

## CONVERSOR PWM ELEVADOR AC-DC CON CORRECCIÓN ACTIVA DEL FACTOR DE POTENCIA.

Ing. Pablo Rivera Argoti  
Escuela Politécnica Nacional

### Resumen

En el presente trabajo un convertor elevador AC-DC con modulación por ancho de pulso (PWM) y corrección activa del factor de potencia es analizado, simulado y diseñado.

Para un valor dado de voltaje de entrada, voltaje de carga y corriente de carga, el inductor elevador y el filtro de salida del convertor son diseñados para permitir operación discontinua. Además el rango de variación de la relación de trabajo del convertor para que trabaje en el modo de conducción discontinua es analizado.

Las características de operación del convertor con corrección activa del factor de potencia son luego verificadas utilizando la simulación digital. Esta, subsecuentemente es confirmada experimentalmente. En adición, el análisis espectral de la corriente de entrada con y sin filtro de entrada es desarrollado para observar las componentes armónicas en este modo de operación y verificar la corrección del factor de potencia.

### Abstract

A Pulse With Modulated (PWM) AC-DC boost converter with active power factor correction is analysed, simulated and designed.

For a given input voltage, load voltage, and load current, the boost inductor and the output filter capacitor of the converter, are designed to enable discontinuous operation.

The allowable duty cycle to operate the boost converter under this desired mode is analysed, and the critical duty cycle is evaluated for the given circuit configuration with maximum load.

The operating characteristics of the boost converter are then verified using digital simulation. This, is implemented using the state-space technique with steady state solutions obtained by the conventional Runge-Kutta time-step numerical method. Then, the simulation is confirmed experimentally.

### INTRODUCCIÓN

Cuando diodos rectificadores son utilizados para obtener una fuente DC existen algunas desventajas inherentes. El voltaje de salida no es continuo puro y contiene una

Pablo Rivera Argoti  
Msc. in Power Electronics  
Escuela Politécnica Nacional  
Quito - Ecuador  
Postalcode: 17-01-2759

componente de alterna sustancial, alto contenido armónico de la corriente de entrada y un bajo factor de potencia. Rectificadores controlados son a menudo utilizados para remplazar los diodos rectificadores. Sin embargo las magnitudes de la componente de rizado, armónicos de la corriente de entrada y factor de potencia se ven afectados aún más conforme el ángulo de disparo de los rectificadores es incrementado.

Con el propósito de reducir el rizado en la salida del rectificador un filtro LC es incluido pero este filtro crea adicionales problemas en la entrada del rectificador. La corriente de entrada debido al efecto combinado del filtro y el control de fase es no sinusoidal. Dependiendo de la configuración del filtro, el contenido armónico de la corriente de entrada puede incrementarse conforme el ángulo de fase es incrementado.

Para solucionar las desventajas arriba mencionadas de los rectificadores controlados por fase, configuraciones de convertidores AC-DC con alto factor de potencia han sido investigadas y presentadas.

El objetivo de este trabajo es analizar y diseñar un convertor PWM monofásico AC-DC elevador en el modo de conducción discontinua con corrección activa del factor de potencia. Para lograr con este objetivo, el convertor elevador es analizado y simulado y luego esta simulación es comprobada con resultados experimentales.

### CONVERSOR AC-DC ELEVADOR CON CORRECCIÓN ACTIVA DEL FACTOR DE POTENCIA.

El convertor AC-DC propuesto es indicado en la figura 1; éste, consiste de dos etapas:

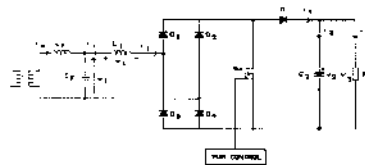


Fig. 1 Diagrama circuital del convertor elevador AC-DC

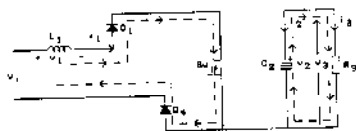
La primera etapa es un rectificador monofásico tipo puente que está compuesto de un filtro de entrada, un inductor elevador, un puente de diodos, un corrector activo del factor de potencia y un filtro de salida. La segunda etapa puede ser modelada como cualquier tipo de carga que requiera un voltaje DC regulado o no. En este caso una resistencia de carga es utilizada como segunda etapa, pero puede ser reemplazada por un inversor monofásico o trifásico.

**MODOS DE OPERACIÓN**

El funcionamiento del convertor es el mismo en el semiciclo positivo y en el semiciclo negativo del voltaje de entrada. En el semiciclo positivo los diodos D1 y D4 están conduciendo y la corriente de entrada  $i_1$  es positiva, mientras que en el semiciclo negativo los diodos D2 y D3 están conduciendo y la corriente de entrada es negativa.

En control de lazo abierto, el switch Sw es operado a frecuencia constante tal que la corriente de entrada  $i_1$  es siempre discontinua.

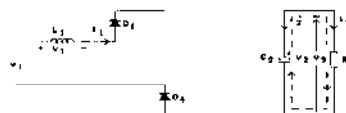
Cuando el switch Sw es encendido, el circuito resultante para el semiciclo positivo es indicado en la figura 2. Similarmente cuando Sw es apagado, los dos posibles modos de operación del circuito son indicados en las figuras 3 y 4 respectivamente dependiendo si la corriente en la inductancia  $L_1$  es igual o no a cero.



