

Diseño de una Fuente de Alimentación de dos Etapas: AC-DC con Corrección de Factor de Potencia y DC-DC con un Convertidor de Retroceso de dos Conmutadores (Two-Switch Flyback Converter) e Implementación de su Etapa AC-DC.

Galo Paredes⁽¹⁾, Luis Villafuerte⁽²⁾, Sífifo Falcones⁽³⁾
Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación
Escuela Superior Politécnica del Litoral (ESPOL)
Campus Gustavo Galindo, Km 30.5 vía Perimetral
Apartado 09-01-5863. Guayaquil-Ecuador

dparedes@fiec.espol.edu.ec⁽¹⁾, avillafu@fiec.espol.edu.ec⁽²⁾, sixifo@fiec.espol.edu.ec⁽³⁾

Resumen

En este proyecto se trata un proceso de análisis y diseño de una fuente de alimentación conmutada de dos etapas. En primer lugar se hace un enfoque en la propuesta realizada para la elaboración de este documento y posteriormente se presenta de forma global los temas a desarrollarse. En el capítulo siguiente se muestra la clasificación de las fuentes de conmutación y se analiza su arte en la actualidad, después se introduce las consideraciones y fundamentos teóricos a tomar en cuenta para que sea posible la comprensión y el diseño de ambas etapas propuestas. Se realiza los cálculos necesarios para el desarrollo en lazo abierto de ambos convertidores y la selección de cada uno de sus componentes a utilizar. Una vez diseñados los circuitos de potencia se calcula, en ambas etapas, los valores de los parámetros de los controladores que mantienen el sistema estable y se simula el circuito completo que contiene a los dos convertidores conectados en cascada. Finalmente se analiza los resultados obtenidos mediante las simulaciones y se muestran los resultados de la implementación de la etapa AC-DC donde se utiliza el integrado UCC28019 para gobernar el circuito de control.

Palabras Clave: Fuente Conmutada, Factor de Potencia, Convertidor de Retroceso, Controlador, Compensador, Factor K, Modelo de pequeña señal.

Abstract

In this project a process of analysis and design of a switching power supply is treated. First, a focus is on the proposal made for the preparation of this document and then presents issues comprehensively to develop. In the next chapter the classification of switching power supplies and an analysis of his art today is presented, then, theoretical foundations and considerations are introduced to take into account possible understanding and design of both stages proposed. Design parameters of the power circuits is then established; the calculations required for the development of both open loop converters and selecting each of its components to be used is performed. Once designed the power circuit, the elements that compose the controllers that keep the system stable are calculated for the two stages and complete circuit containing the two converters connected in cascade is simulated. Finally, the analysis of the results is done by simulation and the implementation of the AC-DC stage where the integrated circuit UCC28019 is used to govern the control circuit.

Keywords: Switching Power Supply, Power Factor, Flyback Converter, Controller, Compensator, K Factor, Small signal Model.

1. Introducción.

Ya que todo dispositivo electrónico analógico o digital requiere, de forma elemental o básica, una

fuentes de alimentación que le permita operar [1] y además los requerimientos como peso, tamaño y costo se vuelven prioridades, es necesario diseñar cada vez fuentes con mejores prestaciones, por lo que en la

actualidad es indispensable contar con convertidores eficientes que suplan las necesidades energéticas requeridas en cada aplicación. Las fuentes de alimentación conmutadas son más livianas, de menores tamaños y más eficientes por lo que hoy en día ocupan casi en su totalidad el mercado de fuentes de poder.

Actualmente existen varias topologías para diseñar fuentes de alimentación conmutadas donde cada una tiene características específicas que la vuelven ideal para ciertos campos de aplicación en los que se requieren distintas características que solo proveen las fuentes conmutadas. En este proyecto se utiliza dos etapas independientes con el fin de reducir la complejidad y satisfacer las necesidades de diseño establecidas.

2. Propuesta de Proyecto

En este proyecto se propone estudiar y diseñar una fuente de alimentación conmutada de dos etapas utilizando herramientas matemáticas que permiten dimensionar los componentes básicos que constituyen cada una y herramientas de simulación que permitan comprobar resultados; se implementa únicamente la primera etapa (Boost como corrector de factor de potencia); se diseñan los controladores que brinden estabilidad y características dinámicas deseables al sistema alrededor de un punto de operación, mediante simulaciones se verifica que se cumpla con las especificaciones deseadas; finalmente se implementa la etapa PCF utilizando un controlador integrado UCC28019 y las herramientas de diseño que proporciona el fabricante Texas Instruments ®.

3. Fundamentación Teórica.

Una fuente de poder es una fuente de voltaje constante con una capacidad máxima de corriente [1], dependiendo de su tipo y aplicación presentan ventajas y desventajas en distintos aspectos como: tamaño, eficiencia, peso, costos entre otros.

En la figura 1 se muestra una clasificación general de las fuentes de poder, la cual se divide en dos grandes categorías: fuentes con reguladores lineales y fuentes con reguladores conmutados. Dentro de los reguladores lineales encontramos el regulador de voltaje serie y paralelo, mientras que en los conmutados se encuentran los convertidores DC/DC en modo resonante, de capacitor conmutado y el modulador por ancho de pulso (PWM) el cual es usado en este trabajo.

