

# 3

## **ESTUDIO ESTÁTICO DE CONVERTIDORES CA/CC CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS BASADO EN EL USO DE SALIDAS RETRASADAS**

---

*En este Capítulo se va a realizar el estudio estático de diversos tipos de convertidores con Reductor Activo de Armónicos. Para realizar dicho estudio, agruparemos por familias los convertidores más usuales y se realizará un estudio pormenorizado de un representante de cada familia. En concreto, se estudiarán el convertidor de Retroceso, el convertidor en Medio Puente, el convertidor en Medio Puente con Control Complementario, el convertidor Reductor y el convertidor Elevador. Además, se estudiarán con diversos tipos de salidas retrasadas para ver el comportamiento de cada una de ellas. Para validar los resultados teóricos, se compararán dichos resultados con otros obtenidos de forma experimental en prototipos construidos a tal efecto, siendo de especial interés el comportamiento de la corriente de entrada y su contenido armónico, así como el comportamiento de la tensión en el condensador de almacenamiento.*

### **3.1 INTRODUCCIÓN**

Hasta este momento, hemos estudiado el comportamiento del Reductor Activo de Armónicos utilizando un convertidor genérico como convertidor principal (Fig. 3.1). No hemos usado ninguna topología concreta, ya que para obtener el valor de la Resistencia Sin Pérdidas y

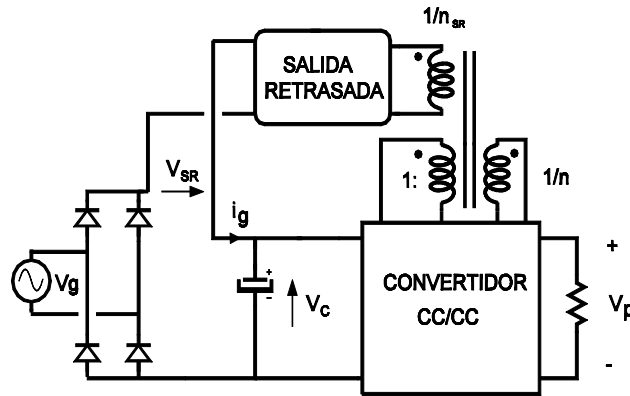


Fig. 3.1: esquema básico de un convertidor con una salida retrasada conectada entre el rectificador de entrada y el condensador de almacenamiento.

estudiar la forma de onda de la corriente de entrada no es necesario conocer la topología concreta del convertidor principal ni las ecuaciones que relacionan sus parámetros fundamentales. Podemos concluir por tanto, que las ecuaciones vistas hasta ahora son válidas para cualquier convertidor.

Sin embargo, no hemos hecho mención en ningún momento al cálculo del valor de la fuente de tensión  $V_s$  ni tampoco al comportamiento de la tensión en el condensador de almacenamiento del convertidor  $V_c$ . Para estudiar las variaciones de estas dos tensiones es necesario conocer la topología concreta del convertidor principal, ya que para su cálculo influye la relación entre la tensión de entrada del convertidor y su tensión de salida, lo cual es específico para cada convertidor. El factor determinante es sin duda la relación de transformación  $M = \frac{V_{salida}}{V_{entrada}}$  de cada topología.

Por ello, en vez de hacer un estudio pormenorizado de cada topología, podemos agruparlas en función de su relación de transformación ya que muchas de ellas comparten la misma  $M$ . Dado que el Reductor Activo de Armónicos tiene una implementación distinta en las topologías que no tienen transformador, también distinguiremos entre topologías con aislamiento galvánico y topologías sin aislamiento.

### Topologías con aislamiento galvánico

Dentro de este tipo de topologías, podemos distinguir dos grandes familias:

### Convertidores de Retroceso (*Flyback*), SEPIC, Cuk, y Zeta.

La relación de transformación en MCC en este tipo de topologías tiene la siguiente forma:

$$M = \frac{V_p}{V_C} = \frac{1}{n} \cdot \frac{d}{1-d} \quad (3.1)$$

donde  $V_p$  es la tensión de salida del convertidor principal,  $V_C$  la tensión en el condensador de almacenamiento, “ $n$ ” la relación de transformación del transformador entre el primario y el devanado de la salida principal y “ $d$ ” el ciclo de trabajo.

Definiremos la relación de transformación  $n$  como:

$$n = \frac{N_1}{N_2} \quad (3.2)$$

donde  $N_1$  es el número de vueltas del primario y  $N_2$  el número de vueltas del secundario.

Nótese que para definir  $M$  hemos tomado como tensión de entrada del convertidor la tensión del condensador de almacenamiento  $V_C$ . Esto es lógico ya que la tensión de entrada que ve el convertidor principal CC/CC es precisamente la tensión en ese condensador.

Para la salida retrasada, la tensión de entrada también es la tensión en dicho condensador, tal y como se vio en el capítulo 2 (en el fondo, ésta no es más que otra salida del convertidor aunque con un uso distinto). Con el fin de mantener la nomenclatura utilizada, seguiremos llamando a la relación de transformación del devanado de la salida retrasada  $n_{SR}$ , que se define como:

$$n_{SR} = \frac{N_1}{N_{SR}} \quad (3.3)$$

donde  $N_1$  es el número de vueltas del primario y  $N_{SR}$  el número de vueltas del devanado correspondiente a la salida retrasada.

Por otra parte, debemos tener en cuenta que la expresión del valor de la fuente de tensión  $V_S$  variaba sensiblemente cuando se utilizaba un rectificador de doble onda en vez de uno de media onda. En un rectificador de media onda teníamos:

$$V_S = \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d \quad (3.4)$$

mientras que con el rectificador de onda completa, el valor de  $V_S$  era:

$$V_S = 2 \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d \quad (3.5)$$

Para generalizar el estudio, utilizaremos para  $V_S$  la siguiente expresión:

$$V_S = \text{TSR} \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d \quad (3.6)$$

donde la variable “tipo de salida retrasada” TSR toma el valor  $\text{TSR} = 1$  cuando el rectificador es de media onda y  $\text{TSR} = 2$  cuando se trata de un rectificador de doble onda. Debemos recordar que esta expresión es válida para todos aquellos convertidores que exciten el primario del transformador con toda la tensión del condensador de almacenamiento ( $V_C$ ). En caso de que no sea así, como por ejemplo, en el convertidor en Medio Puente, en vez de  $V_C$  debemos poner precisamente la tensión de excitación del transformador ( $V_C/2$  en el caso del convertidor en Medio Puente).

Hechas estas aclaraciones, podemos expresar el valor de  $V_S$  en función de la tensión de salida del convertidor principal. En este caso:

$$V_S = \text{TSR} \cdot \frac{V_P \cdot n}{n_{SR}} \cdot (1 - d) \quad (3.7)$$

Como se puede observar, el valor de la fuente de tensión  $V_S$  depende del ciclo de trabajo del convertidor. En este caso, cuando aumenta el ciclo de trabajo disminuye el valor de  $V_S$ .

### Convertidores Directo, Medio Puente, Simétrico (*Push-Pull*) y Puente Completo

En toda esta familia de convertidores la relación de transformación del convertidor (M) es proporcional al ciclo de trabajo.

Para el convertidor Directo y el Medio Puente se cumple:

$$M = \frac{V_p}{V_C} = \frac{1}{n} \cdot d \quad (3.8)$$

En el caso el convertidor Simétrico y el Puente Completo:

$$M = \frac{V_p}{V_C} = 2 \cdot \frac{1}{n} \cdot d \quad (3.9)$$

Podemos generalizar el resultado de forma similar a lo hecho con los diferentes tipos de salida retrasada. Utilizando una variable que llamaremos “Tipo de Convertidor” TC, obtenemos:

$$M = \frac{V_p}{V_C} = TC \cdot \frac{1}{n} \cdot d \quad (3.10)$$

En este caso, TC = 1 cuando el convertidor principal es un convertidor Directo o un Medio Puente y TC = 2 cuando es un convertidor Simétrico o un Puente Completo.

Si ahora ponemos el valor de la tensión  $V_S$  en función de la tensión de salida  $V_p$ , obtenemos:

$$V_S = \frac{TSR}{TC} \cdot \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}} \quad (3.11)$$

En el caso del convertidor en Medio Puente esta expresión queda dividida por dos.

Teniendo en cuenta que la tensión de salida del convertidor principal  $V_p$  estará regulada y que por tanto será constante, vemos que para este tipo de convertidores el valor de  $V_S$  es constante y no depende del ciclo de trabajo.

La tabla 3.1 muestra la tensión de la salida principal ( $V_p$ ) y la de la fuente de tensión ( $V_s$ ) en función de la tensión en el condensador y de las relaciones de transformación  $n$  y  $n_{SR}$ .

Convertidor	$V_p$	$V_s$ (Rectificador de doble onda)	$V_s$ (Rectificador de media onda)
Directo	$\frac{V_C}{n} \cdot d$	$2 \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = 2 \cdot \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}}$	$\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}}$
Medio Puente	$\frac{V_C}{n} \cdot d$	$\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}}$	$\frac{V_C}{2 \cdot n_{SR}} \cdot d = \frac{V_p \cdot n}{2 \cdot n_{SR}}$
Simétrico (Push-Pull)	$2 \cdot \frac{V_C}{n} \cdot d$	$2 \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}}$	$\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_p \cdot n}{2 \cdot n_{SR}}$
Puente Completo	$2 \cdot \frac{V_C}{n} \cdot d$	$2 \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}}$	$\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_p \cdot n}{2 \cdot n_{SR}}$

Tabla 3.1: Valores de  $V_p$  y  $V_s$  en las topologías derivadas del convertidor reductor.

En la tabla 3.1 se muestran todas las posible combinaciones con los dos tipos de rectificador de la salida retrasada. Sin embargo, en el caso de los convertidores que tienen en la salida principal un rectificador de doble onda no tiene mucho sentido utilizar una salida retrasada con un rectificador de media onda. Además, el transformador podría saturarse ya que la corriente demandada en el primario dejaría de ser simétrica.

### Convertidores sin aislamiento galvánico

Como vimos en el Capítulo 2, la salida retrasada también se puede conectar a la bobina de un convertidor sin aislamiento al estar ésta equilibrada en su balance “voltios-segundo”. Además, la tensión  $V_s$  resultaba ser igual al área de la parte positiva (o de la negativa) de la forma de onda de la tensión en dicha bobina (Fig. 3.2) dividida por la relación de transformación  $n_{SR}$ , es decir:

$$V_s = \frac{V_{Lp}}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_{Ln}}{n_{SR}} \cdot (1-d) \quad (3.12)$$

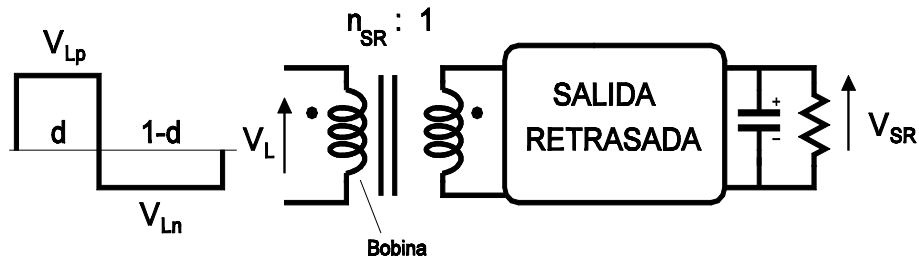


Fig. 3.2: bobina de un convertidor sin aislamiento galvánico con una salida retrasada acoplada.

donde  $V_{Lp}$  es el valor de la tensión positiva que se aplica sobre la bobina y  $V_{Ln}$  el valor de la tensión negativa.

Al igual que ocurre en los convertidores con aislamiento, el valor de  $V_S$  dependerá de la topología concreta del convertidor que se esté utilizando.

Por otra parte, en los convertidores sin aislamiento también podemos utilizar los dos tipos de salida retrasada, es decir, con rectificador de media onda o de onda completa. Por tanto, si queremos generalizar el estudio tendremos que utilizar de nuevo la variable TSR (tipo de salida retrasada) que tomará un valor igual a 1 en caso de tratarse del rectificador de media onda y 2 si se trata del de onda completa.

### Convertidor Reductor

La relación de transformación de un convertidor Reductor en MCC es simplemente:

$$M = \frac{V_p}{V_C} = d \quad (3.13)$$

Por otra parte, dadas las tensiones que aparecen en la bobina del convertidor se cumplirá:

$$V_S = \text{TSR} \cdot \frac{V_C - V_p}{n_{SR}} \cdot d = \text{TSR} \cdot \frac{V_p}{n_{SR}} \cdot (1 - d) \quad (3.14)$$

Tomando la parte derecha de la ecuación ya tenemos la tensión  $V_S$  expresada en función de la tensión de salida  $V_p$ . La expresión es similar a la obtenida para los convertidores del grupo del convertidor de Retroceso.

### Convertidor Elevador

En este caso, la relación de transformación  $M$  en MCC toma la forma:

$$M = \frac{V_p}{V_C} = \frac{1}{1-d} \quad (3.15)$$

En un convertidor Elevador tendremos en la bobina una tensión  $V_C$  durante un periodo de duración  $dT$  y una tensión  $V_p - V_C$  durante un periodo de duración  $(1-d)T$ . Por tanto, la tensión  $V_S$  será:

$$V_S = \text{TSR} \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = \text{TSR} \cdot \frac{V_p - V_C}{n_{SR}} \cdot (1-d) \quad (3.16)$$

Combinando (3.15) y (3.16), podemos obtener:

$$V_S = \text{TSR} \cdot \frac{V_p}{n_{SR}} \cdot d \cdot (1-d) \quad (3.17)$$

Vemos que en el convertidor Elevador, la expresión de  $V_S$  también depende del ciclo de trabajo, aunque en este caso, la relación es de segundo orden. Para ciclos de trabajo menores que 0,5,  $V_S$  aumenta al aumentar “d” y cuando el ciclo de trabajo es mayor que 0,5, la tensión  $V_S$  disminuye al aumentar “d”.

### Convertidor Reductor-Elevador

La expresión de  $M$  en MCC en este convertidor es similar a la del primer grupo visto (convertidor de Retroceso, etc.):



$$M = \frac{V_p}{V_C} = \frac{d}{1-d} \quad (3.18)$$

En la bobina de este convertidor tendremos un valor  $V_C$  durante el periodo  $dT$  y un valor  $V_p$  durante un periodo  $(1-d)T$ . Por tanto:

$$V_S = \text{TSR} \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = \text{TSR} \cdot \frac{V_p}{n_{SR}} \cdot (1-d) \quad (3.19)$$

Tomando la parte derecha de la ecuación ya tenemos expresado el valor de  $V_S$  en función de la tensión de salida  $V_p$ . Vemos que también en el convertidor Reductor-Elevador el valor de la fuente de tensión  $V_S$  depende del valor del ciclo de trabajo.

### 3.2 PROCESO DE DISEÑO DE UN CONVERTIDOR CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

Una vez obtenido el valor de  $V_S$  en función de la tensión de salida  $V_p$ , estamos en condiciones de abordar el diseño de un convertidor CA/CC con Reductor Activo de Armónicos (RA<sup>2</sup>).

Como hemos podido comprobar, existen una serie de relaciones comunes a cualquier convertidor con RA<sup>2</sup> y otras particulares que dependen de la topología del convertidor principal.

Independientemente de la topología principal, podemos calcular la potencia de entrada del convertidor en función de la tensión de entrada, del ángulo de conducción y del valor de la resistencia sin pérdidas  $R_{SP}$ , tal y como se vio en el capítulo anterior. Esa expresión (2.9) es la siguiente:

$$P_g = \frac{V_g^2}{2 \cdot \pi \cdot R_{SP}} \cdot (\phi_C - \sin \phi_C) \quad (3.20)$$

Otra ecuación fundamental es la que relaciona los valores de la tensión en el condensador  $V_C$ , el valor de pico de la tensión de entrada  $V_g$  y el valor de la fuente de tensión  $V_S$ :

$$V_C - V_S = V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \quad (3.21)$$

donde  $\phi_C$  es el ángulo de conducción de la corriente de entrada.

Estas dos ecuaciones son comunes a cualquier convertidor en el que se implemente un Reductor Activo de Armónicos, independientemente de la topología utilizada en el convertidor principal.

Además, para poder calcular los esfuerzos eléctricos en los puntos más importantes del convertidor, es necesario conocer el valor de la relación de transformación del convertidor principal  $M(d) = \frac{V_p}{V_C}$ , que por supuesto dependerá de la topología elegida en cada caso.

Por último, es necesario conocer el valor de la fuente de tensión  $V_S$  que dependerá del valor de  $V_C$  y del ciclo de trabajo (3.7). Como hemos visto anteriormente, la expresión de  $M(d)$  será la que relacione el valor de  $V_S$  con la tensión de salida del convertidor principal  $V_p$ .

Estas cuatro ecuaciones ((3.7), (3.20), (3.21) y  $M(d)$ ) son todas las necesarias para realizar el diseño de un convertidor con un RA<sup>2</sup>.

El punto de partida para realizar el diseño de un convertidor con Reductor Activo de Armónicos será siempre la elección del ángulo de conducción nominal del convertidor. No olvidemos que el objetivo final es conseguir que el contenido armónico de la corriente de entrada cumpla la norma IEC 1000-3-2. En el Capítulo 2 se ha estudiado minuciosamente el tipo de forma de onda que se obtiene con un RA<sup>2</sup> y se han obtenido los ángulos de conducción mínimos que son necesarios para cumplir la norma en sus diferentes clases. Por tanto, basta con elegir un ángulo suficientemente amplio como para poder asegurar el cumplimiento de la normativa.

Debemos recordar que la norma IEC 1000-3-2 sólo exige el cumplimiento de las especificaciones en un punto de funcionamiento concreto: a tensión nominal y potencia máxima. No es necesario cumplir la norma en el resto de puntos de funcionamiento y por tanto, el ángulo de conducción que debemos elegir es precisamente el correspondiente al punto de funcionamiento especificado.

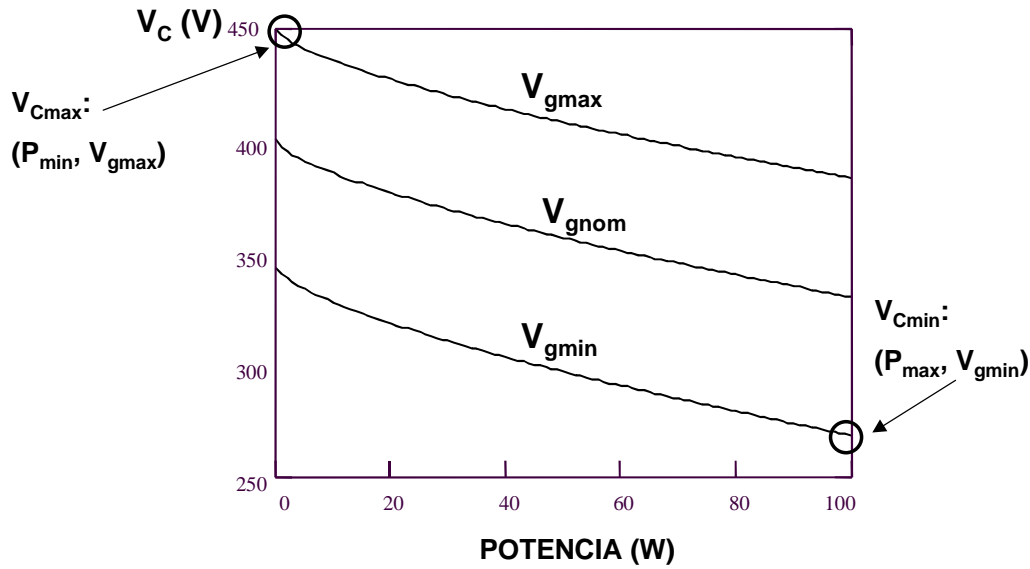
Utilizando ahora la fórmula (3.20), podemos calcular el valor de la Resistencia Sin Pérdidas necesaria:

$$R_{SP} = \frac{V_{gnom}^2}{2 \cdot \pi \cdot P_{max}} \cdot (\phi_{Cnom} - \sin \phi_{Cnom}) \quad (3.22)$$

donde  $V_{gnom}$  es la tensión de entrada nominal,  $P_{max}$  la potencia máxima especificada por el convertidor y  $\phi_{Cnom}$  el ángulo de conducción elegido para este punto de funcionamiento. Una vez calculada la  $R_{SP}$ , podemos conocer el ángulo de conducción de la corriente de entrada para cualquier punto de funcionamiento ( $P, V_g$ ) resolviendo (3.20).

El siguiente paso en el proceso de diseño consiste en elegir el valor de la fuente de tensión  $V_s$ , lo que en el fondo significa elegir el valor de las relaciones de transformación del devanado auxiliar de la salida retrasada ( $n_{SR}$ ) y del devanado de la salida principal ( $n$ ) en caso de que se trate de una topología con aislamiento galvánico. Debemos por tanto imponer una serie de condiciones a las ecuaciones de diseño para poder calcular dichos parámetros.

La clave para realizar un buen diseño está sin duda en conocer cómo va a comportarse la tensión en el condensador de almacenamiento  $V_C$ . No es necesario tener un conocimiento detallado de los valores que va a tomar dicha tensión en cada punto de funcionamiento, sino de cómo tiende a evolucionar cuando varían la potencia y la tensión de entrada. Esto no es evidente a priori y además, va a depender de la topología del convertidor principal, por lo que resulta complicado hacer una demostración analítica, con los datos que conocemos hasta ahora, que muestre el comportamiento de esta tensión. Sin embargo, es fundamental conocer su evolución para hacer un buen diseño. Por esta razón, adelantaremos ahora cómo son las curvas típicas que se obtienen y lo comprobaremos más adelante en los diferentes casos que se estudien.


 Fig. 3.3: evolución típica de la tensión en el condensador de almacenamiento en un convertidor con  $RA^2$ .

Como norma general, veremos que la tensión  $V_C$  disminuye al aumentar la potencia de entrada del convertidor y además, para el mismo valor de potencia la tensión  $V_C$  siempre es mayor cuanto mayor es la tensión de entrada del convertidor. La figura 3.3 muestra la evolución típica de la tensión en el condensador de almacenamiento en función de la potencia manejada y de la tensión de entrada  $V_g$ . Los puntos más importantes de la gráfica son probablemente los dos extremos, es decir, el punto de máxima tensión y el punto de mínima tensión. Nótese que la tensión máxima se alcanza en el punto correspondiente a la tensión de entrada máxima  $V_{gmax}$  y potencia mínima y el punto de menor tensión se da en condiciones de tensión de entrada mínima y potencia máxima.

Este comportamiento es fácil de comprender en las topologías que tienen un valor de  $V_S$  constante (Directo, Medio Puente, etc.). De (3.20) se deduce que el ángulo de conducción aumenta cuando la potencia aumenta y observando la ecuación (3.21) vemos que al disminuir el coseno del ángulo de conducción y mantenerse constante  $V_S$ , el resultado global es que la tensión en el condensador disminuye. En el resto de topologías, en las que el valor de  $V_S$  depende del ciclo de trabajo, este resultado no es evidente.

Por otra parte, no debemos olvidar que la tensión total en la salida retrasada  $V_{SR}$  no puede invertirse, ya que en el fondo, esta salida no es más que un convertidor derivado de la familia del Reductor y por tanto, la tensión  $V_{SR}$  puede llegar a anularse, pero nunca a invertirse.

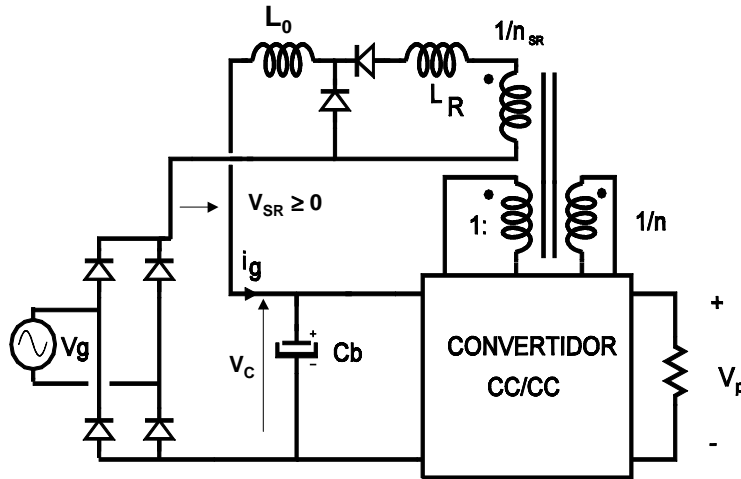


Fig. 3.4: esquema de tensiones de un convertidor con RA<sup>2</sup>. La tensión  $V_C$  es siempre mayor o igual que el valor de pico de la tensión de entrada.

De esto se deduce que la tensión en el condensador de almacenamiento  $V_C$  será siempre mayor, o en todo caso igual, que el valor de pico de la tensión de entrada (Fig. 3.4).

Supongamos que diseñamos un mismo convertidor con dos criterios distintos, de forma que para la misma potencia de entrada, las tensiones en el condensador tomen valores diferentes. La figura 3.5a muestra un punto de funcionamiento típico en el que la tensión en el condensador de almacenamiento  $V_C$  es mayor que el valor de pico de la tensión de entrada  $V_g$ . El valor  $V_C - V_s$  determina el momento en el que empiezan a conducir los diodos del puente rectificador de entrada y a partir de ese instante, la corriente de entrada deja de ser nula y su forma es la de un trozo de senoide. La figura 3.5b muestra simultáneamente la tensión total en la salida retrasada  $V_{SR}=V_C-V_g$  y la corriente de entrada. Por último, la figura 3.5c muestra la potencia instantánea manejada por la salida retrasada:

$$P_{SR}(t) = V_{SR}(t) \cdot i_g(t) = (V_C - V_g(t)) \cdot i_g(t) \quad (3.23)$$

Si integramos la expresión de esta potencia en un periodo de red, obtendremos el valor medio de la potencia que es procesada dos veces en un convertidor con RA<sup>2</sup>:

$$P_{SRmedia} = \frac{V_C \cdot V_g}{\pi \cdot R_{SP}} \cdot \left( 2 \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right) - \phi_C \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \right) - P_g \quad (3.24)$$

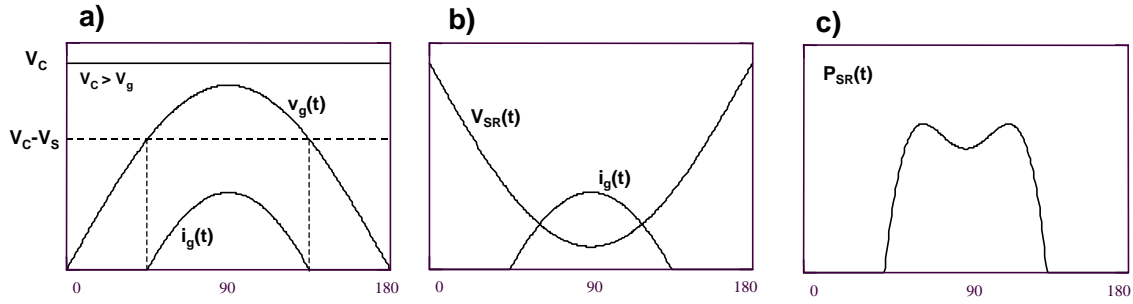


Fig. 3.5: caso típico ( $V_C > V_g$ ) a) formas de onda a la entrada del convertidor, b) corriente de entrada y tensión en bornes de la salida retrasada, c) potencia instantánea manejada por la salida retrasada.

Esta potencia es la que la salida retrasada está inyectando a la entrada del convertidor para conseguir reducir el contenido armónico de la corriente de entrada y por tanto, esta cantidad de energía será procesada de nuevo por el convertidor con la consiguiente penalización en el rendimiento global del sistema. Nótese que no toda la energía es procesada dos veces, sino que únicamente se recicla la energía que maneja la salida retrasada. Evidentemente, cuanto menos energía sea procesada dos veces, más elevado será el rendimiento del convertidor. En el proceso de diseño será fundamental tener en cuenta esto para conseguir minimizar la cantidad de energía reciclada y por tanto, penalizar lo menos posible el rendimiento.

A la vista de la ecuación (3.24), está claro que cuanto menor sea la tensión en el condensador de almacenamiento, menor será la potencia procesada dos veces. Dado que la tensión  $V_{SR}$  no se puede invertir, el mejor punto de funcionamiento será aquel en el que la tensión en el condensador es igual al valor de pico de la tensión de entrada ( $V_C = V_g$ ). La figura 3.6a muestra esta situación límite. En la figura 3.6b se puede observar la tensión total de la salida retrasada  $V_{SR}$  así como la corriente de entrada. Por último, la figura 3.6c muestra la potencia instantánea manejada por la salida retrasada. Como se puede observar, en el punto medio del periodo la potencia instantánea llega a anularse. Esto implica a la postre que su valor medio es menor que en el resto de casos.

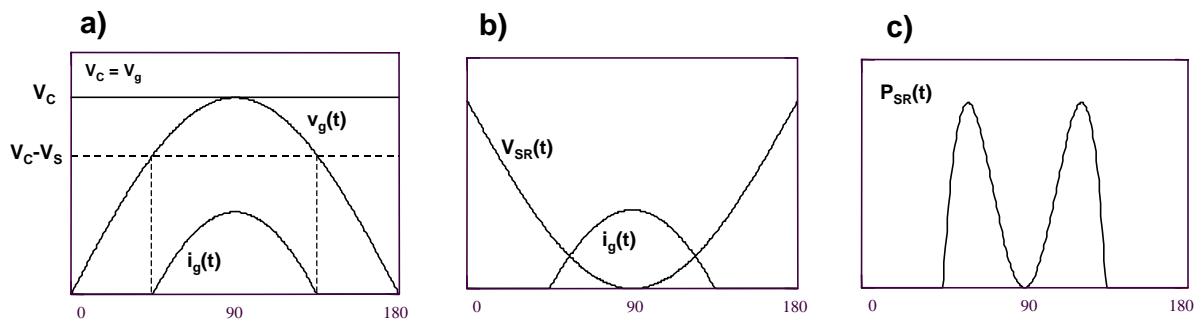


Fig. 3.6: caso límite ( $V_C = V_g$ ). a) formas de onda a la entrada del convertidor, b) corriente de entrada y tensión en bornes de la salida retrasada, c) potencia instantánea manejada por la salida retrasada.

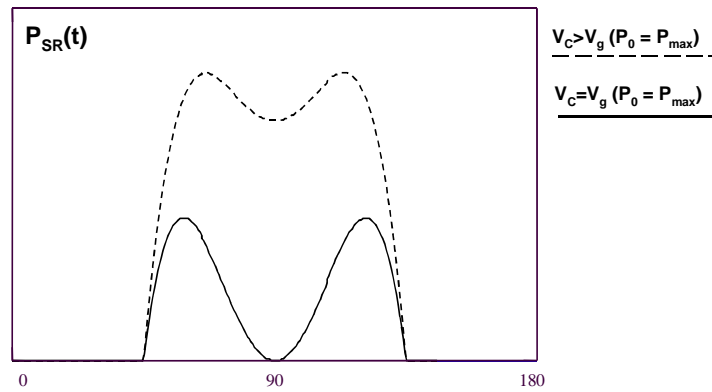


Fig. 3.7: comparación entre la potencia instantánea manejada por la salida retrasada en los dos casos estudiados anteriormente. La potencia manejada es menor cuando  $V_C = V_g$ .

La figura 3.7 muestra conjuntamente la potencia instantánea de los dos casos estudiados y como se puede comprobar, la mejor situación es claramente aquella en la que  $V_C = V_g$ . Nótese que el ángulo de conducción sólo depende de la tensión de entrada y de la potencia manejada y por tanto, la corriente de entrada es idéntica en ambos casos. En los dos ejemplos se está manejando la misma potencia total y ambos tienen la misma corriente de entrada. Sin embargo, el segundo caso recicla menos energía al tener una tensión más baja en el condensador. Por tanto, para optimizar el funcionamiento del convertidor es fundamental intentar mantener la tensión  $V_C$  lo más baja posible.

Una vez vista la situación límite, cabe preguntarse que es lo que ocurre cuando la tensión de entrada es menor que la que se ha tomado para optimizar el funcionamiento del RA<sup>2</sup>. Está claro que debido a la presencia de los diodos rectificadores en la salida retrasada, la tensión total  $V_{SR}$  no puede llegar a invertirse nunca, aunque si puede llegar a anularse. De esta forma, si la tensión en el condensador intentase ser menor que la tensión de entrada, al no ser posible que  $V_{SR}$  se haga negativa, esta tensión se anularía y por tanto, la tensión en el condensador de almacenamiento sería igual a la tensión de entrada.

Por tanto, vemos que idealmente la tensión  $V_C$  no puede ser menor que el valor de pico de la tensión de entrada  $V_g$ . Si el condensador de almacenamiento fuese infinito, la tensión  $V_C$  sería constante y no dependería de la potencia que esté manejando el convertidor. Además, el valor de  $V_C$  sería conocido ya que como hemos visto, sería igual a  $V_g$ . Sin embargo, en un convertidor real el condensador de almacenamiento tendrá un valor finito y por tanto, la tensión  $V_C$  no será constante sino que presentará un cierto rizado. De esta forma, en la práctica, la tensión del

condensador de almacenamiento puede llegar a ser menor que el valor de pico de la tensión de entrada. En ese caso, tendremos una situación análoga a la que se da en un filtro por condensador clásico. Cuando el valor instantáneo de  $v_g(t)$  supere el valor de  $V_C$ , la tensión del condensador seguirá a la de entrada y la corriente sólo estará limitada por los elementos parásitos del circuito, con lo que nos aparecerá un pico de corriente con una forma similar a la clásica forma de onda de un filtro por condensador, tal y como se muestra en la figura 3.8.

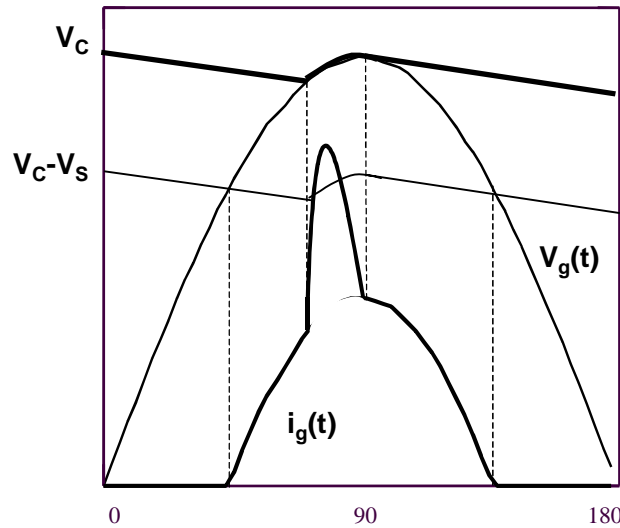


Fig. 3.8: funcionamiento anómalo del RA<sup>2</sup>. La tensión  $V_C$  llega a ser menor que la tensión de entrada y da lugar a un fuerte pico de corriente a la entrada del convertidor.

Generalmente, las especificaciones de los convertidores CA/CC detallan el rango de tensión de entrada en el que debe funcionar el convertidor, como por ejemplo: tensión universal (85V-265V), 230V±20%, etc. Por tanto, si queremos que el Reductor Activo de Armónicos funcione adecuadamente en todo el rango de tensión especificado y queremos minimizar la energía reciclada para penalizar lo menos posible el rendimiento, la mejor elección es hacer que la tensión  $V_C$  sea igual al valor de pico de la tensión de entrada en condiciones de potencia máxima y tensión de entrada mínima. De esta forma, sólo cuando la tensión de entrada es menor que la mínima especificada, el RA<sup>2</sup> deja de funcionar adecuadamente y además, con este criterio de diseño minimizamos todo lo posible la tensión extra que añadimos al condensador para todo el rango de tensiones de entrada.

En esta misma línea, podemos apurar aun más el diseño y hacer que el punto en el que la tensión en el condensador se iguale al valor de pico de la tensión de entrada sea el de potencia máxima y tensión de entrada nominal. De esta forma, el punto óptimo de funcionamiento es exactamente el único punto en el que la norma debe cumplirse, que por otra parte, es el nominal del convertidor.



Con este diseño, cuando la tensión de entrada sea menor que la nominal, el RA<sup>2</sup> tendrá un funcionamiento anómalo, aunque esto resultará indiferente de cara al cumplimiento de la norma IEC 1000-3-2 y, en esos casos, la tensión en el condensador de almacenamiento será igual al valor de pico de la tensión de entrada. De todas formas, la reducción que se consigue en la tensión  $V_C$  no es especialmente significativa y además, al ajustar tanto el diseño corremos el riesgo de que la tensión en el condensador caiga por debajo de la de entrada por culpa del rizado. Esto implicaría el mal funcionamiento del RA<sup>2</sup> y un incremento en el contenido armónico de la forma de onda.

Por tanto, el mejor diseño es claramente aquel que minimiza el reciclaje energético en el punto de tensión de entrada mínima y potencia máxima. De esta forma conseguimos que la tensión  $V_C$  se mantenga en promedio en valores bajos, que el RA<sup>2</sup> funcione en todo el rango de tensiones de entrada y además, garantizamos que el RA<sup>2</sup> funcione adecuadamente en el punto de trabajo nominal.

Una vez conocida la influencia de la tensión de entrada y de la potencia en la tensión del condensador de almacenamiento y las implicaciones que conlleva en el reciclaje de energía (o lo que es lo mismo, en el rendimiento del convertidor) podemos abordar la parte final del proceso de diseño y calcular los valores de  $n$  y  $n_{SR}$ .

Tomemos como ejemplo, el caso en el que el punto óptimo de funcionamiento es el de tensión mínima y potencia máxima. En este caso tendremos:

$$V_{Cmin} = V_{gmin} \quad (3.25)$$

En estas condiciones, el ciclo de trabajo del convertidor será el máximo ( $d_{max}$ ). En general, fijaremos nosotros el valor de  $d_{max}$  para asegurar que el convertidor funcione adecuadamente en todas las situaciones posibles. Hay que tener en cuenta que la mayoría de reguladores PWM comerciales tiene ciertas limitaciones que impiden trabajar con ciclos de trabajo muy extremos.

Fijado el ciclo de trabajo máximo, podemos calcular el valor de “ $n$ ” utilizando la expresión de la relación de transformación del convertidor ( $M$ ). Genéricamente, podríamos expresarlo de la siguiente forma:

$$V_p = \frac{V_{Cmin}}{n} \cdot f(d_{max}) \quad (3.26)$$

donde  $f(d_{max})$  dependerá de la topología utilizada. Nótese que si el convertidor no tiene aislamiento galvánico, “n” está fijado y es igual a la unidad y por tanto, el valor del ciclo de trabajo máximo está predeterminado.

Por último, para calcular el valor de “n<sub>SR</sub>” podemos utilizar las expresiones halladas en el apartado anterior, que relacionan la tensión V<sub>S</sub> con la tensión de salida V<sub>p</sub> y en su caso, con el ciclo de trabajo. A partir de (3.21) obtenemos:

$$V_{Smin} = V_{gmin} \cdot \left( 1 - \cos\left(\frac{\phi_{Cmax}}{2}\right) \right) \quad (3.27)$$

donde  $\phi_{Cmax}$  es el ángulo de conducción en condiciones de potencia máxima y tensión de entrada mínima. Como ya hemos explicado, este valor podemos calcularlo utilizando la expresión (3.20) una vez calculado el valor de la Resistencia Sin Perdidas R<sub>SP</sub>.

Genéricamente, podemos expresar el valor de V<sub>Smin</sub> como:

$$V_{Smin} = TSR \cdot \frac{V_p}{n_{SR}} \cdot f_1(d_{max}) \quad (3.28)$$

donde  $f_1(d)$  depende de la topología utilizada. Combinando (3.27) y (3.28) podemos despejar el valor de n<sub>SR</sub>, que es el último parámetro que nos faltaba por conocer para poder calcular los esfuerzos eléctricos en todos los elementos del convertidor.

El proceso para realizar cualquier otro tipo de diseño será similar a éste. Una vez decidido el ángulo de conducción nominal, sólo resta fijar las condiciones deseadas en cada caso para poder calcular los valores de n y n<sub>SR</sub>.

En los siguientes apartados, estudiaremos diferentes posibilidades de diseño aplicadas a diversos tipos de topologías.

### 3.2.1 DEMOSTRACIÓN ANÁLITICA DE LA DEPENDENCIA DE LA TENSIÓN EN EL CONDENSADOR DE ALMACENAMIENTO RESPECTO DE LA POTENCIA

En el apartado anterior hemos adelantado cómo evoluciona la tensión en el condensador de almacenamiento cuando varían la potencia de entrada y la tensión de entrada. Es posible demostrar matemáticamente que para una tensión de entrada cualquiera, la tensión en el condensador disminuye cuando aumenta la potencia. La demostración la haremos suponiendo que el convertidor opera en MCC. Además, utilizaremos las expresiones correspondientes a una salida retrasada con un rectificador de media onda.