**Fig. 2** Circuito equivalente cuando Sw es encendido. Modo de operación 1

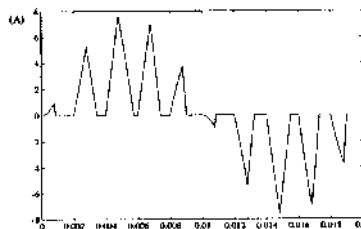


**Fig. 3** Circuito equivalente cuando Sw es apagado.  $i_1 > 0$  Modo de operación 2



**Fig. 4** Circuito equivalente cuando Sw está apagado.  $i_1 = 0$  Modo de operación 3

Durante el tiempo de activado  $t_{ON} = dTch$  (switch Sw conduciendo), la corriente de entrada  $i_1$  comienza a incrementar proporcionalmente al valor instantáneo del voltaje de entrada. Además los valores picos de la corriente durante cada intervalo de tiempo ON son proporcionales al valor promedio del voltaje de entrada durante el mismo intervalo [1]. Puesto que el valor de voltaje medio varía sinusoidalmente, los picos de la corriente de entrada también varían sinusoidalmente como se indica en la figura 5.



**Fig. 5** Corriente de entrada  $i_1$

Además, puesto que el modo de operación de la etapa de elevación es en el modo de conducción discontinua, el valor medio de la corriente también varía sinusoidalmente.

Consecuentemente, la corriente de entrada  $i_1$  consiste de una componente fundamental y una banda de componentes no deseadas de alta frecuencia centradas alrededor de la frecuencia de choqueo  $f_{ch}$  [1].

Suponiendo que una fuente de voltaje ideal de valor instantáneo  $v_1$ , es conectada al circuito indicado en la figura 1 sin filtro de entrada, el valor instantáneo de la corriente de entrada  $i_1 = i_1$  es periódica pero no sinusoidal y puede ser representada en series de Fourier por una sumatoria de las componentes armónicas; luego, el factor de potencia puede ser determinado por:

$$fp = \frac{I_{i1} \cos \phi_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{in}^2}} \quad (1)$$

Donde:

$I_{in}$  = Valor RMS de la corriente de entrada del  $n$ -ésimo armónico

$\cos \phi_1$  = factor de desplazamiento

**ANÁLISIS Y DISEÑO DEL CONVERTOR**

La forma de onda de la corriente de entrada es obtenida a través de los componentes del chopper (figura 1)  $L_1$ ,  $S_w$ ,  $D$ , y el capacitor del filtro de salida  $C_2$ .

El diseño del presente convertor está basado principalmente en encontrar los correspondientes valores del inductor elevador  $L_1$  y del capacitor del filtro de salida  $C_2$  para determinadas condiciones de operación (frecuencia de choqueo, voltaje de salida y corriente máxima de carga).

El switch  $S_w$  es operado a una frecuencia constante y la corriente de entrada del inductor es operada en el modo discontinuo para lograr un bajo rizado en el voltaje de salida y bajas pérdidas de switcheo, y por tanto lograr que la corriente de entrada al convertor sea aproximadamente sinusoidal con un factor de desplazamiento unitario.

Sobre estas condiciones, el factor de potencia de entrada (antes del filtrado) está determinado por el factor de potencia de entrada dado por las componentes armónicas.

$$pf = \frac{I_{i1}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{in}^2}} \quad (2)$$

Puesto que los armónicos representativos están centrados alrededor de la frecuencia de choqueo  $f_{ch} \pm$  la frecuencia fundamental  $f_1$  ( $f_{ch} \pm f_1$ ), el factor de potencia puede ser mejorado filtrando las componentes armónicas de alta frecuencia.

La figura 6 indica las formas de onda de la corriente de entrada  $i_1$ , corriente del capacitor  $i_2$ , y el voltaje de entrada durante un intervalo de tiempo [2].

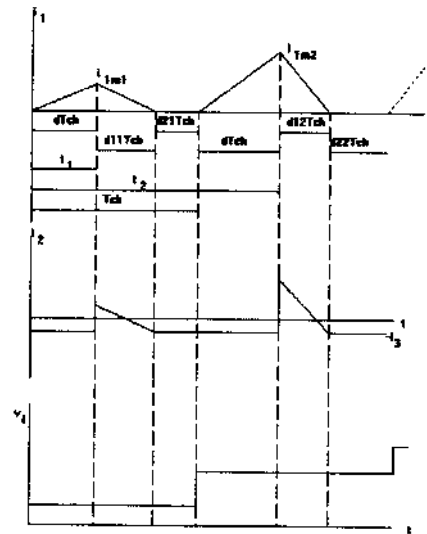


Fig. 6

Si  $S_n$  es el número de switcheos en un medio periodo de la fuente de corriente alterna  $v_i(\omega t)$ .

$$S_n \approx \frac{f_{ch}}{2f_1} \quad (3)$$

Donde,

$$f_{ch} = \frac{1}{T_{ch}} = \text{frecuencia de choqueo} \quad (4)$$

$T_{ch}$  = periodo de choqueo

$$f_1 = \frac{\omega}{2\pi} = \text{frecuencia de entrada}$$

$f_1 = 50$  Hz

Luego la corriente pico de  $i_1$  asume la siguiente forma:

$$v_i = L_1 \frac{\delta i_1}{\delta t} \quad (5)$$

$$i_{1mk} = \frac{v_i(t_k)}{L_1} d \cdot Tch \quad k = 1, 2, \dots, S_n \quad (6)$$

Donde,

$i_{1mk}$  = corriente de entrada pico en el  $k$ -ésimo switcheo.

