

# **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 un Conmutador (Single-Switch Flyback Converter) e Implementación de su Etapa AC-DC.**

Víctor Andrés Arce Domínguez  
Brian Martín Laaz Ochoa  
Ing. Síxifo Daniel Falcones Zambrano, PhD.  
Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación (FIEC)  
Escuela Superior Politécnica del Litoral (ESPOL)  
Campus Gustavo Galindo, Km 30.5 vía Perimetral  
Apartado 09-01-5863. Guayaquil-Ecuador  
varce@espol.edu.ec  
bmlaaz@espol.edu.ec  
sixifo@espol.edu.ec

## **Resumen**

*En este artículo se presenta el diseño de una fuente de alimentación conmutada de dos etapas: AC-DC con un convertidor tipo Boost con Corrección de Factor de Potencia y DC-DC con un Convertidor de tipo Flyback e implementación de su etapa AC-DC. Para el diseño se empleó la topología básica del convertidor Boost y del convertidor Flyback, con las cuales se dimensiono los elementos de potencia, en base a las especificaciones de corriente y voltaje, de igual manera se usó los parámetros para la identificación de los sistemas y el diseño de los controladores. Los resultados obtenidos estuvieron acorde a los valores calculados teóricamente, y en base a la simulación en Simulink se comprobó dichos valores. En la implementación de la etapa AC-DC, se consiguió una respuesta de los controladores acorde a lo planteado en el diseño, con lo cual se obtuvo un voltaje de salida capaz de seguir a la referencia con un error mínimo. Finalmente se diseñó una fuente de alimentación conmutada capaz de entregar una potencia entre 30 y 120 watts, con una corriente máxima de 5 amperios.*

**Palabras Claves:** Fuentes de alimentación conmutada, Distorsión Armónica, Eficiencia, Software Simulink.

## **Abstract**

*This article is about the design of a Switching Power Supply of two stages: AC-DC with a Boost type converter with a Power Factor Correction and a DC-DC converter Flyback type and implementation of its AC-DC stage. For the design, the basic topology of the Boost converter and the Flyback converter were used, in which the elements of power were dimensioned based on the specifications of current and voltage. For the same manner, the parameters for identifying systems were used and the design of the controllers. The results obtained were consistent with the values calculated theoretically, and based on a simulation in Simulink these values were found. In the implementation of the AC-DC stage, the responses of the controllers were achieved according to what was set in the design whereby an output voltage able to follow the reference with a minimal error was obtained. Finally was designed a Switching Power Supply capable of delivering a capacity between 30 and 120 watts, witch a maximum current of 5 amps design.*

**Keywords:** Switching Mode Power Supplies, Harmonic Distortion, Efficiency, Software Simulink.

## 1. Introducción

La actual demanda de energía eléctrica en el país, junto a los avances tecnológicos que diariamente buscan aumentar eficiencia y reducir tamaño, hace imperativo la implementación de sistemas de alimentación que tengan un alto grado de eficiencia, capaces de reducir los efectos de un bajo factor de potencia (FP) y abastecer de forma adecuada las necesidades de los equipos existentes y nuevos que se puedan adquirir.

Las fuentes de alimentación lineales son simples de diseñar, con buena respuesta dinámica pero presentan grandes inconvenientes en cuestión de eficiencia y tamaño, dado que sus dispositivos de acción siempre se encuentran en zona lineal, gran cantidad de potencia que se debería entregar a la carga se ve disipada en forma de calor por las etapas de regulación. Los reguladores lineales generan algo o nada de ruido eléctrico en su salida, su tiempo de respuesta a cambios en la corriente de salida es mínimo. La principal desventaja del regulador lineal, es que solo puede ser utilizado como un reductor de voltaje, lo que implica que en el diseño se debe usar una entrada de voltaje mínimo, 2 veces mayor que el voltaje de salida requerido, cada regulador lineal solo puede tener una salida a la vez, con lo cual se necesitaría varias etapas de regulación para obtener salidas de diferentes valores que actúen al mismo tiempo lo cual incrementa el costo de forma significativa.

En general los reguladores lineales usados en aplicaciones típicas tienen una eficiencia del 30 al 60%. Lo cual indica que por cada watt que se entrega a la carga, más de un watt se desperdicia dentro de las etapas de la fuente.

Los inconvenientes anteriormente mencionados hacen que los reguladores conmutados sean la mejor opción para superar estos problemas, la implementación de fuentes conmutadas presenta una alta eficiencia y un reducido tamaño, dado que su operación se basa en el encendido y apagado de los elementos a una alta frecuencia que por lo general es superior a los 50KHz.

El regulador conmutado evita prácticamente todos los efectos del regulador lineal, lo principal sería su eficiencia, la cual se encuentran típicamente entre el 68 y 90%, lo cual reduce drásticamente el tamaño de los elementos y de los disipadores de calor, con lo cual el costo se reduce significativamente, comparando los transistores en los reguladores conmutados no trabajan en zona lineal, estos trabajan en sus puntos de operación más eficientes: corte y saturación sacando el máximo provecho de los transistores.

Dada la topología de funcionamiento en el cual la fuente conmutada toma energía de la entrada mediante pulsos de tiempo limitado a frecuencia alta y los transfiere a la salida en condiciones de voltaje y corriente

diferentes, hacen que tenga un tiempo de estabilización bastante elevado, junto a una lenta respuesta ante cambios en la carga, lo cual se conoce como “respuesta transitoria en el tiempo”. Para compensar la respuesta lenta del sistema, se debe usar capacitores de filtro a la salida lo suficientemente grandes para compensar y almacenar la energía que se entrega a la carga, mientras el sistema de control ajusta y estabiliza la fuente conmutada.

La implementación de filtros no garantiza un buen factor de potencia en la fuente con respecto a la línea, para lo cual la implementación de una etapa de corrección del factor de potencia (PFC), garantiza que la distorsión armónica total (THD), que se refleja en la línea se vuelva bastante pequeña.