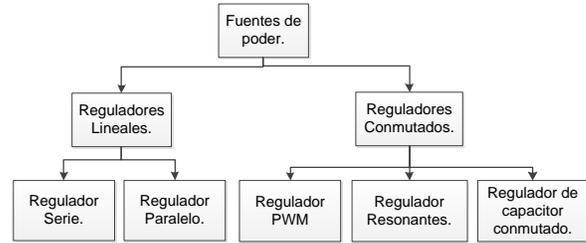


Figura 1. Clasificación de las fuentes de poder [1].

3.1. Fuentes de alimentación lineales vs conmutadas.

La principal diferencia entre ambas fuentes radica en que los reguladores lineales operan sus transistores en la región activa mientras que los conmutados “conmutan” entre las zonas de corte y saturación. Al operar en región activa los transistores actúan como fuentes dependientes de corriente lo cual es un problema ya que en esta condición el consumo de energía es elevado debido a las relativas altas corrientes y caídas de voltaje, pero al mismo tiempo tienen la ventaja de presentar bajos niveles de ruido.

Por otra parte, en los convertidores en modo conmutado, ya que los transistores son operados como interruptores controlados, su consumo de energía es mínimo y depende únicamente de los tiempos de conmutación (frecuencia de conmutación)

3.2. Fundamento Teórico para la Etapa PFC.

De las topologías de convertidores DC/DC más comunes, la más adecuada para la corrección del factor de potencia es la topología Boost [2], en la figura 2 se muestra el diagrama de fuerza de la topología Boost conectada a la red a través de un rectificador monofásico de onda completa.

El principio de operación del convertidor Boost consiste en encender el transistor durante una fracción del periodo T_s el cual llamamos t_{on} , tiempo en el cual el inductor almacena energía, después de transcurrido este tiempo el transistor es apagado y esto provoca que el inductor, en su intento por oponerse al cambio brusco de corriente, invierta su polaridad sumándose así con la de la fuente de alimentación y provocando un voltaje de salida superior al de entrada. Durante el tiempo de apagado t_{off} , la energía almacenada en el inductor durante t_{on} se transfiere al capacitor de salida y a la carga a través del diodo.

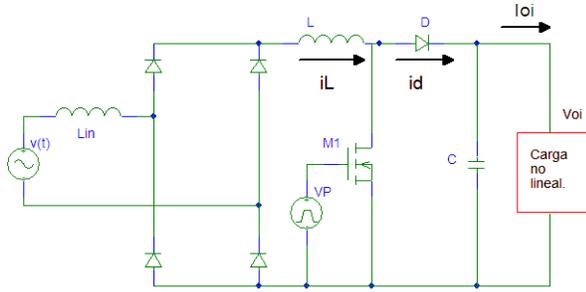


Figura 2. Topología del convertidor Boost como corrector del factor de potencia

Se opera el convertidor en CCM ya que es el más adecuado para la corrección del factor de potencia debido a que la forma de la corriente en el inductor es más suavizada y sin mucho rizado, lo que la vuelve ideal para la aplicación [3], en la figura 3 se muestra la formas de onda de la corriente en el inductor Boost para el modo de conducción continua (CCM).

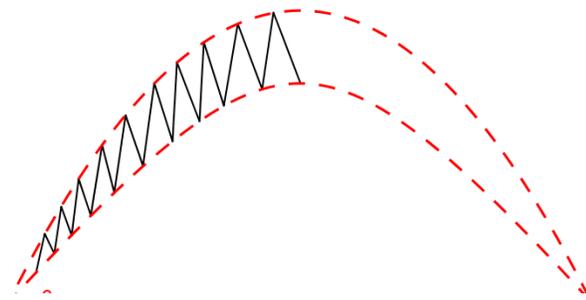


Figura 3. Corriente del inductor (línea sólida) para CCM

Para el dimensionamiento de los elementos que componen el convertidor se utilizan como base las siguientes expresiones tomadas de [2], [4], [5].

$$C = \frac{\eta V_{rms} I_{rms}}{2\omega V_{oi} \delta v_{oc}} \quad (2)$$

$$L_{max} \leq \frac{1 - \alpha}{2k f_s} ; \alpha = V_p / V_{oi} \quad (3)$$

$$L_{min} \geq \frac{\eta V_{rms}^2}{2f_s P_{oi}} \quad (4)$$

$$P_{sw} = f_{sw} (t_r V_{oi} I_{p(max)} + 0.5 C_{oss} V_o^2) \quad (5)$$

$$P_{diode} = V_F I_{d(Max)} + 0.5 f_{sw} V_{oi} Q_{rr} \quad (6)$$

En la tabla 1 se muestran las especificaciones del diseño de la etapa PFC.

Tabla 1. Especificaciones de diseño del convertidor BOOST-PFC

CARACTERÍSTICAS DE SALIDA					
Máxima Potencia de Salida (PFC)	Po_max	350	Watts		
Voltaje de Salida (debe ser mayor que el de entrada)	Vout	400	Volts		
Factor de potencia deseado a Vin nominal y a plena carga.	FP	0,99			
Eficiencia	η	0,95			
Porcentaje de rizo en la salida	Vcpp	1	%		
CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA					
Voltaje AC mínimo (RMS)	Vin(min)	90	Vrms		
Voltaje AC máximo (RMS)	Vin(max)	265	Vrms		
Voltaje nominal de la línea	Vin(nom)	120	Vrms		
Frecuencia de línea mínima	f min	47	Hz		
Frecuencia de línea máxima	f max	65	Hz		
Frecuencia Nominal	fnom	60	Hz		

En la tabla 2 se muestra la lista de elementos seleccionados para el circuito de fuerza de la etapa PFC.

