

# ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL



Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

“DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE DOS ETAPAS: AC-DC CON CORRECCIÓN DE FACTOR DE POTENCIA Y DC-DC CON UN CONVERTIDOR DIRECTO DE DOS CONMUTADORES (TWO-SWITCH FORWARD CONVERTER) E IMPLEMENTACIÓN DE SU ETAPA AC-DC”

## **INFORME DE MATERIA DE GRADUACIÓN**

Previa a la obtención del Título de:

## **INGENIERO ELECTRÓNICO Y TELECOMUNICACIONES**

Presentado por:

ADRIÁN ARTURO ALVARADO LAY

JOSÉ BENJAMIN ZAMBRANO CHAVEZ

GUAYAQUIL – ECUADOR

AÑO: 2015

## AGRADECIMIENTO

Nuestros agradecimientos para Dios por darnos fuerzas para salir adelante y poder culminar nuestras metas.

A mi padre Alonso Alvarado que estuvo ahí siempre apoyándome, a mi madre Miriam Lay que está en el cielo cuyo sueño siempre fue verme realizado y a mi hermana Nadia Alvarado por darme su apoyo y aconsejarme siempre cuando creía tropezar.

***Adrián Alvarado***

Agradezco en primer lugar a mi mamá Ana Chávez por haberme brindado todo el apoyo necesario durante estos años para que yo estudie la universidad, a mi abuelo, mi hermano y mi cuñada, quienes forman parte de mi vida y también me han ayudado a crecer como persona.

***Benjamín Zambrano***

## DEDICATORIA

La presente Tesis va dedicada a mi madre que a pesar de no estar conmigo en vida, sé que ella siempre me ha estado apoyando, a mi padre por ser el pilar fundamental en mi carrera universitaria, a mi hermana que gracias a sus consejos y compañía me ayudaron en el desarrollo académico como personal.

“A mi amigo Benjamín Zambrano quien me brindo su amistad desde el comienzo de esta etapa universitaria, que junto con el apoyo de él salimos adelante en culminación de la tesis”.

***Adrián Alvarado***

## DEDICATORIA

Dedico el presente trabajo principalmente a mi madre quien se siente orgullosa de mí por haber culminado esta etapa de mi vida, a mis familiares.

“A Adrián Alvarado un gran compañero con quien tuve el privilegio de hacer el proyecto de grado y a todos mis amigos que estuvieron a lo largo de esta etapa de mi vida y que espero sigan estando”.

***Benjamín Zambrano***

## **TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN**

---

Ing. Síxifo Falcones Z., PhD

PROFESOR DE LA MATERIA DE GRADUACIÓN

---

Ing. José Miguel Menéndez S., Msc.

PROFESOR DELEGADO POR LA UNIDAD ACADÉMICA

## DECLARACIÓN EXPRESA

“La responsabilidad del contenido de este Informe, nos corresponde exclusivamente; y el patrimonio intelectual del mismo a la Escuela Superior Politécnica del Litoral”.

(Art. 12 del Reglamento de Graduación de la ESPOL)

---

ADRIÁN ARTURO ALVARADO LAY

---

JOSÉ BENJAMÍN ZAMBRANO CHÁVEZ

## RESUMEN

En el presente trabajo se trata sobre el diseño de una fuente de conmutación de dos etapas, las cuales consisten en un PFC (Corrección del Factor de Potencia) basado en un convertidor Boost y un Convertidor Directo de Dos Interruptores, realizando sus respectivos cálculos teóricos para luego demostrar mediante simulaciones que el funcionamiento sea el apropiado.

En consecuencia se realiza la implementación de la primera etapa de la fuente en un PCB (Printed Circuit Board) de doble cara y se toma las mediciones respectivas en un laboratorio de electrónica.

## ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTO .....	i
DEDICATORIA .....	iii
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN .....	v
DECLARACIÓN EXPRESA.....	vi
RESUMEN .....	vii
ÍNDICE GENERAL.....	viii
ABREVIATURAS .....	xii
SIMBOLOGÍA .....	xiii
ÍNDICE DE FIGURAS.....	xv
ÍNDICE DE TABLAS .....	xvii
INTRODUCCIÓN.....	xviii
CAPÍTULO 1	
1. ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN .....	1
1.1. Planteamiento del problema.....	1
1.2. Propuesta .....	2
1.3. Justificación .....	4
1.4. Objetivos.....	5
1.4.1. Generales.....	5



1.4.2. Específicos.....	5
CAPÍTULO 2	
2. FUNDAMENTO TEÓRICO .....	6
2.1. Modulación por Ancho de Pulso .....	6
2.2. Etapa AC-DC.....	8
2.2.1. Corrección del Factor de Potencia .....	9
2.2.2. Tipos de Corrección del Factor de Potencia .....	12
2.3. Convertidor Directo de dos Interruptores (Two Switch Forward Converter) .....	14
2.3.1. Operación.....	15
2.3.2. Interruptores Encendidos .....	16
2.3.3. Interruptores Apagados.....	17
2.3.4. Estado Estable .....	20
CAPÍTULO 3	
3. DISEÑO DE ETAPAS AC-DC Y DC-DC.....	21
3.1. Factor K.....	22
3.2. Etapa de Corrección del Factor de Potencia (PFC).....	23
3.2.1. Cálculos de corriente.....	23
3.2.2. Puente Rectificador .....	25

3.2.3.	Capacitor de Entrada .....	25
3.2.4.	Inductor del Convertidor Elevador (Boost Inductor).....	26
3.2.5.	Diodo del Convertidor Elevador (Boost Diode).....	27
3.2.6.	Interruptor MOSFET .....	28
3.2.7.	Capacitor de Salida.....	29
3.2.8.	Simulación en Lazo Abierto de la Etapa PFC .....	30
3.3.	Convertidor Directo de dos Interruptores.....	32
3.3.1.	Inductor .....	33
3.3.2.	Capacitor.....	34
3.3.3.	Interruptores.....	34
3.3.4.	Diodos .....	35
3.3.5.	Simulación del Convertidor DC-DC .....	35

## CAPÍTULO 4

4.	DISEÑO DEL CONTROL DEL CONVERTIDOR .....	38
4.1.	Diseño del controlador PFC.....	39
4.1.1.	Simulación en Doble Lazo Cerrado. ....	41
4.2.	Diseño del Controlador del Convertidor DC-DC .....	45
4.2.1.	Resultados de la Simulación .....	45

## CAPÍTULO 5

5. IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS .....	48
5.1. Simulación de la Fuente Conmutada en sus dos etapas .....	48
5.2. Implementación y Análisis de Resultados .....	52
CONCLUSIONES .....	59
RECOMENDACIONES.....	61
BIBLIOGRAFÍA.....	63
ANEXOS.....	64

## ABREVIATURAS

AC	Corriente Alterna
DC	Corriente Directa
FP	Factor de Potencia
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo de Metal Óxido Semiconductor
PCB	Placa de Circuitos Impresos
PFC	Factor de Corrección de Potencia
PIV	Voltaje Inverso Pico
PWM	Modulación por Ancho de Pulso
RMS	Valor Eficaz
THD	Distorsión de Armónicos Totales
ZVC	Voltaje de Conmutación Cero

## SIMBOLOGÍA

$C_{in}$	Capacitor de entrada
$C_{out}$	Capacitor de salida
$D$	Ciclo de trabajo
$E$	Energía
$F_{sw}$	Frecuencia de conmutación
$G_c$	Ganancia del controlador
$G_{ci}$	Ganancia de corriente del controlador
$G_{cv}$	Ganancia de voltaje del controlador
$G_p$	Ganancia de la planta
$G_{pi}$	Ganancia de corriente de la planta
$G_{pv}$	Ganancia de voltaje de la planta
$I_{DS\_RMS}$	Corriente RMS Drenador-Surtidor
$I_{in\_avg(max)}$	Corriente Promedio máximo
$I_{in\_RMS(max)}$	Corriente de entrada pico máximo
$I_{L\_peak}$	Corriente pico del inductor
$I_{out}$	Corriente de salida
$L_{min}$	Inductor mínimo
$N_p$	Número de vueltas en el primario
$N_s$	Número de vueltas en el secundario
$P_{ac}$	Potencia AC

$P_{Bridge}$	Potencia del puente rectificador
$P_{cond}$	Pérdidas por conducción
$P_{dc}$	Potencia DC
$P_{diodo}$	Potencia del diodo
$P_o$	Potencia de salida
$Q_{RR}$	Carga de recuperación inversa
$T_{OFF}$	Tiempo de apagado del interruptor
$T_{ON}$	Tiempo de encendido del interruptor
$V_{drop}$	Voltaje de caída.
$VF_{Bridge}$	Puente rectificador
$V_{in\_rectified}$	Voltaje de entrada rectificado
$V_{in\_ripple(max)}$	Voltaje de rizado máximo
$V_L$	Voltaje en el inductor
$V_o$	Voltaje de salida
$V_p$	Voltaje del primario
$V_s$	Voltaje del secundario
$\Delta i_L$	Porcentaje de rizado de corriente en el inductor
$\Delta I_{ripple}$	Rizado de corriente
$\Delta V_{ripple}$	Porcentaje de rizado de voltaje.
$\eta$	Eficiencia.

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Diagrama de bloques de una fuente conmutada. ....	3
Figura 2.1. Tren de pulsos. ....	7
Figura 2.2. Comparador. ....	7
Figura 2.3. Generación de PWM. ....	8
Figura 2.4. Señales típicas de un rectificador de onda completa con filtrado. [4]. ....	10
Figura 2.5. Armónico de la onda de corriente. [4] ....	11
Figura 2.6. Circuito de corrección activa del PFC. [3] ....	13
Figura 2.7. Señal de voltaje y corriente con PFC. ....	13
Figura 2.8. Two Switch Forward Converter Circuit. [4]. ....	15
Figura 2.9. Interruptores en estado “encendidos”. [5] ....	16
Figura 2.10. Interruptores en estado “apagados”. [5]. ....	17
Figura 2.11 Señales de las distintas formas de ondas de los elementos del convertidor de 2 interruptores [5] ....	19
Figura 3.1. Topología del circuito PFC en Simulink. ....	30
Figura 3.2. Voltaje de salida y Voltaje rectificado. ....	31
Figura 3.3. Rizado de Voltaje de Salida $V_o$ . ....	31
Figura 3.4 Rizado de corriente del inductor. ....	32
Figura 3.5. Circuito DC-DC simulado. ....	36
Figura 3.6. Voltaje de salida y Voltaje de conmutación antes del filtro LC...	36

Figura 3.7. Rizado del voltaje de salida $V_o$ .....	37
Figura 4.1. Circuito PFC simplificado.....	39
Figura 4.2. Controlador de doble lazo cerrado en Simulink. ....	42
Figura 4.3. Topología de la planta con perturbación controlada. ....	42
Figura 4.4. Esquema completo del sistema PFC con lazo cerrado.....	43
Figura 4.5. Resultado de la simulación.....	44
Figura 4.6. Esquema completo del convertidor DC-DC en lazo cerrado.....	46
Figura 4.7. Resultado de la simulación del sistema con lazo cerrado.....	46
Figura 4.8. Respuesta ante la perturbación en la carga. ....	47
Figura 5.1. Esquema de la Fuente completa con sus controladores e indicadores de señales. ....	49
Figura 5.2. Circuito del bloque “Power Stage” el cual contiene los convertidores Boost y Buck en cascada. ....	50
Figura 5.3. Formas de onda de las señales $V_o, I_o, V_{oPFC}, I_{hi}, I_{dclink}, I_{2sw}, I_{LPFC}, I_{gnd}$ .....	51
Figura 5.4 PCB de la placa de PFC terminada. ....	52
Figura 5.5. Onda Rectificada. ....	52
Figura 5.6. Disparo en la compuerta del MOSFET. ....	53
Figura 5.7 Rizado de Voltaje en la salida.....	54
Figura 5.8. Perturbación con carga mínima. ....	55
Figura 5.9. Perturbación con carga máxima. ....	56
Figura 5.10. PFC de la señal de corriente y voltaje. ....	57
Figura 5.11. Doble perturbacion.....	58



## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Ángulos Boost para los tipos de controladores. ....	23
Tabla 2. Especificaciones de diseño de la etapa de PFC. ....	23
Tabla 3. Especificaciones de diseño para el 2-Switch Forward Converter ..	33
Tabla 4. Especificaciones de los controladores. ....	39

## INTRODUCCIÓN

Las fuentes conmutadas en su gran variedad, pueden trabajar como convertidores AC-DC en el caso de que la entrada sea el voltaje de la línea, para que esta a su vez sea filtrada por un conjunto de capacitores la cual suaviza la señal teniendo una salida DC, también como convertidores DC-DC según sea la aplicación. En el caso de la conversión DC-DC se puede recibir en la entrada un voltaje pre-regulado el cual será convertido a un voltaje DC regulado con un rizado bajo asignado por el diseñador, otro ejemplo de aplicación es el paso de carga de una batería a otra, similar a las celdas solares.

El caso que vamos a presentar es el de una fuente que toma el voltaje de entrada de la línea y lo convierte a un voltaje DC regulado, usando la topología clásica de un Convertidor Directo de Dos Interruptores (Two-Switch Forward Converter) incluido un aislamiento eléctrico.

# **CAPÍTULO 1**

## **1. ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN**

En esta sección se tratará sobre los problemas que se presentan por el uso de fuentes lineales y que a su vez no constan con una etapa de PFC (Corrección de Factor de Potencia) y la propuesta para solventar las deficiencias estas fuentes al ser reemplazadas con fuentes conmutadas.

### **1.1. Planteamiento del problema.**

A pesar de que las fuentes lineales nos ofrecen muchas ventajas al momento de diseñarlas como por ejemplo, bajo ruido a la salida y respuesta rápida, como también el bajo costo de los elementos para manejar potencias bajas, al momento de implementar dicho diseño estas también nos pueden ofrecer algunas desventajas debido a que

su aplicación es limitada, ya que estas fuentes solo pueden ser usadas para bajar tensión, es decir, solo pueden ser reductoras, también el uso de grandes transformadores que necesita por la frecuencia de la línea de 60 Hz para así poder mejorar su uso y poder obtener las especificaciones requeridas planteadas por el diseñador.

Otro problema de las fuentes lineales es su eficiencia, esta se encuentra alrededor de un 30 al 60% dependiendo de la potencia requerida y mientras mayor es la potencia, mayor va a ser el costo de los elementos. [1]

## **1.2. Propuesta**

Debido a que hoy en día muchos dispositivos electrónicos trabajan con potencias altas y bajas tensiones se tuvo la necesidad de elaborar otro tipo de fuente, para así obtener una fuente aunque más elaborada pero con mayor eficiencia al momento de suministrar energía, en este caso una fuente llamada "Fuente conmutada".

Una fuente conmutada es un dispositivo electrónico que trabaja a altas frecuencias para conmutar (corte y saturación) transistores por medio de una señal cuadrada o una señal PWM ( PULSE WIDTH MODULATION) que es la señal que cambia el ciclo de trabajo, obteniendo así una señal voltaje de corriente alterna (CA) para luego

ser rectificada por un puente de diodos de respuesta rápida y filtrada por capacitores e inductores que serán los encargados de suavizar nuestra señal de salida de voltaje y corriente. [2]

Aunque este tipo de fuentes puede generar ruido eléctrico de alta frecuencia a la salida del sistema, estos pueden ser reducidos minuciosamente para que no causen interferencias con otro tipo de fuentes que estén próximos a ella.

