

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA FUENTE DE TENSIÓN DE CORRIENTE  
CONTINUA CON FACTOR DE POTENCIA CORREGIDO**

**YEILER EDUARDO BERNAL GUTIERREZ  
JOSÉ GREGORIO NÚÑEZ ROA**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍA FÍSICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA**

**2013**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA FUENTE DE TENSIÓN DE CORRIENTE  
CONTINUA CON FACTOR DE POTENCIA CORREGIDO**

**YEILER EDUARDO BERNAL GUTIERREZ  
JOSE GREGORIO NUÑEZ ROA**

**Trabajo de grado para optar por el título de INGENIERO ELECTRÓNICO**

**Director:  
MsC. JAIME BARRERO**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍA FÍSICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERIAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA**

**2013**

*Agradezco a Dios por brindarme la oportunidad de lograr tan anhelada meta.  
A mi madre María Elvira por su apoyo incondicional y por sus palabras de aliento que hicieron que las cosas fueran más fáciles.*

*A mis abuelos Rafael y Conchita, que continuamente me han animado a superarme.  
A mi hermana, sobrinos y cuñado porque con su alegría hicieron que mis preocupaciones fueran más llevaderas.*

*A Yessi por su apoyo y por animarme en los momentos de dificultad.*

*A mis familiares por sus consejos y buenos deseos.*

*A mis amigos y demás personas que estuvieron conmigo durante esta larga lucha.*

### **YEILER EDUARDO BERNAL GUTIERREZ**

*Agradezco a Dios por la vida y por darme la oportunidad de crecer en una familia que con mucho sacrificios me ha apoyado para cumplir mis sueños y metas en la vida. Este es un primer logro de tantos anhelos y proyectos que tengo para mi vida.*

*A mama María que por medio de su intersección ha llenado mi vida de muchas bendiciones como lo es mi esposa, mi hijo y la gran familia que me rodea.*

*A mis padres Mery y Gabriel por la ayuda tan grande que me han dado y que no terminare nunca de agradecerles por todo el apoyo y amor que me han brindado.*

*A mis hermanos, muchas gracias por no dejar de apoyarme nunca y permitirme lograr esta meta.*

*A mi esposa Rocío por su paciencia y colaboración en este último año de mi carrera, donde hemos superado una primera meta para nuestro futuro.*

*A mis amigos y a las personas que han estado en esos momentos difíciles para siempre darme una mano.*

*A mi compañero de proyecto Yeiler que con su esfuerzo y sacrificio pudimos sacar este proyecto adelante.*

*A mi cuñado José G. que ya no está en este mundo material pero cuando necesité su ayuda siempre estuvo ahí.*

*Jez*

### **JOSE GREGORIO NUÑEZ ROA**

## AGRADECIMIENTOS

*Los autores agradecen este trabajo a:*

*A Dios primero que todo por darnos salud y vida para laborar y llevar a buen término este proyecto de fin de carrera.*

*Al profesor Jaime Barrero por su colaboración y orientación permanente. Fue de gran importancia la disponibilidad y amabilidad para siempre atendernos.*

*A los Ingenieros Jairo Mantilla y Javier Mier por la colaboración y amabilidad en el servicio prestado en los laboratorios de la universidad.*

*Al alma mater, a la facultad y especialmente a los profesores de la escuela de ingeniería eléctrica, electrónica y de telecomunicaciones que han estado en estos años de nuestra formación académica y profesional.*

*A nuestras familias y las personas que colaboraron de alguna forma en la realización de este trabajo.*

## CONTENIDO

|   | <b>Pág.</b> |
|---|-------------|
| INTRODUCCIÓN  | 19          |
| 1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA   | 21          |
| 1.1 FUENTES DE TENSIÓN  | 21          |
| 1.1.1 Técnicas de conversión de alterna a continúa.                               | 21          |
| 1.2 FACTOR DE POTENCIA  | 23          |
| 1.3 ESTÁNDARES PARA REGULAR LA CORRIENTE DE LÍNEA                                 | 28          |
| 1.4 CLASIFICACIÓN DE LAS SOLUCIONES A LA CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA        | 31          |
| 1.4.1 Soluciones pasivas.   | 32          |
| 1.4.2 Soluciones activas.   | 35          |
| 1.4.2.1 Filtros activos.  | 35          |
| 1.4.2.2 Convertidores CA-CC de dos etapas.  | 36          |
| 1.4.2.3 Convertidores CA-CC de una etapa.   | 37          |
| 1.4.3 Topologías que se pueden emplear para la corrección del factor de potencia. | 39          |
| 1.5 CONVERTIDOR BOOST   | 41          |
| 1.5.1 Estados del convertidor Boost.  | 42          |
| 1.5.1.1 Estado de carga.  | 42          |
| 1.5.1.2 Estado de descarga.   | 42          |
| 1.5.2 Modos de conducción para el convertidor <i>Boost</i> .                      | 43          |
| 1.5.2.1 Convertidor <i>Boost</i> en modo de conducción continuo.                  | 43          |
| 1.5.2.2 Convertidor <i>Boost</i> en modo de conducción discontinuo.               | 47          |
| 1.6 TÉCNICAS DE CONTROL PARA PFC  | 50          |
| 1.6.1 Control en modo tensión.  | 51          |

|  |     |
|--|-----|
| 1.6.2 Control en modo corriente pico.  | 53  |
| 1.6.3 Control en modo corriente promediada.  | 55  |
| 1.6.4 Control de histéresis.   | 57  |
| 1.6.5 Control en frontera (Bordeline Control).   | 59  |
| 1.6.6 Control por corriente discontinua con PWM.   | 61  |
| <br>   |     |
| 2. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN   | 64  |
| 2.1 CIRCUITO INTEGRADO   | 64  |
| 2.1.1 Aplicación en corrector de factor de potencia.   | 68  |
| 2.2 DISEÑO Y SELECCIÓN DE COMPONENTES  | 71  |
| 2.2.1 Cálculos de diseño.  | 73  |
| 2.2.1.1 Cálculos de corriente.   | 73  |
| 2.2.1.2 Puente rectificador.   | 74  |
| 2.2.1.3 Selección del condensador de entrada.  | 74  |
| 2.2.1.4 Selección del inductor Boost.  | 76  |
| 2.2.1.5 Selección diodo <i>Boost</i> .   | 77  |
| 2.2.1.6 Selección dispositivo de conmutación.  | 77  |
| 2.2.1.7 Selección resistor de sensado.   | 78  |
| 2.2.1.8 Selección del condensador de salida.   | 79  |
| 2.2.1.9 Ajuste de la tensión de salida.  | 81  |
| 2.2.1.10 Selección de elementos para el lazo de compensación.                                      | 83  |
| 2.2.1.11 Selección de elementos para la protección ante fallo de alimentación o <i>Brown-out</i> . | 85  |
| 2.2.2 Componentes seleccionados.   | 88  |
| <br>   |     |
| 3. PRUEBAS   | 92  |
| 3.1 RESULTADOS DE SIMULACIÓN   | 93  |
| 3.1.1 Simulación de la fuente de tensión sin <i>PFC</i> .  | 93  |
| 3.1.2 Simulación de la fuente de tensión con <i>PFC</i>  | 97  |
| 3.1.3 Cálculo de la distorsión armónica total, factor de potencia y eficiencia.                    | 101 |

|   |     |
|---|-----|
| 3.1.3.1 Cálculo de <i>THD</i> .   | 101 |
| 3.1.3.2 Cálculo del factor de potencia  | 103 |
| 3.1.3.3 Cálculo de la eficiencia.   | 103 |
| 3.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES   | 105 |
| 3.2.1 Resultados de la fuente de tensión sin corrección del factor de potencia. | 105 |
| 3.2.2 Resultados de la fuente de tensión con corrección del factor de potencia. | 109 |
| 3.2.3 Cálculo de la eficiencia real en el sistema.                              | 113 |
| <br>  |     |
| CONCLUSIONES  | 115 |
| <br>  |     |
| RECOMENDACIONES   | 119 |
| <br>  |     |
| BIBLIOGRAFÍA  | 124 |
| <br>  |     |
| ANEXOS  | 127 |

## LISTA DE FIGURAS

|   | <b>Pág.</b> |
|---|-------------|
| Figura 1. Fuente de alimentación real.  | 21          |
| Figura 2. Diferentes casos para el factor de potencia.  | 24          |
| Figura 3. Rectificación típica en sistemas electrónicos: rectificador con filtro.   | 25          |
| Figura 4. Rectificación típica en sistemas electrónicos: formas de onda en el rectificador.   | 26          |
| Figura 5. Distorsión armónica en un rectificador.   | 27          |
| Figura 6. Clasificación de equipos con conexión a redes públicas y corrientes de entrada $<16A\%$ del tiempo Según la norma EN 61000-3-2. | 29          |
| Figura 7. Corrector del factor de potencia mediante un convertidor elevador.  | 32          |
| Figura 8. Ejemplo de circuitos pasivos CFP.   | 34          |
| Figura 9. Diagrama de bloques de los convertidores CA-CC de dos etapas.   | 36          |
| Figura 10. Diagrama de bloques de los convertidores CA-CC de una etapa.   | 39          |
| Figura 11. Circuitos correspondientes al convertidor elevador, reductor, Flyback.   | 40          |
| Figura 12. Convertidor Boost  | 41          |
| Figura 13. Convertidor Boost con Interruptor cerrado  | 42          |
| Figura 14. Convertidor Boost con interruptor abierto  | 43          |
| Figura 15. Formas de onda del convertidor Boost en modo de conducción continuo.   | 44          |
| Figura 16. Forma de onda del convertidor Boost en modo de conducción discontinuo.   | 48          |
| Figura 17. Convertidor elevador con control.  | 50          |
| Figura 18. Control en modo tensión de un convertidor Boost.   | 52          |
| Figura 19 Señales significativas del control en modo tensión de un convertidor elevador.  | 53          |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 20. Esquema para el control de corriente pico.   | 54  |
| Figura 21. Esquema del control por corriente promedio.  | 57  |
| Figura 22. Esquema de control por histéresis.   | 59  |
| Figura 23. Esquema de control límite.   | 60  |
| Figura 24. Esquema de control por corriente discontinua con PWM   | 62  |
| Figura 25. Configuración de pines del IC UCC28019 de Texas Instruments®.                                  | 65  |
| Figura 26. Diseño de la fuente con factor de potencia corregido   | 72  |
| Figura 27. Fuente de tensión de CC con factor de potencia corregido                                       | 91  |
| Figura 28. Puente rectificador de la tensión de línea y convertidor Boost, sin PFC (Etapa de potencia).   | 94  |
| Figura 29. Señales de entrada de la fuente sin aplicar PFC  | 94  |
| Figura 30. Rizado en las señales de salida de la fuente sin aplicar PFC                                   | 95  |
| Figura 31. Espectro en baja frecuencia de la corriente de entrada sin corrección del factor de potencia   | 96  |
| Figura 32. Espectro en altas frecuencias de la corriente entrada sin corrección del factor de potencia    | 96  |
| Figura 33. Fuente de tensión con PFC (etapa de potencia y etapa de control)                               | 97  |
| Figura 34. Señales de entrada de la fuente aplicando PFC  | 98  |
| Figura 35. Rizado en las señales de salida de la fuente aplicando PFC                                     | 99  |
| Figura 36. Espectro en baja frecuencia de la corriente de entrada con corrección del factor de potencia   | 100 |
| Figura 37. Espectro en altas frecuencias de la corriente de entrada con corrección del factor de potencia | 100 |
| Figura 38. THD en la corriente de entrada sin corrección del factor de potencia.                          | 101 |
| Figura 39. THD en la corriente de entrada con corrección del factor de potencia.                          | 102 |
| Figura 40. Tensión y corriente de entrada sin corrección del factor de potencia                           | 106 |
| Figura 41. Espectro de frecuencias de la corriente de entrada sin corrección del factor de potencia       | 107 |
| Figura 42. Rizado de la tensión de salida sin corrección del factor de potencia                           | 107 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 43. Tensión y corriente de entrada con corrección del factor de potencia                     | 109 |
| Figura 44. Espectro de frecuencias de la corriente de entrada con corrección del factor de potencia | 110 |
| Figura 45. Rizado de la tensión de salida con corrección del factor de potencia                     | 111 |
| Figura 46. Tensión de corriente continua a la salida de la fuente con factor de potencia corregido  | 113 |

## LISTA DE TABLAS

|  | <b>Pág.</b> |
|--|-------------|
| Tabla 1. Límites clase A para armónicos de orden K   | 30          |
| Tabla 2. Límites clase D ( $P < 75W$ ) (1) Referido a la potencia nominal, (2) valor máximo absoluto | 30          |
| Tabla 3. Ventajas e inconvenientes para la soluciones pasivas del <i>PFC</i>                         | 34          |
| Tabla 4. Ventajas e inconvenientes de las soluciones activas para un convertidor CA-CC de dos etapas | 37          |
| Tabla 5. Ventajas e inconvenientes de las soluciones activas para un convertidor CA-CC de una etapa  | 39          |
| Tabla 6. Descripción de pines del circuito integrado UCC28019  | 66          |
| Tabla 7. Parámetros de diseño para la fuente de tensión con factor de potencia corregido             | 71          |
| Tabla 8. Componentes pasivos   | 88          |
| Tabla 9. Selección de semiconductores  | 89          |
| Tabla 10. Costos de implementación   | 90          |
| Tabla 11. Parámetros y valores de operación  | 93          |
| Tabla 12. Comparación de resultados de simulación  | 104         |
| Tabla 13. Comparación de resultados reales   | 114         |

## LISTA DE ANEXOS

|   | <b>Pág.</b> |
|---|-------------|
| Anexo A. Nota de aplicación de UCC28019 en corrector de factor de potencia activo | 127         |
| Anexo B Capas diseño PCB.   | 142         |
| Anexo C Montaje de pruebas experimentales   | 144         |
| Anexo D Hojas de datos de los elementos utilizados                                | 145         |

## RESUMEN

**TÍTULO:** DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA FUENTE DE TENSIÓN DE CORRIENTE CONTINUA CON FACTOR DE POTENCIA CORREGIDO\*

**AUTOR(ES):** YEILER BERNAL  
JOSE NUÑEZ Y JAIME BARRERO\*\*.

**Palabras clave:** Factor de potencia, Corrección de Factor de Potencia, Convertidor *Boost*, Distorsión Armónica, Eficiencia.

### DESCRIPCIÓN:

En este texto se presenta el diseño e implementación de una fuente de tensión de corriente continua con factor de potencia corregido que tiene por objetivo controlar la corriente de entrada para obtener una baja distorsión armónica total y un factor de potencia cercano a la unidad, combinando dos etapas, una encargada de corregir el factor de potencia mediante un circuito integrado y otra etapa encargada de elevar la tensión de entrada mediante un convertidor de topología *Boost* con la capacidad de entregar una tensión continua de 390V y 0,9A a la salida.

Primero, se estudiaron diferentes combinaciones de topologías de convertidores electrónicos de potencia y estrategias de control, con el objetivo de establecer la más conveniente en cuanto a costo, rendimiento, complejidad y flexibilidad. Se optó por la implementación de un convertidor elevador y se aplicó una estrategia de control por corriente promedio, mediante el uso del circuito integrado UCC28019A fabricado por *Texas Instrument®*. El desempeño del sistema es validado mediante resultados de simulación y experimentales.

Se explica el funcionamiento de las topologías, los cálculos necesarios para el diseño y posterior implementación de la fuente, los materiales necesarios para su elaboración, los resultados de las pruebas realizadas a la fuente y verificación de rendimiento bajo cargas específicas. Estas pruebas fueron realizadas en los laboratorios de la Universidad Industrial de Santander y con los implementos disponibles en dichos laboratorios.

Se realizan conclusiones y recomendaciones en base a este diseño para usarlo en la construcción de una fuente de mayor potencia con valores de salida de corriente y tensión utilizados en actividades domésticas e industriales.

---

\* Proyecto de grado

\*\* Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones Director MSc Jaime Barrero Pérez

## ABSTRACT

**TITLE:** DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A SOURCE OF DIRECT CURRENT VOLTAGE WITH POWER FACTOR CORRECTED\*

**AUTHOR(S):** YEILER BERNAL  
JOSE NUÑEZ Y JAIME BARRERO \*\*

**KEYWORDS:** Power factor, Power Factor Correction, Boost converter, Harmonic Distortion, Efficiency.

### DESCRITION:

In this degree work presents the design and implementation of a voltage source of direct current with power factor corrected, That has for aim control the current of entry with the end obtain a low harmonic total distortion and a factor of power near to the unit, Combining two stages, a manager of correcting the factor of power by means of an integrated circuit and another stage entrusted to raise the tension of entry by means of a convertor type Boost with the aptitude to deliver a constant tension of 390V and 0,9A to the exit.

Initially different combinations were studied of topologies of electronic convertors of power and strategies of control, with the purpose of choosing the most suitable as for cost, performance, complexity and flexibility. Elevator was chosen for the implementation of a convertor and a strategy of control was applied by average current, by means of the use of the integrated circuit UCC28019A made by Texas Instrument. The performance of the system is validated by means of results of simulation and experimental.

Immediately afterwards explains to itself the functioning of the topologies, the calculations necessary for the design and later implementation of the source, the materials necessary for his production, the results of the tests realized to the source and check of low performance specific loads. These tests were realized in the laboratories of the Industrial University of Santander and with the available implements in the above mentioned laboratories.

Finally conclusions and recommendations on the basis of this design to use it in the construction of a source of major power with values of exit of current and tension used in domestic and industrial activities.

---

\* Project of grade

\*\* Faculty of physical mechanical engineering, school of electrical engineering, electronics and telecommunications Director MSc Jaime Barrero Pérez

## INTRODUCCIÓN

El desarrollo de los dispositivos semiconductores ha permitido que los sistemas electrónicos de potencia se utilicen de una forma creciente para usos residenciales, comerciales e industriales. Un ejemplo de los dispositivos de potencia más utilizados actualmente son las fuentes conmutadas, las cuales tienen numerosas ventajas respecto a las fuentes lineales tradicionales como mayor densidad de potencia, alta eficiencia, menor costo, tamaño reducido y mayor capacidad de regulación.

Aunque las fuentes conmutadas cuentan con numerosas ventajas, tienen como inconveniente, su no linealidad debido al uso de dispositivos semiconductores dentro de su topología, lo cual distorsionan la corriente de entrada provocando una elevada distorsión armónica total (*Total Harmonic Distortion*, THD) y un bajo factor de potencia (*Power Factor*, PF). Esto se debe a la disposición de un capacitor de gran valor después de la etapa de rectificación, para lograr un pequeño *rizo* en la tensión de salida, lo cual produce una corriente de entrada pulsante que provoca un alto THD y un bajo PF.

A pesar de que cada dispositivo, en baja potencia, no presenta problemas serios con las corrientes armónicas que produce, una gran cantidad de estos conectados a la red pueden distorsionar la forma de onda de la tensión de entrada. Debido a esto, en los últimos años la calidad de energía ha pasado a ser un tema importante y existen en la actualidad normas para su regulación. Para una mejor comprensión del tema se puede observar en [5] acerca de los estándares internacionales para la regulación de la energía.

Para lograr la reducción de armónicos y la corrección del factor de potencia, se utilizan correctores de factor de potencia (*Power Factor Corrector, PFC*). Estos circuitos se pueden dividir en dos grupos; activos y pasivos. Los pasivos son capaces de manejar altas potencias y son simples de diseñar. Sin embargo, el funcionamiento de un *PFC* pasivo es muy dependiente del sistema de energía y no permite lograr un alto factor de potencia. Aunque los *PFC* pasivos pueden ser la mejor opción en muchas aplicaciones de alta potencia, los *PFC* activos dominan las aplicaciones de media y baja potencia permitiendo obtener un factor de potencia cercano a la unidad. Además, poseen buena capacidad de regulación y alta densidad de potencia.

Existen distintas topologías y estrategias de control para los *PFC* activos. Entre las topologías de potencia utilizadas se pueden mencionar los convertidores de corriente continua a corriente continua como son: Reductor, Elevador, y Reductor-Elevador. Por otra parte las estrategias de control más utilizadas son: control por corriente pico, histéresis y corriente promedio, etc. Estas estrategias de control para el *PFC*, se pueden desarrollar mediante la programación de un controlador digital de señales (*Digital Signal Controller, DSC*), circuitos integrados (*Integrated Circuit, IC*) comerciales, entre otros; en este trabajo se optó por utilizar un CI.

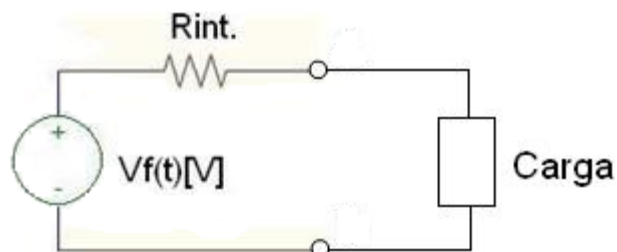
Se estudiaron distintos tipos de circuitos integrados comerciales para el control y regulación de tensión en la salida, seleccionando el UCC28019A el cual presenta una alta eficiencia y un factor de potencia cercano a la unidad. Los resultados de simulación y experimentales se obtuvieron con un prototipo construido en el laboratorio de la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones (E3T), de la Universidad industrial de Santander (UIS).

## 1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

### 1.1 FUENTES DE TENSIÓN

Una fuente de tensión ideal se modela como una caja negra con cuatro terminales que mantienen una tensión fija en sus terminales de salida, independiente de la resistencia de carga. Es decir que, la fuente debe poder suministrar una corriente  $I = V/R$  cuando la carga está conectada a sus terminales. Una fuente de tensión real puede suministrar solo un valor máximo finito de tensión, y además, generalmente se comporta como una fuente ideal con una pequeña resistencia en serie (ver Figura 1).

**Figura 1. Fuente de alimentación real.**



Fuente: [1].

**1.1.1 Técnicas de conversión de alterna a continúa.** Todos los sistemas eléctricos necesitan suministro de energía para funcionar, para esto se utilizan fuentes de alimentación basados en la transformación de la energía aplicada en su entrada para obtener valores apropiados en la salida. Se puede distinguir entre dos tipos de fuentes de alimentación:

- Reguladores lineales: Su función es transformar la tensión de entrada en uno menor a la salida mediante la disipación de la tensión de salida sobrante en forma de calor.
- Fuentes conmutadas (o convertidores): Se basa en la conmutación de transistores. En función de una señal de control que impone un ciclo de trabajo determinado, el transistor entra en conmutación permitiendo o no el paso de energía a los distintos componentes de la fuente.

Las fuentes de tensión conmutadas presentan diversas ventajas respecto a los reguladores lineales:

- Eficiencia, calor y energía disipada: como se comentó, los reguladores lineales disipan de energía excedente en forma de calor, mientras que las fuentes conmutadas tienen una señal de control en la que idealmente no se produce ninguna disipación, y teóricamente se puede alcanzar una eficiencia del 100%. Las pérdidas producidas son por las características no ideales de los componentes.
- Tensión de salida: Los reguladores lineales solo pueden proporcionar una tensión baja respecto a la entrada. Mientras en la fuente conmutada el valor de la salida puede ser mayor o menor respecto a la tensión aplicada en la entrada.
- Relación peso-potencia: Los reguladores lineales utilizan transformadores de bajas frecuencias, los cuales son más grandes y pesados en comparación a los usados típicamente en una fuente conmutada de frecuencias superiores. La conmutación de los transistores con frecuencias lo más altas posibles, permiten reducir el tamaño de los condensadores, las bobinas y los transformadores.
- Factor de potencia: en un regulador lineal el factor de potencia resultante es bajo, mientras en una fuente conmutada con un diseño adecuado, se logra la regulación en su tensión de salida junto con un buen factor de potencia [4].

La utilización de las fuentes conmutadas también tiene ciertos inconvenientes respecto a los reguladores lineales. Presentan una mayor complejidad de diseño debido a que es necesario incluir una etapa de control que genere la señal modulada por ancho de pulso que llega a la puerta del transistor. Típicamente esta señal se genera mediante un dispositivo de tipo controlador como son los DSP, FPGA o circuitos integrados.

En este trabajo, para la parte del control se ha utilizado un circuito integrado el cual regula la tensión de salida y corrige el factor de potencia.

Además, debido a los cambios abruptos de corrientes indeseadas que se dan en un convertidor conmutado, se pueden presentar radiaciones electromagnéticas indeseadas, por lo que a veces es necesario emplear filtros EMI y blindajes externos para reducir las interferencias. Como las señales de conmutación son de altas frecuencias es necesario un diseño adecuado de las pistas del circuito de la fuente, ya que las capacitancias parasitas no son deseables [4].

## 1.2 FACTOR DE POTENCIA

Tal como se puede leer en los textos de electrónica de potencia ([2], [3], entre otros) el factor de potencia se define como el cociente de la potencia promedio y el producto de los valores eficaces de la corriente y el voltaje. Este factor, expuesto en la Ecuación (1) permite evaluar que porcentaje de la energía que se aprovecha.

$$FP = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} * \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt}} \quad (1)$$

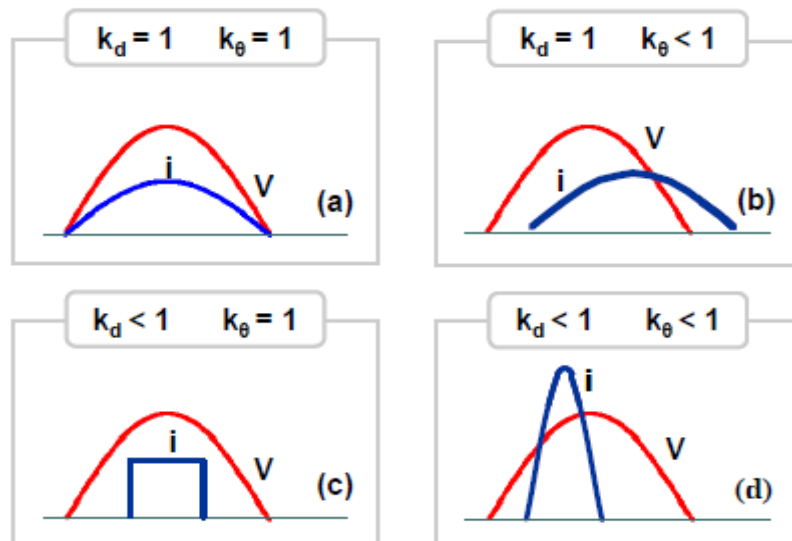
Considerando que la tensión de entrada es perfectamente sinusoidal entonces la ecuación (2) puede reescribirse de la siguiente forma:

$$FP = \frac{I_{frms} V_{rms} \cos \theta}{I_{rms} V_{rms}} = \frac{I_{frms}}{I_{rms}} \cos \theta = K_d K_\theta \quad (2)$$

El factor de distorsión  $K_d$  es la relación de corrientes eficaces entre la fundamental  $I_{frms}$  y la total  $I_{rms}$ . El factor de desplazamiento  $K_\theta$  es el coseno del ángulo de desfase entre la tensión y la corriente de la componente fundamental.

La Figura 2 muestra los cuatro casos que pueden presentarse, donde el único con factor de potencia unitario es el (a) ya que no se presenta distorsión armónica ni desfase. El caso (b) básicamente se refiere a las cargas inductivas, entre tanto el caso (c) representa a todas aquellas cargas con un bajo factor de potencia atribuido al factor de distorsión.

**Figura 2. Diferentes casos para el factor de potencia.**

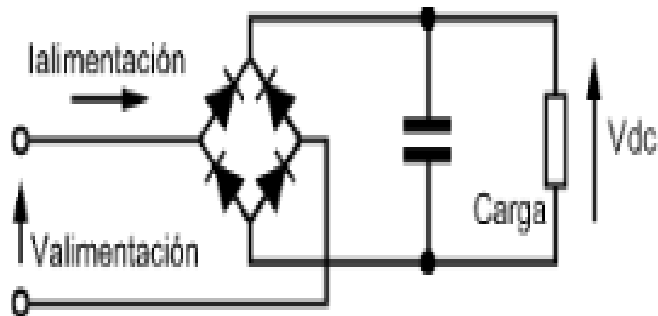


Fuente: Autores.

El caso (d) es el más común en los sistemas electrónicos debido a la proliferación de cargas no lineales. De acuerdo con las series de Fourier, si la corriente no es sinusoidal, entonces existirá una cantidad infinita de corrientes armónicas a frecuencias múltiplos de la fundamental o frecuencia de línea. Este fenómeno puede cuantificarse mediante la distorsión armónica total (THD). Todas las corrientes armónicas generadas no producen potencia útil y son devueltas a la red de alimentación, contaminándola.

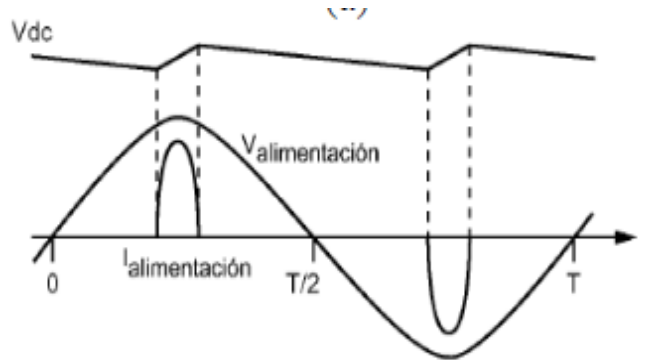
Un ejemplo del caso (d) es el esquema de rectificación típico mostrado en la Figura 3. La razón de su popularidad se debe al bajo costo y robustez del circuito. El problema con este esquema es que la carga del capacitor es no lineal, de hecho, sólo se demanda corriente cuando la tensión de entrada supera la tensión del capacitor como se puede observar en la Figura 4. Consecuentemente, toda la energía entregada al sistema se transfiere en un tiempo muy corto y no se aprovecha todo el periodo para la entrega de esta.

**Figura 3. Rectificación típica en sistemas electrónicos: rectificador con filtro.**



Fuente: [7].

**Figura 4. Rectificación típica en sistemas electrónicos: formas de onda en el rectificador.**



Fuente: [7].

El resultado es una distorsión armónica en la corriente de entrada elevada, con proporciones similares a las que se muestran en la Figura 5. En resumen, se contamina la red pública.

La distorsión armónica total está definida como la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las magnitudes de las componentes armónicas de corriente individuales, dividido por la magnitud de la componente fundamental como se puede ver en la Ecuación (3). Para el cálculo de este parámetro es necesario analizar el espectro en frecuencia o descomposición en la series de Fourier.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n \neq 1} I_n^2}}{I_1} \quad (3)$$

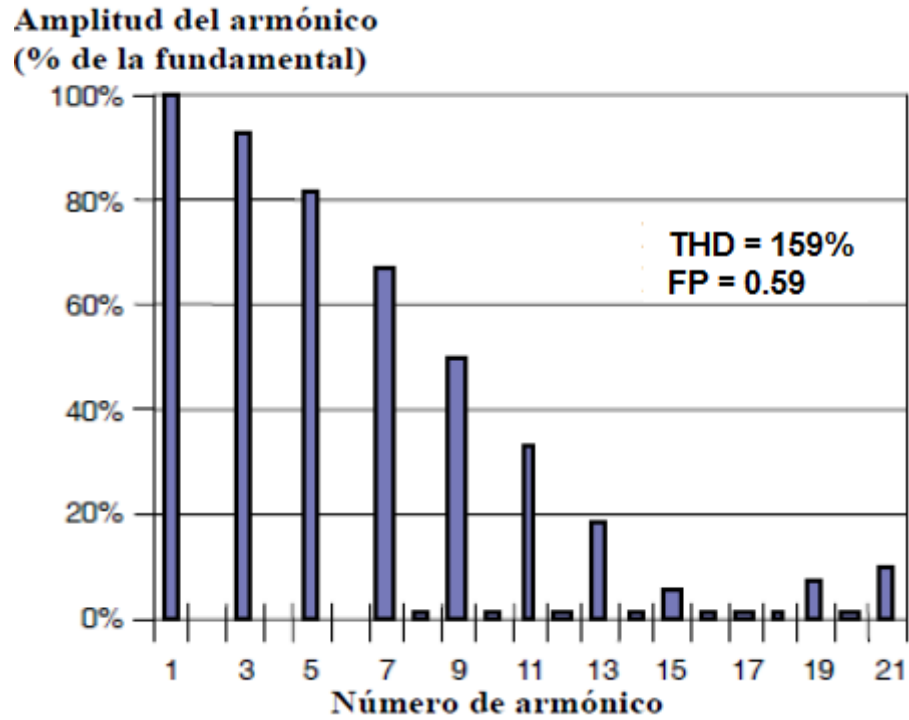
Donde

$I_n$  : Componente armónica.

$n$  : Numero del armónico.

$I_1$  : Componente fundamental.

Figura 5. Distorsión armónica en un rectificador.



Fuente: [6], Pagina 10.

El factor de distorsión  $K_d$  es la relación de corrientes entre la fundamental  $I_{frms}$  y la total  $I_{rms}$ . Esta expresión se puede relacionar con la Ecuación (3), al combinarlas se obtiene la expresión (4).

$$K_d = \frac{I_{frms}}{I_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{1 + (THD)^2}} \quad (4)$$

Donde

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{n=1} I_n^2} \quad (5)$$

Al reemplazar la Ecuación (4) en la Ecuación (2) se obtiene el factor de potencia en función de la distorsión armónica total de corriente:

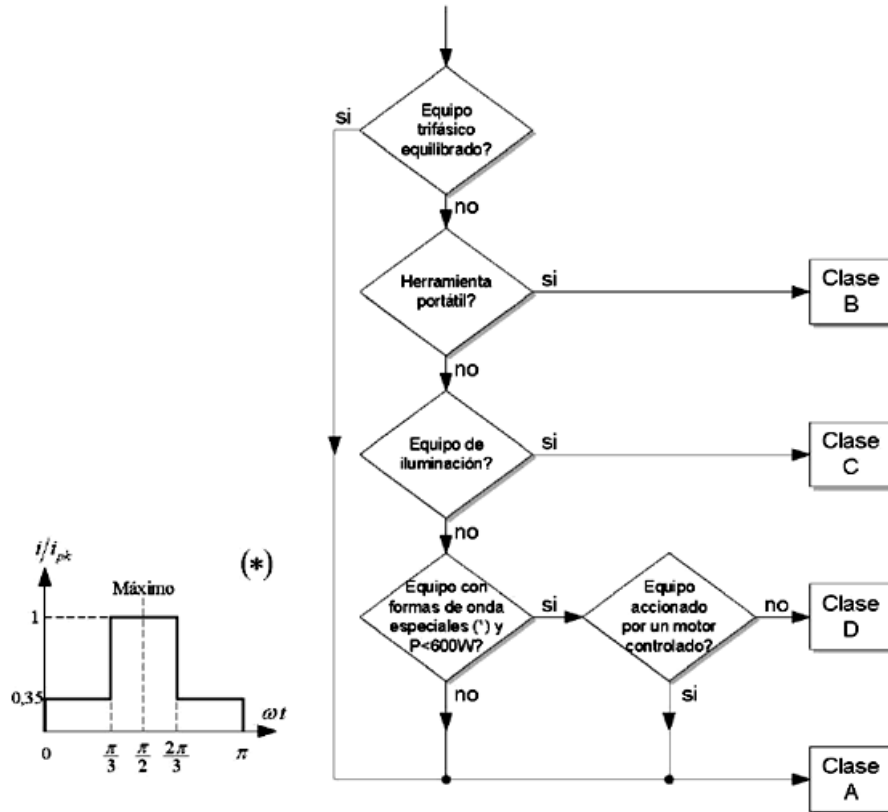
$$FP = \sqrt{\frac{1}{1 + (THD)^2}} * \cos \theta \quad (6)$$

La Ecuación (6) muestra la relación directa que tiene el factor de potencia con el factor de desplazamiento e inversa con la distorsión armónica total. Esto indica que el factor de potencia incrementa a medida que la distorsión armónica disminuye, siempre que el factor de desplazamiento sea igual a uno.

