principio de bomba de carga controlada son los balastos electrónicos para la alimentación de tubos fluorescentes [2.29]-[2.31].
- Circuitos basados en el “procesado paralelo de potencia”: La potencia de entrada de un ER 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 procesado 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 2.10b. Basándose en este principio, se han propuesto varias realizaciones prácticas: En [2.32] se utiliza un esquema de dos convertidores con transformadores, en [2.33] se integran ambos convertidores y en [2.34] se plantea una solución que divide en dos la tensión de salida de un circuito corrector del factor de potencia y conecta a una de esas subdivisiones un convertidor CC/CC auxiliar que se encarga de

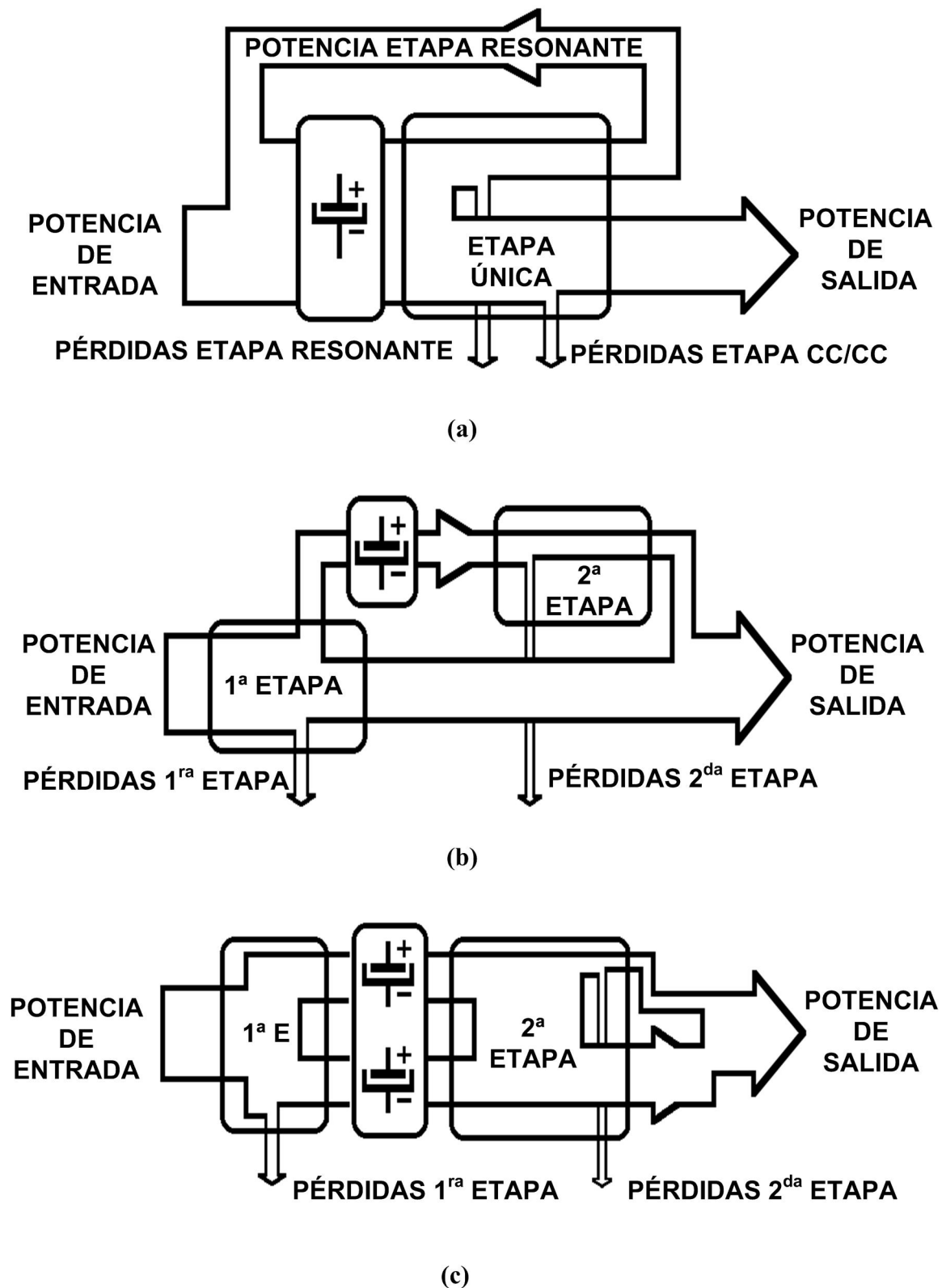


Figura 2.10. Procesado de potencia de las soluciones basadas en modificaciones de la etapa de potencia con procesado menor que el doble: a) Circuitos basados en el sistema de “bomba controlada por carga”; b) Circuitos basados en el “procesado paralelo de potencia”; c) Circuitos basados en “posreguladores de alto rendimiento”.

mantener la tensión de la carga a alimentar constante. En [2.35] se optimiza su rendimiento para el cumplimiento de la normativa EN 61000-3-2.

- Circuitos basados en “posreguladores de alto rendimiento”: Este tipo de circuitos utilizan una nueva filosofía [2.36]-[2.38]. Básicamente se podría asimilar a un esquema tradicional de dos etapas de la Figura 2.10c. La primera es una etapa de corrección de FP clásica que procesa el 100 % de la potencia para obtener una corriente de entrada senoidal. 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 con respecto a la tensión de salida, pero para ello sólo procesa una pequeña parte de la potencia total, con lo que es posible obtener al mismo tiempo muy buenos rendimientos. En [2.36]-[2.38] se desarrolla un posregulador basado en esta filosofía, el posregulador reductor de dos entradas (*Two Input buck*, *TIbuck*, en su denominación anglosajona), con la particularidad de que este posregulador necesita que la etapa previa de CFP tenga dos salidas. Esta condición puede cumplirse fácilmente con cualquier convertidor con aislamiento galvánico como el convertidor de retroceso (*flyback*).

2.1.1.2 Soluciones basadas en modificaciones en los lazos de control

Otra solución posible para mejorar la dinámica de ER es actuar sobre los lazos de control para aumentar la respuesta dinámica del ER. En los últimos años se han propuesto varias soluciones para la mejora dinámica de los ER con control con multiplicador. Dichas mejoras se analizarán en los siguientes capítulos.

2.2 ANÁLISIS DEL CORRECTOR DEL FACTOR DE POTENCIA (CFP) SIN DISTORSIÓN EN LA CORRIENTE DE ENTRADA

En el presente apartado se va a llevar a cabo el estudio del ER con control con multiplicador. Estos tipos de convertidores son comúnmente llamados “Correctores del Factor de Potencia” (CFP) [2.2] y [2.3]. Se va a realizar un análisis estático y dinámico del mismo suponiendo una distorsión armónica de la corriente de entrada muy baja, y por tanto, despreciable. Para ello se ha

de colocar (como anteriormente se dijo) un filtro pasabajos en el lazo de tensión para eliminar el rizado de dos veces la frecuencia de red proveniente de la tensión de salida. Como consecuencia la dinámica de la tensión de salida es baja. Así, hablar de distorsión nula de la corriente de entrada significa hablar de dinámica lenta de la tensión de salida en este tipo de convertidores.

2.2.1 ANÁLISIS ESTÁTICO DEL CFP SIN DISTORSIÓN EN LA CORRIENTE DE ENTRADA

Como ya se ha comentado anteriormente con el CFP se consigue una corriente de entrada senoidal, y por tanto, un FP unidad. La Figura 2.11 muestra el CFP con sus principales formas de onda.

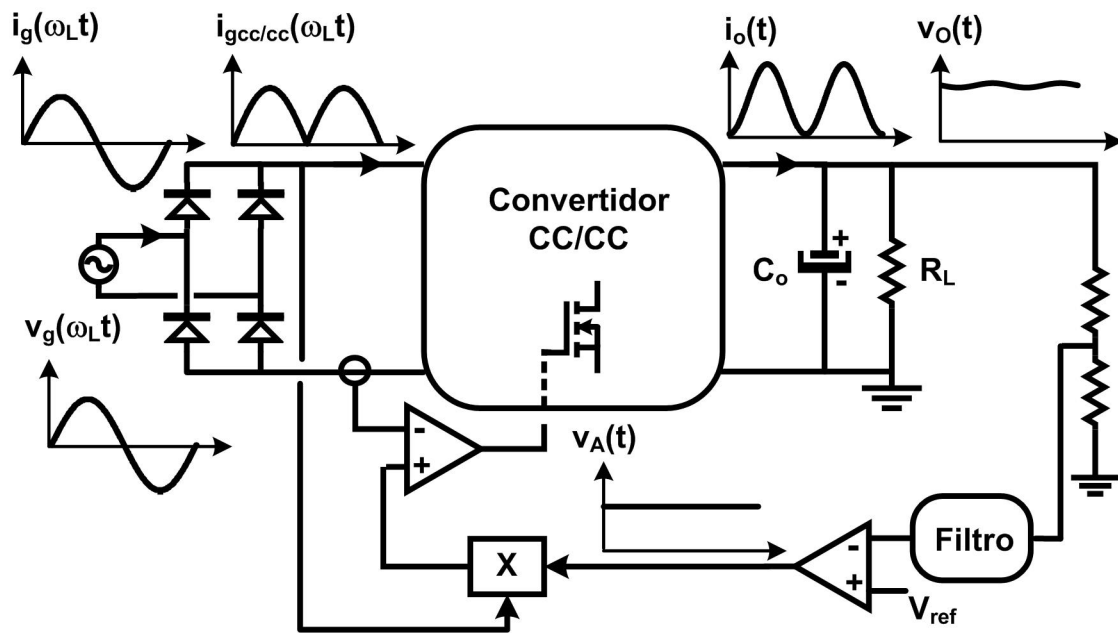


Figura 2.11. CFP sin distorsión en la corriente de entrada y sus principales formas de onda.

Como se puede comprobar, la corriente de entrada del convertidor CC/CC (justo después que el puente rectificador) se obtiene multiplicando la tensión de entrada rectificada ($|v_g(\omega_L t)|$) por la tensión de salida del lazo de tensión ($v_A(t)$). Dicha tensión, al margen de ser la señal de error del lazo de tensión, también controla el valor eficaz de la corriente de entrada, y por lo tanto, la potencia instantánea. Por otro lado, para que la corriente de entrada sea senoidal la tensión de salida del lazo de tensión ha de ser un valor constante para cada medio ciclo de red ($v_A(t)=V_{Adc}$).

Así, la expresión de la corriente de entrada del convertidor CC/CC se puede calcular a través de la hipótesis de considerar ideal al lazo de corriente, ya que es mucho más rápido que el lazo de tensión (es decir, se modela el lazo de corriente como una acción proporcional K_M):

$$i_{gCC/CC}(\omega_L t) = \frac{v_{gp} |\sin(\omega_L t)| \cdot v_A(t)}{K_M} = \frac{v_{gp} |\sin(\omega_L t)| \cdot v_{Adc}}{K_M} \quad (2.3)$$

donde v_{gp} es la tensión de pico de la tensión de entrada, ω_L es la pulsación de la frecuencia de red ($\omega_L = 2\pi f_L$, siendo f_L la frecuencia de red) y K_M es una constante.

Calculada la corriente justo después del puente rectificador, y siendo ésta una corriente senoidal rectificada, la corriente de entrada del CFP será senoidal:

$$i_g(\omega_L t) = \frac{v_{gp} \sin(\omega_L t) \cdot v_{Adc}}{K_M} \quad (2.4)$$

La potencia instantánea a la entrada del convertidor CC/CC será el producto de la corriente de entrada y la tensión de entrada:

$$p_g(t) = v_{gp} \sin(\omega_L t) \cdot i_g(\omega_L t) = \frac{v_{gp}^2 \cdot v_{Adc}}{2K_M} (1 - \cos(2\omega_L t)) \quad (2.5)$$

donde el valor de K_M se puede deducir a través de la potencia media (P) que procesa el CFP.

$$K_M = \frac{v_{gp}^2 \cdot v_{Adc}}{2P} \quad (2.6)$$

Con (2.4) y (2.6) se puede expresar la corriente de entrada del CFP en función de la potencia media procesada:

$$i_g(\omega_L t) = \frac{2P}{V_{gp}} \sin(\omega_L t) \quad (2.7)$$

Por otro lado, la potencia instantánea a la salida del convertidor CC/CC será igual a:

$$p_o(t) = v_{odc} \cdot i_o(t) \quad (2.8)$$

donde v_{odc} es el valor de continua de la tensión de salida e $i_o(t)$ es la corriente inyectada por el convertidor CC/CC al filtro de salida compuesto por el condensador C_o y la carga en paralelo R_L .

El convertidor CC/CC que forma parte de CFP conmuta a alta frecuencia (50-250 kHz) en comparación con la frecuencia de red ($f_L=50-60$ Hz). Si los elementos reactivos del convertidor CC/CC están diseñados para trabajar a alta frecuencia, no pueden almacenar energía a la frecuencia de red. Luego en el análisis estático a baja frecuencia no se consideran pérdidas de potencia. Considerando rendimiento unidad en el convertidor CC/CC, el balance de potencia en la mitad de un ciclo de red será:

$$p_g(t) = p_o(t) \quad (2.9)$$

Con un alto FP, la tensión y la corriente están en fase y así la potencia instantánea de entrada y de salida son ambas funciones del tipo seno cuadrado. Suponiendo un condensador C_o lo suficientemente grande para obtener una tensión de salida constante y teniendo en cuenta las expresiones (2.5), (2.8) y (2.9), se puede obtener la expresión de la corriente a la salida del convertidor CC/CC que forma parte del CFP y está situado justo antes del filtro de salida compuesto por el condensador C_o y la carga en paralelo R_L :

$$i_o(t) = i_{odc} + i_{oac}(t) = i_{odc} + i_{o2}(2\omega_L t) = \frac{P}{V_{odc}} (1 - \cos(2\omega_L t)) \quad (2.10)$$

donde i_{odc} es la componente de continua de la corriente de salida del convertidor CC/CC y $i_{o2}(2\omega_L t)$ es la componente de dos veces la frecuencia de red.

Como muestra la Figura 2.12, la componente de alterna de la corriente de salida produce un rizado en la tensión de salida ($v_{oac}(t)$). Por lo tanto, la tensión de salida tendrá una componente de continua y una componente de alterna de dos veces la frecuencia de red:

$$v_o(t) = v_{odc} + v_{oac}(t) = v_{odc} + v_{o2}(2\omega_L t) \quad (2.11)$$

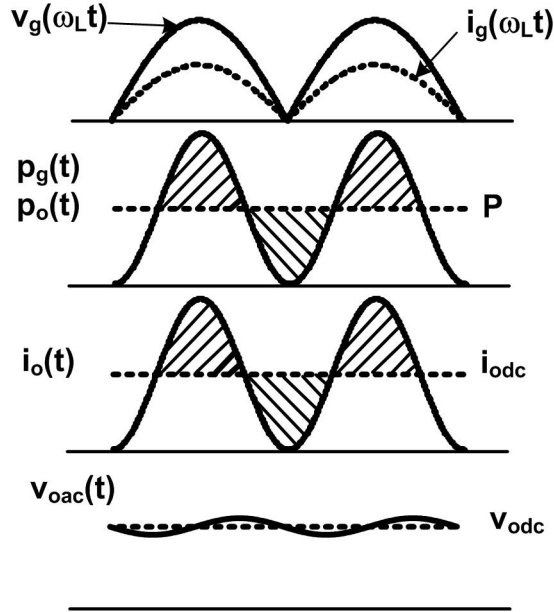


Figura 2.12. Formas de onda del CFP sin distorsión en la corriente de entrada.

En este caso, el condensador de salida será el único capaz de reducir el rizado de la tensión de salida, ya que la dinámica de la tensión de salida está limitada por el filtro pasabajos situado en el lazo de tensión. Así, se puede considerar que i_{odc} circulará por la carga R_L y $i_{o2}(2\omega_L t)$ por el condensador C_o . La expresión del rizado de tensión de salida será:

$$v_{o2}(2\omega_L t) = \frac{1}{C_o} \int_0^t i_{o2}(t) dt = -\frac{P}{2\omega_L v_{odc} \cdot C_o} \sin(2\omega_L t) \quad (2.12)$$

En el diseño de fuentes de alimentación existen dos criterios para cuantificar la capacidad del condensador de salida. Ambos criterios están relacionados con la energía requerida por el condensador de salida para cumplir ciertas especificaciones:

- En el diseño de fuentes de alimentación CA/CC para alimentar lógica digital (microcontroladores y microprocesadores) y en aplicaciones en telecomunicaciones se hace necesario dotar a la fuente de un tiempo de mantenimiento (t_M) ante un fallo de la red (Figura 2.13a). En este caso, se ha de calcular la capacidad de salida del CFP para que la fuente de alimentación siga alimentando la carga durante un fallo de red de duración t_M . En este cálculo se ha de especificar la tensión final que alcanza el condensador C_o en condiciones de no existencia de red (v_F). Este valor está relacionado con la capacidad de regulación que tiene el convertidor CC/CC que se encuentra colocado “aguas abajo” del CFP. Además da una idea de cuánta energía se puede extraer del condensador sin perder regulación en la fuente de alimentación. La expresión del condensador es:

$$C_o = \frac{2P \cdot t_M}{v_{odc}^2 - v_F^2} \quad (2.13)$$

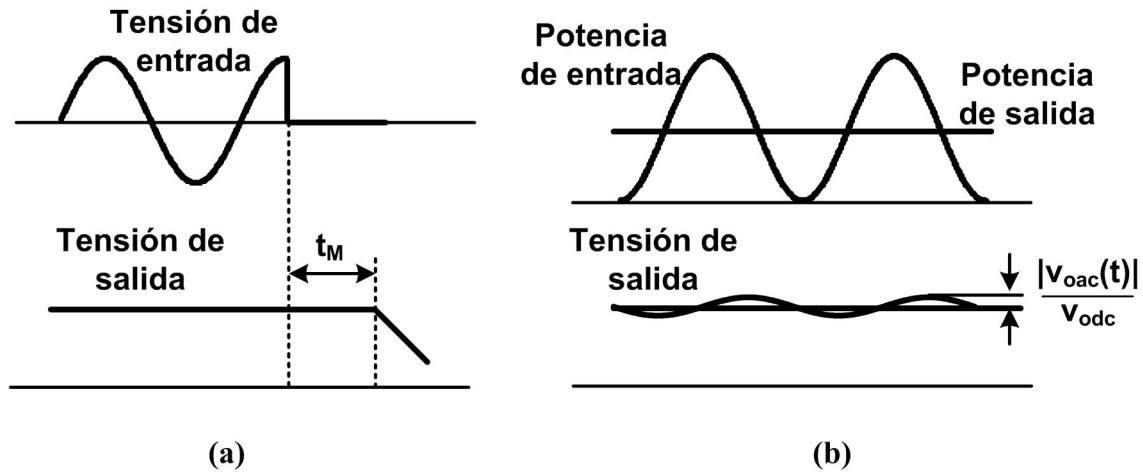


Figura 2.13. Cálculo del condensador de salida en el CFP con: a) Especificación del tiempo de mantenimiento; b) Especificación de rizado de tensión a la salida.

- Por otro lado, cualquier convertidor CA/CC necesita almacenar energía para poder darle el formato adecuado y alimentar a la carga (Figura 2.13b). Así se establece el balance entre la potencia de entrada y la potencia de salida. En este caso, el condensador C_o es calculado para reducir el rizado de tensión a la salida. Partiendo de la ecuación (2.12) la expresión de la capacidad mínima del condensador de salida será:

$$C_o = \frac{P}{2\omega_L \cdot v_{odc}^2 \cdot \frac{|v_{o2}(2\omega_L t)|}{v_{odc}}} = \frac{P}{2\omega_L \cdot v_{odc}^2 \cdot Rzdo_{vo}} \quad (2.14)$$

donde $Rzdo_{vo}$ es el cociente entre la amplitud del rizado de alterna y el valor de continua de la tensión de salida.

Finalmente para que el rizado de tensión de salida no se traslade a la salida del lazo de tensión se coloca un filtro pasabajos (Figura 2.11) para eliminar dicho rizado. Así, el valor de $v_A(t)$ podrá considerarse como un valor constante y las hipótesis que se han realizado para este estudio estático serán correctas.

2.2.2 MODELADO DINÁMICO DEL CFP SIN DISTORSIÓN EN LA CORRIENTE DE ENTRADA

En el siguiente apartado se va a realizar un repaso sobre el modelo de pequeña señal del CFP presentado en [2.39]. Este modelo ha sido utilizado por muchos autores para desarrollar diversos trabajos relacionados con el análisis dinámico de este tipo de convertidores [2.40]-[2.43]. En el presente trabajo también se va a tomar este modelo como punto de partida para el análisis de la respuesta dinámica de la tensión de salida en este tipo de convertidores.

2.2.2.1 Análisis de pequeña señal de la etapa de potencia del CFP sin distorsión en la corriente de entrada

Este análisis de pequeña señal de la etapa de potencia está realizado a partir del promediado de las corrientes de entrada y de salida del CFP a lo largo de medio ciclo de red (Figura 2.14). Por lo tanto, éste es un modelo sólo aplicable a frecuencias inferiores a dos veces la frecuencia de red. Además, en este modelo se supone una distorsión de la corriente de entrada despreciable. Esto significa que la respuesta dinámica de la tensión de salida será muy lenta debido a la necesidad de introducir un filtro pasabajos en el lazo de tensión para eliminar dicha distorsión. Este concepto se traduce en un modelo estático que considere como continua la tensión de salida del lazo de

tensión, tal como se ha desarrollado en el análisis estático presentado en el apartado anterior (2.2.1).

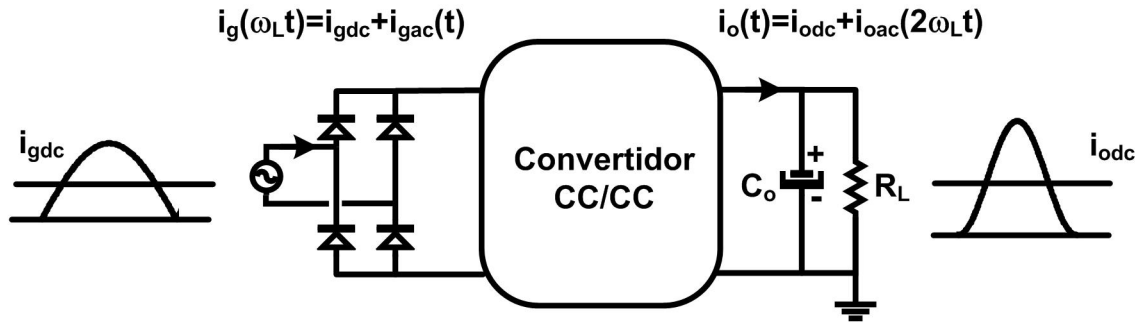


Figura 2.14. Formas de onda promediadas del CFP.

A partir de (2.4) se puede obtener fácilmente la expresión de la corriente de entrada promediada en medio ciclo de red:

$$i_{gdc} = \frac{V_{gp} \cdot V_A}{\sqrt{2} K_M} \quad (2.15)$$

Por otro lado, a partir de la ecuación (2.10) se obtiene la expresión de la corriente de salida promediada:

$$i_{odc} = \frac{V_{gp}^2 \cdot V_A}{2 K_M \cdot V_{odc}} \quad (2.16)$$

Perturbando la expresión (2.15) se obtiene:

$$\hat{i}_{gdc} = \left. \frac{\partial i_{gdc}}{\partial V_{gp}} \right]_{pt} \cdot \hat{v}_{gp} + \left. \frac{\partial i_{gdc}}{\partial V_A} \right]_{pt} \cdot \hat{v}_A \quad (2.17)$$

A partir de aquí, las magnitudes particularizadas para el punto de trabajo (pt) se denotarán en mayúsculas, siendo:

$$\left. \frac{\partial i_{\text{gdc}}}{\partial v_{\text{gp}}} \right]_{\text{pt}} = \frac{V_{\text{A dc}}}{\sqrt{2} K_{\text{M}}} = r_{\text{i}} \quad (2.18)$$

$$\left. \frac{\partial i_{\text{gdc}}}{\partial v_{\text{A}}} \right]_{\text{pt}} = \frac{V_{\text{gp}}}{\sqrt{2} K_{\text{M}}} = g_{\text{igA}} \quad (2.19)$$

donde el valor v_{A} particularizado para un punto de trabajo se denota como $V_{\text{A dc}}$. Por otro lado perturbando la expresión que define la corriente de salida promediada (2.15) se obtiene:

$$\hat{i}_{\text{odc}} = \left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial v_{\text{gp}}} \right]_{\text{pt}} \cdot \hat{v}_{\text{gp}} + \left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial v_{\text{A}}} \right]_{\text{pt}} \cdot \hat{v}_{\text{A}} + \left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial v_{\text{odc}}} \right]_{\text{pt}} \cdot \hat{v}_{\text{odc}} \quad (2.20)$$

donde:

$$\left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial v_{\text{gp}}} \right]_{\text{pt}} = \frac{V_{\text{gp}} \cdot V_{\text{A dc}}}{K_{\text{M}} \cdot V_{\text{odc}}} = g_{\text{iog}} \quad (2.21)$$

$$\left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial v_{\text{A}}} \right]_{\text{pt}} = \frac{V_{\text{gp}} \cdot V_{\text{A dc}}}{K_{\text{M}} \cdot V_{\text{odc}}} = g_{\text{ioA}} \quad (2.22)$$

$$\left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial v_{\text{odc}}} \right]_{\text{pt}} = -\frac{V_{\text{gp}}^2 V_{\text{A dc}}}{K_{\text{M}} \cdot V_{\text{odc}}^2} = -\frac{I_{\text{odc}}}{V_{\text{odc}}} = -\frac{1}{R_{\text{L}}} = -\frac{1}{r_{\text{o}}} \quad (2.23)$$

La Figura 2.15 muestra el circuito equivalente de pequeña señal de CFP a partir de las definiciones realizadas anteriormente. La siguiente figura (Figura 2.16) únicamente se muestra el

circuito de pequeña señal equivalente respecto a la tensión de salida. Como puede comprobarse en la Figura 2.16b, se ha sustituido la expresión (2.23) en el circuito de la Figura 2.16a. Como consecuencia, la carga del circuito equivalente pasa a ser la mitad. Cabe reseñar que esta simplificación es únicamente válida si se considera una carga resistiva a la salida [2.39].

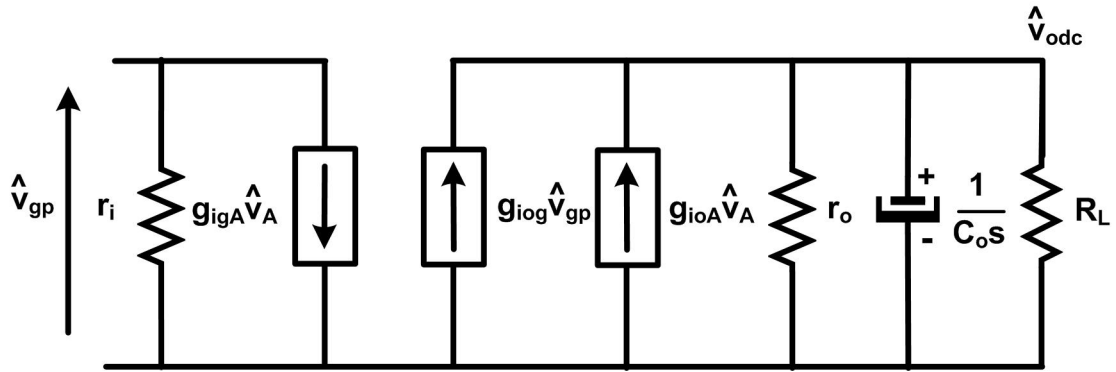
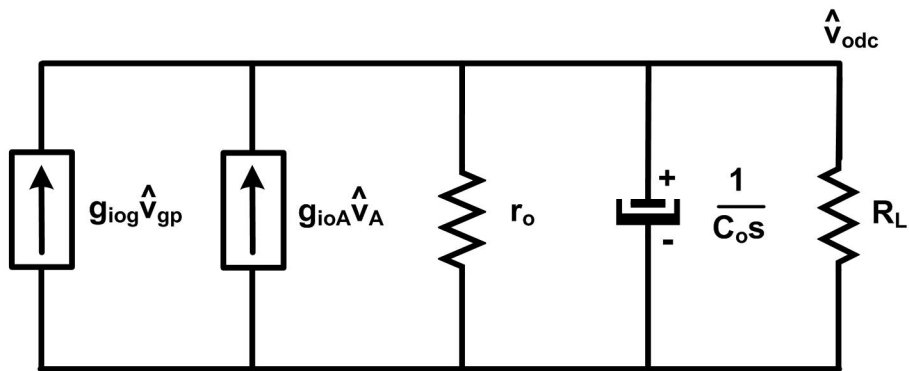
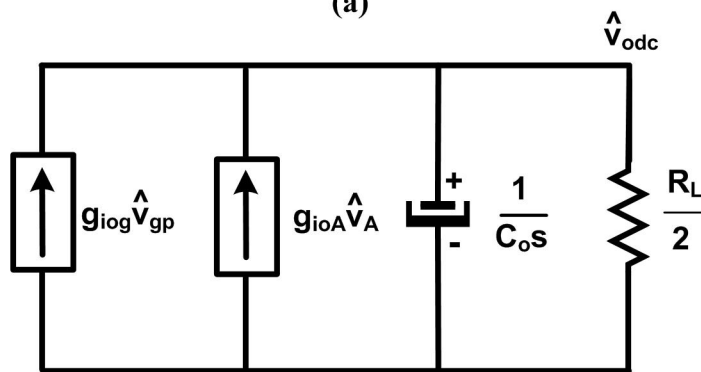


Figura 2.15. Circuito de pequeña señal del CFP.



(a)



(b)

Figura 2.16. Circuito de salida de pequeña señal del CFP.

A partir del circuito de pequeña señal de la Figura 2.16b se pueden obtener:

$$G_{v_{gp}}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{odc}}{\hat{v}_{gp}} \right|_{\hat{v}_A = 0} = \frac{G_{v_{gp}0}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (2.24)$$

$$G_{v_A}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{odc}}{\hat{v}_A} \right|_{\hat{v}_{gp} = 0} = \frac{G_{v_A0}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (2.25)$$

donde:

$$\omega_p = \frac{2}{R_L \cdot C_o} \quad (2.26)$$

$$G_{v_{gp}0} = \frac{V_{gp} \cdot R_L \cdot V_{Adc}}{2 K_M \cdot V_{odc}} \quad (2.27)$$

$$G_{v_A0} = \frac{V_{gp}^2 \cdot R_L}{4 K_M \cdot V_{odc}} \quad (2.28)$$

Si se particulariza la expresión de la corriente de salida (2.16) en el punto de trabajo considerado, y posteriormente, se sustituye dicha expresión en la ecuación (2.27), la expresión $G_{v_{gp}0}$ será:

$$G_{v_{gp}0} = \frac{V_{odc}}{V_{gp}} \quad (2.29)$$

Por otro lado, si se particulariza la expresión de K_M (2.6) en el punto de trabajo y se sustituye en la expresión (2.28) se obtiene también:

$$G_{vA0} = \frac{V_{odc}}{2V_{Adc}} \quad (2.30)$$

Finalmente la Figura 2.17 muestra el diagrama de bloques de la función de transferencia de la respuesta de salida del CFP. Será esta función de transferencia junto con el análisis de pequeña señal del lazo de tensión, las que definirán el comportamiento de este tipo de convertidores en lazo cerrado.