Tabla 2 Lista de elementos del convertidor Boost PFC.

Elemento	Valor	
Inductor BOOST	1,5	mH
Puente Rectificador (KBU8G-E4/51)	7,07	Watts
Diodo Boost (LXA04T600)	1,312 5	Watts
MOSFET (STP31N65M5)	11,88	Watts
Capacitor Salida (1,82 Amperes)	270	uF

3.3. Fundamento Teórico para la Etapa Flyback.

En la figura 4 se muestra un esquemático del convertidor Flyback. Se observa que es una versión aislada del convertidor Buck-Boost para lo cual utiliza como componente aislador un transformador para eliminar cualquier conexión eléctrica directa entre la entrada y la salida [6].

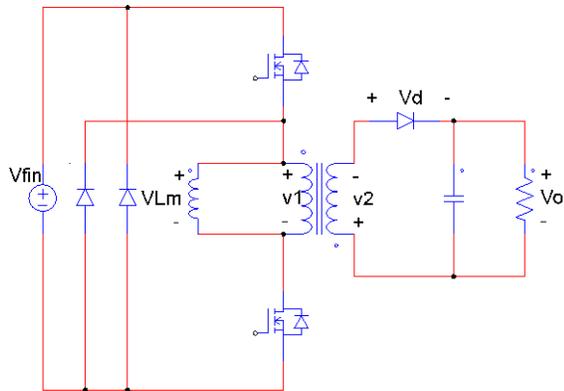


Figura 4 Topología del convertidor Flyback de un transistor.

En este proyecto se diseña el convertidor Flyback para operar en modo discontinuo (DCM) en cuatro estados, en la figura 5 se muestran las formas de onda correspondientes al convertidor durante los cuatro estados del mismo, se puede deducir fácilmente el estado correspondiente a cada intervalo simplemente analizando el efecto de cada uno y comparándolo con las formas de onda.

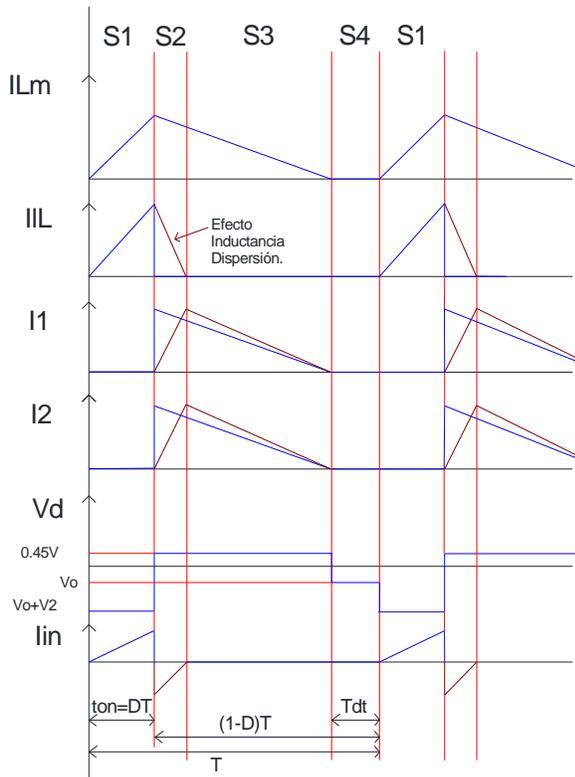


Figura 5. Formas de onda del convertidor FLYBACK en modo DCM

Para el dimensionamiento de los elementos que componen el convertidor se utilizan como base las siguientes expresiones tomadas de [6].

$$C_{min} = \frac{D_{max} V_o}{f_s R_{Lmin} \delta v_{oc}} \quad (7)$$

$$R_{Lmin} = \frac{V_o}{I_{o(max)}} \quad (8)$$

$$L_{m(max)} = \frac{n^2 R_{Lmin} (1 - D_{Bmax})^2}{2 f_s} \quad (9)$$

$$I_{DM(max)} = n \Delta i_{Lm(max)} \quad (10)$$

$$V_{DM(max)} = \frac{V_{fin max}}{n} + V_o \quad (11)$$

En la tabla 3 se muestran las especificaciones de diseño para el convertidor Flyback, parámetros que deben concordar con los de la etapa PFC dado que ambas etapas operarán en cascada.

Tabla 3. Especificaciones de diseño del circuito de fuerza del convertidor Flyback.

CARACTERÍSTICAS DE SALIDA			
Máxima corriente de salida.	$I_o(max)$	10	A
Voltaje de Salida.	V_o	35	VDC
Eficiencia	η	0,85	
Máximo voltaje de rizo en la salida	$V_r/V_o < 1, 5\%$	1,5	%
CARACTERÍSTICAS DE ENTRADA			
Voltaje de entrada máxima	$V_{in(max)}$	450	VDC
Voltaje de entrada mínimo	$V_{in(min)}$	300	VDC

En la tabla 4 se muestra la lista de elementos seleccionados para el circuito de fuerza de la etapa Flyback.

Tabla 4. Lista de elementos del circuito de fuerza del convertidor Flyback.