### **1.3 ESTÁNDARES PARA REGULAR LA CORRIENTE DE LÍNEA**

En vista de los efectos perjudiciales de los armónicos de corriente sobre la red eléctrica, existen diversos organismos los cuales han desarrollado estándares para establecer límites a la distorsión que se produce en la corriente de entrada de cualquier sistema electrónico. Tal es el caso de la IEC (*International Electrotechnical Comisión*) y CENELEC (*European Committee for Electrotechnical Standardization*)

**Figura 6. Clasificación de equipos con conexión a redes públicas y corrientes de entrada <16A% del tiempo Según la norma EN 61000-3-2.**



Fuente: [5], Pagina 14

De forma conjunta estos organismos han dado lugar a la aparición de la norma IEC 61000-3-2 [5], que en la actualidad, es la de mayor aplicación en todo el mundo. CENELEC la ha convertido en una norma de obligado cumplimiento en Europa (norma EN61000-3-2) a partir de principios del 2001. Su aceptación en EE.UU va en aumento ya que no hay norma equivalente del IEEE y porque muchos fabricantes estadounidenses deben competir en mercados extranjeros, especialmente en la unión Europea.

La norma que se está aplicando en nuestro entorno es la EN61000-3-2. Esta norma establece los límites de los armónicos de corriente en la entrada de equipos industriales, con conexiones a redes públicas cuyo consumo por fase sea menor a

16A. Según esta norma, los equipos se clasifican de acuerdo al diagrama de flujo mostrado en la Figura 6, en la cual la forma de onda especial de corriente es aquella cuya envolvente se encuentra, al menos durante el 95% del tiempo, dentro de la T invertida. (Ver Figura 6).

**Tabla 1. Límites clase A para armónicos de orden K**

| <b>Impares</b> | <b><math>I_{K-MAX}(A)</math></b> | <b>Pares</b> | <b><math>I_{K-MAX}(A)</math></b> |
|----------------|----------------------------------|--------------|----------------------------------|
| 3              | 2,30                             | 2            | 1,08                             |
| 5              | 1,14                             | 4            | 0,43                             |
| 7              | 0,77                             | 6            | 0,30                             |
| 9              | 0,40                             | 8=K=40       | 1,84/K                           |
| 11             | 0,33                             |              |                                  |
| 13             | 0,21                             |              |                                  |
| 15=K=39        | 2,25/K                           |              |                                  |

Fuente: [5].

**Tabla 2. Límites clase D ( $P < 75W$ ) (1) Referido a la potencia nominal, (2) Valor máximo absoluto**

| <b>Orden armónico (K)</b> | <b>Máxima corriente admisible</b> |                               |
|---------------------------|-----------------------------------|-------------------------------|
|                           | <b><math>mA/W^{(1)}</math></b>    | <b><math>(A)^{(2)}</math></b> |
| 3                         | 3,40                              | 2,30                          |
| 5                         | 1,90                              | 1,14                          |
| 7                         | 1,00                              | 0,77                          |
| 9                         | 0,50                              | 0,40                          |
| 11                        | 0,35                              | 0,33                          |
| 13                        | 0,296                             | 0,21                          |
| 15=K=39                   | 3,85/K                            | 2,25/K                        |

Fuente: [5].

Así, la corriente absorbida por un rectificador convencional con filtrado capacitivo estará sometida a los límites establecidos por la clase D. Sin embargo, la forma de onda de la corriente de entrada de una “fuente de tensión con corrección de factor de potencia activo”, no se considera especial, por lo que a este tipo de rectificadores se les aplican los límites de la clase A. Como se puede observar en las tablas 1 y 2, la clase A es mucho menos restrictiva que la clase D, ya que en la primera únicamente se establecen límites absolutos y no relativos a la potencia del equipo.

En conclusión los rectificadores con corrección activa del factor de potencia, que se trabajaran en los siguientes apartados, además de proporcionar un mejor factor de potencia y una menor distorsión armónica de la corriente, son favorecidos por una normativa menos exigente.

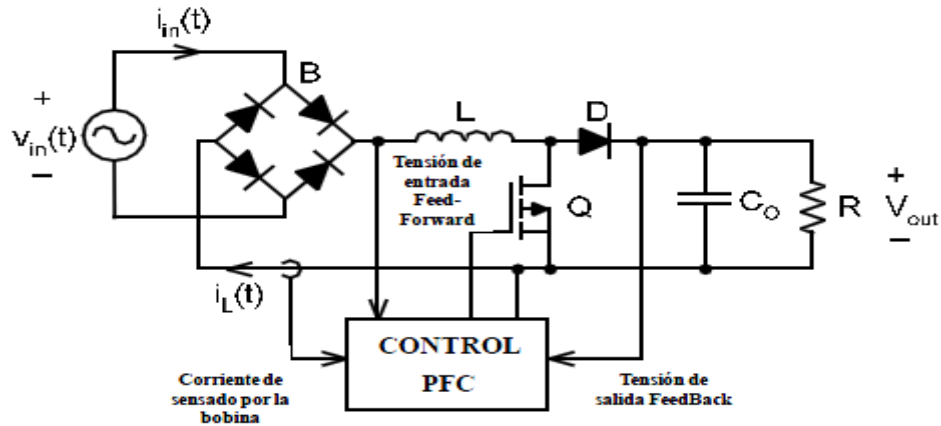
#### **1.4 CLASIFICACIÓN DE LAS SOLUCIONES A LA CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA**

En esta parte del trabajo se describe brevemente las distintas soluciones que se plantean para el desarrollo del corrector de factor de potencia. Además, se hace referencia a las ventajas e inconvenientes de cada una de ellas y se intenta dar una visión general sobre el tipo de convertidor empleado. Con todo esto, se pretende mostrar cual es el diseño que se ha empleado para realizar el corrector del factor de potencia, puesto que existen muchos diseños.

El diseño del convertidor implementado en este trabajo de grado, es un convertidor *Boost* (Elevador) con su respectiva etapa de control. La primera hace referencia a la etapa de potencia, que engloba el convertidor *Boost*, mientras la otra etapa corresponde al control del convertidor, este se llevara a cabo mediante un control por corriente promedio. Como se puede observar en la Figura 7 están

las dos etapas, la etapa de potencia (convertidor *Boost* y fuente de entrada universal) junto a su etapa de control.

**Figura 7. Corrector del factor de potencia mediante un convertidor elevador.**



Fuente: [7].

En las técnicas de corrección del factor de potencia se utilizan métodos pasivos y enfocados primordialmente hacia la corrección del factor de desplazamiento, ya que esta era la exigencia de las empresas de suministro eléctrico. Estos métodos pasivos en ocasiones eran útiles para el filtrado de armónicos. Pero cada vez más se imponen la utilización de métodos activos para así poder controlar mejor el factor de potencia, asegurarse que el contenido armónico es mínimo y además poder regular otros parámetros como la tensión de salida o la potencia de salida. De esta manera, a continuación se muestran ambos métodos de corrección con más detalle.

**1.4.1 Soluciones pasivas.** Este tipo de soluciones se basan en añadir elementos reactivos (bobinas y condensadores) al rectificador con objeto de extender la conducción de los diodos de forma que el contenido armónico de la corriente de entrada quede dentro de los límites propuestos por la normatividad.

Estas soluciones se caracterizan por ser soluciones simples, robustas y económicas. Sin embargo, esta clase de equipos son complejos de diseñar ante variaciones en la tensión de entrada AC y presentan el inconveniente de tener un gran volumen y peso.

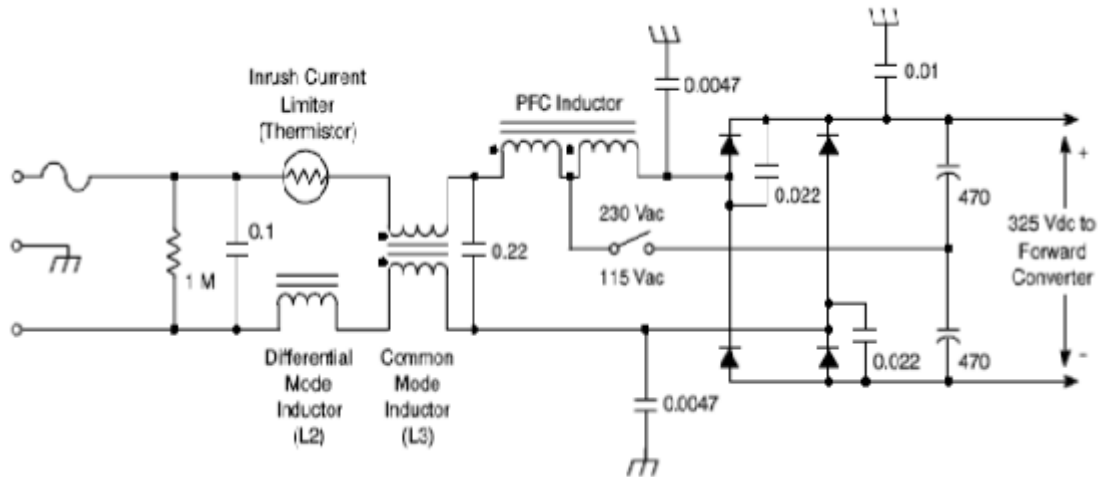
El problema que puede presentar este tipo de solución en la compensación pasiva es que su diseño se hace para unas condiciones determinadas de carga y por tanto fuera de estas condiciones la corrección ya no es adecuada. Esto se suele corregir activando bancos de condensadores sucesivamente con relés dependiendo de las condiciones de carga que se tengan. Su ventaja principal es su simplicidad de diseño, solo incluye elementos pasivos, también su alto rendimiento y su menor costo.

La compensación se puede hacer de forma individual en cada receptor o centralizada a la entrada de toda la instalación. La compensación individual se utiliza generalmente para los equipos de carga más o menos constantes y con un funcionamiento continuo, mientras que la compensación centralizada es conveniente para instalaciones con cargas variables y es aquí donde se utilizan los antes mencionados bancos de condensadores que entran en funcionamiento de forma escalonada.

En la Figura 8, se mostrará un ejemplo de un convertidor pasivo, donde se podrán ver las partes de mayor relevancia e importancia de los convertidores para la corrección del factor de potencia.

Como se observa el circuito de la Figura 8, se puede describir su funcionamiento, puesto que cuando se tienen 230 V en la entrada, el circuito está haciendo uso de la bobina y del rectificador por lo que su funcionamiento es como el de un rectificador de onda completa.

**Figura 8. Ejemplo de circuitos pasivos CFP.**



Fuente: [6], Pagina 13.

Sin embargo si su tensión es de 115 V, solamente la parte izquierda del inductor y del rectificador son utilizados, poniendo el circuito en modo duplicador de media onda. Para este convertidor, si se introducen 230 V a la entrada, se van a obtener a la salida 325 V, por lo que dicha tensión de salida se verá modificada en función de la tensión de entrada que se tenga [6].

En la Tabla 3 se muestran las principales ventajas e inconvenientes en la utilización de estos circuitos pasivos.

**Tabla 3. Ventajas e inconvenientes para la soluciones pasivas del CFP**

| VENTAJAS   | DESVENTAJAS  |
|--|--|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>• Bajo costo</li> <li>• Simplicidad</li> <li>• Fiabilidad</li> <li>• Robustez</li> <li>• Menos EMI</li> <li>• No introduce</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Mala regulación en la carga</li> <li>• Mala regulación en la tensión de línea</li> <li>• Corriente de entrada elevada en arranque</li> <li>• Elimina un número limitado de</li> </ul> |

| VENTAJAS                     | DESVENTAJAS   |
|------------------------------|---|
| armónicos de alta frecuencia | armónicos <ul style="list-style-type: none"> <li>• FP <math>\neq</math> 1</li> <li>• Tamaño y peso</li> </ul> |

Fuente: Autores.

**1.4.2 Soluciones activas.** Las soluciones activas están formadas por convertidores electrónicos conmutados. Este tipo de soluciones proporcionan mejores resultados en cuanto a la forma de onda de la corriente demandada por la red, llegando a obtenerse sin dificultad corriente de entrada sinusoidal y factor de potencia cercano a la unidad. Sin embargo, se trata de soluciones más costosas y menos robustas que las soluciones pasivas. Dentro de este tipo de soluciones se dispone de tres posibles estrategias para limitar el contenido armónico de la corriente que absorbe un determinado equipo:

- Filtros activos.
- Convertidores de CA-CC de dos etapas.
- Convertidores de CA-CC de una etapa.

**1.4.2.1 Filtros activos.** Su uso resulta especialmente interesante ya que sin necesidad de realizar cambios en las instalaciones ya existentes, transforma en sinusoidal la corriente de la línea. Sin embargo, su uso está limitado prácticamente a instalaciones de alta potencia debido a su complejidad y elevado costo, aunque sea posible emplearlos en baja potencia [6].

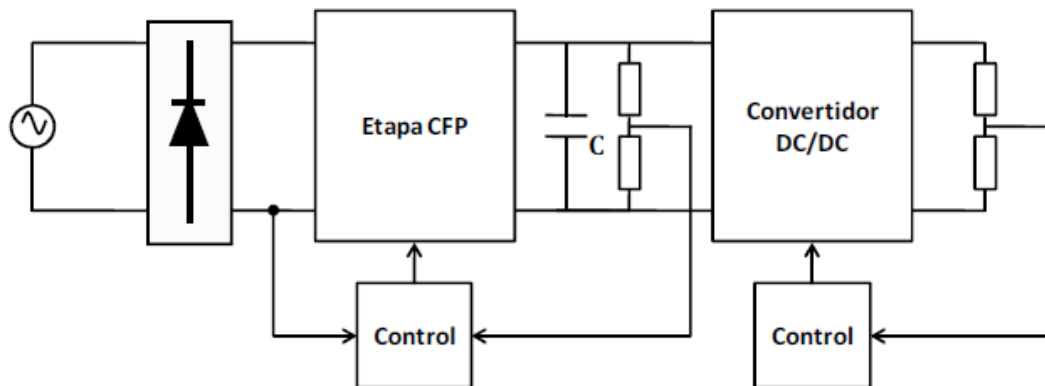
Mediante la utilización de filtros activos es posible filtrar todas las componentes armónicas de baja frecuencia, sin embargo, su rendimiento es peor en comparación con los filtros pasivos, generan rizado de corriente de alta frecuencia e interferencias electromagnéticas.

**1.4.2.2 Convertidores CA-CC de dos etapas.** Este tipo de topologías proporcionan factor de potencia unitario, corriente de entrada sinusoidal y una tensión de salida regulada. El diagrama de bloques correspondiente a este tipo de convertidores se representa en la Figura 9 [13].

El convertidor CA-CC está compuesto por dos etapas independientes, la etapa correctora del factor de potencia o prerreguladora del factor de potencia y un convertidor CC-CC. Uno de los dos lazos de control de la etapa prerreguladora del factor de potencia muestrea la tensión de línea y obliga a la corriente de entrada a adoptar una forma idéntica a la de la tensión de entrada, así como a permanecer en fase con ella, de manera que se obtiene un factor de potencia cercano a la unidad. El segundo lazo de control de la etapa de corrección del factor de potencia se encarga de regular la tensión en el condensador de almacenamiento, aunque su respuesta dinámica es lenta lo que ocasiona la inclusión de la segunda etapa.

El convertidor CC-CC constituye la segunda etapa que cuenta con un único lazo de control mediante el cual regula la tensión de salida y proporciona la respuesta dinámica necesaria.

**Figura 9. Diagrama de bloques de los convertidores CA-CC de dos etapas.**



Fuente: [7].

A pesar de las buenas características que presenta el convertidor de dos etapas respecto a la entrada, su principal inconveniente es la complejidad (ver Tabla 4), puesto que es necesario diseñar dos convertidores completos, ambos con capacidad de transferir la potencia de entrada con el máximo rendimiento. Para soluciones de baja potencia, existen otras alternativas como los convertidores CA-CC de una etapa.

**Tabla 4. Ventajas e inconvenientes de las soluciones activas para un convertidor CA-CC de dos etapas.**

| VENTAJAS   | DESVENTAJAS  |
|--|--|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>• Corriente de línea sinusoidal</li> <li>• Funcionamiento con un rango de entrada universal</li> <li>• Tensión de almacenamiento <math>v_c</math> regulada</li> <li>• Validos para altas y bajas potencias</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Mayor complejidad en el diseño</li> <li>• 3 lazos de control</li> <li>• Bajo rendimiento</li> <li>• Costo elevado por las dos etapas</li> </ul> |

Fuente: Autores

**1.4.2.3 Convertidores CA-CC de una etapa.** La idea básica es integrar en una única etapa las dos que integran el convertidor de dos etapas. Aunque esta solución no es tan buena como la de dos etapas en cuanto a la forma de la corriente de entrada, la corriente que se absorbe es adecuada para cumplir las exigencias de la norma IEC 61000-3-2 [5].

La potencia de entrada de las fuentes de alimentación CA-CC es pulsante mientras que la tensión de salida y la potencia es constante, por tanto es necesario un componente capaz de almacenar energía cuando la potencia de entrada sea mayor que la salida, y cederla a la carga cuando la entrada

proporcione menos potencia de la que demanda la carga. Este dispositivo de almacenamiento es un condensador.

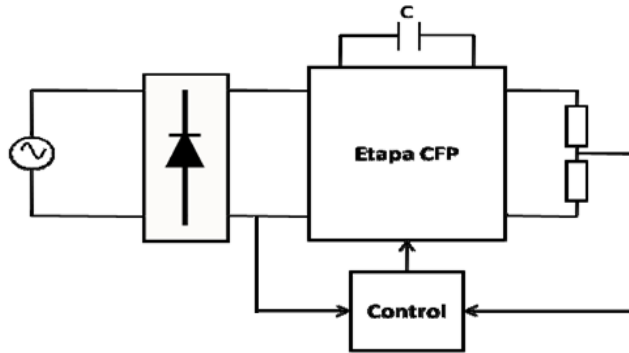
Al contrario que en las soluciones de dos etapas, en este tipo de convertidores la tensión del condensador de almacenamiento no está regulada, lo que se regula es la tensión de salida. Como consecuencia en los convertidores de una etapa la tensión en el condensador de almacenamiento varia con la tensión de línea y dependiendo de la solución, también con la potencia de carga.

Ninguna norma exige que el factor de potencia sea la unidad, es suficiente con que el contenido armónico de la corriente de entrada sea menos que los límites establecidos por la norma IEC 61000-3-2. Por tanto, las soluciones de una etapa, aunque su corriente de entrada no sea sinusoidal, son una buena opción para cumplir los requisitos propuestos en la norma IEC 61000-3-2 con un costo moderado.

En aplicaciones de baja potencia los convertidores de una etapa resultan más atractivos que los de dos etapas, debido a su menor costo. Es también en baja potencia donde es posible cumplir la norma, según se establece en IEC 61000-3-2 para potencias menores de 600 W, los límites aplicables son los de Clase A o los de Clase D.

En la Figura 10 se muestra el esquema de los convertidores de CA-CC de una etapa.

**Figura 10. Diagrama de bloques de los convertidores CA-CC de una etapa.**



Fuente: [7].

De esta forma, en la Tabla 5 se muestran las principales ventajas e inconvenientes en el uso de este tipo de convertidores.

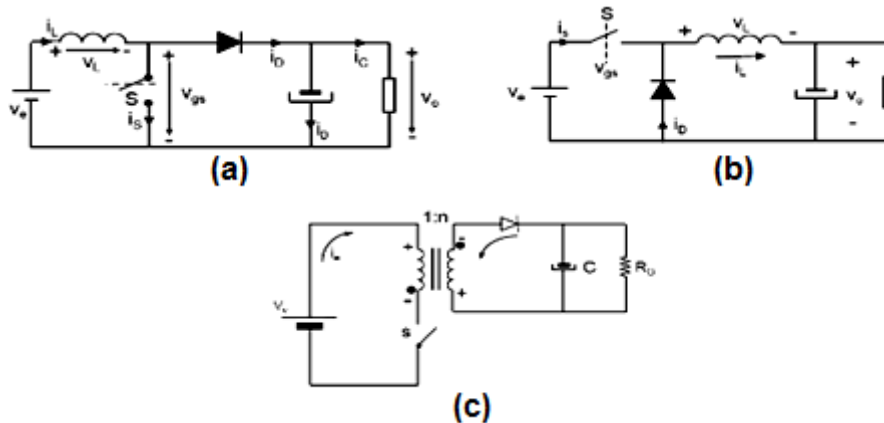
**Tabla 5. Ventajas e inconvenientes de las soluciones activas para un convertidor CA/CC de una etapa**

| VENTAJAS  | DESVENTAJAS   |
|---|---|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>• Bajo costo</li> <li>• Alto rendimiento</li> <li>• Baja distorsión armónica</li> <li>• FP cercano a la unidad</li> <li>• Rango de tensión de entrada</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Tensión de condensador no regulado (aumenta volumen del condensador)</li> <li>• Diseño complejo</li> <li>• Rango de potencia limitado</li> </ul> |

Fuente: Autores.

**1.4.3 Topologías que se pueden emplear para la corrección del factor de potencia.** Existe la posibilidad de emplear diferentes convertidores o reguladores para este tipo de diseños, ya que el único requisito es cerrar un lazo rápido de corriente alrededor de la corriente de entrada y hacer que se vea como la tensión de entrada.

**Figura 11. Circuitos correspondientes al convertidor elevador, reductor, Flyback.**



Fuente: [7].

La topología más popular y empleada como corrector de factor de potencia es la del convertidor *Boost* se puede observa en el circuito (a) de la Figura 11. Esta es una de las topologías más fáciles de controlar, sobre todo para medir con una resistencia la potencia de retorno. Otras topologías también populares, es la del convertidor *Flyback* y la de convertidor reductor, circuitos (c) y (b) de la Figura 11 respectivamente. El primero permite el aislamiento entre la entrada y la salida, aparte de poder amplificar la tensión y la segunda también muy empleada puesto que es de buen funcionamiento al igual que ocurre con el elevador.

Como se verá posteriormente, la topología que se selecciono durante los objetivos para el diseño de la fuente de tensión con factor de potencia corregido es el convertidor *Boost* por su facilidad para controlar. A continuación se explica su funcionamiento.

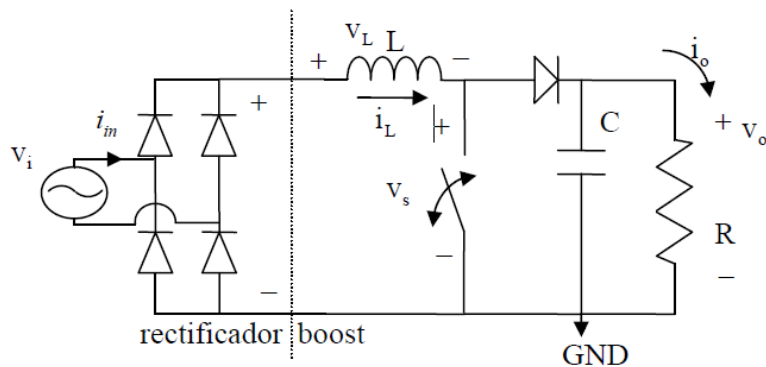
## 1.5 CONVERTIDOR BOOST

El convertidor *Boost* mostrado en la Figura 12, es un convertidor de potencia que en su salida se obtiene una tensión mayor en continua respecto a su entrada. Este convertidor está formado por un interruptor el cual normalmente es un dispositivo semiconductor como un MOSFET, IGBT, BJT o un diodo, y filtros construidos a través de bobinas y condensadores para mejorar su rendimiento.

Los aparatos o equipos electrónicos que existen en los hogares no se pueden conectar directamente a la fuente de corriente alterna y es necesario convertir esta corriente alterna en una de corriente continua. Esta transformación se realiza mediante rectificadores.

La mayor ventaja de este convertidor es que puede elevar su salida hasta diez veces respecto a la entrada sin necesidad de transformador, y además la utilización de un inductor es más económica que la de un transformador [8].

**Figura 12. Convertidor Boost**



Fuente: [8].

En el análisis del circuito se hacen las siguientes suposiciones

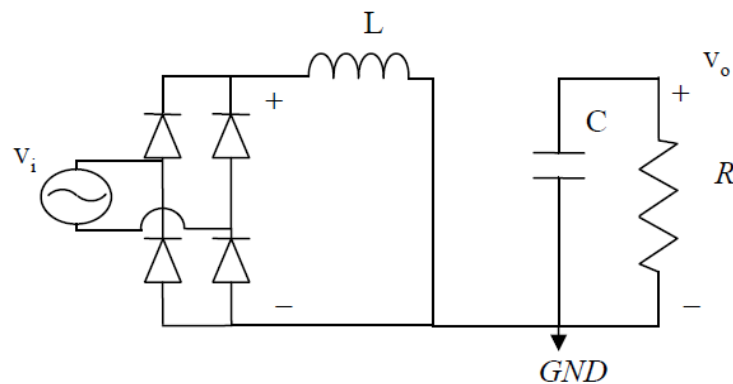
- El circuito opera en régimen permanente.

- El periodo de conmutación es  $T$  y el interruptor está cerrado en un tiempo  $DT$ , estando abierto el resto del tiempo,  $(1 - D)T$
- La corriente en la bobina siempre es positiva.
- El condensador es suficientemente grande para que la tensión de salida se mantenga constante.
- Los componentes son ideales.

**1.5.1 Estados del convertidor Boost.** El convertidor *Boost* básico trabaja en dos estados, estado de carga y estado de descarga, estos se dan por la posición del interruptor.

**1.5.1.1 Estado de carga.** En este caso la bobina almacena la energía de la fuente y la carga se alimenta a través de un condensador como se puede observar en la Figura 13.

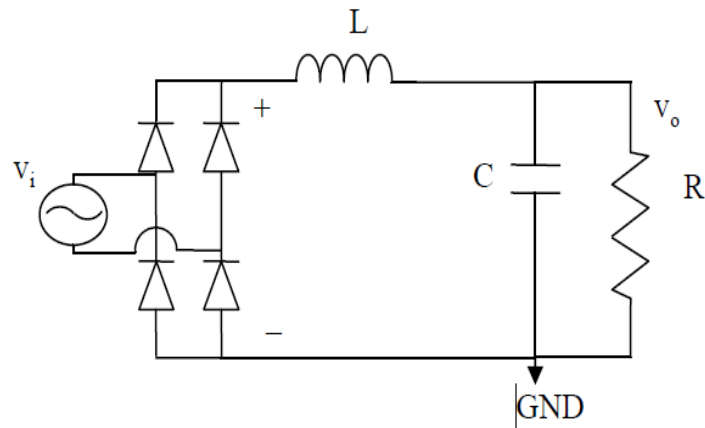
**Figura 13. Convertidor *Boost* con Interruptor cerrado**



Fuente: [8].

**1.5.1.2 Estado de descarga.** En la Figura 14, se muestra cuando el interruptor está abierto la corriente que circula a través de la carga a la vez que se carga el condensador. Cuando el condensador está cargado, la corriente pasa a circular solamente por la carga.

**Figura 14. Convertidor *Boost* con interruptor abierto**



Fuente: [8].

**1.5.2 Modos de conducción para el convertidor *Boost*.** El convertidor *Boost* tiene dos situaciones de funcionamiento:

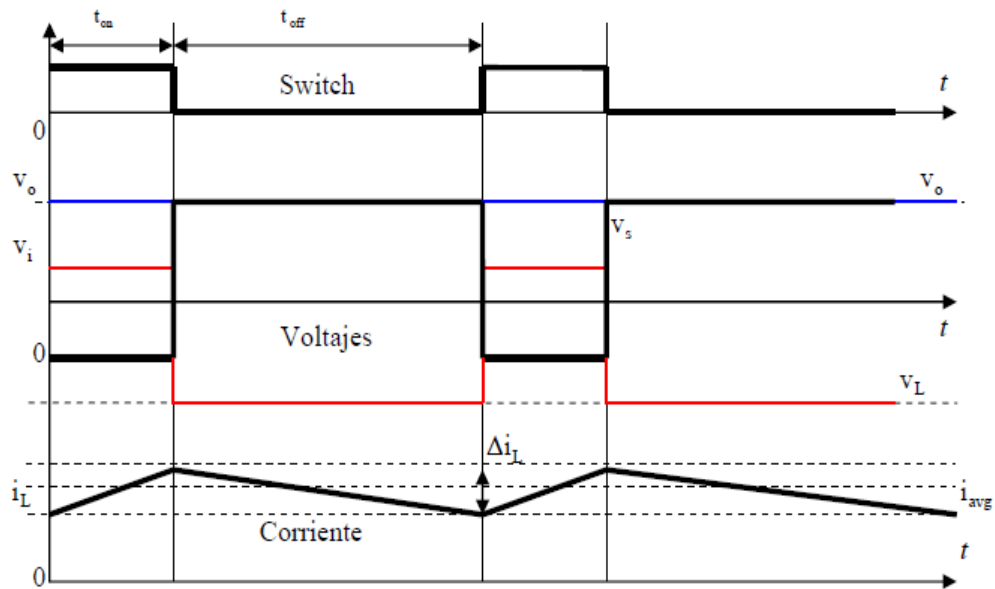
- Modo de conducción continuo: la corriente en su totalidad circula a través de la bobina sin que esta sea interrumpida.
- Modo de conducción discontinua. La corriente en la bobina es nula durante parte del periodo.

**1.5.2.1 Convertidor *Boost* en modo de conducción continuo.** Un convertidor *Boost* si opera en modo de conducción continuo, la corriente de la bobina  $i_L$  nunca se anula, es decir, cuando el interruptor está cerrado la bobina se está cargando de energía en forma de corriente, y cuando el interruptor está abierto, la corriente de la bobina se descarga a través de de la carga sin llegar a cero la energía acumulada en la bobina. En la Figura 15 se puede observar las típicas formas de onda en el convertidor *Boost* operando en modo de conducción continuo.

En la parte superior de esta figura se muestra la forma de onda del interruptor,  $t_{on}$  es el periodo de tiempo durante el cual es interruptor esta activo,  $t_{off}$  es el periodo de tiempo durante el cual el interruptor está inactivo. La suma de  $t_{on}$  y  $t_{off}$  forman

un periodo continuo. La frecuencia de conmutación del interruptor sería el inverso de este periodo. En el centro de la misma están las formas de onda de las tensiones  $V_i$ ,  $V_o$ ,  $V_L$ , tensión en la bobina, y  $V_s$  que es la diferencia de potencial en el interruptor. En la parte inferior se encuentra la forma de onda de la corriente  $i_L$  de la bobina, esta muestra la etapa de carga y la de descarga. El rizado  $\Delta i_L$  es la diferencia de corriente máxima y mínima. El valor medio de la forma de onda  $i_L$  es  $i_{avg}$ .

**Figura 15. Formas de onda del convertidor *Boost* en modo de conducción continuo.**



Fuente: [12].

Las ecuaciones que caracterizan un convertidor *Boost*, cuando el interruptor está abierto y cerrado se describen a continuación.

Cuando el interruptor está cerrado, la tensión de la bobina  $v_L$  corresponde con la tensión en la entrada  $v_i$  y consecuentemente la corriente en la bobina  $i_L$  sufre un incremento lineal positivo.

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{v_i}{L} \quad (7)$$

Al final de esta etapa de carga, el incremento de la corriente a través del inductor esta dado por la siguiente ecuación.

$$\Delta i_{Lon} = \int_0^{DT} \frac{v_i}{L} dt = \frac{v_i * d * t_{on}}{L} \quad (8)$$

Cuando el interruptor está abierto, la tensión en este,  $v_s$ , pasa a ser positiva e igual que la tensión de salida y el voltaje en la bobina  $v_L$  pasa a ser negativo. Esto quiere decir que la bobina cambia su polaridad.

La corriente en la bobina  $i_L$  sufre un decremento lineal producido por la descarga de energía debido a la carga.

Considerando condiciones ideales, sin caídas de tensión en el diodo y que el condensador es lo suficientemente grande para mantener el voltaje de salida constante, entonces

El cambio de la corriente en la bobina se puede mirar en la siguiente ecuación:

$$(v_i - v_o) = L \frac{di_L}{dt} \quad (9)$$

$$\Delta i_{Loff} = \int_0^{(1-D)T} \frac{(v_i - v_o)}{L} dt = \frac{(v_i - v_o) * (1 - D) * t_{off}}{L} \quad (10)$$

La cantidad de energía almacenada por cada uno de los componentes es la misma al principio y al final de cada ciclo completo de conmutación, cuando se considera que el circuito convertidor *Boost* opera en condiciones estacionarias.

Entonces la energía almacenada en el inductor, E, es:

$$E = \frac{1}{2} L * i_L^2 \quad (11)$$

$i_{Lon}$  corriente en la bobina en etapa de carga.

$i_{Loff}$  corriente en la bobina en etapa de descarga.

La suma de  $i_{Lon}$  y  $i_{Loff}$  es igual a cero

$$\Delta i_{Lon} + \Delta i_{Loff} = 0 \quad (12)$$

Sustituyendo los incrementos de las corrientes en la bobina por sus expresiones obtenemos:

$$\Delta i_{Lon} + \Delta i_{Loff} = \frac{v_i * d * t_{on}}{L} + \frac{(v_i - v_o) * (1 - D) * t_{off}}{L} = 0 \quad (13)$$

Dando como resultado la relación entre la entrada y la salida como:

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (14)$$

Donde el ciclo de trabajo se expresada de la siguiente forma:

$$D = 1 - \frac{v_i}{v_o} \quad (15)$$

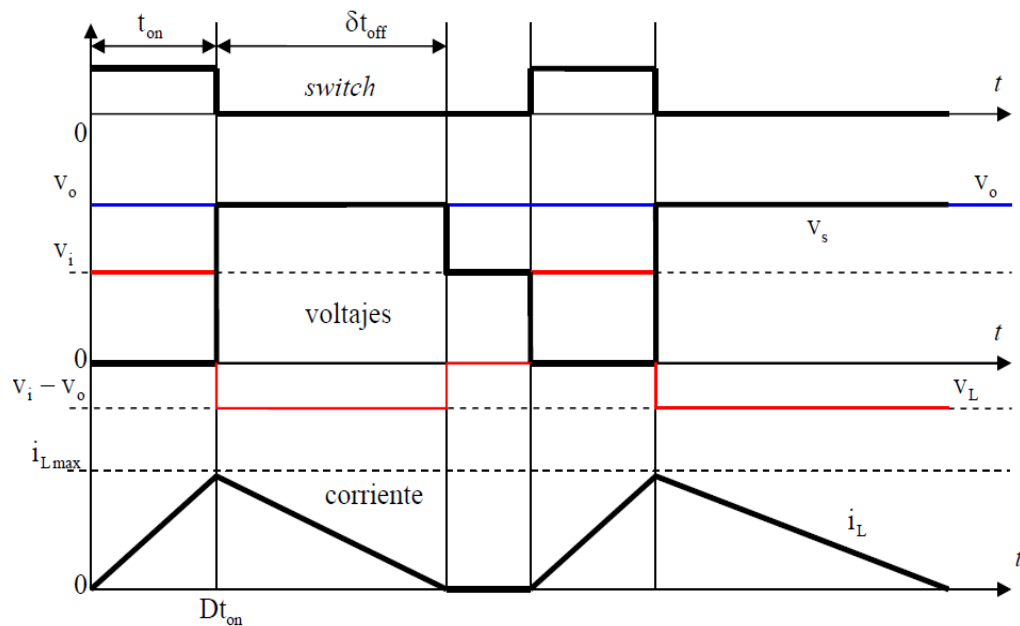
Con esta ecuación se confirma que el voltaje de la salida es siempre mayor que el de la entrada ya que D corresponde a un valor comprendido entre cero y uno.