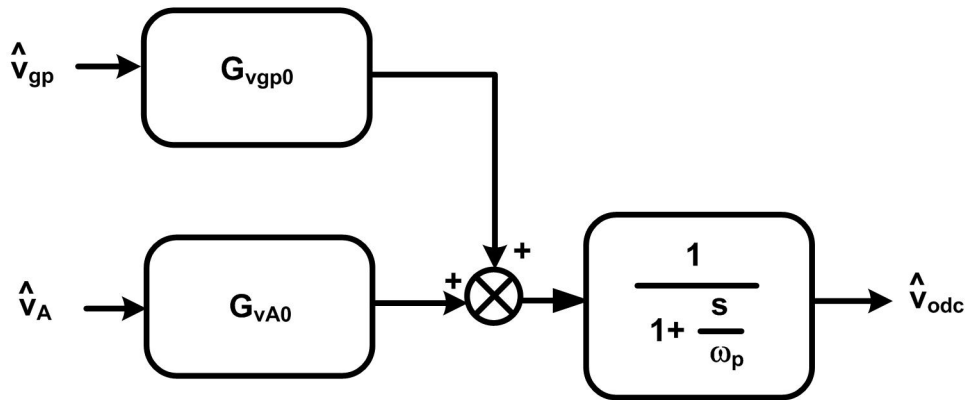


Figura 2.17. Diagrama de bloques del modelo de pequeña señal de la etapa de potencia del CFP.

2.2.2.2 Análisis de pequeña señal del lazo de tensión del CFP sin distorsión en la corriente de entrada

A continuación se va a realizar el análisis en pequeña señal del lazo de realimentación de la tensión de salida del CFP y así completar su análisis dinámico. Con el diseño del lazo de tensión en este tipo de convertidores se pretende regular la tensión de salida del CFP y filtrar el rizado de alterna de dos veces la frecuencia de red. Así no se distorsionará la corriente de entrada. Tradicionalmente en el diseño del regulador de tensión en este tipo de convertidores se utiliza un regulador con acción proporcional, integral y diferencial. La función de transferencia del regulador del lazo de tensión de un CFP se expresa como sigue:

$$A_R(s) = - \frac{A_{Rm} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{AZ}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Ap}}\right) \cdot \frac{s}{\omega_{AZ}}} \quad (2.31)$$

El par polo-cero definido por ω_{AZ} es utilizado para minimizar el error en continua de la tensión de salida. Además, la frecuencia de dicho cero es menor que la frecuencia introducida por el polo ω_{Ap} . Así, el comportamiento del regulador a frecuencias cercanas al ancho de banda del lazo de tensión queda definido por lo que se puede denominar la ganancia del regulador a frecuencias medias (A_{Rm}) y por el polo ω_{Ap} . Por lo tanto, se podrá aproximar la función de transferencia del regulador a la expresión:

$$A_R(s) = \frac{A_{Rm}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Ap}}\right)} \quad (2.32)$$

A partir de ahora, el análisis del lazo de tensión se va a realizar con la expresión del regulador de tensión definida en (2.32). En la Figura 2.18 se representa dicho lazo de tensión. A partir de aquí se definirán los términos del circuito que forman parte del lazo de tensión:

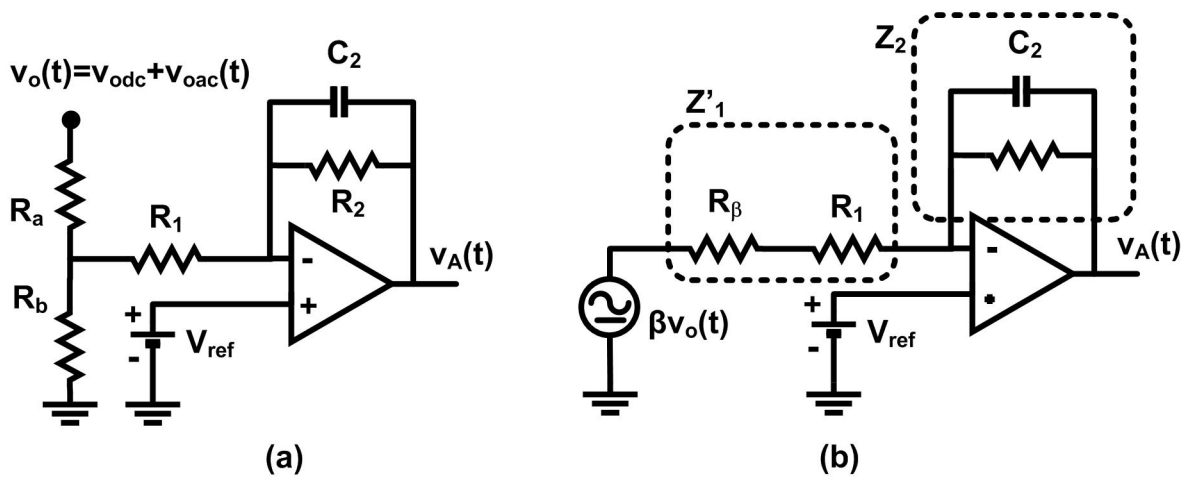


Figura 2.18. Lazo de tensión del CFP.

$$R_{\beta} = \frac{R_a \cdot R_b}{R_a + R_b} \quad (2.33)$$

$$Z'_1 = R_1 + R_{\beta} \quad (2.34)$$

$$Z_2 = \frac{1}{R_2 \cdot C_2 \omega j} \quad (2.35)$$

Relacionando los parámetros del circuito de la Figura 2.18 se pueden obtener los valores de A_{Rm} y ω_{Ap} :

$$A_{Rm} = \frac{R_2}{R_1 + R_{\beta}} \quad (2.36)$$

$$\omega_{Ap} = \frac{1}{R_2 \cdot C_2} \quad (2.37)$$

Por otro lado, el valor de v_A , la ganancia de continua del regulador (A_{R0}), el valor de continua de la tensión de salida y la tensión de referencia del lazo (V_{ref}) determinan el valor del divisor resistivo β :

$$\beta = \frac{v_A - (A_{R0} + 1) V_{ref}}{A_{R0} \cdot v_{odc}} \quad (2.38)$$

Hay que recordar que se está suponiendo que un filtro pasabajos, situado en el lazo de tensión, elimina la distorsión en la tensión de salida del lazo de tensión ($v_A(t)=v_A=v_{Adc}$) para que la corriente de entrada demandada se mantenga senoidal. Además, el regulador original (2.31) que

se ha adoptado para este estudio tiene una ganancia en continua infinita. Por lo tanto, el parámetro β se podrá calcular como sigue:

$$\beta = \lim_{A_{R0} \rightarrow \infty} \frac{(A_{R0} + 1) V_{\text{ref}} - v_{\text{Adc}}}{A_{R0} \cdot v_{\text{odc}}} = \frac{V_{\text{ref}}}{v_{\text{odc}}} \quad (2.39)$$

Finalmente la función de transferencia entre la tensión de salida del CFP y la tensión de salida del lazo de tensión se puede expresar como:

$$\frac{\hat{v}_A}{\hat{v}_{\text{odc}}} = A_R(s) \cdot \beta = \frac{A_{Rm}}{1 + \frac{s}{\omega_{Ap}}} \beta \quad (2.40)$$

a partir de ω_{Ap} , se define f_c como $f_c = 2\pi/\omega_{Ap}$. Por lo tanto, f_c será la frecuencia de corte del filtro pasabajos insertado en el lazo de tensión para mantener nula la distorsión en la corriente de entrada.

Finalmente en la Figura 2.19 se muestra un diagrama de bloques que resume el análisis en pequeña señal del lazo de tensión.

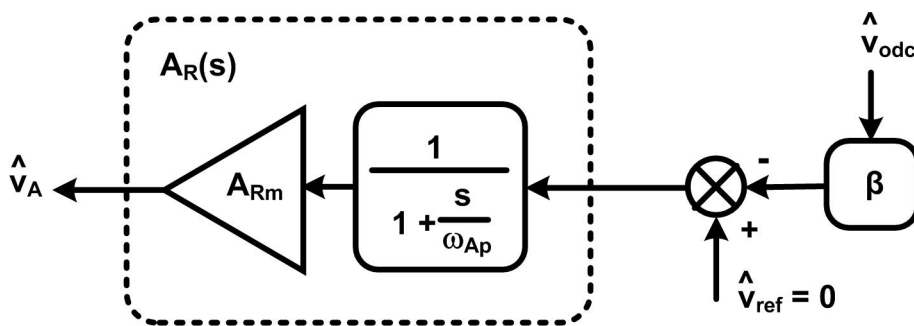


Figura 2.19. Diagrama de bloques del modelo de pequeña señal del lazo de tensión del CFP.

2.2.2.3 Diseño del CFP en lazo cerrado sin distorsión en la corriente de entrada. Límites de aplicación del modelo

La Figura 2.20 muestra el diagrama de bloques del modelo de pequeña señal del CFP en lazo cerrado. Dicho modelo se deduce de las conclusiones obtenidas en los estudios realizados en apartados anteriores.

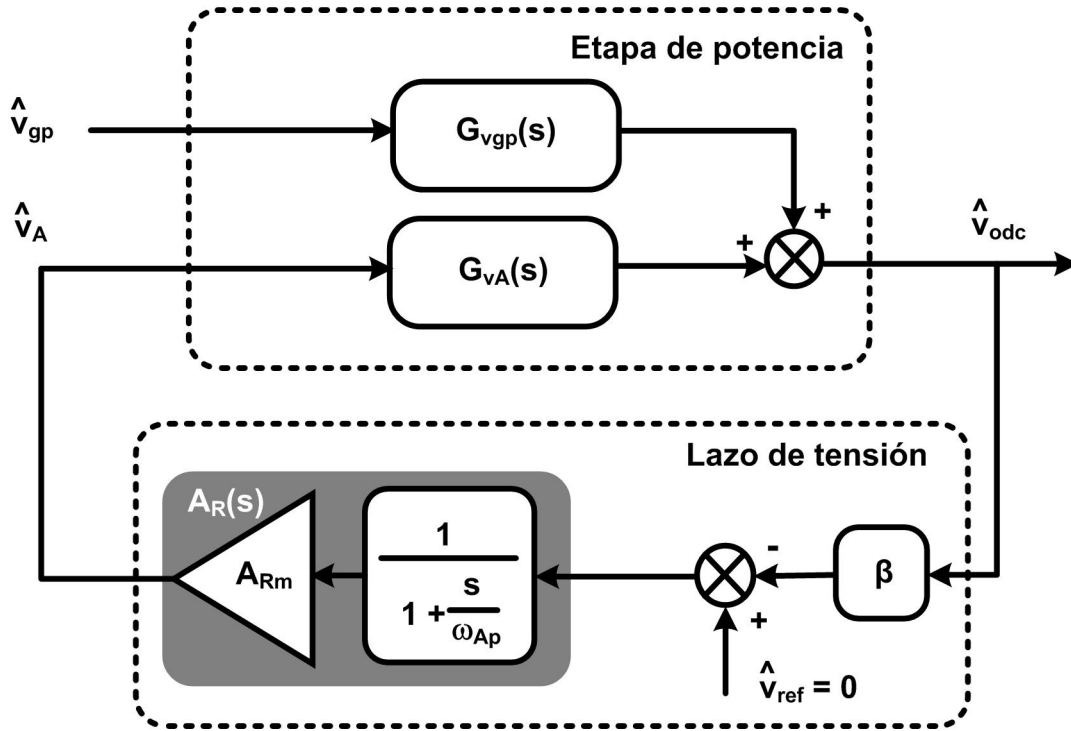


Figura 2.20. Diagrama de bloques del modelo de pequeña señal del CFP.

Teniendo en cuenta las funciones de transferencia calculadas en los apartados anteriores (ecuaciones (2.25), (2.34), y (2.40)) y no considerando la influencia de las variaciones del valor de pico de la tensión de entrada, se puede obtener la función de transferencia del lazo de realimentación del CFP:

$$T(s) = G_{vA}(s) \cdot A_R(s) \cdot \beta = \frac{V_{odc}}{2V_{Adc}} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \cdot \left(-\frac{A_{Rm}}{1 + \frac{s}{\omega_{Ap}}} \cdot \beta \right) \quad (2.41)$$

A partir de la ecuación (2.41) se pueden obtener fácilmente las expresiones que definen el ancho de banda (ω_0) y el margen de fase (ϕ_m) del lazo de realimentación del CFP:

$$1 = \frac{A_{Rm} \cdot \beta \cdot \frac{V_{odc}}{2V_{Adc}}}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_{Ap}}\right)^2\right] \cdot \left[1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_p}\right)^2\right]}} \quad (2.42)$$

$$\phi_m = \pi - \arctg \left(\frac{\omega_0 \left(\frac{1}{\omega_{Ap}} + \frac{1}{\omega_p} \right)}{1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_{Ap} \cdot \omega_p}} \right) \quad (2.43)$$

A partir de (2.42) y (2.43) se pueden calcular los valores de la ganancia del regulador A_{Rm} y la frecuencia de corte del regulador f_c en función de ω_0 y ϕ_m :

$$A_{Rm} = \frac{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_{Ap}}\right)^2\right] \cdot \left[1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_p}\right)^2\right]}}{\beta \cdot \frac{V_{odc}}{2V_{Adc}}} \quad (2.44)$$

$$\omega_{Ap} = \frac{\tg(\phi_m - \pi) \cdot \omega_0^2 - \omega_p \cdot \omega_0}{\tg(\phi_m - \pi) \cdot \omega_p + \omega_0} \quad (2.45)$$

A partir de (2.44) y (2.45), se podrá diseñar el lazo de tensión para obtener una determinada respuesta de la tensión de salida en el CFP para un determinado valor de ω_p , lo que implica un valor específico del rizado de la tensión de salida. Dicha respuesta estará definida por ω_0 y ϕ_m . Por lo tanto, se está proponiendo un diseño del CFP diferente al de la filosofía clásica. Ahora el

objetivo es obtener una determinada respuesta de la tensión de salida del CFP aunque se distorsione la corriente de entrada. Como se comprobará más adelante, con esta filosofía de diseño, el modelo estático y dinámico propuesto anteriormente no es válido ya que para determinados valores de ω_0 y ϕ_m se distorsiona la corriente de entrada significativamente.

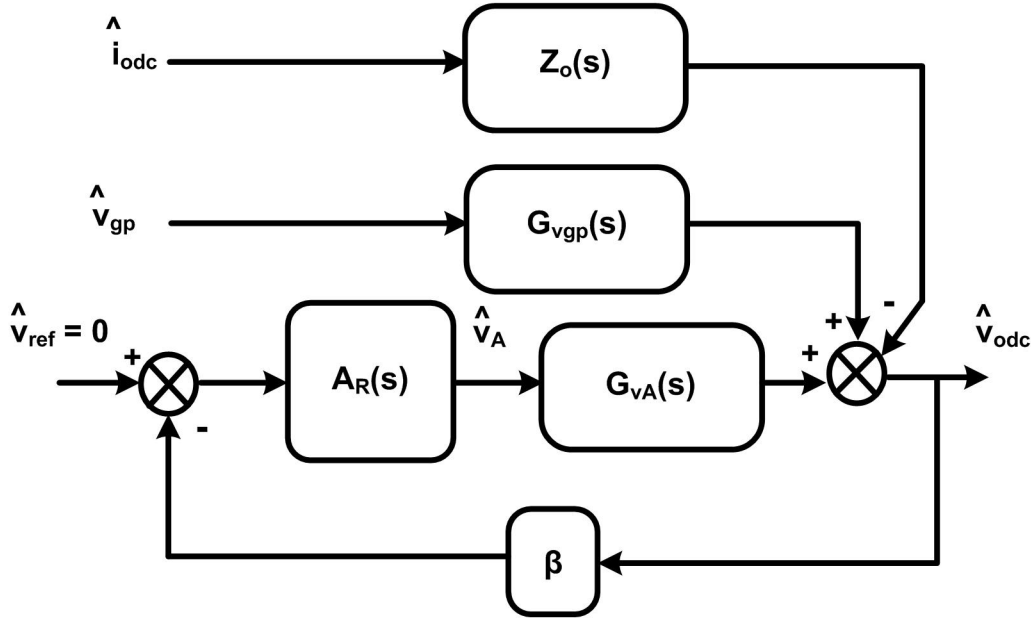


Figura 2.21. Diagrama de bloques completo del modelo de pequeña señal del CFP.

2.2.2.4 Análisis de la respuesta dinámica de la tensión de salida del CFP sin distorsión en la corriente de entrada ante un salto de carga

En la Figura 2.21 se muestra el diagrama de bloques completo del modelo de pequeña señal del CFP. Como se puede comprobar, se introduce otra entrada independiente: la corriente de salida [2.45]. La dinámica de dicha entrada está relacionada con la impedancia de salida $Z_o(s)$ del CFP. Así, el circuito equivalente de pequeña señal del CFP se puede definir a través de tres entradas independientes: la tensión de salida del lazo de tensión v_A , el valor de pico de la tensión de entrada v_{gp} y el valor de continua de la corriente de salida i_{odc} . Por lo tanto, las variaciones del valor de continua de tensión de salida pueden ser expresadas como combinación lineal de la tres entradas aplicadas al circuito de pequeña señal calculado en apartados anteriores y mostrado en la Figura 2.16b. La expresión de dichas variaciones será:

$$\hat{v}_{\text{odc}} = G_{\text{vgp}}(s) \cdot \hat{v}_{\text{gp}} + G_{\text{vA}}(s) \cdot \hat{v}_{\text{A}} - Z_{\text{o}}(s) \cdot \hat{i}_{\text{odc}} \quad (2.46)$$

donde la impedancia de salida es:

$$Z_{\text{o}}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{\text{odc}}}{\hat{i}_{\text{odc}}} \right|_{\substack{\hat{v}_{\text{A}} = 0 \\ \hat{v}_{\text{gp}} = 0}} = \frac{\frac{R_{\text{L}}}{2}}{1 + \frac{s}{\omega_{\text{p}}}} \quad (2.47)$$

Además, las definiciones de las expresiones (2.24) y (2.25), una vez incluida como entrada el valor de continua de la corriente de salida, son más correctas si se escriben de la siguiente forma:

$$G_{\text{vgp}}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{\text{odc}}}{\hat{v}_{\text{gp}}} \right|_{\substack{\hat{v}_{\text{A}} = 0 \\ \hat{i}_{\text{odc}} = 0}} = \frac{G_{\text{vgp}0}}{1 + \frac{s}{\omega_{\text{p}}}} \quad (2.48)$$

$$G_{\text{vA}}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{\text{odc}}}{\hat{v}_{\text{A}}} \right|_{\substack{\hat{v}_{\text{gp}} = 0 \\ \hat{i}_{\text{odc}} = 0}} = \frac{G_{\text{vA}0}}{1 + \frac{s}{\omega_{\text{p}}}} \quad (2.49)$$

A partir de la expresiones (2.46)-(2.49), la Figura 2.21 y suponiendo nula la variación del valor de pico de la tensión de entrada, se puede calcular la expresión de la variación del valor de continua de la tensión de salida a partir de una perturbación en el valor de continua de la corriente de salida. La Figura 2.22 muestra un diagrama de bloques como resultado de dicha simplificación, a partir del cual se deduce:

$$\left. \frac{\hat{v}_{\text{odc}}}{\hat{i}_{\text{odc}}} \right|_{\hat{v}_{\text{gp}} = 0} = - \frac{Z_{\text{o}}(s)}{1 + A_{\text{R}}(s) \cdot G_{\text{vA}}(s) \cdot \beta} \quad (2.50)$$

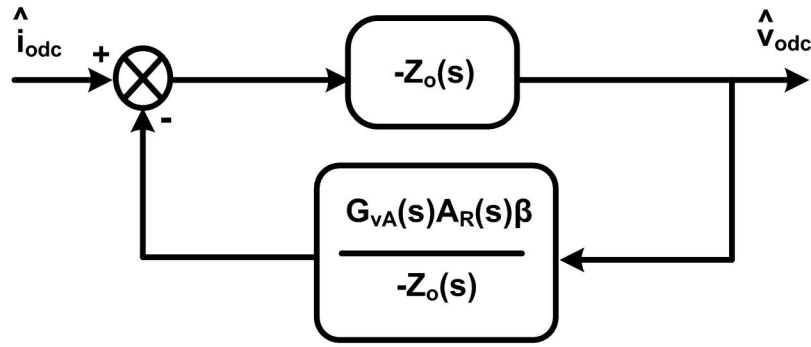


Figura 2.22. Diagrama de bloques simplificado para el cálculo de la función de transferencia de la tensión de salida del CFP ante perturbaciones en la corriente de salida.

El signo negativo en la función de transferencia entre el valor de continua de la tensión de salida y de la corriente de salida (2.50) da sentido físico al sistema, ya que los aumentos de corriente de carga (i_{odc}) generan bajadas en el valor de continua de la tensión de salida (v_{odc}). Por otro lado, si se sustituyen en la expresión (2.50) las expresiones (2.32), (2.47) y (2.49) se obtiene:

$$\left. \frac{\hat{v}_{odc}}{\hat{i}_{odc}} \right|_{\hat{v}_{gp}=0} = - \frac{\frac{\frac{R_L}{2}}{1 + \frac{s}{\omega_p}}}{1 + \frac{A_{Rm}}{1 + \frac{s}{\omega_{Ap}}} \cdot \frac{G_{vA0}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \cdot \beta} = - \frac{\frac{R_L}{2} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{Ap}}\right) \cdot \omega_{Ap} \cdot \omega_p}{(s + \omega_{Ap}) \cdot (s + \omega_p) + \beta G_{vA0} \cdot A_{Rm} \cdot \omega_{Ap} \omega_p} \quad (2.51)$$

De la expresión (2.51) se deduce que la respuesta del valor de continua de la tensión de salida ante una perturbación del valor de continua de la corriente de salida se modela como un sistema de segundo orden. Por lo tanto, dicha función de transferencia se puede expresar en lo que se denomina la forma estándar de un sistema de segundo orden [2.46]:

$$\left. \frac{\hat{v}_{odc}}{\hat{i}_{odc}} \right|_{\hat{v}_{gp}=0} = \frac{\omega_n^2 \cdot k \cdot (T_N s + 1)}{s^2 + 2\xi \cdot \omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.52)$$

donde la ganancia estática k , el coeficiente de amortiguamiento ξ , la frecuencia natural del sistema ω_n y el parámetro T_N son:

$$k = -\frac{R_L}{2 \cdot (1 + \beta \cdot A_{Rm} \cdot G_{vA0})} \quad (2.53)$$

$$\xi = \frac{(\omega_{Ap} + \omega_p)}{2\sqrt{\omega_{Ap} \cdot \omega_p \cdot (1 + \beta \cdot A_{Rm} \cdot G_{vA0})}} \quad (2.54)$$

$$\omega_n = \sqrt{\omega_{Ap} \cdot \omega_p \cdot (1 + \beta \cdot A_{Rm} \cdot G_{vA0})} \quad (2.55)$$

$$T_N = \frac{1}{\omega_{Ap}} \quad (2.56)$$

A partir de la función de transferencia en su forma estándar, el cálculo de la respuesta temporal ante un escalón está resuelto en la literatura [2.46]:

$$\begin{aligned} \text{resp}_{v_o}(t) &= \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{k_s}{s} \cdot \frac{\omega_n^2 \cdot k \cdot (T_N s + 1)}{s^2 + 2\xi \cdot \omega_n s + \omega_n^2} \right] = \\ &= k_s \cdot \omega_n^2 \cdot k \left[\frac{1}{\omega_n^2 \left(-\xi + \sqrt{\xi^2 - 1} \right) \cdot \left(-\xi - \sqrt{\xi^2 - 1} \right)} \right] + \\ &+ k_s \cdot \omega_n^2 \cdot k \left[\frac{T_N \cdot \omega_n \left(-\xi + \sqrt{\xi^2 - 1} \right) + 1}{\omega_n^2 \left(-\xi + \sqrt{\xi^2 - 1} \right) \cdot \left(2\sqrt{\xi^2 - 1} \right)} \right] \cdot e^{\left(-\xi + \sqrt{\xi^2 - 1} \right)t} + \\ &+ k_s \cdot \omega_n^2 \cdot k \left[\frac{T_N \cdot \omega_n \left(-\xi - \sqrt{\xi^2 - 1} \right) + 1}{\omega_n^2 \left(-\xi - \sqrt{\xi^2 - 1} \right) \cdot \left(-2\sqrt{\xi^2 - 1} \right)} \right] \cdot e^{\left(-\xi - \sqrt{\xi^2 - 1} \right)t} \end{aligned} \quad (2.57)$$

Finalmente queda por definir la constante k_s del salto de carga. Tradicionalmente un salto de carga se puede modelar como un cambio de la resistencia de carga. Es decir, un salto de carga de la potencia máxima dividida por n_s a la potencia máxima, es equivalente a cambiar la carga de valor $n_s R_L$ a un valor de R_L . Para ello, el transitorio se puede realizar como muestra el circuito de la Figura 2.23a. En este caso en el instante $t=t_{\text{step}}$ se cierra el interruptor y se pasa instantáneamente de una carga a la salida de valor $n_s R_L$ a R_L . Sin embargo, este modelado tiene un inconveniente: al cambiar la carga se varía el circuito, y por lo tanto el modelo. Dicho modelo parte de la función de transferencia entre los valores de continua de la tensión de salida y de la corriente de salida. Dicha función de transferencia está particularizada para un punto de trabajo, en este caso, definido por la carga $n_s R_L$. A partir del instante $t>t_{\text{step}}$ el circuito a analizar cambia, ya que ahora la carga es igual a R_L . Así, la función de transferencia de la planta ha cambiado al cambiar el punto de trabajo. Por lo tanto, la filosofía de este modelado ante un salto de carga se opone a la teoría de control clásica, ya que en el cálculo de la respuesta temporal de una cierta

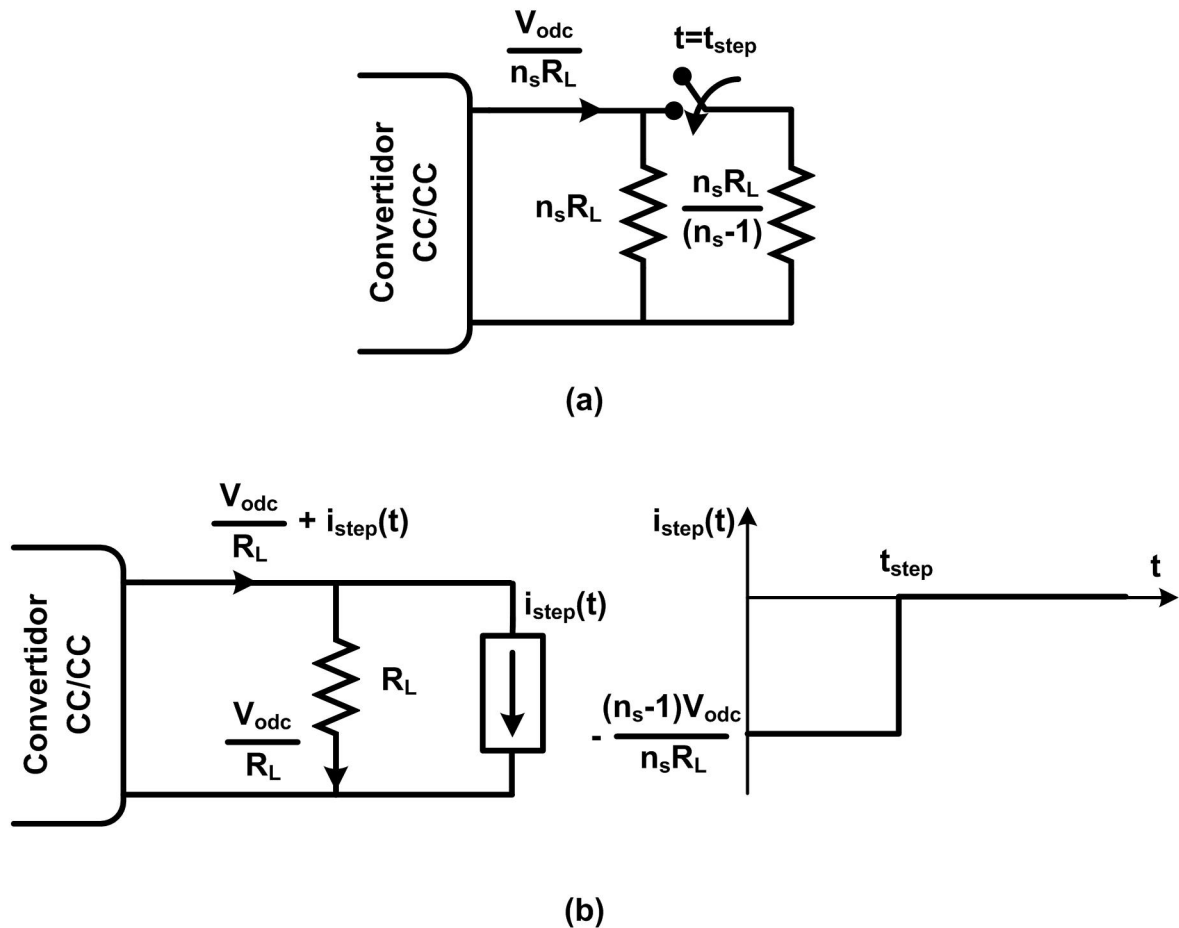


Figura 2.23. Circuitos equivalentes para modelar un salto de carga.

función de transferencia, ésta se manteniendo particularizada en el mismo punto de trabajo durante el análisis.