Entre las ventajas que nos ofrecen las fuentes conmutadas tenemos:

- Eficiencia entre un 60 y 95%.
- Menor costo de los dispositivos de potencia
- Puede funcionar como elevador o reductor de voltaje.
- El uso de transformadores más pequeños de altas frecuencias lo que nos facilita un diseño más práctico en lo que es de tamaño de la placa. [1]

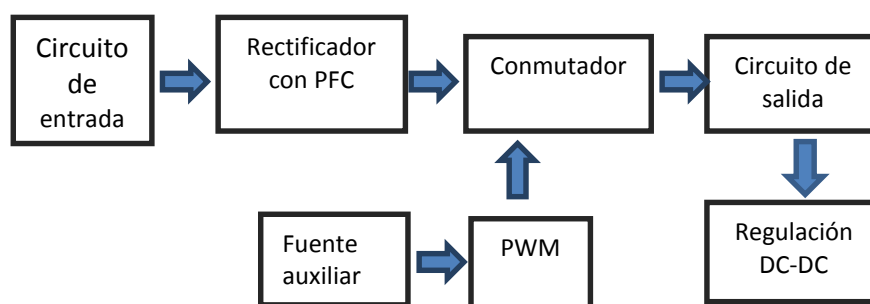


Figura 1.1. Diagrama de bloques de una fuente conmutada.

En la Figura 1.1. Diagrama de bloques de una fuente conmutada tenemos el diagrama de bloques de una fuente conmutada en donde se puede observar las diferentes etapas que cumplen la mayoría de estas fuentes donde la señal de entrada es rectificadora, seguido de un circuito conmutador el cual es controlado por una señal cuadrada o PWM, luego tenemos una salida la cual pasa por una etapa encargada de corregir el factor de potencia del sistema, ya que como es conocido el uso de diodos en los diseños electrónicos aporta con muchos armónicos en las señales y por consecuencia de dicha deformación, se incrementa la potencia reactiva y eso se traduce como menor eficiencia de los sistemas. Por último se añade una etapa de regulación DC-DC con aislamiento, la cual recoge la señal de voltaje pre regulado de la etapa anterior y nos da finalmente la señal requerida en base a las especificaciones de diseño planteadas.

### **1.3. Justificación**

Debido a que existen diversas topologías de fuentes conmutadas, se ha optado por diseñar e implementar una fuente de bajo costo pero con mejores características que muchas fuentes comerciales lineales, tales como mayor eficiencia y menor tamaño.

## 1.4. Objetivos

### 1.4.1. Generales

- Estudiar el funcionamiento de una fuente de alimentación conmutada de dos etapas.
- Familiarizarse con las herramientas disponibles en Matlab, Simulink y SymPowerSystems para el modelamiento y simulación de sistemas dinámicos.
- Implementar la etapa PFC de una fuente de conmutación.

### 1.4.2. Específicos

- Dimensionar los componentes básicos de los convertidores que constituyen la fuente de conmutación en base a especificaciones de potencia, voltaje y porcentajes de rizado.
- Seleccionar los parámetros del controlador para que la fuente sea estable y tenga una buena respuesta dinámica (forma de la respuesta) durante transientes.
- Verificar mediante simulaciones que la fuente de conmutación diseñada cumple con las especificaciones de funcionamiento detalladas en la teoría.
- Implementar la fuente de conmutación utilizando un controlador integrado para la etapa AC-DC del convertidor.

## **CAPÍTULO 2**

### **2. FUNDAMENTO TEÓRICO**

En este capítulo se tratará sobre la teoría de las dos etapas que conforman una fuente conmutada, la etapa AC-DC con corrección de factor de potencia, y la etapa DC-DC donde se define la salida de la fuente.

#### **2.1. Modulación por Ancho de Pulso**

Es una técnica de modulación en la que se controla el ciclo de trabajo de una señal cuadrada, entendiéndose como ciclo de trabajo a la relación entre el tiempo en que la señal permanece en un estado lógico alto (1) y un estado lógico bajo (0).



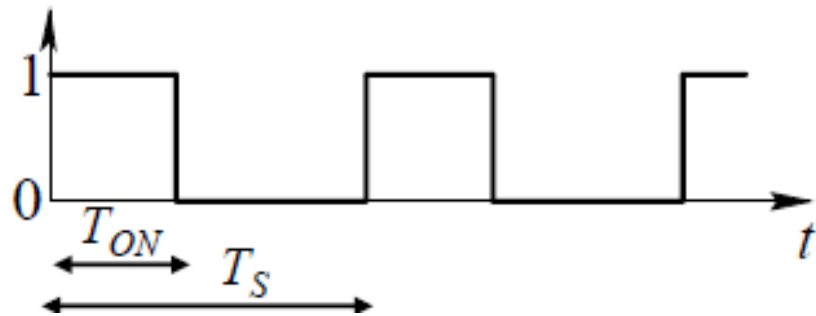


Figura 2.1. Tren de pulsos.

El ciclo de trabajo se define como:

$$D = \frac{T_{ON}}{T_S} \quad (2.1)$$

Para la generación de la onda PWM se modula con un comparador de señales, en el terminal positivo se coloca la señal portadora  $c(t)$  y en el otro terminal la señal moduladora  $m(t)$ .

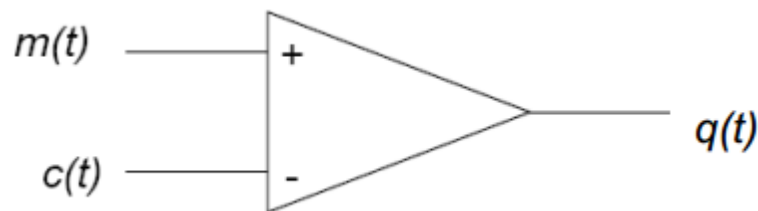


Figura 2.2. Comparador.

Como señal portadora se coloca una rampa o diente de sierra y como moduladora una constante, cuando la señal portadora sea de mayor magnitud que la constante, la salida del comparador estará en estado lógico alto (1), caso contrario cuando ésta sea menor, la salida del comparador estará en estado lógico bajo (0), por ende

podemos controlar el tiempo en que la señal de salida esté en alto o en bajo, obteniendo así la señal modulada por ancho de pulso  $q(t)$ .

$$q(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } m(t) \geq c(t) \\ 0 & \text{Otros} \end{cases}$$

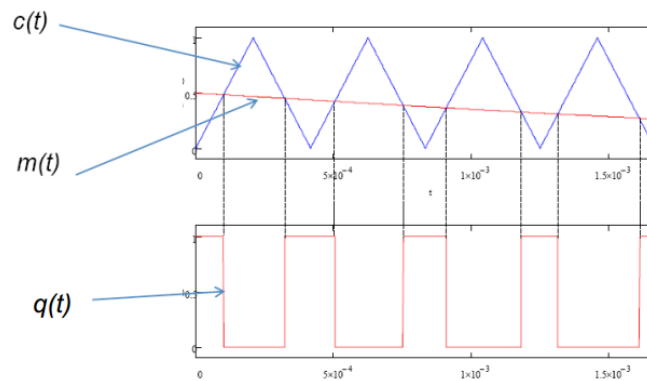


Figura 2.3. Generación de PWM.

## 2.2. Etapa AC-DC

En esta, la primera etapa de la fuente de conmutación, tendremos un puente de diodo el cual nos rectificará la onda completamente, seguido de un capacitor de filtrado de entrada y de un convertidor de subida (Boost) con su respectivo capacitor de salida el cual servirá como capacitor de enlace (link capacitor) con la etapa siguiente.

En el Convertidor Elevador estará implementado el sistema de corrección de factor de potencia que nos ayudará a que el voltaje y la corriente a la salida del rectificador de onda completa mantengan la misma forma de onda.

### 2.2.1. Corrección del Factor de Potencia

Idealmente la corrección del factor de potencia se basa en que la forma de la corriente y el voltaje de la línea tengan exactamente la misma forma de onda, en cuyo caso se tendría que la potencia reactiva consumida del dispositivo sea cero. Es necesario tener un circuito de este tipo para disminuir la potencia consumida por la fuente y que ésta sea más eficiente, también para tener un mínimo aceptable de armónicos en la forma de onda de la corriente.

El factor de potencia (FP) se define como la relación entre la potencia real y la potencia aparente.

$$FP = \frac{\text{Potencia Real}}{\text{Potencia Aparente}} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T V_s(t) I_s(t) dt}{V_{rms} I_{rms}}. \quad (2.2)$$

Donde la potencia real es el promedio ciclo a ciclo del producto instantáneo de la corriente y el voltaje, y la potencia aparente es producto del valor RMS de la corriente y del valor RMS del voltaje. Si la corriente y el voltaje tienen la misma forma de onda y además están en fase, el factor de potencia será igual a uno (1).

Cuando la carga tiene componentes resistivos, capacitivos e inductivos y es lineal, la forma de onda de la corriente es una

sinusoide, este no es el caso de una fuente de conmutación la cual representa una carga no lineal para la toma, donde la corriente está muy distorsionada debido al circuito rectificador seguido de un capacitor el cual mantiene el voltaje en un valor aproximado al pico del voltaje de entrada, hasta que venga otro pico de voltaje que cargue el capacitor de nuevo, la corriente es drenada de la línea solo en los voltajes picos ya que es ahí donde el capacitor se carga y por ende consume corriente la cual debe tener suficiente energía como para mantener la carga alimentada hasta el siguiente ciclo, esto se logra dándole una carga al capacitor en un corto tiempo para que luego se descargue lentamente. [3]

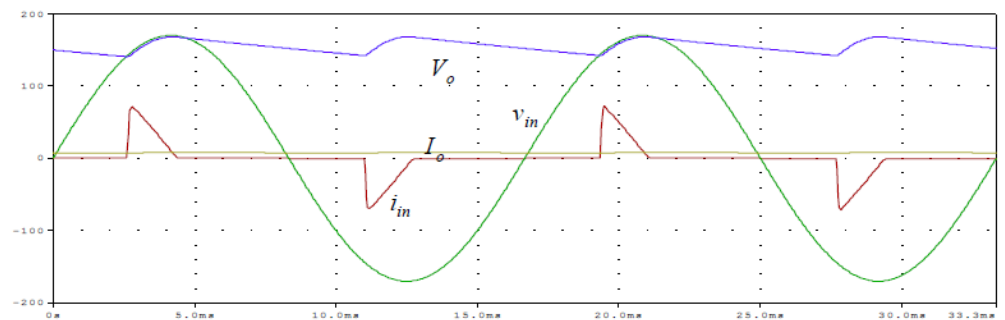


Figura 2.4. Señales típicas de un rectificador de onda completa con filtrado. [4]

En la siguiente figura se muestra los armónicos que contiene la onda de corriente.

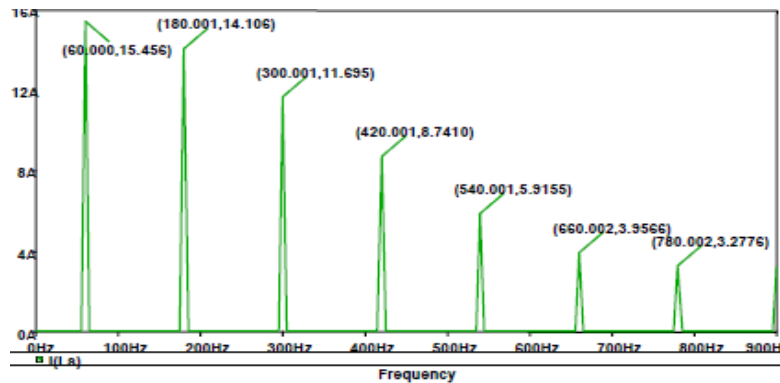


Figura 2.5. Armónico de la onda de corriente. [4]

Se puede apreciar que la componente de 60Hz es la más grande, y como ésta es la única que aporta potencia activa o real, mientras el resto contribuyen a la potencia aparente, el factor de potencia para el ejemplo mostrado es claramente menor a 1, esta desviación del factor de potencia es llamado normalmente factor de distorsión, es el principal responsable de que el factor de potencia en fuentes conmutadas no sea unitario.

Para medir el nivel de éxito de la corrección del factor de potencia se hace uso de la distorsión de armónicos total (THD en sus siglas en inglés), esta medida se define como la relación entre la suma cuadrática de todos los armónicos no deseados con la fundamental, esta relación nos dará una idea del peso que tienen los armónicos con

respecto a la frecuencia fundamental, entonces sabremos qué tan “contaminada” estará la señal.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{j=2}^{\infty} I_j^2}}{I_1} \quad (2.3)$$

$I_j$  son los distintos armónicos de la corriente, e  $I_1$  es la fundamental. Se puede comprobar que cuando no existe armónico tampoco hay THD es decir, no hay distorsión de la señal debido a algún armónico presente en ella. [3]

### 2.2.2. Tipos de Corrección del Factor de Potencia

Existen dos tipos: Corrección activa y corrección pasiva.

- **Corrección activa del factor de potencia.**

En este método se hace uso de un convertidor Elevador (Boost) colocado entre el rectificador y el capacitor de almacenamiento, la corrección es realizada por un integrado especial para esta labor el cual funciona en lazo cerrado teniendo un sensor de corriente para posteriormente modular el ciclo de trabajo del convertidor de tal manera que se consiga un THD lo más bajo posible. [3]

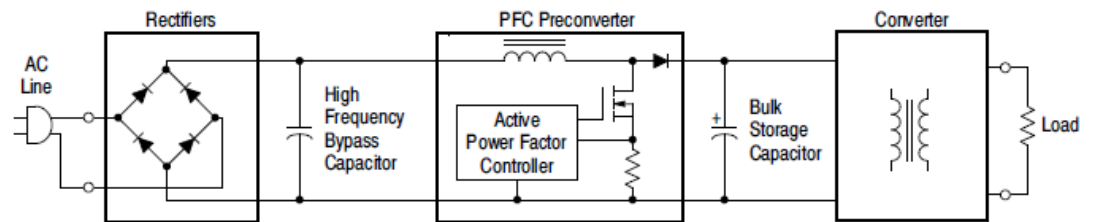


Figura 2.6. Circuito de corrección activa del PFC. [3]

Se observa en la Figura 2.7. la acción del PFC en las señales de voltaje y corriente.

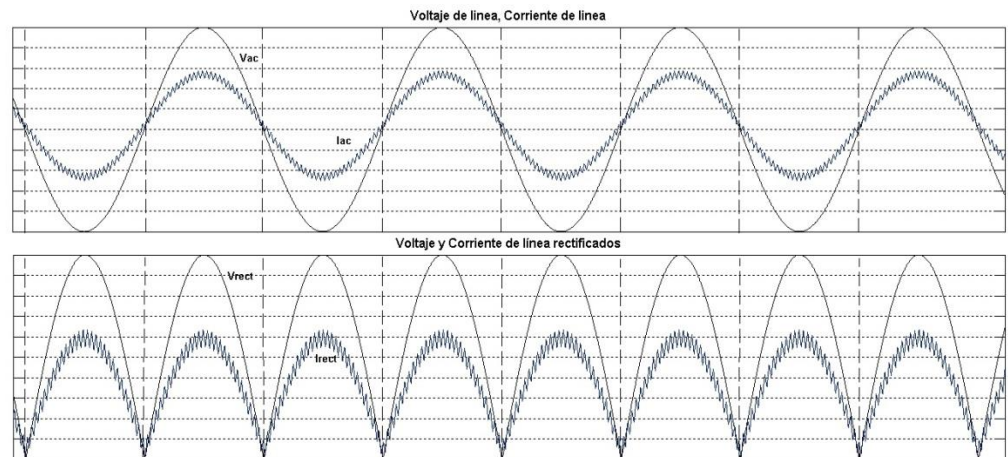


Figura 2.7. Señal de voltaje y corriente con PFC.

