



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 Director (Forward Converter) e Implementación de su Etapa AC-DC.”

INFORME DE MATERIA DE GRADUACIÓN

Previa obtención del título de:

INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

Presentada por:

ALDO GABRIEL ALAVA GAVILÁNEZ

HERNÁN ALFONSO CAMPOS CASTRO

Guayaquil – Ecuador

AGRADECIMIENTO

Le agradezco principalmente a Dios que nunca me ha abandonado, a mi familia ya que siempre hemos afrontado juntos nuestros problemas, a mis amigos por toda la ayuda incondicional que me han brindado, a los profesores que han sido claves para mi formación académica, y por supuesto una mención especial a mi profesor PhD. Síxifo Falcones por su valiosa guía en el desarrollo de este proyecto.

Aldo Gabriel Alava Gavilánez

Agradezco de manera muy especial a Dios que siempre me ha bendecido, a mi familia por ser mi apoyo constante e incondicional. Agradezco también a mi profesor PhD. Síxifo Falcones por su gentil y valiosa ayuda en este proyecto y a los profesores y amigos que influyeron en mi vida universitaria.

Hernán Alfonso Campos Castro

DEDICATORIA

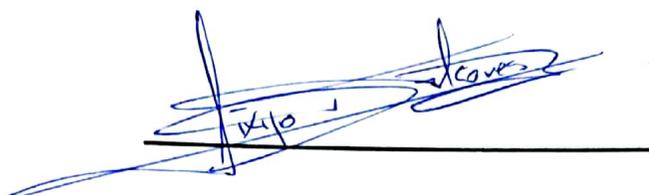
Dedico este proyecto a Dios, a mis padres, a mi familia y amigos que me apoyaron a lo largo de la carrera.

Aldo Gabriel Alava Gavilánez.

A mi madre con mucho amor y cariño le dedico todo mi esfuerzo y trabajo puesto para la realización de este proyecto.

Hernán Alfonso Campos Castro.

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN



PhD. SÍXIFO FALCONES

PROFESOR DE LA MATERIA

DE GRADUACIÓN



ING. RONALD PONGUILLO

PROFESOR DELEGADO

POR LA UNIDAD ACADÉMICA

DECLARACIÓN EXPRESA

La responsabilidad del contenido de este Informe, nos corresponde
exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma a la
ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

(REGLAMENTO DE GRADUACIÓN DE LA ESPOL)



ALDO GABRIEL ALAVA GAVILÁNEZ



HERNÁN ALFONSO CAMPOS CASTRO

RESUMEN

El presente documento muestra el diseño de una fuente de conmutación de dos etapas, la primera de un circuito para la corrección del factor de potencia basado en un convertidor Boost y la segunda etapa de un circuito aislado basado en un convertidor Forward para la obtención de un voltaje de salida DC con un rizado en corriente y voltaje bajos, todo esto busca como objetivo principal el uso de una fuente de mayor eficiencia en potencia con respecto a fuentes que se usan actualmente. El diseño de la fuente de conmutación la podemos dividir en dos partes: el diseño de la parte de fuerza o potencia de la fuente y el diseño de la parte de control de la fuente. El diseño de la parte de fuerza se enfoca en los parámetros de voltajes y corrientes que la fuente maneja en su entrada y salida, mientras que el diseño de la parte de control se enfoca en los cambios y perturbaciones que puede sufrir la fuente en su funcionamiento y cómo logra superar las mismas. La técnica utilizada para el lazo de compensación en la parte de control de la dos etapas es el Método del Factor K, esta técnica nos permite hallar polos y ceros para un margen de fase y frecuencia de corte dado, estos polos y ceros se convierten en nuestro controlador, las dos etapas utilizan un controlador de este tipo para el voltaje y para la corriente. Todo esto se lo realizó a través del software Simulink de Matlab. La verificación de la fuente de conmutación se realiza de forma virtual a través del software Simulink de Matlab y de forma real a través de la implementación de la primera etapa.

ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTO.....	II
DEDICATORIA.....	III
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN.....	IV
DECLARACIÓN EXPRESA.....	V
RESUMEN.....	VI
ÍNDICE GENERAL.....	VII
ÍNDICE DE FIGURAS.....	X
ÍNDICE DE TABLAS.....	XIII
ABREVIATURAS.....	XIV
SIMBOLOGÍA.....	XVI
INTRODUCCIÓN.....	XVII
CAPÍTULO 1	
JUSTIFICACIÓN DEL PROYECTO.....	1
1.1. Motivación para el Desarrollo del Proyecto.....	2
1.2. Características Generales de las Fuentes Conmutadas.....	3
1.3. Objetivos Planteados.....	4
CAPÍTULO 2	
FUNDAMENTO TEÓRICO.....	6
2.1. Factor de Potencia (PF).....	7
2.2.1. Fuentes de Conmutación y PFC.....	7
2.2.2. Corrección del Factor de Potencia vs Armónicos.....	9

2.2.3. Tipos de PFC.....	10
2.3. Convertidor Boost.....	12
2.3.1. Topología del Convertidor Boost.....	12
2.3.2. Análisis del Convertidor Boost.....	13
2.3.3. Topología del Convertidor Boost aplicada al PFC.....	17
2.4. Convertidor Forward.....	18
2.4.1. Análisis del Convertidor Forward.....	19
2.4.2. Gráficas del Convertidor Forward.....	22

CAPÍTULO 3

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE FUERZA DE LAS DOS ETAPAS.....	24
3.1. Modelamiento y Diseño de Fuerza del PFC.....	25
3.1.1. Esquemático Básico de un Convertidor Boost.....	25
3.1.2. Parámetros y Requerimientos del Convertidor Boost.....	26
3.1.3. Dimensionamiento de los Componentes del Convertidor Boost del PFC.....	27
3.1.4. Pruebas de Funcionamiento del Convertidor Boost en Simulink de Matlab.....	29
3.2. Modelamiento y Diseño de Fuerza del Convertidor Forward.....	32
3.2.1. Esquemático Básico de un Convertidor Forward.....	32
3.2.2. Parámetros y Requerimientos del Convertidor Forward.....	33
3.2.3. Dimensionamiento de los Componentes del Convertidor Forward.....	34
3.2.4. Pruebas de Funcionamiento del Convertidor Forward en Simulink de Matlab.....	37

CAPÍTULO 4

MODELAMIENTO Y DISEÑO DEL CONTROL DE LAS DOS ETAPAS.....	40
--	----

4.1. Estrategia de Control.....	40
4.2. Modelamiento de la Planta.....	41
4.3. Cálculo de los Controladores por el Método del Factor K.....	55
4.4. Análisis de Resultados del PFC En Lazo Cerrado En Simulink.....	58
4.5. Análisis de Resultados del Convertidor Forward en Lazo Cerrado en Simulink.....	60
CAPÍTULO 5	
ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	63
5.1. Resultados de la Simulación.....	64
5.2. Resultados Reales de la Implementación.....	68
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	73
Anexo A.....	77
Anexo B.....	83
Anexo C.....	84
Anexo D.....	87
Anexo E.....	89
Anexo F.....	92
Anexo G.....	93
Bibliografía.....	94

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Diagrama de bloques general de una fuente conmutada.....	4
Figura 2.1. Señales de voltaje y corriente de entrada de un circuito rectificador de onda completa.....	8
Figura 2.2. Fuente de entrada con corrección del factor de potencia.....	9
Figura 2.3. Esquema general de un PFC activo.....	11
Figura 2.4. Diagrama esquemático de un PFC pasivo.....	12
Figura 2.5. Diagrama Esquemático de un Convertidor Boost.....	12
Figura 2.6. Análisis del Convertidor Boost.....	13
Figura 2.7. Análisis del primer estado del circuito Convertidor Boost.....	14
Figura 2.8. Análisis del segundo estado del circuito Convertidor Boost	15
Figura 2.9. Principales señales de voltaje y corriente del Convertidor Boost.....	16
Figura 2.10. Corriente del capacitor de salida del Convertidor Boost.....	16
Figura 2.11. Bloque esquemático de un PFC usando topología de un convertidor Boost.....	17
Figura 2.12. Topología del convertidor Forward.....	18

Figura 2.13. Análisis inicial del convertidor Forward.....	18
Figura 2.14. Análisis del convertidor Forward en el primer intervalo del ciclo de trabajo.....	19
Figura 2.15. Análisis del convertidor Forward en el segundo intervalo del ciclo de trabajo.....	20
Figura 2.16. Análisis del convertidor Forward en el tercer intervalo del ciclo de trabajo.....	21
Figura 2.17a. Principales gráficas de las señales del convertidor Forward.....	22
Figura 2.17b. Principales gráficas de las señales del convertidor Forward.....	23
Figura 3.1. Esquema del convertidor Boost.....	25
Figura 3.2 Esquema del convertidor Boost en simulink.....	30
Figura 3.3. Valores y parámetros del convertidor Boost en Simulink.....	31
Figura 3.4: Mediciones de voltaje, corriente y de 'd' del convertidor Boost en simulink.....	32
Figura 3.5. Esquema del convertidor Forward en Simulink.....	37

Figura 3.6. Valores y parámetros del convertidor Forward en Simulink.....	38
Figura 3.7. Mediciones de voltaje, corriente de salida, corriente de magnetización y de d del convertidor Forward en Simulink.....	39
Figura 4.1. Diagrama de bloques del lazo de corriente interno y el lazo de voltaje externo del sistema.....	40
Figura 4.3. Diagrama de bode de la ganancia de la planta en corriente.....	43
Figura 4.4. Diagrama de bode del controlador de corriente G_{ci} , con $k_c=1$	45
Figura 4.5. Diagrama de bode del controlador de corriente G_{ci} , con $k_c=1659.58$	47
Figura 4.6. Diagrama de bode de la planta con respecto al lazo de voltaje.....	48
Figura 4.7. Diagrama de bode del controlador de voltaje G_{cv} , con $k_c=1$	50
Figura 4.8. Diagrama de bode del controlador de voltaje G_{cv} , con $k_c=2344.23$	51
Figura 4.9. Diagrama de bode de la planta con respecto al lazo de corriente.....	52

Figura 4.10. Diagrama de bode del controlador de lazo de corriente.....	53
Figura 4.11. Diagrama de bode de la planta con respecto al lazo de voltaje.....	54
Figura 4.12. Diagrama de bode del controlador de lazo de voltaje.....	55
Figura 4.13. Diagrama de bloques del controlador del PFC.....	56
Figura 4.14. Señales de voltaje de salida, corriente de salida y el duty ratio a través del tiempo.....	57
Figura 4.15. Diagrama de bloques del convertidor Forward con control de lazo cerrado.....	58
Figura 4.16. Señales de voltaje de entrada y salida, corrientes de salida, corriente de magnetización y el ciclo de trabajo.....	59
Figura 5.1. Diagrama de bloques de la fuente de conmutación en Simulink.....	65
Figura 5.2. Señales de Voltajes y corrientes de entrada y salida del circuito.....	66
Figura 5.3. Parte superior de la placa electrónica del PFC.....	68
Figura 5.4. Parte inferior de la placa electrónica del PFC.....	69
Figura 5.5. Voltaje de salida del circuito medido por osciloscopio.....	69
Figura 5.6. Voltaje de salida del circuito medido por osciloscopio.....	70

