

# TÉCNICAS DE CONVERSIÓN AC/DC EN SISTEMAS MONOFÁSICOS CON FACTOR DE POTENCIA UNITARIO

**FREDY HERNÁN MARTÍNEZ S.**

Ingeniero Electricista y candidato a Magister en Automatización Industrial Universidad Nacional de Colombia. Docente Universidad Distrital Francisco José de Caldas adscrito a la Facultad Tecnológica.  
fredymar@consultant.com

Fecha de recepción: 21-04-2003

Clasificación  
Categoría Colciencias: 1  
Fecha de aceptación: 30-05-2003

**Palabras claves:** Factor de potencia, convertidores de potencia, corrección activa, PFC y PWM.

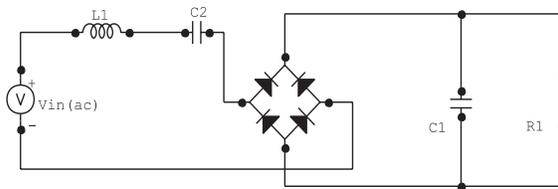
**Keywords:** Power factor, converters of power, active correction, PFC and PWM.

## 1. Introducción

Cada día se observa cómo se masifica el uso de equipo electrónico en hogares y oficinas; computadores, juegos de video, equipos de sonido, televisores, impresoras, etc. han producido un cambio sin precedentes en la vida del ser humano. Normalmente, tales sistemas utilizan un rectificador y un filtro capacitivo (en sistemas monofásicos o trifásicos) como fuente primaria de alimentación DC no regulada; la gran ventaja de estos circuitos es su bajo costo, estructura simple, alta confiabilidad, y que pueden prescindir de un circuito de control.

La desventaja se encuentra en que, debido a su no linealidad, ellos producen un alto contenido de armónicos de corriente en la red, disminuyendo significativamente el factor de potencia. En aplicaciones puntuales esto no genera mayores inconvenientes, debido a la baja potencia del equipo; sin embargo, ante la masificación de los equipos electrónicos, estos armónicos de corriente producen calentamiento de los transformadores de potencia y otras máquinas eléctricas diseñadas para una red seno de 60 Hz. En consecuencia, se incrementan las pérdidas, las fallas en los equipos y el costo de la energía (Martínez, 2001: 46-54).

La forma más sencilla de eliminar los armónicos de corriente es insertando una bobina a la entrada del sistema, a modo de filtro resonante diseñado para 60 Hz (Ver Figura 1); esta bobina tratará de limitar la corriente de entrada y expandir su tiempo de conducción. El problema de este método pasivo de solución es el tamaño y costo de la bobina requerida (Martínez, 1997: 69-76). El tamaño de la bobina es inversamente proporcional a la frecuencia de corte, y además, la corriente de arranque se hace difícil de manejar.



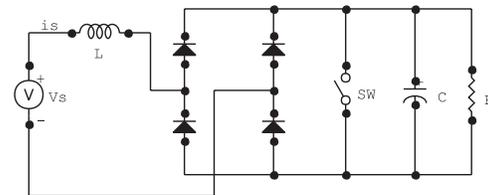
$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{L_1 C_2}}$$

Figura 1. Esquema del filtro resonante y valor de sus parámetros.

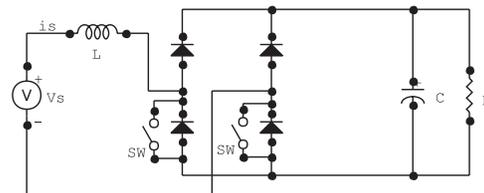
Normas como la IEC61000-3-2, limitan la cantidad de contenido armónico introducido por un equipo a la red; para cumplir sus exigencias se hace necesario implementar un sistema que reconstruya en forma activa la onda de corriente, de tal forma que la haga parecer sinusoidal. Estos reconstructores se conocen como correctores activos de factor de potencia (PFC). La idea básica de estos circuitos es la de conmutar un regulador DC/DC alimentado desde un rectificador, a una frecuencia de, al menos, 10 veces la de la red. El control típico implementado es el modo de corriente y en algunos casos el modo de voltaje. Si se tiene en cuenta la forma de la corriente en el choque del regulador, entonces también pueden tenerse dos tipos de operaciones: conducción en modo continuo (CCM) y discontinuo (DCM).

## 2. Clasificación de acuerdo con la conmutación PWM del interruptor

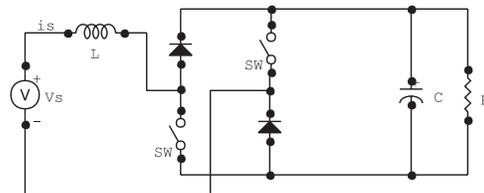
La información técnica disponible muestra una gran cantidad de variantes del regulador *boost*, convertidor clásico en este tipo de aplicaciones debido a su simplicidad, y a que el choque se encuentra en serie con la corriente de entrada, sirviéndole de filtro a esta última y facilitando el control en modo de corriente. A continuación se observan algunas de las configuraciones típicas, en las cuales se modifica la operación del interruptor y la bobina de choque.