## 2. Esquema de la Etapa AC-DC a Lazo Abierto

El esquema de la etapa AC-DC básicamente consiste en un convertidor tipo Boost.

### 2.1. Convertidor Boost

El convertidor *Boost* es un convertidor de potencia cuya salida es mayor que el voltaje de entrada pero en forma continua. Este convertidor está compuesto por un semiconductor, el cual puede ser un MOSFET, IGBT o BJT que cumple con la función de un *Switch*, también posee un diodo y filtros construidos a través de bobinas y capacitores para mejorar su rendimiento. [7]

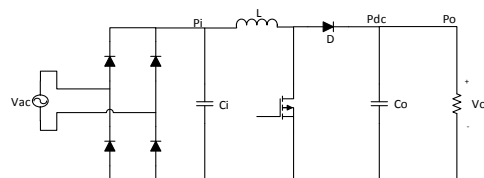


Figura 1. Topología de un Convertidor Boost

En la figura 1. Se observa la topología del convertidor *Boost*, el Diodo y el MOSFET son modelados como componentes ideales. Si los dos componentes de conmutación son ideales, su comportamiento es semejante al de un interruptor ideal, es decir puede estar abierto(OFF) o cerrado(ON) debido a que solo se tiene el control del MOSFET, el diodo cambiará con respecto a la polaridad en sus terminales y la corriente que lo atraviesa cuando está conduciendo.

### 2.2. Estados de Operación del Convertidor Boost

El Convertidor Boost presenta dos estados de operación: estado de carga y de descarga.

### • Estado de Carga

En la figura 2 se observa el comportamiento del circuito, cuando el Switch está encendido, la energía de la fuente de entrada se almacena en el inductor, y el capacitor de salida alimenta a la carga.

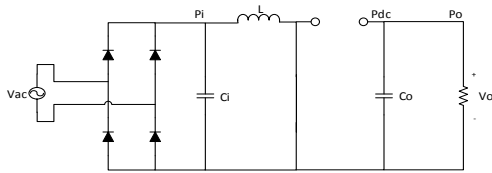


Figura 2. Convertidor Boost en el Estado de Carga

### • Estado de Descarga

En este estado el *Switch* se abre, por lo tanto la corriente comienza a circular por la carga y a la vez el capacitor se está cargando. Cuando el capacitor está cargado, la corriente pasa a circular solo por la carga, en la figura 3 se muestra el circuito equivalente del estado de descarga. [7]

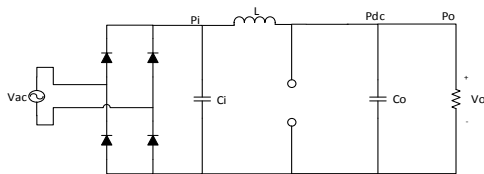


Figura 3. Convertidor Boost en el Estado de Descarga

En la figura 4 se observa las formas de ondas de los dos estados de operación. En la parte superior se tiene la onda del ciclo de trabajo, cuando está en alto el Switch se enciende y la corriente en el inductor comienza a crecer de forma lineal, el voltaje del switch  $V_{sw}$  es cero debido a que se comporta como un cortocircuito. El voltaje en la carga  $V_o$  se mantiene constante alrededor de un valor referenciado.

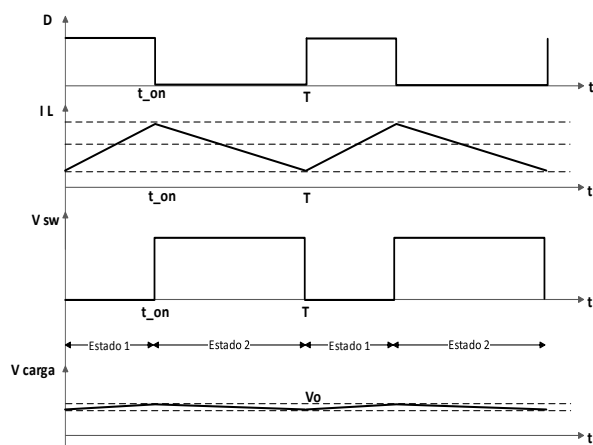


Figura 4. Formas de Onda del Convertidor Boost en sus dos estados

## 3. Esquema de la Etapa DC-DC a Lazo Abierto

El esquema de la etapa DC-DC consiste en un Convertidor de tipo Flyback.

### 3.1. Convertidor Flyback

EL convertidor Flyback es un tipo de convertidor DC a DC que consta con un aislamiento galvánico en la entrada y en la salida. Consta de dos bobinas acopladas, se suele cometer el error de hablar de un transformador como un elemento de aislamiento pero no es así, ya que el transformador no sirve como almacenamiento de energía, mientras que el inductor del convertidor Flyback almacena toda la energía en el núcleo magnético.

La topología de este convertidor es considerable la más simple entre otros convertidores. La entrada al circuito es generalmente una tensión de corriente continua no regulada obtenida por la rectificación de la tensión de AC, seguido de un filtro condensador simple. Requiere un único conmutador controlable como es el MOSFET y la frecuencia de conmutación es habitual en el intervalo de 100 kHz.

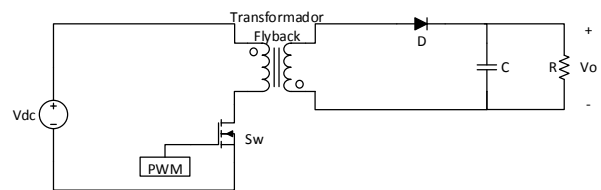


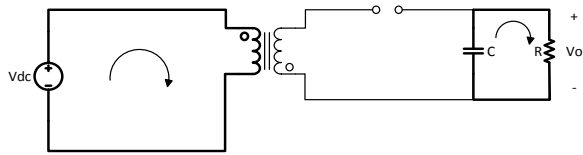
Figura 5. Topología Básica del Convertidor Flyback

### 3.2. Principio de Operación del Convertidor Flyback

Durante el periodo de operación del convertidor Flyback asume diferentes configuraciones. Cada una de estas configuraciones de circuito ha sido analizada como estados de funcionamiento del circuito. La operación completa del circuito se explica con la ayuda de circuitos funcionalmente equivalentes en estos diferentes estados. [6]