Supongamos un punto de funcionamiento al que denominaremos A, con un cierto consumo de potencia y con una forma de onda de corriente de entrada cuyo ángulo de conducción es  $\phi_{CA}$ . Utilizando (3.21) se cumplirá:

$$V_{CA} = V_{SA} + V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_{CA}}{2}\right) \quad (3.29)$$

Podemos expresar el valor de  $V_S$  en función de la tensión en el condensador como:

$$V_{SA} = \frac{V_{CA}}{n_{SR}} \cdot d_A \quad (3.30)$$

y por tanto, combinando (3.29) y (3.30) tenemos:

$$V_{CA} = \frac{V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_{CA}}{2}\right)}{1 - \frac{d_A}{n_{SR}}} \quad (3.31)$$

Supongamos otro punto de funcionamiento B, con un consumo de potencia mayor que en el caso anterior y por tanto, con un ángulo de conducción de valor  $\phi_{CB} > \phi_{CA}$ . De esta forma, tenemos:

$$V_{CB} = \frac{V_{CB}}{n_{SR}} \cdot d_B + V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_{CB}}{2}\right) \quad (3.32)$$

Despejando  $V_{CB}$  obtenemos:

$$V_{CB} = \frac{V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_{CB}}{2}\right)}{1 - \frac{d_B}{n_{SR}}} \quad (3.33)$$

Por otra parte, podemos relacionar la tensión de salida con la tensión en el condensador de almacenamiento de una forma genérica de la siguiente forma:

$$V_p = \frac{V_C}{n} \cdot f(d) \quad (3.34)$$

donde  $n$  es la relación de transformación del transformador (si el convertidor no tiene aislamiento galvánico  $n=1$ ) y  $f(d)$  es una función del ciclo de trabajo que depende de cada tipo de convertidor. Sin embargo, en todos los convertidores (salvo en el convertidor en medio puente con control complementario) se cumple lo siguiente:

$$f'(d) > 0 \quad (3.35)$$

es decir, es una función creciente y por tanto, al aumentar el ciclo de trabajo aumenta también la tensión de salida.

A partir de (3.34) podemos escribir:

$$V_p = \frac{V_{CA}}{n} \cdot f(d_A) \quad (3.36)$$

y

$$V_p = \frac{V_{CB}}{n} \cdot f(d_B) \quad (3.37)$$

Combinando (3.36) y (3.37) obtenemos:

$$V_{CA} \cdot f(d_A) = V_{CB} \cdot f(d_B) \quad (3.38)$$

Supongamos ahora que la tensión en el condensador en el punto B es mayor que la tensión en el condensador en el punto A:  $V_{CB} > V_{CA}$ . En ese caso, según (3.38) tenemos que  $f(d_B) < f(d_A)$  y teniendo en cuenta (3.35), se cumplirá que  $d_B < d_A$ .

A partir de (3.30), (3.33) y (3.38), tenemos:

$$\frac{V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_{CA}}{2}\right)}{1 - \frac{d_A}{n_{SR}}} \cdot f(d_A) = \frac{V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_{CB}}{2}\right)}{1 - \frac{d_B}{n_{SR}}} \cdot f(d_B) \quad (3.39)$$

Dado que  $f(d_B) < f(d_A)$ , llamaremos  $K_1$  a una constante tal que:

$$f(d_A) = K_1 \cdot f(d_B) \quad (3.40)$$

siendo siempre  $K_1 > 1$ .

Por otra parte, al ser  $d_B < d_A$  tenemos que:

$$1 - \frac{d_A}{n_{SR}} < 1 - \frac{d_B}{n_{SR}} \quad (3.41)$$

Llamaremos  $K_2$  a una constante tal que:

$$1 - \frac{d_B}{n_{SR}} = K_2 \cdot \left(1 - \frac{d_A}{n_{SR}}\right) \quad (3.42)$$

siendo siempre  $K_2 > 1$ .

Sustituyendo (3.40) y (3.42) en (3.39), tendríamos que:

$$K_1 = \frac{\cos\left(\frac{\phi_{CB}}{2}\right)}{K_2 \cdot \cos\left(\frac{\phi_{CA}}{2}\right)} \quad (3.43)$$

Esto es imposible ya que  $K_1 > 1$ ,  $K_2 > 1$  y  $\cos(\phi_{CB}/2) < \cos(\phi_{CA}/2)$ . Por tanto, la suposición inicial de que  $V_{CB} > V_{CA}$  es falsa.

Con esto queda demostrado que para un mismo valor de tensión de entrada y siempre que se mantenga el modo de conducción de la salida principal, la tensión en el condensador de almacenamiento disminuye siempre al aumentar la potencia.

Del mismo modo, siguiendo un proceso similar podemos demostrar que para una misma potencia, la tensión en el condensador de almacenamiento es siempre más elevada cuanto más elevada es la tensión de entrada.

Supongamos de nuevo dos puntos de funcionamiento A y B que en este caso comparten el mismo valor de potencia manejada. Sin embargo, las tensiones de entrada son distintas. Pongamos por ejemplo que  $V_{gA} > V_{gB}$  y por tanto, a partir de (3.20) podemos deducir que  $\phi_{CB} > \phi_{CA}$ . En este caso, podemos decir que:

$$V_{gA} \cdot \cos\left(\frac{\phi_{CA}}{2}\right) > V_{gB} \cdot \cos\left(\frac{\phi_{CB}}{2}\right) \quad (3.44)$$

y podremos escribir que:

$$V_{gA} \cdot \cos\left(\frac{\phi_{CA}}{2}\right) = K_3 \cdot V_{gB} \cdot \cos\left(\frac{\phi_{CB}}{2}\right) \quad (3.45)$$

donde  $K_3$  es una constante tal que  $K_3 > 1$ .

Si suponemos de nuevo que  $V_{CB} > V_{CA}$  también se cumplirán (3.40) y (3.42) puesto que  $d_B$  será menor que  $d_A$ . Por tanto, sustituyendo (3.40), (3.42) y (3.45) en la expresión (3.39), obtenemos:

$$K_3 \cdot K_1 = \frac{1}{K_2} \quad (3.46)$$

Teniendo en cuenta que todas las constantes son mayores que la unidad, podemos concluir que la suposición hecha inicialmente es falsa. Por tanto, es imposible que  $V_{CB} > V_{CA}$ .

Esto demuestra que a igualdad de potencia, la tensión en el condensador de almacenamiento es siempre más elevada cuanto más elevada es la tensión de entrada, siempre y cuando se mantenga el modo de conducción de la salida principal.

### **3.3 ESTUDIO ESTÁTICO DEL CONVERTIDOR DE RETROCESO CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS**

Una vez adquiridos todos los conocimientos básicos sobre el funcionamiento del Reductor Activo de Armónicos, podemos proceder a estudiar con detenimiento cada uno de los tipos básicos de convertidores vistos en el apartado anterior.

Comenzaremos por estudiar los convertidores pertenecientes al primer grupo (de Retroceso (*Flyback*), Cuk, SEPIC, etc.). En concreto, estudiaremos detalladamente el comportamiento estático de un convertidor de Retroceso con RA<sup>2</sup> [81, 84, 95, 96]. Para ello utilizaremos dos ejemplos de diseño distintos: uno de ellos será de baja potencia (12W) y utilizará un Reductor Activo de Armónicos basado en un rectificador de media onda. El otro será un convertidor de potencia media (100W) y utilizará un RA<sup>2</sup> basado en un rectificador de onda completa.

#### **3.3.1 CONVERTIDOR DE RETROCESO DE BAJA POTENCIA CON RA<sup>2</sup> BASADO EN UN RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA**

Las especificaciones del primer convertidor son las siguientes:

- Tensión mínima de entrada: 190 V.
- Tensión nominal de entrada: 230 V.
- Tensión máxima de entrada: 265 V.
- Tensión de salida: 5 V.
- Potencia máxima: 12 W.
- Debe cumplir la norma IEC 1000-3-2 sobre armónicos de baja frecuencia.

Como se puede observar, se trata de un convertidor de muy baja potencia (tan sólo 12 W), con una tensión de salida relativamente baja y que debe funcionar en el rango europeo de tensiones. Nótese que la norma IEC 1000-3-2 es aplicable únicamente para potencias superiores a 75 W por lo que este convertidor en principio no tendría obligación de cumplirla. Sin embargo, el convertidor irá colocado en un armario en el que estarán funcionando 50 convertidores de este tipo simultáneamente (Fig. 3.9) y por tanto, el conjunto del armario sí debe cumplir la norma. Para conseguir que el conjunto del sistema tenga un contenido armónico adecuado, una de las posibles soluciones es hacer que cada convertidor cumpla individualmente la norma.

Por otra parte, el rendimiento es muy importante en esta aplicación por lo que parece indispensable el uso de rectificación síncrona en la etapa de salida del convertidor, sobre todo teniendo en cuenta el valor de la tensión de salida. Además, parece evidente el uso de rectificación síncrona autoexcitada (RSA) ya que una potencia tan baja no justificaría otro sistema [102, 106]. Esto condiciona fuertemente la elección de la topología, fundamentalmente por dos motivos:

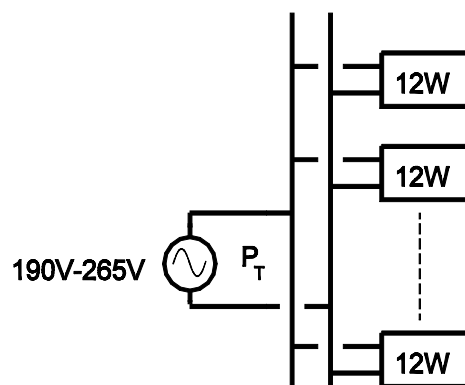


Fig. 3.9: esquema del sistema de distribución energética en un prototipo de central telefónica.



En primer lugar, cuando se utiliza la RSA, el modo de conducción discontinuo no existe en el convertidor ya que los MOSFET son dispositivos bidireccionales y la corriente, cuando llega a un valor nulo, en vez de extinguirse definitivamente se invierte (Fig. 3.10) pues el canal del MOSFET permanece abierto al estar autoexcitado. Esto descarta el uso de las topologías que cuando operan en MCC hacen que se incremente excesivamente la tensión en el condensador de almacenamiento [57, 59].

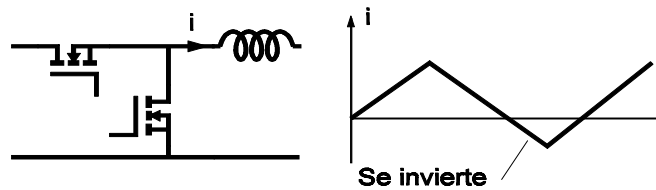


Fig. 3.10: corriente que circula a través de la bobina en un convertidor con rectificación síncrona autoexcitada. La corriente se invierte en vez de anularse. Falso MCD.

Además, el uso de RSA implica casi de forma inmediata el uso de transformadores planos ya que es importantísimo tener un buen acoplamiento entre los devanados del transformador para poder tener unas formas de onda limpias en el secundario y de esta forma, poder manejar adecuadamente los rectificadores. Dada la limitación en el número de capas de los transformadores planos y por tanto, en el máximo número de espiras, es interesante que la topología sea lo más sencilla posible.

Teniendo en cuenta estas premisas, una buena opción es utilizar el RA<sup>2</sup> basado en el rectificador de media onda, ya que haciendo una serie de transformaciones en el circuito, es posible llegar a un esquema realmente sencillo. La figura 3.11 detalla los pasos a seguir para transformar el esquema básico de un Reductor Activo de Armónicos basado en un rectificador de media onda en un circuito que aprovecha el propio devanado del primario del transformador para conectar el RA<sup>2</sup>. De esta forma, no es necesario el uso de devanados auxiliares y se minimiza el número de capas necesarias para construir el transformador. Esto puede resultar crítico cuando el transformador está integrado en la propia placa de circuito impreso.

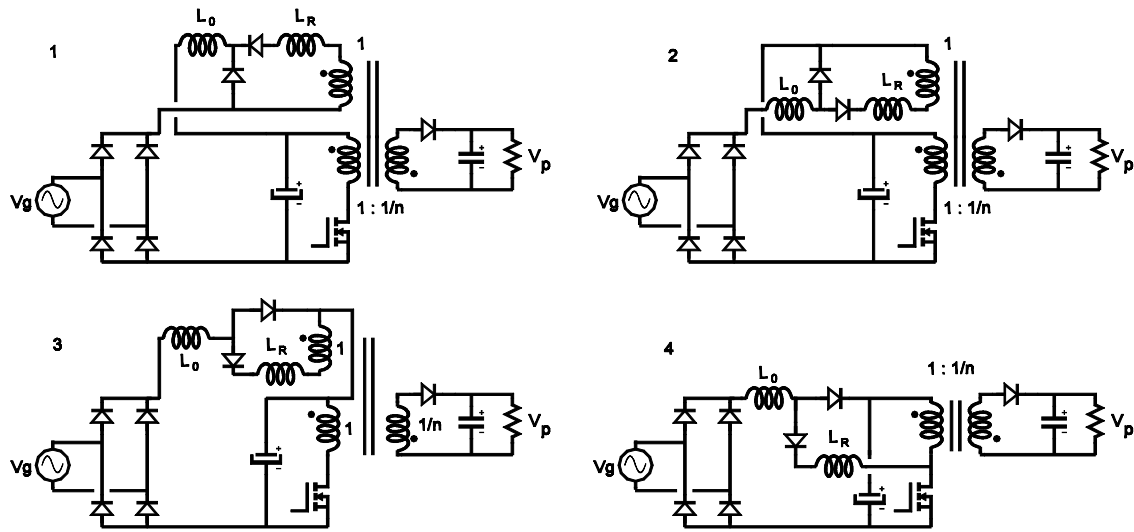


Fig. 3.11: Pasos a seguir para transformar el esquema básico del convertidor de Retroceso con RA<sup>2</sup> con un devanado específico para la salida retrasada en el esquema simplificado que aprovecha el propio devanado del primario para conectar el RA<sup>2</sup>.

Sin embargo, el hecho de simplificar el esquema también nos reduce los grados de libertad a la hora de diseñar el convertidor, ya que nos impone como condición que la relación de transformación de la salida retrasada sea igual a la unidad ( $n_{SR} = 1$ ). Por lo demás, el proceso de diseño es similar al explicado anteriormente.

En primer lugar, se elige un ángulo de conducción suficientemente amplio como para cumplir la norma. En principio, supondremos que el equipo se clasifica como clase A o como clase D, es decir, no se trata de un equipo portátil ni de un accionador de motores. En este caso, un ángulo de conducción en torno a 80° o 90° en condiciones nominales establece una buena relación de compromiso entre cantidad de energía reciclada (y por tanto, rendimiento) y contenido armónico de la corriente de entrada.

Tomando,  $P_{max} = 12W$  y sustituyendo en (3.22) obtenemos el valor de la Resistencia Sin Pérdidas. En este caso:

$$R_{SP} = 686,5\Omega \quad (3.47)$$

Una vez hallado este valor, el cálculo de la inductancia retrasadora es inmediato. Al tratarse de una salida retrasada basada en un rectificador de media onda, el valor de  $L_R$  resulta ser:

$$L_R = \frac{R_{SP}}{f} = \frac{686,5}{10^5} = 6,86\text{mH} \quad (3.48)$$

En general, supondremos siempre que la frecuencia de conmutación es de 100 kHz.

Para obtener el valor de la inductancia del filtro de salida del RA<sup>2</sup> tomaremos un factor de proporcionalidad respecto a la  $L_R$  de cuatro, con lo que tenemos:

$$L_0 = 4 \cdot L_R = 27\text{mH} \quad (3.49)$$

Teniendo en cuenta que el valor de  $n_{SR}$  estaba decidido de antemano, ya hemos calculado todos los elementos correspondientes a la salida retrasada.

En este punto, estamos en condiciones de conocer el valor del ángulo de conducción para cualquier valor de potencia y tensión de entrada. La figura 3.12 muestra la evolución del ángulo de conducción desde un valor de potencia nulo hasta la potencia máxima para diferentes valores de tensión de entrada. El valor máximo de  $\phi_C$  se obtiene en condiciones de potencia máxima y tensión de entrada mínima. En este caso:

$$\phi_{Cmax} = 103,6^\circ \quad (3.50)$$

El hecho de imponer el valor de la relación de transformación del devanado de la salida retrasada implica que el valor del ciclo de trabajo máximo está también determinado. Si diseñamos de modo que el punto de mínimo reciclaje energético sea el correspondiente a las condiciones de tensión de entrada mínima y potencia máxima, combinando (3.27) y (3.28) obtenemos:

$$d_{max} = 1 - \cos\left(\frac{\phi_{Cmax}}{2}\right) = 0,382 \quad (3.51)$$

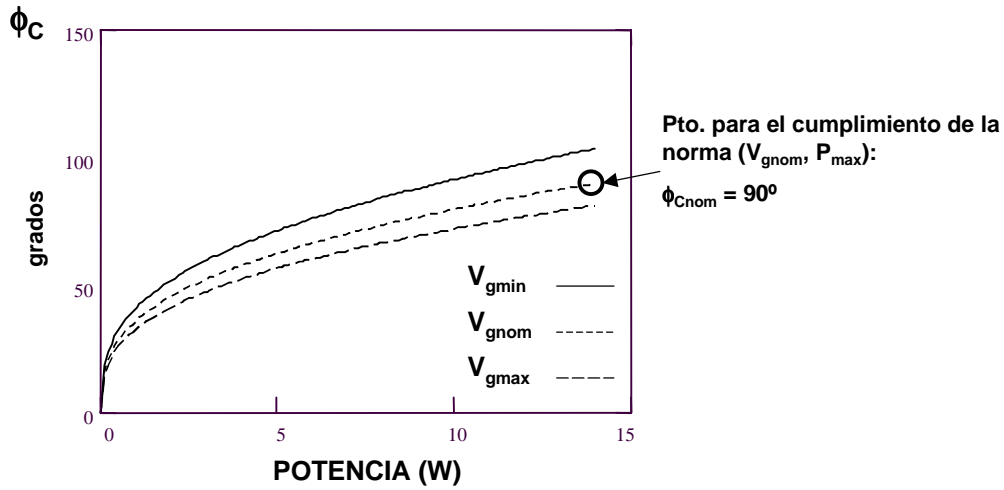


Fig. 3.12: ángulo de conducción en función de la potencia y de la tensión de entrada.

Conocido este valor, sólo resta calcular el valor de la relación de transformación del devanado de la salida principal ( $n$ ). Teniendo en cuenta la expresión de la tensión de salida de un convertidor de Retroceso, obtenemos:

$$V_p = \frac{V_C}{n} \cdot \frac{d}{1-d} \quad (3.52)$$

Además, en este caso tenemos que  $V_C = V_{gmin}$  y por tanto, el cálculo de “ $n$ ” es inmediato:

$$n = \frac{V_C}{V_p} \cdot \frac{d_{max}}{1-d_{max}} = 33,17 \quad (3.53)$$

Con esto, hemos calculado todas las variables de diseño del convertidor y podemos por tanto resolver las ecuaciones estáticas del mismo y calcular los esfuerzos eléctricos en todos los elementos del circuito. En este caso, las ecuaciones a resolver son las siguientes:

$$V_C - V_S = V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \quad (3.54)$$

$$V_p = \frac{V_C}{n} \cdot \frac{d}{1-d} \quad (3.55)$$

$$V_S = \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d \quad (3.56)$$

Nótese que para poder resolver este sistema de ecuaciones es necesario conocer el ángulo de conducción  $\phi_C$  de cada punto de funcionamiento. Esto supone en el fondo, resolver la ecuación (3.20) para poder obtener el valor de dicho ángulo.

Al estar implicadas en el sistema las ecuaciones (3.20) y (3.54), no es posible obtener una solución explícita de las incógnitas ( $d$ ,  $V_S$  y  $V_C$ ) por lo que es necesario recurrir a un programa matemático para resolverlas. En la figura 3.13 se muestra la evolución del ciclo de trabajo (3.13a) y de la tensión  $V_S$  (3.13b) con la potencia para diferentes tensiones de entrada (máxima, mínima y nominal). Como se puede apreciar, el valor de  $V_S$  cambia en función del punto de trabajo, lo que en el fondo ya sabíamos puesto que el valor de  $V_S$  depende del ciclo de trabajo. En concreto, vemos cómo el valor de la fuente de tensión disminuye al aumentar la potencia y también al disminuir el valor de la tensión de entrada.

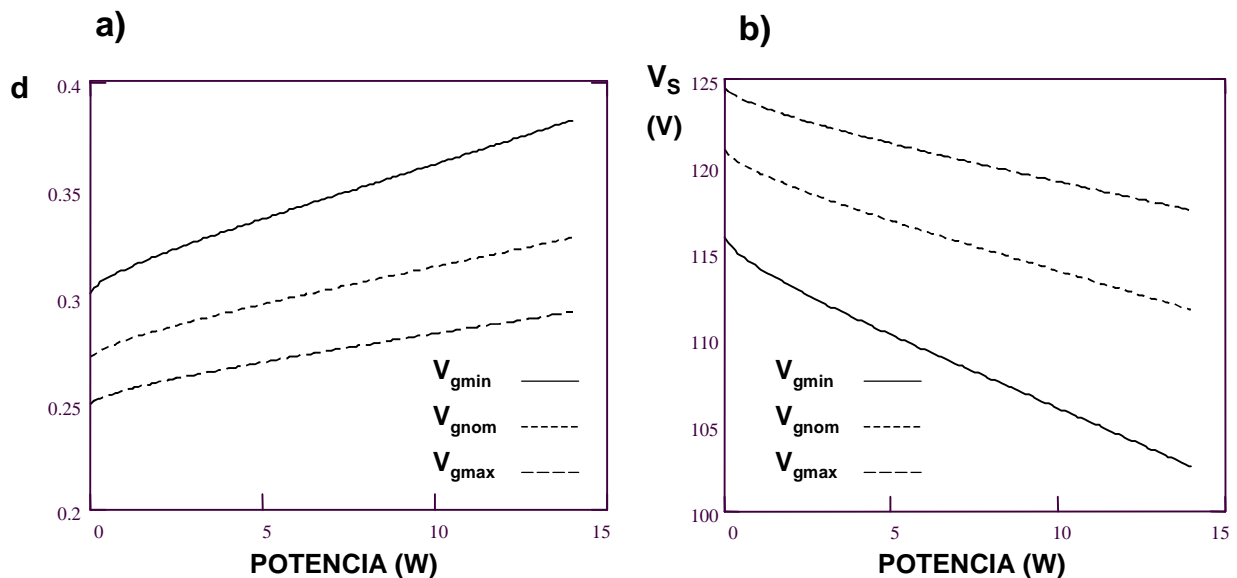


Fig. 3.13: a) evolución del ciclo de trabajo en función de la potencia y de la tensión de entrada, b) evolución de la tensión  $V_S$  en función de los mismos parámetros.

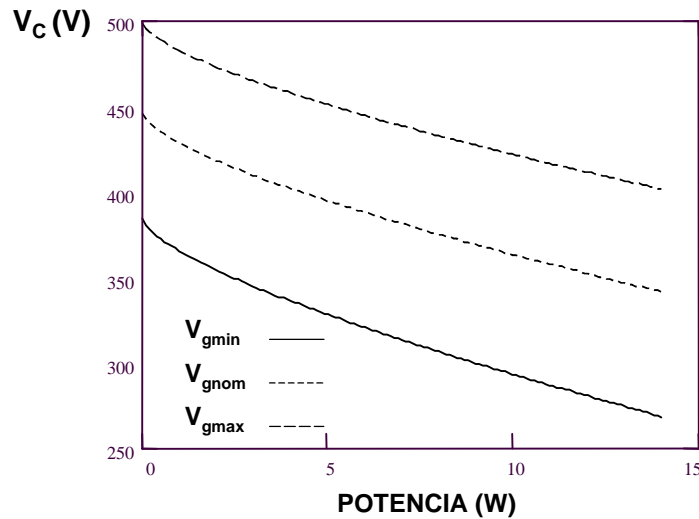


Fig. 3.14: evolución de la tensión en el condensador de almacenamiento en función de la potencia y de la tensión de entrada.

El resultado más interesante es sin duda la evolución de la tensión en el condensador de almacenamiento ( $V_C$ ), ya que a partir de ella es posible obtener todos los esfuerzos eléctricos en los semiconductores del convertidor. La figura 3.14 muestra la evolución de dicha tensión en función de la potencia y de la tensión de entrada. En ella podemos comprobar que lo demostrado en el apartado anterior es cierto. La tensión  $V_C$  disminuye al aumentar la potencia y también, al disminuir la tensión de entrada. Así, la máxima tensión se alcanza en condiciones de potencia mínima y tensión de entrada máxima. Por el contrario, el valor mínimo de tensión se alcanza cuando el convertidor trabaja con la tensión de entrada más baja y la máxima potencia. Además, podemos observar como en este punto la tensión en el condensador de almacenamiento es igual al valor de pico de la tensión de entrada ( $V_{gmin}$ ), tal y como habíamos impuesto en las condiciones de diseño.

El punto más importante es probablemente el de máxima tensión, ya que este dato es necesario para seleccionar adecuadamente el condensador electrolítico de almacenamiento. Como se puede observar, el incremento de tensión respecto al valor de pico de la tensión de entrada no es excesivo. La máxima tensión que se alcanza es de 490 V, siendo en este caso 375 V el valor de pico de la tensión de entrada. Como podemos comprobar, el incremento máximo es tan sólo de 115 V. Sin embargo, esto resulta crítico en el diseño físico del convertidor debido a un hecho coyuntural: la máxima tensión que puede soportar un condensador electrolítico comercial es en la actualidad de 450 V, por lo que si la tensión máxima en el condensador supera este valor, es

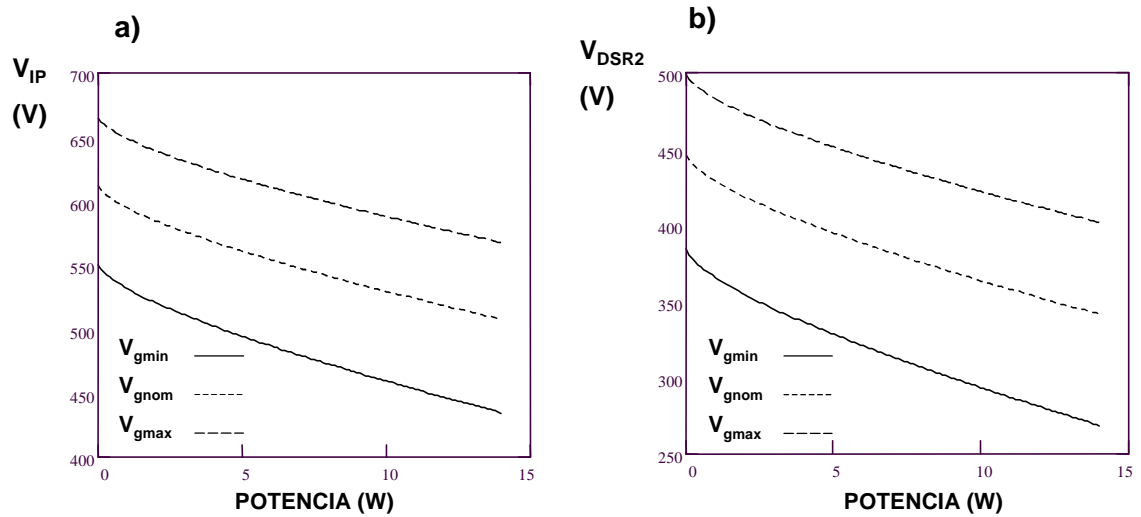


Fig. 3.15: a) tensión que soporta el interruptor principal del convertidor de Retroceso, b) tensión que soporta el diodo de libre circulación de la salida retrasada.

necesario utilizar dos condensadores en serie de 250 V o de 350 V, con el consiguiente aumento de tamaño y de coste en el convertidor.

Conocidos los valores que toma  $V_C$ , el cálculo del resto de tensiones del circuito es inmediato. La tensión en el interruptor principal del convertidor de Retroceso (Fig. 3.15a) se obtiene de la siguiente expresión:

$$V_{IP} = V_C + V_p \cdot n \quad (3.57)$$

En este caso, el valor máximo es del orden de 650 V, por lo que debemos recurrir a un interruptor de 800 V para tener un margen de seguridad suficiente.

También resulta interesante obtener las expresiones de las tensiones en los diodos de la salida retrasada. En el diodo rectificador  $D_{SR1}$ , el valor de la tensión no depende del punto de trabajo. En este caso:

$$V_{DSR1} = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}} = 165,8V \quad (3.58)$$

Sin embargo, en el diodo de libre circulación  $D_{SR2}$  la tensión depende del valor de la tensión en el condensador de almacenamiento (Fig. 3.15b):

$$V_{DSR2} = \frac{V_C}{n_{SR}} \quad (3.59)$$

En este caso, al ser  $n_{SR}=1$ , la tensión que soporta el diodo de libre circulación es igual a la tensión en el condensador. Nótese que estos diodos trabajan a frecuencia de conmutación, por lo que deberán ser diodos bastante rápidos, típicamente diodos *ultrafast*.

En este convertidor también es muy importante calcular las tensiones que aparecen en el secundario ya que al utilizar rectificación síncrona autoexcitada, es fundamental mantener los valores de la tensión en la puerta de los MOSFET dentro de valores admisibles. No deben ser valores excesivamente altos para no superar el valor máximo admisible en la puerta, pero tampoco pueden ser demasiado bajos, ya que el interruptor podría llegar a no cerrarse adecuadamente, con lo que la resistencia en conducción sería muy elevada.

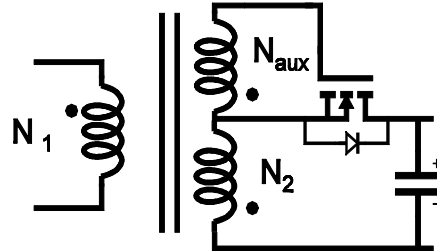


Fig. 3.16: esquema de los devanados del transformador del convertidor de Retroceso con RA<sup>2</sup>.

En este prototipo se recurrió a un devanado auxiliar para manejar el rectificador síncrono, tal y como se muestra en la figura 3.16. Si hacemos que el devanado auxiliar tenga el mismo número de vueltas que el secundario ( $N_{aux}=N_2$ ), la tensión inversa que soportará la puerta del MOSFET será:

$$V_{GS} = \frac{V_C}{n_{aux}} = \frac{V_C}{n} \quad (3.60)$$

donde  $n_{aux}$  es la relación de transformación del devanado auxiliar, que en este caso es igual a la relación de transformación de la salida principal ( $n$ ). La figura 3.17 muestra la evolución de



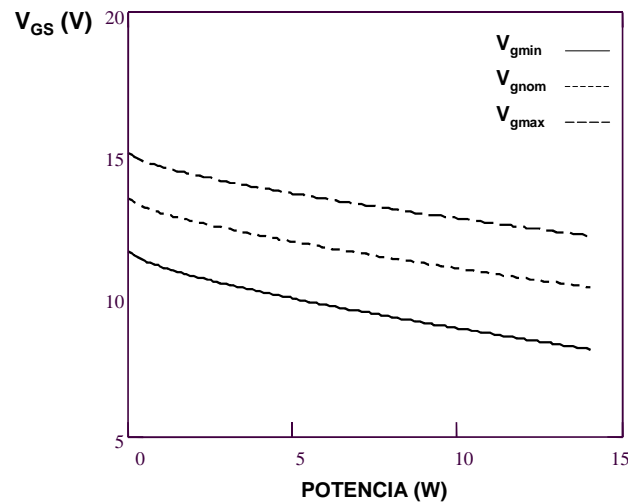


Fig. 3.17: evolución de la tensión en la puerta del rectificador síncrono en función de la potencia y de la tensión de entrada.

$V_{GS}$  en función de la potencia y de la tensión de entrada. Como se puede comprobar, el valor de la tensión en el peor caso es del orden de 15 V, que es un valor perfectamente admisible para un gran número de MOSFETs. Por otra parte, la tensión positiva que verá la puerta es igual a la tensión de salida del convertidor, que en este caso es de 5V. Este valor no es demasiado elevado, pero en la actualidad existen MOSFET comerciales que son capaces de excitarse con tensiones de puerta de este orden.

También resulta interesante calcular el valor de las corrientes que circulan por el convertidor. En primer lugar, calcularemos el valor de pico de la corriente de entrada. Así, combinándolo con el ángulo de conducción podremos obtener la forma de onda de dicha corriente. La expresión de la corriente de pico es la siguiente:

$$I_{pico} = \frac{V_g + V_S - V_C}{R_{SP}} = \frac{V_g + V_C \cdot \left( \frac{d}{n_{SR}} - 1 \right)}{R_{SP}} \quad (3.61)$$

Con las ecuaciones anteriores hemos obtenido los valores de  $V_C$  y del ciclo de trabajo en función de la potencia y de la tensión de entrada, con lo que podremos resolver esta ecuación y obtener el valor de la corriente de pico. La figura 3.18 muestra la evolución del valor de pico de la corriente de entrada en función de la potencia y de la tensión de entrada.

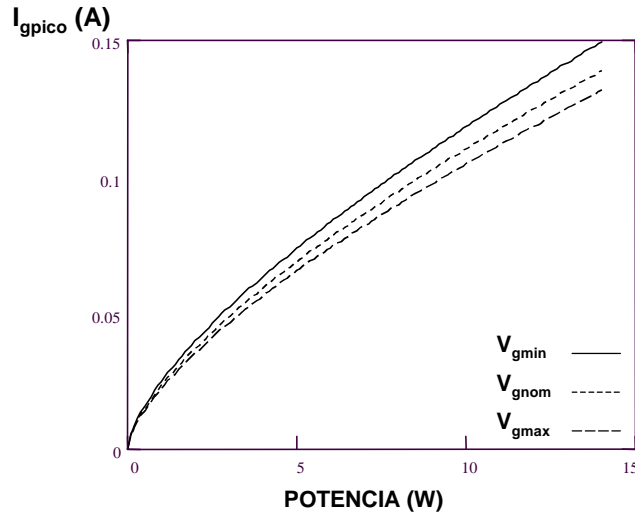


Fig. 3.18: evolución del valor de pico de la corriente de entrada (despreciando el rizado de alta frecuencia).

Utilizando además los datos de la figura 3.12, es posible dibujar la forma de onda de la corriente de entrada del convertidor. La figura 3.19a muestra las formas de onda de dos puntos de trabajo distintos: en el primero de ellos, la tensión de entrada es la nominal y la potencia manejada la máxima. En el otro punto, la tensión de entrada es la misma pero la carga es la mitad. Como se puede comprobar, el ángulo de conducción disminuye al disminuir la carga, al igual que el valor de pico de la corriente de entrada. En la figura 3.19b se muestran también dos puntos de trabajo, en este caso con el mismo valor de potencia (la máxima) pero con distinto valor de tensión de entrada. Vemos que al disminuir la tensión de entrada, el ángulo de conducción aumenta, al igual que el valor de pico de la corriente.

Nótese que la corriente que circula por la salida retrasada es una corriente adicional que debe manejar el interruptor principal ya que esta corriente se verá reflejada en el primario.

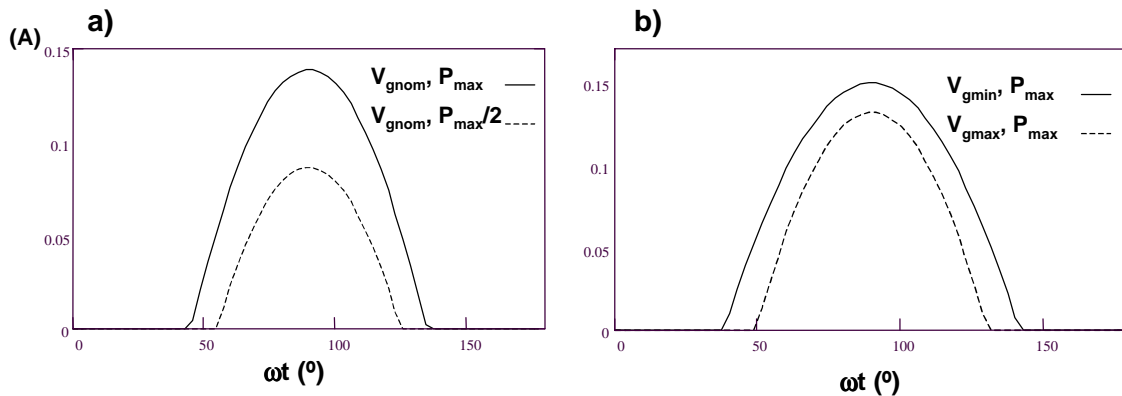


Fig. 3.19: corriente de entrada del convertidor en distintos puntos de funcionamiento. a)  $V_{gnom}, P_{max}$  y  $V_{gnom}, P_{max}/2$ , b)  $V_{gmin}, P_{max}$  y  $V_{gmax}, P_{max}$ .

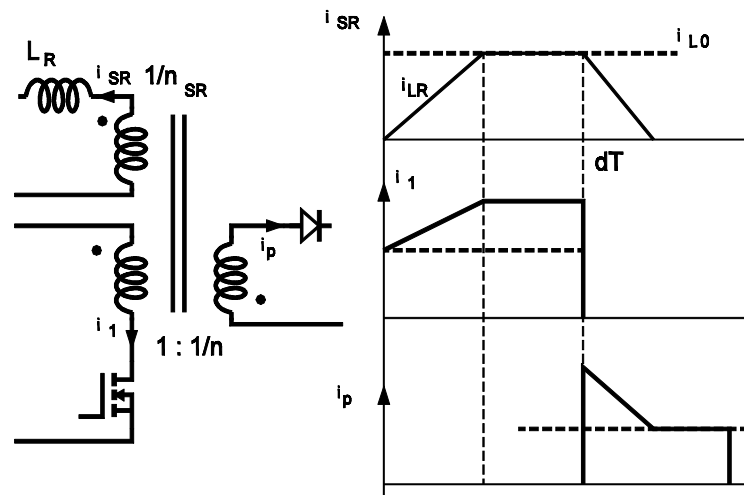
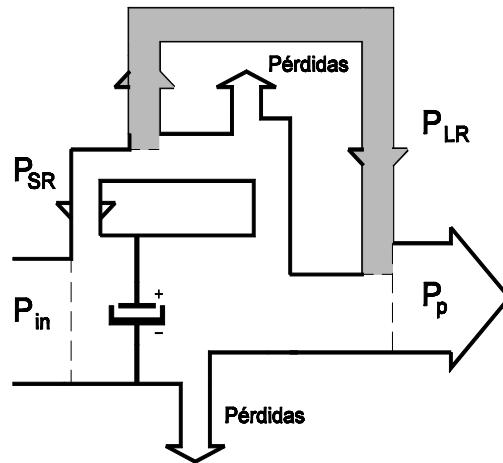


Fig. 3.20: Formas de onda de las corrientes que circulan por los devanados del transformador del convertidor de Retroceso con  $RA^2$ . (Se ha despreciado el rizado de alta frecuencia).

En este caso, al ser  $n_{SR}=1$ , la corriente adicional vista por el MOSFET es exactamente la corriente de entrada. Por supuesto, el interruptor también debe manejar la corriente correspondiente a la salida principal. Por tanto, el valor de corriente que circula a través del interruptor principal cambia en función del punto del ciclo de red en el que estemos. La figura 3.20 muestra las corrientes que circulan por la salida retrasada y por el interruptor principal en un ciclo de conmutación.

Por otra parte, también resulta interesante estudiar que es lo que ocurre con la corriente que circula por la bobina retrasadora cuando el interruptor principal se abre. En ese instante, por la bobina  $L_R$  está circulando una corriente igual a la que circula por la entrada. Al abrirse el interruptor, esa corriente se refleja en el devanado de la salida principal (Fig. 3.20) para que se mantenga el equilibrio de corrientes en el transformador del convertidor de Retroceso. Por tanto, la energía almacenada en  $L_R$  está siendo transferida a la salida principal y no a la entrada del convertidor.

Como podemos comprobar, el flujo de potencias en el convertidor de Retroceso con  $RA^2$  es bastante complejo. Por una parte, el transformador maneja toda la potencia que se envía hacia la salida, pero además, también debe manejar la energía que la salida retrasada necesita para conseguir el efecto de reducción del contenido armónico. En principio, esa energía es enviada a la entrada del convertidor y por tanto, será procesada de nuevo. Sin embargo, como hemos


 Fig. 3.21: flujo de potencia en un convertidor de Retroceso con  $RA^2$ .

podido comprobar, no toda la energía manejada por la salida retrasada sigue este camino pues la energía almacenada en la bobina retrasadora es enviada a la salida principal a través del transformador y por tanto, no será procesada de nuevo. El flujo global de potencia se representa en la figura 3.21.

Podemos calcular la potencia media manejada por la salida retrasada mediante la expresión (3.24). La figura 3.22a muestra la potencia reciclada por la salida retrasada en función de la potencia de entrada del convertidor y de la tensión de entrada y la figura 3.22b muestra esa misma potencia pero normalizada con la potencia de entrada del convertidor. Como podemos observar, la potencia reciclada está en promedio en torno al 20% de la potencia total. A plena carga la potencia reciclada es tan sólo del orden del 10%.