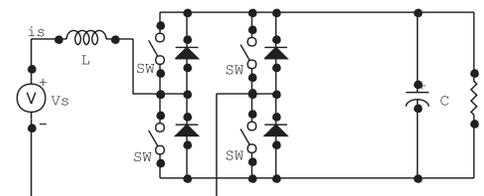
a) Convertidor de un solo interruptor



b) Rectificador activo



c) Convertidor asimétrico



d) Puente en H

Figura 2. Variantes al *boost* clásico.

La Figura 2a muestra una de las estructuras más simples, conocida como *convertidor de un solo interruptor*. En este esquema el interruptor se encarga de regular el voltaje de salida de acuerdo con su ciclo útil, el cual no es constante ya que también debe formar la onda de corriente seno. La Figura 2b muestra una variante, conformada por dos interruptores y conocida como *rectificador activo*; la ventaja sobre la configuración de un interruptor es su mayor eficiencia. El convertidor asimétrico de dos interruptores mostrado en la Figura 2c y el de cuatro interruptores o puente en H de la Figura 2d, son capaces de producir una onda de corriente bastante sinusoidal con un bajo contenido armónico en comparación con las dos primeras.

En las cuatro configuraciones, la bobina se conecta del lado AC de la red; sin embargo, esta es la que almacena y entrega energía a la carga de acuerdo con la conmutación de los interruptores, que puede ser del orden de 1 kHz o mucho mayor (al menos 10 veces la frecuencia de red). Esto significa que la bobina debe construirse con un material de respuesta en alta frecuencia, para el cual probablemente los 60 Hz son DC. Desde este punto de vista, es claro que los cuatro circuitos son en realidad convertidores *boost* conectados en paralelo y activados en las alternancias positivas y negativas de la red eléctrica.

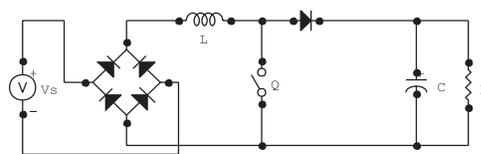
La ventaja de estas configuraciones es el menor número de elementos semiconductores en la línea de flujo de corriente (solo dos, a diferencia de los tres necesarios en el *boost* tradicional), es decir, las menores pérdidas por conducción. Sin embargo, si se incrementa el número de interruptores controlados (dos o cuatro) el esquema de control puede volverse mucho más complejo.

### 3. Topología del convertidor

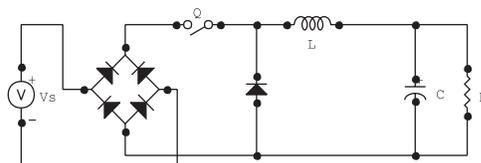
Es conocido que la técnica PWM permite procesar energía controlando el ciclo útil y por lo tanto el flujo de la corriente, lo cual resulta

en señales de voltaje y corriente pulsantes. La ventaja de esta técnica es su simplicidad en cuanto a potencia y control, razón por la cual se ha extendido su uso en un sinnúmero de aplicaciones de media y baja potencia.

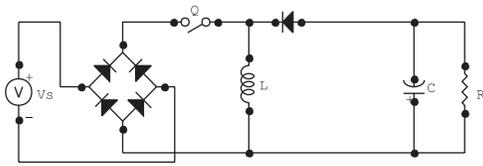
Los convertidores DC/DC con control PWM más utilizados en aplicaciones de PFC son, en orden de importancia: el *boost* o elevador, el *buck* o reductor, el *buck-boost* o inversor, el CUK, el SEPIC y el zeta; sus configuraciones básicas se muestran en la Figura 3. Cada uno de ellos tiene sus propias características; por ejemplo, los convertidores *boost* y *buck* son incapaces de suministrar aislamiento y protección contra cortocircuito y sobrecarga. El convertidor *buck-boost* puede suministrar aislamiento, proteger contra sobrecarga y limitar la corriente de corto; además puede operar como elevador o reductor de voltaje, con el único inconveniente de invertir la polaridad de la salida. Los convertidores CUK y SEPIC también pueden suministrar aislamiento y funcionan como elevadores y reductores de voltaje, pero no suministran protección contra sobrecarga ni limitan la corriente de corto. El convertidor zeta también puede suministrar aislamiento, así como protección a cortocircuito y sobrecarga.



