

4

CONTROL DE CORRECTORES DEL FACTOR DE POTENCIA MEDIANTE RAMPAS DE COMPENSACIÓN CONTROLADAS POR TENSIÓN

Este capítulo presenta dos nuevos métodos de control para Correctores del Factor de Potencia (CFP) diseñados para trabajar en Modo de Conducción Continuo (MCC) en condiciones nominales. Ambos métodos se basan en el uso de un circuito integrado de propósito general de los utilizados en fuentes de alimentación conmutadas con control “modo corriente de pico”. A este circuito integrado se le añade sólo un generador de rampas de compensación. Dependiendo si la pendiente de esta rampa varía o no varía se estará hablando de uno u otro control. En ningún caso es necesario que exista un multiplicador analógico en los lazos de realimentación, tal y como es necesario con el control más convencional del Corrector del Factor de Potencia analizado en capítulos anteriores. Tampoco es necesario incluir un sensor de la tensión de entrada. Ambas características hacen que el control propuesto sea especialmente atractivo para equipos de bajo coste. El precio a pagar por estas ventajas es una ligera deformación de la corriente de entrada en condiciones distintas a las nominales, deformación que no impide el cumplimiento de la norma EN 61000-3-2 sobre inyección de armónicos de baja frecuencia. La primera circuitería del control propuesta es bastante similar a la propia del Control de Un Ciclo (One-Cycle Control), pero las diferencias entre ambas posibilitan una más fácil adaptación al caso de CFP basados en convertidores distintos del elevador. De especial interés es el uso de ambas técnicas de control con convertidores pertenecientes a la familia del convertidor indirecto o de retroceso (flyback). En ambos casos, como el control que se realiza es un control “ciclo a ciclo”, el lazo de realimentación de la corriente de entrada es extremadamente rápido, lo que redundará en que es perfectamente válido para ser usado con redes de relativa alta frecuencia (como por ejemplo, las redes de 400 Hz utilizadas en aviónica).

4.1 METODOLOGÍAS DE CONTROL PARA CORRECTORES DEL FACTOR DE POTENCIA (CFP)

Como se ha visto en anteriores capítulos los CFP son circuitos de uso obligado a la entrada de los equipos electrónicos conectados a redes de alterna, especialmente si la potencia de entrada es mayor de 75 W [4.1] y [4.2].

Los CFP activos (basados en convertidores CC/CC, [4.3] y [4.4]) pueden ser controlados de diversas formas. En este capítulo se van a repasar tres de los controles más utilizados en este tipo de convertidores. Aunque algunos de ellos se han comentado en capítulos anteriores, ahora el enfoque es distinto: comparar las metodologías de control de los CFP con relación al circuito integrado necesario y el modo de conducción.

4.1.2 CONTROL COMO SEGUIDOR DE TENSIÓN

Con el control como seguidor de tensión (Figura 4.1) se consigue una corriente casi senoidal en el caso del convertidor elevador y totalmente senoidal en el caso de la familia del convertidor

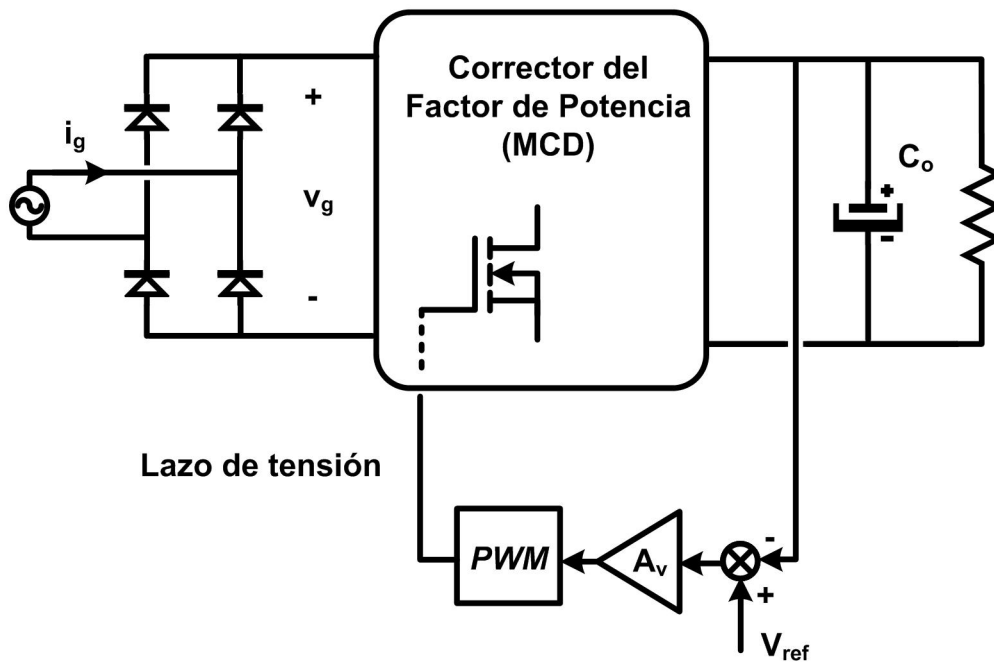


Figura 4.1. Control como seguidor de tensión.

indirecto o de retroceso (*flyback*, reductor-elevador, el SEPIC, el Cuk o el Zeta). Este control es la forma más sencilla para controlar el CFP. Únicamente se necesita un circuito integrado estándar de los usados para controlar convertidores CC/CC [4.5]-[4.9]. Por lo tanto, el diseño del control es sencillo y su coste es bajo. En este caso se utiliza un único lazo de realimentación, que ha de tener un ancho de banda bastante limitado.

Por otro lado, para conseguir que la corriente de entrada “siga” total o parcialmente a la tensión de entrada es necesario que el convertidor CC/CC esté diseñado para trabajar en Modo de Conducción Discontinuo (MCD) en toda situación (incluyendo por supuesto a plena carga), por lo que sus pérdidas son considerablemente mayores que las correspondientes a haber sido diseñado para trabajar en Modo de Conducción Continuo (MCC).

4.1.3 CONTROL BASADO EN UN MULTIPLICADOR ANALÓGICO

La metodología clásica de control para la obtención de una corriente perfectamente senoidal consiste en controlar el convertidor en MCC con dos lazos de realimentación (Figura 4.2). Es el

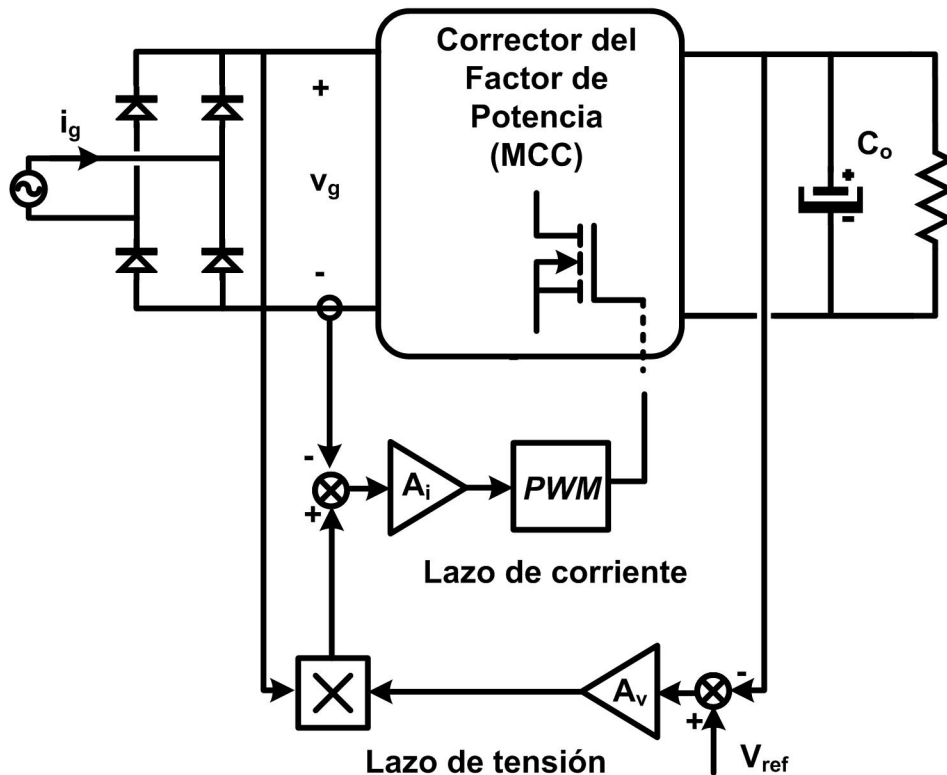


Figura 4.2. Control con multiplicador analógico.

llamado corrector del factor de potencia con control con multiplicador. Dicho control se ha analizado ampliamente en anteriores capítulos. El principal inconveniente de este control radica en la utilización de dos lazos de realimentación donde se hace necesario un multiplicador analógico. [4.3] y [4.4]. Por lo tanto, en este control se requiere el uso de circuitos integrados específicos que incorporen dicho elemento. La implementación del control con circuitos integrados con multiplicador resulta más complejo que la implementación con un controlador estándar de fuente de alimentación conmutada, y además, tradicionalmente los controladores con multiplicador sólo pueden trabajar con redes de entrada cuya frecuencia esté limitada a 400 Hz. Esto es debido a la restricción del ancho de banda de su amplificador de error de corriente.

4.1.4 CONTROL DE UN CICLO (CUC)

A lo largo de los últimos años se han ido proponiendo otras alternativas al control de los CFP que intentan aunar menor coste y operación en MCC [4.10] y [4.11]. Su campo de aplicación son productos de bajo coste (cargadores de baterías, fuentes de alimentación de ordenadores

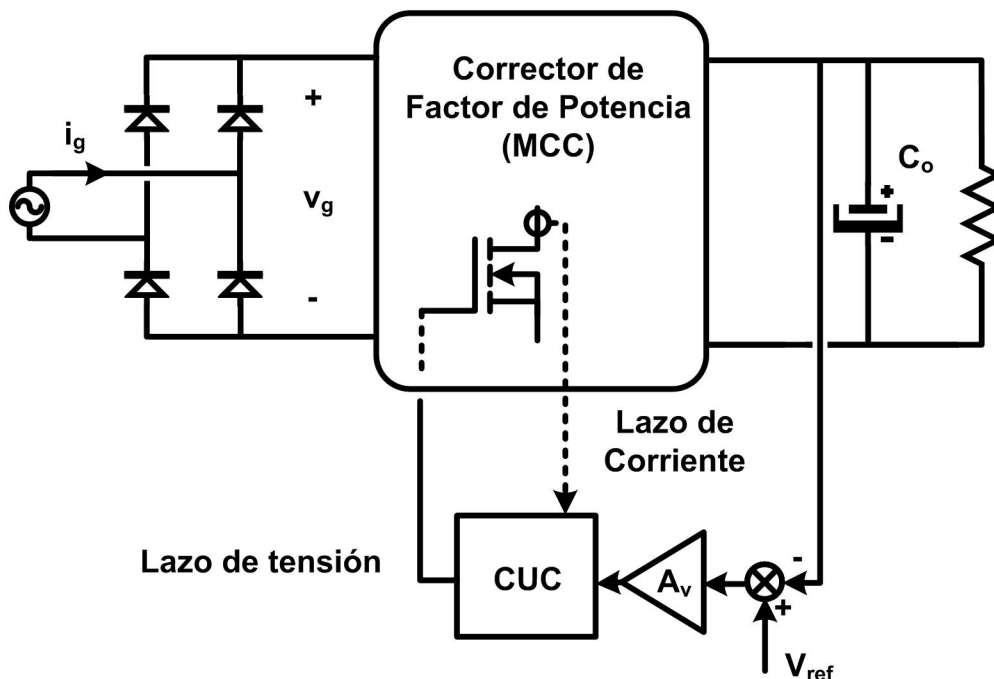


Figura 4.3. Control de Un Ciclo.

personales, balastos electrónicos, etc...), donde la inclusión del controlador basado en un multiplicador analógico supone un aumento apreciable del coste y donde la operación en MCD representa un deterioro inasumible del rendimiento.

La propuesta más interesante realizada en esta línea es el llamado Control de Un Ciclo (*One-Cycle Control*), CUC. Este tipo de control fue propuesto en [4.12] como controlador rápido de propósito general. Sin identificarlo como CUC, en [4.13] es aplicado al control del convertidor elevador operando como CFP. Posteriormente, en [4.14] se explica su uso para el resto de los convertidores susceptibles de ser usados como CFP. El resultado es que aunque todos ellos pueden ser controlados por esta técnica, su aplicación es sólo sencilla en el caso del convertidor elevador. De hecho, la firma *International Rectifiers* ha desarrollado un circuito integrado basado en esta técnica de control (el IR1150) y sólo lo recomienda para CFP basados en el convertidor elevador [4.15]. Es de destacar que incluso en el caso del convertidor elevador, el CUC propuesto en [4.13]-[4.16] necesita una condición específica para su correcto funcionamiento: la constante de tiempo de un integrador presente en el circuito debe coincidir con el periodo de conmutación. Esta condición se complica cuando el convertidor es otro distinto al elevador, tal como se describe en [4.14]. En apartados posteriores se desarrollará el principio de funcionamiento de esta estrategia de control, la cual tiene muchas similitudes con los controles que se van a proponer en este apartado.

4.2 CFP ELEVADOR CONTROLADO MEDIANTE RAMPAS DE COMPENSACIÓN CONTROLADAS POR TENSIÓN (CRCCT) CON PENDIENTE VARIABLE

En este apartado se presenta un nuevo tipo de control de CFP que trabajan en MCC que tiene bastantes similitudes con el CUC, pero que evita algunas de sus limitaciones. A este tipo de control se le va a denominar como Control por Rampa de Compensación Controlada por Tensión (CRCCT) con pendiente variable. Su campo de aplicación será el de los productos de bajo coste. Como en el caso del CUC, el control propuesto va a realizar un control “ciclo a ciclo” de la corriente de entrada, configurando un lazo de corriente muy rápido que permite el uso de esta técnica con redes de relativa alta frecuencia. También como en el caso del CUC, el precio a pagar por estas ventajas es una ligera deformación de la corriente de entrada en condiciones distintas a las nominales.

La realización física del CRCCT con pendiente variable en el caso del CFP elevador es muy sencilla y se puede obtener fácilmente desde un controlador estándar de fuente conmutada que sea capaz de hacer “control modo corriente de pico”.

4.2.2 COMPARACIÓN ENTRE EL CUC Y EL CRCCT CON PENDIENTE VARIABLE

En la Figura 4.4 se muestran el CFP elevador con CUC. Las formas de onda correspondientes al gobierno del convertidor se muestran también en la misma figura, donde $i_s R_s$ es la tensión en

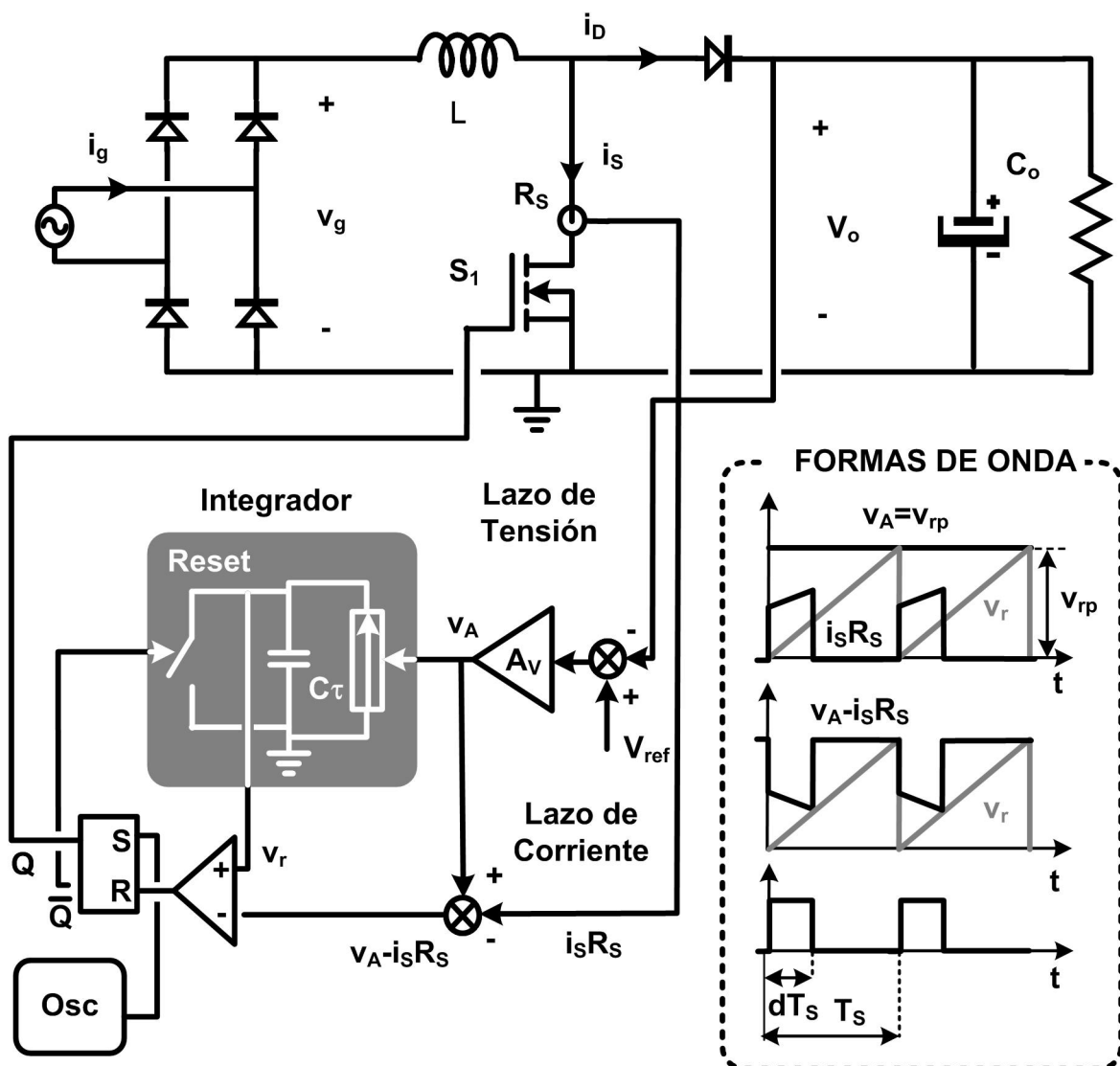


Figura 4.4. CUC y formas de onda de un CFP elevador.

el sensor de la corriente por el transistor. Como se puede comprobar en la figura el ciclo de trabajo del convertidor viene fijado por el momento en el que el valor de la tensión $v_A - i_S R_S$ iguala al de la rampa v_r . Para que el método funcione correctamente, la tensión a la salida del amplificador de error del lazo de tensión, v_A , debe coincidir exactamente con el valor de pico de la rampa, v_{rp} . Esto debe suceder sea cual sea el valor de v_A . Como la rampa es obtenida por integración del valor v_A , para que el valor final de la rampa v_{rp} coincida con v_A , la constante de tiempo del integrador debe coincidir con el periodo de conmutación. Por lo tanto, en el caso de CUC el principal inconveniente es diseñar un circuito integrador de tal manera que independientemente del valor de v_A , la constante de tiempo del integrador coincida con la frecuencia de conmutación del convertidor.

Por otra parte, en la Figura 4.5 muestra el CFP con CRCCT con pendiente variable. En este caso el ciclo de trabajo viene fijado por el momento en el que la tensión $v_r + i_S R_S$ alcanza el valor de pico de la rampa, v_{rp} . Este valor se obtiene mediante el uso de un detector de pico, que conserva el valor máximo que la rampa ha tenido en el ciclo anterior. Como el valor de pico de la rampa es directamente medido, no es preciso hacer ninguna consideración específica con relación a una hipotética coincidencia entre la señal v_A y el valor de v_{rp} . Es de destacar que la tensión de salida del amplificador de error, v_A , no puede experimentar variaciones bruscas, ya que con este control (como con cualquiera de los que persiguen alto Factor de Potencia (FP)) el ancho de banda del lazo de tensión ha de ser notablemente menor que la frecuencia de red. Como la pendiente de subida de la rampa está determinada por la señal v_A , entonces tampoco sufrirá variaciones bruscas, y por tanto, tampoco las sufrirá el valor de pico de la misma, v_{rp} . Por esta razón, la merma de rapidez en el lazo de tensión que supone el uso del CRCCT con rampa variable (por usar un detector de pico) frente al CUC no tiene consecuencia práctica alguna, ya que se trata de un lazo obligatoriamente muy lento (el amplificador de error debe forzar este hecho si se quiere alto FP).

Como se ha comentado, el CRCCT con rampa variable requiere la determinación del valor de pico de la rampa de compensación que se está generando. Con una rampa perfectamente lineal, como hasta ahora se está considerando, la determinación del valor de pico de la rampa se puede hacer por otro método además del ya descrito (basado de un detector de pico Figura 4.6a). Este segundo método se basa en el hecho de que el valor medio de una rampa perfectamente lineal es justo la mitad de su valor de pico. Por tanto, el ciclo de trabajo del convertidor puede ser fácilmente determinado sin más que comparar la semisuma de $v_r + i_S R_S$ (es decir, $0,5(v_r + i_S R_S)$) con

el valor $0,5v_{rp}$, obtenido filtrando la rampa de compensación con un sencillo filtro pasabajos (véase la Figura 4.6b). En este caso, únicamente se haría necesario divisor de tensión de valor $\beta_r=0.5$ tal como se muestra en la Figura 4.6b.

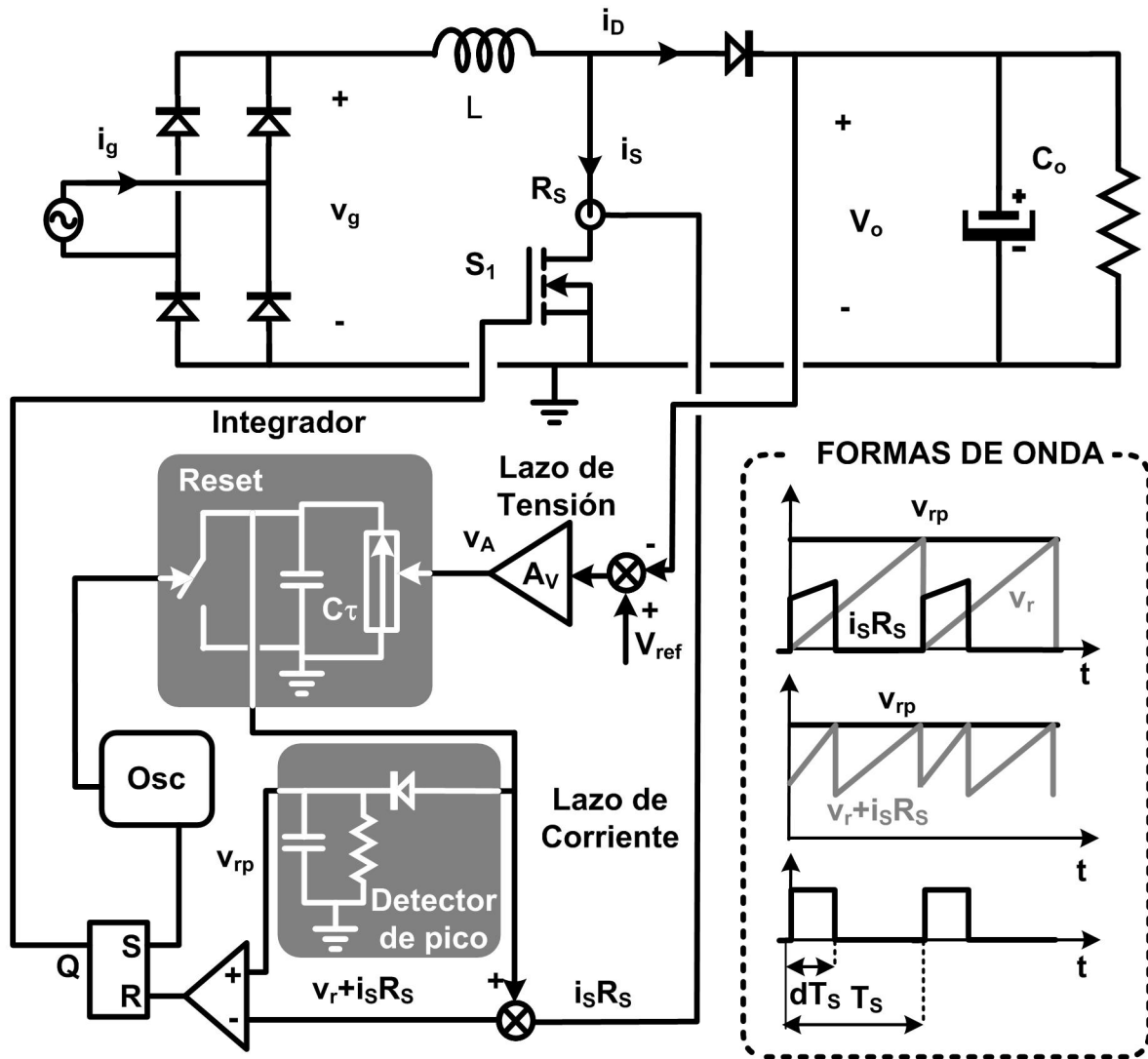


Figura 4.5. CRCCT con pendiente variable y formas de onda de un CFP elevador.