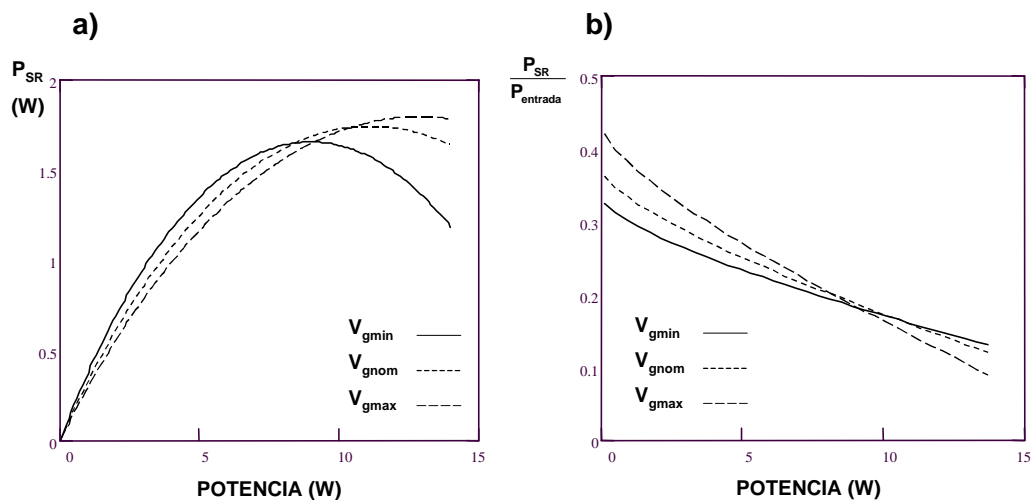


Fig. 3.22: a) potencia manejada por la salida retrasada en función de la potencia de entrada y de la tensión de entrada, b) potencia manejada por la salida retrasada expresada en forma relativa.

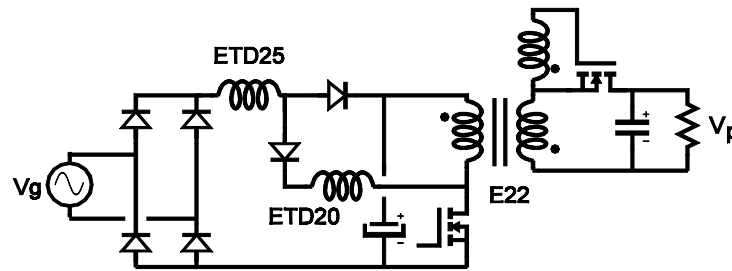


Fig. 3.23: esquema de la etapa de potencia del prototipo construido con los diferentes tipos de elementos magnéticos utilizados.

### 3.3.1.1 RESULTADOS EXPERIMENTALES

El prototipo construido fue diseñado utilizando los resultados obtenidos en el apartado anterior. La figura 3.23 muestra un esquema del convertidor con los datos más significativos.

El transformador principal se construyó utilizando un núcleo plano (EE22) e integrando los devanados en la propia placa de circuito impreso del convertidor. El objetivo era conseguir un buen acoplamiento entre los devanados para intentar garantizar un buen funcionamiento de la rectificación síncrona autoexcitada.

Dado el valor máximo de tensión en el condensador de almacenamiento que se obtiene con este diseño, fue necesario utilizar dos condensadores electrolíticos de 350V en serie. El MOSFET principal era un MTP4N80E de 800V y los MOSFET utilizados para la rectificación síncrona fueron los Si4410 de 30 V y baja  $R_{Dson}$ . Para la bobina retrasadora se utilizó un núcleo ETD20 mientras que para la bobina de salida del RA<sup>2</sup> se utilizó un núcleo ETD25. La figura 3.24 muestra una fotografía del prototipo construido.

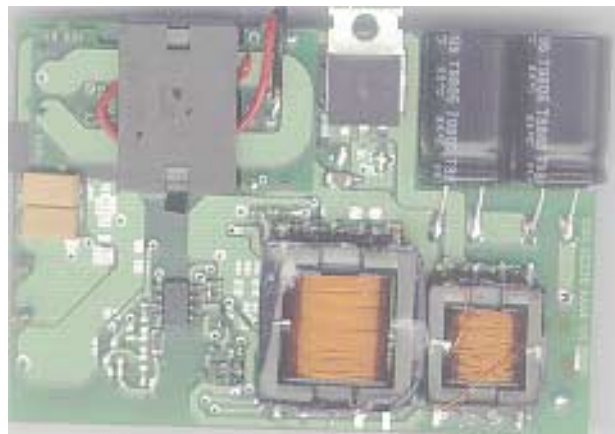


Fig. 3.24: fotografía del prototipo construido. En ella se pueden apreciar claramente los dos condensadores electrolíticos y las dos bobinas de la salida retrasada.

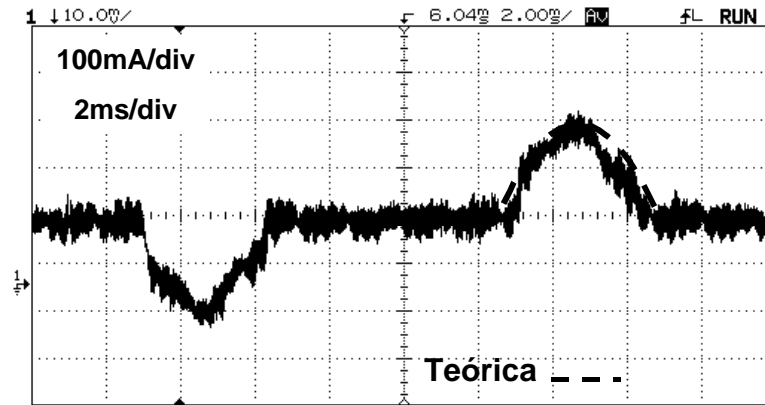


Fig. 3.25: forma de onda de la corriente de entrada en condiciones nominales (teórica y experimental). Casi no se puede apreciar la forma de onda teórica ya que la coincidencia es bastante buena.

El convertidor fue probado para obtener datos experimentales y poder compararlos con los obtenidos teóricamente. Comenzaremos por comparar las formas de onda de la corriente de entrada del convertidor con las que se obtuvieron en el estudio teórico, ya que sin duda es uno de los aspectos más interesantes de esta topología. La figura 3.25 muestra la forma de onda que se obtuvo en condiciones nominales (potencia máxima y tensión de entrada nominal). Como se puede observar, el resultado es bastante similar al que se obtuvo a partir de las ecuaciones teóricas del convertidor. La figura 3.26a muestra la forma de onda correspondiente a las condiciones de media potencia y tensión de entrada nominal (230 V). Como se puede comprobar, el ángulo de conducción ha disminuido con respecto al medido a máxima potencia. En la figura 3.26b se muestra la forma de onda obtenida a potencia máxima y tensión de entrada mínima (190 V). En este caso, el ángulo de conducción aumenta, tal y como se había predicho teóricamente.

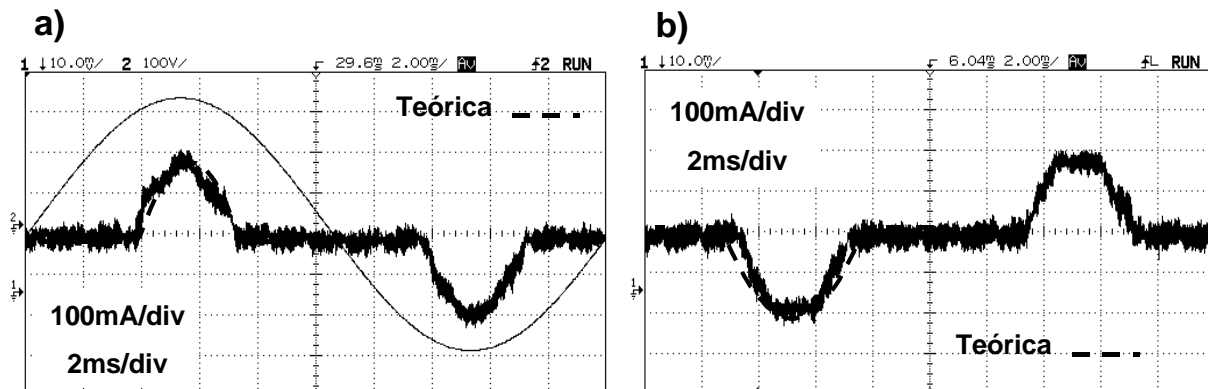


Fig. 3.26: formas de onda de la corriente de entrada en distintos puntos de funcionamiento (teóricas y experimentales). a)  $V_{gnom}$ ,  $P_{max}/2$ , b)  $V_{gmin}$ ,  $P_{max}$ .

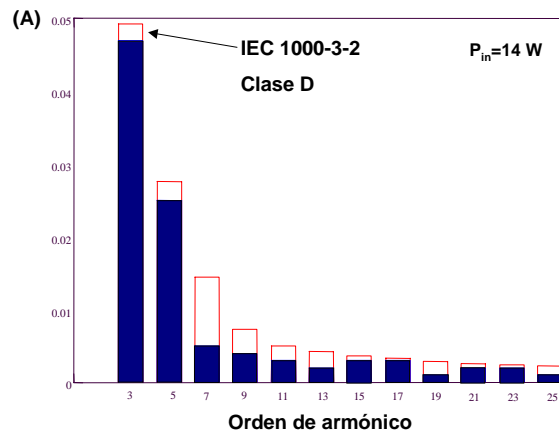


Fig. 3.27: contenido armónico de la corriente de entrada en condiciones nominales y valores máximos permitidos por la norma IEC 1000-3-2. La corriente de entrada cumple la norma.

El objetivo final del convertidor era cumplir la norma IEC 1000-3-2 y para comprobar si el convertidor la cumplía, se midió el contenido armónico de la corriente de entrada en las condiciones especificadas por la norma, es decir, a plena carga y con tensión de entrada nominal. El resultado se puede observar en la figura 3.27, donde se compara el contenido armónico máximo permitido por la norma con el obtenido experimentalmente. Nótese que para obtener el límite de la norma se han tomado los límites correspondientes a la Clase D, que son relativos a la potencia, a pesar de que la norma IEC 1000-3-2 sólo es aplicable a partir de 75 W. En la figura se puede comprobar cómo todos los armónicos tienen un valor menor que el permitido por la norma. Sólo se han representado los 25 primeros, aunque todos los demás también están dentro de los límites permitidos por la norma.

Otro parámetro clave es la tensión en el condensador de almacenamiento, ya que como vimos, el incremento de su valor respecto al valor de pico de la tensión de entrada condiciona la elección de los condensadores electrolíticos. En la figura 3.28 se comparan los resultados obtenidos experimentalmente con los resultados teóricos. Como se puede observar, ambos son muy similares, lo que respalda aún más la validez del modelo estático empleado.

Además de las formas de onda de la corriente de entrada y de la tensión en el condensador de almacenamiento, el rendimiento del convertidor también es un resultado muy importante pues nos dará datos para valorar el efecto del reciclado de parte de la energía del convertidor. Para comprobar en qué medida penaliza el rendimiento el Reductor Activo de Armónicos, se tomaron medidas del convertidor funcionando sin el RA<sup>2</sup> y con tensión de entrada alterna, es decir,

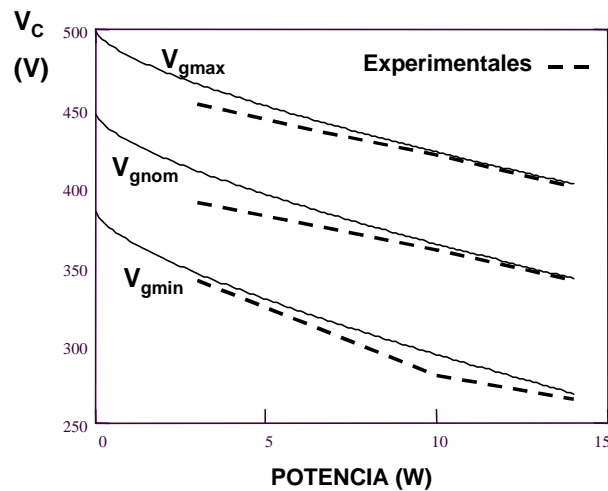


Fig. 3.28: evolución de la tensión en el condensador de almacenamiento. Comparación entre los resultados teóricos y los resultados experimentales.

funcionando como un convertidor CA/CC clásico con filtro por condensador (Fig. 3.29a). A continuación, se conectó el  $RA^2$  y se efectuaron de nuevo las medidas de rendimiento (Fig. 3.29b). Se observa que la penalización de rendimiento es muy baja, pues oscila únicamente entre 3 y 5 puntos respecto a las medidas efectuadas sin el reductor de armónicos. Los resultados concuerdan con lo que se había supuesto, ya que el convertidor sólo procesa dos veces una fracción de la energía total.

Como hemos podido comprobar, los resultados experimentales concuerdan razonablemente bien con los resultados teóricos y por tanto, podemos concluir que las aproximaciones realizadas en el estudio estático resultan perfectamente aceptables para llevar a cabo el diseño del convertidor. A pesar de tener un valor de bobina de filtro no mucho mayor que la bobina retrasadora, el modelo teórico aproxima muy bien el comportamiento del convertidor con lo que resultará muy sencillo estudiar el comportamiento estático de este tipo de topologías.

Nótese por último, que únicamente hemos añadido dos diodos y dos bobinas adicionales para conseguir que un convertidor de Retroceso convencional cumpla la norma IEC 1000-3-2. El esfuerzo de rediseño es mínimo puesto que con el esquema propuesto, ni siquiera es necesario un devanado adicional en el transformador. Solamente habrá que redimensionar algunos componentes, ya que como hemos visto, la tensión en el condensador será ligeramente superior a la de la topología sin  $RA^2$ , lo cual implica a su vez que el interruptor principal



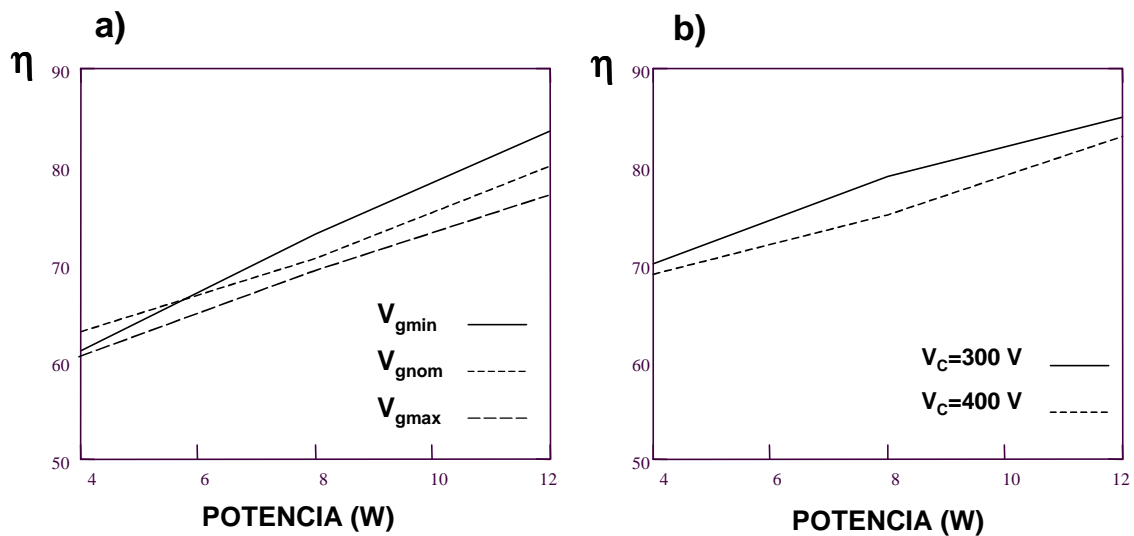


Fig. 3.29: a) rendimiento del convertidor de Retroceso con RA<sup>2</sup>, b) rendimiento del convertidor de Retroceso sin RA<sup>2</sup>.

deberá soportar más tensión. Sin embargo, el incremento de tamaño y de coste es muy bajo y además, la penalización en el rendimiento es mínima.

### 3.3.2 CONVERTIDOR DE RETROCESO CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS BASADO EN UN PUENTE COMPLETO DE DIODOS

La solución estudiada en el apartado anterior es probablemente la más simple de todas ya que no necesita de un devanado adicional para conectar el Reductor Activo de Armónicos. Sin embargo, al tener determinado de antemano el valor de la relación de transformación del devanado de la salida retrasada ( $n_{SR}=1$ ), perdemos un grado de libertad en el diseño y por tanto, habrá una variable más sobre la que no podemos actuar. Por otra parte, la solución basada en un rectificador de media onda no optimiza el tamaño de los dos elementos magnéticos adicionales. Por un lado, la bobina de salida trabaja a la misma frecuencia que la de conmutación, mientras que en las soluciones de doble onda, la frecuencia de trabajo es el doble y por tanto, el tamaño se reduce a la mitad. Además, la bobina retrasadora también es más grande en la solución basada en el rectificador de media onda.

Los mejores tipos de salida retrasada en cuanto a tamaño de los elementos magnéticos son sin duda la que utiliza el rectificador de doble onda basado en un puente completo de diodos y la salida retrasada basada en un transformador con toma media y con las dos bobinas acopladas en

un único núcleo. Sin embargo, la tensión que soportan los diodos es menor en el caso de la salida con un rectificador en puente completo y por tanto, al tratarse de una aplicación con una elevada tensión de entrada resulta más conveniente utilizar esta configuración. En este apartado se va a proceder al estudio estático de un convertidor de Retroceso de 100 W con un RA<sup>2</sup> de este tipo.

Las especificaciones del convertidor son las siguientes:

- Tensión mínima de entrada: 190 V.
- Tensión nominal de entrada: 230 V.
- Tensión máxima de entrada: 265 V.
- Tensión de salida: 54 V.
- Potencia máxima: 100 W.
- Debe cumplir la norma IEC 1000-3-2 sobre armónicos de baja frecuencia.

La figura 3.30 muestra el esquema general del convertidor objeto de estudio. En este caso, la tensión de salida es relativamente alta, con lo que se recurrirá a un sistema de rectificación clásico basado en diodos. Además, el transformador tiene un devanado adicional para conectar el RA<sup>2</sup>.

El proceso de diseño es muy similar al caso anterior, aunque ligeramente más complejo ya que debemos elegir también el valor de la relación de transformación de la salida retrasada ( $n_{SR}$ ).

El primer paso del proceso consiste en elegir el ángulo de conducción deseado para las condiciones de trabajo nominales. Como ya hemos explicado, este paso es crucial para la obtención de unos buenos resultados en el convertidor. Cuanto mayor sea este ángulo, más energía deberá ser reciclada y además, el valor máximo de tensión en el condensador de almacenamiento será más elevado. Los resultados más interesantes se obtienen con ángulos de conducción lo más estrechos posible, aunque no debemos olvidar que pese a todo, deben ser lo suficientemente amplios como para poder cumplir la norma IEC 1000-3-2.

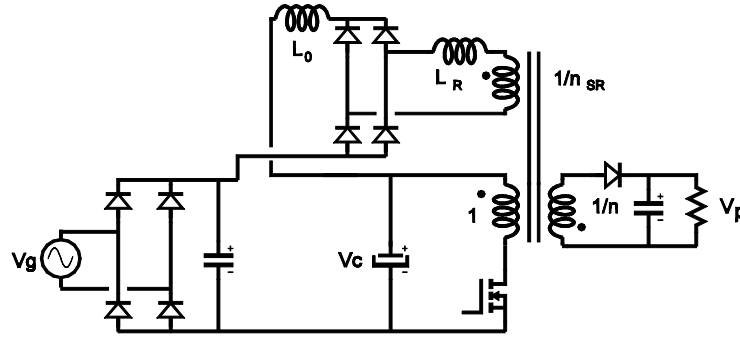


Fig. 3.30: esquema de la etapa de potencia de un convertidor de Retroceso con un RA<sup>2</sup> de doble onda basado en un puente completo de diodos.

Un ángulo de conducción de 80° es una buena solución de compromiso, ya que tiene un margen suficiente como para cumplir la norma holgadamente y es lo suficientemente estrecho como para mantener la tensión  $V_C$  dentro de un margen de valores razonables.

Por tanto, tomando  $\phi_{Cnom}=80^\circ$  y  $P_{max}=100$  W, y sustituyendo en (3.22) obtenemos el valor de la Resistencia Sin Pérdidas. En este caso:

$$R_{SP} = 69,28\Omega \quad (3.62)$$

Teniendo en cuenta que se trata de una salida retrasada basada en rectificador de doble onda en puente de diodos, el valor de la inductancia retrasadora se calcula de la siguiente forma:

$$L_R = \frac{R_{SP}}{4 \cdot f} = \frac{69,28}{4 \cdot 10^5} = 173,2\mu H \quad (3.63)$$

Conocido este valor, podemos utilizarlo como base para calcular el valor de la otra bobina de la salida retrasada. Como se vio en el Capítulo 2, en el caso de una salida retrasada con rectificador de doble onda basado en puente de diodos, el factor por el que debemos multiplicar el valor de  $L_R$  debe ser un poco más elevado que en el resto de soluciones. Esto es debido precisamente al pequeño valor de la inductancia retrasadora. Tomando un factor de 6, obtenemos el valor de  $L_0$ :

$$L_0 = 6 \cdot L_R = 1mH \quad (3.64)$$

El siguiente paso consiste en elegir el punto en que deseamos minimizar el reciclaje energético. Si queremos que el RA<sup>2</sup> funcione correctamente en todo el rango de tensiones de entrada, el punto óptimo es sin duda el de tensión de entrada mínima y potencia máxima. En esas condiciones, obtendremos además el máximo ángulo de conducción. El valor de  $\phi_{Cmax}$  podemos conocerlo con los datos que tenemos hasta el momento ya que sólo es necesario resolver la siguiente ecuación:

$$P_{max} = \frac{V_{gmin}^2}{2 \cdot \pi \cdot R_{SP}} \cdot (\phi_{Cmax} - \text{sen } \phi_{Cmax}) \quad (3.65)$$

Nótese que en realidad es posible obtener el valor del ángulo de conducción para cualquier punto de trabajo del convertidor una vez obtenido el valor de la  $R_{SP}$ . En este caso, el valor del máximo ángulo de conducción obtenido es  $\phi_{Cmax}=91,8^\circ$ . La figura 3.31 muestra el valor de  $\phi_C$  en función de la potencia para distintos valores de tensión de entrada.

A continuación, debemos elegir el valor del ciclo de trabajo máximo, que también se dará en condiciones de potencia máxima y tensión de entrada mínima. Esta elección nos permite calcular la relación de transformación del devanado de la salida principal. Tomando  $d_{max}=0,3$ , obtenemos:

$$n = \frac{V_{gmin}}{V_p} \cdot \frac{d_{max}}{1 - d_{mx}} = 2,3 \quad (3.66)$$

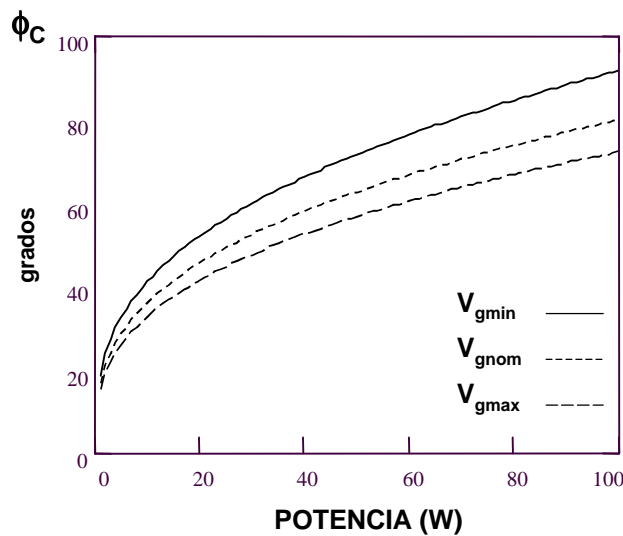


Fig. 3.31: evolución del ángulo de conducción en función de la potencia y de la tensión de entrada

Igualando la tensión en el condensador de almacenamiento al valor de pico de la tensión de entrada y sustituyendo en (3.21), obtenemos el valor de la fuente de tensión  $V_S$  en condiciones de potencia máxima y tensión de entrada mínima:

$$V_{Smin} = V_{gmin} \cdot \left( 1 - \cos\left(\frac{\phi_{Cmax}}{2}\right) \right) = 81,73V \quad (3.67)$$

Por otra parte, teniendo en cuenta (3.6), también podemos escribir:

$$V_{Smin} = TSR \cdot \frac{V_{gmin}}{n_{SR}} \cdot d_{max} \quad (3.68)$$

donde TSR es igual a dos al tratarse de una salida retrasada con rectificador de doble onda. Igualando estas dos expresiones, podemos despejar el valor de la relación de transformación de la salida retrasada. En este caso,  $n_{SR}=1,973$ .

Una vez obtenido este valor, tenemos todos los parámetros necesarios para calcular los esfuerzos eléctricos en todos los elementos del circuito. Para ello, resolveremos las mismas ecuaciones que en el ejemplo anterior (3.20, 3.54, 3.55 y 3.56), con la salvedad de que la ecuación (3.56) es ligeramente distinta ya que en este caso, el rectificador usado en la salida retrasada es de doble onda y por tanto:

$$V_S = 2 \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d \quad (3.69)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones con la ayuda de un programa matemático, obtendremos las variaciones del ciclo de trabajo, la tensión  $V_S$  y la tensión en el condensador de almacenamiento en función de la potencia y de la tensión de entrada. La figura (3.32a) muestra la variación del ciclo de trabajo, la figura 3.32b muestra la variación de  $V_S$  y la figura 3.33 muestra el valor de la tensión en el condensador de almacenamiento. El valor máximo de tensión se alcanza en el punto de potencia mínima y tensión de entrada máxima. En este caso,  $V_{Cmax}=468$  V que es un valor ligeramente superior a los 450 V que puede soportar como máximo un condensador electrolítico estándar.

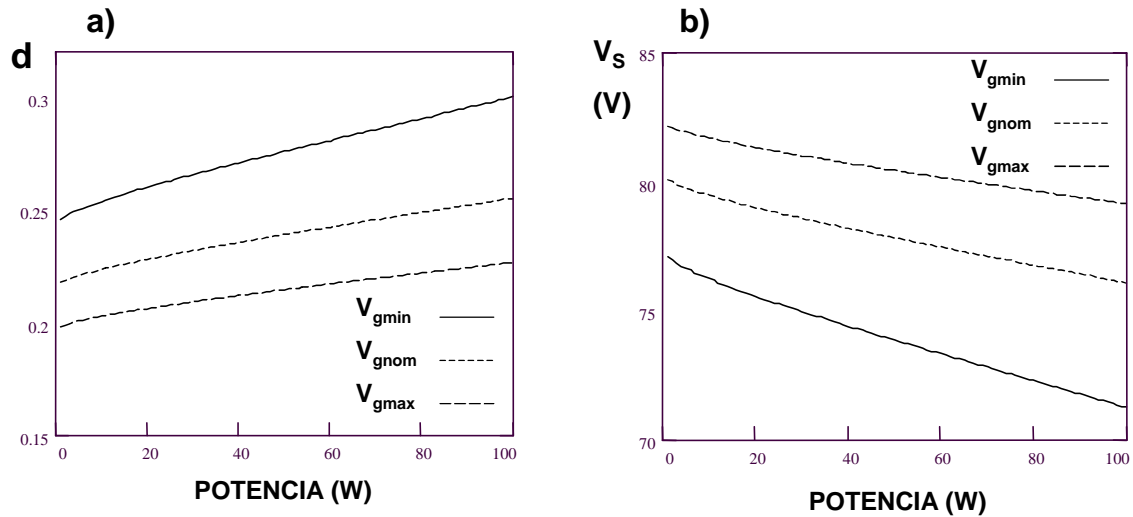


Fig. 3.32: a) evolución del ciclo de trabajo en función de la potencia y de la tensión de entrada, b) evolución de la tensión  $V_s$  en función de estos mismos parámetros.

Este es un dato muy importante en el diseño del convertidor puesto que va a determinar los esfuerzos eléctricos máximos que se alcanzarán en el resto de semiconductores. La expresión de la tensión en el interruptor principal es la misma que en el caso anterior (3.57) y su evolución en función de la potencia y de la tensión de entrada se muestra en la figura 3.34. En este caso, el valor máximo que se alcanza es de 580 V. Podríamos intentar reducir el valor máximo de la tensión en el condensador haciendo que el punto de funcionamiento de mínimo reciclaje energético sea el correspondiente a las condiciones de potencia máxima y tensión de entrada nominal. De esta forma, la tensión en el condensador de almacenamiento será igual al valor de pico de la tensión de entrada nominal y por tanto, la tensión máxima será algo menor que en el caso estudiado.

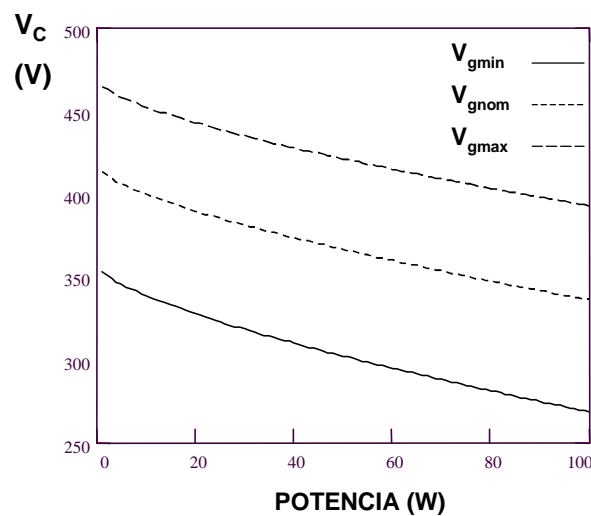


Fig. 3.33: evolución de la tensión  $V_C$  en función de la potencia y de la tensión de entrada.

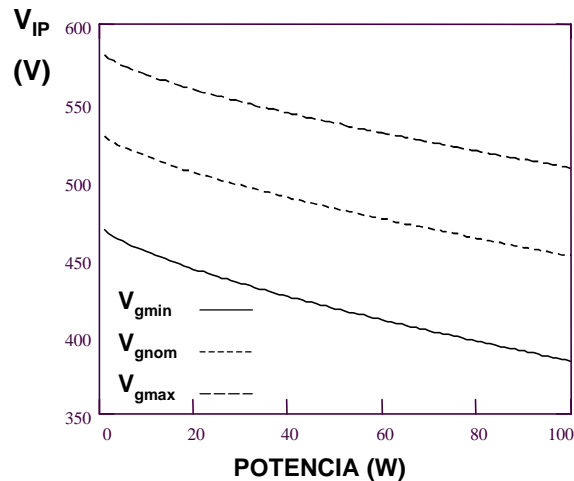


Fig. 3.34: evolución de la tensión que soporta el interruptor principal en función de la potencia y de la tensión de entrada.

Resolviendo las ecuaciones de nuevo con esta condición de diseño obtenemos una relación de transformación para la salida retrasada  $n_{SR}=2,23$  y la tensión máxima en el condensador de almacenamiento resulta ser  $V_{Cmax}=457$  V. Vemos que el valor máximo ha disminuido, pero en tan solo 11 V con lo que la diferencia no es significativa en absoluto. Por otra parte, al diseñar de esta forma, el RA<sup>2</sup> sólo funcionará adecuadamente con tensiones superiores a la nominal y no en todo el rango de tensiones de entrada. Además, debido al rizado de tensión en el condensador corremos el riesgo de que al estar diseñado tan al límite, el Reductor Activo de Armónicos tampoco funcione adecuadamente con la tensión nominal de entrada. Esto provocaría un incremento en el contenido armónico y probablemente, el convertidor no cumpliría la norma. Por tanto, no utilizaremos en general este método de diseño ya que los beneficios que se obtendrían no resultan en absoluto relevantes.

Una vez obtenida la evolución de la tensión en el condensador de almacenamiento, podemos calcular la tensión en el diodo rectificador de salida mediante la siguiente expresión:

$$V_D = \frac{V_C}{n} + V_p \quad (3.70)$$

El valor máximo de esta tensión se alcanzará en el punto de máxima tensión en el condensador de almacenamiento y por tanto, en este ejemplo la máxima tensión inversa que deberá soportar el diodo es de 250 V.

En cuanto a los diodos de la salida retrasada, dos de ellos soportarán una tensión inversa que responde a la siguiente expresión:

$$V_{DSR1} = \frac{V_C}{n_{SR}} \quad (3.71)$$

El peor caso también corresponde a las condiciones de potencia mínima y tensión de entrada máxima y en este caso, el valor de esa tensión máxima resulta ser  $V_{DSRmax}=238$  V.

Los otros dos soportarán una tensión que no depende del punto de funcionamiento:

$$V_{DSR2} = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}} \quad (3.72)$$

Con nuestras condiciones de diseño esta tensión inversa es de 63V.

Al igual que hicimos en el ejemplo anterior, también podemos calcular el valor de pico de la corriente de entrada. De hecho, la expresión es exactamente la misma (3.61). La figura 3.35a muestra el valor de pico de la corriente de entrada en función de la potencia y de la tensión de entrada. Vemos que el comportamiento de este parámetro es muy similar al del ejemplo anterior. Además, combinándolo con los valores del ángulo de conducción (Fig. 3.31), podemos obtener la forma de onda de la corriente de entrada para todas las condiciones de trabajo. La figura 3.35b muestra la corriente de entrada en condiciones de potencia máxima y tensión de entrada nominal.

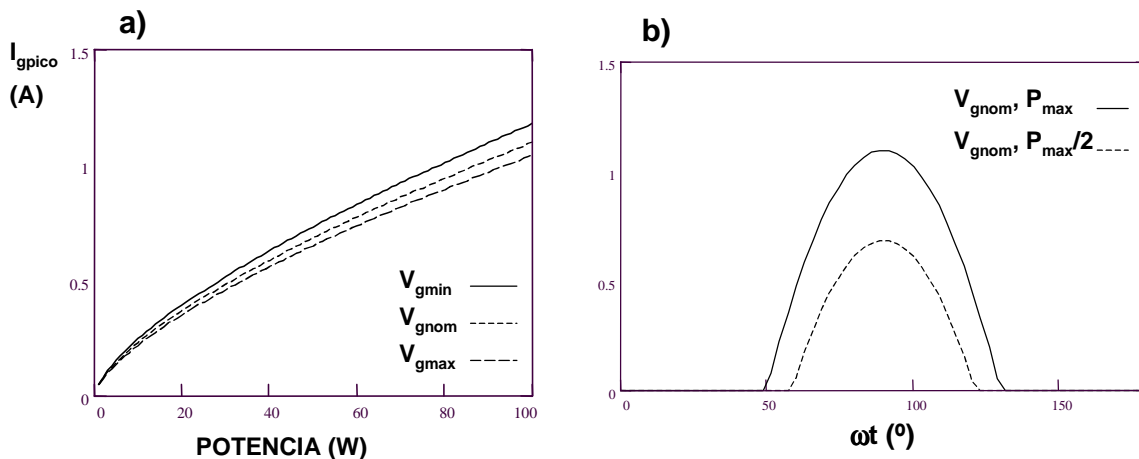


Fig. 3.35: a) valor de pico de la corriente de entrada en función de la potencia y de la tensión de entrada, b) formas de onda de la corriente de entrada en distintos puntos de funcionamiento.



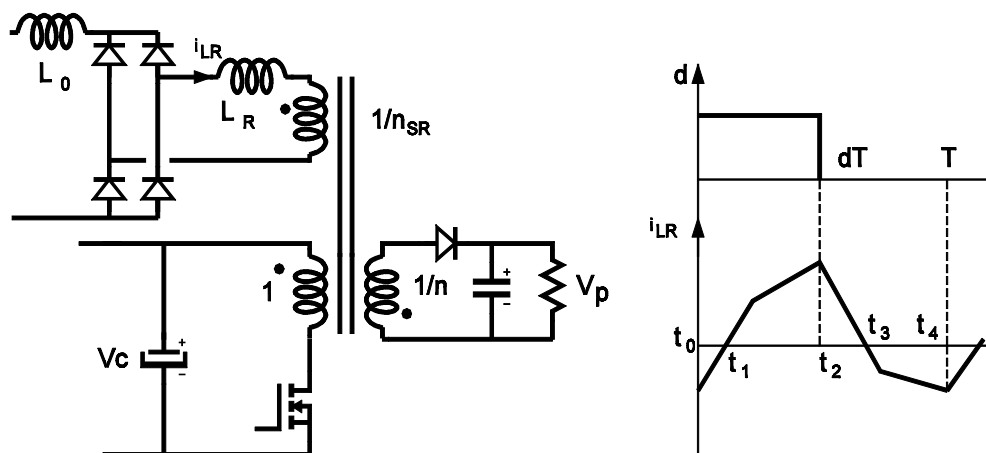


Fig. 3.36: esquema de los devanados del transformador y formas de onda de las corrientes que circulan a través de los mismos.

Resulta interesante estudiar el flujo de potencias en el convertidor, ya que al utilizar un esquema de  $RA^2$  distinto, el flujo de energía cambia. Para explicar el comportamiento energético del convertidor utilizaremos la figura 3.36, en la que se muestran los tres devanados del transformador y la forma de onda de la corriente que circula a través de la bobina retrasadora  $i_{LR}$ .

Partiremos del instante  $t_1$ , momento que corresponde al punto en el que la corriente  $i_{LR}$  pasa a ser positiva. En este estado de cosas, vemos que al estar cerrado el interruptor principal estamos cargando la bobina del convertidor de Retroceso y además, también estamos cargando la bobina  $L_R$ . Por tanto, entre el instante  $t_1$  y el instante  $t_2$ , estamos transfiriendo energía hacia la salida retrasadora desde la entrada, además de cargar, por supuesto, la bobina del convertidor de Retroceso. En el instante  $t_2$  el interruptor principal se abre, con lo que la energía almacenada en la bobina principal se transfiere a la salida. Además, la bobina  $L_R$  también se está descargando, con lo que su energía también se está transfiriendo hacia la salida. Sin embargo, a partir del instante  $t_3$  la bobina  $L_R$  comienza de nuevo a cargarse y en este caso, es la salida principal la que se encarga de magnetizarla, es decir, la energía almacenada en el condensador de la salida principal está siendo transferida hacia la salida retrasada. En el instante  $t_4$  cerramos de nuevo el interruptor principal y, como podemos observar en la figura, la bobina  $L_R$  comienza a descargarse y por tanto, su energía se transfiere a la entrada. Nótese que el instante  $t_4$  es en realidad el mismo que  $t_0$  ya que en ese instante comenzará un nuevo ciclo de conmutación.

Podemos concluir por tanto, que el flujo de energía es más complejo en el caso de una salida retrasada con rectificador de doble onda que en el caso de una salida retrasada basada en un rectificador de media onda, puesto que la energía de la salida retrasada es suministrada, en parte por la entrada y en parte por la salida y además, la energía almacenada en la bobina retrasadora es devuelta en parte hacia la entrada y en parte hacia la salida.

De todas formas, el interruptor principal tendrá que manejar, además de la corriente correspondiente a la salida principal, la correspondiente a la salida retrasada, que además dependerá del instante del ciclo de red en el que nos encontremos, al igual que ocurría en el ejemplo anterior.

Globalmente, el comportamiento del convertidor con este tipo de salida retrasada es muy similar al que exhibe el convertidor de Retroceso con la salida retrasada basada en el rectificador de media onda. Sin embargo, el hecho de poder elegir la relación de transformación de la salida retrasada  $n_{SR}$  nos da más versatilidad que si utilizamos el esquema más simple de todos, que aprovecha el propio devanado del primario para conectar la salida retrasada ( $n_{SR}=1$ ). Nótese que si utilizamos un devanado aparte para la salida retrasada, también podemos elegir el valor de  $n_{SR}$  en el caso del rectificador de media onda.

Reflexionando sobre el comportamiento general del convertidor, vemos que si deseamos tener ángulos de conducción elevados, la tensión en el condensador de almacenamiento alcanza unos valores más elevados. Si repetimos el diseño que hemos hecho, pero esta vez eligiendo un ángulo de conducción de  $100^\circ$  en condiciones nominales, obtenemos los valores de  $V_C$  que se muestran en la figura 3.37. El valor máximo de esta tensión alcanza los 520 V en las peores condiciones, unos 55 voltios más que en el caso anterior.

Teniendo esto en cuenta, puede resultar interesante calcular el máximo ángulo de conducción que podemos elegir en condiciones nominales para que la tensión en el condensador de almacenamiento no supere un cierto valor. Esto nos dará una buena referencia a la hora de diseñar un convertidor con RA<sup>2</sup>.

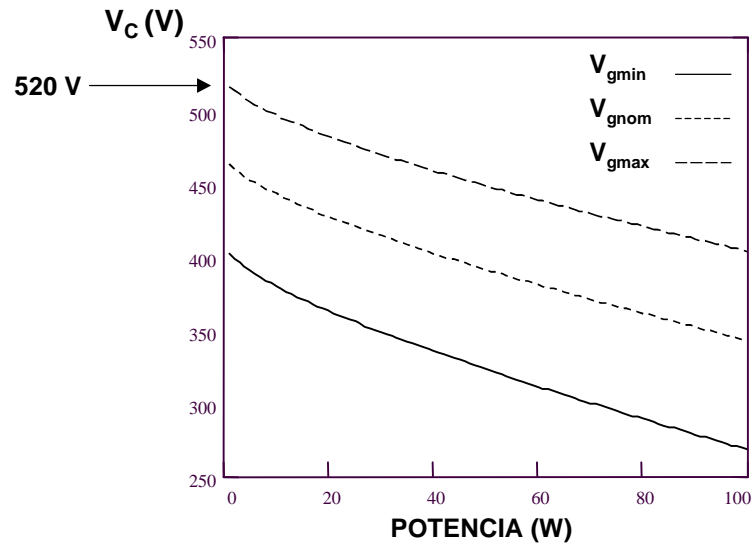


Fig. 3.37: tensión en el condensador en función de la potencia y de la tensión de entrada. El valor máximo es de 520 V.