**1.5.2.2 Convertidor Boost en modo de conducción discontinuo.** Si por ejemplo en régimen de funcionamiento estacionario se aumenta la resistencia de carga, consecuentemente disminuirá la corriente de salida del convertidor Boost permaneciendo constante la tensión de salida. Debido a esto, disminuirá la corriente en la bobina hasta llegar el momento en que  $i_L = 0$ , a este funcionamiento se conoce como modo de conducción discontinuo.

En la Figura 16 se muestran las formas de onda básicas cuando el convertidor opera en este modo. Los términos que hay son los mismos que en modo de conducción continuo con una única diferencia, el parámetro  $\delta$ . Este parámetro  $\delta$  corresponde al tiempo en que la bobina se descarga hasta llegar a cero. En la parte superior de la figura se aprecia como el interruptor permanece cerrado  $t_{on}$  segundos, siendo  $\delta t_{off}$  el tiempo en que la bobina se está descargando. En el centro de la misma se encuentra la forma de onda de la tensión  $v_o$ , esta se mantiene constante. La tensión del interruptor  $v_s$  es nulo en el periodo de  $t_{on}$  y cuando cambia el periodo a  $\delta t_{off}$  la tensión  $v_s$  pasa a ser igual que la tensión de salida  $v_o$ . La tensión en la bobina  $v_L$  se mantiene positiva cuando está en fase de carga para luego cambian su polaridad cuando pasa a fase de descarga. El tiempo en que  $i_L = 0$ , la tensión en la bobina  $v_L$  se anula y el voltaje en el interruptor disminuye y se equipara a la tensión de la entrada  $v_i$ . Por último en la parte inferior de muestra la forma de onda de la corriente de la bobina. En la fase de carga, la bobina almacena energía en forma de corriente, y cuando el interruptor se abre la

corriente almacenada en la bobina se descarga a través de la carga hasta llegar a cero, y permanecerse nula hasta el fin del ciclo.

**Figura 16. Forma de onda del convertidor *Boost* en modo de conducción discontinuo.**



Fuente: [12].

A continuación se describen las ecuaciones que muestran las formas de onda de la Figura 16.

La corriente máxima  $i_{LMax}$  en el inductor cuando el interruptor está cerrado es:

$$i_{LMax} = \frac{v_i * D * t_{on}}{L} \quad (16)$$

La corriente en la bobina cuando el interruptor está abierto es:

$$i_{LMax} + \frac{(v_i - v_o) * \delta * t_{on}}{L} = 0 \quad (17)$$

Se observa que después de  $\delta T$  la corriente de la bobina cae a cero. Si se usa las dos ecuaciones previas, se obtiene que:

$$\delta = \frac{v_i * D}{(v_o - v_i)} \quad (18)$$

La corriente de salida  $i_o$  es igual a la corriente que pasa por el diodo, y esto es igual, a el área de triangulo rectángulo formado entre  $i_{LMax}$  y  $\delta$  en su fase de descarga. Con lo cual, la corriente de salida tiene la siguiente expresión:

$$i_o = \frac{i_{LMax}}{2} \delta \quad (19)$$

Al sustituir  $i_{LMax}$  y  $\delta$  por sus expresiones, se obtiene:

$$i_o = \frac{v_i D^2 t_{on}}{2L} \frac{v_i D}{v_o - v_i} = \frac{v_i^2 D^2 t_{on}}{2L(v_o - v_i)} \quad (20)$$

Con el resultado final de:

$$\frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{v_i D^2 t_{on}}{2L i_o} \quad (21)$$

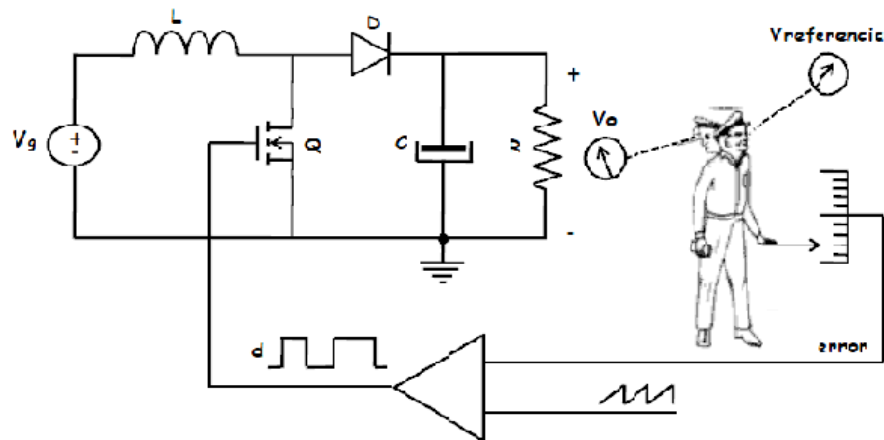
La expresión final de la salida es mucho más compleja en modo de conducción discontinuo que en modo de conducción continuo. En modo de conducción

discontinuo, la ganancia en tensión del convertidor depende de  $D, t_{on}$ , la corriente de carga  $i_o$ , la capacidad de la bobina  $L$  y la tensión de la entrada  $v_i$  [12].

## 1.6 TÉCNICAS DE CONTROL PARA PFC

En la naturaleza todos los mecanismos poseen sistemas de control para fijar la salida en un valor deseado y garantizar la estabilidad de los sistemas ante las perturbaciones que afectan su comportamiento, Figura 17. Estos mecanismos se denominan sistemas de control realimentados y se definen como: un sistema que mantiene una relación entre la salida y la entrada de referencia, comparándolas y usando la diferencia como medio de control [9].

**Figura 17. Convertidor elevador con control.**



Fuente: [9].

Existen algunas estrategias de control que son de uso común en los convertidores conmutados algunas de ellas son:

- Control en modo tensión: Opera comúnmente a frecuencia de conmutación fija.
- Control en modo corriente pico: Opera comúnmente a frecuencia de conmutación fija.

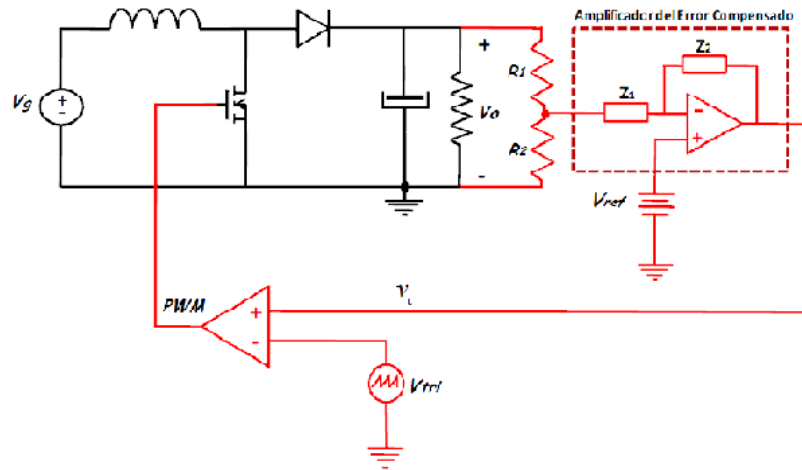
- Control en modo corriente promediada: Opera comúnmente a frecuencia de conmutación fija.
- Control por corriente discontinua con PWM: Opera Frecuencia de conmutación fija.
- Control por histéresis: Opera a frecuencia de conmutación variable.
- Control en modo corriente limite: Opera comúnmente a frecuencia de conmutación variable.

En la siguiente sección se explicara brevemente el modo de funcionamiento de cada una de las estrategias de control mencionadas con sus respectivas ventajas y desventajas, estas serán estudiadas para convertidores *Boost*, aunque las técnicas de control discutidas se pueden usar con otras topologías.

**1.6.1 Control en modo tensión.** En los circuitos reales con componentes no ideales la tensión de salida es una función de las siguientes variables: tensión de entrada, corriente de carga y caídas de tensión de los componentes semiconductores y resistencias parásitas.

La tensión de salida de la fuente de alimentación se controla modificando el ciclo de trabajo para compensar las variables de la misma ante variaciones ya mencionadas. Los sistemas de control realimentados para fuentes conmutadas de alimentación comparan las tensiones de salida con una referencia y convierten el error en un determinado valor del ciclo de trabajo. Este tipo de control se denomina control en modo tensión como se observa en la Figura 18, solo tiene un lazo de realimentación que está formado por: un sensor de tensión, un amplificador de error compensado y un comparador.

**Figura 18. Control en modo tensión de un convertidor Boost.**



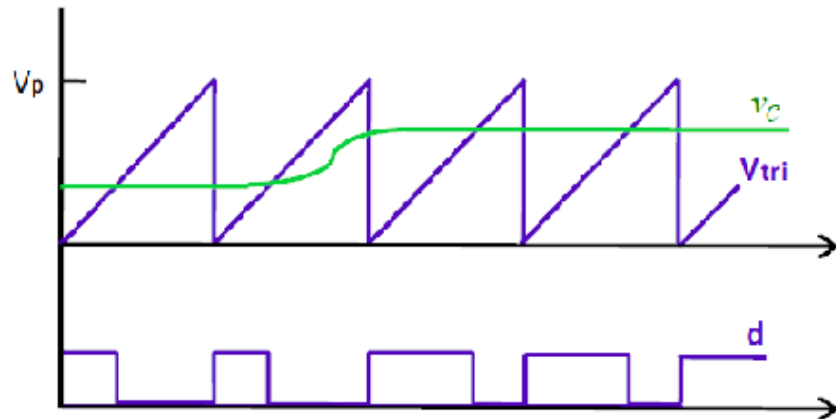
Fuente: [10].

El amplificador de error compensado compara la tensión de la salida del convertidor (en realidad toma un valor  $\beta$  veces inferior al valor de la tensión de salida) con una tensión de referencia para producir una señal de error, que se utiliza para ajustar el ciclo de trabajo del MOSFET. La compensación asociada al amplificador determina el funcionamiento del lazo de control y proporciona un sistema de control estable.

El circuito PWM (modulado por ancho de pulso) toma la salida del amplificador de error compensado y la convierte en el ciclo de trabajo. La tensión de salida de amplificador  $v_c$  se compara con una forma de onda de diente de sierra de amplitud  $v_p$ . La salida del PWM es un nivel alto cuando  $v_c$  es mayor que la forma de onda de diente de sierra y es cero cuando es menor como se observa en la Figura 19.

La principal ventaja del control por tensión radica en su sencillez de implementación. La principal desventaja es la lentitud que caracteriza a este tipo de control, si ocurre una perturbación en la salida, el convertidor comienza a corregir el ciclo de trabajo lentamente [10].

**Figura 19 Señales significativas del control en modo tensión de un convertidor elevador.**



Fuente: [10].

**1.6.2 Control en modo corriente pico.** El esquema básico del controlador en modo corriente pico para la corrección del factor de potencia se muestra en la Figura 20 [11], junto con la forma de onda de corriente en la entrada.

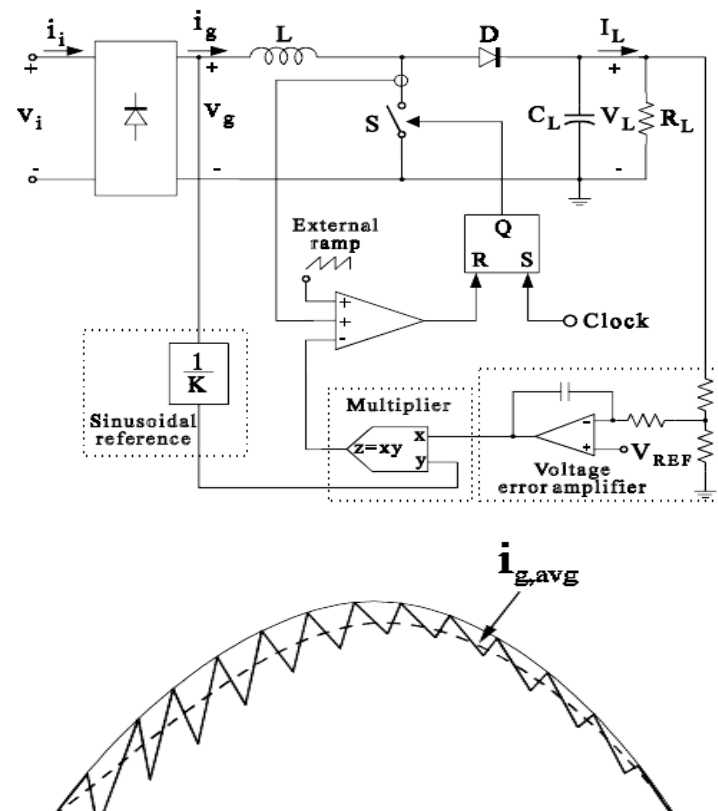
El interruptor es encendido a una frecuencia constante la cual se controla por una señal de reloj, asimismo el interruptor es apagado cuando la suma de la rampa positiva de la corriente del inductor y la rampa externa o de compensación alcanza la corriente de referencia sinusoidal. Esta referencia se obtiene generalmente multiplicando una réplica escalada de la tensión de entrada con la señal de control del lazo externo o de tensión, la cual establece la amplitud de la corriente de referencia. De esta forma, la señal de referencia está naturalmente sincronizada y siempre será proporcional al voltaje de línea, la cual es la condición para obtener un factor de potencia unitario.

La idea básica de este control consiste en apagar el interruptor cuando la corriente de entrada alcance su referencia sinusoidal, de modo que los puntos de coincidencia sean los picos de la corriente de entrada. La idea parece simple y funcional, no obstante presenta oscilaciones subarmónicas para ciclos de trabajo

al 50%. Este problema se resuelve agregando una rampa de compensación a la corriente de entrada.

Dado que se necesita el valor instantáneo de la corriente de entrada para compararla con la referencia, no es posible eliminar el ruido mediante el uso de filtros. Esta condición provoca que el control sea susceptible al ruido de la conmutación. No obstante, el costo del control se reduce. No se necesita amplificador de error ni red de compensación. Además, como únicamente interesa el estado de la corriente en el tiempo de encendido, el monitoreo de la misma se puede realizar en serie con el interruptor.

**Figura 20. Esquema para el control de corriente pico.**



Fuente: [11].

## Ventajas

- Frecuencia de conmutación constante.
- Solo la corriente del interruptor debe ser sensada y esta puede ser acoplada con un con un transformador de corriente, evitando las pérdidas debido a la resistencia de sensado.
- No necesita amplificador de error de la corriente y red de compensación.
- Posibilidad de un interruptor de corriente limitante.

## Desventajas

- Presencia de oscilaciones en los ciclos de trabajo mayores que el 50%, es necesario una rampa de compensación.
- Distorsión en la corriente de entrada el cual aumenta un alto voltaje de línea y carga. ligera y empeora por la presencia de la rampa de compensación.
- Control más sensitivo a los ruidos de comunicación.

La distorsión de la corriente de entrada puede ser reducida por cambios en la forma de onda de referencia de la corriente, por ejemplo introduciendo un nivel de *offset*. Por otra parte, si el corrector de factor de potencia no está destinado para operación de entrada universal, el ciclo de trabajo se puede mantener por debajo del 50% para evitar también la rampa de compensación.

Algunos circuitos integrados disponibles comercialmente para el control de pico de corriente son el ML4812 (*Micro linear*) y TK84812 (*Toko*).

**1.6.3 Control en modo corriente promediada.** Otro método de control, el cual permite una mejor forma de onda de la corriente de entrada, es el control de corriente promedio representada en la Figura 21 [11]. En este método la corriente del inductor es sensada y filtrada por el amplificador de error, cuya salida es la señal de referencia para el modulador PWM. Debido a la presencia del filtro se obtiene una corriente de entrada muy limpia pero con un ancho de banda acotado.

Este tipo de control no necesita rampa de compensación. Además, es posible utilizar ciclos de trabajo cercanos a la unidad, lo cual disminuye notablemente la distorsión de la corriente de la entrada en los cruces por cero.

De esta forma el lazo de corriente interior tiende a minimizar el error entre la corriente de entrada promedio y su referencia. Obteniendo la misma forma como en el control de corriente pico. El convertidor trabaja en modo de conducción continua, por lo que se pueden aplicar las mismas consideraciones hechas en el control de corriente pico.

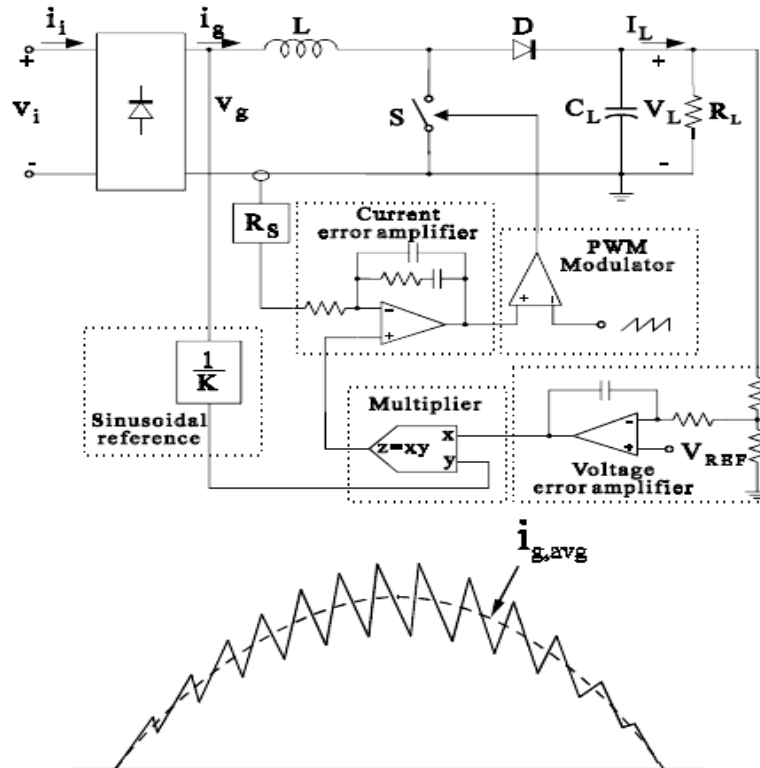
#### Ventajas

- Frecuencia de conmutación constante.
- No necesita rampa de compensación.
- El control es menos sensible a los ruidos de comunicación, debido al filtrado de la corriente.
- Mejora la forma de onda de la corriente de entrada en comparación del control de pico de corriente, debido a que cerca del cruce por cero de la tensión de línea el ciclo de trabajo es cercano a uno, reduciendo así el ángulo muerto en la corriente de entrada.

#### Desventajas

- La corriente en el inductor debe ser medida.
- Un amplificador de error de corriente es necesario y el diseño de la red de compensación debe tener en cuenta los diferentes puntos de operación del conversor durante el ciclo de la línea.

Figura 21. Esquema del control por corriente promedio.



Fuente: [11].

Estos son algunos circuitos integrados de control que están disponibles de diferentes fabricantes UC1854/A/B familia (*Unitrode*), UC1855 (*Unitrode*), TK3854A (*Toko*), ML4821 (*Micro Linear*), TDA4815, TDA4819 (*Siemens*), TA8310 (*Toshiba*), L4981A/B (*SGS-Thomson*) [13], LT1248, LT1249 (*Linear Technology*), UCC28019A (*Texas instrument*).

**1.6.4 Control de histéresis.** La Figura 22 muestra este tipo de control en el cual dos referencias de corriente sinusoidales  $I_{pref}$ ,  $I_{vref}$ , son generadas, una para el pico y la otra para el valle de la corriente del inductor. De acuerdo a ésta técnica de control, el interruptor se enciende cuando la corriente del inductor va por debajo de la parte inferior de la referencia  $I_{vref}$ , y se apaga cuando la corriente del inductor va por encima de la parte superior de la referencia  $I_{pref}$ , dando lugar a

una variable de control para el encendido y apagado del interruptor. Con esta técnica de control el convertidor también trabaja en modo de conducción continua.

#### Ventajas

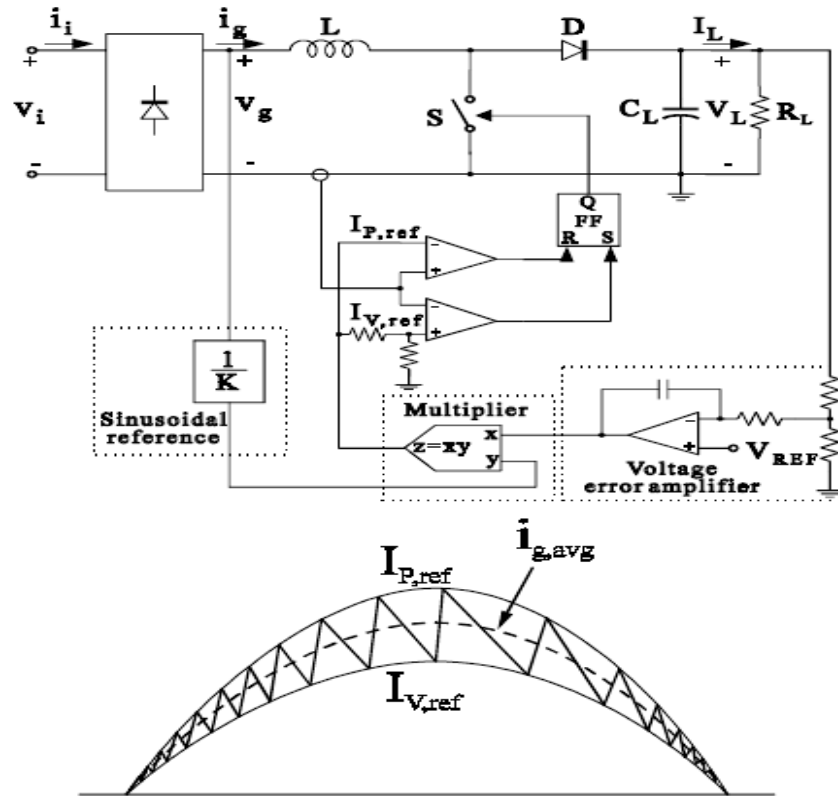
- No necesita rampa de compensación;
- Baja distorsión en la forma de onda de la corriente de entrada.

#### Desventajas

- Frecuencia de conmutación variable.
- La corriente en el inductor debe ser medida.
- Control sensitivo a los ruidos de comunicación.

Con el fin de evitar una frecuencia de conmutación demasiado alta, el interruptor se puede mantener abierto cerca del cruce por cero de la tensión de línea introduciendo así un tiempo muerto en la corriente de línea. Un circuito integrado de control el cual implementa ésta técnica es el CS3810 (*Cherry Semiconductor*).

Figura 22. Esquema de control por histéresis.

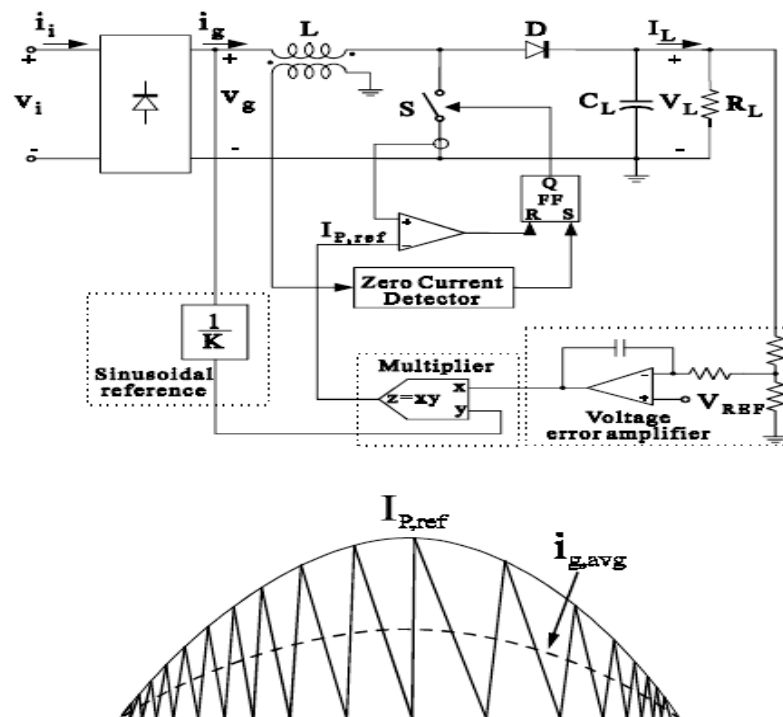


Fuente: [11]

**1.6.5 Control en frontera (Bordeline Control).** En este control el tiempo de encendido aproximado se mantiene constante durante el ciclo de la línea y el interruptor se enciende cuando la corriente del inductor cae a cero, tanto así que el convertidor opera en el límite entre el modo conducción continuo y discontinuo en la corriente del inductor. En este modo el diodo libre se apaga suavemente (no hay pérdidas de recuperación) y el interruptor se enciende en el cero de corriente, por lo tanto las pérdidas de conmutación se reducen. Por otra parte los picos de corriente más altos aumentan el esfuerzo del dispositivo y las pérdidas de conducción y pueden requerir filtros en la entrada más grandes (para algunas topologías). Este tipo de control es un caso particular de control de histéresis en el cual la parte inferior de la referencia  $I_{V,ref}$ , es cero en cualquier lugar.

El esquema principal se muestra en la Figura 23. La corriente de entrada instantánea está formada por una secuencia de triángulos cuyos picos son proporcionales a la tensión de línea. En consecuencia, la corriente de entrada promedio llega a ser proporcional al voltaje de línea sin la modulación del ciclo de trabajo durante el ciclo de la línea. Esto caracteriza éste control como una técnica “moldeador de corriente automático”.

**Figura 23. Esquema de control límite.**



Fuente: [11]

Nótese que la misma estrategia de control se puede generar, sin utilizar un multiplicador, para la modulación del tiempo de encendido del interruptor de acuerdo a la señal de salida del amplificador de error de la tensión. En este caso el interruptor de medida de la corriente se puede eliminar.

### Ventajas

- No necesita de una rampa de compensación;
- No necesita de un amplificador de error de corriente.
- Para controladores que utilizan interruptor de medida de corriente, se puede introducir un interruptor de limitación de la corriente.

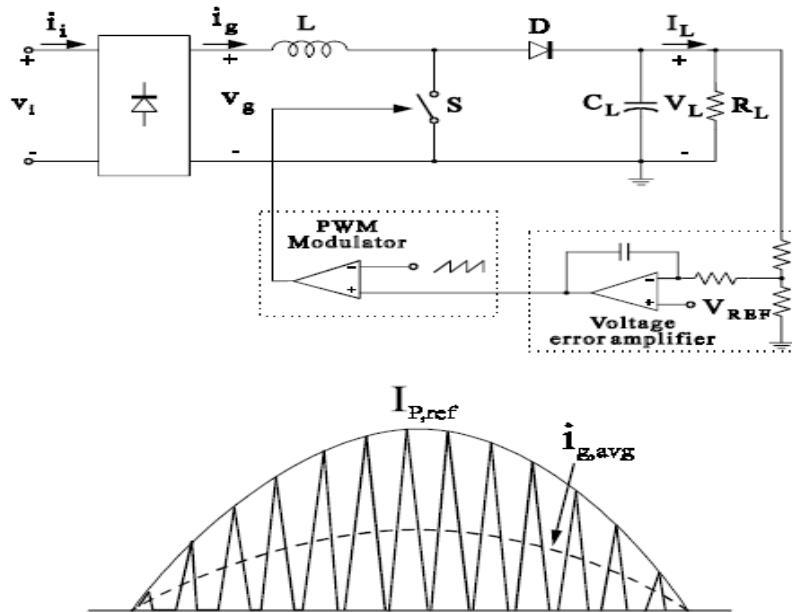
### Desventajas

- Frecuencia de conmutación variable.
- La tensión en el inductor debe ser medida con el fin de detectar la reducción a cero de la corriente del inductor.
- Para controladores los cuales la corriente del interruptor se mide, el control es sensitivo a ruidos de comunicación.

Algunos circuitos integrados para este tipo de control son TDA4814, TDA4816, TDA4817, TDA4818 (*Siemens*), SG3561 (*Silicon General*), UC1852 (*Unitrode*), MC33261, MC33262 (*Motorola*), L6560 (*SGS-Thomson*).

**1.6.6 Control por corriente discontinua con PWM.** El esquema de implementación para esta técnica se muestra en la Figura 24. Es una técnica sencilla de control, elimina el lazo de control interno que opera el interruptor a un tiempo de encendido y frecuencia de conmutación constante. Aunque este tipo de control puede presentar alguna distorsión de armónicos en la corriente de entrada para topologías PFC *Boost*, puede lograr factores de potencia unitarios, si se utiliza la topología *Flyback* y *Cuk* en modo de conducción discontinua.

Figura 24. Esquema de control por corriente discontinua con PWM



Fuente: [11]

#### Ventajas

- Frecuencia de conmutación constante.
- No requiere de sensado de corriente.
- Requiere de un simple de control PWM.

#### Desventajas

- Presenta distorsión en la corriente de entrada usando la topología *Boost*.
- Dispositivos con mayor esfuerzo de corriente que para el control de frontera.

Un circuito integrado de control desarrollado específicamente para éste tipo de control es el ML4813 (*Micro Linear*).

Aplicando las definiciones que se han documentado en este capítulo, esencialmente las de corrector de factor de potencia implementado para un convertidor tipo *Boost* en el modo continuo de conducción, el cual va ser

controlado por un circuito integrado UCC28019, que será explicado en el capítulo siguiente. Este dispositivo controla el sistema con dos lazos de compensación y una señal PWM para la conmutación del interruptor y así mantener el comportamiento adecuado de la fuente de tensión de CC respecto a parámetros como: su regulación en la tensión de salida, potencia de salida, eficiencia y factor de potencia.

## 2. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN

Para la implementación de la fuente de corriente continua con factor de potencia corregido, la topología tipo *Boost* es la adecuada y junto con el circuito integrado UCC28019 de *Texas Instruments*® [13], el cual es un dispositivo de control especializado para funcionar con esta configuración como corrector de factor de potencia activo en modo continuo de conducción (CCM), ofrecen un diseño sencillo y práctico de realizar, con óptimos resultados en la eficiencia eléctrica y factor de potencia para el manejo de 390V de tensión DC en su salida para sistemas de 350W, y estos se deben a que esta implementación posee características en su funcionamiento como: sistemas de protección para sobre corriente, sobre tensiones, sobre cargas y corrientes pico, lazos de compensación de tensión y corriente, control en el arranque del sistema, manejo de rizado en las formas de onda, respuesta dinámica mejorada entre otras características como se muestra en la siguiente sección.

### 2.1 CIRCUITO INTEGRADO

Para la corrección del factor de potencia se ha seleccionado el circuito integrado **UCC28019** de *Texas Instruments*®. Este es un dispositivo de 8 pines que funciona como controlador activo de un corrector de factor de potencia (*PFC*). Como características generales y que son fundamentales para el diseño a desarrollar se encuentran:

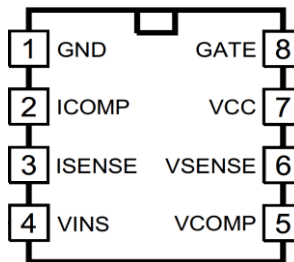
- Trabaja con los intervalos de alimentación universal que llegan a hogares y empresas en el mundo (110-220V).
- Trabaja con una frecuencia fija de 65kHz.
- Alcanza un ciclo de trabajo máximo de 97%.

- Posee protección ante fallo de alimentación o “*Brownout*”
- Ciclo a ciclo controla (limita) la corriente pico.
- Utiliza sensor de lazo abierto (*OPEN-LOOP*)
- Consumo de baja potencia controlado por el usuario en *standby* (en modo de espera)

En sus aplicaciones se encuentra el funcionamiento como controlador de corrección de factor de potencia en modo continuo de conducción con topología tipo *Boost* para convertidores de potencia para manejar un intervalo de 100W a 2KW, la cual es la desarrollada en este proyecto. También se puede aplicar en fuentes de alimentación para computadores de escritorio y portátiles, como rectificador en las telecomunicaciones y en electrodomésticos del hogar.

En la Figura 25 se aprecia la configuración de pines del circuito integrado y en la Tabla 6 su respectiva descripción.