Elemento	Valor	
2 MOSFET (IRF 840)	3	Watts
Diodo Schottky MBR10100	10	Watts
Capacitor Salida [uF]	220	uF
Inductancia Magnetización	157.5	uH
NP/NS	5	

4. Diseño del control de la etapa PFC.

Para diseñar el controlador de la etapa PFC se hace uso del control de voltaje y corriente promedio, ya que este sistema es no lineal (existen elementos como el mosfet y diodo que provocan no linealidades) es necesario linealizarlo alrededor de un punto de operación para poder trabajar sobre el mismo.

En la figura 6 se muestra el diagrama de bloques del sistema a tratar, se observan dos lazos de control, uno interno que es el encargado de realizar la corrección del factor de potencia y el externo que es el encargado de mantener el voltaje de salida constante frente a variaciones en la carga, para diseñar el controlador de este sistema es necesario conocer a cabalidad cada uno de los bloques que componen el diagrama de la figura 16, lo que en la teoría de control implica conocer la respuesta de frecuencia.

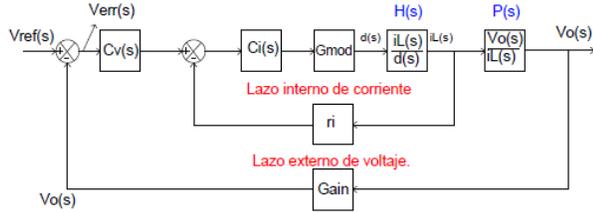


Figura 6. Diagrama de bloques completo del sistema de control correspondiente al convertidor Boost como PFC

La estrategia de control utilizada implica en primer lugar hallar la función de transferencia de lazo abierto interno sin compensar (la cual llamamos $T(s) = G_{mod} * r_i * H(s)$) luego utilizando la función hallada se diseña el compensador $C_i(s)$, una vez obtenido dicho controlador se obtiene la función de transferencia en lazo cerrado correspondiente al lazo interno $U_i(s)$ para finalmente diseñar el compensador correspondiente al lazo externo $C_v(s)$.

Para hallar la respuesta de frecuencia de magnitud y fase de $H(s)$ y $P(s)$ se puede optar por realizar un barrido de frecuencia utilizando algún software como PSPICE o en su defecto mediante modelos de pequeña señal hallar la función de transferencia como tal para trabajar sobre la misma en el diseño del controlador, en este proyecto se utilizan los modelos de pequeña señal.

En [8] y [9] el Dr Vatché Vorperian propone utilizar un modelo que reemplaza los elementos que producen las no linealidades en el sistema a tratar, este modelo se utiliza en este proyecto para hallar la función de transferencia que permite diseñar el controlador deseado alrededor de un punto de operación DC, en la figura 7 se muestra el modelo de pequeña señal

utilizado para hallar la función de transferencia $H(s)$ y $P(s)$.

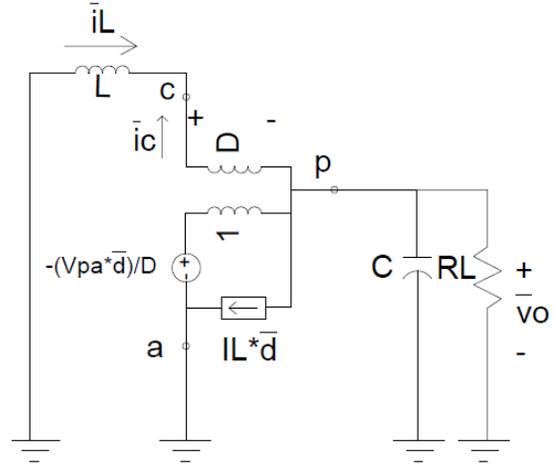


Figura 7. Modelo de pequeña señal correspondiente al convertidor Boost.

Luego de realizar las operaciones matemáticas respectivas sobre el circuito de la figura 7 se puede obtener la siguiente función de transferencia en lazo abierto (corriente en el inductor $i_L(s)$ a variable de control $\hat{d}(s)$).

$$H(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2V_o}{R(1-D)^2} \frac{w_o^2}{w_z} \frac{(s + w_z)}{(s^2 + \frac{w_o}{Q}s + w_o^2)} \quad (12)$$

Donde:

$$w_o = \frac{1-D}{\sqrt{LC}} \quad (13)$$

$$w_z = \frac{2}{RC} \quad (14)$$

$$Q = R(1-D)\sqrt{C/L} \quad (15)$$

De las ecuaciones 12, 13 y 15 se observa que al variar el voltaje de línea los polos y ceros de la función se están moviendo continuamente (D cambia continuamente), sin embargo, para frecuencias elevadas tal variación es despreciable [11].

En la figura 8 se muestra la respuesta de frecuencia de la función de transferencia de lazo interno sin compensar $T(s)$ y del compensador $G_i(s)$ sintonizados para obtener un $MF = 60^\circ$ a una $f_c = 15kHz$ utilizando el método del factor k [10].

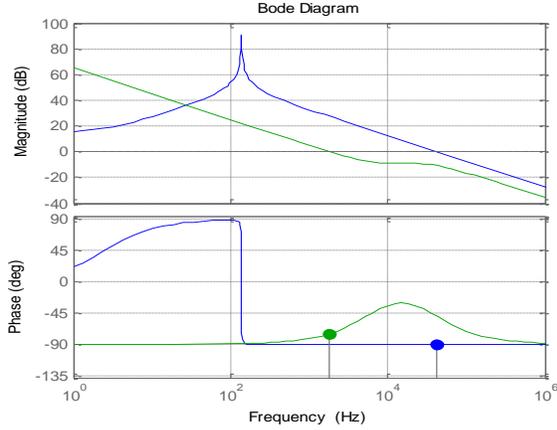


Figura 8. Respuesta de frecuencia de la función de transferencia de lazo interno abierto $T(s)$ (Azul) y compensador de lazo interno de corriente $C_i(s)$ (rojo).