Figura 5.7. Forma de la señal de corriente de entrada del circuito medido por
osciloscopio..... 70

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 4.1. Funciones de transferencias o ganancias de planta.....	40
Tabla 4.2. Tipos de controladores de acuerdo al método de aproximación del factor K.....	42
Tabla 4.3. Selección del tipo de controlador.....	43

ABREVIATURAS

PF	Factor de Potencia
PFC	Corrección de Factor De Potencia
AC-DC	Conversión de Corriente Alterna a Corriente Continua
DC-DC	Conversión de Corriente Continua a Corriente Continua
PWM	Modulación de Ancho de Pulso
RMS	Valor Eficaz
MF	Margen de Fase
BW	Ancho de Banda

SIMBOLOGÍA

θ	Ángulo de desfase entre voltaje y corriente
I_p	Corriente Pico
V_{in}	Voltaje de entrada o de alimentación
V_L	Voltaje de Inductor
V_A	Voltaje del conmutador
D	Ciclo de trabajo
D_1	Diodo 1
D_2	Diodo 2
D_3	Diodo 3
V_o	Voltaje de salida
i_c	Corriente de Capacitor
I_o	Corriente de Salida
T_s	Periodo de conmutación
f_s	Frecuencia de conmutación

L	Inductancia
R_L	Resistencia de Inductancia
n	Relación de Vueltas del Transformador
τ	Tiempo de Encendido o de Nivel Alto del Conmutador
T	Periodo de la Función
i_m	Corriente de Magnetización
P_{MAX}	Potencia Máxima
I_{ripple}	Rizado de la Corriente
V_{ripple}	Rizado del Voltaje
C_{in}	Capacitancia de Entrada
N_{pri}	Número de vueltas del Embobinado primario del transformador
N_{reset}	Número de Vueltas del Embobinado de Reset del Transformador
N_{sec}	Número de Vueltas del Embobinado Secundario del Transformador
φ_{boost}	Ángulo de Inyección al Sistema
φ_{sist}	Ángulo del Sistema
G_{pi}	Ganancia de la Planta en Lazo Interno de Corriente
G_{pv}	Ganancia de la Planta en Lazo de Voltaje

k	Constante o Factor para Hallar Polos y Ceros del Controlador
w_c	Frecuencia Angular de Corte
w_z	Frecuencia Angular del Cero del Controlador
w_p	Frecuencia Angular del Polo del Controlador
f_c	Frecuencia de Corte
k_c	Magnitud del Controlador
$G'_{ci}(s)$	Ganancia del Controlador de Corriente sin magnitud
$G_{ci}(s)$	Ganancia del Controlador de Corriente
$G_{cv}(s)$	Ganancia del Controlador de Voltaje
M_x	Variables de Lazo Interno del UCC28019
K_{FQ}	Constantes del Controlador Interno del UCC28019
$G_{VL}(f)$	Controlador de Lazo Cerrado de Voltaje UCC28019
$G_{CL}(f)$	Controlador de Lazo Cerrado de Corriente UCC28019

INTRODUCCIÓN

Podemos definir fuente de alimentación como aparato electrónico modificador de la electricidad que convierte la tensión alterna en una tensión continua.

Remontándonos un poco en la historia describiremos que en la industria no se contaba con equipos eléctricos, luego se empezaron a introducir dispositivos eléctricos no muy sofisticados por lo que no eran muy sensibles a sobretensiones, luego llegaron los equipos más modernos que necesitaban de bajos voltajes y por lo tanto eran muy sensibles a sobretensiones, cambios bruscos o ruido en las tensiones de alimentación por lo que se ha iniciado la construcción de fuentes de alimentación que proporcionaran el voltaje suficiente de estos dispositivos y que garanticen la estabilidad de la tensión que ingresa al equipo.

Hoy en día los equipos electrónicos, en su mayoría, funcionan con corriente continua, así, el dispositivo que convierte la corriente alterna a corriente continua, en los niveles requeridos por el circuito electrónico a alimentar, se llama fuente de alimentación. En resumen la función de una fuente de alimentación es convertir la tensión alterna en una tensión continua.

Para escoger su topología, dimensionar los componentes, diseñar el controlador y simular el comportamiento del dispositivo en la red se usará la herramienta SIMULINK de MATLAB.

CAPÍTULO 1

JUSTIFICACIÓN DEL PROYECTO

Este capítulo trata en forma general de la historia de las fuentes de alimentación y puntualizamos la motivación que surge debido a las exigencias tecnológicas siempre crecientes.

1.1. Motivación para el Desarrollo del Proyecto

Desde ya hace muchos años hasta el día de hoy nos encontramos inmersos en un mundo donde es casi indispensable el uso de dispositivos electrónicos existentes en todo tipo de tamaños y como tales funcionan gracias a la electricidad proveniente del adecuado voltaje con el que se los alimenta, para ello se vio la necesidad de la creación de las denominadas fuentes de alimentación, dispositivos que convierten la corriente eléctrica alterna a continua, los primeros tipos de fuentes que existieron fueron lineales (también llamadas fuentes convencionales). Estas fuentes consistían en un transformador que reducía la tensión de entrada de 120VAC a un valor deseado seguida de un puente de diodos y un capacitor para obtener un pequeño rizo de voltaje a la salida. El problema con las fuentes lineales son su gran tamaño y peso debido principalmente al transformador reductor que usan, disipan mucha energía en forma de calor y como consecuencia son muy ineficientes sin mencionar que a causa de la alta disipación de calor se reduce el tiempo de vida de los demás componentes. [1]

La alternativa a este tipo de fuentes son ya desde hace mucho tiempo las fuentes conmutadas, que surgieron por primera vez en el año de 1977 gracias a las necesidades básicas en la carrera espacial que eran reducir el peso y consumo de toda la electrónica, aunque el desarrollo de esta tecnología había empezado ya en los años cuarenta. En principio era una tecnología muy cara y desconocida por muchos, en años posteriores, como todos nos damos cuenta la electrónica cada vez se ha ido abaratando cada vez más al mismo

tiempo que se ha llegado bastante lejos en su miniaturización, ofreciendo mayor estabilidad, seguridad y eficiencia que las fuentes lineales, razón suficiente para enfatizar el estudio de las fuentes de alimentación conmutadas. [2]

1.2. Características Generales de las Fuentes Conmutadas

Este tipo de fuentes operan directamente sobre el lado de alta tensión eliminando la necesidad del uso de un transformador reductor el cual ocupaba mucho espacio y con un peso considerable. Poseen elevados factores de eficiencia (en sus inicios eran de un 95% teóricamente, aunque en la actualidad se considera dicho valor como el mínimo aceptable) el cual favoreció notablemente la implementación de equipos de computación y video. Otra característica de las fuentes conmutadas es por supuesto su baja disipación de energía en forma de calor, también son capaces de suministrar voltajes de salida mayores o menores que el voltaje de entrada y con la polaridad que nosotros queramos (la misma u opuesta con respecto al voltaje de entrada previamente rectificado). A continuación se presenta un diagrama de bloques general de una fuente conmutada. [3]

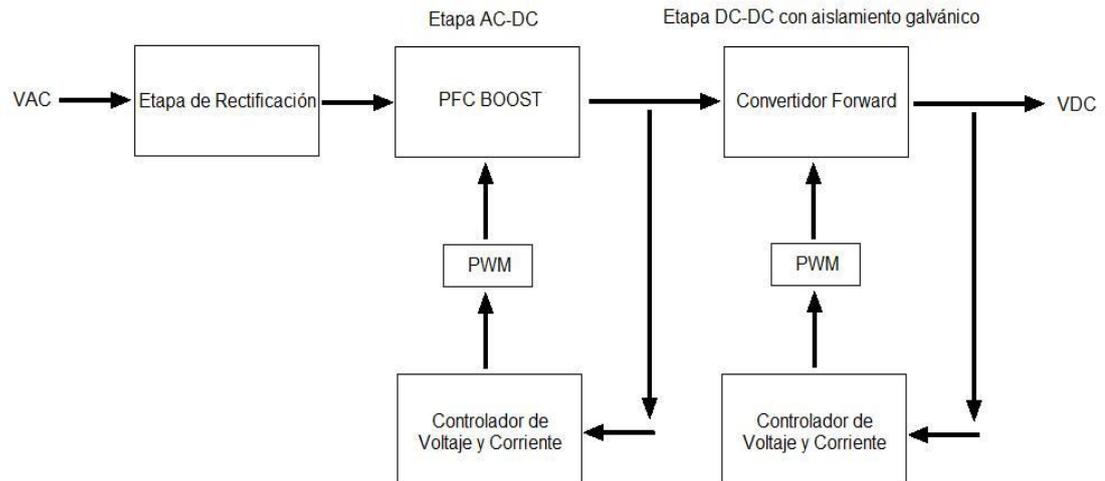


Figura 1.1. Diagrama de bloques general de una fuente conmutada. Fuente: [1].

Como se puede apreciar el diagrama consta de cinco bloques principales, el primer bloque se encarga de rectificar y filtrar la señal de entrada AC, el siguiente bloque realiza la conversión de la señal AC a una señal de alta frecuencia (señal cuadrada considerada DC), el siguiente bloque consiste en el convertidor DC-DC el cual se analiza a fondo en posteriores capítulos y cuya salida es la señal continua y constante deseada (bastante robusta a perturbaciones) y por último se tienen dos bloques en la parte inferior que corresponden a los controladores de lazo cerrado del circuito cuyas salidas son señales PWM que ingresan a las etapas AC-DC y DC-DC respectivamente.

1.3. Objetivos Planteados

Los objetivos de este proyecto son:

- 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 durante transientes.
- Verificar mediante simulaciones que la fuente de conmutación diseñada cumple con las especificaciones de funcionamiento para ambas etapas AC-DC y DC-DC. detalladas en la teoría.
- Implementar la etapa AC-DC de la fuente de conmutación utilizando controladores integrados.

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTO TEÓRICO

Este capítulo trata acerca de conceptos puntuales necesarios para la implementación de una fuente conmutada, tales como la corrección del factor de potencia (PFC) para garantizar una buena eficiencia del circuito y también acerca de la topología del convertidor Forward como convertidor DC-DC en la fuente conmutada.

2.1. Factor de Potencia (PF)

El factor de potencia es simplemente la relación que existe entre la potencia real y la potencia aparente, en otras palabras:

$$PF = \frac{\textit{Potencia real}}{\textit{Potencia aparente}} \quad (1)$$

En donde la potencia real, en un ciclo, es el promedio del producto instantáneo de la corriente y el voltaje; y la potencia aparente es el producto del valor rms del voltaje por el valor rms de la corriente. Si el voltaje y la corriente están en fase, entonces el factor de potencia es 1.0, si no lo están entonces, el factor de potencia será el coseno del ángulo del desfase.