- **Corrección Pasiva del FP**

Para este método se usa un inductor para disminuir la cantidad de armónicos, éste método ha sido muy usado en fuentes de voltaje donde el tamaño y peso del inductor no

suponen un problema, aunque en la actualidad es más popular la corrección activa.

Una gran ventaja que tiene la corrección pasiva es que es muy simple y que en ocasiones basta para que la fuente entre dentro del rango permitido de THD por la ley, pero en contraparte tiene que debido al tamaño del inductor se restringe un poco su uso para ciertas aplicaciones, otra desventaja es que para fuentes que funcionen en todo el mundo se hace necesario el uso de un interruptor dependiendo de la entrada de la línea de AC dando como posibilidad a errores por parte del operador ya que si el interruptor está posicionado de forma incorrecta no se tendrá una buena corrección del factor de potencia. [3]

### **2.3. Convertidor Directo de dos Interruptores (Two Switch Forward Converter)**

El Convertidor Directo de dos Interruptores, es uno de los convertidores DC\_DC más populares y usados entre las fuentes de alimentación. Es una topología de conmutación compleja y no opera en modo "Voltaje de Conmutación Cero (ZVC). La entrada de este convertidor es la salida del Corrector de Factor de Potencia (PFC),



como se requiere para cualquier suministro con potencia de salida de 0 o 65 W o más, este voltaje se encuentra normalmente en un rango de 380 a 400 V.

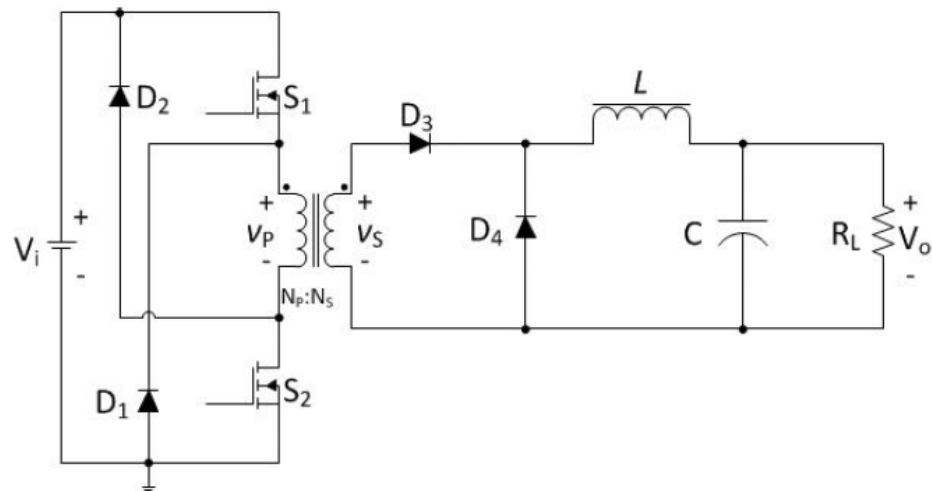


Figura 2.8. Two Switch Forward Converter Circuit. [4]

Esta topología nos permite que no haya mucha carga en nuestro sistema, aumentando la eficiencia del circuito, el único problema que se presenta es que el ciclo de trabajo máximo sea de 0.5.

### 2.3.1. Operación

Este convertidor trabaja con dos interruptores que conmutan juntos y opera en dos modos, cuando los interruptores se encuentran en estado de encendido y cuando están en estado de apagado.

### 2.3.2. Interruptores Encendidos

En la figura siguiente se muestra la dirección de la corriente mientras los interruptores están polarizados.

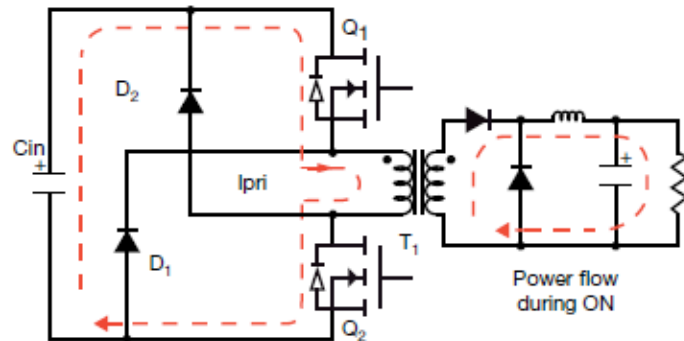


Figura 2.9. Interruptores en estado "encendidos". [5]

En la Figura 2.8 Cuando los interruptores ( $S_1$ ,  $S_2$ ) del lado del transformador primario ( $V_p$ ) están encendidos, en consecuencia este voltaje es igual al voltaje de entrada ( $V_i$ ).

$$V_p = V_i. \quad (2.4)$$

Por lo tanto el voltaje en el secundario ( $V_s$ ) es igual a la relación de vueltas del transformador, multiplicado por el voltaje del primario.

$$V_s = V_p \frac{N_s}{N_p} = V_i \frac{N_s}{N_p}. \quad (2.5)$$

Los diodos  $D_1$  y  $D_2$  se encuentran apagados y no conducen, mientras que diodo  $D_3$  en el secundario, está encendido con

un valor cercano a 0 por ser ideal. En consecuencia podemos encontrar el voltaje del inductor por la siguiente expresión:

$$V_L = V_o - V_s = V_i \frac{N_s}{N_p} - V_s = L \frac{\Delta_{iL}}{\Delta_t}. \quad (2.6)$$

Donde  $\Delta_{iL}$  es el porcentaje de rizado de corriente en el inductor y lo podemos calcular usando la definición del ciclo de trabajo mediante la fórmula:

$$\Delta_{iL} = \left[ V_i \frac{N_s}{N_p} - V_s \right] \frac{D}{L}. \quad (2.7)$$

### 2.3.3. Interruptores Apagados

Como se observa en la gráfica al estar los interruptores apagados la corriente de la fuente circula en sentido contrario, mientras que se mantiene la misma dirección de corriente en la carga.

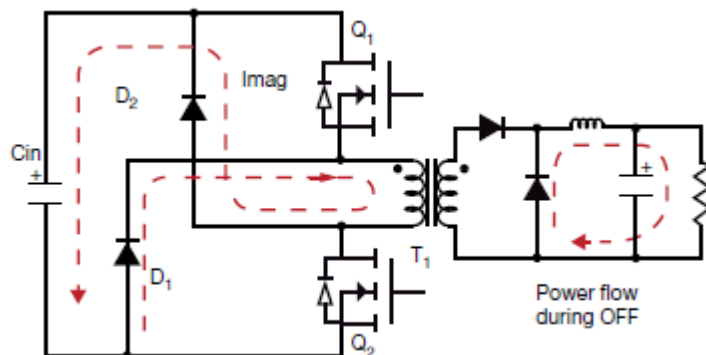


Figura 2.10. Interruptores en estado "apagados". [5]

En este estado la corriente de magnetización regresa en dirección opuesta a través del transformador, como consecuencia los  $D_1$  y  $D_2$  están conduciendo, entonces el voltaje del transformador primario ( $V_p$ ) es el negativo del voltaje de entrada ( $-V_i$ ).

$$V_s = V_p \frac{N_s}{N_p} = -V_i \frac{N_s}{N_p}. \quad (2.8)$$

En el lado del secundario el diodo  $D_3$  no conduce, mientras que el  $D_4$  está encendido pudiendo obtener el voltaje del inductor ( $V_L$ ).

$$V_L = -V_s = L \frac{\Delta_{iL}}{\Delta_t}. \quad (2.9)$$

Donde el porcentaje de rizado de corriente en el inductor puede ser obtenido mediante la expresión:

$$\Delta_{iL} = -V_o \frac{(1 - D)}{L} \quad (2.10)$$

En la siguiente figura se puede observar las distintas formas de ondas que tenemos en los diferentes elementos, entre ellos tenemos el voltaje de la fuente ( $V_{GS}$ ) el voltaje y corrientes en los interruptores ( $S_1, S_2, I_1, I_2$ ), el voltaje y corriente en los diodos ( $V_{D1}, V_{D2}, V_{D3}, V_{D4}, I_{D1}, I_{D2}, I_{D3}, I_{D4}$ ), voltaje

del transformador primario y secundario ( $V_p, V_s$ ), el voltaje y corriente del inductor ( $V_L, I_L$ ). [4]

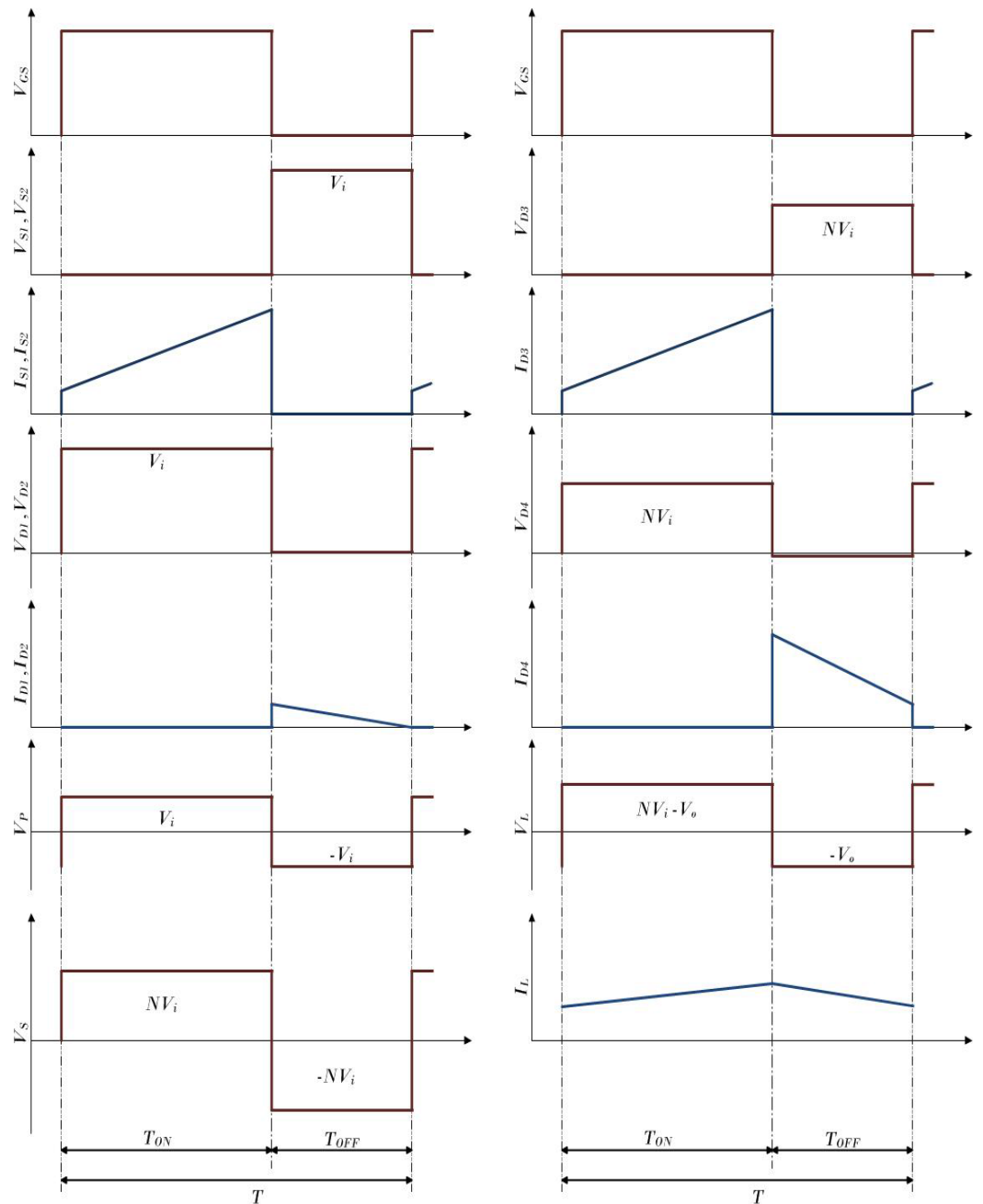


Figura 2.11 Señales de las distintas formas de ondas de los elementos del convertidor de 2 interruptores [5]

### 2.3.4. Estado Estable

Para este convertidor el cambio de la corriente cuando el interruptor esta encendido más el estado en el interruptor está apagado debe ser igual a cero, por lo tanto podemos llegar a la siguiente ecuación.

$$\left[ V_i \frac{N_s}{N_p} - V_s \right] \frac{D}{L} - \frac{-V_o(1-D)}{L} = 0 \quad (2.11)$$

De la ecuación 2.11 podemos despejar con facilidad el voltaje de salida  $V_o$  obteniendo la relación entre el voltaje de entrada con el de salida.

$$V_o = V_i D \frac{N_s}{N_p}. \quad (2.12)$$

## **CAPÍTULO 3**

### **3. DISEÑO DE ETAPAS AC-DC Y DC-DC**

En este capítulo se presenta el diseño de las etapas que conforman la fuente conmutada, con sus respectivas simulaciones en lazo abierto, solo se tratará con los circuitos de fuerza sin ningún tipo de controlador.

La etapa PFC está basado en la topología de un convertidor tipo Boost, mientras que la etapa DC-DC la cual es un convertidor directo de dos interruptores (Two Switch Forward Converter) va a estar basada en una topología de tipo Buck, la cual nos ayudará a reducir el voltaje alto que tenemos como resultado de la etapa del factor de corrección de potencia.

### 3.1. Factor K

Existen 3 tipos de controladores los cuales dependen de las condiciones del sistema detallados en las siguientes ecuaciones:

$$G_C(s) = \frac{K_C}{S} \quad (3.1)$$

$$G_C(s) = \frac{K_C \left(1 + \frac{S}{W_z}\right)}{S \left(1 + \frac{S}{W_p}\right)} ; W_z < W_p \quad (3.2)$$

$$G_C(s) = \frac{K_C \left(1 + \frac{S}{W_z}\right)^2}{S \left(1 + \frac{S}{W_p}\right)^2} ; W_z < W_p \quad (3.3)$$

Todos los controladores deben tener un polo en el origen el cual da un retardo de  $90^\circ$ , para lo cual se calcula un ángulo llamado  $\phi_{Boost}$  (ángulo elevador) el cual se necesita para el resto de polos y ceros del controlador.

Este ángulo viene dado por la ecuación:

$$\phi_{Boost} = Phase\ margin - \phi_{sys} - 90^\circ \quad (3.4)$$



Tomando en cuenta el  $\phi_{\text{Boost}}$  requerido para los diferentes tipos de controladores viene dado por la siguiente tabla:

Tabla 1. Ángulos Boost para los tipos de controladores.

$\phi_{\text{Boost}}$ requerido	Tipo de controlador
$0^\circ$	Tipo I
$< 90^\circ$	Tipo II
$>90^\circ$	Tipo III

### 3.2. Etapa de Corrección del Factor de Potencia (PFC)

Para esta etapa el circuito de PFC de la fuente se diseña a partir de las características mostradas en la Tabla 2.

Tabla 2. Especificaciones de diseño de la etapa de PFC.