Finalmente, en la figura 9 se muestra la respuesta de frecuencia de la función de transferencia de lazo interno compensado ($G(s)=T(s)*G_i(s)$) donde se observa que se cumplen los requerimientos deseados

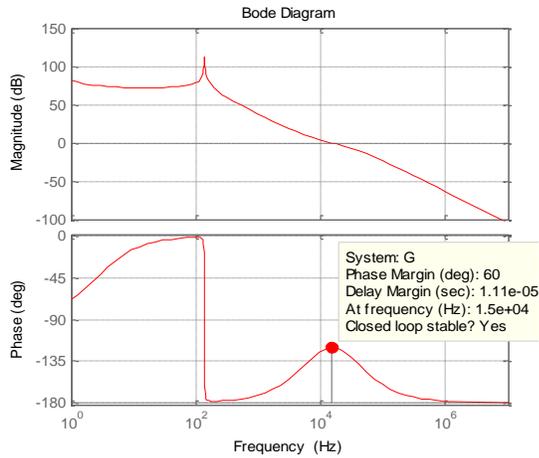


Figura 9. Función de transferencia de lazo abierto compensado $G(s)=T(s)*C_i(s)$.

Luego se halla la función de transferencia de lazo interno cerrado $U_i(s)$ utilizando la siguiente expresión:

$$U_i(s) = \frac{(1 + C_i(s)) * G_{mod}(s) * H(s)}{1 + G(s)} \quad (13)$$

Donde $G_{mod}(s)$ e $r_i(s)$ representan la ganancia del modulador y la de realimentación; en la figura 10 se muestra la respuesta de frecuencia de la función de transferencia de lazo abierto externo sin compensar $L_v(s)=Gain*P(s)*U_i(s)$ y del compensador $C_v(s)$ sintonizado para obtener un $MF = 60^\circ$ a una $f_c = 10Hz$ utilizando el mismo método anteriormente mencionado; $P(s)$ se puede hallar utilizando el mismo

modelo de pequeña señal mostrado en la figura 17 y está dada por la siguiente expresión.

$$P(s) = \frac{v_o(s)}{i_L(s)} = -\frac{L}{RC(1-D)} \frac{(s - w_{zv})}{(s + w_{pv})} \quad (14)$$

Dónde:

$$w_{zv} = \frac{R(1-D)^2}{L} \quad (15)$$

$$w_{pv} = \frac{2}{RC} \quad (16)$$

Finalmente, en la figura 11 se muestra la respuesta de frecuencia de la función de transferencia de lazo externo compensado ($F(s)=L_v(s)*C_v(s)$)

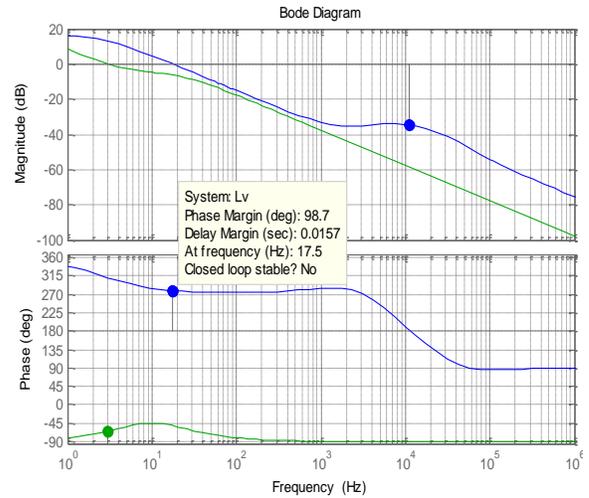


Figura 10. Respuesta de frecuencia de lazo externo abierto sin compensar $L_v(s)$ (azul) y del compensador $C_v(s)$ (verde).

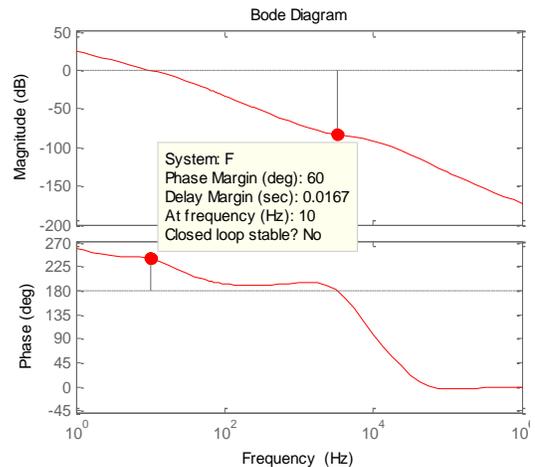


Figura 11. Respuesta de frecuencia de lazo externo abierto compensado $F(s)=L_v(s)*C_v(s)$.

5. Diseño del control de la etapa Flyback.

Para diseñar el controlador de la etapa Flyback se hace únicamente uso del control de voltaje promedio, en la figura 24 se muestra el diagrama de bloques utilizado, ya que este sistema es no lineal es necesario linealizarlo alrededor de un punto de operación para poder trabajar sobre el mismo.

