

Capítulo 2

Análisis estático de los post-reguladores de alto rendimiento.

En este capítulo se presentan los post-reguladores de alto rendimiento objeto de estudio en esta tesis (Reductor de dos entradas, conmutado serie Forward y Elevador) y se realiza un análisis estático, para obtener las ventajas e inconvenientes de su uso como post-reguladores, respecto al post-regulador clásico que es el Reductor. Por otra parte se van a analizar los post-reguladores desde el punto de vista de su uso con Emuladores de Resistencia (ER), con el fin de obtener el punto de funcionamiento óptimo para dichos post-reguladores en aplicaciones de corrección de factor de potencia. Por último en el apartado de conclusiones se ha realizado una comparación entre los tres post-reguladores propuestos, tanto desde el punto de vista funcional como del tamaño de los convertidores.

2.1 INTRODUCCIÓN

En el capítulo 1 se introdujo la utilización de emuladores de resistencia (ER) con el fin de conseguir que la corriente de entrada tenga una forma senoidal. Como ya se dijo en el capítulo previo, uno de los inconvenientes del ER es que su dinámica es necesariamente lenta, ya que el lazo de control tiene que filtrar el rizado de 100 Hz presente en el condensador de salida. Con el fin de mejorar estas características y al mismo tiempo reducir el tamaño del condensador de filtro, se hace necesario añadir una segunda etapa, lo que penaliza el rendimiento de la cadena convertidora, figura 1. Este rendimiento se puede mejorar con distintas estrategias.

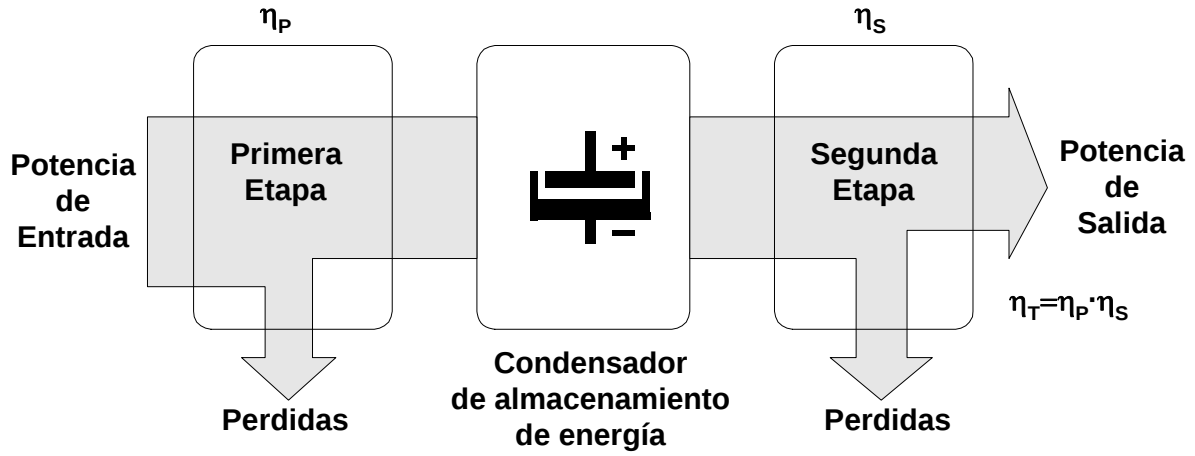


Figura 2.1. Procesamiento de energía en una configuración clásica ER + post-regulador.

Como pueden ser:

- . Bomba de carga
- . Circuito de procesamiento paralelo

Dentro de la filosofía de utilizar circuitos post-reguladores que no penalicen en exceso el rendimiento global del circuito, en este capítulo se van a presentar varias alternativas.

La idea básica es disponer en cascada un ER y un convertidor CC/CC que actúe como post-regulador con un rendimiento muy alto, del orden de 96-98%. De esta forma el rendimiento del conjunto ER+post-regulador no se ve penalizado en exceso. Para conseguir un rendimiento tan elevado es preciso que el post-regulador no procese toda la potencia manejada por el convertidor (P_p), sino solamente una parte de ella (P_{p1}), según se ilustra en la figura 2.2. En esta figura se puede ver como es el flujo de potencia en un post-regulador con la filosofía propuesta.

El rendimiento del post-regulador (η_s) función del rendimiento del convertidor que realiza el procesamiento parcial de potencia (η_{sc}) y de la fracción de potencia de salida que ha sufrido procesamiento de energía ($P_1 = (1-\alpha) \cdot P_s$), y de la que no ha sufrido procesamiento ($P_2 = \alpha \cdot P_s$), es:

$$\eta_s = \frac{P_s}{P_p} = \frac{P_1 \cdot \eta_{sc} + P_2}{\frac{P_1}{\eta_{sc}} + P_2} = \frac{\eta_{sc}}{1 - (1 - \eta_{sc}) \cdot \alpha} \quad (2.1)$$

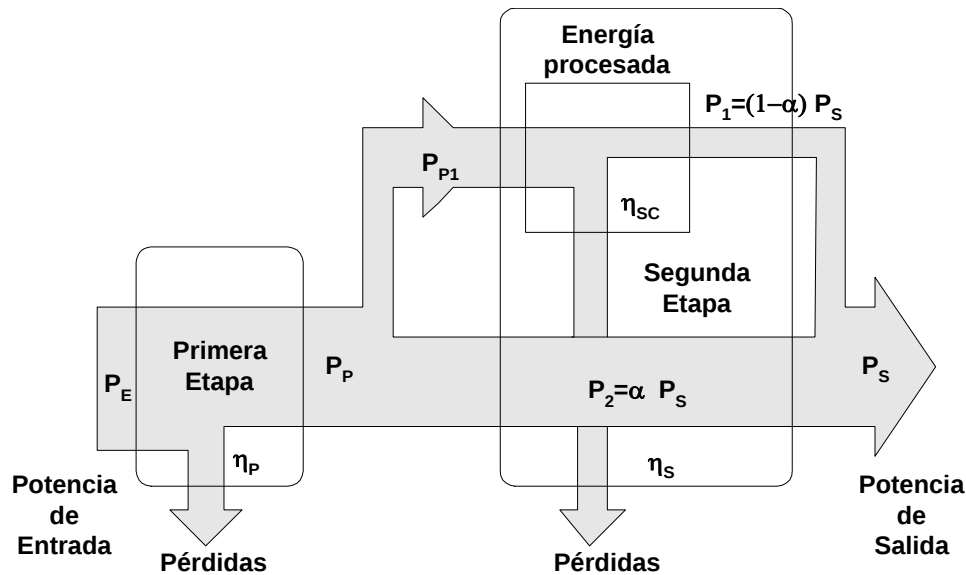


Figura 2.2. Flujo de potencia en un post-regulador con la filosofía propuesta de procesamiento parcial de potencia.

Suponiendo $\eta_{SC}=0.85$ y $\alpha=0.85$ se tendría un rendimiento global para el post-regulador de $\eta_S=0.97$. En la figura 2.3 se representa la curva del rendimiento del post-regulador en función de la fracción de potencia procesada $(1-\alpha)$.

Otras de las características que se busca mejorar con el uso de este tipo de post-reguladores es la característica dinámica (respuesta rápida ante cambios de carga), con un tamaño reducido y a bajo coste. Las características mencionadas anteriormente van a incidir de la siguiente forma en el conjunto ER+ post-regulador:

- La reducción en el tamaño del post-regulador implica una reducción del tamaño del convertidor en su conjunto.
- La obtención de buenas características dinámicas en el post-regulador, tanto en rizado (audio-susceptibilidad) como en respuesta transitoria, permite que en el ER se puedan relajar dichas características, lo que implica una reducción en el tamaño del condensador almacenador de energía C_B y por tanto del tamaño del convertidor en su conjunto.

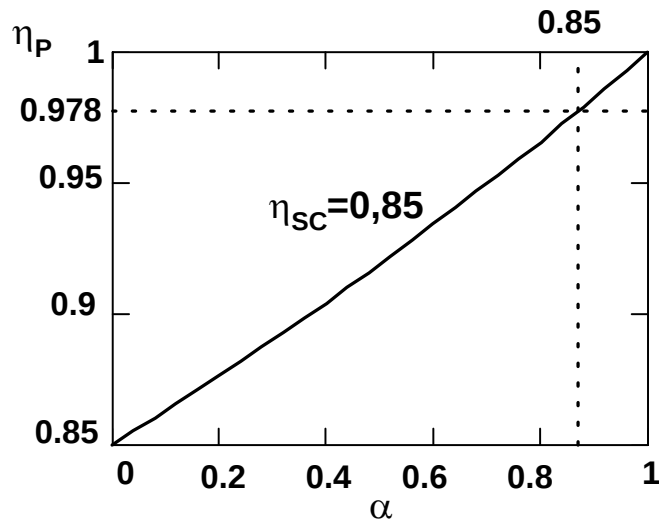


Figura 2.3. Curva del rendimiento del post-regulador en función de la potencia no procesada α .

- Un rendimiento elevado en el post-regulador no penaliza el rendimiento global de la cadena convertidora.
- El coste del convertidor global se ve reducido tanto por el bajo coste del post-regulador como por el hecho de tener que utilizar condensadores de almacenamiento de energía mas pequeños.

2.2 TOPOLOGÍAS DE POTENCIA ÓPTIMAS COMO POST-REGULADORES DE ALTO RENDIMIENTO.

Los post-reguladores que se proponen en este capítulo se pueden clasificar en función del número de entradas que poseen. Por una parte tendremos post-reguladores con una entrada, (figura 2.4 (a)), los cuales se designarán como *post-reguladores de alto rendimiento de una entrada* y por otra tendremos post-reguladores de dos entradas (figura 2.4 (b)), que se designarán como *post-reguladores de alto rendimiento de dos entradas*. El ER que debe ser utilizado en cada caso depende del número de entradas del post-regulador, así tendremos ER de una salida (figura 2.4(a)) para los post-reguladores de una entrada y ER de dos salidas para los post-reguladores del mismo número de salidas (figura 2.4(b)).

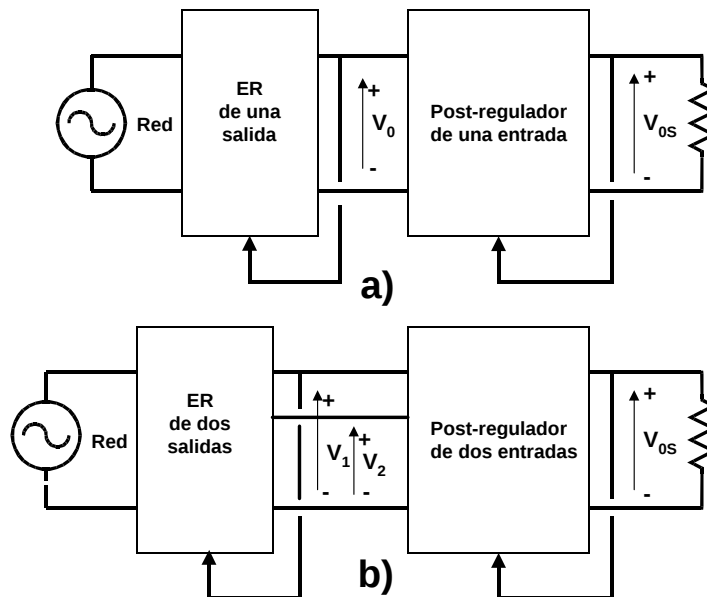


Figura 2.4.(a) Post-regulador de una entrada y pre-regulador de una salida. (b) Post-regulador de dos entradas y pre-regulador de dos salidas.

La utilización de una de las configuraciones mencionadas anteriormente depende de si la cadena convertidora tiene que ser diseñada desde un principio o no. Si debe ser diseñada desde un principio podría pensarse en el uso del post-regulador de dos entradas ya que en el ER podríamos dotarle de la segunda salida que necesita, mientras que si es un diseño existente deberíamos utilizar post-reguladores de una entrada ya que los ER van a tener únicamente una salida.

2.2.1 Post-reguladores de alto rendimiento de dos entradas.

La idea básica de este tipo de post-reguladores es la de obtener una tensión de salida en el post-regulador, V_{0S} , que sea función de dos entradas, V_1 y V_2 suministradas por el ER al post-regulador. Estas dos tensiones deberán ser próximas entre sí y a la tensión de salida con el fin de que la conversión energética sea mínima, tal como se especificaba.

En la figura 2.5(a) y (b) se representan dos de las posibles topologías útiles para actuar como prerregulador de dos salidas con aislamiento galvánico: el convertidor de Retroceso (*Flyback*) y el simétrico (*Push-Pull/Boost*). Cuando no se necesita aislamiento galvánico, se puede utilizar un convertidor Elevador (*Boost*) (típico como prerregulador sin aislamiento galvánico) para cada una de las salidas (figura 2.5.c). Esta última opción puede ser útil cuando la tensión de salida y la potencia sean elevadas, y además no se necesite aislamiento galvánico.

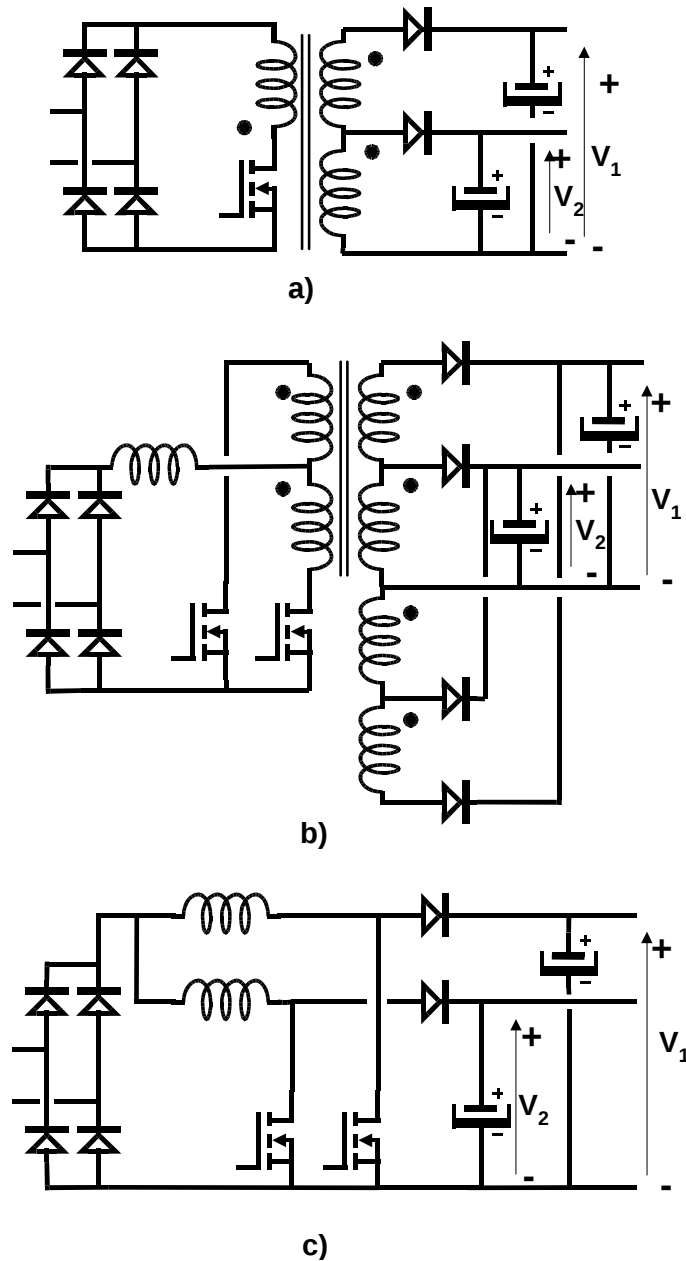


Figura 2.5. (a) Convertidor Flyback o de retroceso, (b) convertidor Push-Pull/Boost y (c) convertidor Boost.

Dado que para el post-regulador se buscan topologías simples y sin aislamiento galvánico, se realizó una revisión de las topologías clásicas: Reductor (Buck), Elevador (Boost) y Reductor-elevador (Buck-Boost), según se ilustra en la figura 2.6.

A dichas topologías se les hizo la modificación indicada en la figura 2.7 para dotarles de dos entradas, siendo en cada caso $V_1 > V_2$. A la topología basada en el Reductor se le denominó

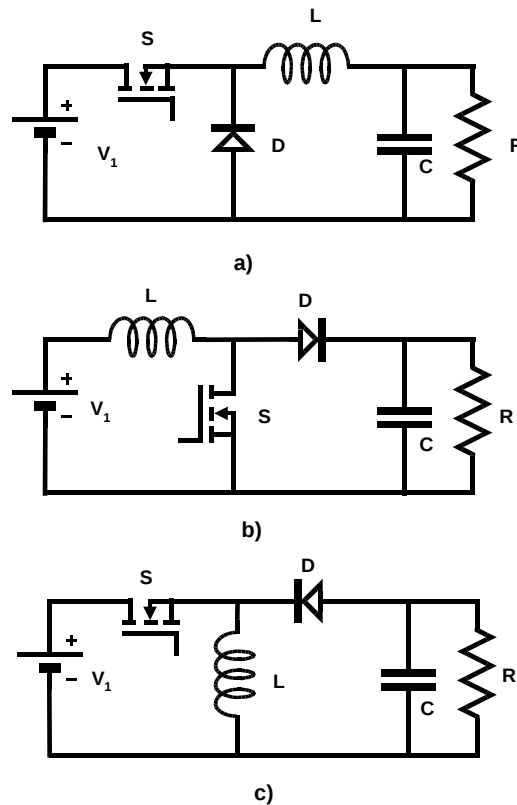


Figura 2.6. Convertidores (a) Reductor o Buck, (b) Elevador o Boost y (c) Reductor-Elevador o Buck-Boost.

Reductor de dos entradas; a la basada en el Elevador Elevador de dos entradas y a la basada en el Elevador-Reductor Elevador-Reductor de dos entradas.

A continuación se va realizar un estudio sobre el aporte energético de cada una de las fuentes de entrada con el fin de determinar la validez de las topologías propuestas. Para que una topología sea válida es necesario que las corrientes de entrada al convertidor I_1 e I_2 sean siempre positivas, según el sentido indicado en la figura 2.7. De esta forma, cada una de las fuentes de entrada estará aportando energía en todo momento. Si alguna de las corrientes de entrada no fuera positiva, dado que las tensiones de entrada son suministradas por un ER con un condensador de almacenamiento de energía C_B en cada salida (como se puede observar en la figura 2.5), las tensiones de entrada crecerían indefinidamente sin poder llegar a controlarse.

En cada uno de los convertidores a estudiar hay un elemento magnético, L , que sigue un proceso de magnetización y desmagnetización en un ciclo de conmutación del interruptor S , de forma que el incremento del campo magnético (o de la corriente que circula por él) debe ser nulo en régimen permanente. Para que se cumpla la condición anterior, es necesario un cambio de polaridad en la tensión en la bobina $U_L > 0$ en el intervalo $[0, dT]$ que corresponde al cierre del interruptor y $U_L < 0$ en el intervalo $[dT, T]$, que corresponde a la apertura del interruptor S .

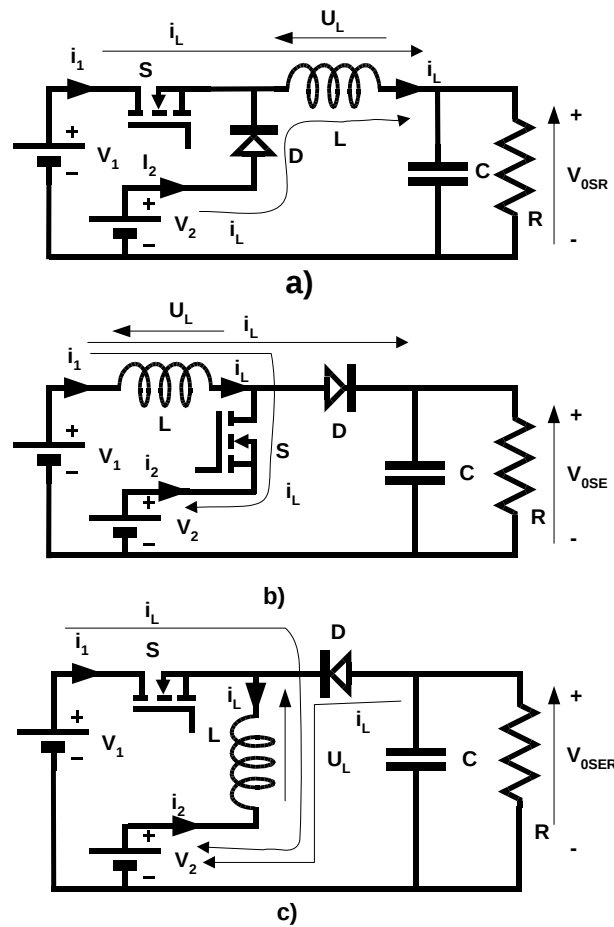


Figura 2.7. Convertidores (a) Reductor o Buck, (b) Elevador o Boost y (c) Reductor-Elevador o Buck-Boost modificados con dos entradas.

Además, el valor del producto tensión-tiempo en ambos intervalos debe ser el mismo ($U_{L[0,dT]} \cdot d \cdot T = U_{L[dT,T]} \cdot (1-d) \cdot T$). Dado que en todos los convertidores se cumple que $V_1 > V_2$ el sentido de circulación de la corriente por la bobina será positivo el sentido indicado en la figura 2.7. En la figura 2.7 cual es el camino y el sentido de circulación de la corriente por la bobina I_L durante los intervalos de cierre y apertura del interruptor S .

En el caso del *Reductor de dos entradas* las dos fuentes de entrada V_1 y V_2 aportan energía, ya que el sentido de circulación de la corriente por cada una de las fuentes i_1 e i_2 es saliente como se observa en la figura 2.7a.

En el caso del *Elevador de dos entradas* la fuente V_1 aporta energía, ya que el sentido de circulación de la corriente i_1 por la fuente V_1 es saliente, mientras que la fuente V_2 siempre absorbe energía, ya que el sentido de circulación de la corriente i_2 por la fuente V_2 es entrante

durante el intervalo en el que está cerrado el interruptor, como se observa en la figura 2.7b. Por lo tanto, ésta no es una topología válida.

En el caso del *Elevador-Reductor de dos entradas* la fuente de entrada V_1 aporta energía, ya que el sentido de circulación de la corriente i_1 por la fuente V_1 es saliente, mientras la fuente V_2 siempre absorbe energía, ya que el sentido de circulación de la corriente i_2 por la fuente V_2 es siempre entrante, como se puede observar en la figura 2.7c. Por lo tanto, esta topología tampoco es válida.

Por lo tanto de las topologías descritas anteriormente la que puede utilizarse es el Reductor de dos entradas (Two-Input Buck, Ti-Buck) dado que es la única en la cual las dos fuentes de entrada aportan energía en todo momento. La nomenclatura a utilizar es la de la figura 2.8.

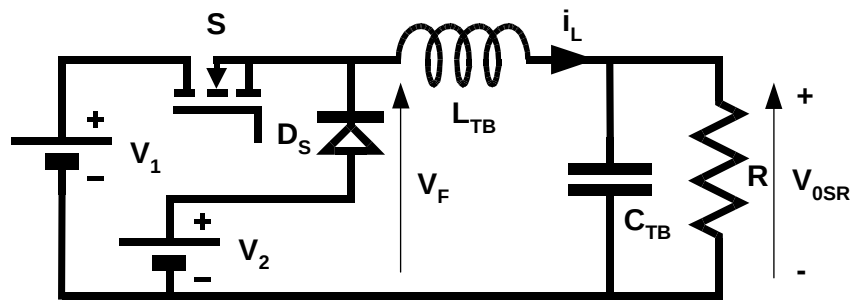


Figura 2.8. Convertidor Reductor o Buck de dos entradas o "Ti-Buck".

En la figura 2.9 se muestran varias modificaciones hechas en el circuito original del Reductor de dos entradas con el fin de determinar cuál es el valor de la potencia procesada por esta topología. En primer lugar, las fuentes V_1 y V_2 han sido convertidas en dos fuentes V_1-V_2 y V_2 como se muestra en la figura 2.9(a). Por otra parte la carga R y el condensador de salida han sido divididos en dos partes, de forma que la tensión en la resistencia inferior sea V_2 y en la resistencia superior $V_{0SR}-V_2$, siendo V_{0SR} un valor comprendido entre V_1 y V_2 como se indicó previamente (figura 2.9(a)). Con estos valores la potencia de salida seguirá siendo la misma que en el circuito original. Los valores de ambas resistencias, teniendo en cuenta la asignación anterior, serán:

$$R_1 = \frac{R \cdot (V_{0SR} - V_2)}{V_{0SR}} \quad (2.2)$$

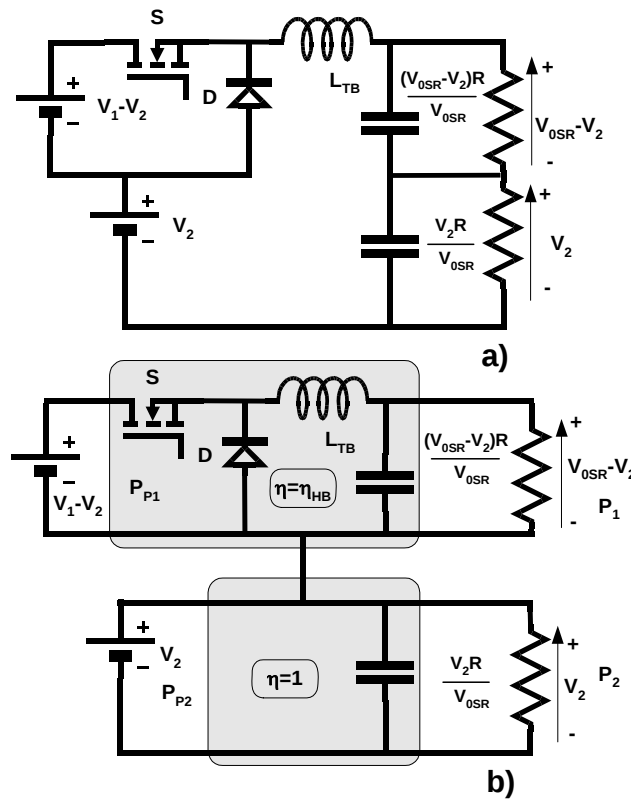


Figura 2.9. Modificaciones realizadas en el post-regulador Reductor de dos entradas para la determinación de la potencia procesada.

$$R_2 = \frac{R \cdot V_2}{V_{0SR}} \quad (2.3)$$

La tensión en el punto medio de ambas fuentes de tensión es la misma que en el punto medio de las dos resistencias equivalentes, por lo que ambos puntos pueden unirse quedando el circuito equivalente de la figura 2.9(b). En dicha figura se puede observar que el Reductor de dos entradas es equivalente a dos convertidores que tienen un punto en común. El convertidor inferior no realiza ninguna conversión ya que su tensión de entrada es la misma que la de salida, mientras que el superior es un convertidor Reductor estándar con una tensión de entrada de $V_1 - V_2$ y de salida $V_{0SR} - V_2$ sobre la carga R_1 . Por lo tanto, la potencia de salida total V_{0SR}^2/R llega a la carga siguiendo dos caminos diferentes:

- Una parte de la potencia, P_1 , sufre una conversión, siendo su valor:

$$P_1 = \frac{(V_{0SR} - V_2)V_{0SR}}{R} \quad (2.4)$$

- La potencia restante, P_2 , no sufre conversión:

$$P_2 = \frac{V_{0SR} V_2}{R} \quad (2.5)$$

Por lo tanto, cuanto más próximos estén V_2 y V_{0SR} menos potencia será procesada por el convertidor. El parámetro α que representa la parte de la potencia de salida que no ha sufrido conversión de energía, viene dado por la siguiente expresión:

$$\alpha = \frac{P_2}{P_2 + P_1} = \frac{V_2}{V_{0SR}} \quad (2.6)$$

Es posible que el post-regulador alcance un alto rendimiento aproximando V_2 y V_{0SR} tanto como sea posible, pues en este caso la potencia procesada disminuye como se puede deducir de la ecuación 2.6 y por tanto las pérdidas. La máxima aproximación entre V_2 y V_{0SR} queda limitada por la condición de que la tensión de salida V_{0SR} en cualquier condición de funcionamiento, incluyendo los transitorios, debe estar situada en medio de las tensiones de entrada V_1 y V_2 , como se puede observar en la figura 2.10.

