

# Análisis y simulación de un convertidor ac-dc trifásico con alto factor de potencia y control por desplazamiento de fase

## Analysys and simulation of a high power factor three phase AC-DC converter and its phase shifting control

José G. Contreras  
Postgrado en Automatización e Instrumentación  
Facultad de Ingeniería Escuela de Eléctrica Dpto. de Potencia  
Mérida 5101, Venezuela  
E-Mail josecon@ing.ula.ve

Pedro A. Vargas V  
Instituto Universitario de Tecnología  
del Estado Trujillo Don Rómulo Betancourt  
Departamento de Mto de Equipos Eléctricos  
Trujillo 3101, Venezuela

### Resumen

*Este artículo presenta una nueva fuente conmutada con las siguientes características: Conmutación a voltaje cero, control por desplazamiento de fase a frecuencia constante, corriente de entrada trifásica con alto factor de potencia y baja distorsión armónica total. Se presenta la descripción y operación del circuito, y los resultados del análisis teórico y de simulación para una fuente conmutada de 1.5kW, frecuencia de conmutación de 20 kHz y voltaje de salida DC de 60V, que confirman las características de la topología propuesta.*

**Palabras Claves:** Convertidor AC – DC trifásico, alto factor de potencia (HPF), conmutación a voltaje cero (ZVS), control por desplazamiento de fase (PSC), modo de corriente discontinua (DCM).

### Abstract

*This paper introduces a new switching mode power supply with the following properties: zero-voltage switching, Phase Shifted control approach at constant frequency, three-phase input current with high power factor and low harmonic distortion. Operation and description of the circuit, theoretical analysis and simulations results, on a 1.5kW, 20kHz and 60V output three phase AC - DC converter are presented, which confirm the performance of de proposed topology.*

**Palabras Claves:** Convertidor AC – DC trifásico, alto factor de potencia (HPF), conmutación a voltaje cero (ZVS), control por desplazamiento de fase (PSC), modo de corriente discontinua (DCM).

### 1 Introducción

En las fuentes de potencia tradicionales, se usa un a etapa de entrada, formada por un circuito rectificador y un capacitor de filtrado de alto valor. Esta etapa genera altos pulsos de corriente de línea en desfase con el voltaje de entrada (Manias and Ziogas, 1985), lo cual produce una alta distorsión armónica total y un bajo factor de potencia

(Vlatkovic, Borojevic, Zhuang and Lee, 1992 ), (Ismail and Erickson, 1992 ). Por esta razón es necesario la utilización de técnicas que reduzcan considerablemente la distorsión armónica total, mejorando así calidad de la potencia tomada del sistema eléctrico.

En este trabajo se presenta el estudio de una fuente DC trifásica que opera con conmutación a voltaje cero (Kheraluwala and Steigerwald, 1991), y corriente de entrada en

modo discontinuo, cuyos valores máximos siguen el voltaje de fase. Esta característica de la corriente de entrada, cuya componente de alta frecuencia, puede ser fácilmente filtrada, hace que el factor de potencia visto desde el convertidor sea próximo a la unidad (Contreras, 1993). El voltaje de salida se ajusta mediante el desplazamiento de fase de las señales de comando de los interruptores que conforman las diagonales del puente inversor (Andreyca, 1999). Otra característica importante de la fuente es que emplea una única etapa de procesamiento de potencia que involucra la conversión CA-DC, la corrección del factor de potencia y la separación eléctrica de la carga (Contreras and Barbi, 1994)

En el estudio se presenta una descripción del circuito, los principios de operación y el análisis de los resultados teórico y los obtenidos mediante simulación.

Dentro de las posibles aplicaciones de esta fuente, se puede mencionar su uso a nivel industrial en el área de telecomunicaciones.

### 2 Descripción del circuito

El circuito de potencia del convertidor se muestra en la Fig. 1. Este consiste de un puente rectificador trifásico (D1,... D6), los inductores de potencia (L1,L2 y L3), quienes definen la potencia nominal transferida a la carga, el transformador principal (L4, L5), que permite la carga y descarga de los inductores a la frecuencia de conmutación, el inversor a puente completo (Q1,... Q4), controlado por desplazamiento de fase, el transformador de salida (L6, L7, L8), que separa eléctricamente la carga y adecua el nivel de voltaje, el filtro capacitivo para el voltaje de bus (C5, C6), el rectificador de salida (D13, D14), el filtro de salida (Lo, Co) y la carga (Ro). La relación de transformación del transformador principal es 1

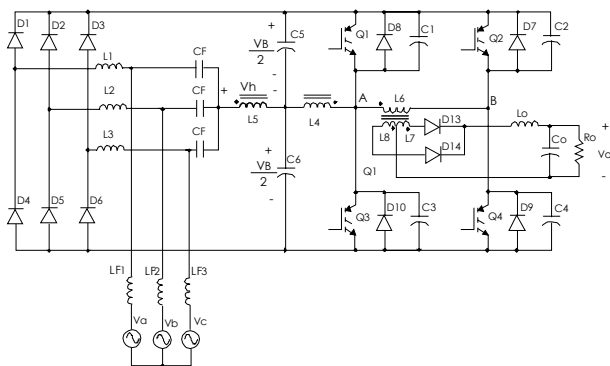


Fig. 1 Diagrama del circuito de potencia

### 3 Principios de operación

Con el fin de simplificar el análisis, se asumen las siguientes consideraciones:

- No se considera el efecto del filtro de entrada.
- El voltaje de fase es constante durante el periodo de conmutación ya que la frecuencia de conmutación es mucho mayor que la frecuencia del voltaje de fase.
- Los diodos del puente rectificador son ideales.
- Se desprecian las corrientes de magnetización de los transformadores.
- Los capacitores del bus de voltaje a la salida del puente rectificador son considerados como una fuente de voltaje constante.
- Los voltajes de fase están dados por:
 
$$V_a = V_m \cdot \sin(\omega t)$$

$$V_b = V_m \cdot \sin(\omega t - 120)$$

$$V_c = V_m \cdot \sin(\omega t + 120)$$

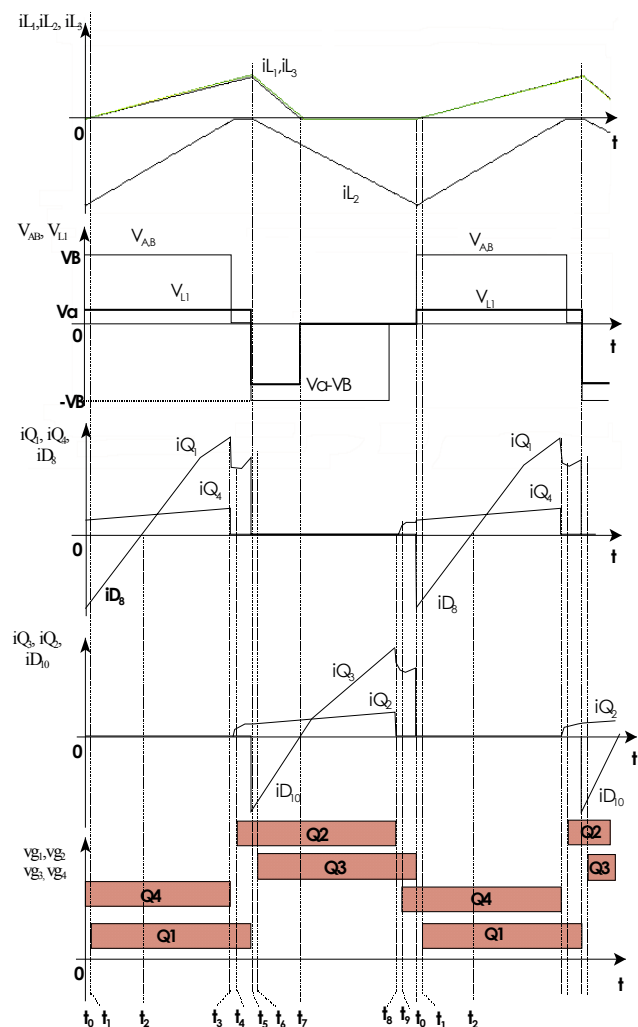


Fig. 2. Principales formas de onda del convertidor

La operación del convertidor se repite ciclicamente cada 60°, cuando una de las fases cambia de polaridad (cruza por cero). Las etapas de operación del circuito se describen durante un periodo de conmutación que ocurre en el intervalo de 0° a 60°, tomando como referencia la fase *a*, durante el cual la polaridad de las tres fases permanece sin cambios. Las formas de onda para periodo y medio de la frecuencia de conmutación se ilustran en la figura 2.

**Primera etapa:  $t_0 < t < t_1$ :** Esta etapa se inicia con el bloqueo de Q3. La corriente que circula por Q3 ( $i_{L4} + i_{L6}$ ), la cual es considerada constante durante la etapa, es transferida a las capacitancias C1 y C3. Esta corriente carga la capacitancia C3 desde cero voltios hasta el voltaje de bus,  $V_B$ . Simultáneamente la capacitancia C1 es descargada desde el voltaje de bus  $V_B$  hasta cero voltios. Esta transición resonante prepara el interruptor Q1 para una activación posterior a voltaje cero. Cuando finaliza la transición resonante y C1 se ha descargado completamente, el diodo D8 se activa y conduce la suma de las corrientes  $i_{L4}$  e  $i_{L6}$ . La topología de esta etapa se muestra en la figura 3.

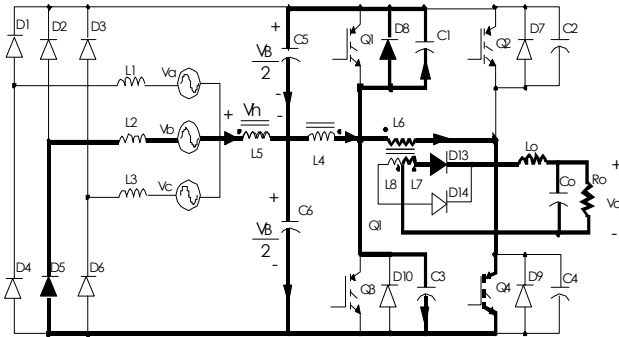


Fig. 3. Primera etapa de operación

**Segunda etapa:  $t_1 < t < t_2$ .** Cuando el diodo D8 conduce, el voltaje en el secundario del transformador principal  $V_h$  está dado por  $V_B/2$ , los diodos D1 y D3 se activan, y los voltajes en las inductancias de potencia están dados por:

$$\begin{aligned} V_{L1} &= V_a + \frac{V_B}{2} - \frac{V_B}{2} = V_a \\ V_{L3} &= V_c + \frac{V_B}{2} - \frac{V_B}{2} = V_c \\ V_{L2} &= -V_b + \frac{V_B}{2} + \frac{V_B}{2} = -V_b + V_B \end{aligned} \quad (2)$$