Al no ser válido el análisis anterior, se ha de plantear un modelado de salto de carga que no varíe el punto de trabajo de la función de transferencia entre los valores de continua de la tensión de salida y de la corriente de salida durante el análisis. En la Figura 2.23b, se plantea la idea de dicho modelado. En este circuito el modelado se ha de realizar en el estado final del salto de carga, es decir, con una carga de valor R_L (potencia máxima). En el instante previo al salto de carga la potencia procesada es la potencia máxima dividida por n_s , aunque la carga sea R_L . Esto es debido al aporte de corriente que realiza la fuente de corriente $i_{\text{step}}(t)$ de valor $(n_s-1)V_{\text{odc}}/R_L n_s$. Con ese aporte de corriente, la corriente aportada por el CFP es $V_{\text{odc}}/R_L n_s$, la misma que en la Figura 2.23a justo antes del salto de carga. En el instante $t=t_{\text{step}}$, provocar un salto de carga con el circuito propuesto es equivalente a provocar un salto de corriente en $i_{\text{step}}(t)$ desde $-(n_s-1)V_{\text{odc}}/R_L n_s$ a 0. A continuación se va a explicar dicho concepto. Para $t > t_{\text{step}}$ es el CFP el que tiene que alimentar a la carga con una corriente de valor V_{odc}/R_L . Por lo tanto, el hecho de anular la fuente de corriente $i_{\text{step}}(t)$ hace que el CFP pase a alimentar por completo a la carga R_L , y por tanto, es equivalente a cerrar el interruptor en la Figura 2.23a. Ahora, al producirse un salto de carga de la potencia máxima dividida por n_s a la potencia máxima, la función de transferencia de la planta no cambia, y el salto de carga se puede modelar como un escalón del valor de continua de la corriente de salida. En este caso la filosofía de análisis propuesta cumple los requisitos para ser analizado a partir de la teoría de control clásica.

En la deducción teórica realizada anteriormente para la respuesta del sistema ante un escalón (2.57), el valor del escalón estaba reflejado en la constante k_s . Se puede obtener fácilmente el valor del escalón de corriente a partir del circuito de la Figura 2.23b:

$$k_s = \frac{(n_s - 1) \cdot V_{\text{odc}}}{n_s \cdot R_L} \quad (2.58)$$

Cabe recordar que la deducción teórica anteriormente realizada para el análisis de un salto de carga del CFP en lazo cerrado tiene como datos de partida el ancho de banda (ω_0) y el margen de fase (ϕ_m) del lazo de realimentación del PFCP. Por lo tanto, se puede deducir la respuesta dinámica teórica de la tensión de salida para un diseño de lazo, es decir, para un ancho de banda (ω_0) y un margen de fase (ϕ_m) del CFP.

2.3 LÍMITES DE APLICACIÓN DEL MODELO DEL CFP SIN DISTORSIÓN EN LA CORRIENTE DE ENTRADA

Cabe recordar que el objetivo final del análisis estático y dinámico presentado anteriormente es el de deducir un diseño de un CFP para que tenga una cierta dinámica en lazo cerrado (ω_0 y ϕ_m), y por tanto, una determinada respuesta dinámica del valor de continua de su tensión de salida. Esta metodología de diseño es completamente opuesta a la tradicional: obtener una corriente de entrada senoidal. El principal inconveniente que presenta este estudio es el modelo utilizado para llevarlo a cabo. El modelo presentado parte de la hipótesis de una tensión $v_A(t)$ constante. Sin embargo, el aumento del ancho de banda del lazo de realimentación implica un aumento del ancho de banda del filtro pasabajos para obtener una mejor dinámica en la tensión de salida. Sin embargo, de esta forma se distorsiona la corriente de entrada, ya que $v_A(t)$ pasa a no ser constante. La distorsión de la corriente de entrada se puede cuantificar a través del rizado que procesa el lazo de tensión. Por lo tanto, un rizado de tensión excesivamente alto en el lazo de tensión hace que el modelo no sea válido para ser aplicado a según que diseños (ω_0 y ϕ_m). Es decir, un aumento excesivo de la respuesta dinámica de la tensión de salida puede hacer que la distorsión de la corriente de entrada incumpla la hipótesis de partida del modelo.

A continuación se va a calcular el rizado que procesaría el lazo de tensión para un determinado diseño del CFP (Figura 2.24). Partiendo del rizado de tensión a la salida impuesto por el condensador C_o (2.14), se puede realizar un análisis de módulos del lazo de tensión del CFP. Primeramente, dicho rizado es dividido por la ganancia β y procesado a través de la ganancia a dos veces la frecuencia de red del regulador de tensión ($|A_R(2\omega_{red})|$). El rizado de la tensión de

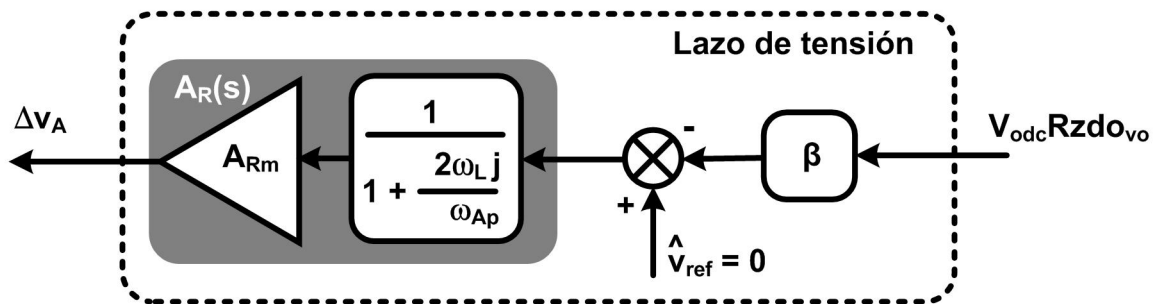


Figura 2.24. Cálculo del rizado de tensión de salida del lazo de tensión: Lazo de tensión particularizado para $2\omega_L$.

salida se va a expresar como un valor normalizado con respecto a su valor de continua. Se denominará rizado relativo, k_A , y será el cociente entre la amplitud del rizado y el valor medio de la tensión $v_A(t)$. De las expresiones (2.14) y (2.32) se puede obtener fácilmente la expresión:

$$k_A = \frac{\Delta v_A}{V_{Adc}} = v_{odc} \cdot R_{zdo_{vo}} \cdot \beta \cdot |A_R(2\omega_L j)| = \frac{v_{odc} \cdot R_{zdo_{vo}} \cdot A_{Rm} \cdot \beta}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\omega_L}{\omega_{Ap}}\right)^2}} \quad (2.59)$$

Si se sustituyen en la expresión anterior los valores de A_{Rm} y ω_{Ap} (2.44) y (2.45) en función del ancho de banda y el margen de fase del CFP en lazo de cerrado, se puede obtener la distorsión relativa que se introduciría en la corriente de entrada para una determinado diseño del CFP, tal como se muestra en la Figura 2.25.

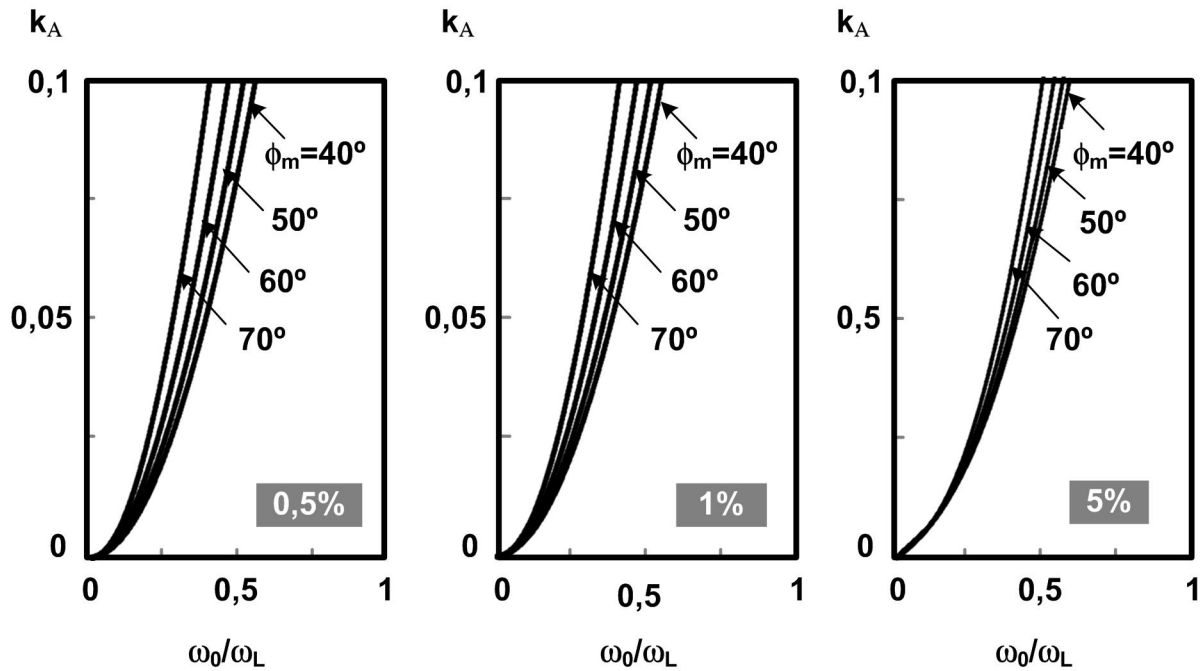


Figura 2.25. Rizado relativo (k_A) en función de ω_0 y ϕ_m para diferentes rizados de la tensión de salida.

Como se puede comprobar en la figura el valor del rizado relativo (k_A) se empieza a valorar como no despreciable ($>10\%$) para anchos de banda del CFP entorno a la mitad de la frecuencia de red (considerando márgenes de fase razonables entre 50° y 70°). Estos valores establecen los límites de aplicación de este modelo. Superados estos límites ya no se puede considerar

despreciable el rizado de tensión a la salida del lazo de tensión, y por lo tanto, no se puede mantener la hipótesis de una corriente de entrada senoidal. Será a partir de estos límites donde la distorsión de la corriente de entrada empiece a ser significativa para la aplicación del modelo.

2.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL CFP SIN CONSIDERAR DISTORSIÓN EN LA CORRIENTE DE ENTRADA

En este apartado se van corroborar mediante simulaciones las conclusiones obtenidas en los apartados anteriores sobre los límites de aplicación de los modelos estático y dinámico presentado en los anteriores apartados.

2.4.1 MODELO PROMEDIADO PROPUESTO PARA LA SIMULACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DEL CFP

Si se quiere comprobar experimentalmente los límites de aplicación de los modelos teóricos, se ha de utilizar un modelo para la simulación que contemple la distorsión de la corriente de entrada en los CFP. Para ello se utilizará el modelo promediado presentado en [2.44]. Con este modelo, a diferencia de otros, se puede evaluar la distorsión de la corriente de entrada y la respuesta dinámica de la tensión de salida.

En el modelo propuesto, la corriente de entrada está definida por una fuente de corriente $i_1(t)$. Se considerará a $v_g(t)$ la tensión de entrada y $v_o(t)$ la tensión de salida. La corriente de salida del modelo promediado del CFP está impuesta por la fuente de corriente $i_2(t)$ cuyo valor es el producto que define la transferencia de energía a baja frecuencia de cualquier ER:

$$i_2(t) = \frac{v_g(t) \cdot i_1(t)}{v_o(t)} \quad (2.60)$$

Por otro lado, este modelo impone una corriente de entrada producto de una referencia senoidal rectificada multiplicada por la tensión de salida del lazo de tensión. Para adaptar los niveles de potencia se divide a la referencia obtenida por el valor de K_M (obtenido en el estudio estático anteriormente realizado (2.6)). Por lo tanto, en este modelo también se impone la hipótesis de un

lazo de corriente ideal. Los demás parámetros C_o (2.14), R_L y β (2.40), se pueden obtener también del estudio estático anteriormente realizado en el apartado 2.2.1. En la Figura 2.26 se muestra dicho modelo.

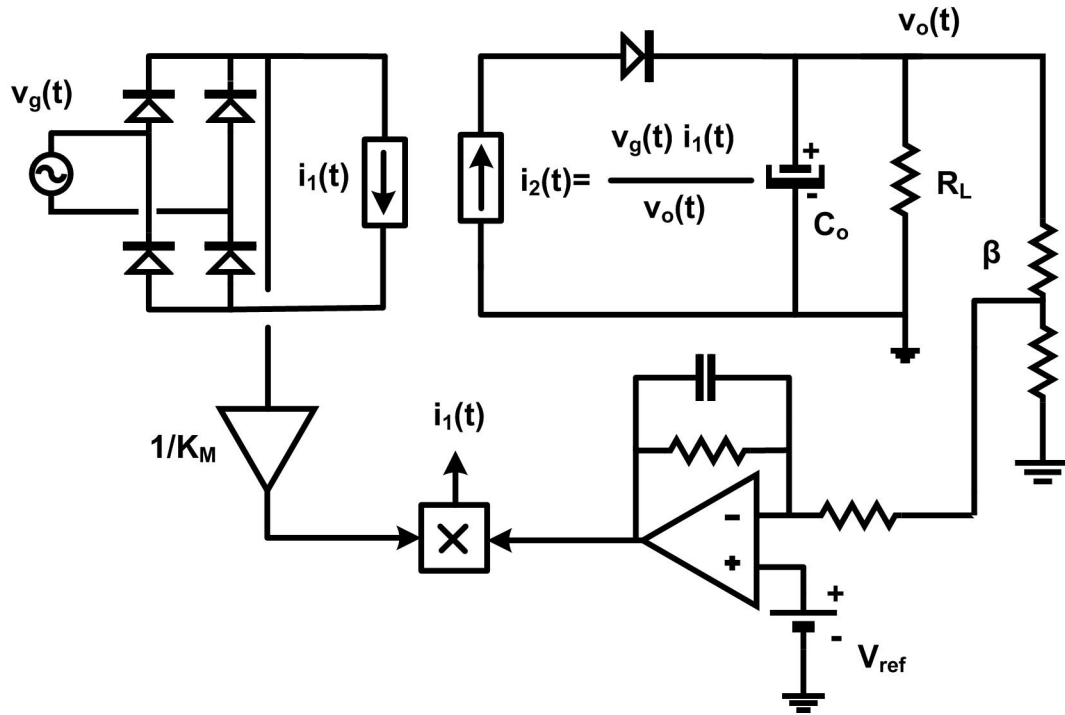


Figura 2.26. Modelo promediado CFP para la simulación.

2.4.2 RESULTADOS OBTENIDOS MEDIANTE SIMULACIÓN

2.4.2.1 Simulaciones de la corriente de entrada

A continuación se va a llevar a cabo una comparación entre los resultados obtenidos por el modelo teórico suponiendo una corriente de entrada sin distorsión y el modelo de gran señal propuesto para la simulación. Se va a extender esta comparación a varios diseños del CFP: $\omega_0/\omega_{red}=0,2-0,6$ y $\phi_m=50^\circ$ y 70° . Por otro lado, CFP con el que se va a llevar la comparación tiene como características: potencia de entrada de 3680 W (el límite superior de la normativa EN 61000-3-2), 1 % y un 5 % de rizado en la tensión de salida, tensión de entrada de 230 V eficaces (tensión nominal del rango europeo) y una frecuencia de red de 50 Hz (margen europeo).

Los resultados de dicha comparación se muestran en la Figura 2.27. La línea punteada de color gris corresponde al modelo teórico propuesto en este apartado (modelo estático) y la línea continua en color negro a la simulación. Se puede comprobar que los límites del modelo corresponden con los calculados teóricamente en el apartado anterior. Cuando el ancho de banda del CFP en lazo cerrado supera la mitad de la frecuencia de red, la distorsión de la corriente de entrada empieza a ser significativa tanto para el margen de fase de 50° como el de 70° . También se puede comprobar que los límites son válidos para los dos rizados de tensión de salida (1 % y 5 %). Es por ello que, tal como se concluyó anteriormente, superados estos límites el modelo estático ya no es válido, y por tanto, el modelo dinámico presentado tampoco, ya que está basado en las mismas hipótesis que el primero: corriente de entrada senoidal debido a que la tensión de salida del lazo de tensión se puede considerar como constante.

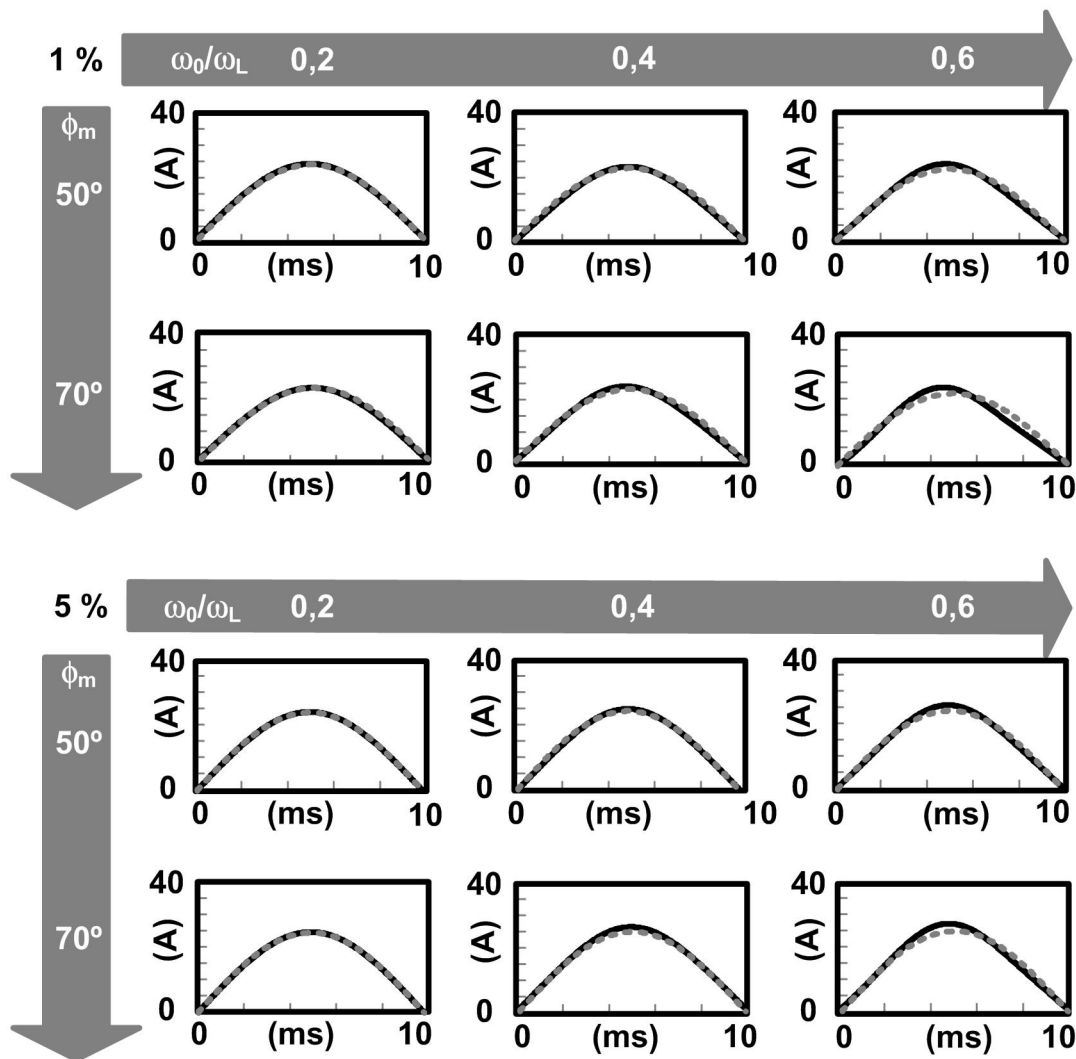


Figura 2.27. Comparación entre modelo teórico y simulado para diferentes rizados de la tensión de salida.

2.4.2.2 Simulación de la tensión de salida ante un salto de carga

Por otro lado, también se puede utilizar el modelo promediado presentado en la Figura 2.26 para realizar la comprobación del estudio teórico de la respuesta temporal de $v_o(t)$ ante un salto de carga. Se va a extender esta comparación a los mismos diseños de CFP del apartado anterior. El CFP con el que se va a llevar a cabo la simulación, y por lo tanto, con el que se va a establecer la comparación con respecto al modelo teórico tiene como características las mismas que las de la simulación anterior. Se añade como especificación un valor de continua de la tensión de salida de 400 V; (tensión típica del CFP como primera etapa en el diseño de una fuente de alimentación CA/CC). Además, el salto de carga va a realizarse desde un tercio de la potencia máxima a la potencia máxima ($n_s=3$).

Los resultados de dicha comparación se muestran en la Figura 2.28. La línea punteada de color gris corresponde al modelo teórico propuesto en este apartado y la línea continua en color negro a la simulación. Como puede comprobarse, los resultados teóricos coinciden con los simulados para ambos rizados de la tensión de salida. En las simulaciones y en el modelo teórico existe un error en la regulación estática del valor de continua de la tensión de salida. Este error está ligado al regulador de tensión utilizado para el desarrollo teórico del modelo (recuérdese que dicho regulador fue simplificado de la ecuación (2.31) a la ecuación (2.32)). Además, puede comprobarse como el modelo teórico únicamente analiza la respuesta temporal del valor de continua de la tensión de salida tal como se definió en el análisis de pequeña señal del CFP.

Asimismo, se recuerda que cuando el ancho de banda del CFP en lazo cerrado supera la mitad de la frecuencia de red, para márgenes de fase razonables (entre 50° y 70°), la distorsión de la corriente de entrada empieza a ser significativa. Como consecuencia, el modelo estático y el modelo dinámico planteados en este apartado no se pueden aplicar.

Por otro lado, las respuestas dinámicas que definen estos límites tienen sobreoscilaciones apreciables (entre un 5 % y un 10 % de la tensión de salida para rizados de un 1 % y entre 15 % y un 30 % para rizados de la tensión de salida del 5 %). Además, los tiempos de estabilización son muy grandes (entre uno y dos ciclos de red). Estas respuestas dinámicas de la tensión de salida del CFP pueden mejorarse aumentando más los valores de ω_0 y ϕ_m . Como consecuencia lógica de todo esto, para poder desarrollar este estudio del CFP por encima de los límites dinámicos de este modelo se ha de desarrollar un modelo que tenga en cuenta la distorsión de la corriente de entrada.

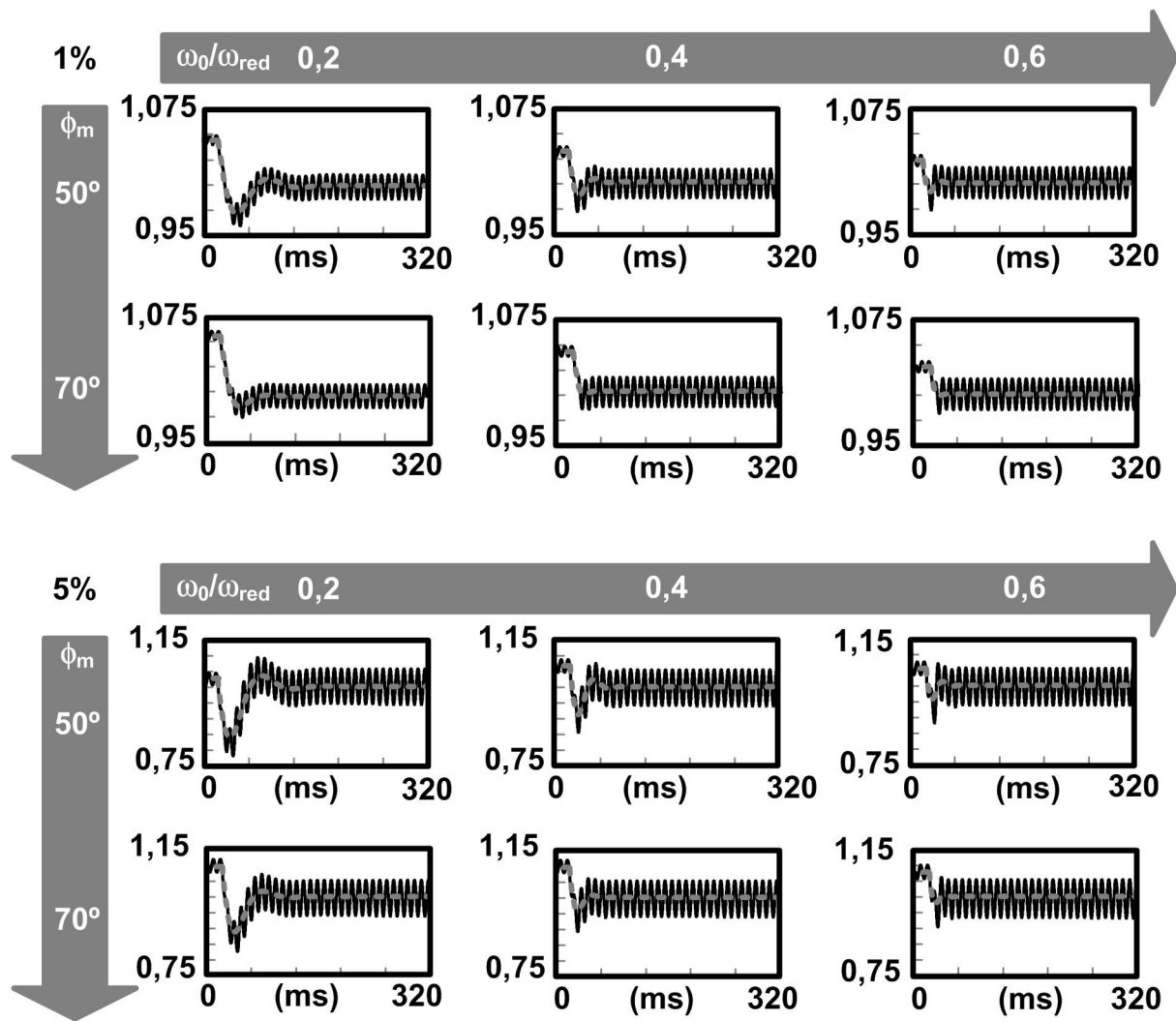


Figura 2.28. Comparación entre modelo teórico y simulado para diferentes rizados de la tensión de salida.

2.5 ANÁLISIS DEL CFP CON DISTORSIÓN EN LA CORRIENTE DE ENTRADA

Tal como se concluyó en el apartado anterior, en el presente apartado se va a llevar a cabo el estudio del ER con control con multiplicador considerando la distorsión en la corriente de entrada. Ahora, la filosofía de diseño de los CFP con control con multiplicador cambia: se busca obtener una mejor respuesta dinámica de la tensión de salida en perjuicio de la distorsión de la corriente de entrada. El objetivo es aumentar lo máximo posible la respuesta dinámica de la tensión de salida distorsionando la corriente de entrada dentro de los límites impuestos por la

norma EN 61000-3-2. Por lo tanto, el aumento de dicha respuesta tendrá límites. Un objetivo de este apartado es establecerlos. Por otro lado, la naturaleza de la transferencia de energía entre la entrada y la salida de este tipo de convertidores impone otros límites en su respuesta dinámica. Otro objetivo de este apartado es definirlos. Para cumplir dichos objetivos se va a realizar un análisis estático y dinámico del CFP suponiendo una distorsión armónica de la corriente de entrada que no es despreciable.

2.5.1 ANÁLISIS ESTÁTICO DEL CFP CON DISTORSIÓN EN LA CORRIENTE DE ENTRADA

Como ya se ha comentado anteriormente en este estudio, se va a modelar la distorsión de la corriente de entrada en el CFP con control con multiplicador. Ahora, las formas de onda que se estudiarán serán diferentes a las que tradicionalmente se estudian en los ER. La Figura 2.29 muestra dichas formas de onda.

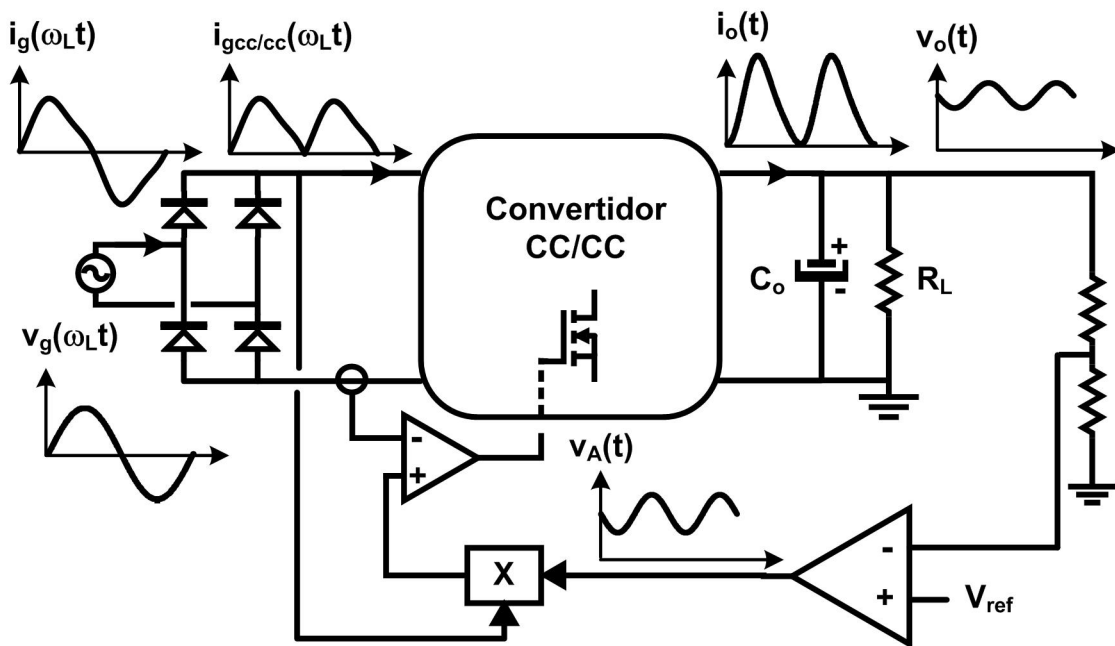


Figura 2.29. CFP con distorsión en la corriente de entrada.