$d$  = relación de trabajo

$$t_k = (k - 1 + d)Tch$$

$t_k$  = intervalo de tiempo en cada Késimo switcheo.

Asumiendo que la corriente del inductor varía linealmente, conducción discontinua en L1, y el voltaje de entrada es constante en  $v_i(t_k)$  durante cada periodo de chopeo como se indica en la figura 6, luego, el valor promedio de la corriente de entrada en el Késimo switcheo  $i_{1k}$  es definida por:

$$i_{1k} = \frac{1}{2} i_{1mk} = \frac{1}{2} \frac{v_i(t_k)}{L_1} \cdot d \cdot Tch \quad (7)$$

La integral del voltaje a través de  $L_1$  es cero.

Con  $v_2 > v_i(t_k)$  se obtiene,

$$v_i(t_k) dTch = (v_2 - v_i(t_k)) d_{1k} Tch \quad (8)$$

Donde,

$v_2$  = Voltaje del capacitor  $C_2$

$d_{1k} Tch$  = Tiempo al cual la corriente  $i_1$  llega a

cero.

Luego:

$$d_{1k} = d \frac{v_i(t_k)}{(v_2 - v_i(t_k))} \quad (9)$$

El valor pino pino del rizado del voltaje de salida  $v_2$  está dado por  $V_r$ .

$$V_r = 2\Delta v_2(t) \quad (10)$$

$$\Delta v_2(t) = \frac{1}{C_2} \int_0^t i_2 dt \quad t \in \left(0, \frac{\pi}{\omega}\right) \quad (11)$$

Del circuito de la figura 1:

$$i_2 = i_4 - i_3 \quad (12)$$

$i_4$  = corriente en el diodo D

$i_3$  = corriente de carga

$i_2$  = corriente del capacitor

Durante el cambio de corriente  $i_1$  desde su valor pino  $i_{1mk}$  hasta cero, la corriente media a través del diodo D durante el intervalo de tiempo  $d_{1k} Tch$  es definida por:

$$i_{4k} = d_{1k} i_{1k} \quad (13)$$

Reemplazando (7) en (13)

$$i_{4k} = d_{1k} \frac{1}{2} \frac{v_i(t_k)}{L_1} d \cdot Tch \quad (14)$$

Luego de las ecuaciones (11),(12), y (14)

$$\Delta v_2(t) = \frac{1}{C_2} \int_0^t \left( d_{1k} \frac{1}{2} \frac{v_i(t_k)}{L_1} d \cdot Tch - i_3 \right) dt \quad (15)$$

Aplicando la aproximación de Euler

$$\int_{t_0}^{t_n} f(\tau) dt \approx \sum_{n=0}^{N-1} h_n f(t_n)$$

Entonces,

$$\Delta v_2(t) = \Delta v_2(m \cdot Tch)$$

$$\Delta v_2(mTch) = \frac{1}{C_2} \left[ \sum_{k=1}^m \frac{v_i(t_k)}{2L_1} d_{1k} dTch^2 \right] - \frac{1}{C_2} [m i_3 Tch] \quad (16)$$

Reemplazando (9) en (16) y asumiendo potencia de salida constante  $P_o$ .

$$\Delta v_2(mTch) = \frac{1}{C_2} \left[ \sum_{k=1}^m \frac{1}{2L_1} \frac{dv_i^2(t_k)}{v_2 - v_i(t_k)} dTch^2 \right] - \frac{mTch P_o}{C_2 \bar{V}_2} \quad (17)$$

$\bar{V}_2$  = voltaje de salida medio

Puesto que  $v_i(\omega t) = V_m \sin \omega t$ , de la ecuación (17) el valor deseado de la función de rizado es:

$$\Delta v_2(t) = \frac{d^2 T_{ch}}{2L_1 C_2 \omega} \int_0^{\omega t} \frac{V_m^2 \sin^2 \omega t}{V_2 - V_m \sin \omega t} \delta \omega t - \frac{\bar{I}_3}{C_2} t \quad (18)$$

$\bar{I}_3$  = corriente media de la carga

El voltaje de salida  $\bar{V}_2$  a través del capacitor  $C_2$  contiene un rizado de 100 Hz que es el doble de la frecuencia de

línea. Luego, en  $t = \frac{\pi}{\omega}$ .

$$\Delta v_2\left(\frac{\pi}{\omega}\right) = 0 \quad (19)$$

Entonces, resolviendo la ecuación (18) utilizando la ecuación (19) se puede expresar  $\Delta v_2(t)$  en términos de  $\bar{I}_3$  [4].

$$\Delta v_2(t) = \frac{\bar{I}_3}{C_2} f(t) \quad (20)$$

donde:

$$f(t) = \frac{\pi}{\omega K_1} \int_0^{\omega t} \frac{\sin^2 \omega t}{r - \sin \omega t} \delta \omega t - t \quad (21)$$

$$K_1 = \frac{2r^2}{\sqrt{r^2 - 1}} \left[ \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \frac{1}{\sqrt{r^2 - 1}} \right] - (2 + \pi r) \quad (22)$$

$r = \frac{\bar{V}_2}{V_m}$  = radio entre  $V_2$  y  $V_m$

Reemplazando ecuación (20) en ecuación (10),

$$V_r = 2 \frac{\bar{I}_3}{C_2} f(t) \quad (23)$$

Luego, el valor deseado del capacitor de salida  $C_2$  para un valor dado de  $V_r$  y  $r$  es expresado por:

$$C_2 \geq 2 \frac{\bar{I}_3}{V_r} |f(t)|_{\text{pico}} \quad (24)$$

La inductancia  $L_1$  es determinada considerando las siguientes restricciones [2].