2.2.1 Fuentes de Conmutación y PFC

Se la utiliza en las fuentes de conmutación por la presencia de impedancia no lineal en la red eléctrica. El circuito de entrada por lo general consiste en rectificadores de media onda u onda completa seguido por un capacitor capaz de mantener el voltaje lo más próximo al pico de la onda sinusoidal de entrada hasta que el próximo pico recargue dicho capacitor. En este caso, la corriente solo se inyecta desde el capacitor en los picos de la onda de entrada y este pulso de corriente debe ser lo suficientemente grande para mantener la carga hasta el siguiente pico de la onda de entrada. Esto se logra en general vertiendo una gran carga al capacitor en un corto tiempo, para luego descargar esta energía lentamente a la carga, hasta que el ciclo se repita. No

es inusual que la corriente sea del 10% o 20% el ciclo, por consiguiente este pulso debe de ser 5 o 10 veces más grande que la corriente promedio. La siguiente figura muestra lo anteriormente explicado.

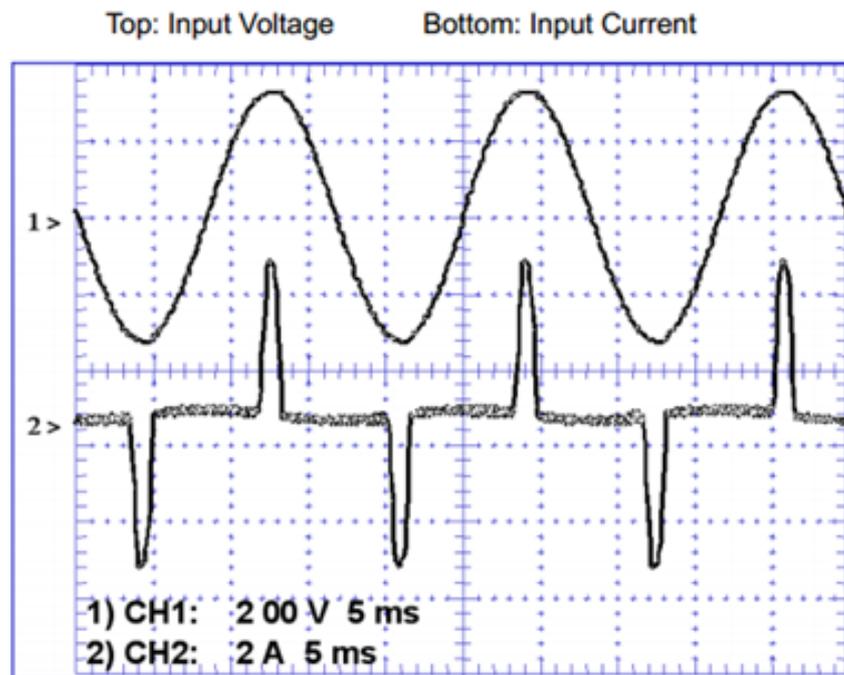


Figura 2.1. Señales de voltaje y corriente de entrada de un circuito rectificador de onda completa. [4].

Nótese que el voltaje y la corriente están perfectamente en fase, a pesar de la grave distorsión de la forma de la onda actual. Aplicando la fórmula de coseno del ángulo de fase, tendríamos la errónea conclusión de que dicha fuente tiene un factor de potencia de 1.0. Tenemos que hacer un análisis de las frecuencias armónicas y con esto nos damos cuenta del valor real del factor de potencia, una solución a este problema es reducir dichas armónicas y quedarnos solo con la frecuencia referencial, con esto se logra alcanzar verdaderamente un factor de potencia unitario.

La figura 2.2 muestra la entrada de una fuente de alimentación con corrección del factor de potencia unitario. Tiene una forma de onda de corriente que imita la forma de onda de voltaje, tanto en forma como en fase. Tenga en cuenta que sus corrientes armónicas de entrada son casi cero.

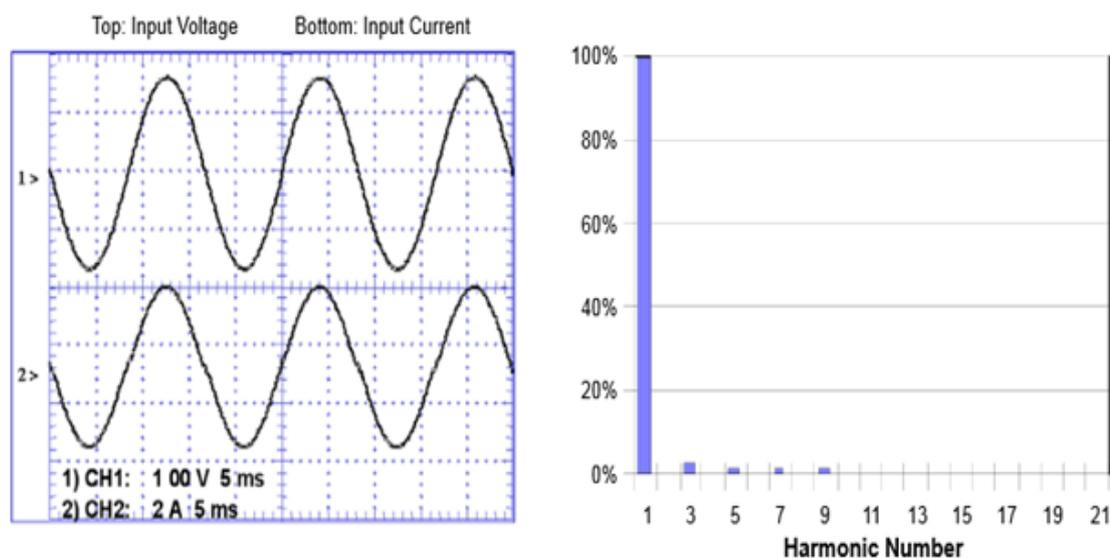


Figura 2.2. Fuente de entrada con corrección del factor de potencia. [4]

2.2.2 Corrección de Factor de Potencia vs Armónicos

De los ejemplos anteriores podemos concluir que los valores altos de factor de potencia y armónicos bajos van de la mano. Se piensa generalmente que especificando los límites para cada uno de los armónicos se hará el mejor trabajo de control del ruido de la corriente de entrada, tanto desde el punto de vista de minimizar la corriente como en la reducción de interferencias con otros equipos. Así, mientras que el proceso de conformación de esta corriente de entrada es comúnmente llamada corrección del factor de potencia, la medida de su éxito en el caso de las normas internacionales es el contenido armónico. En el caso de SMPS, por lo general el factor de desplazamiento es

cercano a la unidad, por lo que las siguientes relaciones entre la distorsión armónica y factor de potencia se aplican:

$$THD(\%) = 100 \cdot \sqrt{\sum_{p=2}^{\infty} \frac{I_p^2}{I_1^2}} \quad (2)$$

$$\cos \theta = PF = \sqrt{\frac{1}{1 + THD^2}} \quad (3)$$

Donde THD es la distorsión armónica total que es la suma cuadrática de los armónicos no deseados sobre el fundamental que da el peso relativo del contenido armónico con respecto a la fundamental. La segunda ecuación utiliza el valor absoluto de THD (no en porcentaje) y demuestra que THD tiene que ser cero para que el PF sea la unidad.

2.2.3 Tipos de PFC

Existen PFCs activos y pasivos.

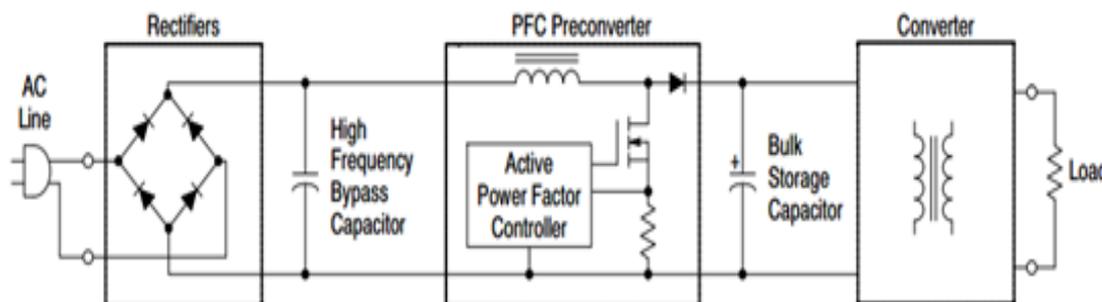
PFC Activo

Uno de los más usados es el corrector basado en colocar un convertidor de conmutación “boost” o convertidor Boost, este se lo coloca como un pre-convertidor antes del convertidor de voltaje en la salida y después de la etapa de rectificación. [4]

Este tipo de PFC activo cumple con las siguientes características:

- La corriente del inductor de esta topología está controlada para seguir el voltaje a su entrada.
- Permite emplear altas frecuencias de conmutación (pueden ser mayores a los 100khz).
- El lazo de voltaje de salida es lento (esto hace que la corriente de referencia no se distorsione)
- El lazo interior de corriente es rápido. [5]

Este PFC crea un buen manejo del factor de potencia. El PFC convertidor Boost no es el único PFC activo que existe. La figura 2.3 muestra dicho



ejemplo.

Figura 2.3. Esquema general de un PFC activo. [4]

PFC Pasivo

Un inductor colocado en el lugar del PFC activo, puede lograr el mismo resultado. Un inductor adecuado puede reducir los picos de corriente y prolongarla en el tiempo de tal forma que reducirá lo suficiente los armónicos, este método se lo utiliza en fuentes de gran tamaño de tal manera de que el tamaño y peso del inductor y su núcleo no sean un problema.

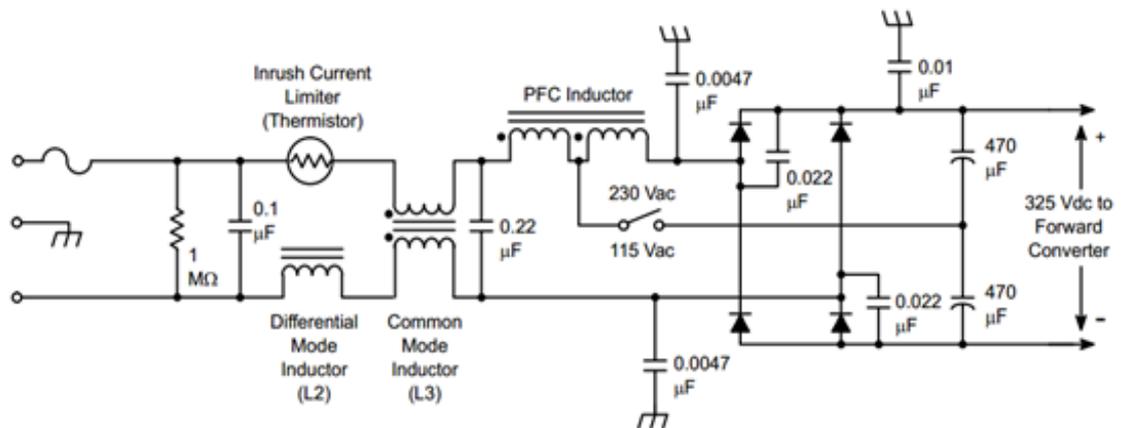


Figura 2.4. Diagrama esquemático de un PFC pasivo. [4].