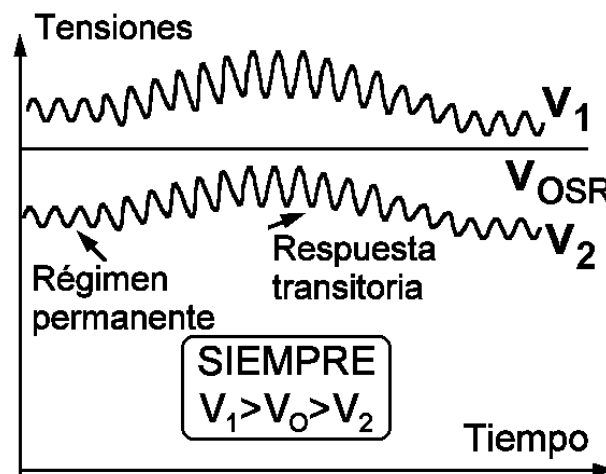


Figura 2.10. Tensión de salida V_{0SR} y tensiones de entrada V_1 y V_2 ante un transitorio de carga.

En la figura 2.11 se representa el flujo de potencia del circuito formado por el ER de dos salidas y el post-regulador Reductor de dos entradas. En ella se puede observar como la totalidad de la potencia es procesada en el ER. Posteriormente, dicho flujo de entrada se divide en dos correspondiendo cada uno de los flujos a cada salida del ER y a su condensador de almacenamiento de energía asociado. A continuación, en el post-regulador sólo sufre procesado

de energía una pequeña parte de la potencia, por lo que el rendimiento de éste es grande y por tanto el del conjunto.

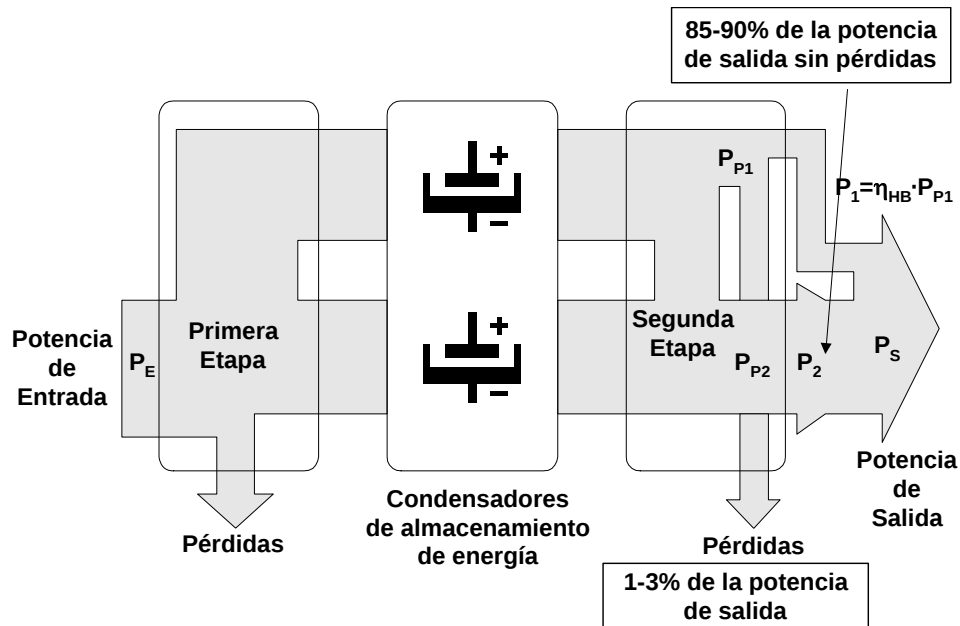


Figura 2.11. Flujo de potencia en la configuración formada por el ER de dos salidas y el post-regulador Reductor de dos entradas.

2.2.2 Post-reguladores de alto rendimiento de una entrada.

En la figura 2.12 se muestra la filosofía seguida para la obtención de un post-regulador de alto rendimiento de una entrada.

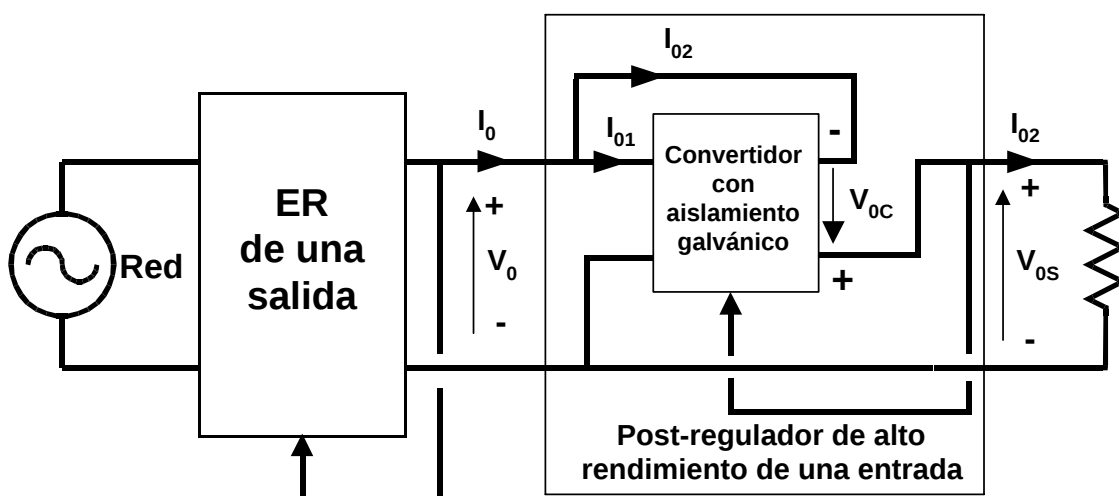


Figura 2.12. Filosofía de obtención del post-regulador de alto rendimiento de una entrada.

Como en el caso del post-regulador de dos entradas una considerable fracción de la potencia de entrada (80%-85%) llega a la carga sin ningún tipo de reprocesamiento energético, sin pérdidas, mientras que el resto sufre el procesamiento debido a un convertidor CC-CC con transformador, que puede llegar a tener un rendimiento del 80%-90%. Ésto da lugar a un alto rendimiento global del post-regulador, típicamente del 97%-98%, como se observa en la figura 2.13 .

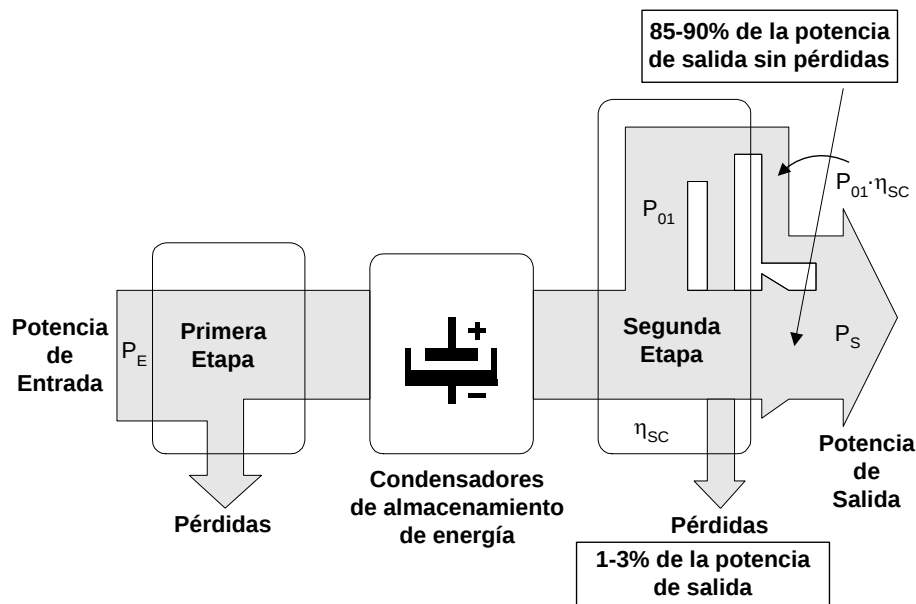


Figura 2.13. Procesado energético en la configuración ER + post-regulador de una entrada.

Para este tipo de post-regulador, el ER solamente necesita una salida, lo cual es el caso más habitual, y por tanto un solo condensador de almacenamiento de energía.

En la figura 2.13 se representa el procesamiento energético que se realiza en este tipo de configuración ER + post-reguladores de una entrada. En el circuito de la figura 2.12 la potencia de salida total de la primera etapa $P_0 = V_0 \cdot I_0$ se divide en dos partes, como se aprecia en la figura 2.13. Una primera parte P_{01} vale:

$$P_{01} = V_0 \cdot I_{01} \quad (2.7)$$

la cual sufre procesamiento energético con rendimiento η_{SC} (rendimiento del convertidor CC-CC).

La potencia de salida total del post-regulador es:

$$P_{0S} = V_{0S} \cdot I_{02} = V_{0C} \cdot I_{02} + V_0 \cdot I_{02} \quad (2.8)$$

donde

$$V_{0C} \cdot I_{02} = V_0 \cdot I_{01} \cdot \eta_{SC} \quad (2.9)$$

es la potencia de salida del convertidor usada en el post-regulador, que es la única que sufre conversión. El rendimiento global del post-regulador η_s se puede obtener a partir del rendimiento η_{SC} y del cociente entre la tensión de salida del convertidor CC-CC, V_{0C} , y la tensión de entrada V_0 :

$$K_0 = \frac{V_{0C}}{V_0} \quad (2.10)$$

El rendimiento total η_s es:

$$\eta_s = \frac{1 + K_0}{1 + \frac{K_0}{\eta_{SC}}} \quad (2.11)$$

De (2.11) se deduce que las condiciones necesarias para obtener el mejor rendimiento en la etapa post-reguladora son que η_{SC} debe ser lo mayor posible y que K_0 debe ser lo menor posible. Esta última afirmación llevaría a escoger $K_0 = 0$. Sin embargo debe tenerse en cuenta que la tensión de salida debe mantenerse siempre por encima de la de entrada en cualquier condición de funcionamiento, incluyendo los transitorios en los cuales la tensión de entrada v_0 puede sufrir variaciones como se puede observar en la figura 2.14.

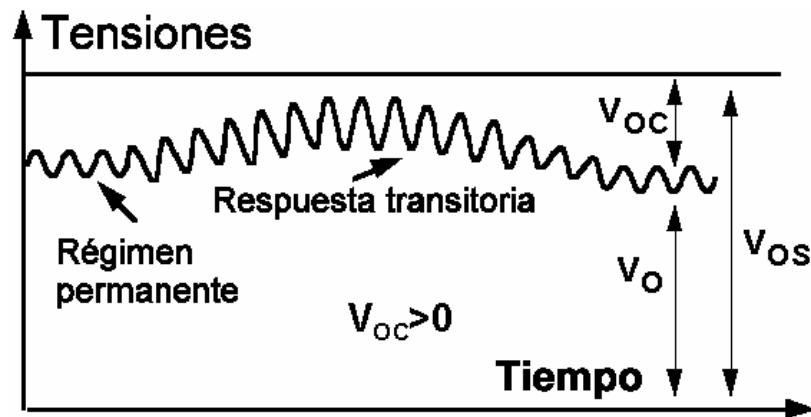


Figura 2.14. Variación de la tensión de entrada v_0 respecto a la tensión de salida v_{0s} ante un transitorio de carga.

Como entrada del post-regulador se puede utilizar cualquier ER con una única salida. Las figuras 2.15(a) y (b) representan dos topologías aptas para actuar como prerregulador de una salida. En la figura 2.15(a) tenemos el convertidor de Retroceso (*Flyback*) siendo ésta una topología útil para actuar como prerregulador con aislamiento. Cuando no se necesita aislamiento galvánico, se puede utilizar un convertidor *Boost* (típico como prerregulador sin aislamiento galvánico) tal como el que se ha representado en la figura 2.15(b).

Para la utilización del convertidor Directo o *Forward* (figura 2.16a) como post-regulador de

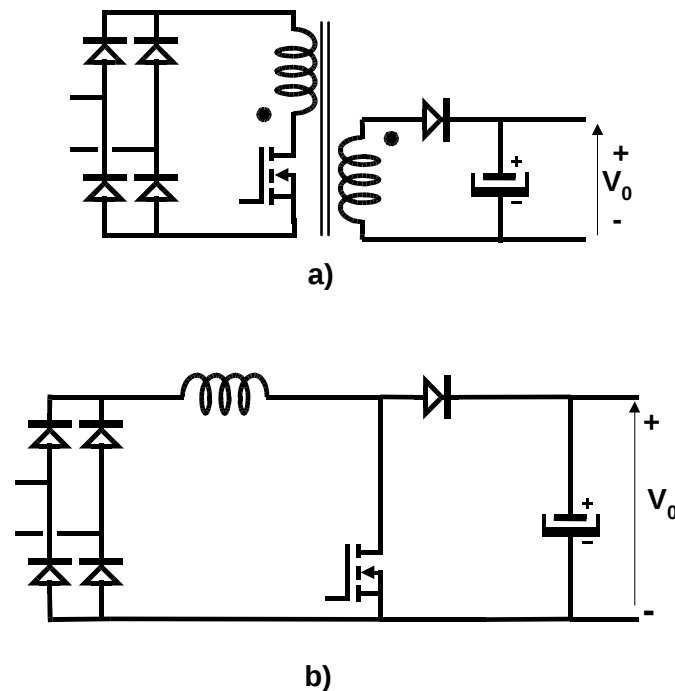


Figura 2.15. Topologías útiles para actuar como prerregulador de una salida.

alto rendimiento, se han realizado las modificaciones que se muestran en la figura 2.16b: para obtener la tensión de salida según la configuración mostrada en la figura 2.12, en la cual la tensión de salida se obtiene mediante la suma de la tensión de entrada y de la tensión de salida del convertidor con aislamiento, a la tensión de entrada, V_0 , se le ha puesto en serie la tensión de salida del convertidor Directo o *Forward*, V_{0C} , para obtener así la tensión de salida V_{0SS} , como se puede observar en la figura 2.16b. De esta forma existe un camino directo para la corriente desde la entrada hacia la salida a través del diodo de libre circulación D_2 del *Forward*, es decir, un camino en el cual no se realiza procesamiento de energía. Esta es una condición que tiene que cumplirse en todos los post-reguladores de alto rendimiento con procesamiento parcial de energía.

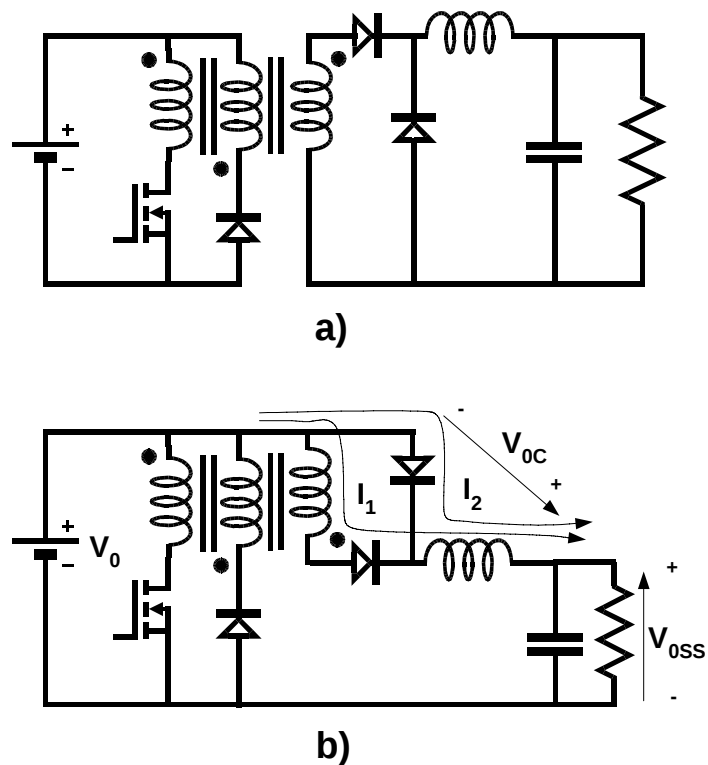


Figura 2.16. Modificaciones realizadas en el convertidor Directo o "Forward" a) para la obtención del post-regulador de alto rendimiento de una entrada b).

La configuración definitiva para el post-regulador de alto rendimiento de una entrada basado en el convertidor CC-CC Directo o *Forward* se muestra en la figura 2.17, el cual llamaremos *post-regulador conmutado serie Forward*.

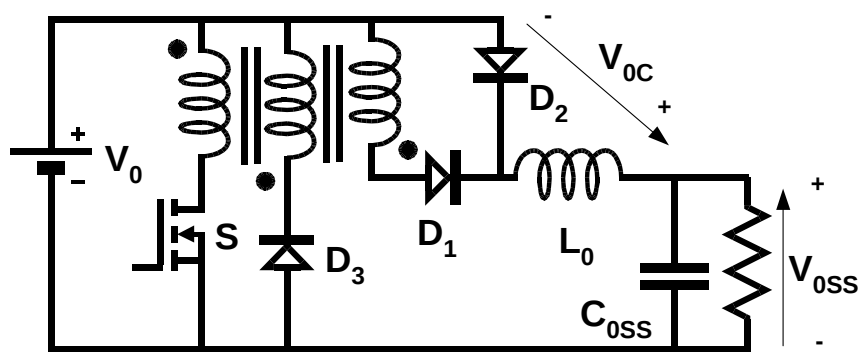


Figura 2.17. Post-regulador conmutado serie "Forward".

Del mismo modo se hicieron las modificaciones necesarias para utilizar un convertidor de Retroceso o *Flyback* (figura 2.18a) como post-regulador de alto rendimiento de una entrada. En la figura 2.18(b) se observa como tensión de salida del convertidor de Retroceso o *Flyback* se ha puesto en serie con la tensión de entrada de forma que las tensiones se sumen para obtener la

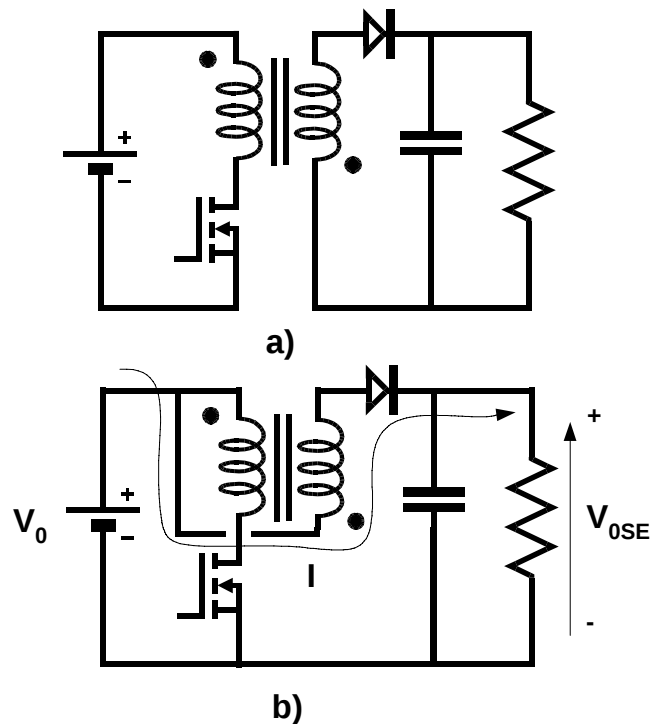


Figura 2.18. Modificaciones realizadas en el convertidor de Retroceso o "Flyback" a) para la obtención del post-regulador de alto rendimiento de una entrada b).

tensión de salida del post-regulador, V_{0SE} . Esta configuración es válida, ya que existe un camino de libre circulación para la corriente desde la entrada hacia la salida como en el caso anterior, en este caso a través del secundario del transformador y del diodo de salida.

La configuración definitiva para el post-regulador de alto rendimiento con una entrada basado en la topología *Flyback* se muestra en la figura 2.19.

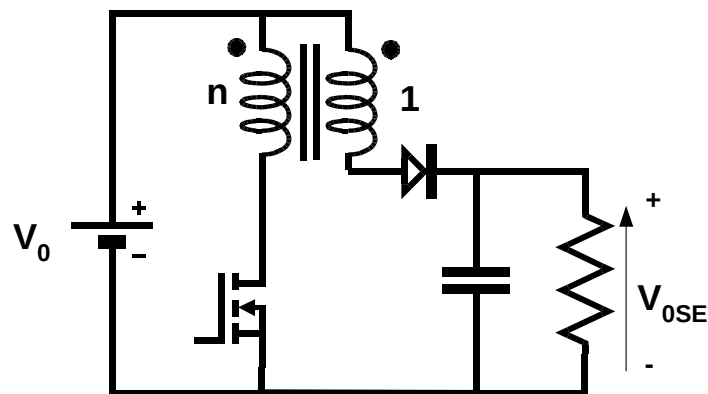


Figura 2.19. Post-regulador conmutado serie de Retroceso o "Flyback".

La configuración en la cual la tensión de salida se resta a la de entrada, en los post-reguladores de alto rendimiento de una entrada (figura 2.12), no es posible debido a que los convertidores, en este caso, tendrían que absorber potencia $P_{0C} = -V_{0C} \cdot I_{02} < 0$, en lugar de suministrarla $P_{0C} = V_{0C} \cdot I_{02} > 0$, lo que nos es posible.

Todos los convertidores CC/CC que utilizan transformador tienen problemas con la inductancia de dispersión de éste, la cual provoca un incremento de las pérdidas y por tanto una disminución en el rendimiento por el hecho de necesitar la utilización de *snubber* de protección del interruptor.

Para evitar ésto se realizaron las siguientes modificaciones en el post-regulador de alto rendimiento basado en el *Flyback* con el fin de eliminar el transformador, figura 2.20:

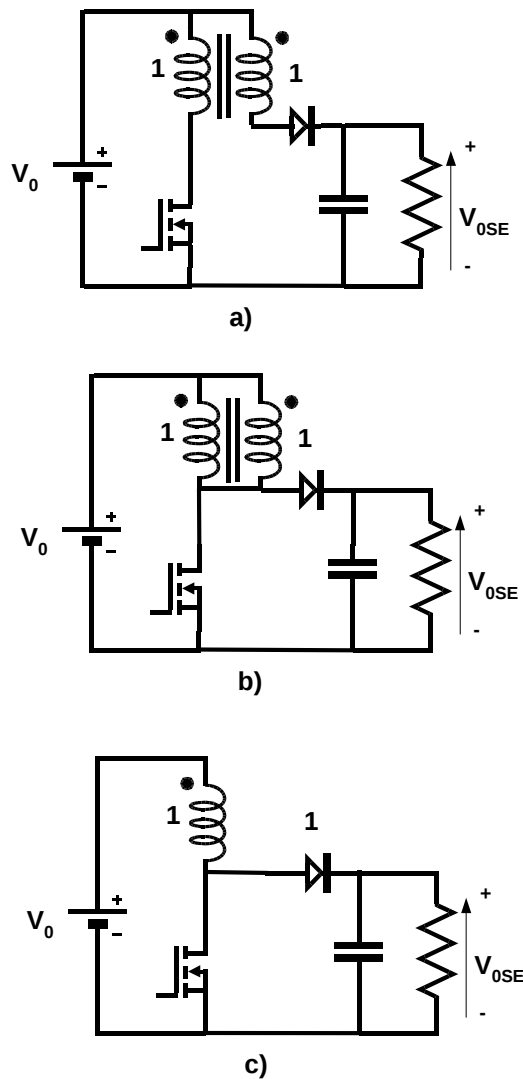


Figura 2.20. Modificaciones realizadas en el post-regulador conmutado serie de Retroceso o "Flyback" para la eliminación del transformador.

- Se le dio el valor 1 a la relación de transformación del transformador.
- Se pusieron en paralelo los dos devanados del primario y del secundario.
- Se eliminó uno de los devanados.

Con estas modificaciones el post-regulador basado en el convertidor de Retroceso o *Flyback* se convierte en el convertidor Elevador. Dicho convertidor será también utilizado como post-regulador de alto rendimiento (figura 2.21).

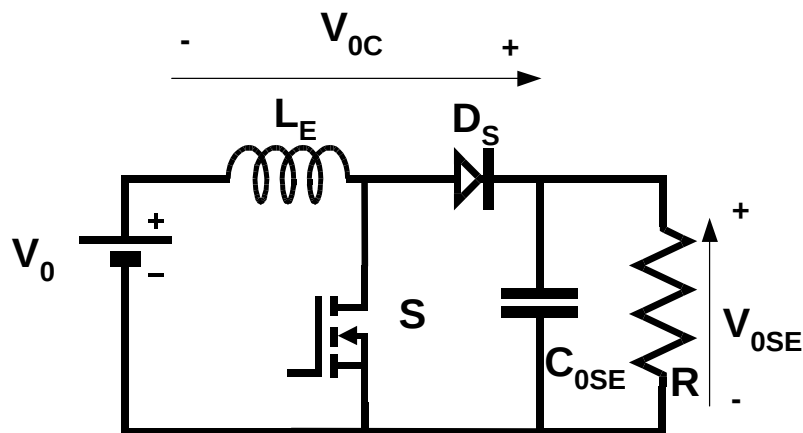


Figura 2.21. Convertidor Elevador usado como post-regulador de alto rendimiento.

2.3 ANÁLISIS ESTÁTICO DE LOS POST-REGULADORES SELECCIONADOS

En los apartados anteriores se eligieron los convertidores idóneos para realizar la función de post-reguladores de alto rendimiento, siendo los convertidores seleccionados los siguientes:

- Post-regulador Reductor de dos entradas.
- Post-regulador conmutado serie *Forward*.
- Convertidor Elevador usado como post-regulador.

En los siguientes sub-apartados se va a realizar un análisis estático de cada una de estas topologías seleccionadas.