4.2.3 ANÁLISIS ESTÁTICO DE LA CORRIENTE DE ENTRADA DEL CRCCT CON PENDIENTE VARIABLE APLICADO AL CFP ELEVADOR

En este apartado se va a realizar el análisis estático tanto de CUC como del CRCCT para el CFP elevador. Dicho análisis es el mismo para ambos controles, tal y como se verá a continuación.

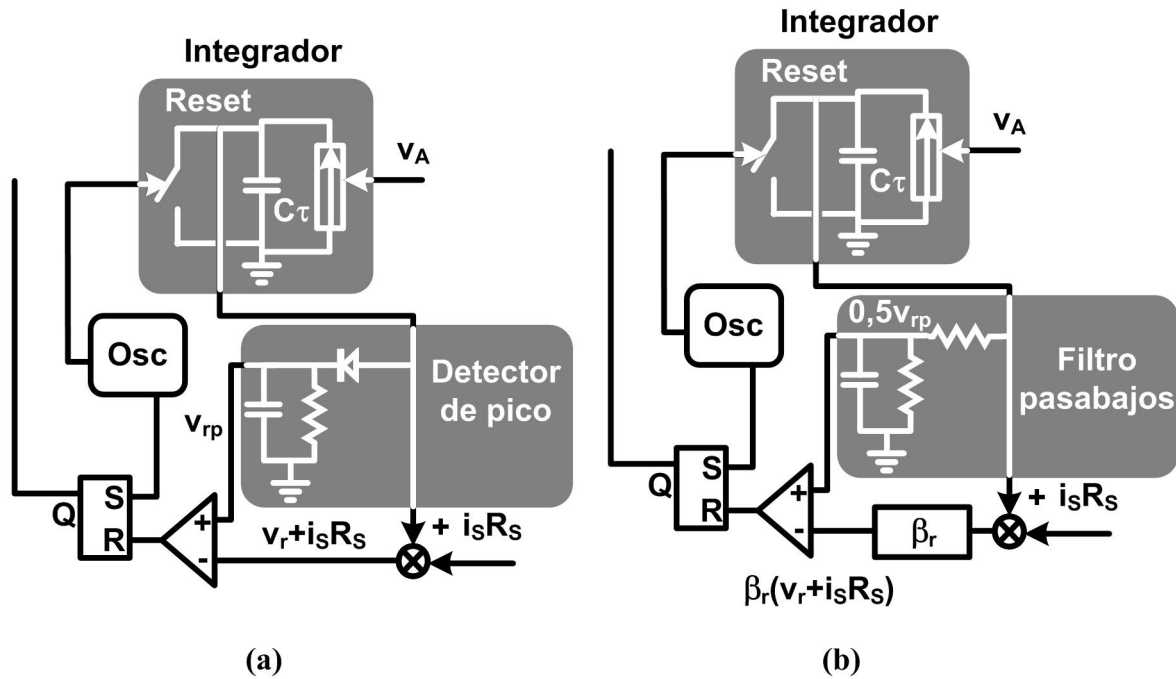


Figura 4.6. Dos alternativas a la realización física del CRCCT con rampa variable mostrada en la Figura 4.5. a) Basada en un detector de pico; b) Basado en un filtro pasabajos.

4.2.3.1 Análisis estático operando en MCC

La Figura 4.7 muestra las formas de onda que se obtienen en un convertidor elevador que opera como CFP con cualquiera de los dos controles descritos en el apartado anterior.

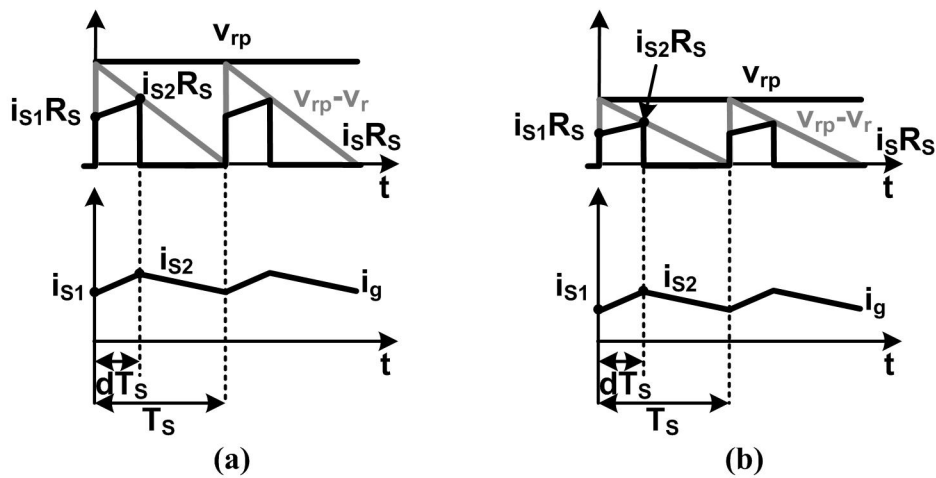


Figura 4.7. Principales formas de onda del CFP elevador para el CUC y el CRCCT con rampa variable operando en MCC.

Estas formas de onda corresponden a operación en CCM. El valor de pico de la rampa v_{rp} es determinado por v_A , cumpliéndose:

$$v_{rp} = k_i v_A \quad (4.1)$$

donde k_i es el cociente entre la constante de tiempo del integrador y el periodo de conmutación. El valor de k_i tiene que ser necesariamente igual a 1 cuando se trata de CUC y puede ser cualquier otro valor cuando se trata de CRCCT.

Por otra parte, el valor del ciclo de trabajo del convertidor se determina por el instante en el que se cumple (Figura 4.7):

$$i_{S2} R_S = v_{rp} - v_r \quad (4.2)$$

que es una ecuación completamente idéntica a la que plantea el CUC (véase Figura 4.4):

$$v_{rp} - i_{S2} R_S = v_r \quad (4.3)$$

y también completamente idéntica a la que plantea el CRCCT con pendiente variable (véase la Figura 4.5):

$$v_{rp} = v_r + i_{S2} R_S \quad (4.4)$$

A partir de cualquiera de estas ecuaciones y por sencillas relaciones geométricas en las formas de onda de la Figura 4.7, se obtiene:

$$i_{S2} = \frac{v_{rp} (1 - d)}{R_S} \quad (4.5)$$

donde i_{S2} es la corriente por el transistor justo cuando recibe la orden de apagado. Si el convertidor está trabajando en MCC, la ley de Faraday introduce dos nuevas ecuaciones en este estudio:

$$v_g = L \cdot f_s \frac{i_{S2} - i_{S1}}{d} \quad (4.6)$$

$$V_o - v_g = L \cdot f_s \frac{i_{S2} - i_{S1}}{1 - d} \quad (4.7)$$

donde i_{S1} es la corriente por el transistor al comienzo de su periodo de conducción, f_s es la frecuencia de conmutación ($f_s = 1/T_s$), v_g es la tensión de entrada, senoidal en el CFP, y V_o es la tensión de salida.

De (4.5)-(4.7) se puede fácilmente obtener los valores de i_{S1} y i_{S2} y también los de la corriente media de entrada i_{gm} , que es la media de los anteriores:

$$i_{S1} = \frac{v_g}{V_o} \left[\frac{v_{rp}}{R_s} - \frac{V_o - v_g}{L \cdot f_s} \right] \quad (4.8)$$

$$i_{S2} = \frac{v_g}{V_o} \cdot \frac{v_{rp}}{R_s} \quad (4.9)$$

$$i_{gm} = \frac{v_g}{V_o} \left[\frac{v_{rp}}{R_s} - \frac{V_o - v_g}{2L \cdot f_s} \right] \quad (4.10)$$

De esta última ecuación se deduce que si el segundo término del paréntesis (con signo negativo) es despreciable frente al primero, entonces la corriente media de entrada i_{gm} tendrá una forma senoidal.

4.2.3.2 Análisis estático operando en MCD

Cuando el convertidor trabaja en MCD (Figura 4.8), entonces (4.5) sigue siendo válida, i_{s1} es siempre cero y (5.7) se convierte en:

$$V_o - v_g = L \cdot f_s \frac{i_{s2}}{d'} \quad (4.11)$$

donde d' es el periodo relativo de desmagnetización de la bobina del CFP elevador, tal como se muestra en Figura 4.8.

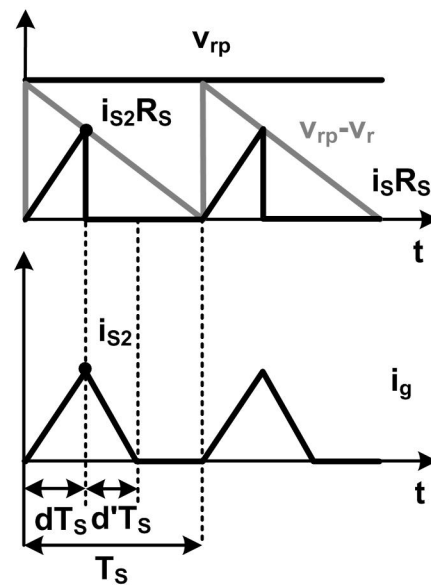


Figura 4.8. Principales formas de onda del CFP elevador para el CUC y el CRCCT con rampa variable operando en MCD.

Ahora el valor de i_{s2} pasa a ser:

$$i_{s2} = \frac{V_{rp}}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L \cdot f_s \cdot V_{rp}}{v_g \cdot R_s}} \quad (4.12)$$

mientras que el valor de i_{gm} se obtiene ahora desde la ecuación:

$$i_{gm} = \frac{i_{s2}(d+d')}{2} \quad (4.13)$$

y acaba siendo:

$$i_{gm} = \frac{1}{2} \left(\frac{v_{rp}}{R_s} \right)^2 \frac{v_g \cdot V_o}{(V_o - v_g) L \cdot f_s} \cdot \frac{1}{\left(\frac{v_{rp}}{R_s} + \frac{v_g}{L \cdot f_s} \right)^2} \quad (4.14)$$

4.2.3.3 Análisis estático de la frontera entre el MCC y MCD

Como se ha comentado, el CRCCT con rampa variable es un modo de control sencillo pensado para el CFP elevador que trabaja en MCC a plena carga. Sin embargo, si el CFP elevador se descarga suficientemente, entonces empezará a trabajar en MCD durante parte del periodo de la red de entrada o durante todo dicho periodo. Resulta imprescindible no sólo saber cómo son las formas de onda de la tensión de entrada cuando el CFP trabaja siempre en MCC (4.10) o siempre en MCD (4.14), sino también conocer cómo se realiza la transición entre ambos modos. Para realizar este estudio basta con imponer la condición $i_{s1}=0$ (propia del MCD) en la ecuación (4.8) (propia del MCC) y así buscar la condición frontera entre ambos modos, obteniéndose:

$$v_{rp_crit} = R_s \frac{V_o - v_g}{L \cdot f_s} \quad (4.15)$$

donde v_{rp_crit} es el valor de v_{rp} que determina la frontera entre modos. Este valor variará al variar v_g , ya que esta tensión se puede expresar como:

$$v_g = V_{gp} |\text{sen}(\omega_L t)| \quad (4.16)$$

donde V_{gp} es el valor de pico de la tensión de red y ω_L su frecuencia angular. Para estudiar más cómodamente la frontera entre ambos modos, se van a definir dos parámetros adimensionales:

$$M = \frac{V_o}{V_{gp}} \quad (4.17)$$

$$K = \frac{2L \cdot f_s \cdot v_{rp}}{R_s \cdot V_{gp}} \quad (4.18)$$

Partiendo de (4.15)-(4.18), se puede definir un valor frontera (crítico) de K como el correspondiente a que v_{rp} valga v_{r_crit} en (4.18):

$$K_{crit} = 2(M - |\sin(\omega_L t)|) \quad (4.19)$$

Como se aprecia (Figura 4.9), K_{crit} toma diferentes valores en función del valor del ángulo de red, $\omega_L t$, en el que se esté considerando la operación del convertidor elevador. Se han tomado en la Figura 4.9 valores de M para la tensión nominal de margen americano ($M=2,57$) y europeo ($M=1,23$) como tensión de entrada y 400 V como tensión de salida (típica de los CFP elevadores como primera etapa para el diseño de una fuente de alimentación CA/CC).

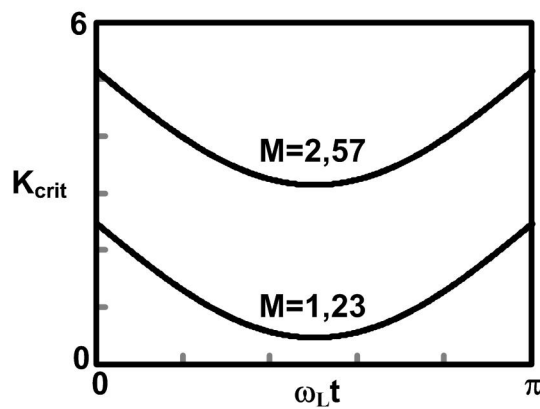


Figura 4.9. Valores de K_{crit} del CFP elevador.

Por otro lado, los valores extremos de K son:

$$K_{\text{crit_max}} = 2M \quad (4.20)$$

$$K_{\text{crit_min}} = 2(M-1) \quad (4.21)$$

Por tanto, el convertidor puede operar en tres modos distintos. Opera siempre en MCC, si $K > K_{\text{crit_max}}$, en ambos modos (dependiendo del ángulo de red) si $K_{\text{crit_max}} > K > K_{\text{crit_min}}$ y siempre en MCD, si $K_{\text{crit_min}} > K$.

4.2.3.4 Análisis de la corriente de entrada del CRCCT y pendiente variable. Factor de potencia (FP) y distorsión armónica (DAT)

Una vez analizadas por completo las expresiones de la corriente de entrada en todos los modos de funcionamiento, se van a analizar las formas de onda de la corriente de entrada para diversos diseños y diversos puntos de funcionamiento del control propuesto. En la Figura 4.10 se han

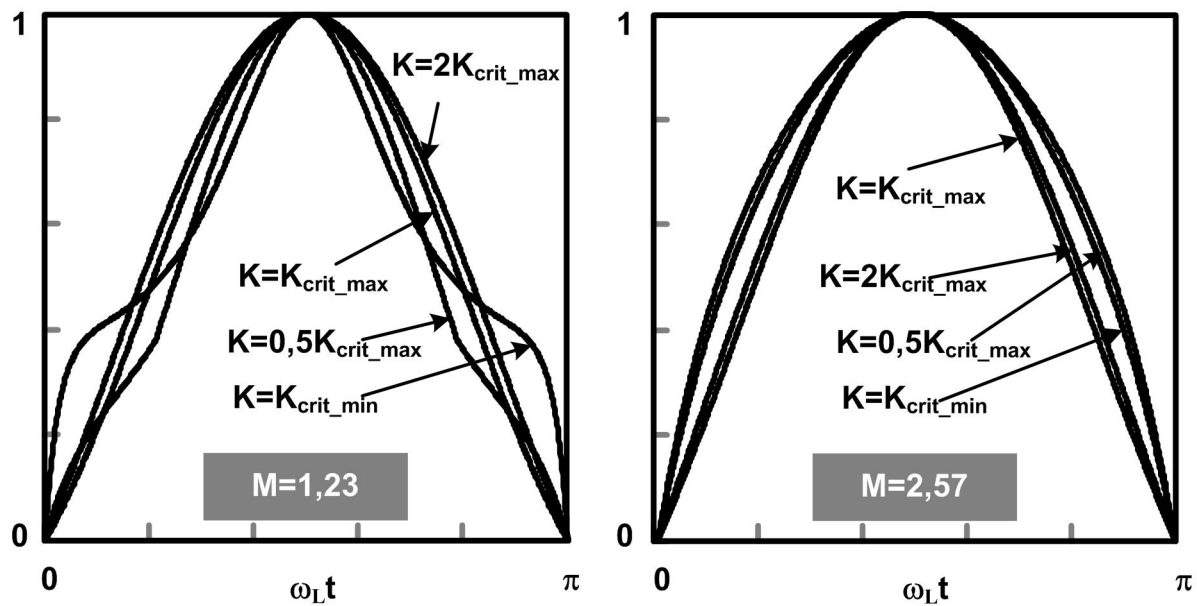


Figura 4.10. Corriente de entrada en un CFP elevador para diversos diseños (K).

representado las formas de onda normalizadas a su valor de pico correspondientes a la corriente de entrada para dos diseños distintos ($M=1,23$ correspondiente al margen europeo y $M=2,57$ correspondiente al margen americano con una tensión de salida de 400V). Estas formas de onda cambian en función del valor del parámetro K . Este parámetro actúa como parámetro normalizado de control al ser proporcional a v_{rp} . Como se aprecia en el diseño correspondiente a la Figura 4.10 ($M=1,23$), las formas de onda se deterioran cuando el valor de K de va acercando a los valores de K_{crit_max} y aún más cuando lo hacen a los valores de K_{crit_min} . Estas deformaciones son debidas a que, en ciertos intervalos del ángulo de conducción ($\omega_L t$), el CFP opera en MCD. Por lo tanto, hay que diseñar el CFP elevador en las condiciones nominales y a plena carga con la condición de trabajar en MCC ($K > K_{crit_max}$). Cabe recordar que son estas las condiciones de cumplimiento de la normativa de inyección de armónicos de baja frecuencia en red (EN 61000-3-2).

Sin embargo, como se aprecia en la Figura 4.10, las deformaciones sufridas son en realidad muy poco significativas. Su valoración, medida por el FP y por la Distorsión Armónica Total (DAT) se muestra en la Figura 4.11. En dicha figura los valores de K están normalizados a su K_{crit_min} indicando en ambos diseños ($M=1,23$ y $M=2,57$) el valor de K_{crit_max} .

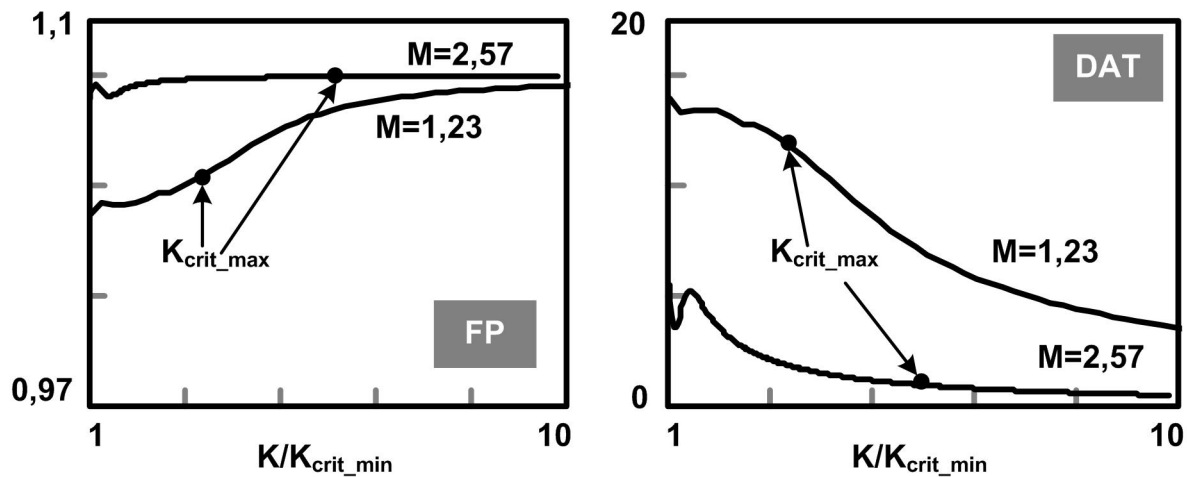


Figura 4.11. FP y DAT CFP elevador de la Figura 4.10.

Por otro lado, nótese que al disminuir la potencia manejada por el convertidor, la corriente de entrada i_{gm} debe disminuir, lo que se consigue a base de disminuir el valor de la tensión de salida del lazo de tensión v_A y, por lo tanto, el valor de la tensión de pico de la rampa que está controlando (v_{rp}) y, por tanto, también del valor de K . Por consiguiente, cuando trabajando el convertidor en lazo cerrado la potencia manejada por él disminuye, entonces también disminuye

el valor de K , sufriendo $i_g(t)$ las deformaciones que se muestran en la Figura 4.12. Estas deformaciones son debidas a que el CFP elevador pasa a operar en MCD en ciertos intervalos del ángulo de conducción, al igual que ocurría anteriormente con diferentes diseños del CFP.

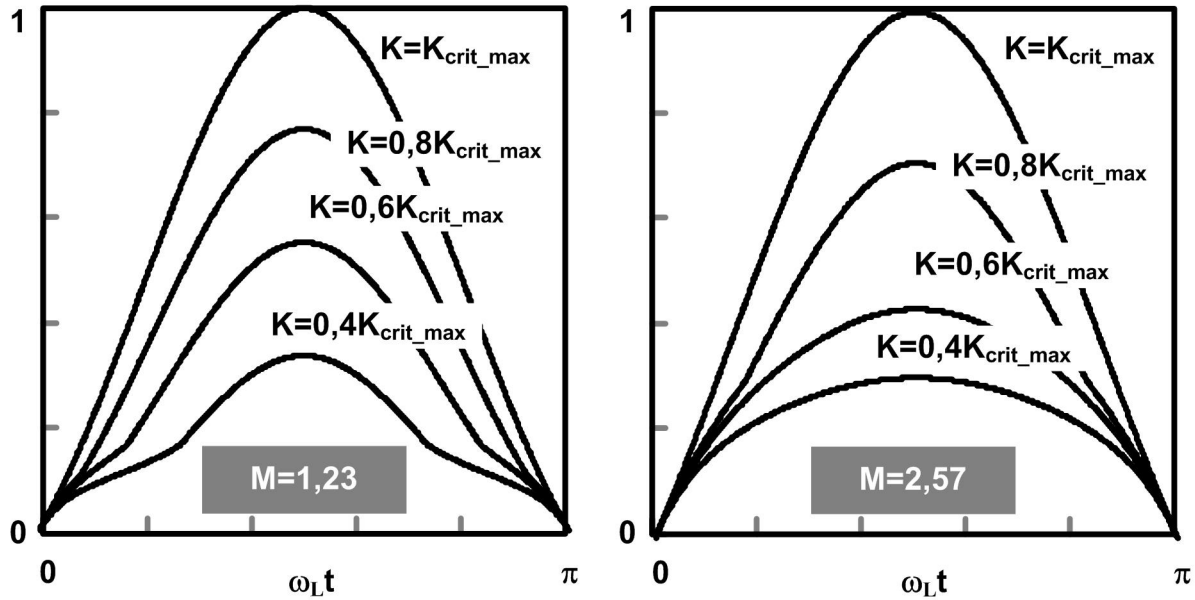


Figura 4.12. Corriente de entrada normalizada al valor de pico de la corriente a plena carga para el CFP elevador para diferentes potencias de entrada.