2.3 Convertidor Boost

Es un tipo de convertidor DC a DC cuya característica a destacar es que presenta a su salida un voltaje mayor al de la entrada y por supuesto una menor corriente.

2.3.1 Topología del Convertidor Boost

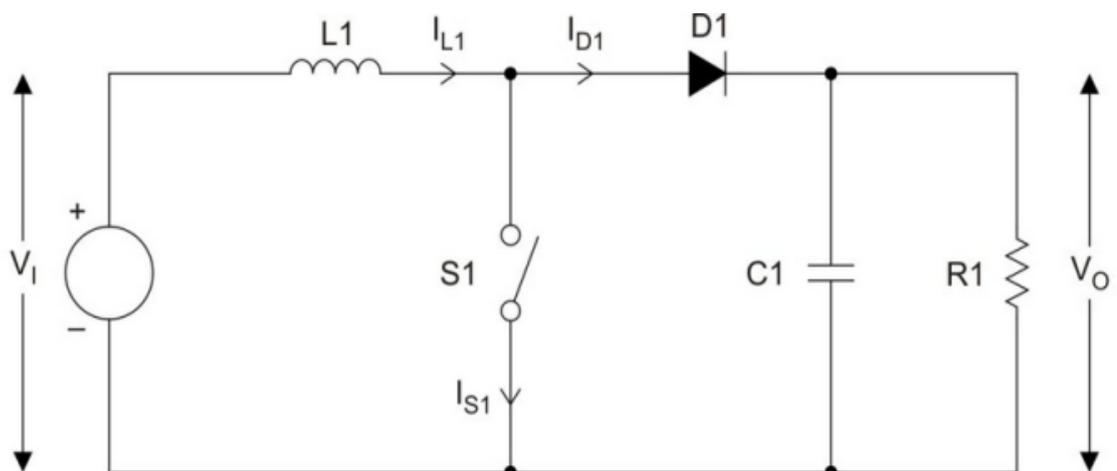


Figura 2.5. Diagrama Esquemático de un Convertidor Boost [1]

Su topología es similar a la del convertidor Buck con la diferencia de que el inductor se conecta antes del elemento de conmutación. [19]

2.3.2 Análisis de la Topología del Convertidor Boost

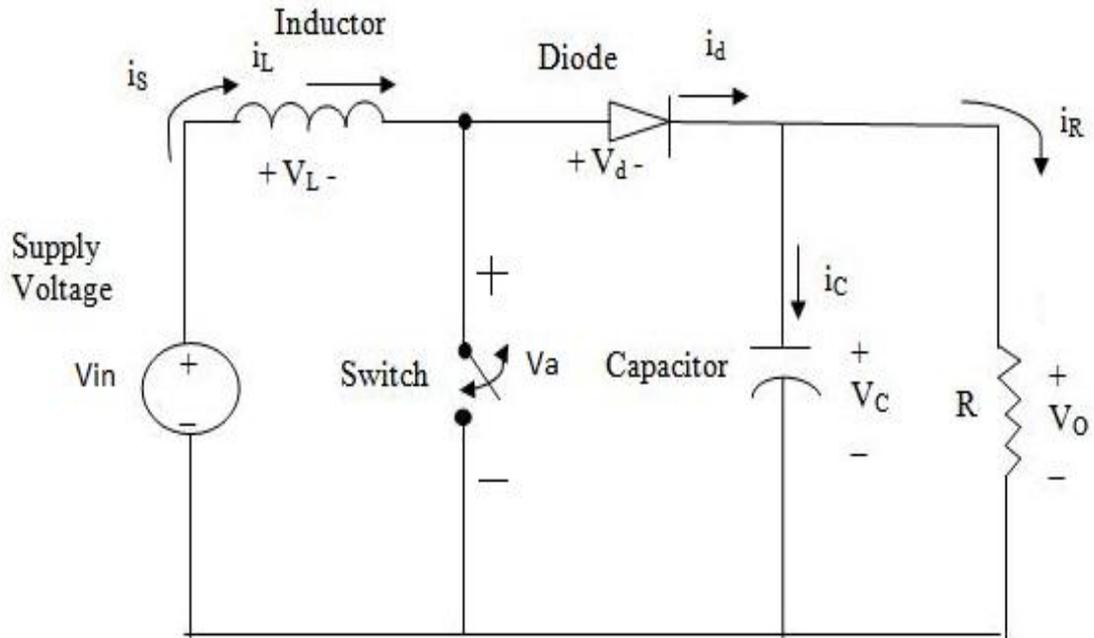


Figura 2.6. Análisis del Convertidor Boost [1]

$$V_{in} = \bar{V}_L + \bar{V}_A$$

$$V_{in} = \bar{V}_A \quad (4)$$

$$\bar{V}_A = (1 - D)V_o \quad (5)$$

$$V_o = \frac{V_{in}}{(1 - D)}; 0 < D < 1 \quad (6)$$

$$\bar{i}_D = \bar{i}_C + I_o$$

$$\bar{i}_D = I_o \quad (7)$$

Primer Intervalo: Switch Encendido

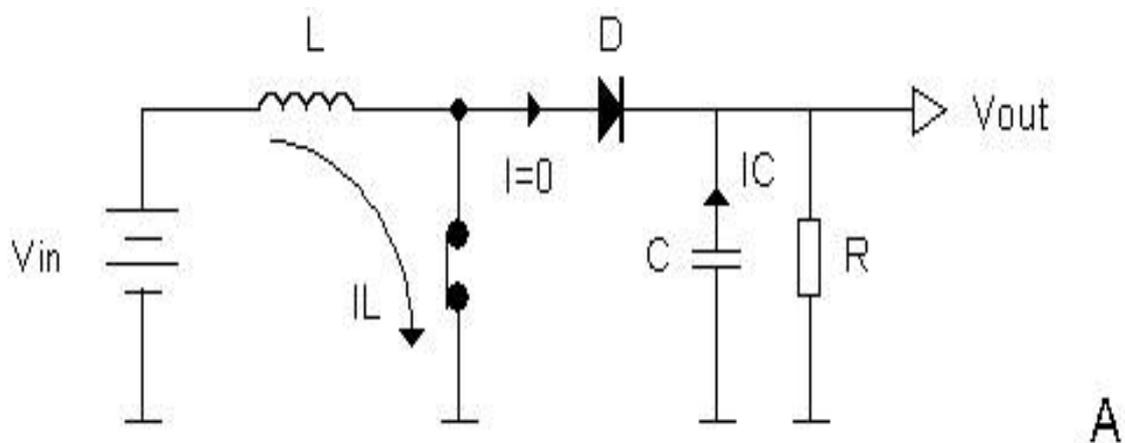


Figura 2.7. Análisis del primer estado del circuito Convertidor Boost [17]

$$V_L = V_{in} \quad (8)$$

En este estado del circuito, la corriente que circula por el inductor L al igual que la energía almacenada van incrementando y el capacitor C se empieza a descargar a través de la carga R , si queremos mantener el voltaje V_o casi constante debemos tener una capacitancia C lo suficientemente grande (lo que resulta en un rizado de voltaje pequeño). [19]

Segundo intervalo: Switch apagado

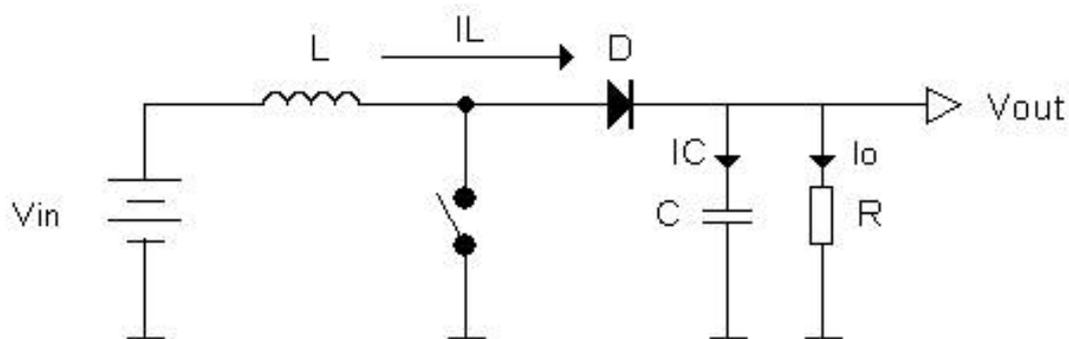


Figura 2.8. Análisis del segundo estado del circuito Convertidor Boost [17]

$$V_L = V_{in} - V_o$$

En este estado del circuito, la corriente y energía almacenada en el inductor L en la previa etapa ahora empiezan a decrementar al mismo tiempo que alimentan al capacitor C cuya corriente ahora es positiva y como podemos observar la corriente en la carga R mantiene su dirección y una vez más vemos necesario de que el capacitor C debe ser lo suficientemente grande para obtener un pequeño rizado de voltaje. [19]

Gráficas de las Principales Señales del Análisis del Convertidor Boost

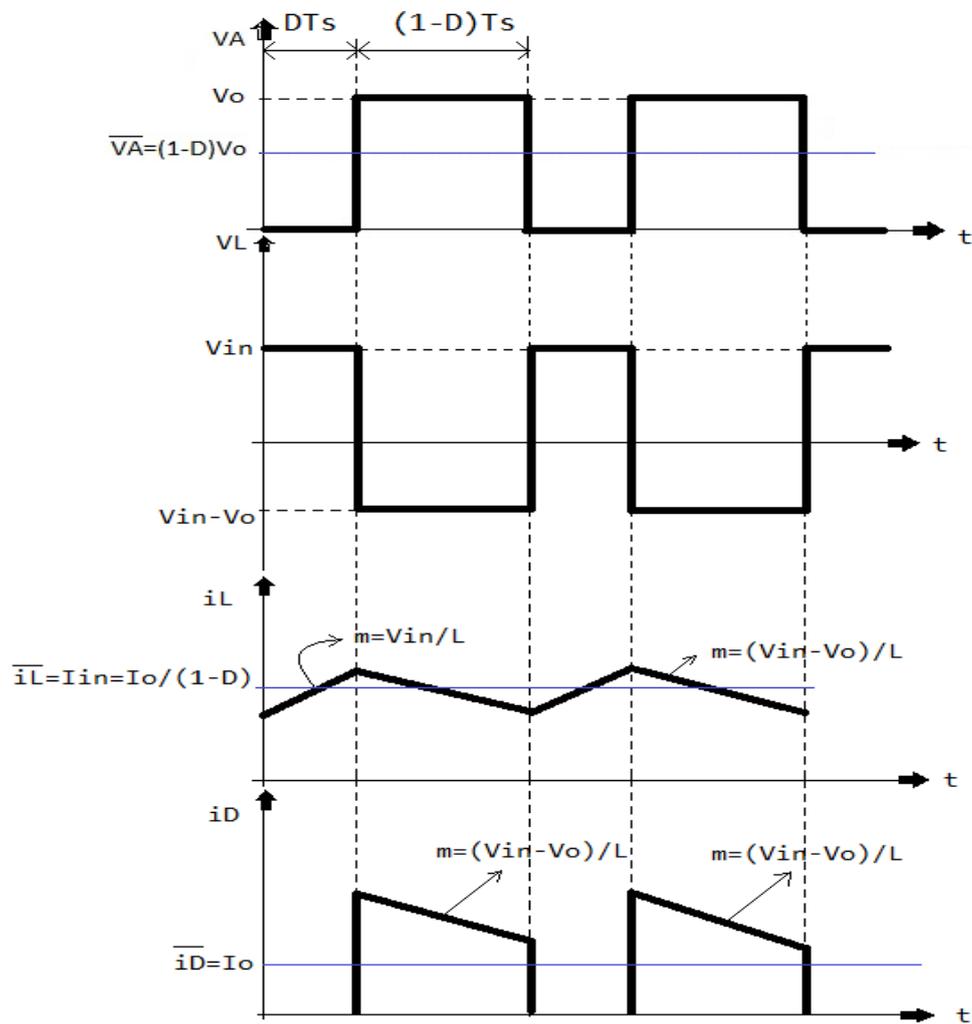


Figura 2.9. Principales señales de voltaje y corriente del Convertidor Boost [19]