#### • Primer Estado

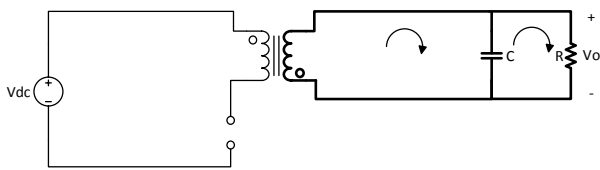
En el primer estado se observa que el *Switch* está activado, la corriente que sale de la fuente de entrada empieza a fluir por el devanado primario del transformador y de esta forma comienza a almacenar energía en el inductor. Mientras que en el devanado secundario al principio no posee energía alguna y el único que posee de carga es el capacitor el que hace que fluya corriente hacia la carga, ya que el diodo se encuentra conectado en serie con el devanado secundario y esta polarizado inversamente y se comporta como circuito abierto como se muestra en la figura 6. [6]



**Figura 6.** Convertidor Flyback en el Primer Estado de Operación

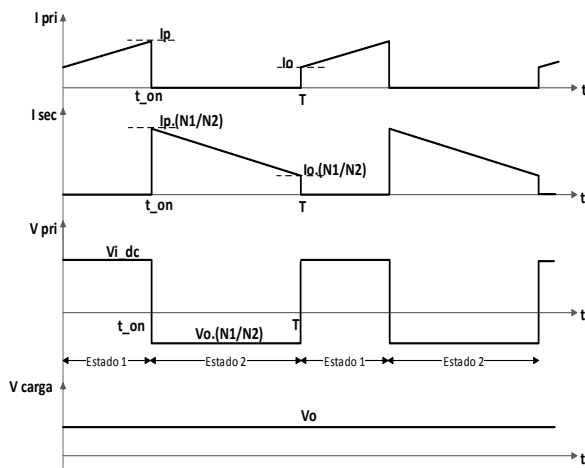
### • Segundo Estado

En este estado el interruptor se apaga, la corriente en el devanado primario se hace cero debido a que se abre el interruptor y comienza la transferencia de energía al devanado secundario como se observa en la figura 7. El diodo queda polarizado y comienza a cargarse el condensador de salida.



**Figura 7.** Convertidor Flyback en el Segundo Estado de Operación

En la figura 8 se observa las señales de corriente y voltaje del convertidor Flyback, si el interruptor permanece apagado durante un tiempo considerable, la corriente en el secundario llega a un punto en el que decae a un valor mínimo, mientras que la energía del campo magnético queda totalmente transferida al capacitor de salida y a la carga.



**Figura 8.** Señales de Corriente y Voltaje del Convertidor Flyback

## 4. Diseño de la Etapa AC-DC

Para el diseño de la etapa PFC se considera como entrada el voltaje de red de 110Vac a 60Hz, la frecuencia de conmutación es 65kHz de acuerdo al funcionamiento del controlador, para obtener una salida de 200 watts a

200 voltios con una eficiencia deseada del 90%. En la tabla 1 se muestran las especificaciones anteriormente mencionadas.

**Tabla 1.** Especificaciones de Diseño de la Etapa AC-DC

Nombre	Valor	Unidad
Frecuencia de Conmutación	65	kHz
Vi (Voltaje de Entrada)	110	Vac
Frecuencia de Línea	60	Hz
Vo (Voltaje de Salida)	200	VDC
Po (Potencia de Salida)	200	W
Factor de Potencia	0.95	
Eficiencia	0.9	

### 4.1. Puente Rectificador

Asumiendo una caída de tensión directa,  $V_{F\_BRIDGE}$ , de 0,95V a través de los diodos rectificadores la pérdida de potencia en el puente de entrada,  $P_{BRIDGE}$ , se puede calcular con la ecuación:

$$P_{BRIDGE} = 2 \cdot V_{BRIDGE} \cdot I_{IN\_AVG(max)} \quad (1)$$

$$P_{BRIDGE} = 2 \times 0,95 \times 2 = 4W$$

### 4.2. Capacitor de Entrada

Permitir una corriente de rizado en el inductor,  $I_{RIPPLE}$ , de 10% y un voltaje de alta frecuencia con factor de rizado,  $V_{RIPPLE\_IN}$ , de 5% el máximo valor del capacitor de entrada  $C_{IN}$ , determinando primero la corriente de ondulación de entrada  $I_{RIPPLE}$ , y el rizado del voltaje de entrada,  $V_{RIPPLE\_IN}$ .

$$I_{RIPPLE} = \Delta I_{RIPPLE} \cdot I_{IN\_PEAK(max)} \quad (2)$$

$$I_{RIPPLE} = 0.1 \times 3.5 = 0.315A$$

$$V_{IN\_RECTIFIED(min)} = \sqrt{2} \times V_{IN} \quad (3)$$

$$\Delta V_{RIPPLE\_IN} = 0.05$$

$$V_{IN\_RIPPLE(max)} = \Delta V_{RIPPLE\_IN} \cdot V_{IN\_RECTIFIED(min)} \quad (4)$$

$$V_{IN\_RIPPLE(max)} = 0.05 \times 148.49 = 7.42V$$

El valor del capacitor de entrada es:

$$C_{IN} = \frac{I_{RIPPLE}}{8 \cdot f_{sw} \cdot V_{IN\_RIPPLE(max)}} \quad (5)$$

$$C_{IN} = \frac{0,315A}{8 \times 65kHz \times 7.42} = 0.12nF$$

### 4.3. Inductor Boost

El inductor del convertidor Boost,  $L_{BST}$ , se selecciona después de determinar la corriente de pico máxima del inductor,  $I_{L\_PEAK(max)}$ , la cual es igual a la corriente máxima de entrada pico más la corriente de ondulación de entrada dividida para dos.