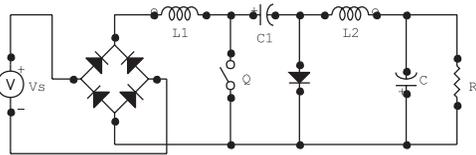
a) Convertidor *boost*



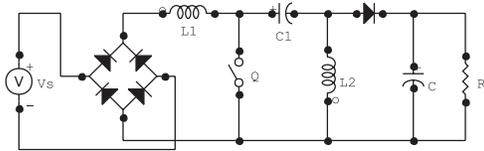
b) Convertidor *buck*



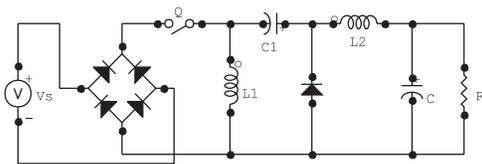
c) Convertidor *buck-boost*



d) Convertidor CUK



e) Convertidor SEPIC



f) Convertidor zeta

**Figura 3.** Convertidores DC/DC para PFC.

El convertidor preferido es el *boost*, pero algunas veces se utiliza el *buck*, aunque no es muy solicitado debido a que la corriente de entrada es discontinua, y a que se pierde el control cuando el voltaje de línea es menor que el voltaje de salida. El convertidor *buck-boost* es capaz de controlar la corriente promedio de línea; sin embargo, su manejo de potencia es pobre y sus pérdidas mayores; algo similar ocurre con el CUK, SEPIC y zeta. Debido a su corriente de entrada siempre continua el *boost* permite mantener funcionando el control normalmente sin importar las variaciones del voltaje de línea, incluyendo voltaje cero, y utilizar control en modo de corriente, dado que la corriente en el inductor es la corriente de entrada (esto es cierto

aún en operación discontinua). Además, como el voltaje de salida es superior al voltaje pico de entrada, el voltaje sobre el transistor nunca es superior al de salida, y se facilita el manejo del PWM a niveles de tierra.

#### 4. Frecuencia de operación

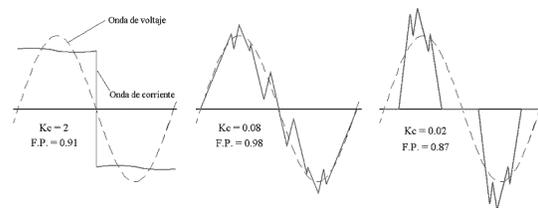
Puede ser fija o variable, así como alta o baja. La selección depende principalmente de la potencia a manejar por el sistema, de la calidad deseada en la onda de corriente, del factor de potencia mínimo exigido, de la complejidad deseada para el circuito de control y, claro está, del costo final de la solución.

##### 4.1 Boost de conmutación lenta

Se trabaja con una frecuencia de conmutación del orden de 8 a 10 veces la frecuencia de la red. El valor del factor de potencia obtenido está determinado por los parámetros:

$$K_C = \frac{\omega L}{\pi R} \quad (1) \quad K_V = \frac{V}{V_{pico}} \quad (2)$$

El parámetro  $K_C$  (parámetro de conducción) determina la forma de onda obtenida, y por tanto el valor del factor de potencia. Para grandes valores la corriente en el choque, tiende a ser cuadrada, como sucede en los convertidores pasivos (si el transistor en el convertidor se mantiene apagado, se obtiene un filtro pasivo de entrada). Si por el contrario se disminuye el valor de este factor, la corriente se vuelve aserrada hasta ser discontinua. La Figura 4 muestra un ejemplo en el que hay 10 ciclos de conmutación por uno de red.

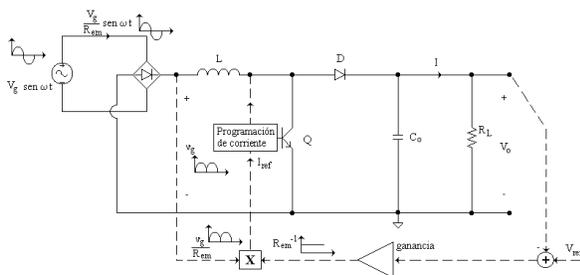


**Figura 4.** Formas de onda y factor de potencia para varios valores de  $K_C$ .

El factor de potencia puede optimizarse controlando los tiempos de encendido del transistor; sin embargo, debe recordarse que en los convertidores *boost* es necesario limitar los tiempos de conducción máximo y mínimo, y que los tiempos óptimos cambian con la carga y el voltaje de salida. Debido a esto, el esquema de control óptimo requiere un procesador, teniendo, por tanto, una desventaja en este método. Además se tienen otras desventajas presentes en los métodos pasivos: altas corrientes en el inductor, cambios dramáticos de la forma de corriente en función de la carga, y la imposibilidad de evitar el retraso de fase con respecto al voltaje, al no poderse incrementar instantáneamente el valor de la corriente cuando el voltaje está cerca del cruce por cero.

#### 4.2 Boost como emulador resistivo

La operación de un convertidor *boost* a una frecuencia mucho mayor a la de red le permite ser capaz de seguir muy de cerca el voltaje de entrada, con lo cual se tiene como resultado una onda de corriente de forma bastante sinusoidal, con algún rizado de alta frecuencia. Un circuito capaz de realizar esto se llama *emulador resistivo*; puede montarse fácilmente con tan solo multiplicar una muestra del voltaje de línea rectificado por un voltaje de control, que es constante en cada medio ciclo, y que representa la desviación del voltaje de salida con respecto a su valor de referencia, controlando así la cantidad de potencia tomada de la línea por ajuste de la corriente de entrada.