Con el fin de poder comparar las características de los post-reguladores propuestos entre sí se han definido las siguientes condiciones:

- Las tensiones de entrada en el post-regulador reductor de dos entradas serán V_1 y V_2 respectivamente.
- La tensión de entrada del post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* y del Elevador, V_0 , tendrá el mismo valor que la tensión inferior del post-regulador Reductor de dos entradas, V_2 .
- La tensión de salida en todos los post-reguladores tendrá el mismo valor, V_{0SR} .
- La potencia de salida en todos los post-reguladores es P_0 .

Además, el análisis estático de cada uno de los post-reguladores va a ser comparado con el post-regulador reductor estándar por lo que definiremos para este último los valores de las tensiones de entrada y salida:

- Tensión de entrada V_1 .
- Tensión de salida V_{0SR} .
- Potencia de salida P_0 .

2.3.1 Post-regulador Reductor de dos entradas

2.3.1.1 Estudio teórico

En este apartado se va a realizar un estudio comparativo entre las características del post-regulador Reductor de dos entradas y las del post-regulador Reductor estándar. Dichas topologías están representadas en la figura 2.22.

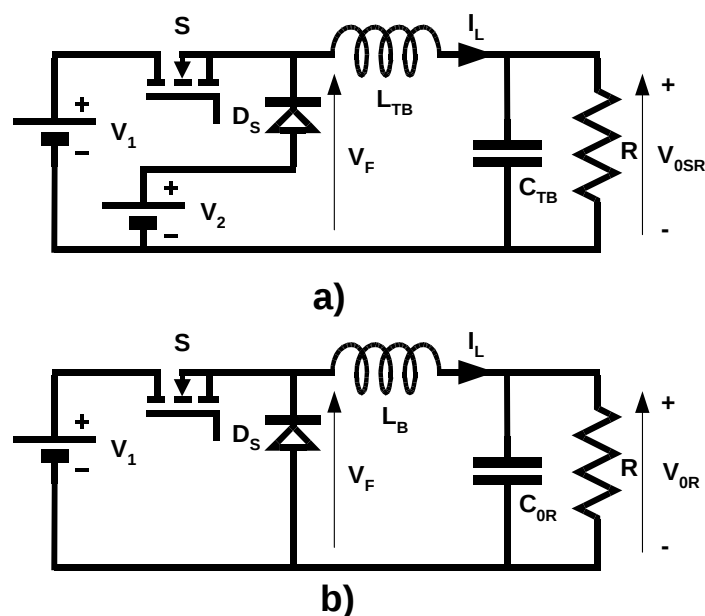


Figura 2.22. a) Post-regulador reductor de dos entradas y b) post-regulador Reductor estándar.

En primer lugar se va a calcular la relación de conversión de tensión en modo de conducción continuo. Esto supone que la bobina L_{TB} trabaja en modo de conducción continuo (mcc), con lo que los circuitos equivalentes cuando el interruptor S está cerrado y el diodo D está abierto y viceversa son los representados en la figura 2.23. Por lo tanto, de los circuitos equivalentes de la figura 2.23 se puede deducir la forma de onda de la tensión V_F de entrada al filtro L-C, que es la representada en la figura 2.23c. El valor máximo de la tensión V_F corresponde a la situación mostrada en la figura 2.23a, siendo el valor de dicha tensión $V_{Fmax} = V_1$, mientras que el valor mínimo de la tensión V_F corresponde a la situación mostrada en la figura 2.23b, siendo su valor $V_{Fmin} = V_2$. Realizando un balance voltios-segundos en la bobina L_{TB} se obtiene la siguiente expresión:

$$(V_1 - V_{0SR}) \cdot d = (V_{0SR} - V_2) \cdot (1 - d) \quad (2.12)$$

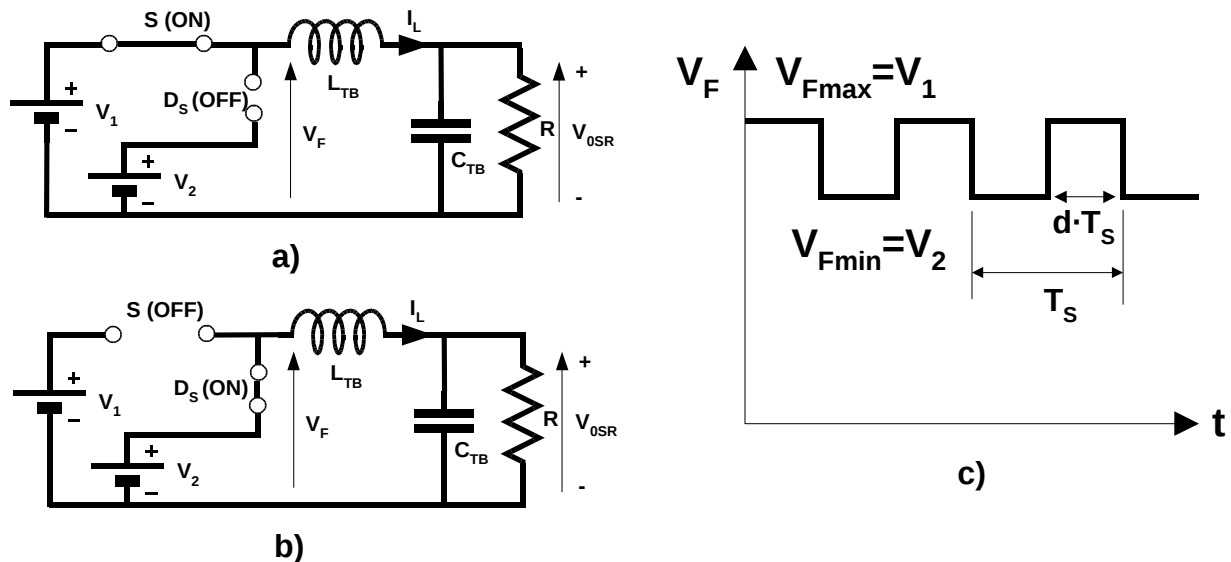


Figura 2.23. Circuitos equivalentes del post-regulador Reductor de dos entradas en modo conducción continuo.

en donde d es el ciclo de trabajo del interruptor. A partir de la ecuación (2.12) se puede obtener el valor de la tensión de salida en función del ciclo de trabajo y de las tensiones de entrada V_1 y V_2 siempre que $V_1 > V_{0SR} > V_2$:

$$V_{0SR} = d \cdot (V_1 - V_2) + V_2 \quad (2.13)$$

Tal como expresa esta ecuación, la tensión de salida V_{0SR} puede variar entre V_1 (cuando $d=1$) y V_2 (cuando $d=0$). Debido a este hecho, la protección de cortocircuito o sobrecorriente elevada no puede ser implementada en este convertidor: en el caso de que la tensión de salida se hiciese menor que V_2 , la corriente circularía por el diodo y por tanto sería incontrolable. Por

lo tanto este tipo de protección deberá ser incluido en el convertidor principal (ER) en lugar de en el post-regulador.

Otro aspecto importante en un convertidor es el esfuerzo máximo de tensión y corriente que sufren los semiconductores. En el Reductor de dos entradas se puede observar según la figura 2.23 que la máxima tensión que van a soportar los semiconductores, V_{Smax} para el transistor y V_{Dmax} para el diodo, es la diferencia de tensiones en la entrada siendo la expresión que nos da este valor la siguiente:

$$V_{Smax} = V_{Dmax} = V_1 - V_2 \quad (2.14)$$

Es importante destacar que estas tensiones son menores que las que tienen que soportar los semiconductores en la topología Reductora clásica, por lo que se podrán utilizar semiconductores con mejores características (caídas de tensión, velocidad, etc) y por tanto obtener mejores rendimientos.

A continuación se pasa a describir las expresiones de la relación de conversión de tensión en modo de conducción discontinuo (mcd). Las figuras 2.24(a) y (c) muestran la secuencia de circuitos equivalentes en modo de conducción discontinuo (mcd).

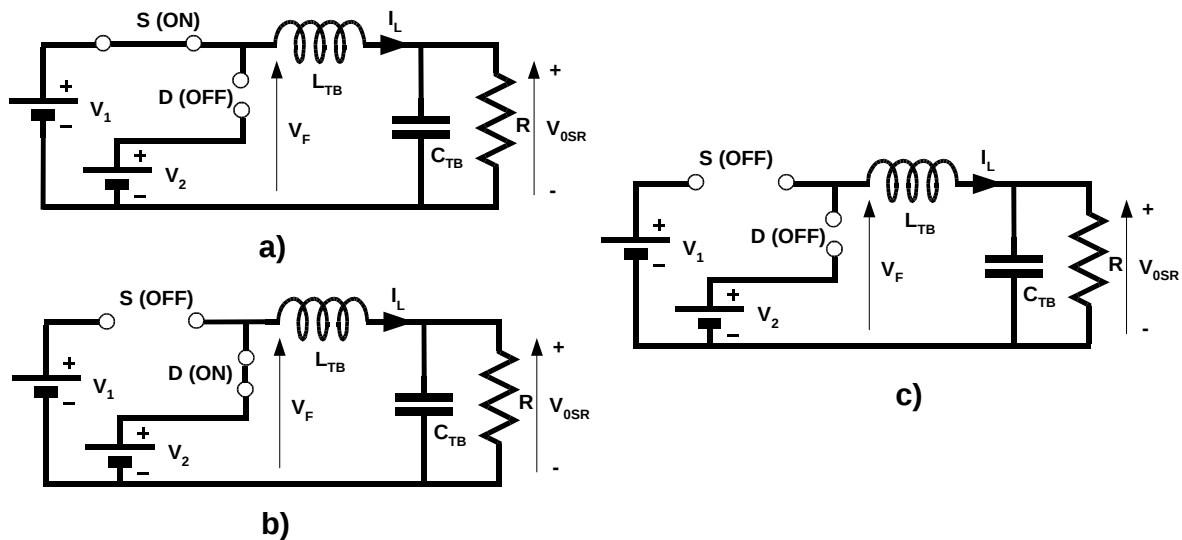


Figura 2.24. Circuitos equivalentes del post-regulador Reductor de dos entradas en modo conducción discontinuo

Aplicando la ley de Faraday al primer circuito se obtiene la siguiente expresión:

$$i_{Lmax} = \frac{(V_1 - V_{0SR}) \cdot d \cdot T_s}{L_{TB}} \quad (2.15)$$

donde i_{Lmax} es el valor máximo de la corriente que circula por L_{TB} en el instante de tiempo $d \cdot T_s$, figura 2.25, siendo T_s el periodo de la frecuencia de conmutación.

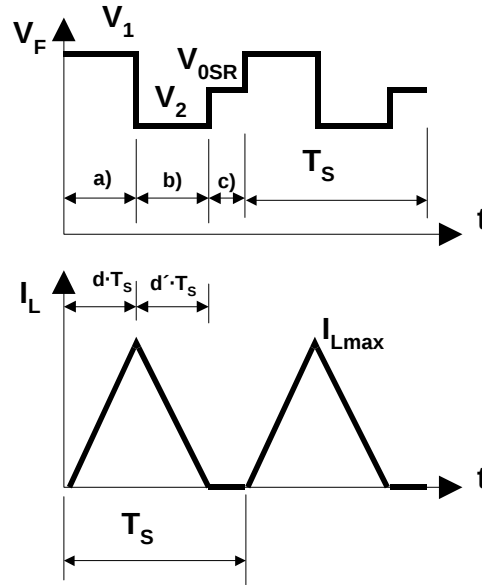


Figura 2.25. Forma de onda de la corriente por la bobina de filtro L_{TB} .

Realizando un balance voltios-segundos en la bobina L_{TB} se obtiene:

$$(V_1 - V_{0SR}) \cdot d = (V_{0SR} - V_2) \cdot d' \quad (2.16)$$

donde d' es el ciclo de trabajo del diodo (tiempo de conducción de éste, ver figura 2.25). Por lo tanto el valor medio de la corriente inyectada en la red RC de salida, i_{iRC} , se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$i_{iRC} = \frac{(d + d') \cdot i_{Lmax}}{2} \quad (2.17)$$

La tensión de salida en condiciones de régimen permanente verifica la siguiente expresión:

$$V_{0SR} = i_{iRC} \cdot R \quad (2.18)$$

A partir de las ecuaciones (2.15) a (2.18) se puede obtener la siguiente ecuación:

$$V_{0SR} = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{-d^2 \cdot (V_1 - V_2)}{K} + V_2 + \sqrt{\left(\frac{d^2 \cdot (V_1 - V_2)}{K} - V_2 \right)^2 + \frac{4 \cdot V_1 \cdot (V_1 - V_2) \cdot d^2}{K}} \right] \quad (2.19)$$

Esta expresión nos da la tensión de salida en función del ciclo de trabajo d , de las tensiones de entrada v_1 y v_2 , y del factor $K=2L_{TB}/RT_S$, en donde T_S es el periodo de conmutación.

Si en la ecuación (2.19) hacemos que $V_2=0$ obtendremos la expresión de la tensión de salida para el Reductor tradicional en mcd, ecuación (2.20).

$$V_{0SR} = \frac{2 \cdot V_1}{1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot K}{d^2}}} \quad (2.20)$$

Con el fin de determinar con precisión en qué modo de funcionamiento está trabajando el convertidor, es preciso conocer la frontera entre los dos modos de funcionamiento, mcd y mcc. De la referencia [9] sabemos que el modo conducción continuo está garantizado si $K > K_{crit}$ y el mcd si $K < K_{crit}$ en donde K_{crit} es la frontera entre los dos modos de conducción. En la frontera, el ciclo de trabajo del diodo será:

$$d' = 1 - d \quad (2.21)$$

y por tanto el valor de V_{0SR} será el mismo calculado a partir de la ecuación (2.13) que de la ecuación (2.19). Por lo tanto, a partir de las ecuaciones (2.13), (2.15-2.19) y (2.21) se obtiene el valor de la K_{crit} cuya expresión es la siguiente:

$$K_{crit} = \frac{d \cdot (1 - d) \cdot (V_1 - V_2)}{d \cdot (V_1 - V_2) + V_2} \quad (2.22)$$

o también,

$$K_{crit} = \frac{d \cdot (1 - d) \cdot (\lambda - 1)}{d \cdot (\lambda - 1) + 1} \quad (2.23)$$

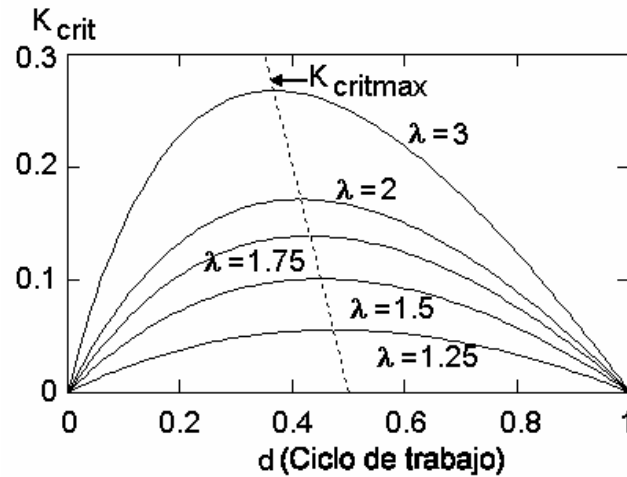


Figura 2.26. Representación de K_{crit} en función de λ y del ciclo de trabajo d .

en donde $\lambda \equiv V_1 / V_2$, estando el valor de λ comprendido entre $1 < \lambda < \infty$. La ecuación (2.23) se ha representado en la figura 2.26 y derivando dicha expresión podemos obtener el valor máximo de K_{crit} en función de λ , $K_{critmax}$, siendo dicha expresión la representada en la ecuación siguiente:

$$K_{critmax} = \frac{(\sqrt{\lambda} - 1)^2}{\lambda - 1} \quad (2.24)$$

La ecuación (2.24) se ha representado en la figura 2.27. En dicha figura se observa que si $K > K_{critmax}$ se garantiza el funcionamiento en mcc para cualquier valor del ciclo de trabajo d . Este dato debe ser tenido en cuenta en el diseño del post-regulador, pues para conseguir regulación completa con valores pequeños de λ , el post-regulador tendrá que trabajar con una variación grande del ciclo de trabajo.

El valor del ciclo de trabajo d para el cual K_{crit} tiene su valor máximo ($K_{critmax}$), d_{Kmax} , se puede obtener como función de λ en la siguiente ecuación:

$$d_{Kmax} = \frac{\sqrt{\lambda} - 1}{\lambda - 1} \quad (2.25)$$

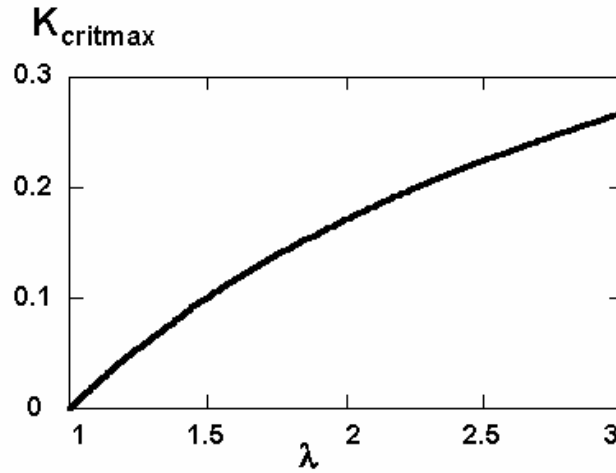


Figura 2.27. Representación de $k_{critmax}$ en función de λ .

Por otra parte, a partir de las ecuaciones (2.24) y (2.25) podemos encontrar la relación entre el valor de $K_{critmax}$ y d_{Kmax} :

$$K_{critmax} = 1 - 2 \cdot d_{Kmax} \quad (2.26)$$

Esta ecuación también se ha representado en la figura 2.26 en línea de puntos. Cuando $\lambda \rightarrow \infty$, tenemos el caso del convertidor Reductor o *Buck*, donde $K_{crit}=1-d$, $K_{citmax}=1$, $d_{Kmax}=0$.

A partir de la condición de $K > K_{critmax}$ se puede obtener el valor de la bobina de filtro L_{TB} que garantice el modo de conducción continuo:

$$L_{TB} > \frac{R \cdot T_s}{2} \cdot \frac{(\sqrt{\lambda} - 1)^2}{\lambda - 1} \quad (2.27)$$

Por otra parte, el valor de la bobina de filtro se puede diseñar teniendo en cuenta el máximo valor del rizado de corriente pico a pico, Δi_{max} , que deseamos en la bobina (obtenido para $d=0.5$). Aplicando la ley de Faraday al circuito de la figura 2.23 y a partir de la ecuación 2.13 se obtiene la siguiente expresión:

$$L_{TB} = \frac{d \cdot d' \cdot (v_1 - v_2) \cdot T_s}{\Delta i_{max}} \quad (2.28)$$

En el caso del convertidor *Buck*, el valor de la bobina L_B es:

$$L_B = \frac{d \cdot d' \cdot v_1 \cdot T_s}{\Delta i_{\max}} \quad (2.29)$$

Comparando las ecuaciones (2.28) y (2.29) se puede obtener la relación que existe entre la bobina que necesita el post-regulador reductor de dos entradas y el Reductor o *Buck*:

$$L_{TB} = L_B \cdot \frac{\lambda - 1}{\lambda} \quad (2.30)$$

Como $1 < \lambda < \infty$, con esta relación comprobamos que el valor de L_{TB} es menor que el de L_B .

En la figura 2.28 se ha representado la ecuación (2.30) como el cociente entre L_{TB} y L_B en función del parámetro λ .

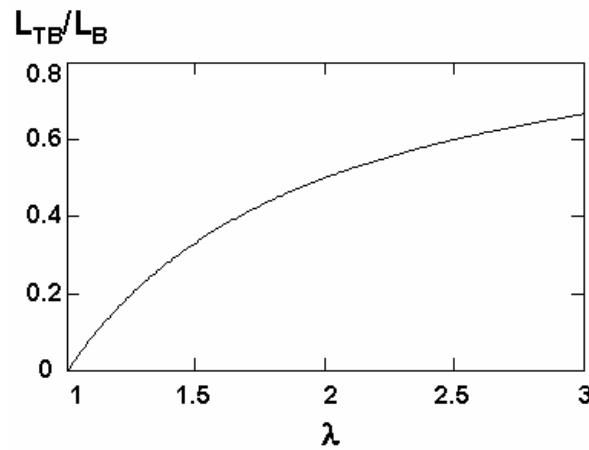


Figura 2.28. Relación entre L_{TB} y L_B en función de λ .

Como se vio en el apartado 2.1 en la figura 2.9, en el post-regulador hay dos caminos de circulación de potencia. Por uno de ellos, P_2 , no existe procesamiento de energía por lo que el rendimiento es 1. Por el otro camino, P_1 , se produce una conversión de potencia con rendimiento η_{HB} . A partir de las ecuaciones (2.4) y (2.5) en las cuales se define la potencia que circula en cada caso se puede obtener el rendimiento total del post-regulador mediante la siguiente ecuación:

$$\eta_{TB} = \frac{P_1 + P_2}{\frac{P_1}{\eta_{HB}} + P_2} \quad (2.31)$$

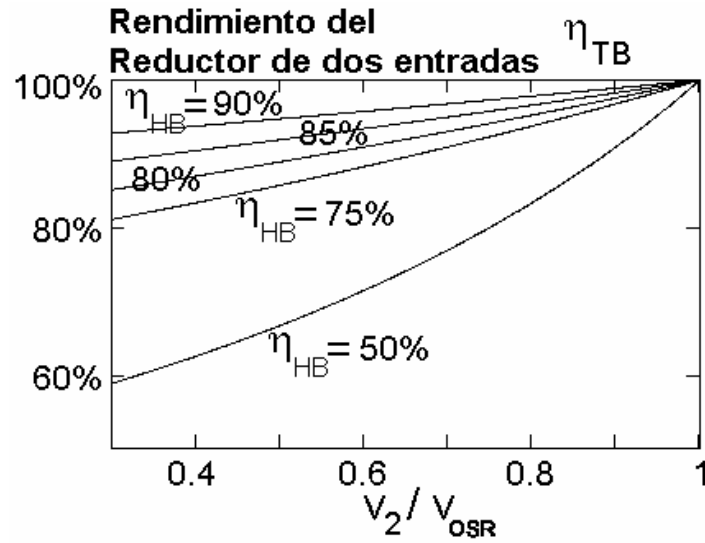


Figura 2.29. Rendimiento del post-regulador reductor de dos entradas en función de V_2/V_{0SR} y de η_{HB} .

y mediante las ecuaciones (2.4), (2.5) y (2.31) se puede obtener el rendimiento en función de la tensión de salida V_{0SR} y de la tensión de entrada más pequeña V_2 .

$$\eta_{TB} = \frac{\eta_{HB}}{1 - (1 - \eta_{HB}) \cdot \frac{V_2}{V_{0SR}}} \quad (2.32)$$

La ecuación anterior se ha representado en la figura 2.29. En dicha figura se representa el rendimiento en función de la relación V_2/V_{0SR} y del rendimiento del convertidor Reductor o Buck equivalente superior (ver figura).

Cuando el convertidor está funcionando en modo conducción continuo la ecuación (2.32) se puede transformar en la ecuación (2.33) mediante la ecuación (2.13), que corresponde a relación entre las tensiones de entrada y de salida.

$$\eta_{TB} = \frac{\eta_{HB} \cdot [d \cdot (\lambda - 1) + 1]}{d \cdot (\lambda - 1) + \eta_{HB}} \quad (2.33)$$

En este convertidor los mejores resultados (esfuerzos de tensión bajos, tamaño reducido de la bobina y rendimiento alto) se obtienen cuando V_1 y V_2 , y por tanto V_{0SR} , están muy próximos entre sí. No obstante, v_1 y v_2 deben de verificar que $V_1 > V_{0SR} > V_2$ en cualquier situación posible, incluso en respuesta transitoria como se ve en la figura 2.30 y, por tanto, este hecho debe tenerse en cuenta cuando V_1 y V_2 son elegidos en el diseño del prerregulador.

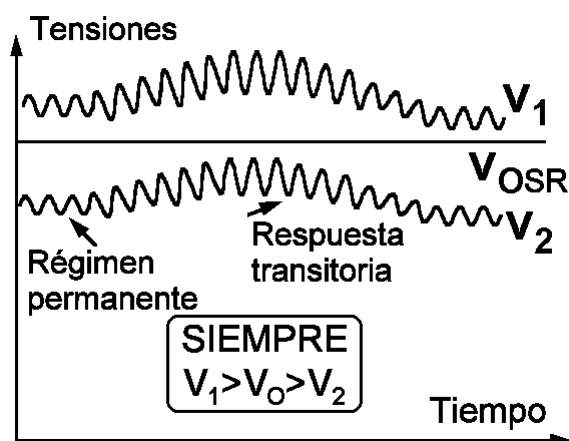


Figura 2.30. Tensiones de entrada V_1 y V_2 y de salida V_{0SR} en el post-regulador reductor de dos entradas.

2.3.1.2 Resultados experimentales

Con el fin de comprobar el estudio teórico realizado en el punto anterior se ha realizado el diseño de un convertidor reductor de dos entradas que se muestra en la figura 2.22a. Como datos de partida se han elegido los datos que a continuación se indican:

Especificaciones del post-regulador reductor de dos entradas		
$V_1 = 62 \text{ V}$	$V_2 = 47 \text{ V}$	$V_{0SR} = 54.5 \text{ V}$
$P_{0\max} = 220 \text{ W}$	$P_{0\min} = 22 \text{ W}$	$T_S = 10 \mu\text{s}$ $f_S = 100 \text{ kHz}$

Tabla 2.1

En primer lugar es necesario conocer el ciclo de trabajo, D , del convertidor. A partir de la ecuación (2.13) se obtiene que $D=0,5$.

Para calcular la bobina de filtro utilizaremos la ecuación (2.27), en la cual R (resistencia de carga) será el valor máximo para el cual queremos que el convertidor esté en modo de conducción continuo. En nuestro caso elegimos el valor de R obtenido con la potencia de salida mínima $P_{0\min}$.

$$R_{\max} = \frac{V_{0SR}^2}{P_{0min}} \quad (2.34)$$

de donde se obtiene que $R_{\max} = 135$ ohmios.

Conocido este valor obtenemos el valor de L_{TB} de la expresión (2.27) siendo $\lambda = 1,32$ y por tanto se obtiene que $L_{TB} = 50 \mu H$.

Para determinar completamente la bobina es necesario conocer el máximo valor de la corriente que va a circular por ella. El valor máximo de la corriente se obtiene sumando al valor máximo de la corriente de salida, que coincide con el valor medio de la corriente por la bobina, el rizado que aparece en la bobina L_{TB} .

$$I_{Lpico} = I_{0SRmax} + \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} \quad (2.35)$$

siendo

$$I_{0SRmax} = \frac{P_{0max}}{V_{0SR}} \quad (2.36)$$

de donde obtenemos $I_{0SRmax} = 4$ Amp.