Los parámetros a elegir son los siguientes: el ciclo de trabajo máximo y el valor máximo de tensión en el condensador que se desea tener.

El ciclo de trabajo máximo se dará en condiciones de mínima tensión de entrada y máxima potencia. Una vez elegido este dato, podemos calcular la relación de transformación ( $n$ ) de la salida principal. Suponiendo que hemos optimizado el reciclaje energético en este punto y que por tanto se cumple  $V_C = V_{gmin}$ , tenemos:

$$n = \frac{V_{gmin}}{V_p} \cdot \frac{d_{max}}{1 - d_{max}} \quad (3.73)$$

Tomando el mismo valor para el ciclo de trabajo máximo que en el ejemplo anterior ( $d_{max}=0,3$ ), tenemos también  $n=2,3$ .

Si fijamos el valor de la máxima tensión en el condensador, podemos calcular el ciclo de trabajo mínimo del convertidor. Tomando  $V_{Cmax}=450$  V como la máxima tensión deseada en el condensador de almacenamiento, tenemos:

$$d_{min} = \frac{\frac{V_p \cdot n}{V_{Cmax}}}{1 + \frac{V_p \cdot n}{V_{Cmax}}} \quad (3.74)$$

Por otra parte, podemos expresar el valor de  $V_s$  en función de la tensión de salida y del ciclo de trabajo según (3.7). Tomando dos puntos de trabajo del convertidor, como por ejemplo: el punto correspondiente a máxima tensión de entrada y mínima potencia y el punto correspondiente a mínima tensión de entrada y máxima potencia, podemos escribir a partir de (3.7):

$$V_{Smin} = V_{Smax} \cdot \frac{1-d_{max}}{1-d_{min}} = (V_{Cmax} - V_{gmax}) \cdot \frac{1-d_{max}}{1-d_{min}} \quad (3.75)$$

Todos los valores son conocidos y por tanto, podemos obtener el valor de  $V_{Smin}$ . En este caso,  $V_{Smin}=66,14V$ .

Ahora podemos calcular el máximo ángulo de conducción de la corriente de entrada que alcanza el convertidor con estas condiciones de diseño. Nótese, que este punto corresponde al de mínima tensión de entrada y potencia máxima, que es el punto que hemos elegido para minimizar el reciclaje energético del convertidor. Por tanto, utilizando (3.54) podemos escribir:

$$\phi_{Cmax} = 2 \cdot \arccos \left( 1 - \frac{V_{Smin}}{V_{gmin}} \right) = 82,15^\circ \quad (3.76)$$

Por último, utilizando (3.20) obtenemos:

$$\phi_{Cnom} - \sin(\phi_{Cnom}) = \frac{V_{gmin}^2}{V_{gmax}^2} \cdot (\phi_{Cmax} - \sin(\phi_{Cmax})) \quad (3.77)$$

Resolviendo esta ecuación, obtenemos el ángulo de conducción en condiciones nominales  $\phi_{Cnom}$  que debemos elegir para que la tensión en el condensador de almacenamiento no supere el valor elegido. En este caso, el valor obtenido es  $\phi_{Cnom}=71,73^\circ$  que es un tanto ajustado para poder cumplir con garantía la norma IEC 1000-3-2. Por supuesto, en la medida en que tomemos valores de ciclo de trabajo más pequeños, será posible conseguir ángulos de conducción mayores.

El ángulo de conducción nominal obtenido de esta forma nos servirá de referencia a la hora de elegir el ángulo deseado ya que en general, los ángulos que hacen que la tensión en el condensador de almacenamiento no supere los 450 V, aunque cumplen la norma, están bastante cercanos al límite.

Si repitiésemos ahora el proceso de diseño tomando como ángulo de conducción en condiciones nominales, el obtenido mediante este procedimiento ( $\phi_{Cnom}=71,73^\circ$ ), obtendríamos unas tensiones en el condensador de almacenamiento como las que se muestran en la figura 3.38. Como se puede observar, el valor máximo alcanzado es exactamente 450 V y el valor mínimo coincide con el valor de pico de la tensión de entrada mínima ( $190 \cdot \sqrt{2} = 269V$ ), tal y como se especificó en el proceso de diseño.

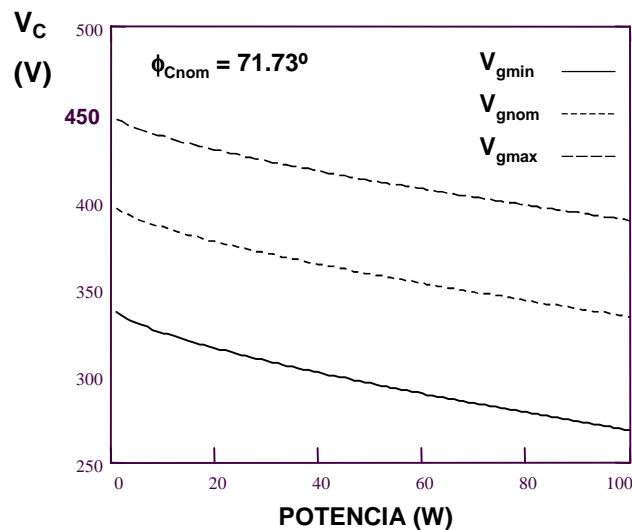


Fig. 3.38: tensión en el condensador en función de la potencia y de la tensión de entrada para unas condiciones de diseño distintas. En este caso, el valor máximo es de 450V.

### 3.3.2.1 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Con el fin de verificar el desarrollo teórico que se ha expuesto, se construyó un prototipo de un convertidor de Retroceso con  $RA^2$  con las especificaciones de diseño del ejemplo teórico.

La figura 3.39 muestra el esquema del convertidor construido. Al tratarse de una tensión de salida bastante alta, la etapa de rectificación se hizo con diodos Schottky en vez de con rectificadores síncronos. El transistor principal utilizado es un IRFPC50.

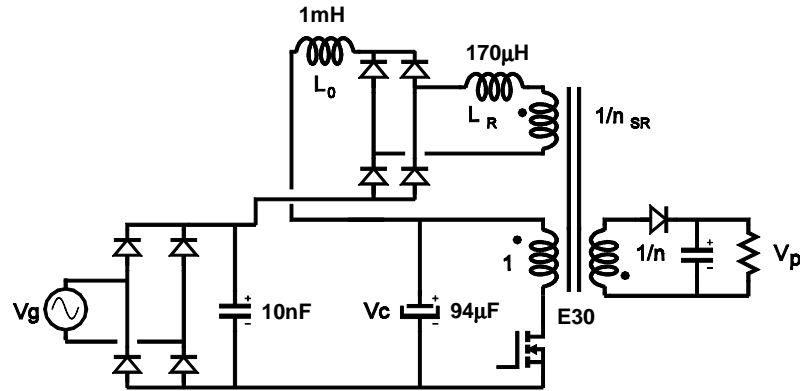


Fig. 3.39: esquema de potencia del prototipo del convertidor de Retroceso con  $RA^2$  construido.

Se tomó un ángulo de conducción en condiciones nominales de  $80^\circ$  y se diseñó de manera que el punto en el que se recicla la menor cantidad relativa de energía es el correspondiente a unas condiciones de trabajo de tensión de entrada mínima (190V) y potencia máxima (100W).

Como se vio en el ejemplo teórico, la Resistencia Sin Pérdidas resultante tiene un valor de 69,28  $\Omega$ , que con el esquema de  $RA^2$  basado en un puente completo de diodos, corresponde a una inductancia retrasadora de 173  $\mu\text{H}$ . Esta bobina se construyó con un núcleo del tipo EE20. En cuanto a la bobina de filtro, se tomó un valor de 1 mH y fue construida con un núcleo EE30.

La forma de onda de la corriente de entrada en condiciones nominales que fue obtenida con el prototipo se muestra en la figura 3.40a y en la figura 3.40b se muestra el contenido armónico de la misma. Como se puede observar, todos los valores se mantienen por debajo del valor máximo establecido por la norma. Por simplicidad, sólo se han representado los primeros 25

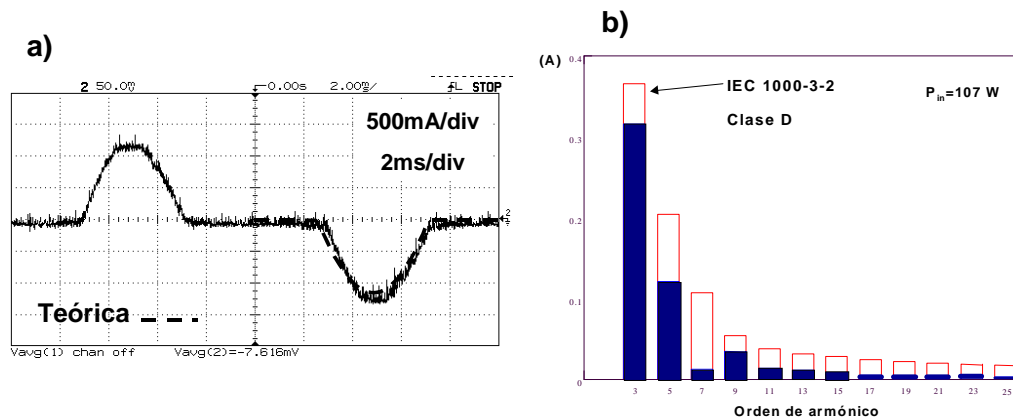


Fig. 3.40: a) forma de onda de la corriente de entrada en condiciones nominales (teórica y experimental), b) contenido armónico de dicha forma de onda.

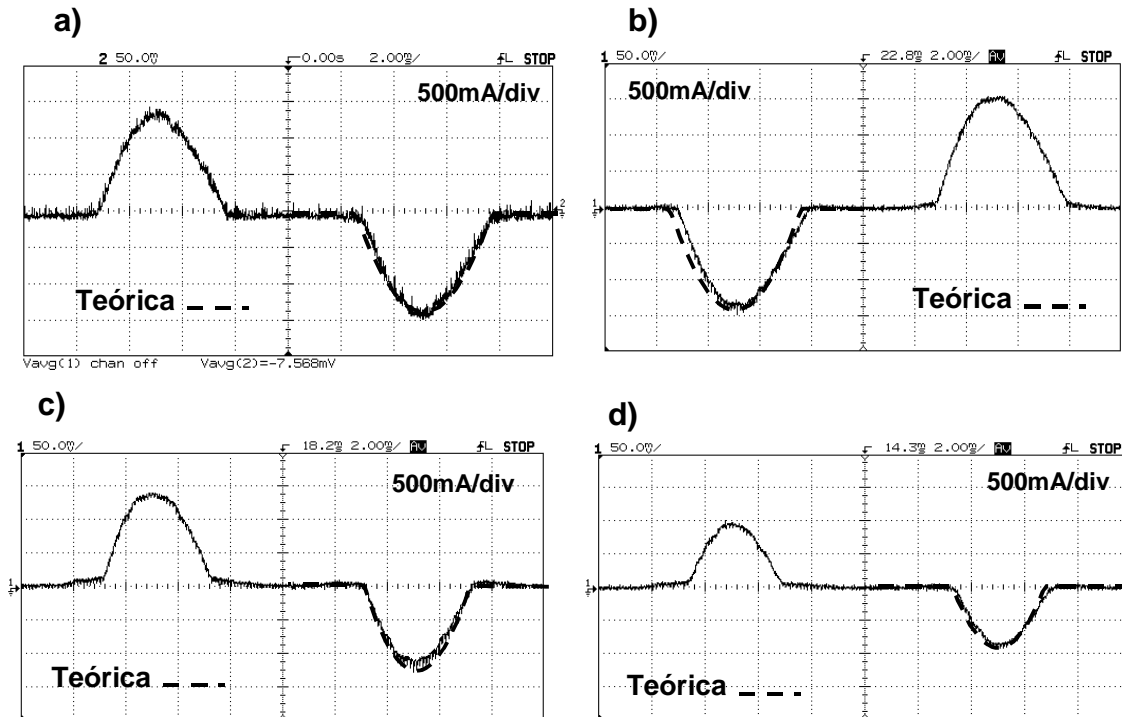


Fig. 3.41: formas de onda de la corriente de entrada (resultados teóricos y experimentales). a)  $V_{gnom}$ ,  $P_{max}$ , b)  $V_{gmin}$ ,  $P_{max}$ , c)  $V_{gmax}$ ,  $P_{max}$ , d)  $V_{gnom}$ ,  $P_{max}/2$ .

armónicos aunque todos ellos están por debajo de los límites permitidos. El ángulo de conducción es menor de  $86^\circ$  por lo que está operando en Clase D. La potencia tomada para calcular los valores relativos de la norma fue de 115 W. En la figura se muestran simultáneamente la forma de onda teórica y la experimental y como se puede comprobar, los resultados son prácticamente coincidentes. La figura 3.41a muestra la forma de onda de la corriente en condiciones de tensión de entrada nominal y con una potencia de entrada de 125W y como se puede comprobar, el RA<sup>2</sup> sigue funcionando adecuadamente. En la figura 3.41b, se muestra la forma de onda de la corriente en condiciones de máxima potencia y tensión de entrada mínima (190 V). Comparándola con la figura 3.40a, se puede comprobar que el ángulo de conducción ha aumentado, tal y como era de esperar. Además, el valor obtenido experimentalmente es prácticamente igual al valor calculado de forma teórica. En la figura 3.41c, se muestra también la forma de onda de la corriente, pero esta vez en condiciones de potencia máxima y tensión de entrada máxima (265 V). Vemos que el ángulo de conducción ha disminuido respecto al obtenido a tensión de entrada nominal. Por último, en la figura 3.41d se muestra la forma de onda de la corriente de entrada cuando la tensión de entrada es la nominal

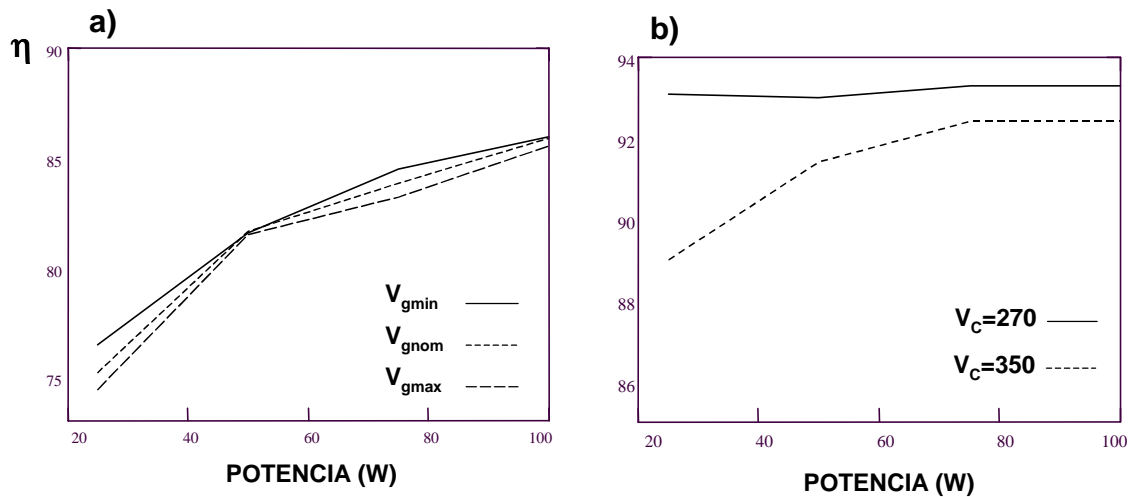


Fig. 3.42: a) rendimiento del convertidor de Retroceso con RA<sup>2</sup>, b) rendimiento del convertidor de Retroceso sin RA<sup>2</sup> para dos valores distintos de tensión en el condensador de almacenamiento.

y la potencia manejada es de 50W. Como se puede observar, los resultados son muy similares a los obtenidos de forma teórica.

El rendimiento obtenido con el prototipo se muestra en la figura 3.42a. Como se puede comprobar, los rendimientos son bastante elevados ya que a partir de los 50 W de potencia, el rendimiento se mantiene siempre por encima del 80%, llegando a alcanzar el 86% a plena carga. Para comprobar la penalización en cuanto a rendimiento que supone la implementación del Reductor Activo de Armónicos, se realizaron también medidas con el RA<sup>2</sup> desconectado (Fig. 3.42b) y como podemos observar, la penalización es únicamente de unos 3 a 5 puntos a altas cargas. Por tanto, el ángulo de conducción elegido en el proceso de diseño resulta ser una buena solución de compromiso entre contenido armónico, tamaño y rendimiento.

La tensión en el condensador para distintos puntos de funcionamiento se muestra en la figura 3.43, junto con los valores obtenidos teóricamente. Vemos de nuevo que los resultados obtenidos experimentalmente son muy similares a los calculados en teoría. Sin embargo, cuando la potencia manejada es baja, se produce un pequeño aumento del error debido a que la salida principal del convertidor de Retroceso está operando en modo de conducción discontinuo. Esta circunstancia da lugar a que la tensión en el condensador sea ligeramente menor que la que se esperaba tener en las condiciones del análisis, que corresponden al MCC.



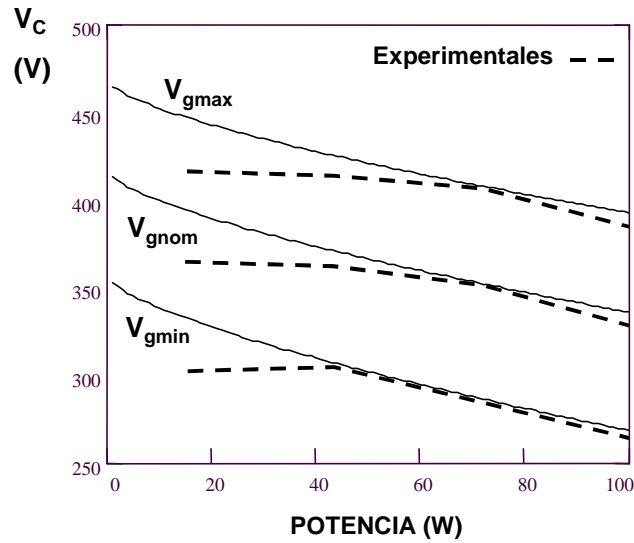


Fig. 3.43: tensión en el condensador de almacenamiento. Resultados teóricos y experimentales.

Esta situación no era planteable en el primer ejemplo de diseño, ya que al utilizar rectificación síncrona autoexcitada, el convertidor no opera nunca en modo de conducción discontinuo (los MOSFET son dispositivos bidireccionales y por tanto, la corriente en vez de anularse definitivamente al llegar a cero, pasa a circular en sentido contrario).

Podemos estudiar teóricamente este fenómeno sin más que utilizar las ecuaciones que modelan el comportamiento estático del convertidor de Retroceso en modo de conducción discontinuo (MCD) en vez de en modo de conducción continuo (MCC). Por tanto, el conjunto de ecuaciones a resolver es prácticamente el mismo que en el último ejemplo, ya que las expresiones 3.20, 3.54 y 3.69 son las mismas. La única que cambia es la ecuación (3.55), ya que ésta expresa la tensión de salida del convertidor en función de la tensión  $V_C$  y del ciclo de trabajo cuando el convertidor de Retroceso opera en MCC. En el caso del MCD, esa ecuación pasa a ser la siguiente:

$$V_p = \frac{V_C}{n} \cdot \frac{d}{\Delta_2} \quad (3.78)$$

donde  $V_C$  es la tensión en el condensador de almacenamiento,  $n$  la relación de transformación de la salida principal,  $d$  el ciclo de trabajo y  $\Delta_2$  la fracción del periodo de conmutación que la bobina del convertidor tarda en desmagnetizarse (Fig. 3.44).

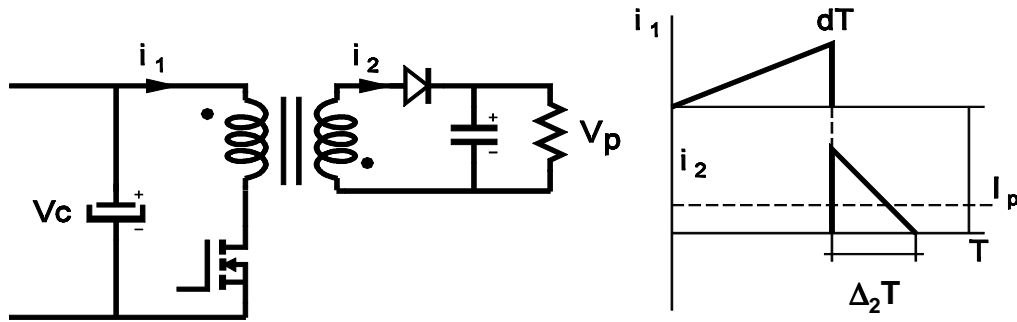


Fig. 3.44: convertidor de Retroceso. Operación en MCD.

Al aparecer este último parámetro, debemos incluir una ecuación más que nos ligue  $\Delta_2$  con el resto de variables del circuito. En el caso del convertidor de Retroceso, esta expresión es la siguiente:

$$\Delta_2 = \frac{1}{V_p \cdot n} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot P \cdot L_m}{T}} \quad (3.79)$$

donde  $V_p$  es la tensión de salida,  $P$  la potencia que maneja el convertidor,  $T$  el periodo de conmutación y  $L_m$  el valor de la bobina del convertidor de Retroceso vista desde el primario. En el caso del prototipo, el valor de esta bobina era  $L_m=1,1$  mH. Resolviendo el sistema de ecuaciones y combinando el resultado con el obtenido para el modo de conducción continuo, obtenemos el gráfico que se muestra en la figura 3.45. En ella se distingue claramente el punto en el que se produce el cambio de MCC a MCD. Vemos como al pasar a operar en modo de conducción discontinuo, se interrumpe la tendencia ascendente de la tensión  $V_c$  y comienza a decrecer ligeramente. Los resultados muestran una tendencia similar a la que tienen los obtenidos experimentalmente (en el ejemplo teórico se han utilizado unas condiciones de funcionamiento distintas a las utilizadas experimentalmente). Por tanto, en la práctica, la tensión en el condensador de almacenamiento no llegará a alcanzar unos valores tan elevados como los que se obtienen al suponer que opera siempre en MCC.

Podemos concluir por tanto, que con el modelo estático simplificado consistente en una fuente de tensión  $V_s$  y una Resistencia Sin Pérdidas  $R_{sp}$  en serie se obtienen unos resultados muy similares a los reales, por lo que es perfectamente válido para ser usado en el proceso de diseño de un convertidor con RA<sup>2</sup>. Nótese además, que con el modelo simplificado siempre

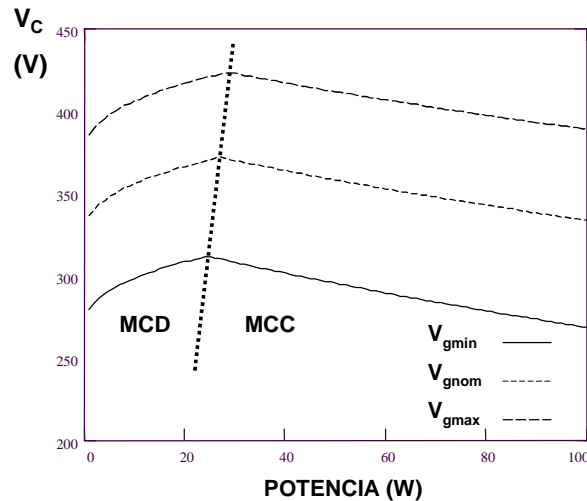


Fig. 3.45: tensión en el condensador de almacenamiento cuando la salida principal opera en MCD. Los valores de la tensión son menores que en MCC.

obtenemos el peor caso en cuanto a contenido armónico y en cuanto a la tensión en el condensador, lo que incrementa la fiabilidad del modelo.

### 3.3.3 CONTROLABILIDAD DE UN CONVERTIDOR DE RETROCESO CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

A pesar de que en el Capítulo 4 se va a realizar un detallado estudio del comportamiento dinámico de los diferentes tipos de convertidores con RA<sup>2</sup>, de las ecuaciones estáticas vamos a poder extraer una importante conclusión sobre la controlabilidad de un convertidor con Reductor Activo de Armónicos, entendiendo por controlabilidad, la posibilidad de que surjan o no problemas en la función de transferencia en cadena abierta causados por las condiciones estáticas de cada convertidor.

Dicho de otra forma, en este apartado trataremos de estudiar el comportamiento en cadena abierta de un convertidor con RA<sup>2</sup> con el fin de comprobar si es posible obtener la misma tensión de salida con dos ciclos de trabajo distintos (Fig. 3.46) manteniendo constante la tensión de entrada. Este hecho en sí mismo no implica que el convertidor no sea controlable, ya que podemos imponerle físicamente al regulador una serie de restricciones que le impidan trabajar con ciclos de trabajo superiores a un cierto valor límite. En el ejemplo de la figura 3.46, si impedimos que el regulador sea capaz de trabajar con ciclos de trabajo superiores a

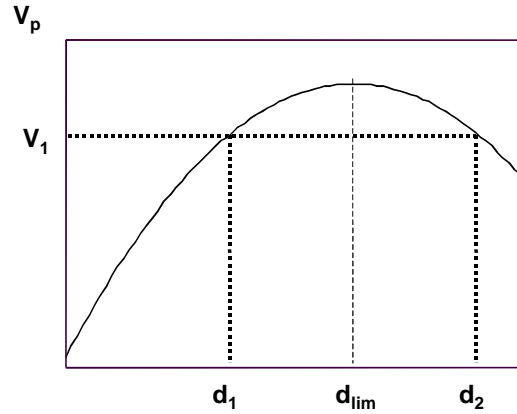


Fig. 3.46: función de transferencia de la tensión de salida en cadena abierta. Si la función tiene un máximo, es posible obtener la misma tensión con dos valores de ciclo de trabajo distintos.

$d_{lim}$ , la relación entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida será unívoca y no habrá ningún problema para controlar el convertidor. Si no lo hiciésemos, el regulador podría tener problemas para controlar el convertidor ya que podría obtener la misma tensión de salida con dos ciclos de trabajo distintos.

El problema no es sencillo de analizar, ya que en las ecuaciones que rigen el comportamiento estático del convertidor aparecen ángulos y senos de ángulos, con lo que resulta imposible obtener una ecuación explícita que relacione, para cada valor de tensión de entrada  $V_g$ , la tensión de salida del convertidor  $V_p$  con el ciclo de trabajo.

Partiremos de la expresión (3.20) que repetimos a continuación por facilitar el seguimiento del desarrollo:

$$V_C - V_S = V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \quad (3.80)$$

El valor de  $V_C$  se puede expresar fácilmente en función de la tensión de salida y del ciclo de trabajo. Cada tipo de convertidor (de Retroceso, Medio Puente, etc.) en MCC tendrá una relación distinta entre estos valores. Genéricamente, lo podemos expresar así:

$$V_C = V_p \cdot f_1(d) \quad (3.81)$$

Por otra parte, vimos al principio del capítulo que el valor de  $V_s$  también se puede expresar en función de la tensión de salida  $V_p$  y del ciclo de trabajo. Esta relación también depende del tipo de convertidor y además, del tipo de salida retrasada del que se trate. Genéricamente se puede expresar de la siguiente forma:

$$V_s = V_p \cdot f_2(d) \quad (3.82)$$

Sustituyendo (3.81) y (3.82) en (3.80) y despejando el valor de  $V_p$ , obtendremos una expresión de este tipo:

$$V_p = V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \cdot f_T(d) \quad (3.83)$$

donde  $f_T(d)$  es una función que depende únicamente del ciclo de trabajo y en cuya expresión aparecerá también la relación de transformación de la salida retrasada ( $n_{SR}$ ). El problema de obtener la tensión de salida en función del ciclo de trabajo estaría resuelto si no fuese porque el ángulo de conducción  $\phi_C$  también depende del ciclo de trabajo. Además, no es posible obtener una relación explícita entre ambos.

Si deseamos dibujar la gráfica que muestra el valor de  $V_p$  en función del ciclo de trabajo en cadena abierta, además de la expresión (3.83) también debemos resolver la siguiente ecuación:

$$P_g = \frac{V_g^2}{2 \cdot \pi \cdot R_{SP}} \cdot (\phi_C - \sin \phi_C) = \frac{V_p^2}{R_L} \quad (3.84)$$

donde  $R_L$  es la carga colocada a la salida del convertidor. Resolviendo (3.83) y (3.84) para cada valor del ciclo de trabajo, obtendremos el valor de la correspondiente tensión de salida y del ángulo de conducción de la corriente de entrada.

Como se puede observar, al aparecer en (3.84) el ángulo de conducción  $\phi_C$  y también el coseno de dicho ángulo, es imposible obtener una relación explícita entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo. Sin embargo, aplicando el teorema de la función implícita se puede demostrar que la función  $V_p(d)$  dada por (3.83) tiene un máximo en el mismo punto donde lo tenga la función

$f_T(d)$ . Por tanto, bastará con estudiar esta función en cada tipo de convertidor para saber si la relación entre  $V_p$  y el ciclo de trabajo es unívoca o en su defecto, presenta un máximo en algún punto. En este caso, podríamos obtener el mismo valor de tensión de salida con dos ciclos de trabajo distintos. En el Apéndice C, se proporciona la demostración matemática completa de la relación entre el máximo de la función  $V_p(d)$  y  $f_T(d)$ .

A continuación, obtendremos la función  $f_T(d)$  para el convertidor de Retroceso y estudiaremos la posible existencia de máximos dentro del rango de valores físicamente posibles. Nótese que si el máximo de la función está en un punto tal, que el valor de ciclo de trabajo es mayor que la unidad, el resultado es irrelevante puesto que los valores de “d” están acotados entre 0 y 1.

En un convertidor de Retroceso se cumple:

$$V_C = V_p \cdot n \cdot \frac{1-d}{d} \quad (3.85)$$

Supondremos que tenemos una salida retrasada con rectificador de media onda. En este caso, podemos obtener el valor de  $V_S$  a partir de la expresión (3.7) tomando TSR=1:

$$V_S = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}} \cdot (1-d) \quad (3.86)$$

Sustituyendo (3.85) y (3.86) en (3.80) y normalizando el valor de la tensión de salida obtenemos:

$$\frac{V_p}{V_g} = \frac{\cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{n} \cdot \frac{n_{SR} \cdot d}{d^2 - d \cdot (1 + n_{SR}) + n_{SR}} \quad (3.87)$$

Por tanto, la función  $f_T(d)$  tiene la siguiente expresión:

$$f_T(d) = \frac{n_{SR} \cdot d}{d^2 - d \cdot (1 + n_{SR}) + n_{SR}} \quad (3.88)$$

El siguiente paso consiste en estudiar esta función para ver si presenta algún máximo en alguno de los puntos de funcionamiento posibles del convertidor. Para ello, el primer paso consiste en derivar  $f_T(d)$ :

$$f'_T(d) = \frac{n_{SR} \cdot (n_{SR} - d^2)}{(d^2 - d \cdot (1 + n_{SR}) + n_{SR})^2} \quad (3.89)$$

Igualando a cero  $f'_T(d)$  y despejando el ciclo de trabajo, obtenemos:

$$d = \pm \sqrt{n_{SR}} \quad (3.90)$$

La solución negativa no es físicamente posible, ya que no tiene sentido un ciclo de trabajo con un valor negativo y por tanto, este caso queda descartado. Sin embargo, el valor positivo sí es válido y si además se cumple que  $\sqrt{n_{SR}} < d_{\max}$ , la función de transferencia presentaría un punto característico para ese valor de ciclo de trabajo. Para comprobar que se trata de un máximo, debemos hallar la segunda derivada y sustituir la variable “n” por  $\sqrt{n_{SR}}$ . En este caso, la expresión obtenida es la siguiente:

$$f''_T(\sqrt{n_{SR}}) = \frac{-n_{SR} \cdot 2 \cdot \sqrt{n_{SR}} \cdot (2 \cdot n_{SR} - \sqrt{n_{SR}} \cdot (1 + n_{SR}))^2}{(2 \cdot n_{SR} - \sqrt{n_{SR}} \cdot (1 + n_{SR}))^4} \quad (3.91)$$

Como podemos comprobar, se cumple que  $f''_T(\sqrt{n_{SR}}) < 0$  y por tanto, en el punto  $d = \sqrt{n_{SR}}$  existe un máximo. Sólo resta comprobar si con las condiciones de diseño que se han utilizado, es posible que el ciclo de trabajo supere el valor  $\sqrt{n_{SR}}$ .

Cuando diseñamos minimizando el reciclaje de energía en condiciones de potencia máxima y tensión de entrada mínima, el valor  $n_{SR}$  se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$n_{SR} = \frac{d_{\max}}{1 - \cos\left(\frac{\phi_{C\max}}{2}\right)} \quad (3.92)$$

Debemos por tanto comprobar si es posible que el máximo esté dentro del rango de funcionamiento del convertidor, es decir:

$$\sqrt{n_{SR}} < d_{\max} \quad (3.93)$$

Sustituyendo (3.92) en (3.93) obtenemos:

$$\sqrt{n_{SR}} = \sqrt{\frac{d_{\max}}{1 - \cos\left(\frac{\phi_{C\max}}{2}\right)}} < d_{\max} \quad (3.94)$$

Operando esta expresión, tenemos:

$$\sqrt{d_{\max}} < \frac{1}{\sqrt{1 - \cos\left(\frac{\phi_{C\max}}{2}\right)}} \quad (3.95)$$

Como el ciclo de trabajo es siempre menor que la unidad, la parte izquierda de la inecuación será siempre menor que la unidad, o en todo caso, igual:  $\sqrt{d_{\max}} \leq 1$ . Por otra parte, el ángulo de

conducción es siempre menor o en todo caso igual a 180° y por tanto:  $\frac{\phi_{C\max}}{2} \leq \frac{\pi}{2}$ , lo que

significa que la parte derecha de la inecuación será siempre mayor o igual a la unidad. Vemos por tanto, que con esta filosofía de diseño es imposible que el máximo de la función esté dentro del rango de funcionamiento del convertidor, por lo que éste no presentará ningún problema de controlabilidad. Si en el desarrollo hubiésemos utilizado una salida retrasada con rectificador de doble onda, el resultado habría sido el mismo ya que aunque la expresión de  $V_S$  cambia, también lo hace el criterio de diseño de  $n_{SR}$  y al final el resultado es exactamente el mismo.



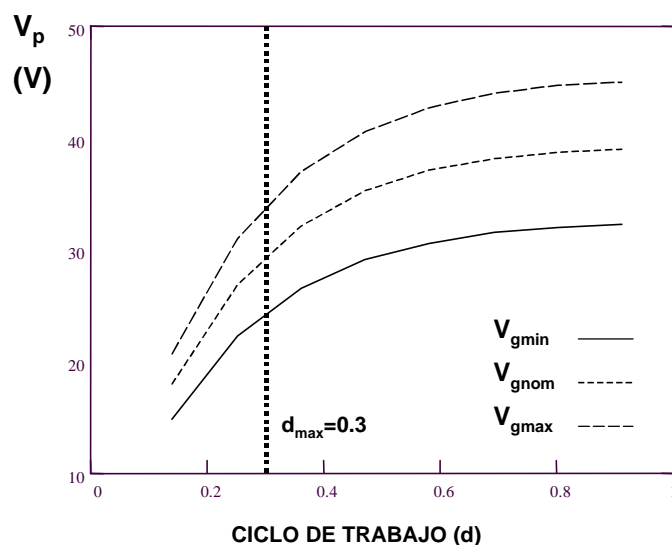


Fig. 3.47: evolución del ciclo de trabajo en cadena abierta. La función no presenta ningún máximo dentro del rango de funcionamiento del convertidor.

La figura 3.47 muestra la evolución de la tensión de salida en función del ciclo de trabajo para distintos valores de la tensión de entrada cuando el convertidor trabaja en cadena abierta. Como se puede comprobar, la función es monótona creciente y no presenta ningún máximo dentro del rango de funcionamiento del convertidor. De hecho, en el ejemplo de diseño el valor de  $n_{SR}$  obtenido fue de 1,973 y por tanto:  $\sqrt{n_{SR}} = 1,405$ , siendo el valor máximo del ciclo de trabajo  $d_{max}=0,3$ .

### 3.4 ESTUDIO ESTÁTICO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

Como vimos en el Capítulo 2, es posible conectar un Reductor Activo de Armónicos a la bobina de un convertidor pues debido al funcionamiento normal de éste, la bobina tendrá un balance “voltios-segundo” equilibrado. Por tanto, podemos conectar un RA<sup>2</sup> a un convertidor sin aislamiento galvánico como el Reductor-Elevador (Fig. 3.48).

El proceso de diseño es idéntico al de un convertidor con aislamiento galvánico. Si además tenemos en cuenta que el convertidor de Retroceso es la versión con aislamiento galvánico del convertidor Reductor-Elevador, podemos concluir que son válidos todos los desarrollos hechos para el convertidor de Retroceso sin más que tomar como relación de transformación

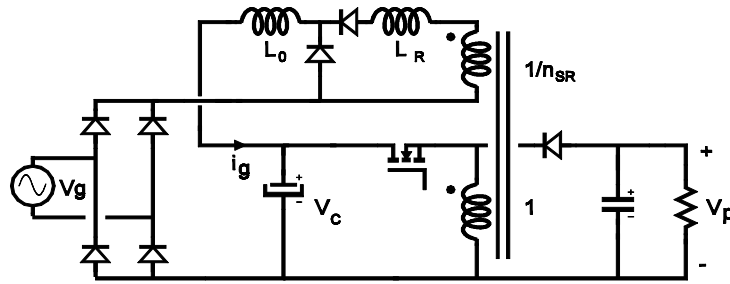
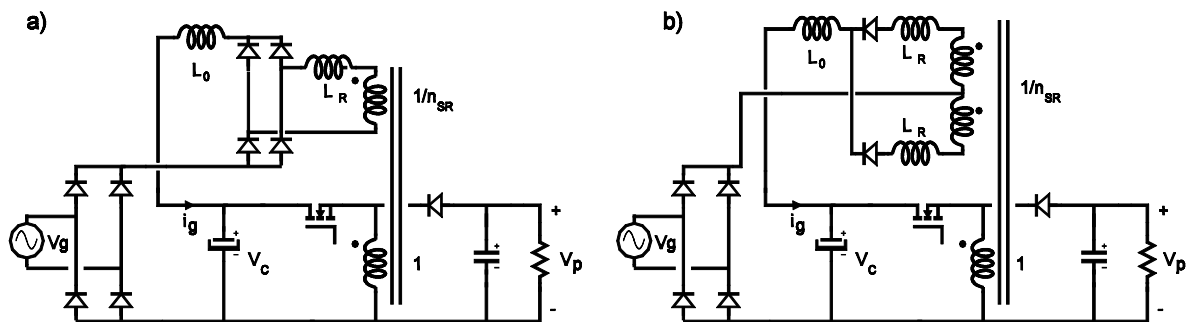


Fig. 3.48: convertidor Reductor-Elevador con RA<sup>2</sup> (rectificador de media onda).

de la salida principal el valor  $n=1$ . Por lo demás, todas las conclusiones obtenidas son también válidas para este convertidor, por lo que no se estudiará específicamente su proceso de diseño. Por supuesto, también es posible implementar en este convertidor un RA<sup>2</sup> basado en un rectificador de doble onda. La figura 3.49 muestra dos ejemplos de posibles implementaciones de un RA<sup>2</sup> de este tipo.

### 3.5 ESTUDIO ESTÁTICO DEL CONVERTIDOR EN MEDIO PUENTE CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

En este apartado estudiaremos el comportamiento estático de los convertidores con aislamiento galvánico derivados del convertidor Reductor (Medio Puente, Simétrico, Directo, etc.). Para ello, estudiaremos detalladamente uno de los convertidores de esta familia y en concreto, el convertidor en Medio Puente [93, 94, 97, 98]. Al igual que se hizo con el convertidor de Retroceso, fijaremos unas especificaciones de funcionamiento y procederemos al diseño del convertidor. Finalmente, se comprobarán experimentalmente los resultados obtenidos de forma teórica realizando las correspondientes medidas sobre un prototipo real.



Fi

g. 3.49: convertidor Reductor-Elevador con RA<sup>2</sup> (rectificador de doble onda), a) basado en un puente completo de diodos, b) basado en un transformador con toma media.

Antes de comenzar con el proceso de diseño en sí, haremos hincapié en la conclusión obtenida al principio del capítulo sobre el valor de la tensión  $V_S$  en esta familia de convertidores.