**Figura 5.** Configuración básica del circuito de control *boost* emulador resistivo.

De acuerdo con esto, el voltaje promedio sobre el inductor es:

$$v_L(t) = V_p - (1 - D)V_0 \quad (3)$$

y la corriente se define como:

$$i_L(t) = \frac{V_p}{R_{em}} |\text{sen } \omega t| \quad (4)$$

donde  $R_{em}$  es una constante llamada la resistencia emuladora.

Para asegurar un rizado mínimo se necesita un valor mínimo de inductancia existente, a la máxima corriente de entrada (mínimo voltaje de entrada). Para calcular esta inductancia, se parte de la variación de corriente en una bobina:

$$L = V_L \frac{\Delta t}{\Delta I} \quad (5)$$

Para el convertidor *boost*,  $V_L$  es el voltaje de entrada, y  $\Delta t$  es el tiempo en que se produce el rizado de corriente ( $\Delta I$ ). El valor del rizado de corriente depende tanto, de la máxima distorsión requerida, como de las máximas corrientes toleradas por el transistor y el diodo; comúnmente se acepta un 20% de la corriente máxima, entonces:

$$L = V_{i(\text{min})} \frac{t_{\text{off}}}{0,2 I_{i(\text{max})}} \quad (6)$$

$$D = \frac{V_0 - V_i}{V_0} = \frac{t_{\text{on}}}{t_{\text{on}} + t_{\text{off}}} \quad (7)$$

$$I_{i(\text{max})} = \frac{P_0 \sqrt{2}}{\eta V_{i(\text{min})}} \quad (8)$$

Si el corrector logra que la corriente siga en forma adecuada al voltaje de entrada (ver Figura 6a), se tendrá un alto factor de potencia, y la potencia de entrada será función de la corriente en el condensador (Figura 6c), con la misma forma de onda de la potencia de entrada (Figura 6b) debido a que el voltaje de salida es constante. Como se puede observar, la amplitud de

esta componente es igual a su componente DC:

$$I_C = \frac{P_{i(prom)}}{V_{med}} \quad (9)$$

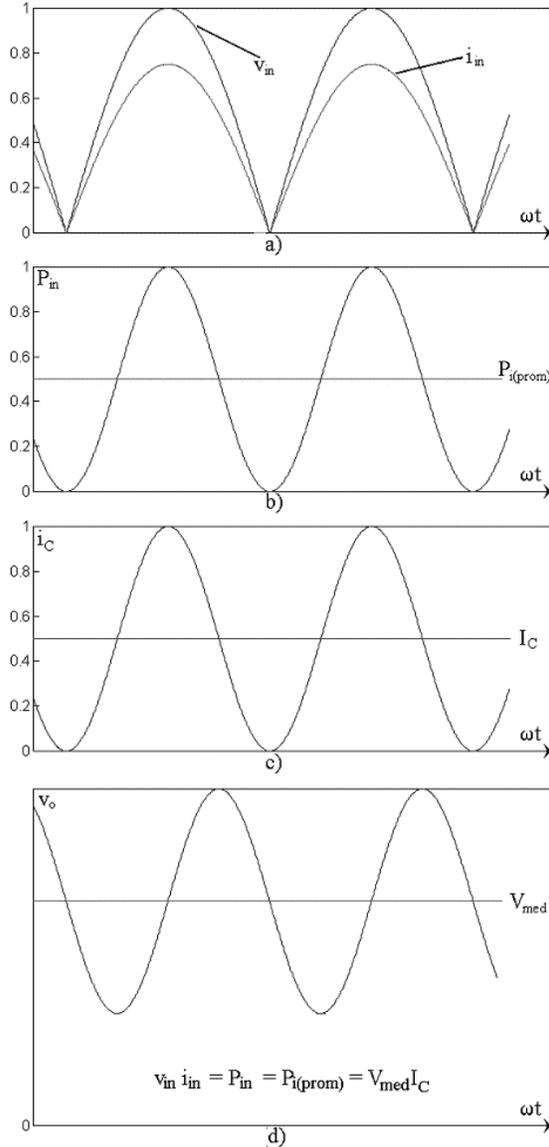


Figura 6. Formas de onda para el boost emulador resistivo.

### 4.3 Operación a frecuencia variable

El esquema emulador resistivo normalmente opera con control en modo de corriente a una frecuencia fija; sin embargo, existen otras formas

de control continuo de corriente, como el *control con histéresis*, en el que la corriente es conmutada para seguir señales programadas máxima y mínima, correlacionadas con el voltaje de línea instantáneo (Figura 7). Este control conlleva una frecuencia de operación variable y algunos problemas en el rango de los voltajes de entrada.

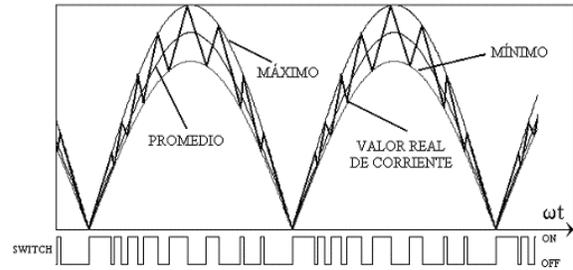


Figura 7. Programación de corriente en control con histéresis.