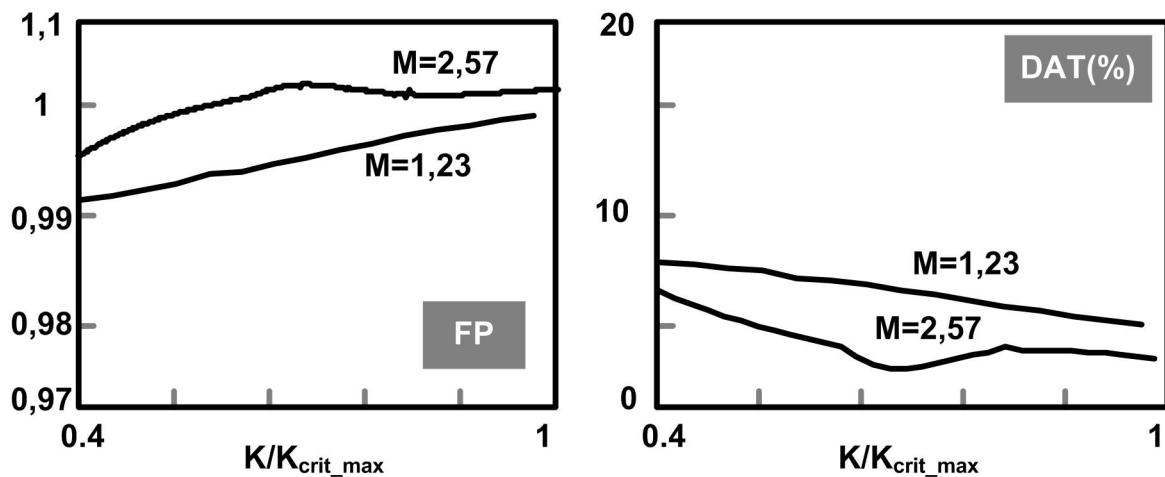


Figura 4.13. FP y DAT del CFP elevador de la Figura 4.12.

Al igual que antes, tal como se aprecia en Figura 4.12 las deformaciones sufridas son en realidad muy poco significativas. Su valoración, medida por el FP y por la DAT se muestra en la Figura 4.13. En este caso la K está normalizada a K_{crit_max} .

4.3 CFP BASADO EN UN CONVERTIDOR DE RETROCESO (*FLYBACK*) CON CRCCT CON PENDIENTE VARIABLE

En este apartado se va a realizar el análisis estático de la corriente de entrada del CRCCT con rampa de pendiente variable aplicado al convertidor de retroceso (*flyback*) y para otros convertidores de su familia, es decir, para convertidores como el reductor-elevador, el SEPIC, el Cuk o el Zeta.

4.3.2 ANÁLISIS ESTÁTICO DE LA CORRIENTE DE ENTRADA DEL CRCCT CON RAMPA LINEAL Y PENDIENTE VARIABLE APLICADO AL CFP BASADO EN UN CONVERTIDOR DE RETROCESO.

En este apartado únicamente se va analizar el CRCCT de rampa lineal y pendiente variable en el CFP basado en el convertidor de retroceso (Figura 4.14).

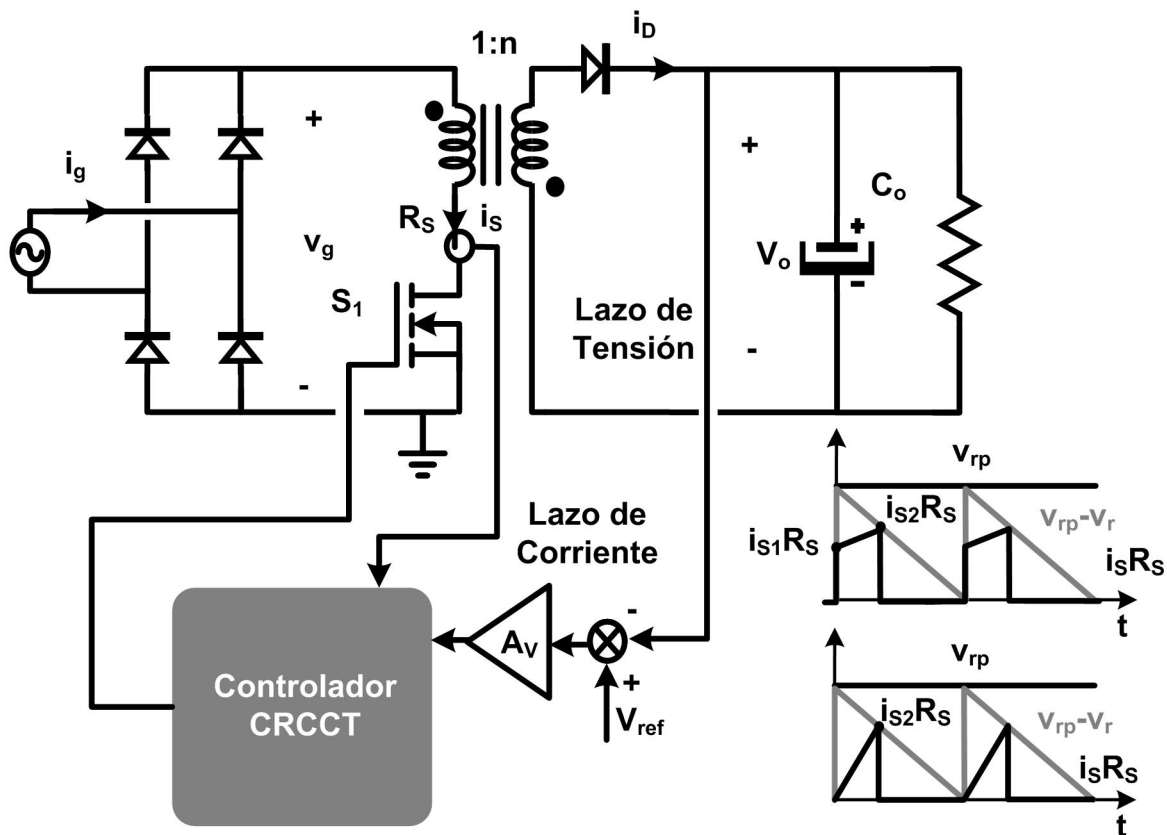


Figura 4.14. CRCCT con pendiente variable y formas de onda de un CFP basado en un convertidor de retroceso.

4.3.2.1 Análisis estático operando en MCC

En MCC las expresiones (4.5) y (4.6) son válidas, mientras que (5.7) pasa a ser en el convertidor de retroceso:

$$V_o = nL f_s \frac{i_{s2} - i_{s1}}{1 - d} \quad (4.22)$$

siendo n la relación de transformación del convertidor de retroceso. El valor de i_{gm} es ahora:

$$i_{gm} = \frac{(i_{s2} + i_{s1})d}{2} \quad (4.23)$$

y desde (4.5), (4.6), (4.22) y (4.23) se obtiene:

$$i_{s1} = \frac{v_g (1 - d)}{R_s} - \frac{v_{rp} \cdot d}{L \cdot f_s} \quad (4.24)$$

$$i_{gm} = \frac{n v_g V_o}{(V_o + n v_g)^2} \left[\frac{v_{rp}}{R_s} - \frac{V_o}{2 n \cdot L \cdot f_s} \right] \quad (4.25)$$

Como se puede comprobar en la ecuación (4.25) la corriente de entrada en MCC ya no tiene la posibilidad de ser senoidal, dado que en el denominador aparece el término v_g en un binomio elevado al cuadrado.

4.3.2.2 Análisis estático operando en MCD

Para el análisis en MCD únicamente hay que aplicarle al estudio anterior la condición $i_{s1}=0$ en las expresiones (4.5), (4.6), (4.22) (cambiando $1-d$ por d') y (4.23) y, por tanto, las ecuaciones anteriores dan origen a la siguiente:

$$i_{gm} = \frac{v_g}{2L \cdot f_s} \cdot \frac{\left(\frac{v_{rp}}{R_s}\right)^2}{\left(\frac{v_{rp}}{R_s}\right)^2 + \left(\frac{v_g}{L \cdot f_s}\right)^2} \quad (4.26)$$

Como también se puede comprobar en la ecuación (4.26) la corriente de entrada en MCD tampoco es senoidal, dado que en el denominador aparece también el término v_g en un binomio elevado al cuadrado.

4.3.2.3 Análisis estático de la frontera entre el MCC y MCD

Para calcular las condiciones límites de conducción basta con imponer la condición de que i_{s1} (4.24) sea cero, obteniéndose:

$$K_{crit} = \frac{2M}{n} \quad (4.27)$$

Como muestra (4.27), el límite entre modos de conducción no depende del ángulo de red en el caso del CFP basado en un convertidor de retroceso. Por tanto, sólo son posibles dos modos de operación: Siempre operando en MCC si el valor de K es mayor que K_{crit} o siempre operando en MCD si el valor de K es menor que K_{crit} .

4.3.2.4 Análisis de la corriente de entrada del CRCCT con rampa lineal y pendiente variable. FP y DAT

Ahora, partiendo de (4.25), se va a deducir la expresión de la corriente de entrada en MCC en función de los parámetros K y M :

$$i_{gm} = \frac{V_o}{2L \cdot f_s} \cdot \frac{\text{sen}(\omega_L t)}{(M + n \cdot \text{sen}(\omega_L t))^2} (nK - M) \quad (4.28)$$

De la observación de (4.28) se deduce que el valor de pico de i_{gm} en MCC depende de v_{rp} (y por tanto de K), pero no así su forma de onda relativa. Ésta sólo depende del valor de M/n , tal y como se muestra en la Figura 4.15a. El cálculo del FP y de la DAT para valores de M/n comprendidos entre 0,5 y 2,5 se muestran en la Figura 4.15b.

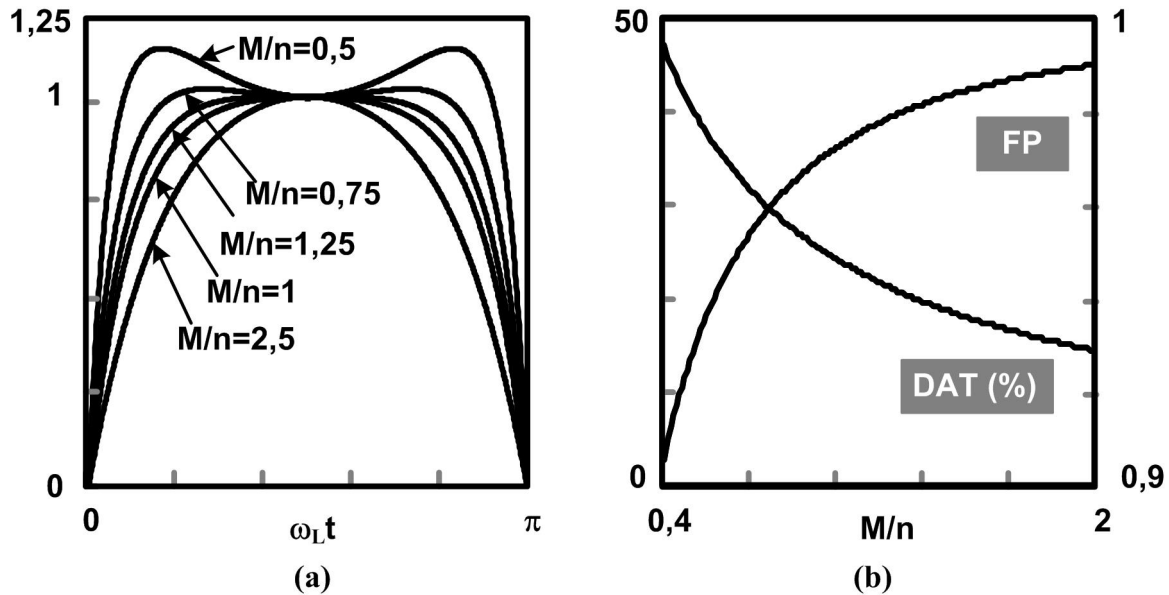


Figura 4.15. a) Corriente de entrada normalizada a su valor a $\omega_L t = \pi/2$ para el CFP basado en un convertidor de retroceso con CRCCT con rampa lineal y pendiente variable. b) FP y DAT en función de M/n en ese mismo caso.

Si se observa la Figura 4.15a se puede apreciar que la corriente en ángulos de red cercanos a 90° es mayor de lo deseado, lo que hace pensar que las formas de onda mejorarán si el ciclo de trabajo disminuye en esas circunstancias. Esto se puede conseguir sin más que sustituir la forma lineal de la rampa de compensación por otro tipo de rampa que cumpla la anterior condición.

4.3.3 ANÁLISIS ESTÁTICO DE LA CORRIENTE DE ENTRADA DEL CRCCT CON RAMPA EXPONENCIAL Y PENDIENTE VARIABLE APLICADO AL CFP BASADO EN UN CONVERTIDOR DE RETROCESO

En el anterior apartado se llegó a la conclusión de que las formas de onda de la corriente mejorarían si en lugar de utilizar una rampa lineal se utilizase otra forma de rampa que cumpliera ciertas condiciones. A diferencia de los que ocurre con el CUC, donde su implementación para el convertidor de retroceso se basa en dos integradores sincronizados con la frecuencia de conmutación para la generación de una rampa de forma parabólica, la implementación del

CRCCT aplicado al convertidor de retroceso es tan fácil como introducir una resistencia en paralelo con el condensador para generar una rampa exponencial. En la Figura 4.16a se muestra el circuito completo con la opción del detector de pico. Aquí también se puede implementar la circuitería de control basada en el filtro pasabajos. Únicamente se tendría que calcular el valor adecuado de β_r (Figura 4.6). Por otro lado, en la Figura 4.16b, se muestra como se reduce el ciclo de trabajo en los ángulos de conducción cercanos a 90° con esta estrategia de control.

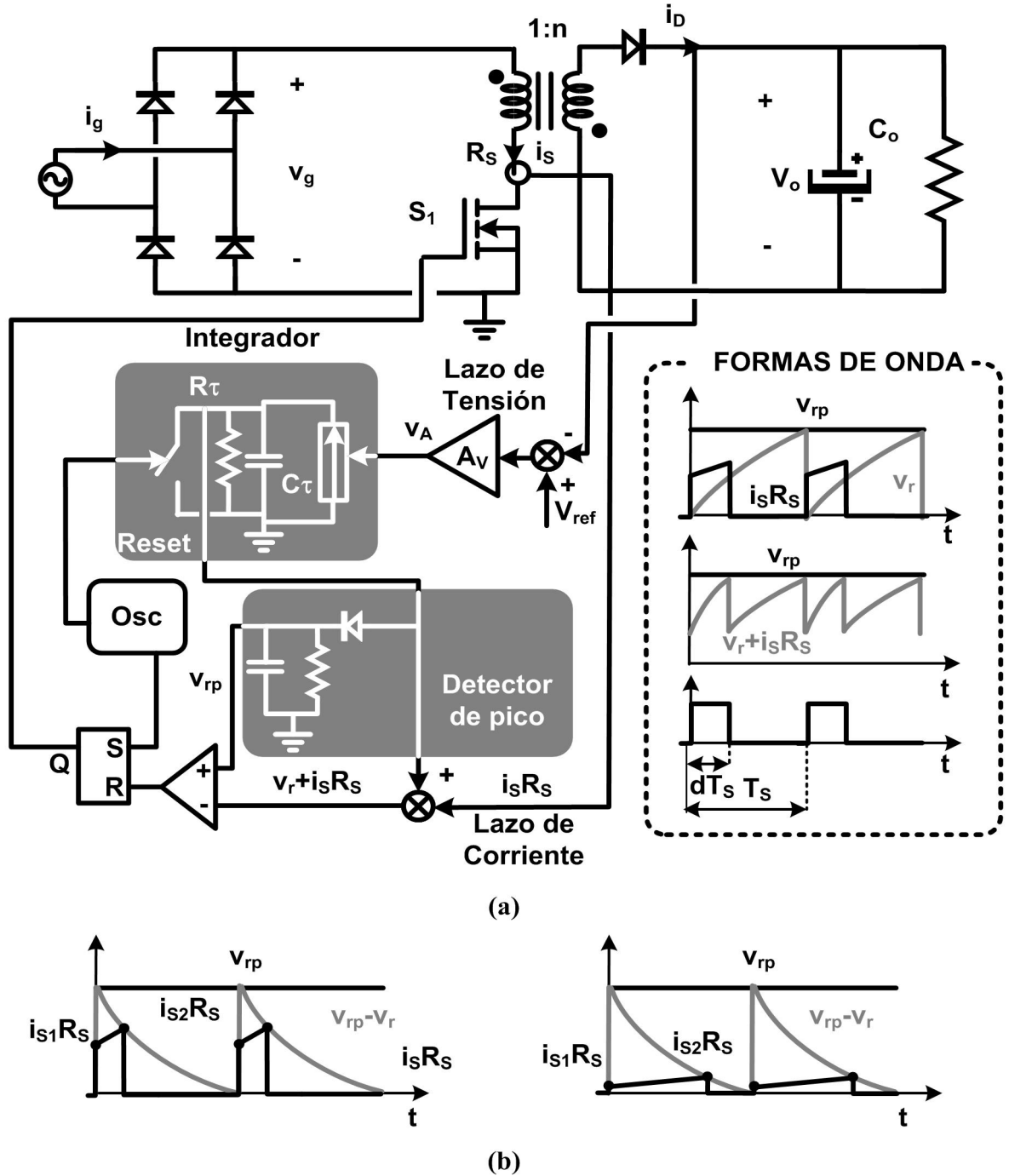


Figura 4.16. a) CRCCT con rampa exponencial y pendiente variable; b) Formas de onda del CFP de retroceso.

4.3.3.2 Análisis estático operando en MCC

En el caso de utilizar en el CRCCT una rampa exponencial con pendiente variable según muestra la Figura 4.16b, la expresión calculada en (4.5) ya no es válida, y la relación entre v_{rp} , i_{s2} y d pasa a ser:

$$i_{s2} = \frac{v_{rp}}{R_s} \cdot \frac{e^{-d\mu_e} - e^{-\mu_e}}{1 - e^{-\mu_e}} \quad (4.29)$$

donde μ_e es:

$$\mu_e = \frac{T_s}{\tau} \quad (4.30)$$

donde τ la constante de tiempo de la rampa exponencial. Cuando $\mu_e=0$ se está en el caso de la rampa lineal. Partiendo ahora de (4.6), (4.22), (4.23) y (4.29), se obtiene:

$$i_{s1} = \frac{v_{rp} \left(e^{-\frac{V_o}{(V_o + nv_g)} \mu_e} - e^{-\mu_e} \right)}{R_s (1 - e^{-\mu_e})} - \frac{V_o \cdot v_g}{L \cdot f_s (V_o + nv_g)} \quad (4.31)$$

$$i_{gm} = \frac{V_o}{V_o + nv_g} \left[\frac{v_{rp} \left(e^{-\frac{V_o}{(V_o + nv_g)} \mu_e} - e^{-\mu_e} \right)}{R_s (1 - e^{-\mu_e})} - \frac{V_o \cdot v_g}{2L \cdot f_s (V_o + nv_g)} \right] \quad (4.32)$$

Como se puede comprobar en la expresión de la corriente de entrada, su forma a primera vista no es senoidal. Sin embargo, hay que analizar el parámetro μ_e que define la forma de la rampa exponencial para poder llegar a alguna conclusión sobre la forma de onda de la corriente de entrada.

4.3.3.3 Análisis estático operando en MCD

En este caso, la expresión (4.29) es válida. Por el contrario las expresiones (4.6) y (4.23) son únicamente válidas para el análisis del convertidor de retroceso en MCD si se anula la corriente i_{S1} :

$$v_g = L \cdot f_s \frac{i_{S2}}{d} \quad (4.33)$$

$$i_{gm} = \frac{i_{S2} \cdot d}{2} \quad (4.34)$$

Por otro lado la expresión (4.22) para el convertidor de retroceso operando en MCD se puede describir como:

$$V_o = nL \cdot f_s \frac{i_{S2}}{d'} \quad (4.35)$$

Finalmente con las expresiones (4.29) y las expresiones de la (4.33) a la (4.35) se pueden calcular los valores de las corrientes i_{S1} , i_{S2} e i_{gm} . Sin embargo, en este caso los resultados obtenidos no se pueden expresar en una ecuación trascendente, por lo que se han de analizar dichas expresiones de forma numérica.

Por otro lado, aunque no existan ecuaciones trascendentes en MCD, las que definen la frontera se podrán calcular de forma fácil a partir del estudio en MCC.

4.3.3.4 Análisis estático de la frontera entre el MCC y MCD

Partiendo de (4.31) es sencillo obtener la condición frontera entre ambos modos igualando la corriente i_{S1} a cero. El resultado se puede expresar en función de los parámetros adimensionales K y M/n :

$$K_{crit} = \frac{2M|\sin(\omega_L t)|}{(M+n|\sin(\omega_L t)|)} \cdot \frac{1 - e^{-\mu_e}}{e^{-\frac{M}{(M+n|\sin(\omega_L t)|)}\mu_e} - e^{-\mu_e}} \quad (4.36)$$

Como se aprecia en la ecuación (4.36), K_{crit} toma diferentes valores en función del valor del ángulo de conducción, $\omega_L t$. Dicha función define un máximo y un mínimo. Dichos valores se pueden calcular fácilmente:

$$K_{crit_max} = \frac{2M(1 - e^{-\mu_e})}{n \cdot \mu_e \cdot e^{-\mu_e}} \quad (4.37)$$

$$K_{crit_min} = \frac{2M}{(M+n)} \cdot \frac{1 - e^{-\mu_e}}{e^{-\frac{M}{(M+n)}\mu_e} - e^{-\mu_e}} \quad (4.38)$$

Como en los casos anteriormente analizados, el CFP basado en un convertidor de retroceso opera en MCC en todo el periodo de red si $K > K_{crit_max}$. Cuando se cumple que $K_{crit_min} < K < K_{crit_max}$ opera en MCC y MCD dependiendo del ángulo de conducción. Y si $K < K_{crit_min}$ siempre opera en MCD.

4.3.3.5 Análisis de la corriente de entrada del CRCCT con rampa exponencial y pendiente variable. FP y DAT

Una vez obtenida la expresión de la corriente de entrada en MCC (4.32) se puede ver que a primera vista no parece una expresión que defina una corriente de entrada senoidal. Sin embargo, el parámetro μ_e , del que depende la forma de onda de la corriente de entrada, puede jugar un papel importante en la definición de $i_g(t)$. Por lo tanto, parece lógico evaluar como va a ser la corriente de entrada para un determinado diseño en MCC en función del parámetro μ_e , ya que dicho parámetro define la forma de la rampa exponencial, y por lo tanto, la modulación de la corriente de entrada.