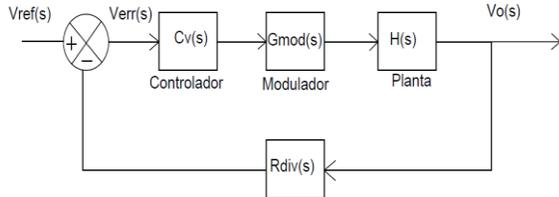


Figura 12. Diagrama del sistema de control para convertidor Flyback.

Se utiliza el modelo de pequeña señal mostrado en la figura 25, para hallar la función de transferencia $H(s)$.

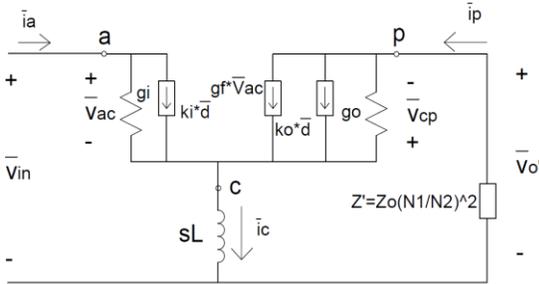


Figura 13. Convertidor Flyback equivalente de pequeña señal con circuito secundario reflejado al primario.

Realizando las operaciones matemáticas respectivas sobre el circuito de la figura 25 se obtiene la siguiente función de transferencia.

$$H(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = N * R_L * \frac{A}{B} * \frac{(s - k_o/A)}{s^2 + C/Bs + Q/B} \quad (15)$$

Donde:

$$A = [k_i(g_i + g_f) - k_o g_i] L_m \quad (16)$$

$$B = (g_f + g_o + g_i) R_L L_m C_o \quad (17)$$

$$C = R(g_o g_i N^2 L_m + C_o) + B/R_L C_o \quad (18)$$

$$Q = (g_o N^2 R_L + 1) \quad (19)$$

En la figura 27 se muestra la respuesta de frecuencia de la función de transferencia de lazo sin compensar $T(s)$ y del compensador $Gv(s)$ sintonizados para obtener un $MF = 60^\circ$ a una $f_c = 10kHz$ utilizando el método del factor k [10].

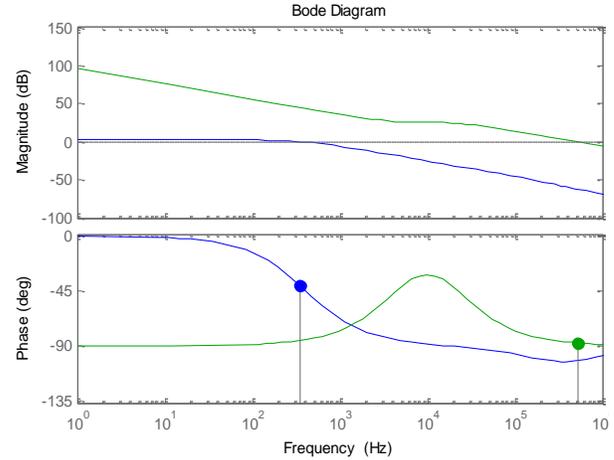


Figura 14. Superposición de la respuesta de frecuencia de lazo abierto $T(s)$ (azul) y la respuesta de frecuencia del compensador $Cv(s)$ (verde).

Finalmente, en la figura 28 se muestra la respuesta de frecuencia de la función de transferencia de lazo compensado donde se observa que el sistema es estable y se cumplen los requerimientos de diseño deseados para el controlador de la etapa Flyback.

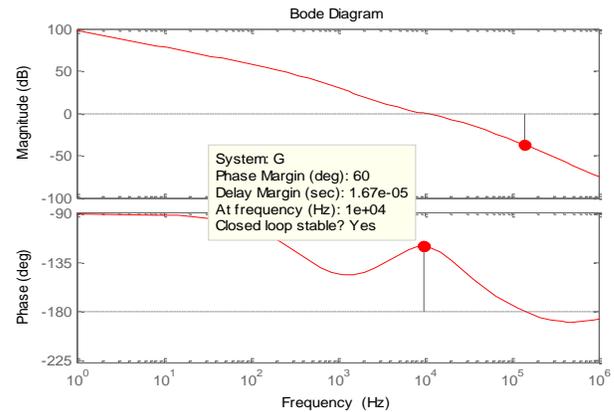


Figura 15. Respuesta en Frecuencia del Sistema Compensado

6. Simulaciones en Lazo Abierto.

Las figuras 16 y 17 presentan las simulaciones de la etapa PFC en lazo abierto. La figura 16 muestra que el voltaje y corriente son sinusoides y se encuentran en fase (se efectúa una corrección del factor de potencia) mientras que la figura 17 demuestra que el voltaje a la salida es estable.

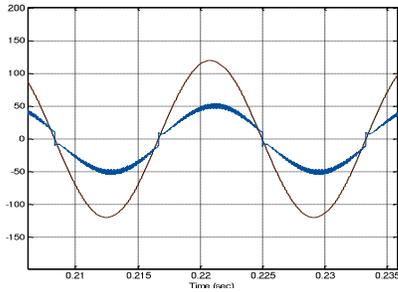


Figura 16. Voltaje y corriente de entrada del convertidor Boost-PFC.