$$I_{L\_PEAK(max)} = I_{IN\_PEAK(max)} + \frac{I_{RIPPLE}}{2} \quad (6)$$

$$I_{L\_PEAK(max)} = 3.15 + \frac{0.315}{2} = 3.31A$$

El valor mínimo del inductor se calcula con base en un ciclo de trabajo en el peor caso de 0.5 y la corriente de ondulación de entrada cuyo valor se encuentra en la ecuación 2:

$$L_{BST(min)} \geq \frac{V_{OUT}DUTY(1 - DUTY)}{f_{sw(typ)}I_{RIPPLE}} \quad (7)$$

$$L_{BST(min)} \geq \frac{200 \times 0.5(1 - 0.5)}{65kHz \times 0.315} \geq 2.44mH$$

El valor real del inductor que se utiliza es de 2.44mH

#### 4.4. Diodo del Convertidor Elevador

Las pérdidas de diodo se estiman en base a la caída de tensión,  $V_F$ , a  $125^\circ C$  y la recuperación inversa a la carga,  $Q_{RR}$ , del diodo según su datasheet. El uso de un diodo de carburo de silicón, aunque es más caro, esencialmente eliminará las pérdidas de recuperación:

$$V_{F,125C} = 1.5V$$

$$Q_{RR} = 0nC$$

$$P_{DIODE} = V_{F,125C} \cdot I_{OUT} + 0.5f_{SW} \cdot V_{OUT} \cdot Q_{RR} \quad (8)$$

$$P_{DIODE} = 1.5W$$

#### 4.5. Capacitor de Salida

El condensador de salida,  $C_{OUT}$ , está dimensionado para mantener los requerimientos del convertidor.

$$C_{OUT(min)} \geq \frac{2P_{OUT}t_{HOLDUP}}{V_{OUT}^2 - V_{OUT\_HOLDUP(min)}^2} \quad (9)$$

$$t_{HOLDUP} = \frac{1}{f_{LINE(min)}} = \frac{1}{59.9Hz} = 16.69ms \quad (10)$$

$$C_{OUT(min)} \geq \frac{2 \times 200W \times 16.69ms}{200^2 - 150^2} \geq 381.38\mu F$$

El capacitor seleccionado es de 390uF.

#### 4.6. Simulación a Lazo Abierto de la Etapa AC-DC

En esta sección se observa el diseño del circuito de lazo abierto del convertidor Boost, el cual se lo desarrolló en Matlab en el entorno gráfico de Simulink. También se podrán observar las gráficas

de corriente y voltaje a la salida del convertidor. A continuación en la figura 9 se muestra el diseño del convertidor Boost a lazo abierto en Simulink.

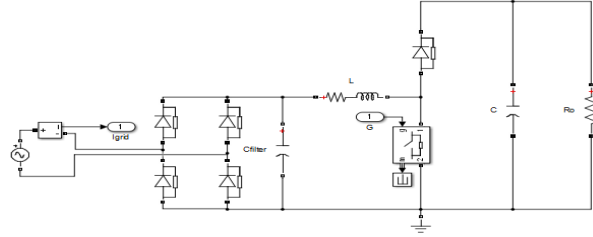


Figura 9. Topología de la Etapa del Convertidor Boost a Lazo Abierto

En la figura 10 se observan las señales de voltaje tanto de la entrada (azul) como el de la salida (rojo), se observa que el voltaje de salida es igual a 200V tal como se indicó en la tabla 1. También se observa el rizado del voltaje a la salida con una pequeña variación de  $\pm 5V$ , luego se ve la corriente de entrada alterna y por último la corriente en el inductor.

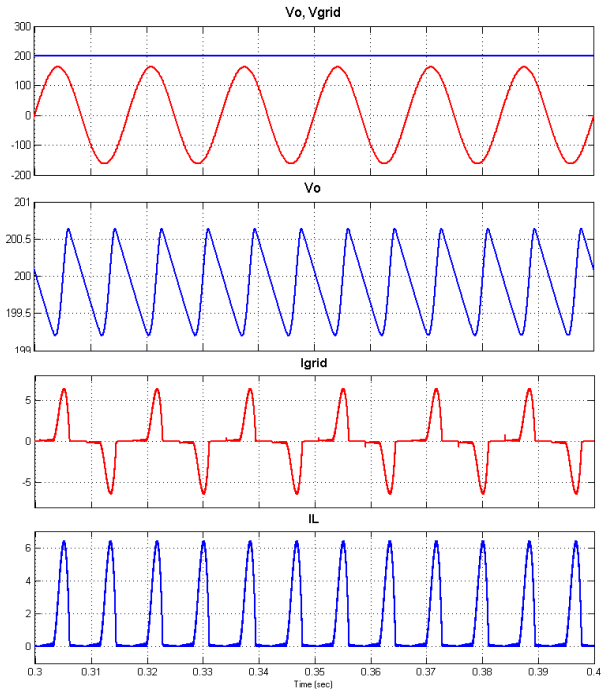


Figura 10. Señales de Entrada y Salida del Convertidor Boost a Lazo Abierto

### 5. Diseño de la Etapa DC-DC

Se presenta el diseño de la segunda etapa la cual consiste en un convertidor Flyback en modo de operación continuo, que cumpla con las siguientes características que se muestra en la tabla 2.