**Figura 25. Configuración de pines del IC UCC28019 de Texas Instruments®.**



Fuente: [14]

**Tabla 6. Descripción de pines del circuito integrado UCC28019.**

| Terminal |     | I/O | Función  |
|----------|-----|-----|--|
| Nombre   | No. |     |  |
| GATE     | 8   | O   | <b>Gate:</b> un integrado de oscilación controla el manejo de puerta ( <i>integrated push-pull Gate driver</i> ) para uno o más MOSFET's externos de potencia. Capacidad de 2,0A en <i>sink</i> y 1,5A en <i>source</i> . La tensión de salida es ajustada en 12,5V.   |
| GND      | 1   | -   | <b>Gnd:</b> Referencia a tierra para los dispositivos.   |
| ICOMP    | 2   | O   | <b>Lazo de compensación de corriente:</b> toma la salida de corriente amplificada por medio de una transconductancia. Un capacitor conectado a tierra compensa y promedia la señal de corriente del lazo de control. El controlador se deshabilita si la tensión en ICOMP es menor a 0,6V.   |
| ISENSE   | 3   | I   | <b>Sensor de corriente del inductor:</b> esta toma la tensión que hay en la resistencia de sensado de corriente externa, que representa la corriente instantánea atreves del inductor <i>Boost</i> del corrector de factor de potencia. Esta tensión es promediada para eliminar los efectos de ruido y rizado. SOC limita la corriente promedio en el inductor. Si el limite pico de tensión es excedido se deshabilitaría la salida del GATE de control del dispositivo. Una resistencia de 220 $\Omega$ entre este terminal y la resistencia que sensa la corriente, limitan una irrupción-aumento de corrientes en este pin. |
| VCC      | 7   | -   | <b>Alimentación del dispositivo:</b> Entrada de alimentación de polarización ( <i>bias supply</i> ) externa. El controlador permanece deshabilitado hasta que VCC supera el umbral de <i>UVLO</i> para el encendido en 10,5V. Opera continuamente hasta que VCC cae por debajo del apagado de <i>UVLO</i> en el umbral de 9,5V. Un capacitor cerámico que funciona como <i>by-pass</i>   |

| Terminal |     | I/O | Función  |
|----------|-----|-----|--|
| Nombre   | No. |     |  |
|          |     |     | (como desvío) de 0,1 $\mu$ F se debe conectar entre VCC a GND para filtrar altas frecuencias del voltaje de VCC.   |
| VCOMP    | 5   | O   | <b>Lazo de compensación de tensión:</b> Toma la salida de un amplificador de error de tensión por una transconductancia. Con una conexión de resistencia-capacitor de este pin a GND proporciona compensación. VCOMP se mantiene en GND hasta VCC, VINS y VSENSE superan sus tensiones de umbral. Una vez que se cumplen estas condiciones, VCOMP se carga hasta que la tensión VSENSE alcanza el 95% de su nivel de regulación nominal. Cuando se activa la respuesta dinámica mejorada ( <i>EDR</i> ), se aplica a VCOMP corriente adicional para reducir el tiempo de carga. La corriente adicional que proporciona <i>EDR</i> es inhibida durante el arranque suave que es programado por la capacitancia en este pin. |
| VINS     | 4   | I   | <b>Sensor de la tensión de entrada AC:</b> Protección de entrada <i>IBOP</i> detecta cuando la tensión de entrada de AC del sistema está por encima de un nivel de funcionamiento normal o debajo de un nivel de " <i>Brown-Out</i> " definidos por el usuario. Un filtrado con un divisor de tensión en la red se conecta de este pin al nodo de la red rectificada. Al iniciar, el controlador se mantiene desactivado hasta que la tensión en VINS supera un umbral de 1,5V, haciendo un arranque suave. El controlador también se desactiva si VINS cae por debajo del umbral de <i>Brown-Out</i> de 0,8V. La operación no se reanuda hasta tanto VINS y la tensión VSENSE supere sus umbrales de activación           |

| Terminal |     | I/O | Función  |
|----------|-----|-----|--|
| Nombre   | No. |     |  |
| VSENSE   | 6   | I   | <p><b>Sensor de la tensión de salida:</b> un divisor de tensión se conecta en la red externa de este pin a la tensión de salida de PFC y así se proporciona retroalimentación para la regulación de esta. Un pequeño condensador de este pin a GND filtra el ruido de alta frecuencia. <i>Standby</i> (modo de espera) desactiva el controlador y las descargas en VCOMP cuando la tensión VSENSE cae por debajo del umbral de activación de 0,8V. Una fuente de corriente interna de 100nA conecta a VSENSE a GND para la protección de lazo abierto, incluyendo la desconexión del pin. La Protección de sobretensión en la salida desactiva la salida en el pin GATE cuando VSENSE supera el 105% de la tensión de referencia. La Respuesta dinámica mejorada retorna la tensión de salida a su nivel de regulación normal cuando en la tensión de línea del sistema o el paso por la carga se cause que VSENSE caiga por debajo del 95% de la tensión de referencia.</p> |

Fuente: [14]

**2.1.1 Aplicación en corrector de factor de potencia.** En la descripción del UCC28019 como controlador de un corrector de factor de potencia activo usando topología tipo *Boost* (elevadora) y operando en modo continuo de conducción (CCM), se destacan particularidades de funcionamiento y optimizaciones que son esenciales para esta aplicación, como:

- Es adecuado para sistemas de 100W a 2KW según la alimentación universal de AC.

- La corriente de arranque durante baja tensión es bloqueada si es menor a  $200\mu\text{A}$ ; el usuario puede controlar la baja potencia en *standby* (modo de espera) por medio del pin VSENSE con  $0,77\text{V}$ .
- Por medio del control de la corriente promedio se logra una baja distorsión en la forma de onda de la corriente sin sensar la tensión en línea de entrada, reduciendo el uso de componentes en la lista de materiales.
- Por medio de simples conexiones externas se realiza la compensación de los lazos para el control de corriente y de tensión.
- La frecuencia de conmutación es fijada y limitada internamente para mejorar en más de 5% su precisión a  $25^\circ\text{C}$ .
- Una corriente pico rápida de  $1,5\text{A}$  en la puerta externa del dispositivo de conmutación.

El circuito integrado incluye un sistema de protecciones completo para controlar las características de operación que debe mantener, como:

- Limitador de la corriente pico (*PCL/peak current limit*).
- Sensor de sobre-corriente (*soft over-current detection*).
- Sensor de lazo-abierto (*open-loop detection*).
- Protección ante fallo de la alimentación (*input Brown-out detection*).
- Protección en la salida para sobre-tensión/ Detector de baja-tensión (*output over-voltage protection/under-voltage detection*).
- Ruta de descarga *No-Power* en VCOMP (*no-power discharge path on VCOMP*).
- Protección de sobrecarga en ICOMP (*overload protection on ICOMP*).

Por medio de *soft-start* (arranque suave) se limita la corriente *Boost* durante el arranque. Un ajuste interno de la referencia proporciona protección exacta de umbrales y de ajuste (*set-point*). Un sostenedor interno limita la tensión en la salida del GATE a  $12,5\text{V}$ . Para el funcionamiento como regulador con corrección

de factor de potencia, se requieren dos lazos de control. Uno se encarga de regular la corriente de entrada  $I_L$  y el otro la tensión de salida [15].

Este dispositivo requiere unos pocos componentes externos para operar como un pre-regulador PFC activo y operar a una frecuencia fija en el modo de conducción continua (CCM). Su oscilador ajustado proporciona una frecuencia de conmutación nominal fija de 65kHz, asegurando que la componente fundamental y segunda armónica del espectro de ruido *condukte-EMI* estén por debajo de la EN55022 [16] que establece el límite de medición de 150kHz en la banda de conducción.

Ajustando internamente su referencia de tensión a 5V realiza una regulación precisa de la tensión de salida para valores típicos de alimentación en el rango de  $85V_{AC}$  a  $265V_{AC}$  para el manejo sin carga o hasta plena carga. Este controlador es utilizable en sistemas de manejo de carga en un intervalo de potencia entre 100W a 2kW y podrá ampliarse en situaciones especiales.

La regulación es lograda por medio de los dos lazos de control. El lazo interno toma la corriente promedio de entrada para que coincida con la tensión de entrada sinusoidal bajo las condiciones de corriente continua en el inductor. Bajo condiciones extremadamente ligeras de carga, dependiendo del valor del inductor *Boost* (elevador), la corriente del inductor puede ir discontinua, pero sin dejar de cumplir los requisitos de la Clase-D de la norma IEC 1000-3-2 [5] a pesar de producirse armónicos más altos. El lazo exterior regula la tensión de salida en VCOMP (depende de la tensión de línea y condiciones de carga) que determinan los parámetros internos de ganancia para mantener una baja distorsión en el estado estacionario de la forma de onda de la corriente de entrada.

## 2.2 DISEÑO Y SELECCIÓN DE COMPONENTES

Este proceso de diseño y selección de componentes para el modo de conducción continuo del convertidor *Boost* con factor de potencia corregido utilizando el UCC28019, para funcionar con valores típicos de alimentación AC, a 350W. Se realiza por medio de las especificaciones que se dan en el ANEXO A y está directamente ligado a la hoja de cálculo del UCC28019 [17].

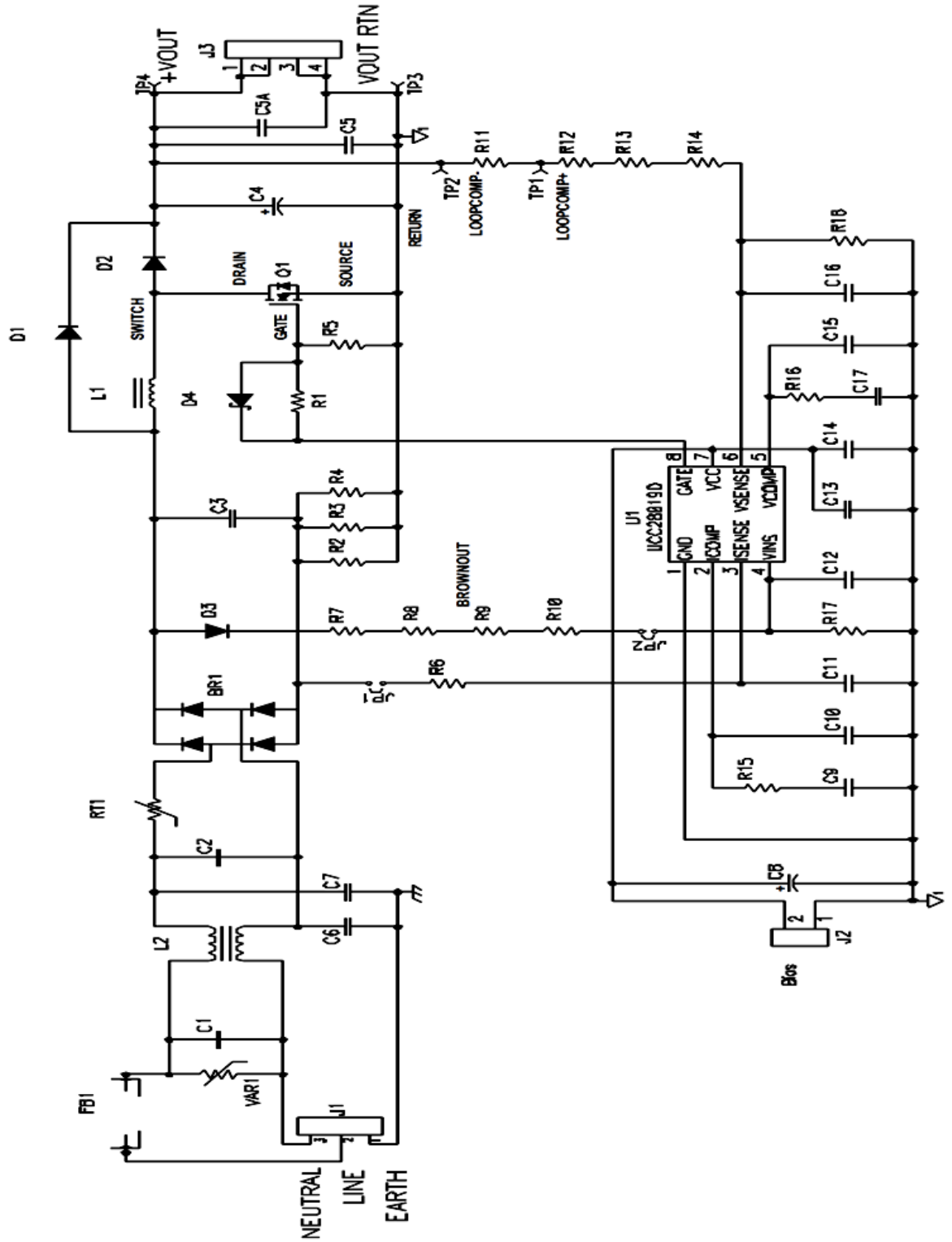
**Tabla 7. Parámetros de diseño para la fuente de tensión con factor de potencia corregido.**

| PARÁMETRO  |                           | MIN  | TIP  | MAX  | UNIDAD    |
|------------|---------------------------|------|------|------|-----------|
| $V_{in}$   | Tensión de entrada RMS    | 85   | 115  | 265  | $V_{RMS}$ |
| $V_{OUT}$  | Tensión de salida         | 370  | 390  | 410  | $V_{DC}$  |
| $f_{line}$ | Frecuencia de línea       | 47   |      | 63   | $Hz$      |
| $f_{sw}$   | Frecuencia de conmutación | 61,7 | 65   | 68,3 | $kHz$     |
| $P_{OUT}$  | Potencia de salida        |      |      | 350  | $W$       |
| $\eta$     | Eficiencia a plena carga  | 0,92 |      |      |           |
| $PF$       | Factor de potencia        |      | 0,99 |      |           |

Fuente: Autores

La Tabla 7 muestra los parámetros de diseño para esta implementación, y en la Figura 26 se observa el circuito de la fuente con factor de potencia corregido topología escogida de la empresa *Texas Instruments®*, donde se muestran los lazos externos de control y detección conformados por divisores de tensión y filtros que complementan el *IC*, estos lazos están conectados en la redes de entrada rectificada, de salida y de referencia para controlar la etapa de potencia.

Figura 26. Diseño de la fuente con factor de potencia corregido



Fuente: [14].

**2.2.1 Cálculos de diseño.** A continuación se harán los cálculos de cada uno de los elementos que hacen parte de la fuente de tensión con factor de potencia corregido.

**2.2.1.1 Cálculos de corriente.** Primero, se determinará la corriente promedio máxima de salida,  $I_{OUT(max)}$ :

$$I_{OUT(max)} = \frac{P_{OUT(max)}}{V_{OUT}} \quad (22)$$

$$I_{OUT(max)} = \frac{350}{390} \cong 0,9 \text{ A} \quad (23)$$

La máxima corriente RMS de línea en la entrada,  $I_{IN\_RMS(max)}$  se calcula utilizando los parámetros de la Tabla 12 para valores de eficiencia y el factor de potencia esperado:

$$I_{IN\_RMS(max)} = \frac{P_{OUT(max)}}{\eta V_{IN(min)}} \quad (24)$$

$$I_{IN\_RMS(max)} = \frac{350}{0,92 \times 85 \times 0,99} = 4,52 \text{ A} \quad (25)$$

Basado en el valor RMS calculado, la máxima corriente pico de entrada,  $I_{IN\_PEAK(max)}$  y la máxima corriente promedio de entrada,  $I_{IN\_AVG(max)}$ , asumiendo que la forma de onda es sinusoidal, pueden ser determinadas.

$$I_{IN\_PEAK(max)} = \sqrt{2} I_{IN\_RMS(max)} \quad (26)$$

$$I_{IN\_PEAK(max)} = \sqrt{2} \times 4,52 = 6,39A \quad (27)$$

$$I_{IN\_AVG(max)} = \frac{2I_{IN\_PEAK(max)}}{\pi} \quad (28)$$

$$I_{IN\_AVG(max)} = \frac{2 * 6,39}{\pi} = 4,07A \quad (29)$$

### 2.2.1.2 Puente rectificador. Calculo de la potencia en el puente rectificador

Tomando la caída de tensión directa,  $V_{F\_BRIDGE}$  [19], a través de los diodos del puente rectificador BR1, la pérdida de potencia en la entrada de puente,  $P_{BRIDGE}$ , puede ser calculada:

$$P_{BRIDGE} = 2V_{F\_BRIDGE} * I_{IN\_AVG(max)} \quad (30)$$

$$V_{F\_BRIDGE} = 1V$$

$$P_{BRIDGE} = 2 \times 1 \times 4,07 = 8,14W \quad (31)$$

**2.2.1.3 Selección del condensador de entrada.** Teniendo en cuenta que el UCC28019 es un controlador que opera de modo de conducción continua y como tal la corriente de rizado del inductor,  $I_{RIPPLE}$ , en consecuencia debe ser ajustada adecuadamente. Permitiendo una corriente de rizado en el inductor,  $I_{RIPPLE}$ , de 20% y un factor de rizado de la tensión de alta frecuencia,  $V_{RIPPLE\_IN}$ , de 6%, el valor máximo para el condensador de entrada,  $C_{IN}$ , se calcula determinando

primero la corriente de rizado de entrada,  $I_{RIPPLE}$  y la tensión de rizado de entrada,  $V_{IN\_RIPPLE(max)}$ :

$$I_{RIPPLE} = \Delta I_{RIPPLE} I_{IN\_PEAK(max)} \quad (32)$$

$\Delta I_{RIPPLE} = 0,2$  Factor de rizado permitido en la corriente del inductor

$$I_{RIPPLE} = 0,2 \times 6,39 = 1,28A \quad (33)$$

$$V_{IN\_RIPPLE(max)} = \Delta V_{RIPPLE\_IN} V_{IN\_RECTIFIED(min)} \quad (34)$$

$\Delta V_{RIPPLE\_IN} = 0,06$  Factor de rizado permitido en la tensión de alta frecuencia

$$V_{IN\_RECTIFIED} = \sqrt{2} V_{IN} \quad (35)$$

$$V_{IN\_RECTIFIED(min)} = \sqrt{2} \times 85 = 120,2V \quad (36)$$

$$V_{IN\_RIPPLE(max)} = 0,06 \times 120,2 = 7,21V \quad (37)$$

Ahora se calcula el valor del condensador de entrada:

$$C_{IN} = \frac{I_{RIPPLE}}{8f_{SW} V_{IN\_RIPPLE(max)}} \quad (38)$$

$$C_{IN} = \frac{1,28}{8 \times 65k \times 7,21V} = 0,341\mu F \quad (39)$$

El valor real de  $C_{IN}$  que se utilizará es  $0,33\mu F$ .

**2.2.1.4 Selección del inductor Boost.** El inductor elevador,  $L_{BST}$ , se selecciona luego de hallar la máxima corriente pico,  $I_{L\_PEAK(max)}$ :

$$I_{L\_PEAK(max)} = I_{IN\_PEAK(max)} + \frac{I_{RIPPLE}}{2} \quad (40)$$

$$I_{L\_PEAK(max)} = 6,39 + \frac{1,28}{2} = 7,03A \quad (41)$$

El valor mínimo del inductor se calcula sobre un ciclo de trabajo de 0.5 en el peor de los casos:

$$L_{BST(min)} \geq \frac{V_{OUT}D(1-D)}{f_{SW(typ)}I_{RIPPLE}} \quad (42)$$

$$L_{BST(min)} \geq \frac{390 \times 0,5(1-0,5)}{65k \times 1,28A} \geq 1,17mH \quad (43)$$

El valor real del inductor *Boost* que se utilizará es  $1,25mH$ .

El ciclo de trabajo máximo,  $DUTY_{(max)}$ , puede ser calculado y se producirá cuando exista una tensión de entrada mínima:

$$DUTY_{(max)} = \frac{V_{OUT} - V_{IN\_RECTIFIED(min)}}{V_{OUT}} \quad (44)$$

$$V_{IN\_RECTIFIED(min)} = \sqrt{2} \times 85V = 120V \quad (45)$$

$$DUTY_{(max)} = \frac{390V - 120V}{390V} = 0,692 \quad (46)$$

### 2.2.1.5 Selección diodo **Boost**. Calculo de potencia en el diodo

Las pérdidas de diodo se estiman en base a la caída de tensión directa,  $V_F$ , a  $175^\circ\text{C}$  y la carga de recuperación inversa,  $Q_{RR}$ , del diodo seleccionado [20]. El uso de un diodo de carburo de silicio eliminara las pérdidas de recuperación inversa:

$$P_{DIODE} = V_{F_{175^\circ\text{C}}} I_{OUT(max)} + 0,5 f_{SW(typ)} V_{UOT} Q_{RR} \quad (47)$$

$$V_{F_{175^\circ\text{C}}} = 1,8V$$

$$Q_{RR} \approx 0nC$$

$$P_{DIODE} = 1,8 \times 0,897 + 0,5 \times 65k \times 390 \times 0n = 1,61W \quad (48)$$

### 2.2.1.6 Selección dispositivo de conmutación. Calculo de potencia en el Mosfet

Las pérdidas de conducción del interruptor se calculan utilizando la  $R_{DSon}$  del FET a  $150^\circ\text{C}$  [21], y el cálculo de la corriente RMS de *dren a source*,  $I_{DS\_RMS}$ :

$$P_{COND} = I_{DS\_RMS}^2 R_{DSon(150^\circ\text{C})} \quad (49)$$

$$R_{DSon(150^\circ\text{C})} = 0,43\Omega$$

$$I_{DS\_RMS} = \frac{P_{OUT(max)}}{V_{IN\_RECTIFIED(min)}} \sqrt{2 - \frac{16V_{IN\_RECTIFIED(min)}}{3\pi V_{OUT}}} \quad (50)$$

$$I_{DS\_RMS} = \frac{350}{120} \sqrt{2 - \frac{16 \times 120}{3\pi \times 390}} = 3,54A \quad (51)$$

$$P_{COND} = 3,54A^2 \times 0,43\Omega = 5,38W \quad (52)$$

Las pérdidas de conmutación se calculan utilizando el tiempo de subida de puerta,  $t_r$ , y las pérdidas de la capacitancia de salida encontrada en la hoja de datos de FET[21].

Para el dispositivo seleccionado:

$$t_r = 5ns$$

$$C_{OSS} = 780pF$$

$$P_{SW} = f_{SW(typ)}(t_r V_{OUT} I_{IN\_PEAK(max)} + 0,5 C_{OSS} V_{OUT}^2) \quad (53)$$

$$P_{SW} = 65k(5n \times 390 \times 6,39 + 0,5 \times 780p \times 390V^2) = 4,67W \quad (54)$$

Pérdidas totales en el FET:

$$P_{COND} + P_{SW} = 5,38 + 4,67 = 10,05W \quad (55)$$

**2.2.1.7 Selección resistor de sensado.** Para ajustar la ganancia de potencia limite no lineal interna,  $R_{SENSE}$ , tiene un tamaño tal que activará el sensor de sobrecorriente un 25% más grande que la corriente pico máxima en el inductor utilizando el umbral mínimo de SOC,  $V_{SOC}$ , de ISENSE.

$$R_{SENSE} = \frac{V_{SOC}}{I_{L\_PEAK(max)} \times 1,25} \quad (56)$$

$$R_{SENSE} = \frac{0,66}{7,03 \times 1,25} = 0,075\Omega \quad (57)$$

Usando una combinación en paralelo de valores estándar de resistencia, se elige la resistencia de sensado.

$$R_{SENSE} = 0,067\Omega$$

La potencia disipada en la resistencia de sensado,  $P_{Rsense}$  se debe calcular.

$$P_{Rsense} = I_{IN\_RMS(max)}^2 R_{SENSE} \quad (58)$$

$$P_{Rsense} = (4,52)^2 \times 0,067 = 1,37W \quad (59)$$

La protección de límite de corriente pico, PCL, funciona cuando la corriente a través de la resistencia de sensado genera una tensión igual al umbral del  $V_{PCL}$ . Para un análisis en el peor de los casos, se utiliza el umbral máximo de  $V_{PCL}$ .

$$I_{PCL} = \frac{V_{PCL}}{R_{SENSE}} \quad (60)$$

$$I_{PCL} = \frac{1,15}{0,067} = 17,16A \quad (61)$$

Para proteger el dispositivo de la corriente de arranque, una resistencia estándar de  $220\Omega$ ,  $R_{ISENSE}$ , se coloca en serie con el pin ISENSE. Un capacitor de  $1000\text{ pF}$  se coloca cerca del dispositivo para mejorar la respuesta a ruido en el pin ISENSE.

**2.2.1.8 Selección del condensador de salida.** El condensador de salida,  $C_{OUT}$ , esta dimensionado para cumplir con los requerimientos del convertidor.

Asumiendo que la conversión descendente requiere que la etapa de salida en el PFC no caiga por debajo de 300 V,  $V_{OUT\_HOLDUP(min)}$ , durante el ciclo de línea,  $t_{HOLDUP} = 1/f_{LINE(min)}$ , el valor mínimo calculado para el condensador es:

$$C_{OUT(min)} \geq \frac{2P_{OUT}t_{HOLDUP}}{V_{OUT}^2 - V_{OUT\_HOLDUP(min)}^2} \quad (62)$$

$$C_{OUT(min)} \geq \frac{2 \times 350 \times 21,28ms}{390V^2 - 300V^2} \geq 240\mu F \quad (63)$$

El condensador real utilizado es de 270 $\mu$ F.

Ajustando la máxima salida de tensión de rizado pico a pico para que sea inferior al 5% de la tensión de salida se asegurará de que la tensión de rizado no activara características protección del controlador para sobretensión o baja tensión en la salida. La tensión de rizado máxima pico a pico, que se produce al doble de la frecuencia de línea y la corriente de rizado del condensador de salida, se calculan:

$$V_{OUT\_RIPPLE(pp)} < 0,05V_{OUT} \quad (64)$$

$$V_{OUT\_RIPPLE(pp)} < 0,05 \times 390V < 19,5V_{PP} \quad (65)$$

$$V_{OUT\_RIPPLE(pp)} = \frac{I_{OUT}}{\pi(2f_{LINE(min)})C_{OUT}} \quad (66)$$

$$V_{OUT\_RIPPLE(pp)} = \frac{0,9}{\pi(2 \times 47) \times 270\mu} = 11,26V \quad (67)$$

La corriente de rizado nominal requerida al doble de la frecuencia de línea es igual a:

$$I_{Cout\_2\ fline} = \frac{I_{OUT(max)}}{\sqrt{2}} = 0,635A \quad (68)$$

$$I_{Cout\_2\ fline} = \frac{0,8}{\sqrt{2}} = 0,635A \quad (69)$$

También habrá una corriente de rizado de alta frecuencia a través del condensador de salida:

$$I_{Cout\_HF} = I_{OUT(max)} \sqrt{\frac{16V_{OUT}}{3\pi V_{IN\_RECTIFIED(min)}} - 1,5} \quad (70)$$

$$I_{Cout\_HF} = 0,9 \sqrt{\frac{16 \times 390}{3\pi \times 120} - 1,5} = 1,8A \quad (71)$$

La corriente total de rizado en el condensador de salida es la combinación de ambas, y por consiguiente se debe seleccionar el condensador de salida:

$$I_{Cout\_RMS(total)} = \sqrt{I_{Cout\_2\ fline}^2 + I_{Cout\_HF}^2} \quad (72)$$

$$I_{Cout\_RMS(total)} = \sqrt{0,635A^2 + 1,8A^2} = 1,9A \quad (73)$$

**2.2.1.9 Ajuste de la tensión de salida.** Para una baja disipación de potencia y mínima contribución al error de punto de ajuste de tensión, se usa  $1M\Omega$  para el divisor de tensión para la retroalimentación de tensión superior,  $R_{FB1}$ . Varias resistencias en serie se utilizan debido a la tensión máxima permitida en cada una.

Usando la referencia interna de 5V,  $V_{REF}$ , se selecciona la resistencia del divisor inferior,  $R_{FB2}$ , para cumplir los objetivos de diseño de tensión de salida.

$$R_{FB2} = \frac{V_{REF}R_{FB1}}{V_{OUT} - V_{REF}} \quad (74)$$

$$R_{FB2} = \frac{5 \times 1M}{390 - 5} = 13,04k\Omega \quad (75)$$

Usando una resistencia de 13k $\Omega$  para  $R_{FB2}$  resulta una tensión nominal de salida ajustada a 391V.

$$V_{OUT(OVP)} = VSENSE_{OVP} \left( \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} \right) \quad (76)$$

$$V_{OUT(OVP)} = 5,25 \times \left( \frac{1M + 13k}{13k} \right) = 410,7V \quad (77)$$

La protección de la sobretensión, OVD, se activará cuando la tensión de salida supera el 5% del punto nominal:

$$V_{OUT(UVD)} = VSENSE_{UVD} \left( \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} \right) \quad (78)$$

$$V_{OUT(UVD)} = 4,75 \left( \frac{1M + 13k}{13k} \right) = 371,6V \quad (79)$$

Un pequeño condensador en VSENSE se agrega para filtrar el ruido que provocaría la respuesta dinámica mejorada en una configuración de línea sin carga. Limitar el valor del condensador de filtro tal que la constante de tiempo RC

es inferior a 0,1ms para no reducir considerablemente el tiempo de respuesta de control a las desviaciones de tensión de salida.

**2.2.1.10 Selección de elementos para el lazo de compensación.** La selección de componentes de compensación, para el lazo de corriente y el lazo de la tensión, se hacen mediante el uso de la hoja de datos del UCC28019 [14] y su hoja de cálculos de diseño [17] y basándose en el análisis de parámetros de compensación.

Para frecuencia de conmutación típica de 65 kHz, se obtiene el punto de operación en VCOMP=4 y se establecen los valores del factor de ganancia de lazo de corriente  $M_1$ , la pendiente de la rampa PWM del lazo de tensión  $M_2$ , la ganancia no lineal variable  $M_3$ .

La frecuencia de el polo de la corriente promedio,  $f_{I_{AVG}}$ , es elegida para estar en 9,5kHz. El condensador necesario en ICOMP,  $C_{ICOMP}$ , se determina usando la ganancia transconductancia  $g_{mi}$  del amplificador interno de corriente:

$$g_{mi} = 0,95mS$$

$$M_1 = 0,484$$

$$C_{ICOMP} = \frac{g_{mi}M_1}{K_1 2\pi f_{I_{AVG}}} \quad (80)$$

$$C_{ICOMP} = \frac{0,95m \times 0,484}{7 \times 2 \times \pi \times 9,5k} = 1100 pF \quad (81)$$

El amplificador de error de tensión se compensa con un cero,  $f_{ZERO}$ , en el polo del modulador de ancho de pulso a la etapa de potencia  $f_{PWM\_PS}$  que está presente en la función de transferencia de lazo abierto y un polo,  $f_{POLE}$ , situado a 20Hz, para

rechazar el ruido de alta frecuencia y la ocupación del ancho de banda en la amplitud de ganancia. El cruce total en el lazo de tensión,  $f_V$ , se debe hacer de 10Hz. Por consiguiente se seleccionan los componentes de compensación del amplificador de error de tensión.

$$f_{ZERO} = f_{PWM\_PS} = 1,589 \text{ Hz}$$

$$f_{POLE} = 20 \text{ Hz}$$

$$f_V = 10 \text{ Hz}$$

La ganancia de tensión de lazo abierto de la función de transferencia en 10Hz es aproximadamente 0,709dB. Estimando que el condensador paralelo,  $C_{VCOMP\_P}$ , es muy pequeño comparado con el condensador en serie,  $C_{VCOMP}$ , la ganancia unitaria estará en  $f_V$  y el cero estará en  $f_{PWM\_PS}$ , el condensador en serie de la compensación se determina:

$$G_{VLdB}(f) = 0,709\text{dB}$$

$$C_{VCOMP} = \frac{gm_v \frac{f_V}{f_{PWM\_PS}}}{10^{\frac{G_{VLdB}(f)}{20}} \times 2\pi f_V} \quad (82)$$

$$C_{VCOMP} = \frac{42\mu \times \frac{10}{1,589}}{10^{\frac{0,709\text{dB}}{20}} \times 2 \times \pi \times 10} = 3,88\mu\text{F} \quad (83)$$

Para  $C_{VCOMP}$  se utiliza un condensador de 3,3  $\mu\text{F}$

A partir de  $f_{ZERO}$  y  $f_{POLE}$  se calculan los valores de  $R_{VCOMP}$  y  $C_{VCOMP\_P}$

$$f_{ZERO} = \frac{1}{2\pi R_{VCOMP} C_{VCOMP}} \quad (84)$$

$$f_{POLE} = \frac{1}{2\pi \frac{R_{VCOMP} C_{VCOMP} C_{VCOMP_P}}{C_{VCOMP} + C_{VCOMP_P}}} \quad (85)$$

$$R_{VCOMP} = \frac{1}{2\pi f_{ZERO} C_{VCOMP}} \quad (86)$$

$$R_{VCOMP} = \frac{1}{2 \times \pi \times 1,589 \times 3,3\mu} = 30,36 \text{ k}\Omega \quad (87)$$

Una resistencia de 33kΩ se utiliza para  $R_{VCOMP}$ .

$$C_{VCOMP_P} = \frac{C_{VCOMP}}{2\pi f_{POLE} R_{VCOMP} C_{VCOMP} - 1} \quad (88)$$

$$C_{VCOMP_P} = \frac{3,3\mu}{2 \times \pi \times 20 \times 33 \text{ k} \times 3,3\mu - 1} = 0,258\mu\text{F} \quad (89)$$

Un condensador de 0,22μF se utiliza para  $C_{VCOMP_P}$ .

**2.2.1.11 Selección de elementos para la protección ante fallo de alimentación o *Brown-out*.** Se selecciona la resistencia superior del divisor de tensión que está conectado al pin VINS para no contribuir a la pérdida de potencia excesiva. La corriente de polarización (*bias current*) extremadamente baja en VINS hará que el valor de  $R_{VINS1}$  sea del orden de los megohmios. Para efectos prácticos se elige generalmente un valor inferior a 10MΩ. Suponiendo aproximadamente 150 tiempos de la corriente de polarización a través de las resistencias del divisor de tensión resultará en una  $R_{VINS1}$  que es menor a 10 MΩ, con el fin de no contribuir a un ruido excesivo y mantener una pérdida de potencia baja. La protección *Brown-out* apagará el GATE de control cuando la entrada cae por debajo de la tensión

mínima programable por el usuario,  $V_{AC(off)}$  y se encienda cuando la entrada se eleva por encima de  $V_{AC(on)}$ .

$$I_{VINS} = 150 \times I_{VINS_{0V}} \quad (90)$$

$$I_{VINS} = 150 \times 0,1\mu = 15\mu A \quad (91)$$

$$V_{AC(on)} = 75V$$

$$V_{AC(off)} = 65V$$

$$R_{VINS1} = \frac{\sqrt{2} \times V_{AC(on)} - V_{F_{BRIDGE}} - V_{INS_{ENABLE\_th(max)}}}{I_{VINS}} \quad (92)$$

$$R_{VINS1} = \frac{\sqrt{2} \times 75 - 0,95V - 1,6V}{15\mu A} = 6,9 M\Omega \quad (93)$$

Se elige una resistencia de 6,5MΩ.

$$R_{VINS2} = \frac{V_{INS_{ENABLE\_th(max)}} \times R_{VINS1}}{\sqrt{2} \times V_{AC(on)} - V_{F_{BRIDGE}} - V_{INS_{ENABLE\_th(max)}}} \quad (94)$$

$$R_{VINS2} = \frac{1,6 \times 6,5M}{\sqrt{2} \times 75 - 0,95 - 1,6} = 100k\Omega \quad (95)$$

El condensador en VINS,  $C_{VINS}$ , se selecciona de modo que su tiempo de descarga es mayor que el tiempo *hold up* del condensador de salida.  $C_{OUT}$  es elegido para cumplir un ciclo de tiempo *hold up* ya que  $C_{VINS}$  será el elegido para cumplir con 2,5 ciclos de tensión de línea media.

$$t_{CVINS\_dischrg} = \frac{N_{HALFCYCLES}}{2 \times f_{LINE(min)}} \quad (96)$$

$$t_{CVINS\_dischrg} = \frac{2,5}{2 \times 47} = 25,6ms \quad (97)$$

$$C_{VINS} = \frac{-t_{CVINS\_dischrg}}{R_{VINS2} \times \ln \left[ \frac{VINS_{BROWNOUT\_th(min)}}{0,9 \times V_{IN\_RMS(min)} \times \left( \frac{R_{VINS2}}{R_{VINS1} + R_{VINS2}} \right)} \right]} \quad (98)$$

$$C_{VINS} = \frac{-25,6m}{100k \times \ln \left[ \frac{0,76V}{0,9 \times 85 \times \left( \frac{100k}{6,5 M + 100k} \right)} \right]} = 0,63\mu F \quad (99)$$

se aproxima a un valor comercial de 0,68 $\mu$ F para  $C_{VINS}$ .