## 5. Modos de conducción continuo y discontinuo

Si la corriente en el choque del convertidor siempre es mayor que cero, se dice que el convertidor opera en modo continuo; de otra parte, si en la descarga del choque se permite que la corriente llegue a cero, se dice que el circuito opera en modo discontinuo.

### 5.1 Modo de conducción continuo

En modo continuo, o modo de transferencia incompleta de energía, la inductancia es de valor superior al crítico, por lo cual la corriente en el choque nunca llega a cero. El control dispara el transistor, de acuerdo con el ciclo útil, el cual se ajusta de forma tal que la corriente promedio siga la referencia de forma de onda. Dado que la frecuencia es fija y la inductancia finita, ocurrirá un modo de operación discontinuo a bajas corrientes en cada extremo de la señal rectificada (distorsión en el cruce por cero).

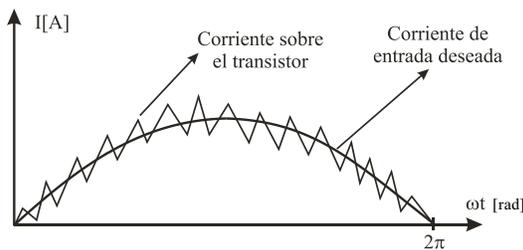


Figura 8. Corrientes en modo continuo.

En modo continuo, el lazo de realimentación de corriente tiene dos ceros a la derecha del semiplano complejo, que son responsables de la ganancia del convertidor a  $f_{conmutación}/2$  y del retraso de la fase de tensión en este punto. Si la ganancia es baja a esta frecuencia, cualquier ruido en la corriente hará que el sistema sea inestable, teniendo en cuenta que los lazos de control de voltaje y corriente están unidos internamente.

### 5.2 Modo de conducción discontinuo

En modo discontinuo, o modo de transferencia completa de energía, la inductancia se encuentra por debajo del valor crítico, por lo cual la corriente llega a cero. El sistema de control hace que el transistor conduzca cuando la corriente en el choque alcanza el valor de cero, y que no conduzca cuando la corriente en el choque alcanza dos veces el valor de la corriente media requerida. El método tiene la desventaja de generar corrientes pico mayores sobre transistor, diodo y condensador de salida, y corrientes rizo mayores en el choque a la frecuencia de conmutación; estas corrientes de alta frecuencia deben ser eliminadas con un filtro serie en la línea de entrada. Por lo anterior, este método es reservado para aplicaciones de baja potencia.

En modo de conducción discontinuo, el modelo no tiene ceros a la derecha del semiplano en el lazo de realimentación. Esto explica por qué en modo continuo muchas veces se necesitan muestras de datos para desarrollar el modelo del

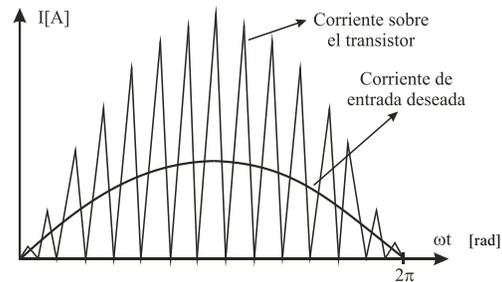


Figura 9. Corrientes en modo discontinuo.

convertidor, algo que no es necesario en modo discontinuo. Otra característica importante de este modo de operación es su mayor eficiencia en circuitos de baja potencia, en comparación al modo continuo bajo los mismos criterios de diseño.

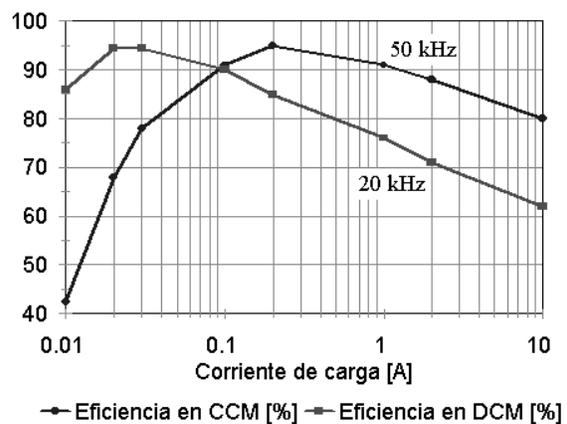


Figura 10. Eficiencia del convertidor en operación CCM y DCM.

## 6. Diseño del lazo de realimentación en PFC

Para hacer que el sistema se comporte como una carga resistiva es necesario que la corriente de entrada y el voltaje de entrada se relacionen a través de una constante, conocida comúnmente como  $R_{em}$  (resistencia emuladora). Además, para regular el voltaje de salida  $R_{em}$  debe cambiar con cada cambio de carga. La Figura 5 muestra el diagrama de bloques del control de una fuente de alimentación; en ella el valor de  $R_{em}$  se

calcula a partir del error del voltaje de salida (la diferencia entre un voltaje de referencia y el voltaje de salida).