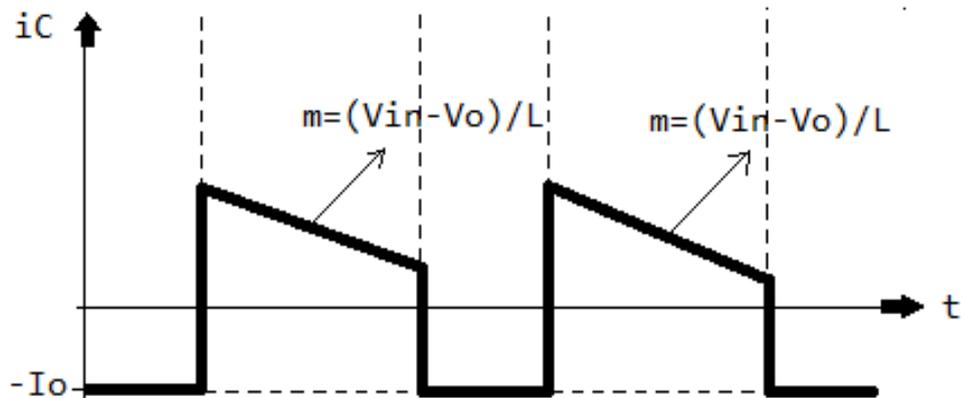


Figura 2.10. Corriente del capacitor de salida del Convertidor Boost [19]

2.3.3 Topología del Convertidor Boost Aplicada en el PFC

La topología del Convertidor Boost se usa para lograr una corrección del factor de potencia activa, es fácil de implementar y funciona como etapa pre-reguladora de voltaje (previa a la etapa reguladora dc-dc). [18]

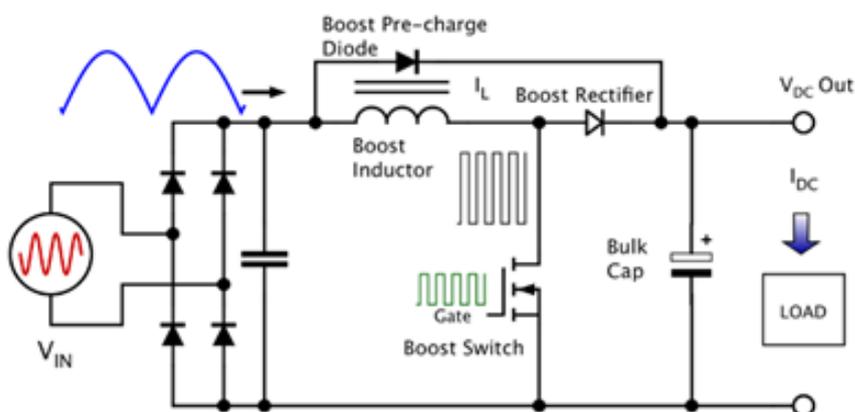


Figura 2.11. Bloque esquemático de un PFC usando topología de un convertidor Boost [18]

Inicialmente el voltaje de línea pasa por un puente rectificador antes de ingresar por el inductor, el mismo que nos proporciona una onda continua de corriente mientras que el voltaje a la entrada del inductor varía entre cero y el valor pico de la señal a una frecuencia igual al doble del valor de frecuencia de la línea; en este punto empieza a funcionar la topología del convertidor Boost que debe cumplir con las siguientes condiciones de manera simultánea:

El voltaje de salida del convertidor Boost debe ser mayor al valor pico de la señal de voltaje de la línea.

La corriente consumida desde la línea en todo instante debe estar en fase con la señal de voltaje de la línea. [18]

2.4. Convertidor Forward

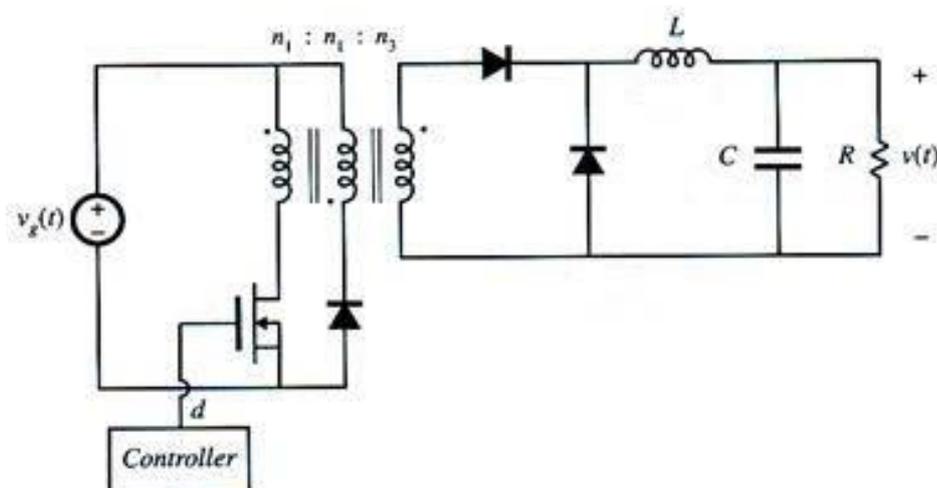


Figura 2.12. Topología del convertidor Forward. [6].

El convertidor Forward es un convertidor DC-DC que utiliza un transformador para incrementar o reducir el voltaje de salida (dependiendo de la relación de vueltas del transformador) y proporcionar de aislamiento galvánico a la carga.

El aislamiento galvánico es frecuentemente colocado entre las tierras de la fuente y la carga para mayor seguridad y protección al suministrar energía a la carga aislada.

Estas razones hacen del convertidor Forward en una alternativa aceptable en consideración a necesidades de gestión de energía. [6]

2.4.1. Análisis de la topología del Convertidor Forward

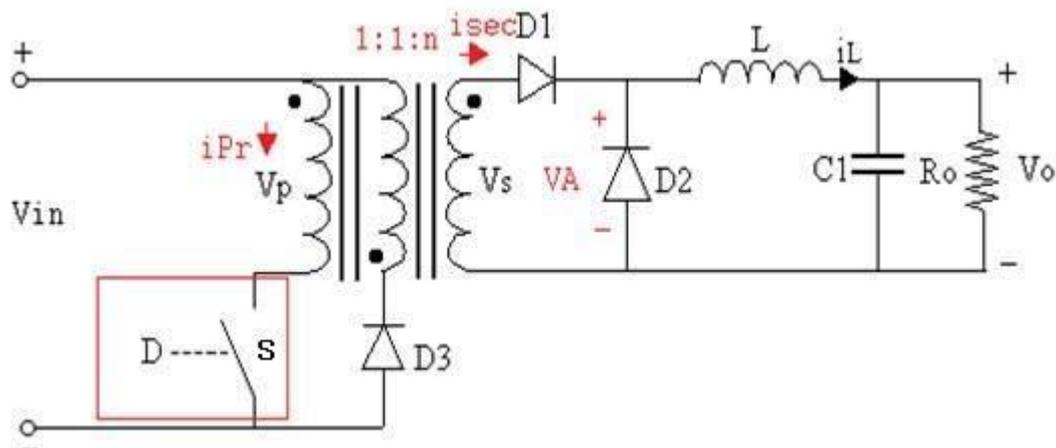


Figura 2.13. Análisis inicial del convertidor Forward. [10]

$$\overline{VA} = L \frac{di_L}{dt} + R_L i_L + V_o$$

$$\overline{VA} = V_o = D V_s \quad (9)$$

$$V_o = D(nV_{in})$$

D es el Duty Cycle (ciclo de trabajo, ciclo útil o régimen de trabajo) que es la relación que existe entre el tiempo en que la señal se encuentra en estado activo y el periodo de la misma. Su valor se encuentra comprendido entre 0 y 1, y viene dado por la siguiente expresión:

$$D = \frac{\tau}{T} \quad (10)$$

Donde:

τ es el tiempo en el cual la función está en nivel alto (normalmente cuando la función es mayor que cero).

T es el Periodo de la función. [7]

Cuando S y D_1 están conduciendo

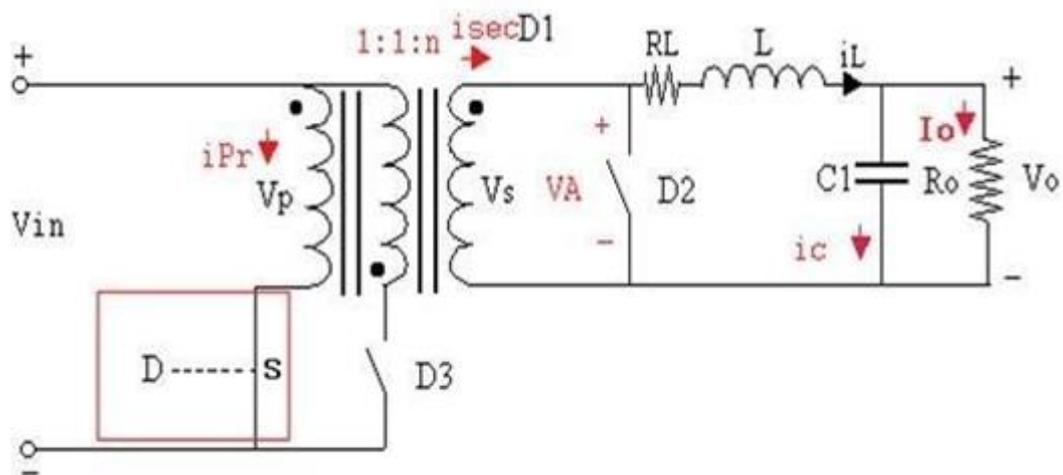


Figura 2.14. Análisis del convertidor Forward en el primer intervalo del ciclo de trabajo. [10]

La transferencia de potencia fluye del bobinado primario al secundario debido a que S se cierra permitiendo que se cumplan las siguientes igualdades:

$$\begin{aligned}
 \bar{I}_L &= \bar{I}_c + I_0 \\
 \bar{I}_L &= I_0 \\
 I_{pr} &= i_m + n(i_{sec}) \\
 V_{in} &= V_p = L_p \frac{di_m}{dt}
 \end{aligned} \tag{11}$$

Donde:

i_m es la corriente de magnetización presente en las bobinas debido al flujo magnético del transformador.