Durante el periodo ON, desde el punto de vista de dimensionamiento de los diodos rectificadores del puente,  $L_1$  debería ser lo suficientemente grande para limitar la subida de la corriente a un valor máximo  $i_1(\text{max})$ , cuando  $v_i(t_1) = V_m$ .

Entonces,

$$i_{1\text{max}} = i_1(\text{max}) = \frac{v_i(t_k)}{L_1(\text{min})} dT_{ch} \quad (25)$$

luego,

$$L_1(\text{min}) = \frac{V_m}{i_1(\text{max})} dT_{ch} \quad (26)$$

La segunda restricción es impuesta por los requerimientos del modo de conducción discontinua.

$$T_{ch} - dT_{ch} - d_{1k} T_{ch} \geq 0 \quad k = 1, 2, \dots, S_n \quad (27)$$

Del análisis de convertidores DC-DC [3,4], la condición de borde entre conducción continua y discontinua es dada cuando el periodo de tiempo  $d_{2k} T_{ch} = 0$ .

Entonces, de la ecuación (27) la condición de borde para este convertidor es;

$$1 - d - d_{1k} = 0 \quad (28)$$

Con el límite del modo de conducción discontinua en el peor de los casos, esto es, la corriente máxima es igual a la corriente pico en el voltaje de entrada pico cuando:

$$t_k = \left( \frac{S_n}{2} - 1 + dm \right) T_{ch} \quad , \quad k = \frac{S_n}{2} \quad (29)$$

$dm$  = máxima relación de trabajo

De ahí, reemplazando la ecuación (28) con  $d = dm$  en la ecuación (9), se obtiene:

$$\frac{\bar{V}_2}{V_m} = r' = \frac{1}{1 - dm} \quad (30)$$

Debido a que, el principio de operación del convertidor AC-DC es similar al principio de operación del convertidor DC-DC, en un pequeño intervalo de tiempo, el valor de la relación de trabajo  $d$  puede ser obtenido siguiendo el

mismo análisis de los convertidores DC-DC. Luego, para el caso de un convertidor AC-DC monofásico se tiene:

$$d = \left[ \frac{4}{27} \left( \frac{V_2}{V_m} \right) \left( \frac{V_2}{V_m} - 1 \right) \frac{\bar{I}_3}{\bar{I}_{3\max}} \right] \quad (31)$$

Donde,

$\bar{I}_{3\max}$  = corriente máxima de carga en el borde crítico.  
El valor máximo de la relación de trabajo  $dm$  es obtenido en la condición de la corriente de carga es igual a la corriente máxima de carga ( $\bar{I}_3 = \bar{I}_{3\max}$ ).

Luego,

$$dm = \left[ \frac{4}{27} \left( \frac{V_2}{V_m} \right) \left( \frac{V_2}{V_m} - 1 \right) \right]^{1/2} \quad (32)$$

Haciendo un análisis matemático de la ecuación 18,  $L_1$  es determinada para el peor de los casos de máxima corriente de carga  $\bar{I}_3 \max$ , y máxima relación de trabajo  $dm$  [4].

$$L_1 = \frac{dm^2 T ch V_m}{2\pi \bar{I}_3 \max} K_1' \quad (33)$$

Donde,

$$K_1' = \frac{2r'^2}{\sqrt{(r'^2 - 1)}} \left[ \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \frac{1}{\sqrt{(r'^2 - 1)}} \right] - (2 + \pi r')$$

Con el propósito de comparar la simulación digital con los resultados experimentales, se han escogido los siguientes parámetros.

Voltaje de entrada pico  $V_m = 100$  V ac

Frecuencia de entrada  $f = 50$  Hz.

Voltaje de salida  $\bar{V}_2 = \bar{V}_3 = 150$  Vdc.

Rizado del voltaje de salida  $V_r = 8$  Vpp. Resistencia de carga  $R_3 = 750 \Omega$ .

Mínima resistencia  $R_{3\min} = 375 \Omega$ .

Frecuencia de choqueo = 20 KHz.

Primeramente son determinados los valores del capacitor  $C_2$  y del inductor  $L_1$ .

La representación gráfica de la función  $f(t)$  definida por la

ecuación 21 para el radio  $r = \frac{\bar{V}_2}{V_m} = 1.5$ , es indicada en la figura 7.

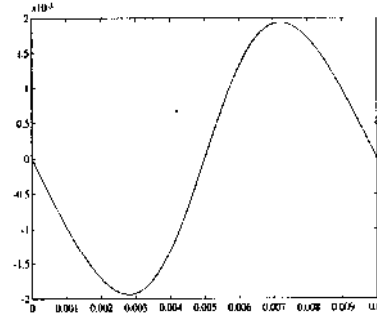


Fig. 7 Función  $f(t)$  para  $r = 1.5$

El valor pico obtenido de la función  $f(t)$  es  $|f(t)|_{\text{pico}} \approx 0.0019379$ , como se puede ver aproximadamente en la figura 7, luego de la ecuación 24,

$$\text{con } \bar{I}_3 = \frac{\bar{V}_3}{R_3} = 0.2 \text{ A}$$

$$C_2 \geq 2 * \frac{0.2}{8} * 0.0019379$$

$$C_2 \geq 96.9 \mu\text{F}$$

$C_2 = 100 \mu\text{F}$ , 250 V electrolítico

El inductor elevador  $L_1$  es determinado utilizando las ecuaciones 26 y 33.