Como ya vimos, en los convertidores de este tipo la fuente de tensión que aparece en serie con la Resistencia Sin Pérdidas tiene un valor constante. Recordemos la expresión (3.11):

$$V_S = \frac{TSR}{TC} \cdot \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}} \quad (3.96)$$

donde TSR es una constante cuyo valor depende del tipo de salida retrasada y TC otra constante que depende del tipo de topología que usemos como convertidor principal (Medio Puente, Simétrico, etc.). Por otra parte, el lazo de regulación del convertidor se encargará de mantener el valor de la tensión de salida  $V_p$  constante por lo que  $V_S$  también lo será.

Una vez recordado esto, enumeraremos las especificaciones del convertidor a diseñar:

- Tensión mínima de entrada: 190 V.
- Tensión nominal de entrada: 230 V.
- Tensión máxima de entrada: 265 V.
  
- Tensión de salida: 3.3 V.
- Potencia máxima: 100 W.
- Debe cumplir la norma IEC 1000-3-2 sobre armónicos de baja frecuencia.

Las especificaciones corresponden a un convertidor de baja tensión de salida y con tensión de entrada dentro del rango europeo, con lo que el enfoque está claramente dirigido hacia las fuentes de alimentación de los ordenadores personales, en las que las tensiones de salida han seguido una tendencia descendente en los últimos años, debido fundamentalmente al aumento de la frecuencia de trabajo de los microprocesadores. Éste es un producto en el que el coste es un factor muy importante, lo cual implica en general, que las soluciones adoptadas en estos equipos deban ser lo más sencillas posible. Por esta razón, el RA<sup>2</sup> es un sistema ideal para este tipo de

equipamiento ya que permite cumplir la norma IEC 1000-3-2 con un coste adicional muy bajo y manteniendo un buen rendimiento en la fuente de alimentación.

Nótese además, que al tratarse de tensiones de salida tan bajas, es fundamental el uso de la Rectificación Síncrona Autoexcitada (RSA), ya que la caída de tensión en los rectificadores tradicionales da lugar a una importante merma en el rendimiento del convertidor. El uso de la RSA implica que el convertidor opera forzosamente en modo de conducción continuo, lo que no resulta ningún inconveniente para el RA<sup>2</sup>.

La topología elegida para esta aplicación se muestra en la figura 3.50. Se trata de un convertidor en Medio Puento que utiliza un sistema de RSA recientemente propuesto [107, 108, 109]. Este sistema utiliza un único devanado adicional y dos diodos en antiserie para manejar los Rectificadores Síncronos (RS). La principal característica de este sistema es que permite mantener en conducción los RS a pesar de que las formas de onda del transformador tengan tiempos muertos, como es el caso de un convertidor en Medio Puento. La figura 3.51 muestra las formas de onda típicas de este sistema de RSA. Cuando hay tensión en el primario del transformador, la tensión que aparece en el devanado auxiliar se aplica completamente sobre la puerta de uno de los RS (gracias a la colocación de los diodos en antiserie) con lo que se pondrá en conducción, mientras que en la puerta del otro rectificador aparece una tensión nula por lo que este rectificador estará cortado. Cuando en el primario del transformador hay una tensión nula, la carga de la capacidad parásita de la puerta del RS que está en conducción en ese momento se reparte entre las capacidades de las puertas de los dos RS a través de los diodos, con lo que se consigue que ambos MOSFET estén en conducción a pesar de no haber ninguna tensión sobre el transformador.

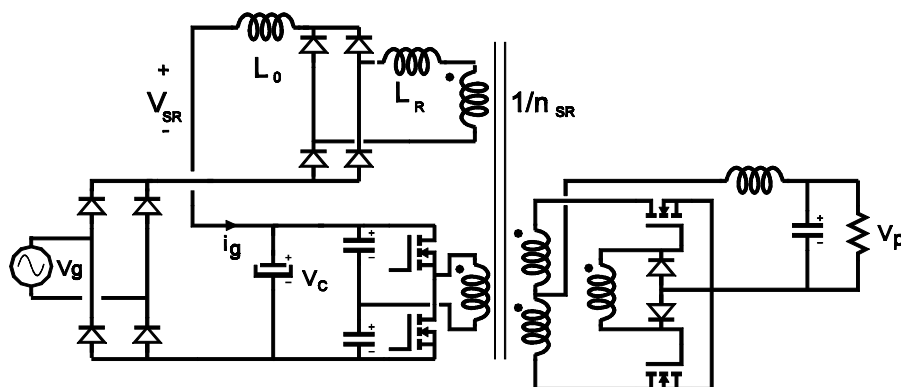


Fig. 3.50: convertidor en Medio Puento con RA<sup>2</sup> y con RSA basada en la excitación de los MOSFET con un único devanado.

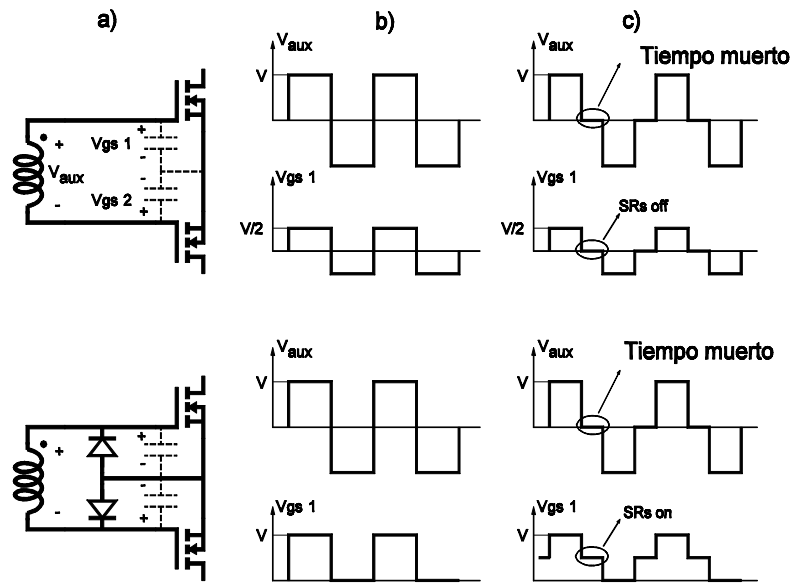


Fig. 3.51: funcionamiento del sistema de RSA basada en la excitación de los rectificadores síncronos mediante un único devanado.

Además del sistema de RSA, el convertidor también tiene un Reductor Activo de Armónicos con un rectificador de doble onda basado en un puente completo de diodos.

Teniendo esto en cuenta, la variable TSR de la expresión (3.96) toma un valor TSR=2 y además, al tratarse de un convertidor en Medio Puente, la variable TC también toma el mismo valor (TC=2). Por tanto, la expresión definitiva de la tensión  $V_S$  es la siguiente:

$$V_S = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}} \quad (3.97)$$

Además, para diseñar el convertidor también necesitaremos la expresión de la tensión de salida en función de la tensión en el condensador:

$$V_p = \frac{V_C}{n} \cdot d \quad (3.98)$$

Finalmente, utilizaremos de nuevo las dos ecuaciones básicas que ligán el RA<sup>2</sup> con el convertidor principal. Por un lado, la expresión de la potencia de entrada en función del ángulo de conducción:

$$P_g = \frac{V_g^2}{2 \cdot \pi \cdot R_{SP}} \cdot (\phi_C - \sin \phi_C) \quad (3.99)$$

Y también, la expresión que determina el ángulo de conducción en función de las tensiones  $V_C$  y  $V_S$ :

$$V_C - V_S = V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \quad (3.100)$$

El proceso de diseño es similar al seguido anteriormente con el convertidor de Retroceso. En primer lugar, debemos elegir el ángulo de conducción de la corriente de entrada en condiciones nominales (potencia máxima y tensión de entrada nominal). Para tener una referencia de partida, seguiremos el procedimiento explicado anteriormente para saber el máximo ángulo de conducción que podemos tener sin que la tensión en el condensador supere un cierto valor. Por razones de tamaño y coste, es interesante que la tensión  $V_C$  no supere los 450 V, por lo que de nuevo tomaremos este como valor máximo admisible en  $V_C$ . Esta tensión se alcanzará en las peores condiciones, que son las de tensión de entrada máxima y potencia mínima. Si tomamos el caso límite y hacemos que la potencia mínima sea nula, el ángulo de conducción en ese punto también será nulo y por tanto, a partir de (3.100) podemos calcular el valor de  $V_S$ :

$$V_S = V_{Cmax} - V_{gmax} = 75,23 \quad (3.101)$$

Nótese que en esta topología, el valor de  $V_S$  es constante y por tanto, no es necesario decidir el valor del máximo ciclo de trabajo ni calcular el valor de la relación de transformación  $n$ .

La otra condición de diseño que impondremos será la de minimizar el reciclaje energético en el punto de máxima potencia y tensión de entrada mínima. De esta forma, en esas condiciones tendremos que  $V_{Cmin}=V_{gmin}$  y además, el ángulo de conducción será el máximo de todo el rango de funcionamiento ( $\phi_{Cmax}$ ). Como ya conocemos el valor de  $V_S$ , podemos calcular  $\phi_{Cmax}$  a partir de (3.100):

$$\phi_{Cmax} = 2 \cdot \arccos \left( 1 - \frac{V_S}{V_{gmin}} \right) = 87,9^\circ \quad (3.102)$$

Conocido  $\phi_{Cmax}$ , sólo resta calcular el ángulo de conducción en condiciones nominales que se corresponde con estos parámetros de diseño. Utilizando (3.99) obtenemos:

$$\phi_{Cnom} - \sin(\phi_{Cnom}) = \frac{V_{gmin}^2}{V_{gmax}^2} \cdot (\phi_{Cmax} - \sin(\phi_{Cmax})) \quad (3.103)$$

Resolviendo esta ecuación, tendremos el valor del máximo ángulo de conducción que podemos tener en condiciones nominales para que la tensión en el condensador de almacenamiento no supere los 450 V. En este caso, el valor obtenido es:

$$\phi_{Cnom} = 76,65^\circ \quad (3.104)$$

El ángulo obtenido es ligeramente mayor que en el caso del convertidor de Retroceso y también sería posible cumplir la norma IEC 1000-3-2 en Clase D. De todas formas, tomaremos un ángulo de conducción un poco mayor para que el diseño no quede tan ajustado. Por otra parte, el hecho de añadirle algunos grados a este valor no supondrá un aumento importante de la tensión máxima en el condensador de almacenamiento. Además, debemos tener en cuenta que aunque el convertidor se quede en vacío, siempre tendrá algo de carga ya que el convertidor debe alimentar sus propios circuitos de control.

Tomaremos pues un ángulo de conducción en condiciones nominales de 80°. Elegido este ángulo, podemos calcular el valor de la Resistencia Sin Perdidas a partir de la ecuación (3.99):

$$R_{SP} = \frac{V_{gnom}^2}{2 \cdot \pi \cdot P_{max}} \cdot (\phi_{Cnom} - \sin \phi_{Cnom}) = 69,28\Omega \quad (3.105)$$

Ahora podemos calcular el valor de la bobina retrasadora, teniendo en cuenta para ello, que se trata de una salida retrasada con rectificador de doble onda basado en un puente completo de diodos. Por tanto:

$$L_R = \frac{R_{SP}}{4 \cdot f} = 173,2 \mu H \quad (3.106)$$

Y en base a esta bobina, calcularemos el valor de la bobina de filtro de la salida retrasada:

$$L_0 = 6 \cdot L_R = 1,04 mH \quad (3.107)$$

El siguiente paso consiste en calcular la relación de transformación del devanado de la salida principal. Para ello, fijaremos el máximo ciclo de trabajo con el que deseamos que trabaje el convertidor. Debemos tener en cuenta que este convertidor tiene de por sí limitado el ciclo de trabajo a 0,5. Además, los reguladores comerciales no pueden trabajar en general con ciclos de trabajo muy próximos a ese valor por lo que tomaremos como valor máximo 0,45. Utilizando ahora (3.98) podemos calcular el valor de n:

$$n = \frac{V_{gmin}}{V_p} \cdot d_{max} = 36,6 \quad (3.108)$$

Por último, calcularemos el valor de  $n_{SR}$  teniendo en cuenta que el punto en el que pretendemos minimizar el reciclaje energético es el de potencia máxima y tensión de entrada mínima. En esas condiciones, el ángulo conducción es el máximo posible ( $\phi_{Cmax}$ ) y podemos calcularlo a partir de (3.99) puesto que ya conocemos  $R_{SP}$ . En este caso resulta ser  $\phi_{Cmax}=91,8^\circ$ . Además se cumplirá  $V_{Cmin}=V_{gmin}$  y tendremos por tanto el máximo ciclo de trabajo  $d_{max}$ . Por tanto, utilizando (3.100) podemos calcular  $n_{SR}$ :

$$n_{SR} = \frac{d_{max}}{1 - \cos\left(\frac{\phi_{Cmax}}{2}\right)} = 1,48 \quad (3.109)$$



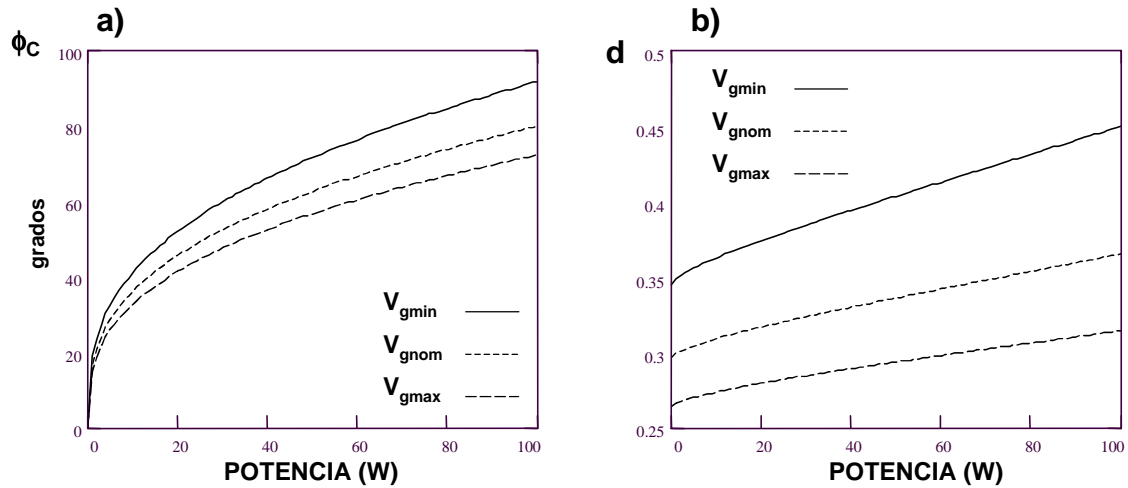


Fig. 3.52: a) ángulo de conducción en función de la potencia y de la tensión de entrada, b) ciclo de trabajo en función de estos mismos parámetros.

Ya hemos calculado por tanto, todos los parámetros de diseño del RA<sup>2</sup> y estamos en condiciones de resolver las expresiones (3.97), (3.98), (3.99) y (3.100) para cualquier punto de trabajo del convertidor.

La figura 3.52a muestra la evolución del ángulo de conducción en función de la potencia para varias tensiones de entrada, mientras que la figura 3.52b muestra la evolución del ciclo de trabajo.

Como ya hemos visto, en este tipo de convertidores la tensión  $V_S$  es constante y con estos parámetros de diseño tiene un valor:

$$V_S = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}} = 81,7V \quad (3.110)$$

Uno de los datos más interesantes es la evolución de la tensión en el condensador de almacenamiento (Fig. 3.53a). El valor máximo de esta tensión es de 456 V, con lo que apenas superamos los 450 V. Por otra parte, el valor mínimo se alcanza en condiciones de potencia máxima y tensión de entrada mínima y como se puede observar, su valor coincide con el valor de la tensión de entrada, tal y como habíamos impuesto en las condiciones de diseño. Nótese que los interruptores del puente soportan exactamente la tensión que haya en el condensador de almacenamiento. Por tanto, en este caso podríamos utilizar MOSFET de 500 V.

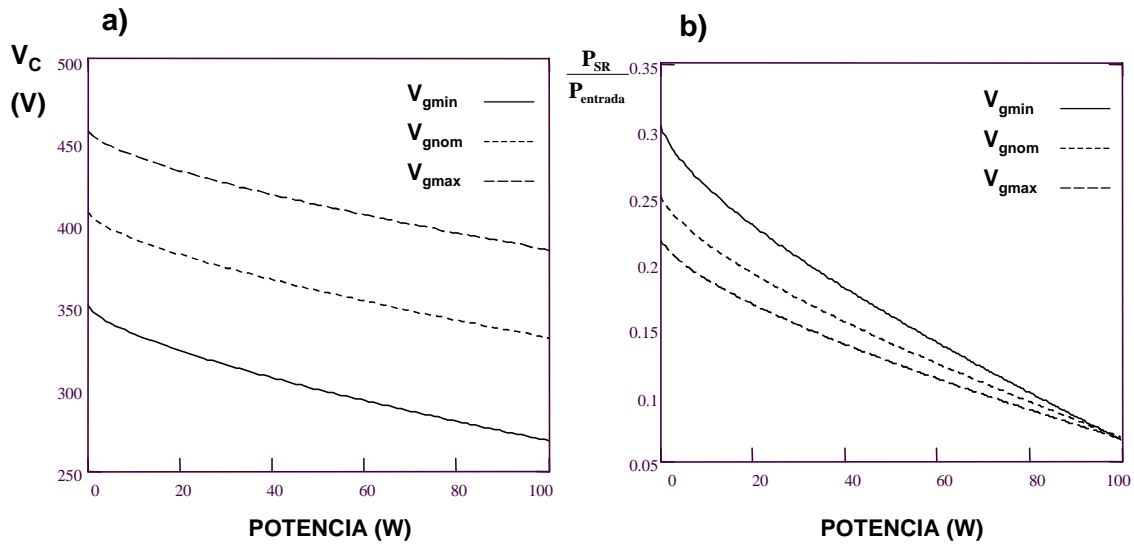


Fig. 3.53: a) tensión en el condensador en función de la potencia y de la tensión de entrada, b) potencia procesada por la salida retrasada expresada en forma relativa.

La figura 3.53b muestra el valor relativo de la potencia reciclada por la salida retrasada. Al igual que ocurría con el convertidor de Retroceso, el tanto por ciento de energía que sufre dos procesados es bastante pequeño pues como se puede observar, el peor caso es del orden del 30%. Además, la cantidad porcentual disminuye cuando aumenta la potencia de entrada. Por tanto, el punto óptimo de funcionamiento será precisamente el de potencia máxima, en el que el procesado doble de energía es menor del 10%.

Como se puede observar, el comportamiento general de este convertidor es similar al del convertidor de Retroceso estudiado anteriormente. A pesar de que la tensión  $V_S$  no depende del ciclo de trabajo, las tendencias de todos los parámetros se mantienen.

Una vez conocida la evolución del ciclo de trabajo y de la tensión en el condensador, podemos calcular las tensiones que deben soportar los rectificadores de la etapa de salida. La tensión entre drenador y fuente de los rectificadores síncronos tiene la siguiente expresión:

$$V_{DSRS} = \frac{V_c}{n} \quad (3.111)$$

Para seleccionar los MOSFET, el punto de trabajo que nos interesa es el de máxima tensión, que a la vista de (3.111) coincide con el punto de máxima tensión en el condensador. En este caso  $V_{DSRSmax} = 12,5 \text{ V}$  y por tanto, será posible utilizar MOSFET de 30V.

Finalmente, debemos calcular la relación de transformación del devanado auxiliar ( $n_{aux}$ ) que se encarga de manejar los RS. Debemos tener en cuenta dos cosas: por un lado, la máxima tensión que se alcance no debe superar la tensión de ruptura de la puerta del MOSFET y además, el valor mínimo debe ser suficiente para mantener en conducción los RS.

La expresión de la tensión puerta-fuente en estos transistores es la siguiente:

$$V_{GSRS} = \frac{V_C}{2 \cdot n_{aux}} \quad (3.112)$$

Los MOSFET que utilizaremos soportan en la puerta una tensión máxima de 20 V por lo que  $n_{aux}$  debe cumplir:

$$\frac{V_{Cmax}}{2 \cdot n_{aux}} \leq 20V \quad (3.113)$$

Por otra parte, en cuanto a la mínima tensión que aparecerá en la puerta debemos recordar que cuando no hay tensión en el transformador, la carga del condensador de puerta del MOSFET que estaba en conducción se reparte entre los dos RS por lo que la tensión puerta-fuente se divide por dos. Para asegurar que durante los tiempos muertos los transistores se mantienen en conducción, intentaremos garantizar que la tensión en la puerta no sea nunca menor de 5 V. Por tanto:

$$\frac{V_{gmin}}{4 \cdot n_{aux}} \geq 5V \quad (3.114)$$

A partir de (3.113) y (3.114) obtenemos:

$$11,4 \leq n_{aux} \leq 13,4 \quad (3.115)$$

Teniendo en cuenta que la relación de transformación principal ( $n$ ) tendrá un valor entero  $n=36$ , tomaremos un valor  $n_{aux}=12$  para que las relaciones de vueltas sean números enteros.

En cuanto a las corrientes que circulan por el convertidor, calcularemos el valor de pico de la corriente de entrada para poder obtener la representación teórica de la forma de onda de esta corriente. La expresión del valor de pico es la siguiente:

$$I_{gpico} = \frac{V_g + V_s - V_c}{R_{sp}} \quad (3.116)$$

La figura 3.54 muestra la evolución de este valor en función de la potencia y de la tensión de entrada. Combinando estos resultados con los ángulos de conducción de la figura 3.52a, podemos obtener las formas de onda teóricas de la corriente de entrada. La figura 3.55a muestra la corriente de entrada en condiciones nominales y en condiciones de tensión de entrada nominal y media carga. Además, la figura 3.55b muestra la corriente de entrada también a plena carga aunque en este caso, las tensiones de entrada son la máxima y la mínima.

Nótese que es necesario conocer el valor de pico máximo de la corriente para poder dimensionar adecuadamente las bobinas de la salida retrasada. Por otra parte, esta corriente también se verá reflejada en el primario, por lo que también la tendremos que tener en cuenta para diseñar el transformador.

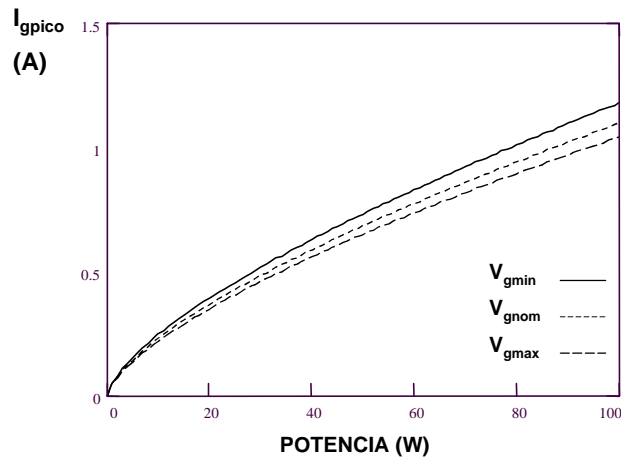


Fig. 3.54: valor de pico de la corriente de entrada en función de la potencia y de la tensión de entrada (se ha despreciado el rizado de alta frecuencia).

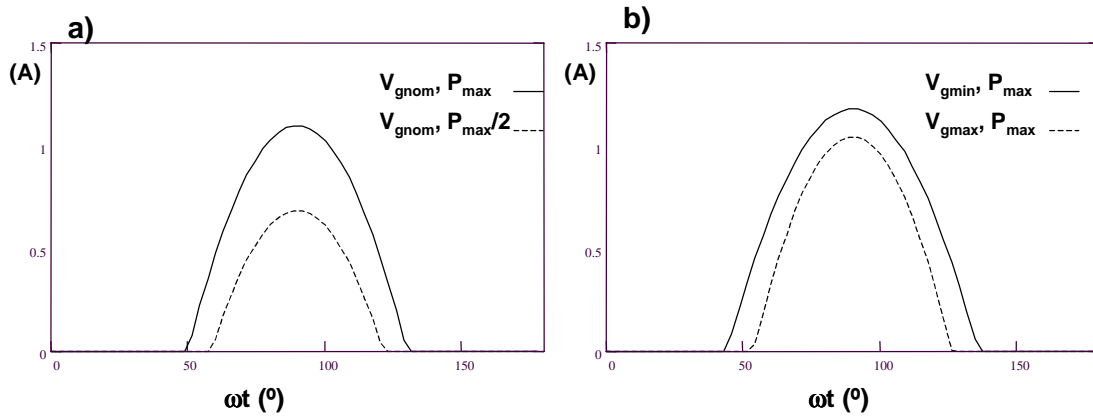


Fig. 3.55: forma de onda de la corriente de entrada en distintos puntos de funcionamiento calculada de forma teórica. a)  $V_{gnom}, P_{max}$  y  $V_{gnom}, P_{max}/2$ , b)  $V_{gmin}, P_{max}$  y  $V_{gmax}, P_{max}$ .

Al margen de esto, es interesante estudiar que es lo que ocurre con las corrientes en el transformador a nivel de la frecuencia de conmutación. La figura 3.56 muestra esquemáticamente la distribución de los devanados y las formas de onda de las principales corrientes (se ha despreciado el rizado de la corriente de salida y la corriente magnetizante del transformador). El esquema básico de las corrientes es el mismo que el de un convertidor en Medio Puente tradicional, aunque el hecho de tener un devanado adicional (el de la salida retrasada) da lugar a pequeñas diferencias ya que la corriente  $i_{LR}$  se reflejará en los demás devanados.

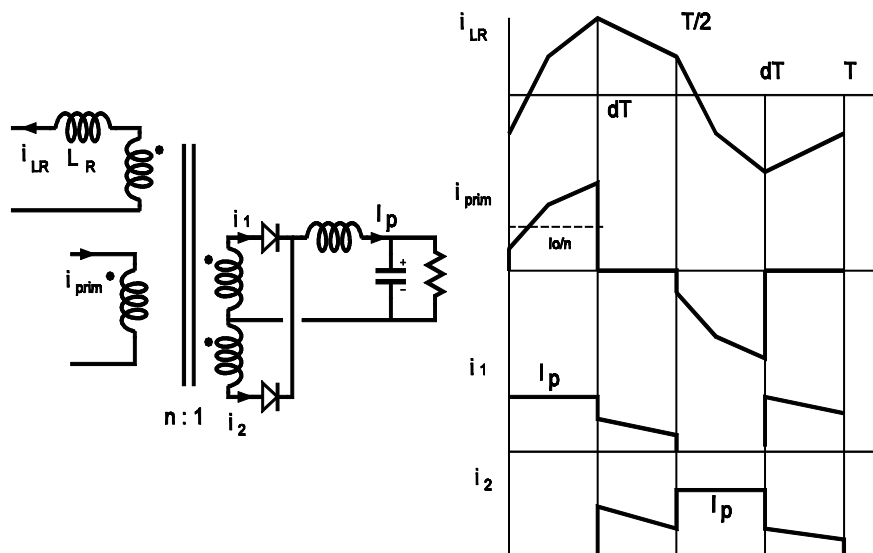


Fig. 3.56: esquema de los devanados del transformador y sus principales formas de onda. En a figura no se ha tenido en cuenta el rizado de la corriente que circula por la salida principal del convertidor.

En cuanto a la corriente del primario  $i_{\text{prim}}$ , vemos que inicialmente es menor de lo que sería en un convertidor convencional ya que la bobina retrasadora  $L_R$  se está desmagnetizando y la corriente  $i_{LR}$  se está reflejando en el primario. Desde el punto de vista energético, vemos que la energía almacenada en  $L_R$  está siendo transferida al primario. Sin embargo, cuando la corriente  $i_{LR}$  se anula y la bobina retrasadora comienza a magnetizarse en sentido contrario, es el primario el que proporciona la energía a la salida retrasada. A pesar de que en ciertos momentos la salida retrasada inyecta energía en los condensadores del Medio Puente, hay un flujo de energía neto desde el primario hacia esta salida, que precisamente es la energía que se recicla para conseguir reducir el contenido armónico.

Al secundario le ocurre algo un tanto distinto: debido a la presencia de la bobina del filtro de salida, la corriente media que circula por el secundario está determinada por la carga del convertidor y por tanto, la corriente  $i_{LR}$  reflejada en el secundario no da lugar a una inyección neta de energía. Simplemente desequilibra las corrientes que circulan por las dos ramas de la salida principal.

Nótese que el valor medio de la corriente  $i_{LR}$  depende del instante del ciclo de red en el que nos encontremos.

### 3.5.1 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para comprobar la validez del desarrollo teórico, se construyó un prototipo del convertidor con las mismas especificaciones que las del ejemplo anterior. La figura 3.50 muestra un esquema de la etapa de potencia del convertidor construido. Los interruptores utilizados en el puente son unos CoolMos de 600V (SPP11N60S05). Como condensador de almacenamiento se han utilizado dos condensadores electrolíticos en paralelo de 47  $\mu\text{F}$  y 450 V.

El diseño del transformador es especialmente crítico en esta topología ya que el acoplamiento entre los devanados, especialmente con el devanado auxiliar, debe ser muy bueno para que el sistema de RSA funcione adecuadamente [109]. Para conseguirlo, se recurrió a un transformador plano realizado con espiras flexibles estándar ya que con este tipo de transformadores se consiguen acoplamientos muy buenos.

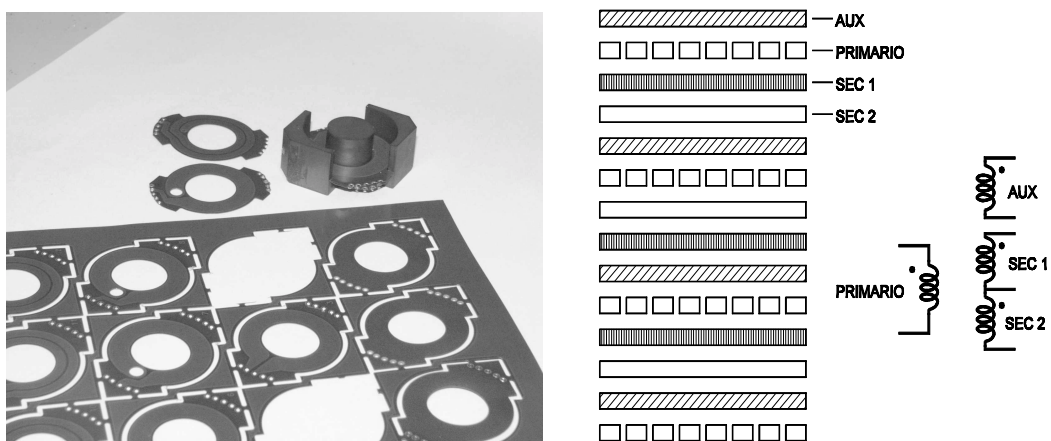


Fig. 3.57: fotografía de las espiras planas utilizadas para la construcción del transformador y esquema final de las capas del mismo.

Para elegir la configuración de las capas y la distribución de los devanados, se utilizó una herramienta de diseño de elementos magnéticos, en concreto el PEMag [130]. La figura 3.57 muestra alguna de las espiras utilizadas y la configuración final del transformador.

La bobina retrasadora se construyó con un núcleo EE20, al igual que la bobina de filtro de la salida retrasada. Los diodos utilizados en la salida retrasada son unos MUR 160 de 600V y 1,5 A (*ultrafast*).

La forma de onda de la corriente de entrada en condiciones nominales se muestra en la figura 3.58a, mientras que en la figura 3.58b se muestra el contenido armónico de dicha forma de onda. Como se puede comprobar, el convertidor cumple la norma IEC 1000-3-2 en Clase D.

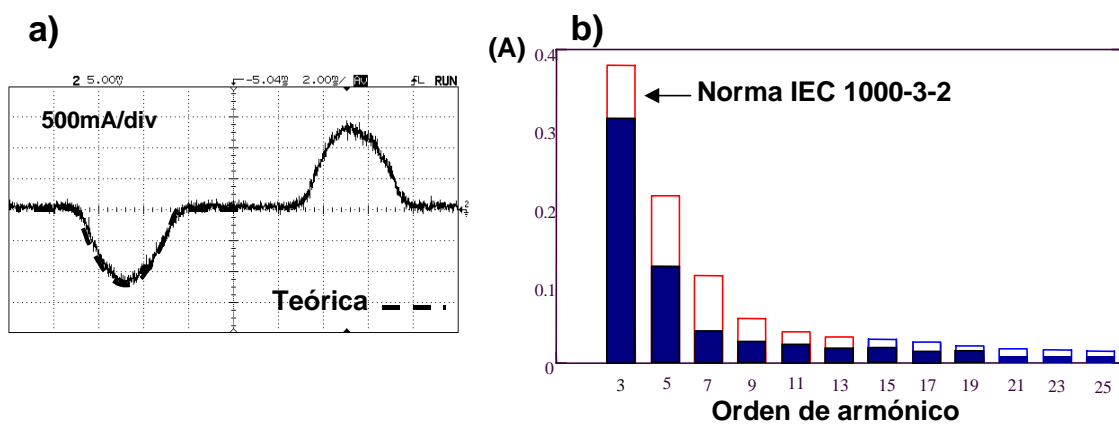


Fig. 3.58: a) forma de onda de la tensión de entrada en condiciones nominales (teórica y experimental), b) contenido armónico de dicha forma de onda.

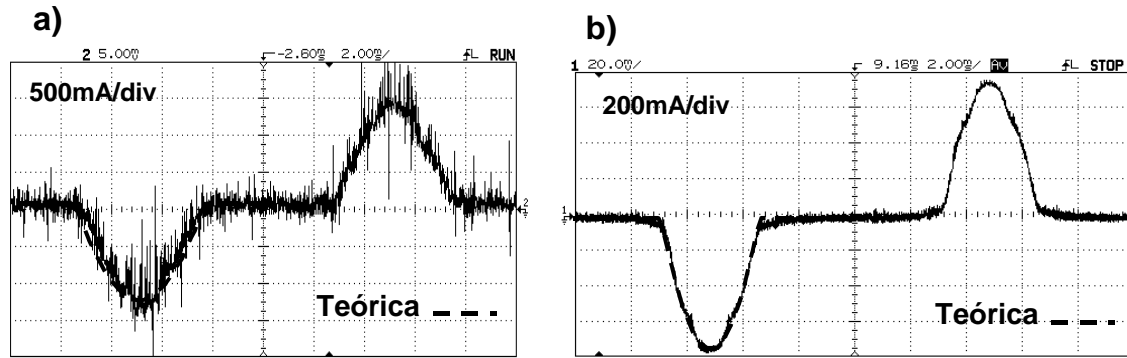


Fig. 3.59: formas de onda de la corriente de entrada en distintas condiciones de funcionamiento (teóricas y experimentales). a)  $V_{gmin}$ ,  $P_{max}$ , b)  $V_{gnom}$ ,  $P_{max}/2$ . (Dada la coincidencia de las formas de onda teóricas y experimentales, apenas es posible distinguirlas al estar superpuestas).

La figura 3.59a muestra la corriente de entrada en condiciones de máxima potencia y tensión de entrada mínima mientras que la figura 3.59b muestra la corriente de entrada en condiciones de tensión de entrada nominal y media carga. En todos los casos, los resultados experimentales se ajustan muy bien a los resultados teóricos calculados con el modelo estático de la fuente de tensión y la resistencia sin pérdidas.

La figura 3.60 muestra la evolución de la tensión en el condensador (resultados teóricos y experimentales). En general, la tensión medida experimentalmente es ligeramente menor a la calculada teóricamente. Esto es debido principalmente a que en el desarrollo teórico se ha considerado la tensión  $V_C$  perfectamente constante mientras que en la realidad, esta tensión presenta un cierto rizado de 50 Hz. Además, para realizar los cálculos se ha supuesto que el convertidor tiene un rendimiento del 100%, lo cual por supuesto no es cierto en la realidad.

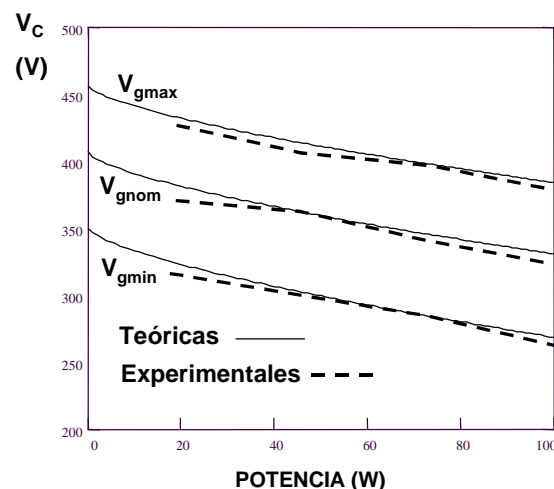


Fig. 3.60: tensión en el condensador de almacenamiento. Resultados teóricos y experimentales.



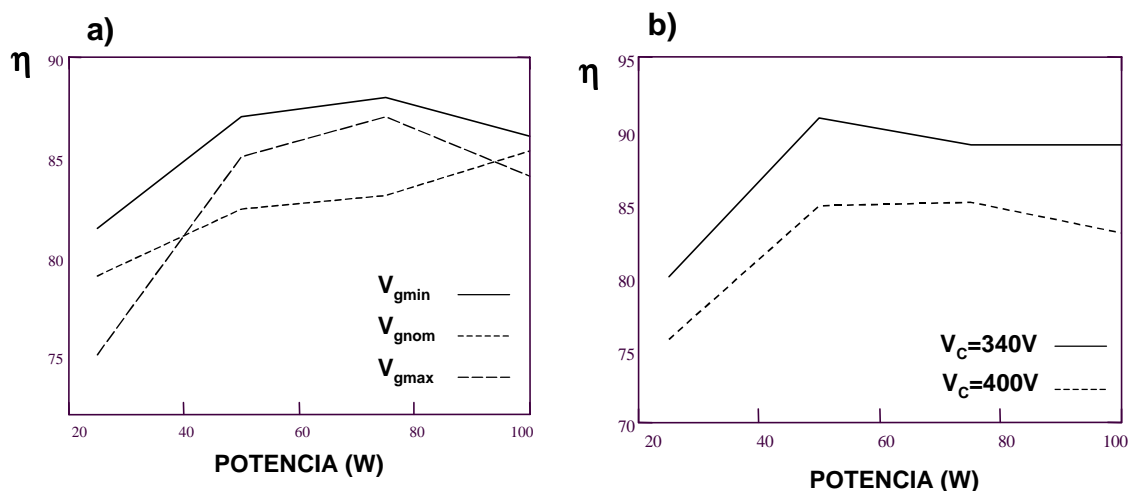


Fig. 3.61: a) rendimiento del prototipo con RA<sup>2</sup>, b) rendimiento del prototipo sin RA<sup>2</sup>. (No se incluye el consumo de los circuitos de mando).

Esto implica que en la práctica, el convertidor procesa algo más de potencia de la que se supone teóricamente y esto hace que la tensión en el condensador sea también algo menor. Sin embargo, vemos que las diferencias son bastante pequeñas y que la tendencia de la evolución de esta tensión es exactamente la misma.

En general, en todos los convertidores estudiados ocurre algo similar, encontrando que el error cometido no supera en ningún caso el 4 ó el 5%, lo cual es perfectamente admisible.

El rendimiento del convertidor también es un buen indicador para evaluar la bondad de la topología. La figura 3.61a muestra el rendimiento medido en el prototipo y como se puede observar, los resultados obtenidos son muy buenos dado el tipo de aplicación. En condiciones nominales, el rendimiento es aproximadamente del 86%, aunque en el caso de la tensión de entrada mínima se llega a alcanzar casi el 89%. En promedio, el rendimiento se mantiene por encima del 80% en casi todas las condiciones de trabajo.

Un dato muy interesante es la penalización en cuanto a rendimiento que supone el uso del RA<sup>2</sup> respecto al convertidor CA/CC convencional. La figura 3.61b muestra el rendimiento del prototipo aunque sin el Reductor Activo de Armónicos. Vemos que la penalización es muy pequeña puesto que se mantiene siempre en torno a los 4 ó 5 puntos como máximo. Esto es lógico ya que sólo se procesa dos veces una pequeña parte de la energía total.

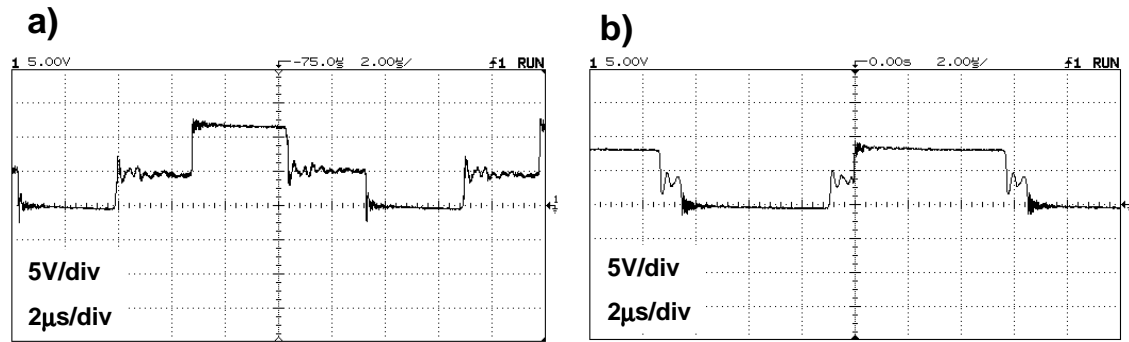


Fig. 3.62: formas de onda de la tensión entre puerta y fuente de los rectificadores síncronos en distintos puntos de funcionamiento.