En estas condiciones, la corriente de entrada del convertidor CC/CC (justo después que el puente rectificador) se obtiene multiplicando la tensión de entrada rectificada ($v_g(\omega_L t)$) por la tensión de salida del lazo de tensión ($v_A(t)$). La tensión de salida del lazo de tensión ahora no es un valor de continua. Se va a considerar que dicha tensión tiene una componente de alterna

sumada al valor de continua (v_{Adc}). Dicho valor de alterna estará definido por su amplitud v_{Aacp} , por su desfase ϕ_A y por su frecuencia. El desfase del rizado está referenciado con respecto a la tensión de entrada. La frecuencia de este valor de alterna será dos veces la frecuencia de red. Con esta definición se está imponiendo un rizado de tensión a la salida del lazo de tensión con un único armónico. En la realidad, si se aumenta el ancho de banda del filtro pasabajos (para obtener una mejor dinámica de la tensión de salida) el contenido armónico de $v_A(t)$ es mayor. Sin embargo, el filtro de salida CFP, formado por la carga R_L y el condensador de salida C_o , filtra la mayoría de la distorsión de la corriente de entrada. Así, se puede asumir como despreciable el contenido armónico de $v_A(t)$ por encima del segundo armónico. La expresión de $v_A(t)$ será:

$$v_A(t) = v_{Adc} + v_{Aacp} \cdot \sin(2\omega_L t - \phi_A) \quad (2.61)$$

La expresión de la corriente de entrada del convertidor CC/CC se puede calcular a través de la hipótesis de considerar ideal al lazo de corriente, ya que es mucho más rápido que el lazo de tensión, es decir, se modela el lazo de corriente como una acción proporcional K_M . La expresión de la corriente será:

$$i_{gCC/CC}(t) = \frac{v_{gp} |\sin(\omega_L t)| \cdot v_A(t)}{K_M} = \frac{v_{gp} |\sin(\omega_L t)| \cdot (v_{Adc} + v_{Aacp} \sin(2\omega_L t - \phi_A))}{K_M} \quad (2.62)$$

Calculada la corriente justo después del puente rectificador, y siendo ésta una corriente no senoidal, el cálculo de la corriente de entrada del CFP no es evidente. Como parece lógico, la corriente de entrada $i_g(t)$ se puede definir a través de la corriente de entrada después del puente rectificador $i_{gCC/cc}(t)$. A continuación se define por partes la expresión de la corriente de entrada en función de la corriente justo después del puente rectificador:

$$i_g(t) = \begin{cases} -i_{gCC/CC}(t) & -\frac{\omega}{\pi} \leq t < 0 \\ i_{gCC/CC}(t) & 0 \leq t \leq -\frac{\omega}{\pi} \end{cases} \quad (2.63)$$

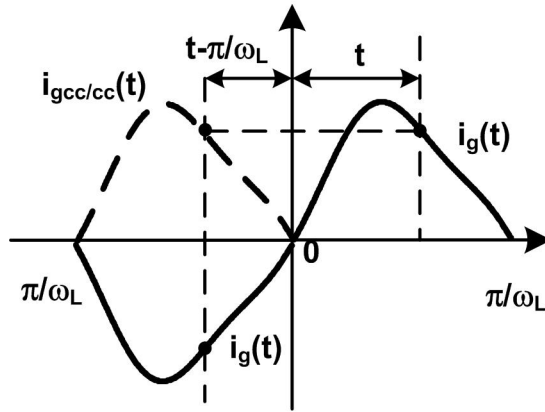


Figura 2.30. Corriente de entrada del CFP.

La corriente $i_g(t)$ es igual a $-i_{gcc/cc}(t)$ en el intervalo $-\omega_L/\pi \leq t \leq 0$. En la Figura 2.30 se comprueba que $i_{gcc/cc}(t) = i_{gcc/cc}(t - \omega_L/\pi)$. Si la corriente $i_{gcc/cc}(t)$, como se puede comprobar en (2.62), está compuesta linealmente por funciones trigonométricas de pulsación múltiplo de ω_L , se puede afirmar que en el periodo analizado $i_g(t)$ es igual a $-i_{gcc/cc}(t)$, igual a $i_{gcc/cc}(t - \omega_L/\pi)$, y por tanto, igual a $i_{gcc/cc}(t)$. Así, la expresión de la corriente de entrada es la misma que $i_{gcc/cc}(t)$ en todo el periodo $-\omega_L/\pi \leq t \leq \omega_L/\pi$:

$$i_g(t) = \frac{V_{gp} \cdot V_{Adc}}{K_M} \left[\sin(\omega_L t) + \frac{V_{Aacp}}{2V_{Adc}} \cos(\omega_L t - \phi_A) - \frac{V_{Aacp}}{2V_{Adc}} \cos(3\omega_L t - \phi_A) \right] \quad (2.64)$$

La potencia instantánea a la entrada del convertidor CC/CC será el producto de la corriente de entrada y la tensión de entrada:

$$p_g(t) = v_{gp} \sin(\omega_L t) \cdot i_g(t) =$$

$$= \frac{V_{gp}^2 \cdot V_{Adc}}{2K_M} \left[\left(1 + \frac{V_{Aacp}}{2V_{Adc}} \sin(\phi_A) \right) + \frac{V_{Aacp}}{V_{Adc}} \sin(2\omega_L t - \phi_A) - \cos(2\omega_L t) \right] +$$

$$- \frac{V_{gp}^2 \cdot V_{Adc}}{2K_M} \left[\frac{V_{Aacp}}{V_{Adc}} \cos(4\omega_L t - \phi_A) \right] \quad (2.65)$$

donde el valor de K_M se puede deducir a través de la potencia media (P) que procesa el CFP:

$$K_M = \frac{v_{gp}^2 \cdot v_{Adc}}{2P} \left(1 + \frac{v_{Aacp}}{2v_{Adc}} \text{sen}(\phi_A) \right) \quad (2.66)$$

Con (2.64), (2.66) y teniendo en cuenta $k_A = v_{Aacp}/v_{Adc}$, se puede expresar la corriente de entrada en función de la potencia media procesada y k_A :

$$i_g(t) = \frac{2P}{v_{gp} \left(1 + \frac{k_A}{2} \text{sen}(\phi_A) \right)} \left[\text{sen}(\omega_L t) + \frac{k_A}{2} \cos(\omega_L t - \phi_A) - \frac{k_A}{2} \cos(3\omega_L t - \phi_A) \right] \quad (2.67)$$

Por otro lado la potencia instantánea a la entrada también se podrá expresar en función de la potencia media procesada por el CFP y el rizado relativo de la tensión de salida del lazo de tensión:

$$p_g(t) = P + \frac{P}{\left(1 + \frac{k_A}{2} \text{sen}(\phi_A) \right)} \left[\left[k_A \text{sen}(2\omega_L t - \phi_A) - \cos(2\omega_L t) \right] + \frac{k_A}{2} \cos(4\omega_L t - \phi_A) \right] \quad (2.68)$$

Si se considera un condensador de salida C_o lo suficientemente grande para que el rizado de la tensión a la salida sea despreciable respecto a su nivel de continua, entonces la expresión de la corriente de salida se puede obtener a partir de:

$$p_o(t) = v_{odc} \cdot i_o(t) \quad (2.69)$$

Al igual que se consideró en el apartado anterior, el rendimiento en el convertidor CC/CC es del 100 %, y por tanto, el balance de potencia en la mitad de un ciclo de red será:

$$p_g(t) = p_o(t) \quad (2.70)$$

A partir de las expresiones (2.68)-(2.70) la corriente de salida del CFP será:

$$i_o(t) = i_{odc} + i_{oac}(t) = i_{odc} + i_{o2}(2\omega_L t) + i_{o4}(4\omega_L t) \quad (2.71)$$

donde i_{odc} es la componente de continua de la corriente de salida:

$$i_{odc} = \frac{P}{V_{odc}} \quad (2.72)$$

$i_{o2}(2\omega_L t)$ es la componente de dos veces la frecuencia de red de la corriente de salida:

$$i_{o2}(2\omega_L t) = \frac{P}{V_{odc} \left(1 + \frac{k_A}{2} \text{sen}(\phi_A) \right)} \left[k_A \text{sen}(2\omega_L t - \phi_A) - \cos(2\omega_L t) \right] \quad (2.73)$$

$i_{o4}(4\omega_L t)$ es la componente de cuatro veces la frecuencia de red de la corriente de salida:

$$i_{o4}(4\omega_L t) = - \frac{P}{V_{odc} \left(1 + \frac{k_A}{2} \text{sen}(\phi_A) \right)} \left[\frac{k_A}{2} \text{sen}(4\omega_L t - \phi_A) \right] \quad (2.74)$$

La componente de alterna de la corriente de salida produce un rizado en la tensión de salida ($v_{oac}(t)$). Por lo tanto, la tensión de salida también tendrá una componente de alterna que se define como:

$$v_o(t) = v_{odc} + v_{oac}(t) = v_{odc} + \frac{1}{C_o} \int_0^t i_{oac}(t) dt = v_{odc} + v_{o2}(2\omega_L t) + v_{o4}(4\omega_L t) \quad (2.75)$$

donde v_{odc} es la componente de continua de la tensión de salida y $v_{o2}(2\omega_L t)$ es la componente de dos veces la frecuencia de red de la tensión de salida:

$$v_{o2}(2\omega_L t) = \frac{P}{2\omega_L \cdot C_o \cdot v_{odc} \left(1 + \frac{k_A}{2} \sin(\phi_A) \right)} \left[k_A \cos(2\omega_L t - \phi_A) - \sin(2\omega_L t) \right] \quad (2.76)$$

$v_{o4}(4\omega_L t)$ es la componente de cuatro veces la frecuencia de red de la corriente de salida:

$$v_{o4}(4\omega_L t) = \frac{P}{8\omega_L \cdot C_o \cdot v_{odc} \left(1 + \frac{k_A}{2} \sin(\phi_A) \right)} \left[k_A \cos(4\omega_L t - \phi_A) \right] \quad (2.77)$$

En la Figura 2.31 se muestran las formas de onda del modelo estático:

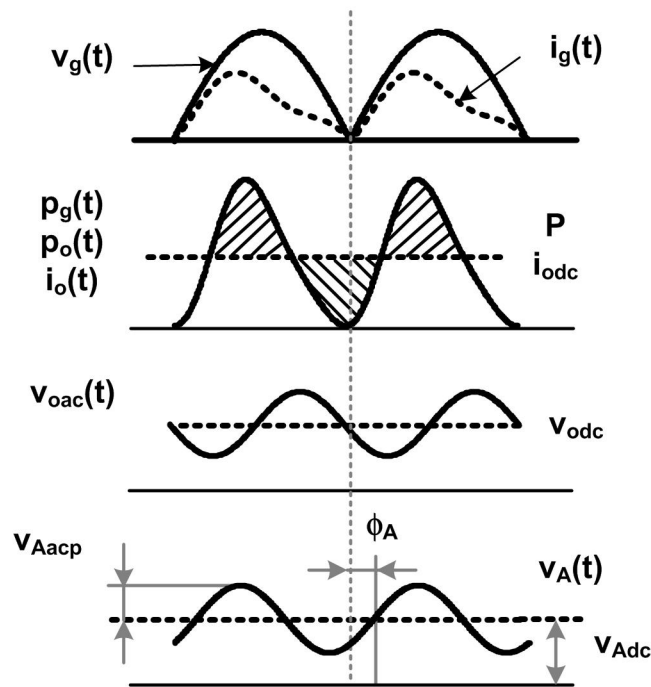


Figura 2.31. Formas de onda del CFP con distorsión en la corriente de entrada.

Como ya se ha comentado, cualquier convertidor CA/CC necesita almacenar energía para poder darle el formato adecuado y alimentar a la carga de continua. Así se establece el balance entre la potencia de entrada y la potencia de salida. En el caso del CFP, el condensador de salida es el que se encarga de esta tarea. Por lo tanto, el condensador de salida C_o es calculado para

reducir el rizado de corriente a la salida. Hay que recordar que aquellos armónicos superiores al segundo se consideran despreciables para la resolución de este modelo.

A partir de la ecuación (2.76) se puede calcular el modulo de la amplitud del rizado del segundo armónico de la tensión de salida y su desfase. Sus valores son:

$$|v_{o2}(2\omega_L t)| = \frac{P}{2\omega_L \cdot C_o \cdot v_{odc} \left(1 + \frac{k_A}{2} \text{sen}(\phi_A)\right)} \sqrt{1 + k_A^2 + 2k_A \text{sen}(\phi_A)} \quad (2.78)$$

$$\phi_{vo2} = \arctg \left[-\frac{(1 + k_A \text{sen}(\phi_A))}{k_A \cos(\phi_A)} \right] - \frac{\pi}{2} \quad (2.79)$$

De la expresión (2.78) se puede calcular fácilmente la expresión del condensador de salida C_o para obtener un determinado rizado en el segundo armónico de la tensión de salida:

$$C_o = \frac{P}{2\omega_L \cdot v_{odc}^2 \cdot R_{zdo_{vo}} \left(1 + \frac{k_A}{2} \text{sen}(\phi_A)\right)} \sqrt{1 + k_A^2 + 2k_A \text{sen}(\phi_A)} \quad (2.80)$$

Como se puede comprobar en las expresiones (2.67)-(2.80), todo el estudio estático depende de los parámetros k_A y ϕ_A . Dichos parámetros se pueden deducir fácilmente si se particulariza la salida del CFP y su lazo de realimentación de la tensión de salida a una pulsación de valor $2\omega_L$. En la Figura 2.32 se muestra el diagrama de bloques de dicha particularización. Si se procesa la tensión $v_{o2}(2\omega_L t)$ a través del divisor de tensión del lazo de tensión y de su regulador se puede obtener el rizado de $v_A(t)$.

Para el cálculo de la amplitud del rizado de tensión $v_A(t)$ (v_{Aacp}), se escalará el módulo de $v_{o2}(2\omega_L t)$ debido a la acción del divisor resistivo del lazo de tensión β . Posteriormente el módulo de la tensión resultante será procesado por el regulador del lazo de tensión, a través de su ganancia a una pulsación de valor $2\omega_L$, para obtener v_{Aacp} . Por lo tanto, la expresión de k_A se puede calcular a través de la ecuación:

$$k_A = \frac{|v_{o2}(2\omega_L t)| \cdot \beta \cdot A_{R2\omega_L}}{V_{Adc}} = \frac{\beta \cdot A_{R2\omega_L} \cdot P}{V_{Adc}} \frac{\sqrt{1 + k_A^2 + 2k_A \sin(\phi_A)}}{2\omega_L \cdot C_o \cdot v_{odc} \left(1 + \frac{k_A}{2} \sin(\phi_A)\right)} \quad (2.81)$$

La expresión que debe tener la ganancia del regulador a $2\omega_L$ se puede obtener a partir de (2.81) y la expresión del rizado de tensión de salida. Dicha ganancia es:

$$A_{R2\omega_L} = \frac{V_{Adc} \cdot k_A}{|v_{o2}(2\omega_L t)| \cdot \beta} = \frac{V_{Adc} \cdot k_A}{Rzdo_{vo} \cdot v_{odc} \cdot \beta} \quad (2.82)$$

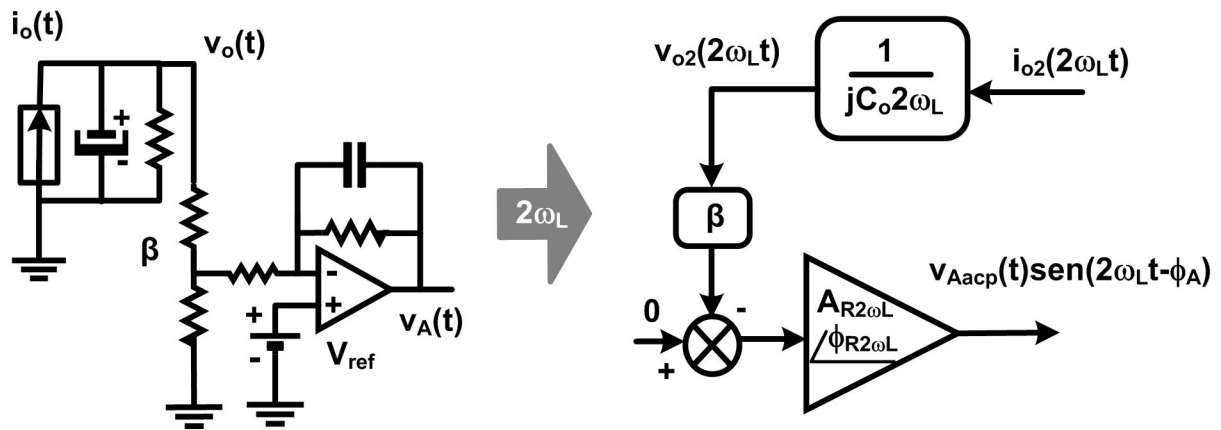


Figura 2.32. Diagrama de bloques del CFP particularizado para $2\omega_L$.

Finalmente, la expresión del ángulo de desfase del rizado de tensión $v_A(t)$ se puede calcular realizando un análisis de argumentos particularizado para una pulsación de valor $2\omega_L$ análogo al de módulos. Para ello, al argumento de $v_{o2}(t)$ (2.79) se le ha de añadir la inversión de signo que se produce en el comparador del regulador, el retraso introducido por el regulador de tensión a una pulsación de valor $2\omega_L$. El resultado de sumar todos esos desfases da lugar al retraso del rizado de $v_A(t)$. En la siguiente ecuación se muestra la expresión de este desfase, cabe recordar que el signo de ϕ_A es coherente con el tratamiento de retraso que se le ha dado a este desfase en este estudio (2.61):

$$\phi_{V_{o2}} + \pi - \phi_{R2\omega L} = -\phi_A \Rightarrow \phi_A = -\frac{\pi}{2} - \arctg\left[-\frac{(1 + k_A \sin(\phi_A))}{k_A \cos(\phi_A)}\right] + \phi_{R2\omega L} \quad (2.83)$$

2.5.2 EVALUACIÓN DE LA DISTORSIÓN EN LA CORRIENTE DE ENTRADA EN EL CFP. LA NORMA 61000-3-2

Una vez obtenida la expresión de la corriente de entrada del CFP en el análisis estático (2.64) y (2.67), la evaluación de la distorsión en la corriente de entrada es inmediata. Dicha distorsión va a depender fundamentalmente de los valores de k_A y ϕ_A . Otros aspectos del diseño del CFP (v_{gp} y P) también afectan a los niveles de potencia procesada pero no a la forma de $i_g(t)$. En la Figura 2.33 se muestra la corriente de entrada (normalizada al valor $v_{gp} \cdot v_{Adc}/K_M$) para diferentes valores k_A y ϕ_A . Como se puede apreciar, a medida que se aumente el parámetro k_A aumenta la distorsión en la corriente de entrada. Es lógico que se distorsione más la corriente de entrada al aumentar el rizado de $v_A(t)$ sobre su valor medio.

Por el contrario no se puede realizar un análisis similar con respecto a la influencia del ángulo de desfase de $v_A(t)$. Sin embargo, a través de las expresiones que se han utilizado para el cálculo de la corriente se puede obtener el Factor de Potencia (FP) y la Distorsión Armónica Total (DAT) de esas posibles corrientes de salida.

La Figura 2.34 muestra el FP y la DAT en función del parámetro k_A para diferentes retrasos ϕ_A . Como puede comprobarse, se corrobora la anterior conclusión: la distorsión aumenta al aumentar el rizado de tensión $v_A(t)$. Por otro lado, se puede concluir que la distorsión aumenta a medida que se adelanta el rizado $v_A(t)$ con respecto a la tensión de entrada (los valores negativos de ϕ_A indican adelantos y los valores negativos retrasos). También se puede concluir que cuanto más retasado esté el rizado de $v_A(t)$ menor será la distorsión armónica.

Con relación a la inyección de armónicos de baja frecuencia en la red, en la actualidad, no se hace necesario un determinado FP o una determinada DAT. Únicamente el contenido armónico de la corriente de entrada ha de ser menor que los límites impuestos por la norma EN 61000-3-2. Se recuerda que la normativa divide a los equipos en cuatro categorías e impone unos límites a cada una de ellas en los armónicos de la corriente de entrada entre 3 y el 39. La mayoría de las fuentes de

alimentación para aplicaciones industriales son clasificadas en clase A. Como consecuencia, se tomarán los límites de esta clase para la realización este estudio teórico. Por otro lado, únicamente se tendrá en cuenta el contenido armónico impar debido a la simetría de la corriente de entrada. Finalmente cabe recordar que la normativa especifica que las medidas serán realizadas a la potencia máxima y tensión de entrada nominal.

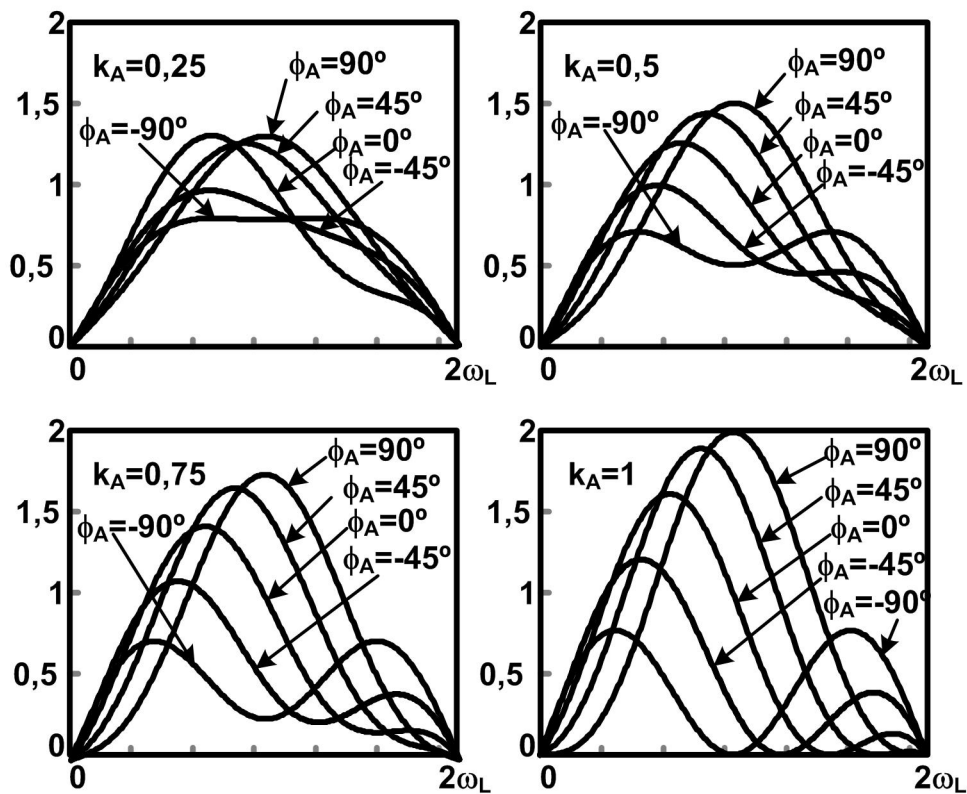


Figura 2.33. Formas de onda de la corriente de entrada del CFP para diferentes valores de k_A y ϕ_A .

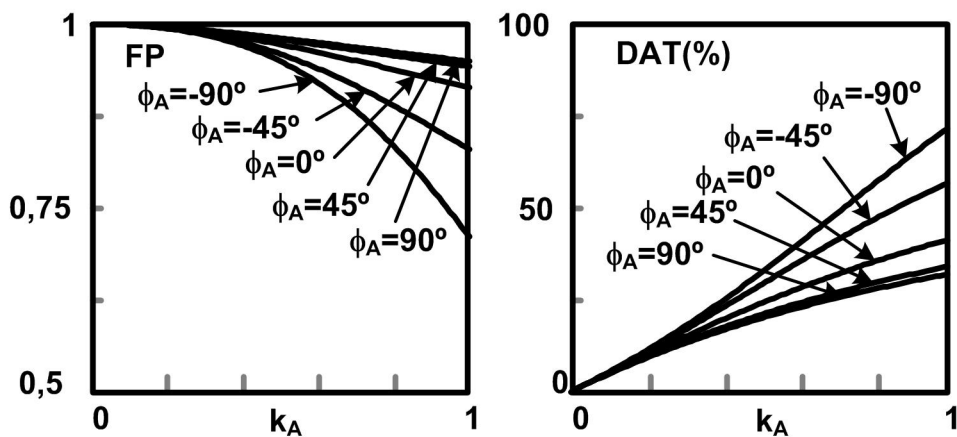


Figura 2.34. FP y DAT de la corriente de entrada del CFP para diferentes valores de k_A y ϕ_A .

Cabe recordar, que el modelo estático presentado únicamente considera distorsión en la corriente de entrada debida a su tercer armónico. En la realidad el contenido armónico de la corriente de entrada es mayor, sin embargo, es este tercer armónico el más significativo ya que todos los armónicos de orden superior están filtrados por el condensador de salida C_o . Por lo tanto, el valor del tercer armónico determina el cumplimiento o no de la normativa cuando se aumenta la dinámica de la tensión de salida. Así, el modelo estático desarrollado anteriormente es adecuado para definir los límites del CFP con respecto al cumplimiento de la norma.

Como se recuerda, el contenido armónico de la corriente de entrada aumenta al aumentar k_A y al adelantar ϕ_A . Además, también aumenta al aumentar la potencia procesada por el CFP. Por lo tanto, habrá una potencia límite para cada diseño del CFP (definido por su k_A y su ϕ_A) que asegure el cumplimiento de la normativa IEC 61000-3-2 en clase A. De la ecuación de la corriente de entrada definida en (2.67) se puede extraer fácilmente la expresión del tercer armónico de $i_g(t)$, que será el que defina el límite de potencia para el cumplimiento de la norma en clase A:

$$i_{g3}(3\omega_L t) = - \frac{2P}{v_{gp} \cdot \left(1 + \frac{k_A}{2} \sin(\phi_A)\right)} \frac{k_A}{2} \cos(3\omega_L t - \phi_A) \quad (2.84)$$

Por otro lado, la normativa impone que el contenido armónico de $i_g(t)$ sea menor que los límites impuestos por la clase. En este caso será el límite del tercer armónico de la corriente de entrada quien imponga esta condición:

$$\frac{|i_{g3}(3\omega_L t)|}{\sqrt{2}} \leq i_{g3\text{limite}} \Rightarrow \frac{v_{gp}}{\sqrt{2}} \frac{|i_{g3}(3\omega_L t)|}{\sqrt{2}} \leq \frac{v_{gp}}{\sqrt{2}} \cdot i_{g3\text{limite}} \quad (2.85)$$

dónde $i_{g3\text{limite}}$ es el límite de la norma EN61000-3-2 [2.1] para clase A. El valor de $i_{g3\text{limite}}$ está expresado en la norma en valor eficaz y es igual a 2,3 A.

Si se sustituye el módulo del tercer armónico de la corriente de entrada (2.84) en (2.85) se puede calcular el límite de potencia que ha de procesar el CFP para el cumplimiento de la norma:

$$P \leq \frac{\frac{v_{gp}}{\sqrt{2}} \cdot \left(1 + \frac{k_A}{2} \sin(\phi_A)\right) \cdot i_{g3 \text{ limite}}}{\frac{k_A}{2}} \quad (2.86)$$

La Figura 2.35 muestra los resultados de los límites teóricos de potencia para diferentes valores de k_A y ϕ_A . En dicha figura se muestra el límite de aplicación de la norma para equipos monofásicos: 16 A por fase, es decir 3680 W. Como se dedujo anteriormente, a medida que se aumenta el rizado de $v_A(t)$, la potencia máxima para el diseño del CFP disminuye. Ocurre lo mismo si se adelanta el rizado de alterna de $v_A(t)$ con respecto a la tensión rectificada de entrada. Por ejemplo, para un diseño de un CFP con una corriente de entrada definida por los valores: $k_A=0,5$ y $\phi_A=0^\circ$, el CFP con mayor potencia que se puede diseñar cumpliendo la norma estará entorno a 2000 W. Sin embargo, para diseños con $k_A < 0,25$ se cumple la norma independientemente de la potencia que deba procesar el CFP y el valor del desfase ϕ_A que tenga la corriente de entrada.

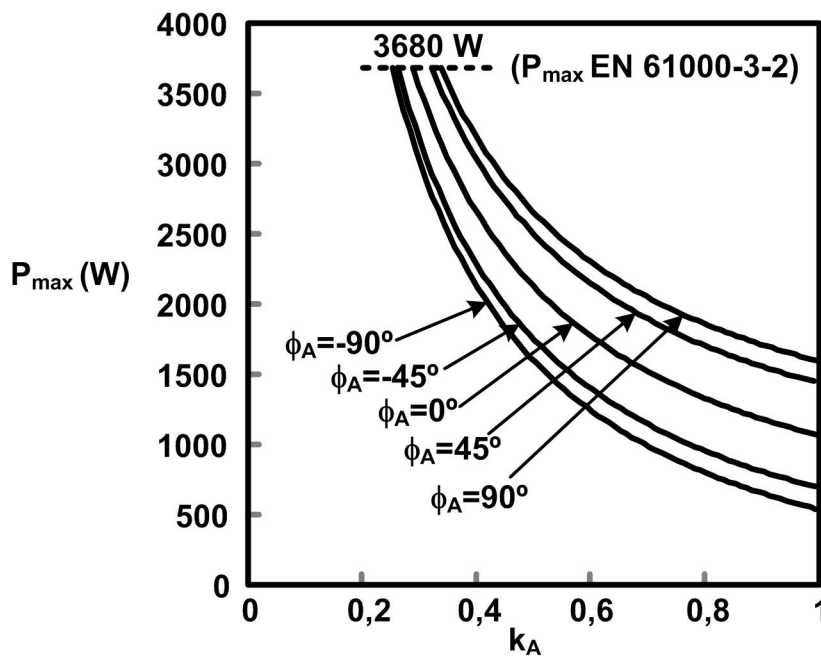


Figura 2.35. Límites de potencia que ha de procesar el CFP para el cumplimiento de la norma EN 61000-3-2 para clase A en función de k_A y ϕ_A .

2.5.3 MODELADO DINÁMICO DEL CFP CON DISTORSIÓN EN LA CORRIENTE DE ENTRADA

En el siguiente apartado se va a plantear un modelo de pequeña señal del CFP teniendo en cuenta la distorsión de la corriente de entrada. Este modelo está basado en el análisis estático realizado en el apartado anterior. El objetivo del presente análisis es obtener una nueva herramienta para el análisis de la respuesta dinámica de la tensión de salida en los CFP y así conseguir definir sus límites.

2.5.3.1 Análisis de pequeña señal de la etapa de potencia del CFP con distorsión en la corriente de entrada

Este análisis de pequeña señal de la etapa de potencia está realizado a partir del promediado de la corriente de salida a lo largo de medio ciclo de red. Por lo tanto, es un modelo sólo aplicable a frecuencias inferiores a dos veces la frecuencia de red. Además, en este modelo se supone una distorsión de la corriente de entrada no despreciable. Esto significa que se va a tener que modelar y promediar los rizados que afectan de manera significativa en la distorsión de la corriente de entrada, es decir, el segundo armónico de la corriente de salida. Para ello se va a dividir el promediado de pequeña señal en tres apartados:

- Análisis de pequeña señal de la dinámica principal del CFP con distorsión en la corriente de entrada.
- Análisis de pequeña señal de los módulos de los rizados del CFP y control con multiplicador con distorsión en la corriente de entrada.
- Análisis de pequeña señal de los argumentos de los rizados del CFP con distorsión en la corriente de entrada.

2.5.3.1.1 Análisis de pequeña señal de la dinámica principal del CFP con distorsión en la corriente de entrada

En este apartado se van a promediar los valores medios de las solicitudes a las que se ve sometido el CFP para posteriormente perturbarlos, y así, obtener el modelo de pequeña señal.