En la Figura 5 pueden apreciarse dos lazos independientes de realimentación: a) el lazo de control de corriente interna (lazo de corriente interno), que debe tener un gran ancho de banda para seguir de cerca la forma de onda del voltaje rectificado onda completa; b) el lazo de control de voltaje (lazo de voltaje externo) el cual es necesario, dada la diversidad de corrientes de carga que pueden presentarse. El circuito externo sensa el voltaje del condensador de salida y lo mantiene constante regulando la corriente de la línea, como se requiere para una carga variable. A diferencia del lazo de control de corriente, este circuito de realimentación debe tener un ancho de banda angosto para evitar que los rizados de voltaje (al doble de la frecuencia de la red) afecten la reconstrucción de la onda de corriente.

### 6.1 Lazo de voltaje

La Figura 11 muestra una implementación sencilla para el lazo de voltaje.

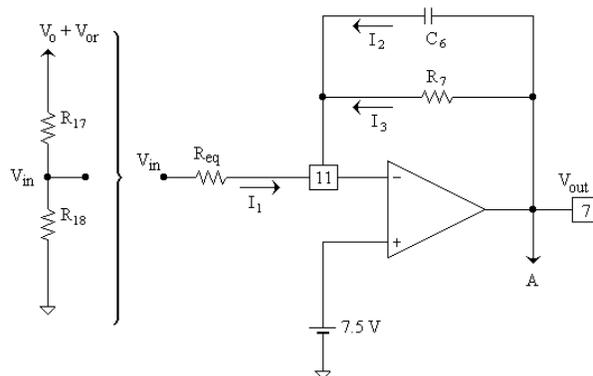


Figura 11. Implementación del lazo de realimentación de voltaje.

De este circuito se puede llegar a que:

$$v_{out}(t) = -\frac{1}{R_{eq} C_6} \int v_{in}(t) dt \quad (10)$$

Con la configuración apropiada del multiplicador (ver Figura 5), un cambio de cuatro voltios en la salida del amplificador (de 1 V a 5 V) cambia la corriente de línea de cero a plena carga. La ganancia, es decir, el producto  $R_{eq} C_6$ , debe calcularse para limitar el rizado de la señal a 120 Hz a menos del 2%.

La constante de integración es:

$$R_{eq} C_6 = \frac{1}{2\pi f_{rizado} G_{120}} \quad [s] \quad (11)$$

$R_7$  se adiciona en paralelo con  $C_6$  para dar estabilidad al voltaje del lazo de realimentación. Sin la adición de  $R_7$  se tendrían dos contribuciones a  $-90^\circ$ : la del amplificador (con  $R_{eq}$  y  $C_6$ ) y la del condensador de salida. Colocando  $R_7$  se asegura que el atraso de la fase de la red a ganancia uno cruce por lo menos  $45^\circ$  por debajo de los  $180^\circ$ , garantizando estabilidad.

### 6.2 Lazo de corriente

La realimentación de corriente se puede realizar mediante el siguiente circuito:

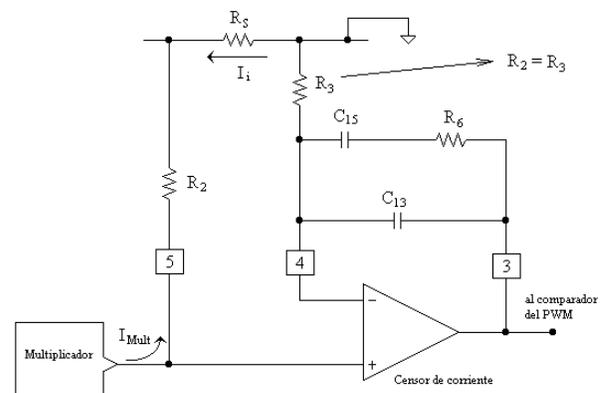
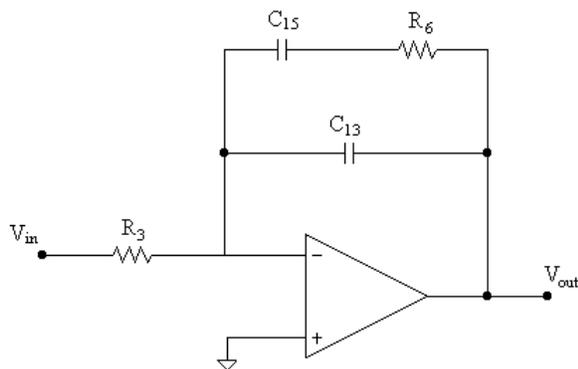


Figura 12. Implementación del lazo de realimentación de corriente.