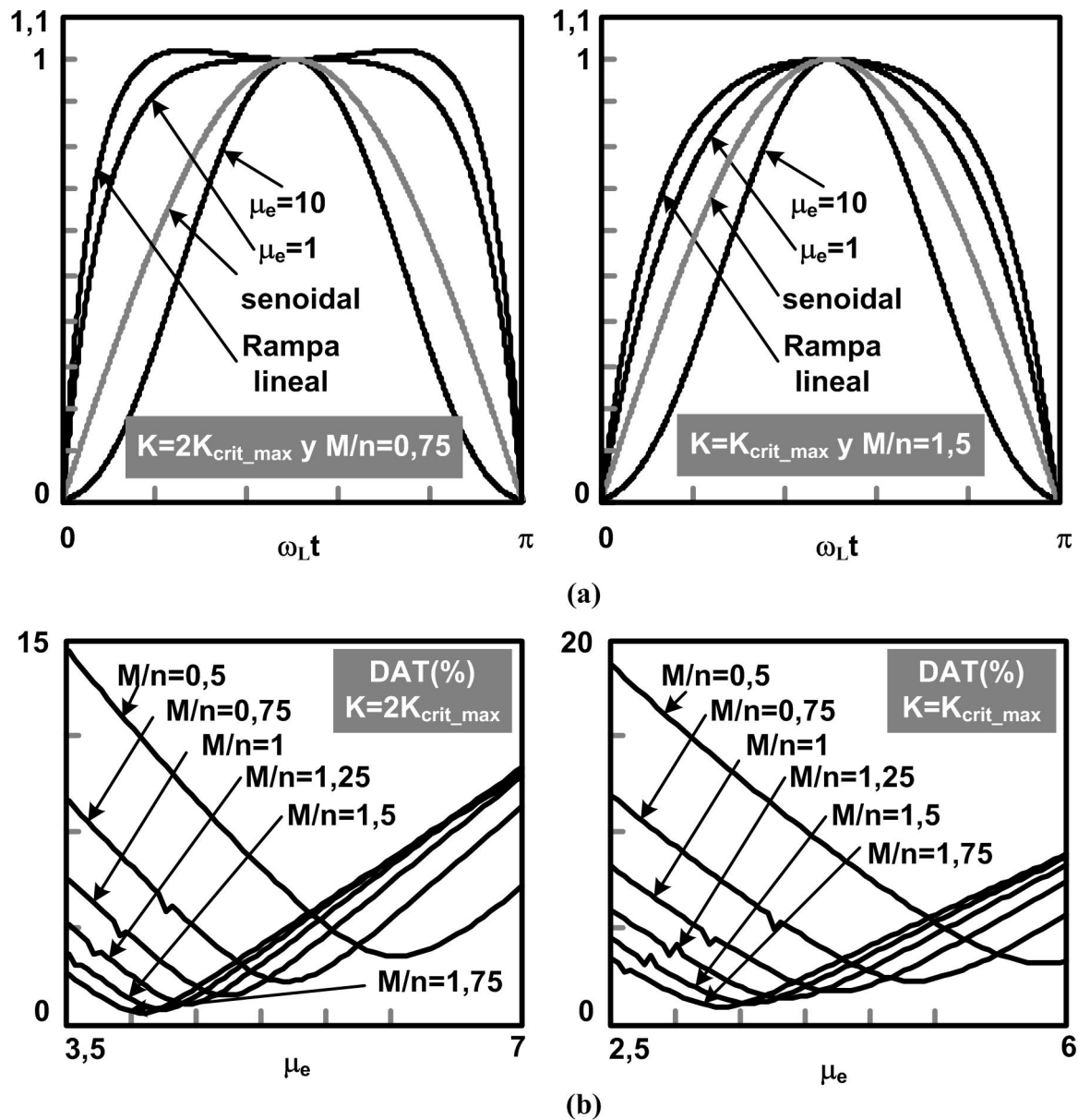


Figura 4.17. a) Corriente de entrada normalizada a su valor a $\omega_L t = \pi/2$ para el CFP basado en un convertidor de retroceso con rampa de compensación exponencial y diferentes μ_e ; b) DAT en función de μ_e para diversos diseños en ese mismo caso.

La Figura 4.17a muestra la corriente de entrada para dos diseños del CFP (K , M/n) operando en MCC en función de μ_e . Como puede comprobarse, la corriente de entrada no es senoidal. Sin embargo, parece que una buena elección del parámetro μ_e puede mejorar la distorsión armónica. En la Figura 4.17b se muestra la distorsión armónica de la corriente de entrada para 12 diseños (K , M/n). Como puede comprobarse en esta figura, existen valores de μ_e que minimizan la DAT, obteniéndose formas de onda de i_{gm} muy senoidales.

Los datos obtenidos en la Figura 4.17b permiten obtener los valores de μ_e que minimizan la DAT para cada diseño del CFP operando en MCC en condiciones nominales. La Figura 4.18 muestra dichos valores. Finalmente la Figura 4.19 muestra la corriente de entrada, una vez elegido el valor óptimo de μ_e , en el caso particular de los dos diseños que se han tomado como punto de partida: $M/n=0,75$ y $K=2K_{crit_max}$ y $M/n=1,5$ y $K=K_{crit_max}$. Como muestra esta figura, la corriente sigue prácticamente la señal senoidal de color gris en trazo discontinuo.

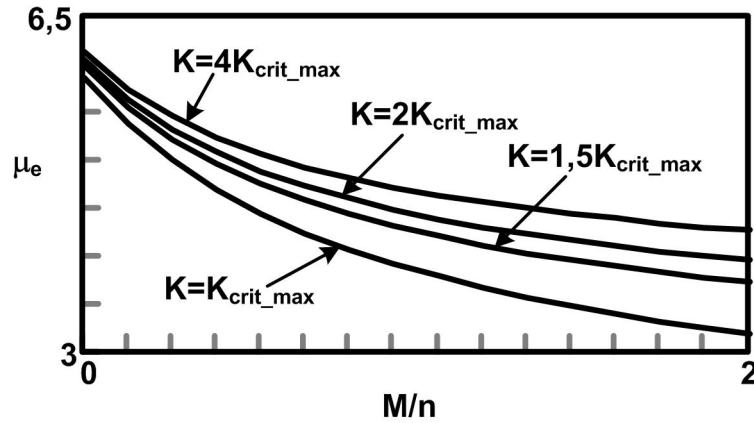


Figura 4.18. Valores de μ_e que minimizan la DAT en función de los parámetros de diseño.

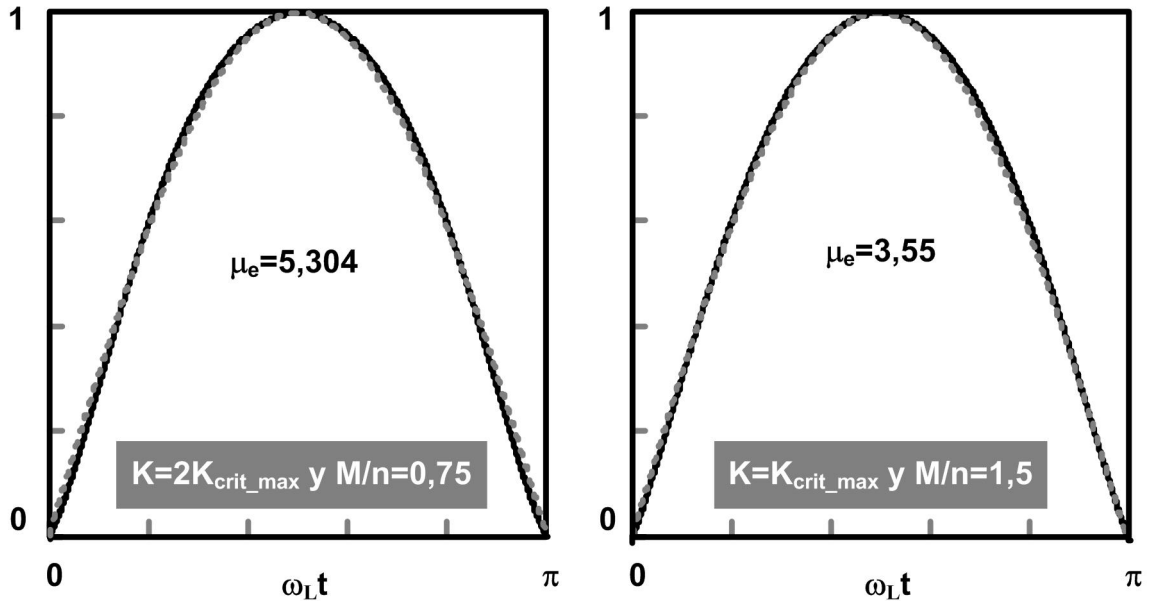


Figura 4.19. Corriente de entrada normalizada a su valor de pico para el CFP basado en un convertidor de retroceso con rampa de compensación exponencial para dos diseños y μ_e óptimos para minimizar la DAT.

Ahora una vez optimizado un diseño para el MCC (minimizando su distorsión con un adecuado valor de μ_e), se van a analizar diversos diseños optimizados para diferentes puntos de operación distintos del nominal (tensión de entrada nominal y plena carga). La Figura 4.20 muestra la corriente de entrada, su FP y su DAT para dos diseños optimizados del CFP basados en los convertidores de retroceso utilizados como ejemplo en este apartado: $M/n=0,75$, $K=2K_{crit_max}$ y $\mu_e=5,304$ por una parte, y $M/n=1,5$, $K=K_{crit_max}$ y $\mu_e=3,55$ por otra parte. Al igual que ocurría con el elevador, las formas de onda de i_{gm} cambian en función del valor del parámetro

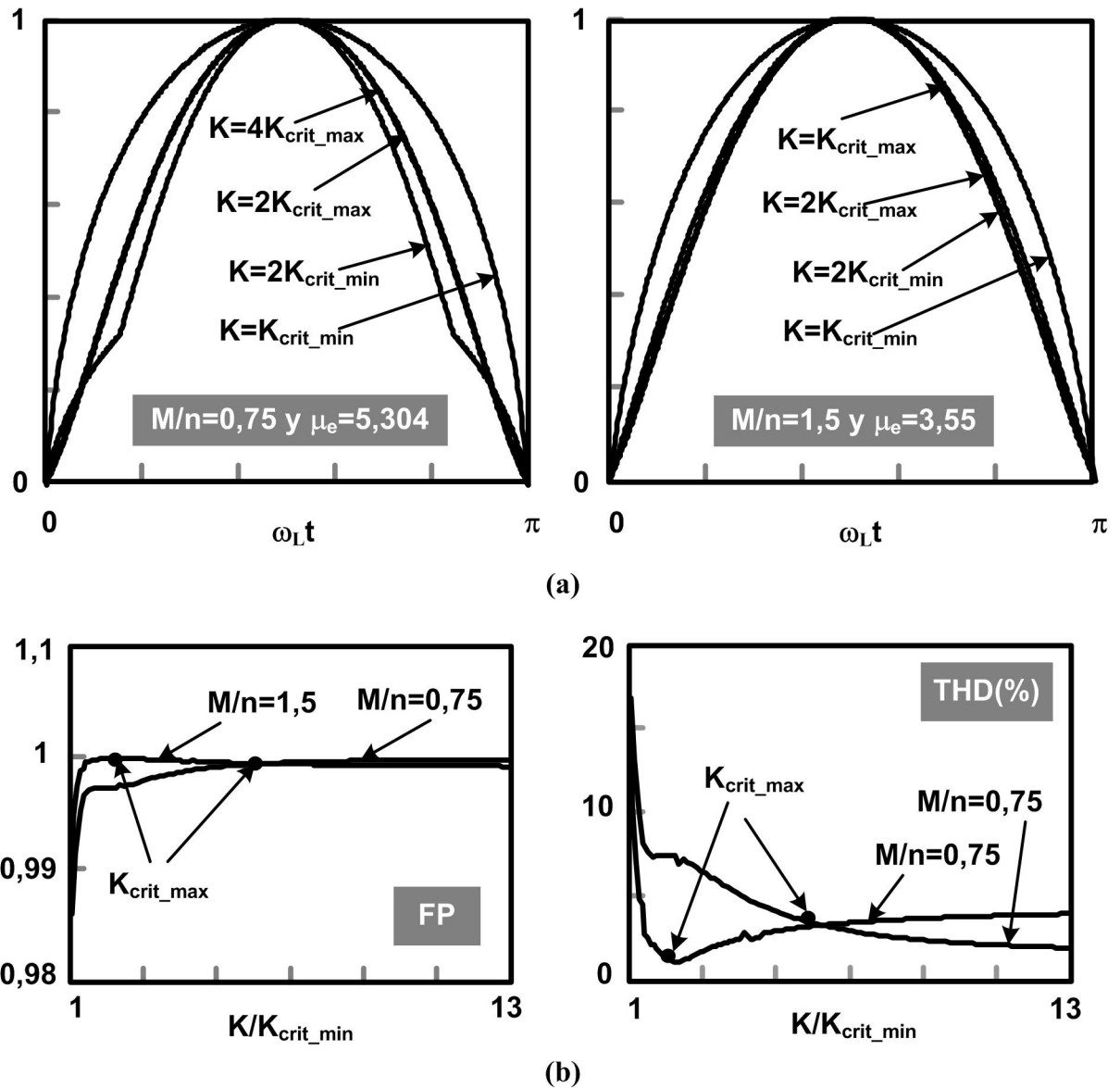


Figura 4.20. a) Corriente de entrada normalizada a su valor de pico para dos diseños optimizados (μ_e) del CFP basado en un convertidor de retroceso con rampa de compensación exponencial y diferentes puntos de operación

b) FP y DAT en función de K normalizada a K_{crit_min} .

K. Este parámetro actúa como parámetro normalizado de control al ser proporcional a v_{rp} . De hecho, i_{gm} se deforma significativamente para valores de $K < K_{crit_max}$. En este caso, el CFP basado en un convertidor de retroceso opera tanto en MCC y MCD. Sin embargo, tal como se puede observar en la Figura 4.20b, la distorsión introducida no es excesiva por operar fuera de las condiciones de diseño. Incluso para $K < K_{crit_min}$, operando únicamente en MCD, la distorsión es leve.

La Figura 4.21 muestra la corriente de entrada, su FP y su DAT para los dos anteriores diseños del CFP basados en un convertidor de retroceso reduciendo la carga. Al igual que ocurría antes,

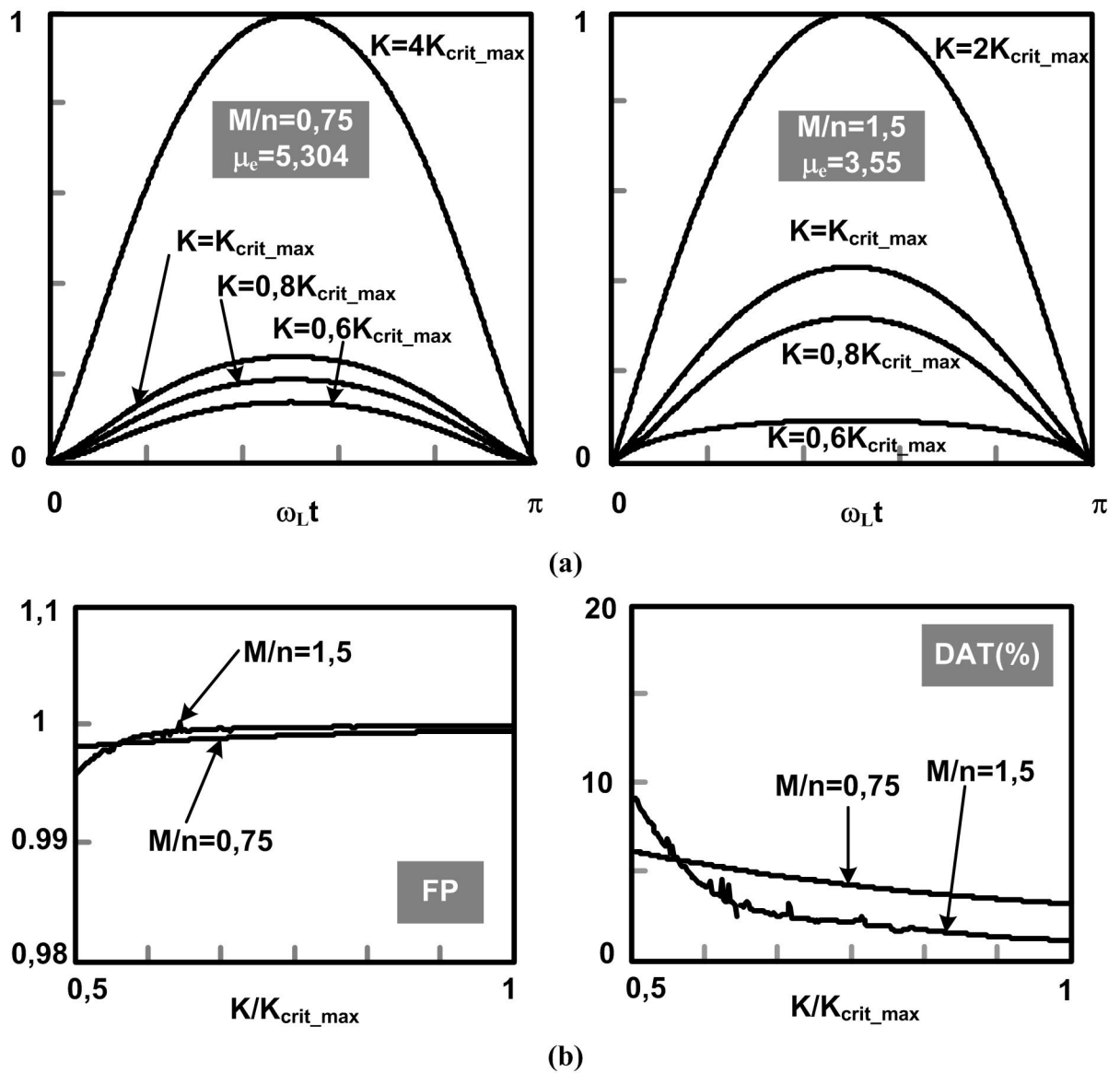


Figura 4.21. a) Corriente de entrada normalizada al valor de pico de la corriente a plena carga para un CFP basado en un convertidor de retroceso al disminuir la carga; b) FP y DAT en función de K normalizada a K_{crit_max} .

tal como se aprecia en la Figura 4.21a las deformaciones sufridas son en realidad muy poco significativas. Su valoración, medida por el FP y DAT se muestra en la Figura 4.21b. En este caso, al igual que ocurría antes, al disminuir la carga del CFP la corriente de entrada no se distorsiona en exceso,

Los resultados obtenidos aquí aplicados al convertidor indirecto (*flyback*) son igualmente aplicables a los convertidores en los que las ecuaciones de la corriente por el transistor y de la relación V_o/v_g son idénticas (convertidores reductor-elevador, SEPIC, Cuk y Zeta). Cuando no tienen transformador, las ecuaciones son igualmente válidas, en este caso tomando $n=1$.

4.4 EL CFP ELEVADOR CONTROLADO MEDIANTE RAMPAS DE COMPENSACIÓN CON PENDIENTE FIJA (CRCPF)

En este apartado se presenta un nuevo tipo de control de CFP que trabajan en MCC que, a plena carga y en condiciones nominales de la tensión de entrada, coincide con el Control de Un Ciclo y con el CRCCT de pendiente variable presentado en los apartados anteriores. Sin embargo, este control evita el principal inconveniente del CUC (tiene que coincidir la constante de tiempo de la generación de la rampa con la frecuencia de conmutación) y la circuitería auxiliar necesaria para implementar el CRCCT con pendiente variable (detector de pico o filtro pasabajos). A este sencillo control se le va a denominar como Control por Rampa de Compensación con Pendiente Fija (CRCPF). Como en el caso del CUC y del CRCCT de pendiente variable, el control propuesto va a realizar un control “ciclo a ciclo” de la corriente de entrada, configurando un lazo de corriente muy rápido que permite el uso de esta técnica con redes de relativa alta frecuencia. También como en el caso del CUC y el CRCTT, el precio a pagar por estas ventajas es una ligera deformación de la corriente de entrada en condiciones distintas a las nominales y de plena carga. En este caso, esta desventaja penaliza mucho más la forma de onda que en el caso de CRCCT con pendiente variable y el CUC. Por lo tanto, este control no es aplicable para un rango de tensiones de entrada universal.

La realización física del CRCPF en el caso del CFP elevador es muy sencilla y se puede implementar fácilmente desde un controlador estándar de fuente conmutada que sea capaz de hacer “control modo corriente de pico”. De hecho, el control se basa en la generación de una rampa de compensación con una determinada forma.

En la Figura 4.22 se muestra el CRCPF para el CFP elevador. Las formas de onda del control están definidas para las condiciones nominales y potencia máxima. En el CUC y en el CRCCT de rampa variable se comparaba siempre el valor de pico de la rampa (en el caso de CUC coincidía con el valor de la tensión de salida del lazo de tensión, v_A) con la suma del valor de la rampa más la corriente sensada por el interruptor ($v_r + R_s i_s$). Ahora simplemente se compara el valor de v_A con $v_r + R_s i_s$. La filosofía del control que ahora se propone se basa en diseñar el CFP elevador para que en las condiciones nominales el valor de v_A coincida con el valor de pico de la rampa y así conseguir una corriente de entrada lo más senoidal posible, tal como se ha visto en los análisis realizados en anteriores apartados para el CUC y CRCCT y pendiente variable.

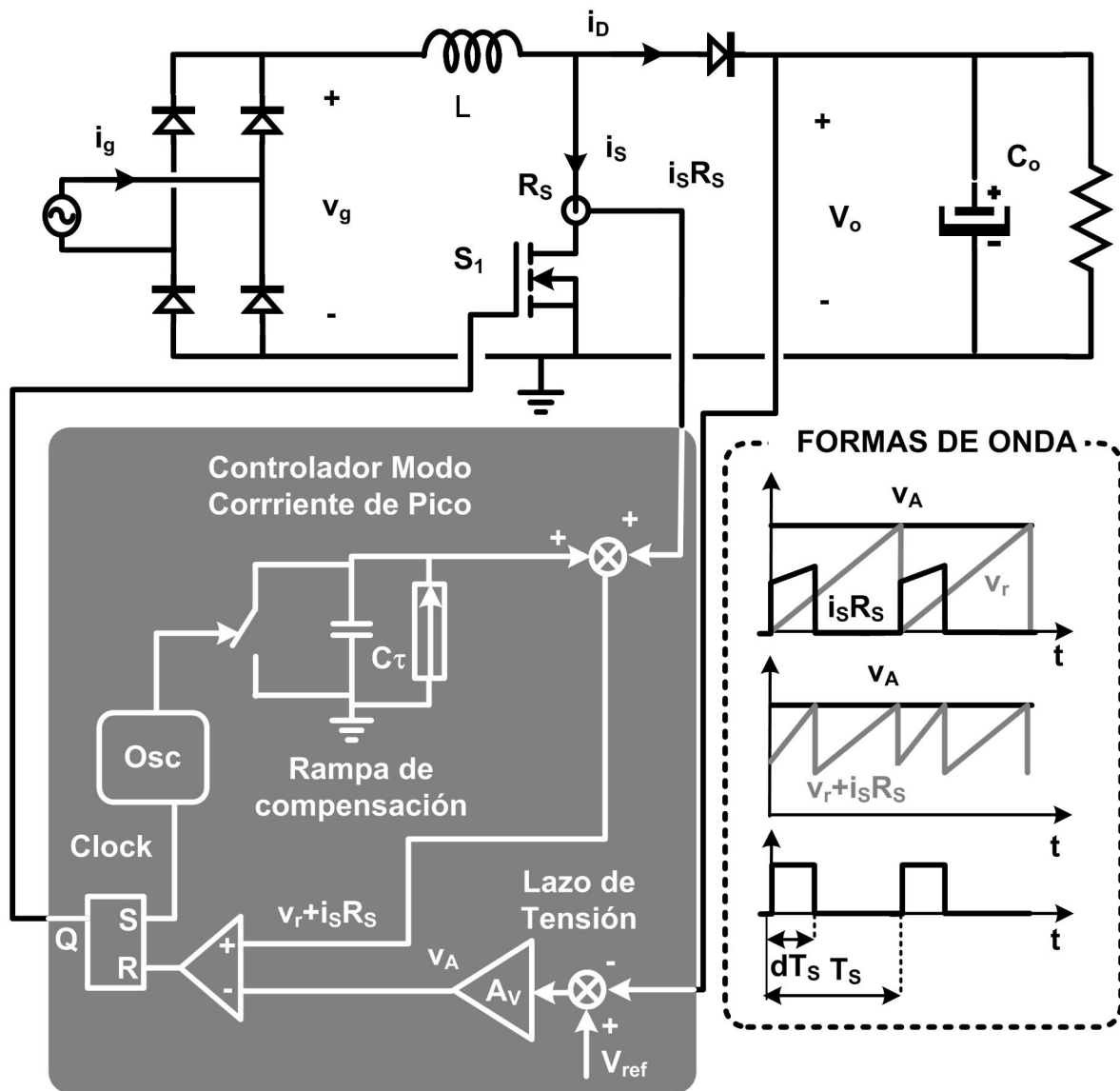


Figura 4.22. CRCPF de pendiente fija para un CFP elevador y formas de onda del control.

Sin embargo, si el punto de operación es distinto a las condiciones nominales y plena carga las formas de onda del control cambian con respecto al CUC y al CRCCT y pendiente variable. Por ejemplo, si la potencia disminuye con respecto de la máxima o la tensión de entrada aumenta las formas de onda del control serían las de la Figura 4.23b. Y si la tensión de entrada disminuyera, las formas de onda del control serían las de la Figura 4.23c. Como se puede comprobar en las formas de onda del CRCPF (Figura 4.23), éstas son similares pero distintas a las que se presentó para el CRCCT y pendiente variable (Figura 4.7). Por lo tanto, se hace necesario un análisis diferente de este tipo de control.