Por otra parte el rizado máximo en la bobina es:

$$\Delta i_{Lmax} = \frac{D \cdot D' \cdot (V_1 - V_2) \cdot T_s}{L_{TB}} \quad (2.37)$$

de donde se obtiene que $\Delta i_{Lmax} = 0,8$ Amp.

De la ecuación (2.35) obtenemos el valor de $I_{Lpico} = 4.4$ Amp que aproximamos al valor de 5 Amp.

A continuación se calcula el valor del condensador de filtro para lo cual tenemos que conocer como es la tensión de entrada al filtro V_F , (figura 2.31), y la tensión que queremos en la salida, siempre de alta frecuencia.

Como se observa en la figura 2.31(a) la tensión de entrada al filtro, V_F , tiene forma almenada, cuyo valor máximo corresponde a V_1 y valor mínimo V_2 . En la figura 2.31(b) se ha representado la componente de alta frecuencia de la tensión a filtrar. En la figura 2.31(c) se ha dibujado amplitud del primer armónico de la componente de alta frecuencia de V_F en función del ciclo de trabajo d , mientras que la forma de onda del primer armónico se ha representado en la figura 2.31(d).

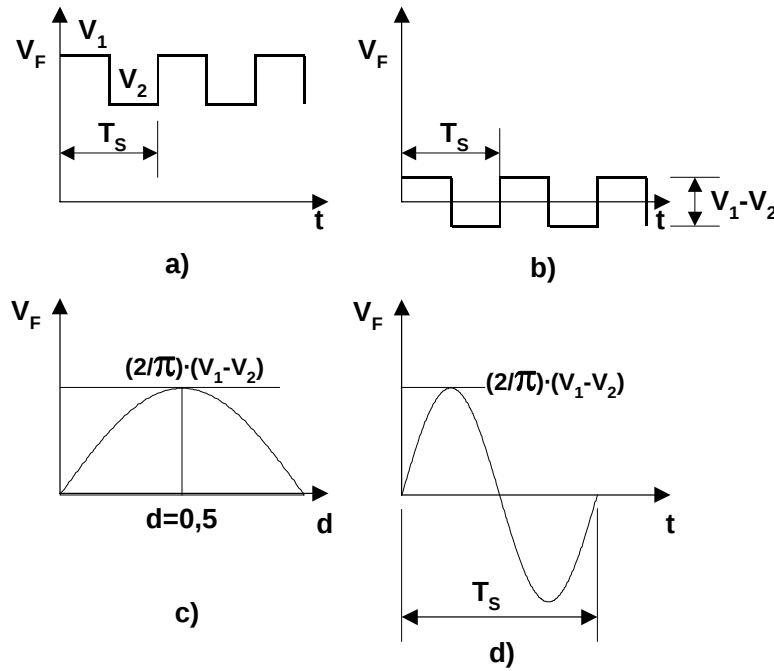


Figura 2.31. a) Tensión de entrada V_F al filtro LC, b) Componente de alta frecuencia de V_F , c) amplitud del primer armónico de la componente de alta frecuencia de V_F en función del ciclo de trabajo d y d) forma de onda del primer armónico de V_F .

El valor de pico del primer armónico de la tensión de entrada del filtro viene dado por la siguiente expresión:

$$V_F(d) = \frac{(V_1 - V_2)}{\pi} \cdot \sqrt{2 \cdot [1 - \cos(d \cdot \pi \cdot 2)]} = \frac{2 \cdot (V_1 - V_2)}{\pi} \cdot \sin(d \cdot \pi) \quad (2.38)$$

El valor máximo de rizado se obtiene con $D = 0,5$, figura 2.32, siendo el valor obtenido:

$$V_F = \frac{2}{\pi} \cdot (V_1 - V_2) \quad (2.39)$$

de donde se obtiene $V_F = 9.6 \text{ V}$. En este diseño vamos a admitir que el rizado a la frecuencia de conmutación es 100 veces menor (-40 dB) que la componente fundamental de la tensión V_F . Dado que el filtro está formado por un sistema de segundo orden (filtro LC) la frecuencia de corte del filtro debe estar situada una década por debajo, $f_c = 10 \text{ kHz}$, de la frecuencia de conmutación, $f_s = 100 \text{ kHz}$, como se observa en la figura 2.32.

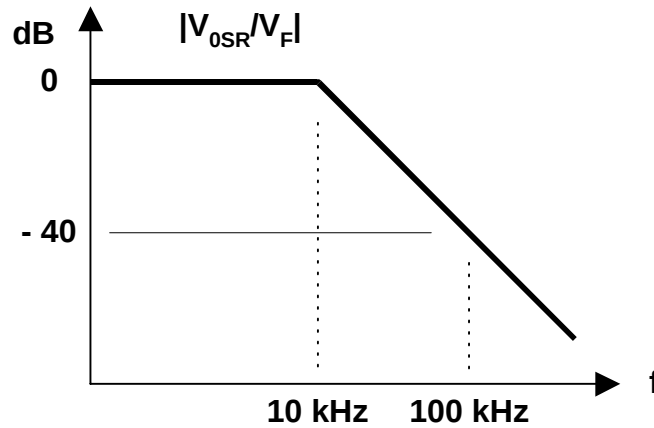


Figura 2.32. Diagrama de Bode de la función de transferencia del filtro LC.

El valor del condensador de filtro, C_{TB} , se obtiene de la ecuación (2.40) una vez conocida la frecuencia de corte del filtro.

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{TB} \cdot C_{TB}}} \quad (2.40)$$

El valor del condensador obtenido es $C_{TB} = 5 \mu\text{F}$, siendo la tensión que debe soportar la tensión de salida $V_{0SR} = 54.5 \text{ V}$ más rizados, pero se elige 100V. Con este condensador el valor de pico del rizado de tensión de salida será de $V_{0SR}(f_s) = 96 \text{ mV}$.

Para la elección de los semiconductores, diodo y transistor, se tuvieron en cuenta las tensiones máximas que debían soportar, las cuales se definieron en el apartado anterior:

$$V_{Dmax} = V_{Smax} = V_1 - V_2 \quad (2.41)$$

de donde se obtuvo el valor de 15 V.

Se eligieron semiconductores de 30V. La corriente que va a circular por los semiconductores coincide con la máxima corriente por la bobina, que en nuestro caso es 5A. Por lo tanto el valor máximo de la corriente por los semiconductores se eligió mucho mayor de 5A para que la caída de tensión en estos fuese pequeña y por tanto sus pérdidas sean reducidas. Los semiconductores elegidos fueron los siguientes:

- Para el interruptor S el MOSFET SMP60N03 de 30 V y 60 A.
- Para el diodo D el diodo SCOTTKY 10TQ45 de 45V y 10 A.
- Como circuito de control se utilizó el circuito integrado 3825.

Las formas de onda mostradas corresponden a los ensayos realizados con el convertidor anterior para una potencia $P_0 = 200$ W, que se corresponde con una corriente de $I_{0SR} = 3.37$ A. La figura 2.33 muestra las tensiones de entrada, $V_1 = 62$ V y $V_2 = 47$ V, y de salida del convertidor, $V_{0SR} = 54.5$ V, con un ciclo de trabajo de $D = 0.5$. En ella se puede observar como la tensión de salida se encuentra entre las dos tensiones de entrada. En la figura 2.34 se han representado las tensiones V_F y el rizado de la tensión de salida.

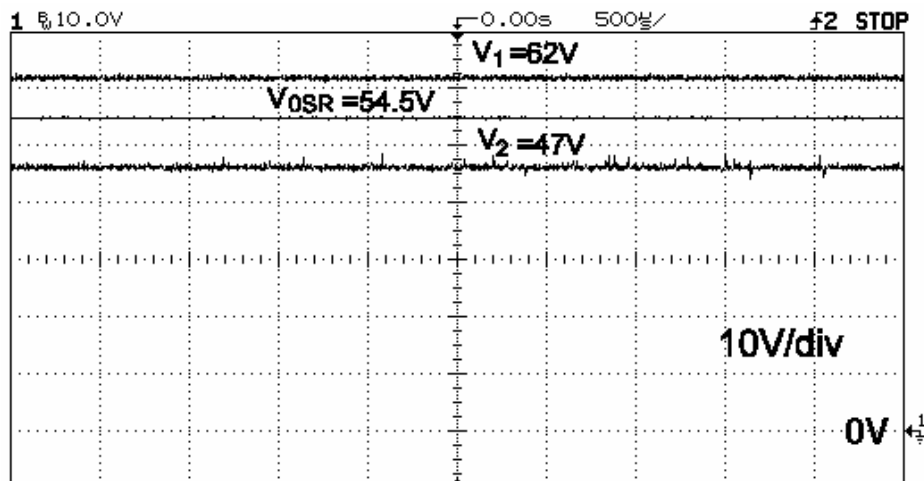


Figura 2.33. Tensiones de entrada V_1 y V_2 y de salida V_{0SR} del post-regulador reductor de dos entradas.

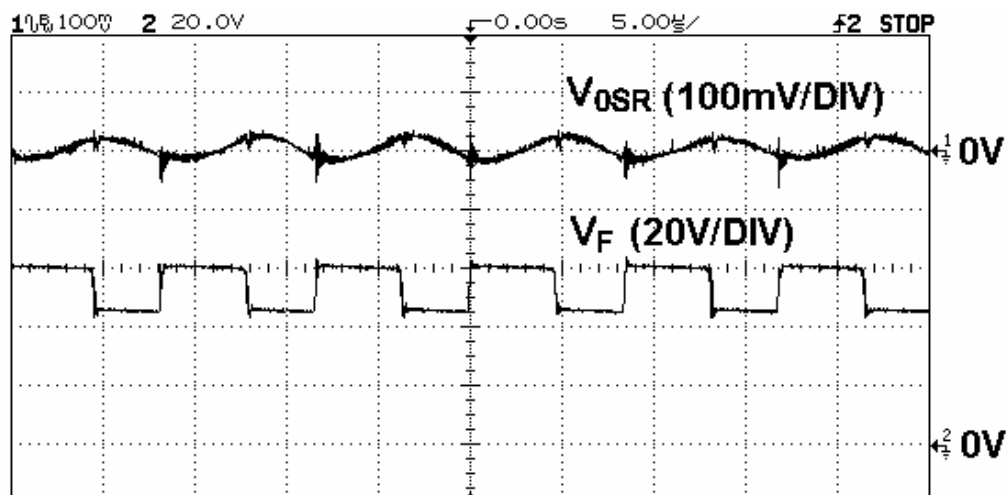


Figura 2.34. Tensión V_F y rizado de la tensión de salida.

Por otra parte en la figura 2.35 se muestra las tensiones soportadas por los semiconductores, cuyos valores máximos corresponden a la diferencia de tensión entre las tensiones de entrada. En la figura 2.36 se observa el rendimiento obtenido por este convertidor que es del 98% cumpliendo con las previsiones realizadas sobre él. En los ensayos del rendimiento se han incluido las pérdidas del circuito de mando.

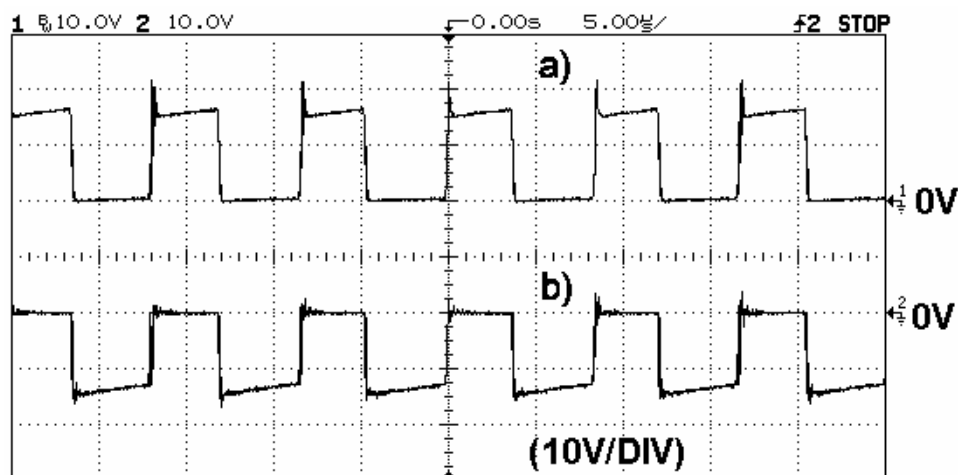


Figura 2.35. Tensiones soportadas por los semiconductores. a) Interruptor y b) el diodo.

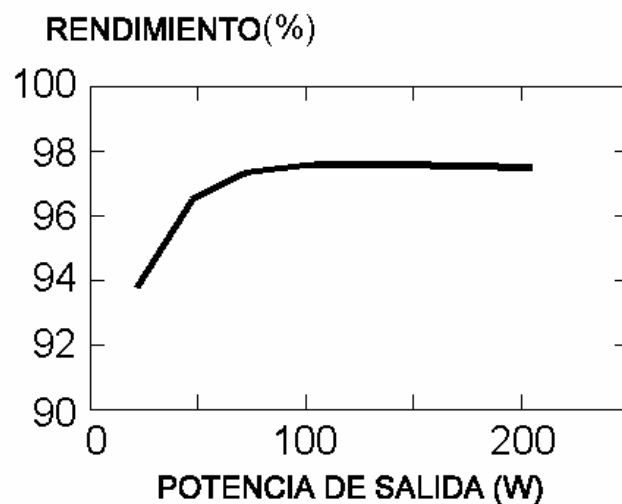


Figura 2.36. Rendimiento obtenido en el post-regulador reductor de dos entradas.

2.3.2 Post-Regulador conmutado serie Directo o *Forward*.

2.3.2.1 Estudio teórico

En este apartado se va a realizar un estudio comparativo de las características del post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* con las del post-regulador Reductor estándar, de la misma forma que se hizo anteriormente para el post-regulador Reductor de dos entradas. En la figura 2.37 se han dibujado los dos post-reguladores a comparar.

En primer lugar se va a calcular la relación de conversión de tensión en modo de conducción continuo. Esto supone que la bobina L_0 trabaja en modo de conducción continuo (mcc), con lo que los circuitos equivalentes cuando el interruptor S y el diodo D_1 conducen y el diodo D_2 no, y viceversa, son los representados en la figura 2.38.

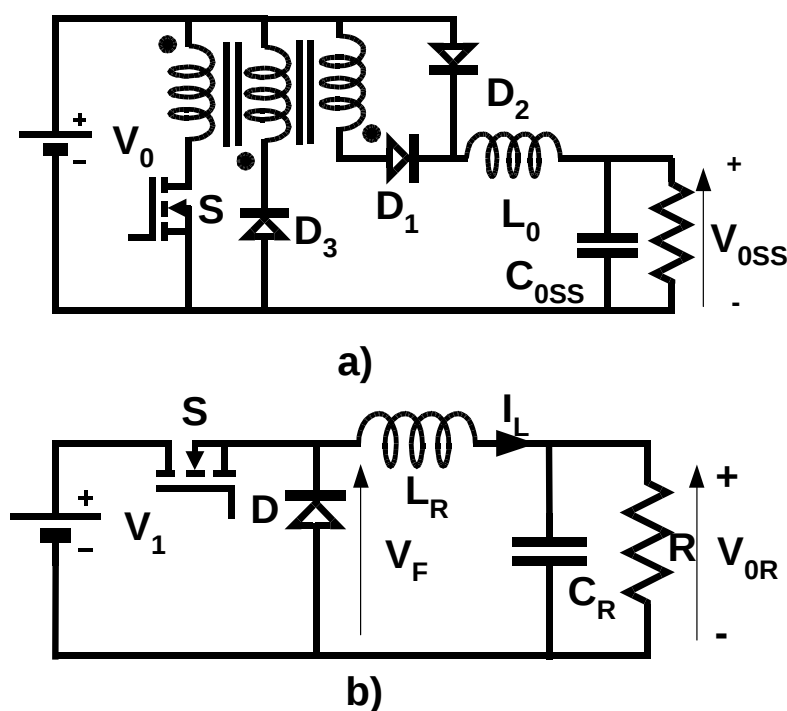


Figura 2.37. a) Post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* y b) post-regulador reductor estándar.

Por lo tanto, de los circuitos equivalentes del convertidor de la figura 2.38 se puede deducir la forma de onda de la tensión de entrada V_F al filtro L-C, que es la representada en la figura 2.38d. En la figura 2.38c, el diodo D_3 sale de conducción cuando el transformador se desmagnetiza completamente antes de finalizar el periodo de conmutación. El valor máximo de la tensión V_F corresponde a la situación mostrada en la figura 2.38a, siendo el valor de dicha

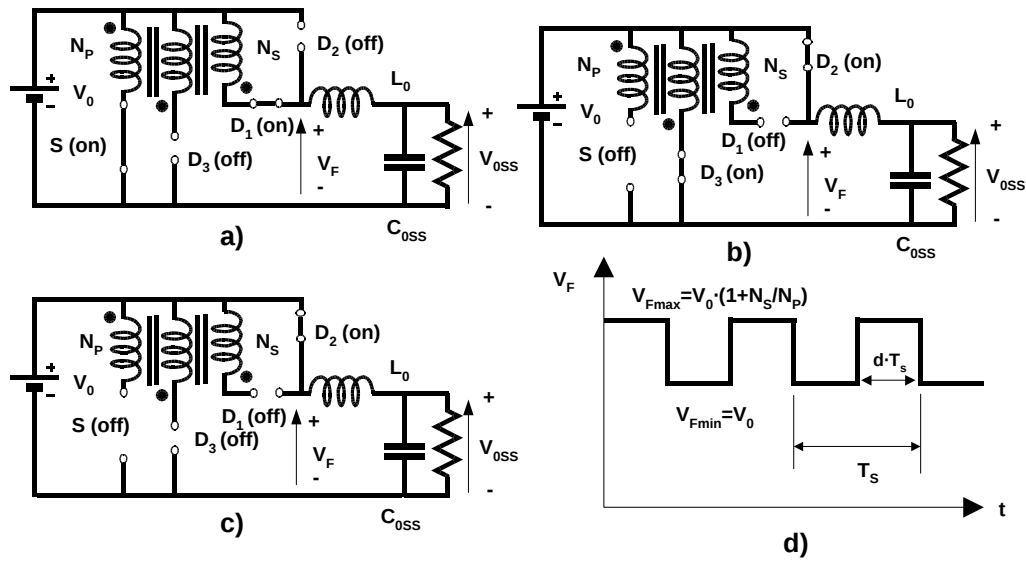


Figura 2.38. Circuitos equivalentes del post-regulador conmutado serie Directo o Forward en modo conducción continuo.

tensión la indicada en la ecuación (2.42), mientras que el valor mínimo de la tensión V_F corresponde a la situación mostrada en la figura 2.38b y 2.38c, siendo su valor $V_{Fmin} = V_0$.

$$V_{Fmax} = V_0 \cdot \left(1 + \frac{N_S}{N_P} \right) \quad (2.42)$$

Para poder comparar los post-reguladores asignamos al valor mínimo de la tensión de entrada al filtro el valor de la tensión menor del post-regulador reductor de dos entradas, es decir, $V_{fmin} = V_0 = V_2$, y al valor máximo le asignamos la tensión mayor del post-regulador reductor de dos entradas, $V_{fmax} = V_1$, por lo que a partir de la ecuación (2.42) podemos deducir la relación de transformación necesaria.

Haciendo balance voltios-segundos en la bobina L_0 se obtiene la siguiente expresión:

$$\left(V_0 \cdot \left[1 + \frac{N_S}{N_P} \right] - V_{0SS} \right) \cdot d = (V_{0SS} - V_0) \cdot (1 - d) \quad (2.43)$$

en donde d es el ciclo de trabajo del interruptor. A partir de la ecuación (2.43) se puede obtener el valor de la tensión de salida en función del ciclo de trabajo y de la tensión de entrada v_0 , tal como se muestra en la ecuación (2.44):

$$V_{0SS} = V_0 \cdot \left(1 + \frac{N_S}{N_P} \cdot d \right) \quad (2.44)$$

Tal como expresa esta ecuación, la tensión de salida v_{0SS} puede variar entre V_{Fmax} (cuando $d=1$) y V_0 (cuando $d=0$). Debido a este hecho, la protección de cortocircuito o sobrecorriente elevada tampoco puede ser implementada en este convertidor: en el caso de que la tensión de salida se hiciese menor que V_0 , la corriente circularía por el diodo D_2 y por tanto sería incontrolable. Por lo tanto este tipo de protección deberá ser incluido en el convertidor principal (ER) en lugar del post-regulador.

Para la determinación de la tensión que deben soportar los semiconductores, de la figura 2.38 se deducen las siguientes expresiones:

$$V_{Smax} = V_0 \cdot \left(1 + \frac{N_P}{N_D} \right) \quad (2.45)$$

$$V_{D1max} = V_0 \cdot \frac{N_S}{N_D} \quad (2.46)$$

$$V_{D2max} = V_0 \cdot \frac{N_S}{N_P} \quad (2.47)$$

$$V_{D3max} = V_0 \cdot \left(1 + \frac{N_D}{N_P} \right) \quad (2.48)$$

Para conocer los valores de las tensiones en los interruptores es preciso conocer la relación de transformación entre el devanado desmagnetizador del convertidor Directo o *Forward* y el primario y secundario respectivamente. Haciendo que $N_D=N_P$ se permite un ciclo de trabajo máximo $d_{max}=0,5$ para que el transformador pueda desmagnetizarse completamente en un ciclo de conmutación.

Es importante destacar que las tensiones que deben soportar los diodos D_1 y D_2 son menores que en el diodo en la topología Reductora clásica, por lo que se podrán utilizar semiconductores con mejores características (caídas de tensión, velocidad, etc) y por tanto obtener mejores rendimientos. Sin embargo el interruptor tiene que soportar el doble de la tensión de entrada, mayor que en la topología reductora equivalente V_1 , lo cual no impide que se obtengan mejores rendimientos que en la topología reductora, ya que la corriente que tiene que manejar va a ser pequeña debido a que el convertidor Directo o *Forward* procesa una parte

de la potencia total, y no como en el caso del Reductor en el que el interruptor procesa la totalidad de la potencia.

A continuación se pasa a describir las expresiones de la relación de conversión del post-regulador en modo de conducción discontinuo (mcd). Las figuras 2.39(a), (b), (c) y (d) muestran los circuitos equivalentes en modo de conducción discontinuo (mcd).

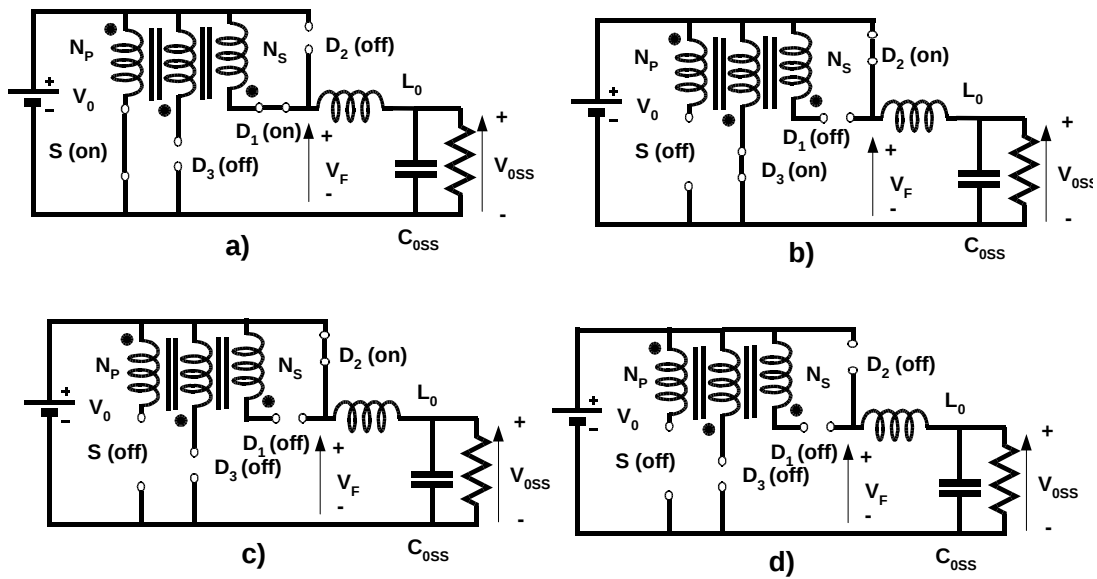


Figura 2.39. Circuitos equivalentes del post-regulador conmutado serie Forward en modo conducción discontinuo.

En la figura 2.39c el diodo D_3 sale de conducción cuando el transformador se desmagnetiza completamente antes de finalizar el periodo de conmutación.

Aplicando la ley de Faraday al primer circuito equivalente se obtiene la siguiente expresión:

$$i_{L_{\max}} = \frac{V_0 \cdot \left(1 + \frac{N_S}{N_P}\right) - V_{0SS}}{L_0} \cdot d \cdot T_s \quad (2.49)$$

donde $i_{L_{\max}}$ es el valor que alcanza la corriente que circula por L_0 en el instante $d \cdot T_s$, siendo T_s el periodo de conmutación (figura 2.40).

Realizando un balance voltios-segundos en la bobina L_0 se obtiene:

$$(V_0 \cdot \left[1 + \frac{N_s}{N_p}\right] - V_{0SS}) \cdot d = (V_{0SS} - V_0) \cdot d' \quad (2.50)$$

donde d' es el ciclo de trabajo del diodo (tiempo de conducción de éste, figura 2.40). El valor medio de la corriente inyectada en la red RC de salida, i_{IRC} , se obtiene a partir de la siguiente expresión:

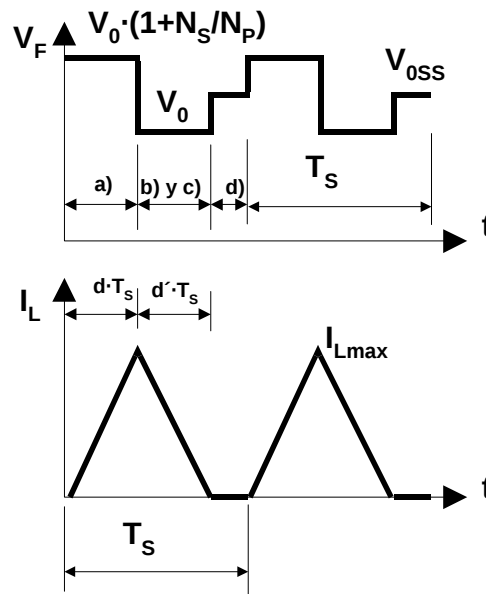


Figura 2.40. Forma de onda de la corriente por la bobina de filtro L_0 .

$$i_{IRC} = \frac{(d + d') \cdot i_{Lmax}}{2} \quad (2.51)$$

La tensión de salida en condiciones de régimen permanente verifica la siguiente expresión:

$$V_{0SS} = i_{IRC} \cdot R \quad (2.52)$$

A partir de las ecuaciones (2.49) a (2.52) se puede obtener la siguiente ecuación:

$$V_{0SS} = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{-d^2 \cdot (V'_0 - v_2)}{K} + V_0 + \sqrt{\left(\frac{d^2 \cdot (V'_0 - V_0)}{K} - V_0 \right)^2 + \frac{4 \cdot V'_0 \cdot (V'_0 - V_0) \cdot d^2}{K}} \right] \quad (2.53)$$

en donde

$$V'_0 = V_0 \cdot \left(1 + \frac{N_s}{N_p}\right) = V_0 \cdot (1 + k_1) \quad (2.54)$$

Esta expresión nos da la tensión de salida en función del ciclo de trabajo d , de la tensión de entrada V_0 , y del factor $K=2L_0/RT_s$.

