



# ANÁLISIS DE LOS ANGULOS LIMITES DE CONDUCCIÓN CONTINUA-DISCONTINUA EN EL REGULADOR CONMUTADO ELEVADOR COMO CFP

Héctor S. Trujillo Alvarado

## RESUMEN / *Abstract*

En este trabajo se analizan las formas de onda del regulador conmutado elevador como CFP trabajando parte del tiempo en operación continua y parte del tiempo en operación discontinua. Se evidencia el hecho de que los ángulos límites de conducción no son simétricos respecto al máximo de la onda como sugieren trabajos publicados por otros autores. La simulación con PSPICE confirma este hecho y a partir de los resultados de la simulación se calculan teóricamente las contribuciones a la corriente de directa en la carga que aportan las zonas discontinuas y la zona continua de forma aproximada. Se propone una vía para el cálculo analítico de la zona de operación continua.

Palabras clave: regulador conmutado elevador, ángulos de conducción, simulación con PSPICE.

*The wave forms of a boost switching regulator working as a PFC part time in the continuous mode of operation and part time on the discontinuous mode are analysed. The fact that the limit conduction angles are not symmetrical with respect to the maximum of the current (on the contrary of what stated in papers published by other authors) are evidenced. PSPICE simulations confirmed this assertion. From these results the contributions to the DC output current of the different operating zones are theoretically estimated. It is proposed a way to calculate analitically the contribution to the DC output current of the continuous zone.*

*Keywords: boost switching regulator, conduction angles, PSPICE simulation.*

## INTRODUCCIÓN

La arquitectura de las fuentes de alimentación CA-CD ha evolucionado mucho durante los últimos años. La más comúnmente empleada estaba formada por un rectificador a diodos con filtro a capacitor. Este esquema, aunque robusto y confiable introducía gran cantidad de armónicos en las líneas de alimentación de CA, deteriorando el factor de potencia (FP) y la distorsión total de armónicos (DTA).[1].

Las exigencias de las normas de la IEC [2] en cuanto a la generación de armónicos por las fuentes de alimentación de equipos electrodomésticos, computadoras personales y otros, motivaron un gran desarrollo de los circuitos correctores del factor potencia (CFP) basados en los reguladores conmutados [3].

En particular, el regulador conmutado elevador, por sus características propias de operación, esto es, los intervalos de

no conducción en la corriente de entrada son más pequeños que los del regulador reductor, lo hacen muy adecuado para esta aplicación [4]. Se han desarrollado otras variantes como el buck-boost, el flyback, etc, empleando diferentes técnicas de control para lograr la corrección del factor potencia [5].

Se han presentado trabajos [6,7] donde se analizan las formas de onda de la corriente en el inductor del regulador elevador, con cálculos teóricos de los ángulos límites de conducción entre los modos continuo y discontinuo [6]. El cálculo de la corriente de salida  $I_o$  cuando el regulador trabaja siempre en operación discontinua fue presentado en [8].

En este trabajo se aborda el caso del cálculo de  $I_o$  cuando el regulador trabaja parte del tiempo en operación continua y parte del tiempo en operación discontinua.

## SIMULACIÓN CON PSPICE Y ANÁLISIS.

El regulador conmutado elevador de la Fig.1 se simuló con PSPICE, con el siguiente juego de datos:

$V_g = 30 \text{ sen}(377 t)$ ,  $L = 3.8 \text{ mH}$ ,  $C = 50\mu\text{F}$ ,  $R_L = 1 \text{ K}\Omega$  y con  $t_{on} = 25\mu\text{s}$ ,  $T = 100\mu\text{s}$  de la señal de control.

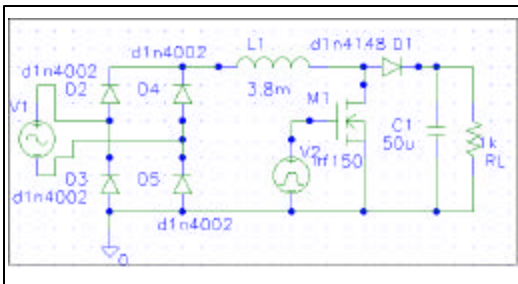


Figura 1. Regulador conmutado elevador en lazo abierto.

La Fig. 2 muestra que para el juego de valores de las componentes, voltaje de alimentación y ciclo útil usados, el regulador trabaja parte del tiempo en operación discontinua y parte del tiempo en operación continua.