En la Figura 26 del diseño de la fuente, en la etapa que está entre la tensión de entrada de AC y el rectificador se muestra un filtrado para interferencias electromagnéticas, Filtro EMI. Esta interferencia aporta una componente de ruido en la señal de entrada y para pruebas experimentales afecta su visualización, por ejemplo para la señal de la corriente de entrada puede llegar a dificultar su análisis. Debido al funcionamiento del sistema cómo corrector de factor de potencia esta componente de ruido desaparece y no afecta la regulación de tensión en la salida, es por esto que para esta implementación se deja como etapa opcional.

**2.2.2 Componentes seleccionados.** En la Tabla 8 se presenta el listado de los elementos pasivos y en la Tabla 9 los elementos semiconductores, todos estos han sido seleccionados teniendo en cuenta los cálculos de diseño y como factor importante la potencia que disipan. En cuanto a los elementos pasivos no siempre resultan valores comerciales, por esto son aproximados y remplazados.

**Tabla 8. Componentes pasivos**

| <b>Resistencias</b>  |          |                           |                            |                    |
|----------------------|----------|---------------------------|----------------------------|--------------------|
| <b>Posición</b>      |          | <b>Valor calculado[Ω]</b> | <b>Valor comercial [Ω]</b> | <b>Descripción</b> |
|                      | R1       | 3,3                       | 3,3                        | 1/2W               |
| $R_{SENSE}$          | R2,R3,R4 | 0,225                     | 0,22                       | 1W                 |
|                      | R5       | 10k                       | 10k                        | 1/4W               |
| $R_{ISENSE}$         | R6       | 220                       | 220                        | 1/4W               |
| $R_{VINS1}$          | R7,R8,R9 | 2M                        | 1,8M                       | 1/4W               |
|                      | R10      | 0,9M                      | 1,1M                       | 1/4W               |
| $R_{FB1}$            | R11      | 49,9                      | 51                         | 1/4W               |
|                      | R12      | 332k                      | 100k                       | 1/4W               |
|                      | R13      | 332k                      | 220k                       | 1/4W               |
|                      | R14      | 340k                      | 680k                       | 1/4W               |
| $R_{VCOMP}$          | R16      | 30,36k                    | 33k                        | 1/4W               |
| $R_{VINS2}$          | R17      | 100k                      | 100k                       | 1/4W               |
| $R_{FB2}$            | R18      | 13,04k                    | 13k                        | 1/4W               |
| <b>Condensadores</b> |          |                           |                            |                    |
| <b>Posición</b>      |          | <b>Valor calculado[F]</b> | <b>Valor comercial [F]</b> | <b>Descripción</b> |
| $C_{IN}$             | C3       | 0,341μ                    | 0,33μ                      | 275VAC             |
| $C_{OUT}$            | C4       | 240μ                      | 270μ                       | 450VDC             |
|                      | C5,C5A   | 0,1μ                      | 0,1μ                       | 630V               |
|                      | C8       | 47μ                       | 47μ                        | 35V                |
| $C_{ICOMP}$          | C10      | 1100p                     | 1200p                      | 50V                |

| Resistencias   |     |                    |                     |             |
|----------------|-----|--------------------|---------------------|-------------|
| Posición       |     | Valor calculado[Ω] | Valor comercial [Ω] | Descripción |
| $C_{ISENSE}$   | C11 | 1000p              | 1000p               | 100V        |
| $C_{VINS}$     | C12 | 0,63μ              | 0,68μ               | 10V         |
|                | C13 | 1μ                 | 1μ                  | 50V         |
|                | C14 | 0,1μ               | 0,1μ                | 50V         |
| $C_{VCOMP\_P}$ | C15 | 0,258μ             | 0,22μ               | 16V         |
| $C_{VSENSE}$   | C16 | 820p               | 820p                | 50V         |
| $C_{VCOMP}$    | C17 | 3,3μ               | 3,3μ                | 10V         |
| Inductor       |     |                    |                     |             |
| Posición       |     | Valor calculado[H] | Valor comercial [H] | Descripción |
| $L_{BST}$      | L1  | ≥1,17m             | 1,25m               | 8A-150mΩ    |

Fuente: Autores

**Tabla 9. Selección de semiconductores**

| Nombre                    | Referencia | Características                        |
|---------------------------|------------|--|
| D1                        | 1N5406     | Diodo, standard recovery, 3A-600V      |
| D2 ( <i>Diodo Boost</i> ) | C3D04060A  | Diodo, silicon carbide Schottky 4A-600 |
| D3                        | FR107      | Diodo, Fast recovery 1A-1000V          |
| D4                        | SB140      | Diodo Schottky, 1A-40V                 |
| BR1                       | GBU804     | Bridge Rectifier, 8A, 400V             |
| Q1 (Switch)               | SPP20N60C3 | MOSFET, N-channel 20,7A-650V-190mΩ     |

Fuente: Autores

En la Tabla 10 muestra el costo en pesos colombianos para la implementación del diseño.

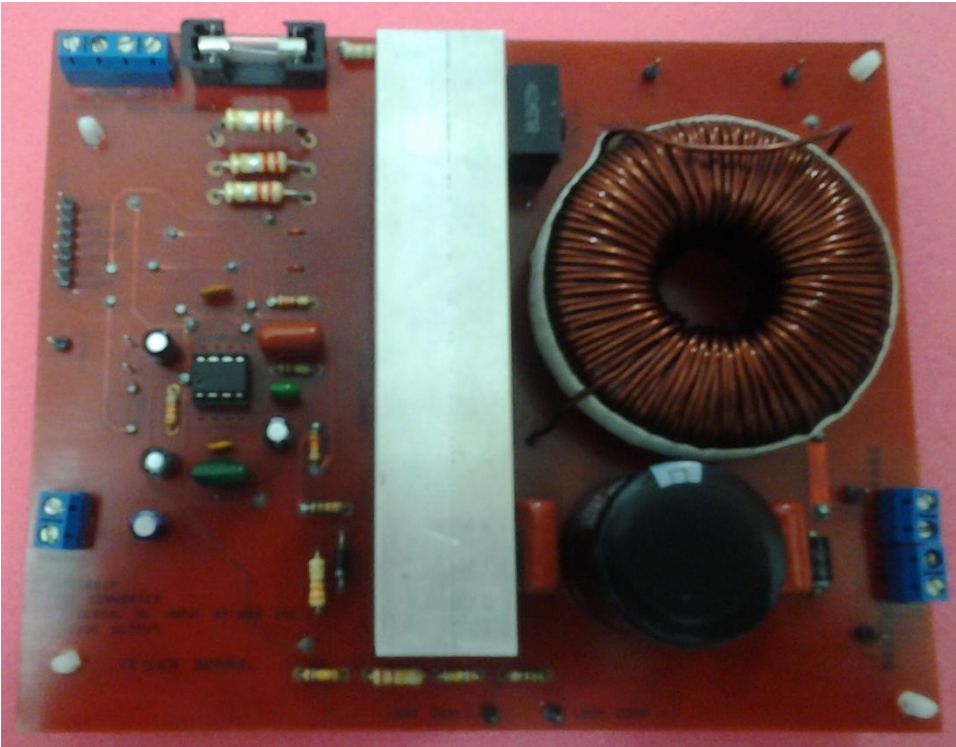
**Tabla 10. Costos de Implementación**

| <b>PRINCIPALES COMPONENTES</b>  |                      | <b>VALOR \$</b> |
|---------------------------------|----------------------|-----------------|
| FABRICANTE                      | REFERENCIA           |                 |
| <i>Texas Instruments</i>        | UCC28019             | 4000            |
| <i>Vitec</i>                    | PFC Inductor 55P9354 | 91600           |
| <i>Cree</i>                     | C3D04060A            | 5000            |
| <i>infineon Technologies</i>    | SPP20N60C3           | 8000            |
| Micro Commercial Co.            | 1N5406               | 800             |
| <i>WTE Power Semiconductors</i> | FR107                | 1000            |
| <i>Diodes Incorporated</i>      | SB140                | 1000            |
| <i>Diode Inc.</i>               | GBU804               | 3500            |
| <i>Panasonic</i>                | ECQ-U2A334ML         | 2000            |
| <i>Panasonic</i>                | EETUQ2W271DA         | 14000           |
| <b>OTROS COMPONENTES</b>        |                      | 20000           |
| <b>DISEÑO LAYOUT PCB</b>        |                      | 40000           |
| <b>IMPORTACIONES</b>            |                      | 50000           |
| <b>TOTAL</b>                    |                      | <b>240900</b>   |

Fuente: Autores

En la Figura 27 se observa el montaje de la fuente con factor de potencia corregido diseñada para funcionar con valores típicos de alimentación AC y entregar 390V CC en la salida con una potencia de 350W. Esta implementación será tema de estudio para el siguiente capítulo donde se presentaran pruebas de su funcionamiento para compararlas con simulaciones y los resultados de los parámetros de diseño de la Tabla 7.

**Figura 27. Fuente de tensión de CC con factor de potencia corregido**



Fuente: Autores

### 3. PRUEBAS

Con el propósito de comprobar el funcionamiento de la fuente de tensión con factor de potencia corregido y establecer el alcance de los objetivos propuestos, se dividió el proceso en dos partes. La primera parte se basa en verificar el comportamiento del diseño de la fuente por medio de simulaciones y la segunda consiste en la realización de pruebas experimentales en el laboratorio con la fuente implementada y así hacer comparaciones entre los resultados obtenidos.

En la verificación del funcionamiento con simulaciones se utilizó la herramienta *PSIM Software by Powersim INC* [18]. En esta parte se observa por separado el comportamiento de la etapa de potencia sin control y la etapa de potencia controlada para la corrección del factor de potencia.

Para la segunda parte, en las pruebas experimentales se hace la toma de datos que permiten revisar el comportamiento de sus parámetros de diseño como la respuesta del sistema a tensión típica de línea AC, la eficiencia y factor de potencia con el sistema controlado.

La metodología utilizada para el cálculo del factor de potencia será la medición del contenido armónico por medio de la Transformada Rápida de Fourier que se obtienen directamente en el osciloscopio y para el cálculo de la eficiencia se hacen mediciones de las tensiones y corrientes en la entrada y la salida. Para estas pruebas fueron utilizados los instrumentos del laboratorio tales como osciloscopio de dos entradas, fuente de corriente continua dual o adaptador de 12V, voltmetro digital y pinza de corriente.

### 3.1 RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Con el fin de evaluar el desempeño de la fuente de tensión sin factor de potencia corregido y con su respectiva corrección, se realizaron simulaciones para una entrada de tensión de  $120V_{rms}$  a una frecuencia de  $60\text{ Hz}$ , aproximada a la tensión de línea típica que suministra la red.

**Tabla 11. Parámetros y valores de operación**

|                             |                 |
|-----------------------------|-----------------|
| Tensión eficaz de la fuente | $120V_{rms}$    |
| Frecuencia de línea         | 60Hz            |
| Tensión de salida           | 390V            |
| Corriente de salida         | 0.9A            |
| Máxima potencia             | 350W            |
| Frecuencia de conmutación   | 65kHz           |
| Condensador de salida       | 270uF           |
| Inductor                    | 1,25mH          |
| Resistencia de carga        | 422,22 $\Omega$ |

Fuente: Autores

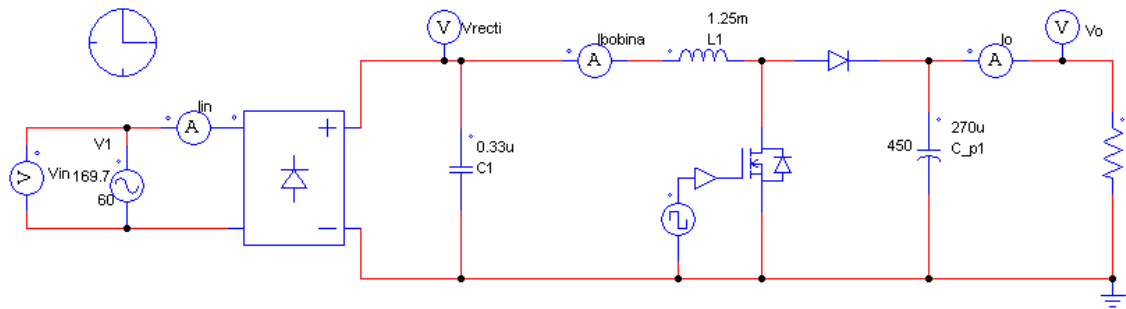
A continuación se presenta el efecto negativo que generan los elementos no lineales en la forma de onda de la corriente de entrada del sistema, se visualiza este efecto antes y después de aplicar el control de corriente promedio. En la Tabla 11 se muestran los parámetros y valores de operación para las simulaciones.

#### 3.1.1 Simulación de la fuente de tensión sin *PFC*.

En esta simulación se podrá visualizar el puente rectificador con el convertidor *Boost* sin los lazos de control para la corrección del factor de potencia. Para realizar esta simulación a la etapa de potencia se le añade una fuente de tensión

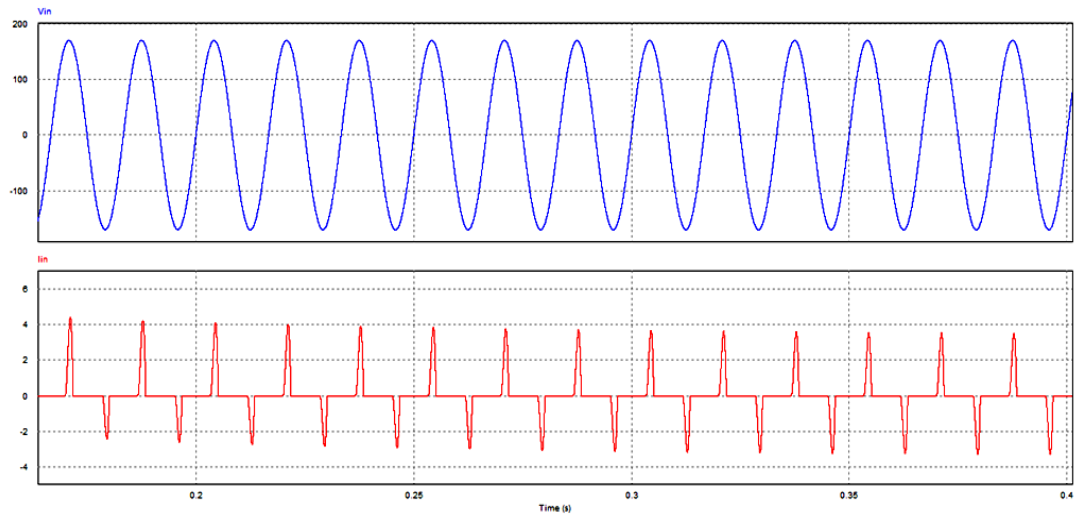
cuadrada en la puerta del MOSFET, de amplitud cero. La carga utilizada es puramente resistiva como se puede observar en la Figura 28.

**Figura 28. Puente rectificador de la tensión de línea y convertidor *Boost*, sin *PFC* (Etapa de potencia).**



Fuente: Autores

**Figura 29. Señales de entrada de la fuente sin aplicar *PFC***



Fuente: Autores

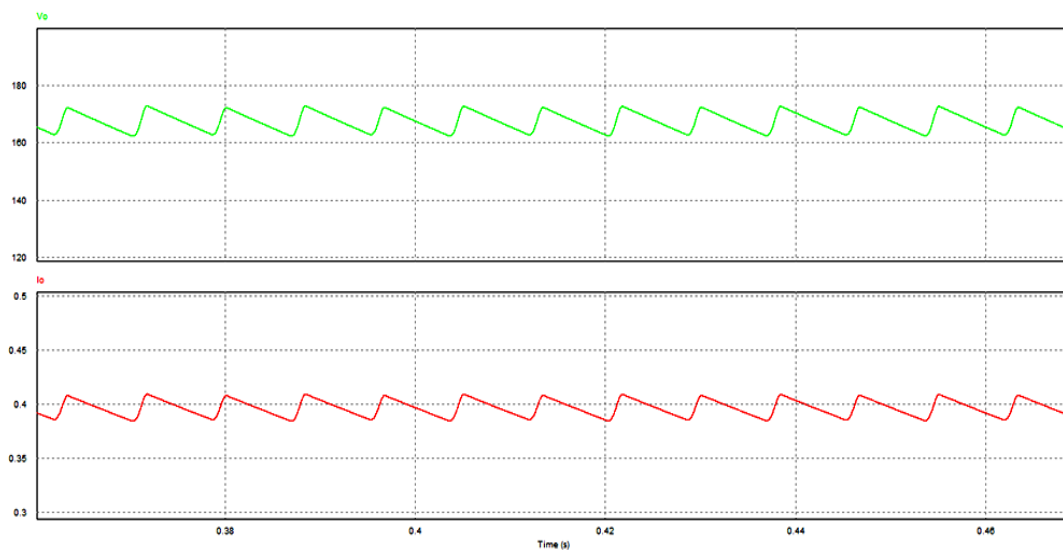
La Figura 29 presenta las señales de la tensión  $v_{in}$  y la corriente de entrada  $i_{in}$  (en azul y rojo respectivamente), su factor de desplazamiento es igual a uno, ya que ambas señales están en fase, mientras que el factor de distorsión es menor a uno por la presencia de armónicos sumados en la señal de corriente.

Los valores eficaces para  $v_{in}$  y  $i_{in}$  son:

$v_{irms} = 120V$ ,  $i_{irms} = 1,028A$ . La frecuencia de la red es de  $60 Hz$ .

En la Figura 30 se muestra el rizado de la tensión de salida  $V_o$  y el de la corriente de salida  $I_o$  (en verde y rojo respectivamente). Estos están en fase y no poseen una forma de onda sinusoidal. La frecuencia en la salida es el doble de la entrada.

**Figura 30. Rizado en las señales de salida de la fuente sin aplicar PFC**



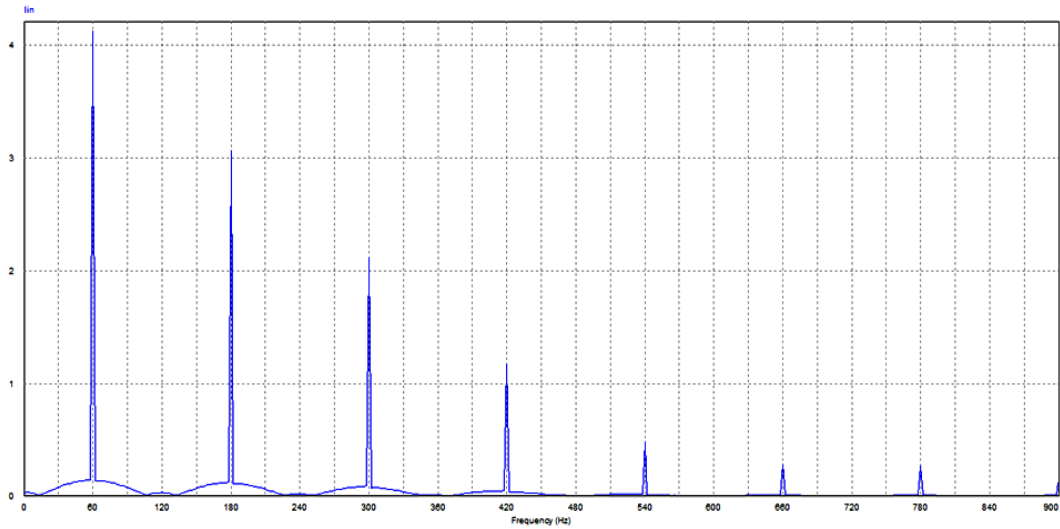
Fuente: Autores

Los valores de  $V_o$  y  $I_o$  son:

$V_o = 170V$ ,  $I_o = 0,4A$ . La frecuencia de salida que tienen los rizados es  $120 Hz$

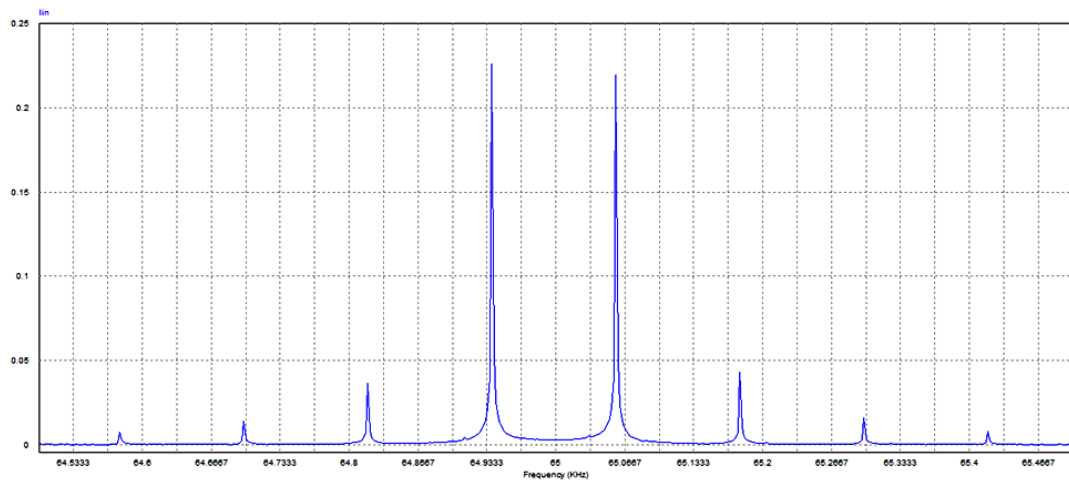
La señal de corriente de la Figura 29 posee alta distorsión debido a que el circuito es de naturaleza no lineal, su espectro para frecuencias bajas y altas se presenta en las Figuras 31 y 32 respectivamente.

**Figura 31. Espectro en baja frecuencia de la corriente de entrada sin corrección del factor de potencia**



Fuente: Autores

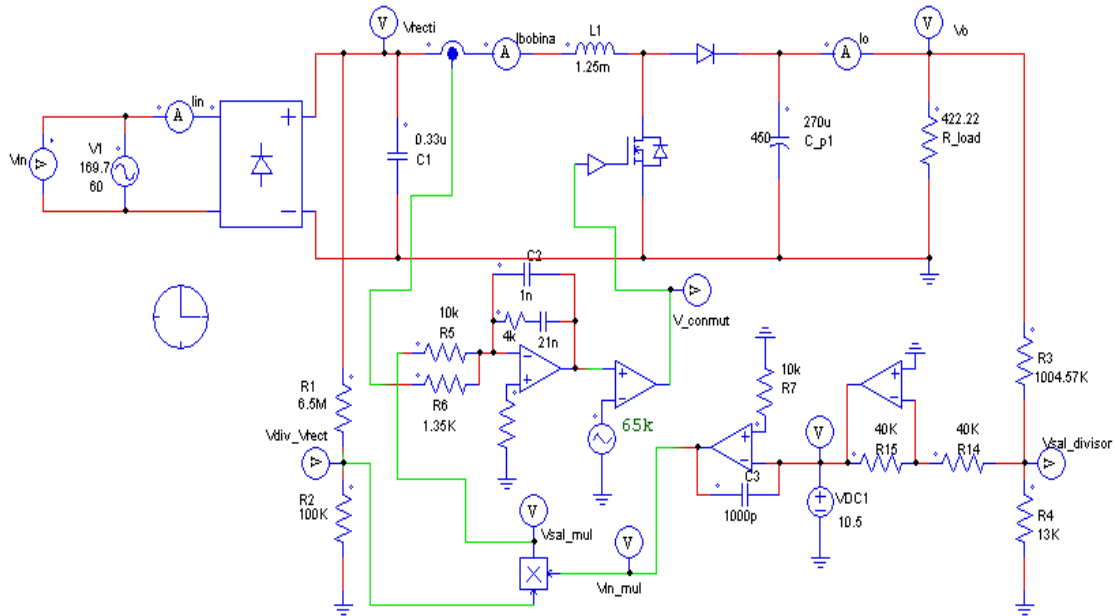
**Figura 32. Espectro en altas frecuencias de la corriente entrada sin corrección del factor de potencia**



Fuente: Autores

### 3.1.2 Simulación de la fuente de tensión con PFC

Figura 33. Fuente de tensión con *PFC* (etapa de potencia y etapa de control)



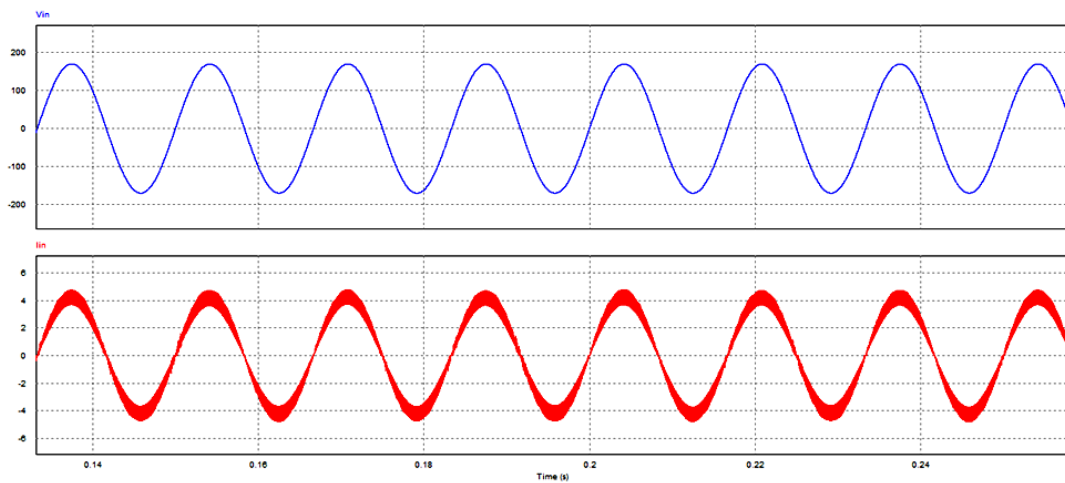
Fuente: Autores

En la Figura 33 se muestra el esquema del circuito de la fuente de tensión con factor de potencia corregido en su etapa de potencia y control. Se utilizan los respectivos lazos de control para el puente rectificador, el convertidor *Boost* y la salida. El control de esta etapa de potencia se baso en el manejo de la corriente promedio. Vale recordar que este control es realizado por el circuito integrado UCC28019.

En esta etapa de simulación se muestran las formas de onda de las señales de entrada y salida aplicando el corrector de factor de potencia, esta corrección se modula mediante una señal PWM que tiene una frecuencia de conmutación en la puerta del Mosfet de  $65kHz$ .

Al simular el circuito se obtienen las señales de tensión de entrada  $v_{in}$  y de corriente de entrada  $i_{in}$  mostradas en la Figura 34 (en azul y rojo respectivamente). Se observa que son proporcionales y están en fase. La magnitud de la corriente disminuye y presenta una forma de onda muy parecida a la onda de tensión con la diferencia de poseer una banda de alta frecuencia por la conmutación del transistor.

**Figura 34. Señales de entrada de la fuente aplicando PFC**



Fuente: Autores

La distorsión de la corriente de entrada (en este caso señal portadora) afecta al funcionamiento de la bobina produciendo un rizado de 65 kHz (frecuencia de conmutación).

Los valores eficaces para  $v_{in}$  y  $i_{in}$  son:

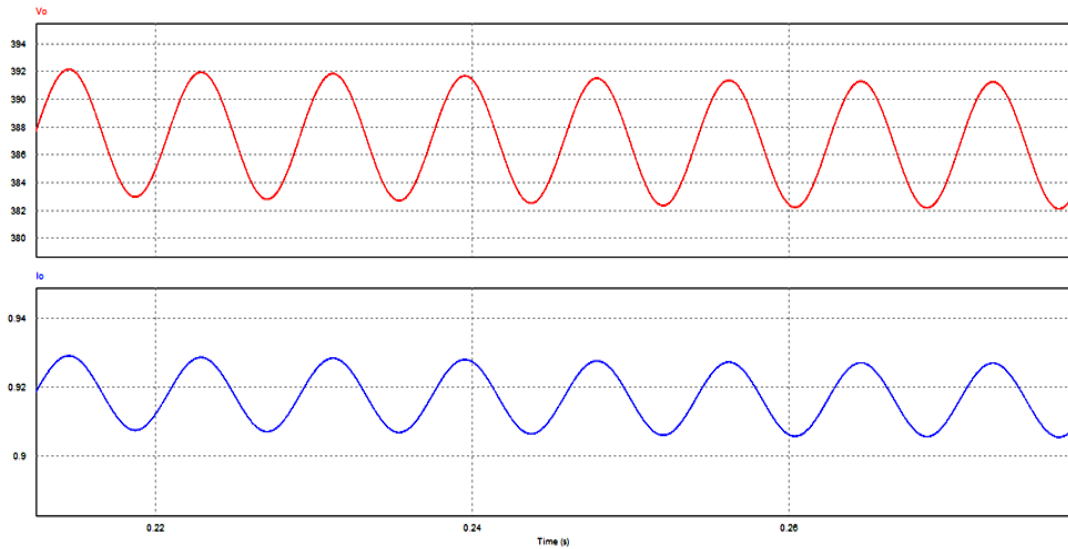
$v_{irms} = 120V$ ,  $i_{irms} = 3A$ . La frecuencia de la red es de 60 Hz.

La Figura 35 muestra el rizado en la tensión de salida  $V_o$  y en la corriente de salida  $I_o$  (en rojo y azul respectivamente). Se observa que estas señales tienen una forma de onda sinusoidal, son proporcionales y están en fase. La frecuencia de salida es el doble de la entrada.

Los valores de  $V_o$  y  $I_o$  son:

$V_o = 387V$ ,  $I_o = 0,91A$ . La frecuencia en el rizado es  $120Hz$ .

**Figura 35. Rizado en las señales de salida de la fuente aplicando PFC**



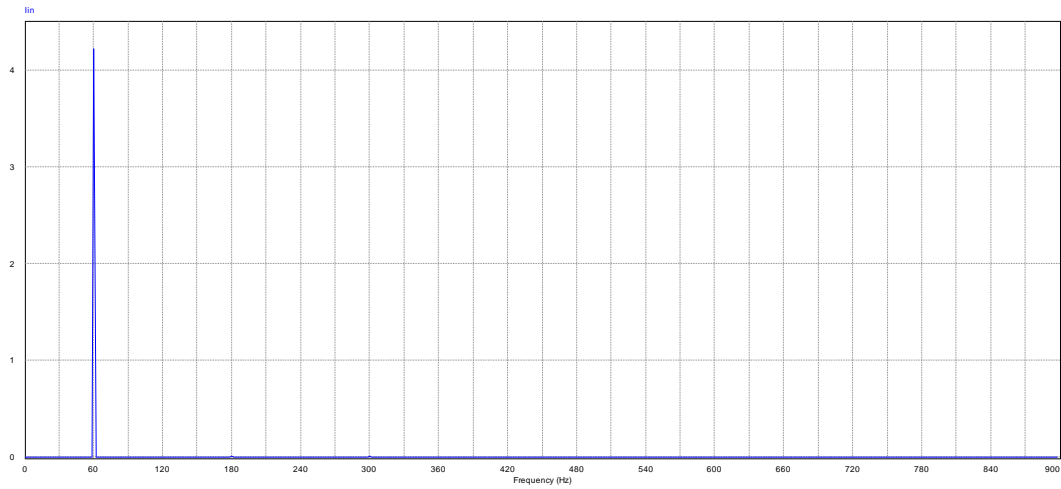
Fuente: Autores

La corriente de salida muestra un rizado de  $0,02A$  prácticamente despreciable y la tensión de salida muestra un rizado de  $8V$  pico a pico que corresponden a un  $2,05\%$  de la tensión de salida y está dentro del  $5\%$  especificado para el diseño.

Con estos resultados es posible considerar que la aplicación de control tiene una respuesta eficiente para el diseño de la fuente de tensión con factor de potencia corregido.

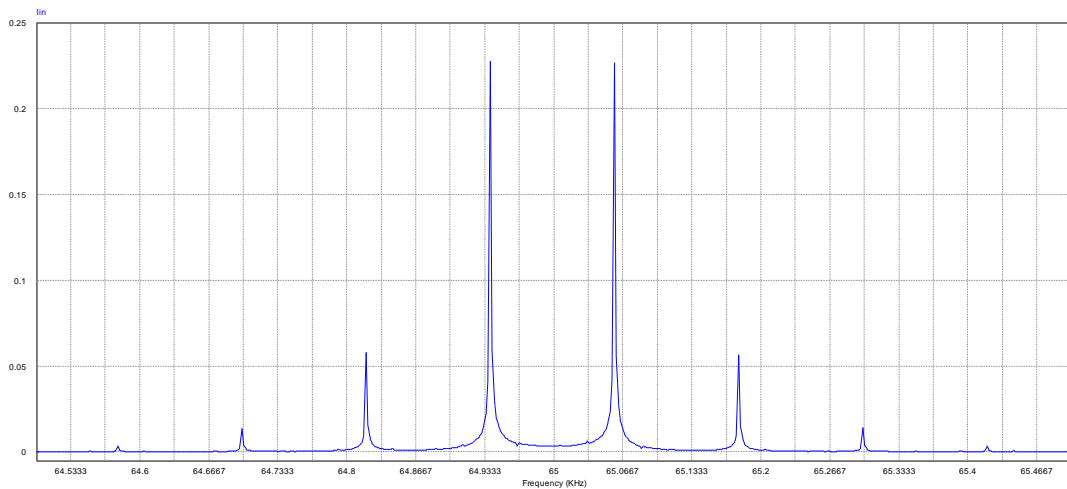
Los espectros de frecuencia de la corriente de entrada se muestran en las Figuras 36 y 37. La Figura 36 comparada con la Figura 31 muestra una reducción de armónicos de baja frecuencia casi del  $100\%$ , solo queda el armónico fundamental, pero los armónicos de alta frecuencia se reducen solamente en un  $30\%$  aproximadamente. (Comparación figuras 37 y 32)

**Figura 36. Espectro en baja frecuencia de la corriente de entrada con corrección del factor de potencia**



Fuente: Autores

**Figura 37. Espectro en altas frecuencias de la corriente de entrada con corrección del factor de potencia**



Fuente: Autores.

En la siguiente sección se presenta el cálculo del factor de potencia con base a la distorsión armónica total THD.