Nombre	Valor	Unidad
Frecuencia de conmutación	65	<i>kHz</i>
Voltaje de entrada ( $V_i$ )	110	<i>Vac</i>
Frecuencia de línea	60	<i>Hz</i>
Voltaje de Salida ( $V_o$ )	250	<i>Vdc</i>
Potencia de salida ( $P_o$ )	200	<i>W</i>
Factor de potencia	1	
Eficiencia	0.9	

#### 3.2.1. Cálculos de corriente

Se determina la corriente máxima de salida de esta etapa

$$I_{out(max)}$$

$$I_{out(max)} = \frac{P_{out(max)}}{V_{out}} = \frac{200 W}{250 V} \quad (3.5)$$

$$I_{out(max)} = 0.8 A \quad (3.6)$$

La corriente máxima RMS de entrada se calcula con los parámetros de la Tabla 2.

$$I_{in\_Rms(max)} = \frac{P_{out(max)}}{\eta V_{in(min)} PF} = \frac{200 W}{(0.9)(105V)(1)} \quad (3.7)$$

$$I_{in\_Rms(max)} = 2.138 [A] \quad (3.8)$$

Asumiendo una forma de onda sinusoidal de corriente podríamos calcular la corriente de entrada pico  $I_{in\_peak(max)}$ , y la corriente promedio máxima  $I_{in\_avg(max)}$ .

$$I_{in\_peak(max)} = \sqrt{2} I_{in\_Rms(max)} = (\sqrt{2})(2.138A) \quad (3.9)$$

$$I_{in\_peak(max)} = 3.023 [A] \quad (3.10)$$

$$I_{in\_avg(max)} = 2 \frac{I_{in\_peak(max)}}{\pi} \quad (3.11)$$

$$I_{in\_avg(max)} = 1.925 [A] \quad (3.12)$$

### 3.2.2. Puente Rectificador

Es necesario hacer un cálculo de la potencia que disipará, para conseguir el elemento idóneo para estas especificaciones de diseño.

$$VF_{bridge} = 0.7 [V] \quad (3.13)$$

$$P_{Bridge} = 2 \cdot VF_{bridge} \cdot I_{in\_avg(max)} \quad (3.14)$$

$$P_{Bridge} = 2(0.7V)(1.925A) = 3.657 [W] \quad (3.15)$$

### 3.2.3. Capacitor de Entrada

Se selecciona un porcentaje de rizado del 30% para la corriente, y un porcentaje de rizado del 6% para el voltaje.

$$\Delta I_{Ripple} = 30\% \quad (3.16)$$

$$I_{Ripple} = \Delta I_{Ripple} \cdot I_{in\_peak(max)} \quad (3.17)$$

$$I_{Ripple} = (0.30)(3.023A) = 0.907 [A] \quad (3.18)$$

$$\Delta V_{ripple\_in} = 6\% \quad (3.19)$$

$$V_{in\_rectified} = \sqrt{2}V_{in} \quad (3.20)$$

$$V_{in\_rectified} = (\sqrt{2})(105V) = 148.492 [V] \quad (3.21)$$

$$V_{in\_ripple(max)} = \Delta V_{ripple\_in} V_{in\_rectified} \quad (3.22)$$

$$V_{in\_ripple(max)} = (0.06)(148.492V) = 8.901[V] \quad (3.23)$$

Ya con los valores de voltaje de rizado  $V_{in\_ripple(max)}$  y corriente de rizado  $I_{Ripple}$  se puede proceder a calcular el valor del capacitor de entrada para la etapa de PFC.

$$C_{in} = \frac{I_{ripple}}{8 \cdot f_{sw} \cdot V_{in\_ripple}} \quad (3.24)$$

$$C_{in} = \frac{0.907A}{(8)(65kHz)(8.901)} = 0.196\mu f \quad (3.25)$$

### 3.2.4. Inductor del Convertidor Elevador (Boost Inductor)

Se determina el valor de inductancia necesario a partir de la corriente pico máxima que soporta el inductor.

$$I_{L\_peak} = I_{in\_peak(max)} + \frac{I_{ripple}}{2} \quad (3.26)$$

$$I_{L\_peak} = 3.023A + \frac{0.907A}{2} = 3.477[A] \quad (3.27)$$

El valor mínimo requerido para el inductor se calcula basándonos en el peor caso del ciclo de trabajo, el cual es de 0.5.

$$L_{min} \geq \frac{V_o D(1 - D)}{f_{sw} I_{ripple}} \quad (3.28)$$

$$L_{min} \geq \frac{250 * 0.5(1 - 0.5)}{(65kHz)(0.907A)} \quad (3.29)$$

$$L_{min} \geq 1.060mH \quad (3.30)$$

Se calcula el ciclo de trabajo máximo que ocurre al mínimo voltaje de entrada.

$$Duty_{max} = \frac{V_o - \sqrt{2}V_{in(min)}}{V_{out}} = \frac{200V - 148.492}{200} = 0.406 \quad (3.31)$$

### 3.2.5. Diodo del Convertidor Elevador (Boost Diode)

Se tiene que calcular las pérdidas estimadas que ocurren en el diodo basándose en un voltaje de caída del diodo  $V_{drop}$  de 1.5V y con la carga de recuperación inversa  $Q_{RR}$  el cual se tomará como cero, ya que se usará un diodo de carburo de

silicio con el que se elimina las pérdidas por recuperación inversa.

$$P_{diode} = V_{drop}I_{out(max)} + 0.5f_{sw}V_{out}Q_{RR} \quad (3.32)$$

$$\text{Pero } Q_{RR} = 0 \text{ nC}$$

$$P_{diode} = (1.5V)(0.8A) + (0.5)(65kHz)(250V)(0nC) = 1.2 \text{ W} \quad (3.33)$$

### 3.2.6. Interruptor MOSFET

Las pérdidas por conducción del transistor se estiman usando el  $R_{DSon(125^\circ C)}$  encontrado en la hoja de datos del mismo y con la corriente RMS drenador-surtidor  $I_{DS\_RMS}$  calculada

$$P_{cond} = I_{DS\_RMS}^2 R_{DSon(125^\circ C)} \quad (3.34)$$

$$R_{DSon(125^\circ C)} = 1.5 \Omega$$

$$I_{DS\_RMS} = \frac{P_{O(max)}}{V_{IN\_RECTIFIED(min)}} \sqrt{2 - \frac{16V_{IN\_RECTIFIED(min)}}{3\pi V_{OUT}}} \quad (3.35)$$

$$I_{DS\_RMS} = \frac{200W}{148.492V} \sqrt{2 - \frac{16(148.492V)}{3\pi(250V)}} = 1.341 [A] \quad (3.36)$$

$$P_{cond} = (1.341A)^2(1.5\Omega) \quad (3.37)$$

$$P_{cond} = 2.698 [W] \quad (3.38)$$

### 3.2.7. Capacitor de Salida

El capacitor de salida se diseña de tal manera que cumpla con los requisitos de la próxima etapa, asumiendo que el convertidor de bajada (Buck) necesita que la salida de la etapa de PFC nunca caiga por debajo de 220V durante un ciclo. Se muestra a continuación los cálculos necesarios.

$$C_{out} \geq \frac{2P_{out}t_{holdup}}{V_{out}^2 - V_{out\_holdup(min)}^2} \quad (3.39)$$

$$C_{out} \geq \frac{2 * 200W * 16.66ms}{250^2 - 220^2} \quad (3.40)$$

$$C_{out} \geq 480.83\mu f \quad (3.41)$$

### 3.2.8. Simulación en Lazo Abierto de la Etapa PFC

En esta sección se muestra los resultados de la simulación en lazo abierto del circuito PFC desarrollado en Matlab, en el entorno gráfico Simulink, se observa las gráficas de voltaje y corriente con sus respectivos valores de rizado comprobando lo calculado.

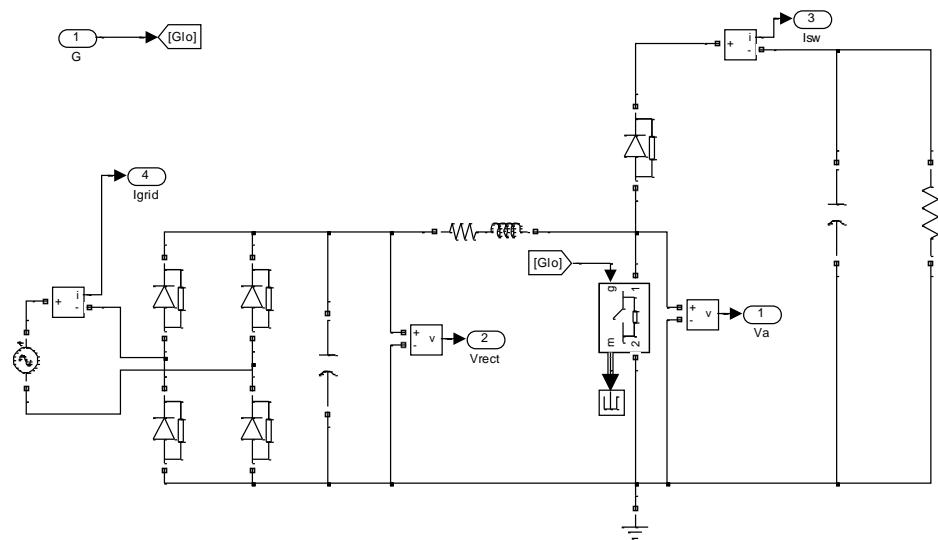


Figura 3.1. Topología del circuito PFC en Simulink.



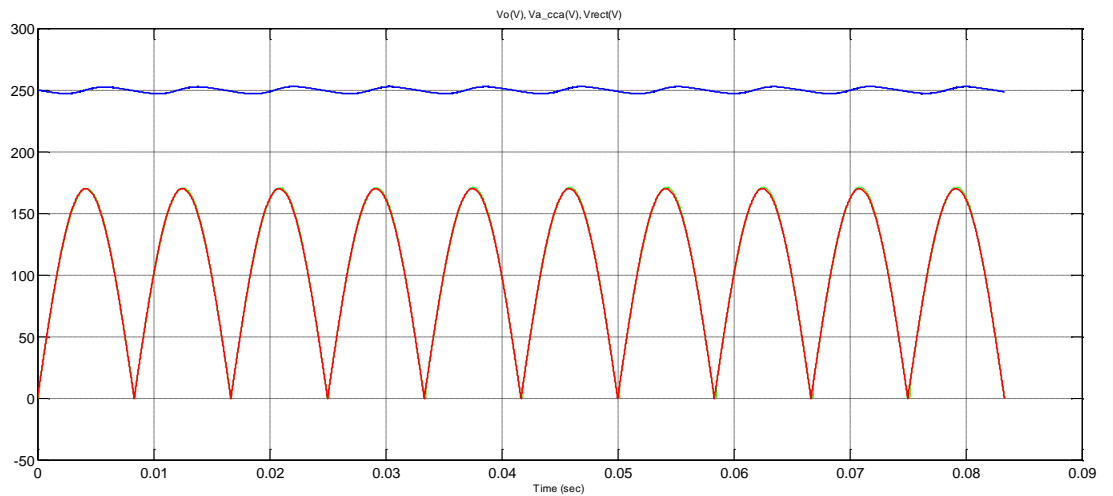


Figura 3.2. Voltaje de salida y Voltaje rectificado.

Se puede apreciar en la Figura 3.2 que el voltaje de salida está en 250 V que es el valor propuesto en la Tabla 2.

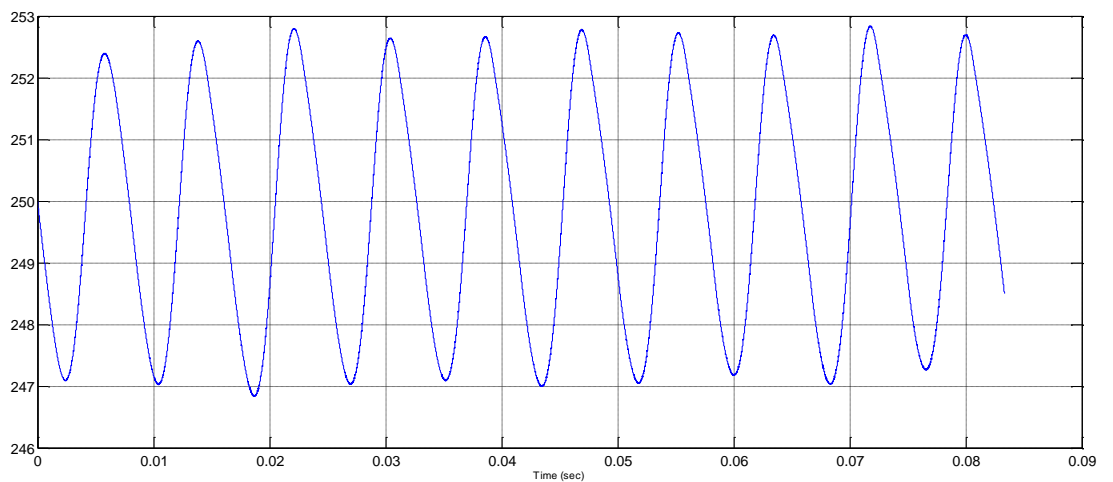


Figura 3.3. Rizado de Voltaje de Salida  $V_r$ .

En la Figura 3.3 se muestra que el porcentaje de rizado resultante en la simulación es de 8V el cual es menor al rizado propuesto del 6% de  $V_o$  que corresponde a 15V entonces se comprueba que el circuito simulado está regulando el voltaje de salida.

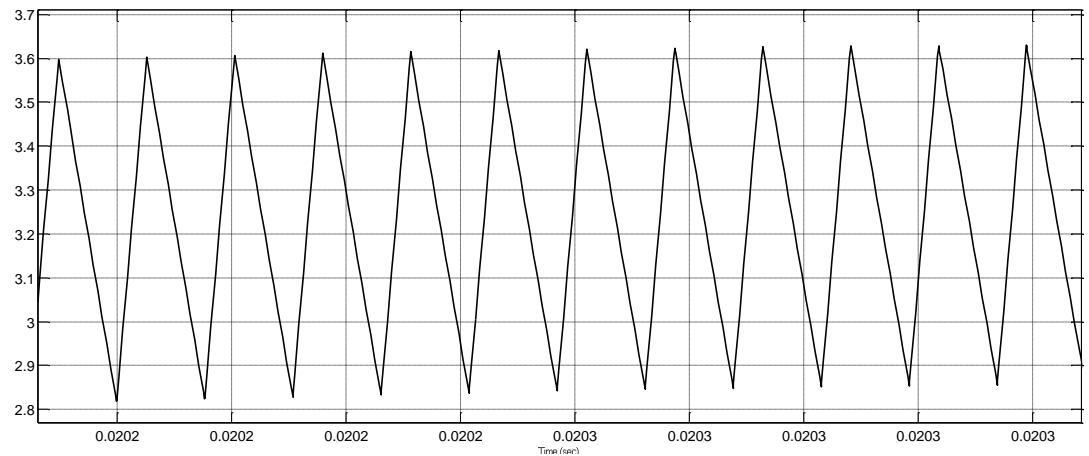


Figura 3.4 Rizado de corriente del inductor.

Tal como se aprecia en la Figura 3.4 se llegó al porcentaje de rizado propuesto para el diseño con un valor de 0.9A que se aproxima al valor teórico de 0.907A con lo que se termina la simulación en lazo abierto habiendo llegado a las metas deseadas.