Asumiendo que una corriente de entrada pico máxima  $i_1(\max) = 8$  A., pasa a través del puente rectificador, el valor mínimo del inductor  $L_1(\min)$  para limitar esta máxima corriente de entrada es:

$$L_1(\min) = \frac{V_m}{i_1(\max)} d T ch$$

$$L_1(\min) = \frac{100}{8} * 0.24 * \frac{1}{20 * 10^3} L_1(\min) = 150 \mu\text{H}$$

donde  $d \approx 0.24$  (de la ecuación 31)

El segundo valor de  $L_1$  es determinado utilizando la ecuación 33.

$$L_1 = \frac{(0.3333)^2 \frac{I}{20 \cdot 10^3} 100}{2\pi \cdot 0.4} \cdot 2.547$$

$$L_1 \approx 563 \mu\text{H}$$

donde  $dm \approx 0.3333$  (de la ecuación 32).

Un punto importante en el presente convertidor es decidir que tipo de componente se debe utilizar para el switcheo. Puesto que la frecuencia de choqueo en la práctica es en el orden de 15 KHz a 40 KHz, se escogió un Hexfet de potencia, pues, éste es mucho más rápido que los dispositivos bipolares [5].

El switch Sw es seleccionado para soportar el valor máximo de la corriente pico de entrada  $i_1(\text{max}) = 8 \text{ A}$  y

el voltaje de salida  $\bar{V}_2 = 150 \text{ V}$ . El transistor Hexfet IRF350A (15 amp. DC, 400 V) se escogió para dar un margen de seguridad al transistor.

Puesto que los valores calculados de la relación de trabajo son  $d=0.24$  y  $dm=0.333$ , para diseñar el control a lazo abierto del switch elevador Sw dentro de estos límites a una frecuencia de choqueo constante  $f_{ch} = 20\text{KHz}$ , se ha utilizado un switch regulador PWM UC3524A, el mismo que puede operar hasta frecuencias de 500KHz.

#### DISCUSIÓN Y COMPARACIÓN DE RESULTADOS

Con el objeto de comprobar el análisis teórico, la simulación digital del convertidor AC-DC con corrección activa del factor de potencia ha sido efectuada con los parámetros antes considerados y calculados.

Las formas de onda de la corriente de entrada, corriente de carga, voltaje de salida y el rizado del voltaje de salida cuando la relación de trabajo es  $d=0.24$  y la resistencia de carga  $R_3 = 750 \Omega$ , son indicadas en las figuras 8a, 8b, 8c y 8d respectivamente, y para la máxima relación de trabajo  $dm=0.34$ , las formas de onda son indicadas en las figuras 9a, 9b, 9c, y 9d.

Efectivamente, como se indica en las figuras 8a y 9a los picos de la corriente de entrada varían sinusoidalmente. Adicionalmente también se puede ver que la corriente de entrada del convertidor elevador, está operando en el modo de conducción discontinua.

El voltaje de salida tiene una componente de DC de aproximadamente 150 V y un rizado de  $8V_{\text{pico-pico}}$  al doble de la frecuencia de entrada.

El análisis de la forma de onda de la corriente de entrada para  $dm=0.34$  usando la transformada de Fourier discreta, y computada con el algoritmo de la transformada de Fourier rápida (FFT) [6], da los resultados gráficos de las componentes armónicas como se puede ver en las figuras 10a, 10b, y 10c. Como se puede ver en las figuras 10b y 10c, que son versiones expandidas de la figura 10a, la corriente de entrada tiene como armónicos más predominantes; la componente de 50 Hz, la tercera armónica (aproximadamente 20% de la fundamental), y las componentes armónicas (aproximadamente 55% de la fundamental) centradas alrededor de 20 KHz (frecuencia de choqueo)  $\pm 50 \text{ Hz}$  (frecuencia fundamental).