Estos valores medios son los más significativos a la hora de analizar a dinámica en este tipo de convertidores. Es por ello que se ha denominado este análisis como “dinámica principal” de la etapa de potencia del CFP.

Se parte de la salida del CFP para obtener un estudio sobre la dinámica de su tensión de salida. Por lo tanto, el punto de partida de este análisis es el valor medio de la corriente de salida del CFP, excluidos el condensador de salida y la carga. A partir del análisis estático realizado en el apartado anterior se obtiene:

$$i_{\text{odc}} = \frac{v_{\text{gp}}^2 \cdot v_{\text{Adc}}}{2K_{\text{M}} \cdot v_{\text{odc}}} \left(1 + \frac{v_{\text{Aacp}}}{2v_{\text{Adc}}} \text{sen}(\phi_{\text{A}}) \right) \quad (2.87)$$

A diferencia del modelo analizado anteriormente (sin distorsión en la corriente de entrada), ahora la dinámica principal se ve afectada por las características del rizado de la tensión de salida del lazo de tensión (v_{Aacp} y ϕ_{A}).

A continuación se va a perturbar la expresión (2.87) particularizando posteriormente para su punto de trabajo:

$$\hat{i}_{\text{odc}} = \left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial v_{\text{gp}}} \right]_{\text{pt}} \hat{v}_{\text{gp}} + \left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial v_{\text{Adc}}} \right]_{\text{pt}} \hat{v}_{\text{Adc}} + \left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial v_{\text{odc}}} \right]_{\text{pt}} \hat{v}_{\text{odc}} + \left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial v_{\text{Aacp}}} \right]_{\text{pt}} \hat{v}_{\text{Aacp}} + \left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial \phi_{\text{A}}} \right]_{\text{pt}} \hat{\phi}_{\text{A}} \quad (2.88)$$

dónde:

$$\left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial v_{\text{gp}}} \right]_{\text{pt}} = \frac{v_{\text{gp}} \cdot v_{\text{Adc}}}{K_{\text{M}} \cdot v_{\text{odc}}} \left(1 + \frac{v_{\text{Aacp}}}{2v_{\text{Adc}}} \text{sen}(\Phi_{\text{A}}) \right) = G_{\text{og0}} \quad (2.89)$$

$$\left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial v_{\text{Adc}}} \right]_{\text{pt}} = \frac{v_{\text{gp}}^2}{2K_{\text{M}} \cdot v_{\text{odc}}} = G_{\text{oA0}} \quad (2.90)$$

$$\left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial v_{\text{odc}}} \right]_{\text{pt}} = -\frac{V_{\text{gp}} \cdot V_{\text{Adc}}}{2K_{\text{M}} \cdot V_{\text{odc}}^2} \left(1 + \frac{V_{\text{Aacp}}}{2V_{\text{Adc}}} \text{sen}(\Phi_{\text{A}}) \right) = -\frac{I_{\text{odc}}}{V_{\text{odc}}} = -\frac{1}{R_{\text{L}}} = -\frac{1}{r_{\text{o}}} \quad (2.91)$$

$$\left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial v_{\text{Aacp}}} \right]_{\text{pt}} = \frac{V_{\text{gp}}^2}{4K_{\text{M}} \cdot V_{\text{odc}}} \text{sen}(\Phi_{\text{A}}) = G_{\text{oa0}} \quad (2.92)$$

$$\left. \frac{\partial i_{\text{odc}}}{\partial \phi_{\text{A}}} \right]_{\text{pt}} = \frac{V_{\text{gp}}^2 \cdot V_{\text{Aacp}}}{4K_{\text{M}} \cdot V_{\text{odc}}} \cos(\Phi_{\text{A}}) = G_{\text{o}\phi 0} \quad (2.93)$$

La Figura 2.36 muestra el circuito equivalente de pequeña señal de la salida del CFP deducido de las expresiones anteriores.

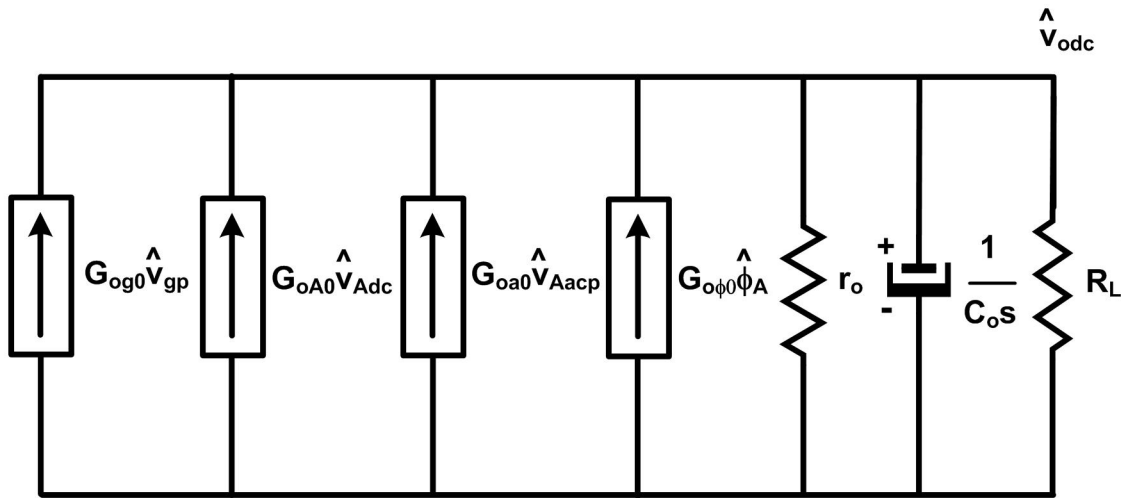


Figura 2.36. Circuito de pequeña señal del CFP considerando la distorsión en la corriente de entrada.

Al igual que sucedió en el análisis de pequeña señal del modelo anterior, la carga del circuito equivalente pasa a ser la mitad, cuando se considera una carga resistiva a la salida, debido a la dependencia de la corriente media de salida con el valor de continua de la tensión de salida.

A partir del circuito de pequeña señal de la Figura 2.36 se pueden obtener las expresiones de las funciones de transferencia que definen de forma más significativa la dinámica del valor de continua de la tensión de salida del CFP (“dinámica principal”):

$$G_{og}(s) = \frac{\hat{v}_{odc}}{\hat{v}_{gp}} \bigg|_{\substack{\hat{v}_{Adc} = 0 \\ \hat{v}_{Aacp} = 0 \\ \hat{\phi}_A = 0}} = \frac{G_{og0}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \cdot \frac{R_L}{2} = G_{og0} \cdot G_p(s) \quad (2.94)$$

$$G_{oA}(s) = \frac{\hat{v}_{odc}}{\hat{v}_{Adc}} \bigg|_{\substack{\hat{v}_{gp} = 0 \\ \hat{v}_{Aacp} = 0 \\ \hat{\phi}_A = 0}} = \frac{G_{oA0}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \cdot \frac{R_L}{2} = G_{oA0} \cdot G_p(s) \quad (2.95)$$

$$G_{oa}(s) = \frac{\hat{v}_{odc}}{\hat{v}_{Aacp}} \bigg|_{\substack{\hat{v}_{gp} = 0 \\ \hat{v}_{Adc} = 0 \\ \hat{\phi}_A = 0}} = \frac{G_{oa0}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \cdot \frac{R_L}{2} = G_{oa0} \cdot G_p(s) \quad (2.96)$$

$$G_{o\phi}(s) = \frac{\hat{v}_{odc}}{\hat{v}_{Adc}} \bigg|_{\substack{\hat{v}_{gp} = 0 \\ \hat{v}_{Adc} = 0 \\ \hat{v}_{Aacp} = 0}} = \frac{G_{o\phi0}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \cdot \frac{R_L}{2} = G_{o\phi0} \cdot G_p(s) \quad (2.97)$$

donde la expresión del polo introducido por el condensador de salida C_o y la carga estará definido por:

$$\omega_p = \frac{2}{R_L \cdot C_o} \quad (2.98)$$

$$G_p(s) = \frac{\frac{R_L}{2}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (2.99)$$

Si se sustituye la expresión de la constante K_M (2.66) y se relaciona con la expresión del rizado relativo de la tensión de salida del lazo de tensión (k_A) en el punto de trabajo en las expresiones (2.89)-(2.93), se obtiene:

$$G_{og0} = \frac{2 V_{odc}}{R_L \cdot V_{gp}} \quad (2.100)$$

$$G_{oA0} = \frac{2 V_{odc}}{R_L \cdot V_{Adc} (2 + K_A \text{sen}(\Phi_A))} \quad (2.101)$$

$$G_{oa0} = \frac{V_{odc} \text{sen}(\Phi_A)}{R_L \cdot V_{Adc} (2 + K_A \text{sen}(\Phi_A))} \quad (2.102)$$

$$G_{o\phi 0} = \frac{V_{odc} \cdot K_A \cos(\Phi_A)}{R_L (2 + K_A \text{sen}(\Phi_A))} \quad (2.103)$$

Finalmente la Figura 2.37, muestra el diagrama de bloques que define la respuesta dinámica del valor de continua de la tensión de salida del CFP considerando distorsión en la corriente de entrada. Como se puede comprobar en la figura, los parámetros que definen el rizado de la tensión de salida del lazo de tensión (v_{Aacp} y ϕ_A) influyen en la dinámica de este tipo de convertidores. De hecho, tal como se comentó anteriormente, afectan a los valores medios que definen el análisis de pequeña señal, más concretamente al valor medio de la tensión de salida del CFP.

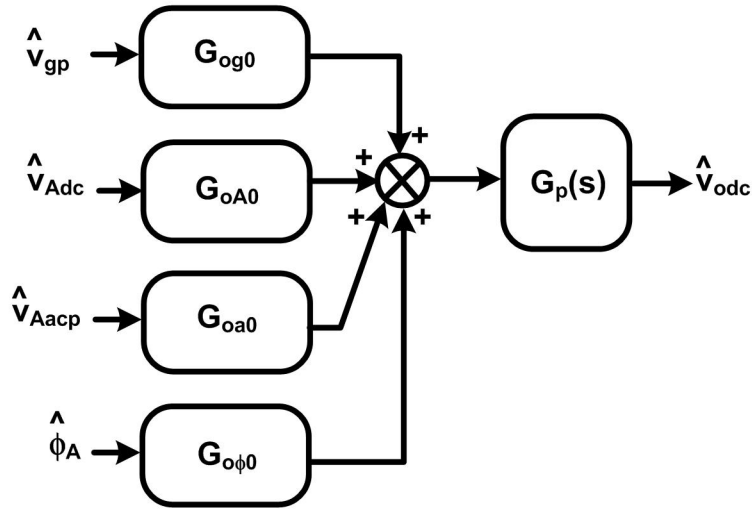


Figura 2.37. Diagrama de bloques del modelo de pequeña señal de la dinámica principal de la etapa de potencia del CFP con distorsión en la corriente de entrada.

2.5.3.1.2 Análisis de pequeña señal de los módulos de los rizados del CFP con distorsión en la corriente de entrada

En este apartado se van a promediar los módulos de los rizados de dos veces la frecuencia de red de las solicitaciones a las que se ve sometido el CFP, y posteriormente estos valores promediados serán perturbados. Estos módulos, aunque no son los más significativos a la hora de analizar la dinámica en este tipo de convertidores, si que influyen en la dinámica final del CFP, tal como se comprobó en el apartado anterior.

El punto de partida de este análisis es el módulo del segundo armónico de la corriente de salida. A partir del análisis estático realizado en el apartado anterior se obtiene:

$$i_{o2} = |i_{o2}(2\omega_L t)| = \frac{v_{gp}^2 \cdot v_{Adc}}{2 \cdot v_{odc} \cdot K_M} \sqrt{1 + k_A^2 + 2k_A \sin(\phi_A)} \quad (2.104)$$

Al igual que el modelado analizado anteriormente (“dinámica principal”), ahora la dinámica introducida por los módulos de los rizados también se ve afectada por las mismas entradas (v_{gp} , v_o , v_{Adc} , v_{Aacp} y ϕ_A).

A continuación, se va a perturbar la expresión (2.104) particularizando posteriormente para su punto de trabajo:

$$\hat{i}_{o2} = \left. \frac{\partial i_{o2}}{\partial v_{gp}} \right]_{pt} \hat{v}_{gp} + \left. \frac{\partial i_{o2}}{\partial v_{Adc}} \right]_{pt} \hat{v}_{Adc} + \left. \frac{\partial i_{o2}}{\partial v_{odc}} \right]_{pt} \hat{v}_{odc} + \left. \frac{\partial i_{o2}}{\partial v_{Aacp}} \right]_{pt} \hat{v}_{Aacp} + \left. \frac{\partial i_{o2}}{\partial \phi_A} \right]_{pt} \hat{\phi}_A \quad (2.105)$$

donde se pueden desarrollar cada uno de los términos que definen la perturbación del módulo del segundo armónico de la corriente de salida del CFP (excluyendo el filtro formado por el condensador de salida y la carga):

$$\left. \frac{\partial i_{o2}}{\partial v_{gp}} \right]_{pt} = \frac{V_{gp} \cdot V_{Adc}}{V_{odc} \cdot K_M} \sqrt{1 + K_A^2 + 2K_A \sin(\Phi_A)} = G_{o2g} \quad (2.106)$$

$$\left. \frac{\partial i_{o2}}{\partial v_{Adc}} \right]_{pt} = \frac{V_{gp}^2}{2 V_{odc} \cdot K_M} \frac{1 + K_A \sin(\Phi_A)}{\sqrt{1 + K_A^2 + 2K_A \sin(\Phi_A)}} = G_{o2A} \quad (2.107)$$

$$\left. \frac{\partial i_{o2}}{\partial v_{odc}} \right]_{pt} = -\frac{V_{gp}^2 \cdot V_{Adc}}{2 V_{odc}^2 \cdot K_M} \sqrt{1 + K_A^2 + 2K_A \sin(\Phi_A)} = G_{o2o} \quad (2.108)$$

$$\left. \frac{\partial i_{o2}}{\partial v_{Aacp}} \right]_{pt} = \frac{V_{gp}^2}{2 V_{odc} \cdot K_M} \frac{K_A + \sin(\Phi_A)}{\sqrt{1 + K_A^2 + 2K_A \sin(\Phi_A)}} = G_{o2a} \quad (2.109)$$

$$\left. \frac{\partial i_{o2}}{\partial \phi_A} \right]_{pt} = \frac{V_{gp}^2 \cdot V_{Adc}}{2 V_{odc} \cdot K_M} \frac{K_A \cdot \cos(\Phi_A)}{\sqrt{1 + K_A^2 + 2K_A \sin(\Phi_A)}} = G_{o2\phi} \quad (2.110)$$

La Figura 2.15 muestra el circuito equivalente de pequeña señal de la salida del CFP deducido de las expresiones anteriores. Se puede considerar otra vez la hipótesis que se planteó en el estudio estático. El condensador de salida es lo suficientemente grande para que la carga, que es resistiva, procese todo el valor de continua de la corriente de salida y el rizado del segundo armónico de la frecuencia de red de la corriente de salida sea procesado por dicho condensador. Por lo tanto, en este caso la carga del circuito de pequeña señal será la impedancia del condensador a dos veces la frecuencia de red:

$$G_{p2} = \frac{1}{2\omega_L C_o} \quad (2.111)$$

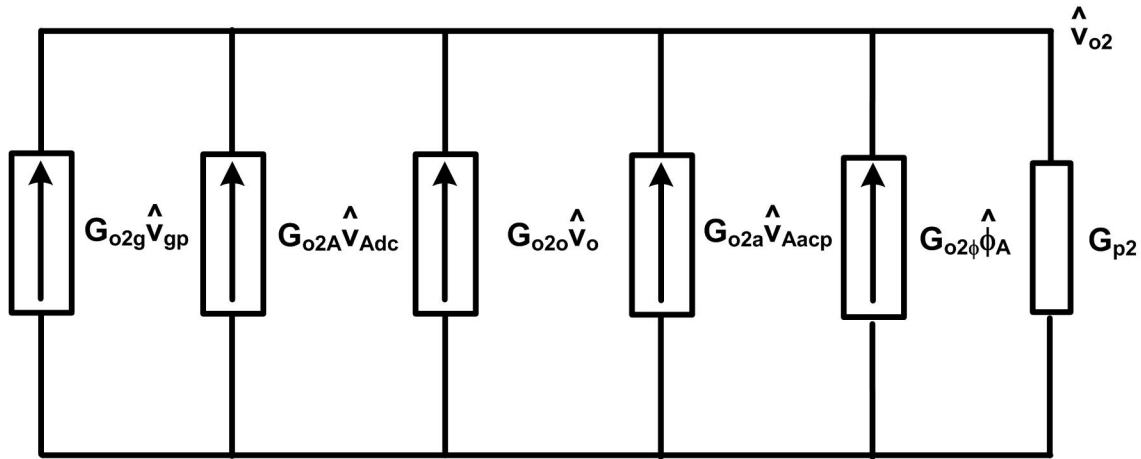


Figura 2.38. Circuito de pequeña señal del CFP considerando la distorsión en la corriente de entrada para la dinámica introducida por los módulos del rizado.

Al igual que se realizó anteriormente se van a normalizar las expresiones (2.106)-(2.110). Si se sustituye la expresión de la constante K_M (2.66) y se relaciona con la expresión del rizado relativo de la tensión de salida del lazo de tensión (k_A) en el punto de trabajo en las expresiones (2.106)-(2.110) se obtiene:

$$G_{o2g} = \frac{4 V_{odc} \sqrt{1 + K_A^2 + 2K_A \text{sen}(\Phi_A)}}{V_{gp} \cdot R_L (2 + K_A \text{sen}(\Phi_A))} \quad (2.112)$$

$$G_{o2A} = \frac{2 V_{odc}}{V_{Adc} \cdot R_L} \frac{1 + K_A \text{sen}(\Phi_A)}{(1 + K_A \text{sen}(\Phi_A)) \cdot \sqrt{1 + K_A^2 + 2K_A \text{sen}(\Phi_A)}} \quad (2.113)$$

$$G_{o2o} = -\frac{2\sqrt{1 + K_A^2 + 2K_A \text{sen}(\Phi_A)}}{R_L (2 + K_A \text{sen}(\Phi_A))} \quad (2.114)$$

$$G_{o2a} = \frac{2V_o}{V_{Adc} \cdot R_L} \frac{K_A + \text{sen}(\Phi_A)}{(2 + \text{sen}(\Phi_A))\sqrt{1 + K_A^2 + 2K_A \text{sen}(\Phi_A)}} \quad (2.115)$$

$$G_{o2\phi} = \frac{2 V_{odc}}{R_L} \frac{K_A \cdot \cos(\Phi_A)}{(2 + \text{sen}(\Phi_A))\sqrt{1 + K_A^2 + 2K_A \text{sen}(\Phi_A)}} \quad (2.116)$$

Ahora, a partir del módulo del segundo armónico de la corriente de salida justo antes del filtro formado por el condensador de salida y la carga (i_{o2}), se puede obtener fácilmente el módulo del segundo armónico de tensión de salida. Únicamente se ha de multiplicar i_{o2} por G_{p2} . Posteriormente, este módulo del rizado de tensión será el que de lugar al módulo del rizado de tensión de la tensión de salida del lazo de tensión después de ser multiplicado por dos ganancias. Primero, por la ganancia del divisor resistivo del lazo de tensión β . Segundo, la ganancia del regulador del lazo de tensión, calculada a dos veces la frecuencia de red $A_{R2\omega L}$. Como consecuencia, la expresión que define la perturbación del módulo del rizado de la tensión de salida del lazo de tensión será:

$$\hat{V}_{Aacp} = A_{R2\omega L} \cdot \beta \cdot G_{p2} \cdot \hat{i}_{o2} \quad (2.117)$$

Como se puede comprobar en la expresión (2.117), la ganancia del regulador a dos veces la frecuencia de red ($A_{R2\omega L}$) entra en juego para definir la dinámica de la etapa de potencia. Por otro

lado, teniendo en cuenta las expresiones de G_{o2g} , G_{o2A} , G_{o2o} , G_{o2a} , $G_{o2\phi}$, β y $A_{R2\omega L}$, la dinámica que introduce los módulos de los rizados en la etapa de potencia es únicamente proporcional.

Finalmente la Figura 2.39, muestra el diagrama de bloques que define la respuesta dinámica del módulo del segundo armónico de la tensión de salida del CFP considerando distorsión en la corriente de entrada.

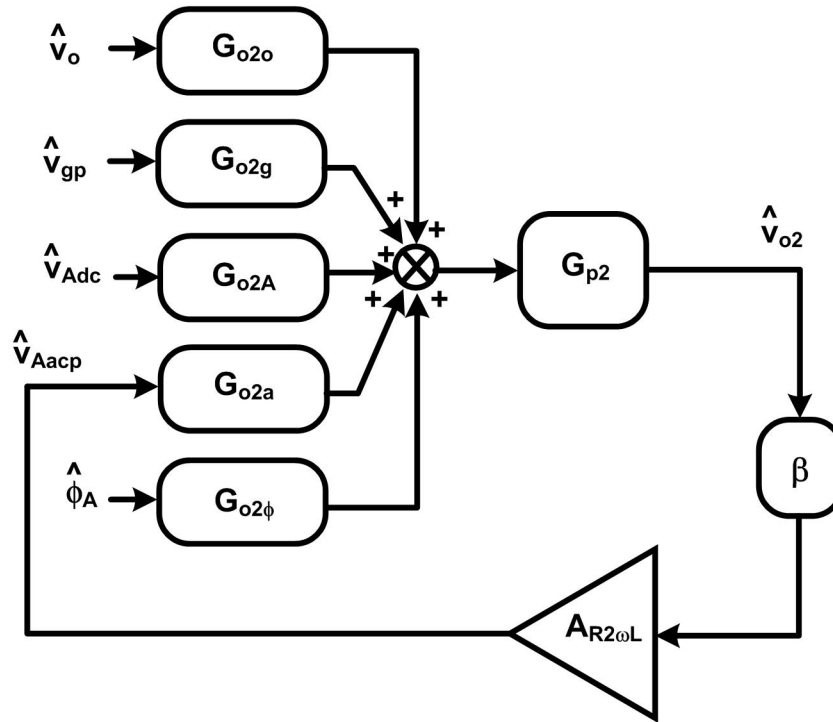


Figura 2.39. Diagrama de bloques del modelo de pequeña señal de la dinámica que introduce los módulos de los rizados en el CFP con distorsión en la corriente de entrada.

2.5.3.1.3 Análisis de pequeña señal de los argumentos de los rizados del CFP con distorsión en la corriente de entrada

En este apartado se van a perturbar los argumentos de los rizados de dos veces la frecuencia de red de las solicitudes a las que se ve sometido el CFP. Estos argumentos, aunque tampoco son los más significativos a la hora de analizar la dinámica en este tipo de convertidores, si que influyen en la dinámica final del CFP, tal como se comprobó anteriormente.

Para realizar el análisis de pequeña señal de los argumentos de los rizados, se ha de partir de las ecuaciones del estudio estático (2.79) y (2.83):

$$\arctg\left[\frac{(1 + k_A \sin(\phi_A))}{k_A \cos(\phi_A)}\right] = \phi_A + \theta \quad (2.118)$$

donde se define como $\theta = \phi_{2\omega L} + \pi/2$ y en su punto de trabajo $\Theta = \Phi_{2\omega L} + \pi/2$:

Para despejar el valor de ϕ_A para posteriormente perturbarlo hay que realizar una serie de simplificaciones, las cuales están reflejadas en el Anexo I en su apartado AI.1. El resultado de dichas simplificaciones se presenta en la ecuación siguiente:

$$\phi_A = \arcsin(k_A \cdot \sin(\theta)) - \theta = \arcsin\left(\frac{V_{Aacp}}{V_{Adc}} \cdot \sin(\theta)\right) - \theta \quad (2.119)$$

Si se perturba el ángulo y se particulariza en su punto de trabajo se obtiene:

$$\hat{\phi}_A = \left. \frac{\partial \phi_A}{\partial V_{Adc}} \right]_{pt} \hat{v}_{Adc} + \left. \frac{\partial \phi_A}{\partial V_{Aacp}} \right]_{pt} \hat{v}_{Aacp} = G_{\phi A} \cdot \hat{v}_{Adc} + G_{\phi a} \cdot \hat{v}_{Aacp} \quad (2.120)$$

donde:

$$G_{\phi A} = \frac{\sin(\Theta) \cdot K_A}{V_{Adc} \sqrt{1 - K_A^2 \sin^2(\Theta)}} \quad (2.121)$$

$$G_{\phi a} = -\frac{\sin(\Theta)}{V_{Adc} \sqrt{1 - K_A^2 \sin^2(\Theta)}} \quad (2.122)$$

Finalmente las expresiones (2.121) y (2.122) se puede expresar en función de Φ_A y K_A . Una vez más las simplificaciones a realizar están reflejadas en el Anexo I en su apartado AI.1. Los resultados finales se muestran a continuación:

$$G_{\phi A} = \frac{K_A \cos(\Phi_A)}{V_{Adc}(1 + K_A \sin(\Phi_A))} \hat{V}_{Adc} \quad (2.123)$$

$$G_{\phi a} = -\frac{\cos(\Phi_A)}{V_{Adc}(1 + K_A \sin(\Phi_A))} \hat{V}_{Aacp} \quad (2.124)$$

Finalmente la Figura 2.40, muestra el diagrama de bloques que define la respuesta dinámica del argumento del segundo armónico de la tensión de salida del lazo de tensión ($v_A(t)$) del CFP con distorsión en la corriente de entrada.

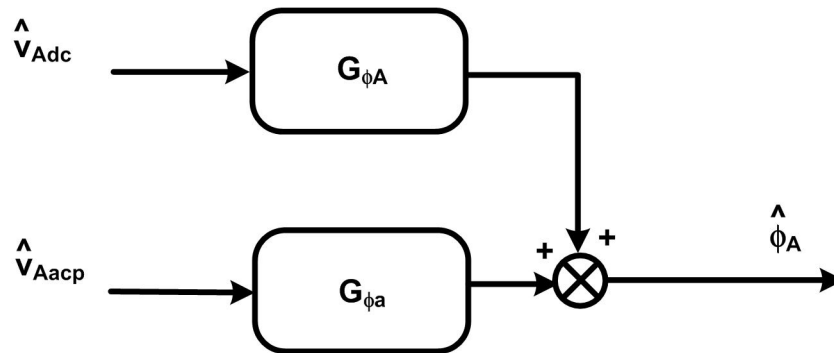


Figura 2.40. Diagrama de bloques del modelo de pequeña señal de la dinámica que introduce los argumentos de los rizados en el CFP con distorsión en la corriente de entrada.

2.5.3.1.4 Análisis de pequeña señal completo de la etapa de potencia del CFP con distorsión en la corriente de entrada

En el siguiente apartado se van a reunir todos los estudios realizados en los apartados anteriores (2.5.3.1.1: dinámica principal, 2.5.3.1.2: módulos del rizado y 2.5.3.1.3: argumentos del rizado) para dimensionar globalmente el comportamiento dinámico de la etapa de potencia del CFP.

En la Figura 2.41 se muestra el diagrama de bloques de la etapa de potencia del CFP. Dicho diagrama se puede simplificar al de la Figura 2.42. Dicha simplificación está desarrollada en el Anexo I: apartado AI.2.

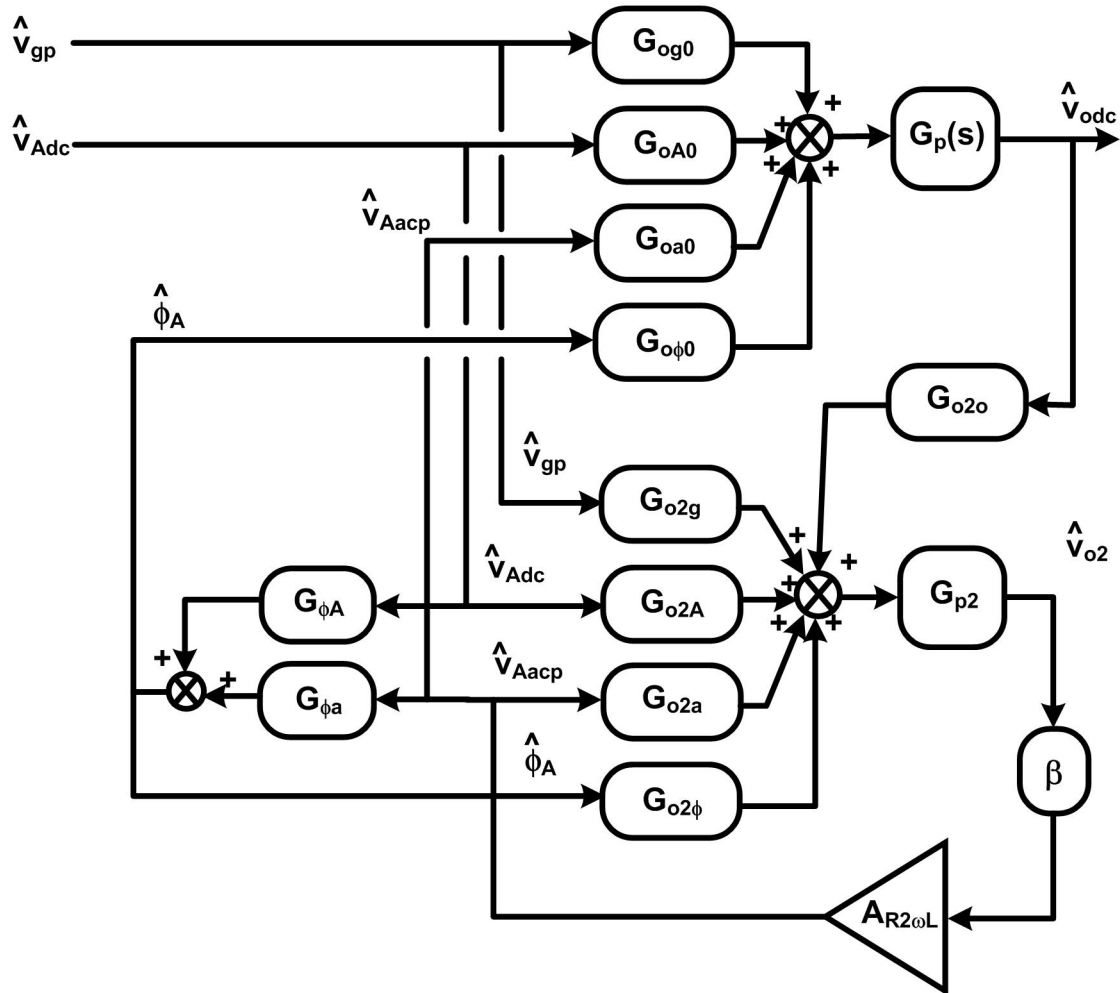


Figura 2.41. Diagrama de bloques del modelo de pequeña señal de la etapa de potencia completa del CFP con distorsión en la corriente de entrada.