Para medir la corriente, normalmente se utiliza una resistencia de pequeño valor en la línea de retorno a la altura del choque, llamada  $R_s$ ; el voltaje sobre esta resistencia sensora de corriente de línea rectificadora, es aplicado a las entradas de un amplificador de corriente a través de dos resistencias iguales. El mismo circuito, pero con respecto a tierra, se presenta a continuación:



**Figura 13.** Función de transferencia lazo de corriente.

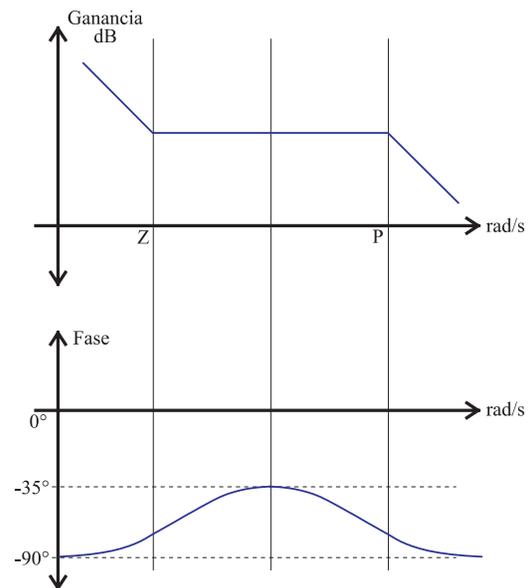
Y su función de transferencia es:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{1}{R_3} \frac{SR_6C_{15} + 1}{S^2R_6C_{13}C_{15} + S(C_{13} + C_{15})} \quad (12)$$

de donde se tiene:

$$Z = \frac{1}{R_6C_{15}} \quad \text{y} \quad P = \frac{C_{13} + C_{15}}{R_6C_{13}C_{15}} \quad (13)$$

Si estos dos puntos de quiebre (el cero y el polo) están separados por un factor de 10 ( $P=10*Z$ ), la respuesta de la fase alcanza un valor máximo de tan sólo  $-35^\circ$  debido a las desviaciones sufridas en estos quiebres.



**Figura 14.** Respuesta en frecuencia para el lazo de corriente.

Este factor es importante, ya que al combinar el amplificador con la etapa de potencia el *boost* introduce una fase adicional de  $90^\circ$  de atraso.

## 7. Simulaciones y análisis de resultados

Como validación de la teoría expuesta se presentarán simulaciones de un convertidor *boost* con PFC operando sobre una red monofásica de 120 voltios eficaces a 60 Hz, con una frecuencia de conmutación de 20 kHz, voltaje de salida de 400 Vdc, y una carga resistiva de 100 (potencia de salida de 1,6 kW). Los esquemas de control utilizados son el emulador resistivo tradicional y el rectificador activo o convertidor de dos interruptores. Estos dos esquemas también se han implementado en laboratorio, comprobándose los resultados esperados.

### 7.1 Emulador resistivo de alta frecuencia

El esquema utilizado en la simulación es el siguiente:

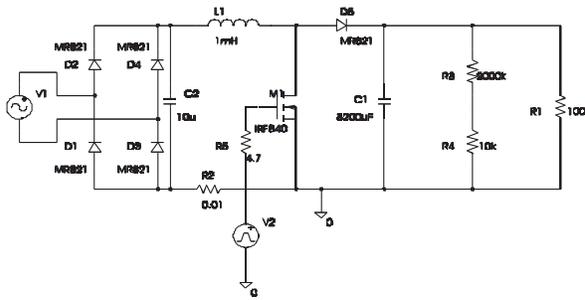


Figura 15. Circuito simulación del emulador resistivo.

A modo de comparación, la Figura 16 muestra las señales de entrada para un circuito sin PFC. La THD alcanzada en la corriente de entrada es de 46,03%, siendo el tercer armónico del 44,9% con respecto al fundamental.

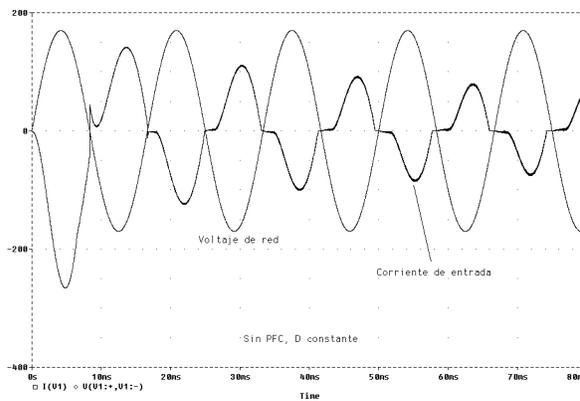


Figura 16. Ondas de entrada sin PFC.

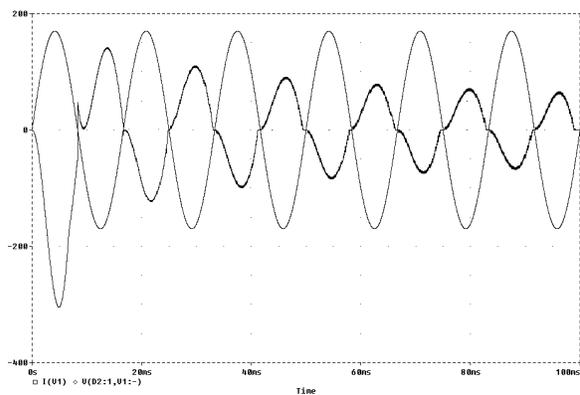


Figura 17. Ondas de entrada con PFC emulador resistivo.