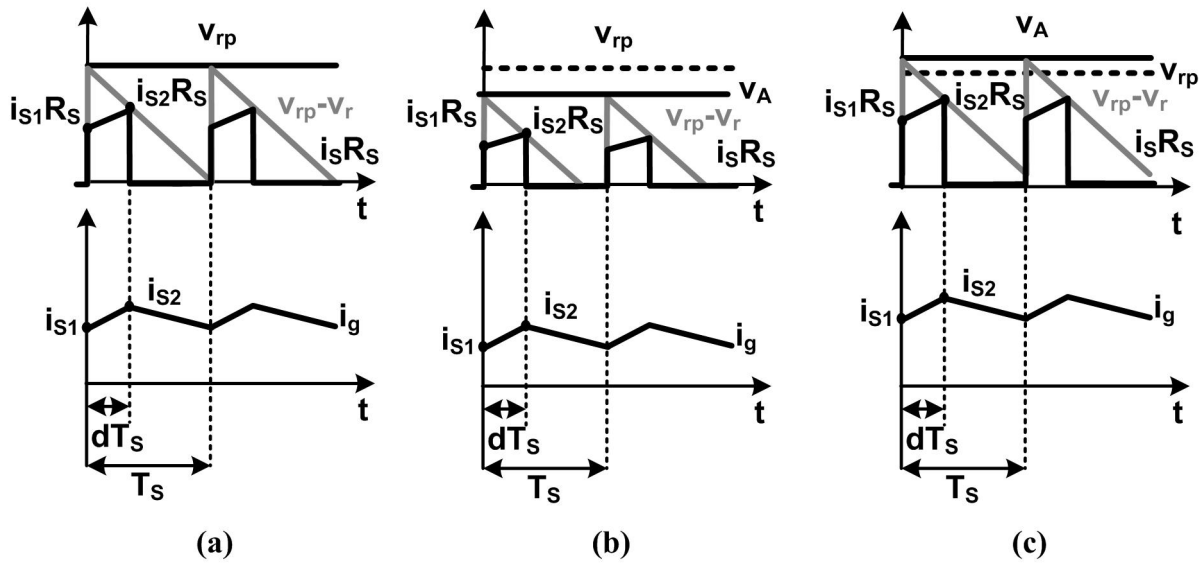


Figura 4.23. Formas de onda de CRCPF para CFP elevador para diversos puntos de funcionamiento: a) $\lambda=1$; b) $\lambda<1$; c) $\lambda>1$.

4.4.2 ANÁLISIS ESTÁTICO DE LA CORRIENTE DE ENTRADA DEL CRCPF CON RAMPA LINEAL APLICADO AL CFP ELEVADOR

En este apartado únicamente se va analizar el CRCPF de rampa lineal para el CFP basado en un convertidor elevador cuyas formas de ondas están representadas en la Figura 4.23.

4.4.2.1 Análisis estático operando en MCC

A la vista de la Figura 4.23, el valor de la corriente i_{s2} puede obtenerse a través del análisis geométrico de la modulación de la corriente de entrada:

$$i_{s2} = \frac{v_{rp}(\lambda - d)}{R_s} \quad (4.39)$$

donde λ es:

$$\lambda = \frac{V_A}{V_{rp}} \quad (4.40)$$

Como se puede comprobar en (4.39) si se sustituye $\lambda=1$ este análisis coincide con el del CUC y del CRCCT de pendiente variable. Además teniendo en cuenta la aplicación de la ley de Faraday en el convertidor elevador operando en MMC ((4.6) y (5.7)) y las expresiones (4.39) y (4.40) que definen la geometría de la modulación, se puede obtener de forma sencilla las expresiones de i_{s1} e i_{s2} :

$$i_{s1} = \frac{v_{rp}}{R_s} \left(\lambda - \frac{V_o - v_g}{V_o} \right) - \frac{v_g(V_o - v_g)}{V_o \cdot L \cdot f_s} \quad (4.41)$$

$$i_{s2} = \frac{V_{rp}}{R_s} \left(\lambda - \frac{V_o - v_g}{V_o} \right) \quad (4.42)$$

Recordando que la corriente media de entrada es la media de las corrientes i_{s1} e i_{s2} :

$$i_{gm} = \frac{V_{rp}}{R_s} \left(\lambda - \frac{V_o - v_g}{V_o} \right) - \frac{v_g(V_o - v_g)}{2 V_o \cdot L \cdot f_s} \quad (4.43)$$

Como se puede comprobar la forma de onda de la corriente de entrada depende del parámetro λ , es decir, del punto de funcionamiento del convertidor (4.40). Por lo tanto, para determinar su forma hay que analizar diferentes puntos de funcionamiento.

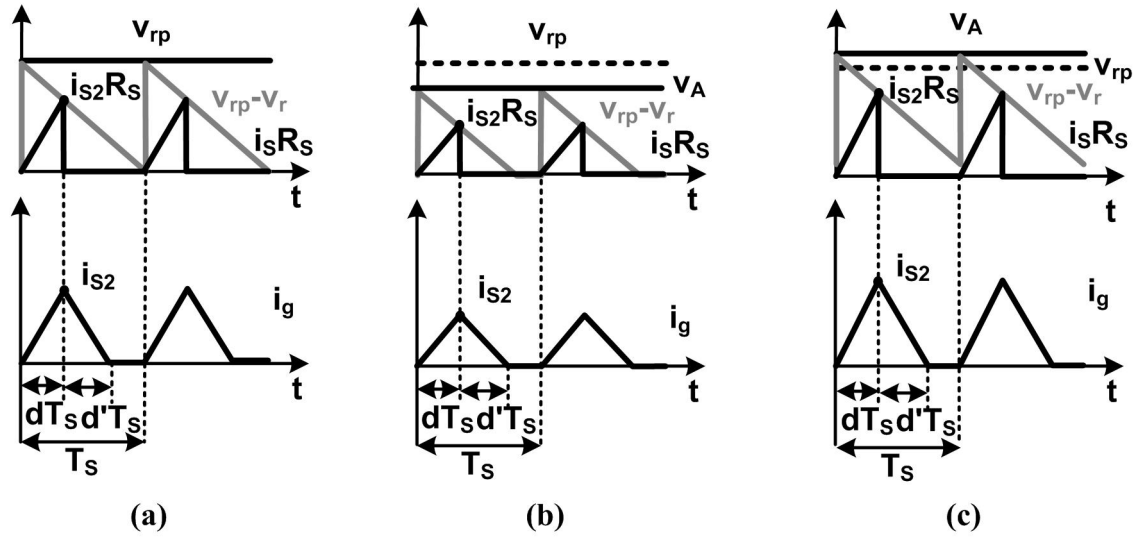


Figura 4.24. Formas de onda de CRCPF para un CFP elevador operando en MCD.

4.4.2.2 Análisis estático operando en MCD

En la Figura 4.24 se muestran las formas de onda del control para MCD. En este caso, hay que analizar las expresiones de la ley de Faraday en el convertidor elevador operando en MCD (4.33). A partir de (4.33) y (4.39), se puede calcular la expresión de la corriente en el interruptor justo antes de salir de conducción, i_{s2} :

$$i_{s2} = \frac{\lambda \cdot v_{rp}}{R_s \left(1 + \frac{v_{rp} \cdot L \cdot f_s}{R_s \cdot v_g} \right)} \quad (4.44)$$

Teniendo en cuenta la expresión de la corriente media en MCD del convertidor elevador y la expresión (4.44), se obtiene:

$$i_{gm} = \left(\frac{v_{rp} \cdot \lambda}{R_s} \right)^2 \frac{V_o \cdot L \cdot f_s}{2(V_o - v_g) v_g} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{v_{rp} \cdot L \cdot f_s}{R_s \cdot v_g} \right)^2} \quad (4.45)$$

4.4.2.3 Análisis estático de la frontera entre el MCC y MCD

Teniendo en cuenta las expresiones de los parámetros adimensionales M (4.17) y K (4.18) definidos en los apartados anteriores y la expresión senoidal de la tensión de entrada (4.16), la corriente i_{S1} para el CFP elevador operando en MCC se puede expresar de la siguiente manera:

$$i_{S1} = \frac{V_o \cdot K}{2L \cdot f_s \cdot M} \left(\lambda - 1 - \left(\frac{2}{K} - \frac{1}{M} \right) \left| \sin(\omega_L t) \right| - \frac{2 \left(\left| \sin(\omega_L t) \right| \right)^2}{M \cdot K} \right) \quad (4.46)$$

Esta ecuación se puede describir como:

$$i_{S1} = \frac{V_o \cdot K}{2L \cdot f_s \cdot M} (\lambda - \lambda_{crit}) \quad (4.47)$$

donde λ_{crit} es:

$$\lambda_{crit}(\omega_L t) = 1 + \left(\frac{2}{K} - \frac{1}{M} \right) \left| \sin(\omega_L t) \right| - \frac{2}{M \cdot K} \left(\left| \sin(\omega_L t) \right| \right)^2 \quad (4.48)$$

Atendiendo a la expresión (4.47) el CFP elevador operará en MCC cuando $\lambda > \lambda_{crit}$. Operará en MCD cuando $\lambda < \lambda_{crit}$. Y operará en la frontera entre el MCC y MCD cuando $\lambda = \lambda_{crit}$. Por lo tanto, el parámetro λ que define el punto de funcionamiento del convertidor, además también define el modo de operación del mismo. Por otro lado, los parámetros K y M son parámetros de diseño del CFP. Ellos definen también el modo de conducción en un determinado punto de funcionamiento. Así, habrá que diseñar el CFP elevador en condiciones nominales y de plena carga ($\lambda=1$) para que opere siempre en MCC. Es decir, escoger adecuadamente los valores de K y M . De la expresión (4.46) particularizando para las condiciones nominales y de plena carga ($\lambda=1$), se puede obtener la condición de diseño que se impone para operar en MCC:

$$K > 2(M - |\sin(\omega_L t)|) \quad (4.49)$$

Para operar en MCC durante todo en ángulo de conducción ($\omega_L t$):

$$K > 2M \quad (4.50)$$

Sin embargo, la naturaleza del control hace que cuando $\lambda < 1$ (Figura 4.23b y Figura 4.24b) el ciclo de trabajo máximo esté acotado. Por lo tanto, el convertidor no operará en MCC durante todo el ángulo de conducción, cualesquiera que sean los valores de K y M escogidos. De hecho, habrá intervalos del ángulo de conducción, $\omega_L t$, que opere en MCD.

En la Figura 4.25 se ilustra este concepto. Se han dibujado diversos valores de λ_{crit} para diferentes diseños para que el CFP elevador opere en MCC (4.50). Las principales características de los diseños son 400 V como tensión típica a la salida del CFP y tensión nominal de entrada del margen americano $M=2,57$ y del margen europeo $M=1,23$. En la condición $1 < \lambda < \lambda_{crit}$ el CFP elevador operará en ambos modos. En MCC cuando $\lambda > \lambda_{crit}$ y en MCD cuando $\lambda < \lambda_{crit}$. Cabe destacar que λ_{crit} (4.48) tiene un valor mínimo:

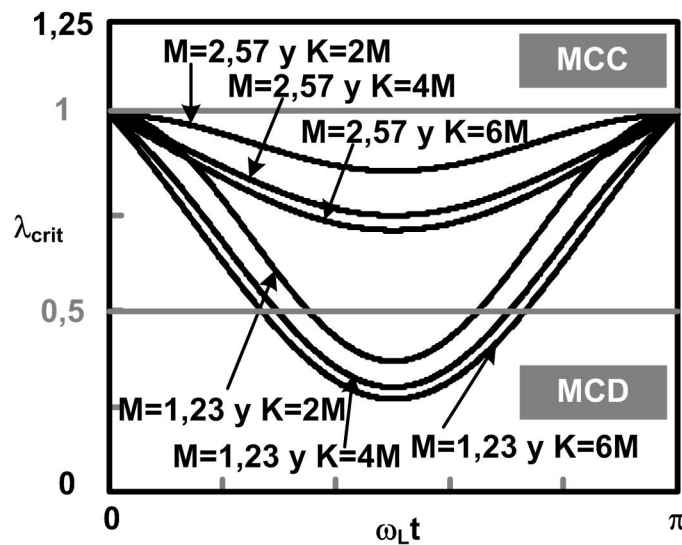


Figura 4.25. λ_{crit} en función del ángulo de conducción para un CFP elevador.

$$\lambda_{\text{crit_min}} = 1 + \frac{2(M-1) - K}{KM} \quad (4.51)$$

Si $\lambda < \lambda_{\text{crit_min}}$ el convertidor siempre operará en MCD. En la Figura 4.25 se puede comprobar que para $\lambda=1$ en todos los diseños se trabaja en MCC durante todo el ángulo de conducción. Es lógico ya que los diseños han sido definidos de esta manera. Sin embargo, para un punto de operación $\lambda=0,5$ los diseños en el margen americano ($M=2,75$) operan todos en MCD y en el margen europeo ($M=1,23$) operan en ambos modos, según el valor del ángulo de conducción.

4.4.2.4 Análisis de la corriente de entrada del CRCPF. FP y DAT

Una vez analizadas por completo las expresiones de la corriente de entrada en todos los modos de funcionamiento, se van a analizar las formas de onda de la corriente de entrada para diversos diseños y diversos puntos de funcionamiento. En la Figura 4.26 se han representado las formas de onda normalizadas correspondientes a la corriente de entrada para dos diseños distintos. Ambos diseños operan en MCC en condiciones nominales y a plena carga ($\lambda=1$). Estas formas de onda cambian en función del punto de operación (λ). Este parámetro actúa como parámetro normalizado de control al ser proporcional a v_A . Como se aprecia, en ambos diseños la corriente

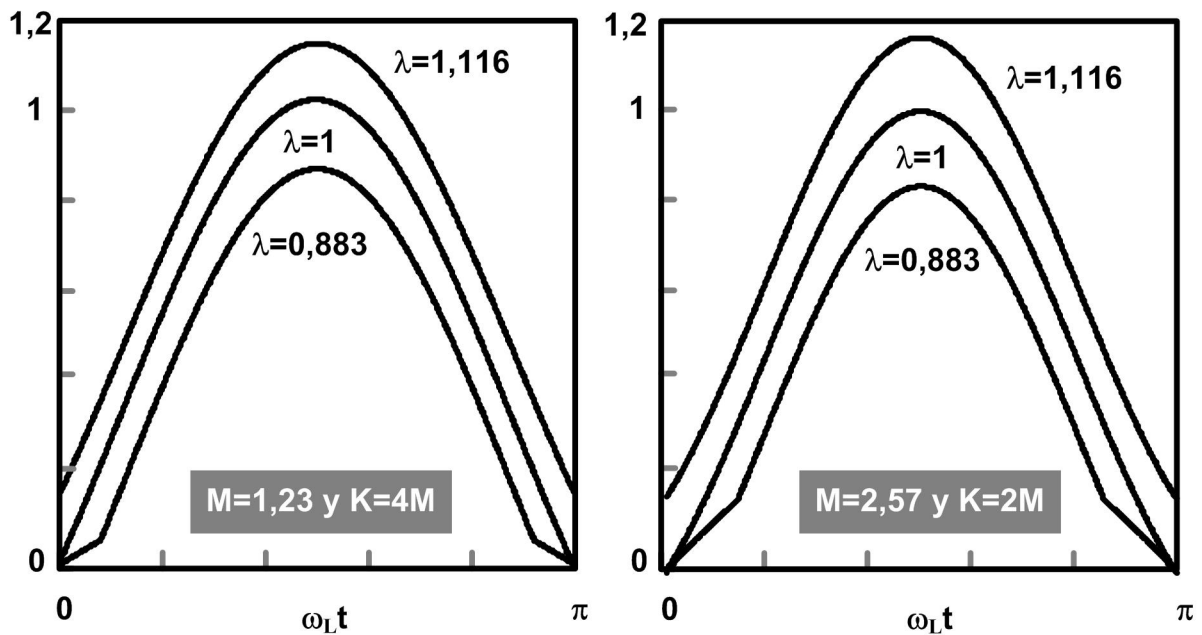


Figura 4.26. Corriente de entrada normalizada a su valor de pico para varios puntos de operación del CFP elevador con CRCPF.

se deforma al operar fuera de las condiciones nominales y de plena carga. El punto de operación $\lambda < 1$ simula una disminución de la carga con respecto a la potencia máxima o un aumento de la tensión de entrada con respecto a su valor nominal. En este caso, el ciclo de trabajo máximo está limitado, y es por ello que ambos diseños operan en MCD en ciertos intervalos del ángulo de conducción. Estos intervalos están localizados en la cercanía de los pasos por cero de la tensión de entrada (Figura 4.27a). $\lambda > 1$ representa una aumento de carga con respecto a la potencia máxima o una tensión en la entrada menor que la nominal. En este caso, la corriente de entrada también se deforma. En la Figura 4.27b muestra las formas de onda del control y de la corriente de entrada en este punto de operación. Como se puede comprobar en la figura, la corriente de entrada muestra una distorsión de cruce. Esta distorsión es debida a que en estas condiciones de operación la corriente de entrada nunca se anula tal como muestra las formas de onda del control. Siempre queda remanente una corriente mínima. Sólo cuando la tensión de entrada decrece por debajo de cero, $i_g(t)$ cambia rápidamente su signo generando dicha distorsión de cruce.

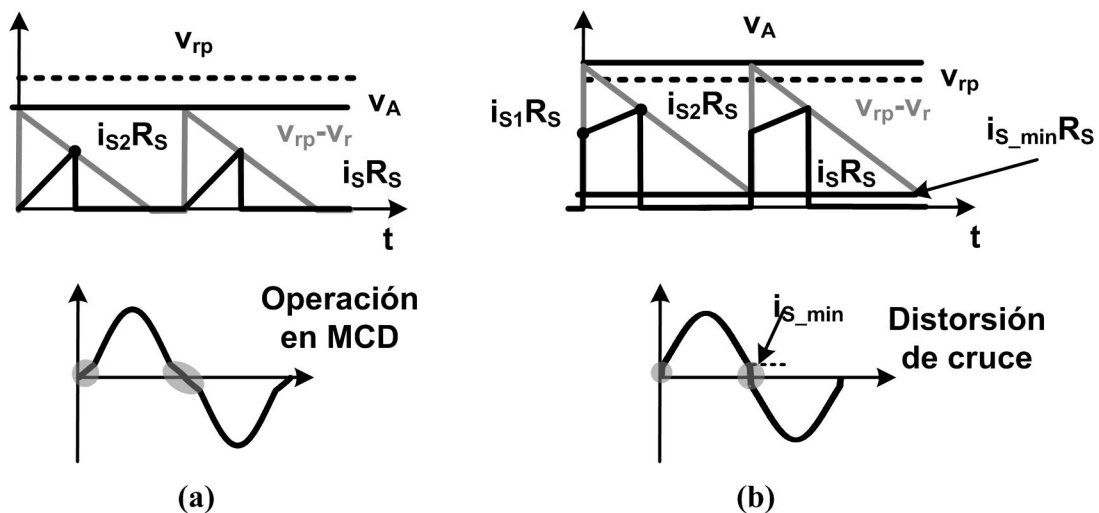


Figura 4.27. Formas de onda del CRCPF y corriente de entrada cuando: a) $\lambda < 1$; b) $\lambda > 1$.

Por otro lado, nótese que al disminuir la potencia manejada por el convertidor, la corriente de entrada i_{gm} debe disminuir, lo que se consigue a base de disminuir el valor de la tensión de salida del lazo de tensión v_A y, por lo tanto el valor de λ . Por consiguiente, cuando la potencia manejada por él disminuye, entonces también disminuye el valor de λ y la corriente de entrada según el análisis estático realizado sufre las deformaciones mostradas anteriormente. En este caso, el ciclo de trabajo máximo queda también limitado a un valor menor que la unidad y el CFP elevador pasa conducir en MCD en ciertos intervalos del ángulo de conducción. También estos intervalos estarán localizados cerca de los pasos por cero de la tensión de entrada.

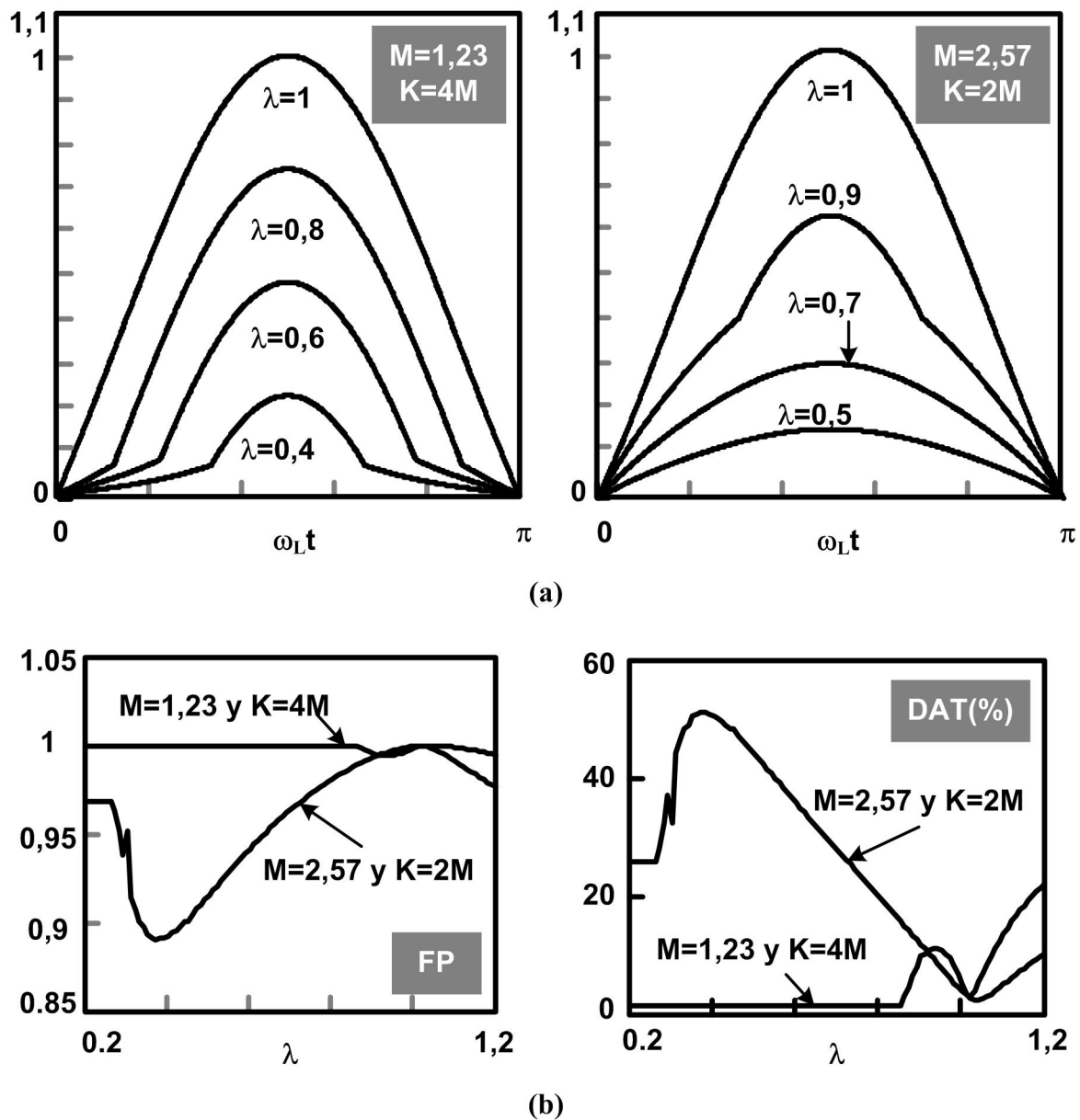


Figura 4.28. a) Corriente de entrada normalizada al valor de pico de la corriente a plena carga para un CFP elevador al disminuir la carga; b) FP y DAT del CFP elevador.

En la Figura 4.28a se muestran las formas de onda de la corriente de entrada disminuyendo la carga para los dos diseños anteriores (Figura 4.26). Como se puede apreciar al disminuir la carga y entrar a operar en ambos modos de funcionamiento (MCC y MCD) se distorsiona la corriente de entrada (Figura 4.28b). Por otro lado, se puede observar que en el diseño definido por los valores $M=2,57$ (margen americano) y $K=K_{crit_max}=2M$ a partir de $\lambda=0,85$ (λ_{crit_min}) el CFP elevador opera únicamente en MCD y su distorsión en la corriente de entrada es menor que operando en ambos modos (Figura 4.28b).