### 3.3. Convertidor Directo de dos Interruptores

Se muestra el diseño de la segunda etapa de la fuente conmutada la cual está formada por un convertidor directo de dos interruptores (Two Switch Forward Converter). El diseño propuesto está basado en las especificaciones propuestas en la tabla:

Tabla 3. Especificaciones de diseño para el 2-Switch Forward Converter

Nombre	Valor	Unidad
Frecuencia de conmutación	100	<i>kHz</i>
Voltaje de entrada ( $V_i$ )	250	<i>Vdc</i>
Voltaje de Salida ( $V_o$ )	50	<i>Vdc</i>
Corriente máxima de salida.	4	<i>A</i>
Potencia de salida ( $P_o$ )	200	<i>W</i>
Rizado de voltaje máximo en $V_o$	1%	
Rizado de corriente de salida máximo	5%	
Relación de vueltas del transformador ( $N_s/N_p$ )	1	

### 3.3.1. Inductor

Para obtener un rizado aceptable en la señal de corriente continua, podemos obtener un valor de inductancia que haga esto posible resolviendo la siguiente ecuación.

$$L_{min} = [V_i \frac{N_s}{N_p} - V_o] \frac{D}{f \Delta i_L} \quad (3.42)$$

Ahora se obtendrá el valor del inductor requerido por el diseño tomando los datos de la Tabla 3.

$$L_{min} = [250(1) - 50] \frac{0.2}{(100 \times 10^3)(4A)(0.05)}$$

$$L_{min} = 2mH \quad (3.43)$$

### 3.3.2. Capacitor

La mínima capacitancia para obtener el rizado propuesto en la señal de voltaje de salida, depende de la constante del tiempo  $\tau$ , esta constante de tiempo es la relación entre la capacitancia y la relación de la carga. Por lo tanto la capacitancia puede ser calculada con la siguiente ecuación.

$$C = \frac{T_s \Delta i_L}{8 \Delta V_o} \quad (3.44)$$

Reemplazando con los datos de la Tabla 3 se obtiene:

$$C = \frac{1}{100 \times 10^3} \frac{(0.2)}{8(50)(0.01)} = 0.5 \mu f \quad (3.45)$$

### 3.3.3. Interruptores

Como en un Two Switch Forward Converter los transistores reciben la mitad del voltaje de entrada, ya que este se reparte por mitad a cada uno, el voltaje típico que tendrán será de 125V. Tomando en cuenta la relación de vueltas del transformador la cual es de 1 tenemos que la corriente en el primario será igual a la del secundario por lo tanto el pico de corriente de éste es el pico de corriente del inductor  $I_{Lpeak}$ , el cual se calcula:

$$I_{Lpeak} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.46)$$

$$I_{Lpeak} = 4A + \frac{4A * 0.05}{2} = 4.1A \quad (3.47)$$

Con este valor se puede buscar en el mercado transistores adecuados para el convertidor.

### 3.3.4. Diodos

Los diodos  $D_3$  y  $D_4$  del convertidor tal como se muestran en la Figura 2.8 deberán soportar un voltaje inverso máximo que por seguridad estará alejado 40% del valor nominal.

$$PIV = \frac{NV_{inmax}}{0.6} \quad (3.48)$$

$$PIV = \frac{(1)(257.5V)}{0.6} = 429.16V \quad (3.49)$$

### 3.3.5. Simulación del Convertidor DC-DC

Para esta etapa también se simula el circuito en Simulink de Matlab para comprobar las especificaciones de diseño propuestas.

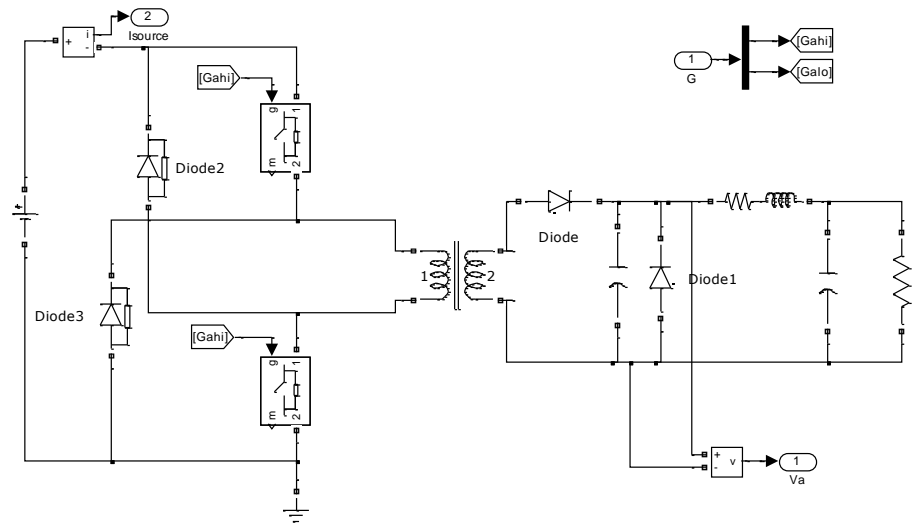


Figura 3.5. Circuito DC-DC simulado.

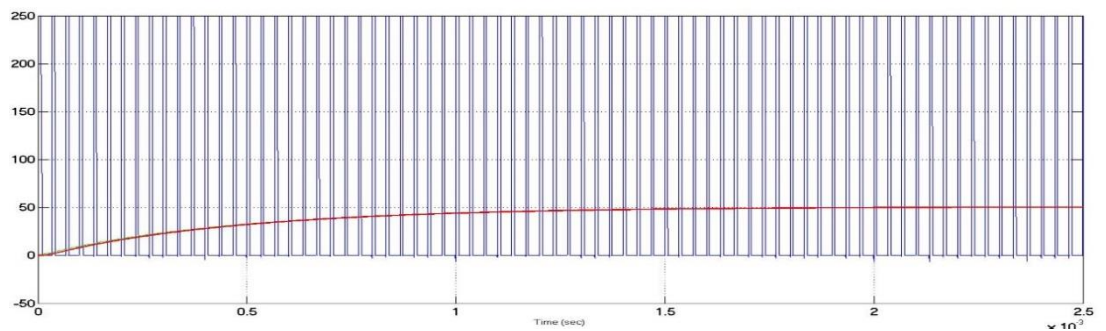


Figura 3.6. Voltaje de salida y Voltaje de conmutación antes del filtro LC.

Se observa en la Figura 3.6 el voltaje  $V_a$  es una onda cuadrada que resulta luego de pasar por los interruptores. También se observa el voltaje de salida el cual se estabiliza en 50V tal como se había diseñado.

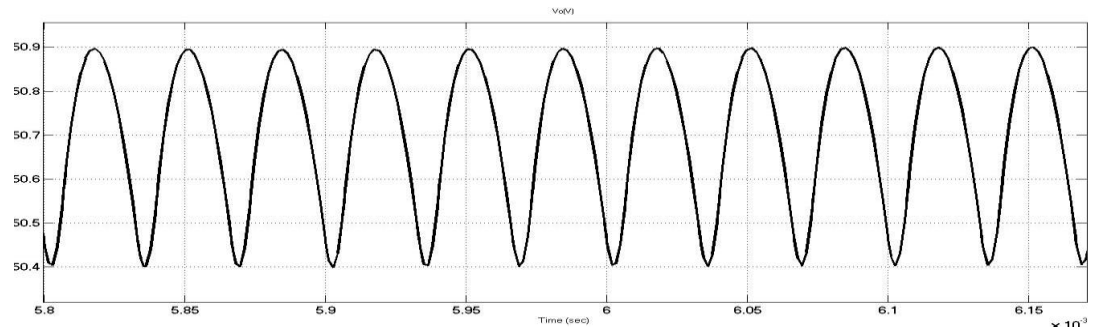


Figura 3.7. Rizado del voltaje de salida  $V_o$ .

El rizado del voltaje mostrado es de 0.5V que corresponde al 1% del voltaje de salida del convertidor tal como se había propuesto en las especificaciones de diseño.

## **CAPÍTULO 4**

### **4. DISEÑO DEL CONTROL DEL CONVERTIDOR**

Este capítulo se trata del diseño de los controladores de las etapas de PFC y el convertidor DC-DC, para lo cual se hace uso de la herramienta Matlab, con el propósito de obtener las formas de ondas deseadas para cada convertidor, mostrando una señal de voltaje y corriente controlada siguiendo un patrón o referencia propuesta por el diseñador. En esta etapa se deberá usar dos lazos de control uno interno que corresponde al lazo de voltaje y uno externo que será el lazo de corriente, cada uno con su respectivo controlador.

El lazo de voltaje debe de tener un ancho de banda menor a 120Hz para que el lazo de corriente “no lo vea” ya que ésta es la frecuencia que tiene la corriente rectificada. El lazo de corriente por su parte tendrá un ancho de banda mucho mayor debido a la frecuencia de conmutación de



los transistores. Por lo que se propone las siguientes especificaciones para el diseño apropiado de los controladores.

Tabla 4. Especificaciones de los controladores.

	Valor	Unidad
<b>Lazo de voltaje</b>		
BW	20	Hz
PM	60	Grados
<b>Lazo de corriente</b>		
BW	3000	Hz
PM	60	Grados

#### 4.1. Diseño del controlador PFC

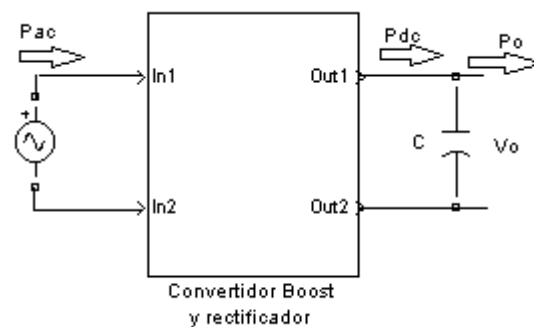


Figura 4.1. Circuito PFC simplificado.

El modelamiento parte del análisis de la energía en el capacitor de salida cumpliendo la siguiente ecuación:

$$E = \int (P_{dc} - P_o) dt \quad (4.1)$$

En donde  $P_o$  se lo toma como una perturbación al sistema y se lo iguala a cero quedando lo siguiente

$$E = \int P_{dc} dt \quad (4.2)$$

Asumiendo que en conjunto el rectificador y el Boost converter tienen una eficiencia del 100% entonces:

$$\overline{P_{ac}} \approx P_{dc} \quad (4.3)$$

Donde

$$\overline{P_{ac}} = \frac{V_{gridpk} * I_{redpk}}{2}. \quad (4.4)$$

Asumiendo que  $V_{grid}$  es constante, aplicando la transformada directa de Laplace a la ecuación (3.47) obtenemos que:

$$E(s) = \frac{1}{s} P_{dc} = \frac{1}{s} \overline{P_{ac}}. \quad (4.5)$$

Reemplazando (4.4) en (4.5)

$$E(s) = \frac{1}{s} \frac{V_{gridpk} * I_{redpk}}{2}; \text{ donde } I_{redpk} = I_{lpk}. \quad (4.6)$$

Obteniendo la función de transferencia tomando como salida la energía del capacitor y como entrada la corriente pico del inductor  $I_{Lpk}$ .

$$G_{pv} = \frac{E(s)}{I_{lpk}(s)} = \frac{V_{gridpk}}{2s}. \quad (4.7)$$

A partir de la ecuación (4.7) se puede diseñar el controlador del lazo de voltaje de la etapa PFC de la fuente, se usará el método del factor K para la realización de esta tarea, dando como resultado la siguiente función de transferencia.

$$G_{cv} = \frac{1.478s + 49.78}{0.002132s^2 + s} \quad (4.8)$$

De manera similar se hace un análisis del lazo de corriente para hallar el controlador adecuado acorde al sistema.

$$G_{pi} = \frac{-V_{oref}}{s + \frac{1}{\tau}} ; \tau = \frac{L}{R_l} \quad (4.9)$$

$V_{oref}$  es 250V el cual es el valor del voltaje de salida de la etapa PFC. Utilizando la técnica del factor K se obtuvo el siguiente controlador para el lazo de corriente.

$$G_{ci} = \frac{-0.07992s - 405.7}{1.429e - 005s^2 + s} \quad (4.10)$$

#### 4.1.1. Simulación en Doble Lazo Cerrado.

Una vez obtenidas las funciones de transferencias de los controladores se comprobará que sean idóneos para la planta diseñada.

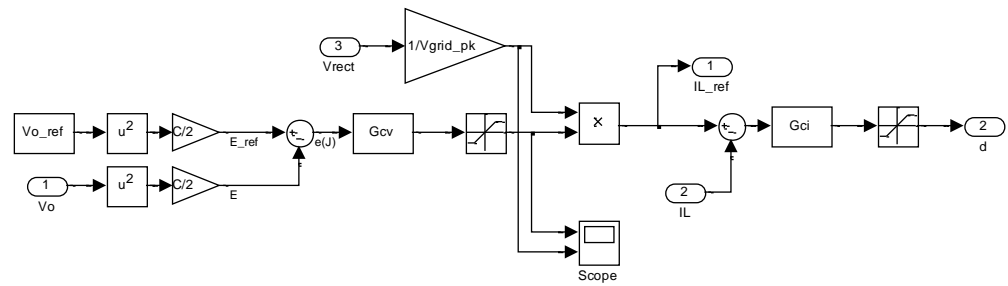


Figura 4.2. Controlador de doble lazo cerrado en Simulink.

Dado que la función de transferencia del controlador del lazo de voltaje tiene como entrada la energía del capacitor hay que acoplar las señales de voltaje con la siguiente fórmula:

$$E = \frac{CV^2}{2} \quad (4.11)$$

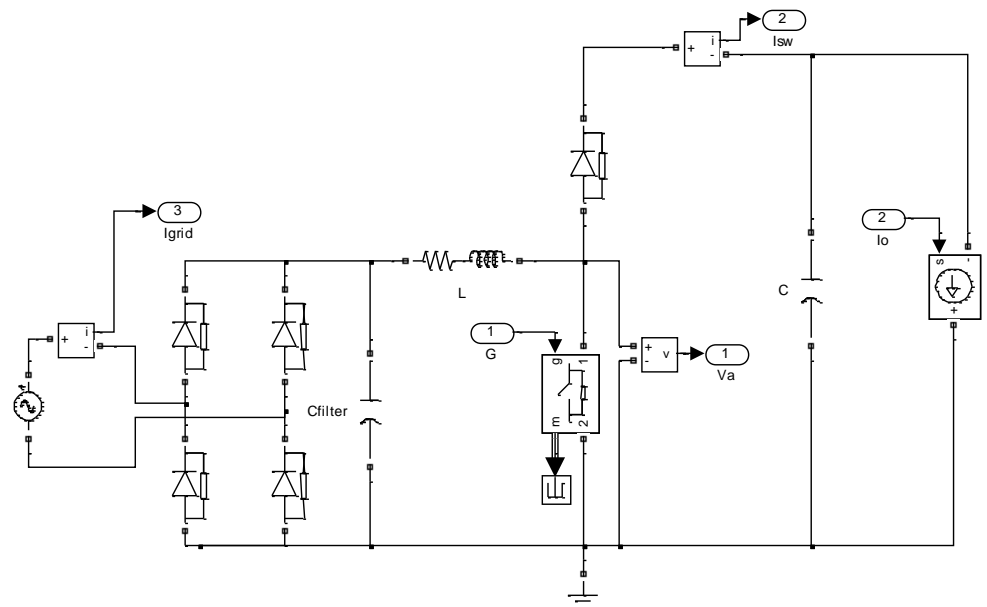


Figura 4.3. Topología de la planta con perturbación controlada.