El voltaje positivo aplicado a L1 y L3 ( $V_a$  y  $V_c$ ) provoca un crecimiento lineal de las corrientes  $i_{L1}$  e  $i_{L3}$ , desde cero hasta su valor máximo positivo. Simultáneamente el voltaje positivo ( $-V_b + V_B$ ) aplicado a L2 provoca un decrecimiento lineal de  $i_{L2}$  desde su valor máximo negativo hasta cero. Esta etapa finaliza cuando la suma de las corrientes  $i_{L4}$  e  $i_{L6}$  se invierte, y es conducida por Q1. Durante esta etapa la corriente en el primario del transformador de salida,  $i_{L6}$  es conducida por Q4, y se transfiere potencia al secundario del transformador de salida. La topología de esta etapa se muestra en la figura 4.

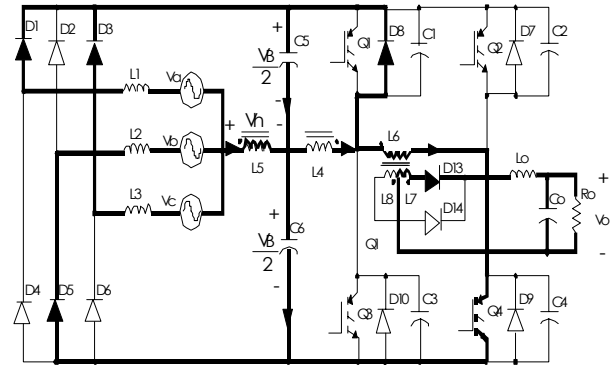


Fig. 4. Segunda etapa de operación

**Tercera etapa de operación:  $t_2 < t < t_3$ .** Cuando Q1 conduce, el voltaje en el secundario del transformador principal es igual a  $V_B/2$ , los diodos D1, D3 y D5 continúan conduciendo y los voltajes en las inductancias de potencia están dados por (2). Las corrientes en  $i_{L1}$  e  $i_{L3}$  siguen creciendo linealmente, mientras la corriente en L2 decrece linealmente, haciéndose cero al final de la etapa. La corriente en el primario del transformador de salida,  $i_{L6}$ , sigue creciendo linealmente, y se transfiere potencia desde el primario al secundario del transformador. La topología de esta etapa se muestra en la figura 5.

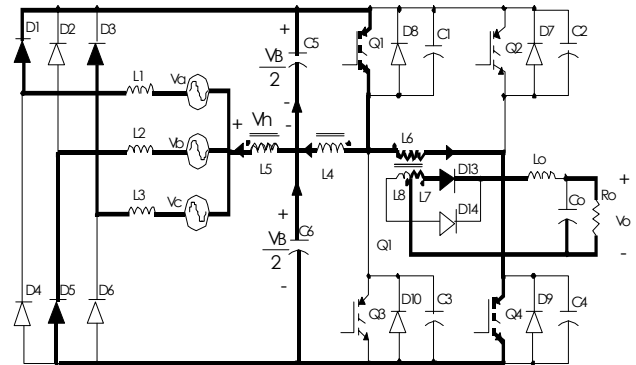


Fig. 5. Tercera etapa de operación

**Cuarta etapa de operación:  $t_3 < t < t_5$ .** Esta etapa se inicia con el bloqueo del interruptor Q4. La corriente  $i_{L6}$  que circula por Q4, la cual se mantiene constante durante la carga de C4, es transferida a las capacitancias C2 y C4. Esta corriente carga la capacitancia C4 desde cero voltios hasta el voltaje de bus,  $V_B$ . Simultáneamente la capacitancia C2 es descargada desde el voltaje de bus  $V_B$  hasta cero voltios. Esta transición prepara el interruptor Q2 para su activación posterior a voltaje cero. Durante el estado resonante, cuando la corriente en C4 comienza a decrecer, el diodo D7 se activa y conduce la suma de las corrientes  $i_{C4}$  e  $i_{C2}$ . Al final de la transición resonante la corriente en el primario del transformador se hace cero, y su voltaje decrece rápidamente desde el voltaje de bus  $V_B$  hasta cero voltios, cuando esto ocurre, se invierte el voltaje en  $L_0$  el diodo

D14 conduce y la energía almacenada en  $L_o$  se transfiere a la carga. La topología de esta etapa se muestra en la figura 6.

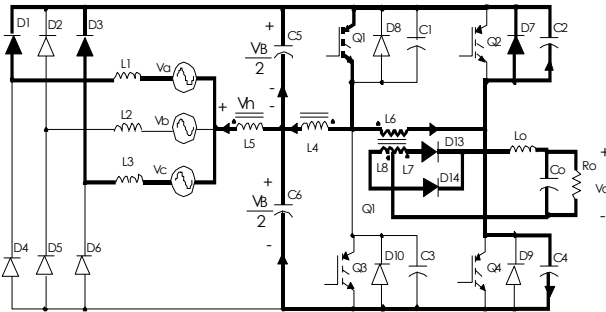


Fig. 6. Cuarta etapa de operación

**Quinta etapa de operación:  $t_4 < t < t_5$ .** Esta etapa se inicia con la conducción del interruptor Q2. La corriente en rueda libre que circula por los diodos de salida D14 y D13, y los secundarios del transformador de salida es reflejada en el primario y circula en rueda libre a través de los interruptores Q1 y Q2. Esta corriente permanece constante hasta la siguiente etapa. Durante esta etapa no se transfiere potencia desde el primario al secundario del transformador de salida y la energía almacenada en  $L_o$  es transferida a la carga  $R_o$ . Las corrientes en los inductores  $L_1$  y  $L_3$  siguen creciendo linealmente, mientras la corriente en  $L_2$  se ha extinguido hasta cero. El interruptor Q1 sigue conduciendo la suma de las corrientes  $i_{L4}$  e  $i_{L6}$ . La topología de esta etapa se muestra en la figura 7.