Finalmente de la Figura 4.28b se puede concluir que el FP y DAT alrededor de las condiciones nominales y plena carga tienen excelentes valores (EN 61000-3-2). De hecho se pueden obtener valores del FP entorno a 0,99 y de la DAT entorno a 5%.

4.5 EL CFP BASADO EN UN CONVERTIDOR DE RETROCESO CON CRCPF

En la Figura 4.29 se muestra el esquemático del CRCPF para el CFP basado en un convertidor de retroceso con sus principales formas de onda. Las formas de onda del control están dibujadas en condiciones nominales y de plena carga. Tal como se mencionó en apartados anteriores, el

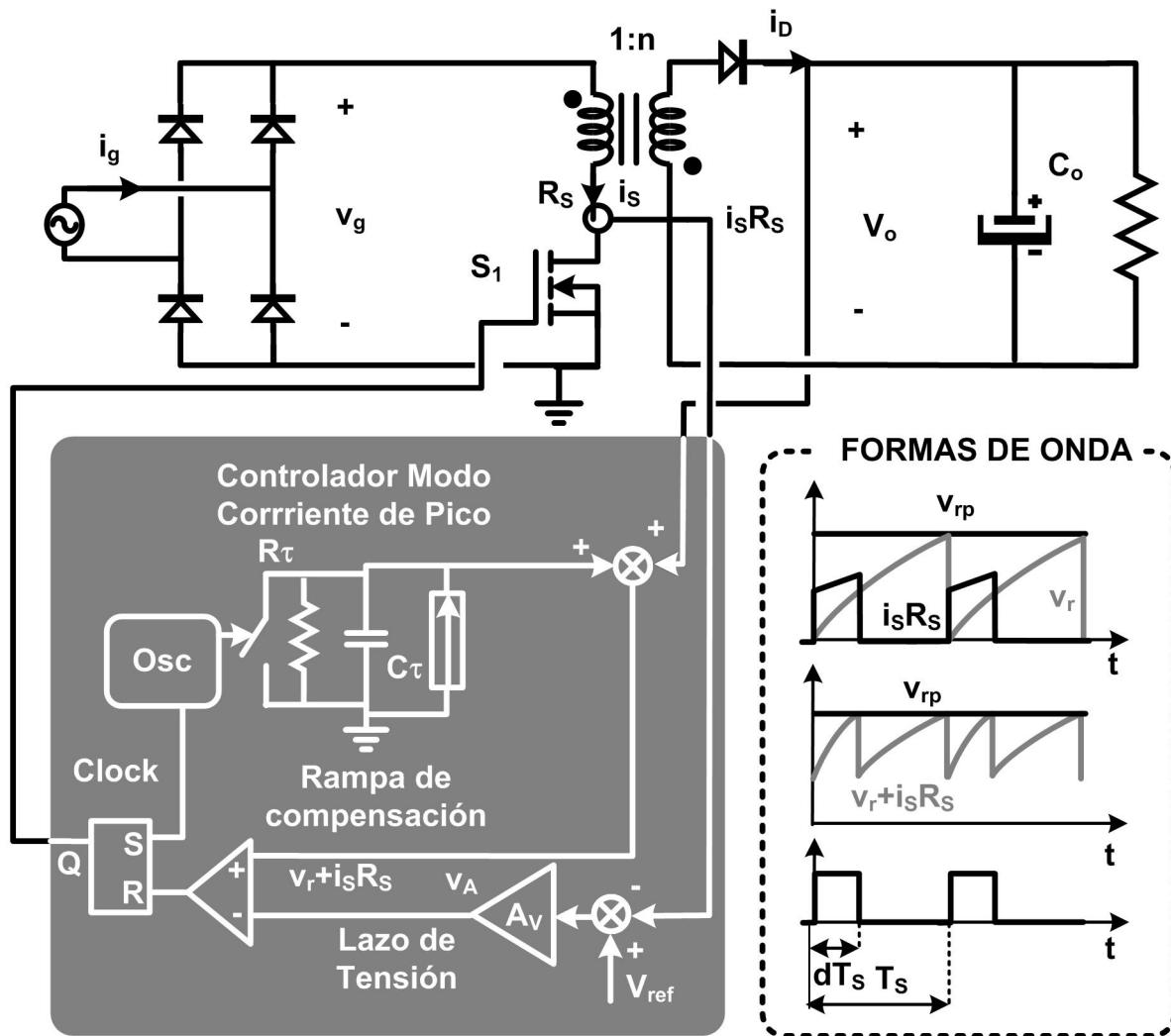


Figura 4.29. CRCPF para un CFP basado en un convertidor de retroceso y formas de onda del control.

CRCPF en este punto de operación coincide con en CUC y con el CRCCT de pendiente variable. De esta manera, si se utilizase una rampa de compensación lineal para el CRCPF con el CFP basado en un convertidor de retroceso se llegaría a las mismas conclusiones que en apartados anteriores. La corriente de entrada tendría una distorsión elevada en las zonas cercanas de los pasos por cero de la tensión de entrada (Figura 4.15).

El uso de una rampa exponencial en lugar de la rampa lineal serviría para minimizar la distorsión en estas zonas disminuyendo el ciclo de trabajo, tal como se concluyó en anteriores apartados. Por otro lado, al diseñar en CFP en condiciones nominales ($\lambda=1$) las conclusiones obtenidas en cuanto a la elección de μ_e para optimizar el FP de la corriente de entrada del CRCCT con pendiente variable y rampa exponencial son aplicables al CRCPF.

En este caso, al igual que en el CFP elevador, si el punto de operación es distinto a las condiciones nominales, las formas de onda del control cambian. Por ejemplo, si la potencia disminuye con respecto a la máxima o la tensión de entrada aumenta, las formas de onda del control serían las de la Figura 4.30b. Y si la tensión de entrada disminuyera, las formas de onda del control serían las de la Figura 4.30c. Por lo tanto, en este caso también se hace necesario un análisis de este control diferente al que se realizó en apartados anteriores con el CUC y CRCCT y pendiente variable. Por otro lado, este análisis particularizado para $\mu_e=0$ será equivalente al CRCPF con rampa lineal.

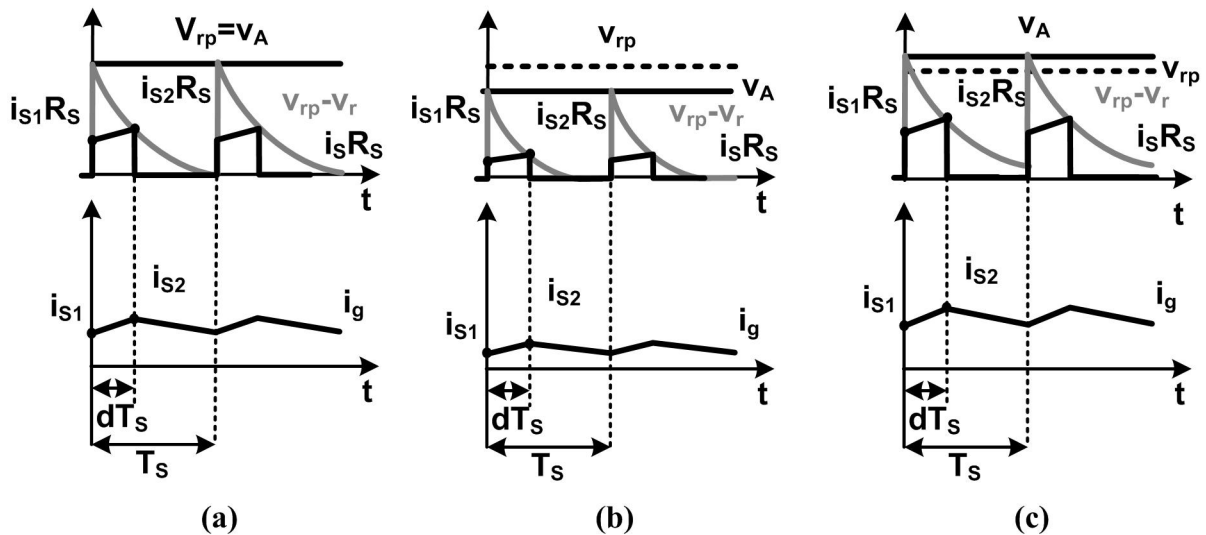


Figura 4.30. Formas de onda de CRCPF con rampa exponencial para un CFP basado en un convertidor de retroceso operando en MCC.

4.5.2 ANÁLISIS ESTÁTICO DE LA CORRIENTE DE ENTRADA DEL CRCPF CON RAMPA EXPONENCIAL APLICADO AL CFP BASADO EN UN CONVERTIDOR DE RETROCESO.

En este apartado únicamente se va analizar el CRCPF de rampa exponencial para el CFP basado en un convertidor de retroceso (*flyback*). La Figura 4.29 muestra el esquema de este control y la Figura 4.30 sus principales formas de onda.

4.5.2.1 Análisis estático operando en MCC

A la vista de la Figura 4.30, el valor de la corriente i_{s2} puede obtenerse a través del análisis geométrico de la modulación de la corriente de entrada:

$$i_{s2} = \frac{v_{rp}}{R_s} \cdot \left(\lambda - \frac{1 - e^{-d\mu_c}}{1 - e^{-\mu_c}} \right) \quad (4.52)$$

A partir de las expresiones (4.22), (4.23) y (4.52) se pueden calcular las corriente i_{s1} y i_{gm} :

$$i_{s1} = \frac{v_{rp}}{R_s} \left(\lambda - \frac{1 - e^{-\frac{V_o}{(V_o + nv_g)}\mu_c}}{1 - e^{-\mu_c}} \right) - \frac{V_o \cdot v_g}{L \cdot f_s (V_o + nv_g)} \quad (4.53)$$

$$i_{gm} = \frac{V_o}{V_o + nv_g} \left[\frac{v_{rp}}{R_s} \left(\lambda - \frac{1 - e^{-\frac{V_o}{(V_o + nv_g)}\mu_c}}{1 - e^{-\mu_c}} \right) - \frac{V_o \cdot v_g}{2L \cdot f_s (V_o + nv_g)} \right] \quad (4.54)$$

Como se puede comprobar en la anterior expresión, será la optimización del parámetro μ_c la que haga senoidal la corriente de entrada en condiciones nominales ($\lambda=1$, tensión nominal de entrada y plena carga).

4.5.2.2 Análisis estático operando en MCD

Al igual que ocurría en el CRCCT y pendiente variable, a partir las expresiones (4.33), (4.34), (4.35) y (4.52) se puede calcular las expresiones de las corrientes i_{s1} , i_{s2} e i_{gm} . Sin embargo, en este caso también los resultados obtenidos no se pueden expresar en una ecuación trascendente y se ha de analizar de forma numérica. Aunque no existan ecuaciones trascendentes en MCD, las que definen la frontera entre MCC y MCD se podrán calcular de forma fácil a partir del estudio en MCC.

4.5.2.3 Análisis estático de la frontera entre el MCC y MCD

Siguiendo el mismo proceso de análisis que se realizó en el CFP elevador (anulando el valor de i_{s1} en MCC) se obtiene un valor de la λ_{crit} para el CFP de retroceso:

$$\lambda_{crit}(\omega_L t) = \frac{2M|\sin(\omega_L t)|}{K(M+n|\sin(\omega_L t)|)} + \frac{1 - e^{-\frac{\mu_e M}{M+n|\sin(\omega_L t)|}}}{1 - e^{-\mu_e}} \quad (4.55)$$

Razonando de la misma manera que en otros casos, el CFP basado en un convertidor de retroceso operará en MCC cuando $\lambda > \lambda_{crit}$. Operará en MCD cuando $\lambda < \lambda_{crit}$. Y operará en la frontera entre el MCC y MCD cuando $\lambda = \lambda_{crit}$. Por lo tanto, el parámetro λ que está definido por el punto de funcionamiento del convertidor, además define el modo de operación del mismo. Por otro lado, los parámetros K y M definen también el modo de conducción. Así, habrá que diseñar el CFP basado en un convertidor de retroceso en condiciones nominales y de plena carga ($\lambda=1$) para que opere siempre en MCC, es decir, calcular los valores adecuados de K y M . De la expresión (4.53), particularizando para las condiciones nominales y de plena carga, se puede obtener la condición para operar en MCC para $\lambda=1$:

$$K > K_{crit}(\omega_L t) = \frac{2M|\sin(\omega_L t)|}{(M+n|\sin(\omega_L t)|)} \cdot \frac{1 - e^{-\mu_e}}{e^{\frac{M}{(M+n|\sin(\omega_L t)|)}\mu_e} - e^{-\mu_e}} \quad (4.56)$$

Para operar en MCC durante todo en ángulo de conducción:

$$K > K_{\text{crit_max}} = \frac{2M(1 - e^{-\mu_e})}{n\mu_e \cdot e^{-\mu_e}} \quad (4.57)$$

Sin embargo, la naturaleza del control hace que cuando $\lambda < 1$ (Figura 4.30b) el ciclo de trabajo máximo esté acotado. Por lo tanto, el convertidor no operará en MCC durante todo el ángulo de conducción, cualesquiera que sean los valores de K y M escogidos para $\lambda = 1$.

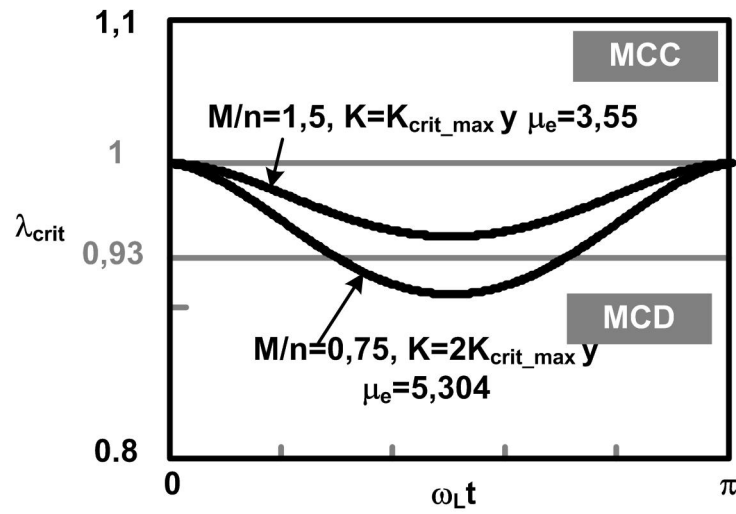


Figura 4.31. λ_{crit} en función del ángulo de conducción para un CFP basado en un convertidor de retroceso.

En la Figura 4.31 se ilustra este concepto. Se han dibujado varios valores de λ_{crit} para diferentes diseños optimizados (μ_e) del CFP operando en MCC en condiciones nominales (4.50): $M/n=0,75$; $K=2K_{\text{crit_max}}$ y $\mu_e=5,304$ por una parte y $M/n=1,5$, $K=K_{\text{crit_max}}$ y $\mu_e=3,55$ por otra. En la condición $1 < \lambda < \lambda_{\text{crit_min}}$ el CFP operará en ambos modos. Así, en determinados intervalos del ángulo de conducción operará en MCC ($\lambda > \lambda_{\text{crit}}$) y mientras que en otros determinados ángulos de conducción operará en MCD ($\lambda < \lambda_{\text{crit}}$). Aquí también λ_{crit} tiene un valor mínimo:

$$\lambda_{\text{crit_min}} = \frac{2M}{K(M+n)} + \frac{1 - e^{-\frac{\mu M}{M+n}}}{1 - e^{-\mu_e}} \quad (4.58)$$

Por otro lado, si $\lambda < \lambda_{\text{crit_min}}$ el convertidor siempre operará en MCD. En la Figura 4.31 se puede comprobar que para $\lambda=1$ en todos los diseños se trabaja en MCC durante todo el ángulo de conducción. Sin embargo, para un punto de operación $\lambda=0,93$ el diseño $M/n=1,5$, $K=K_{\text{crit_max}}$ y $\mu_e=3,55$ opera durante todo el ángulo de conducción en MCD, mientras que el otro diseño ($M/n=0,75$, $K=2 K_{\text{crit_max}}$ y $\mu_e=5,304$) opera en ambos modos.

4.5.2.4 Análisis de la corriente de entrada del CRCPF con rampa exponencial. FP y DAT

A continuación se van a analizar las formas de onda de la corriente de entrada para diversos diseños optimizados (μ_e) y diversos puntos de funcionamiento de esta estrategia de control. En la Figura 4.32 se han representado las formas de onda normalizadas correspondientes a la corriente de entrada para los diseños presentados en el apartado anterior. Ambos diseños operan en MCC en condiciones nominales y plena carga. Al igual que ocurría en el CFP elevador, las formas de onda cambian en función del punto de operación (λ). Este parámetro actúa como parámetro normalizado de control al ser proporcional a v_A . Como se aprecia en ambos diseños, i_{gm} se deforma al operar fuera de las condiciones nominales y de plena carga. En puntos de operación con $\lambda < 1$ se aprecia distorsión en las zonas de los pasos por cero de la tensión de entrada, ya que ambos diseños operan en MCD en estos intervalos del ángulo de conducción. Además, en puntos de operación $\lambda > 1$ también surge la distorsión de cruce al igual que ocurría en el CFP elevador.

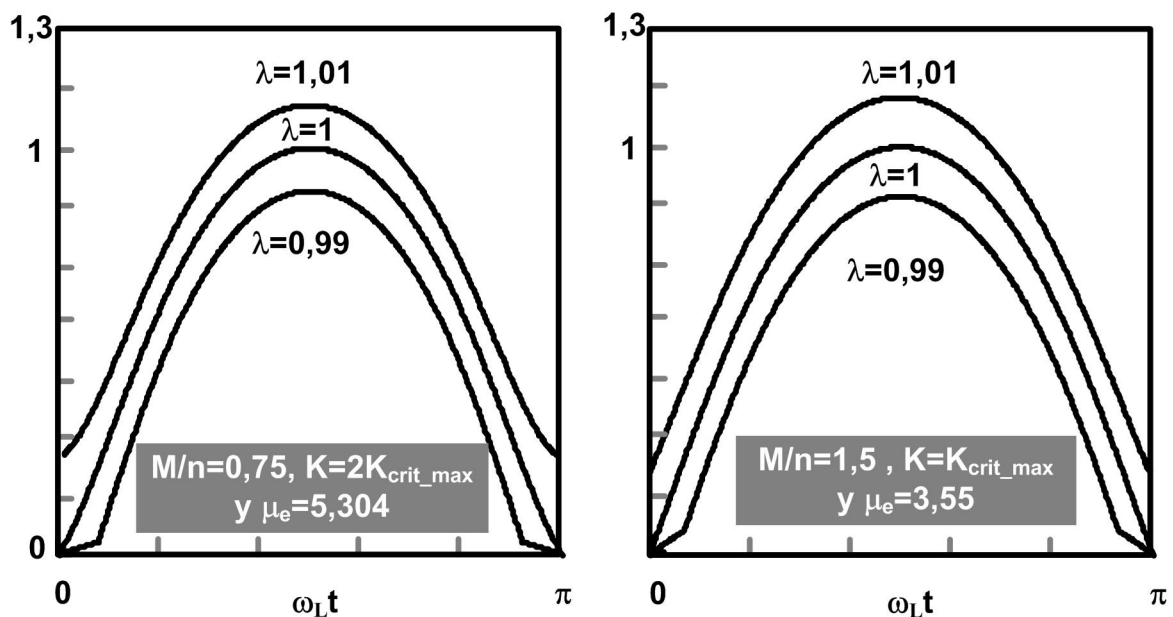


Figura 4.32. Corriente de entrada normalizada al valor de pico de $\lambda=1$ para diversos puntos de operación del CFP basado en un convertidor de retroceso.

Por otro lado, en la Figura 4.33 se muestra las formas de onda de la corriente de entrada disminuyendo la carga para ambos diseños. Al disminuir la carga y entrar a operar en ambos modos de funcionamiento (MCC y MCD) se distorsiona la corriente de entrada. Sin embargo, se puede observar que en el diseño definido por $M=1,5$, $K=K_{crit_max}$; $\mu_e=3,55$ partir de $\lambda=0,95$ (λ_{crit_min}) ocurre lo mismo que en el diseño definido por $M=0,75$, $K=2K_{crit_max}$ y $\mu_e=5,304$ a partir $\lambda=0,9$ (λ_{crit_min}). El CFP opera durante todo el ciclo de red en MCD. Como se puede observar, la distorsión es mayor al operar en ambos modos de conducción (MCC y MCD) que sólo en MCD. Esto tiene una explicación lógica: Cuando el CFP opera en MCD durante todo el periodo de red, el ciclo de trabajo permanece constante en dicho periodo. En estas condiciones, el CFP, es bien conocido que se comporta como un emulador de resistencia ideal.

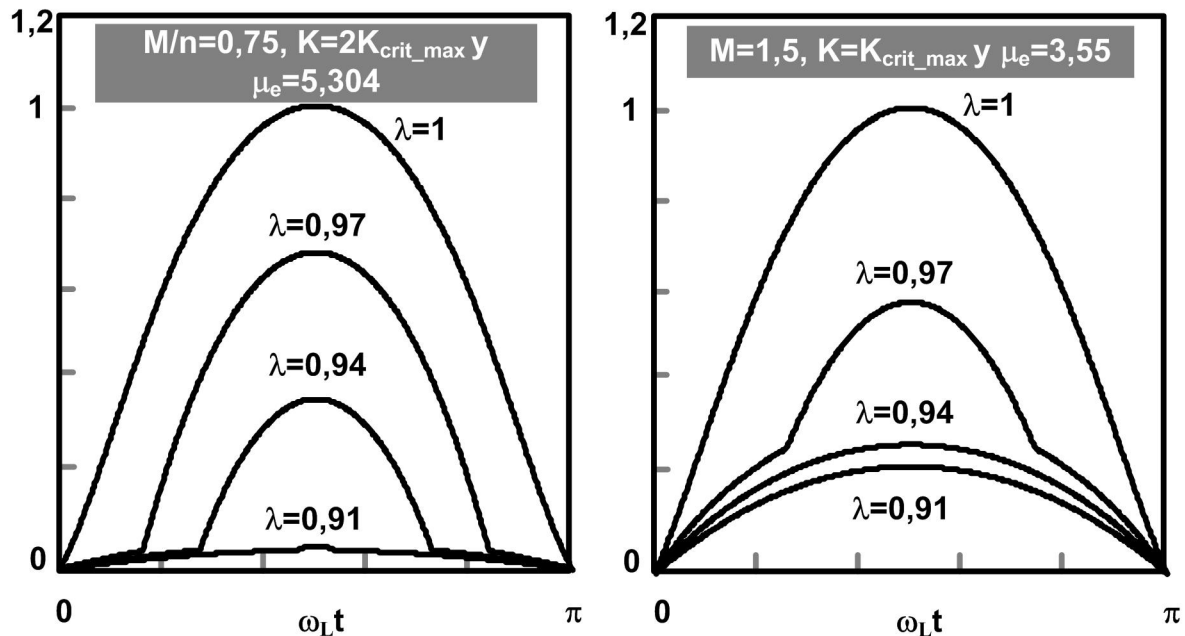


Figura 4.33. Corriente de entrada normalizada al valor de pico de la corriente a plena carga para el CFP basado en un convertidor de retroceso al disminuir la carga.