### 3.1.3 Cálculo de la distorsión armónica total, factor de potencia y eficiencia.

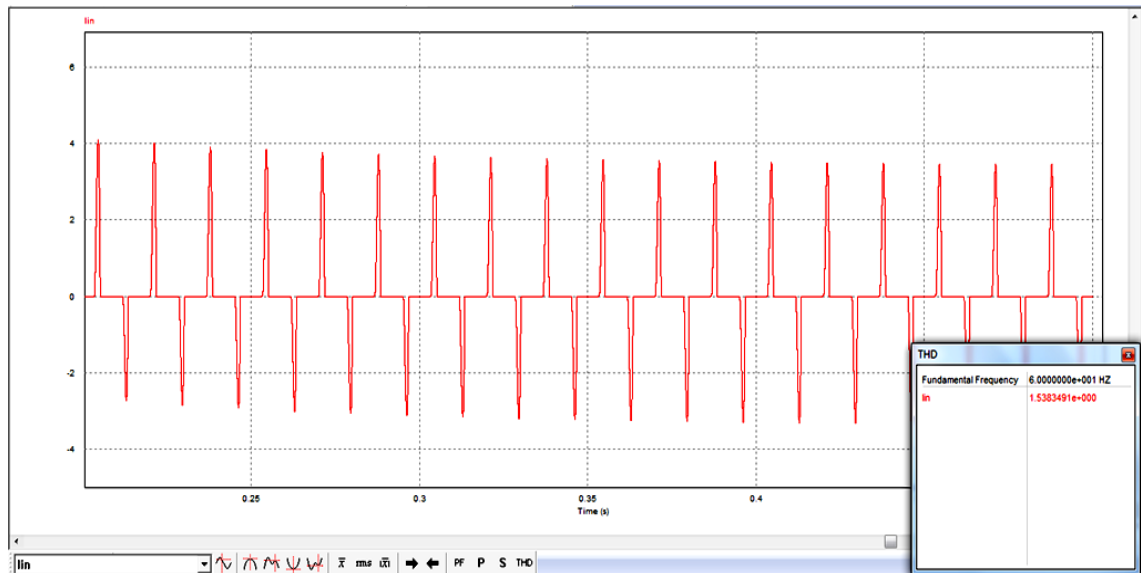
Una vez obtenida la descomposición por series de Fourier de la señal de corriente de entrada antes y después de aplicar el control se procede a calcular la distorsión armónica total de corriente *THD* y luego el factor de potencia.

**3.1.3.1 Cálculo de *THD*.** Con base en la Ecuación (3), los valores de la Tabla 11 y los resultados obtenidos en *PSIM* se procede a calcular *THD*, ya que este valor está relacionado con el factor de distorsión de acuerdo con la Ecuación (4) y a su vez con el factor de potencia, Ecuación (6). El valor de la distorsión armónica total también es posible hallarlo desde *PSIM* por medio de la opción “*THD*”

- Distorsión armónica total sin corrección del factor de potencia

Por medio de *PSIM* se obtiene *THD*, ver Figura 38.

**Figura 38. *THD* en la corriente de entrada sin corrección del factor de potencia.**



Fuente: Autores

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n \neq 1} I_n^2}}{I_1} = 1,54 \quad (100)$$

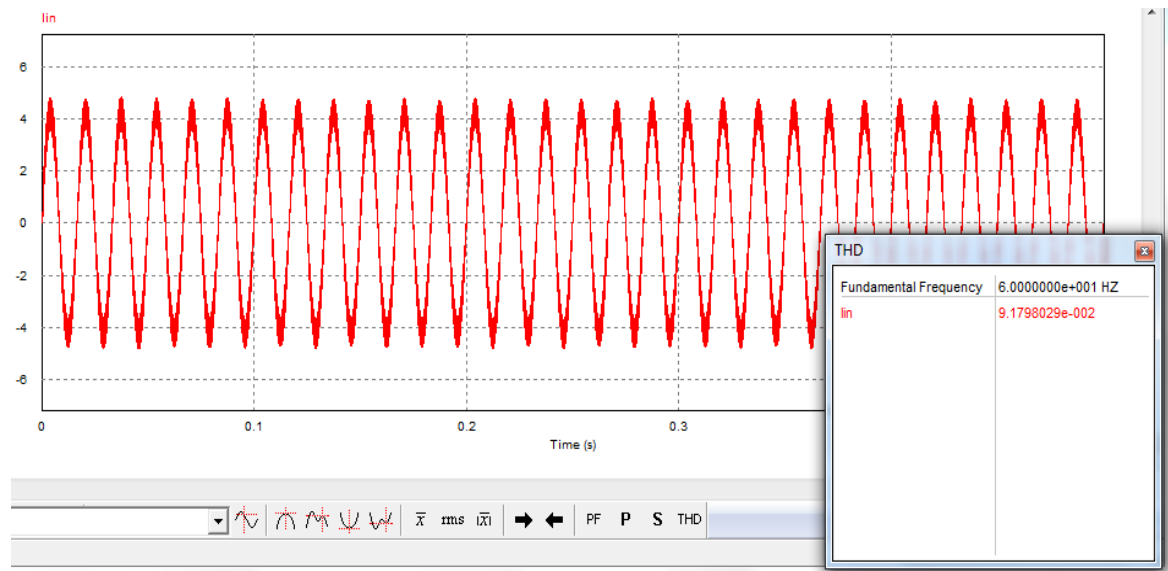
Expresado en porcentaje es:

$$THD(\%) = 1,54 * 100 = 154\%$$

- Distorsión armónica total con corrección del factor de potencia.

THD es obtenida con PSIM como se ve en la Figura 39.

**Figura 39. THD en la corriente de entrada con corrección del factor de potencia.**



Fuente: Autores

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n \neq 1} I_n^2}}{I_1} = 0,0917 \quad (101)$$

Expresado en porcentaje:

$$THD(\%) = 0,0917 * 100 = 9,17\%$$

**3.1.3.2 Cálculo del factor de potencia.** Los cálculos de factor de potencia se hicieron basados en la distorsión armónica total THD.

- FP sin corrección del factor de potencia:

Haciendo uso de la Ecuación (6) se obtiene el factor de potencia, se debe observar de la Figura 29 que la señal de corriente es pulsante pero su onda coincide con la de tensión haciendo el factor de desplazamiento sea igual a uno, entonces se puede decir que el factor de potencia es igual al factor de distorsión. Usando el valor de *THD* de (100), se obtiene:

$$FP = K_d = \frac{I_{frms}}{I_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{1 + (THD)^2}} = \sqrt{\frac{1}{1 + (1,54)^2}} = 0,54 \quad (102)$$

- FP con corrección del factor de potencia:

En la Figura 34 se observa que la corriente de entrada está en fase con su respectiva tensión, entonces se puede decir que el factor de potencia es igual al factor de distorsión. Usando el valor de THD en (101) y la Ecuación (6), se obtiene:

$$FP = K_d = \frac{I_{frms}}{I_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{1 + (THD)^2}} = \sqrt{\frac{1}{1 + (0,0917)^2}} = 0,9958 \quad (103)$$

**3.1.3.3 Cálculo de la eficiencia.** Tomando los valores eficaces de la entrada y los valores de CC de la salida, entonces la eficiencia es:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o \times I_o}{v_{rms} \times i_{rms}} \quad (104)$$

- Eficiencia sin factor de potencia corregido

$$\eta = \frac{170V \times 0,4A}{120V \times 1,028A} = 0,55 \quad (105)$$

- Eficiencia con factor de potencia corregido

$$\eta = \frac{387V \times 0,9A}{120V \times 3A} = 0,97 \quad (106)$$

Los resultados anteriores confirman el buen funcionamiento del control para aumentar el factor de potencia en el sistema, mediante la disminución de armónicos de baja frecuencia y alta frecuencia, se demuestra que a medida que el valor de *THD* disminuye el factor de potencia aumenta como se muestra en la Tabla 12.

**Tabla 12. Comparación de resultados de simulación**

| Ítem       | Unidades | Sin CFP | Con CFP | Ideal |
|------------|----------|---------|---------|-------|
| $I_{rms}$  | (A)      | 1,028   | 3       |       |
| <i>THD</i> | (p.u)    | 1,54    | 0,0917  | 0     |
| <i>FP</i>  | (p.u)    | 0,54    | 0,9958  | 1     |
| $\eta$     | (p.u)    | 0,55    | 0,97    | 1     |

Fuente: Autores

## 3.2 RESULTADOS EXPERIMENTALES

A continuación se presentan los resultados experimentales logrados con el prototipo del sistema de corrección de factor de potencia que se muestra en la Figura 27 diseñado e implementado en los laboratorios de la Universidad Industrial de Santander. Usando herramientas de laboratorio como el osciloscopio y la pinza de corriente se obtuvieron las formas de onda de las señales de entrada y el rizado en la tensión de salida con y sin corrección de factor de potencia. También se tomaron mediciones en la salida de corriente continua. Se utilizó como carga resistencias variables (reostatos), formando una carga de  $500\Omega$ .

La medición y visualización de la señal de corriente de entrada se realizó con la pinza de corriente, la cual es adaptable al osciloscopio, mostrando un valor en tensión que tiene una equivalencia en corriente AC. Como se observa en su hoja de datos para  $100\text{mV/A}$  [22].

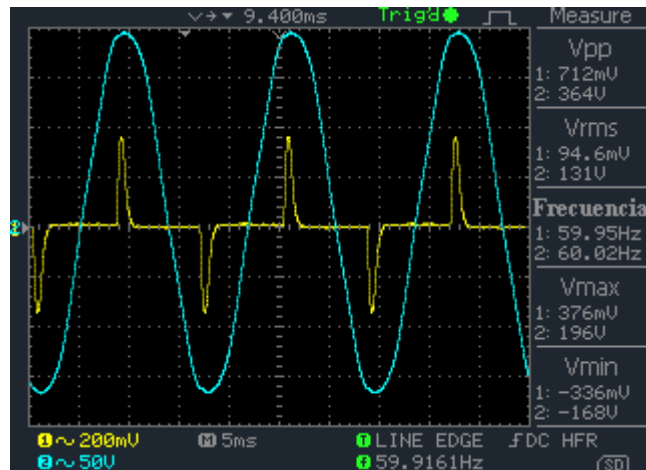
Con la opción matemática de la Transformada Rápida de Fourier FFT del osciloscopio se hizo el análisis en el espectro de frecuencias de la señal de la corriente de entrada, para cálculo de la magnitud del primer armónico (fundamental), que permite calcular el factor de potencia. Por ser FFTrms las medidas de la magnitud en dB, equivalen a valores rms de tensión.

La prueba de rizado a la salida se realizó fácilmente con el osciloscopio, solo mostrando el acoplo en corriente alterna.

**3.2.1 Resultados de la fuente de tensión sin corrección del factor de potencia.** Esta prueba se realizó sin la polarización del IC UCC28019, para no realizar corrección del factor de potencia.

Se tomaron imágenes de la tensión de entrada junto a la corriente de entrada, el espectro de frecuencias de la corriente de entrada y el rizado en la tensión de salida, como se observa en las Figuras 40, 41 y 42 respectivamente.

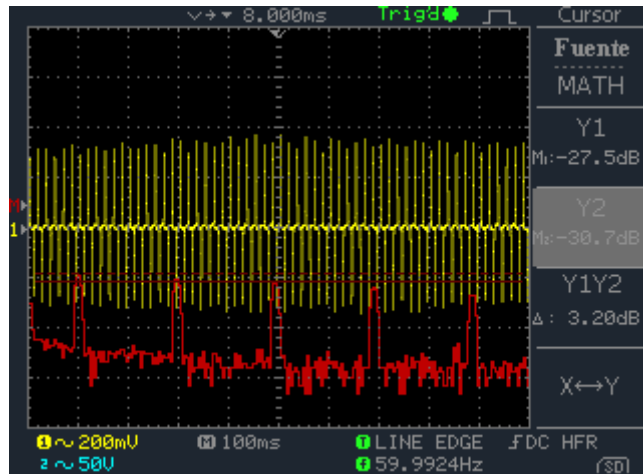
**Figura 40. Tensión y corriente de entrada sin corrección del factor de potencia**



Fuente: Autores

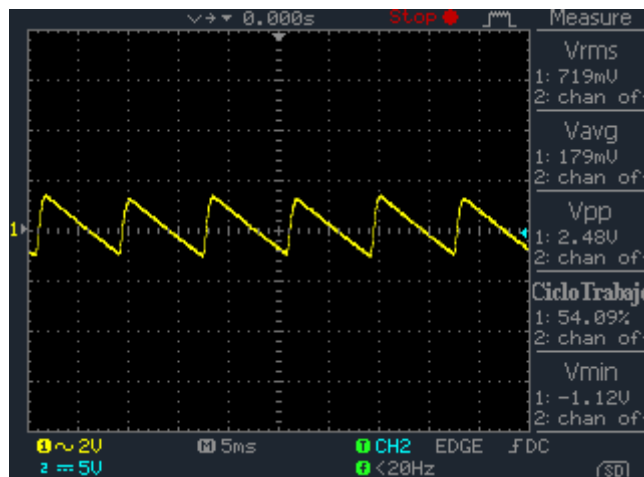
En la Figura 40, la corriente de entrada (amarillo) toma una forma de onda pulsante que obedece a la no linealidad debido a los dispositivos semiconductores y al capacitor de  $270\mu\text{F}$  después de la etapa de rectificación, donde su función es lograr un valor de rizado pequeño en la salida (como se ve en la Figura 42), haciendo que en el sistema presente un THD alto y un factor de potencia bajo.

**Figura 41. Espectro de frecuencias de la corriente de entrada sin corrección del factor de potencia**



Fuente: Autores

**Figura 42. Rizado de la tensión de salida sin corrección del factor de potencia**



Fuente: Autores

Con las mediciones de las figuras 40 y 41 se procede a realizar los siguientes calculos:

El valor eficaz que tiene la corriente de entrada es:

$$I_{rms} = \frac{94,6mV}{100mV} = 0,946A \quad (107)$$

Con una previa caracterización de las medidas en dB del osciloscopio, se comprueba que al convertir estas en tensión se obtiene un valor eficaz de esta.

El valor eficaz del primer armónico o fundamental de la corriente de entrada es:

$$V_{frms} = 10^{\frac{dB}{20}} \quad (108)$$

$$V_{frms} = 10^{\frac{-27,5}{20}} = 42,17mV \quad (109)$$

Se halla su equivalente en corriente por la conversión que da la pinza.

$$I_{frms} = \frac{42,17mV}{100mV} = 0,422A \quad (110)$$

Ahora aplicando la definición de la Ecuación (2) y teniendo en cuenta que el factor de desplazamiento  $K_\theta$  es aproximadamente uno, ya que las formas de las señales se observan en fase, ver figura 40, se halla el factor de potencia.

$$FP = \frac{I_{frms}}{I_{rms}} = \frac{0,422A}{0,946A} = 0,45 \quad (111)$$

El valor de la corriente eficaz en la entrada es aproximado al hallado en *PSIM* y se obtiene un factor de potencia bajo, como se esperaba por los cálculos realizados en la simulación.

En la salida de la fuente se tomaron los valores de  $V_o$  y  $I_o$ , resultando:

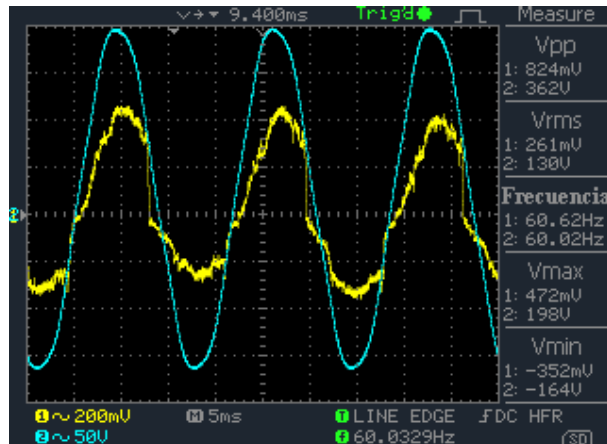
$$V_o = 168,7V, I_o = 0,34A.$$

**3.2.2 Resultados de la fuente de tensión con corrección del factor de potencia.** En esta prueba el CI UCC28019 es polarizado ( $V_{CC}=12V$ ), para que opere como corrector de factor de potencia.

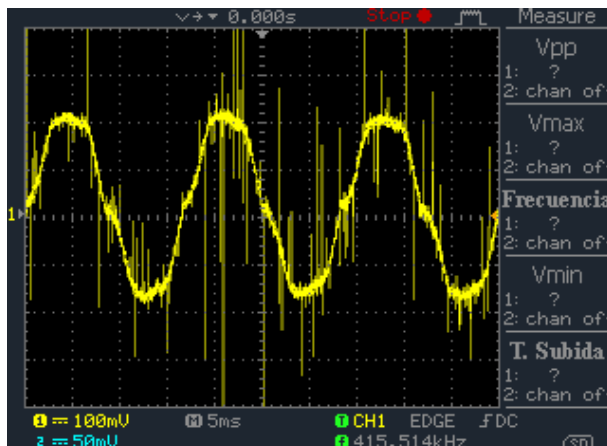
Se tomaron imágenes de la tensión de entrada junto a la corriente de entrada, el espectro de frecuencias de la corriente de entrada y el rizado en la tensión de salida, como se observa en las figuras 43, 44 y 45, respectivamente.

**Figura 43. Tensión y corriente de entrada con corrección del factor de potencia**

a)



b)

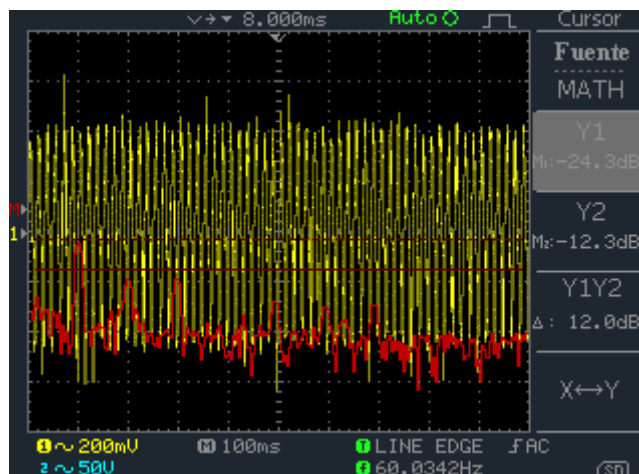


Fuente: Autores

En la Figura 43.a se aprecia la tensión de entrada (azul) y la corriente de entrada al sistema (amarillo). La corriente de entrada al sistema posee una envolvente formada por la frecuencia de conmutación de 65kHz, si se hace una ampliación en esta envolvente en su forma de onda se observa el modo de conducción continuo de la corriente del inductor.

La forma de onda de la corriente debería ser una sinusoidal bien formada, proporcional y en fase, con respecto a la entrada de tensión de línea. Pero en este caso no se podría hablar de la corriente como una señal periodica por sus grandes componentes de ruido como se ve en la Figura 43.b, que muestra una mejor forma de onda de la corriente de entrada. Asumiendo ciertos criterios y tomando las mediciones realizadas en este punto se podrá realizar el cálculo del factor de potencia.

**Figura 44. Espectro de frecuencias de la corriente de entrada con corrección del factor de potencia**

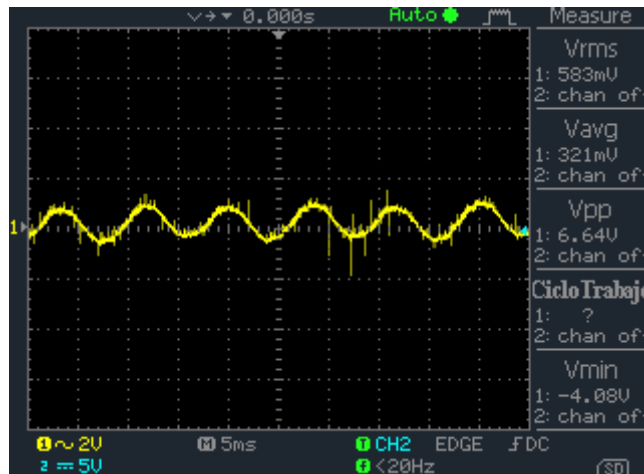


Fuente: Autores

En la Figura 44 se observa la FFT de la corriente de entrada, en sus armónicos prevalece la componente fundamental, al igual que el análisis realizado en simulación, cabe notar componentes de menor magnitud (la mayoría

despreciables), se deben al funcionamiento no ideal del sistema y probablemente al ruido de la señal original. La componente fundamental a 60Hz debe corresponder a un valor muy cercano al de la corriente eficaz en el tiempo.

**Figura 45. Rizado de la tensión de salida con corrección del factor de potencia**



Fuente: Autores

En la Figura 45 se aprecia el rizado de la salida, este toma una valor pico a pico de 6,64V. Este rizado corresponde a un 1,7% aproximadamente de la salida de corriente continua de 390V, estando dentro del 5% permisible.

Con los valores tomados de las Figuras 43 y 44, se proceden hacer los siguientes cálculos:

El valor eficaz de la corriente de entrada (asumiendo que esta es periódica) es:

$$I_{rms} = \frac{261mV}{100mV} = 2,61A \quad (112)$$

La magnitud del primer armónico de la corriente fundamental se calcula así:

$$V_{frms} = 10^{\frac{dB}{20}} \quad (113)$$

$$V_{frms} = 10^{\frac{-12,3}{20}} = 242,66mV \quad (114)$$

Se halla su equivalente en corriente por la conversión que da la pinza.

$$I_{frms} = \frac{242,66mV}{100mV} = 2,43A \quad (115)$$

asumiendo que la señal de corriente es una sinusoidal bien formada, proporcional y en fase a la tensión de entrada, entonces el factor de desplazamiento  $K_\theta$  es la unidad. El factor de potencia aplicando la ecuación (2) es:

$$FP = \frac{I_{frms}}{I_{rms}} = \frac{2,43A}{2,61A} = 0.93 \quad (116)$$

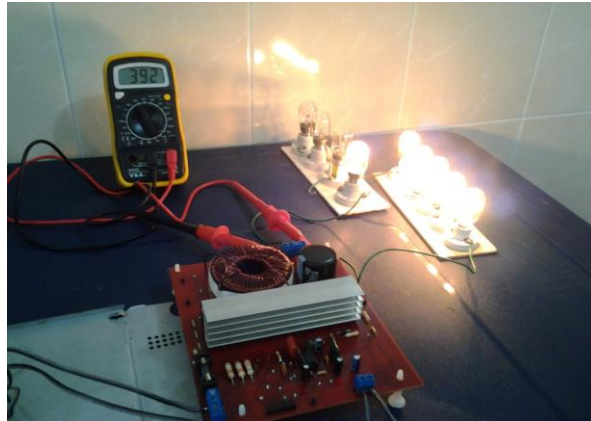
El factor de potencia es mejorado notablemente en comparación a la prueba sin el corrector de factor de potencia.

En la salida de la fuente se tomaron los valores de  $V_o$  y  $I_o$ , resultando:

$$V_o = 392V, I_o = 0,77A.$$

En la figura 46 se observa la salida de la fuente con su respectiva medición.

**Figura 46. Tensión de corriente continua a la salida de la fuente con factor de potencia corregido**



Fuente: Autores

**3.2.3 Cálculo de la eficiencia real en el sistema.** Tomando los valores eficaces de la entrada y los valores de CC de la salida, entonces la eficiencia es:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o \times I_o}{v_{rms} \times i_{rms}} \quad (117)$$

- Eficiencia sin factor de potencia corregido

$$\eta = \frac{168,7V \times 0,34A}{125V \times 0,946A} = 0,49 \quad (118)$$

- Eficiencia con factor de potencia corregido

$$\eta = \frac{392V \times 0,78A}{125V \times 2,61A} = 0,94 \quad (119)$$

Se obtiene una eficiencia del 94%, que para esta aplicación es alta y es como se esperaba que respondiera el sistema. Se comprueba que la fuente cumple con los objetivos propuestos para este trabajo. En la Tabla 13 se encuentran los resultados de la prueba real de la fuente de tensión de CC con factor de potencia corregido.

**Tabla 13. Comparación de resultados reales**

| Ítem      | Unidades | Sin CFP | Con CFP |
|-----------|----------|---------|---------|
| $I_{rms}$ | (A)      | 0,946   | 2,61    |
| $FP$      | (p.u)    | 0,45    | 0,93    |
| $\eta$    | (p.u)    | 0,49    | 0,94    |

Fuente: Autores

## CONCLUSIONES

- La investigación previa al diseño de fuentes elevadoras con salida de CC regulada, con factor de potencia corregido, junto al estudio de los métodos de conversión de potencia, corrección de factor de potencia y la adecuada selección de un circuito integrado que ofreciera la información necesaria para su aplicación, fueron soportes importantes para ejecutar y llevar a buen término este trabajo.
- La fundamentación teórica descrita en este libro, las herramientas brindadas por el circuito integrado UCC28019 de *Texas Instruments*, como la hoja de datos y de cálculo, las cuales detallan su aplicación como corrector de factor de potencia activo, y la herramienta de simulación PSIM, permitieron cumplir los objetivos que se plantearon para este trabajo de Diseño e Implementación de una fuente de tensión de corriente continua con factor de potencia corregido.
- Como se menciona el circuito integrado UCC28019 de *Texas Instruments* ofrece herramientas adecuadas para la aplicación de este circuito como corrector de factor de potencia activo. Hoy en día en el mercado existen junto a éste, circuitos integrados también especializados para este tipo de implementación, que se podrían considerar aplicaciones nuevas, y es por esto que la información disponible, normalmente en la web, no es completa o no ofrece los suficientes detalles, es decir, no siempre el fabricante cuenta con un modelo de simulación del integrado o circuito de aplicación para alguna herramienta especializada como PSIM, Orcad Pspice, entre otras. Y cuando existe un modelo de simulación de la aplicación, proporcionado por el fabricante del IC, en ocasiones es inflexible a modificaciones de parámetros.

- La aplicación del UCC28019 como corrector de factor de potencia está disponible en un modelo de simulación para Orcad Pspice[23], el cual es inflexible a modificaciones y no está totalmente detallado sin embargo permite al usuario conocer un comportamiento aproximado del corrector; para este trabajo se quiso llevar a cabo las tareas principales de este dispositivo de control como son sus lazos para la compensación, para la tensión y la corriente, y la generación de la señal PWM de manejo para la conmutación del interruptor de la etapa de potencia (MOSFET de potencia), en la herramienta de simulación PSIM. Vale aclarar que los resultados obtenidos son aproximadamente ideales, pero sirven de base para la comparación con resultados reales y para que el usuario conozca lo esencial de la aplicación de este dispositivo como corrector de factor de potencia.
- En las mediciones para la toma de datos se encontraron factores no favorables para la obtención de estos, como fue la interferencia electromagnética que afecta al dispositivo de conmutación y/o la gran cantidad de ruido presente en el entorno o entrada del sistema, se menciona solo la entrada del sistema ya que en sus etapas posteriores el modo de operación del UCC28019 elimina todas estas perturbaciones para mantener la regulación de tensión de salida. También se resalta que para este tipo de sistemas que busca mejorar la eficiencia y el factor de potencia de una fuente tipo *Boost* por medio de un corrector de factor de potencia activo, se hace imprecisas las mediciones de señales con el osciloscopio digital, especialmente la entrada de corriente al sistema por su relación directa con la frecuencia de conmutación.
- Para realizar medidas de valor eficaz real, especialmente en la corriente de entrada se necesitan instrumentos de medidas con mejor precisión y capacidad para altas frecuencias. La corriente en la entrada cuando se opera el corrector de factor de potencia toma la forma de onda de la tensión de entrada de manera proporcional y opera a la frecuencia de línea, 60Hz, sin embargo para

realizar la medición o lectura de esta, se hace complicado ya que la envolvente de la señal está formada por los pulsos de la conmutación del sistema a 65kHz.

- Si en la salida de la fuente se conectan cargas menores a su plena carga, este se ve seriamente afectado, haciendo un sobreesfuerzo y provocando vibraciones altas en el inductor *Boost* y mayor temperatura en los componentes semiconductores. Es importante hacer buen uso del sistema para que este no pierda su característica en el uso eficiente de la energía.
- Se comprobó que el convertidor *Boost* además de ser fácil de controlar permite obtener alta eficiencia y poco rizado en la tensión de salida, que comparados con otras topologías se hace una opción fuerte para el diseño de cualquier fuente de alimentación.
- El circuito integrado UCC28019 de *Texas Instruments* es una opción económica, compacta, robusta y eficiente que por su modo de operación brinda las funciones necesarias para implementar el control por corriente promedio para corregir el factor de potencia y regular la tensión de salida, convirtiéndose este en un sistema estable para diferentes entradas de tensión de línea, que están en el rango universal (las que llegan a hogares, empresas e industrias en el mundo). Tampoco olvidar que este sistema cumple estándares internacionales de uso eficiente de la energía.
- Los resultados experimentales muestran un factor de potencia aproximado a la unidad y contenido de armónicos de la corriente que cumplen los límites que indica la norma EN-61000-3-2, mejorando la eficiencia energética, que hoy en día es de gran importancia por los efectos que genera al medio ambiente su mal uso.

- El sistema de control y de conmutación diseñado, simulado e implementado en este trabajo de grado es una buena opción para disminuir el contenido de armónicos tanto en baja como en altas frecuencias y para mejorar factor de potencia, mejorando la eficiencia del circuito.
- Esta aplicación se muestra como una nueva opción entre la formas de corrección de factor de potencia activo, para trabajar a bajas y medias potencias, mejorando la respuesta del factor de potencia que se puede obtener por una corrección de tipo pasiva.

## RECOMENDACIONES

- Es importante seguir desarrollando sistemas de potencia que tenga alta eficiencia, y para esto se debe estar en constante investigación de nuevas aplicaciones electrónicas, como este circuito integrado. Se propone no dejar de lado trabajar con estos correctores de factor de potencia activos ya que en el mundo estos dispositivos no son muy conocidos, así que pueden haber personas y empresas que estén necesitando un prototipo de estos sistemas que son robustos y eficientes.
- Para el estudio y la toma de mediciones reales de estos sistemas de corrección de factor de potencia activo, se recomienda adquirir instrumentos especializados y precisos que muestren un verdadero comportamiento de las magnitudes, se podría enfatizar en las características especiales que tiene la corriente de entrada por la frecuencia de conmutación del sistema.
- Para trabajos futuros se propone, trabajar con el circuito integrado FAN6982 de *Fairchild Semiconductor* que también es un corrector de factor de potencia activo y así comparar su comportamiento respecto al UCC28019.
- Esta implementación puede ser adecuada para funcionar como primera etapa de una fuente de alimentación de aplicaciones comerciales, como las de tipo ATX que se utilizan principalmente en equipos de cómputo, que tiene como característica esencial una alta eficiencia y buen factor de potencia.
- Se recomienda como trabajo futuro y como base fundamental para el estudio del UCC28019 y de otros *CI* de corrección de factor de potencia activo, realizar simulaciones completas, es decir, con sus componentes analógicos y digitales

que caracterizan su modo de operación. Este trabajo exige estudios más rigurosos y detallados, que perfectamente por su complejidad podría ser una propuesta de proyecto de grado

- Para un trabajo futuro se propone el diseño de una fuente de tensión con corrección de factor de potencia, controlado digitalmente, para comparar su funcionamiento con la realizada en este trabajo de grado.
- Debido a las altas tensiones y corrientes que se manejan en el prototipo, se recomienda tener precaución al momento de hacer pruebas ya que pueden ocurrir accidentes perjudiciales para el cuerpo humano.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] Fuentes de tensión ideales y reales.

<http://gemini.udistrital.edu.co/comunidad/grupos/gispud/RAIZDC/contenidoprogramatico/capitulo3/fuentes%20de%20tension%20y%20corriente%20ideales%20y%20reales.html> (Consultado en Octubre del 2012)

[2] HART, Daniel W. Electrónica de potencia. Tercera Edición. Ed. Prentice Hall, 2005.

[3] RASHID, Muhammad. Electrónica de potencia: Circuitos y dispositivos y aplicaciones. Tercera Edición. ED Prentice Hall, 2004.

[4] ALEJANDRO GARCÍA TALÓN, “Control digital de fuentes de alimentación”, Abril.2009.

[5] Agilent AN 1273 Compliance Testing to the IEC 10003-2 (EN 61000-3-2) and IEC 1000-3-3 (EN 61000-3-3) Standards, Application Note.  
Disponible en: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5964-1917E.pdf>

[6] On Semiconductor, “Power factor Correction (PFC) Handbook”, HBD853 Rev. Feb-4th 2011, <http://www.onsemi.com>, Ch 1-2-3-5-6-9. (Consultado en Febrero del 2013)

[7] EMILIO GIRÓN GONZÁLEZ. “Diseño automático del circuito de control del convertidor CA-CC elevador con corrección del factor de potencia”, Julio, 2009.

[8] Francisco Javier Granados Pérez. “Implementación de un convertidor Boost AC-DC con corrección del factor de potencia”, Septiembre del 2011.

[9] OGATA, Katsuhiko. “Ingeniería de Control Moderna”. Tercera Edición. Ed. Prentice Hall, 1998.

[10] YENY VÁZQUEZ GUTIÉRREZ. “Modelado y diseño del control de un convertidor elevador con control en modo corriente de pico”, Febrero del 2011.

[11] L. ROSSETTO, G. SPIAZZI, P.TENTI. “*Control Techniques For Power Factor Correction Converters*”. Ed. Department of Electrical Engineering. S.I : University of Padova-, 1994.

[12] Convertidor *Boost*. [http://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor\\_Boost](http://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Boost).  
(Consultado en Octubre del 2012)

[13] Texas instrument, UCC28019A. <http://www.ti.com/product/ucc28019a>  
(Consultado en Noviembre del 2012)

[14] Texas Instrument, UCC28019A, Active 8-pin Continuous Conduction Mode (CCM) PFC Controller.

Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28019a.pdf>

[15] NICOLÁS F. RIVERO RODRÍGUEZ. Control de Convertidores Boost con PFC Mod. Y Control de Conv. Electrónica de Potencia.

[16] ELECTRO MAGNETIC COMPATIBILITY (EMC), Technical Engineering Notes.

Disponible en:

[http://www.powerbox.info/pdf/support/electromagnetic\\_compatibility.pdf](http://www.powerbox.info/pdf/support/electromagnetic_compatibility.pdf)

[17] UCC28019A Design Calculator. <http://www.ti.com/product/ucc28019a>  
(Revisado en Noviembre del 2012)

[18] PSIM Software by Powersim INC. <http://www.powersimtech.com/> (Consultado  
en Noviembre del 2012)

[19] Hoja de datos GBU804  
<http://www.diodes.com/products/catalog/detail.php?item-id=3173> (Revisado en  
Febrero del 2013)

[20] Hoja de datos C3D04060A [http://www.cree.com/power/products/600v-  
schottky-diodes/600v/c3d04060a](http://www.cree.com/power/products/600v-schottky-diodes/600v/c3d04060a) (Revisado en Febrero del 2013)

[21] Hoja de datos SPP20N60C3  
[http://www.infineon.com/cms/en/product/mosfets/power-mosfets/n-channel-  
mosfets:-coolmos-tm  
%3E500v%E2%80%A6900v/SPP20N60C3/productType.html?productType=ff8080  
8112ab681d0112ab6e58df19be](http://www.infineon.com/cms/en/product/mosfets/power-mosfets/n-channel-mosfets:-coolmos-tm-%3E500v%E2%80%A6900v/SPP20N60C3/productType.html?productType=ff80808112ab681d0112ab6e58df19be) (Revisado en Febrero del 2013)

[22] AC Current Probe Model MN375  
Disponible en: <http://www.aemc.com/products/pdf/2115.41.pdf>

[23] UCC28019 PSpice Transient Model  
<http://www.ti.com/product/ucc28019#relprod> (Revisado en Noviembre del 2012)

## BIBLIOGRAFÍA

AC Current Probe Model MN375 Disponible en:  
<http://www.aemc.com/products/pdf/2115.41.pdf>

Agilent AN 1273 Compliance Testing to the IEC 10003-2 (EN 61000-3-2) and IEC 1000-3-3 (EN 61000-3-3) Standards, Application Note. Disponible en:  
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5964-1917E.pdf>

ALEJANDRO GARCÍA TALÓN, “Control digital de fuentes de alimentación”, Abril. 2009.