**Tabla 1.** Especificaciones de Diseño del Convertidor Flyback

Nombre	Valor	Unidad
Frecuencia de Conmutación	65	kHz
Vi Nominal	200	VDC
Vi Máximo	210	VDC
Vi Mínimo	190	VDC
Vo (Voltaje de Salida)	24	VDC
Corriente Máxima de Salida	5	A
Po (Potencia de Salida)	120	W
Rizado de Voltaje en Vo	2%	
Rizado de Corriente	5%	

Este convertidor Flyback será capaz de mantener un voltaje de salida constante, 24VDC para oscilaciones +/- 0.5V con una corriente de salida de 5A cuyo rizado es de un 5%, la entrada del convertidor será de 200 VDC [11]

### 5.1. Diodo de Salida

El máximo voltaje y potencia que debe soportar el diodo es:

$$V_{d_{max}} = V_{i_{max}} \cdot N_{sp} + V_o \quad (11)$$

$$V_{d_{max}} = 60.33V$$

$$P_d = I_{s_{rms}} \cdot V_{d_{fw}}(1 - D_{max} - D_{dt}) \quad (12)$$

$$P_d = 6.8W$$

### 5.2. Capacitor de Salida y Voltaje de Rizado

Para obtener el voltaje de rizado de salida se tiene que cumplir los siguientes criterios:

$$I = C \cdot \frac{dV}{dt} \quad (13)$$

$$dV = 2\%$$

$$V_{rp} = V_o \cdot dV \quad (14)$$

$$V_{rp} = 0.48V$$

El capacitor de salida es igual a:

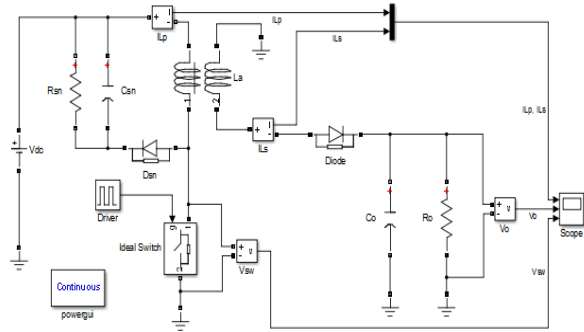
$$C_{out} = I_{s_{pk}} \cdot \frac{T - T_{on_{max}}}{V_{rp}} \quad (15)$$

$$C_{out} = 770.33\mu F$$

En donde T corresponde al período, Ton (Max) es el tiempo durante el cual, el ciclo de trabajo es máximo y Is es la corriente pico del secundario.

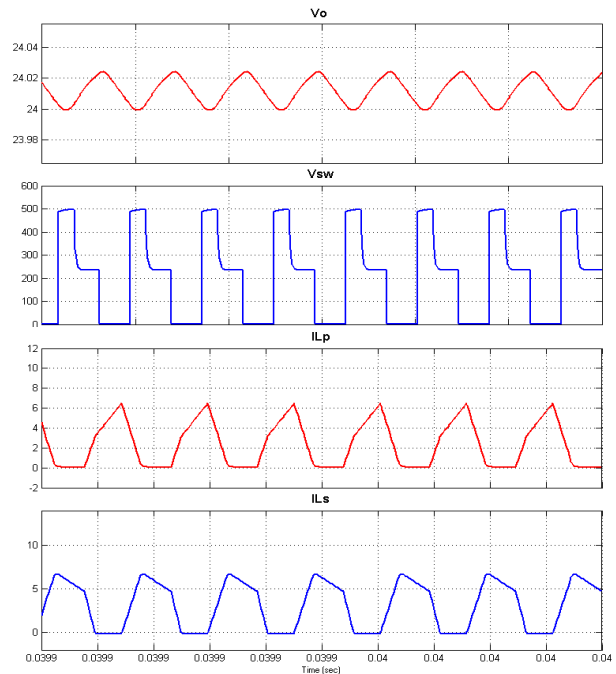
### 5.3. Simulación a Lazo Abierto de la Etapa DC-DC

En esta sección se muestra el diseño a lazo abierto del convertidor Flyback, y también se muestra las señales de corriente y voltaje.



**Figura 11.** Topología del Convertidor Flyback en Simulink a Lazo Abierto

En la figura 12 se observa el comportamiento de las corrientes tanto en el primario como en el secundario del transformador Flyback. También se observa el comportamiento del voltaje a la salida del convertidor, el cual oscila alrededor de 24 voltios que es el valor deseado.



**Figura 12.** Señales de Entrada y Salida del Convertidor Flyback a Lazo Abierto

## 7. Diseño de los controladores de las etapas AC-DC con PFC y DC-DC.

Se presenta el diseño de los controladores de las dos etapas, tanto para el convertidor Boost con PFC, como para el convertidor Flyback, para lo cual se usa la herramienta Matlab, con el objetivo de observar las señales de voltaje y corriente para el lazo de control. Para el PFC se debe usar dos lazos de control uno interno que corresponde al de corriente y uno externo que es el lazo de voltaje, para obtener la corrección del FP. Para el convertidor Flyback se usa un lazo de control de voltaje.

### 7.1. Ganancia de Voltaje del Convertidor Boost y controlador del lazo de Voltaje.

La función de transferencia se obtiene tomando como salida la energía del capacitor y como entrada la corriente pico del inductor.

$$G_{pv} = \frac{E(s)}{I_{tpk}(s)} = \frac{V_{gridpk}}{s} \quad (16)$$

A partir de la ecuación (16) se puede diseñar el controlador del lazo de voltaje de la etapa PFC, usando el método del factor K, donde la función de transferencia resultante es la siguiente:

$$G_{cv} = \frac{(0.0297)s + 1}{(8.195e^{-5})s^2 + (0.03844)s} \quad (17)$$

### 7.2. Ganancia de Corriente del Convertidor Boost y controlador del lazo de Corriente.

Realizando el mismo análisis para el lazo de corriente, para encontrar un controlador apropiado al sistema.

$$G_{pi} = \frac{-V_{oref}}{s + \frac{R_L}{L}} \quad (18)$$

Y usando el método del factor k, donde la función de transferencia para el controlador de lazo de corriente es:

$$G_{ci} = \frac{(-0.0001976)s - 1}{(1.224e^{-8})s^2 + (0.0008591)s} \quad (19)$$

Una vez obtenidas las funciones de transferencia de los controladores se procede a verificar su funcionamiento con el siguiente modelo que se observa en la figura 13.

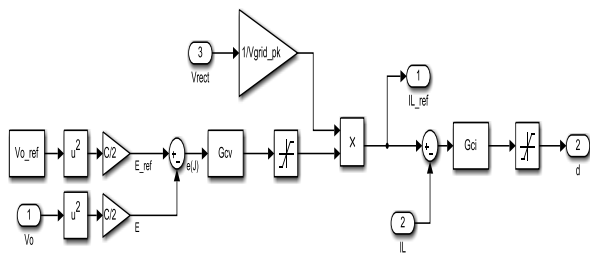


Figura 13. Modelo en Simulink del Controlador de Voltaje y Corriente en Cascada del Convertidor Boost.