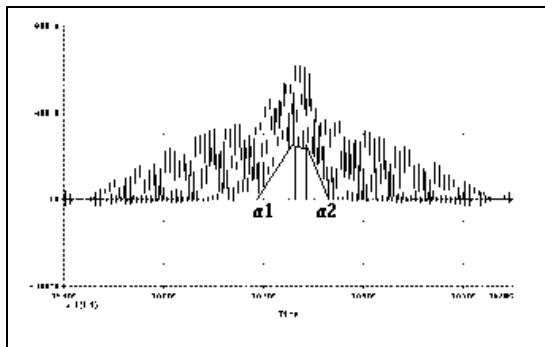


Figura 2 Corriente en el inductor contra tiempo del circuito de la figura 1. El regulador trabaja parte del tiempo en operación continua y parte del tiempo en operación discontinua.

La Fig.5 de la referencia [6] presenta resultados experimentales para un regulador conmutado del mismo tipo. Las formas de onda de la Fig. 2 y de la Fig.5 de [6] son muy similares, manifestando cierta asimetría respecto al máximo de la onda de los tiempos o ángulos en que la conducción pasa de discontinua a continua y viceversa.

Sin embargo, de acuerdo con la teoría propuesta por Sebastián [6], el cálculo de los ángulos límites de operación vendrían dados por:

$$\alpha = \sin^{-1} \left( \frac{M}{\hat{e}} - 2M^3 \left( \frac{2L}{R_L T} \right) \frac{\hat{u}}{\hat{u}} \right) \quad (1)$$

Donde  $M = \frac{V_o}{\hat{V}_g}$

Que para el juego de datos usado en la simulación con PSPICE produce:

$$\alpha_1 = 69.61^\circ \text{ y } \alpha_2 = \pi - \alpha_1 = 110.39^\circ$$

Estos resultados implican que los límites de conducción son simétricos respecto al máximo de la onda, lo cual contradice los resultados prácticos y de simulación.

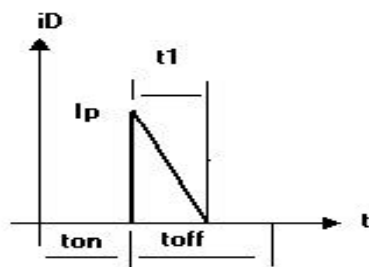
El cálculo de  $I_o$  para el caso de operación en modos continuo y discontinuo siguiendo el método usado en [8] requiere un conocimiento más preciso de la forma de la onda de la Fig.2.

A continuación se presenta el cálculo aproximado de la corriente de salida  $I_o$  basados en la teoría desarrollada en [8] y los resultados de simulación de la Fig.2.

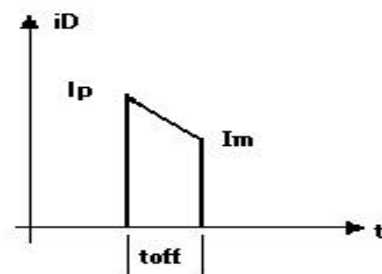
### CALCULO APROXIMADO DE $I_o$ ,

De la Fig.2 se aprecia que parte del tiempo del semiperíodo de la onda sinusoidal de la alimentación el regulador está trabajando en el modo de operación discontinua y entre los ángulos  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  la conducción se hace continua.

Las formas de onda de la corriente en el diodo para un período de la señal de conmutación correspondientes a cada caso se ilustran en las Fig. 3a y 3b.



**Fig. 3a**



**Fig. 3b**

*Fig3a. Corriente en el diodo en el modo de operación discontinua.*

*Fig3b Corriente en el diodo en el modo de operación continua.*

El valor de  $I_o$  será el valor medio de  $i_o(t)$  en un semiperíodo de la onda de 60Hz, pero como  $i_o(t)$  tiene formas distintas en la región discontinua y la región continua, habría que determinarlas analíticamente en cada caso y buscar además los límites de integración.

### Caso1. Región discontinua.

Del análisis de la Fig.3a,  $i_o(t)$  (valor medio de la onda triangular mostrada en un período  $T = t_{on} + t_{off}$ ) vendría dada como:

$$i_o(t) = \frac{t_{on}^2}{2LT} \frac{v_g^2(t)}{(-v_g(t) + v_o)} \quad (2)$$

La que puede escribirse como:

$$i_o(t) = \frac{t_{on}^2}{2LT} \left( -v_g - v_o + \frac{v_o^2}{v_o - v_g} \right) \quad (3)$$

Llamando  $\beta_1$  y  $\beta_2$  a los ángulos límites de integración, la contribución a  $I_o$  de una región discontinua vendría dada por:

$$I_{o_{dis}} = \frac{t_{on}^2}{2pLT} \int_{\beta_1}^{\beta_2} \left( -v_g - v_o + \frac{v_o^2}{v_o - v_g} \right) d\omega t \quad (4)$$