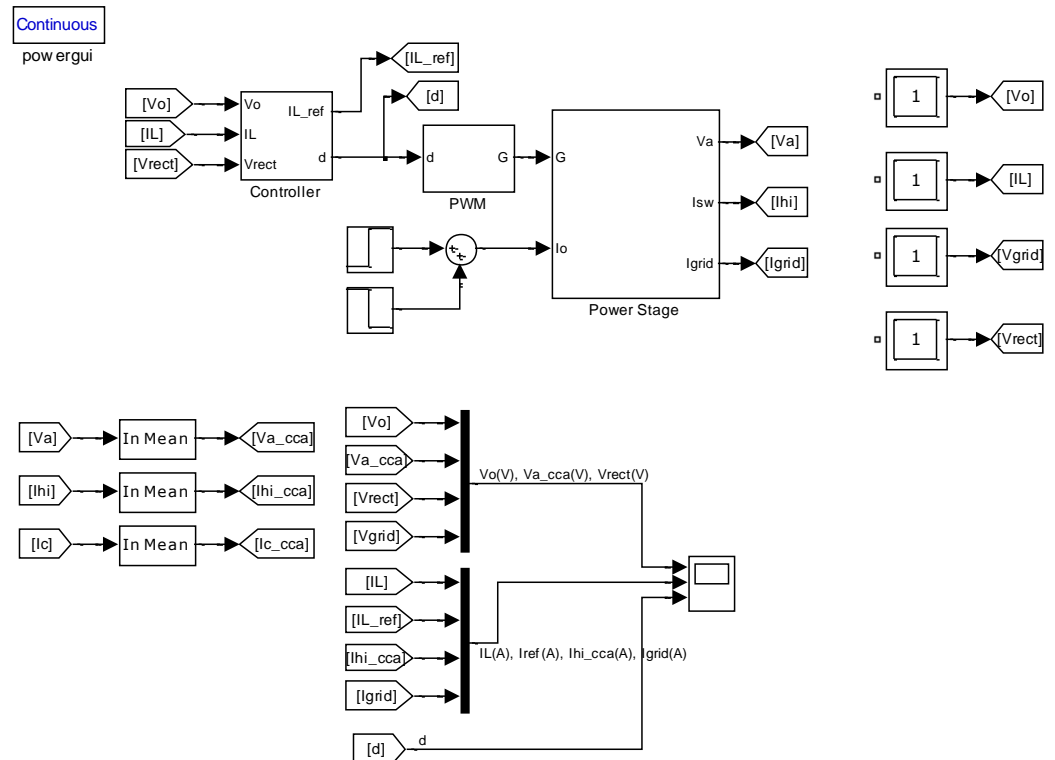


Figura 4.4. Esquema completo del sistema PFC con lazo cerrado.

En la Figura 4.4 está el sistema completo como se lo ha armado en Simulink, el bloque  $G_c$  corresponde al controlador mostrado anteriormente en la Figura 4.2 y en bloque Power Stage está convertidor AC-DC.

Para simular la carga se usó una fuente de corriente controlada la cual servirá como perturbación para el sistema, tal como se muestra en la Figura 4.3

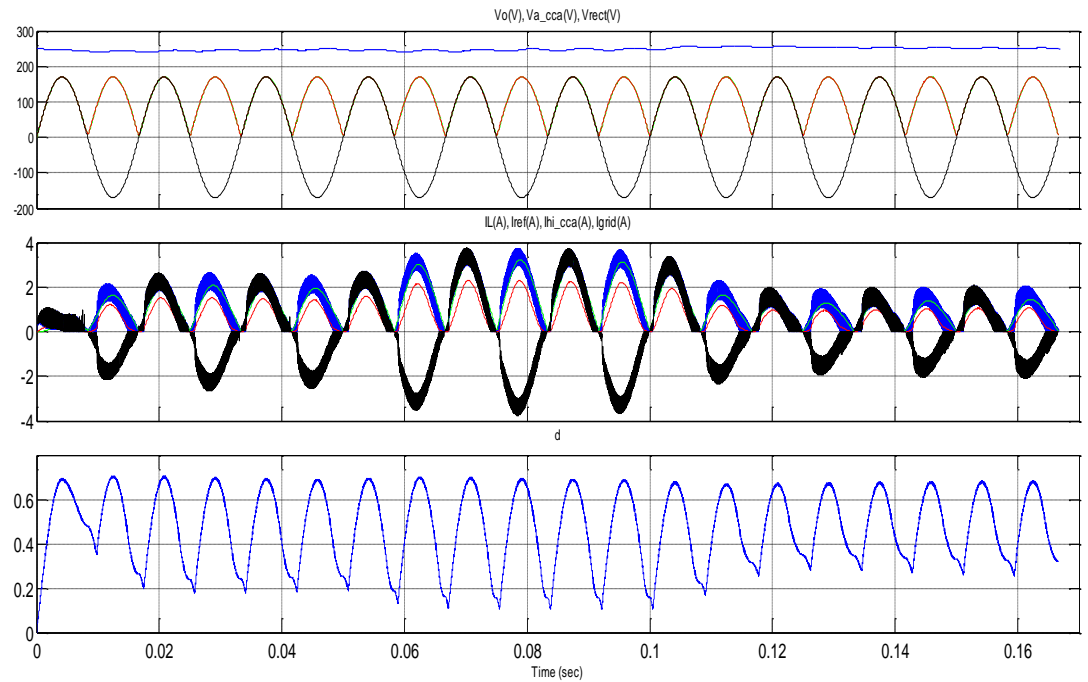


Figura 4.5. Resultado de la simulación.

La salida de voltaje de la simulación dio como resultado los 250V esperados para esta etapa de la fuente. La forma de onda de la corriente de la red se asemeja mucho a una sinusoidal obteniendo así una mejoría en el factor de potencia del sistema, por último se puede observar claramente en la Figura 4.6 que el ciclo de trabajo oscila entre los valores de 0 a 1, no se satura, con lo que se corrobora a la estabilidad del sistema. Los saltos en la corriente y el ciclo de trabajo se deben al cambio de carga realizado con el fin de observar el comportamiento del sistema frente a esta perturbación.

## 4.2. Diseño del Controlador del Convertidor DC-DC

Para efecto del cálculo del controlador de esta etapa se usará la función de transferencia del Two Switch Forward Converter que viene dada por:

$$G_p = \frac{\frac{N_2}{N_1} V_{dc}}{LCs^2 + \left(\frac{L}{R} + R_l C\right)s + 1 + \frac{R_l}{R}} \quad (4.12)$$

Así como en la etapa anterior el diseño del controlador se hizo con la técnica del factor K, cabe destacar que esta etapa solo tiene un lazo de control el cual es de voltaje. El controlador calculador se muestra a continuación:

$$G_c = \frac{0.008794s + 55.89}{4.025e - 005s^2 + s} \quad (4.13)$$

### 4.2.1. Resultados de la Simulación

En la siguiente imagen se puede ver los bloques correspondientes a la simulación del Two-Switch Forward Converter.

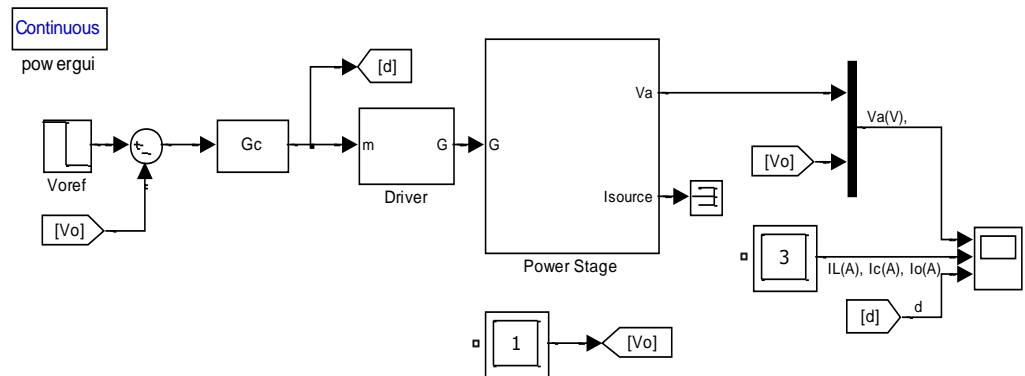


Figura 4.6. Esquema completo del convertidor DC-DC en lazo cerrado.

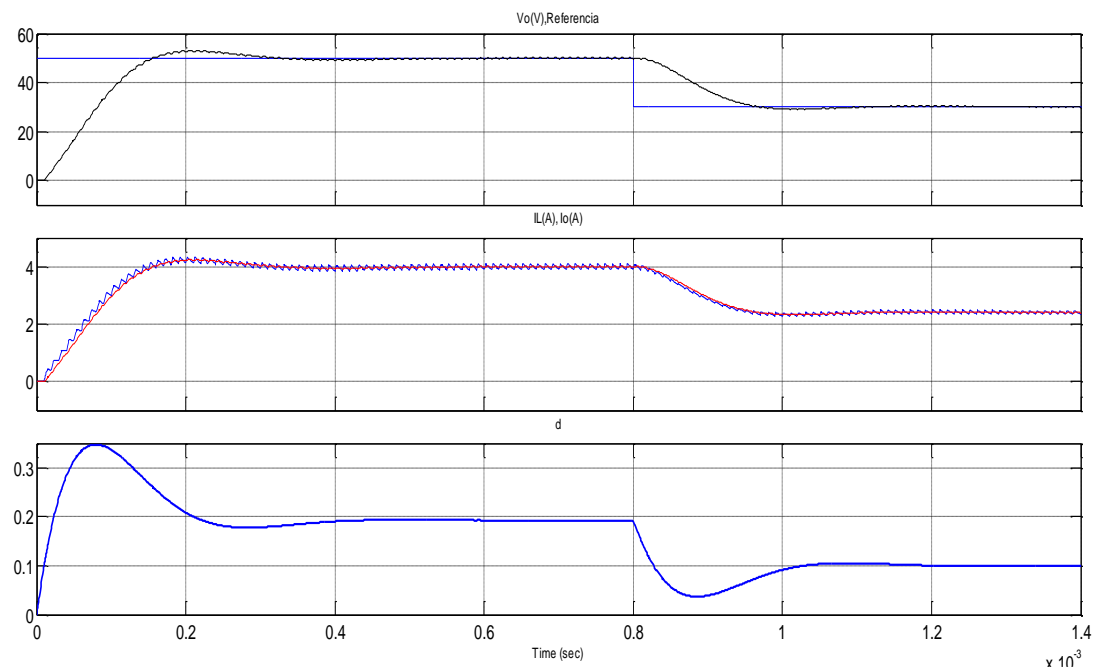


Figura 4.7. Resultado de la simulación del sistema con lazo cerrado.

El voltaje de salida se estabiliza en 50V que era una de las metas de la fuente de voltaje, la respuesta del sistema es rápida estabilizándose aproximadamente en 0.4ms.



El ciclo de trabajo opera dentro del rango normal de operación teniendo su respectivo transiente para luego estabilizarse en 0.2 y así alcanzar el voltaje de salida deseado.

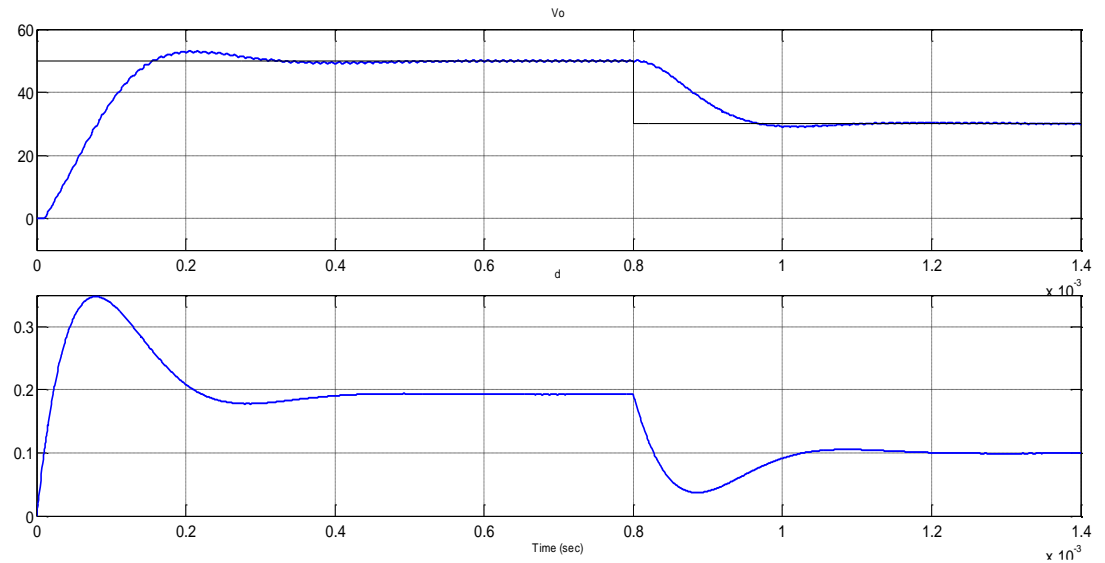


Figura 4.8. Respuesta ante la perturbación en la carga.

Se ve en la Figura 4.8 como el ciclo de trabajo  $d$  responde correctamente ante un cambio de referencia en el voltaje de salida, consiguiendo que el voltaje de salida siga sin error de estado estacionario al nuevo voltaje de referencia sin saturarse, además de que se aprecia claramente como el voltaje de salida sigue al escalón de referencia sin error de estado estacionario.

## **CAPÍTULO 5**

### **5. IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS**

Este capítulo está formado por dos segmentos, en primer lugar la simulación de la fuente en su totalidad, con sus dos etapas (Boost y Two Switch Forward Converter) realizada en Simulink, y por último los resultados de la implementación de la etapa de PFC de la fuente.

#### **5.1. Simulación de la Fuente Conmutada en sus dos etapas**

Se observa en las gráficas como el circuito responde al cambio de carga presentado en la salida, minimizando el transiente ocurrido por dicha perturbación gracias a la acción de los controladores, en el momento de la perturbación la corriente de la etapa DC-DC aumenta bruscamente provocando que el capacitor de salida de la etapa PFC se descargue y por ende el controlador de la etapa PFC actúe

dándole la corriente necesaria para mantener el nivel de voltaje deseado.