Si en la ecuación (2.53) hacemos que $V_0=0$, es decir conectamos D_2 a 0V, obtendremos la expresión de la tensión de salida para el Reductor tradicional en mcd, ecuación (2.55).

$$V_{oss} = \frac{2 \cdot V'_0}{1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot K}{d^2}}} \quad (2.55)$$

Con el fin de conocer con precisión en qué modo de funcionamiento está operando el convertidor, es preciso conocer la frontera para los dos modos de funcionamiento, mcd y mcc. De la referencia [9] sabemos que el modo conducción continuo está garantizado si $K > K_{crit}$ y el mcd si $K < K_{crit}$ en donde K_{crit} es la frontera entre los dos modos de conducción. En la frontera, el ciclo de trabajo del diodo será:

$$d' = 1 - d \quad (2.56)$$

y por tanto el valor de v_{oss} será el mismo si se calcula a partir de la ecuación (2.44) o a partir de la ecuación (2.56). Por lo tanto, a partir de las ecuaciones (2.44), (2.49-2.53) y (2.56) se obtiene el valor de la K_{crit} cuya expresión es la siguiente:

$$K_{crit} = \frac{d \cdot (1 - d) \cdot (V'_0 - V_0)}{d \cdot (V'_0 - V_0) + V_0} \quad (2.57)$$

o también,

$$K_{crit} = \frac{d \cdot (1 - d) \cdot (\lambda - 1)}{d \cdot (\lambda - 1) + 1} \quad (2.58)$$

en donde $\lambda \equiv V'_0/V_0 = 1 + k_1$, estando el valor de λ comprendido entre $1 < \lambda < \infty$. Esta ecuación se ha dibujado en la figura 2.41 y derivando dicha expresión podemos obtener el valor máximo de K_{crit} en función de λ , $K_{critmax}$, siendo dicha expresión la representada en la ecuación siguiente:

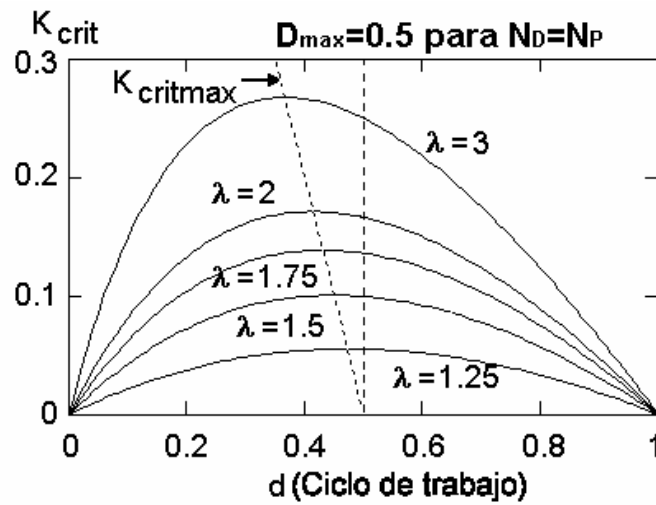


Figura 2.41. Representación de k_{crit} en función de λ y del ciclo de trabajo d .

$$K_{critmax} = \frac{(\sqrt{\lambda} - 1)^2}{\lambda - 1} \quad (2.59)$$

La ecuación (2.59) se ha representado en la figura 2.42. En dicha figura se observa que si $K > K_{critmax}$ se garantiza el funcionamiento en mcc para cualquier valor del ciclo de trabajo d . Este dato debe de ser tenido en cuenta en el diseño del post-regulador, pues para conseguir regulación completa con valores pequeños de λ , el post-regulador tendrá que trabajar con una variación grande del ciclo de trabajo.

El valor del ciclo de trabajo d para el cual K_{crit} tiene su valor máximo ($K_{critmax}$), d_{Kmax} , se puede obtener como función de λ en la siguiente ecuación:

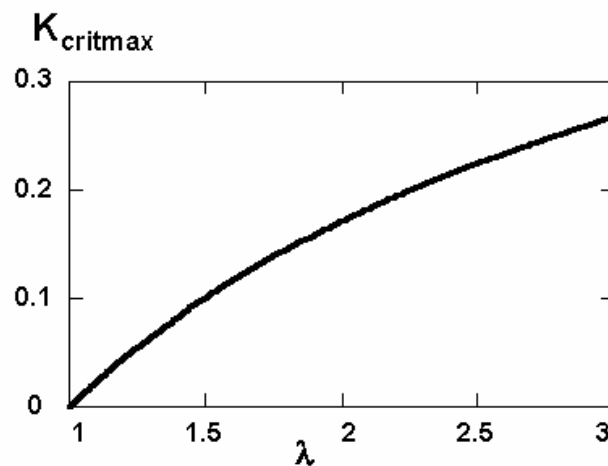


Figura 2.42. Representación de $k_{critmax}$ en función de λ .

$$d_{K_{\max}} = \frac{\sqrt{\lambda} - 1}{\lambda - 1} \quad (2.60)$$

Por otra parte, a partir de las ecuaciones (2.60) y (2.61) podemos encontrar la relación entre el valor de K_{critmax} y $d_{K_{\max}}$:

$$K_{\text{critmax}} = 1 - 2 \cdot d_{K_{\max}} \quad (2.61)$$

Esta ecuación también se ha dibujado en la figura 2.42 en línea de puntos. Cuando $\lambda \rightarrow \infty$, tenemos un convertidor Directo o *Forward* ($K_{\text{crit}}=1-d$, $K_{\text{citmax}}=1$, $d_{K_{\max}}=0$).

A partir de la condición de $K > K_{\text{critmax}}$ se puede calcular el valor de la bobina de filtro L_0 que garantice el modo de conducción continuo mcc:

$$L_0 > \frac{R \cdot T_s}{2} \cdot \frac{(\sqrt{\lambda} - 1)^2}{\lambda - 1} \quad (2.62)$$

Por otra parte, la bobina de filtro se puede diseñar también a partir del máximo valor del rizado de corriente pico a pico, $\Delta i_{\max}$, que deseamos en la bobina (obtenido para $d=0,5$). Aplicando la ley de Faraday al circuito de la figura 2.38 y a partir de la ecuación (2.44) se obtiene la siguiente expresión:

$$L_0 = \frac{d \cdot d' \cdot (V'_0 - V_0) \cdot T_s}{\Delta i_{\max}} \quad (2.63)$$

En el caso del convertidor Reductor o *Buck* el valor de la bobina L_B será la siguiente:

$$L_B = \frac{d \cdot d' \cdot v_1 \cdot T_s}{\Delta i_{\max}} \quad (2.64)$$

A partir de las ecuaciones (2.63) y (2.64) y dado que $v'_0 = v_1$ podemos obtener la relación entre las bobinas del post-regulador conmutado serie, L_0 , y del *Buck*, L_B :

$$L_0 = L_B \cdot \frac{\lambda - 1}{\lambda} \quad (2.65)$$

Esta ecuación nos indica que el valor de L_0 es menor que el de L_B dado que $1 < \lambda < \infty$. Sin embargo hay que considerar en el tamaño de los elementos inductivos el hecho de que existe un

transformador que en el caso de Reductor estándar no existía. En la figura 2.43 se ha representado la ecuación (2.65) como el cociente entre L_0 y L_B en función del parámetro λ .

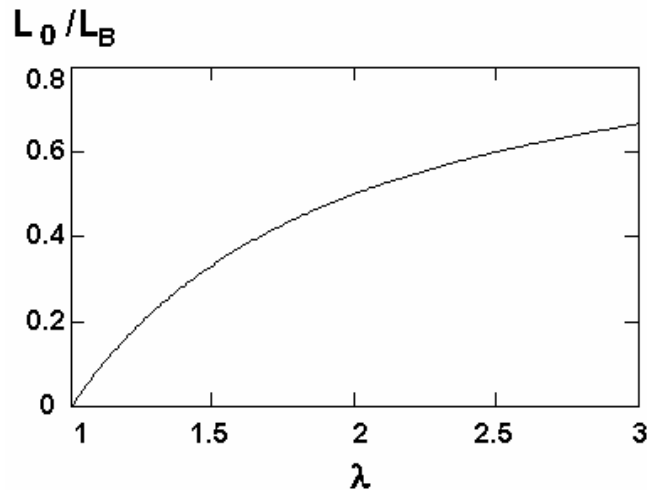


Figura 2.43. Relación entre L_0 y L_B en función de λ .

Como se vio en el apartado 2.2, el rendimiento del post-regulador en función del rendimiento del convertidor Directo o *Forward* η_F y de K_0 será el expresado en la ecuación:

$$\eta_{ss} = \frac{1 + K_0}{1 + \frac{K_0}{\eta_F}} \quad (2.66)$$

en donde $K_0 = V_{0C}/V_0$, siendo V_{0C} la tensión de salida del convertidor Directo o *Forward* y V_0 la tensión de entrada al post-regulador. La ecuación anterior se puede poner también en función de la tensión de salida V_{0SS} y de la tensión de entrada v_0 , tal como muestra la ecuación (2.67).

$$\eta_{ss} = \frac{\eta_F}{1 - (1 - \eta_F) \cdot \frac{V_0}{V_{0SS}}} \quad (2.67)$$

La ecuación anterior está representada en la figura 2.44. En dicha figura se representa el rendimiento del convertidor en función de la relación V_0/V_{0SS} y del rendimiento del convertidor Directo *Forward*.

Cuando el convertidor está funcionando en modo conducción continuo la ecuación (2.67) se puede transformar en la ecuación (2.68) mediante la ecuación (2.44), que corresponde a

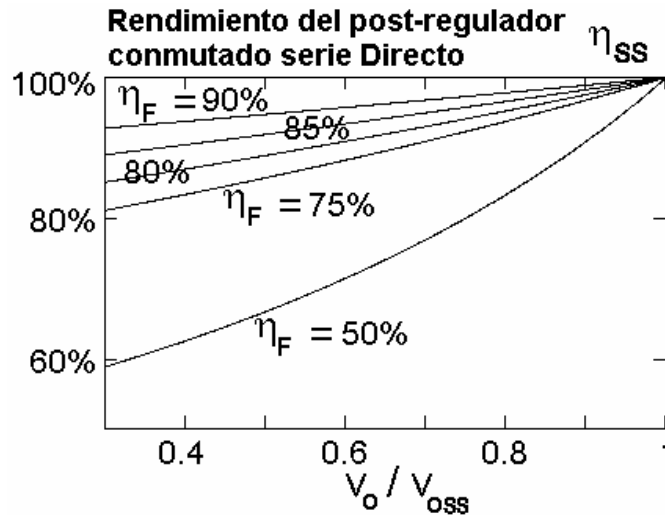


Figura 2.44. Rendimiento del post-regulador conmutado serie Forward (SSR) en función de V_o/V_{oss} y de η_F .
relación entre las tensiones de entrada y de salida.

$$\eta_{SS} = \frac{\eta_F \cdot [d \cdot (\lambda - 1) + 1]}{d \cdot (\lambda - 1) + \eta_F} = \frac{\eta_F \cdot [d \cdot k_1 + 1]}{d \cdot k_1 + \eta_F} \quad (2.68)$$

En este convertidor los mejores resultados (esfuerzos de tensión bajos, pequeño tamaño en la bobina y rendimiento alto) se obtienen cuando V'_0 y V_0 , y por tanto V_{oss} , están muy próximos entre si. No obstante, V_0 y V_{oss} deben de verificar que $V_{oss} > V_0$ en cualquier situación posible, incluso en respuesta transitoria como se ve en la figura 2.45, y por tanto, este hecho

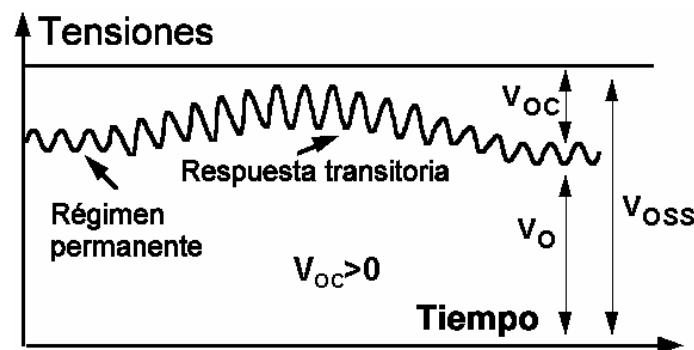


Figura 2.45. Tensiones de entrada V_0 y de salida V_{oss} en un port-regulador conmutado serie Forward.

debe de tenerse en cuenta cuando V'_0 y V_0 son elegidos en el diseño.

2.3.2.2 Resultados experimentales

Con el fin de comprobar el estudio teórico realizado en el punto anterior se ha realizado el diseño de un convertidor Directo o *Forward* funcionando como post-regulador conmutado serie que se muestra en la figura 2.37a. Como datos de partida se han elegido los que a continuación

Especificaciones del post-regulador conmutado serie <i>Forward</i>			
$V_0 = 47 \text{ V}$		$V_{OSS} = 54.5 \text{ V}$	
$N_P = 28$	$N_D = 19$	$N_S = 15$	$L_m = 900 \mu\text{H}$ sobre nucleo E20 de Siemens
$P_{0\max} = 220 \text{ W}$		$P_{0\min} = 22 \text{ W}$	$T_S = 10 \mu\text{s}$ $f_S = 100 \text{ kHz}$

Tabla 2.2

se indican:

en donde N_P es el numero de espiras en el primario del transformador, N_S es el numero de espiras en el secundario del transformador, N_D es el numero de espiras en el devanado desmagnetizador y L_m es el valor de la inductancia magnetizante vista desde el primario. Con los valores elegidos para N_P y N_D se obtiene que el ciclo de trabajo máximo será de $d_{\max} = 0.6$.

En primer lugar es necesario conocer el ciclo de trabajo, D , del convertidor. A partir de la ecuación (2.44), se obtiene que $D=0.3$.

Para calcular la bobina de filtro utilizaremos la ecuación (2.62), en la cual R (resistencia de carga) será el valor máximo para el cual queremos que el convertidor esté en modo de conducción continuo. En nuestro caso elegimos el valor de R obtenido con la potencia de salida mínima $P_{0\min}$.

$$R_{\max} = \frac{V_{OSS}^2}{P_{0\min}} \quad (2.69)$$

de donde se obtiene que $R_{\max} = 135 \text{ ohmios}$.

Conocido este valor obtenemos el valor de L_0 de la expresión (2.62). Como $\lambda \equiv V'_0/V_0$ dando valores a V_0 y V'_0 se obtiene que $\lambda = 1.53$. Conocido el valor de λ se obtiene que $L_0 = 70 \mu\text{H}$. En este diseño se ha elegido el mismo valor de bobina $L_0 = 50 \mu\text{H}$ que en el post-regulador Reductor de dos entradas, lo que implica que el convertidor empezará a trabajar en mcd cuando $R = 94 \Omega$.

Para determinar completamente la bobina es necesario conocer el máximo valor de la corriente que va a circular por ella. El valor máximo de la corriente se obtiene sumando al valor máximo de la corriente de salida, que coincide con el valor medio de la corriente por la bobina, el rizado que aparece en la bobina L_0 .

$$I_{Lpico} = I_{0SSmax} + \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} \quad (2.70)$$

en donde

$$I_{0SSmax} = \frac{P_{0max}}{V_{0SS}} \quad (2.71)$$

de donde obtenemos $I_{0SSmax} = 4 \text{ Amp}$.

Por otra parte el rizado máximo en la bobina es:

$$\Delta i_{Lmax} = \frac{D \cdot D' \cdot (V'_0 - V_0) \cdot T_s}{L_0} \quad (2.72)$$

de donde se obtiene que $\Delta i_{Lmax} = 0.8 \text{ Amp}$.

Por lo tanto de la ecuación (2.70) obtenemos el valor de $I_{Lpico} = 4.4 \text{ Amp}$ que aproximamos al valor de 5 Amp .

A continuación se calcula el valor del condensador de filtro para lo cual tenemos que conocer cual es la tensión de entrada al filtro V_F , figura 2.46, y la tensión que queremos en la salida, siempre de alta frecuencia.

Como se observa en la figura 2.46(a) la tensión de entrada al filtro, V_F , tiene forma almenada, cuyo valor máximo corresponde a V'_0 y valor mínimo V_0 . En la figura 2.46(b) se ha representado la componente de alta frecuencia de la tensión a filtrar. En la figura 2.46(c) se ha dibujado la amplitud del primer armónico de la componente de alta frecuencia de la tensión V_F en función del ciclo de trabajo y la forma de onda del primer armónico el representado en la figura 2.46(d).

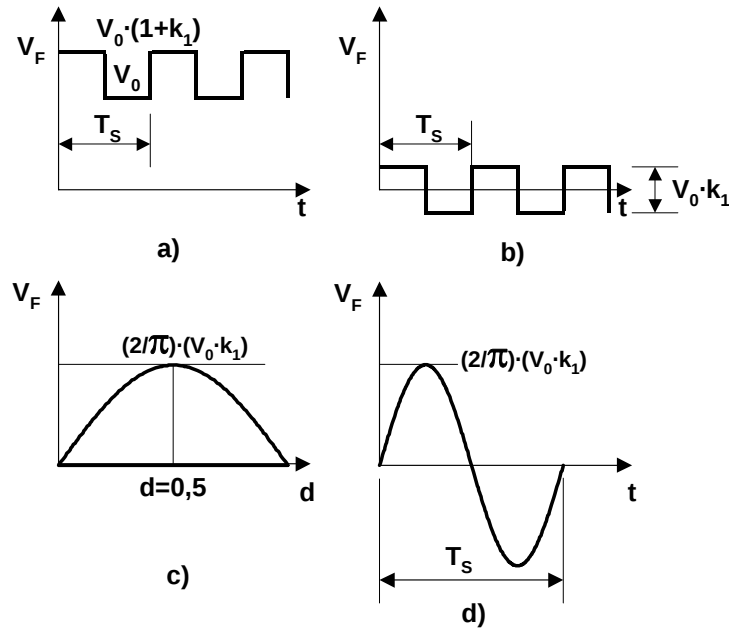


Figura 2.46. a) Tensión de entrada V_F al filtro LC, b) componente de alta frecuencia de V_F , c) amplitud del primer armónico de la componente de alta frecuencia en función del ciclo de trabajo d , y d) forma de onda del primer armónico de V_F .

El valor de pico del primer armónico de la tensión de entrada al filtro viene dado por la siguiente expresión:

$$v_F = \frac{(V'_0 - V_0)}{\pi} \cdot \sqrt{2 \cdot [1 - \cos(d \cdot \pi \cdot 2)]} = \frac{2 \cdot (V'_0 - V_0)}{\pi} \cdot \sin(d \cdot \pi) \quad (2.73)$$

El valor máximo de rizado se obtiene con $D = 0.5$, figura 2.46, siendo el valor obtenido:

$$V_F = \frac{2}{\pi} \cdot (V'_0 - V_0) \quad (2.74)$$

de donde se obtiene $V_F = 16$ V. En este diseño vamos a admitir que el rizado a la frecuencia de conmutación es 100 veces menor (-40 dB) que la componente fundamental de la tensión V_F . Dado que el filtro está formado por un sistema de segundo orden (filtro LC) la frecuencia de corte del filtro debe estar situada una década por debajo, $f_C = 10$ kHz, de la frecuencia de conmutación, $f_S = 100$ kHz, como se observa en la figura 2.47.

El valor del condensador de filtro, C_{0SS} , se obtiene de la ecuación (2.75) una vez conocida la frecuencia de corte del filtro.

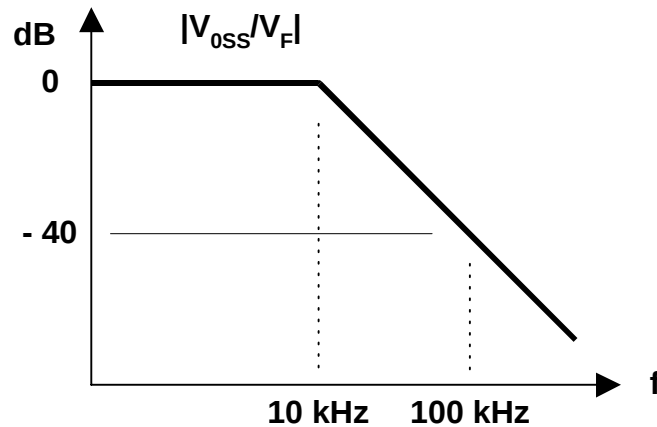


Figura 2.47. Diagrama de Bode de la función de transferencia del filtro de salida LC.

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_0 \cdot C_{oss}}} \quad (2.75)$$

El valor del condensador obtenido es $C_{oss} = 5 \mu\text{F}$, siendo el valor de la tensión que tiene que soportar el condensador $V_{oss} = 54.5 \text{ V}$ mas el rizado y finalmente se elige de 100V.

Por lo tanto el valor el valor de pico del rizado de salida será de $V_{oss}(f_s) = 160 \text{ mV}$.

Para la elección de los semiconductores, diodos y MOSFET, se tuvieron en cuenta las tensiones máximas que debían soportar, las cuales se definieron en el apartado anterior, de donde se obtuvieron los siguientes valores: $V_{Smax} = 118 \text{ V}$, $V_{D1max} = 26 \text{ V}$, $V_{D2max} = 26 \text{ V}$, $V_{D3max} = 79 \text{ V}$.

El valor de la tensión elegida para los semiconductores fue la siguiente:

- Para los diodos D_1 y D_2 de 45 V
- Para el interruptor S de 200 V.
- Para el diodo D_3 de 100 V.

El valor de la corriente que va a circular por los diodos D_1 y D_2 coincide con la máxima corriente por la bobina que en nuestro caso es 5 A. Por lo tanto el valor máximo de la corriente por dichos se eligió mucho mayor de 5 A para que la caída de tensión en estos fuese pequeña y por tantos la perdidas. En el interruptor la máxima corriente que va a circular se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$I_{Smax} = I_{0SSmax} \cdot \frac{N_s}{N_p} + \frac{V_0}{L_m} \cdot T_S \cdot d_{max} \quad (2.76)$$

en donde se obtiene que para un $d_{max} = 0.6$ un valor de $I_{Smax} = 2.5$ Amp.

En el diodo desmagnetizador, la corriente máxima que va a circular será el valor máximo en la inductancia magnetizante del primario reflejada en el devanado desmagnetizador:

$$I_{D3max} = \frac{N_p}{N_D} \cdot \frac{V_0}{L_m} \cdot T_S \cdot d_{max} \quad (2.77)$$

en donde se obtiene $I_{D3max} = 0.5$ A.

Los semiconductores elegidos fueron los siguientes:

- Para el interruptor S el SMP20N20 de 200 V y 20 A.
- Para los diodos D_1 y D_2 12CTQ45 de 45V y 12 A.
- Para el diodo D_3 11DQ10 de 100 V y 1,1A.
- Como circuito de control se utilizó el circuito integrado 3825.

Las formas de onda que se muestran a continuación corresponden a los ensayos realizados con el convertidor anterior para una potencia de $P_0 = 200$ W, que corresponde a una corriente de $I_{0SS} = 3.37$ A. La figura 2.48 muestra las tensiones de entrada, $V_0 = 47$ V, y de salida del convertidor, $V_{0SS} = 54.5$ V, con un ciclo de trabajo de $D = 0.3$. En ella se puede observar como la tensión de salida se encuentra por encima de la entrada. En la figura 2.49 se han representado las tensiones V_F y el rizado de la tensión de salida.

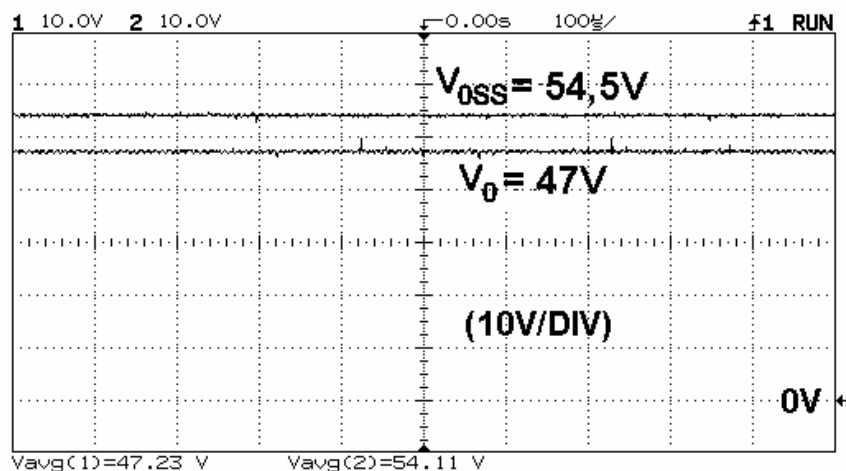


Figura 2.48. Tensiones de entrada V_0 y de salida V_{0SS} del post-regulador conmutado serie Forward.