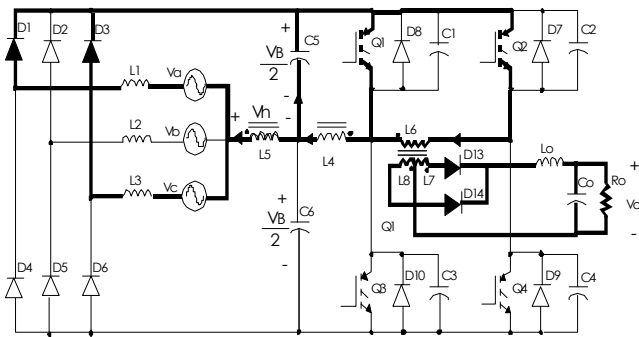


Fig. 7. Quinta etapa de operación

**Sexta etapa de operación:  $t_5 < t < t_6$ .** Esta etapa se inicia con el bloqueo de Q1. La corriente que circula por Q1 ( $i_{L4} + i_{L6}$ ), la cual es constante durante la etapa de carga de C1, es transferida a las capacitancias C3 y C1. Esta corriente carga la capacitancia C1 desde cero voltios hasta el voltaje de bus,  $V_B$ . Simultáneamente la capacitancia C3 es descargada desde el voltaje de bus  $V_B$  hasta cero voltios. Esta transición resonante prepara el interruptor Q3 para una activación posterior a voltaje cero. Al final de la etapa de carga de C1, el diodo D10 se activa y conduce la suma de las corrientes  $i_{L4}$ , e  $i_{L6}$ . El voltaje en el primario del transformador cae rápidamente desde cero voltios hasta el vol-

je de bus  $V_B$ . La topología de esta etapa se muestra en la figura 8.

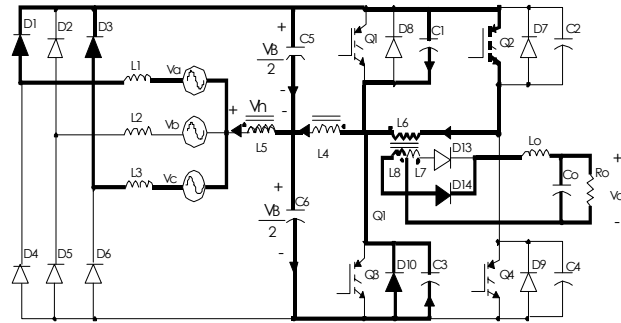


Fig. 8. Sexta etapa de operación

**Séptima etapa de operación:  $t_6 < t < t_7$ .** Cuando D10 esta conduciendo, el voltaje en el secundario del transformador principal  $V_h$  se hace igual a  $-V_B/2$ , D5 se activa y los voltajes en las inductancias de potencia están dados por:

$$V_{L1} = V_a - \frac{V_B}{2} - \frac{V_B}{2} = V_a - V_B \quad (3)$$

$$V_{L3} = V_c - \frac{V_B}{2} - \frac{V_B}{2} = V_c - V_B$$

$$V_{L2} = -V_b - \frac{V_c}{2} + \frac{V_c}{2} = -V_b$$

El voltaje negativo aplicado a  $L_1$  y  $L_3$  provoca un decrecimiento lineal de las corrientes  $i_{L1}$  e  $i_{L3}$ , desde su valor máximo positivo hasta cero. Simultáneamente el voltaje negativo ( $-V_b$ ) aplicado  $L_2$  provoca un crecimiento lineal de  $i_{L2}$  desde cero hasta su valor máximo negativo. Durante esta etapa Q2 conduce la corriente del primario del transformador de salida, y se transfiere potencia al secundario del transformador. Esta etapa finaliza cuando la suma de las corrientes  $i_{L4}$  e  $i_{L6}$  se invierte, y es conducida por Q1. La topología de esta etapa se muestra en la figura 9.

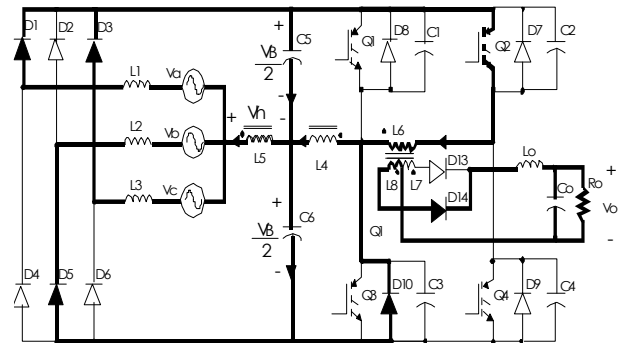


Fig. 9. Séptima etapa de operación

**Octava etapa de operación:  $t_7 < t < t_8$ .** Cuando Q3, esta conduciendo, el voltaje en el secundario del transformador principal es  $-V_B/2$ , D5 continúa conduciendo y el voltaje en  $L_2$  esta dado por:

$$V_{L2} = -V_b + \frac{V_B}{2} - \frac{V_B}{2} = -V_b \quad (4)$$

La corriente  $i_{L2}$  sigue creciendo linealmente hacia su valor máximo negativo. Durante esta etapa la corriente en el primario del transformador de salida,  $i_{L6}$ , sigue creciendo linealmente, transfiriendo energía al secundario del transformador de salida. La topología de esta etapa se muestra en la figura 10.