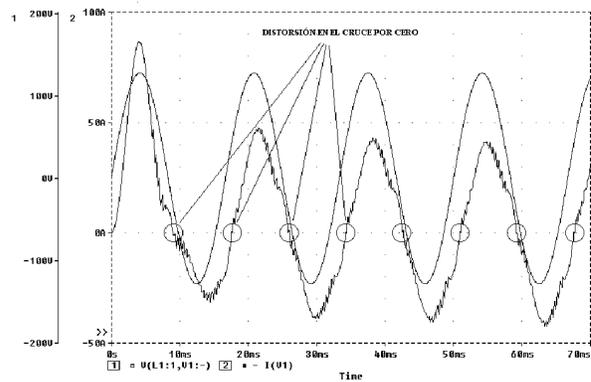


Figura 18. Ondas de entrada con PFC rectificador activo.

El emulador resistivo logra una THD de 7,2% con una onda de corriente bastante sinusoidal (el tercer armónico es solamente el 5,4% de la fundamental) con una pequeña distorsión en el cruce por cero. Por otro lado, el rectificador activo alcanza una THD del 8,35%, con un tercer armónico del 5,54% del fundamental.

Implementaciones reales del emulador resistivo a 250 W realizadas por el grupo de investigación en convertidores de potencia, arrojaron valores de THD del 10,9% a plena carga, y un componente del tercer armónico del 7,14% del fundamental. El factor de potencia alcanzado fue de 0,996.

## 8. Conclusiones

Luego de la revisión de la información disponible, y del análisis teórico y práctico de las topologías utilizadas en este tipo de aplicaciones, se logró llegar a las siguientes conclusiones:

La selección y el diseño de los circuitos de potencia y control para aplicaciones de rectificación monofásica con factor de potencia unitario están fuertemente influenciados por las características específicas de la aplicación. En algunas aplicaciones el criterio más importante es el costo del equipo, por encima de otros como desempeño, tamaño, nivel de potencia, distorsión permitida, etc. La situación debe ser analizada para proponer una solución óptima.

Algunos convertidores presentan mayores eficiencias en bajas potencias, mientras que otras configuraciones funcionan mejor a potencias superiores. Un diseño de circuito de control podría poner a funcionar un convertidor en su punto óptimo, si tiene en cuenta esta afirmación y se ajusta el convertidor al punto requerido de operación (por ejemplo, en modo de conducción discontinua para bajas potencias y en modo de conducción continua para altas potencias); considerando que esta distinción hace complejo el diseño del circuito de control, deberá analizarse si el ahorro de energía realmente justifica el costo.

El circuito de control es el que realmente determina el desempeño del equipo. Un circuito simple puede resultar económico, pero afecta bastante la respuesta dinámica del sistema y el nivel de distorsión introducido a la red; un control muy evolucionado puede reproducir un alto desempeño del equipo con un mínimo de distorsión. La solución final dependerá del problema particular y de los recursos de inversión disponibles.




---

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- CANESIN, C., Barbi I. (1996) *Analysis and Design of Constant-Frequency Peak-Current-Controlled High-Power-Factor Boost Rectifier with Slope Compensation*. IEEE TPE. Pags.: 807-813.
- ENJETI P., MARTÍNEZ R. (1993) *A High Performance Single Phase AC to DC Rectifier With Input Power Factor Correction*. IEEE TPE.
- HUERTAS, Alberto. (1995) *Diseño y especificaciones de sistemas electrónicos de Control de potencia*. Memorias del Seminario de Electrónica de Potencia. Bogotá: Universidad Nacional de Colombia.
- IEC61000-3-2:1995/BSEN61000-3-2:1995. *Electromagnetic Compatibility (EMC) Part 3: Limits. Section 2. Limits for harmonic current emissions (equipment input current < 16A per phase)*.
- LIN B. R., Hwang T. S. *Single Phase Rectifier with High Power Factor in Continuous and Discontinuous Conduction Mode*. Power Electronics Research Lab., Dept. of Electrical Engineering. National Yunlin Institute of Technology. Touliu city. Yunlin 640. Taiwan.
- MARTÍNEZ F., MENDOZA W. (1997) *Corrección activa del factor de potencia*. Proyecto de grado Universidad Nacional de Colombia, Facultad de Ingeniería.
- MARTÍNEZ, Fredy. (2001) *El Fenómeno de distorsión armónica en redes eléctricas*. En: Tecnura Nº 9. Universidad Distrital F.J.C, Facultad Tecnológica, Bogotá.
- OHNUKI T., Miyashita O (1996). *High Power Factor PWM Rectifiers with Analog Pulsewidth Prediction Controller*. IEEE TPE. Vol. 11, No. 3 .
- PRODIC. A., Maksimovic, D. (2000) *Digital PWM Controller and Current Estimator for A Low-Power Switching Converter*. 7th IEEE Workshop on Computers in Power Electronics.
- Unitrode Integrated Circuits Product and Applications Handbook (1994). *High Power Factor Preregulator. Part Data Sheet*