Por otra parte en la figura 2.50(a) se muestra las tensiones soportadas por el interruptor y el diodo D_3 y en la figura 2.50(b) las tensiones soportadas por los diodos D_1 y D_2 . En la figura

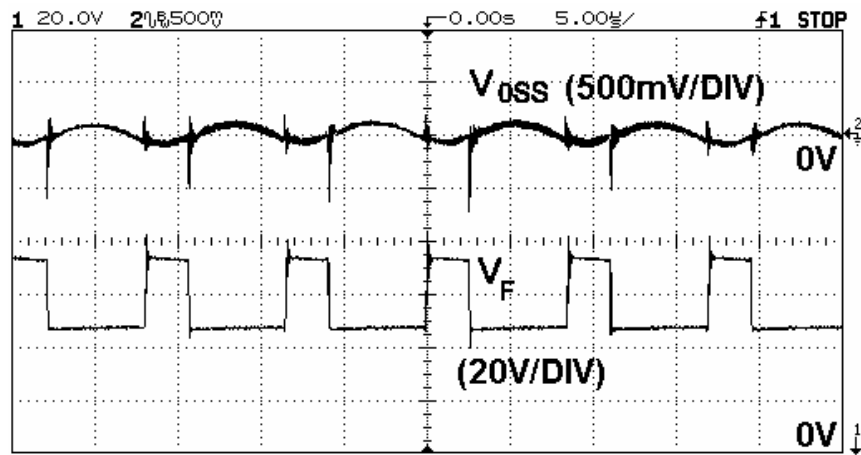
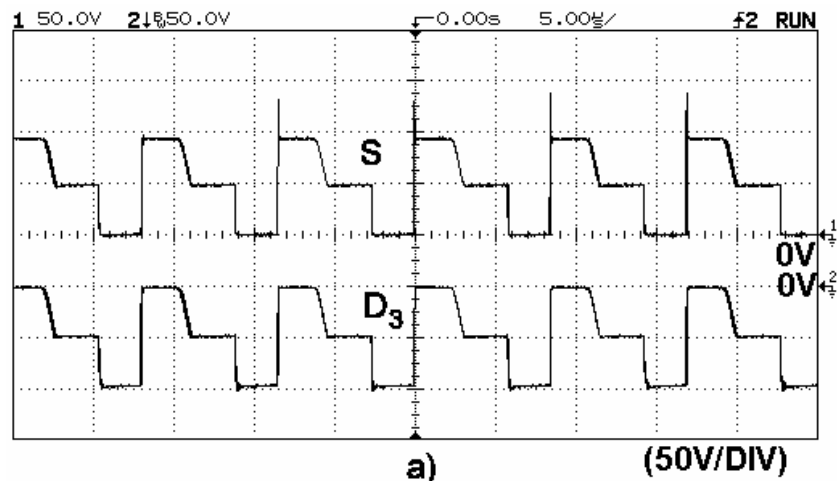
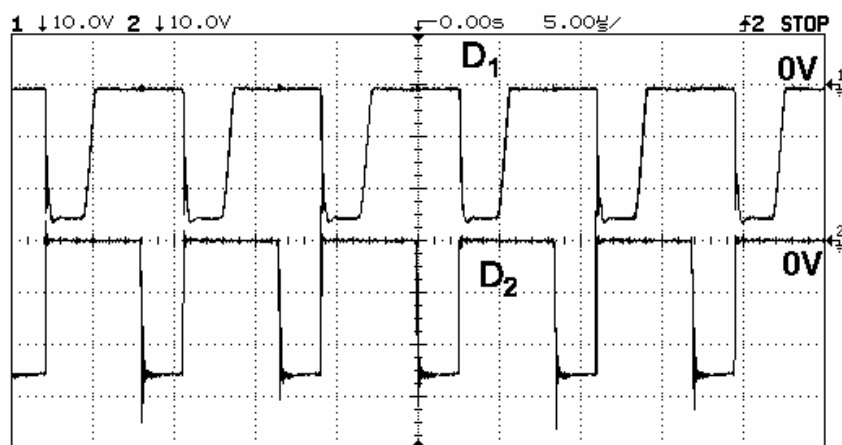


Figura 2.49. Tensión de entrada al filtro LC, V_F , y rizado de la tensión de salida V_{oss} .



a)

(50V/DIV)



b)

(10V/DIV)

Figura 2.50. Forma de onda de las tensiones soportadas por los semiconductores. a) Interruptor y diodo D_3 y b) diodos D_1 y D_2 .

2.51 se observa el rendimiento obtenido por este convertidor es cercano al 98% cumpliendo con las previsiones realizadas sobre él. En los ensayos del rendimiento se han incluido las pérdidas del mando.

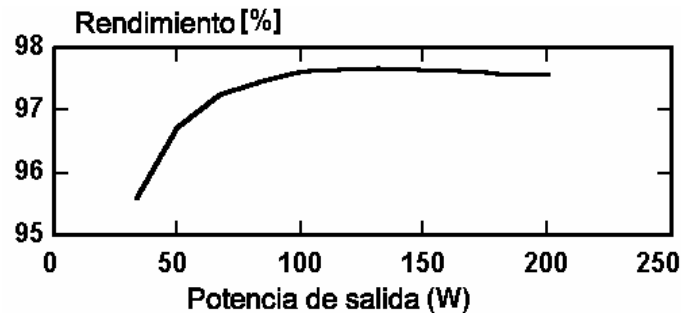


Figura 2.51. Rendimiento obtenido en el post-regulador conmutado serie Forward.

2.3.3 Convertidor Elevador usado como post-regulador.

2.3.3.1 Estudio teórico

En este apartado se va a realizar un estudio comparativo de las características del convertidor Elevador con las del post-regulador Reductor estándar. Dichos convertidores están representados en la figura 2.52.

En este convertidor el parámetro λ se define de la siguiente forma que corresponde a la

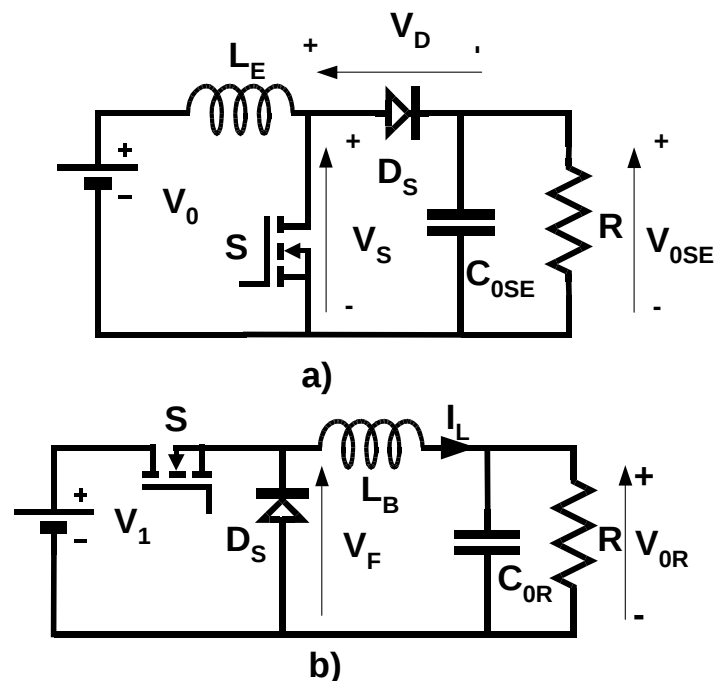


Figura 2.52. Convertidor Elevador y post-regulador reductor estándar.

misma definición que en los otros post-reguladores.

$$\lambda = \frac{V_{0SEmax}}{V_0} = \frac{1}{1 - d_{max}} \quad (2.78)$$

En primer lugar se va a calcular la relación de conversión de tensión de continua en modo de conducción continuo. Esto supone que la bobina L_E trabaja en modo de conducción continuo (mcc), con lo que los circuitos equivalentes cuando el interruptor S está cerrado y el diodo D está abierto y viceversa, son los representados en la figura 2.53.

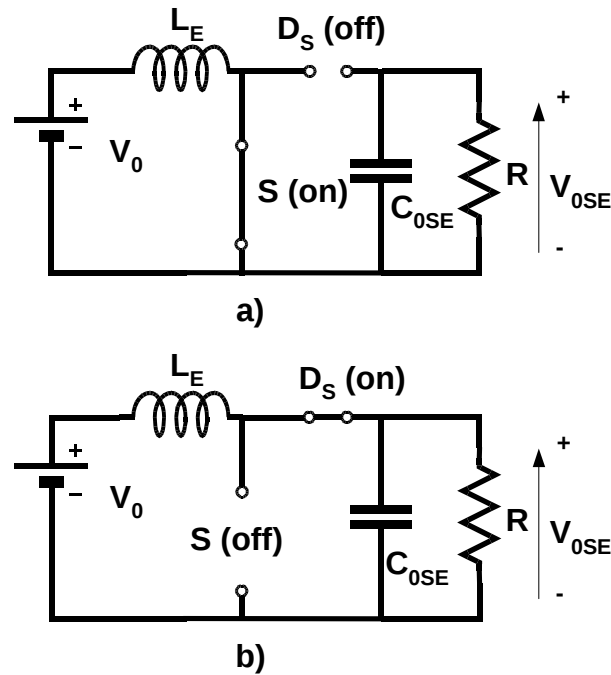


Figura 2.53. Circuitos equivalentes del post-regulador conmutado serie Elevador en modo conducción continuo.

Realizando un balance voltios-segundos en la bobina L_E se obtiene la siguiente expresión:

$$V_0 \cdot d = (V_{0SE} - V_0) \cdot (1 - d) \quad (2.79)$$

A partir de la ecuación (2.79) se puede obtener el valor de la tensión de salida en función del ciclo de trabajo y de la tensión de entrada V_0 , ecuación (2.80):

$$V_{0SE} = V_0 \cdot \frac{1}{1 - d} \quad (2.80)$$

Esta ecuación es válida para $V_{0SE} > V_0$. En ella se muestra que la tensión de salida v_{0SE} varía entre v_{0max} (cuando $d = d_{max}$) y v_0 (cuando $d = 0$). Debido a este hecho, la protección de corto-

circuito o sobrecorriente elevada no puede ser implementada en este convertidor: en el caso de que la tensión de salida se hiciese menor que V_0 , la corriente circularía por el diodo y la bobina y por tanto sería incontrolable. Por lo tanto, este tipo de protección deberá ser incluido en el convertidor principal (ER) en lugar de en el post-regulador.

Con el fin de homogeneizar el análisis de los convertidores definimos el valor de $V_{0SEmax}=V_1$ lo que nos da un valor para el ciclo de trabajo máximo de:

$$d_{max} = 1 - \frac{V_0}{V_{0SEmax}} = 1 - \frac{V_0}{V_1} \quad (2.81)$$

Otro aspecto importante en un convertidor es el esfuerzo máximo de tensión y corriente que sufren los semiconductores. En el convertidor Elevador se puede observar (figura 2.53) que la máxima tensión que van a soportar los semiconductores, V_{Smax} para el transistor y V_{dmax} para el diodo, coincide con la máxima tensión en la salida, siendo el valor de esta la siguiente:

$$V_{Smax} = V_{Dmax} = V_{0SEmax} = V_1 \quad (2.82)$$

Los valores obtenidos son los mismos que en la topología Reductora clásica diseñada para trabajar con valores máximos de tensión de salida cercanos a los de entrada. Sin embargo el rendimiento que se obtiene es mucho mayor debido a que en el Elevador solamente se procesa una parte de la potencia total, siendo esta potencia proporcional a la diferencia entre la tensión de entrada y de salida.

A continuación se pasa a describir las expresiones de la relación de conversión de tensión en modo de conducción discontinuo (mcd). Las figuras 2.54a y 2.54c muestran la secuencia de circuitos equivalentes en modo de conducción discontinuo (mcd).

Aplicando la ley de Faraday al primer circuito equivalente se obtiene la siguiente expresión:

$$i_{Lmax} = \frac{V_0 \cdot d \cdot T_s}{L_E} \quad (2.83)$$

Aplicando el balance de voltios-segundos al circuito se obtiene:

$$V_0 \cdot d = (V_{0SE} - V_0) \cdot d' \quad (2.84)$$

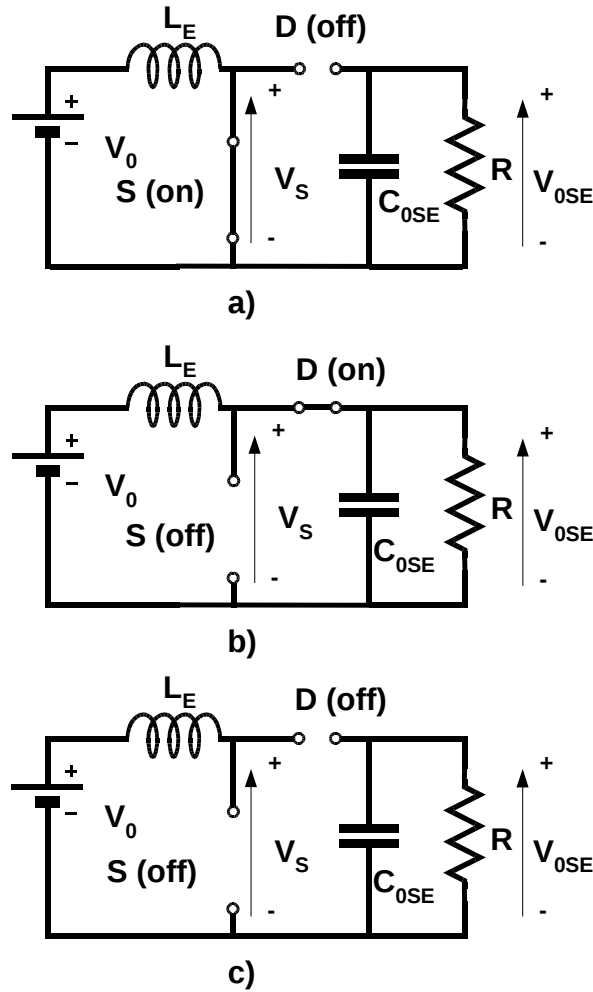


Figura 2.54. Circuitos equivalentes del post-regulador conmutado serie Elevador en modo conducción discontinuo.

donde d' es el ciclo de trabajo del diodo (tiempo de conducción de éste figura 2.55). Por lo tanto, el valor medio de la corriente inyectada en la red RC de salida, i_{iRC} , se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$i_{iRC} = \frac{d' \cdot i_{Lmax}}{2} \quad (2.85)$$

La tensión de salida en condiciones de régimen permanente verifica la siguiente expresión:

$$V_{0SE} = i_{iRC} \cdot R \quad (2.86)$$

A partir de las ecuaciones (2.82) a (2.85) se puede obtener la siguiente ecuación:

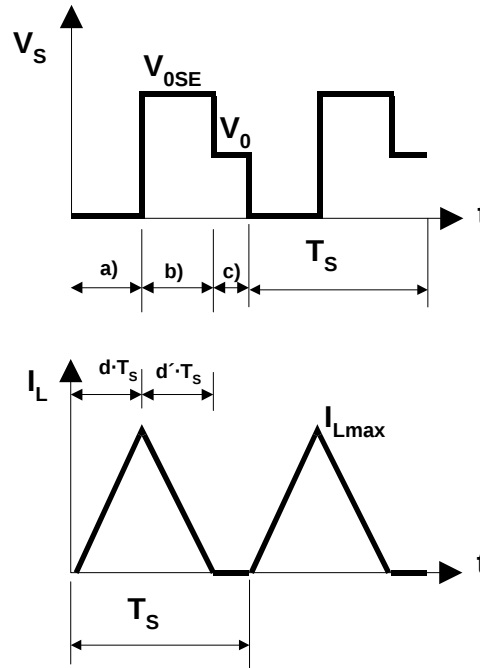


Figura 2.55. Forma de onda de la corriente por la bobina L_E .

$$V_{0SE} = \frac{V_0}{2} \cdot \left[1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot d^2}{K}} \right] \quad (2.87)$$

que nos da la tensión de salida en función del ciclo de trabajo d , de la tensión de entrada V_0 , y del factor $K=2L_E/RT_s$.

Con el fin de saber con precisión en qué modo de funcionamiento está operando el convertidor es preciso conocer la frontera entre los dos modos de funcionamiento, mcd y mcc. De la referencia [9] sabemos que el modo de conducción continuo está garantizado si $K > K_{crit}$ y el mcd si $K < K_{crit}$ en donde K_{crit} es la frontera entre los dos modos de conducción. En la frontera, el ciclo de trabajo del diodo será:

$$d' = 1 - d \quad (2.88)$$

y por tanto el valor de v_{0SE} será el mismo calculado a partir de la ecuación (2.80) que de la ecuación (2.87). A partir de las ecuaciones (2.80), (2.83-2.87) y (2.88) se obtiene entonces el valor de la K_{crit} , cuya expresión es la siguiente:

$$K_{crit} = d \cdot (1 - d)^2 \quad (2.89)$$

Esta ecuación se ha dibujado en la figura 2.56 y derivando dicha expresión podemos obtener el valor máximo de K_{crit} en función de d , $K_{critmax}$, obteniéndose el máximo para un valor de $d_m=0.33$ siendo el valor de la $K_{critmax}=0.148$.

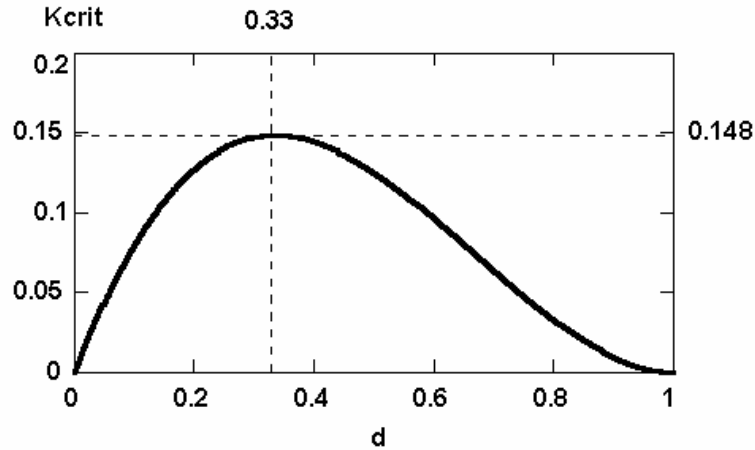


Figura 2.56. Representación de K_{crit} en función del ciclo de trabajo d .

En la figura 2.56 se ha representado el valor máximo de K_{crit} . En dicha figura se observa que si $K > K_{critmax}$ se garantiza el funcionamiento en mcc para cualquier valor del ciclo de trabajo d . Este dato debe de ser tenido en cuenta en el diseño del post-regulador, pues para conseguir regulación completa con valores pequeños de λ , el post-regulador tendrá que trabajar con una variación grande del ciclo de trabajo.

A partir de la condición de $K > K_{critmax}$ se puede obtener el valor de la bobina de filtro L_E que garantice el modo de conducción continuo mcc:

$$L_E > \frac{R \cdot T_S}{2} \cdot K_{critmax} \quad (2.90)$$

Por otra parte, el valor de la bobina de filtro se puede calcular también si conocemos el máximo valor del rizado de corriente pico a pico, Δi_{max} , que deseamos en la bobina el cual se obtiene para el valor máximo del ciclo de trabajo. Aplicando la ley de Faraday al circuito de la figura 2.53 y a partir de la ecuación (2.79) se obtiene la siguiente expresión:

$$L_E = \frac{d_m \cdot v_0 \cdot T_S}{\Delta i_{max}} \quad (2.91)$$

En el caso del convertidor Reductor o *Buck* el valor de la bobina L_B será el siguiente:

$$L_B = \frac{d \cdot d' \cdot v_1 \cdot T_S}{i_{\max}} \quad (2.92)$$

A partir de las ecuaciones (2.89), (2.91) y (2.92) podemos obtener la relación entre las bobinas del post-regulador Elevador, L_E , y del Reductor o *Buck*, L_E , siendo esta la expresada en la ecuación (2.93):

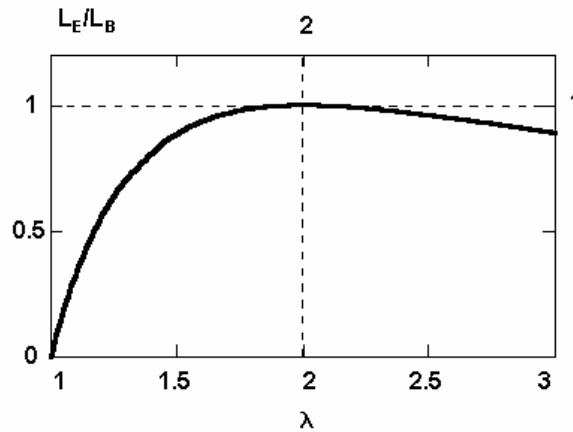


Figura 2.57. Relación entre L_E y L_B en función de λ .

$$L_E = L_B \cdot 4 \cdot \frac{\lambda - 1}{\lambda^2} \quad (2.93)$$

Esta ecuación nos indica que el valor de L_E es menor que el de L_B para valores de λ mayores y menores de 2. Para este valor en concreto las dos bobinas son iguales como se muestra en la figura 2.57 en la cual se ha representado la relación entre L_E y L_B en función de λ .

Como se vio en el apartado 2.2, el rendimiento del post-regulador en función del rendimiento del convertidor de Retroceso o *Flyback* equivalente, figura 2.18, η_{FL} y de K_0 será el expresado en la ecuación.

$$\eta_{SE} = \frac{1 + K_0}{1 + \frac{K_0}{\eta_{FL}}} \quad (2.94)$$

en donde $K_0 = V_{0C}/V_0$, siendo V_{0C} la tensión de salida del convertidor de Retroceso o *Flyback* equivalente y V_0 la tensión de entrada. La ecuación anterior se puede poner también en función

de la tensión de salida V_{0SS} y de la tensión de entrada v_0 , tal como se expresa en la ecuación (2.95).

$$\eta_{SE} = \frac{\eta_{FL}}{1 - (1 - \eta_{FL}) \cdot \frac{V_0}{V_{0SE}}} \quad (2.95)$$

La ecuación anterior ha sido representada en la figura 2.58. En dicha figura se representa el rendimiento en función de la relación V_0/V_{0SE} y del rendimiento del convertidor de Retroceso o *Flyback* equivalente.

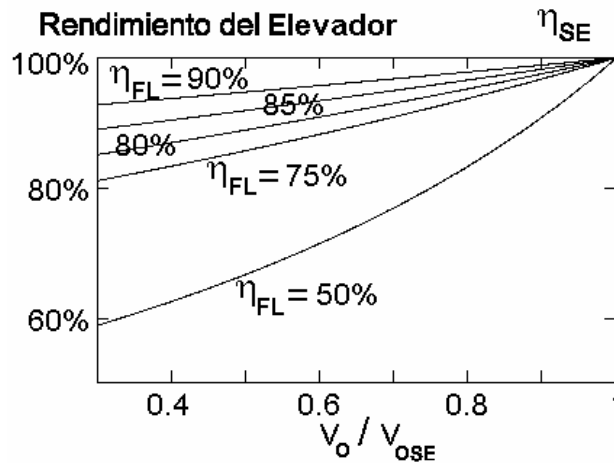


Figura 2.58. Rendimiento del post-regulador conmutado serie Elevador (SSE) en función de V_0/V_{0SE} y η_{FL} .

Cuando el convertidor está trabajando en modo conducción continuo la ecuación (2.95) se puede transformar en la ecuación (2.96) mediante la ecuación (2.79) que corresponde a relación entre las tensiones de entrada y de salida.

$$\eta_{SE} = \frac{\eta_{FL}}{1 - (1 - \eta_{FL}) \cdot (1 - d)} \quad (2.96)$$

En este convertidor los mejores resultados (esfuerzos de tensión bajos, tamaño reducido en la bobina y rendimiento alto) son obtenidos cuando V_0 y V_{0SE} , están muy próximos entre si. No obstante, V_{0SE} y V_0 deben de verificar que $V_{0SE} > V_0$ en cualquier situación posible, incluso en respuesta transitoria como se ve en la figura 2.59.

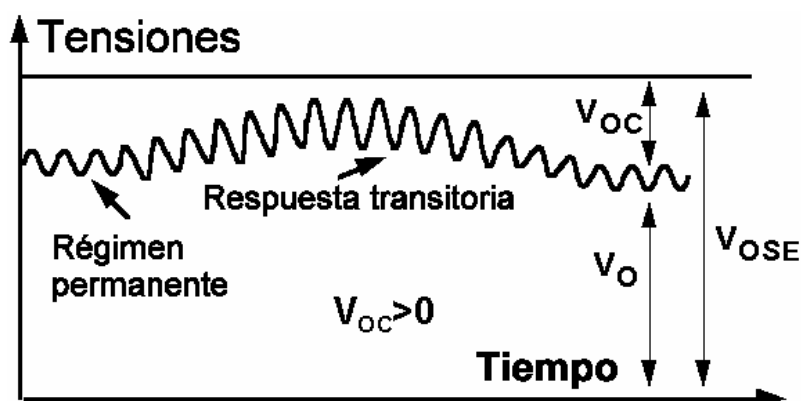


Figura 2.59. Tensiones de entrada V_O y de salida V_{OSE} en el post-regulador conmutado serie Elevador.

2.3.3.2 Resultados experimentales

Con el fin de comprobar el análisis teórico realizado en el punto anterior se ha realizado el diseño de un convertidor Elevador que se muestra en la figura 2.52a. Como datos de partida se han elegido los que a continuación se indican:

Especificaciones del post-regulador conmutado serie Elevador.		
$V_O = 47 \text{ V}$	$V_{OSE} = 54.5 \text{ V}$	$V_{OSEmax} = 62 \text{ V}$
$P_{0max} = 220 \text{ W}$	$P_{0min} = 22 \text{ W}$	$T_S = 10 \mu\text{s}$ $f_S = 100 \text{ kHz}$

Tabla 2.3

En primer lugar es necesario conocer el ciclo de trabajo, D , del convertidor. A partir de la ecuación (2.87) se obtiene $D = 0,138$ para la tensión nominal de salida y $D_{max} = 0,242$ para el valor máximo de la tensión de salida.

Para calcular la bobina de filtro utilizaremos la ecuación (2.90), en la cual R (resistencia de carga) será el valor máximo para el cual queremos que el convertidor esté en modo de conducción continuo. En nuestro caso elegimos el valor de R obtenido con la potencia de salida mínima P_{0min} .

$$R_{max} = \frac{V_{OSE}^2}{P_{0min}} \quad (2.97)$$

de donde se obtiene que $R_{max} = 135 \text{ ohmios}$.

Conocido este valor obtenemos el valor de L_E de la ecuación (2.90), siendo $K_{critmax}=0.148$ y por tanto se obtiene que $L_E \geq 100 \mu H$. En el convertidor se ha utilizado una bobina de valor $L_E = 227 \mu H$.

Para definir completamente la bobina es necesario conocer el máximo valor de la corriente que va a circular por ella. El valor máximo de la corriente se obtiene sumando al valor máximo de la corriente de entrada, que coincide con el valor medio de la corriente por la bobina, el rizado que aparece en la bobina L_E obtenido a partir de la ecuación (2.91).

$$I_{Lpico} = I_{LEmax} + \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} \quad (2.98)$$

en donde

$$I_{LEmax} = \frac{P_{0max}}{V_0 \cdot \eta_{SE}} \quad (2.99)$$

por otra parte el máximo rizado en la bobina será:

$$\Delta i_{Lmax} = \frac{v_0 \cdot d_{max} \cdot T_S}{L_E} \quad (2.100)$$

Por lo tanto de la ecuación (2.98) obtenemos el valor de $I_{LEpico} = 5.3$ Amp que aproximamos al valor de 6 Amp.

A continuación se calcula el valor del condensador de filtro, para lo cual tenemos que conocer cual es la corriente de entrada al condensador, I_D , y la tensión que queremos en la salida, que se han representado en la figura 2.60.

Como se observa en la figura 2.60(a) el valor máximo de la corriente de entrada al condensador, i_D , coincide con el de la corriente por la bobina i_L (considerando nulo el rizado). En la figura 2.60(b) se ha representado la componente de alta frecuencia de la corriente a filtrar. En la figura 2.60(c) se ha dibujado la amplitud del primer armónico de la componente de alta frecuencia de la corriente i_L en función del ciclo de trabajo y la forma de onda del primer armónico de ésta corriente se ha representado en la figura 2.60(d).