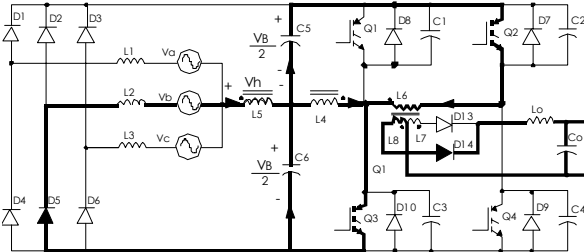


Fig.10. Octava etapa de operación

**Novena etapa de operación:  $t_8 < t < t_9$ .** Esta etapa se inicia con el bloqueo del interruptor Q2. La corriente  $i_{L6}$  que circula por Q2, la cual se mantiene constante durante la carga de C2, es transferida a las capacitancias C2 y C4. Esta corriente carga la capacitancia C2 desde cero voltios hasta el voltaje de bus,  $V_B$ . Simultáneamente la capacitancia C4 es descargada desde el voltaje de bus  $V_B$  hasta cero voltios. Esta transición prepara el interruptor Q4 para su activación posterior a voltaje cero. Durante el estado resonante, cuando la corriente en C2 comienza a decrecer, el diodo D9 se activa y conduce la suma de las corrientes  $i_{C4}$  e  $i_{C2}$ . Al final de la transición resonante la corriente en el primario del transformador desciende hasta cero, y su voltaje crece rápidamente desde el voltaje de bus  $-V_B$  hasta cero voltios, cuando esto ocurre, se invierte el voltaje en  $L_o$  el diodo D13 conduce y la energía almacenada en se transferirse a la carga  $R_o$ . La topología de esta etapa se muestra en la figura 11.

**Décima etapa de operación:  $t_9 < t < t_{10}$ .** Esta etapa se inicia con la conducción del interruptor Q4. La corriente en rueda libre que circula por los diodos de salida D14 y D13,

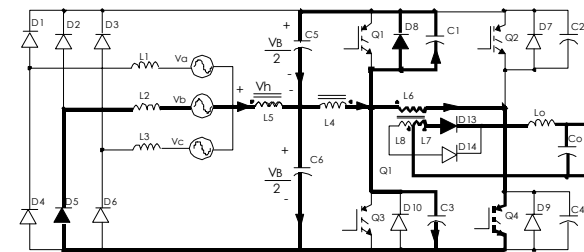


Fig. 11 Novena etapa de operación

y los secundarios del transformador de salida es reflejada en el primario y circula en rueda libre a través de los interruptores Q3 y Q4. Esta corriente permanece constante hasta la siguiente etapa Durante esta etapa no se transfiere potencia desde el primario al secundario del transformador de salida y la energía almacenada en  $L_o$  es transferida a la carga  $R_o$ .

La corrientes en el inductor  $L2$  sigue creciendo linealmente, hasta alcanzar su valor máximo negativo al final de la etapa. El interruptor Q3 sigue conduciendo la suma de las corrientes  $i_{L4}$  e  $i_{L6}$ . La topología de esta etapa se muestra en la figura 12.

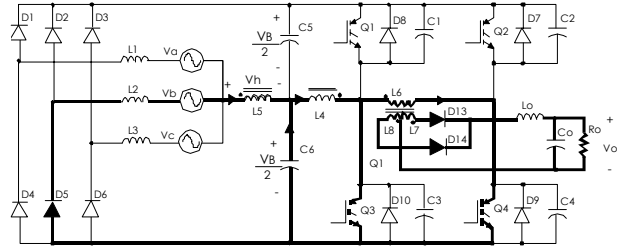


Fig. 12 Décima etapa de operación

## 4 Resultados del análisis teórico

### 4.1 Corriente en el inductor de potencia

La figura 13 muestra el detalle de la corriente en el inductor  $L1$ , y el voltaje de la fase  $a$ , para un periodo del voltaje de línea. Como puede observarse, los valores máximos de la corriente siguen naturalmente la forma de onda del voltaje de fase  $V_a$ . La componente de alta frecuencia de la corriente en  $L1$  puede eliminarse utilizando un filtro de entrada (LF, CF).

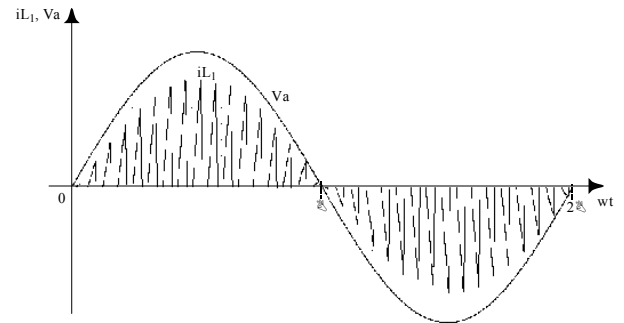


Fig. 13. Corriente en el inductor de potencia y voltaje de fase  $a$

### 4.2 Factor de potencia y distorsión armónica

• De la Fig. 2, se puede deducir la siguiente expresión para la corriente  $i_{L1}(t)$ :

$$i_{L1}(t) = \frac{V_m \cdot \sin(\omega t) \cdot t}{f_s \cdot L_1} \quad \text{if } 0 < t < \frac{T_s}{2} \quad (5)$$

$$i_{L1}(t) = \frac{V_m}{L_1} \cdot \left[ \sin(\omega t) - B \right] \cdot t + \frac{B}{2f_s} \quad \text{if } \frac{T_s}{2} < t < T_s$$