Por último, en la figura 3.62 se muestra la tensión entre puerta y fuente de los rectificadores síncronos en varias condiciones de trabajo. En la figura se puede apreciar perfectamente cómo la tensión se divide a la mitad durante los tiempos muertos y cómo aún en las peores condiciones, hay tensión suficiente para mantener en conducción a los MOSFET.

Resumiendo, podemos concluir que los datos experimentales obtenidos concuerdan razonablemente bien con los datos teóricos, lo que demuestra la validez del modelo estático utilizado. La topología evaluada resulta ser una buena opción para conseguir bajas tensiones de salida partiendo de tensiones de red, cumpliendo además la norma IEC 1000-3-2. El aumento de tamaño y coste es muy bajo, puesto que únicamente hemos añadido cuatro diodos y dos bobinas relativamente pequeñas, mientras que la penalización en rendimiento es globalmente muy baja.

### 3.5.2 CONTROLABILIDAD DE UN CONVERTIDOR EN MEDIO PUENTE CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

Como vimos en el caso del convertidor de Retroceso, podemos utilizar las ecuaciones que definen el comportamiento estático del convertidor para estudiar la función de transferencia del mismo en cadena abierta. El objeto del estudio era determinar la posibilidad de poder obtener el mismo valor de tensión de salida con dos valores distintos del ciclo de trabajo.

Para ello seguiremos el proceso explicado anteriormente y obtendremos la función  $f_T(d)$  para estudiar los posibles puntos característicos de dicha función.

A partir de las ecuaciones (3.97), (3.98) y (3.100) obtenemos:

$$\frac{V_p}{V_g} = \frac{\cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{n} \cdot \frac{n_{SR} \cdot d}{n_{SR} - d} \quad (3.117)$$

Por tanto, la función  $f_T(d)$  tiene la siguiente expresión:

$$f_T(d) = \frac{n_{SR} \cdot d}{n_{SR} - d} \quad (3.118)$$

Para ver si la función tiene puntos característicos, obtendremos su derivada y la igualaremos a cero:

$$f'_T(d) = \frac{n_{SR}^2}{(n_{SR} - d)^2} = 0 \quad (3.119)$$

Como se puede comprobar, la función no tiene ningún punto característico y por tanto, este convertidor no presentará ningún problema de controlabilidad. Nótese que en este sentido, el comportamiento de los convertidores de esta familia es completamente distinto a los de la familia del convertidor de Retroceso, siendo esto debido fundamentalmente a las diferencias que presentan las expresiones de  $V_C$  y  $V_S$ , siendo especialmente relevante esta última. En los convertidores de la familia del de Retroceso, la tensión  $V_S$  depende del ciclo de trabajo y por tanto no tiene un valor constante. Sin embargo, en los convertidores de la misma familia que el convertidor en Medio Puente, esta tensión no depende del ciclo de trabajo y por tanto, es la misma en cualquier punto de funcionamiento.

### 3.6 ESTUDIO ESTÁTICO DEL CONVERTIDOR EN MEDIO PUENTE CON CONTROL COMPLEMENTARIO CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

Para finalizar con el estudio de convertidores con aislamiento galvánico, se ha elegido una topología un tanto distinta al resto. El convertidor en Medio Puente con Control Complementario tiene la particularidad de que su función de transferencia no es monótona creciente, es decir, la

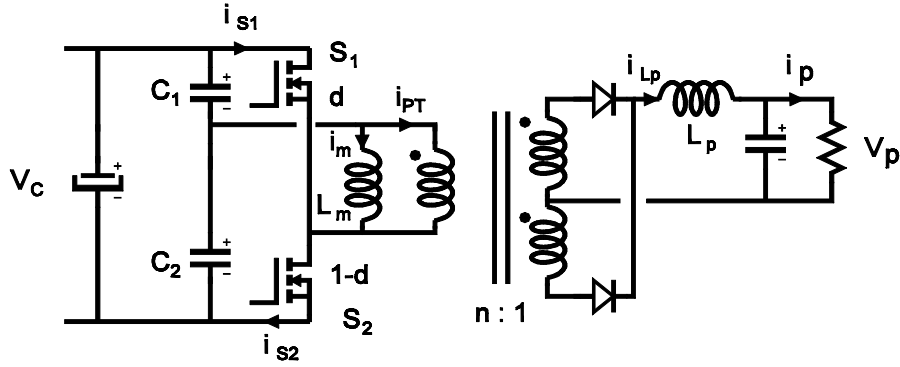


Fig. 3.63: esquema de la etapa de potencia de un convertidor en Medio Puente con Control Complementario.

tensión de salida no siempre crece al aumentar el ciclo de trabajo, al contrario de lo que ocurre en el resto de convertidores [110-115].

En esta topología (Fig. 3.63), los interruptores  $S_1$  y  $S_2$  están gobernados de forma complementaria, es decir, el interruptor  $S_1$  conduce durante un tiempo  $dT$  y el interruptor  $S_2$  durante un tiempo  $(1-d)T$ , por lo que no hay tiempos muertos en la forma de onda del transformador. Esta es una de las razones por las que este convertidor es especialmente adecuado para ser usado con rectificación síncrona autoexcitada.

Al estar gobernado de esta forma, las tensiones en los condensadores del medio puente  $C_1$  y  $C_2$  estarán desequilibradas para garantizar un balance “voltios-segundo” nulo en el transformador:

$$V_{C1} \cdot d = V_{C2} \cdot (1 - d) \quad (3.120)$$

Además, se tiene que cumplir:

$$V_{C1} + V_{C2} = V_C \quad (3.121)$$

donde  $V_C$  es la tensión en el condensador de almacenamiento. Combinando las expresiones (3.120) y (3.121), podemos relacionar las tensiones en los condensadores del medio puente con la tensión en el condensador de almacenamiento:

$$V_{C1} = V_C \cdot (1 - d) \quad (3.122)$$

$$V_{C2} = V_C \cdot d \quad (3.123)$$

En el secundario del transformador, estas tensiones aparecerán divididas por la relación de transformación ( $n$ ). En este estudio, consideraremos que el transformador es simétrico, es decir, los dos devanados del secundario son iguales. Una vez rectificada la forma de onda, el filtro LC se encargará de obtener el valor medio de la misma y por tanto, la tensión de salida será:

$$V_p = \frac{V_{C1}}{n} \cdot d + \frac{V_{C2}}{n} \cdot (1-d) = 2 \cdot \frac{V_C}{n} \cdot (1-d) \cdot d \quad (3.124)$$

Inspeccionando esta expresión, podemos observar que mientras el ciclo de trabajo es menor que 0,5, la tensión de salida aumenta al aumentar el ciclo de trabajo. Sin embargo, cuando el ciclo de trabajo supera ese valor, la tensión de salida decrece al aumentar el ciclo de trabajo. Por esta razón, tendremos que limitar el ciclo de trabajo a 0,5 para evitar que sea posible obtener la misma tensión de salida con dos valores del ciclo de trabajo distintos. La figura 3.64 muestra un esquema con las principales formas de onda.

Al igual que las tensiones, las corrientes también estarán descompensadas. El valor medio de la corriente que pasa por el transformador debe ser nulo y por tanto, se debe cumplir:

$$I_{S1} \cdot d = I_{S2} \cdot (1-d) \quad (3.125)$$

donde  $I_{S1}$  es la corriente media que circula a través del interruptor  $S_1$  e  $I_{S2}$  es la corriente media que circula a través de  $S_2$ . Teniendo en cuenta la corriente que circula por la inductancia magnetizante del transformador  $I_m$  y aplicando las leyes de Kirchoff, obtenemos:

$$I_{S1} - I_m = \frac{I_p}{n} \quad (3.126)$$

$$I_{S2} + I_m = \frac{I_p}{n} \quad (3.127)$$

donde  $I_p$  es la corriente de salida del convertidor.

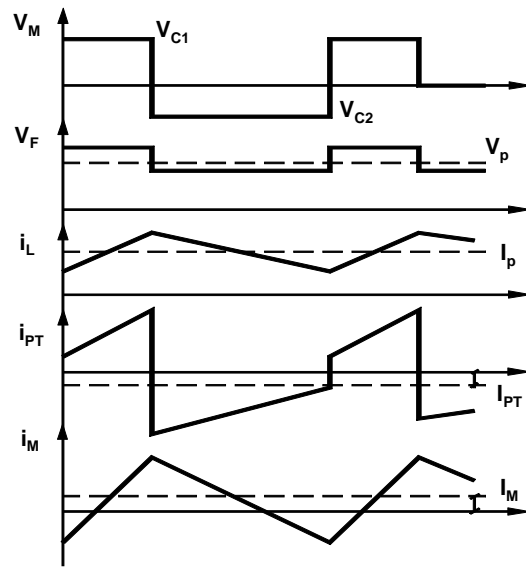


Fig. 3.64: principales formas de onda en un convertidor en Medio Puente con Control Complementario.

Utilizando las expresiones (3.125), (3.126) y (3.127) podemos obtener los valores medios en régimen permanente de las corrientes por los interruptores y por la inductancia magnetizante:

$$I_{S1} = 2 \cdot \frac{I_p}{n} \cdot (1 - d) \quad (3.128)$$

$$I_{S2} = 2 \cdot \frac{I_p}{n} \cdot d \quad (3.129)$$

$$I_m = \frac{I_p}{n} \cdot (1 - 2 \cdot d) \quad (3.130)$$

Como podemos observar, la corriente que circula por la inductancia magnetizante tiene un valor medio no nulo, al contrario de lo que ocurre en un convertidor en Medio Puente convencional.

Como ya hemos comentado, las formas de onda que aparecen en el secundario de este convertidor no tienen tiempos muertos y las transiciones son muy rápidas. Por tanto, podremos implementar un sistema de Rectificación Síncrona Autoexcitada convencional con el fin de obtener bajas tensiones de salida con buenos rendimientos. Por otra parte, implementaremos también un Reductor Activo de Armónicos para conseguir además que el convertidor cumpla la norma IEC 1000-3-2. Como vimos en el Capítulo 2, podemos implementar sin problema un RA<sup>2</sup>

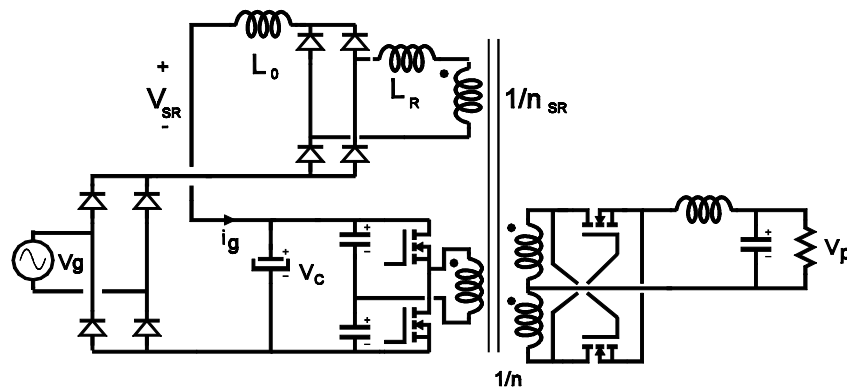


Fig. 3.65: convertidor en Medio Puente con Control Complementario con un RA<sup>2</sup> con rectificador de doble onda basado en un puente completo de diodos.

en un convertidor que maneje el transformador de forma asimétrica y por tanto, podremos utilizar un RA<sup>2</sup> con rectificador de doble onda basado en un puente completo de diodos [87]. La figura 3.65 muestra el convertidor que se pretende diseñar. Las especificaciones son las siguientes:

- Tensión mínima de entrada: 190 V.
- Tensión nominal de entrada: 230 V.
- Tensión máxima de entrada: 265 V.
- Tensión de salida: 5 V.
- Potencia máxima: 100 W.
- Debe cumplir la norma IEC 1000-3-2 sobre armónicos de baja frecuencia.

Antes de comenzar con el proceso de diseño, obtendremos la expresión de la tensión  $V_s$  en función de la tensión en el condensador de almacenamiento y también en función de la tensión de salida.

Como ya sabemos, el circuito equivalente de la salida retrasada consiste en una fuente de tensión ( $V_s$ ) y una Resistencia Sin Perdidas en serie ( $R_{SP}$ ). Además, el valor de  $V_s$  no es más que la tensión que se obtendría si esa salida no tuviese una bobina retrasadora. En este caso, la salida principal y la salida retrasada son del mismo tipo y por tanto, el valor de  $V_s$  se deduce instantáneamente:

$$V_S = 2 \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot (1-d) \cdot d \quad (3.131)$$

Como podemos observar, lo único que diferencia esta expresión de (3.124) es la relación de transformación del devanado correspondiente ( $n_{SR}$  en este caso). Esto en el fondo implica que el valor de  $V_S$  es constante en esta topología. Si combinamos las expresiones (3.124) y (3.131) obtenemos:

$$V_S = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}} \quad (3.132)$$

Teniendo en cuenta que el valor de la tensión de salida  $V_p$  será constante gracias a la actuación del lazo de regulación, la tensión  $V_S$  también lo será.

Una vez obtenidas las expresiones de esta tensión, podemos comenzar con el proceso de diseño del convertidor, que en el fondo será muy similar al del caso anterior.

Las ecuaciones a tener en cuenta son, en primer lugar, las dos ecuaciones comunes a todos los convertidores:

$$P_g = \frac{V_g^2}{2 \cdot \pi \cdot R_{SP}} \cdot (\phi_C - \sin \phi_C) \quad (3.133)$$

y

$$V_C - V_S = V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \quad (3.134)$$

Además, también necesitaremos las dos ecuaciones que son específicas de cada convertidor. En este caso:

$$V_p = 2 \cdot \frac{V_C}{n} \cdot (1-d) \cdot d \quad (3.135)$$



y la expresión de  $V_S$  (3.132).

El primer paso consiste como siempre en elegir el ángulo de conducción en condiciones nominales  $\phi_{Cnom}$ . Como vimos en apartados anteriores, podemos calcular en primer lugar el valor máximo de  $\phi_{Cnom}$  que verifica la condición de que la tensión en el condensador no sobrepase un cierto límite. En este caso, los resultados serían análogos a los obtenidos con el convertidor en Medio Puente visto en el apartado anterior, por lo que elegiremos de nuevo un ángulo de conducción en condiciones nominales de 80°. Hecho esto, podemos calcular el valor de la Resistencia Sin Pérdidas  $R_{SP}$  a partir de (3.133):

$$R_{SP} = \frac{V_{gnom}^2}{2 \cdot \pi \cdot P_{max}} \cdot (\phi_{Cnom} - \text{sen } \phi_{Cnom}) = 69,28\Omega \quad (3.136)$$

Ahora podemos calcular el valor de la bobina retrasadora. En una salida retrasada con rectificador de doble onda basado en un puente completo de diodos, este parámetro se calcula mediante la siguiente expresión:

$$L_R = \frac{R_{SP}}{4 \cdot f} = 173,2\mu H \quad (3.137)$$

El valor de la bobina de filtro de la salida retrasada la calcularemos multiplicando el valor de  $L_R$  por un cierto factor. Como se vio en el Capítulo 2, con este tipo de RA<sup>2</sup> un factor en torno a 6 resulta razonable:

$$L_0 = 6 \cdot L_R = 1,04mH \quad (3.138)$$

El siguiente paso consiste en calcular la relación de transformación del devanado principal. Para ello, fijaremos el máximo ciclo de trabajo con el que deseamos que trabaje el convertidor y de esta forma, al conocer de antemano el valor de la mínima tensión que se alcanzará en el condensador de almacenamiento, el cálculo de “n” resulta inmediato. No obstante, debemos tener en cuenta que este convertidor tiene de por sí limitado el ciclo de trabajo a 0,5 tal y como

acabamos de ver. Con el fin de tener un cierto margen de seguridad, tomaremos un valor de 0,45 para el máximo ciclo de trabajo. Utilizando ahora (3.135) podemos calcular el valor de n:

$$n = 2 \cdot \frac{V_{gmin}}{V_p} \cdot (1 - d_{max}) \cdot d_{max} = 26,6 \quad (3.139)$$

Por último, calcularemos el valor de  $n_{SR}$  teniendo en cuenta que el punto en el que deseamos que la tensión en el condensador de almacenamiento se iguale al valor de pico de la tensión de entrada es el de potencia máxima y tensión de entrada mínima. En esas condiciones, el ángulo de conducción es el máximo posible ( $\phi_{Cmax}$ ) y podemos calcularlo a partir de (3.133) puesto que ya conocemos  $R_{SP}$ . En este caso resulta ser  $\phi_{Cmax}=91,8^\circ$ . Además, se cumplirá que  $V_{Cmin}=V_{gmin}$  y tendremos por tanto el máximo ciclo de trabajo  $d_{max}$ . Utilizando (3.134) podemos calcular  $n_{SR}$ :

$$n_{SR} = \frac{\frac{V_p \cdot n}{V_{gmin}}}{1 - \cos\left(\frac{\phi_{Cmax}}{2}\right)} = 1,62 \quad (3.140)$$

Conocido este valor, tenemos ya todos los parámetros de diseño del RA<sup>2</sup> y estamos en condiciones de resolver las expresiones características del convertidor ((3.132), (3.133), (3.134) y (3.135)). La figura 3.66a muestra la evolución del ángulo de conducción en función de la potencia para varias tensiones de entrada, mientras que la figura 3.66b muestra la evolución del ciclo de trabajo.

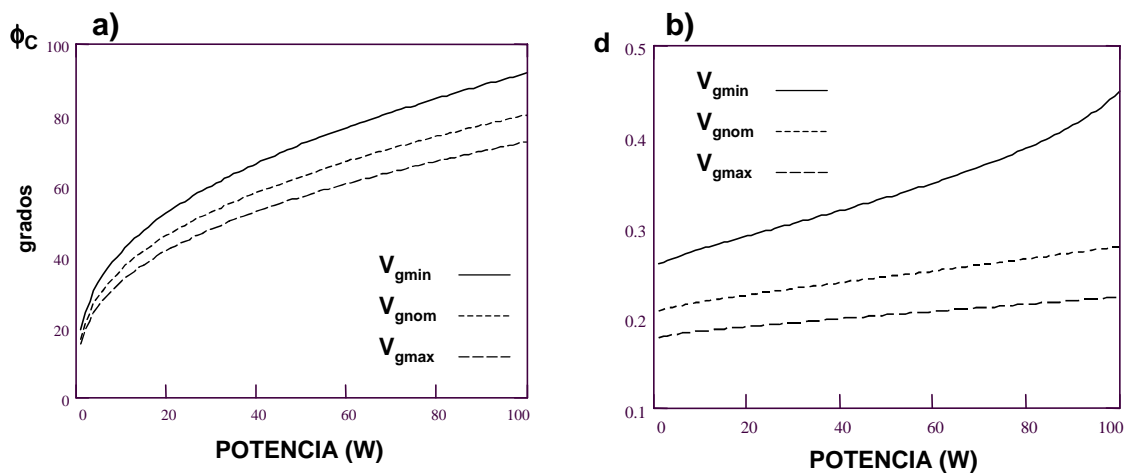


Fig. 3.66: a) ángulo de conducción en función de la potencia y de la tensión de entrada, b) ciclo de trabajo en función de estos mismos parámetros.

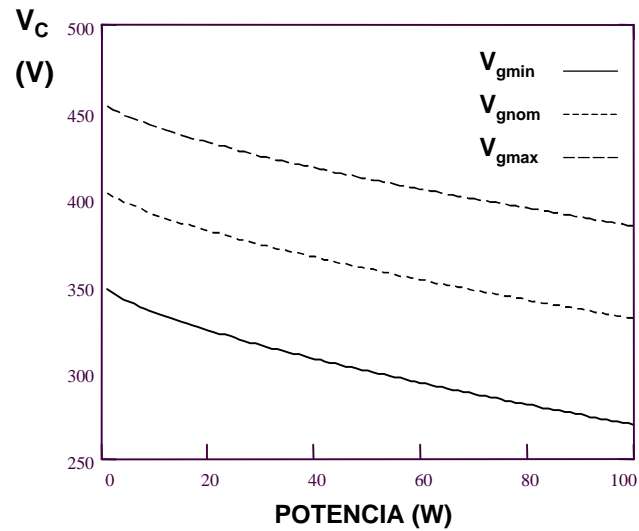


Fig. 3.67: evolución de la tensión en el condensador en función de la potencia y de la tensión de entrada.

Como ya hemos visto, en este convertidor la tensión  $V_S$  es constante y con estos parámetros de diseño toma el siguiente valor:

$$V_S = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}} = 81,7V \quad (3.141)$$

La figura 3.67 muestra la evolución de la tensión en el condensador de almacenamiento y como podemos apreciar, el comportamiento de este parámetro es muy similar al que hemos visto en el resto de casos ya estudiados. El valor máximo alcanzado es también del orden de 450 V, suponiendo que el convertidor pudiese llegar a quedarse completamente en vacío. Esto es poco probable ya que siempre habrá un pequeño consumo debido a los circuitos de mando, redes de ayuda a la conmutación y pérdidas debidas a elementos parásitos.

Por otra parte, esta tensión será también la que deben soportar los interruptores principales y por tanto, para un diseño como este tendremos que utilizar MOSFETs de 500V.

También podemos obtener las expresiones de las tensiones que deben soportar los transistores del secundario. En este convertidor, al estar descompensadas las tensiones de los condensadores del Medio Puente, también lo estarán las tensiones que aparecen entre el drenador y la fuente de los rectificadores síncronos.

En el caso de  $RS_1$  tenemos:

$$V_{DSRS1} = 2 \cdot \frac{V_{C2}}{n} = \frac{V_p}{1-d} \quad (3.142)$$

y para RS<sub>2</sub>:

$$V_{DSRS2} = 2 \cdot \frac{V_{C1}}{n} = \frac{V_p}{d} \quad (3.143)$$

Para seleccionar adecuadamente los dispositivos, nos interesa conocer únicamente el valor máximo de estas tensiones. En el caso de RS<sub>1</sub>, el valor máximo resulta ser de 28 V y en cambio, RS<sub>2</sub> soportará en el peor caso una tensión de tan sólo 9 V.

Como podemos observar, ambos valores son muy dispares en este convertidor. Esto se debe al desequilibrio de tensiones que presentan los condensadores del medio puente: V<sub>C1</sub> es proporcional a (1-d) y V<sub>C2</sub> es proporcional a d. Por tanto, en la medida en que los ciclos de trabajo se alejan de 0,5, los valores de estas tensiones divergen más.

En la salida principal esto tiene una importancia enorme ya que las tensiones que van a aparecer en las puertas de los rectificadores síncronos tendrán lógicamente un comportamiento similar, es decir, uno de los MOSFET puede excitarse con mucha tensión y en cambio, el otro puede llegar a no tener tensión suficiente para poder conducir. Por tanto, si el rango de variación de la tensión de entrada es amplio, será difícil poder implementar adecuadamente un sistema de rectificación síncrona autoexcitada. En el caso que nos ocupa, fue necesario recurrir al esquema de la figura 3.68a para poder tener unas tensiones adecuadas en las puertas de los RS. De esta forma, RS<sub>1</sub> se cierra con una tensión en puerta igual a  $\frac{V_p}{1-d}$  y se abre con una tensión nula. Sin embargo, RS<sub>2</sub> se cierra con una tensión entre puerta y fuente de valor  $\frac{V_p}{2 \cdot d}$  y se abre con una tensión negativa igual a  $\frac{V_p}{2 \cdot (1-d)}$ . De esta forma, las evoluciones de estas tensiones son las que se muestran en la figura 3.68b. Como podemos comprobar, los valores de tensión son bastante razonables en ambos transistores, tanto para abrirse como para cerrarse.

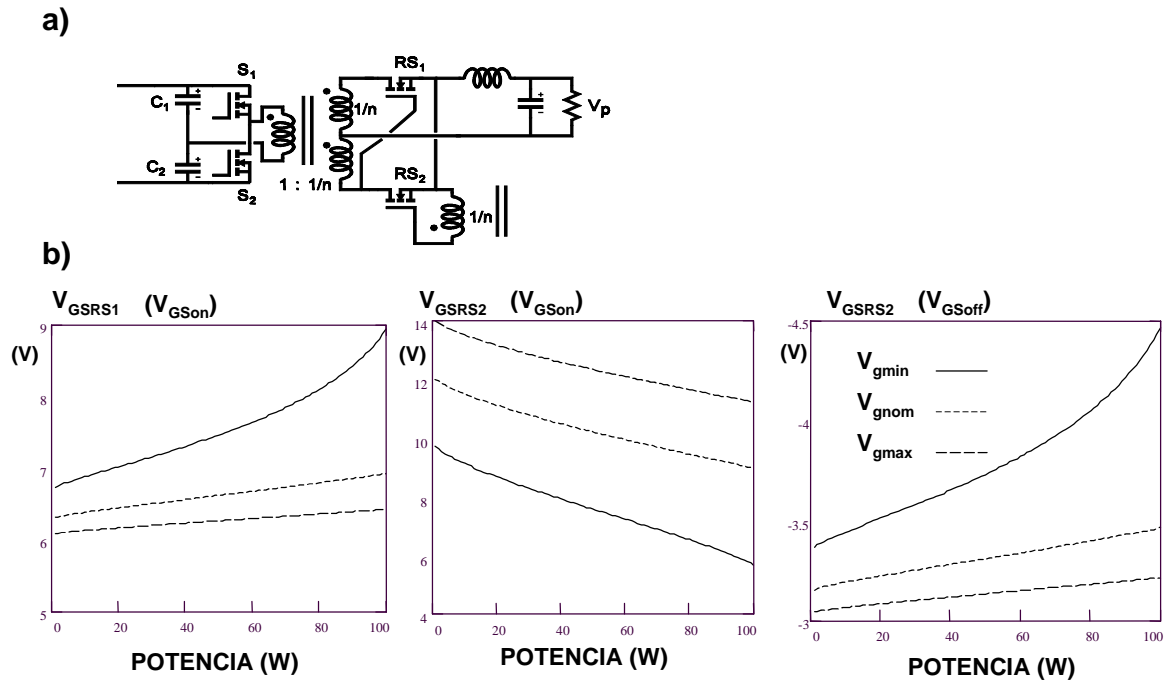


Fig. 3.68: esquema de la etapa de potencia del convertidor con los diferentes devanados del transformador, b) tensiones entre la puerta y la fuente de los dos rectificadores síncronos ( $V_{GSR1}$  y  $V_{GSR2}$ ). La tensión de encendido ( $V_{GSon}$ ) es distinta de la apagado ( $V_{GSoff}$ ).

En cuanto a los diodos de la salida retrasada, también soportarán tensiones distintas, pero en este caso, esto no tiene mayor trascendencia. Dos de ellos soportarán una tensión inversa de valor  $\frac{V_{C1}}{n_{SR}}$  y en cambio, la otra pareja soportará una tensión  $\frac{V_{C2}}{n_{SR}}$ . Los valores máximos de estas dos tensiones resultan ser 75 V y 230 V respectivamente.

La evolución del valor de pico de la corriente de entrada es idéntica a la de los demás casos y por tanto, las formas de onda de esta corriente serán similares a las de los otros convertidores (Fig. 3.55). Lo mismo ocurre con la potencia que maneja la salida retrasada ya que en este caso, la evolución es idéntica a la del convertidor en Medio Puente convencional (Fig. 3.53b).

En cuanto a la evolución de las corrientes en alta frecuencia, el comportamiento es ligeramente distinto al visto en el caso anterior del Medio Puente convencional. En el Medio Puente con Control Complementario, al no haber tiempos muertos, la corriente de la bobina retrasadora no puede reflejarse en el secundario (nótese que en el secundario hay una bobina que se comportará como una fuente de corriente) y por tanto, tendrá que reflejarse en el primario. Así, mientras  $L_R$  se desmagnetiza, la energía es transferida alternativamente a los dos condensadores del puente.

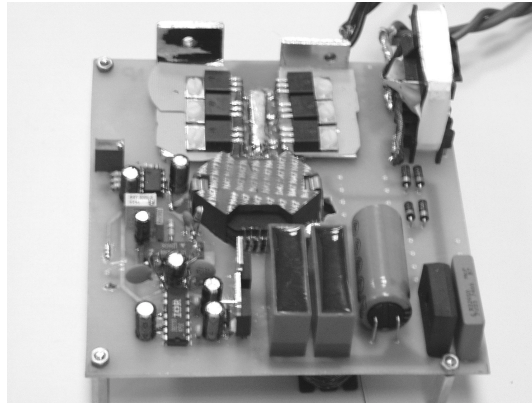


Fig. 3.69: fotografía del prototipo construido (convertidor en Medio Puente con Control Complementario).

Cuando este proceso termina, son los condensadores los que aportan la energía a la salida retrasada. Por supuesto, en función del instante del ciclo de red en el que nos encontremos, las energías intercambiadas tendrán valores distintos.

### 3.6.1 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para verificar los resultados teóricos, se construyó también un prototipo de este convertidor (Fig. 3.69). Al ser necesarios un buen acoplamiento entre los devanados y una baja inductancia de dispersión para poder manejar adecuadamente los rectificadores síncronos, se recurrió también en este caso a un transformador plano. El diseño de este tipo de elementos es bastante crítico ya que no sólo debemos tener en cuenta las inductancias parásitas sino que también debemos tener en cuenta los parásitos de tipo capacitivo. Para evitar tener que construir varios transformadores y comprobar sus características a posteriori, se recurrió de nuevo a una herramienta de diseño de elementos magnéticos, en este caso, la UOM<sup>2</sup>T [131]. La figura 3.70 muestra la configuración final elegida así como las láminas flexibles estándar con las que fue construido.

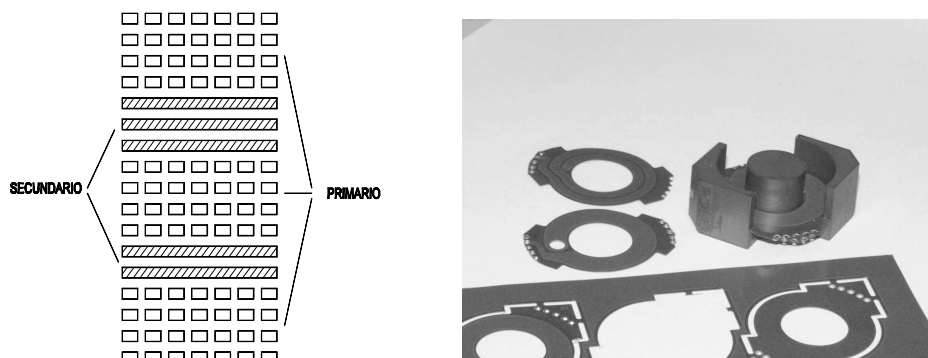


Fig. 3.70: a) disposición de capas en el transformador, b) láminas flexibles estándar para construir el transformador plano.

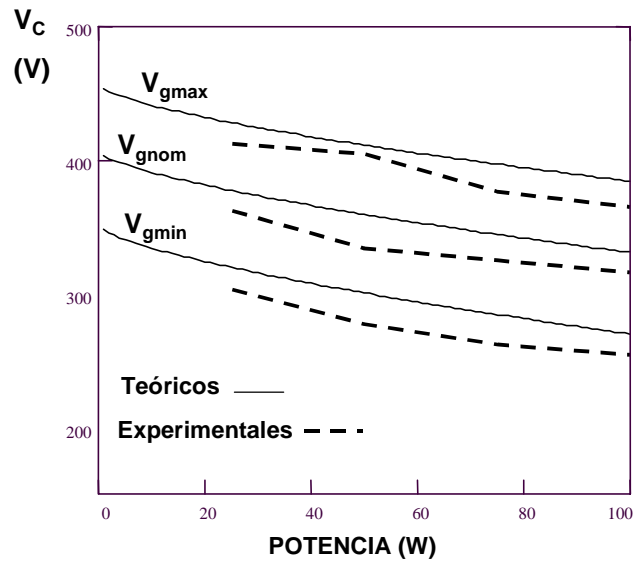


Fig. 3.71: tensión en el condensador de almacenamiento. Resultados teóricos y resultados experimentales.

Los condensadores electrolíticos son de 450 V y los MOSFETs del puente son de 500 V. La evolución de la tensión en el condensador de almacenamiento se muestra en la figura 3.71 y como se puede comprobar, los resultados obtenidos concuerdan bastante bien con los resultados teóricos. De todas formas, vemos también en este caso que los valores experimentales son siempre ligeramente más bajos que los teóricos.

La figura 3.72a muestra la forma de onda de la corriente de entrada en condiciones nominales y la figura 3.72b muestra el contenido armónico de la misma. Como se puede comprobar, el valor de los distintos armónicos está siempre por debajo de los límites impuestos por la norma. La figura 3.73 muestra la corriente de entrada en distintas condiciones de tensión de entrada y carga: en 3.73a la tensión de entrada es la nominal y el convertidor trabaja a media carga. Como se puede observar, el ángulo de conducción ha disminuido respecto al punto de trabajo nominal.

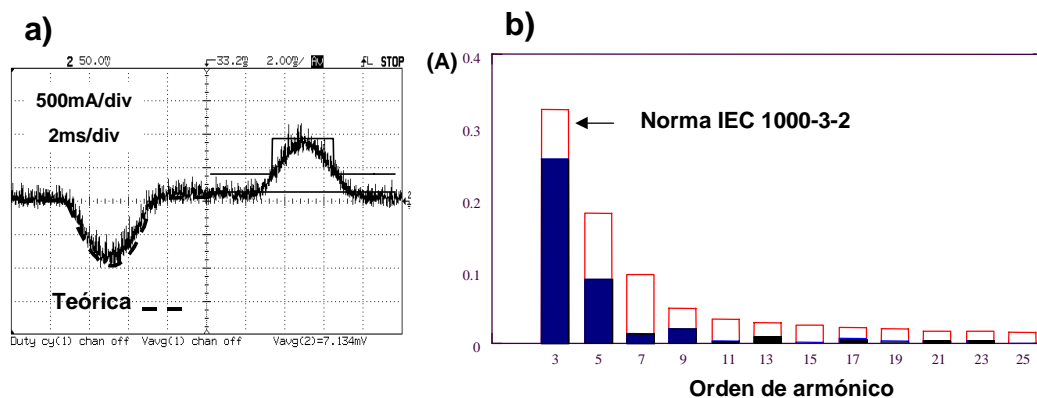


Fig. 3.72: a) forma de onda de la corriente de entrada en condiciones nominales (teórica y experimental), b) contenido armónico de dicha forma de onda.

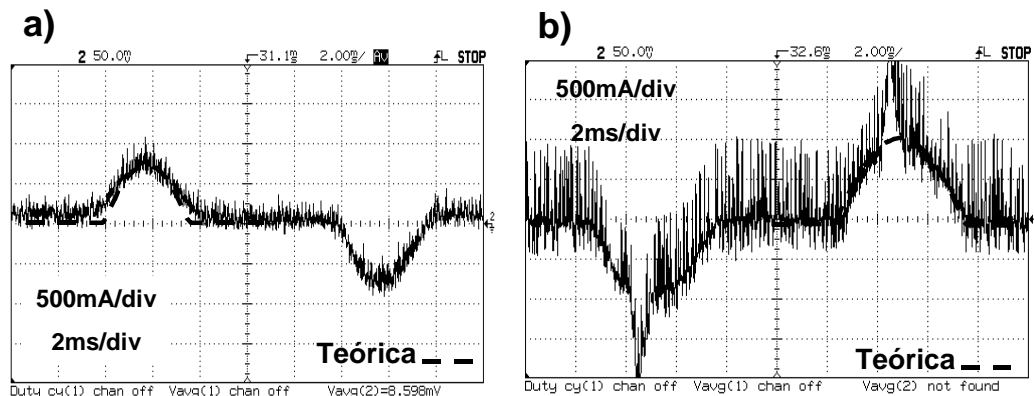


Fig. 3.73: forma de onda de la tensión de entrada en distintas condiciones de trabajo. a)  $V_{gnom}$ ,  $P_{max}/2$ , b)  $V_{gmin}$ ,  $P_{max}$ . En este último caso el RA<sup>2</sup> no funciona correctamente y se produce un fuerte pico de corriente.

En 3.73b la tensión de entrada es la mínima y el convertidor trabaja a plena carga. En esta figura se puede observar perfectamente el modo de funcionamiento anómalo que se había comentado anteriormente. En este caso, el valor de la bobina retrasadora del prototipo era ligeramente mayor que el valor calculado teóricamente. En consecuencia, sobre la  $R_{SP}$  cae algo más de tensión de la que debería y eso hace que la tensión en el condensador en condiciones de plena carga esté demasiado ajustada. De esta forma, debido al rizado de tensión en el condensador, la tensión  $V_C$  cae por debajo del valor de pico de la tensión de entrada y la forma de corriente presenta un fuerte pico de corriente similar al de un clásico filtro por condensador. Por supuesto, esto da lugar a un incremento del contenido armónico pero en este caso, tampoco es relevante puesto que la norma IEC 1000-3-2 no debe cumplirse en este punto de trabajo. Si esto ocurriese en condiciones de tensión de entrada nominal y plena carga, el convertidor probablemente no cumpliría la norma. Por esta razón no parece muy conveniente ajustar demasiado el diseño teórico intentando que el punto de mínimo reciclaje energético sea precisamente el nominal, pues correremos el riesgo de que el convertidor tenga una corriente de entrada con una forma de onda similar a la mostrada en la figura. De nuevo vemos que los resultados experimentales son muy similares a los teóricos.

Finalmente, comprobaremos la penalización en el rendimiento debida a la utilización del RA<sup>2</sup>. La figura 3.74a muestra el rendimiento del convertidor cuando éste trabaja como convertidor CA/CC convencional y la figura 3.74b muestra el rendimiento del convertidor tras conectar el Reductor Activo de Armónicos. Vemos de nuevo que las diferencias son muy pequeñas y que la penalización introducida no supera prácticamente los 4 ó 5 puntos en el peor de los casos. Los rendimientos obtenidos son bastante altos ya que se mantienen siempre en torno al 90-91%.



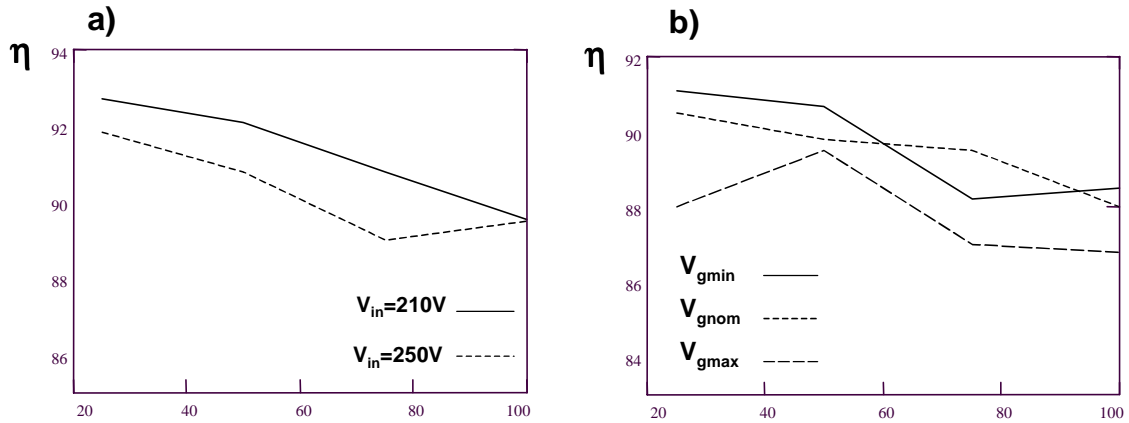


Fig. 3.74: rendimiento del convertidor (no se incluye el consumo de potencia ocasionado por los circuitos de mando), a) sin RA<sup>2</sup>, b) con RA<sup>2</sup>.

Estos resultados dan una idea del potencial de aplicación del RA<sup>2</sup> ya que puede implementarse en una gran cantidad de topologías distintas, resultando especialmente interesante su uso en aplicaciones de baja tensión de salida con etapas de rectificación síncrona.