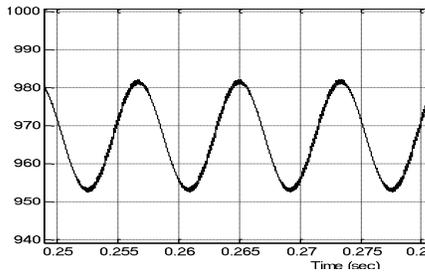


Figura 17. Voltaje de salida del convertidor BOOST_PFC.

En la figura 18 se muestran las formas de onda correspondientes al convertidor Flyback en lazo abierto, en la forma de onda de corriente de la inductancia de magnetización se observa la presencia de tiempos muertos T_{dt} lo que supone la operación en DCM, además se observa que durante el primer estado la corriente en los devanados del transformador ideal son cero lo cual concuerda con el análisis respectivo.

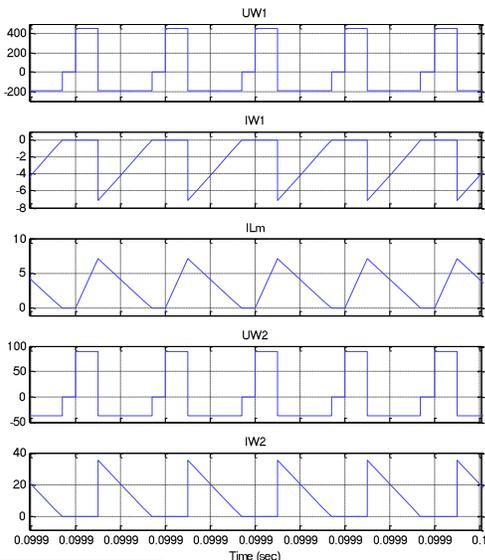


Figura 18. Formas de onda de: Voltaje en el primario, Corriente en el primario, Corriente en la inductancia de magnetización, Voltaje en el secundario, Corriente en el secundario (en orden descendente $D=0.3$ $V_{in}=450V$).

7. Simulaciones en lazo cerrado.

En las siguientes simulaciones, se verifica la operación y el comportamiento del sistema. En la figura 19 se muestra la respuesta del convertidor Boost frente a escalones de carga, el sistema presenta una respuesta aceptable dentro de los parámetros deseados.

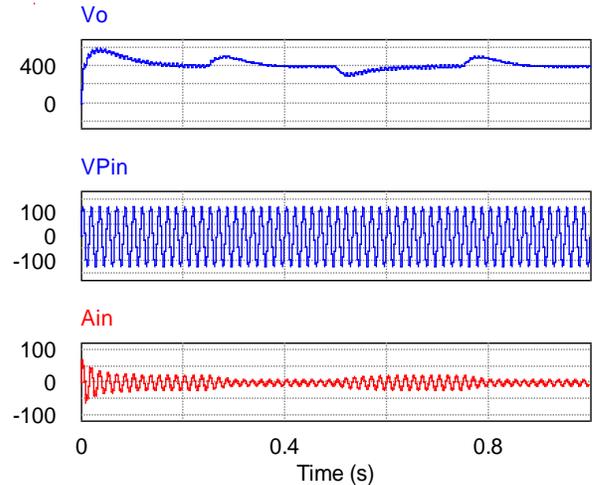


Figura 19. Señales de entrada y salida del convertidor Boost como PFC bajo condiciones de variación de carga instantánea. Voltaje de salida (azul), Corriente de entrada (rojo), Voltaje de entrada (azul).

En la figura 40 se muestra las formas de onda de voltaje de salida y corriente en la inductancia de magnetización para el convertidor Flyback en lazo cerrado, se observa la respuesta del sistema frente a una perturbación en la carga, además, se puede decir que el sistema se encuentra operando en DCM como es deseado.

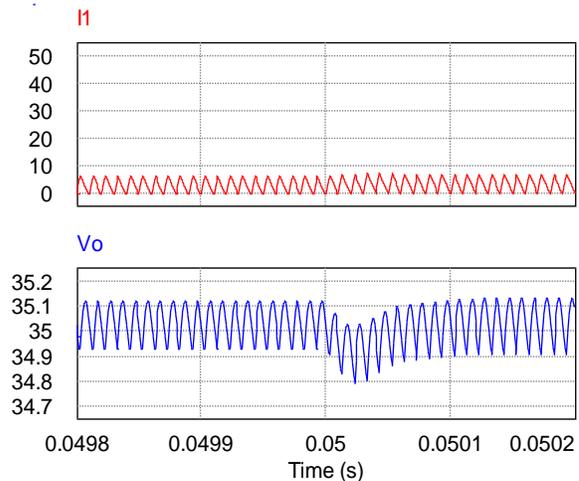


Figura 20. Corriente a través de la inductancia de magnetización L_m (Rojo) y Voltaje de salida (azul).

prototipo se implementó usando dos tarjetas, una para el circuito de control y la otra para el circuito de fuerza.



Figura 24. Implementación del Prototipo Final de la etapa PFC.

En las figuras 25 y 26 se muestran los oscilogramas de voltaje y corriente de entrada del convertidor y voltaje de salida del mismo para valores de carga del 45% de la nominal.