Finalmente de la Figura 4.34 se puede concluir que el FP y DAT alrededor de las condiciones nominales y de plena carga tienen excelentes valores. De hecho, se pueden obtener valores del FP entorno a 0,99 y de la DAT entorno a 3 %. Sin embargo la corriente puede llegar a distorsionarse en exceso si el CFP opera en ambos modos (diseño definido por $M/n=0,75$, $K=2K_{crit_max}$ y $\mu_e=5,304$ para $\lambda=0,97$). En cambio si opera durante todo el ciclo en MCD parece que la distorsión disminuye (diseño definido por $M/n=1,5$, $K=K_{crit_max}$; $\mu_e=3,55$ para $\lambda=0,91 < \lambda_{crit_min}$)

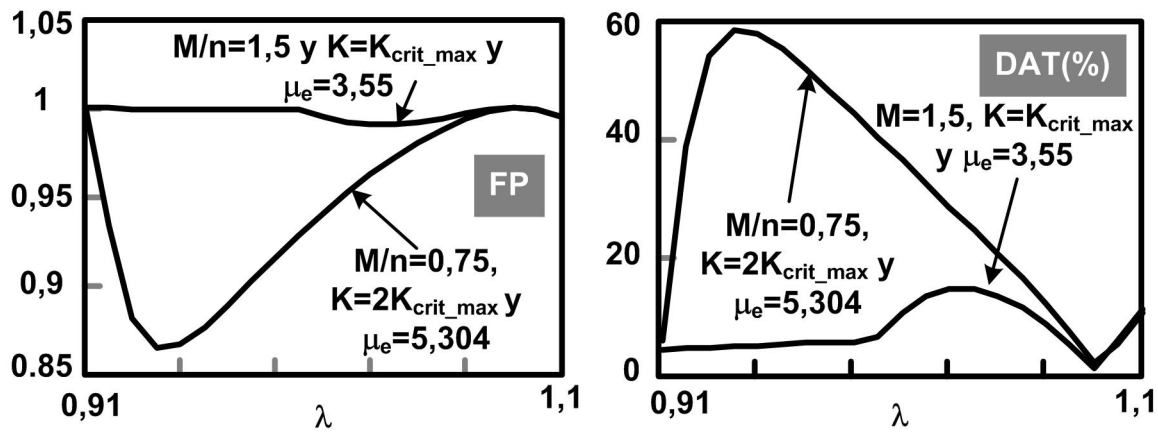


Figura 4.34. FP y DAT de los diseños de la Figura 4.33.

4.6 RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este apartado se verificará experimentalmente los resultados teóricos obtenidos en este capítulo. Se van a realizar experimentos con los dos controles propuestos para el CFP (CRCCT con pendiente variable y CRCPF) y para las dos familias propuestas: elevador y de retroceso.

4.6.1 CRCCT CON RAMPA LINEAL Y PENDIENTE VARIABLE PARA EL CFP ELEVADOR

4.6.1.1 Características del prototipo

Para comprobar la validez del desarrollo teórico, se construyó un prototipo de un CFP elevador con CRCCT con pendiente variable (Figura 4.35a). Sus principales características son: Tensión de entrada en el margen americano (135-85 V eficaces), 200 V de tensión de salida, 0,4% de rizado de tensión de salida (dos condensadores de 220 μ F+470 μ F y 450 V), 80 kHz de frecuencia de conmutación, 60 Hz de frecuencia de red y una potencia nominal de 250 W.

El transistor de efecto de campo que se ha utilizado en la topología elevadora ha sido el *CoolMos* SPW47N60C3 de de *Infineon*. Las características de dicho transistor son: Resistencia drenador-fuente de 70 m Ω y tensión drenador-fuente máxima de 600 V.

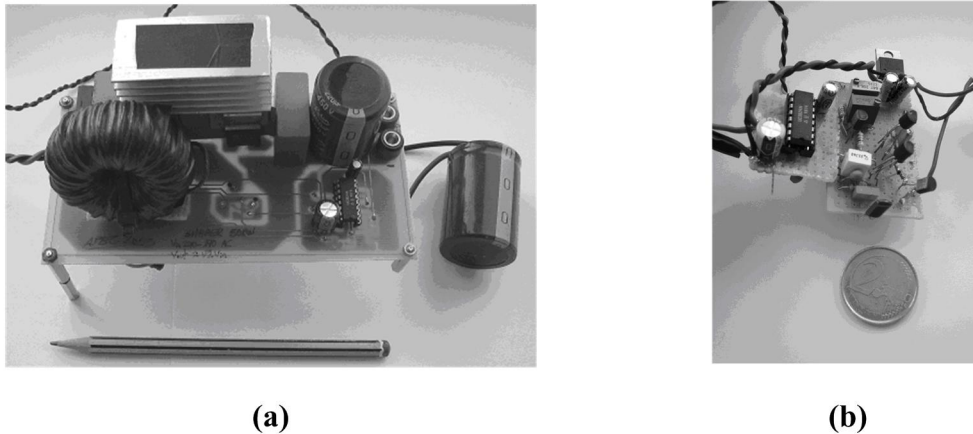


Figura 4.35. a) Prototipo del CFP basado en un convertidor elevador con CRCCT de pendiente variable; b) Circuitería para la generación de la rampa de compensación lineal variable del CRCCT.

Por otro lado, el rectificador utilizado en este prototipo está constituido por un diodo *ultrafast* STTA2006P de *ST*. Las características de dicho rectificador se especifican a continuación: Tensión inversa máxima de 600 V y una corriente directa máxima de 20 A.

La bobina se diseñó con material *Molybdenum Permalloy Powder (MPP)* de permeabilidad 125 para que el CFP opere en MCC a plena carga ($L=1,5$ mH).

La realización física del CRCCT con pendiente variable y rampa lineal es muy sencilla, ya que se basa en el uso de controladores estándar de fuentes conmutadas con “control modo corriente de pico”. En este caso en particular se utilizó el controlador UC3824 de *Texas Instruments* (Figura 4.35b). A un controlador de este tipo hay que añadirle el integrador (Figura 4.36), el “reset” del integrador (transistor Q_2 de las mismas figuras) y el detector de pico. A su vez, la realización física más sencilla corresponde a determinar el ciclo de trabajo del transistor con la ecuación (4.4) con sus términos divididos por 2, por lo que se necesita el divisor resistivo formado por las resistencias R_2 . La rampa lineal generada por este circuito es de 2,5 V de tensión de pico (v_{rp}).

Por último, la realización física del CRCCT basada en un filtro pasabajos es también muy sencilla, basta con sustituir el diodo D_1 de la Figura 4.36 por la resistencia R_F (Figura 4.37). Como es sabido, el valor medio de una rampa lineal es la mitad de su valor de pico. Por lo tanto, la tensión $\beta_r v_{rp}$ será igual a $0,5v_{rp}$. Como consecuencia, la ganancia del divisor resistivo formado por R_{21} y R_{22} debe ser la unidad, ya que β_r en este caso es igual a 0,5. Así que para este montaje se podrían eliminar las resistencias R_{21} y R_{22} . Por otro lado, hay que considerar que para

salvaguardar la forma lineal de la rampa, R_F debe ser tal que la corriente circulante por ella sea despreciable frente a la de carga del condensador del integrador, C_τ .

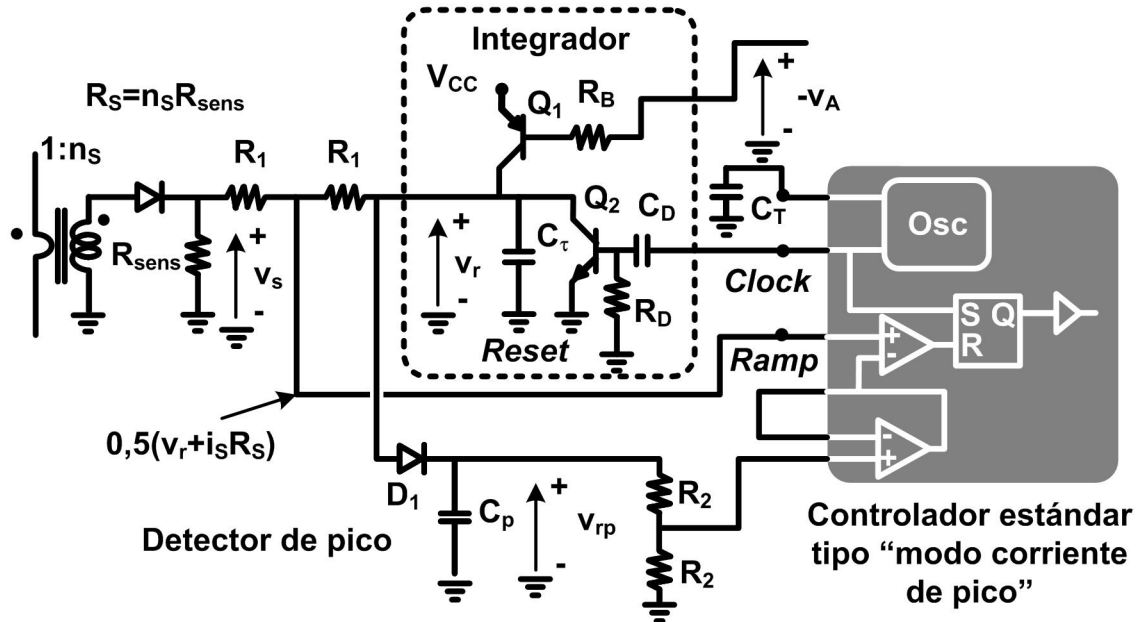


Figura 4.36. Realización física del CRCCT con detector de pico para el CFP elevador.

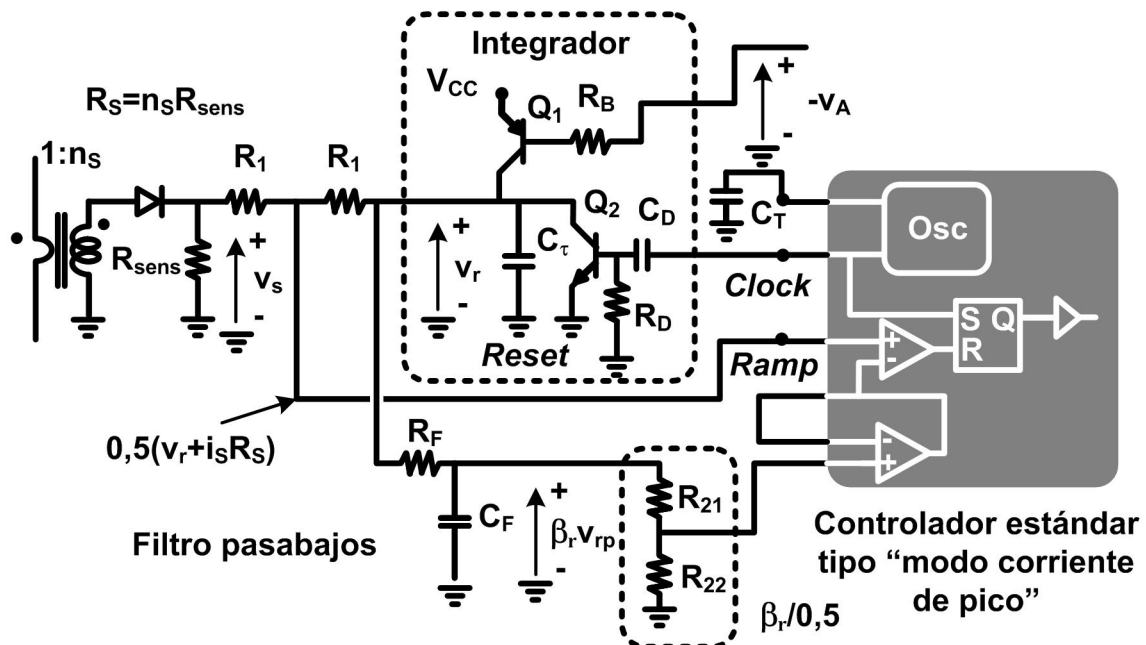


Figura 4.37. Realización física del CRCCT con filtro pasabajos para el CFP elevador.

4.6.1.2 Corriente de entrada

A continuación se van a corroborar los resultados teóricos obtenidos con el CRCCT con rampa lineal y pendiente variable aplicado al CFP elevador. Se van a realizar dos experimentos con un mismo diseño del CFP elevador para cada implementación de la circuitería de control expuesta: detector de pico y filtro pasabajos. A partir de las características del prototipo anteriormente citadas y del sensor utilizado ($R_s=0,66 \Omega$), el diseño que se va a proponer esta definido por los valores de $K=1,76K_{crit_max}=4,538$ y $M=1,286$ ($K_{crit_min}=0,57$). Por lo tanto, el CFP operará en MCC en condiciones nominales ($K>K_{crit_max}$).

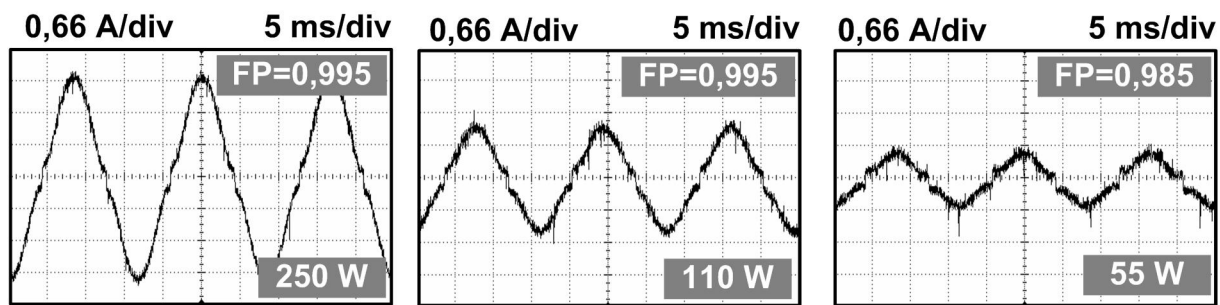


Figura 4.38. Corriente de entrada en el CFP elevador a distintas potencias de entrada con el detector de pico.

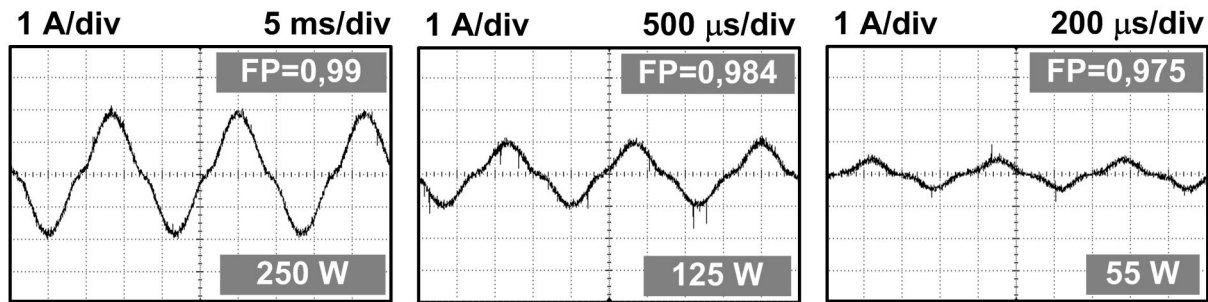


Figura 4.39. Corriente de entrada en el CFP elevador a distintas potencias de entrada con el filtro pasabajos.

En el primer experimento que se va llevar a cabo con este diseño se va 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) para posteriormente ir disminuyendo la carga. En la Figura 4.38 se muestran los resultados utilizando el detector de pico en la circuitería de control y en la Figura 4.39 utilizando el filtro pasabajos. Como se puede comprobar en ambas figuras aunque el FP se deteriora ligeramente al disminuir la carga, su valor es siempre mayor que 0,975 aunque la carga

disminuya hasta la quinta parte de su valor nominal. Se aprecian deformaciones a 125 W y a 55 W. En estos casos el parámetro adimensional K es igual a 2,26 y 0,91 respectivamente siendo la $K_{crit_max}=2,57$. Por lo tanto, dicha deformación es debida a que el CFP operara en MCD en ciertos ángulos de conducción deformando la corriente de entrada.

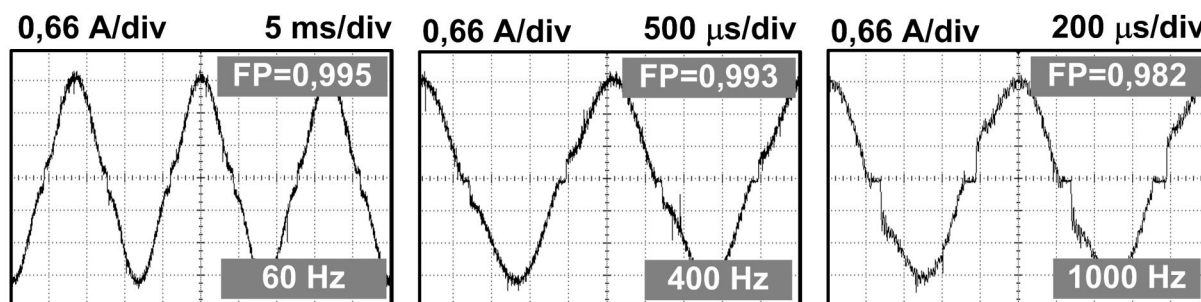


Figura 4.40. Corriente de entrada en el CFP elevador a distintas frecuencias de red con el detector de pico.

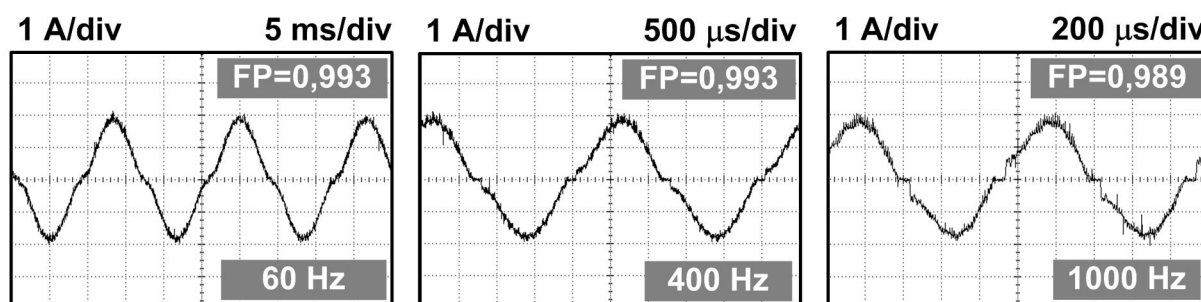


Figura 4.41. Corriente de entrada en el CFP elevador a distintas frecuencias de red con el filtro pasabajos.

En el segundo experimento se va a medir la corriente de entrada en condiciones nominales y a plena carga para diferentes frecuencias de red. En la Figura 4.40 y Figura 4.41 se muestran los resultados. Como se puede comprobar, aunque el FP se deteriora ligeramente, su valor es siempre mayor que 0,982 aunque la frecuencia de red haya aumentado hasta 1000 Hz.

Finalmente en la Tabla 4.1 se muestran el contenido armónico de la corriente de entrada, para las dos circuiterías propuestas, con relación a los límites de la norma EN 61000-3-2 en clase A, C y D. Como se puede comprobar, el contenido armónico es muy reducido, ya que en condiciones nominales se obtiene una corriente de entrada muy senoidal (Figura 4.38-Figura 4.41). De hecho, el contenido armónico de esa corriente no supera los límites establecidos en todas las clases especificadas. De hecho a partir de aquí se afirmará que una corriente tan senoidal, con un alto FP, como la que introduce los controles aquí propuestos cumple la normativa. Por otro lado,

aunque el contenido armónico mostrado no es el total que debe ser limitado por la normativa, los armónicos no mostrados (del 15 al 39) también la cumplen.

Armónico n°	Detector de pico	Filtro pasabajos	Clase A (A eficaces)	Clase C (A eficaces)	Clase D (A eficaces)
3	0,269	0,276	2,30	0,770	0,85
5	0,023	0,024	1,14	0,258	0,475
7	0,022	0,021	0,77	0,180	0,25
9	0,022	0,021	0,40	0,129	0,125
11	0,02	0,019	0,33	0,077	0,087
13	0,019	0,019	0,21	0,077	0,074

Tabla 4.1. Resultados experimentales del contenido armónico y límites de la norma EN 6100-3-2.

4.6.1.3 Formas de onda del control CRCCT

A partir de los experimentos que se han realizado en el apartado anterior se han capturado las formas de onda características del control propuesto (CRCCT con pendiente variable).

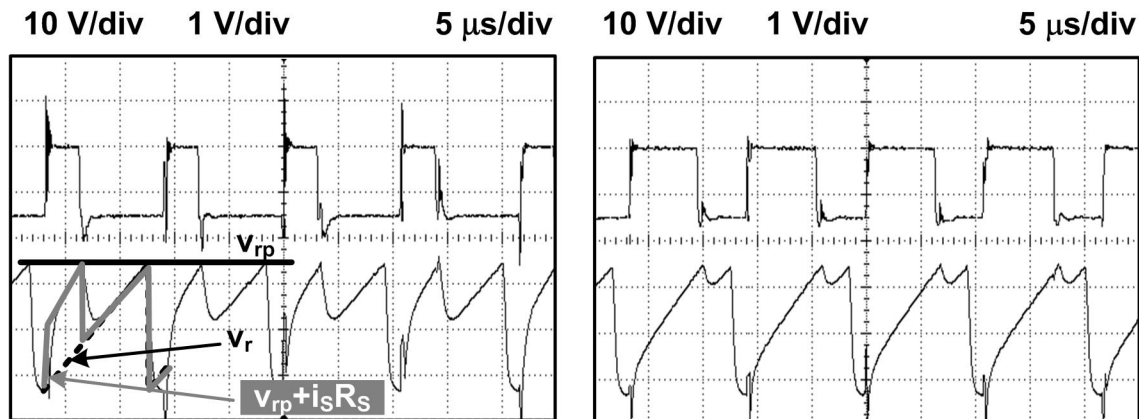


Figura 4.42. Formas de onda del control CRCCT con pendiente variable.

En la Figura 4.42 se muestran las formas de onda del control CRCCT con pendiente variable. Como se puede comprobar el ciclo de trabajo está modulado a través de la rampa de compensación, tal como se describió en el desarrollo teórico de los apartados anteriores.

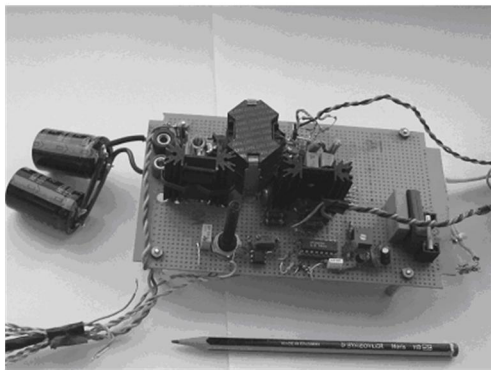
4.6.2 CRCCT CON RAMPA EXPONENCIAL Y PENDIENTE VARIABLE PARA EL CFP BASADO EN UN CONVERTIDOR DE RETROCESO

4.6.2.1 Características del Prototipo

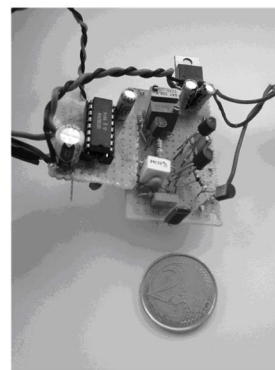
Para comprobar la validez del desarrollo teórico, se construyó un prototipo de un CFP basado en un convertidor de retroceso (*flyback*) (Figura 4.43) y CRCCT con pendiente variable. Las características principales del prototipo son: Tensión de entrada en el margen americano (135-85 V eficaces), 12 V de tensión de salida, 0,1 % rizado de tensión a la salida (por la utilización de un condensador de 15000 μ F y 25 V), 80 kHz de frecuencia de conmutación, 60 Hz de frecuencia de red y una potencia de 50 W.

El transistor de efecto de campo que se ha utilizado en la topología ha sido el *MegaMOSFET* IXTH13N80 de IXYS. Las características de dicho transistor se especifican a continuación: Resistencia drenador-fuente de 950 m Ω , tensión drenador-fuente máxima de 800 V y una corriente máxima de drenador de 11 A.

Por otro lado, el rectificador utilizado ha sido el diodo schottky 30CPQ100 de *Internacional Rectifier*. Las características de este rectificador son: Tensión inversa máxima de 100 V y una corriente directa máxima de 30 A.



(a)



(b)

Figura 4.43. a) Prototipo del CFP basado en un convertidor de retroceso con CRCCT con rampa exponencial y de pendiente variable; b) Circuitería para la generación de la rampa de compensación exponencial variable del CRCCT.

El transformador se diseñó con material N47 de *Ferroxcube* (ferrita) y un núcleo RM 14. Además, dicho transformador se diseñó para que el CFP opere en MCC a plena carga. La inductancia magnetizante del transformador es de 1,15 mH y su relación de transformación $n=0,1$.