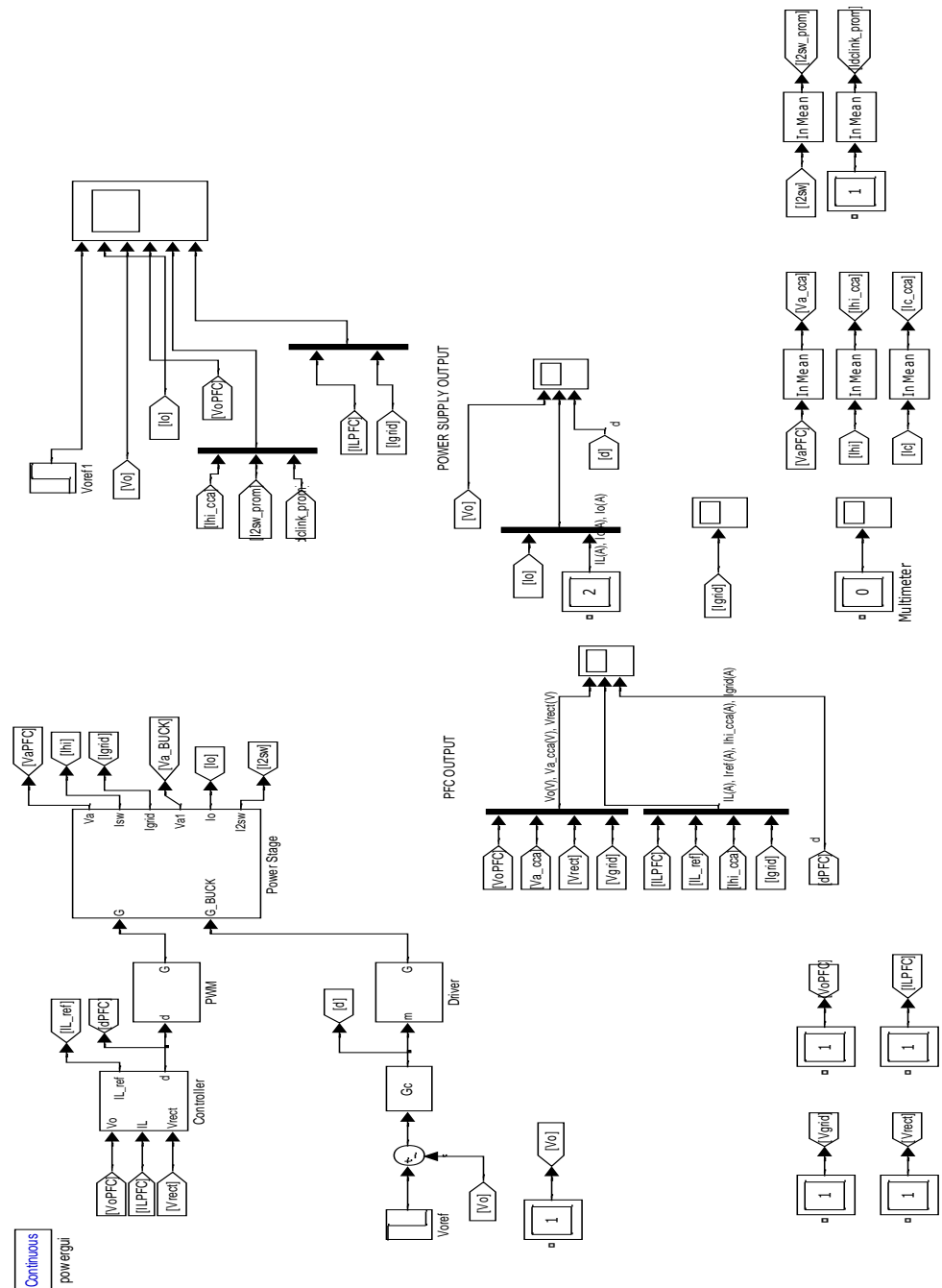


Figura 5.1. Esquema de la Fuente completa con sus controladores e indicadores de señales.

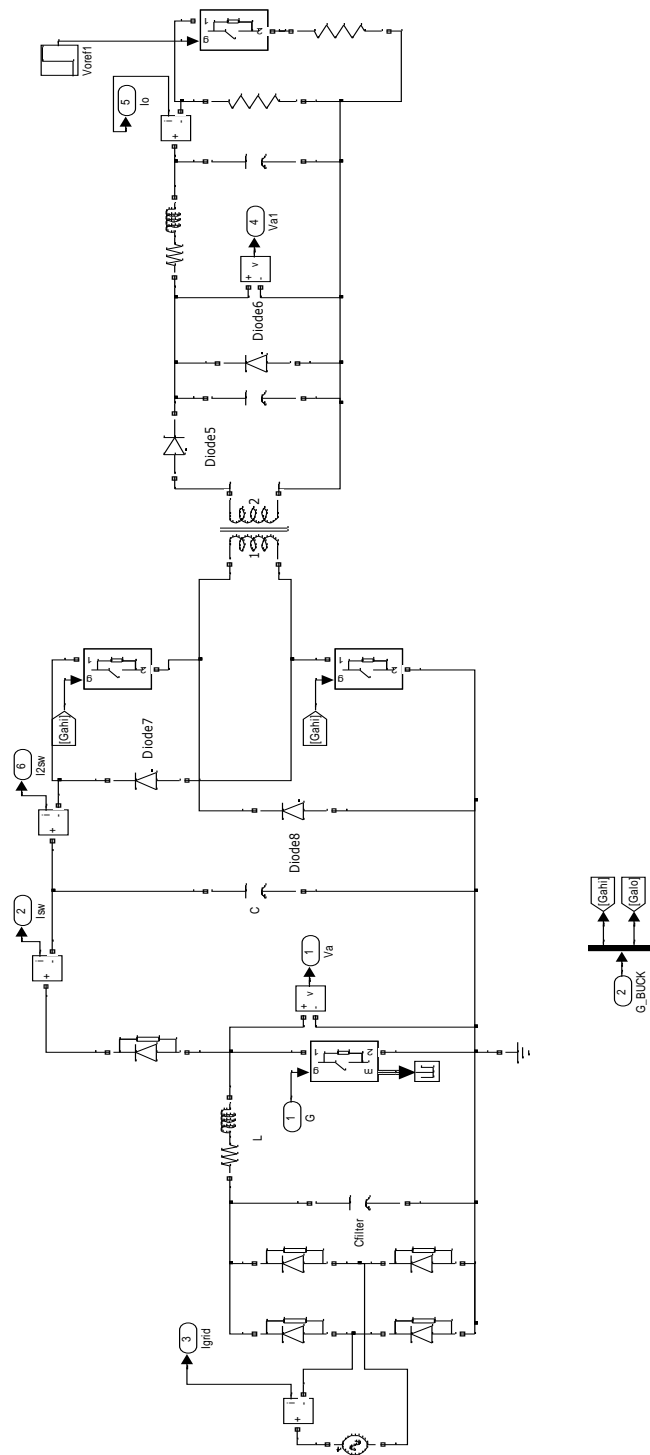


Figura 5.2. Circuito del bloque "Power Stage" el cual contiene los convertidores Boost y Buck en cascada.

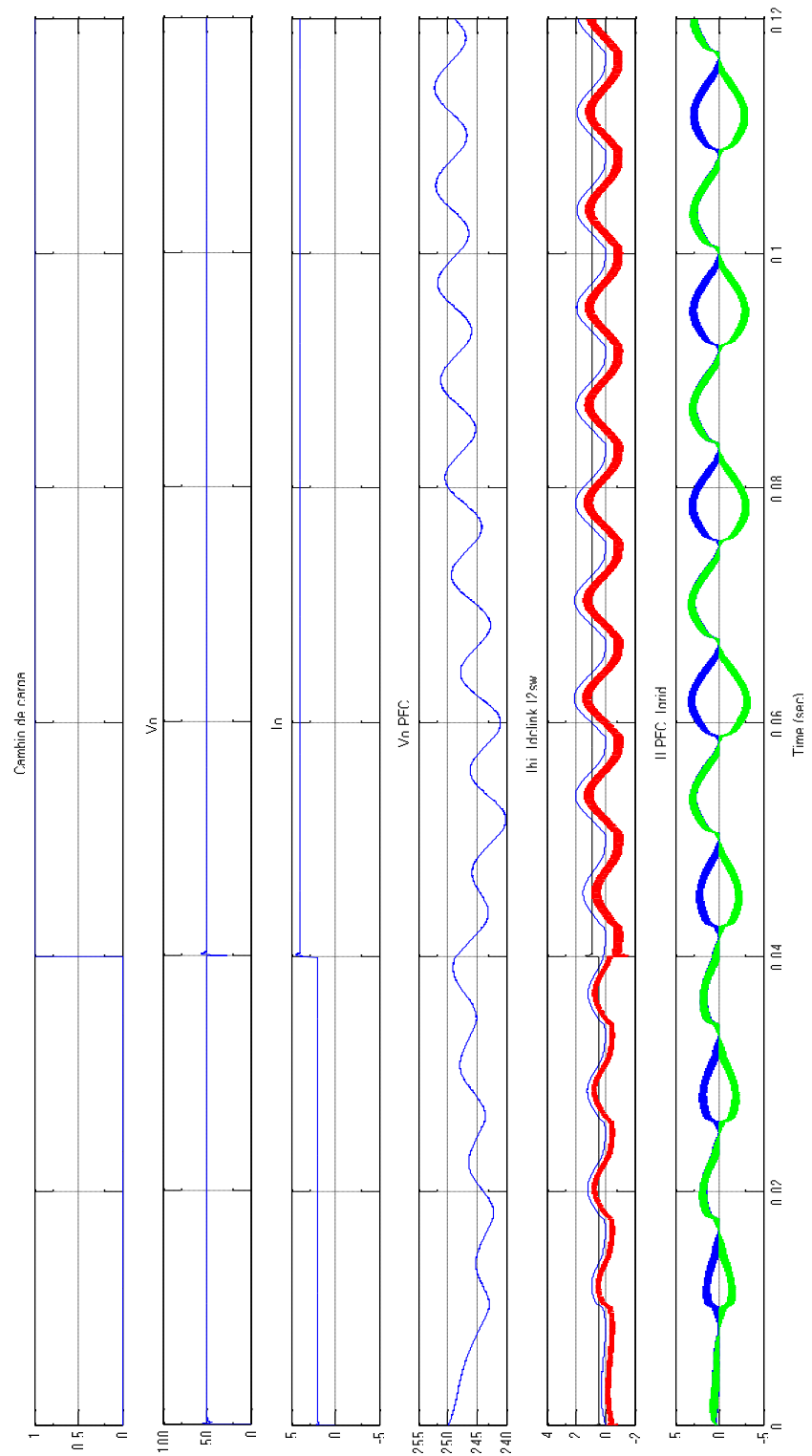


Figura 5.3. Formas de onda de las señales  $V_o$ ,  $I_o$ ,  $V_{oPFC}$ ,  $I_{hi}$ ,  $I_{dclink}$ ,  $I_{2sw}$ ,  $I_{LPFC}$ ,  $I_{gnd}$

## 5.2. Implementación y Análisis de Resultados

Se muestra a continuación la placa con los elementos soldados.

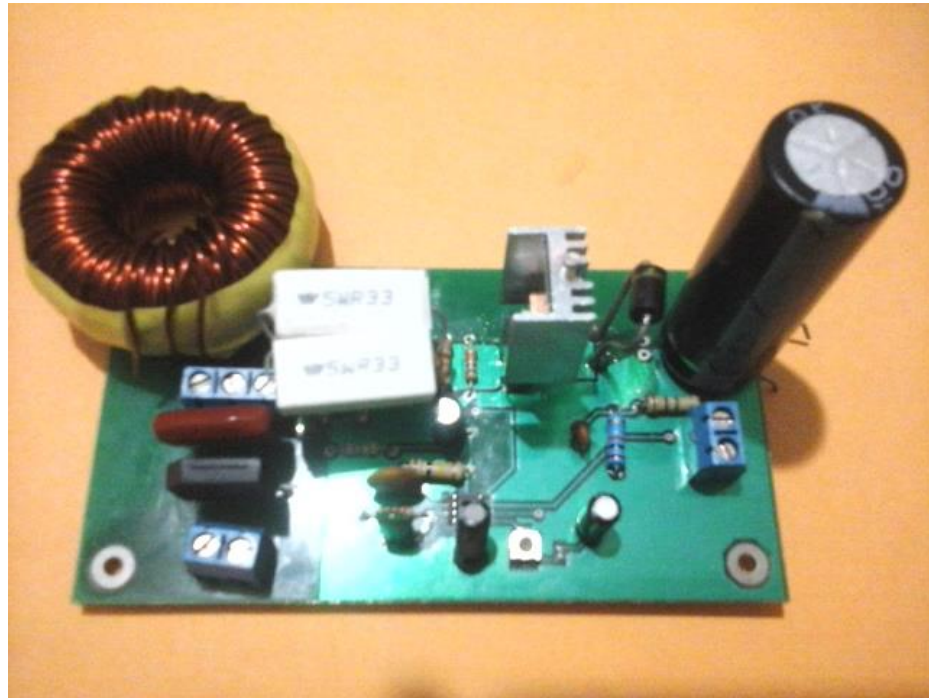


Figura 5.4 PCB de la placa de PFC terminada.

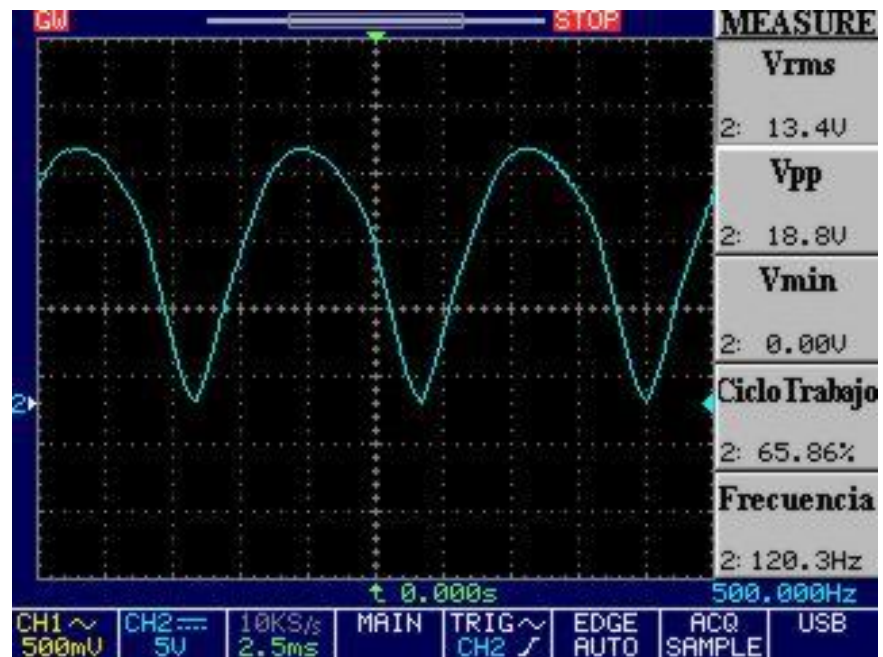


Figura 5.5. Onda Rectificada.

En la Figura 5.5 se aprecia la forma de onda en la salida del rectificador, se aprecia claramente que tiene el doble de la frecuencia de la línea, esto es normal debido que al ser rectificadas la frecuencia se duplica.

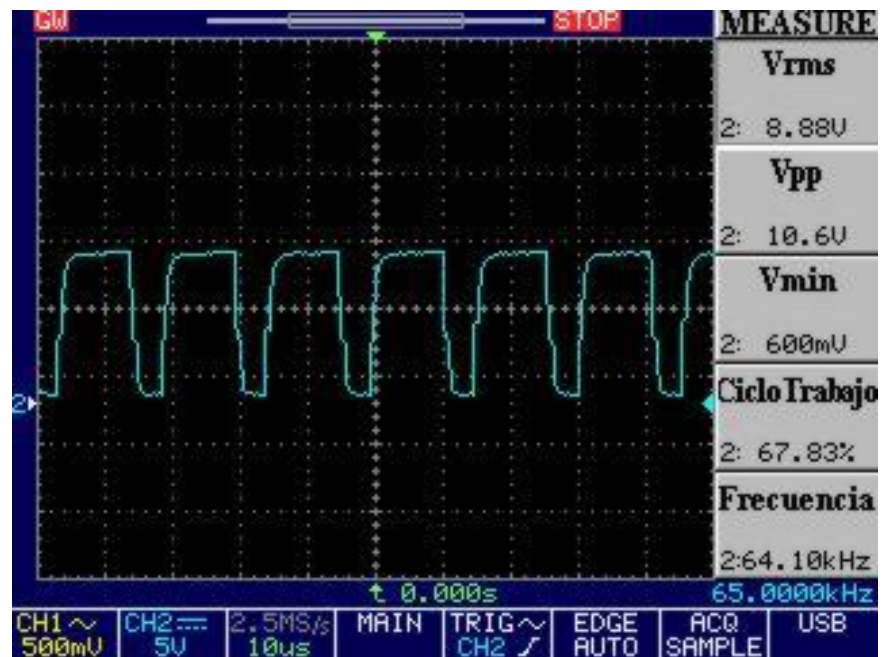


Figura 5.6. Disparo en la compuerta del MOSFET.