Donde:

$T_s$  Periodo de conmutación.  
 $V_m$  Voltaje pico de fase

fs Frecuencia de conmutación  
 L1 Valor del inductor de potencia.  
 B Ganancia de voltaje dada por:

$$B = \frac{V_B}{V_m} \quad (6)$$

- De la expresión (5) se puede deducir que la ganancia de voltaje B, debe ser mayor que 2 para que la corriente  $i_{L1}(t)$  sea discontinua.
- A partir de la expresión (5) y la figura 13 puede obtenerse la corriente media en el inductor L1 para un periodo de conmutación como:(intervalo de  $t_0$  a  $t_9$  en la figura 2)

$$i_{L1}(wt) = \frac{V_m}{8 \cdot L_1 \cdot fs} \cdot \left[ \frac{B \cdot \sin(wt)}{B - \sin(wt)} \right] \quad 0 < wt < \pi \quad (7)$$

$$i_{L1}(wt) = \frac{-V_m}{8 \cdot L_1 \cdot fs} \cdot \left[ \frac{B \cdot \sin(wt - \pi)}{B - \sin(wt - \pi)} \right] \quad \pi < wt < 2 \cdot \pi$$

- Mediante una ayuda computacional se calculan las componentes armónicas de  $i_{L1}(wt)$ , para un periodo del voltaje de fase. Usando estos resultados, la distorsión armónica total y el factor de potencia pueden ser calculados utilizando las ecuaciones (8) y (9). Los resultados gráficos se muestran en las figuras 14 y 15, respectivamente.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{C_n(B, n)^2}{2}}}{\left[ \frac{C_1(B, 1)}{\sqrt{2}} \right]} \quad (8)$$

- Las gráficas muestran que para B mayor que 2,5 el factor de potencia es mayor que 0.996 y distorsión armónica es menor que 9,5%.

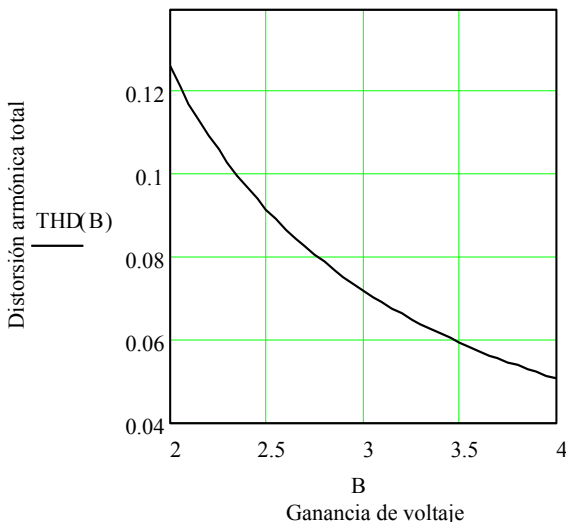


Fig. 14. Distorsión armónica total vs B.

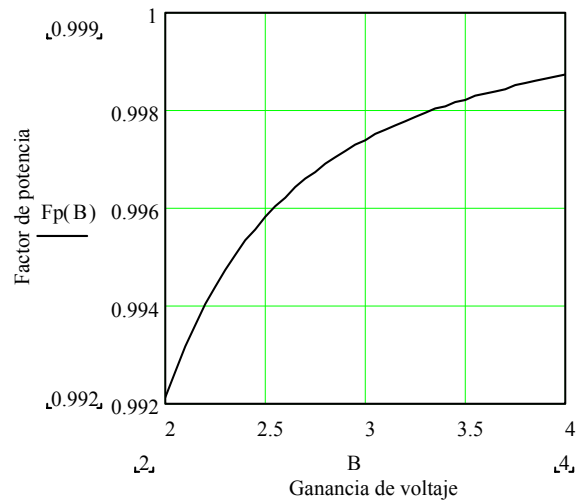


Fig. 15 Factor de potencia vs B

$$F_p(B) = \frac{\cos(\Phi(B, 1))}{\sqrt{1 + THD(B)^2}} \quad (9)$$

Donde:

$C_n(B, n)$  Valor pico de la armónica de orden n

$C_1(B, 1)$  Valor pico de la primera armónica

$M(B, 1)$  Ángulo de retraso entre la primera armónica y el voltaje de fase

#### 4.3 Característica externa

El voltaje de bus  $V_B$  y la ganancia de voltaje B puede expresarse en función del porcentaje de desplazamiento de fase como:

$$V_B(K) = \frac{N \cdot V_o}{(1 - K)} \quad (10)$$

$$B(K) = \frac{N \cdot V_o}{V_m \cdot (1 - K)} \quad (11)$$

Donde :

K Porcentaje de desplazamiento de fase ( $K=0\%$ ,  $FS=0$ ;  $K=100\%$ ,  $FS=Ts/2$ )