Convertidor *Boost*. [http://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor\\_Boost](http://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Boost). (Consultado en Octubre del 2012)

ELECTRO MAGNETIC COMPATIBILITY (EMC), Technical Engineering Notes. Disponible en:  
[http://www.powerbox.info/pdf/support/electromagnetic\\_compatibility.pdf](http://www.powerbox.info/pdf/support/electromagnetic_compatibility.pdf)

EMILIO GIRÓN GONZÁLEZ. “Diseño automático del circuito de control del convertidor CA-CC elevador con corrección del factor de potencia”, Julio, 2009.

Fuentes de tensión ideales y reales.  
<http://gemini.udistrital.edu.co/comunidad/grupos/gispud/RAIZDC/contenidoprogramatico/capitulo3/fuentes%20de%20tension%20y%20corriente%20ideales%20y%20reales.html> (Consultado en Octubre del 2012)

GRANADOS PÉREZ Francisco Javier. "Implementación de un convertidor Boost AC-DC con corrección del factor de potencia", Septiembre del 2011.

HART, Daniel W. Electrónica de potencia. Tercera Edición. Ed. Prentice Hall, 2005.

Hoja de datos GBU804 <http://www.diodes.com/products/catalog/detail.php?item-id=3173> (Revisado en Febrero del 2013)

Hoja de datos C3D04060A <http://www.cree.com/power/products/600v-schottky-diodes/600v/c3d04060a> (Revisado en Febrero del 2013)

Hoja de datos SPP20N60C3

<http://www.infineon.com/cms/en/product/mosfets/power-mosfets/n-channel-mosfets:-coolmos-tm>

[%3E500v%E2%80%A6900v/SPP20N60C3/productType.html?productType=ff80808112ab681d0112ab6e58df19be](http://www.infineon.com/cms/en/product/mosfets/power-mosfets/n-channel-mosfets:-coolmos-tm/%3E500v%E2%80%A6900v/SPP20N60C3/productType.html?productType=ff80808112ab681d0112ab6e58df19be) (Revisado en Febrero del 2013)

L. ROSSETTO, G. SPIAZZI, P.TENTI. "*Control Techniques For Power Factor Correction Converters*". Ed. Department of Electrical Engineering. S.I : University of Padova-, 1994.

NICOLÁS F. RIVERO RODRÍGUEZ. Control de Convertidores Boost con PFC Mod. Y Control de Conv. Electrónica de Potencia.

OGATA, Katsuhiko. "Ingeniería de Control Moderna". Tercera Edición. Ed. Prentice Hall, 1998.

On Semiconductor, "Power factor Correction (PFC) Handbook", HBD853 Rev. Feb-4th 2011, <http://www.onsemi.com>, Ch 1-2-3-5-6-9. (Consultado en Febrero del 2013)

PSIM Software by Powersim INC. <http://www.powersimtech.com/> (Consultado en Noviembre del 2012)

RASHID, Muhammad. Electrónica de potencia: Circuitos y dispositivos y aplicaciones. Tercera Edición. ED Prentice Hall, 2004.

Texas instrument, UCC28019A. <http://www.ti.com/product/ucc28019a> (Consultado en Noviembre del 2012)

Texas Instrument, UCC28019A, Active 8-pin Continuous Conduction Mode (CCM) PFC Controller. Disponible en: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28019a.pdf>

UCC28019A Design Calculator. <http://www.ti.com/product/ucc28019a> (Revisado en Noviembre del 2012)

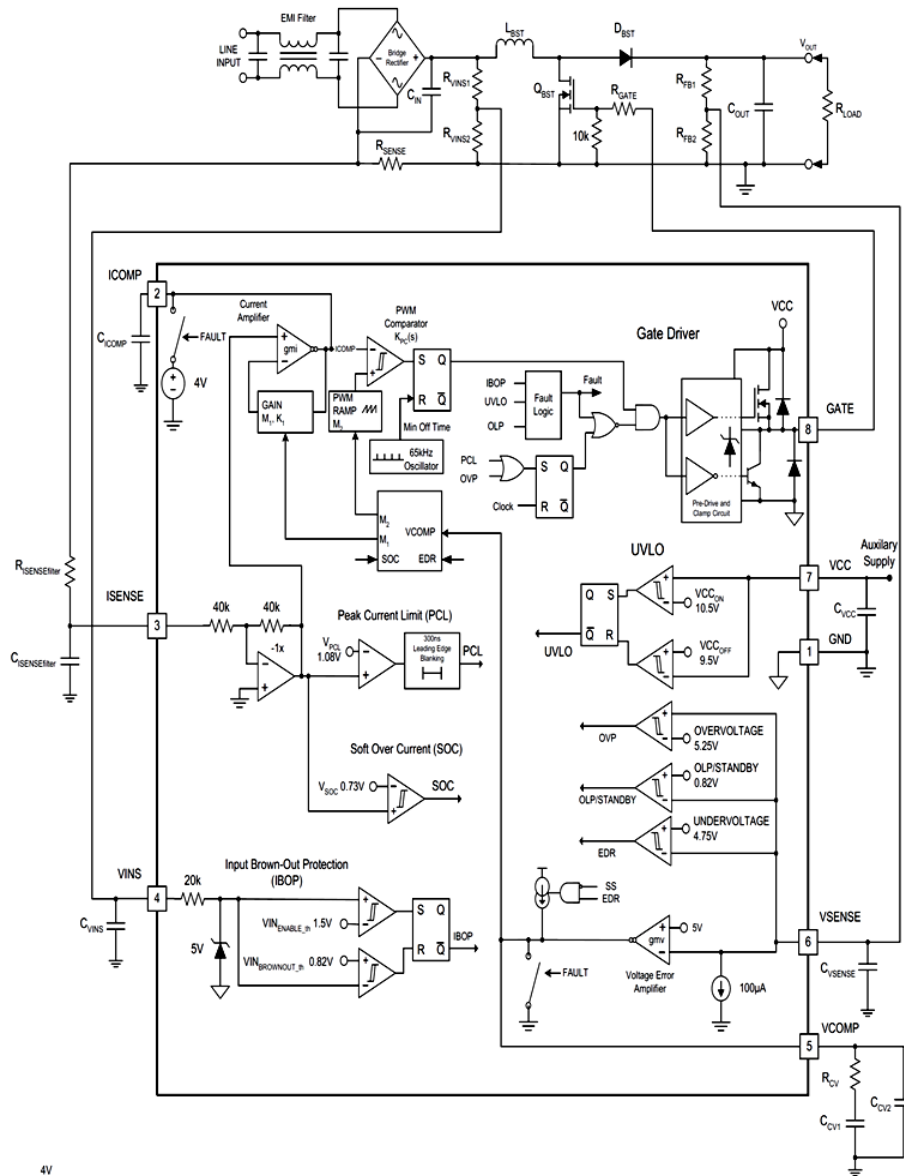
UCC28019 PSpice Transient Model <http://www.ti.com/product/ucc28019#relprod> (Revisado en Noviembre del 2012)

VÁZQUEZ GUTIÉRREZ YENY. "Modelado y diseño del control de un convertidor elevador con control en modo corriente de pico", Febrero del 2011.

## ANEXOS

### Anexo A. Nota de aplicación de UCC28019 en corrector de factor de potencia activo

Figura 1. Diagrama de bloques UCC28019

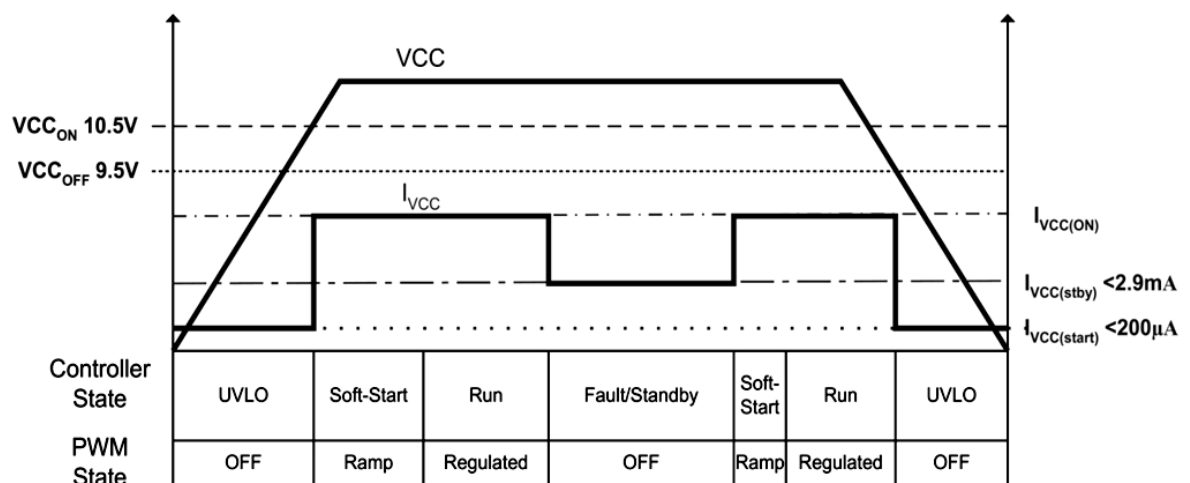


La Figura muestra el diagrama de bloques de la estructura interna del circuito integrado con sus componentes digitales y analógicos a los que va conectado cada pin junto con los lazos externos que complementan el circuito. A continuación se explica el funcionamiento de cada una de las partes que hacen posible un óptimo funcionamiento del corrector de factor de potencia.

- **Fuente de alimentación**

El UCC28019 opera con una fuente externa de polarización (*bias supply*). Se recomienda que el dispositivo este energizado con una fuente auxiliar regulada. Durante operación normal, cuando la salida está regulada, la corriente por el dispositivo es la corriente nominal de funcionamiento más la corriente suministrada a la puerta del conmutador *boost* externo. El desacoplamiento de la fuente de polarización debe tener en cuenta la corriente de conmutación con el fin de mantener la tensión de rizado en VCC al mínimo. Un condensador cerámico con un valor mínimo de  $0.1\mu\text{F}$  se recomienda de VCC a GND con rastros cortos y anchos.

**Figura 2.** Estados de alimentación del circuito integrado UCC28019

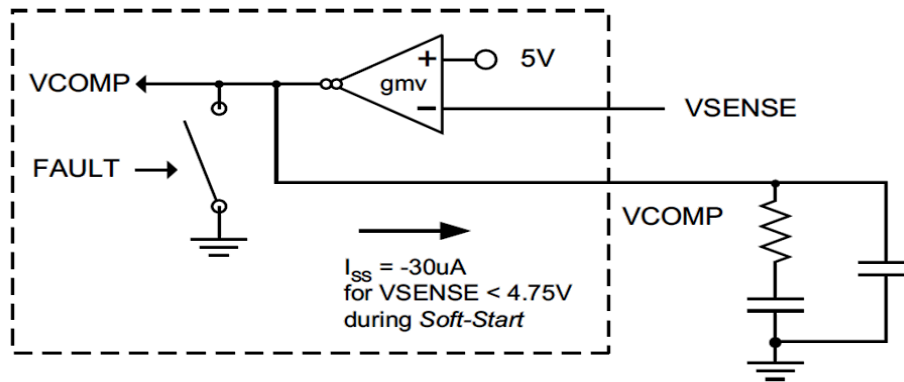


El dispositivo de polarización opera en varios estados. Durante el arranque, bloqueo de baja tensión (UVLO) establece la tensión de entrada DC mínima para la operación del controlador de PFC. Hay dos umbrales de UVLO. Cuando se supera el umbral de activación UVLO, el controlador enciende. Si VCC cae por debajo del umbral inferior de apagado UVLO, el controlador se apaga. Durante UVLO, la corriente consumida por el dispositivo es mínima. Después de que el dispositivo se enciende, el sistema de arranque suave (*Soft Start* / SS) se inicia y la salida es incrementada de forma controlada para evitar un sobreesfuerzo de los componentes externos y previniendo que la tensión de salida se exceda. Durante el arranque suave y después de la regulación de la salida, el dispositivo señala su corriente normal de funcionamiento. Si cualquiera de sus condiciones falla el dispositivo se pone en *stand-by* con una señal externa, el dispositivo establece una corriente de *standby* reducida.

- **Arranque suave (*Soft Start*)**

La salida del amplificador de transconductancia del lazo de tensión, VCOMP, es puesta baja durante UVLO, IBOP, y OLP (protección de lazo abierto) / *STANDBY*. Después de que la condición de fallo es superada, El arranque suave controla la tasa de aumento de VCOMP con el fin de obtener un control lineal en el aumento del ciclo de trabajo en función del tiempo. Durante el arranque suave una constante de  $30\mu\text{A}$  de corriente es originada en los componentes de compensación causando que la tensión en este pin aumente linealmente hasta que la tensión de salida alcanza el 85% de su valor final. En este punto, la fuente de corriente comienza a disminuir hasta que el voltaje de salida alcanza el 95% de su tensión nominal final. El tiempo de arranque es controlado por los componentes de compensación seleccionados del amplificador de error de tensión, y es programable por el usuario basado en la frecuencia de corte (crossover frequency) deseada en el lazo. Una vez  $V_{OUT}$  supera el 95% de la tensión nominal, la respuesta dinámica mejorada (EDR) ya no se inhibe.

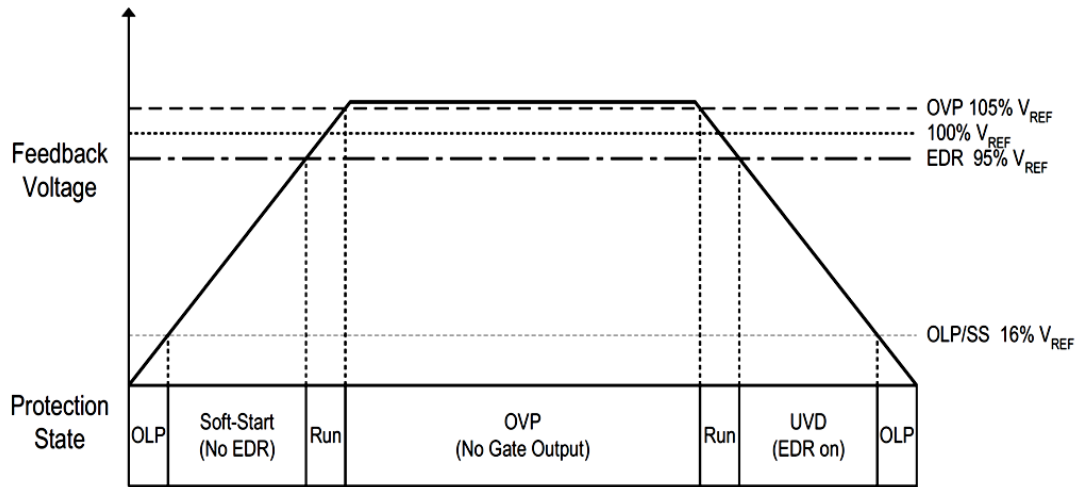
**Figura 3.** Arranque suave (*Soft Start*)



- **Protección del sistema**

En la Figura se muestra las salidas que tienen los estados de protección para mantener los límites seguros de operación en el sistema.

**Figura 4.** Salida de los estados de protección

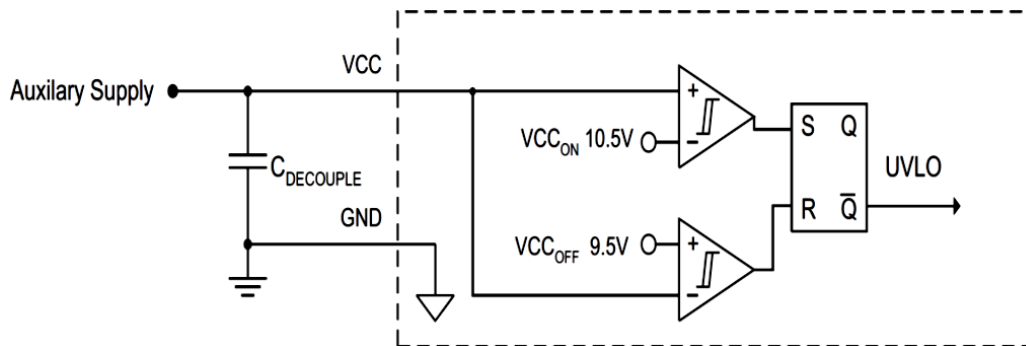


- **Bloqueo de baja tensión en VCC (UVLO)**

Durante el inicio, UVLO mantiene el dispositivo apagado hasta que VCC hacienda por encima del umbral de habilitación en 10,5V,  $VCC_{ON}$ . Con 1V típico de histéresis

en UVLO para eliminación de ruido, el dispositivo se apaga cuando VCC cae por debajo en el umbral de desactivación en 9.5V,  $VCC_{OFF}$ .

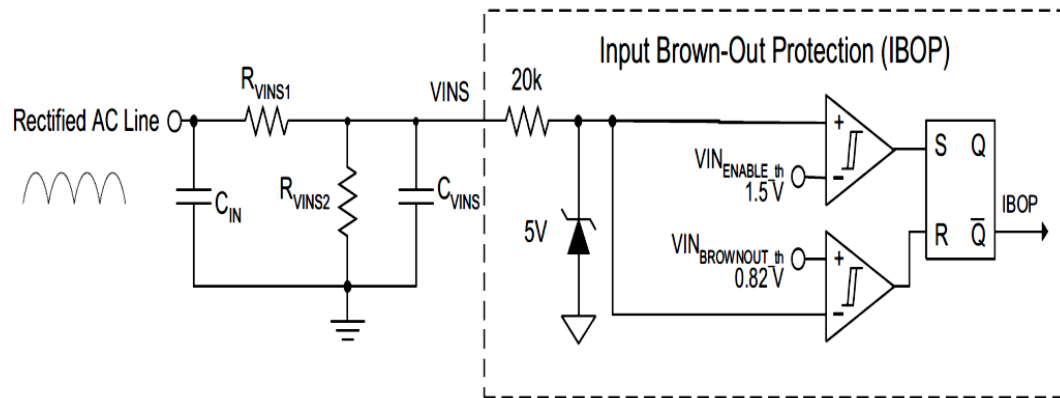
**Figura 5.** UVLO



- **Protección ante fallo de alimentación (IBOP)**

VINS, (sensor de la tensión en la línea de entrada), entrada que proporciona un medio para el diseñador establecer el nivel de tensión RMS deseado en la red en el que el pre-regulador PFC debe arrancar,  $V_{AC(turnon)}$ , así como el nivel RMS deseado en la de red en la que se debe apagar,  $V_{AC(turnoff)}$ . Esto impide un mal funcionamiento en la operación del sistema cuando este en tensión "Brown-out" o por debajo de esta, donde una corriente excesiva en la línea puede sobrecalentar los componentes. Además, debido a que la polarización de VCC ( $VCC_{bias}$ ) no deriva directamente de la tensión de línea, IBOP protege el circuito de las condiciones de tensión de línea baja que no pueden provocar el apagado de UVLO en VCC.

**Figura 6.** Protección ante fallo de alimentación (IBOP)



La entrada de la tensión de línea se detecta directamente la tensión de alimentación de corriente alterna rectificada a través de un filtro (condensador) con un divisor de tensión proporcionando un valor a escala y filtrado en la entrada de VINS. IBOP pone el dispositivo en *standby* cuando VINS cae (alto a bajo) por debajo de 0.8V,  $VINS_{BROWNOUT\_th}$ . El dispositivo sale de *standby* cuando VINS asciende (bajo a alto) por encima de 1,5V,  $VINS_{ENABLE\_th}$ .  $I_{VINS\_0V}$ , corriente de polarización de VINS, es inferior a 0.1mA. Con una corriente de polarización baja, hay poca preocupación por cualquier error de *set-point* causado por esta corriente fluyendo a través de la red de sensado. Se debe elegir un valor razonable para la resistencia de la red de sensado para minimizar la disipación de energía, especialmente en aplicaciones que requieren baja potencia en *standby*, aclarando que para valores de resistencia más grande estas son más susceptibles al ruido eléctrico, pero con técnicas de diseño para PCB de bajo ruido se ayuda a mitigar esto. También, dependiendo del tipo de resistencia utilizado y su tensión nominal,  $R_{VINS1}$  debe ser implementada con múltiples resistencias en serie para reducir los esfuerzos de tensión.

$R_{VINS1}$  Se selecciona basado en un valor grande de resistencia disponible para aplicaciones típicas.

Partiendo de este valor se puede hallar  $R_{VINS2}$  como:

$$R_{VINS2} = R_{VINS1} \frac{VINS_{enable_{th(max)}}}{\sqrt{2} * V_{AC(on)} - VINS_{ENABLE_{th(max)}} - V_{F\_BRIDGE}} \quad (120)$$

Donde  $V_{F\_Bridge}$  es la caída de tensión directa a través del puente de rectificador de corriente alterna.

La potencia disipada en la resistencia de red es:

$$P_{VINS} = \frac{V_{INS_{RMS}}^2}{R_{VINS1} + R_{VINS2}} \quad (121)$$

El condensador de filtro,  $C_{VINS}$ , tiene dos funciones. En primer lugar, para atenuar el rizado en la tensión a niveles entre la habilitación y umbrales de *brown-out* que impidan un rizado en VINS de falsa activación IBOP cuando el convertidor está operando con tensión de línea baja. En segundo lugar,  $C_{VINS}$  retrasa la operación de protección *brown-out* para un número deseado de periodos de medio ciclo de tensión de línea sin dejar de tener una buena respuesta a un evento actual de *brown-out*.

$$C_{VINS} = \frac{-t_{CVIN_{dschg}}}{R_{VINS2} \ln \left[ \frac{VINS_{Brownout_{th(min)}}}{0.9V_{IN_{RMS(min)}} \left( \frac{R_{VINS2}}{R_{VINS1} + R_{VINS2}} \right)} \right]} \quad (122)$$

donde

$$t_{CVIN_{dschg}} = \frac{N_{half_{cycles}}}{2 * f_{LINE(min)}} \quad (123)$$

y  $V_{IN\_RMS(min)}$  es la tensión RMS mínima de entrada para operación normal.

- **Protección a sobre-tensión en la Salida (OVP)**

$V_{out(OVP)}$  Es la tensión de salida superior al 5% del valor nominal, causando en VSENSE superar un umbral de 5,25V (voltaje de referencia 5V+ 5%),  $V_{OVP}$ . La tensión normal del lazo de control es pasada por alto y la salida GATE se desactiva hasta VSENSE cae por debajo de 5,25 V. Por ejemplo,  $V_{out(OVP)}$  es 420V en un sistema con una tensión nominal de salida a 400V.

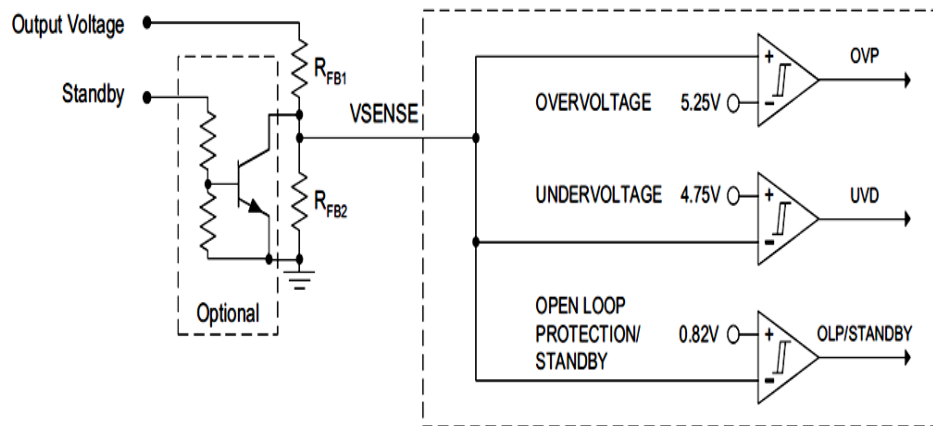
- **Protección de lazo abierto/*Standby* (OLP/*Standby*)**

Si los componentes de retroalimentación de tensión de salida fallan y desconectan la señal de la entrada VSENSE (lazo abierto), es probable que el amplificador de error de tensión aumente la salida en el GATE al ciclo de trabajo máximo. Para evitar esto, internamente se lleva a un VSENSE bajo. Si la tensión de salida cae por debajo del 16% de su tensión nominal, causando que VSENSE caiga por debajo de 0,8V, el dispositivo se pone en *stand-by*, en este estado el PWM para la conmutación se detiene y el dispositivo continúa consumiendo una corriente de *standby* inferior a 3mA. Esta función de apagado también da al diseñador la opción de hacer VSENSE baja con un conmutador externo.

- **Sensor de baja-tensión en la salida (UVD) / respuesta dinámica mejorada (EDR)**

Durante grandes cambios en la carga, la respuesta dinámica mejorada (EDR) actúa para acelerar la respuesta lenta del lazo de tensión en bajo ancho de banda.

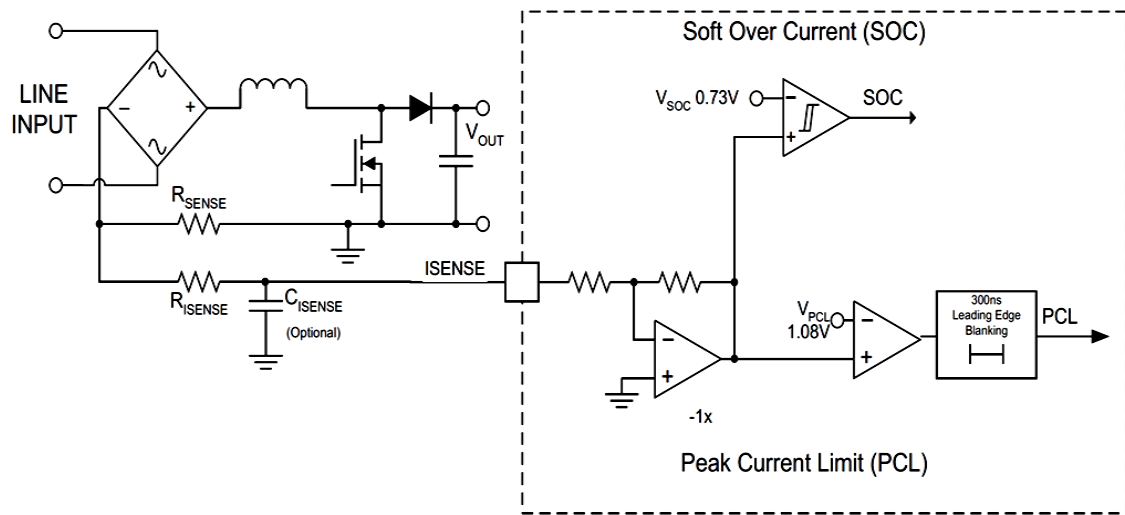
**Figura 7.** Protección de tensión de salida, protección de lazo abierto/*Standby*



- **Protección a sobre-corriente**

La corriente en el inductor es sensada por  $R_{SENSE}$ , una resistencia de valor bajo la línea de retorno al rectificador de entrada. El otro terminal de la resistencia va a la tierra del sistema. La tensión es sensada en el lado del rectificador de la resistencia de sensado y siempre es negativa. La protección de sobre-corriente tiene dos funciones; límite de la corriente pico actual (PCL) para proteger contra la saturación del inductor y sensor sobre Corriente (SOC) protege contra una sobrecarga en la salida.

**Figura 8.** Sensor de sobre corriente (SOC) / limitador de corriente pico



- **Sensor de sobre-corriente (SOC)**

SOC limita la corriente de entrada. SOC se activa cuando la tensión en la corriente sensada en ISENSE alcanza  $-0.73\text{V}$ , afectando el nivel interno en VCOMP, y el lazo de control se ajusta para reducir el ciclo de trabajo en el PWM.

- **Limitador de corriente de pico (PCL)**

Limitador de corriente pico opera ciclo por ciclo. Cuando la tensión en la corriente sensada en ISENSE alcanza  $-1,08\text{V}$ , PCL interviene para terminar el ciclo activo del interruptor. La tensión ISENSE es amplificada por una ganancia fija de  $-1,0$  y entonces el bloque *leading-edge* mejora la inmunidad a ruido para evitar falsas alarmas.

- **Resistencia de sensado de corriente,  $R_{\text{SENSE}}$**

Su valor se halla utilizando el valor de umbral mínimo del sensor de sobre corriente (SOC),  $V_{\text{SOC}(\text{min})} = 0,66\text{ V}$ . Para evitar desencadenar este umbral durante el funcionamiento normal, teniendo en cuenta la ganancia del límite de potencia interna no lineal, lo que resulta en una disminución en el ciclo de trabajo, el valor

típico de la resistencia para una sobrecarga de corriente de 25% más que la corriente pico máxima en el inductor.

$$R_{\text{SENSE}} \leq \frac{V_{\text{SOC}(\text{min})}}{1.25I_{\text{LPEAK}(\text{max})}} \quad (124)$$

Puesto que  $R_{\text{SENSE}}$  toma la corriente promedio de entrada, el peor caso de disipación de potencia ocurre en la entrada de tensión de línea baja cuando la corriente de línea es la máxima. Potencia disipada en la resistencia de sensado:

$$P_{\text{RSENSE}} = \left( I_{\text{INRMS}(\text{MAX})} \right)^2 R_{\text{SENSE}} \quad (125)$$

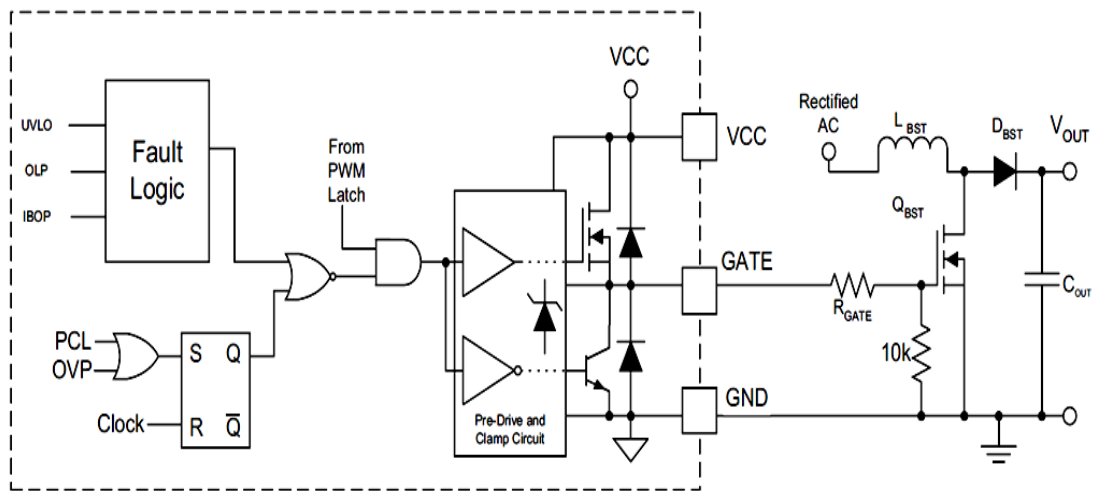
La protección de Límite de Corriente Pico (PCL) apaga el controlador de salida cuando la tensión a través del resistencia de sensado alcanza el umbral de PCL,  $V_{\text{PCL}}$ . El máximo absoluto de corriente pico,  $I_{\text{PCL}}$ , se da como:

$$I_{\text{PCL}} = \frac{V_{\text{PCL}}}{R_{\text{SENSE}}} \quad (126)$$

- **GATE de control**

La salida del *GATE* está diseñada con una estructura optimizada de corriente para conducir directamente valores grandes del total de la capacitancia de puerta del MOSFET en altas velocidades de encendido y apagado. Un limitador interno de la tensión de la puerta del MOSFET la hace de 12,5V. Una resistencia externa al *GATE* de control,  $R_{\text{GATE}}$ , limita el tiempo de subida y amortigua el ruido causado por Inductancias y capacitancias parasitas del circuito del *GATE* de control reduciendo la interferencia electromagnética. El valor final de la resistencia depende de los elementos parásitos asociados con el diseño y otras consideraciones. Una resistencia de 10kΩ en la puerta del MOSFET, entre esta y tierra, descarga las capacitancias parasitas de la puerta y protege contra un inadvertido encendido de *dv/dt-triggered*.

**Figura 9.** GATE de control



- **Lazo de corriente**

El sistema general del lazo de corriente consiste en la etapa de amplificadora de la corriente promedio, el ancho de pulso modulado etapa (PWM), la etapa externa del inductor elevador y la resistencia de censado de corriente externa.

- **ISENSE y funciones ICOMP**

La señal de polaridad negativa de la resistencia de sensado de la corriente es almacenada e invertida en la entrada de ISENSE. Entonces la señal interna positiva es promediada por el amplificador de corriente ( $gm$ ), cuya salida es el pin ICOMP. La tensión en ICOMP es proporcional a la corriente promedio en el inductor. Un condensador externo a la tierra se aplica al pin ICOMP para compensación de lazo de corriente y filtrado del rizado de la corriente. La ganancia promedio del amplificador está determinada por la tensión interna de VCOMP. Esta ganancia es no lineal para el rango de tensión de línea de AC de todo el mundo. ICOMP es conectado internamente a 4V cada vez que el dispositivo presenta condiciones de fallas o *standby*.

- **Modulador de ancho de Pulso**

La etapa PWM compara la señal ICOMP con una rampa periódica para generar una señal de salida modulada con *leading-edge*, que es alta cuando la tensión de la rampa supera la tensión ICOMP. La pendiente de la rampa se define por una función no lineal de la tensión interna de VCOMP.

La señal de salida PWM comienza siempre baja al principio del ciclo, activado por el reloj interno. La salida se mantiene baja para un mínimo de tiempo,  $t_{OFF(min)}$ , después que la rampa aumenta linealmente para interceptar la tensión ICOMP. La intersección de rampa-ICOMP determina  $t_{OFF}$  y por lo tanto  $D_{OFF}$ . Y como  $D_{OFF}=V_{IN}/V_{OUT}$  por la ecuación de la topología-boost y  $V_{IN}$  es en forma de onda sinusoidal, y puesto que ICOMP es proporcional a la corriente del inductor, siguiendo que el lazo de corriente toma la corriente del inductor para seguir la forma de onda de la tensión de entrada para mantener la regulación elevadora. Por lo tanto, la corriente promedio de entrada también es en forma de onda sinusoidal.

- **Lógica de control**

La salida de la etapa de comparador PWM se transmite a la etapa del GATE de control, y está sujeto a control por varias funciones de protección incorporadas en el CI. El ciclo de trabajo de salida del GATE puede ser tan alto como el 99%, pero siempre tendrá un  $t_{OFF(min)}$  de tiempo de inactividad mínimo. La operación normal del ciclo de trabajo puede ser interrumpida directamente por OVP y PCL en una base de ciclo por ciclo. UVLO, IBOP y OLP/*Standby* también terminan el pulso de salida del GATE e impiden la salida hasta que *Soft Start* puede comenzar a operar.

- **Lazo de tensión**

El lazo de control externo del controlador PFC es el lazo de tensión. Este lazo consiste en el sensado de la etapa de salida de PFC, la etapa del amplificador de error de tensión, y la generación de ganancia no-lineal.