Cuando S y D_1 se abren y D_2 y D_3 conducen

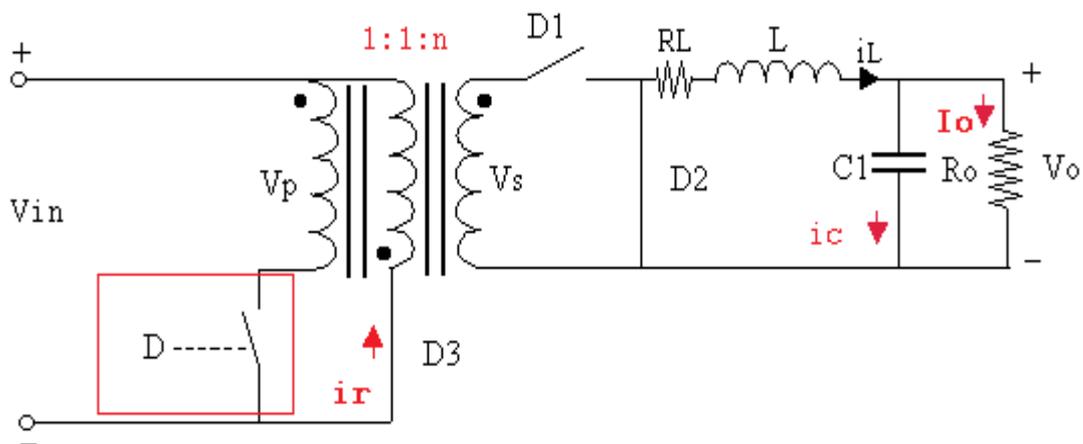


Figura 2.15. Análisis del Convertidor Forward en el segundo intervalo del ciclo de trabajo. [10]

Inmediatamente luego de que se abra S la corriente del bobinado primario i_p es 0 al igual que en la del bobinado secundario i_{sec} , quedando únicamente activa la corriente almacenada en las bobinas I_r que empieza a fluir y descargarse desde la bobina de polaridad invertida o bobina de reset hacia la fuente de entrada a través de D_3 , mientras tanto los voltajes del bobinado primario y secundario se invierten, además D_1 se abre ante la ausencia de la corriente I_{sec} por lo que empieza a descargarse la corriente almacenada en el inductor a través de la carga R_o permitiendo que conduzca dicha corriente el diodo D_2 ; el circuito permanecerá en este estado hasta que I_r se descarga completamente dejando en 0 el flujo magnético del transformador (se desea que la corriente del inductor no se descargue completamente o sino el voltaje de salida V_o también llegará a 0).

Cuando D_3 se abre

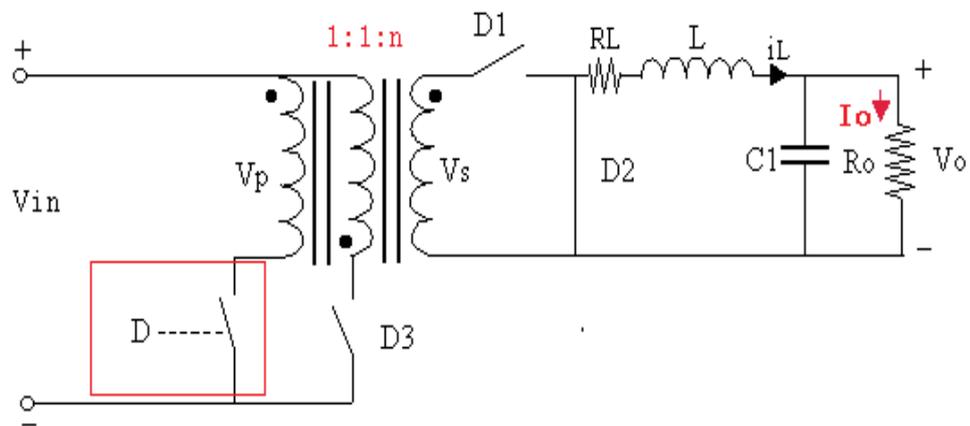


Figura 2.16. Análisis del convertidor Forward en el tercer intervalo del ciclo de trabajo. [10]

La figura 2.16 muestra al circuito después de que se ha desvanecido por completo la corriente de magnetización y el transformador no está consumiendo potencia. [8]

2.4.2 Gráficas de las Señales en Estado Estacionario

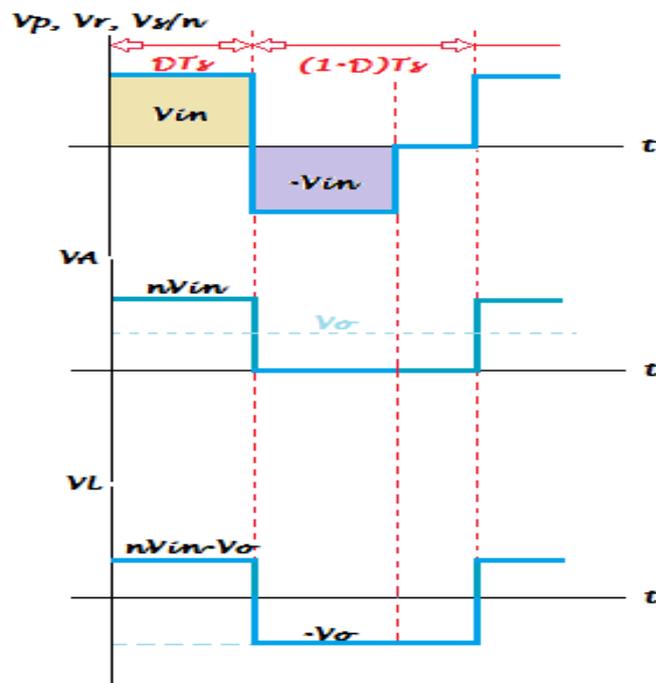


Figura 2.17a. Principales gráficas de las señales del convertidor Forward. [8]

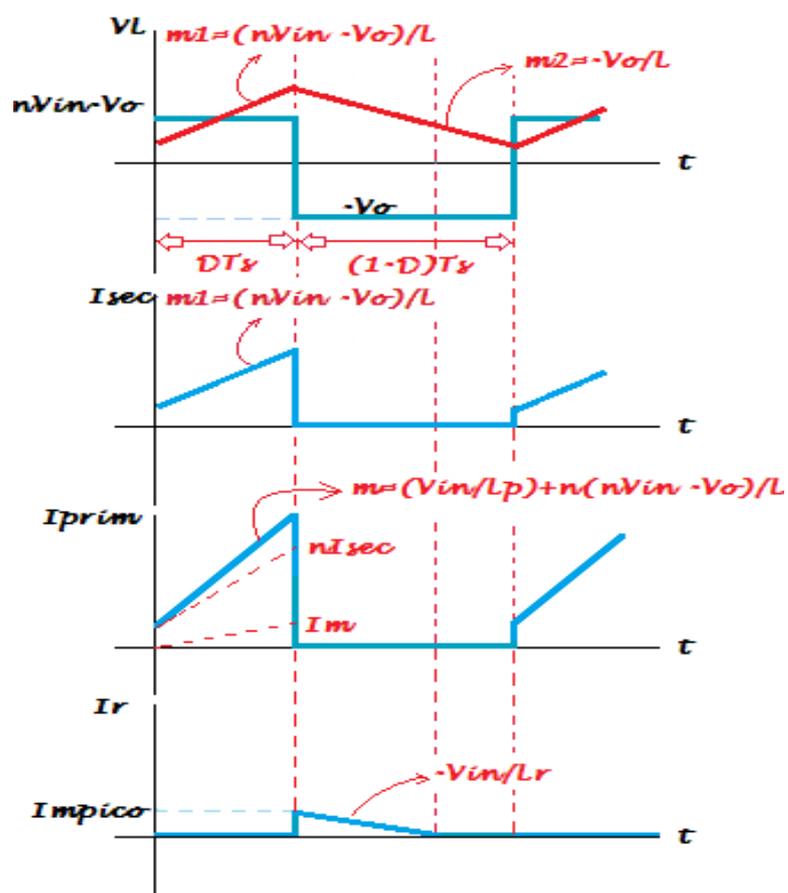


Figura 2.17b. Principales gráficas de las señales del convertidor Forward. [8].

CAPÍTULO 3

DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE FUERZA

En este capítulo hablamos de la parte de fuerza o de potencia que implica el diseño y desarrollo de un PFC con un convertidor Forward. A partir de los conocimientos teóricos y con la asunción de condiciones relevantes que demostramos, determinamos los valores de los componentes del circuito y su análisis a través del diseño del mismo en Simulink de Matlab.

3.1. Diseño de Fuerza Del PFC

3.1.1. Esquemático del Convertidor Boost

El circuito de fuerza de la etapa AC-DC con PFC utiliza la topología del convertidor Boost.