$V_o$  Voltaje medio de salida

N Relación de transformación del transformador de salida

- Considerando que las pérdidas del convertidor son muy pequeñas, la potencia de salida en función de K puede expresarse como:

$$P_o(K) = \frac{3V_m^2 \cdot C_1(K)}{16 \cdot fs \cdot L} \quad (12)$$

Donde:

L Valor del inductor de potencia para potencia nominal y mínimo K

$C_1(K)$  Valor pico de la componente armónica fundamental en función de K dada por:

$$C_1(K) = \frac{2}{\pi} \left[ B(K)^2 \cdot \pi \frac{B(k) - X(K)}{X(K)} + 2 \cdot B(K) \cdot \frac{B(K)^2 \cdot a \tan \left[ \frac{1}{X(K)} \right] - X(K)}{X(K)} \right]$$

Con  $X(K)$  dada por:

$$X(K) = \sqrt{B(K)^2 - 1} \quad (13)$$

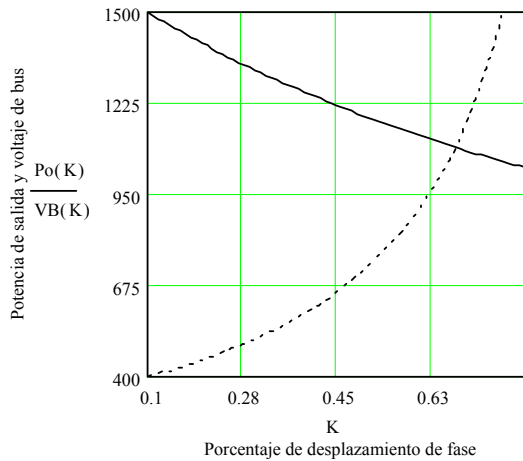


Fig. 16. Potencia de salida y voltaje de bus vs K

- La Fig. 16 muestra las curvas de las ecuaciones (10) y (12), obtenidas mediante una ayuda computacional. Se puede ver en la figura, que  $P_o(K)$  decrece linealmente, mientras  $V_B(K)$  se incrementa exponencialmente con incrementos de K. Esto significa que para una reducción en un 33% de la potencia nominal, definida por el valor de L y K mínima, el voltaje que deben soportar los interruptores del puente es cercano a los 1000 V.

## 5 Resultados de simulación

La simulación del convertidor se hizo con las siguientes condiciones:

$V_m = 170$ V	Voltaje pico de fase
$f_s = 20$ KHz	Frecuencia de conmutación
$P_o = 1500$ W	Potencia de salida nominal
$K=0.1$	Porcentaje de desplazamiento de fase para potencia nominal.
$V_o$	Voltaje medio de salida

El inductor de potencia y el voltaje de bus se calculan mediante las ecuaciones (10), (11), (12) y (13), para potencia nominal:

$$L(K) = 285.8 \mu F$$

$$V_B(K) = 400 \text{ volts}$$

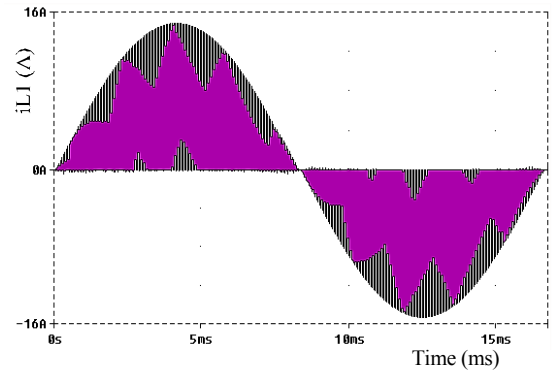


Fig. 17. Corriente en el inductor de potencia

La Fig. 17 muestra la forma de onda de la corriente en el inductor de potencia para un periodo del voltaje de fase. Como puede observarse los valores mínimos de la corriente, siguen naturalmente la forma de onda sinusoidal del voltaje de fase.

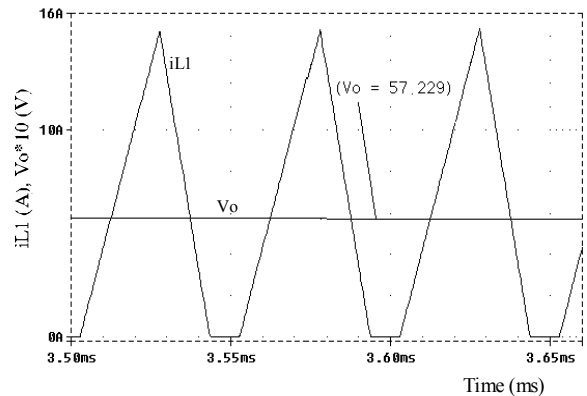


Fig. 18. Corriente en el inductor de potencia y voltaje medio de salida  $V_o$ .

La fig. 18 muestra las formas de onda de la corriente  $i_{L1}(t)$  y el voltaje medio de salida  $V_o$  para varios periodos de conmutación. Se observa que el voltaje medio de salida es casi igual al especificado. Esta Fig. también muestra el incremento y decremento lineal de la corriente  $i_{L1}(t)$  de manera discontinua. Estos resultados validan el análisis previo.