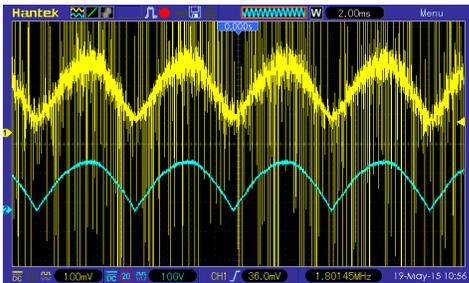


Figura 25. Voltaje y corriente de entrada al 45% de carga

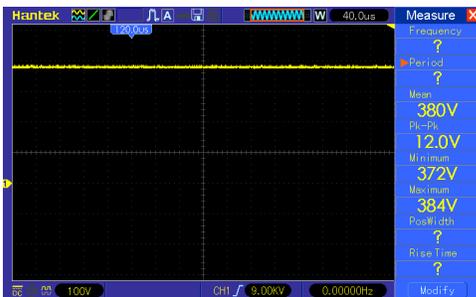


Figura 26. Voltaje de salida del convertidor al 45% de carga

En las figuras 27 y 28 se muestran los oscilogramas de voltaje en el mosfet y en el diodo boost al 45 % de carga nominal.

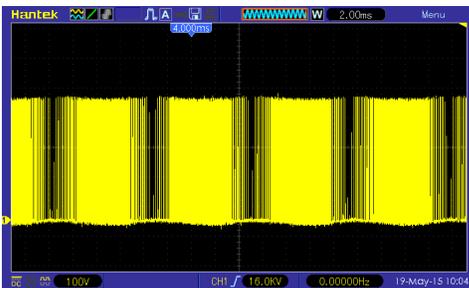


Figura 27 Voltaje Drenador a Surtidor Mosfet.

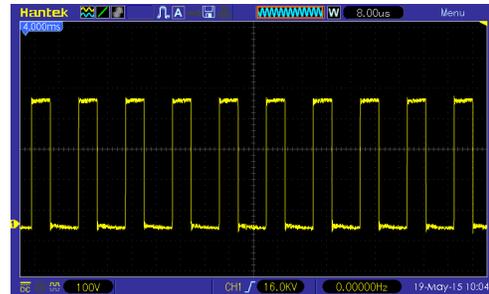


Figura 28. Vista ampliada de la figura 50.

9. Conclusiones.

Basándose en los resultados del trabajo realizado se concluye lo siguiente:

- Se cumplió con los objetivos generales de este proyecto ya que se hizo el análisis del funcionamiento de una fuente de alimentación conmutada de dos etapas y se verificó lo estudiado modelando y simulando los sistemas, además de implementar la etapa PFC.
- Se encuentran diferencias entre las señales de salida y comportamiento dinámico del convertidor Boost como PFC simulado y el real, debido a que la implementación del mismo es realizada con un circuito integrado que incluye algunas validaciones, además, cabe considerar imperfecciones en el PCB ya que fue elaborado artesanalmente.
- En las simulaciones realizadas, el voltaje en la barra DC del convertidor completo (ambas etapas en cascada) es estable ante perturbaciones en la carga, además, su tiempo de respuesta es apropiado y es capaz de manejar la máxima carga establecida, por lo que se puede concluir que el proceso de diseño fue correcto.
- Se observa que en el circuito simulado así como en el real, se cumple el valor de rizado establecido en el diseño para el voltaje de salida del convertidor completo ya que el mismo es menor al 1.5% del valor de estabilización.

10. Agradecimiento.

Agradecemos a Dios por estar siempre a nuestro lado y darnos cada día la fuerza para seguir adelante, a nuestros padres por ser ese apoyo incondicional y por la motivación que nos brindaron a lo largo de nuestros estudios, finalmente nos queda agradecer a todas las personas que han contribuido de manera incondicional

en nuestra formación, docentes que siempre estuvieron dispuestos a extendernos la mano y amigos que siempre estuvieron ahí.

11. Referencias

[1] Marian K. Kazimierczuk, "Introduction," in Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters. Wiley:2008, pp. 1-22.

[2] Keng C. Wu, "AC-DC Power Factor Correction Supplies," in Switch-Mode Power Converters Design and Analysis. ELSEVIER: 2006, pp. 203-216.

[3] Abraham I. Pressman, Keith Billings& Taylor Money, "Power Factor and Power Factor Correction," in *Switching Power Supply Design*. McGrawHill: 2009, pp. 669-697.

[4] Marian K. Kazimierczuk, "Boost PWM DC-DC Converter," in Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters. Wiley: 2008, pp. 85-137

[5] 8-Pin Continuous Conduction Mode (CCM) PFC Controller, SLUS755B. Texas Instruments, Texas, Revised December 2007.

[6] Marian K. Kazimierczuk, "Flyback PWM DC-DC Converter," in Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters. Wiley: 2008, pp. 189-236.

[7] Abraham I. Pressman, Keith Billings& Taylor Money, "Flyback Converter Topologies," in *Switching Power Supply Design*. McGrawHill: 2009, pp. 117-160

[8] Vatché Vorpérian "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part II: Discontinuous Conduction Mode", IEEE Transactions on Aerospace and electronic Systems VOL 26, NO. 3 MAY 1990.

[9] Vatché Vorpérian "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode", IEEE Transactions on Aerospace and electronic Systems VOL 26, NO. 3 MAY 1990.

[10] LIYU CAO "Type III Compensator Design for Power Converters" Power Electronics Technology January 2011.

[11] Chen Zou y Milan M. Jovanovich. "Design Trades off in Continuous Current Mode Controlled Boost Power-Factor Correction Circuits" May 1992 Proceedings.