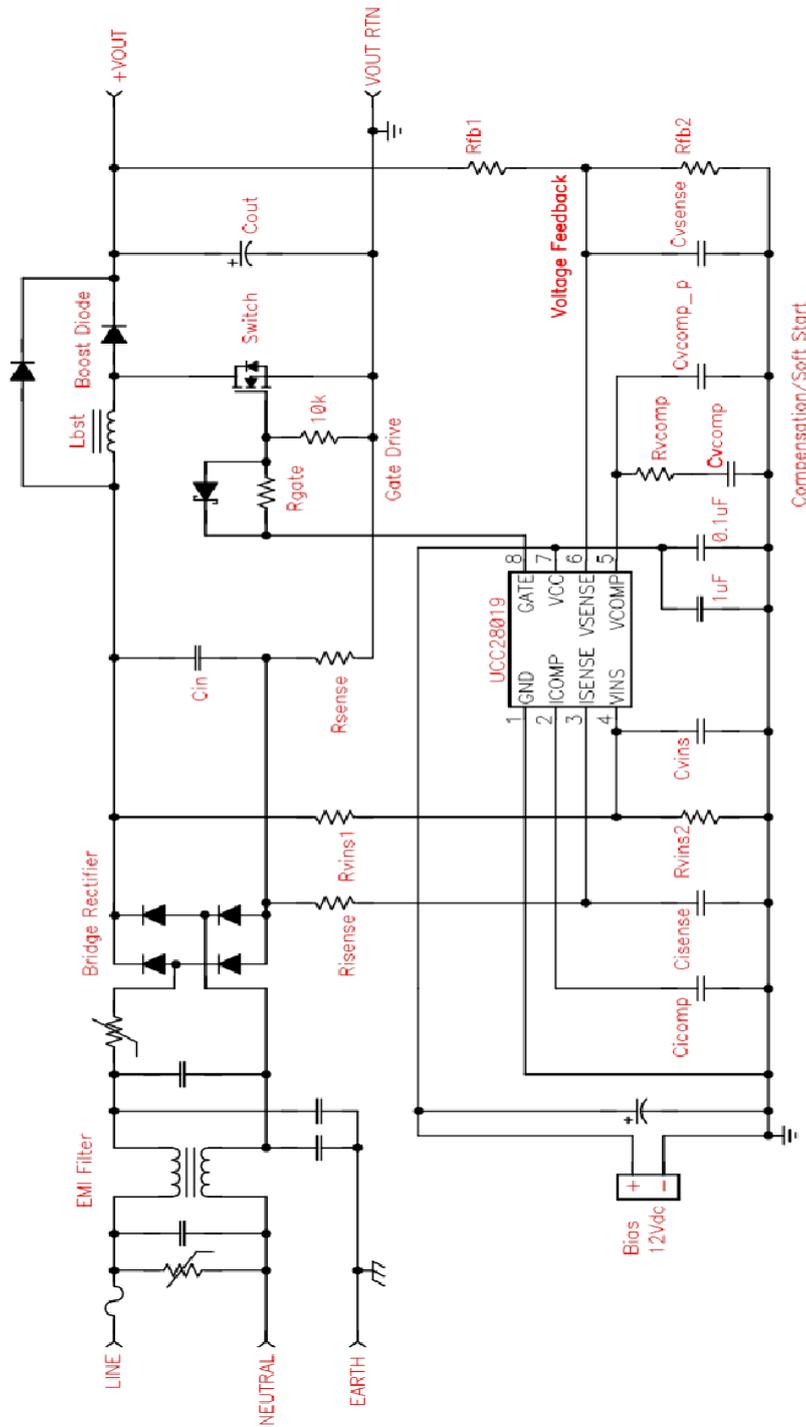


Figura 3.1. Esquema del convertidor Boost.

La figura 3.1 muestra el esquema de la etapa AC-DC con convertidor Boost en lazo cerrado (en este capítulo únicamente se dimensiona los elementos para la etapa de fuerza que es el circuito en lazo abierto, los demás elementos serán analizados en el siguiente capítulo) que consta de un inductor L_{in} , de una capacitancia de salida C_o , un switch S_1 y la carga R_l asumiendo que es resistiva. Existen dos estados de trabajo para el convertidor Boost: Cuando $S=0$ o el switch está abierto y cuando $S=1$ o el switch está cerrado.

En el capítulo 2 observamos la topología del PFC y más específicamente del convertidor Boost que se utiliza. En este capítulo determinamos los valores que deben tener nuestros componentes acorde a los parámetros requeridos.

3.1.2. Parámetros y Requerimientos del Convertidor Boost

Para el dimensionamiento de dicho PFC, consideramos los siguientes valores como requerimientos de diseño:

Voltaje de línea de entrada (V_{in}): 120 V_{rms}

Potencia máxima (P_{max}): 400 W

Frecuencia de conmutación (f_{sw}) = 65 KHz

Factor de Potencia (PF): 0.99

Eficiencia (η): 92%

Voltaje de Salida (V_{out}): 200 V_{dc}

3.1.3. Dimensionamiento de los Componentes del Convertidor Boost del PFC

Para el esquema dado, los valores correspondientes a ellos son los siguientes:

$$I_{O(max)} = \frac{P_{MAX}}{V_{OUT}} \quad (12)$$

$$I_{O(max)} = 2 \text{ A}$$

Calculando la corriente máxima de entrada RMS (I_{IN_RMS})

$$I_{IN_RMS(MAX)} = \frac{P_{MAX}}{\eta V_{IN(MIN)} PF}$$

$$I_{IN_RMS(MAX)} = 4.392 \text{ A}_{RMS}$$

$$I_{IN_PICO} = \sqrt{2} I_{IN_RMS(MAX)}$$

$$I_{IN_PICO} = 6.21 \text{ A} \quad (13)$$

$$I_{IN_PROMEDIO} = \frac{2 I_{IN_PICO}}{\pi}$$

$$I_{IN_PROMEDIO} = 3.954 \text{ A} \quad (14)$$

Puente Rectificador:

$$P_{PUENTE} = 2 V_{DIODO} I_{IN_PROMEDIO}$$

$$P_{PUENTE} = 7.9 \text{ W} \quad (15)$$

Capacitor de entrada:

Porcentaje de rizado de corriente (ΔI_{ripple}): 5%

Porcentaje de rizado de voltaje (ΔV_{ripple}): 5%

$$I_{ripple} = \Delta I_{ripple} I_{IN_PICO}$$

$$I_{ripple} = 0.311A \quad (16)$$

$$V_{IN_RIPPLE} = \Delta V_{ripple} V_{IN_rectificado_min}$$

$$V_{IN_RIPPLE} = \Delta V_{ripple} \sqrt{2} V_{IN_MIN}$$

$$V_{IN_RIPPLE} = 7.07 V \quad (17)$$

$$C_{in} = \frac{I_{ripple}}{8f_{SW} V_{IN_RIPPLE}}$$

$$C_{in} = 0.084 \mu F \quad (18)$$

Inductor Boost:

$$I_{L_PICO} = I_{IN_PICO} + \frac{I_{ripple}}{2}$$

$$I_{L_PICO} = 6.366 A \quad (19)$$

$$L_{BOOST} = \frac{V_{OUT} D(1-D)}{f_{SW} I_{ripple}}$$

$$L_{BOOST} = 2.477 mH \quad (20)$$

Elemento de Conmutación:

$$P_{conduccion} = I_{DS_{RMS}}^2 R_{DSON} \quad (21)$$

$$R_{DSON} = 0.17\Omega$$

$$I_{DS_{RMS}} = \frac{P_{OUT}}{V_{IN_PICO_MIN}} \sqrt{2 - \frac{16V_{IN_PICO_MIN}}{3\pi V_{OUT}}}$$

$$I_{DS_{RMS}} = 2.53A \quad (22)$$

$$P_{conduccion} = 1.087W \quad (23)$$

3.1.4. Pruebas de Funcionamiento del Convertidor Boost en Simulink de Matlab

Una vez con el modelamiento y los valores de los componentes, utilizamos el simulador SIMULINK de MATLAB para observar el comportamiento de nuestro convertidor de forma virtual.

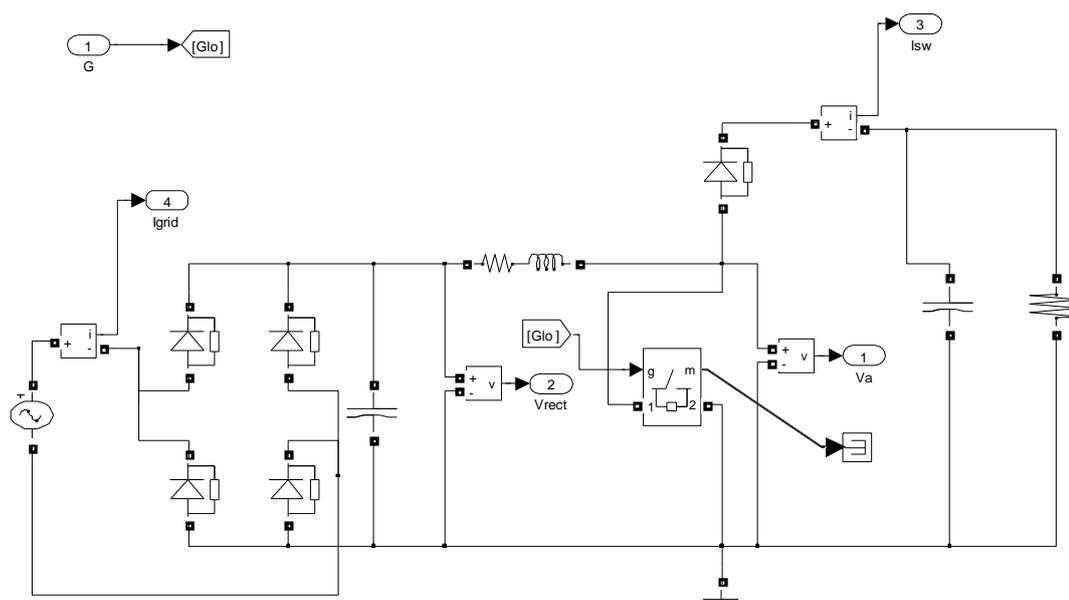


Figura 3.2 Esquema del convertidor Boost en Simulink.

La figura 3.2 muestra el esquemático del Power-Stage de nuestro PFC, que es el convertidor Boost, donde la entrada es la corriente de línea 110Vac 60Hz, y la salida un voltaje dc.

Se observan además los elementos como el puente rectificador ideal, un filtro de entrada, la inductancia de entrada, el capacitor de salida y la carga que en este caso colocamos una resistiva. Los valores con lo que simulamos son los siguientes y se pueden observar en la figura 3.3.

```

% Data for AC_DC_Boost_PFC.mdl

clear all
clc

RL=0.05; % Resistencia del inductor en ohm
L=307.7e-6; % Inductancia en H
C=6290e-6; % Capacitancia de salida en F
R=12; % Resistencia de la carga en ohm
Ron=10e-3; % resistencia de prendido "Switch ON" en ohm
Rsnubber=1e6; % resistencia de amortiguación del conmutador en ohm
Csnubber=inf; % capacitancia de amortiguación del conmutador en F
Cfilter=1e-6; % capacitancia del filtro de entrada en F

Vgrid=110; % voltaje pico AC en V
VDon=0; % voltaje de bias en V
Vo=40; % voltaje DC de salida en V
VCO=Vo; % voltaje inicial del capacitor de salida

fs=65e3; % frecuencia de conmutación en Hz
Ts=1/fs; % Periodo de conmutación en s

f1=60; % Frecuencia de linea en Hz
T1=1/f1; % Periodo de linea en s

```

Figura 3.3. Valores del convertidor Boost en Simulink.

La figura 3.3 muestra los valores asignados a cada parámetro en Simulink: voltaje de entrada, voltaje rectificado, voltaje del Switch así como corriente de entrada, salida y finalmente el valor de d a través del tiempo.