La señal mostrada en la figura anterior tiene un ciclo de trabajo (D) aproximadamente del 70% el cual está considerado como D máximo para la operación del convertidor Boost.

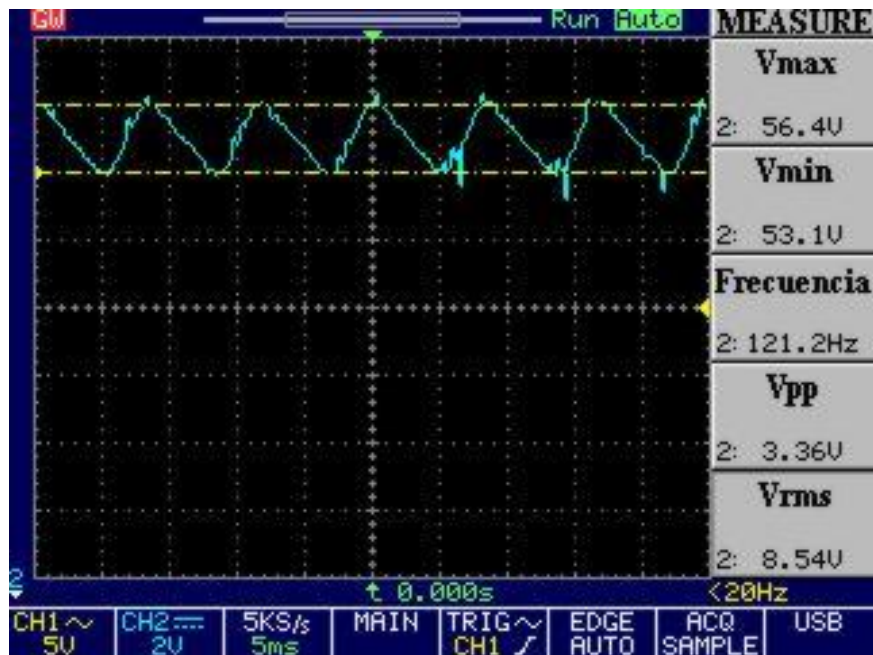


Figura 5.7 Rizado de Voltaje en la salida.

El rizado de voltaje es de 3.36V el cual corresponde al porcentaje calculado teóricamente, corrobora el buen funcionamiento de la planta en lazo abierto.



Luego de verificar los resultados obtenidos en lazo abierto, se procede a implementar el controlador en el sistema obteniendo las siguientes formas de ondas.

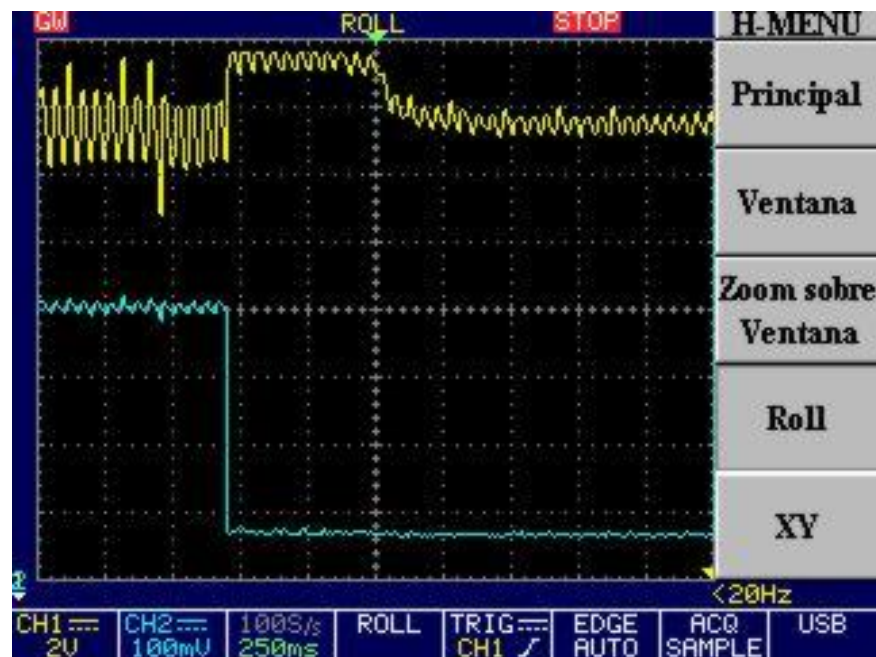


Figura 5.8. Perturbación con carga mínima.

En la figura 5.8 puede observar que al momento de hacer el cambio de carga a la quinta parte de la nominal del sistema, la corriente disminuye, aumentando el voltaje en el capacitor para compensar la energía que entrega en el momento, para posteriormente estabilizarse en su valor nominal gracias a la acción del controlador,

debido al cambio de corriente se obtiene como resultado un rizado mínimo de voltaje.

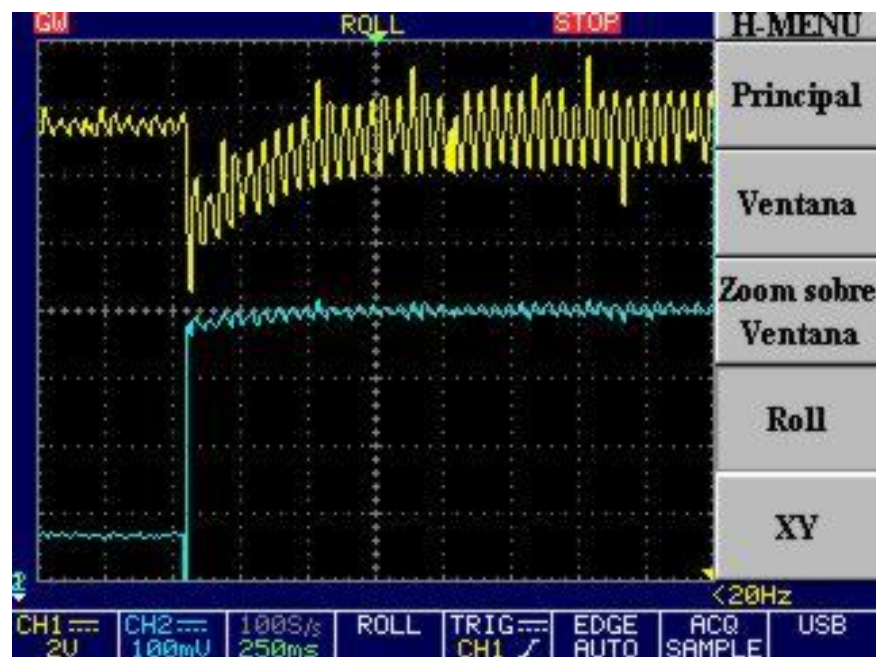


Figura 5.9. Perturbación con carga máxima.

Luego se procede a cambiar la carga a la nominal dándole una perturbación de corriente mayor, se aprecia la caída del voltaje de salida en el instante en que la corriente aumenta abruptamente y por consiguiente el rizado de voltaje aumenta a su valor máximo tal como se puede observar en la figura 5.9.

En la gráfica 5.10 claramente se puede observar que la señal de voltaje y la señal de corriente están en fase y tienen la misma forma de onda.

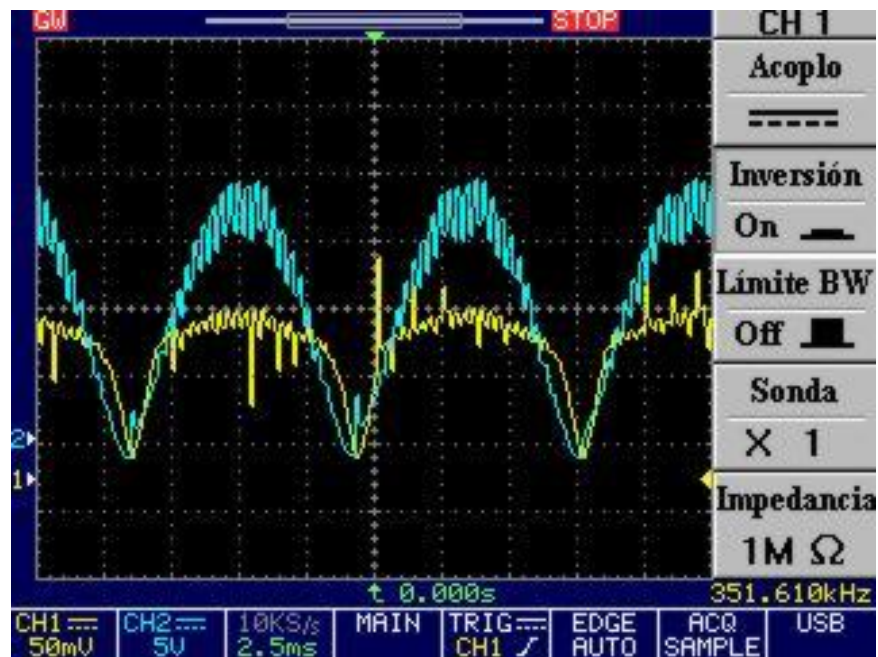


Figura 5.10. PFC de la señal de corriente y voltaje.

En la siguiente gráfica se puede observar la rápida acción del controlador en el sistema respondiendo al cambio brusco de corriente.

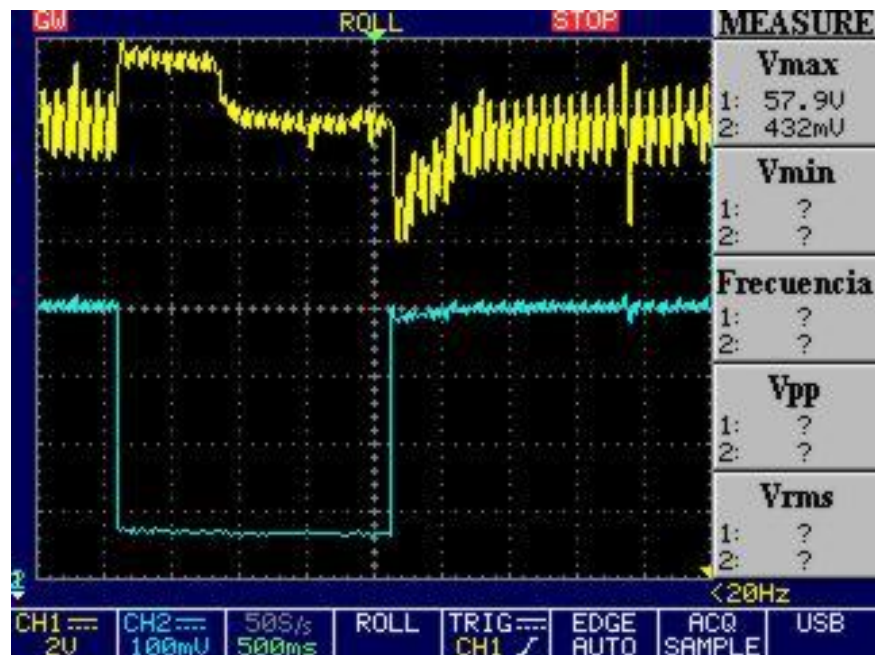


Figura 5.11. Doble perturbacion.

## CONCLUSIONES

Dados los resultados obtenidos mediante simulaciones y mediciones reales tomadas del circuito impreso, se presentan las siguientes conclusiones:

1. Las gráficas obtenidas en el simulador corresponden de manera conforme a las especificaciones de diseño. También en los resultados experimentales se logra obtener los valores de rizados tanto de corriente como de voltaje que guardan relación con los valores teóricos antes calculados.
2. Los parámetros calculados responden correctamente a la perturbación, minimizando eficientemente el transiente gracias a la acción de controlador para el circuito de la etapa de PFC, logrando que el ciclo de trabajo no se sature teniendo como resultado que el sistema sea estable y rápido.

3. Los resultados de la simulación en sus dos etapas tanto en lazo abierto como en lazo cerrado efectivamente cumplen con los valores teóricos de rizado tanto de voltajes como de corrientes obtenido en el capítulo 3, respondiendo de manera correcta a los cambios de cargas aplicadas a la salida de la fuente conmutada.
  
4. Con el uso del osciloscopio se hizo pruebas del circuito PFC usando valores bajos de voltaje en la entrada del circuito observando que efectivamente el convertidor “Boost” funciona correctamente obteniendo valores de rizados de voltaje y corrientes proporcionales a los valores reales calculados en la teoría.

## RECOMENDACIONES

Debido a las distintas dificultades encontradas a lo largo de la realización de este proyecto se ha hecho una recopilación de recomendaciones las cuales aplicadas correctamente aportan positivamente al desarrollo de la fuente conmutada.

1. Tomar en cuenta las limitaciones técnicas de los componentes al momento de adquirirlos, debido a que por la alta potencia que se esta manejando, estos no pudiesen soportar esos valores logrando la averiación de dichos componentes.
- Al momento de diseñar el PCB se debe tener especial cuidado con el ancho de las pistas en lo que es la parte de fuerza estas deben ser lo suficientemente gruesas debido a la alta cantidad de corriente que fluye a través de las pistas y asi poder evitar el deterioro de las líneas

de cobre evitando el levantamiento de las mismas o posibles pérdidas de continuidad.

2. Tener precaución con las pistas en paralelo del PCB ya que se pueden formar espiras de corriente formando así inductancias parásitas las cuales pueden afectar la formas de ondas resultantes del circuito implementado.
3. Se recomienda hacer primero las pruebas en lazo abierto para asegurarse que los valores calculados en la teoría sean los correctos y así ya con los valores comprobados cerrar el lazo en el circuito y hacer las respectivas mediciones de voltaje y corrientes a la salida del convertidor.



## BIBLIOGRAFÍA

- [1] «Fuentes Lineales vs Fuentes Conmutadas,» Disponible: <http://www.ayudaelectronica.com>. Enero 2015].
- [2] ON Semiconductor, «SMPS Power Supply Design Manual,» 2004.
- [3] ON Semiconductor, «Power Factor Correction (PFC) Handbook,» 2014.
- [4] N. J. Havens, «A HIGH GAIN HYBRID DC-DC BOOST-FORWARD CONVERTER FOR SOLAR PANEL APPLICATIONS,» Bozeman, 2013.
- [5] VISHAY, «VISHAY SILICONIX,» 2014 Enero 14. Disponible: [www.vishay.com](http://www.vishay.com). [Último acceso: 2015].
- [6] R. Ayyanar, Escritor, *K-factor approach*. [Presentación]. EEE 572.
- [7] R. Ayyanar, Escritor, *AC-DC conversion PFC circuits*. [Presentación]. EEE 572.

# **ANEXOS**