Formas de onda para  $f_{ch}=20\text{KHz}$   
 $d=0.24$ ,  $R_3 = 750 \Omega$

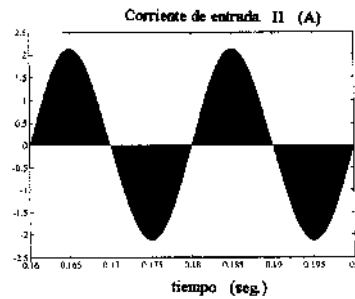


Fig. 8a

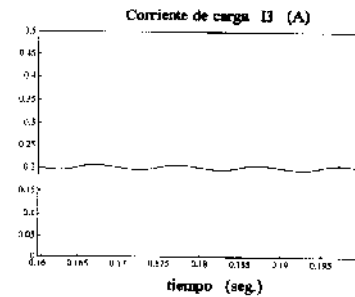


Fig. 8b

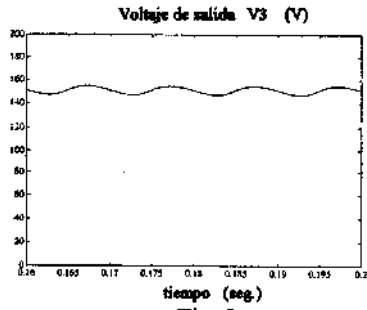


Fig. 8c

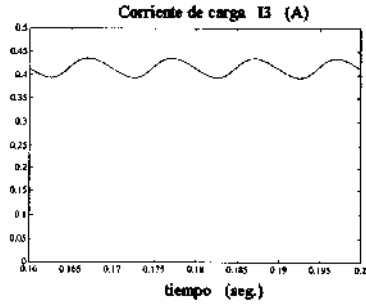


Fig. 9b

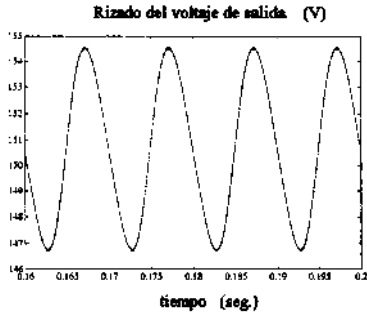


Fig. 8d

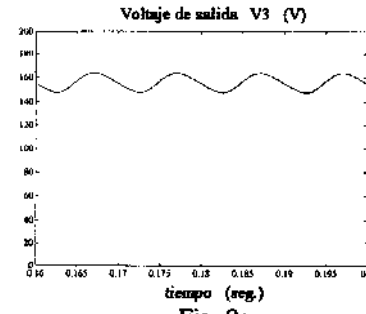


Fig. 9c

Formas de onda para  $f_{ch}=20\text{KHz}$   
 $d_m=0.34$ ,  $R_{3min} = 375\Omega$

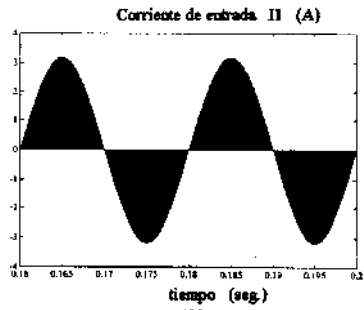


Fig. 9a

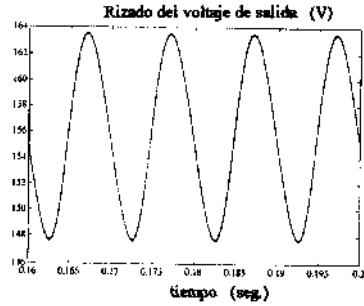


Fig. 9d

Espectro de la corriente de entrada  
 $f_{ch}=20\text{KHz}$ ,  $d=0.34$

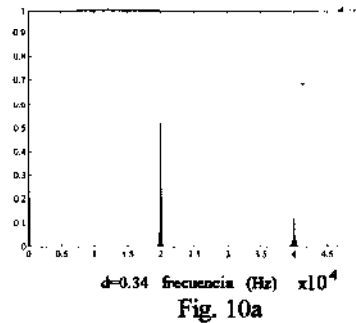


Fig. 10a



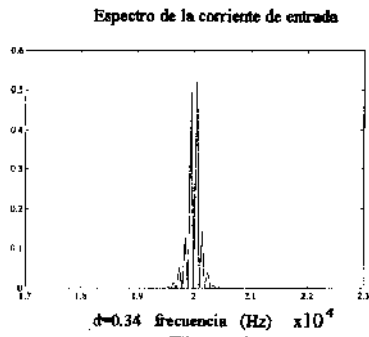


Fig. 10b

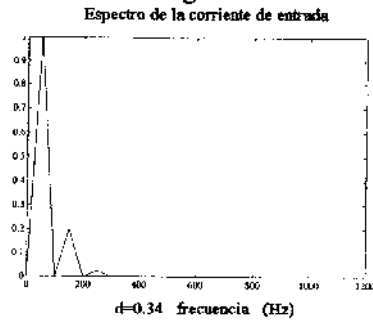


Fig. 10c

Finalmente, para verificar los resultados de la simulación digital, el modelo propuesto del convertidor elevador AC-DC ha sido implementado.

Los resultados experimentales son indicados para validar el análisis y la simulación efectuados.

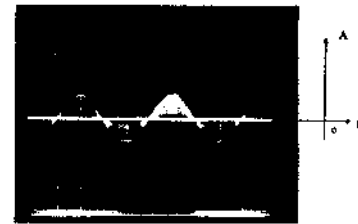
La forma de onda del voltaje de entrada aplicado a la compuerta del Hexfet para una relación de trabajo  $d=0.24$  es indicada en la figura 11. Las figuras 12a, 12b, y 12c; indican las formas de onda de la corriente de entrada antes del filtro, voltaje de salida y el rizado del voltaje de salida para una relación de trabajo  $d=0.24$ . Además, la figura 13 indica la forma de onda expandida de la figura 12a.