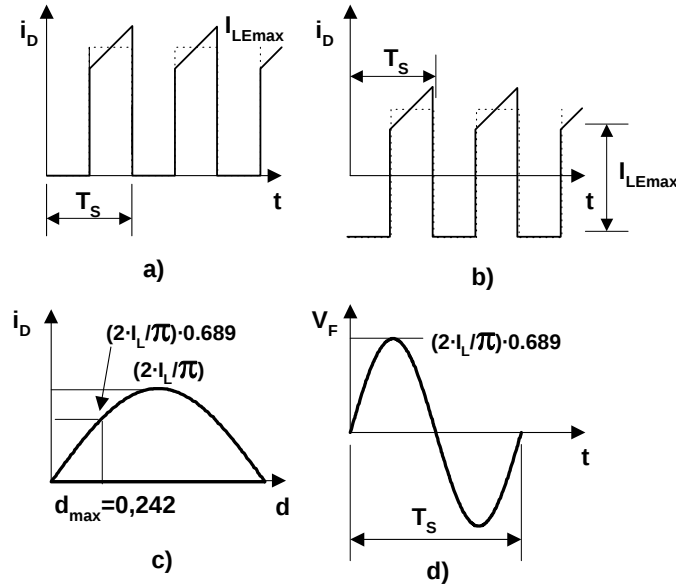


Figura 2.60. a) Corriente I_D por el diodo, b) componente alta frecuencia de I_D , c) amplitud de del primer armónico de la componente de alta frecuencia de i_D en función del ciclo de trabajo d , d) forma de onda del primer armónico de I_D .

El valor de pico del primer armónico de la corriente de entrada al filtro viene dado por la siguiente expresión:

$$i_D = \frac{I_{LEmax}}{\pi} \cdot \sqrt{2 \cdot [1 - \cos((1-d) \cdot \pi \cdot 2)]} = \frac{2 \cdot I_{Lmax}}{\pi} \cdot \text{sen}((1-d) \cdot \pi) \quad (2.101)$$

El valor máximo de rizado se obtiene con $d_{max} = 0.242$, figura 2.60, siendo el valor obtenido:

$$i_{Dmax} = \frac{2 \cdot I_{LEmax}}{\pi} \cdot \text{sen}((1-d_{max}) \cdot \pi) \quad (2.102)$$

de donde se obtiene $i_{Dmax} = 2.117$ A. Si consideramos aceptable un valor de rizado de la tensión de $V_r = 110$ mV pico a pico, el valor del condensador necesario será de:

$$C_{0SE} = \frac{i_{Dmax} \cdot 2}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot V_r} \quad (2.103)$$

de donde se obtiene un valor de $C_{0SE} = 62$ μ F, siendo la tensión del condensador de 100 V.

Para la elección de los semiconductores, diodo y MOS, se tuvieron en cuenta las tensiones máximas que debían soportar, las cuales se definieron en el apartado anterior:

$$V_{Dmax} = V_{Smax} = V_{SEmax} \quad (2.104)$$

de donde se obtuvo el valor de 62 V.

El valor de la tensión elegida para los semiconductores fue de 100V. El valor de la corriente que va a circular por los semiconductores coincide con la máxima corriente por la bobina que en nuestro caso es 6 A. Por lo tanto el valor máximo de la corriente por los semiconductores se eligió mucho mayor de 6 A para que la caída de tensión en estos fuese pequeña y por tanto lo fueran también la pérdidas. Los semiconductores elegidos fueron los siguientes:

- Para el interruptor S el MOSFET IRF540 de 100 V y 28 A.
- Para el diodo D dos diodos 8TQ100 en paralelo de 100V y 8 A para el diodo.
- Como circuito de control se utilizó el circuito integrado 3825.

Las formas de onda que se muestran a continuación corresponden a los ensayos realizados con el convertidor anterior para una potencia de $P_0 = 200$ W, que corresponde a una corriente de $I_{0SE} = 3.37$ A. La figura 2.61 muestra las tensión de entrada, $V_0 = 47$ V, y de salida del convertidor, $V_{0SE} = 54.5$ V, con un ciclo de trabajo de $D = 0.15$. En ella se puede observar como la tensión de salida se encuentra por encima de la tensión de entrada. En la figura 2.62 se han representado las corriente en el diodo de salida y el rizado de la tensión de salida.

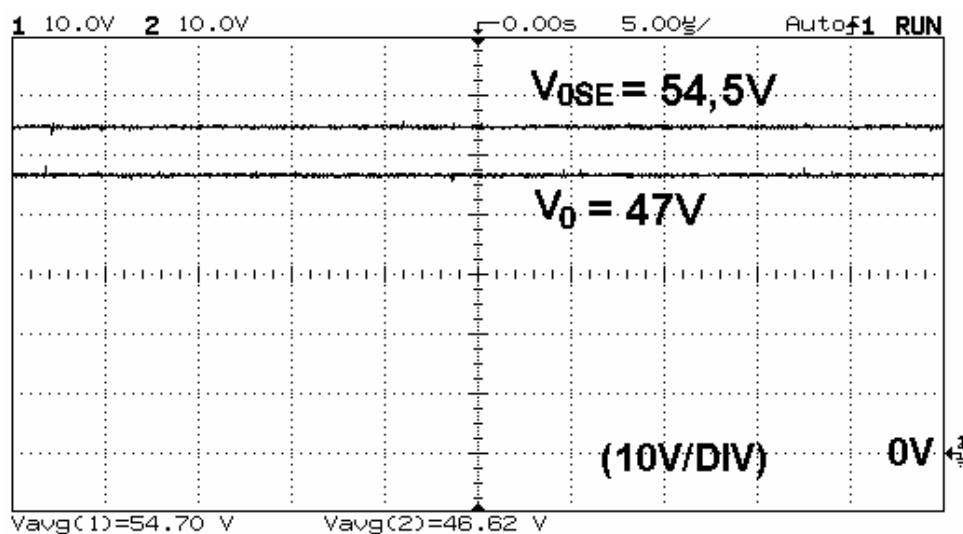


Figura 2.61. Tensiones de entrada V_0 y de salida V_{0SE} en el post-regulador conmutado serie Elevador.

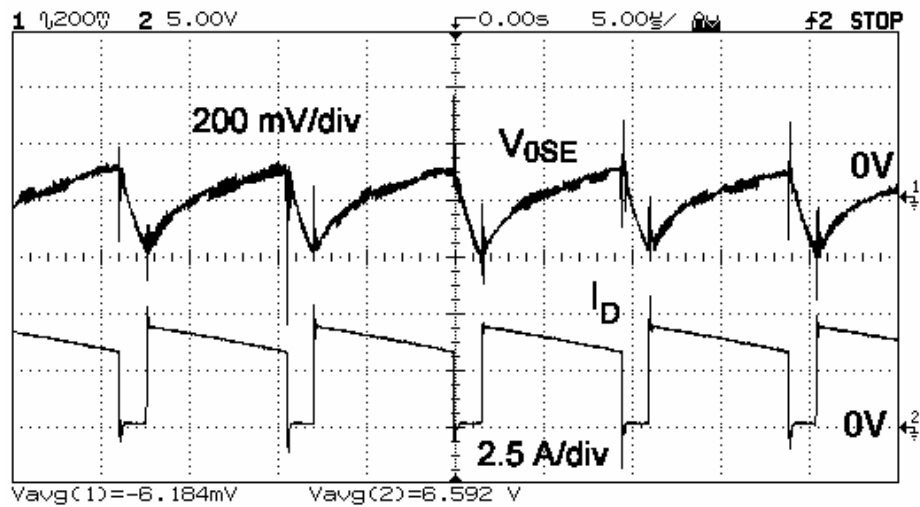


Figura 2.62. Forma de onda de la corriente I_D y rizado de la tensión de salida.

Por otra parte en la figura 2.63 se muestra las tensiones soportadas por los semiconductores, cuyos valores máximos corresponden a la tensión máxima de salida. En la figura 2.64 se observa el rendimiento obtenido por este convertidor es cercano al 98%, cumpliendo con las previsiones realizadas sobre él. En los ensayos del rendimiento se han incluido las pérdidas del mando.

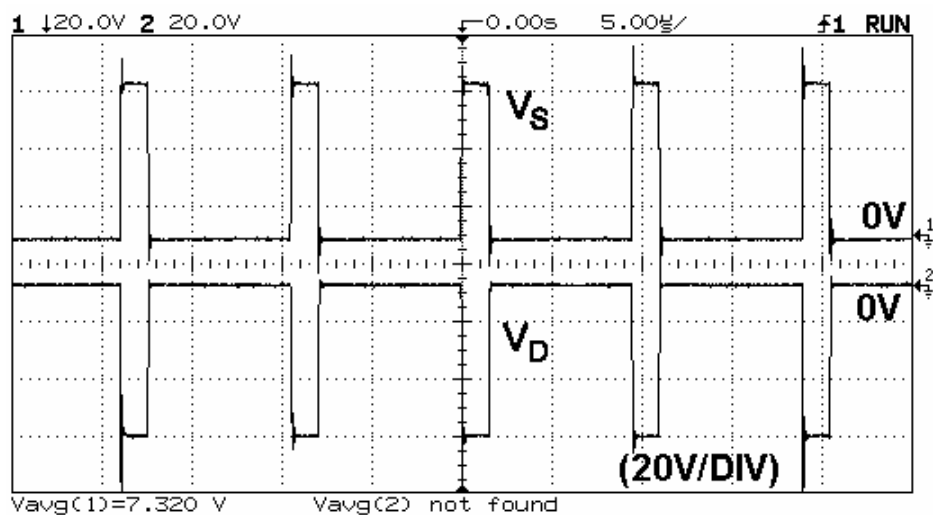


Figura 2.63. Formas de onda de las tensiones soportadas por los semiconductores. a) Interruptor y b) diodo.

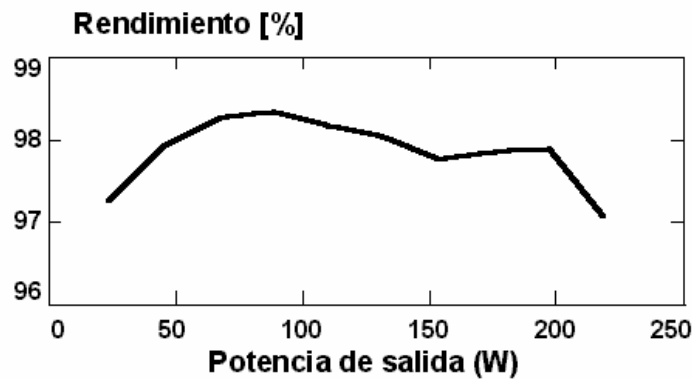


Figura 2.64. Rendimiento obtenido en el post-regulador conmutado serie Elevador.

2.4 USO DE LOS POST-REGULADORES EN CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA.

2.4.1 Determinación de las tensiones de entrada

Como fue explicado en los apartados anteriores, el uso básico para el que fueron pensados los post-reguladores elegidos como post-reguladores de alto rendimiento, es el de servir como etapa de salida de una cadena convertora de energía con corrección del factor de potencia, de forma que es posible disminuir el tamaño del condensador almacenador de energía presente en la salida, o salidas, del prerregulador (ER) y además mejorar la respuesta dinámica sin que se penalice por ello el rendimiento de la conversión.

Para conseguir un correcto funcionamiento de los post-reguladores, es necesario que se cumplan una serie de condiciones entre las tensiones de entrada y de salida de estos. Estas condiciones se pasan resumir para cada uno de los post-reguladores.

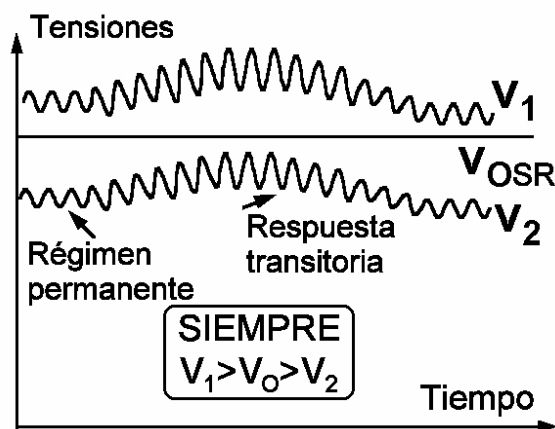


Figura 2.65. Tensiones de entrada V_1 y V_2 y de salida V_{OSR} en el port-regulador Reductor de dos entradas.

En el Post-regulador reductor de dos entradas los valores de la tensión de salida V_0 y de las tensiones de entrada, V_1 y V_2 , se deben elegir de forma que ante cualquier condición de funcionamiento del convertidor la tensión de salida esté situada siempre en medio de las tensiones de entrada, como se puede observar en la figura 2.65, incluso en los transitorios producidos por escalones de variación de la carga. En esta elección de las tensiones hay que tener en cuenta también el rizado que tendremos en los condensadores de almacenamiento de energía C_{B1} y C_{B2} , tal como se muestran en la figura 2.66.

Estos condensadores pueden ser diseñados de forma que el rizado de tensión en ellos sea relativamente grande, es decir, que tanto el valor de la capacidad como su tamaño sean pequeños, ya que el post-regulador se va a encargar de eliminar el rizado de tensión en lo posible. El problema que puede acarrear esto es la necesidad de separar más las tensiones de entrada con el fin de asegurar que la tensión de salida quede situada en medio de las tensiones de entrada. Por otra parte, para obtener las mejores características en el post-regulador (rendimiento, esfuerzos eléctricos en los semiconductores, tamaño en la bobina de filtro, etc) es necesario que las tensiones de entrada V_1 y V_2 estén lo mas próximas posibles, por lo que debe llegarse a una solución de compromiso entre, por una parte, el tamaño de los condensadores y

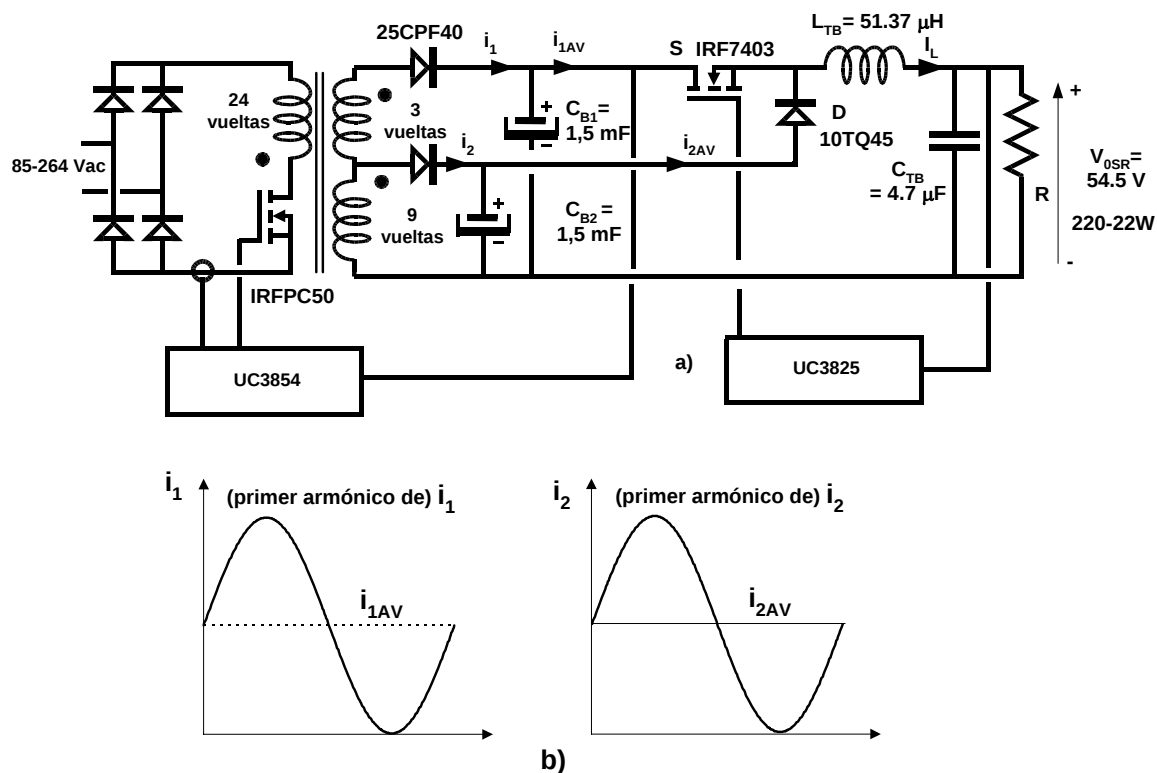


Figura 2.66. a) Prerregulador de Retroceso o Flyback de dos salidas y post-regulador Reductor de dos entradas. b) Forma de onda de la corriente antes (i_1 e i_2) y después (i_{1AV} e i_{2AV}) de los condensadores almacenadores de energía C_{B1} y C_{B2} .

la respuesta transitoria y , por otra parte, el tamaño y rendimiento del post-regulador. Un buen compromiso entre ambos condicionantes puede ser elegir el valor de la tensión inferior V_2 en el rango de 0.7 a 0.8 veces V_1 y haciendo que la tensión de salida sea $V_0 \approx (V_1 + V_2)/2$. En este caso, la reducción obtenida en el tamaño del condensador de almacenamiento puede ser de algunas decenas de veces, pudiéndose obtenerse fácilmente un rendimiento en el post-regulador de alrededor del 97-98%.

Como se comentó anteriormente, la estimación del rizado en los condensadores almacenadores de energía es un hecho importante ya que va a ser uno de los datos determinantes a la hora de elegir las tensiones de entrada.

Los rizados de la tensión de en los condensadores C_{B1} y C_{B2} de la figura 2.66a se pueden obtener teniendo en cuenta que la corriente media en las entradas i_1 e i_2 son:

$$i_{1AV} = \frac{P_0}{V_0} \cdot d \quad (2.105)$$

$$i_{2AV} = \frac{P_0}{V_0} \cdot (1 - d) \quad (2.106)$$

en donde P_0 es la potencia de salida y V_0 es la tensión de salida del post-regulador. Los valores obtenidos en las ecuaciones anteriores coincide al valor medio de la corriente antes del condensador almacenador de energía, como se observa en la figura 2.66b , y por consiguiente con el valor de pico. Por lo tanto, el valor de pico del rizado ΔV_{1p} en el condensador C_{B1} y el valor de pico del rizado de tensión ΔV_{2p} en el condensador C_{B2} serán las siguientes:

$$\Delta V_{1p} = \frac{i_{1AV}}{2 \cdot \omega_L \cdot C_{B1}} \quad (2.107)$$

$$\Delta V_{2p} = \frac{i_{2AV}}{2 \cdot \omega_L \cdot C_{B2}} \quad (2.108)$$

en donde ω_L es 2π veces la frecuencia de red.

Para comprobar el método de cálculo del rizado de tensión de los condensadores almacenadores de energía se ha construido el circuito de la figura 2.66. Con este circuito se midieron los valores del rizado en los condensadores C_{B1} y C_{B2} para diferentes valores de la potencia de salida. Como se puede observar en la figura 2.67 se obtuvo una buena aproximación entre los valores medidos y los valores calculados.

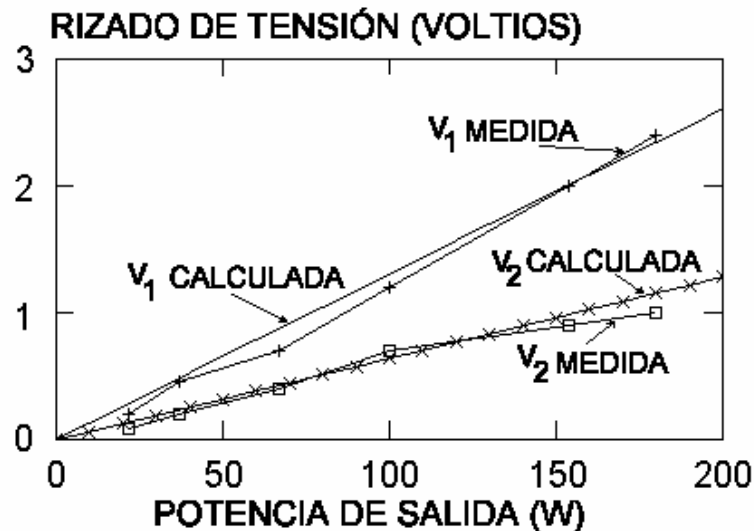


Figura 2.67. Amplitud del rizado de tensión en los condensadores almacenadores de energía C_{B1} y C_{B2} en función de la potencia de salida P_o .

En los post-reguladores conmutados serie Directo *Forward* y el convertidor Elevador usado como post-regulador, es necesario que la tensión de entrada este siempre situada por debajo de la tensión de salida, como se observa en la figura 2.68, con el fin de asegurar el correcto funcionamiento de los post-reguladores en cualquier condición de funcionamiento incluso en los transitorios producidos por variaciones en escalón de la carga. En la elección de la tensión

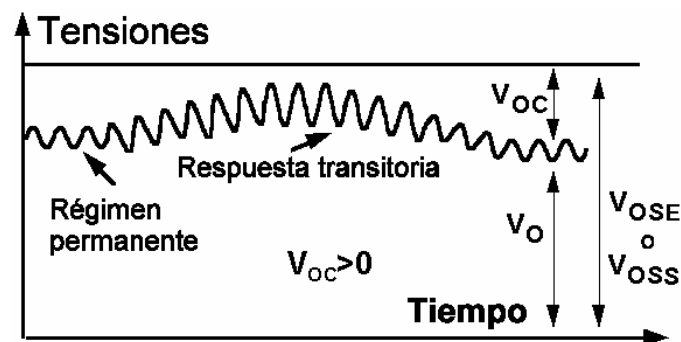


Figura 2.68. Tensiones de entrada V_o y de salida V_{oss} o V_{ose} en los post-reguladores conmutados serie Directo o *Forward* y convertidor Elevador usado como post-regulador.

de entrada hay que tener en cuenta también el rizado que tendremos en el condensador de almacenamiento de energía C_B , ver figura 2.69.

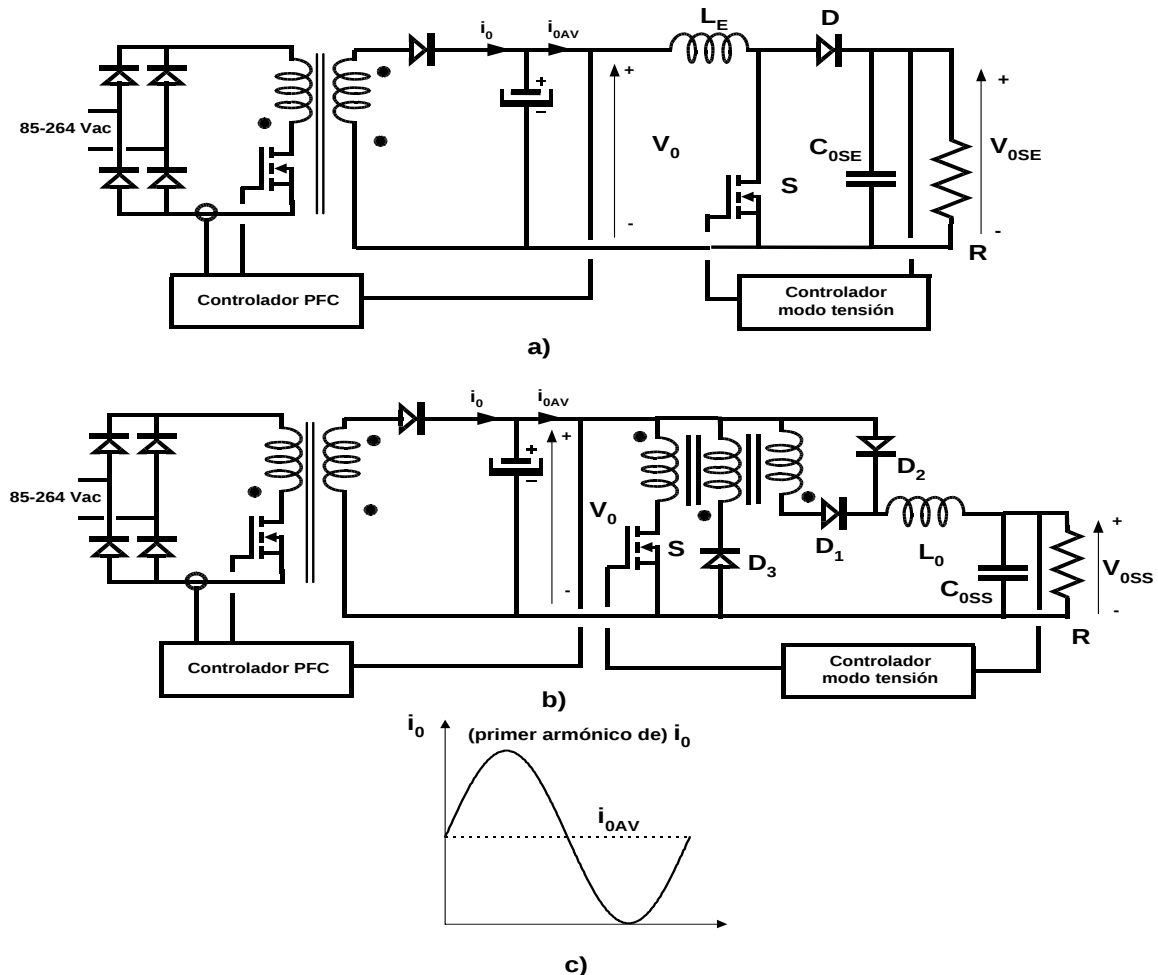


Figura 2.69 Prerregulador de Retroceso o Flyback de una salida y post-regulador conmutado serie a) Directo o Forward o b) Elevador y c) forma de onda de la corriente antes (i_0) y después (i_{0AV}) del condensador almacenador de energía C_B .

El condensador C_B puede ser diseñado de forma que el rizado de tensión en él sea relativamente grande, es decir, que tanto el valor de la capacidad como su tamaño sean pequeños, ya que el post-regulador se va a encargar de eliminar el rizado de tensión en lo posible. El problema que puede acarrear esto es la necesidad de separar más la tensión de entrada y la de salida, con el fin de asegurar que la tensión de salida quede situada por encima de la tensión de entrada. Por otra parte para obtener las mejores características en el post-regulador (rendimiento, esfuerzos en los semiconductores, tamaño en la bobina de filtro, etc.) es necesario que la tensión de entrada y salida estén lo mas próximas posibles, por lo que debe llegarse a una solución de compromiso entre, por una parte, el tamaño de los condensadores y la respuesta transitoria y, por otra parte, el tamaño y rendimiento del post-regulador. Un buen compromiso entre ambos condicionantes es elegir el valor de la tensión de salida de 1,1-1,2

veces la tensión de entrada aproximadamente. En este caso, la reducción obtenida en el tamaño del condensador de almacenamiento puede ser de algunas decenas veces, pudiéndose alcanzar un rendimiento en el post-regulador de entorno al 97-98%.

Como se comentó anteriormente, la estimación del rizado en el condensador de almacenamiento de energía es un hecho importante ya que va a ser uno de los datos determinantes a la hora de elegir la tensión de entrada.