Su solución viene dada por:

$$I_{o_{dis}} = \frac{t_{on}^2}{2LT} \left[ \frac{1}{p} \left( \cos \beta_2 - \cos \beta_1 \right) - \frac{v_o}{p} (\beta_2 - \beta_1) \right] + \frac{t_{on}^2}{2LT} \left[ \frac{2v_o^2}{p \sqrt{(v_o^2 - v_g^2)}} \left( \operatorname{tg}^{-1} \frac{v_o \operatorname{tg} \frac{\beta_2}{2} - v_g}{\sqrt{(v_o^2 - v_g^2)}} \right) - \operatorname{tg}^{-1} \frac{v_o \operatorname{tg} \frac{\beta_1}{2} - v_g}{\sqrt{(v_o^2 - v_g^2)}} \right] \quad (5)$$

La expresión (5) constituye una generalización del resultado presentado en [8].

Para la zona discontinua a la izquierda de la Fig.2:

$$\beta_1 = 0 \quad \beta_2 = \alpha_1 = 1.328 \text{ radianes}$$

Evalando (5), haciendo uso de los datos de la simulación, queda

$$I_{o_{dis}}(izq) = 6.263 \text{ mA}$$

Para la zona discontinua a la derecha de la Fig.2 tendremos:

$$\beta_1 = \alpha_2 = 1.9226 \text{ radianes} \quad \beta_2 = \pi$$

Evalando (5) resulta:

$$I_{o_{disc}}(der) = 5.7 \text{ mA}$$

Luego la contribución total a  $I_o$  de las regiones discontinuas será:

$$I_{o_{disc}}(izq) + I_{o_{disc}}(der) = 11.963 \text{ mA}$$

## Caso 2. Región continua.

Los cálculos para la región continua se realizan a partir de los resultados de la simulación, una parte analítica y la otra tomando un paralelogramo de aproximación a la envolvente inferior de la onda triangular (ver Fig.2).

Parte analítica:

Los valores de  $\Delta i_L = I_p - I_m = (v_g/L)t_{on}$  (ver Fig.3b), superpuestos al paralelogramo dibujado en la propia Fig.2, producen una contribución a la  $I_{oc}$  ( $I_o$  de la región continua) la que puede calcularse como:

$$i_{o_{triang}} = \frac{1}{2} \frac{v_g}{L} t_{on}$$

De donde:

$$I_{oc_{triang}} = \frac{1}{p} \int_{a_1}^{a_2} \frac{1}{2} \frac{v_g}{L} t_{on} d(wt)$$

Integrando resulta:

$$I_{oc_{triang}} = \frac{-t_{on} \hat{v}_g}{2LT} (\cos a_2 - \cos a_1)$$

Evalutando resulta:

$$I_{oc_{triang}} = 15,26 \text{ mA}$$

## Estimado del valor que aporta el paralelogramo ( $I_{oc_p}$ ).

Al paralelogramo, el cual se dividió en dos triángulos y un rectángulo, se le calcula su área la que dividida por  $T_{60}/2$  aporta:

$$I_{oc_p} = \frac{2}{T_{60}} \dot{A} \text{ areas} = 11.195 \text{ mA}$$

## Corriente total de la zona continua:

$$I_{oc} = I_{oc_{triang}} + I_{oc_p} = 15.26 + 11.195 = 26.455 \text{ mA}$$

La corriente total  $I_o$  viene dada por:

$$I_o = I_{o_{disc}} + I_{oc} = 11.963 + 26.455 = 38.418 \text{ mA}$$

El valor de la resistencia de carga correspondiente sería:

$$R_L = v_o / I_o = 36 / 38.418 \text{ mA} = 0.937 \text{ K}\Omega$$

El cual es bastante aproximado (0,63% de error) respecto al valor usado en la simulación con PSPICE que fue de  $R_L = 1 \text{ K}\Omega$ .

La solución analítica pasaría por determinar la forma de onda de la envolvente de la onda triangular de la Fig.2 la cual es bastante compleja y de la cual se propone una posible vía para su realización.

## FILTRO LC: ANALOGÍA Y FORMA DE ONDA

El cálculo de los ángulos de conducción de los diodos en los rectificadores con filtro a capacitor o filtro a inductor son bien conocidos [9]. Sin embargo, el cálculo general para el caso del filtro LC no se encontró en la literatura consultada.

Un rectificador de media onda con filtro LC se muestra en la Fig. 4 y la forma de onda de la corriente en el inductor obtenida con el .PROBE de PSPICE se muestra en la Fig.5.