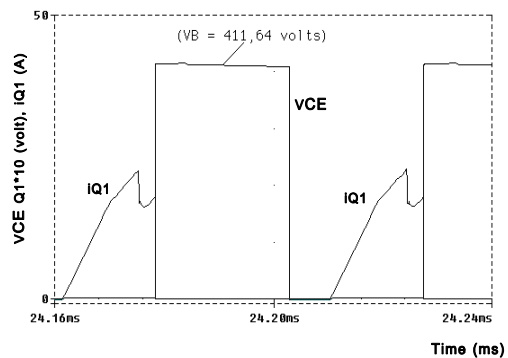


Fig. 19 Voltaje y corriente en el transistor Q1 del puente

La caída de voltaje emisor colector  $V_{CE}$  y la corriente de colector  $i_{Q1}$  se muestran en la Fig. 19. El máximo voltaje en el interruptor es igual al voltaje de bus. También se puede ver en la figura la conmutación a voltaje cero en el momento en que Q1 comienza a conducir.

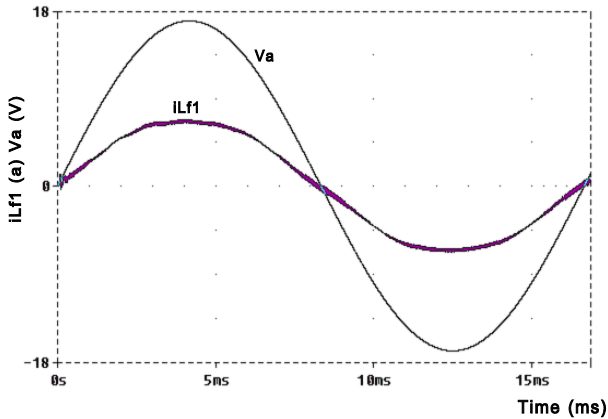


Fig. 20 Voltaje de fase a y corriente de entrada

La Fig. 20 muestra la formas de onda del voltaje de fase  $V_a$  y la corriente de entrada  $i_{Lf}$ , cuando se conecta el filtro de entrada (LF, CF), como puede observarse, el desplazamiento de fase entre  $V_a$  e  $i_{Lf}$  es muy pequeño, y como consecuencia el factor de potencia es cercano a la unidad.

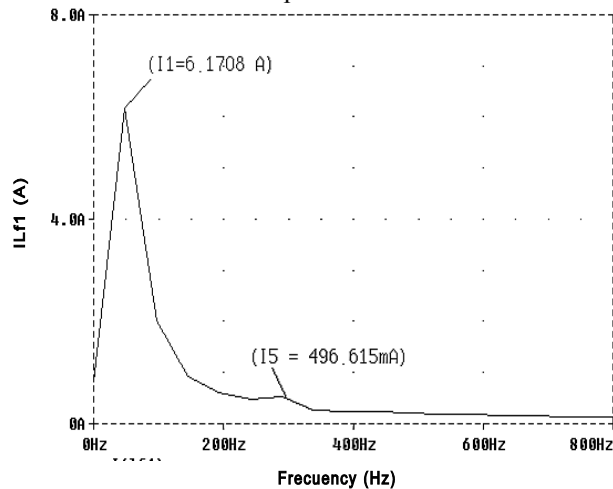


Fig. 21. Espectro armónico de la corriente de entrada

La Fig. 21 muestra el espectro armónico de la corriente de entrada  $i_{Lf1}$ . La amplitud de la quinta armónica tiene el mayor efecto sobre la THD, con un valor aproximado del 8%.

## 6 Conclusiones

- Las siguientes ventajas del convertidor propuesto: baja distorsión armónica, alto factor de potencia y una sola etapa de procesamiento de potencia, lo hacen atractivo para aplicaciones industriales.
- El convertidor mejora su desempeño si opera con ganancias de voltaje mayores que 3,5. Esta mejora está limitada solo por los requerimientos de voltaje máximo de los interruptores del puente.
- Los resultados obtenidos mediante simulación validan el análisis realizado mediante ayudas computacionales.
- Los interruptores del puente inversor conmutan a cero voltaje, como consecuencia las pérdidas más importantes son las pérdidas de conducción de los interruptores y los diodos.
- Se deja para futuras investigaciones resolver la limitación que presenta el convertidor cuando se reduce la potencia de salida en un 35 % de la potencia nominal, y el voltaje de bus sube por encima de los 1000 V.

## Referencias

- Andreyca Bill , 1999, "Phase shifted, Zero Voltage Transition design considerations". Application note, pp 3 - 4.
- Contreras José G, 1993, "Convertidor CA/CC Trifásico, Con Alto Factor De Potencia, Frecuencia Fija, Empleando Una única etapa de procesamiento de Potencia" Disertação De Mestrado, Universidade Federal De Santa Catarina,.
- Contreras José and Barbi Ivo "A Three-Phase High Power Factor PWM ZVS Power Supply With A Single Power Stage" PESC'94, pp, 356-362
- Ismail Y. and Erickson Robert, 1992, Sails It Transistor Three Phase Resonant Switch For High Quality Rectification, *IEEE PESC Records*, , pp, 1341-1351.
- Kheraluwala M. H. and Steigerwald Robert L., 1991, The Fast-Response High Power Factor Converter With Sails It Power Stage, *IEEE PESC Records*, , pp, 769-779
- Manias S. and Ziogas P. D., 1985, The Beginner Sinewave AC to AD Converter With High frequency Transformer Isolation, *IEEE TRANS*, , Ie-32, (4), pp, 430-431.
- Vlatkovic V., Borojevic D. ', Zhuang X., and Lee Fred, 1992, Analysis and Design of the Zero-Voltage Switched, Three-Phase PWM Rectifier with Power Factor Correction, *IEEE PESC Records*, pp, 1352-1360.