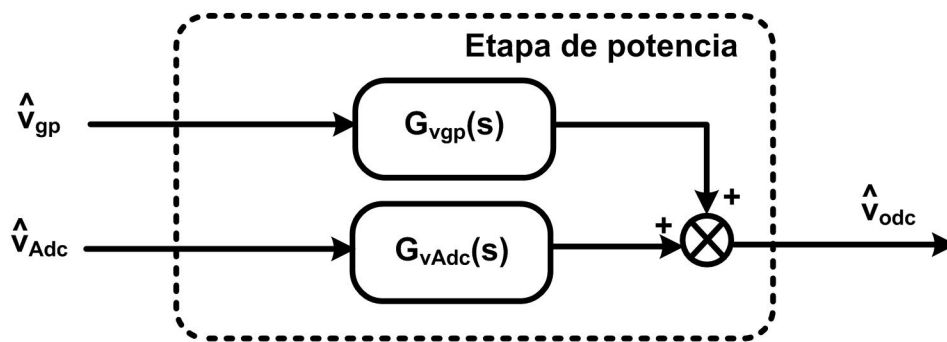


Figura 2.42. Diagrama de bloques simplificado del modelo de pequeña señal de la etapa de potencia del CFP.

Las expresiones de las funciones de transferencia simplificadas a las que hace referencia la Figura 2.42 son:

$$G_{v_{gp}}(s) = G_{v_{gp0}}' \cdot G_p'(s) \quad (2.125)$$

$$G_{v_{Adc}}(s) = G_{v_{Adc0}} \cdot G_p'(s) \quad (2.126)$$

donde:

$$G_{v_{gp0}}' = \frac{2 V_{gp} \cdot \sigma}{V_{odc} \cdot R_L'} \quad (2.127)$$

$$G_{v_{Adc0}} = \frac{V_{odc}}{\mu \cdot V_{Adc} R_L'} \quad (2.128)$$

$$G_p'(s) = \frac{\frac{R_L'}{2}}{1 + \frac{s}{\omega_p'}} \quad (2.129)$$

$$R_L' = \frac{R_L}{\mu} \quad (2.130)$$

$$\omega_p' = \omega_p \cdot \mu = \frac{2}{R_L' C_o} \quad (2.131)$$

Como puede observarse en las ecuaciones (2.125)-(2.131), las funciones de transferencia de los análisis de pequeña señal considerando distorsión en la corriente de entrada son similares al modelo que no la consideraba (2.24)-(2.30). La única diferencia entre ambos son los parámetros μ y σ que aparecen en el modelo con distorsión en la corriente de entrada. Ambos parámetros afectan a la acción integral y proporcional de las funciones de transferencia del modelado. El valor de dichos parámetros se obtiene del desarrollo realizado en el Anexo I: apartado AI.2:

$$\mu = \frac{4 + 3K_A \sin(\Phi_A) - K_A^2 + 2K_A^2 \cdot \sin^2(\Phi_A)}{2(2 + K_A \sin(\Phi_A))} \quad (2.132)$$

$$\sigma = \frac{4 + 4K_A \sin(\Phi_A) + 4K_A^2 \cdot \sin^2(\Phi_A) - 2K_A^2}{4 + 3K_A \sin(\Phi_A) - K_A^2 + 2K_A^2 \cdot \sin^2(\Phi_A)} \quad (2.133)$$

Como puede comprobarse, el valor de μ y σ dependen de K_A y Φ_A . Dichos parámetros definen la influencia del módulo y del argumento de la distorsión de la corriente de entrada dentro de la dinámica principal del modelo. Por lo tanto, toda la dinámica introducida por los módulos y argumentos de los rizados del CFP se simplifica en estos parámetros. En la Figura 2.43 se muestran estos parámetros μ y σ en función de K_A y Φ_A .

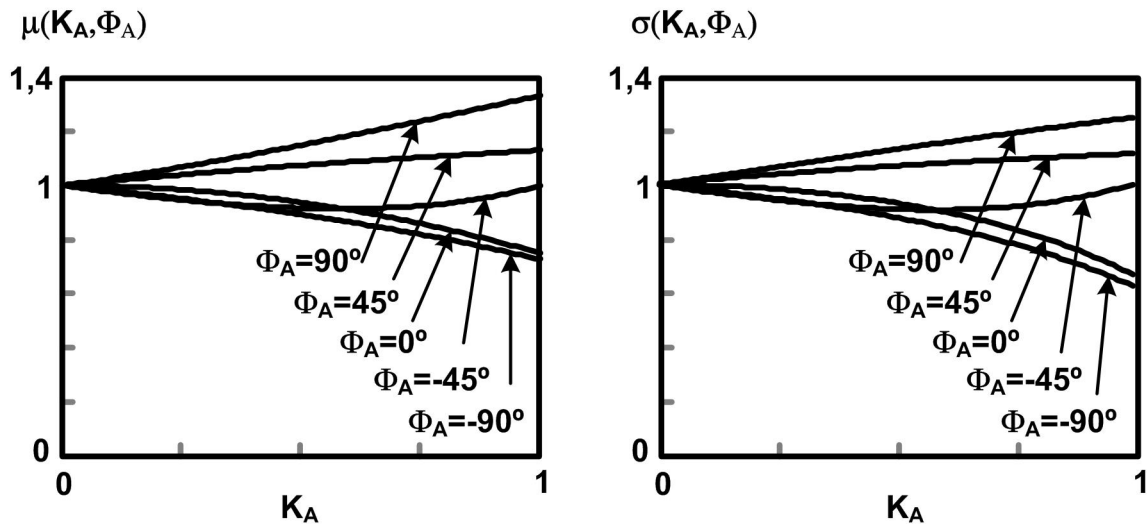


Figura 2.43. Parámetros μ y σ en función de K_A y Φ_A .

Como puede observarse, cuando la K_A tiende a cero, independientemente del ángulo Φ_A , los parámetros μ y σ tienden a la unidad. Cuando μ y σ son la unidad, el modelo de pequeña señal de la etapa de potencia del CFP considerando distorsión en la corriente de entrada y sin considerarla coinciden. Parece lógico suponer que el modelo considerando rizado coincida con el que no lo considera cuando la influencia del rizado sea nula ($K_A=0$).

2.5.3.2 Diseño en lazo cerrado del CFP con distorsión en la corriente de entrada

La Figura 2.44 muestra el diagrama de bloques del modelo de pequeña señal del CFP en lazo cerrado. Dicho modelo se deduce de las hipótesis realizadas y de las conclusiones obtenidas en los apartados anteriores.

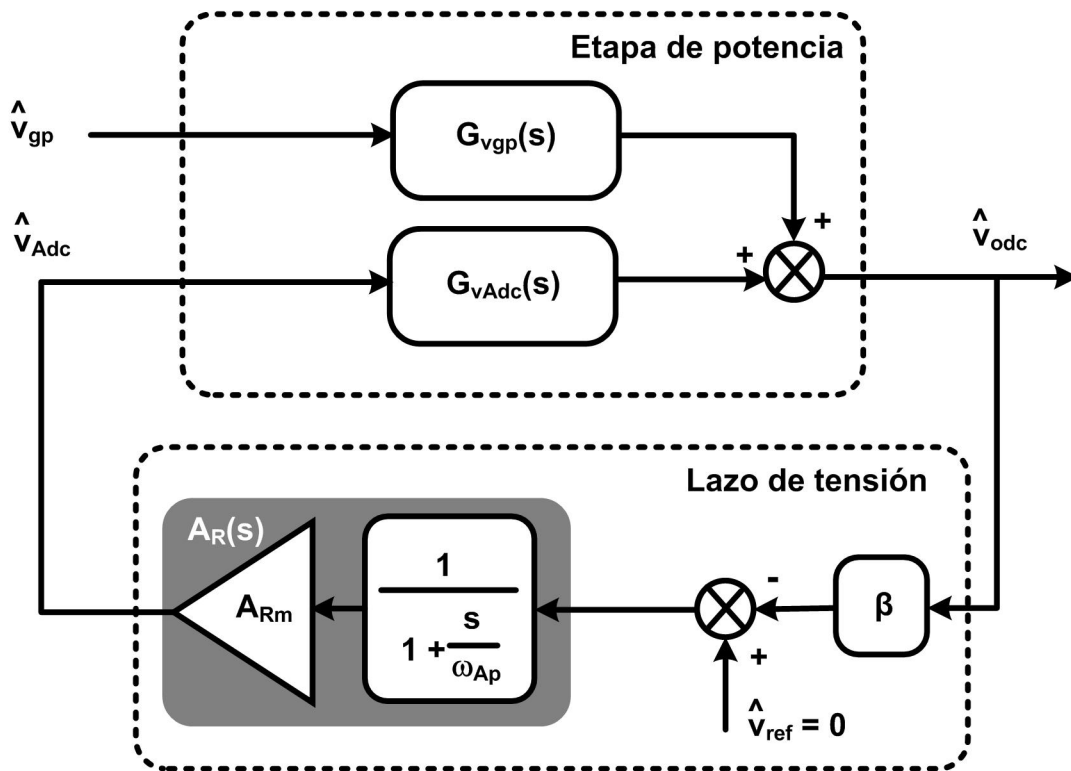


Figura 2.44. Diagrama de bloques del modelo de pequeña señal del CFP con distorsión en la corriente de entrada.

Como se consideró en el primer modelo presentado (sin distorsión en la corriente de entrada) se va a utilizar un regulador que a frecuencias altas se comporte como un PI (2.32). Su módulo y argumento se pueden calcular fácilmente:

$$|A_R(\omega j)| = \frac{A_{Rm}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{Ap}}\right)^2}} \quad (2.134)$$

$$\angle A_R(\omega j) = \arctan\left(\frac{\omega}{\omega_{Ap}}\right) \quad (2.135)$$

Si se relacionan las anteriores ecuaciones ((2.134) y (2.135)) con la ganancia y el desfase del regulador a dos veces la frecuencia de red ((2.82) y (2.83)), se obtienen las siguientes expresiones:

$$A_{Rm} = \frac{k_A V_{Adc}}{\beta V_{odc} R_{zdo_{vo}}} \sqrt{1 + \left(\frac{2\omega_L}{\omega_{Ap}}\right)^2} \quad (2.136)$$

$$\phi_A + \frac{\pi}{2} + \arctg\left[-\frac{(1 + k_A \sin(\phi_A))}{k_A \cos(\phi_A)}\right] = \arctg\left(\frac{2\omega_L}{\omega_{Ap}}\right) \quad (2.137)$$

Por otro lado, a partir de la Figura 2.44, se puede calcular fácilmente la función de transferencia del lazo de realimentación del CFP sin tener en consideración la dinámica que introduce el valor de pico de la tensión de entrada:

$$T(s) = G_{vAdc}(s) \cdot A_R(s) \cdot \beta = \frac{V_{odc}}{2\mu \cdot V_{Adc}} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \cdot \frac{A_{Rm}}{1 + \frac{s}{\omega_{Ap}}} \cdot \beta \quad (2.138)$$

Sustituyendo la ecuación (2.136) en (2.138) se obtiene:

$$T(s) = \frac{k_A}{2\mu \cdot R_{zdo_{vo}}} \cdot \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{2\omega_L}{\omega_{Ap}}\right)^2}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{Ap}}\right) \left(1 + \frac{s}{\omega_p'}\right)} \quad (2.139)$$

De la anterior función de transferencia del lazo de realimentación del CFP se puede obtener fácilmente las expresiones que definen el margen de fase (ϕ_m) y el ancho de banda (ω_0) del lazo de realimentación del CFP:

$$1 = \frac{k_A}{2\mu \cdot R_{zdo_{vo}}} \cdot \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{2\omega_L}{\omega_{Ap}}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_p'}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_{Ap}}\right)^2}} \quad (2.140)$$

$$\phi_m = \pi - \arctg\left(\frac{\omega_0}{\omega_p'}\right) - \arctg\left(\frac{\omega_0}{\omega_{Ap}}\right) \quad (2.141)$$

donde, a partir de las expresiones (2.26), (2.80), (2.131) y (2.132), se puede expresar el valor de ω_p' como:

$$\omega_p' = \frac{4\omega_L \cdot R_{zdo_{vo}}}{4\sqrt{1 + K_A^2} + 2K_A \sin(\Phi_A)} = \frac{4\omega_L \cdot R_{zdo_{vo}}}{\Gamma(K_A, \Phi_A)} \quad (2.142)$$

$$4 + 3K_A \sin(\Phi_A) - K_A^2 + 2K_A^2 \cdot \sin^2(\Phi_A)$$

Ahora, el objetivo de este estudio es plantear un procedimiento para el cálculo de los parámetros que definen el diseño del CFP a partir de unas especificaciones de partida. Las especificaciones de partida del diseño del CFP son: frecuencia de red ($2\omega_L$), rizado de tensión a la

salida ($Rzdo_{vo}$), margen de fase del lazo de realimentación del CFP (ϕ_m), ancho de banda del lazo de realimentación del CFP (ω_0). Con estos datos de partida, con el sistema que se plantea con las ecuaciones (2.137), (2.140) y (2.141) y teniendo en cuenta los valores de μ y Γ (que son función de K_A y Φ_A), se obtienen las incógnitas para el diseño del CFP: K_A , Φ_A y Ω_{Ap} . Finalmente, el sistema a plantear para la resolución de un determinado diseño del CFP queda definido por las tres ecuaciones siguientes:

$$1 = \frac{K_A}{2 \cdot \mu(K_A, \Phi_A) \cdot Rzdo_{vo}} \cdot \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{2\omega_L}{\omega_{Ap}}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\left(\frac{4\omega_L \cdot Rzdo_{vo}}{\Gamma(K_A, \Phi_A)}\right)}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_{Ap}}\right)^2}} \quad (2.143)$$

$$\phi_m = \pi - \arctg\left(\frac{\omega_0}{\left(\frac{4\omega_L \cdot Rzdo_{vo}}{\Gamma(K_A, \Phi_A)}\right)}\right) - \arctg\left(\frac{\omega_0}{\omega_{Ap}}\right) \quad (2.144)$$

$$\Phi_A + \frac{\pi}{2} + \arctg\left[-\frac{(1 + K_A \sin(\Phi_A))}{K_A \cos(\Phi_A)}\right] = \arctg\left(\frac{2\omega_L}{\omega_{Ap}}\right) \quad (2.145)$$

Como puede comprobarse, el sistema de ecuaciones (2.143), (2.144) y (2.145) es un sistema no lineal. La resolución matemática del mismo se llevará a cabo mediante software de cálculo (p.ej. *Mathcad*). Dicha resolución está desarrollada en la hoja de cálculo que se muestra en el Anexo II.1. A partir de esta resolución matemática, se pueden representar los valores de los parámetros (K_A , Φ_A y Ω_{Ap}) que se necesitan para resolver los modelos y así definir el diseño del CFP para diferentes especificaciones. Por lo tanto, estas gráficas sirven como herramientas para la resolución de un determinado diseño del CFP teniendo en consideración la distorsión que se produce en la tensión de entrada al aumentar la dinámica de su tensión de salida.

La Figura 2.45 muestra el valor de la pulsación del polo del regulador $A_R(s)$ particularizado para un punto de trabajo, Ω_{Ap} , normalizado al valor de la frecuencia de red (ω_L) para diferentes diseños del CFP ($Rzdo_{vo}$, ϕ_m y ω_0). Como se puede comprobar, se ha de aumentar la frecuencia de ω_{Ap} para obtener mejores respuestas dinámicas en el CFP.

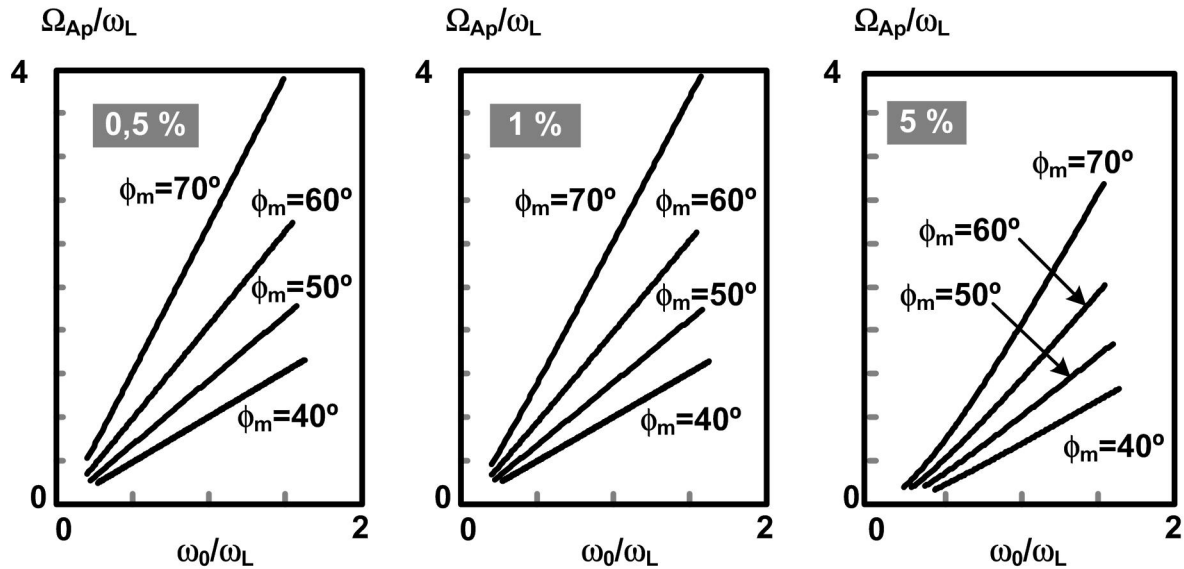


Figura 2.45. Ω_{Ap}/ω_L en función de ω_0/ω_L y ϕ_m para diferentes rizados de la tensión de salida.

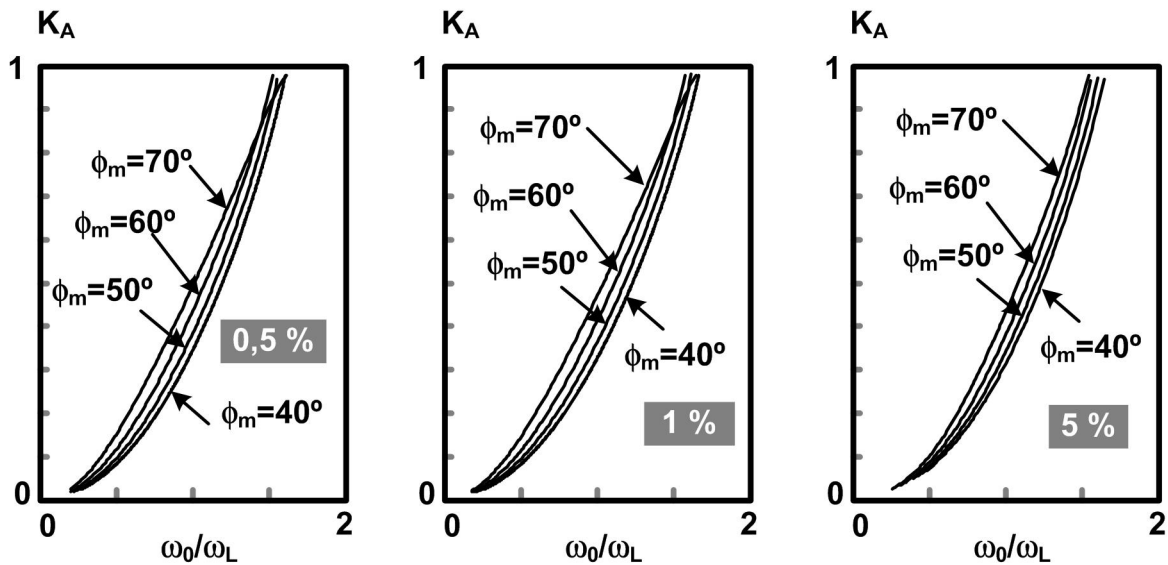


Figura 2.46. K_A en función de ω_0/ω_L y ϕ_m para diferentes rizados de la tensión de salida.

Por otro lado, la Figura 2.46 muestra el valor de K_A para diferentes diseños del CFP ($Rzdo_{vo}$, ϕ_m y ω_0). También puede comprobarse que a medida que se mejora la dinámica del CFP, aumenta

el rizado de $v_A(t)$ que produce la distorsión en la corriente de entrada. Es lógico que al aumentar la dinámica de salida del CFP se distorsione más la corriente de entrada.

Una vez calculados los valores de Ω_{Ap} y K_A para un determinado diseño, se pueden calcular los valores de la ganancia del regulador de tensión a frecuencia medias A_{Rm} (2.136) y del divisor β (2.38). Para ello se han de especificar en el diseño el valor de continua de la tensión de salida (V_{odc}) del CFP y el valor de continua de la tensión de salida del lazo de tensión (V_{Adc}).

Finalmente la Figura 2.47 muestra el valor de Φ_A para diferentes diseños del CFP ($Rzdo_{vo}$, ϕ_m y ω_0). Éste es el último valor necesario para el diseño del CFP. Con K_A y Φ_A se podrá calcular el condensador de salida para imponer un determinado rizado (2.80). Además, junto con la especificación de la tensión de entrada se podrá obtener el valor de K_M (2.66) y completar así el diseño del CFP.

Para facilitar la resolución del sistema de ecuaciones (2.144), (2.144) y (2.145) puede resultar útil un valor del margen de fase (ϕ_m) aproximado definido de la siguiente forma:

$$\phi_{ma} = \pi - \arctg\left(\frac{\omega_0}{4\omega_L \cdot Rzdo_{vo}}\right) - \arctg\left(\frac{\omega_0}{\omega_{Ap}}\right) \quad (2.146)$$

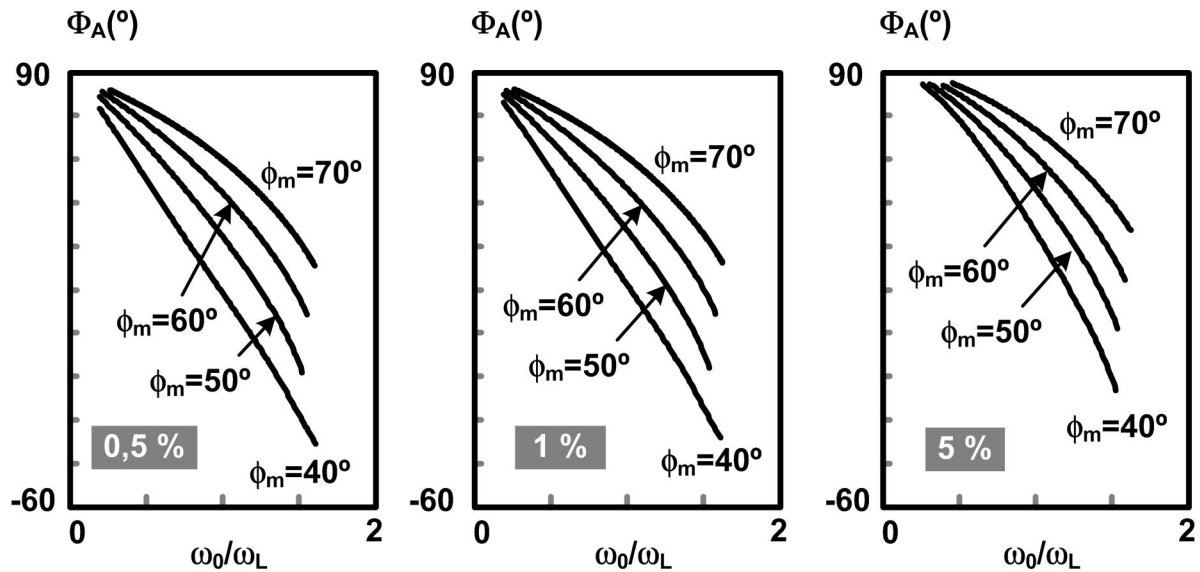


Figura 2.47. Φ_A en función de ω_0/ω_L y ϕ_m para diferentes rizados de la tensión de salida.

De esta manera el valor de ω_{Ap} se puede obtener directamente y el sistema pasa a tener dos ecuaciones, (2.144) y (2.145), con dos incógnitas (K_A y Φ_A).

La Figura 2.48 muestra la aproximación que se ha propuesto para el ϕ_m en función de las variables de diseño del CFP. Como puede comprobarse, es muy válida para rizados de la tensión de salida bajos (0,5-1 %). Sin embargo, para rizados mayores (5 %) a medida que se aumenta el margen de fase del diseño la aproximación pierde exactitud para valores de ω_0/ω_L cercanos a 1,5.

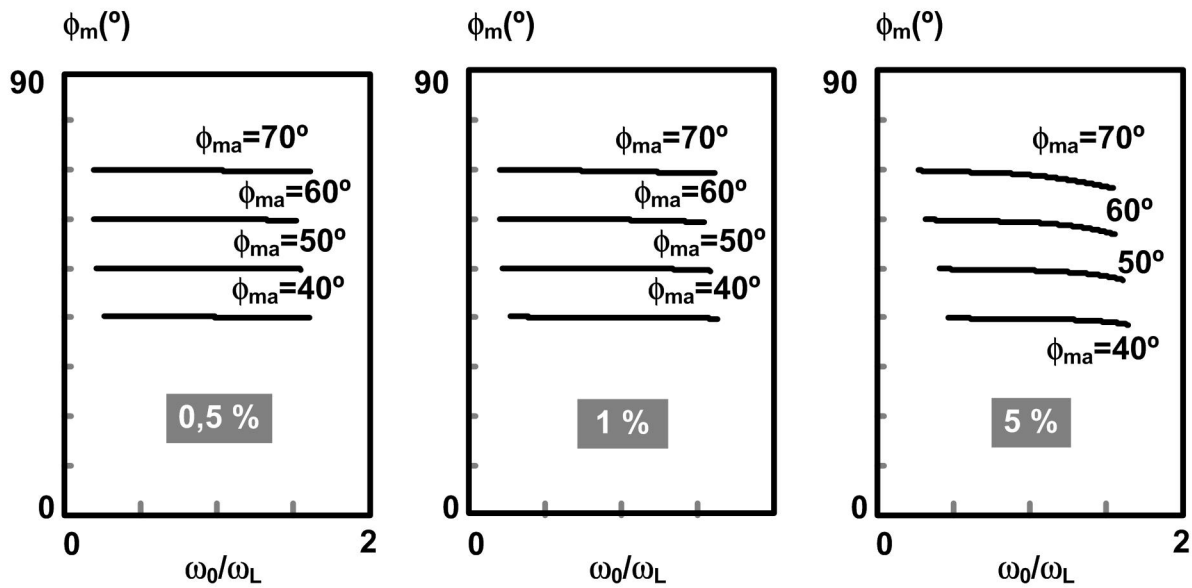


Figura 2.48. Aproximación del margen de fase para diferentes diseños del CFP ($Rzdo_{v_0}$ y ω_0).

2.5.3.3 Análisis de la respuesta dinámica de la tensión de salida del CFP con distorsión en la corriente de entrada ante un salto de carga

El análisis que se va a realizar en este apartado está basado en el que se realizó en el apartado anterior (2.2.2.4) para el modelo sin distorsión. Para ello se ha de calcular la impedancia de salida del CFP con distorsión en la corriente de entrada. La siguiente ecuación define la dinámica completa:

$$\hat{v}_{odc} = G_{vgp}(s) \cdot \hat{v}_{gp} + G_{vAdc}(s) \cdot \hat{v}_{Adc} - Z_o'(s) \cdot \hat{i}_{odc} \quad (2.147)$$

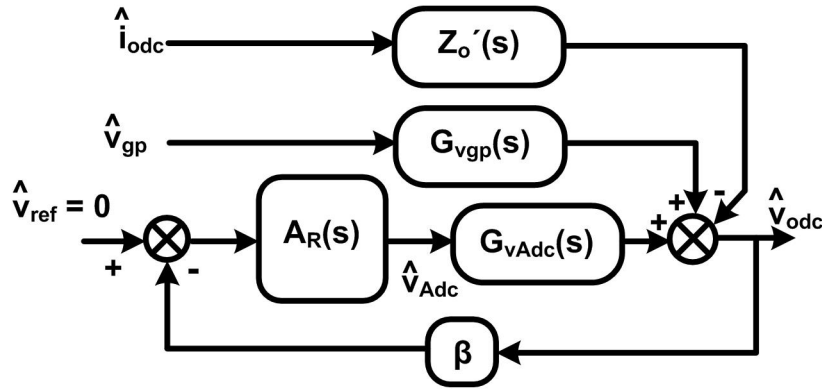
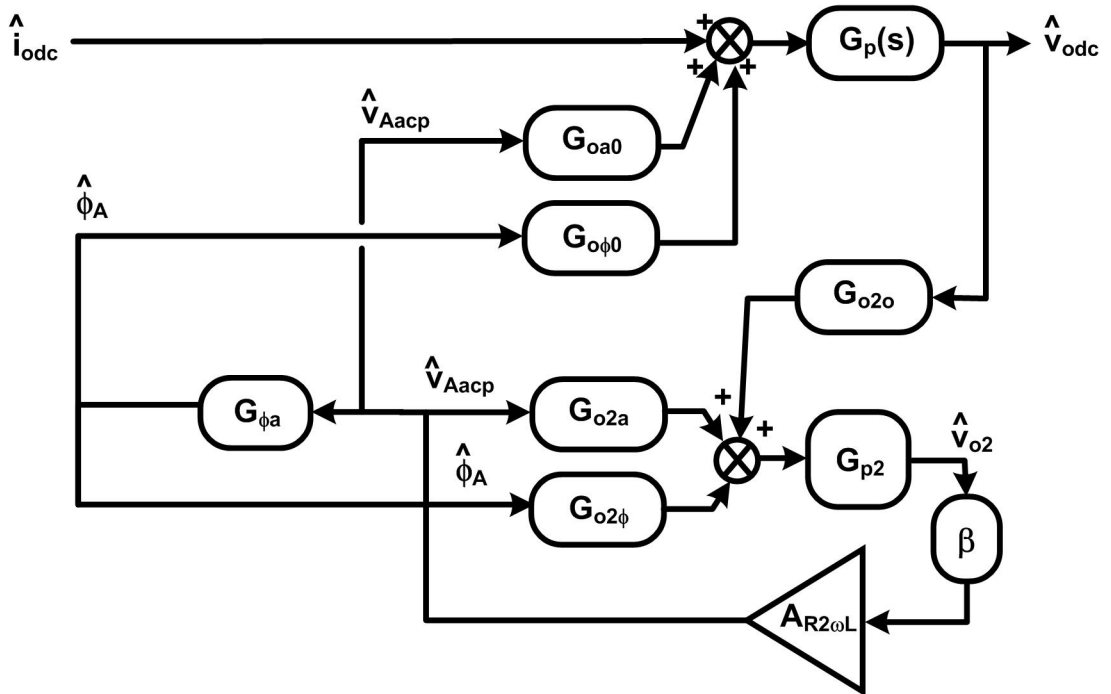


Figura 2.49. Diagrama de bloques del análisis de pequeña señal del CFP.