### 7.3. Ganancia de Voltaje del Convertidor Flyback y controlador del lazo de Voltaje.

Para el control del convertidor Flyback hemos seleccionado un lazo de control de voltaje por su sencillez técnica, para lo cual nos basamos en el modelo matemático de un convertidor Boost el cual comparte las características con el convertidor Flyback para así determinar la función de transferencia del circuito la cual tiene la siguiente expresión.

$$G_{pvF} = G_0 \frac{(1 + \frac{s}{\omega_{z1}})(1 - \frac{s}{\omega_{z2}})}{(1 + \frac{s}{\omega_p})} \quad (20)$$

A partir de la función de transferencia se puede diseñar el controlador del lazo de voltaje, usando el método del factor K, donde la función de transferencia resultante es la siguiente:

$$G_{cvF} = \frac{1}{0.03204s} \quad (21)$$

Una vez obtenidas la función de transferencia del controlador se procede a verificar su funcionamiento con el modelo de la figura 4.6.

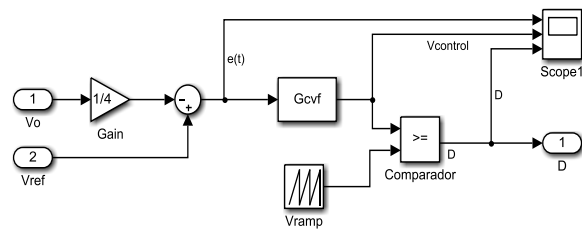


Figura 14. Modelo en Simulink del sistema de control para el Convertidor Flyback.

## 8. Simulaciones y Resultados

Se presenta la unión de las dos etapas implementadas en Simulink, figuras 15 y 16 también se realizan algunas pruebas para observar el compartimiento de ambos controles en cada etapa al variar la carga.

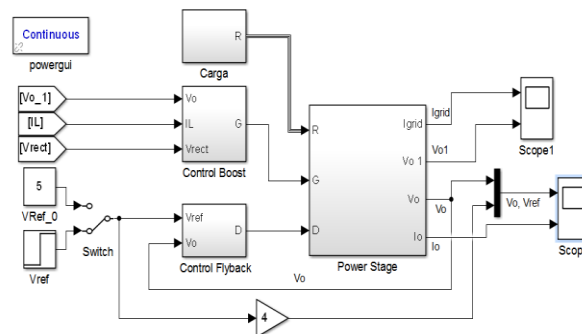


Figura 15. Esquema de la Fuente de Alimentación Conmutada de dos Etapas.

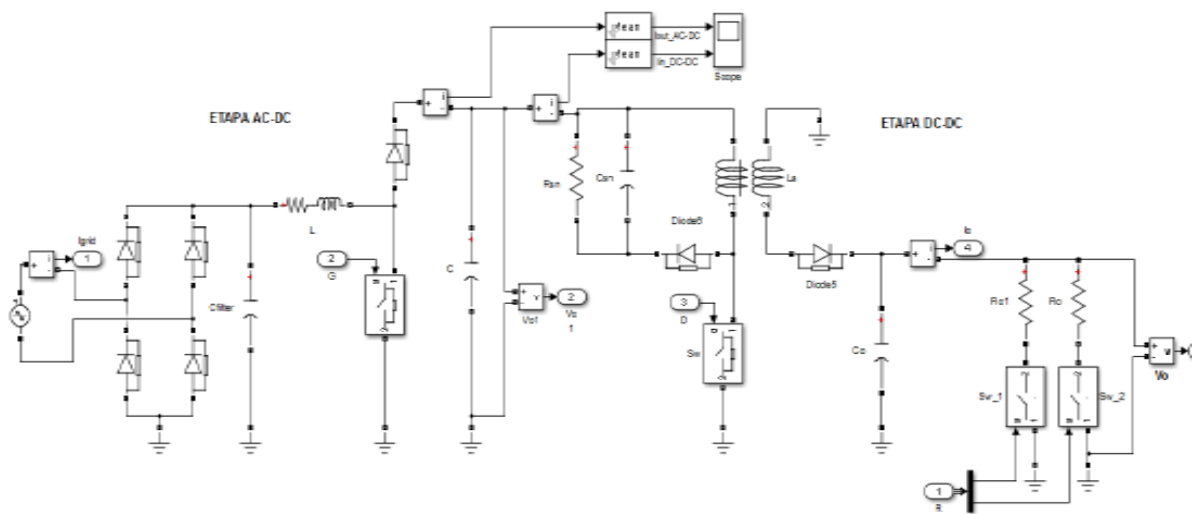


Figura 17. Esquema interno del Power Stage.

### 8.1. Simulación de la Fuente Conmutada de dos Etapas.

En la figura 16 se observa la respuesta del voltaje de salida  $V_o$  ante un cambio de referencia en  $t=0.125$  Seg., la cual aumenta de 10 a 20 voltios, el mismo que se estabiliza en aproximadamente 30mSeg según las gráficas obtenidas, este cambio de referencia ante una carga constante se refleja con un aumento de la corriente requerida por la etapa DC-DC, afectando la etapa AC-DC que responde ante el aumento de corriente con la disminución del voltaje  $V_{o1}$ , el cual se estabiliza nuevamente en su valor nominal de 200 voltios por el efecto del controlador en aproximadamente 75mSeg. También se aprecian las corrientes de entrada DC-DC y salida AC-DC en el capacitor, que confirman el comportamiento del mismo.

Manteniendo el voltaje de referencia constante en 20 voltios y aplicando un cambio de carga a un tercio del valor previo en  $t=0.250$  Seg., Los voltajes  $V_o$  y  $V_{o1}$  disminuyen ante el aumento de corriente ocasionado en la carga, el cual repercute en la corriente de entrada de la etapa AC-DC donde se observa que a valores más elevados el corrector de factor de potencia funciona mejor, aproximando la forma onda de la corriente a una señal sinusoidal, lo cual se comprueba con el análisis THD el cual muestra que la distorsión es mínima a plena carga.