### 3.6.2 CONTROLABILIDAD DE UN CONVERTIDOR EN MEDIO PUENTE CON CONTROL COMPLEMENTARIO CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

Al igual que hemos hecho en los casos anteriores, estudiaremos la función de transferencia en cadena abierta del convertidor. Como ya hemos comentado, el objetivo es verificar si es posible obtener la misma tensión de salida con dos valores del ciclo de trabajo distintos. Para ello, estudiaremos la función  $f_T(d)$  de esta topología. Utilizando las expresiones (3.132), (3.133) y (3.134) obtenemos:

$$\frac{V_p}{V_g} = \frac{\cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{n} \cdot \frac{2 \cdot n_{SR} \cdot (d - d^2)}{n_{SR} - 2 \cdot d + 2 \cdot d^2} \quad (3.144)$$

Por tanto, la expresión de  $f_T(d)$  resulta ser:

$$f_T(d) = 2 \cdot n_{SR} \cdot \frac{(d - d^2)}{n_{SR} - 2 \cdot d + 2 \cdot d^2} \quad (3.145)$$

Para estudiar la existencia de puntos característicos en esta función, obtendremos la expresión de la derivada:

$$f'_T(d) = 2 \cdot n_{SR} \cdot \frac{(1-d) \cdot (n_{SR} - 2 \cdot d^2)}{(n_{SR} - 2 \cdot d + 2 \cdot d^2)^2} \quad (3.146)$$

Igualando (3.146) a cero y resolviendo la ecuación, obtenemos los posibles puntos característicos. En este caso, tenemos tres posibilidades:

$$\begin{aligned} d &= 1 \\ d &= \pm \sqrt{\frac{n_{SR}}{2}} \end{aligned} \quad (3.147)$$

De estos tres puntos, dos de ellos son irrelevantes. En este convertidor, el ciclo de trabajo está limitado a 0,5 (en realidad, también se podría trabajar con ciclos de trabajo comprendidos entre 0,5 y 1, que resulta ser el mismo caso que el anterior, aunque invirtiendo las funciones de los dos transistores), por lo que el caso  $d=1$  no es físicamente posible. Lo mismo ocurre con la solución negativa. Por tanto, el único caso que podría coincidir con un punto de trabajo del convertidor es

$$\text{el de } d = +\sqrt{\frac{n_{SR}}{2}}.$$

Teniendo en cuenta que para diseñar el convertidor hemos impuesto una serie de condiciones de funcionamiento, debemos comprobar si realmente es posible que un ciclo de trabajo con este valor esté dentro del rango de funcionamiento del convertidor. Aplicando dichas condiciones hemos obtenido (3.140). Esta expresión también se puede escribir de la siguiente forma:

$$n_{SR} = \frac{2 \cdot d_{\max} \cdot (1 - d_{\max})}{1 - \cos\left(\frac{\phi_{C\max}}{2}\right)} \quad (3.148)$$

Ahora debemos comprobar si es posible que se de la siguiente situación:

$$\sqrt{\frac{n_{SR}}{2}} < d_{max} \quad (3.149)$$

Sustituyendo (3.148) en (3.149) obtenemos:

$$\sqrt{\frac{d_{max} \cdot (1 - d_{max})}{1 - \cos\left(\frac{\phi_{Cmax}}{2}\right)}} < d_{max} \quad (3.150)$$

Operando esta expresión, llegamos a:

$$\frac{1}{1 - \cos\left(\frac{\phi_{Cmax}}{2}\right)} < \frac{d_{max}}{1 - d_{max}} \quad (3.151)$$

Analizando (3.151) vemos que la parte izquierda de la inecuación es siempre mayor que la unidad puesto que el ángulo de conducción estará siempre comprendido entre 0 y 180°. Por otra parte, el ciclo de trabajo está limitado a 0,5 y por tanto, en la parte derecha de la expresión (3.151) el numerador es siempre menor que el denominador y en consecuencia, el cociente será menor que la unidad. Vemos que el resultado no es coherente y por tanto, podemos deducir que la situación expresada por (3.149) no puede llegar a ocurrir.

En conclusión, a pesar de que la expresión de la función de transferencia en cadena abierta presenta un punto característico, el convertidor es totalmente controlable puesto que dicho punto no está dentro de los posibles puntos de funcionamiento del convertidor. La figura 3.75 muestra la evolución de la tensión de salida en función del ciclo de trabajo manteniendo la tensión de entrada constante y, como podemos comprobar, la función representada es monótona creciente y no presenta ningún punto característico. La curva ha sido obtenida con los datos correspondientes al ejemplo estudiado.

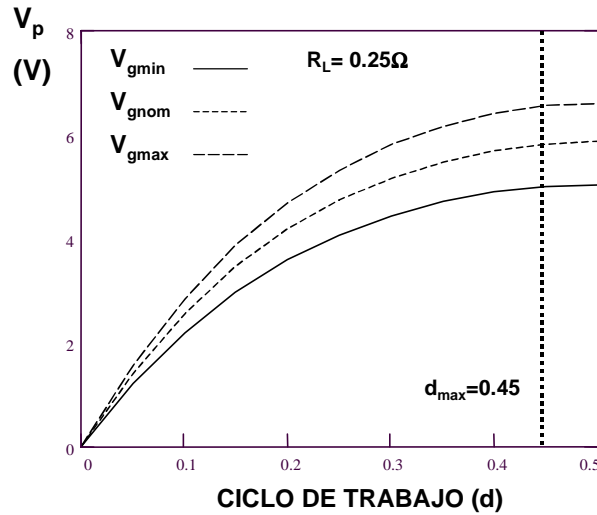


Fig. 3.75: evolución de la tensión de salida en cadena abierta en función de la variación del ciclo de trabajo. En el rango de funcionamiento del convertidor la función es monótona creciente.

### 3.7 ESTUDIO ESTÁTICO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

Como vimos en el Capítulo 2, el hecho de que el RA<sup>2</sup> se pueda conectar en devanados con formas de onda asimétricas implica que también pueda ser conectado a una bobina que tenga un balance “voltios-segundo” equilibrado. En cualquier convertidor en régimen permanente se cumple esta condición y por tanto, podremos implementar el Reductor Activo de Armónicos incluso en convertidores sin aislamiento galvánico.

En este apartado estudiaremos el comportamiento estático de un convertidor Reductor con RA<sup>2</sup>. En la figura 3.76 se muestran dos posibles implementaciones (con rectificador de media y de doble onda), de las cuales estudiaremos la que tiene un rectificador de doble onda basado en un puente completo de diodos [90]. Como ya hemos visto anteriormente, necesitamos conocer la expresión de la tensión  $V_S$  en función de la tensión en el condensador de almacenamiento o en función de la tensión de salida del convertidor (en el fondo, ambas expresiones son equivalentes). Para ello, tendremos que tener en cuenta la forma de onda de la tensión en la bobina del convertidor Reductor (Fig. 3.77). Mientras el transistor está cerrado ( $dT$ ) la bobina soporta una tensión ( $V_C - V_p$ ) y cuando está abierto ( $1-dT$ ), la tensión en bornes de la bobina pasa a ser  $-V_p$ . El balance “voltios-segundo” debe estar equilibrado y por tanto, en MCC se cumplirá:

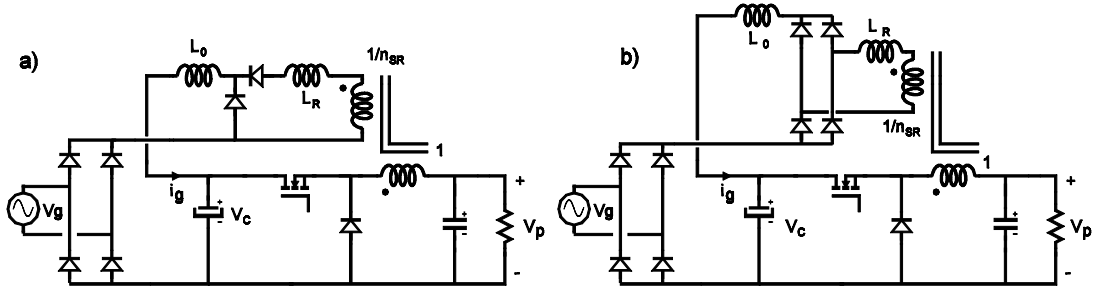


Fig. 3.76: dos posibles implementaciones de un convertidor Reductor con  $RA^2$ . a) con rectificador de media onda, b) con rectificador de onda completa basado en un puente completo de diodos.

$$(V_C - V_P) \cdot d = V_P \cdot (1 - d) \quad (3.152)$$

El cálculo de  $V_S$  resulta casi inmediato puesto que como ya sabemos,  $V_S$  no es más que el valor medio de la tensión que aparece en el devanado de la salida retrasada (por supuesto, una vez rectificada). La figura 3.78 muestra esta forma de onda cuando utilizamos un rectificador de media onda (a) y cuando utilizamos un rectificador de doble onda (b).

Por tanto, en el primer caso tenemos que el valor de  $V_S$  es:

$$V_S = \frac{(V_C - V_P)}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_P}{n_{SR}} \cdot (1 - d) \quad (3.153)$$

con lo que ya tenemos la expresión de  $V_S$  en función de la tensión de salida. En el caso de un rectificador de doble onda, el valor será exactamente el doble:

$$V_S = \frac{2 \cdot (V_C - V_P)}{n_{SR}} \cdot d = \frac{2 \cdot V_P}{n_{SR}} \cdot (1 - d) \quad (3.154)$$

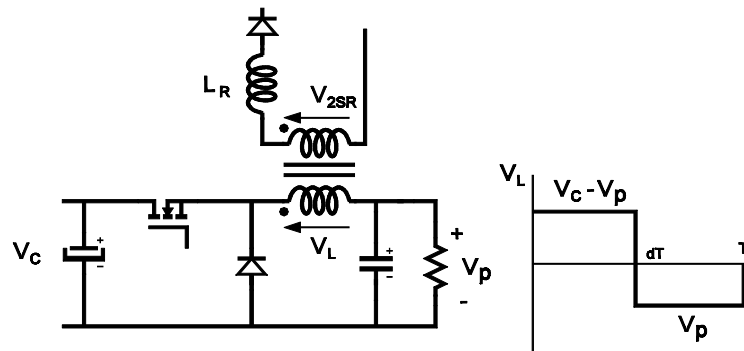


Fig. 3.77: conexión de una salida retrasada a la bobina de un convertidor Reductor y forma de onda de la tensión en dicha bobina.

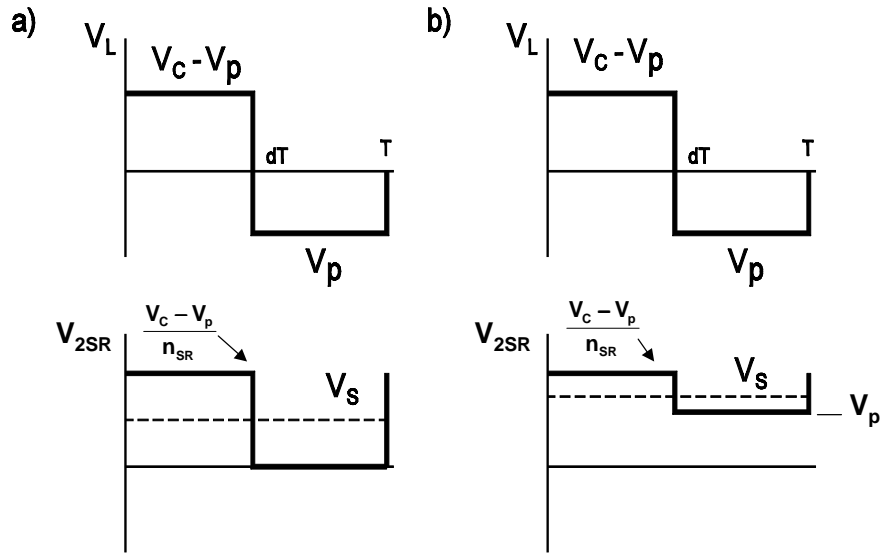


Fig. 3.78: forma de onda de la tensión en la bobina ( $V_L$ ) y en el secundario de la salida retrasada ( $V_{2SR}$ ). a) salida retrasada con rectificador de media onda, b) con rectificador de onda completa.

Vemos pues, que en esta topología el valor de  $V_s$  en bucle cerrado no va a ser constante ya que depende del ciclo de trabajo. Cuanto mayor sea el ciclo de trabajo, menor será el valor de la fuente de tensión.

Para realizar el estudio estático necesitamos también las siguientes expresiones:

- La relación de transformación del convertidor M(d) en MCC:

$$V_p = V_C \cdot d \quad (3.155)$$

- La expresión de la potencia consumida por el convertidor en función del ángulo de conducción:

$$P_g = \frac{V_g^2}{2 \cdot \pi \cdot R_{SP}} \cdot (\phi_C - \sin \phi_C) \quad (3.156)$$

- Por último, necesitamos también la relación que liga la tensión de entrada con la del condensador de almacenamiento:

$$V_C - V_S = V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \quad (3.157)$$

Como ya sabemos, estas cuatro expresiones son todas las necesarias para obtener la evolución de los principales parámetros del convertidor ( $V_C$  y  $d$ ) en condiciones estáticas. Una vez conocida su evolución, el resto de esfuerzos eléctricos del convertidor se deducen inmediatamente. En todos los demás casos estudiados estaríamos en condiciones de iniciar el proceso de diseño eligiendo el valor del ángulo de conducción en condiciones nominales. Sin embargo, este convertidor en particular presenta una característica que lo diferencia claramente del resto: su función de transferencia en cadena abierta puede presentar un máximo en puntos pertenecientes al rango de funcionamiento del convertidor.

Debido a esto, alteraremos el orden habitual en el estudio estático del resto de convertidores y analizaremos en primer lugar la controlabilidad de este convertidor.

### 3.8 CONTROLABILIDAD DE UN CONVERTIDOR REDUCTOR CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

Para estudiar la controlabilidad del convertidor, calcularemos en primer lugar la función  $f_T(d)$ . Sustituyendo (3.153) y (3.155) en (3.157) obtenemos (para un RA<sup>2</sup> basado en un rectificador de media onda):

$$\frac{V_p}{V_g} = \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \cdot \frac{n_{SR} \cdot d}{d^2 - d + n_{SR}} \quad (3.158)$$

Por tanto, la expresión de  $f_T(d)$  resulta ser:

$$f_T(d) = \frac{n_{SR} \cdot d}{d^2 - d + n_{SR}} \quad (3.159)$$

Para verificar la posible existencia de puntos críticos, calcularemos la derivada de (3.159) e igualaremos el resultado a cero. El resultado que se obtiene es el siguiente:

$$n_{SR} - d^2 = 0 \quad (3.160)$$

Los posibles puntos críticos se darán por tanto en:

$$d = \pm \sqrt{n_{SR}} \quad (3.161)$$

El resultado negativo no es válido, con lo que sólo queda un posible resultado:  $d = +\sqrt{n_{SR}}$ .

Ahora debemos comprobar si con las condiciones de diseño que imponemos, es posible que este valor esté dentro del rango de funcionamiento del convertidor, es decir, debemos comprobar si puede darse la siguiente situación:

$$\sqrt{n_{SR}} < d_{\max} \quad (3.162)$$

El valor de  $n_{SR}$  se obtiene al aplicar el criterio de diseño habitual, es decir, impondremos la condición de que el RA<sup>2</sup> funcione correctamente en todo el rango de posibles tensiones de entrada y minimizaremos la energía reciclada obligando a que en condiciones de potencia máxima y tensión de entrada mínima, la tensión en el condensador de almacenamiento coincida con el valor de pico de dicha tensión de entrada. Recordemos además que en esas condiciones de funcionamiento, el ciclo de trabajo es máximo ( $d_{\max}$ ), al igual que el ángulo de conducción ( $\phi_{C\max}$ ). Por tanto:

$$V_{C\min} = V_{g\min} \quad (3.163)$$

Teniendo en cuenta que podemos relacionar la tensión  $V_S$  con la tensión en el condensador combinando (3.154) y (3.155), obtenemos:

$$V_S = \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot (1 - d) \cdot d \quad (3.164)$$

Sustituyendo ahora en (3.157), tenemos la siguiente expresión:



$$n_{SR} = \frac{d_{\max} \cdot (1 - d_{\max})}{1 - \cos\left(\frac{\phi_{C\max}}{2}\right)} \quad (3.165)$$

Por tanto, para verificar la posibilidad de que se cumpla la condición (3.162) debemos resolver la siguiente inecuación:

$$\sqrt{\frac{d_{\max} \cdot (1 - d_{\max})}{1 - \cos\left(\frac{\phi_{C\max}}{2}\right)}} < d_{\max} \quad (3.166)$$

Operando esta expresión, obtenemos:

$$\phi_{C\max} > 2 \cdot a \cos\left(2 - \frac{1}{d_{\max}}\right) \quad (3.167)$$

Nótese que el ciclo de trabajo máximo está impuesto por la especificación de la tensión de salida y por la condición (3.163), es decir:

$$d_{\max} = \frac{V_p}{V_{gmin}} \quad (3.168)$$

Por tanto, si el máximo ángulo de conducción es mayor que  $2 \cdot a \cos\left(2 - \frac{V_{gmin}}{V_p}\right)$ , la función  $f_T(d)$  tendrá un punto crítico dentro del rango de funcionamiento del convertidor. Para comprobar el tipo de punto del que se trata calcularemos la segunda derivada de la función en el punto  $d = +\sqrt{n_{SR}}$ . El resultado que se obtiene es el siguiente:

$$f''_T\left(\sqrt{n_{SR}}\right) = \frac{-2 \cdot \sqrt{n_{SR}}}{\left(2 \cdot n_{SR} - \sqrt{n_{SR}}\right)^2} \quad (3.169)$$

Como podemos comprobar, esta expresión es negativa y por tanto, en el punto  $d = +\sqrt{n_{SR}}$  la función  $f_T(d)$  tendrá un máximo.

Si repitiésemos el proceso con un RA<sup>2</sup> basado en un rectificador de doble onda, los resultados que se obtienen son exactamente los mismos, aunque el máximo se obtiene en el

$$\text{punto } d = +\sqrt{\frac{n_{SR}}{2}}.$$

Este convertidor es el único (entre los que hemos estudiado) que presenta esta característica y por tanto, el proceso de diseño será ligeramente distinto puesto que debemos tener también en cuenta esta restricción para evitar problemas a la hora de controlar el convertidor.

El hecho de que la función de transferencia en cadena abierta presente un máximo dentro del rango de funcionamiento del convertidor tiene varias implicaciones que limitan de algún modo las posibles aplicaciones de esta topología.

En primer lugar, no será posible cumplir la norma IEC 1000-3-2 con cualquier tensión de salida. Teniendo en cuenta la expresión (3.167), podemos calcular la máxima tensión de salida con la que es posible cumplir la norma. Como hemos visto en el Capítulo 2, es necesario un ángulo de 64,47° para poder cumplir la norma en Clase D (si la tensión nominal es de 230V). Si tomamos como mínima tensión de entrada 190 V y aplicamos (3.156), podemos calcular el máximo ángulo de conducción que tendría el convertidor si su ángulo en condiciones nominales fuese el mínimo necesario para cumplir la norma.

$$V_{gmin} \cdot (\phi_{Cmax} - \text{sen}(\phi_{Cmax})) = V_{gnom} \cdot (\phi_{Cnom} - \text{sen}(\phi_{Cnom})) \quad (3.170)$$

Tomando  $V_{gmin} = 190 \cdot \sqrt{2}$ ,  $V_{gnom} = 230 \cdot \sqrt{2}$ ,  $\phi_{Cnom} = 64,47^\circ$  y resolviendo (3.170) obtenemos el valor de  $\phi_{Cmax}$ . En este caso  $\phi_{Cmax} = 73,7^\circ$ . Utilizando ahora (3.167) obtenemos el valor del máximo ciclo de trabajo con el que podremos trabajar:

$$d_{max} = \frac{1}{2 - \cos\left(\frac{\phi_{Cmax}}{2}\right)} = 0,833 \quad (3.171)$$

Aplicando ahora (3.168) obtenemos la máxima tensión de salida que es posible obtener con este convertidor cumpliendo la norma IEC 1000-3-2 en Clase D. En este caso  $V_{pmax}=224$  V.

Por otra parte, la existencia del máximo en  $f_T(d)$  también implica que una vez estén fijadas las especificaciones de entrada y salida, estará fijado indirectamente el máximo ángulo de conducción que es posible obtener sin que el convertidor tenga problemas de controlabilidad.

### **3.8.1 PROCESO DE DISEÑO DE UN CONVERTIDOR REDUCTOR CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS**

Una vez vistas las diferencias que presenta el comportamiento de este convertidor en cadena abierta respecto al resto, podemos proceder a diseñar uno para una aplicación en concreto.

Este convertidor fue propuesto para ser utilizado como cargador de baterías de alta tensión en una central telefónica de pequeña potencia. La aplicación requería el uso de baterías de alta tensión para asegurar el funcionamiento de la central en caso de fallo en la red eléctrica. Además, era necesario que la tensión de salida tuviese una regulación rápida puesto que las baterías admitían muy poco rizado durante la carga. La potencia del convertidor requería además el cumplimiento de la norma IEC 1000-3-2. Las especificaciones básicas son las siguientes:

- Tensión mínima de entrada: 190 V.
- Tensión nominal de entrada: 230 V.
- Tensión máxima de entrada: 265 V.
  
- Tensión de salida: 180 V.
- Regulación rápida de la tensión de salida.
- Potencia máxima: 100 W.
- Debe cumplir la norma IEC 1000-3-2 sobre armónicos de baja frecuencia.

El proceso de diseño en sí es en realidad igual al de cualquier otro convertidor. Sin embargo, debemos evitar que el convertidor tenga problemas de controlabilidad, lo que implica la

imposibilidad de conseguir cualquier ángulo de conducción. Como siempre, intentaremos que el RA<sup>2</sup> funcione adecuadamente en todo el rango de tensiones de entrada y además, minimizaremos la cantidad de energía reciclada en el punto de mínima tensión de entrada y máxima potencia con el fin de optimizar la más posible el funcionamiento del convertidor.

De estas consideraciones previas deducimos que la mínima tensión en el condensador de almacenamiento será  $V_{Cmin}=V_{gmin}$  y por tanto, el valor máximo del ciclo de trabajo será:

$$d_{max} = \frac{V_p}{V_{gmin}} = 0,67 \quad (3.172)$$

Teniendo en cuenta las restricciones que imponen la existencia del máximo en  $f_T(d)$ , el máximo ángulo de conducción que podremos obtener será, según (3.167):

$$\phi_{Cmax} = 2 \cdot a \cos\left(2 - \frac{1}{d_{max}}\right) = 119^\circ \quad (3.173)$$

Utilizando ahora (3.170) obtenemos el máximo ángulo de conducción que se puede conseguir en condiciones nominales. En este caso resulta ser  $\phi_{Cnom\_max}=103^\circ$ .

Conocido este valor máximo, el proceso de diseño seguirá a partir de ahora los mismos pasos que en cualquier otro convertidor. Comenzaremos por tanto eligiendo el ángulo de conducción en condiciones nominales, aunque teniendo en cuenta que debe ser mayor de  $64,47^\circ$  para poder cumplir la norma en Clase D, y menor de  $103^\circ$  para evitar problemas de controlabilidad. Tomaremos en este caso un ángulo de  $80^\circ$  para evitar además reprocesar demasiada energía y no penalizar en exceso el rendimiento.

A partir de (3.156) obtenemos el valor de la Resistencia Sin Pérdidas,  $R_{SP}=69,28 \, \Omega$  con lo que podemos calcular el valor de las dos bobinas de la salida retrasadora. Dependiendo del tipo de rectificador utilizado, obtendremos el valor de la bobina retrasadora y en función del valor de esta, elegiremos el valor de la bobina de filtro. Si utilizamos una salida retrasadora con rectificador de doble onda basado en un puente completo de diodos, el valor de  $L_R$  necesario es:

$$L_R = \frac{R_{SP}}{4 \cdot f} = 173,2\mu H \quad (3.174)$$

El valor de la bobina de filtro de la salida retrasada la calcularemos multiplicando el valor de  $L_R$  por un cierto factor. Como se vio en el Capítulo 2, con este tipo de RA<sup>2</sup> un factor en torno a 6 resulta razonable:

$$L_0 = 6 \cdot L_R = 1,04mH \quad (3.175)$$

Ya sólo resta calcular la relación de transformación del devanado de la salida retrasada. Para ello tendremos en cuenta que en condiciones de máxima potencia y tensión de entrada mínima, la tensión en el condensador de almacenamiento debe ser igual al valor de pico de la tensión de entrada. Según (3.157) tenemos:

$$V_{Smin} = V_{gmin} \cdot \left( 1 - \cos\left(\frac{\phi_{Cmax}}{2}\right) \right) = 101,25V \quad (3.176)$$

Y según (3.154):

$$V_{Smin} = \frac{2 \cdot V_p}{n_{SR}} \cdot (1 - d_{max}) \quad (3.177)$$

Combinando ambas ecuaciones podemos calcular el valor de  $n_{SR}$ :

$$n_{SR} = \frac{2 \cdot V_p \cdot (1 - d_{max})}{V_{gmin} \cdot \left( 1 - \cos\left(\frac{\phi_{Cmax}}{2}\right) \right)} = 1,454 \quad (3.178)$$

Con esto hemos obtenido todos los parámetros necesarios para poder calcular las evoluciones de los principales parámetros del convertidor.

Veremos en primer lugar cómo es la evolución de la tensión de salida en cadena abierta puesto que hemos visto que es un punto crítico en esta topología. Al tratarse de un rectificador de doble

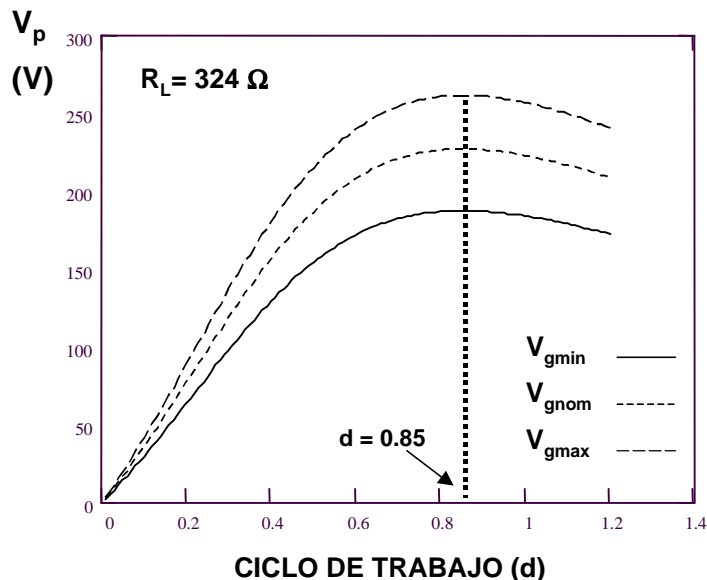


Fig. 3.79: evolución de la tensión de salida en cadena abierta en función de las variaciones del ciclo de trabajo para el convertidor Reductor con  $RA^2$ . En este caso, la función presenta un máximo dentro del rango de funcionamiento del convertidor.

onda, el máximo estará en el punto  $d = +\sqrt{\frac{n_{SR}}{2}} = 0,853$ . La figura 3.79 muestra la evolución de la tensión de salida en función del ciclo de trabajo para distintos valores de la tensión de entrada. Como se puede comprobar, el máximo está exactamente en el punto predicho y tal y como habíamos visto, es independiente de la tensión de entrada. Según (3.172) el ciclo de trabajo máximo en esta aplicación es de 0,67 por lo que la existencia del máximo no afectará al funcionamiento del convertidor.

La figura 3.80a muestra la evolución del ciclo de trabajo en este convertidor con los parámetros de diseño calculados y la 3.80b la evolución del ángulo de conducción en función de la potencia y de la tensión de entrada.

Uno de los parámetros más interesantes, y quizá el más problemático, es la tensión en el condensador de almacenamiento ya que si ésta supera los 450 V, será necesario el uso de dos condensadores en serie con el consiguiente aumento de tamaño. En este caso, al no haber transformador de aislamiento ( $n=1$ ) tenemos una grado de libertad menos y no podremos controlar de ningún modo el rango de valores del ciclo de trabajo con el que va a operar el convertidor. Por tanto, dependiendo de las especificaciones del mismo, puede haber aplicaciones en las que la tensión en el condensador de almacenamiento alcance valores más elevados de lo habitual.

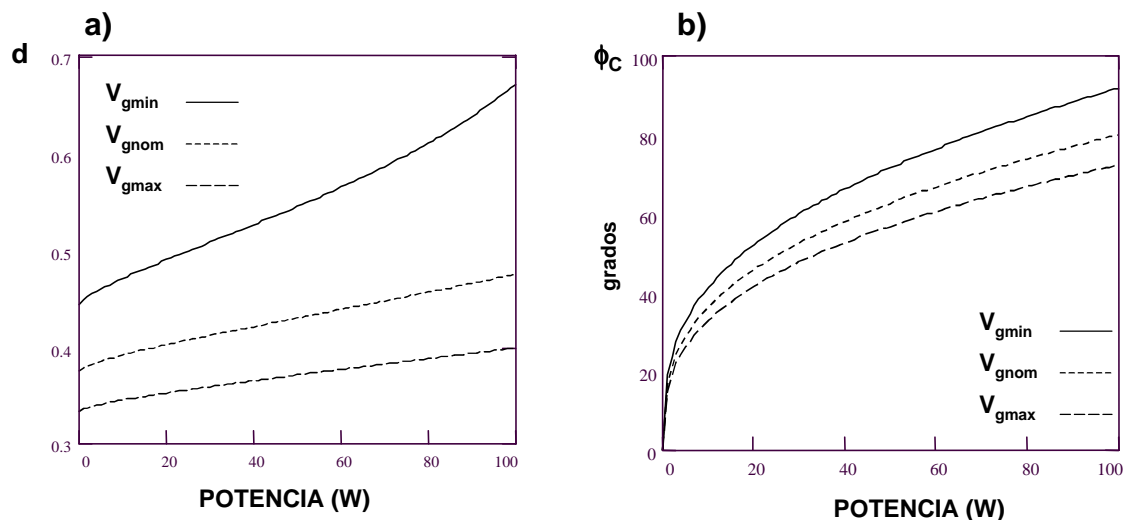


Fig. 3.80: a) evolución del ciclo de trabajo en función de la potencia y de la tensión de entrada, b) evolución del ángulo de conducción de la corriente de entrada en función de estos mismos parámetros.

En este caso, con los parámetros de diseño elegidos, la tensión en el condensador de almacenamiento en condiciones de tensión de entrada máxima y potencia mínima alcanza los 540 V con lo que tendremos que utilizar dos condensadores de 350 V en serie. La causa de que en esta aplicación se alcance un valor más elevado que en el resto de casos visto no es sólo la que acabamos de explicar. Si profundizamos un poco más en el estudio de la evolución de esta tensión, vemos que también está condicionada por la expresión (3.164). Como podemos comprobar, esta expresión es cuadrática y no de primer orden como en el resto de casos estudiados y hace que la evolución de  $V_s$  sea ligeramente distinta. El resultado final es que la tensión  $V_c$  tiende a ser algo más elevada en este convertidor que en el resto. La figura 3.81a muestra la evolución de esta tensión en función de la potencia y de la tensión de entrada. Tanto el MOSFET como el diodo de libre circulación del convertidor Reductor soportarán esta misma tensión, con lo que tendremos que utilizar dispositivos de 600 V.

La figura 3.81b muestra el valor relativo de potencia reciclada por la salida retrasada. La evolución es similar a la de los demás convertidores aunque en este caso, los valores son un poco más elevados. De todas formas, en promedio la energía reciclada está en torno al 30% de la energía total.

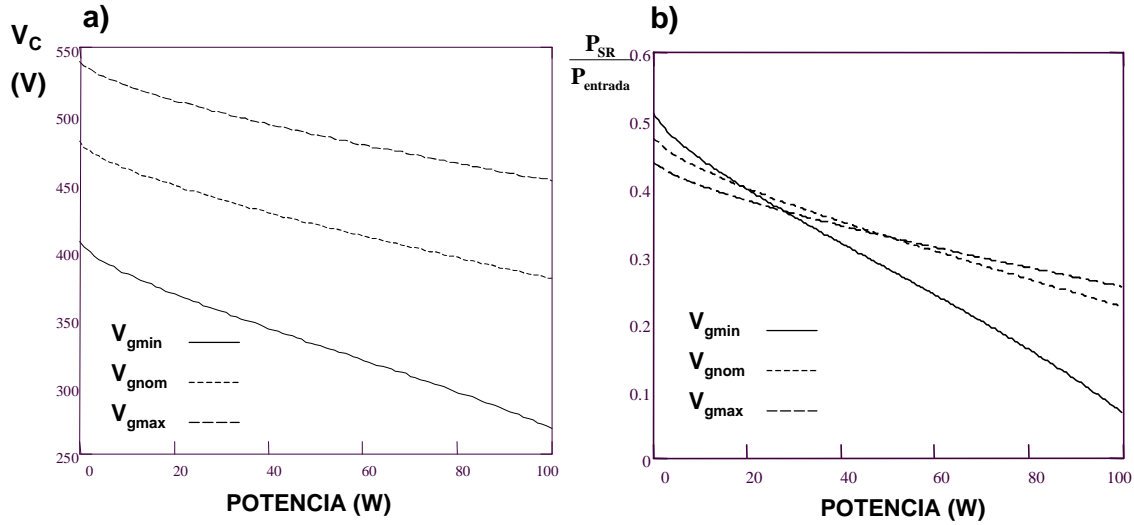


Fig. 3.81: a) tensión en el condensador en función de la potencia y de la tensión de entrada, b) energía reciclada por la salida retrasada expresada en forma relativa respecto de la potencia de entrada del convertidor.

En cuanto a los diodos de la salida retrasada, dos de ellos soportarán una tensión  $\frac{V_C - V_p}{n_{SR}}$  y los otros dos una tensión  $\frac{V_p}{n_{SR}}$ , con lo que los valores máximos serán de 250 V y 125 V respectivamente.

También podemos calcular el valor de pico de la corriente de entrada:

$$I_{gpico} = \frac{V_g + V_S - V_C}{R_{SP}} \quad (3.179)$$

Este dato será interesante para dimensionar adecuadamente las dos bobinas de la salida retrasadora y evitar que se saturen. La figura 3.82 muestra la evolución de este valor en función de la potencia y de la tensión de entrada. El valor máximo se da en condiciones de tensión de entrada mínima y potencia máxima y resulta ser de 1,18 A.

También es interesante estudiar las modificaciones que se producen en las corrientes que circulan por el convertidor debidas al  $RA^2$ , aunque esta vez a nivel de la frecuencia de conmutación. La figura 3.83 muestra la evolución de la corriente por la bobina retrasadora (secundario de las dos bobinas acopladas) y por la bobina del convertidor Reductor (primario de las dos bobinas acopladas), así como los diferentes circuitos equivalentes de un periodo de conmutación.



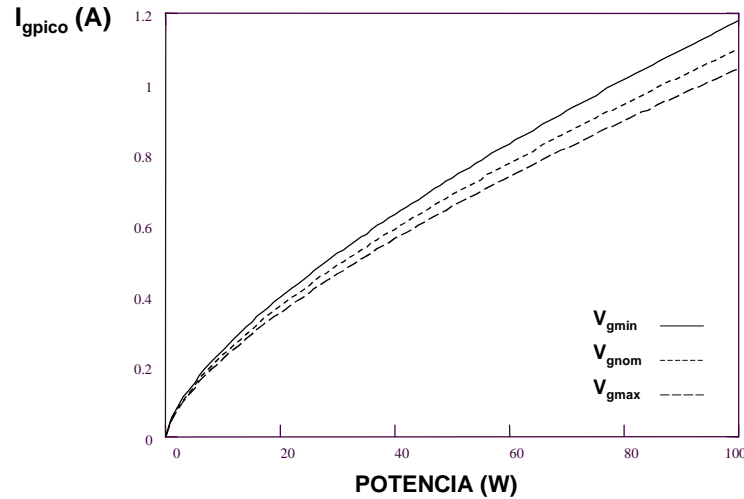


Fig. 3.82: valor de pico de la corriente de entrada en función de la potencia de entrada y de la tensión de entrada. En el cálculo se ha despreciado el rizado de alta frecuencia.

Entre  $t_1$  y  $dT$ , la entrada suministra energía tanto a la salida principal (a través de la inductancia magnetizante  $L_0$ ) como a la salida retrasada (a través del “transformador”). Vemos por tanto que el valor máximo de corriente que circulará a través de la inductancia magnetizante será el mismo que en el caso de no tener conectado el RA<sup>2</sup>. De todas formas, tendremos que tener en cuenta la suma de la corriente magnetizante y de la corriente reflejada en el primario debida a la bobina retrasadora para el cálculo de la sección del cobre de la bobina del convertidor Reductor.

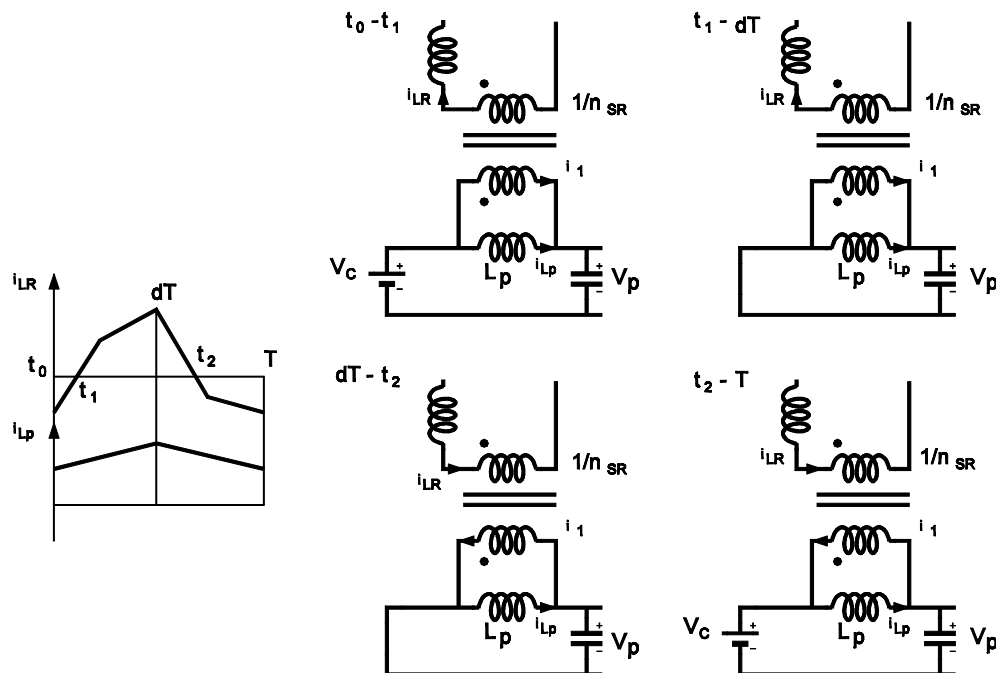


Fig. 3.83: corrientes que circulan por las bobinas de la salida retrasada y circuitos equivalentes que se dan en el acoplamiento de la salida retrasada a la bobina del convertidor durante un periodo de conmutación.

Cuando en  $dT$  se abre el interruptor, la bobina  $L_p$  comienza a demagnetizarse sobre el condensador de salida. Además, la corriente  $i_{LR}$  también tendrá que mantenerse y por tanto, se cerrará en el primario del transformador. El resultado final es que la energía almacenada en  $L_R$  se está enviando también al condensador de salida del convertidor Reductor, al igual que la energía almacenada en la bobina  $L_p$ . Por tanto, parte de la energía que había sido enviada a la salida retrasadora está siendo devuelta a la salida del convertidor principal.

En  $t_2$  se anula la corriente  $i_{LR}$  pero al tener un rectificador de doble onda, en vez de anularse definitivamente, esta corriente comienza a circular en sentido contrario. Vemos por tanto que estamos empleando parte de la energía almacenada en el condensador de salida para magnetizar  $L_R$ , es decir, estamos enviando energía desde la salida del convertidor principal en vez de desde la entrada como ocurría inicialmente.

En el instante  $T$  se cierra de nuevo el interruptor principal y comenzamos a magnetizar de nuevo la bobina  $L_p$ . Además, la bobina  $L_R$  también tiene una cierta cantidad de energía almacenada y al tener que mantenerse el flujo en el núcleo magnético, su energía es enviada hacia la entrada, lo que en el fondo significa que está colaborando a magnetizar  $L_p$ . De nuevo vemos que estamos recuperando parte de la energía que habíamos enviado hacia la salida retrasada. Esta situación finalizará en el momento en que la corriente  $i_{LR}$  se anule en el instante  $t_1$ , con lo que volveremos de nuevo a la situación inicial.

Vemos por tanto, que la energía que demanda la salida retrasada es suministrada alternativamente por la entrada y por el condensador de salida y de igual modo, parte de esta energía es reenviada de nuevo hacia la entrada o hacia la propia salida. Si el ciclo de trabajo fuese exactamente 0,5, la entrada y la salida se repartirían por igual la “sobrecarga” energética debida al  $RA^2$ . Sin embargo, cuando el ciclo de trabajo no es 0,5, no se dará esta situación de equilibrio y se penalizará un poco más, o bien la salida o bien la entrada. En principio, parece más interesante que sea la entrada la que aporte la mayor parte de energía a la salida retrasada ya que de lo contrario, tendremos que sobredimensionar aún más el condensador de salida del convertidor Reductor.