 Figura 2.50. Diagrama de bloques del CFP considerando la distorsión en la corriente para $\hat{v}_{gp} = 0$ y $\hat{v}_{Adc} = 0$.

La Figura 2.49 muestra el diagrama de bloques completo de la respuesta dinámica del CFP. Ahora la impedancia de salida $Z_o'(s)$ introduce dinámica a través de un posible cambio de carga (perturbación de i_{odc}).

Para el cálculo de la impedancia de salida hay que anular las perturbaciones del valor de pico de la tensión de entrada y del valor de continua de la tensión $v_A(t)$, es decir $\hat{v}_{gp} = 0$ y $\hat{v}_{Adc} = 0$. La Figura 2.50 muestra el diagrama de bloques del análisis de pequeña señal. Será a partir de este

diagrama y de las funciones de transferencia calculadas en apartados anteriores cómo se calcule la expresión de $Z_o'(s)$.

En el Anexo I, apartado A.III, se detalla el desarrollo teórico para el cálculo de la impedancia de salida cuyo valor resultante es:

$$\left. \frac{\hat{v}_{\text{odc}}}{\hat{i}_{\text{odc}}} \right|_{\substack{\hat{v}_{\text{Adc}} = 0 \\ \hat{v}_{\text{gp}} = 0}} = Z_o'(s) = \frac{\frac{R_L}{2\mu}}{1 + \frac{s}{\mu \cdot \omega_p}} = \frac{\frac{R_L'}{2}}{1 + \frac{s}{\omega_p'}} \quad (2.148)$$

Como puede comprobarse la expresión de la impedancia de salida es similar a la del modelo que no consideraba distorsión en la corriente de entrada (2.47). La única diferencia es la distorsión traducida en el parámetro μ . Por lo tanto, el análisis para determinar la respuesta de la tensión de salida ante un salto de carga es igual. Sólo hay que considerar cambio en aquellos términos que se vean afectados por μ o σ .

Por otra parte, las definiciones de las expresiones $G_{\text{vgp}}(s)$ y $G_{\text{vAdc}}(s)$ pueden reescribirse de la siguiente forma, una vez incluida como entrada el valor de continua de la corriente de salida:

$$G_{\text{vgp}}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{\text{odc}}}{\hat{v}_{\text{gp}}} \right|_{\substack{\hat{v}_{\text{Adc}} = 0 \\ \hat{i}_{\text{odc}} = 0}} = G_{\text{vgp}0}' \cdot G_p'(s) = G_{\text{vgp}0}' \cdot \frac{\frac{R_L'}{2}}{1 + \frac{s}{\omega_p'}} \quad (2.149)$$

$$G_{\text{vAdc}}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{\text{odc}}}{\hat{v}_A} \right|_{\substack{\hat{v}_{\text{gp}} = 0 \\ \hat{i}_{\text{odc}} = 0}} = G_{\text{vAdc}0}' \cdot G_p'(s) = G_{\text{vAdc}0}' \cdot \frac{\frac{R_L'}{2}}{1 + \frac{s}{\omega_p'}} \quad (2.150)$$

La expresión de la variación del valor de continua de la tensión de salida a partir de una perturbación en el valor de continua de la corriente de salida ya fue desarrollada en el modelo sin

considerar la distorsión en la corriente de entrada. Ahora teniendo en cuenta la distorsión se describirá como:

$$\left. \frac{\hat{v}_{\text{odc}}}{\hat{i}_{\text{odc}}} \right|_{\hat{v}_{\text{gp}} = 0} = - \frac{Z_o'(s)}{1 + A_R(s) \cdot G_{\text{vAdc}}(s) \cdot \beta} \quad (2.151)$$

Sustituyendo los valores de las funciones de transferencia de $Z_o'(s)$ (2.148), $A_R(s)$ (2.32) y $G_{\text{vAdc}}(s)$ (2.126) en la expresión anterior, se obtiene:

$$\left. \frac{\hat{v}_{\text{odc}}}{\hat{i}_{\text{odc}}} \right|_{\hat{v}_{\text{gp}} = 0} = - \frac{\frac{\frac{R_L'}{2}}{1 + \frac{s}{\omega_p'}}}{1 + \frac{A_{\text{Rm}}}{1 + \frac{s}{\omega_{\text{Ap}}}} \cdot \frac{G_{\text{vAdc0}}'}{1 + \frac{s}{\omega_p'}} \cdot \beta} = \quad (2.152)$$

$$= - \frac{\frac{R_L'}{2} \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{\text{Ap}}}\right) \cdot \omega_{\text{Ap}} \omega_p'}{(s + \omega_{\text{Ap}}) \left(s + \omega_p'\right) + \beta G_{\text{vAdc0}}' \cdot A_{\text{Rm}} \cdot \omega_{\text{Ap}} \omega_p'}$$

donde G_{vAdc0}' se define como:

$$G_{\text{vAdc0}}' = G_{\text{vAdc0}} \cdot \frac{R_L'}{2} = \frac{V_{\text{gp}}}{2\mu \cdot V_{\text{Adc}}} \quad (2.153)$$

Como puede comprobarse, esta expresión de la función de transferencia es la misma que la del modelo sin considerar la distorsión pero dividido por μ .

La función de transferencia (2.152) se puede expresar en lo que se denomina la forma estándar de un sistema de segundo orden [2.46], al igual que se hizo en el modelo anterior:

$$k = -\frac{R_L'}{2 \cdot (1 + \beta \cdot A_{Rm} \cdot G_{vAdc0}')} \quad (2.154)$$

$$\xi = \frac{(\omega_{Ap} + \omega_p')}{2\sqrt{\omega_{Ap} \cdot \omega_p' \cdot (1 + \beta \cdot A_{Rm} \cdot G_{vAdc0}')}} \quad (2.155)$$

$$\omega_n = \sqrt{\omega_{Ap} \cdot \omega_p' \cdot (1 + \beta \cdot A_{Rm} \cdot G_{vAdc0}')} \quad (2.156)$$

$$T_N = \frac{1}{\omega_{Ap}} \quad (2.157)$$

A partir de la función de transferencia en su forma estándar, el cálculo de la respuesta temporal ante un escalón esta resuelta en la literatura [2.46]. La expresión (2.57) la define.

2.6 LÍMITES EN LA DINÁMICA DEL CFP

En este apartado se va a concretar todo el trabajo realizado en el modelado estático y dinámico de CFP considerando distorsión en la corriente de entrada. Se van a establecer los límites del incremento de la respuesta dinámica de la tensión de salida en este tipo de convertidores. Los límites sobre la respuesta de la tensión de salida los van a imponer dos restricciones:

- La distorsión de la corriente de entrada para el cumplimiento de la norma: Habrá unos límites de potencia admisible para los cuales se podrá diseñar el CFP con una determinada potencia cumpliendo la norma.

- La naturaleza en la transferencia de energía en este tipo de convertidores: La naturaleza de la energía de la red de distribución de baja tensión y la topología del CFP hacen que su dinámica esté restringida.

2.6.1 LÍMITES DINÁMICOS DEL CFP INTRODUCIDOS POR LA DISTORSIÓN EN LA CORRIENTE DE ENTRADA. LA NORMA EN 61000-3-2

Una vez obtenida la expresión de la corriente de entrada del CFP en el análisis estático (2.64) y (2.67), la evaluación de la distorsión en la corriente de entrada es inmediata. Dicha distorsión va a depender fundamentalmente de los valores de K_A y Φ_A . El análisis de la distorsión dependiente de los parámetros K_A y Φ_A ya se realizó en el apartado 2.5.2. Ahora resulta interesante ver cómo evoluciona dicha distorsión con especificaciones de diseño de un CFP que se han propuesto en este estudio, es decir con ω_0 , ϕ_m y $Rzdo_{v0}$. Con este análisis lo que se quiere relacionar es el aumento de la distorsión de la corriente de entrada con la respuesta dinámica de la tensión de salida del CFP, es decir con el aumento de ω_0 y ϕ_m . También se estudiará como evolucionan esos límites con el rizado de tensión de salida.

Las Figuras 2.51 y 2.52 muestran el FP y DAT del CFP para diferentes diseños de su respuesta dinámica. Como se puede comprobar, la distorsión en la corriente de entrada aumenta al aumentar el ancho de banda y margen de fase del CFP, es decir, aumenta al mejorar la respuesta dinámica de la tensión de salida. Por otro lado, se puede comprobar que la distorsión de la corriente de entrada (DAT y FP) no varía en exceso con una especificación más o menos restrictiva del rizado de tensión a la salida.

En la actualidad no se hace necesario un determinado FP o una determinada DAT para el cumplimiento de la norma. De hecho, la normativa únicamente impone una condición: el contenido armónico de la corriente de entrada ha de ser menor que los límites impuestos por la norma EN61000-3-2. Dichos límites varían dependiendo de donde esté encuadrado el equipo (clase). Se recuerda que se tomarán los límites de la clase A para la realización de este estudio, ya que la mayoría de las fuentes de alimentación para aplicaciones industriales son clasificadas en esta clase. Se aplicará la condición (2.86) calculada en el apartado 2.5.2 para calcular el límite de potencia que ha de procesar el CFP para el cumplimiento de la norma. Después de realizar el estudio dinámico

parece más lógico expresar estos límites para una determinada dinámica del CFP, es decir, en función de los valores ω_0 , ϕ_m y $Rzdo_{vo}$.

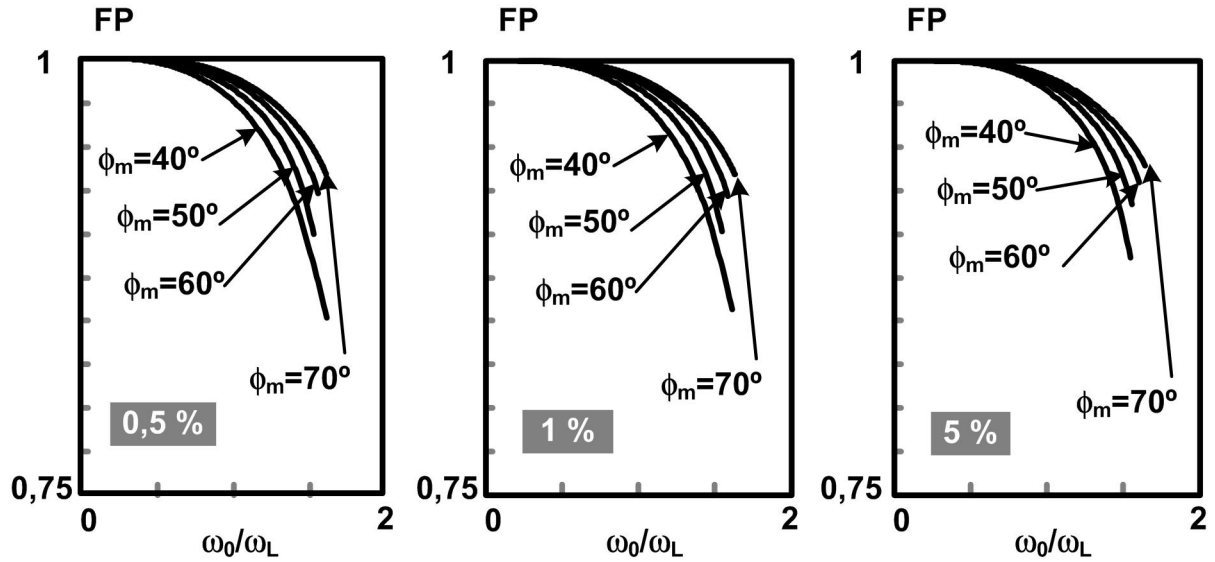


Figura 2.51. FiFP de la corriente de entrada del CFP para diferentes diseños de su respuesta dinámica y del rizado de su tensión de salida ($Rzdo_{vo}$, ω_0 y ϕ_m).

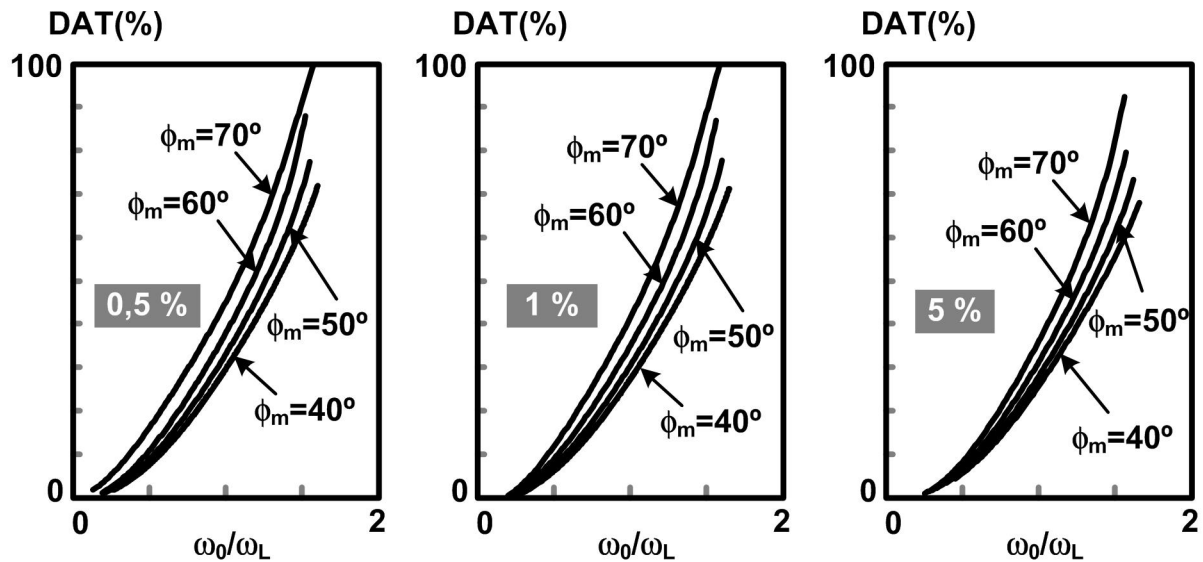


Figura 2.52. DAT de la corriente de entrada del CFP para diferentes diseños de su respuesta dinámica y del rizado de su tensión de salida ($Rzdo_{vo}$, ω_0 y ϕ_m).

La Figura 2.53 muestra los resultados de los límites teóricos de potencia para diferentes diseños (ω_0 , ϕ_m y $Rzdo_{vo}$). Como se dedujo anteriormente, a medida que se mejora la respuesta dinámica, es decir, aumentando ω_0 y ϕ_m , la potencia máxima para el diseño del CFP disminuye. Por ejemplo, un CFP con un ancho de banda 1,5 veces la frecuencia de red (75 Hz en el margen europeo y 90 Hz en el margen americano), para un margen de fase de 60° y un rizado de la tensión de salida de un 1 %, puede ser diseñado hasta una potencia de 1 kW. Este límite de potencia aumenta hasta 2,5 kW si se reduce el ancho de banda a la frecuencia de red (50 Hz en el margen europeo y 60 Hz en el margen americano). Por otro lado, las gráficas muestran cuan poco significativa es la influencia de la variable del rizado de tensión a la salida en el cálculo de los límites.

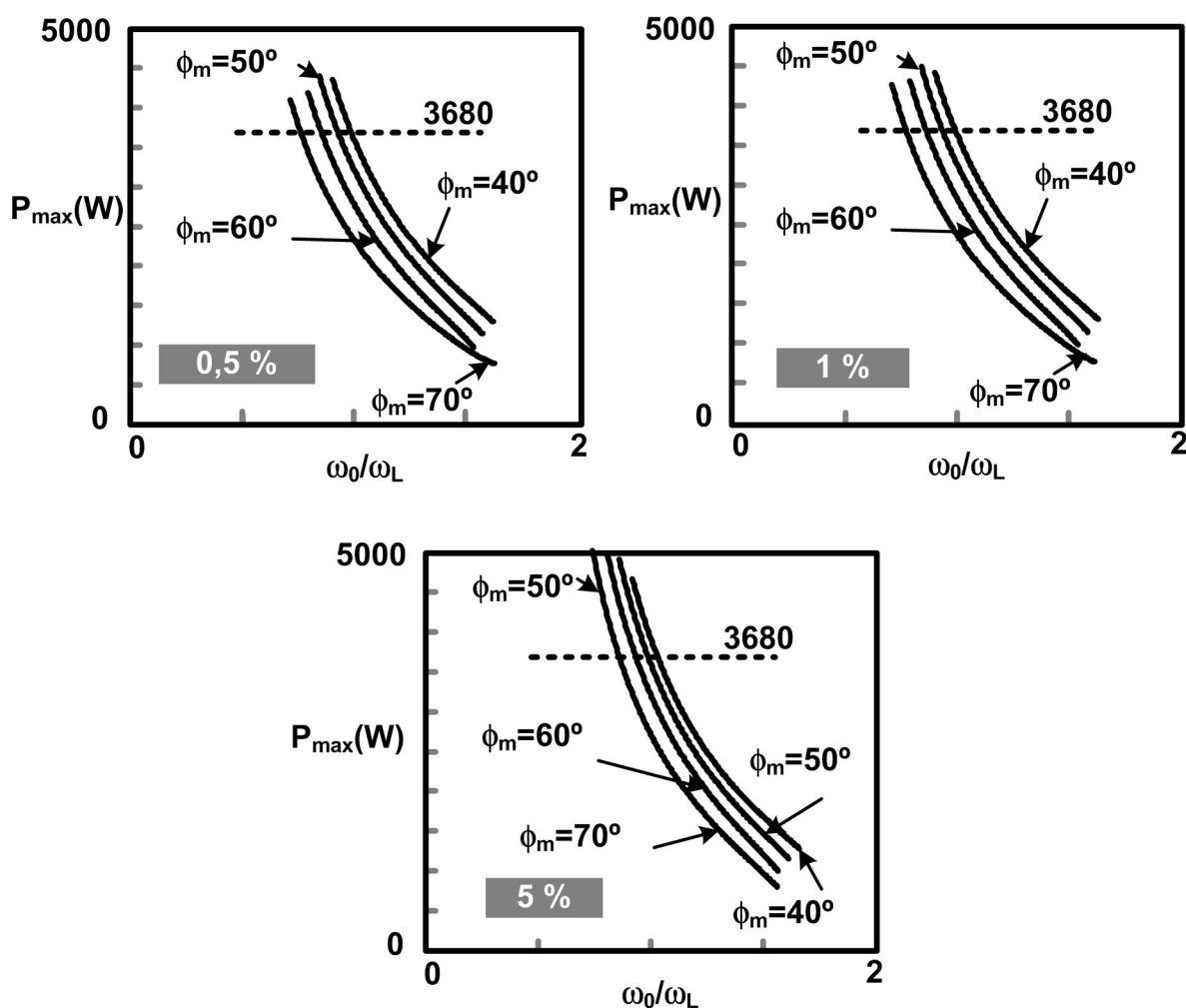


Figura 2.53. Límites de potencia que ha de procesar el CFP para el cumplimiento de la norma EN 61000-3-2 en función de ω_0 , ϕ_m y $Rzdo_{vo}$.

2.6.2 LÍMITES DINÁMICOS NATURALES DEL CFP

Existe un límite natural para la respuesta dinámica de la tensión de salida en los CFP que está impuesto por el proceso de transferencia de energía de este tipo de convertidores. Este concepto puede explicarse fácilmente con un ejemplo (Figura 2.54). Si se produce un salto de carga en un CFP durante el paso por cero de la tensión de entrada y la corriente de entrada, la única energía disponible para corregir el salto de carga está almacenada en el condensador de salida. Esta energía se almacena a dos veces la frecuencia de red. Por lo tanto, la respuesta máxima de la tensión de salida está restringida a la mitad de un ciclo de red. Asimismo, el rizado de la tensión de salida de dos veces la frecuencia de red está también determinado por el condensador de salida, ya que éste es el único capaz de reducir dicho rizado.

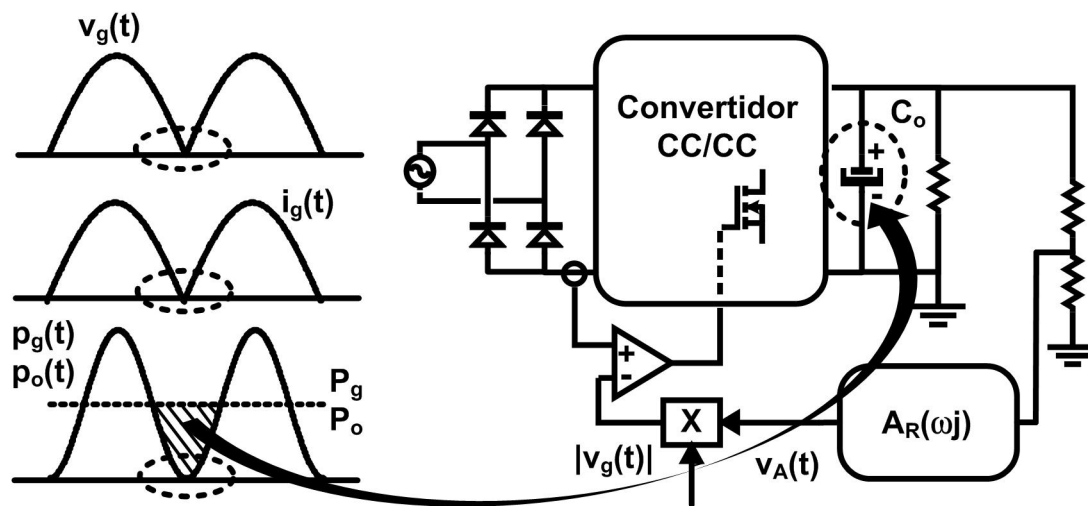


Figura 2.54. Límites dinámicos del CFP.

Este concepto se va a intentar explicar matemáticamente mediante los resultados que se han obtenido en el modelo estático y dinámico teniendo en cuenta la distorsión en la corriente de entrada. Se ha visto en este capítulo que al aumentar el ancho de banda y el margen de fase del CFP se introduce distorsión en las señales características de este tipo de convertidores. Ahora cada magnitud del CFP está compuesta por un valor medio y una componente de alterna de dos veces la frecuencia de red. Además, la amplitud de esta componente de alterna (módulos de los rizados contemplados en este estudio) nunca puede ser mayor que el de continua en ciertas partes del circuito. Siguiendo este razonamiento se analiza la tensión de salida del lazo de tensión. Por

ejemplo, si v_{Aacp} fuera mayor que V_{Adc} (Figura 2.55b) el control con multiplicador generaría una referencia negativa a seguir por el lazo de corriente. Esto significa que los rectificadores de entrada tendrían que conducir corriente inversa, lo cual es imposible. Por lo tanto, el valor de K_A nunca puede ser mayor que uno. Esta afirmación impone un límite dinámico al CFP. En la Figura 2.56 se muestra el valor de K_A para diferentes respuestas dinámicas de un CFP con un rizado de 1 % en la tensión de salida (para otros rizados la evolución de K_A es similar, Figura 2.46). Como el valor de K_A no puede ser mayor que la unidad, tal como se ve en la Figura 2.56, el mayor ancho de banda con el que se puede diseñar un CFP, para márgenes de fase razonables entorno a 60° , es de 1,5 veces la frecuencia de red tal como se puede comprobar en dicha figura.

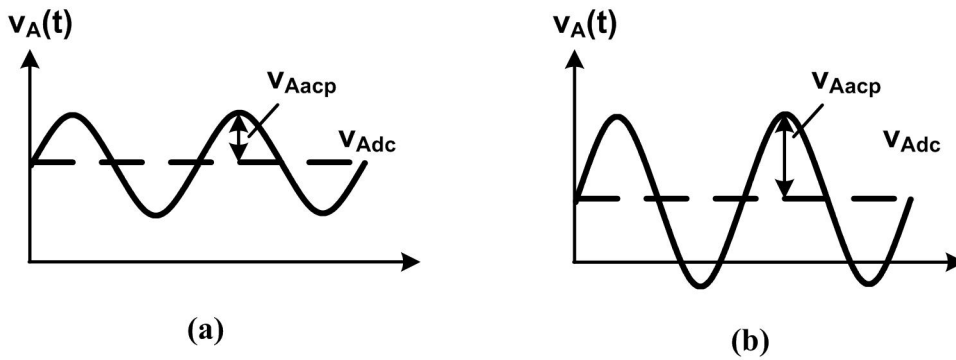


Figura 2.55. Situaciones del rizado de tensión de salida del lazo de tensión: a) $v_{Aacp} < V_{Adc}$; b) $v_{Aacp} > V_{Adc}$.

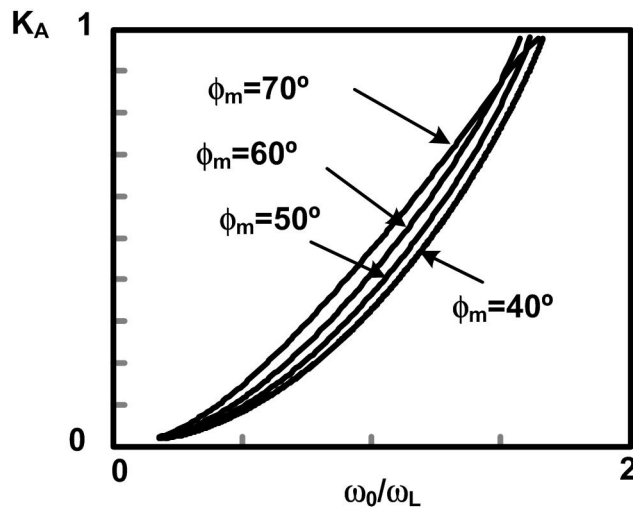


Figura 2.56. K_A en función de ω_0/ω_L y ϕ_m para un rizado de 1% en la tensión de salida.

2.7 RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este apartado se tratará de verificar experimentalmente los resultados teóricos obtenidos en este capítulo. Dicha verificación se llevará a cabo mediante simulación con el modelo de gran señal propuesto en capítulos anteriores y mediante un prototipo real.

2.7.1 RESULTADOS OBTENIDOS MEDIANTE SIMULACIÓN

2.7.1.1 Simulación de la corriente de entrada

A continuación se va a llevar a cabo una comparación entre los resultados obtenidos a partir del modelo teórico de la corriente de entrada (suponiendo distorsión en la corriente de entrada) y el modelo de gran señal propuesto para llevar a cabo la simulación (capítulo 2.4.1). Se va a realizar esta comparación para varios diseños del CFP: $\omega_0/\omega_{red}=0,8, 1,2$ y $1,6$; $\phi_m=50^\circ$ y 70° . El CFP con el que se va a realizar la simulación en el modelo promediado, y por tanto, con el que se va a realizar la comparación con respecto al modelo teórico tiene como características: potencia de entrada de 3680 W (el límite superior de la normativa EN 6100-3-2), 1 % y 5 % de rizado en la tensión de salida, tensión de entrada de 230 V eficaces (tensión nominal del rango europeo) y una frecuencia de red de 50 Hz (margen europeo).

Los resultados de dicha comparación se muestran en la Figura 2.57. La línea punteada de color gris corresponde al modelo teórico propuesto y la línea continua en color negro a la simulación. Se puede comprobar que los resultados obtenidos en la distorsión de la corriente de entrada para el modelo teórico coinciden con la simulación.

Cabe recordar que en el estudio estático únicamente se ha tenido en cuenta la componente de dos veces la frecuencia de red del rizado de la tensión de salida del lazo de tensión. Se ha supuesto ésta, como la única componente que distorsiona la corriente de entrada, aunque en la realidad siempre existe distorsión debida a armónicos de mayor orden. Cabe reseñar que los resultados obtenidos en las simulaciones son muy próximos a los calculados teóricamente. Por lo tanto, el efecto de los armónicos de orden superior puede ser despreciado, tal como se había adelantado en la hipótesis realizada en el estudio estático presentado.

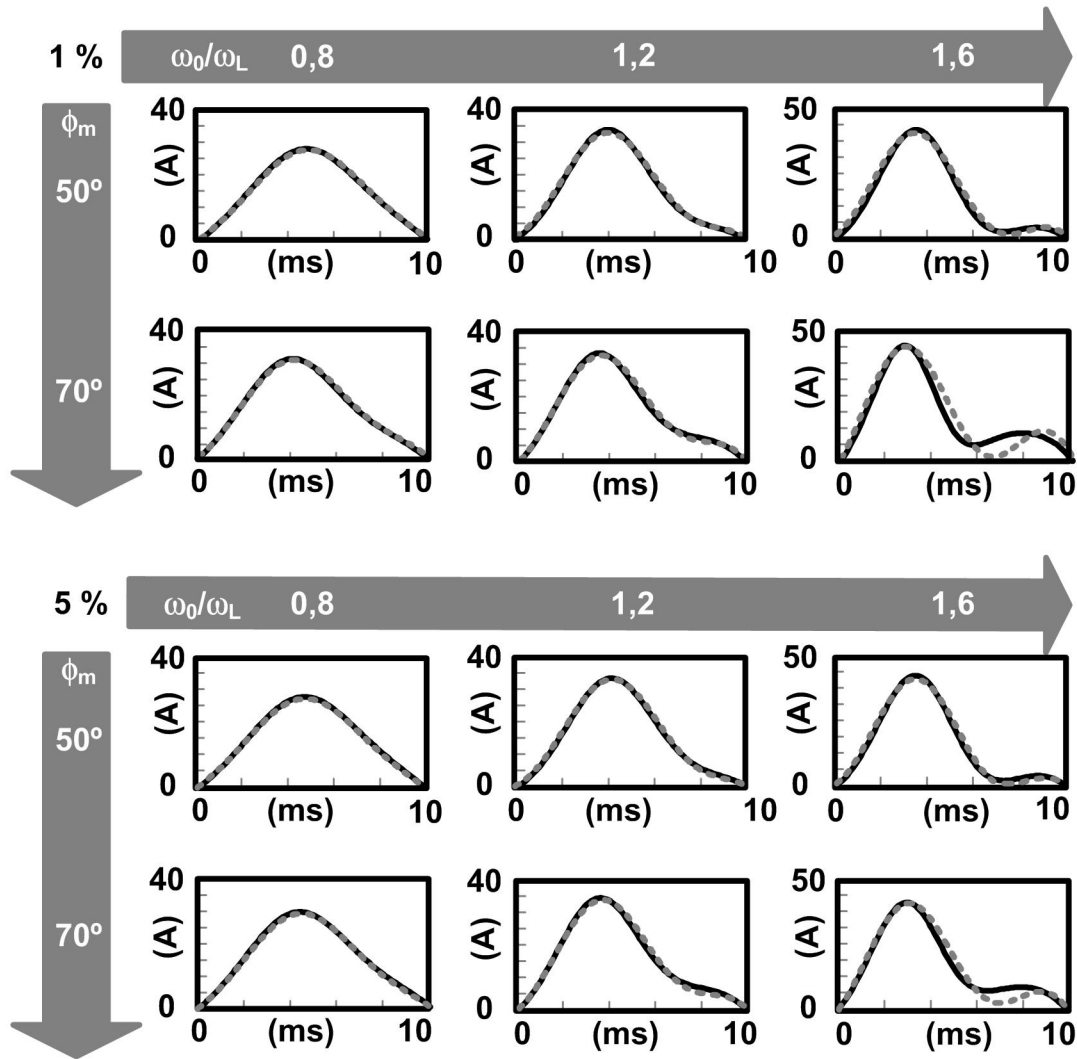


Figura 2.57. Comparación entre modelo teórico y simulado para diferentes diseños del CFP.