Formas de onda  $f_{ch}=20KHz$   $d=0.24$



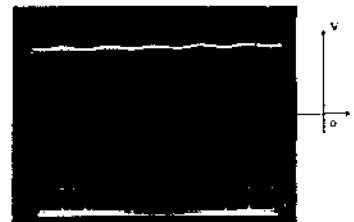
escalas X:  $10\mu\text{sec}/\text{div}$   
Y:  $5V/\text{div}$

Fig. 11 Voltaje de entrada a la compuerta



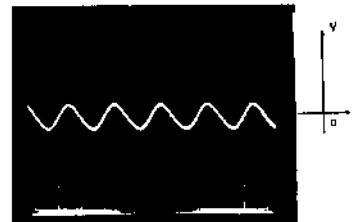
escalas X:  $5\text{m sec}/\text{div}$   
Y:  $2\text{ A}/\text{div}$

Fig. 12a Corriente de entrada



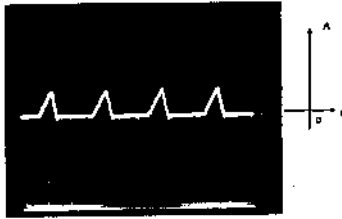
escalas X:  $5\text{m sec}/\text{div}$   
Y:  $50\text{ V}/\text{div}$

Fig. 12b Voltaje de salida DC



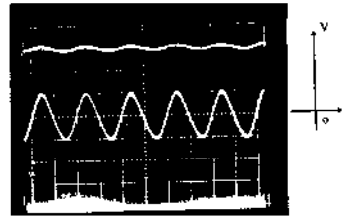
escalas X:  $5\text{m sec}/\text{div}$   
Y:  $5\text{ V}/\text{div}$

Fig. 12c Rizado del voltaje de salida



escalas X: 20  $\mu$  sec/ div  
Y: 1 A / div

Fig. 13 Corriente de entrada (versión expandida)



escalas X: 5m sec/ div  
Y(VDC): 50V / div  
Y(VAC): 5V/div

Fig. 14c Voltaje de salida DC y rizado del voltaje

El comportamiento del convertor elevador AC-DC en el límite crítico de conducción discontinua, es decir, cuando la relación de trabajo  $dm=0.34$ , es indicado en las próximas formas de onda.

### Formas de onda - Límite crítico $dm=0.34$



escalas X: 5m sec/ div  
Y: 2A / div

Fig. 14a Corriente de entrada

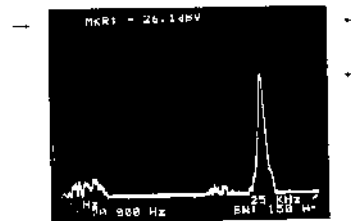


escalas X: 20  $\mu$  sec/ div  
Y: 2A / div

Fig. 14b Corriente de entrada (versión expandida)  $d=0.34$

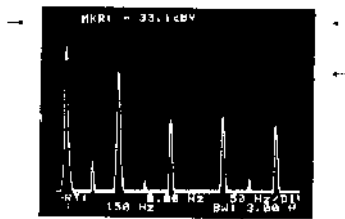
Como se indica en la figura 14b (versión expandida de la corriente de entrada), los resultados experimentales efectivamente confirman; para un valor máximo de la relación de trabajo  $dm=0.34$ , que la corriente de entrada está en el límite de conducción discontinua. Además comparando su valor pico con el valor pico obtenido en la simulación digital (figura 9a), ambos resultados tienen aproximadamente  $3.5 A_{peak}$ .

Formas de onda de las componentes armónicas de la corriente de entrada, sin filtro de entrada cuando la relación de trabajo es  $d=0.34$ , son indicadas en las figuras 15a y 15b.



MKR Horizontal: 20 KHz  
Vertical: -26.1dBV

Fig. 15a Espectro de la corriente de entrada  
(Componentes de alta frecuencia)

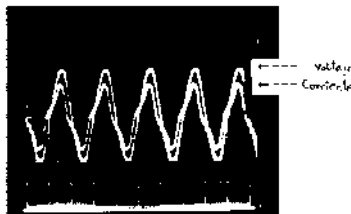


MKR Horizontal: 150 Hz  
Vertical: -33.1 dBV

Fig. 15b Espectros de la corriente de entrada  
(Componentes de baja frecuencia)

Analizando las componentes armónicas de la corriente de entrada sin filtro de entrada, las figuras 15a y 15b indican que la corriente tiene una componente fundamental, la componente de tercera armónica (aproximadamente 25% de la fundamental), y una componente armónica de 20KHz (aproximadamente 56% de la fundamental) como componentes más representativas. Estos porcentajes aproximadamente coinciden con los valores obtenidos de la simulación digital ( figuras 10b y 10c).

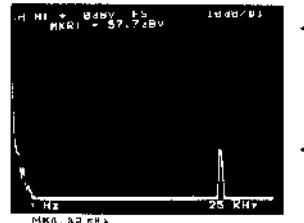
La corriente de entrada sin filtro de entrada es no sinusoidal como se puede ver claramente en las formas de onda indicadas en las figuras 13a y 13b. Además como se indica en las figuras 15a y 15b, ésta tiene la componente de tercera armónica y la componente armónica de 20KHz como armónicas más representativas. La figura 16 indica las formas de onda del voltaje de entrada y la corriente de entrada después que un filtro de altas componentes armónicas ha sido conectado entre la fuente de alimentación y el inductor elevador.



Escalas X: 10 m sec / div  
Voltaje Y: 50V / div  
Corriente Y: 1A / div

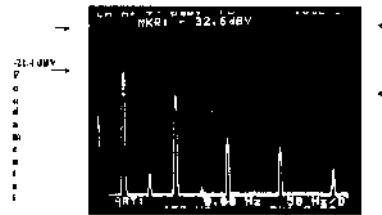
Fig. 16 Voltaje de entrada y corriente de entrada

Las formas de onda de las componentes armónicas de la corriente de entrada después que el filtro ha sido conectado, son indicadas en las figuras 17a y 17b.