La realización física del control se realizó con la técnica del filtro pasabajos. Para la generación de la rampa exponencial se añadió un condensador C_r en paralelo con la resistencia R_r al circuito de la Figura 4.37 para generar la rampa que minimice la distorsión de la corriente de entrada. El valor de pico de dicha rampa es de 2,5 V. En este caso el valor de β_r no es obvio ya que se tiene que calcular en función del valor medio de una rampa exponencial. La siguiente ecuación muestra el valor medio de una función exponencial relativa a su valor de pico:

$$\bar{v}_r = \beta_r \cdot v_{rp} = \frac{1}{2 \left(\frac{1}{1 - e^{-\mu_e}} - \frac{1}{\mu_e} \right)} \cdot v_{rp} \quad (4.59)$$

4.6.2.2 Corriente de entrada

A continuación se van a realizar dos experimentos para corroborar los resultados teóricos obtenidos en el CRCCT con rampa exponencial y pendiente variable aplicado al CFP basado en un convertidor de retroceso (*flyback*). Dichos experimentos se van a realizar con un determinado diseño del CFP. A partir de las características del prototipo y del sensor utilizado ($R_s=0,1 \Omega$), el diseño que se va a proponer está definido por los valores $K=1.25K_{crit_max}=38,08$ y $M/n=0,77$. Por lo tanto, operará en MCC en condiciones nominales ($K>K_{crit_max}$). Además en este diseño la $K_{crit_min}=6,641$. Por otro lado, el valor de μ_e es 4,5 para minimizar la DAT, y por tanto β_r deberá tener un valor de 0,634.

Al igual que en el CFP elevador, en el primer experimento se va a medir la corriente de entrada en condiciones nominales y a plena carga para posteriormente ir disminuyendo la carga. En la Figura 4.44 se muestran los resultados. Como se puede comprobar en la figura aunque el FP se deteriora ligeramente al disminuir la carga, su valor es siempre mayor que 0,98 aunque la carga disminuya hasta mitad de su valor nominal. Se aprecian deformaciones a 35 W y a 25 W,

las cuales son debidas a que el CFP opera en MCD en ciertos ángulos de conducción deformando la corriente de entrada.

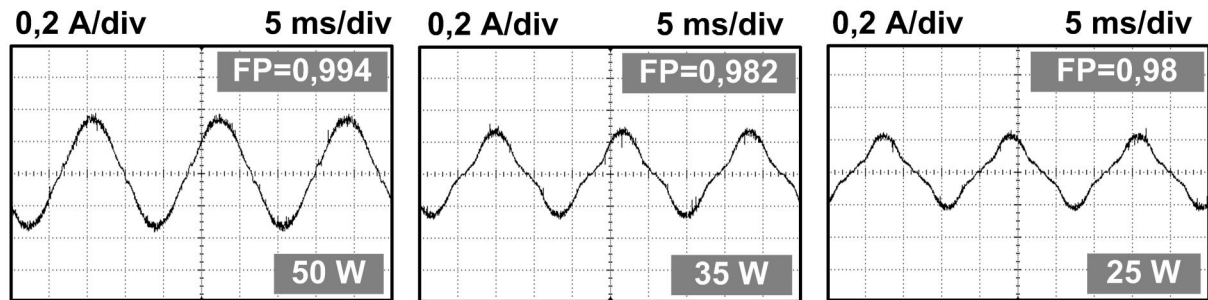


Figura 4.44. Corriente de entrada en el CFP basado en un convertidor de retroceso a distintas potencias de entrada.

En el segundo experimento se va a medir la corriente de entrada en condiciones nominales y a plena carga para diferentes frecuencias de red. En la Figura 4.45 se muestran los resultados. Como se puede comprobar, al igual que ocurrió con el elevador, aunque el FP se deteriora ligeramente al aumentar la frecuencia de red, su valor es siempre mayor que 0,99. Por lo tanto, se puede corroborar que este control ciclo a ciclo puede aplicarse a altas frecuencia de red.

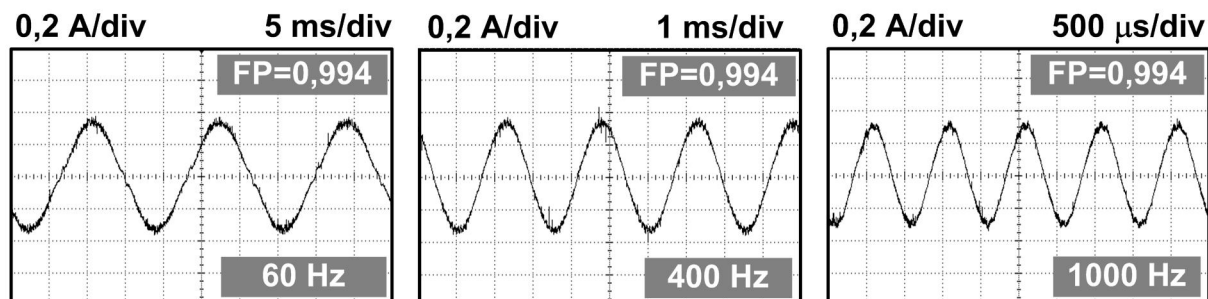


Figura 4.45. Corriente de entrada en el CFP basado en un convertidor de retroceso a distintas frecuencias de red.

4.6.3 CRCPF CON RAMPA LINEAL EN EL CFP ELEVADOR

4.6.3.1 Características del prototipo

Para comprobar la validez del desarrollo teórico del CRCPF, se utilizó el mismo prototipo del CFP basado en un convertidor elevador con CRCTT y pendiente variable. En este caso se utilizó

la técnica de CRCPF para controlarlo. La Figura 4.46 muestra la nueva circuitería de control para el CRCPF. El controlador que se ha utilizado ha sido el UC3843, un controlado modo-corriente de *Texas Instruments*. Como se puede comprobar en la figura es más pequeño y su implantación más simple que el utilizado en el CRCCT y pendiente variable. En este caso el valor de pico de la rampa de compensación será de 2,5 V.

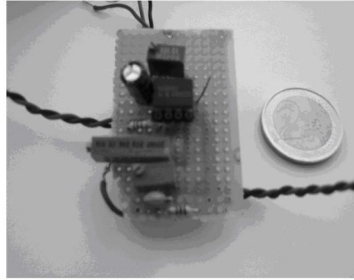


Figura 4.46. Circuitería para la generación de la rampa de compensación lineal CRCPF.

4.6.3.2 Corriente de entrada

A continuación se van a realizar tres experimentos para corroborar los resultados teóricos obtenidos en el CRCPF con rampa exponencial aplicado al CFP elevador. Cabe recordar que el diseño en este tipo de control se establece para las condiciones nominales y potencia máxima $\lambda=1$. De hecho, como el CRCCT y pendiente variable coincide con el CRCPF en $\lambda=1$, se utilizará el mismo diseño del CFP basado en un convertidor elevador del apartado anterior, el cual está definido por los valores $R_S=0,66 \Omega$, $K=1,76K_{crit_max}=4,538$, $M=1,286$ ($K_{crit_min}=0,57$). En este caso también se asegura que el CFP operará en MCC en condiciones nominales ($\lambda=1$ y $K>K_{crit_max}$)

En el primer experimento que se va a llevar a cabo para este diseño se va a medir la corriente de entrada en condiciones nominales ($\lambda=1$), para posteriormente ir disminuyendo la carga. En la Figura 4.47 se muestran los resultados. Como se puede comprobar, aunque el FP se deteriora ligeramente al disminuir la carga, su valor es siempre mayor que 0,858 aunque la carga disminuya hasta la cuarta parte de su valor nominal. Como se puede comprobar dicha distorsión es mayor que la que se producía en el CRCCT y pendiente variable.

En el segundo experimento se va a medir la corriente de entrada en condiciones nominales y a plena carga, para posteriormente ir aumentando ($\lambda<1$) y disminuyendo ($\lambda>1$) el valor de pico de

la tensión de entrada. En la Figura 4.48 se muestran los resultados. Como se puede comprobar, al aumentar la tensión de entrada se limita el ciclo de trabajo máximo y el CFP pasa a operar en MCD en ciertos ángulos de conducción cercanos a $\omega_L t = 90^\circ$. Además se puede observar la existencia de la distorsión de cruce cuando se disminuye la tensión de entrada.

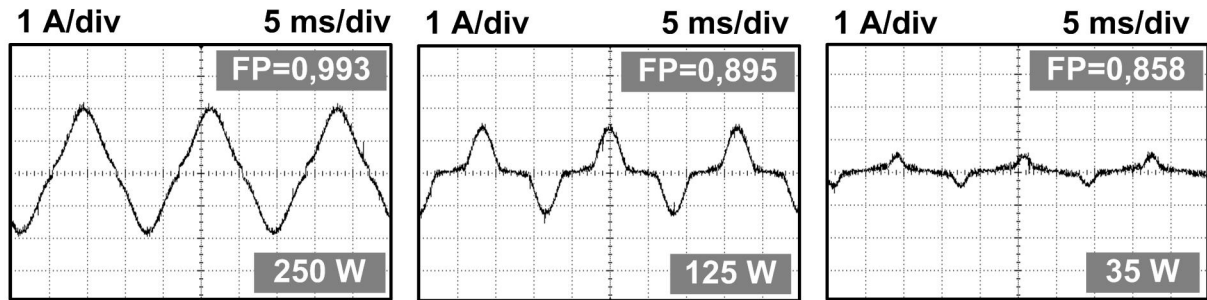


Figura 4.47. Corriente de entrada en el CFP elevador a distintas potencias de entrada.

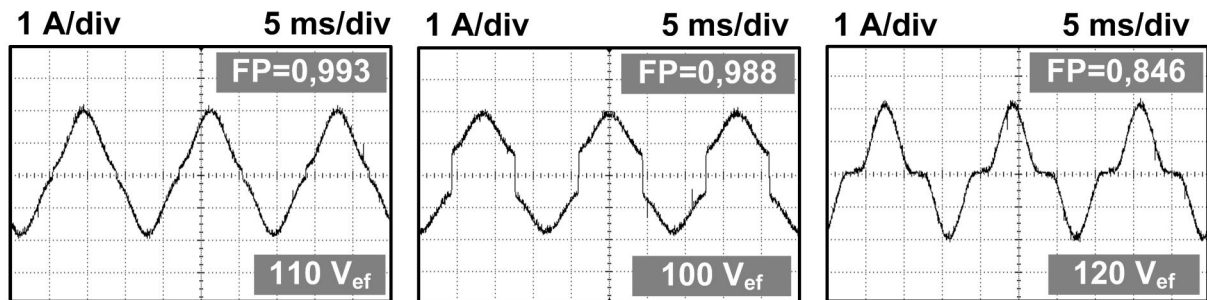


Figura 4.48. Corriente de entrada en el CFP basado en un convertidor elevador a distintas potencias de entrada.

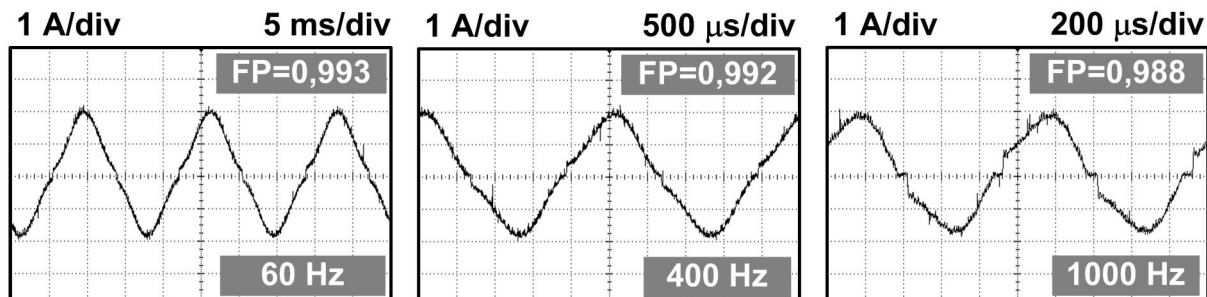


Figura 4.49. Corriente de entrada en el CFP basado en un convertidor elevador a distintas frecuencias de red.

Por último se va a medir la corriente de entrada en condiciones nominales y a plena carga para diferentes frecuencias de red. En la Figura 4.49 se muestran los resultados. En este caso también

el FP se deteriora muy ligeramente al aumentar la frecuencia de red. Por lo tanto, también este control ciclo a ciclo de la corriente de entrada puede aplicarse a altas frecuencia de red.

4.6.4 CRCPF RAMPA EXPONENCIAL EN EL CFP BASADO EN UN CONVERTIDOR DE RETROCESO

4.6.4.1 Características del prototipo

Para comprobar la validez del desarrollo teórico, se utilizó el mismo prototipo del convertidor de retroceso (*flyback*) del CRCCT y pendiente variable, pero utilizando ahora el CRCPF (Figura 4.46).

4.6.4.2 Corriente de entrada

Al igual que en el apartado anterior se van a realizar tres experimentos para corroborar los resultados teóricos obtenidos en el CRCPF con rampa exponencial aplicado al CFP basado en un convertidor de retroceso (*flyback*). En este caso también se utiliza el mismo diseño que se utilizó para el CFP basado en un convertidor de retroceso con CRCCT y pendiente variable. Las características de dicho diseño se resumen en: sensor utilizado definido por el valor $R_s=0,1 \Omega$, $K=1,25K_{crit_max}=38,08$, $M/n=0,77$, $K_{crit_min}=6,641$, $\mu_e=4,5$ para minimizar la DAT y $\beta_r=0,634$. Por lo tanto, el CFP operará en MCC en condiciones nominales ($\lambda=1$ y $K>K_{crit_max}$)

En este caso también se va a medir la corriente de entrada en condiciones nominales y a plena carga para posteriormente ir disminuyendo la carga. En la Figura 4.50 se muestran los resultados. Como se puede comprobar, aunque el FP se deteriora ligeramente al disminuir la carga. Su valor es siempre mayor que 0,98, aunque la carga disminuya hasta la cuarta parte de su valor nominal.

En el segundo experimento también se va a medir la corriente de entrada en condiciones nominales y a plena carga, para posteriormente ir aumentando ($\lambda<1$) y disminuyendo ($\lambda>1$) el valor de pico de la tensión de entrada. En la Figura 4.51 se muestran los resultados. Al igual que ocurría con el CFP elevador los resultados experimentales coinciden con el análisis estático presentado en este capítulo.

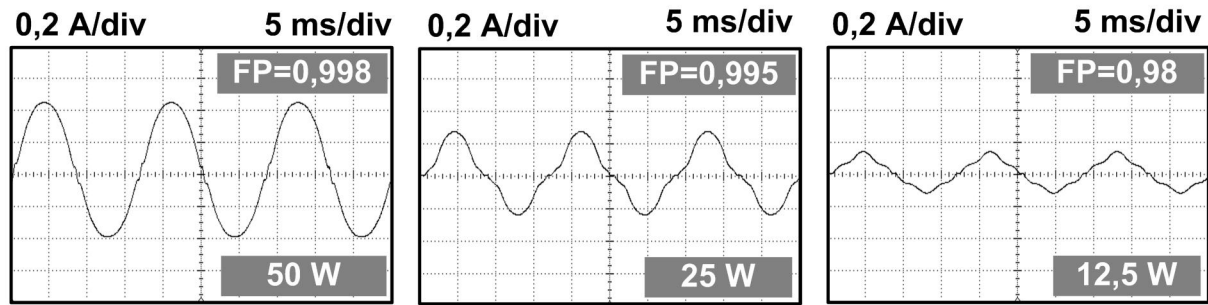


Figura 4.50. Corriente de entrada en el CFP basado en un convertidor de retroceso a distintas potencias de entrada.

En el último experimento se va a medir la corriente de entrada en condiciones nominales y a plena carga para diferentes frecuencias de red. En la Figura 4.52 se muestran los resultados. Como se puede comprobar, al igual que ocurrió con el elevador, aunque el FP se deteriora ligeramente al aumentar la frecuencia de red, su valor es siempre mayor que 0,995 aunque la frecuencia de red haya aumentado hasta 1000 Hz.

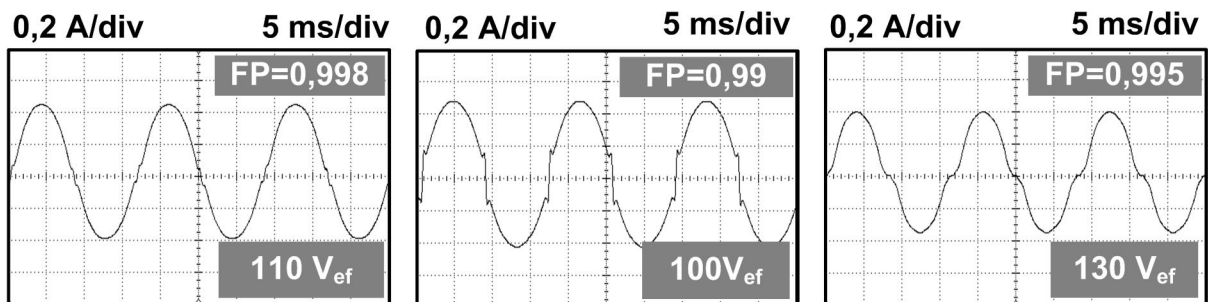


Figura 4.51. Corriente de entrada en el CFP basado en un convertidor de retroceso a distintas potencias.

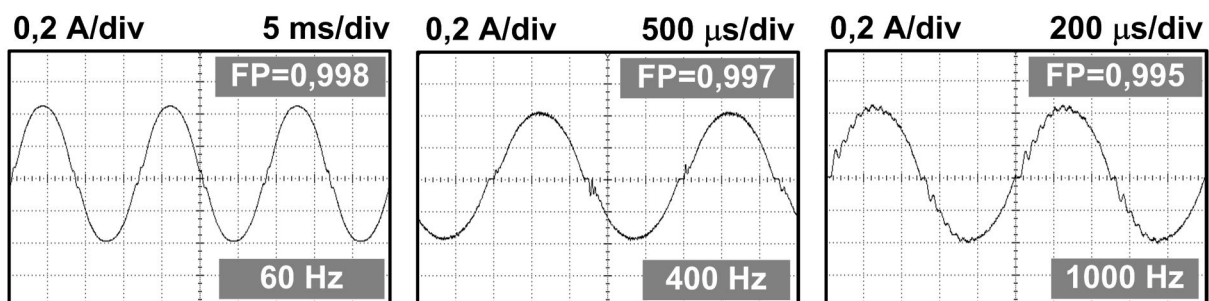


Figura 4.52. Corriente de entrada en el CFP basado en un convertidor de retroceso a distintas potencias.

4.7 CONCLUSIONES

Los métodos de control presentados en este capítulo permiten usar controladores estándar de fuentes conmutadas para el control de CFPs que trabajan en MCC. De esta manera se evita el uso de controladores basados en multiplicadores analógicos, ya que en la práctica resulta su implementación más compleja. Además, tradicionalmente sólo pueden trabajar con redes de frecuencias de hasta 400 Hz. Por lo tanto, su campo de aplicación son productos de bajo coste (cargadores de baterías, fuentes de alimentación de ordenadores personales, balastos electrónicos, etc...). Los controladores usados con estos métodos deben ser del tipo “modo corriente de pico” y en ellos la rampa de compensación debe hacerse variar en función del valor de la corriente de entrada manejada. En el caso de CRCPF el circuito de control es mucho más sencillo que el CRCCT con pendiente variable. La rampa de compensación a utilizar tiene que ser una rampa lineal en el caso del convertidor elevador y una rampa exponencial en el caso de los convertidores de la familia del convertidor indirecto (reductor-elevador, SEPIC, Cuk y Zeta). La constante de tiempo de esta exponencial puede elegirse de tal forma que se minimice la DAT de la forma de onda obtenida. Esto ocurre para la mayor parte de los diseños reales cuando dicha constante de tiempo es entre 3 y 6 veces menor que el periodo de conmutación.

En todos los casos, en lazo de corriente de entrada con los métodos de control presentados es extremadamente rápido, lo que permite obtener un alto FP en redes de frecuencias muy altas (como por ejemplo, las redes de 400 Hz utilizadas en aviónica). Los FP obtenidos están entorno al 0,98 en redes de frecuencia 1 kHz. También los FP se mantienen altos al disminuir la potencia en convertidores controlados con CRCTT y pendiente variable. Por el contrario, los resultados obtenidos para el CRCPF no son tan buenos a potencias menores. Además en este último caso, si el convertidor no opera en condiciones nominales de la tensión de entrada la distorsión puede ser muy apreciable. Por lo tanto, CRCPF no tiene buenas prestaciones para márgenes amplios de la tensión de entrada. Sin embargo, el CRCCT con pendiente variable, diseñado de forma adecuada, sí que puede utilizarse en el margen universal de tensiones de entrada.

BIBLIOGRAFÍA CAPÍTULO 4

- [4.1] IEC 1000-3-2 International Standard, Limits for Harmonic Current Emissions (equipment input current $\leq 16\text{A}$ per phase), First Edition, 1995-03.
- [4.2] IEC 61000-3-2 International Standard, Limits for Harmonic Current Emissions (equipment input current $\leq 16\text{A}$ per phase), Modified, 2000-012.
- [4.3] M. J. Kocher y R. L. Steigerwald, "An AC-to-DC Converter with High Quality Input Waveforms". IEEE Transactions on. Industry Applications, Vol. 19, nº 4, 1983, pág. 586-599.
- [4.4] L. H. Dixon, "High Power Factor Preregulators for Off-Line Power Supplies", Unitrode Power Supply Design seminar, 1990, pág. I2-1-I2-16.
- [4.5] K. H. Liu and Y. L. Lin, "Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converter". IEEE Power Electronic Specialist Conference (PESC 1989), Junio 1989, pág. 825-829.
- [4.6] R. Erickson, M. Madigan and S. Singer, "Design of a Simple High-Power-Factor Rectifier Based on the Flyback Converter". IEEE Applied Power Electronic Conference (APEC 1990), Marzo 1990, pág. 792-801.
- [4.7] J. Sebastián, J. Uceda, J. A. Cobos, J. Arau, and F. Aldana, "Improving Power Factor Correction in Distributed Power Supply Systems Using PWM and ZCS-QR SEPIC Topologies". IEEE Power Electronic Specialist Conference (PESC 1991), Junio 1991, pág. 780–791.
- [4.8] M. Brkovic and S. Cuk, "Input Current Shaper Using Cuk Converter". IEEE Telecommunications Energy Conference (INTELEC, 1992), Coctubre 1992, pág. 532–539.
- [4.9] D. S. L. Simonetti, J. Sebastián and J. Uceda, "The Discontinuous Conduction Mode SEPIC and Cuk Power Factor Preregulators: Analysis and Design". IEEE Transactions on Industrial Electronics., Vol. 44, nº 4, 1998, pág. 727-738.

- [4.10] D. Maksimovic, Y. Jang and R. Erickson, “Nonlinear-Carrier Control for High Power Factor Boost Rectifier”. IEEE Transactions on Power Electronics, 1996, Vol.11, nº 4, pág. 578-584.
- [4.11] R. Zane and D. Maksimovic, “Nonlinear-Carrier Control for High-Power-Factor Rectifiers Based on Up–Down Switching Converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, Vol.13, nº 2, pág. 213-221.
- [4.12] K. M. Smedley and S. Cuk, “One-Cycle Control of Switching Converters”, IEEE Trans. Power Electron., 1995, vol.10, no. 6, pp. 625-633.
- [4.13] J. P. Gegner and C. Q. Lee, “Linear Peak Current Mode Control: A Simple Active Power Factor Correction Control Technique”. IEEE Power Electronic Specialist Conference (PESC 1996), Junio1996, pág. 196-202.
- [4.14] Z. Lai and K. M. Smedley, “A family of Continuous-Conduction-Mode Power-Factor-Correction Controllers Based on the general pulse-width modulator”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, nº. 3, 1998, pág. 501-510.
- [4.15] R. Brown and M. Soldano “One Cycle Control IC Simplifies PFC Designs”. IEEE Applied Power Electronic Conference (APEC 2005), Marzo 2005, pág. 825-829.
- [4.16] Williams, J.B., “Design of Feedback Loop in Unity Power Factor AC to DC Converter”. IEEE Power Electronic Specialist Conference (PESC 1989), Junio 1989, Vol.2, pág. 26-29.