El rizado de la tensión en el condensador C_B de la figura 2.69a o 2.69b se puede calcular teniendo en cuenta que la corriente media en la entrada i_0 es:

$$i_{0AV} = \frac{P_0}{V_0} \quad (2.109)$$

en donde P_0 es la potencia de salida y V_0 es la tensión de entrada al post-regulador. El valor obtenido en la ecuación anterior coincide con el valor medio de la corriente antes del condensador almacenador de energía, como se observa en la figura 2.69c, y por consiguiente con el valor de pico. Por lo tanto, el valor de pico del rizado ΔV_{0p} en el condensador C_B será la siguiente:

$$\Delta V_{0p} = \frac{i_{0AV}}{2 \cdot \omega_L \cdot C_B} \quad (2.110)$$

Otro dato importante en la atenuación de las tensiones de entrada es la dinámica del prerregulador (ER), ya que nos permite conocer cómo van a variar las tensiones de entrada durante los transitorios, como se observa en las figuras 2.65 y 2.68, ante variaciones en escalón de la carga. Este aspecto será tratado en el capítulo 6.

Dado que las tensiones de entrada de los post-reguladores van a tener un valor de rizado de baja frecuencia (100-120 Hz) elevado, y dado que una de las características requeridas en los post-reguladores es obtener un rizado de baja frecuencia pequeño en la tensión de salida, es necesario analizar la función de transferencia entre las tensiones de entrada y de salida (audio-

susceptibilidad), y mejorarla mediante la optimización del lazo de control que vaya a ser utilizado, por lo que este aspecto será analizado en los próximos capítulos.

2.4.2 Protección de cortocircuito. Protección del convertidor.

La protección de sobrecorriente o cortocircuito, como ya se mencionó en los apartados anteriores, no puede ser implementada en los post-reguladores si no que debe ser implementada en el prerregulador. Sin embargo, es necesario proteger a los semiconductores del post-regulador de la sobrecorriente puntual, que se va a producir en el instante inicial en el que se produce el cortocircuito debido a la descarga de los condensadores almacenadores de energía sobre la salida.

En el post-regulador reductor de dos entradas los elementos que pueden sufrir desperfectos son el interruptor S y el diodo de libre circulación D , como se observa en la figura 2.70a.

Para limitar este problema es posible añadir el diodo D_{SC} , como se observa en la figura 2.70(b) entre el punto de la tensión mínima de entrada V_2 y la tensión de salida V_{0SR} de forma que en condiciones normales dicho diodo no conduce al ser su tensión anodo-catodo $V_{AK}=V_2-V_{0SR}$ menor que cero. Este diodo debe ser capaz de soportar picos de corriente elevada y puede ser un dispositivo lento.

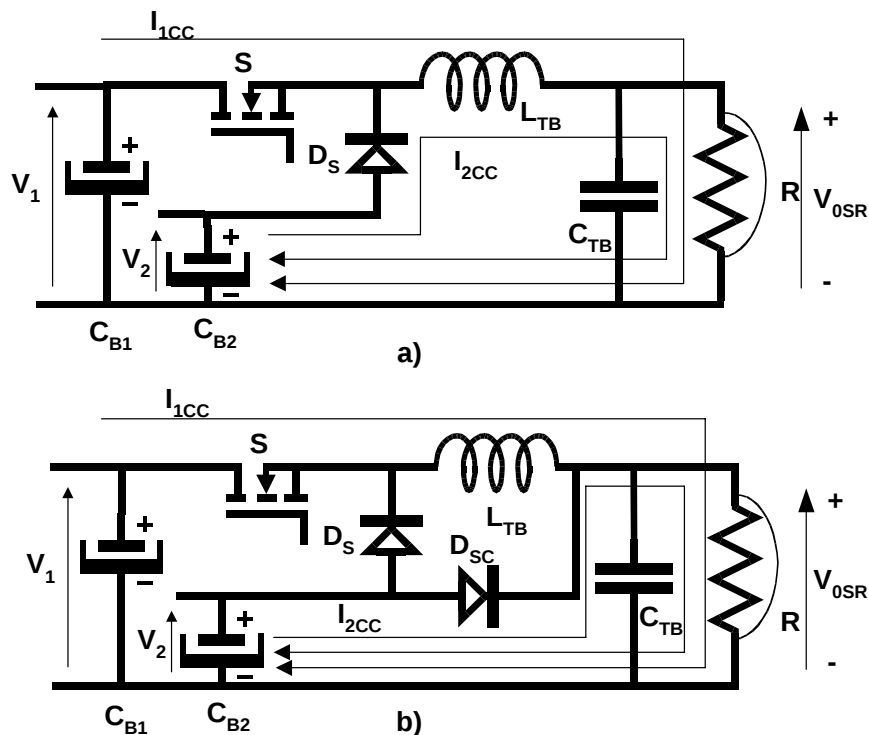


Figura 2.70. Circulación de corriente por los semiconductores en un post-regulador Reductor de dos entradas en un cortocircuito, a) sin diodo D_{SC} y b) con diodo D_{SC} .

Cuando se produce un cortocircuito, el condensador C_{B1} se descargará a través del interruptor S , el cual quedará cerrado $d=1$ tratando de restablecer la tensión de salida a su valor normal, y el condensador C_{B2} tratará de descargarse a través del diodo D y de la bobina de salida L_{TB} encontrando un camino mas fácil y rápido a través del diodo de protección D_{SC} . Con esta protección el único elemento que queda protegido es el diodo D , mientras que el interruptor S deberá dimensionarse para soportar las condiciones del cortocircuito.

En el post-regulador conmutado serie Directo o *Forward* los elementos que debemos proteger son los diodos de salida D_1 y D_2 que van a sufrir la descarga del condensador de almacenamiento C_B , como se puede observar en la figura 2.71a.

Para proteger dichos diodos es posible añadir un diodo, D_{SC} , entre la tensión de entrada V_0 y la de salida V_{OSS} , como se observa en la figura 2.71b. En condiciones normales, dicho diodo D_{SC} no conduce al ser la tensión de salida mayor que la de entrada. Cuando se produce un

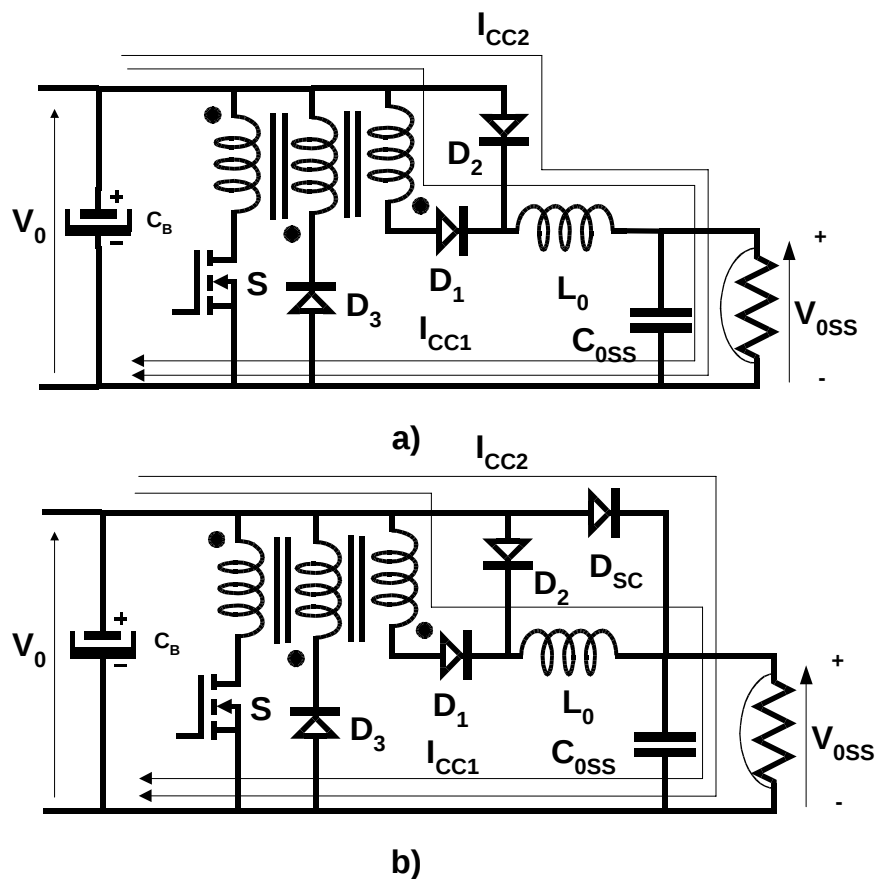


Figura 2.71. Circulación de corriente por los semiconductores en un post-regulador conmutado serie Forward en un cortocircuito, a) sin diodo D_{SC} y b) con diodo D_{SC} .

cortocircuito el condensador de entrada C_B encuentra un camino más fácil y rápido para descargarse a través del diodo D_{SC} , de esta forma en este convertidor quedan protegidos todos los semiconductores. Este diodo debe ser capaz de soportar picos de corriente elevada y puede ser un dispositivo lento.

En el caso de usar un convertidor Elevador como post-regulador, se debe proteger el diodo de salida de la descarga del condensador C_B cuando se produce un cortocircuito, como se observa en la figura 2.72a. De la misma forma que en los casos anteriores, es posible situar un diodo de protección D_{SC} , tal como se muestra en la figura 2.72b, que pueda soportar picos elevados de corriente, entre la tensión de entrada V_0 y la tensión de salida V_{0SE} , con el fin de que el condensador C_B se descargue a través de él. Este diodo puede ser un dispositivo lento. En condiciones normales, dicho diodo no conduce ya que la tensión de salida será, mayor que la de entrada.

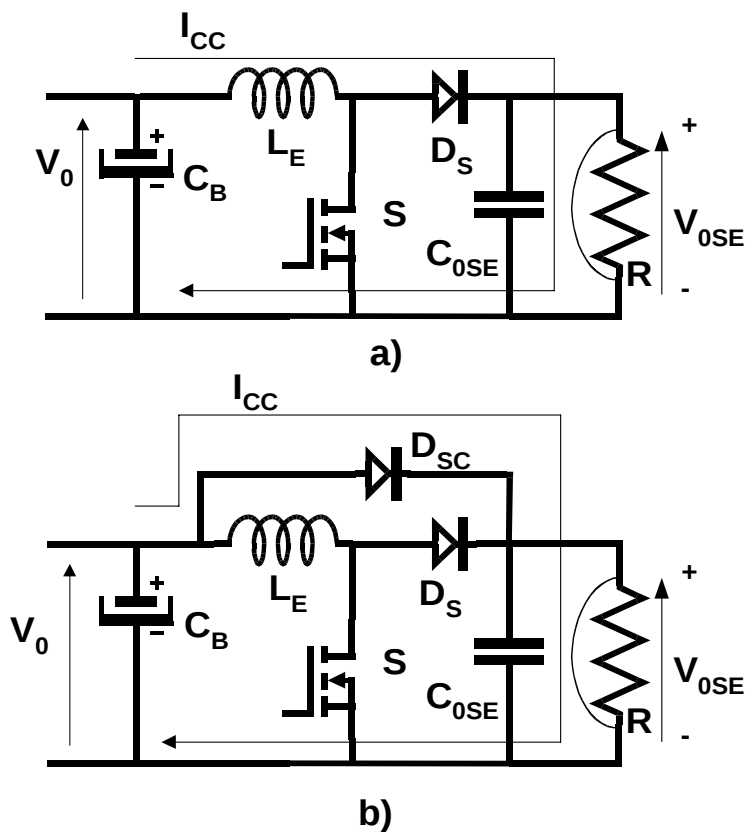


Figura 2.72. Circulación de corriente por los semiconductores en un post-regulador conmutado serie Elevador en un cortocircuito, a) sin diodo D_{SC} y b) con diodo D_{SC}

2.5 CONCLUSIONES.

En este capítulo se han presentado tres topologías útiles como post-reguladores de alto rendimiento. Estas son:

- Post-regulador Reductor de dos entradas,
- Post-regulador conmutado serie Directo o *Forward*,
- El convertidor Elevador usado Post-regulador.

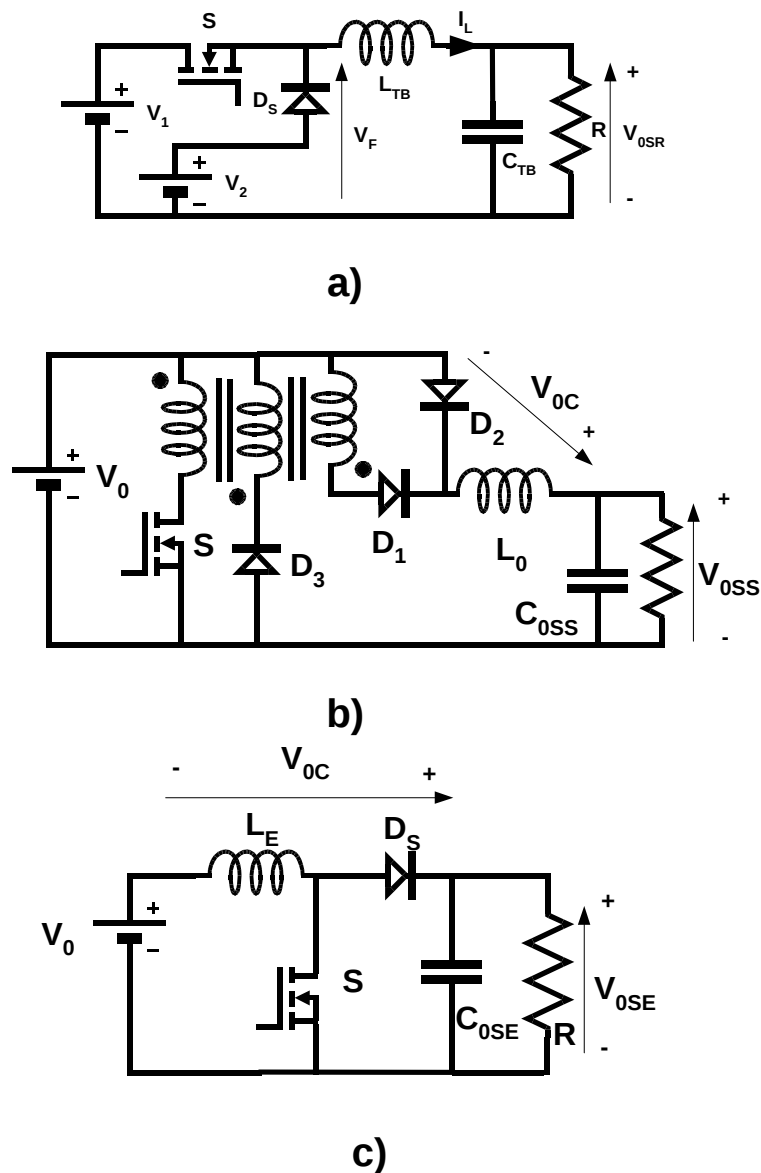


Figura 2.73. Post-reguladores de alto rendimiento a) Reductor de dos entradas, b) conmutado serie Directo o *Forward* y c) Elevador.

El uso del convertidor Elevador como post-regulador se ha llegado partiendo del convertidor de Retroceso o *Flayback* como se ha descrito a lo largo del capítulo.

A continuación se van a describir las características de los tres post-reguladores propuestos utilizando como convertidor de referencia en el análisis realizado el post-regulador Reductor o *Buck*.

Para el post-regulador Reductor de dos entradas se pueden deducir de los análisis realizados previamente las siguientes características.

Las principales ventajas de este tipo de post-regulador son:

- Bajo esfuerzo de tensión en los semiconductores.
- Circuito de control estándar.
- Bobina pequeña (en comparación con el post-regulador Reductor).
- Bajo precio.
- Tamaño del convertidor pequeño.
- Muy alto rendimiento.

El precio que hay que pagar para obtener todas estas ventajas son las siguientes:

- El rango de la tensión de salida está limitado por las tensiones de entrada.
- La protección de cortocircuito no puede ser implementada en el post-regulador y debe de ser implementada en el ER.
- Necesidad de un ER de dos salidas.
- El transistor, al igual que el el post-regulador Reductor, trabaja con toda la corriente de salida. Sin embargo, debido a sus mejores características la caída de tensión es menor que en el transistor utilizado en el convertidor Reductor.

Las características del post-regulador conmutador serie directo o *Forward* son las siguientes.

Ventajas:

- Bajo esfuerzo de tensión en los diodos rectificadores.
- Circuito de control estándar.
- Bobina pequeña (en comparación con el post-regulador Reductor).
- Bajo precio.
- Tamaño del convertidor pequeño.
- Muy alto rendimiento.

- Necesidad de un ER de una salida.

Inconvenientes:

- El valor mínimo de la tensión de salida esta limitado por la tensión de entrada.
- Utiliza dos elementos reactivos, bobina de filtro y transformador. La utilización de dos elementos reactivos hace que se incremente algo el tamaño y precio del post-regulador en comparación con el Reductor de dos entradas.
- La protección de cortocircuito no puede ser implementada en el post-regulador y debe de ser implementada en el ER.
- Mayor esfuerzo de tensión en el interruptor, aproximadamente el doble de la tensión de entrada, que en el Reductor de dos entradas.

En el post-regulador Elevador las características corresponden al de una topología elevadora:

Ventajas:

- Circuito de control estándar.
- Bobina pequeña, (en comparación con el post-regulador Reductor).
- Bajo precio.
- Tamaño del convertidor pequeño.
- Muy alto rendimiento.
- Necesidad de un ER de una salida.

Inconvenientes:

- El valor mínimo de la tensión de salida esta limitado por la tensión de entrada.
- La protección de cortocircuito no puede ser implementada en el post-regulador y debe de ser implementada en el ER.
- Mayor esfuerzo de tensión en el interruptor y en el diodo, siendo este valor la tensión de salida, que es de un valor muy proximo a la tensión de entrada.

Para mostrar de forma más clara las características de los post-reguladores mencionados anteriormente se ha creado la tabla 2.4.

CARACTERISTICAS	POST-REGULADORES			
	REDUCTOR	REDUCTOR DE DOS ENTRADAS	CONMUTADO SERIE DIRECTO O FORWARD	ELEVADOR
Nº de tensiones de entrada.	1	2	1	1
Tensión de salida. Rango de regulación.	$0 < V_{0R} < V_1$	$V_2 < V_{0SR} < V_1$	$V_0 < V_{0SS} < V_0 \cdot (1+k_1)$	$V_0 < V_{0SE} < V_0/(1-d_{\max})$
Tensión de salida.	$d \cdot V_1$	$V_2 + d \cdot (V_1 - V_2)$	$V_0 \cdot (1+k_1 \cdot d)$	$V_0/(1-d)$
Máximo valor de esfuerzo de tensión en los semiconductores.	V_1	$V_1 - V_2$	$V_0 \cdot (1+k_2)$	$V_0/(1-d_{\max})$
Filtro LC.	$L_B C_B$	$L_{TB} \cdot C_{TB} \approx L_B C_B/3$	$L_0 \cdot C_{0SS} \approx L_B C_B/3$	$L_E \cdot C_{0SE} \approx L_B C_B/1.4$
Nº de elementos inductivos.	1	1	2	1
Nº de semiconductores.	2	2	4	2
Valor de la bobina para MCC.	$L_B > \frac{R \cdot T_S}{2} \cdot (1-d)$	$L_{TB} > \frac{R \cdot T_S}{2} \cdot \frac{(\sqrt{\lambda} - 1)^2}{\lambda - 1}$	$L_0 > \frac{R \cdot T_S}{2} \cdot \frac{(\sqrt{\lambda} - 1)^2}{\lambda - 1}$	$L_E > \frac{R \cdot T_S}{2} \cdot d \cdot (1-d)^2$
Rendimiento.	80-90%	97-98%	97-98%	97-98%
Protección de cortocircuito.	Si	No	No	No
Circuito de control.	Estándar	Estándar	Estándar	Estándar

Para poder comparar los diferentes post-reguladores es necesario realizar las siguientes consideraciones:

- El valor de la tensión de entrada y por tanto el valor mínimo de la tensión de salida de los post-reguladores conmutados serie, Directo o *Forward* y Elevador, es igual a la tensión mínima del post-regulador reductor de dos entradas, es decir $V_0 = V_2$.
- El valor máximo de la tensión de salida del post-regulador conmutado serie Directo y del convertidor Elevador como post-regulador es igual al valor máximo en el post-regulador reductor de dos entradas, es decir, $V_0 \cdot (1+k_1) = V_0/(1-d_{\max}) = V_1$.

Por otra parte los valores de k_1 y k_2 son constantes cuyos valores dependen del diseño. En el diseño del post-regulador conmutador serie Directo o *Forward*, el valor de k_1 , que es el cociente entre el número de espiras del secundario del transformador N_S y el número de espiras del primario del transformador N_P , tiene un valor menor que uno y el valor de k_2 , es el cociente

entre el número de espiras del primario del transformador N_p y del numero de espira del bobinado desmagnetizador N_D , depende del ciclo de trabajo máximo para el cual el núcleo del transformador se desmagnetiza completamente. Para un ciclo de trabajo máximo $d_{\max} = 0,5$ el valor de $k_2 = 1$.

En el convertidor Elevador usado como post-regulador el ciclo de trabajo máximo viene fijado por el valor máximo de la tensión de salida, que se ha hecho coincidir con el valor máximo de tensión en los otros post-reguladores, $V_0/(1-d_{\max}) = V_1$.

La elección de uno de los post-reguladores propuestos como etapa de salida de un ER va a depender, en primer lugar, de la cadena conversora, es decir, de si es posible diseñarla desde un principio, por lo que será posible añadir las salidas necesarias al ER, o si es un diseño ya dado en el cual sólo tendremos una salida. En el primer caso se podrían utilizar cualquiera de los post-reguladores, con una o dos entradas, ya que como se ha dicho anteriormente, el numero de salidas es configurable en la etapa de diseño. En el segundo el ER sólo dispone de una salida, luego los post-reguladores que podemos utilizar son los conmutados serie Directo o *Forward* y el convertidor Elevador, dado que son los que sólo necesitan una entrada.

Otro aspecto importante en la elección del post-regulador es el incremento de tamaño que ocasiona el post-regulador en el conjunto, tanto debido al mismo post-regulador como a las posibles modificaciones que haya que realizar en el ER para poder conectar ambos.

En los post-reguladores de una entrada, el incremento de tamaño en el ER es ocasionado solamente por el tamaño del post-regulador. De los dos post-reguladores de una entrada propuestos el que podría elegirse con los criterios hasta ahora mencionados es el Elevador ya que es el que tiene menor tamaño. Utilizando los resultados experimentales de los post-reguladores conmutados serie Directo o *Forward* y el convertidor Elevador realizados para una aplicación de 200W a 100 kHz, el primero posee dos elementos inductivos, un transformador (tamaño del núcleo E30) y la bobina de filtro (tamaño del núcleo E20), frente al único elemento inductivo (tamaño del núcleo E30) del segundo. Se han utilizado los elementos inductivos como referencia del tamaño ya que son los elementos que más van a aportar en el volumen del post-regulador.

En el post-regulador de dos entradas, el incremento de tamaño del ER viene dado por el tamaño post-regulador, el más pequeño de los tres post-reguladores por tener una bobina de filtro con tamaño de núcleo E20 en el ejemplo anterior, y sobre todo por el conjunto de elementos necesarios para añadir una salida al ER, es decir, diodo o diodos y condensador almacenador de energía, siendo éste último el que más volumen añade al conjunto.

A partir de las ecuaciones (2.105), (2.106), (2.107) y (2.108) podemos obtener la relación entre los valores de los condensadores almacenadores de energía de un ER de dos salidas, C_{B1} y C_{B2} , y el condensador del ER de una salida, C_B . Para ello se ha considerado que el valor de pico del rizado de tensión en dichos condensadores va a ser el mismo y que la potencia de salida también. La relación que nos queda es la siguiente:

$$\frac{C_{B1}}{C_B} = d \quad (2.111)$$

$$\frac{C_{B2}}{C_B} = 1 - d \quad (2.112)$$

en donde d es ciclo de trabajo estático del post-regulador reductor de dos entradas. Para un ciclo de trabajo $d = 0.5$ obtenemos que C_{B1} y C_{B2} son de la mitad de capacidad que C_B . Por ejemplo, para una potencia de salida como la utilizada en el diseño experimental de los post-reguladores (220 W), a partir de las ecuaciones (2.105) a (2.110) y considerando un valor máximo del rizado de tensión de 1 V y un ciclo de trabajo para el reductor de dos entradas $d = 0.5$ obtenemos que $C_B = 6.600 \mu\text{F}$ y $C_{B1} = C_{B2} = 3.300 \mu\text{F}$.

Dado que el dato que interesa es el tamaño de los condensadores es necesario conocer otro de los parámetros que van a definir dicho tamaño, que es la tensión soportada por los condensadores. Poniendo como ejemplo los diseños realizados en los apartados experimentales, tenemos como tensiones de entrada a los post-reguladores los siguientes valores: las tensiones de entrada del post-regulador conmutado serie Directo y del Elevador, y la tensión inferior del post-regulador reductor de dos entradas es $V_{\min} = 47 \text{ V}$ y la tensión superior del post-regulador de dos entradas es $v_{\max} = 62 \text{ V}$. Por lo tanto, dichas tensiones van a fijar el valor de las tensiones en los condensadores almacenadores de energía que serán de 63 V para aquellos condensadores deban soportar la tensión mínima, C_B y C_{B2} , y de 100 V para aquellos condensadores que deban soportar la tensión máxima, C_{B1} .

En la siguiente tabla se indican cuáles son los elementos que definen el tamaño del post-regulador aplicado a un ER en el ejemplo que nos ocupa. También se incluyen los condensadores almacenadores de energía y los diodos asociados a éstos, indicando en cada caso el valor y el tamaño (volumen), debido a que en cada post-regulador el número de estos elementos va a cambiar.

POST- REGULADORES	Elementos utilizados						
	C_{B1}	C_{B2}	C_B	Diodos adicionales	Bobina de filtro	Transfor- mador	Volumen total
REDUCTOR DE DOS ENTRADAS	3.300 μ F/ 100V 48.105 mm ³	3.300 μ F/ 63V 28.274 mm ³		1 (Flyback) o 2 (Push- Pull Boost)	E20/6 - 50 μ H/4A 1.500 mm ³		77.879 mm ³
CONMUTADO SERIE DIRECTO O FORWARD			6.800 μ F/ 63V 48.105 mm ³	2	E20/6 - 50 μ H/4 ^a 1.500 mm ³	E30 4.000 mm ³	53.605 mm ³
ELEVADOR			6.800 μ F/ 63V 48.105 mm ³	1	E30- 227 μ H/5A 4.000 mm ³		52.105 mm ³

Tabla 2.5

Los datos sobre los condensadores han sido obtenidos de los catálogos de PHILIPS sobre condensadores electrolíticos de la serie 058/059 PLL-SI y los datos sobre los elementos inductivos, han sido obtenidos de los catálogos de SIEMENS de ferritas y accesorios. Con los datos anteriormente expuestos (rendimiento, esfuerzos eléctricos de los semiconductores, aumento de superficie en el convertidor, etc) se podría tomar una primera decisión de cual de los post-reguladores analizados es mejor utilizar en función de los datos disponibles. En los capítulos posteriores se analizarán otras características (audiosusceptibilidad, impedancias de entrada o salida, etc.) importantes que nos van a permitir completar los criterios de selección.