2.7.1.2 Simulación de la tensión de salida ante un salto de carga

A continuación también se va a llevar a cabo una comparación de la respuesta temporal de la tensión de salida ante un salto de carga. Dicha comparación se realizará entre los resultados obtenidos por el modelo teórico (suponiendo distorsión en la corriente de entrada) y el mismo modelo de gran señal propuesto en el apartado anterior para llevar a cabo la simulación. Se va a realizar esta comparación con los mismos diseños del apartado anterior. El CFP con el que se va a realizar la simulación en el modelo promediado, y por tanto, con el que se va a llevar a cabo la comparación con respecto al modelo teórico tiene como características las mismas que en la simulación anterior. Se añade como nueva especificación una tensión de salida de 400 V (típica

del CFP como primera etapa de una fuente de alimentación CA/CC). Además, el salto de carga va a realizarse desde un tercio de la potencia máxima a la potencia máxima ($n_s=3$).

Los resultados de dicha comparación se muestran en la Figura 2.58. La línea punteada de color gris corresponde al modelo teórico propuesto y la línea continua en color negro a la simulación. Se puede comprobar que los resultados obtenidos en la respuesta dinámica del valor de continua de la tensión de salida para el modelo teórico coinciden con la simulación. También en las simulaciones se puede comprobar que las respuestas dinámicas de la tensión de salida para anchos de banda mayores que 1,2 veces la frecuencia de red y para márgenes de fase mayores de 50° pueden llegar a ser aceptables. Eso sí, las especificaciones de la respuesta dinámica de la tensión de salida de la fuente a diseñar no han de ser muy restrictivas: cargas analógicas, cargadores de baterías, amplificadores conmutados de audio, etc...

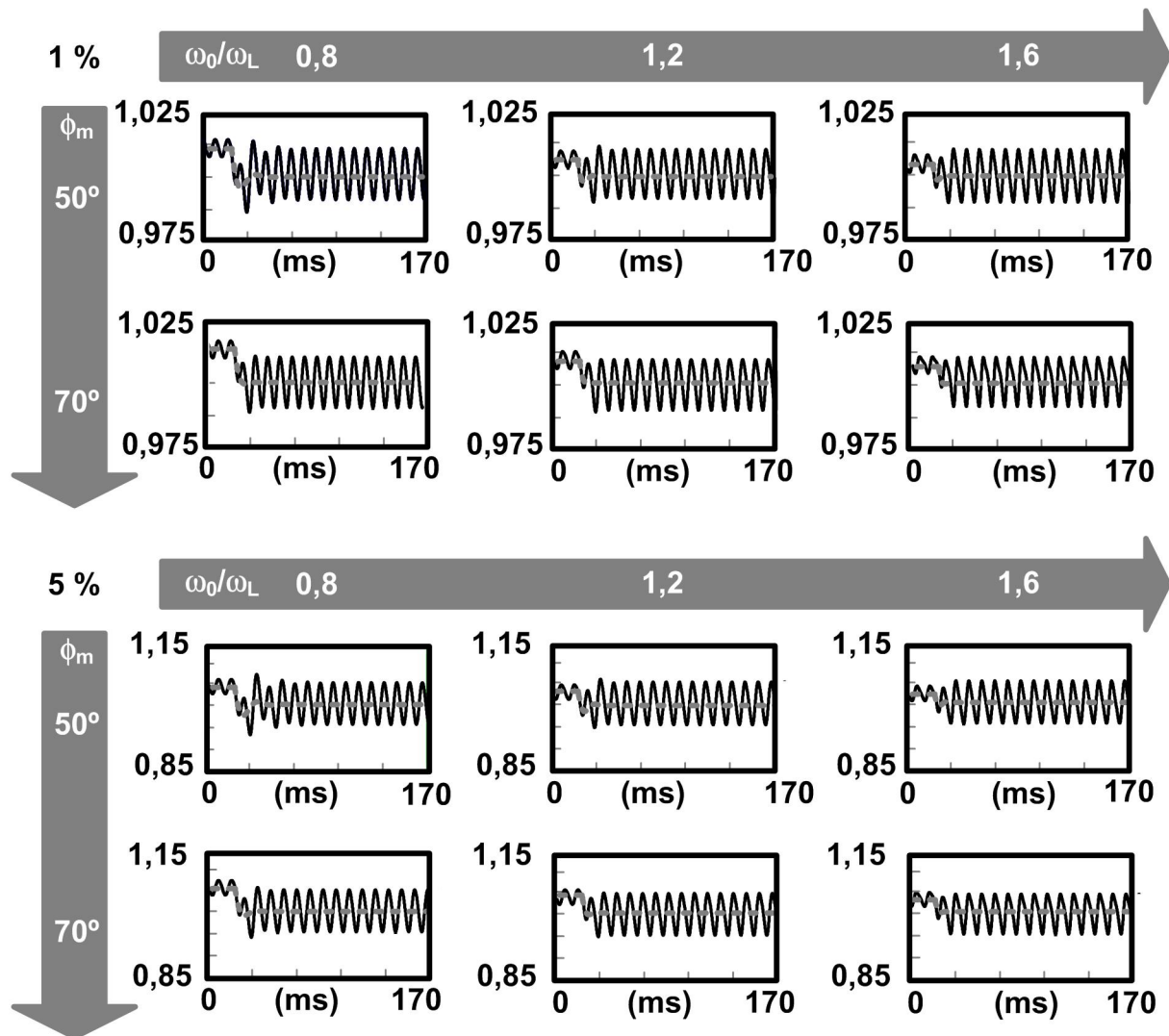


Figura 2.58. Comparación entre modelo teórico y simulado para diferentes diseños del CFP.

2.7.2 RESULTADOS OBTENIDOS MEDIANTE PROTOTIPADO

2.7.2.1 Características del prototipo

Para comprobar la validez del desarrollo teórico, se construyó un prototipo del convertidor elevador con CFP y control con multiplicador. La características principales de prototipo son: Tensión de entrada universal (230-80 V eficaces), 400 V de tensión de salida (la clásica en CFP como primera etapa), rizado de tensión a la salida impuesto por la utilización de dos condensadores de 390 μF y 450 V, 100 kHz de frecuencia de conmutación, 50 Hz de frecuencia de red y una potencia nominal de 500 W. La Figura.3.21 muestra una imagen del prototipo.



Figura 2.59. Imagen del prototipo: CFP elevador.

Los transistores de efecto de campo que se han utilizado en la topología elevadora han sido dos *CoolMos* SPW47N60C3 de *Infineon* en paralelo. La características de dichos transistores se especifican a continuación: Resistencia drenador-fuente de 70 $\text{m}\Omega$, tensión drenador-fuente máxima de 600 V y una corriente máxima de drenador de 47 A.

Por otro lado los rectificadores utilizados en este prototipo son dos rectificadores *ultrafast* STTA2006P de ST en paralelo. La características de dichos rectificadores se especifican a continuación: Tensión inversa máxima de 600 V y una corriente directa máxima de 20 A.

La bobina se realizó con material *Molybdenum Permalloy Powder* (MPP) de permeabilidad 125 y se diseñó para establecer la frontera entre el modo de conducción continuo y discontinuo a la mitad de la potencia máxima. Así, en condiciones nominales y de plena carga el CFP opera en modo de conducción continuo.

El circuito de control utilizado es el UC3854B de *Texas Instruments*. Las características de este controlador hacen que la tensión de referencia del lazo se establezca en 3 V. Además la tensión de salida del lazo de tensión ($v_A(t)$) ha de estar entre 1,5 y 6 V. Al utilizar este controlador la condición límite de $K_A=1$ pasa a ser $K_A=0,75$. Por lo tanto el ancho de banda máximo del CFP queda limitado a 1,25 veces frecuencia de red si se utiliza este controlador (Figura 2.56).

2.7.2.2 Corriente de entrada

A continuación se van a realizar una serie de experimentos para comprobar la validez del modelo estático presentado. En concreto se va a realizar un experimento con dos diseños del lazo de realimentación del CFP. Se va a diseñar el CFP para que tenga un ancho de banda de 40 Hz ($\omega_0/\omega_L=0,8$), un margen de fase de 80° y un rizado de la tensión de salida de 0,7 % en el primer diseño y un ancho de banda de 60 Hz ($\omega_0/\omega_L=1,2$), un margen de fase de 60° y un rizado de tensión de salida de 0,8 % en el segundo diseño. En los dos diseños se van a medir la corriente de entrada en condiciones nominales y a plena carga (estas son las condiciones de aplicación de la normativa EN 61000-3-2).

En la Figura 2.60 se muestran los resultados. La línea punteada de color gris muestra el modelo teórico. Como se puede comprobar el modelo estático teniendo en cuenta la distorsión en la corriente de entrada coincide con los resultados experimentales. Además, a medida que se aumenta ω_0 y ϕ_m se distorsiona más la corriente de entrada, al como se dedujo teóricamente.

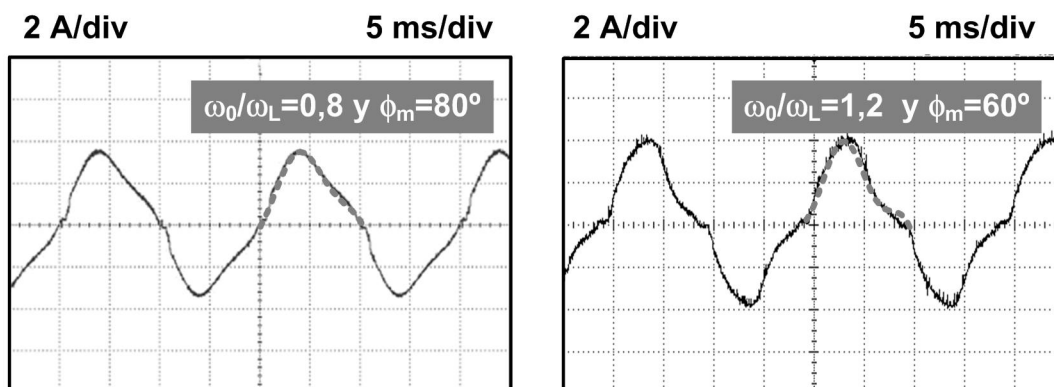


Figura 2.60. Resultados experimentales de la corriente de entrada.

2.7.2.3 Salto de carga

En este apartado se van a realizar una serie de experimentos para comprobar la validez del modelo dinámico presentado. En concreto se va a comprobar la respuesta ante un salto de carga.

Se van a realizar tres experimentos con tres diferentes diseños del CFP. En concreto se va a realizar un experimento con tres diseños del lazo de realimentación del CFP. Así, se va a diseñar el CFP para que tenga un ancho de banda de 20 Hz ($\omega_0/\omega_L=0,4$), un margen de fase de 45° y un rizado de la tensión de salida de 0,65 % en el primer diseño, un ancho de banda de 40 Hz ($\omega_0/\omega_L=0,8$), un margen de fase de 80° y un rizado de la tensión de salida de 0,7 % en el segundo diseño y un ancho de banda de 60 Hz ($\omega_0/\omega_L=1,2$), un margen de fase de 60° y un rizado de tensión de salida de 0,8 % en el tercer diseño. En los diseños se va a medir la respuesta de la tensión de salida ante un salto de carga de un tercio de la potencia máxima a la potencia máxima en condiciones nominales.

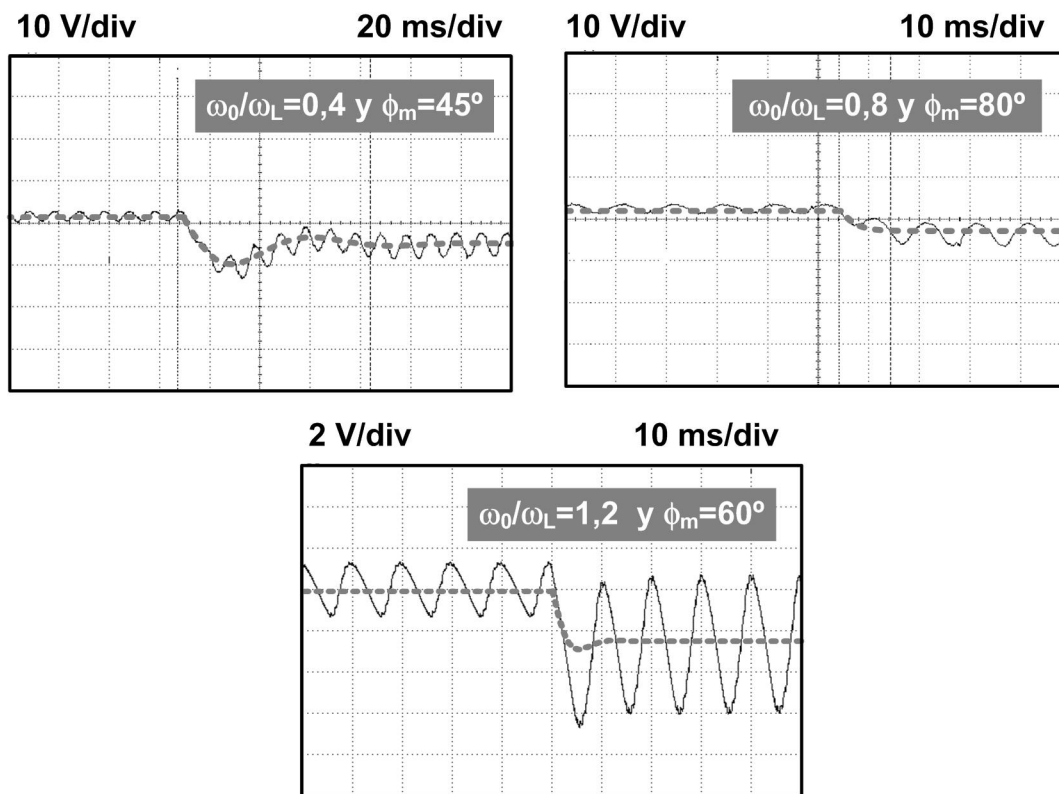


Figura 2.61. Resultados experimentales de la respuesta dinámica de la tensión de salida.

La Figura 2.61 muestra la respuesta de la tensión de salida ante el salto de carga para los diseños del CFP. La línea punteada de color gris muestra el modelo teórico. Como se puede comprobar el modelo dinámico teniendo en cuenta la distorsión en la corriente de entrada coincide con los resultados experimentales. Además, se puede ver en la figura que para un diseño del CFP definido por $\omega_0/\omega_L=1,2$ y $\phi_m=60^\circ$, se obtienen respuestas dinámicas de la tensión de salida razonablemente buenas. Por otro lado, el modelo presentado en este capítulo coincide con el modelo presentado en [2.39] cuando la distorsión en la corriente de entrada es despreciable. En el diseño del CFP definido por $\omega_0/\omega_L=0,4$ y $\phi_m=45^\circ$ de la Figura 2.61, la línea punteada de color gris corresponde tanto al modelo sin tener en cuenta la distorsión como al modelo que la tiene en cuenta. De hecho ambos modelos coinciden cuando el parámetro μ es próximo a la unidad como es el caso.

2.8 CONCLUSIONES

Tradicionalmente, los CFP son usados como primera etapa para el diseño de fuentes de alimentación CA/CC. Su principal característica es que demandan de la red una corriente senoidal y proporcionan una tensión de salida bien regulada estáticamente. Sin embargo, si se quiere aumentar la respuesta dinámica de su tensión de salida es a costa de distorsionar la corriente de entrada. Esto es debido al rizado que se trasmite a la etapa de potencia como consecuencia del aumento del ancho de banda del filtro pasabajos situado en el lazo de tensión. En este capítulo se han estudiado las consecuencias en la distorsión de la corriente de entrada que acarrea aumentar la dinámica en este tipo de convertidores, además de calcular sus límites dinámicos.

Primeramente se ha llegado a la conclusión de que el modelo que tradicionalmente se utiliza para el diseño de CFP no es válido para el estudio propuesto en este capítulo. A partir de una cierta dinámica impuesta al lazo de realimentación del CFP, la distorsión en la corriente de entrada es significativa, y por tanto, este modelo no es válido para determinar los límites dinámicos del CFP.

Como contrapartida a esto, un nuevo modelo estático y un nuevo modelo dinámico han sido presentados en este capítulo. Dichos modelos han sido comprobados experimentalmente mediante simulaciones y prototipado. La principal novedad de estos modelos es la inclusión de la

distorsión de la corriente de entrada en el análisis. Dos conclusiones se han obtenido de estos modelos:

- Se puede considerar que la distorsión en la corriente de entrada es debida al tercer armónico de la corriente de entrada, ya que, los armónicos de mayor orden son fuertemente atenuados por el filtro de salida del CFP formado por el condensador de salida (C_o) y la carga, R_L .
- La distorsión en la corriente de entrada afecta a la dinámica del CFP. Por lo tanto, existe influencia de los parámetros que definen dicha distorsión en la dinámica general del CFP. En el caso del análisis realizado, dichos parámetros son el valor de pico de la amplitud del rizado de tensión del lazo de tensión (v_{Aacp}) y su desfase respecto a la tensión rectificadora de entrada (ϕ_A). Cuando la distorsión no es significativa, el modelo dinámico propuesto coincide con el tradicional, ya que la influencia de v_{Aacp} y ϕ_A se considera despreciable.

Por otro lado, el modelo estático y el modelo dinámico teniendo en cuenta la distorsión en la corriente de entrada, presentados y desarrollados en este capítulo, son de por sí una herramienta muy eficaz a la hora de analizar los CFP. De hecho, a partir de estos dos modelos se han establecido los límites dinámicos de los CFP. Dichos límites son de dos clases:

- Límites dinámicos impuestos por la normativa IEC 61000-3-2: Estos límites están definidos por la distorsión en la corriente de entrada. De hecho, a medida que se aumenta la respuesta dinámica, aumenta el contenido armónico de la corriente de entrada, y por tanto, disminuye la potencia máxima para un diseño del CFP que cumpla la normativa EN 61000-3-2.
- Límites naturales del CFP: Estos límites están impuestos por el principio de funcionamiento de este tipo de convertidores. Considerando distorsión en la corriente de entrada, cada magnitud del CFP está compuesta por un valor medio y una componente de alterna de dos veces la frecuencia de red. Además, la amplitud de esta componente de alterna nunca puede ser mayor que la componente de continua en ciertas partes del circuito. En concreto la tensión de salida del lazo de tensión impone un límite para el correcto funcionamiento del CFP. Además este límite está directamente relacionado con su dinámica. Por lo tanto, si se aumenta el ancho de banda del CFP por encima de 1,5

veces la frecuencia de red (para márgenes de fase razonables) se compromete el correcto funcionamiento del CFP.

Por lo tanto, a partir de las conclusiones aportadas en este capítulo se puede proponer el aumento de la respuesta dinámica de la tensión de salida de los CFP manteniendo la corriente de entrada dentro de los límites impuestos por la norma EN61000-3-2. De hecho, se han presentado las herramientas adecuadas para su diseño. A partir de aquí la filosofía de diseño de los CFP puede cambiar. Ahora, se puede plantear la posibilidad de diseñar CFP como fuentes de alimentación CA/CC de única etapa. Son soluciones con corriente de entrada senoidal, para un margen de tensión de entrada amplio (margen universal) y con un coste más reducido que las soluciones tradicionales de dos etapas. Sin embargo su utilización está restringida a aplicaciones donde la dinámica del convertidor no necesita ser especialmente rápida, no haya requerimientos de *hold-up time* y las especificaciones de la tensión de salida (rizado y nivel de continua) no comprometan el diseño de la fuente (tamaño y coste del condensador de salida).

BIBLIOGRAFÍA CAPÍTULO 2

- [2.1] M.J. Kocher y R.L. Steigerwald, “A DC-to-DC Converter with High Quality Input Waveforms”. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, nº. 4, Julio/Agosto, 1983, pág. 586-599.
- [2.2] L.H. Dixon, “High Power Factor Preregulation for Off-Line Power Supplies”. Unitrode Power Supply Design Seminar, 1988, pág. 6.1-6.16.
- [2.3] L.H. Dixon, “High Power Factor Preregulator Design Optimization”. Unitrode Power Supply Design Seminar, 1990, pág. I3.1-I3.12.
- [2.4] J. Sebastián, J. Uceda, J.A. Cobos y J. Arau, “Using SEPIC Topology for Improving Power Factor in Distributed Power Supply Systems”. EPE Journal, Vol. 3, nº 2, Junio 1993, pág. 25-33.
- [2.5] D. S. L. Simonetti, J. Sebastián y J. Uceda, “The Discontinuous Conduction Mode SEPIC and Cuk Power Factor Preregulators: Analysis and Design”. IEEE Transactions on Industrial Electronics. Vol. 44, nº 5, Octubre 1997, pág. 630-637.
- [2.6] J. Sebastián, J.A. Cobos, J.M. Lopera y J. Uceda, “The Determination of the Boundaries Between Continuous and Discontinuous Conduction Modes in PWM DC-to-DC Converters Used as Power Factor Preregulators”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.10, nº 5, Septiembre 1995, pág. 574-582.
- [2.7] Sebastián, P. Gil, J.A. Cobos y J. Uceda, “Using Zero-Current-Switched Quasiresonant Converters as Power Factor Preregulator”. IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation (IECON’91), Vol. 1, Octubre/Noviembre 1991, pág. 225-230.
- [2.8] L. Dixon, “Average Current Mode Control of Switching Power Supplies”. Unitrode Power Supply Design Seminar, 1990, pág. 5.1-5.14.
- [2.9] D.S.L. Simonetti, J. Sebastián, F.S. Dos Reis y J. Uceda, “Design Criteria for Sepic and Cuk Converters as Power Factor Preregulators in Discontinuous Conduction Mode”. IEEE

International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation and Automation (IECON'92), Vol. 1, Noviembre 1992, pág. 283-288.

- [2.10] K.H. Liu y Y.L. Lin, "Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters". IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'89), Vol. 2, Junio 1989, pág. 825-829.
- [2.11] M. Brkovic y S. Cuk, "Input Current Shaper Using Cuk Converter". IEEE International Telecommunications Energy Conference Proceedings (INTLEC'92), Octubre 1992, pág. 532-539.
- [2.12] R.L. Steigerwald, "High Frequency Resonant Transistor DC-DC Converters". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-31, Mayo 1984, pág. 181-191.
- [2.13] M.J. Schutten, R.L. Steigerwald y M.H. Kheraluwala, "Characteristics of Load Resonant Converters Operated in a High Power Factor Mode". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, nº 2, Abril 2001, pág. 5-16.
- [2.14] F.C. Lee, "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies". Proceedings of the IEEE, Vol. 76, nº. 4, Abril 1988, pág. 377-390.
- [2.15] Barbi y S.A.O. Da Silva, "Sinusoidal Line Current Rectification at Unity Power Factor with Boost Quasi-Resonant Converters". IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'90), Marzo 1990, pág. 553-562.
- [2.16] J. Sebastián, J. Uceda, J.A. Cobos, J. Arau y F. Aldana, "Improving Power Factor Correction in Distributed Power Supply Systems Using PWM and ZCS-QR SEPIC Topologies". IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'91), Junio 1991, pág. 780-791.
- [2.17] J. Sebastián, J.A. Martínez, M.M. Hernando, J.A. Cobos y F. Aldana, "Power Factor Correction Using Zero-Current-Switched Quasi-Resonant Converters with Voltage-Follower and Multiplier Approach Control". EPE Journal, Vol. 6, nº 3-4, Diciembre 2001, pág. 46-53.

- [2.18] E. X. Yang, Y. M. Jiang, G.C. Hua, y F.C. Lee, “Isolated Boost Circuit for Power Factor Correction”. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC’93), Marzo 1993, pág. 196-203.
- [2.19] G. C. Hua, C.S. Leu y F.C. Lee, “Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converter”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, nº 2, Marzo 1994, pág. 213-219.
- [2.20] G. C. Hua, E. X. Yang, Y. M. Jiang, y F.C. Lee, “Novel Zero-Current-Transition PWM Converter”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, nº 6, Noviembre 1994, pág. 601-606.
- [2.21] Y. Jiang, G.C. Hua, E. Yang y F.C. Lee, “Soft-Switching of IGBT’s with the Help of MOSFET’s in Bridge-Type Converters”. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC’91), Junio 1993, pág. 151-157.
- [2.22] L.H. Mweene, C.A. Wright y M.F. Schlecht, “A 1kW 500 kHz Front-End Converter for a Distributed Power Supply System”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, nº 3, Julio 1991, pág. 398-407.
- [2.23] R. Redl, N.O. Sokal y L. Balogh, “A Novel Soft-Switching Full-Bridge DC/DC Converter: Analysis, Design Considerations, and Experimental Results at 1.5 kW, 100 kHz”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, nº 3, Julio 1991, pág. 408-418.
- [2.24] R. Redl, L. Balogh y N.O. Sokal, “A New Family of Single-Stage Isolated Power-Factor Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage”. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC’94), Junio 1994, pág. 1137-1144.
- [2.25] Takahashi y R.Y. Igarashi, “A Switching Power Supply of 99% Power Factor by the Dither Rectifier”. IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC’91), Noviembre 1991, pág. 714-719, 1991.
- [2.26] M. Madigan, R. Erickson y E. Ismail, “Integrated High Quality Rectifier-Regulators”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, nº 4, Agosto de 1999, pág. 749-758.
- [2.27] M.H. Kheraluwala, R.L. Steigerwald y Y R. Gurumoorthy, “A Fast-Response High Power Factor Converter with a Single Power Stage”. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC’91), Junio 1991, pág. 769-779.

- [2.28] J. Sebastián y J. Uceda, "The Double Converter: a Fully Regulated Two-Output DC-DC Converter". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 2, nº 3, Julio 1987, pág. 239-246, 1987.
- [2.29] W. Chen, F.C. Lee y T. Yamauchi, "An Improved "Charge Pump" Electronic Ballast with Low THD and Low Crest Factor". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, nº 5, Septiembre 1996, pág. 867-875.
- [2.30] J. Qian, F.C. Lee y T. Yamauchi, "Charge Pump High Power Factor Dimming Electronic Ballast". IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'97), Vol. 1, Junio 1997, pág. 73-79.
- [2.31] J. Qian, F.C. Lee y T. Yamauchi, "Current Source Charge Pump Power Factor Correction Electronic Ballast". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, nº 3, Mayo 1998, pág. 564-572.
- [2.32] Y. Jiang, F.C. Lee, G. Hua y W. Tang, "A Novel Single-Phase Power Factor Correction Scheme". IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'93), Marzo 1993, pág. 287-292.
- [2.33] Y. Yiang y F.C. Lee, "Single-Stage Single-Phase Parallel Power Factor Correction Scheme". IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'94), Vol. 2, Junio 1994, pág. 1145-1151.
- [2.34] O. García, J.A. Cobos, P. Alou, R. Prieto, J. Uceda y S. Ollero, "A New Family of Single Stage AC/DC Power Factor Correction Converters with Fast Output Voltage Regulation". IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'97), Vol.1, Junio 1997, pág. 536-542.
- [2.35] O. García, P. Alou, J.A. Oliver, J.A. Cobos, J. Uceda y S. Ollero, "An Alternative to Supply DC Voltages with High Power Factor". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, nº 4, Agosto 1999, pág. 703-709.
- [2.36] J. Sebastián, P. Villegas, F. Nuño y M.M. Hernando, "Very Efficient Two-Input DC-to-DC Switching Post-Regulators". IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'96), Vol. 1, Junio 1996, pág. 874-880.

- [2.37] J. Sebastián, P. Villegas, F. Nuño, O. García y J. Arau, “Improving Dynamic Response of Power Factor Preregulators by Using Two-Input High-Efficient Post-Regulators”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, nº 6, Noviembre 1997, pág.1007-1016.
- [2.38] J. Sebastián, P. Villegas, F. Nuño y M.M. Hernando, “High-Efficiency and Wide-Bandwidth Performance Obtained from a Two-Input Buck Converter”. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, nº 4, Julio 1998, pág.706-717.
- [2.39] R. B. Ridley, “Average small-signal analysis of the boost power factor correction circuit,”. Proceedings in VPEC Seminar, 1989, pág. 108–120.
- [2.40] C. Zhou, R. B. Ridley, and F. C. Lee, “Design and analysis of a hysteretic boost power factor correction circuit”. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC’90), Junio 1990, pág. 800–807.
- [2.41] Spiazzi, G. and Mattavelli, P., “Design Criteria for Power Factor Preregulators Based on Sepic and Cuk Converters in Continuous Conduction Mode”, IEEE Industry Applications Annual Meeting (IAS’94), Vol. 2, Octubre 1994, pág. 1984–1989.
- [2.42] Huliehel, F.A.; Lee, F.C.; Cho, B.H., “Small-signal Modeling of the Single-Phase Boost High Power Factor Converter with Constant Frequency Control”. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '92), Vol. 1, Julio 1992, pág. 475-482.
- [2.43] Tang, W.; Lee, F.C.; Ridley, R.B., “Small-signal modeling of average current-mode control”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, nº 2, Abril 1993, pág.112-119.
- [2.44] Arturo Fernández, Javier Sebastián, Pedro Villegas, Marta M. Hernando, D. G. Lamar, “Dynamic Limits of a Power-Factor Preregulator”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, nº 1, Febrero 2005, pág. 1697-1702.
- [2.45] Erickson, Robert W. and Dragan Maksimovic, “Fundamentals of Power Electronics, 2nd edition”. Norwell, Mass. Kluwer Academic, 2001.
- [2.46] K. Ogata, “Ingeniería de Control Moderna” 4ª ed. Ed. Prentice-Hall, Hispanoamericana, 1998.
- [2.47] IEC 61000-3-2 International Standard, Limits for Harmonic Current Emissions (equipment input current $\leq 16\text{A}$ per phase), Modified, 2000-12.