Si se compara este resultado con la Fig.2 se observa la similitud de las formas de onda de las envolventes con la misma. Por tanto se propone la determinación de la forma de onda de la envolvente partiendo del cálculo de la forma de onda del filtro LC y adecuarla posteriormente al caso del regulador conmutado.

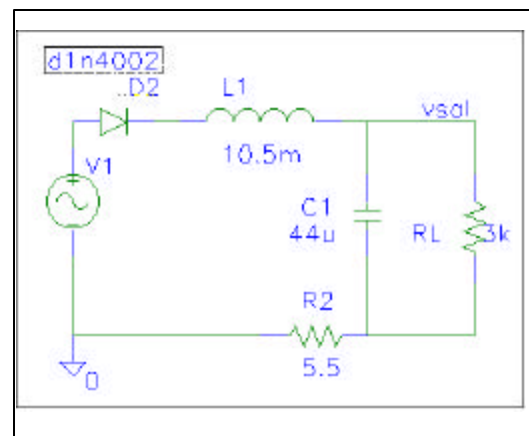


Figura 4 Rectificador de media onda con filtro LC.

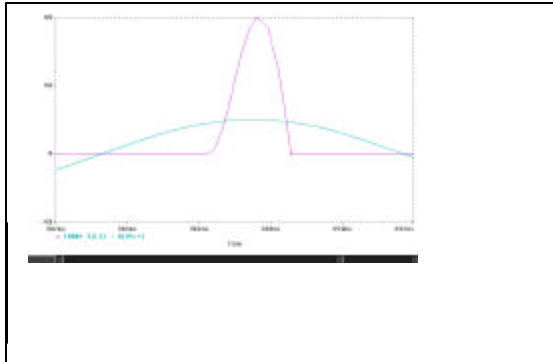


Figura 5 Corriente en el inductor del circuito de la figura 1 sincronizado con un semiciclo del voltaje de alimentación.

## CONCLUSIONES.

Del análisis de los resultados prácticos y de simulación de las formas de onda de la corriente en el inductor de un regulador conmutado elevador usado como CFP (en lazo abierto) se concluye que los ángulos límites de conducción continua-discontinua no son simétricos respecto al máximo de la corriente.

Si se dispone de una buena aproximación de la forma de onda de la envolvente de la onda triangular en la zona de operación continua se puede calcular con buena aproximación el valor de la corriente en la carga.

Un mejor análisis requiere el cálculo de tal envolvente para lo que se propone basarse en la similitud de las formas de onda del regulador conmutado elevador y el rectificador con filtro LC.

## REFERENCIAS.

- [1]. Sebastián, J y Jaureguizar, M.: "Corrección del factor de potencia", *Mundo Electrónico*, Dic, 1994 pp54-59.
- [2] IEC 1000-3-2. *Electromagnetic compatibility. International standard.*
- [3]. Mohan, N; Undeland, T.M; y Robins, W.P.: "Power electronics. Converters, Applications and Design" Capítulo 18, pp 483-504, John Wiley and Sons, 1989.
- [4]. Dixon, L.H.: "High power factor pre-regulation for off-line power supplies" *Unitrode power supply design seminar* pp 6.1-6.16, 1988.
- [5] Ghanem, M.C; Al-Haddad, K y Roy, G.: "A new control strategy to achieve sinusoidal line current in a cascade buck-boost converter". *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, Vol 43, #3, June 1996, pp 441-449.
- [6] Sebastián, J; Cobos, J.A.; Lopera, J.M y Uceda, J.: "The determination of the boundaries between continuous and discontinuous conduction modes in PWM DC-to DC converters used as power factor preregulators", *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol 10 #5 Sep 1995, pp 574-582.

[7] Gotfryd, M.: "Output voltage and power limits in Boost Power Factor corrector operating in discontinuous inductor current mode." *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol 15, #1, Jan 2000.

[8] Trujillo, H. y Vizcay, A.: "El regulador elevador como CFP en el límite de operación continua" SAAEI 2001. Matanzas, Cuba. Sesión de Posters.

[9] Ryder, J.D.: *Electronic Fundamentals and Applications*, Capítulo 6, pp 113-148.

## DATOS DEL AUTOR

Hector S. Trujillo Alvarado

Ingeniero electricista, M.Sc., Doctor en Ciencias Técnicas, Profesor Titular

CIME, Facultad de Eléctrica, ISPJAE

Áreas de interés: sensores magnéticos, ensamblaje y encapsulado dispositivos

semiconductores, fiabilidad de equipos y componentes electrónicos, reguladores conmutados

como correctores del factor de potencia

Email: hector.trujillo@cime.ispjae.edu.cu