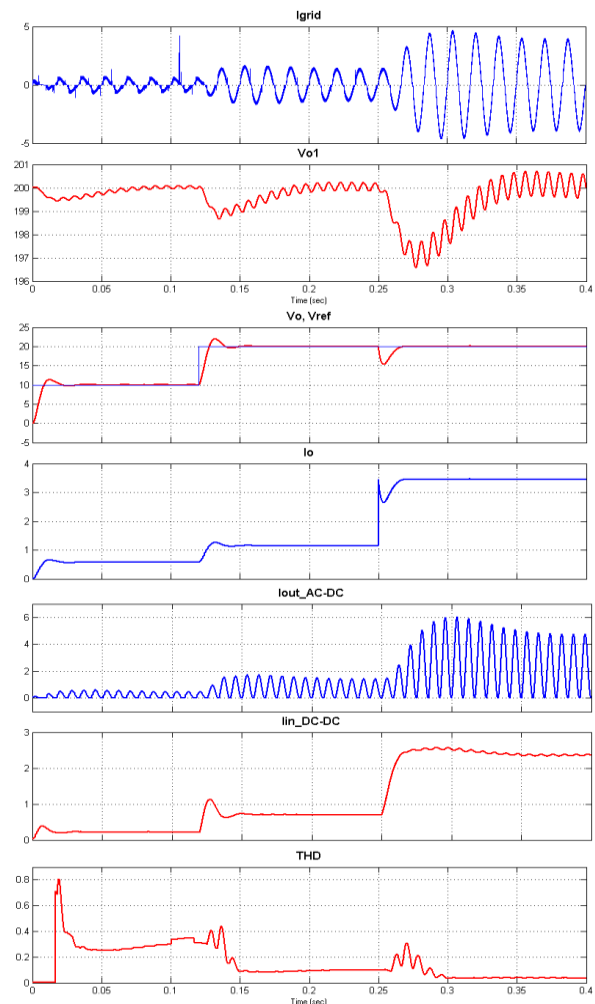


Figura 16. Comportamiento de las señales de voltaje y corriente ante un cambio en referencia en  $t=125$ ms y un cambio de carga en  $t=250$ ms y distorsión armónica total THD de la corriente de red.



## 8.2. Implementación de la Etapa AC-DC en PCB

Para la implementación de la etapa AC-DC se utilizó el diseño de PCB que se observa en la figura 18.



Figura 18. Circuito en PCB de la Etapa AC-DC.

En la figura 19. Se observan las señales del voltaje rectificado y del voltaje de salida, donde el voltaje de entrada AC tiene un valor pico de 170V y la señal de salida DC tiene un valor pico de 198V, con lo cual se demuestra el correcto funcionamiento del convertidor Boost. De igual manera se demuestra que el voltaje de rizado pico a pico en la salida es solo de 10V como se estimó en los cálculos del diseño.

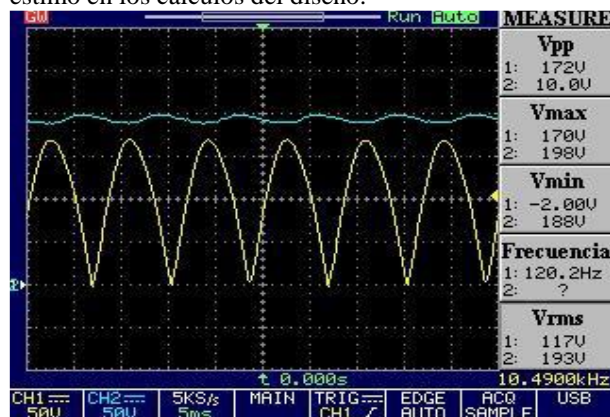


Figura 19. Señales de Voltaje: Ch1. Voltaje Rectificado y Ch2. Voltaje Vo.

De igual manera en la figura 20. Se observa la forma de onda de la corriente rectificada a la entrada, la cual tiene una forma sinusoidal aproximada con lo cual se demuestra el correcto funcionamiento del sistema PFC.

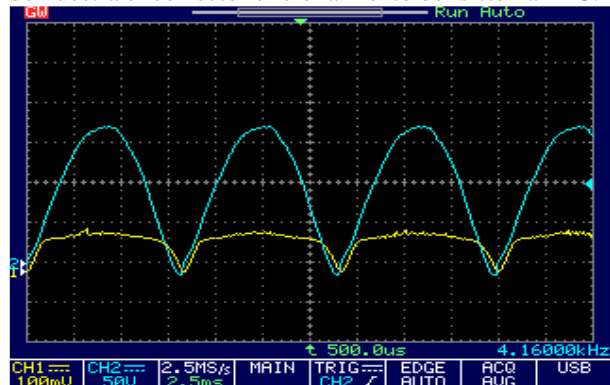


Figura 20. Voltaje Ch2 y Corriente Ch1 rectificadas en fase, por acción del controlador PFC.

En la figura 21 se muestra la respuesta del controlador ante un cambio, al aumentar la corriente de carga el voltaje disminuye momentáneamente hasta regresar a su valor nominal de igual manera al responder ante este cambio el rizado del voltaje de salida aumenta. Dado que para aumentar la corriente en la carga, la corriente del capacitor de salida disminuye ocasionando un mayor tiempo entre la carga y descarga del mismo, reflejándose en un mayor porcentaje de rizado.