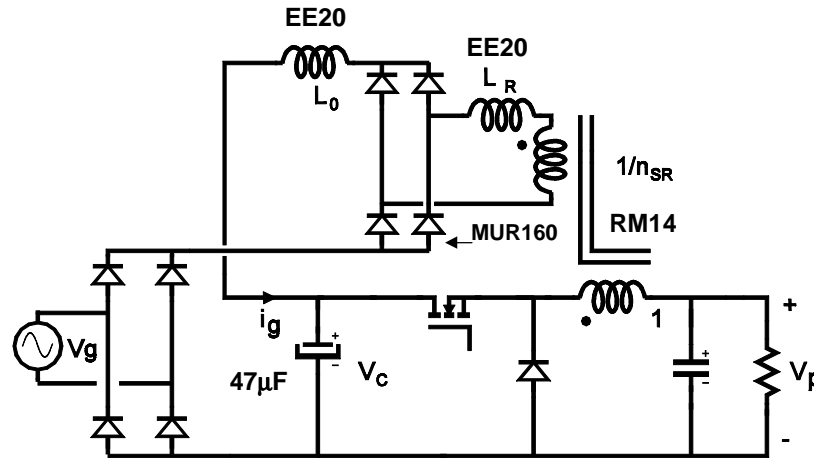


Fig. 3.84: esquema de la etapa de potencia del prototipo construido (convertidor Reductor con RA<sup>2</sup> con rectificador de doble onda basado en un puente completo de diodos).

Si el rectificador fuese de media onda, esta situación sería aun más grave ya que al no poder invertirse la corriente  $i_{LR}$ , la energía de la salida retrasada será aportada en su totalidad o bien por la entrada o bien por la salida. En este caso es claramente más interesante que sea la entrada la que la aporte ya que de lo contrario, el condensador de salida tendría que soportar unos esfuerzos eléctricos muy superiores a los de un convertidor Reductor convencional.

### 3.8.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para verificar la validez del desarrollo teórico se ha construido un prototipo de este convertidor (Fig. 3.84). En la etapa de entrada se utilizaron dos condensadores de 350 V en serie dado que la tensión en el condensador de almacenamiento supera los 450 V en el peor caso. Tanto el diodo como el MOSFET utilizados son de 600 V. Las dos bobinas de la salida retrasada fueron construidas en dos núcleos EE 20, aunque en el caso de la bobina retrasadora, podría haberse construido con un núcleo algo más pequeño.

En primer lugar comprobaremos que la función de transferencia de la tensión de salida en cadena abierta tiene un máximo. La figura 3.85 muestra la comparación de los resultados teóricos y experimentales. Como se puede comprobar, los resultados son muy similares y se puede observar la presencia de un máximo para un valor del ciclo de trabajo aproximadamente igual a 0,8.

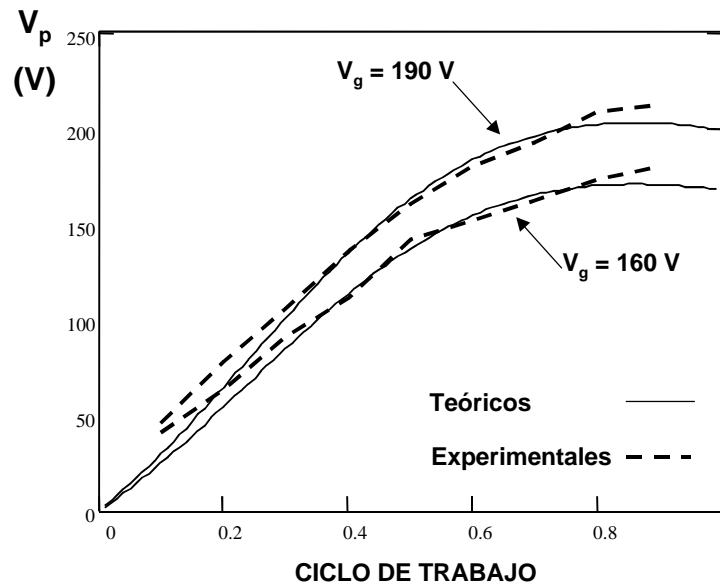


Fig. 3.85: tensión de salida en cadena abierta (en función del ciclo de trabajo). Resultados teóricos y experimentales.

La corriente de entrada tiene una forma de onda similar a la de los demás convertidores estudiados. Además, el comportamiento también es el mismo que en los demás casos. La figura 3.86 muestra la forma de onda de la corriente en condiciones nominales y su contenido armónico. Como se puede observar, el convertidor cumple perfectamente la norma IEC 1000-3-2 y además, el ángulo de conducción tiene un valor similar al calculado teóricamente.

La figura 3.87a muestra la corriente de entrada cuando el convertidor trabaja en condiciones de tensión de entrada nominal y media potencia. Vemos que el ángulo de conducción disminuye respecto al caso anterior. En la figura 3.87b se muestra la corriente de entrada en condiciones de potencia máxima y tensión de entrada mínima.

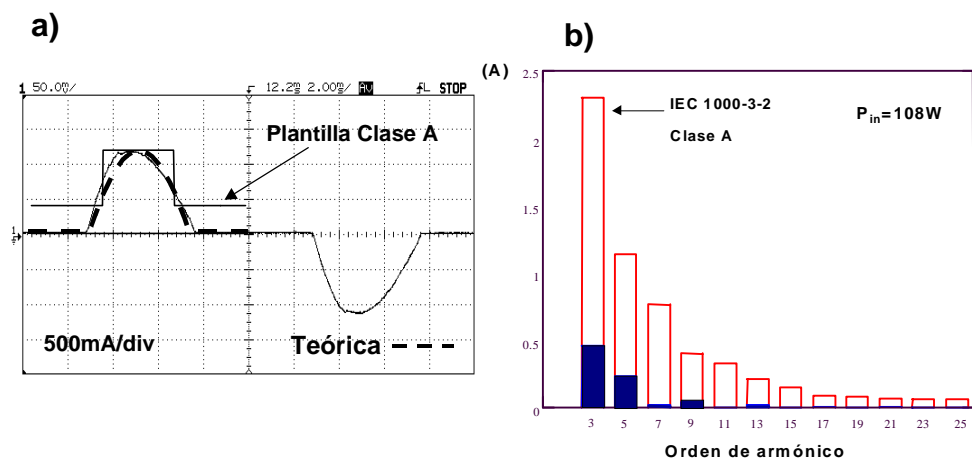


Fig. 3.86: a) forma de onda de la corriente de entrada en condiciones nominales (resultados teóricos y experimentales), b) contenido armónico de dicha forma de onda.

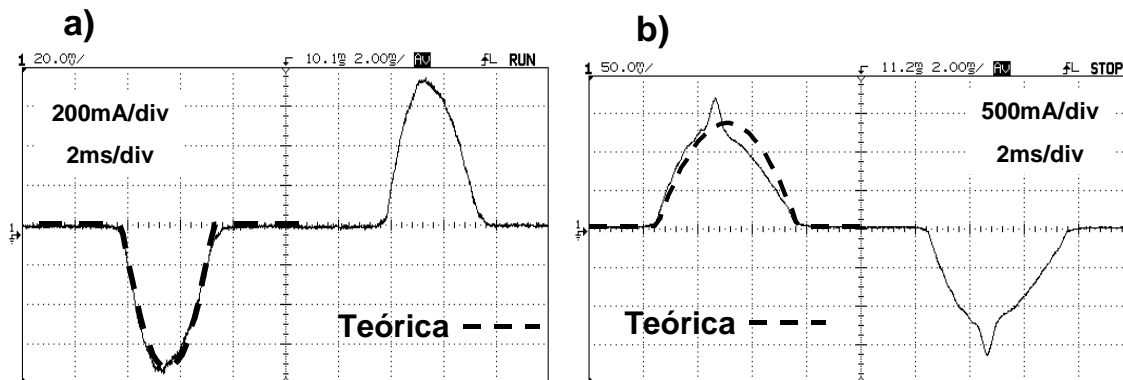


Fig. 3.87: forma de onda de la corriente de entrada en diferentes condiciones de funcionamiento del convertidor. a)  $V_{gnom}$ ,  $P_{max}/2$ , b)  $V_{gmin}$ ,  $P_{max}$ . Como se puede observar, en estas últimas condiciones de trabajo el RA<sup>2</sup> no funciona correctamente y da lugar a un fuerte pico de corriente.

De nuevo vemos que el diseño está extremadamente ajustado y que en estas condiciones el RA<sup>2</sup> deja de funcionar correctamente. Sin embargo, a pesar de presentar ese pico de corriente, el ángulo de conducción coincide exactamente con el esperado.

La figura 3.88 muestra la evolución de la tensión en el condensador de almacenamiento en función de la potencia y de la tensión de entrada y se compara con los resultados obtenidos teóricamente. De nuevo observamos que los resultados experimentales tienen valores ligeramente menores que los experimentales, pero las tendencias de la evolución son las mismas.

Finalmente, se midió el rendimiento del convertidor para comprobar si realmente el hecho de no procesar dos veces toda la potencia de salida del convertidor no provoca una excesiva penalización en el mismo.

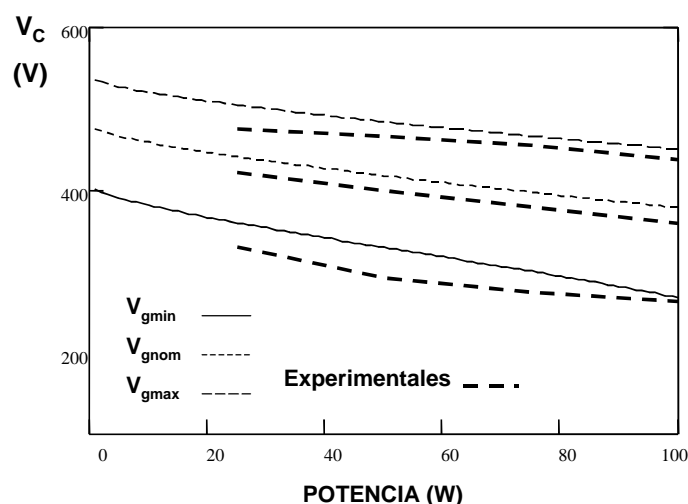


Fig. 3.88: tensión en el condensador de almacenamiento. Resultados teóricos y experimentales.

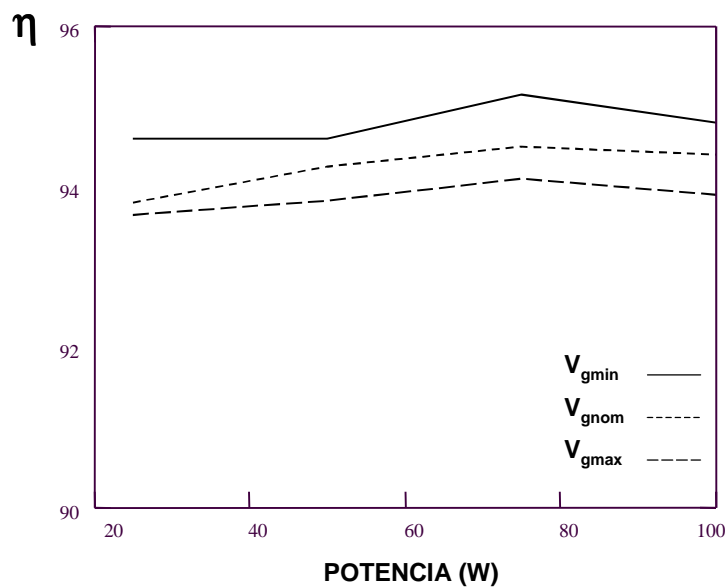


Fig. 3.89: rendimiento del prototipo construido (convertidor Reductor con RA<sup>2</sup>). En las medidas no se ha incluido el consumo de potencia correspondiente a los circuitos de mando.

La figura 3.89 muestra los resultados obtenidos y como podemos observar, los rendimientos se mantienen por encima del 94% en casi todos los puntos de trabajo, con lo que vemos que el manejo de la energía es realmente eficiente.

Globalmente, los resultados obtenidos han sido muy buenos con lo que hemos demostrado que es posible utilizar el RA<sup>2</sup> en convertidores sin aislamiento galvánico y sacar partido de las ventajas que ofrece esta topología. El convertidor obtenido cumple la norma IEC 1000-3-2 y la tensión de salida tiene una rápida respuesta dinámica. Además, al no procesar dos veces toda la potencia, el convertidor tiene un rendimiento muy bueno. Sin embargo, la disposición de la bobina del convertidor Reductor y el hecho de que el RA<sup>2</sup> se conecte a dicha bobina condicionan la evolución de  $V_C$  y de  $V_S$ . El resultado final es que la tensión en el condensador de almacenamiento es algo más elevada que en el resto de convertidores estudiados. Esto penaliza levemente el tamaño al ser necesario el uso de dos condensadores electrolíticos en serie para poder soportar la máxima tensión que puede aparecer en el condensador de almacenamiento.

### 3.9 ESTUDIO ESTÁTICO DEL CONVERTIDOR ELEVADOR CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

Finalizaremos el estudio estático de convertidores con  $RA^2$  analizando el convertidor Elevador. Se trata también de un convertidor sin aislamiento galvánico por lo que tendremos que acoplar la salida retrasada a la bobina del convertidor, tal y como se hizo anteriormente en los convertidores Reductor y Reductor-Elevador. La figura 3.90 muestra el esquema de potencia de esta topología cuando utiliza una salida retrasada basada en un rectificador de media onda (Fig. 3.90a) y cuando utiliza una salida retrasada basada en un rectificador de doble onda (Fig. 3.90b).

Este convertidor no tiene una aplicación tan clara como el resto de los estudiados ya que al tratarse de un convertidor elevador, obtendríamos una tensión de salida muy elevada, con regulación rápida y cumpliendo la norma IEC 1000-3-2. El convertidor Elevador se utiliza habitualmente como corrector del factor de potencia ya que no plantea ningún problema para funcionar con el rango de tensión de entrada universal, siendo además un convertidor muy eficiente. Sin embargo, se suele plantear como primera etapa del sistema de alimentación ya que para operar como emulador de resistencia necesita un lazo de regulación lento y por tanto, la tensión de salida tiene un considerable rizado de 50 Hz. Será la segunda etapa la que se encargue de obtener la tensión de salida deseada con una buena regulación. A pesar de que el sistema procesa dos veces la potencia total, el rendimiento global suele ser bastante bueno ya que el convertidor Elevador no lo penaliza en exceso y además, el segundo convertidor estará muy optimizado.

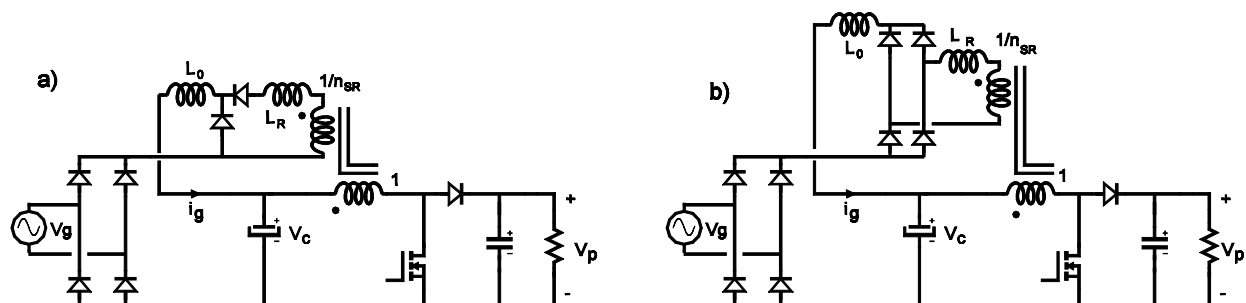


Fig. 3.90: dos posibles implementaciones del convertidor Elevador con  $RA^2$ . a)  $RA^2$  con rectificador de media onda, b)  $RA^2$  con rectificador de onda completa basado en un puente completo de diodos.

No tiene sentido utilizar un convertidor Elevador-RA<sup>2</sup> para esta aplicación puesto que procesaríamos la potencia total más de dos veces. Únicamente podría ser interesante utilizarlo como cargador de baterías de muy alta tensión (más de 375 V) en el caso de que éstas necesitasen tener una tensión de carga con muy poco rizado.

Antes de comenzar con el proceso de diseño debemos estudiar qué tensiones de salida es posible obtener. Al tratarse de un convertidor elevador, la tensión de salida debe ser mayor que la tensión de entrada. Esto no es evidente en este caso puesto que para el convertidor, la tensión de entrada es la tensión que tiene el condensador de almacenamiento y como ya hemos visto, ésta varía con la potencia y con la tensión alterna de entrada. Además, el valor más elevado se alcanza en condiciones de potencia mínima y tensión de entrada máxima. Por tanto, debemos averiguar en primer lugar cuál es el valor de esa tensión máxima para saber qué tensiones de salida va a ser posible obtener con esta topología. Para obtener el peor caso posible, supondremos que el convertidor opera siempre en MCC, incluso cuando trabaja con cargas muy bajas pues, como sabemos, en MCD las tensiones en el condensador de almacenamiento son menores.

En MCC, la tensión de salida del convertidor depende de la tensión en el condensador de almacenamiento y del ciclo de trabajo según la siguiente expresión:

$$V_p = \frac{V_C}{1-d} \quad (3.180)$$

Además, podemos relacionar la tensión alterna de entrada con la tensión en el condensador de almacenamiento mediante la expresión:

$$V_C - V_S = V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \quad (3.181)$$

Para relacionar la tensión  $V_S$  con las demás variables, tendremos en cuenta la forma de onda de la tensión en la bobina del convertidor Elevador. Como sabemos, mientras el interruptor está cerrado la bobina soporta una tensión  $V_C$  y cuando el interruptor se abre, la bobina soporta una tensión  $V_p - V_C$ . Como el balance “voltios-segundo” debe estar equilibrado, se cumplirá:



$$V_C \cdot d = (V_p - V_C) \cdot (1 - d) \quad (3.182)$$

Como la tensión  $V_S$  es precisamente el valor medio de la tensión rectificada que aparece en el secundario, la expresión que relaciona  $V_C$  con  $V_S$  es la siguiente:

$$V_S = \frac{V_C \cdot d}{n_{SR}} = \frac{(V_p - V_C) \cdot (1 - d)}{n_{SR}} \quad (3.183)$$

Esta expresión es válida para un RA<sup>2</sup> basado en un rectificador de media onda. Si el rectificador fuese de doble onda, el valor medio sería el doble y por tanto tendríamos:

$$V_S = 2 \cdot \frac{V_C \cdot d}{n_{SR}} = 2 \cdot \frac{(V_p - V_C) \cdot (1 - d)}{n_{SR}} \quad (3.184)$$

Con estas tres expresiones y teniendo en cuenta el comportamiento ya conocido de la tensión en el condensador de almacenamiento, podemos calcular el valor máximo de dicha tensión

El valor máximo  $V_{Cmax}$  se alcanzará en condiciones de tensión de entrada máxima  $V_{gmax}$  y potencia mínima. Si suponemos el caso límite y consideramos como potencia mínima una potencia nula, el ángulo de conducción en estas condiciones también será nulo ( $\phi_{CVmax}=0$ ). Además, al tratarse del máximo valor de  $V_C$ , el ciclo de trabajo será el mínimo. De (3.180) obtenemos:

$$d_{min} = 1 - \frac{V_{Cmax}}{V_p} \quad (3.185)$$

Teniendo en cuenta que el ángulo de conducción es nulo, de (3.181) obtenemos:

$$V_{Cmax} = V_{Smax} + V_{gmax} \quad (3.186)$$

Además, también podemos calcular el valor de  $V_{Smax}$  a partir de (3.183):

$$V_{Smax} = \frac{V_{Cmax}}{n_{SR}} \cdot d_{min} \quad (3.187)$$

Combinando (3.185), (3.186) y (3.187) obtenemos:

$$V_{Cmax} \cdot \left( \frac{V_{Cmax}}{n_{SR} \cdot V_p} + 1 - \frac{1}{n_{SR}} \right) = V_{gmax} \quad (3.188)$$

La tensión de salida debe ser siempre mayor o igual que la tensión de entrada y por tanto, el valor mínimo que podrá tomar será  $V_p = V_{Cmax}$ . Sustituyendo en (3.188) obtenemos:

$$V_{Cmax} = V_{gmax} \quad (3.189)$$

El resultado es el mismo si el rectificador es de media o de doble onda. Por tanto, la tensión de salida del convertidor debe ser siempre mayor que el valor de pico de la máxima tensión de entrada del convertidor. También podríamos haber llegado a esta conclusión razonando el problema desde un punto de vista físico: si suponemos que el convertidor está completamente descargado, la bobina del mismo estaría operando en MCD. Llevando el caso al límite, el convertidor estaría trabajando con un ciclo de trabajo nulo y por tanto, el MOSFET del convertidor Elevador estaría permanentemente abierto y, al no conmutar, la salida retrasada tendría una tensión de salida nula. En consecuencia, la tensión de salida del convertidor Elevador sería igual al valor de pico de la tensión de entrada.

Una vez estudiada esta restricción, podemos seguir adelante con el proceso de diseño de un convertidor Elevador-RA<sup>2</sup>. Supongamos las siguientes especificaciones:

- Tensión mínima de entrada: 190 V.
- Tensión nominal de entrada: 230 V.
- Tensión máxima de entrada: 265 V.
  
- Tensión de salida: 400 V.
- Regulación rápida de la tensión de salida.
- Potencia máxima: 100 W.

- Debe cumplir la norma IEC 1000-3-2 sobre armónicos de baja frecuencia.

En este caso, al no tener aislamiento galvánico únicamente debemos calcular el valor de la Resistencia Sin Pérdidas  $R_{SP}$  y de la relación de transformación del devanado de la salida retrasada  $n_{SR}$ .

Para calcular el valor de  $R_{SP}$  simplemente debemos elegir el ángulo de conducción que deseamos tener en condiciones nominales para poder cumplir la norma. Tomemos un ángulo de conducción de  $100^\circ$  ( $\phi_{Cnom}=100^\circ$ ). El valor de la Resistencia Sin Pérdidas lo obtendremos de la siguiente forma:

$$R_{SP} = \frac{V_{gnom}^2}{2 \cdot \pi \cdot P_{max}} \cdot (\phi_{Cnom} - \sin \phi_{Cnom}) = 128\Omega \quad (3.190)$$

Si el rectificador usado en la salida retrasada es de doble onda basado en un puente de diodos, la bobina retrasadora tendrá el siguiente valor:

$$L_R = \frac{R_{SP}}{4 \cdot f} = 350\mu H \quad (3.191)$$

Para la otra bobina será suficiente con tomar una inductancia unas cuatro veces mayor:

$$L_0 = 4 \cdot L_R = 1,28mH \quad (3.192)$$

Para calcular  $n_{SR}$  impondremos como condición que la tensión en el condensador de almacenamiento se iguale a la tensión de entrada en condiciones de potencia máxima y tensión de entrada mínima. De esta forma, el RA<sup>2</sup> funcionará adecuadamente en todas las condiciones de trabajo y además, optimizaremos el procesado de energía del convertidor.

Por tanto, tomando  $V_{Cmin}=V_{gmin}$  y teniendo en cuenta además que en estas condiciones el ciclo de trabajo será máximo ( $d_{max}$ ), al igual que el ángulo de conducción ( $\phi_{Cmax}$ ), podemos obtener el valor de  $n_{SR}$  utilizando las expresiones (3.180), (3.181) y (3.184):

$$n_{SR} = \frac{2 \cdot d_{max}}{1 - \cos\left(\frac{\phi_{Cmax}}{2}\right)} = 1,4 \quad (3.193)$$

Una vez conocida la  $R_{SP}$ , podemos calcular el valor de  $\phi_{Cmax}$  a partir de la expresión:

$$P_g = \frac{V_g^2}{2 \cdot \pi \cdot R_{SP}} \cdot (\phi_C - \sin \phi_C) \quad (3.194)$$

Por tanto, ya hemos calculado todos los parámetros del Reductor Activo de Armónicos y podemos obtener la evolución de la tensión en el condensador de almacenamiento, el ciclo de trabajo, etc.

La figura 3.91a muestra la evolución del ángulo de conducción en función de la potencia manejada por el convertidor y de la tensión de entrada mientras que la figura 3.91b muestra la evolución del ciclo de trabajo. La tensión en el condensador de almacenamiento se muestra en la figura 3.92. Como podemos comprobar, el comportamiento de este parámetro es exactamente igual al mostrado en otros convertidores. El valor máximo alcanzado es de 389 V y por tanto, es menor que la tensión de salida, con lo que el funcionamiento del convertidor es correcto.

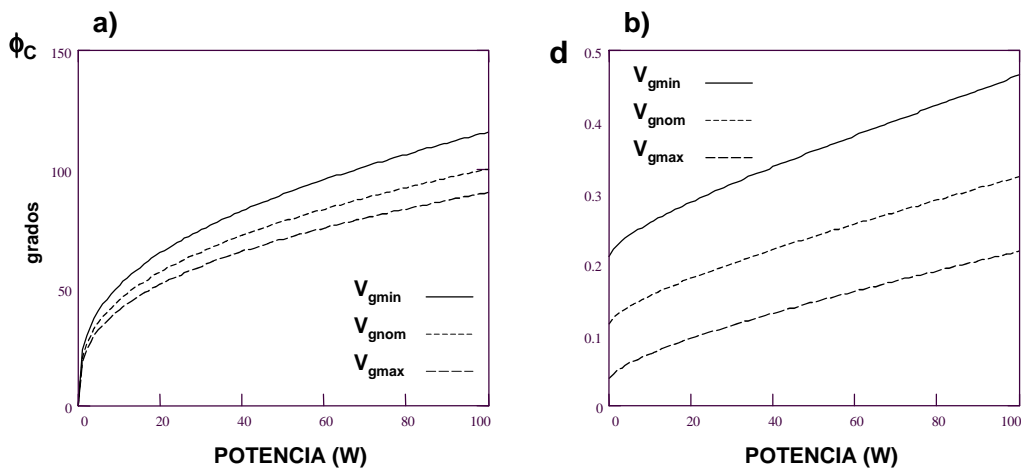


Fig. 3.91: a) evolución del ángulo de conducción de la corriente de entrada en función de la potencia y de la tensión de entrada, b) evolución del ciclo de trabajo en función de estos mismos parámetros.

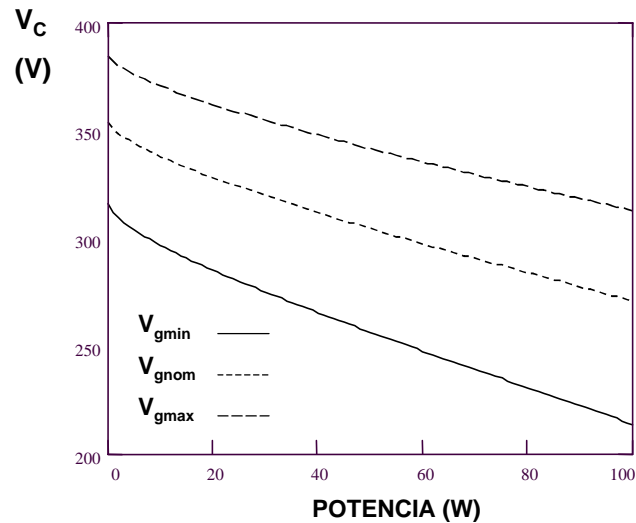


Fig. 3.92: tensión en el condensador de almacenamiento en función de la potencia de entrada y de la tensión de entrada del convertidor.

En este convertidor, tanto el diodo como el MOSFET soportan la tensión de salida cuando están abiertos y por tanto, será necesario utilizar semiconductores de 500V. En cuanto a los diodos de la salida retrasada, dos de ellos soportarán una tensión inversa  $\frac{V_C}{n_{SR}}$  y los otros dos  $\frac{V_P - V_C}{n_{SR}}$ , con lo que en el peor caso estas tensiones alcanzarán los 277 V y 94 V respectivamente.

El comportamiento de las corrientes es similar al de los demás convertidores. La corriente de entrada tendrá la forma de onda habitual y su valor de pico, despreciando el rizado de alta frecuencia, será:

$$I_{gpico} = \frac{V_g + V_S - V_C}{R_{SP}} \quad (3.195)$$

Por otra parte, el comportamiento en alta frecuencia de las corrientes que circulan por la salida retrasada será muy similar al del convertidor Reductor, por lo que tampoco lo detallaremos mucho. Simplemente comentaremos que la energía utilizada por el RA<sup>2</sup> es proporcionada alternativamente por la entrada y por la salida (en el caso del rectificador de doble onda) y a su vez, parte de la energía almacenada en la bobina retrasadora es reenviada alternativamente hacia la salida o hacia el condensador de almacenamiento, tal y como ocurriría en el convertidor Reductor. De igual modo, si la salida retrasada tuviese un rectificador de media onda, la energía

sería proporcionada únicamente por la entrada o por la salida, siendo preferible que sea la entrada la encargada de hacerlo para evitar aumentar los esfuerzos eléctricos del condensador de salida.

### 3.9.1 CONTROLABILIDAD DE UN CONVERTIDOR ELEVADOR CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

Comprobaremos por último que la función de transferencia en cadena abierta de la tensión de salida no tiene ningún punto crítico entre las posibles condiciones de trabajo del convertidor. Para ello calcularemos la función  $f_T(d)$ . Combinando (3.180), (3.181) y (3.184) obtenemos:

$$\frac{V_p}{V_g} = \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \cdot \frac{n_{SR}}{2 \cdot d^2 - d(2 + n_{SR}) + n_{SR}} \quad (3.196)$$

Con la que la función  $f_T(d)$  resulta ser:

$$f_T(d) = \frac{n_{SR}}{d^2 - d(1 + n_{SR}) + n_{SR}} \quad (3.197)$$

Para ver si existe algún punto crítico en esta función, obtendremos la expresión de la primera derivada:

$$f'_T(d) = \frac{-n_{SR} \cdot (4 \cdot d - (2 + n_{SR}))}{(d^2 - d(1 + n_{SR}) + n_{SR})^2} \quad (3.198)$$

Igualando (3.198) a cero obtenemos los puntos donde puede haber un punto crítico:

$$d = \frac{2 + n_{SR}}{4} \quad (3.199)$$

A pesar de que la función tiene un punto crítico, debemos comprobar si es posible que dicho punto esté dentro del rango de funcionamiento del convertidor, es decir, debemos estudiar si es posible que ocurra:

$$\frac{2 + n_{SR}}{4} < d_{max} \quad (3.200)$$

Teniendo en cuenta las condiciones de diseño empleadas, y en concreto la expresión (3.193), tenemos:

$$d_{max} > \frac{0,5}{1 - \frac{0,5}{1 - \cos\left(\frac{\phi_{Cmax}}{2}\right)}} \quad (3.201)$$

Teniendo en cuenta que el ángulo de conducción está siempre comprendido entre 0° y 180°, la parte derecha de la ecuación es siempre mayor o igual a 1 y por tanto, el punto crítico no estará nunca dentro del rango de funcionamiento del convertidor ya que no es posible tener un ciclo de trabajo mayor que uno. La figura 3.93 muestra la evolución de la tensión de salida en cadena abierta en función del ciclo de trabajo para distintos valores de la tensión de entrada y, como se puede comprobar, la función es monótona creciente (los datos utilizados para obtener este gráfico son los mismos que en el ejemplo teórico estudiado).

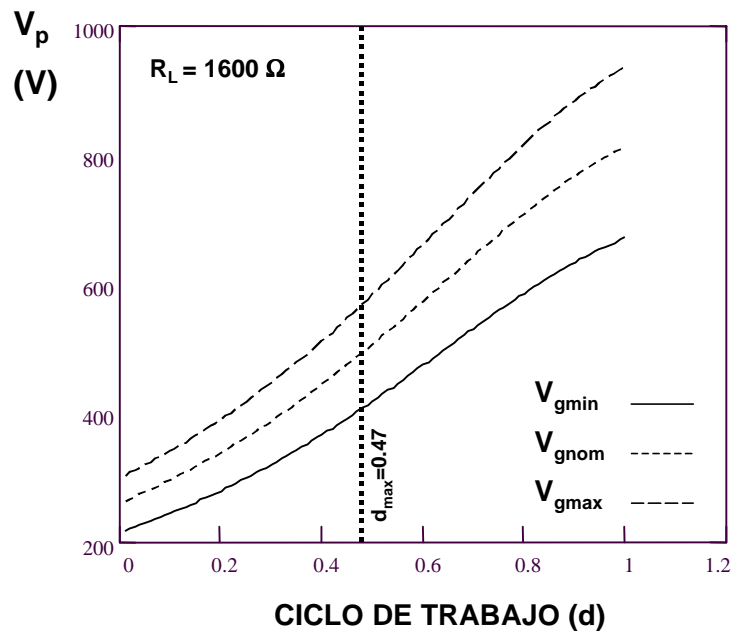


Fig. 3.93: evolución de la tensión de salida en cadena abierta. La función es monótona creciente en todo el rango de funcionamiento del convertidor.

Por tanto, este convertidor no presenta ningún problema de controlabilidad ya que no es posible obtener el mismo valor de tensión de salida con dos ciclos de trabajo distintos. Este desarrollo ha sido realizado con las expresiones correspondientes al rectificador de doble onda pero también es válido para el caso de un rectificador de media onda.

### 3.10 CONCLUSIONES

En este Capítulo se ha llevado a cabo el estudio estático de diversos tipos de convertidores en los que se ha implementado el Reductor Activo de Armónicos. Podríamos considerar ya esta primera frase como la primera conclusión, ya que el RA<sup>2</sup> es un sistema para reducir el contenido armónico de la corriente de entrada realmente versátil. Es posible implementarlo en gran cantidad de topologías distintas, ya sea con o sin aislamiento galvánico.

Hemos podido comprobar que el tipo de convertidor base influye decisivamente en el comportamiento de la tensión  $V_S$ , que junto con la Resistencia Sin Pérdidas  $R_{SP}$  son los dos parámetros fundamentales del RA<sup>2</sup>. En general, la tensión  $V_S$  depende del ciclo de trabajo y cuanto menor es este, más elevada es dicha tensión. Sin embargo, en los convertidores del tipo Directo, Medio Puente, etc., el valor de  $V_S$  es constante. Esto tiene a la postre influencia en el valor máximo que alcanza la tensión en el condensador de almacenamiento, que será algo menor en los convertidores de este tipo.

También hemos constatado que en todos los convertidores, la tensión  $V_C$  evoluciona de la misma forma, es decir, disminuye al aumentar la potencia y también al disminuir la tensión de entrada. Esto tiene una importancia crucial a la hora de decidir el criterio de diseño de un convertidor con RA<sup>2</sup> ya que imponiendo las condiciones adecuadas, es posible evitar que la tensión  $V_C$  crezca excesivamente y penalice el funcionamiento del convertidor.

La evolución del ángulo de conducción también es la misma para todos los convertidores con RA<sup>2</sup>:  $\phi_C$  crece al aumentar la potencia y al disminuir la tensión de entrada. La elección del ángulo de conducción nominal es un punto clave en el proceso de diseño y va a condicionar fuertemente el comportamiento del convertidor. Cuanto mayor es el ángulo de conducción, más elevada será la tensión en el condensador de almacenamiento y además, la cantidad de energía



reciclada será mayor. Por tanto, resulta mucho más interesante elegir ángulos de conducción ajustados, con lo que conseguimos cumplir la norma IEC 1000-3-2 pero sin penalizar excesivamente el rendimiento. La mejor solución es elegir ángulos de conducción en condiciones nominales entre 80° y 90°.

Se han probado distintos tipos de RA<sup>2</sup>, tanto basados en un rectificador de media como en un rectificador de doble onda. En el caso del Reductor Activo de Armónicos basado en un rectificador de media onda, es posible hacer una simplificación y utilizar el propio devanado del primario del convertidor principal para implementar la salida retrasada. En este caso, tenemos un grado de libertad menos ( $n_{SR}=1$ ) y por tanto, tendremos menos control sobre alguno de los parámetros del convertidor. La consecuencia práctica es que las tensiones en el condensador de almacenamiento son más elevadas que en el caso de tener un devanado aparte. Algo parecido ocurre con las topologías sin aislamiento galvánico: al no tener transformador y no poder elegir el valor de la correspondiente relación de transformación, puede haber aplicaciones en las que tengamos elevados valores de  $V_C$ .

En cuanto a tamaño de los elementos magnéticos, las dos soluciones más interesantes son, como vimos en el Capítulo 2, la basada en un transformador con toma media y con las dos bobinas retrasadoras acopladas y la basada en un puente completo de diodos. En este caso, al tratarse de aplicaciones con una elevada tensión de entrada, puede resultar algo más interesante la segunda solución, ya que los diodos del puente soportarán la mitad de tensión que en la primera solución.

Teniendo en cuenta todas las características estudiadas, podemos concluir que el RA<sup>2</sup> es una solución muy interesante para cumplir la norma IEC 1000-3-2 con un bajo coste y un buen rendimiento: el número de componentes añadidos es muy bajo, con lo que el tamaño y el coste no se ven penalizados excesivamente. Además, se trata de una solución que sólo procesa dos veces una pequeña parte de la energía y por tanto, el rendimiento tampoco se penaliza demasiado (en general, entre 3 y 5 puntos). Como contrapartida, la tensión en el condensador de almacenamiento aumenta ligeramente aunque diseñando el convertidor adecuadamente, podemos mantener esta tensión dentro de valores moderados.

La combinación más interesante de todas las estudiadas es quizá la que forman el convertidor en Medio Puente y el RA<sup>2</sup> con rectificador de doble onda basado en un puente completo de diodos.

En esta topología, al tener un valor de  $V_s$  constante, el incremento de tensión en el condensador de almacenamiento es ligeramente más moderado que en el resto de topologías. Además, al poder operar la salida en Modo de Conducción Continuo, podemos utilizar una etapa de salida con rectificación síncrona autoexcitada RSA y obtener bajas tensiones de salida con buenos rendimientos. Si el rango de tensión de entrada no es universal, el convertidor en Medio Puente con RA<sup>2</sup> resulta ser una topología ideal para obtener bajas tensiones de salida a partir de la tensión de red y cumpliendo la norma IEC 1000-3-2.

El uso del RA<sup>2</sup> con el rango de tensión universal implica una enorme variabilidad de la tensión  $V_C$  lo que dificulta enormemente optimizar el funcionamiento global del convertidor e imposibilita totalmente el uso de RSA, como se puede comprobar en el Apéndice B, donde se incluye una hoja de cálculo con el diseño de un convertidor en Medio Puente con baja tensión de salida para trabajar en el rango de tensión de entrada universal.

**ECUACIONES COMUNES A TODOS LOS CONVERTIDORES CON RA<sup>2</sup>**

$P_g = \frac{V_g^2}{2 \cdot \pi \cdot R_{SP}} \cdot (\phi_C - \text{sen } \phi_C)$	$V_C - V_S = V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right)$
--	---

**ECUACIONES QUE DEPENDEN DE LA TOPOLOGÍA BASE EMPLEADA**

Convertidor	V <sub>p</sub>	V <sub>S</sub> (Rectificador de doble onda)	V <sub>S</sub> (Rectificador de media onda)
Directo (Forward)	$\frac{V_C}{n} \cdot d$	$2 \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = 2 \cdot \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}}$	$\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}}$
Medio Puente	$\frac{V_C}{n} \cdot d$	$\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}}$	$\frac{V_C}{2 \cdot n_{SR}} \cdot d = \frac{V_p \cdot n}{2 \cdot n_{SR}}$
Simétrico (Push-Pull)	$2 \cdot \frac{V_C}{n} \cdot d$	$2 \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}}$	$\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_p \cdot n}{2 \cdot n_{SR}}$
Puente Completo	$2 \cdot \frac{V_C}{n} \cdot d$	$2 \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}}$	$\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_p \cdot n}{2 \cdot n_{SR}}$
Retroceso (Flyback)	$\frac{V_C}{n} \cdot \frac{d}{1-d}$	$2 \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = 2 \cdot \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}} \cdot (1-d)$	$\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}} \cdot (1-d)$
Reductor	V <sub>C</sub> · d	$2 \cdot \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}} \cdot (1-d)$	$\frac{V_p \cdot n}{n_{SR}} \cdot (1-d)$
Elevador	$\frac{V_C}{1-d}$	$2 \cdot \frac{V_p \cdot n}{n_{SR}} \cdot d \cdot (1-d)$	$\frac{V_p \cdot n}{n_{SR}} \cdot d \cdot (1-d)$

**PROCESO DE DISEÑO**

<b>1</b>	Elección del ángulo de conducción nominal (φ <sub>Cnom</sub> )	φ <sub>Cnom</sub>
<b>2</b>	Cálculo de la R <sub>SP</sub>	$R_{SP} = \frac{V_{gnom}^2}{2 \cdot \pi \cdot P_{max}} \cdot (\phi_{Cnom} - \text{sen } \phi_{Cnom})$
<b>3</b>	Cálculo del máximo ángulo de conducción φ <sub>Cmax</sub> (V <sub>gmin</sub> , P <sub>max</sub> )	$(\phi_{Cmax} - \text{sen } \phi_{Cmax}) = \frac{V_{gnom}^2}{V_{gmin}^2} \cdot (\phi_{Cnom} - \text{sen } \phi_{Cnom})$
<b>4</b>	Elección del ciclo de trabajo máximo	d <sub>max</sub>
<b>5</b>	Cálculo de la relación de transformación de la salida principal (n)	Tomamos V <sub>C</sub> =V <sub>gmin</sub> y utilizamos la expresión de V <sub>p</sub> correspondiente (tabla anterior)
<b>6</b>	Cálculo de la relación de transformación de la salida retrasada (n <sub>SR</sub> )	$V_S(d_{max}) = V_{gmin} \cdot \left(1 - \cos \frac{\phi_{Cmax}}{2}\right)$ Tomamos V <sub>S</sub> de la tabla anterior