MKR Horizontal: 20 KHz  
Vertical: -57.7 dBV

Fig. 17a Espectro de la corriente de entrada  
(Componentes de alta frecuencia)



MKR Horizontal: 150 Hz  
Vertical: -32.6 dBV

Fig. 17b Espectro de la corriente de entrada  
(Componentes de baja frecuencia)

Como se puede ver en estas figuras, la componente de alta frecuencia (20KHz); que es la más representativa, ha sido efectivamente reducida si se compara esta con la figura 15a. En la mayoría de especificaciones para fuentes de poder, la distorsión armónica total (THD) de la corriente de entrada  $I_s \leq 5\%$ . Además, si la amplitud de la componente armónica más representativa de  $I_s$  es reducida al 3% de la fundamental, se asegura una  $THD \leq 5\%$  [1].

El porcentaje de reducción de la componente armónica más representativa en este trabajo es aproximadamente 2% de la componente fundamental para valores del filtro  $L_F \approx 256 \mu H$ ,  $C_F \approx 6.6 \mu F$ . Sin embargo de que se a puesto el filtro de entrada, y además se ha asegurado una  $THD \leq 5\%$ , la corriente de entrada es no puramente sinusoidal. La razón se debe a la presencia de

componentes armónicas de bajo orden incluyendo la tercera armónica como se puede ver en la figura 17b.

El origen de las componentes armónicas de bajo orden son probablemente no solamente causadas por las inherentes características del convertidor elevador, sino también por las distorsiones presentes en la fuente de alimentación.

Comparando los resultados experimentales con los resultados obtenidos de la simulación digital, se puede ver que el comportamiento del convertidor es similar en ambos casos.

Los resultados experimentales difieren en un pequeño porcentaje de los resultados obtenidos de la simulación digital debido a que, para la simulación los componentes del convertidor, tales como diodos, Hexfet, capacitor e inductor, todos son representados como elementos ideales. En la práctica todos estos elementos son asociados con no linealidades y pérdidas parásitas.

### CONCLUSIONES

Las características de estado estable y dinámicas del convertidor elevador AC-DC con corrección activa del factor de potencia son analizadas utilizando la técnica de variables de estado.

En estado estable, el convertidor monofásico AC-DC puede ser analizado aproximadamente como un convertidor DC-DC. De ahí que, los valores de la relación de trabajo para operar el convertidor elevador AC-DC en el modo de conducción discontinua, son obtenidos utilizando el análisis de los convertidores DC-DC.

En el modo de conducción discontinua, la corriente de entrada del convertidor AC-DC propuesto es aproximadamente sinusoidal.

Las componentes armónicas de alta frecuencia de la corriente de entrada, son reducidas a un 2% de la fundamental con un pequeño filtro de fácil diseño y por tanto el factor de potencia es corregido a un valor cercano a la unidad.

En el control a lazo abierto, con frecuencia de choqueo constante y una relación de trabajo dada, el voltaje de salida varía inversamente con la carga. El voltaje de salida puede mantenerse constante incrementando la relación de trabajo cuando la corriente de la carga ha incrementado.

La simulación digital del convertidor elevador AC-DC con corrección activa del factor de potencia ha sido desarrollada utilizando la técnica de las variables de estado y la solución numérica ha sido obtenida por medio del método Runge Kutta. Por lo tanto, es posible extender esta simulación para incluir un inversor PWM trifásico que maneje a un motor de inducción, como carga del convertidor AC-DC presentado.

El convertidor AC-DC propuesto, es simple y no requiere de un complicado circuito de control. Luego, puede implementarse el control del voltaje de salida en lazo cerrado.

### REFERENCIAS

1. PRASAD, A.R., ZIOGAS P.D. and MANIAS S. "An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifier", *IEEE Tran.*, 1991, **PE-6** (1), pp 83-92.
2. CHEN, T.C. and PAN, C.T. "Modelling and Design of a Single Phase AC to DC converter", *IEE Proc.B.*, 1992, **139** (5), pp 465-471
3. MOHAN, N. UNDELAND T. and ROBBINS W. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. New York: John Wiley and Sons. 1989.
4. RIVERA, P. "Analysis, Simulation and Design of a PWM AC-DC Boost Converter", M.Sc. Dissertation, 1993, Bradford University.
5. WILLIAMS B.W. *Power Electronics: Devices, Drives, Applications and Passive Components*. 2nd ed. Macmillan, 1992.
6. PRO-MATHLAB *Mathlab for Sun Workstations: User's Guide 3.5j*. The Math Works Inc. 1990.

### DATOS BIOGRÁFICOS



Ing. Pablo Rivera Argotti

Terminó sus estudios secundarios en el Colegio Nelson Torres de la ciudad de Cayambe en 1978. Ingresó a la Escuela Politécnica Nacional en 1978 y egresó en 1984. Obtiene el título de ingeniero en Electrónica y Control en el año de 1986.

En 1985 ingresa a trabajar en la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Escuela Politécnica Nacional como ayudante de laboratorio de Máquinas Eléctricas. En el año 1993 obtiene el título de Master of Science in Power Electronics en la Universidad de Bradford Inglaterra.

En la actualidad trabaja como profesor principal de la Facultad de Ingeniería Eléctrica de la Escuela Politécnica Nacional, en el área de Electrónica de Potencia.

Es miembro activo del Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. IEEE con sede en Estados Unidos.