- **Sensado de la salida**

Un divisor de tensión conectado a la salida de tensión en el PFC a GND forma el bloque de sensado para el lazo de control de tensión. La proporción de la resistencia es determinada por la tensión de salida deseada y los 5V de referencia para la regulación de la tensión interna.

La entrada VINS y la baja corriente de polarización en la entrada VSENSE permiten la posible elección de valores más altos de resistencia para menor disipación de potencia y corriente de *standby*. Un pequeño condensador de VSENSE a GND sirve para filtrar la señal de ruido del entorno. Esta constante de tiempo del filtro debe ser generalmente menos de 100 $\mu$ s.

- **Amplificador del error de tensión**

El amplificador de error de transconductancia (*gm*) genera una corriente de salida proporcional a la diferencia entre la señal de realimentación de tensión en VSENSE y la referencia interna de 5V. Esta corriente de salida carga o descarga los condensadores de la red de compensación en el pin VCOMP para establecer la tensión apropiada en VCOMP para las condiciones de funcionamiento del sistema. La selección apropiada de los componentes de la red de compensación conduce a un pre-regulador PFC estable sobre toda la gama de línea de AC para el manejo sin carga o a plena carga. La capacitancia total también determina la tasa de aumento de la tensión VCOMP en el arranque suave.

La salida amplificada de VCOMP es puesta a tierra durante cualquier condición de falla o *standby* para descargar los condensadores de compensación a un

estado inicial de cero. Generalmente, el condensador grande tiene una resistencia en serie que retrasa la descarga completa por su respectiva constante de tiempo (que puede ser varias centenas de milisegundos). Si el voltaje de polarización VCC es removido rápidamente de UVLO, el transistor de descarga normal en VCOMP pierde control y el condensador grande podría quedar con tensión considerable, negando el beneficio de un Arranque Suave posterior. El UCC28019 incorpora un camino de descarga paralela que funciona sin la polarización de VCC, para descargarlo aun más se remueve la red de compensación después de VCC.

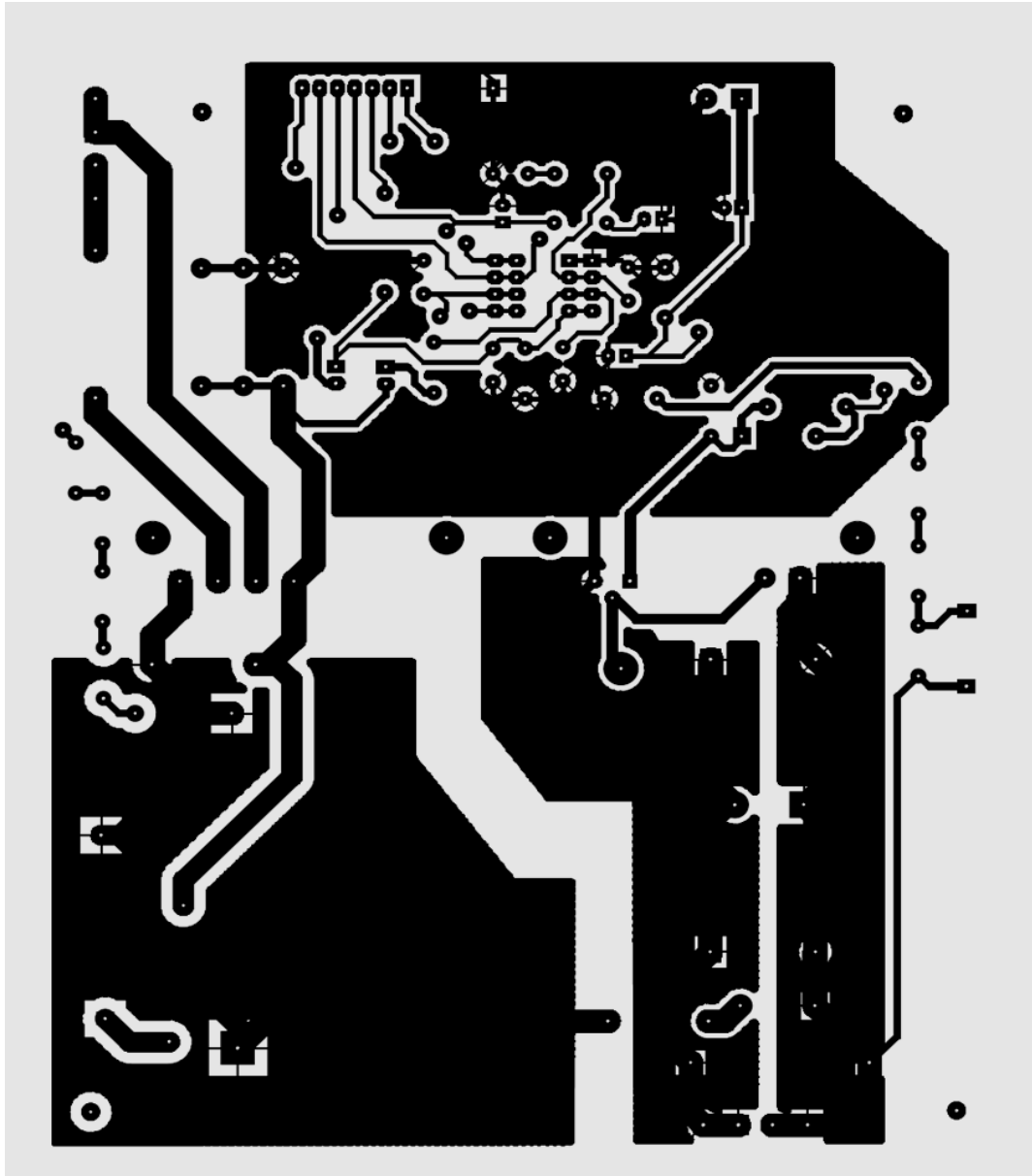
Cuando perturbaciones de tensión de salida superiores al 5% aparecen en la entrada VSENSE, el amplificador se mueve fuera de la operación lineal. En una sobretensión, la función OVP actúa directamente para apagar la salida del GATE hasta que regrese VSENSE dentro del 5% de regulación. En tensión baja, la función UVD invoca EDR que inmediatamente aumenta la tensión interna de VCOMP por 2V y aumenta la corriente de carga externa de VCOMP típicamente a corriente de carga de 100 $\mu$ A a 170 $\mu$ A. Esta corriente superior facilita la carga más rápido de los condensadores de compensación para el nuevo nivel de funcionamiento, mejorando el tiempo de respuesta transitoria.

- **Generación de ganancia no-lineal**

El voltaje en VCOMP se utiliza para ajustar la ganancia del amplificador de corriente y la pendiente de la rampa PWM. Este voltaje es almacenado internamente y es sujeto a modificación por parte de la función EDR y la función SOC, como se analizó anteriormente. La ganancia de corriente junto a la pendiente PWM se ajustan a las diferentes condiciones de operación del sistema (establecidas por la tensión de línea AC y los niveles de carga de la salida) como cambios en VCOMP, para proporcionar una baja distorsión, alto factor de potencia en la forma de onda de la corriente de entrada que sigue a la de la tensión de entrada.

## Anexo B Capas diseño PCB.

FIGURA B.1 Capas de la fuente de tensión de CC con factor de potencia corregido






## Anexo C Montaje de pruebas experimentales

**FIGURA C.1 Resistencias variables como carga para la fuente de tension de CC.**



## Anexo D Hojas de datos de los elementos utilizados

Figura D.1 Hoja de datos C3D04060A



### C3D04060A–Silicon Carbide Schottky Diode Z-REC™ RECTIFIER

$V_{RRM} = 600\text{ V}$   
 $I_{F(AVG)} = 4\text{ A}$   
 ( $T_C < 160^\circ\text{C}$ )  
 $Q_c = 8.5\text{ nC}$

#### Features

- 600-Volt Schottky Rectifier
- Optimized for PFC Boost Diode Application
- Zero Reverse Recovery Current
- Zero Forward Recovery Voltage
- High-Frequency Operation
- Temperature-Independent Switching Behavior
- Extremely Fast Switching
- Positive Temperature Coefficient on  $V_f$

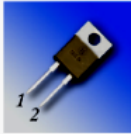
#### Benefits

- Replace Bipolar with Unipolar Rectifiers
- Essentially No Switching Losses
- Higher Efficiency
- Reduction of Heat Sink Requirements
- Parallel Devices Without Thermal Runaway

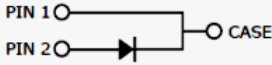
#### Applications

- Switch Mode Power Supplies
- Power Factor Correction  
- Typical PFC  $P_{out}$ : 400W-600W

#### Package



TO-220-2



| Part Number | Package  | Marking  |
|-------------|----------|----------|
| C3D04060A   | TO-220-2 | C3D04060 |

#### Maximum Ratings

| Symbol         | Parameter                                  | Value        | Unit             | Test Conditions   | Note       |
|----------------|--|--------------|------------------|---|------------|
| $V_{RRM}$      | Repetitive Peak Reverse Voltage            | 600          | V                |   |            |
| $V_{RSM}$      | Surge Peak Reverse Voltage                 | 600          | V                |   |            |
| $V_{DC}$       | DC Blocking Voltage                        | 600          | V                |   |            |
| $I_{F(AVG)}$   | Average Forward Current                    | 4<br>6       | A                | $T_C < 160^\circ\text{C}$<br>$T_C < 145^\circ\text{C}$  | See Fig. 3 |
| $I_{FSM}$      | Repetitive Peak Forward Surge Current      | 22<br>17     | A                | $T_C = 25^\circ\text{C}$ , $t_p = 10\text{ mS}$ , Half Sine Wave $D = 0.3$<br>$T_C = 110^\circ\text{C}$ , $t_p = 10\text{ mS}$ , Half Sine Wave $D = 0.3$ |            |
| $I_{FSM}$      | Non-Repetitive Peak Forward Surge Current  | 31.9<br>28.5 | A                | $T_C = 25^\circ\text{C}$ , $t_p = 10\text{ mS}$ , Half Sine Wave $D = 0.3$<br>$T_C = 110^\circ\text{C}$ , $t_p = 10\text{ mS}$ , Half Sine Wave $D = 0.3$ |            |
| $I_{FSM}$      | Non-Repetitive Peak Forward Surge Current  | 110          | A                | $T_C = 25^\circ\text{C}$ , $t_p = 10\text{ }\mu\text{S}$ , Pulse  |            |
| $P_{tot}$      | Power Dissipation                          | 75<br>32.5   | W                | $T_C = 25^\circ\text{C}$<br>$T_C = 110^\circ\text{C}$   |            |
| $T_j, T_{stg}$ | Operating Junction and Storage Temperature | -55 to +175  | $^\circ\text{C}$ |   |            |

Subject to change without notice.  
www.cree.com

1

Datasheet: C3D04060A Rev. B



### Electrical Characteristics

| Symbol | Parameter               | Typ.            | Max.       | Unit          | Test Conditions  | Note |
|--------|-------------------------|-----------------|------------|---------------|--|------|
| $V_F$  | Forward Voltage         | 1.5<br>1.8      | 1.8<br>2.4 | V             | $I_F = 4\text{ A}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$<br>$I_F = 4\text{ A}$ $T_J = 175^\circ\text{C}$  |      |
| $I_R$  | Reverse Current         | 10<br>20        | 50<br>100  | $\mu\text{A}$ | $V_R = 600\text{ V}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$<br>$V_R = 600\text{ V}$ $T_J = 175^\circ\text{C}$  |      |
| $Q_C$  | Total Capacitive Charge | 8.5             |            | nC            | $V_R = 600\text{ V}$ , $I_F = 4\text{ A}$<br>$di/dt = 500\text{ A}/\mu\text{s}$<br>$T_J = 25^\circ\text{C}$  | 1    |
| C      | Total Capacitance       | 251<br>22<br>21 |            | pF            | $V_R = 0\text{ V}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ , $f = 1\text{ MHz}$<br>$V_R = 200\text{ V}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ , $f = 1\text{ MHz}$<br>$V_R = 400\text{ V}$ , $T_J = 25^\circ\text{C}$ , $f = 1\text{ MHz}$ |      |

Note:

1. This is a majority carrier diode, so there is no reverse recovery charge.

### Thermal Characteristics

| Symbol          | Parameter   | Typ. | Unit                      |
|-----------------|---|------|---------------------------|
| $R_{\theta JC}$ | TO-220 Package Thermal Resistance from Junction to Case | 2.02 | $^\circ\text{C}/\text{W}$ |

### Typical Performance

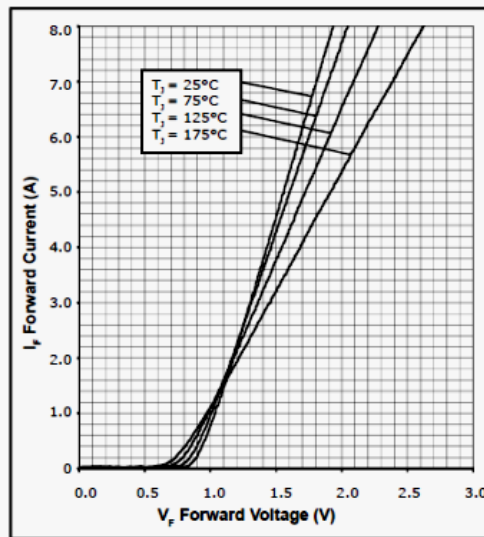


Figure 1. Forward Characteristics

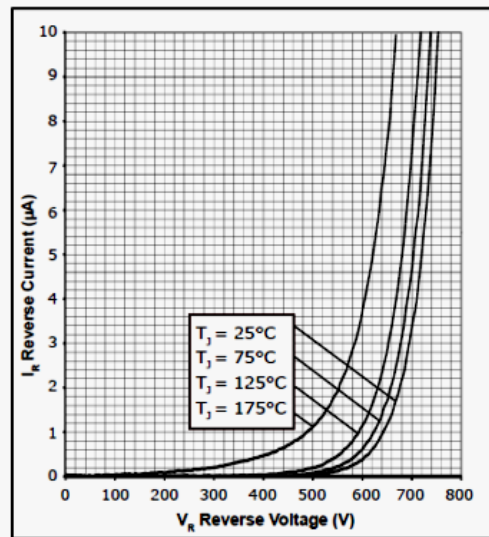


Figure 2. Reverse Characteristics

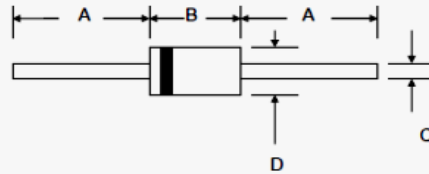
Figura D.2 Hoja de datos FR107



**FR101 – FR107**   
**1.0A FAST RECOVERY DIODE**

**Features**

- Diffused Junction
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability
- High Reliability
- High Surge Current Capability



**Mechanical Data**

- Case: DO-41, Molded Plastic
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Cathode Band
- Weight: 0.34 grams (approx.)
- Mounting Position: Any
- Marking: Type Number
- **Lead Free: For RoHS / Lead Free Version, Add "-LF" Suffix to Part Number, See Page 4**

| DO-41                |      |       |
|----------------------|------|-------|
| Dim                  | Min  | Max   |
| A                    | 25.4 | —     |
| B                    | 4.06 | 5.21  |
| C                    | 0.71 | 0.864 |
| D                    | 2.00 | 2.72  |
| All Dimensions in mm |      |       |

**Maximum Ratings and Electrical Characteristics** @T<sub>A</sub>=25°C unless otherwise specified

Single Phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.  
 For capacitive load, derate current by 20%.

| Characteristic  | Symbol              | FR101       | FR102 | FR103 | FR104 | FR105 | FR106 | FR107 | Unit |
|---|---------------------|-------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|------|
| Peak Repetitive Reverse Voltage   | V <sub>RRM</sub>    | 50          | 100   | 200   | 400   | 600   | 800   | 1000  | V    |
| Working Peak Reverse Voltage  | V <sub>RWM</sub>    |             |       |       |       |       |       |       |      |
| DC Blocking Voltage   | V <sub>R</sub>      |             |       |       |       |       |       |       |      |
| RMS Reverse Voltage   | V <sub>R(RMS)</sub> | 35          | 70    | 140   | 280   | 420   | 560   | 700   | V    |
| Average Rectified Output Current (Note 1)   | I <sub>O</sub>      | 1.0         |       |       |       |       |       |       | A    |
| @T <sub>A</sub> = 55°C  |                     |             |       |       |       |       |       |       |      |
| Non-Repetitive Peak Forward Surge Current (8.3ms Single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)) | I <sub>FSM</sub>    | 30          |       |       |       |       |       |       | A    |
| Forward Voltage   | V <sub>FM</sub>     | 1.2         |       |       |       |       |       |       | V    |
| @I <sub>F</sub> = 1.0A  |                     |             |       |       |       |       |       |       |      |
| Peak Reverse Current  | I <sub>RM</sub>     | 5.0         |       |       |       |       |       |       | µA   |
| @T <sub>A</sub> = 25°C  |                     |             |       |       |       |       |       |       |      |
| At Rated DC Blocking Voltage  |                     | 100         |       |       |       |       |       |       |      |
| @T <sub>A</sub> = 100°C   |                     |             |       |       |       |       |       |       |      |
| Reverse Recovery Time (Note 2)  | t <sub>rr</sub>     | 150         |       |       | 250   |       | 500   |       | nS   |
| Typical Junction Capacitance (Note 3)   | C <sub>j</sub>      | 15          |       |       |       |       |       |       | pF   |
| Operating Temperature Range   | T <sub>J</sub>      | -65 to +150 |       |       |       |       |       |       | °C   |
| Storage Temperature Range   | T <sub>STG</sub>    | -65 to +150 |       |       |       |       |       |       | °C   |

Note: 1. Leads maintained at ambient temperature at a distance of 9.5mm from the case  
 2. Measured with I<sub>F</sub> = 0.5A, I<sub>R</sub> = 1.0A, I<sub>RR</sub> = 0.25A. See figure 5.  
 3. Measured at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0V D.C.

Figura D.3 Hoja de datos Inductor 55P9354

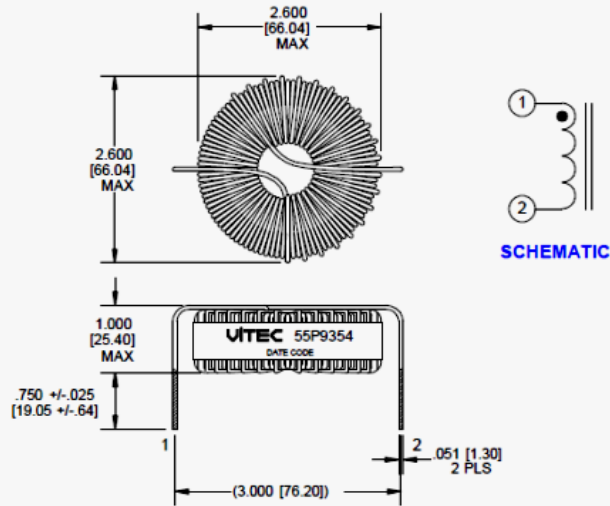
# PFC Inductor

## 55P9354

### FEATURES

- Designed to work with Texas Instruments UCC28019 PFC Controller.
- Topology: CCM PFC Boost Converter.
- Manufactured with UL Recognized Materials for 130°C (B) Temperature Class.
- Operating Temperature: -40°C to 125°C.
- Materials meet flammability requirements for UL94V-0.
- Order 55PR9354 for RoHS Compliant Version.

### MECHANICAL



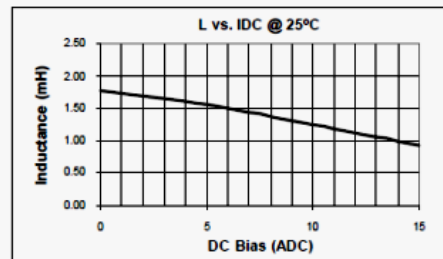
### ELECTRICAL SPECIFICATIONS @ 25°C

OCL : AT 10 KHz, 0.100 VRMS  
 (1-2) = 1.80 +/-12% mH (1.58-2.02 mH)  
 (1-2) = 1.25 mH MIN., @ 8 ADC BIAS

DCR:  
 (1-2) = 0.150 OHMS MAX.

TEMPERATURE RISE (REF ONLY):  
 40°C @ 8.5 ARMS

### PERFORMANCE GRAPH



This drawing is the property of Vitec Electronics Corporation. It is not a controlled document; therefore, it is subject to change without prior notice. Its intended use is to supply component information only. Duplication of all or any part of this drawing is prohibited.

REF: AF4699

FILE NAME: 55P9354\_010313



6213 El Camino Real, Carlsbad, CA 92009  
 TEL: (760) 918-8831 FAX: (760) 918-8840  
<http://www.VitecCorp.com>

Figura D.4 Hoja de datos SPP20N60C3



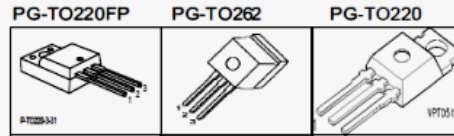
**SPP20N60C3**  
**SPI20N60C3, SPA20N60C3**

**Cool MOS™ Power Transistor**

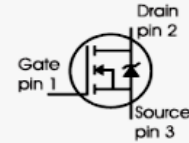
**Feature**

- New revolutionary high voltage technology
- Worldwide best  $R_{DS(on)}$  in TO 220
- Ultra low gate charge
- Periodic avalanche rated
- Extreme  $dv/dt$  rated
- High peak current capability
- Improved transconductance
- PG-TO-220-3-31: Fully isolated package (2500 VAC; 1 minute)
- Pb-free lead plating; RoHS compliant
- Qualified according to JEDEC<sup>(0)</sup> for target applications

|                     |      |          |
|---------------------|------|----------|
| $V_{DS} @ T_{jmax}$ | 650  | V        |
| $R_{DS(on)}$        | 0.19 | $\Omega$ |
| $I_D$               | 20.7 | A        |



| Type       | Package    | Ordering Code | Marking |
|------------|------------|---------------|---------|
| SPP20N60C3 | PG-TO220   | Q67040-S4398  | 20N60C3 |
| SPI20N60C3 | PG-TO262   | Q67040-S4550  | 20N60C3 |
| SPA20N60C3 | PG-TO220FP | SP000216354   | 20N60C3 |



**Maximum Ratings**

| Parameter  | Symbol               | Value        |  | Unit             |
|--|----------------------|--------------|--|------------------|
|  |                      | SPP_I        | SPA                                      |                  |
| Continuous drain current<br>$T_C = 25^\circ\text{C}$<br>$T_C = 100^\circ\text{C}$                                | $I_D$                | 20.7<br>13.1 | 20.7 <sup>1)</sup><br>13.1 <sup>1)</sup> | A                |
| Pulsed drain current, $t_p$ limited by $T_{jmax}$  | $I_{D \text{ puls}}$ | 62.1         | 62.1                                     | A                |
| Avalanche energy, single pulse<br>$I_D=10\text{A}, V_{DD}=50\text{V}$  | $E_{AS}$             | 690          | 690                                      | mJ               |
| Avalanche energy, repetitive $t_{AR}$ limited by $T_{jmax}$ <sup>2)</sup><br>$I_D=20\text{A}, V_{DD}=50\text{V}$ | $E_{AR}$             | 1            | 1  |                  |
| Avalanche current, repetitive $t_{AR}$ limited by $T_{jmax}$   | $I_{AR}$             | 20           | 20                                       | A                |
| Gate source voltage static   | $V_{GS}$             | $\pm 20$     | $\pm 20$                                 | V                |
| Gate source voltage AC ( $f > 1\text{Hz}$ )  | $V_{GS}$             | $\pm 30$     | $\pm 30$                                 |                  |
| Power dissipation, $T_C = 25^\circ\text{C}$  | $P_{tot}$            | 208          | 34.5                                     | W                |
| Operating and storage temperature  | $T_j, T_{stg}$       | -55...+150   |  | $^\circ\text{C}$ |
| Reverse diode $dv/dt$ <sup>7)</sup>  | $dv/dt$              | 15           |  | V/ns             |



**Maximum Ratings**

| Parameter   | Symbol  | Value | Unit |
|---|---------|-------|------|
| Drain Source voltage slope<br>$V_{DS} = 480 \text{ V}, I_D = 20.7 \text{ A}, T_J = 125^\circ\text{C}$ | $dv/dt$ | 50    | V/ns |

**Thermal Characteristics**

| Parameter   | Symbol                | Values |      |      | Unit |
|---|-----------------------|--------|------|------|------|
|   |                       | min.   | typ. | max. |      |
| Thermal resistance, junction - case   | $R_{thJC}$            | -      | -    | 0.6  | K/W  |
| Thermal resistance, junction - case, FullPAK  | $R_{thJC \text{ FP}}$ | -      | -    | 3.6  |      |
| Thermal resistance, junction - ambient, leaded  | $R_{thJA}$            | -      | -    | 62   |      |
| Thermal resistance, junction - ambient, FullPAK   | $R_{thJA \text{ FP}}$ | -      | -    | 80   |      |
| SMD version, device on PCB:<br>@ min. footprint<br>@ 6 cm <sup>2</sup> cooling area <sup>3)</sup> | $R_{thJA}$            | -      | -    | 62   |      |
| Soldering temperature, wavesoldering<br>1.6 mm (0.063 in.) from case for 10s <sup>4)</sup>        | $T_{sold}$            | -      | -    | 260  | °C   |

**Electrical Characteristics, at  $T_J = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified**

| Parameter                                | Symbol        | Conditions   | Values |      |      | Unit          |
|--|---------------|--|--------|------|------|---------------|
|  |               |  | min.   | typ. | max. |               |
| Drain-source breakdown voltage           | $V_{(BR)DSS}$ | $V_{GS} = 0\text{V}, I_D = 0.25\text{mA}$  | 600    | -    | -    | V             |
| Drain-Source avalanche breakdown voltage | $V_{(BR)DS}$  | $V_{GS} = 0\text{V}, I_D = 20\text{A}$   | -      | 700  | -    |               |
| Gate threshold voltage                   | $V_{GS(th)}$  | $I_D = 1000\mu\text{A}, V_{GS} = V_{DS}$   | 2.1    | 3    | 3.9  |               |
| Zero gate voltage drain current          | $I_{DSS}$     | $V_{DS} = 600\text{V}, V_{GS} = 0\text{V},$<br>$T_J = 25^\circ\text{C}$<br>$T_J = 150^\circ\text{C}$ | -      | 0.1  | 1    | $\mu\text{A}$ |
| Gate-source leakage current              | $I_{GSS}$     | $V_{GS} = 30\text{V}, V_{DS} = 0\text{V}$  | -      | -    | 100  | nA            |
| Drain-source on-state resistance         | $R_{DS(on)}$  | $V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 13.1\text{A}$<br>$T_J = 25^\circ\text{C}$<br>$T_J = 150^\circ\text{C}$   | -      | 0.16 | 0.19 | $\Omega$      |
| Gate input resistance                    | $R_G$         | $f = 1\text{MHz}, \text{open drain}$   | -      | 0.54 | -    |               |

**Electrical Characteristics**

| Parameter   | Symbol       | Conditions   | Values |      |      | Unit |
|---|--------------|--|--------|------|------|------|
|   |              |  | min.   | typ. | max. |      |
| Transconductance  | $g_{fs}$     | $V_{DS} \geq 2 \cdot I_D \cdot R_{DS(on)max}$ ,<br>$I_D = 13.1A$                                   | -      | 17.5 | -    | S    |
| Input capacitance   | $C_{iss}$    | $V_{GS} = 0V$ , $V_{DS} = 25V$ ,   | -      | 2400 | -    | pF   |
| Output capacitance  | $C_{oss}$    | $f = 1MHz$   | -      | 780  | -    |      |
| Reverse transfer capacitance                                  | $C_{rss}$    |  | -      | 50   | -    |      |
| Effective output capacitance, <sup>5)</sup><br>energy related | $C_{o(er)}$  | $V_{GS} = 0V$ ,<br>$V_{DS} = 0V$ to 480V   | -      | 83   | -    |      |
| Effective output capacitance, <sup>6)</sup><br>time related   | $C_{o(tr)}$  |  | -      | 160  | -    |      |
| Turn-on delay time  | $t_{d(on)}$  | $V_{DD} = 380V$ , $V_{GS} = 0/13V$ ,<br>$I_D = 20.7A$ ,<br>$R_G = 3.6\Omega$ , $T_J = 125^\circ C$ | -      | 10   | -    | ns   |
| Rise time   | $t_r$        |  | -      | 5    | -    |      |
| Turn-off delay time   | $t_{d(off)}$ |  | -      | 67   | 100  |      |
| Fall time   | $t_f$        |  | -      | 4.5  | 12   |      |

**Gate Charge Characteristics**

|                       |                 |  |   |     |     |    |
|-----------------------|-----------------|--|---|-----|-----|----|
| Gate to source charge | $Q_{gs}$        | $V_{DD} = 480V$ , $I_D = 20.7A$                          | - | 11  | -   | nC |
| Gate to drain charge  | $Q_{gd}$        |  | - | 33  | -   |    |
| Gate charge total     | $Q_g$           | $V_{DD} = 480V$ , $I_D = 20.7A$ ,<br>$V_{GS} = 0$ to 10V | - | 87  | 114 |    |
| Gate plateau voltage  | $V_{(plateau)}$ | $V_{DD} = 480V$ , $I_D = 20.7A$                          | - | 5.5 | -   | V  |

<sup>0</sup>J-STD20 and JESD22

<sup>1</sup>Limited only by maximum temperature

<sup>2</sup>Repetitive avalanche causes additional power losses that can be calculated as  $P_{AV} = E_{AR} \cdot f$ .

<sup>3</sup>Device on 40mm\*40mm\*1.5mm epoxy PCB FR4 with 6cm<sup>2</sup> (one layer, 70 μm thick) copper area for drain connection. PCB is vertical without blown air.

<sup>4</sup>Soldering temperature for TO-263: 220°C, reflow

<sup>5</sup> $C_{o(er)}$  is a fixed capacitance that gives the same stored energy as  $C_{oss}$  while  $V_{DS}$  is rising from 0 to 80%  $V_{DSS}$ .

<sup>6</sup> $C_{o(tr)}$  is a fixed capacitance that gives the same charging time as  $C_{oss}$  while  $V_{DS}$  is rising from 0 to 80%  $V_{DSS}$ .

<sup>7</sup> $I_{SD} \leq I_D$ ,  $di/dt \leq 400A/\mu s$ ,  $V_{DClink} = 400V$ ,  $V_{peak} < V_{BR, DSS}$ ,  $T_J < T_{J,max}$ . Identical low-side and high-side switch.

Figura D.5 Hoja de datos GBU804



# GBU8005 - GBU810

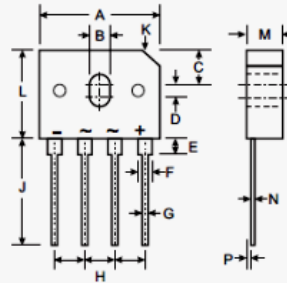
## 8.0A GLASS PASSIVATED BRIDGE RECTIFIER

### Features

- Glass Passivated Die Construction
- High Case Dielectric Strength of 1500VRMS
- Low Reverse Leakage Current
- Surge Overload Rating to 200A Peak
- Ideal for Printed Circuit Board Applications
- UL Listed Under Recognized Component Index, File Number E94661
- **Lead Free Finish, RoHS Compliant (Note 4)**

### Mechanical Data

- Case: GBU
- Case Material: Molded Plastic. UL Flammability Classification Rating 94V-0
- Moisture Sensitivity: Level 1 per J-STD-020C
- Terminals: Finish — Tin. Solderable per MIL-STD-202, Method 208 (3)
- Polarity: Marked on Body
- Mounting: Through Hole for #6 Screw
- Mounting Torque: 5.0 Inch-pounds Maximum
- Ordering Information: See Last Page
- Marking: Date Code and Type Number
- Weight: 6.6 grams (approximate)



| GBU                  |           |      |
|----------------------|-----------|------|
| Dim                  | Min       | Max  |
| A                    | 21.8      | 22.3 |
| B                    | 3.5       | 4.1  |
| C                    | 7.4       | 7.9  |
| D                    | 1.65      | 2.16 |
| E                    | 2.25      | 2.75 |
| F                    | 1.95      | 2.35 |
| G                    | 1.02      | 1.27 |
| H                    | 4.83      | 5.33 |
| J                    | 17.5      | 18.0 |
| K                    | 3.2 X 45° |      |
| L                    | 18.3      | 18.8 |
| M                    | 3.30      | 3.56 |
| N                    | 0.46      | 0.56 |
| P                    | 0.76      | 1.0  |
| All Dimensions in mm |           |      |

### Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise specified

Single phase, 60Hz, resistive or inductive load.  
For capacitive load, derate current by 20%.

| Characteristic   | Symbol                            | GBU 8005 | GBU 801 | GBU 802 | GBU 804     | GBU 806 | GBU 808 | GBU 810 | Unit             |
|--|-----------------------------------|----------|---------|---------|-------------|---------|---------|---------|------------------|
| Peak Repetitive Reverse Voltage  | V <sub>RRM</sub>                  | 50       | 100     | 200     | 400         | 600     | 800     | 1000    | V                |
| Working Peak Reverse Voltage   | V <sub>RWM</sub>                  |          |         |         |             |         |         |         |                  |
| DC Blocking Voltage  | V <sub>R</sub>                    |          |         |         |             |         |         |         |                  |
| RMS Reverse Voltage  | V <sub>R(RMS)</sub>               | 35       | 70      | 140     | 280         | 420     | 560     | 700     | V                |
| Average Forward Rectified Current (Note 1) @ T <sub>C</sub> = 100°C                                | I <sub>(AV)</sub>                 |          |         |         | 8.0         |         |         |         | A                |
| Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms single half sine-wave superimposed on rated load   | I <sub>FSM</sub>                  |          |         |         | 200         |         |         |         | A                |
| Forward Voltage (per element) @ I <sub>F</sub> = 4.0A  | V <sub>FM</sub>                   |          |         |         | 1.0         |         |         |         | V                |
| Peak Reverse Current @ T <sub>C</sub> = 25°C at Rated DC Blocking Voltage @ T <sub>C</sub> = 125°C | I <sub>R</sub>                    |          |         |         | 5.0         |         |         |         | μA               |
| I <sup>2</sup> t Rating for Fusing (t < 8.3ms) (Note 2)  | I <sup>2</sup> t                  |          |         |         | 166         |         |         |         | A <sup>2</sup> s |
| Typical Total Capacitance per Element (Note 3)   | C <sub>T</sub>                    |          |         |         | 130         |         |         |         | pF               |
| Typical Thermal Resistance Junction to Case (Note 1)   | R <sub>θJC</sub>                  |          |         |         | 2.2         |         |         |         | °C/W             |
| Operating and Storage Temperature Range  | T <sub>J</sub> , T <sub>STG</sub> |          |         |         | -55 to +150 |         |         |         | °C               |

- Notes:
1. Unit mounted on 50 x 50 x 1.6mm copper plate heatsink.
  2. Non-repetitive, for t > 1.0ms and < 8.3ms.
  3. Per element, measured at 1.0MHz and applied reverse voltage of 4.0V DC.
  4. RoHS revision 13.2.2003. Glass and High Temperature Solder Exemptions Applied, see EU Directive Annex Notes 5 and 7.