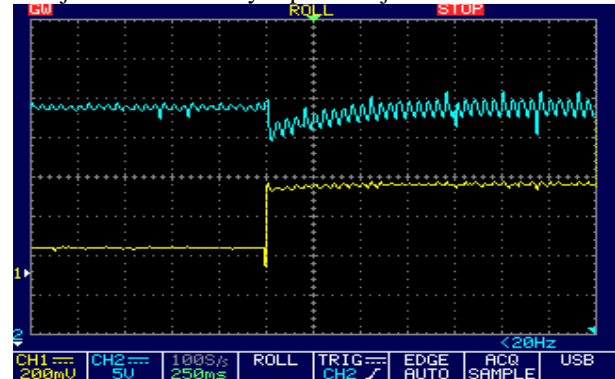


Figura 21. Ch2: Respuesta del voltaje de salida Ch2, ante un aumento en Ch1: corriente de la carga.

En la figura 22 se muestra la respuesta del controlador ante la disminución de la corriente de carga, el voltaje aumenta momentáneamente hasta regresar a su valor nominal, se puede apreciar que a diferencia del cambio anterior no se puede notar un pico de voltaje, esta saturación se debe al efecto del controlador para no sobrepasar los límites del diseño, de igual manera al responder ante este cambio el rizado del voltaje de salida disminuye. Dado que al disminuir la corriente en la carga, la corriente del capacitor de salida aumenta ocasionando un menor tiempo entre la carga y descarga del mismo.

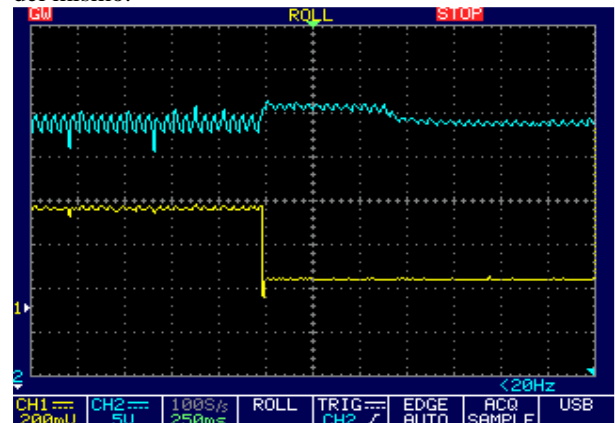


Figura 22. Ch2: Respuesta del voltaje de salida, ante una disminución en Ch1: corriente de la carga.

## 12. Conclusiones

1. Se comprobó en base a las simulaciones realizadas que es posible el diseño de una fuente conmutada con dos etapas, AC-DC y DC-DC capaz de entregar una potencia entre 30 y 120 watts, considerando ciertas necesidades energéticas que se presenten en el sistema. Con esto como precedente se dimensionó un convertidor tipo Boost elevador con corrector de factor de potencia y un convertidor tipo Flyback como reductor de voltaje.
2. En base a las simulaciones se confirma que la respuesta dinámica en el tiempo de ambos sistemas de control se estabiliza en el valor referencial seleccionado, con lo cual la señal de voltaje de salida se mantiene alrededor de su valor de referido.
3. Dentro del esquema realizado se justificaron los elementos que realizan el manejo del flujo de energía y los elementos almacenadores de energía como lo son el inductor y los capacitores respectivamente. El banco de elementos para el controlador de la etapa AC-DC se diseñó para ser capaz de lograr su funcionamiento con el fin de obtener el valor de referencia que permite controlar el voltaje de su salida, sin afectar la salida de la etapa DC-DC.
4. Se demuestra en base a las simulaciones de lazo abierto realizadas en Simulink, que los elementos dimensionados cumplen con las especificaciones del diseño de la fuente de alimentación conmutada, con lo cual se pasó a la etapa de diseño de los controladores.
5. El diseño de los controladores, junto con el análisis de los datos obtenidos en las simulaciones de ambas etapas de la fuente conmutada, demuestra que se realiza un consumo más eficiente de la potencia comparándolo con su comportamiento a lazo abierto, permitiendo pasar a la etapa de implementación.
6. Con la implementación de la etapa AC-DC se comprobó el correcto funcionamiento de la misma, así como la correcta selección de sus componentes los cuales no mostraron señales de calentamiento excesivo, así mismo se comprobó el funcionamiento del corrector de factor de potencia, con el cual la señal de corriente de red fue modulada de forma sinusoidal en fase con el voltaje alterno, así evitando la distorsión armónica, cabe recalcar que el controlador presentaba su mejor respuesta en potencia nominal, donde la señal de corriente se aproximaba a una señal sinusoidal pura.

## 13. Referencias

- [1] Schuler, C. (1986). *Electrónica, principios y aplicaciones*. Barcelona: Reverté.
- [2] Sánchez López, J. (2002). *Dispositivos electrónicos de potencia*. Mexicali, B.C.N: Universidad Autónoma de Baja California.
- [3] Balcells Sendra, J. (1991). *Interferencias electromagnéticas en sistemas electrónicos*. Barcelona, [etc.]: Marcombo.
- [4] Rashid, M., & González y Pozo, V. (2004). *Electrónica de potencia*. Mexico: Pearson. Gómez Expósito, A., Martínez Ramos, J., Rosendo Macias, J., Romero Ramos, E., & Riquelme Santos, J. (2007). *Fundamentos de teoría de circuitos*. Madrid: Thomson.
- [5] Brown, M. (1990). *Practical switching power supply design*. San Diego: Academic Press.
- [6] Hart, D. (2001). *Electrónica de Potencia*. Madrid: Prentice Hall.
- [7] Erickson, R., & Maksimović, D. (2001). *Fundamentals of power electronics*. Norwell, Mass.: Kluwer Academic.
- [8] Análisis of Show-Scale Instability in Boost *PFC* Converter Using the Method of Harmonic Balance and Floquet Theory, Faqiang Wang, Hao Zhang, Member, IEEE, and Xikui Ma.
- [9] Luo, F., & Ye, H. (2004). *Advanced DC/DC converters*. Boca Raton: CRC Press.
- [10] Kuo, B. (1982). *Automatic control systems*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- [11] Billings, K. (1989). *Handbook of switchmode power supplies*. New York: McGraw-Hill.
- [12] Rojas, R., & Ruiz, G. (2007). *Diseño del Convertidor Flyback con control proporcional (Maestría)*. Universidad APEC & Universidad de Puerto Rico.