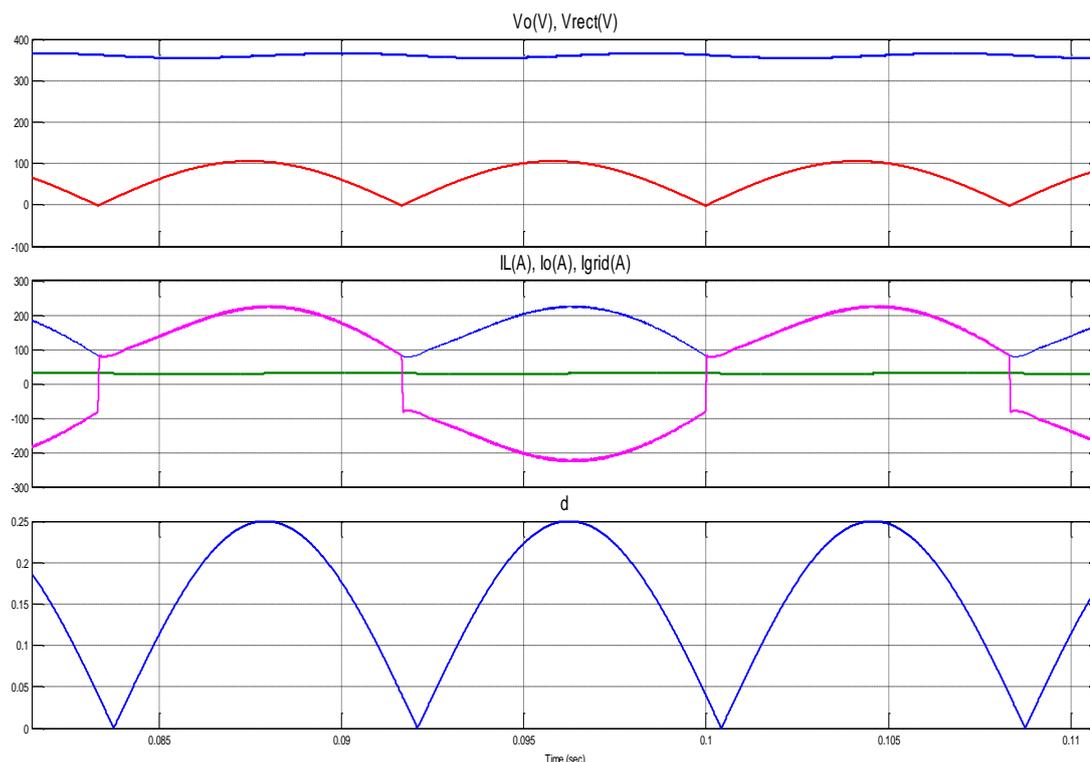


Figura 3.4: Mediciones de voltaje, corriente y de 'd' del convertidor Boost en simulink.

La figura 3.4 muestra un voltaje de salida de 380V promedio. El valor no es constante debido a la variación periódica que ejercemos en d , esto lo hacemos con el objetivo de revisar la respuesta del PFC a cambios de set-point, en este caso 'd' o duty ratio lo cambiamos desde 0 a 0.25, podemos ver como la salida tiende a ser 4 veces el voltaje de entrada.

3.2. Diseño De Fuerza Del Convertidor Forward

3.2.1. Esquemático Del Convertidor Forward

La figura 2.5 muestra el esquema básico de un convertidor Forward en lazo abierto que consta de un transformador de tres bobinas, un inductor de salida L , una capacitancia de salida C_1 , un switch D , diodos D_1 , D_2 y D_3 y la carga R_o que asumimos que es resistiva. Existen tres estados de trabajo para el

convertidor forward como detalla el capítulo 2. Este capítulo determina los valores que deben de tener nuestros componentes acorde a los parámetros requeridos.

3.2.2. Parámetros y Requerimientos del Convertidor Forward

Potencia de entrada de todo el circuito, para una implementación práctica y didáctica, es recomendable trabajar con potencias pequeñas, ahora en las aplicaciones del convertidor forward tenemos que puede manejar óptimamente valores de potencia de entre 25W y hasta 1KW. [13] Nuestra elección será de 200W.

Potencia de salida de todo el circuito, de manera ideal, la potencia de salida debería ser la potencia de entrada, pero realmente tenemos que tener en cuenta que los interruptores consumen un nivel de energía significativa, así mismo los demás componentes disipan esta energía en calor. Las características de este tipo de fuentes nos permiten conseguir una eficiencia de al menos el 80%. Nuestro valor de potencia de salida será de 160W aproximadamente.

Voltaje de entrada del convertidor forward, La segunda etapa de nuestra fuente recibirá los 200Vdc que emita el PFC.

Voltaje de salida del PFC, la salida directamente es un valor acorde a nuestra decisión conforme a la aplicación de nuestra fuente. En telecomunicaciones se utiliza mucho el valor de 12Vdc, así que esa será nuestra elección, y por ende el voltaje de salida.

Frecuencia de operación de los interruptores, las bases para la elección de esta variable son las mismas para el convertidor Boost, que para el convertidor forward. Por esta razón elegiremos la misma frecuencia de operación de 65KHz.

Requerimientos del controlador del convertidor forward, El convertidor forward necesita un control en lazo de corriente y de voltaje, optimizado para este mismo tipo de convertidor. Por eso elegimos el controlador UCC28221. De su funcionamiento y modelo matemático hablaremos en el siguiente capítulo.

3.2.3. Dimensionamiento de los Componentes del Convertidor Forward

Selección de la relación de vueltas $N_{prim}: N_{reset}$

La selección de esta relación tiene sus pros y sus contras.

Con un valor más pequeño de N_{reset} se incrementa el valor máximo del ciclo de trabajo, pero los valores rms y pico de corriente del Switch decrecen requiriendo una inductancia más pequeña.

$$\frac{D_{max}}{1 - D_{max}} = \frac{N_{pri}}{N_{reset}} \quad (24)$$

Con un valor más grande de N_{reset} se tiene un menor estrés en el voltaje del Switch:

$$V_{switch\ max} = V_{in} + V_{in} \frac{N_{pri}}{N_{reset}} \quad (25)$$

Por lo que normalmente se selecciona

$$N_{pri} = N_{reset} \quad (26)$$

Selección de la relación de vueltas $N_{prim} = N_{sec}$

$$\frac{N_{sec}}{N_{prim}} = n$$

$$V_o = nDV_{in}$$

$$n = \frac{V_o}{D_{max}V_{inmin}} = 0.25 \quad (27)$$

Por lo tanto la relación de vueltas entre el primario, reset y secundario viene dada por la siguiente relación: $N_{prim} : N_{reset} : N_{sec} = 4 : 4 : 1$. Con esto podremos reducir los 200Vdc de entrada hasta 50V, sin tomar en cuenta el “duty ratio”.

Características del transformador:

El transformador a usarse conlleva 3 bobinas, dos primarias y una secundaria.

Algunas otras características secundarias:

Máximo voltaje por segundo en la bobina primaria: $V_{in\ min} D_{max} T_s$

Corriente RMS en la bobina primaria: $nI_{o\ max} \sqrt{D_{max}}$

Corriente RMS en la bobina secundaria: $I_{o\ max}\sqrt{D_{max}}$

Además, a partir de la simulación en Simulink, podemos concluir que el transformador debe de ser uno de 500KHz de frecuencia de operación, con una inductancia de magnetización $L_{mag} = 35\mu H$ y una potencia de aprox. 100W.

Selección de L:

Los valores de L y C determinan el rizado del voltaje de salida.

El valor de L que seleccionemos limitará el valor del rizado de corriente, por lo tanto, para calcular la inductancia debemos elegir un valor de rizado aceptable.

$$L = \frac{V_o(1 - D)T_s}{\Delta I_l} = 3.2mH \quad (28)$$

Para evitar inconvenientes se desea seleccionar un valor de L ni tan grande ni tan pequeño, esto debido a que un valor muy pequeño de L requiere de un inductor grande y un valor más pequeño de C debido al bajo rizado en la salida pero será un sistema de respuesta lenta a la alta frecuencia de conmutación; si elegimos un L muy pequeño tendremos un sistema de respuesta rápida con un inductor pequeño, pero habrán valores más grandes de corriente RMS en el switch, inductor y capacitor, lo que provoca mayores pérdidas por conducción. Por lo tanto el valor seleccionado de inductancia es de 3.2uH y sus características: 18Arms, 6.8mOHM.

Selección de C:

Similar que en el cálculo de la inductancia, debemos elegir un valor aceptable de rizado de voltaje para obtener el valor de capacitancia. [9]

$$C = \frac{\Delta I_L}{\Delta V_o} \frac{1}{8f_s} = 1.1\mu F \quad (29)$$

Por lo tanto nuestro valor seleccionado es de 1.1 μ F, lo conseguimos con dos capacitores en paralelo, uno de 1 μ F y uno de 0.1 μ F ambos de 50V y con una tolerancia del 20%

3.2.4. Pruebas de Funcionamiento del Convertidor Forward en Simulink de Matlab

Una vez con el diseño y los valores de los componentes, utilizaremos el software Simulink de Matlab para observar el comportamiento de nuestro convertidor de forma virtual.

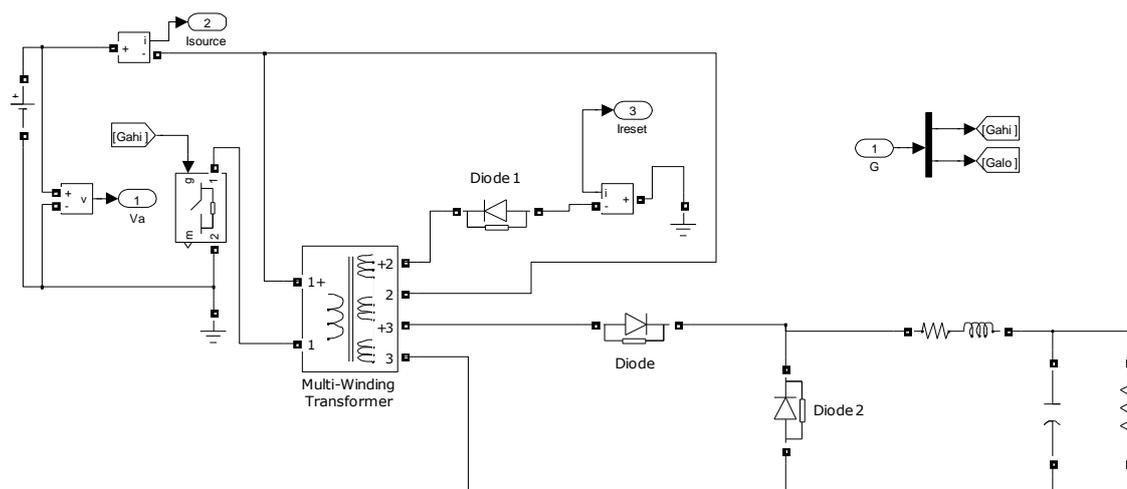


Figura 3.5. Esquema del convertidor Forward en Simulink.

La figura 3.5 muestra el esquemático del Power-Stage de nuestro convertidor forward, donde la entrada es 200Vdc, y a la salida un voltaje dc aislado y con un menor rizado.

```

% Data for DC_DC_Ideal_Converter.mdl

clear all
clc

RL=0.05; % Resistencia del inductor en ohm
L=250e-6; % Inductancia en H
C=2.5e-6; % Capacitancia en F
R=10; % Resistencia de la carga en ohm
Ron=1e-3; % Resistencia "Switch ON" en ohm
Rsnubber=1e6; % Resistencia de amortiguación del Switch en ohm

Vi=200; % Voltaje de entrada en V

fs=500e3; % Frecuencia de conmutación en Hz
Ts=1/fs; % Periodo de conmutación en s

f0=60; % Frecuencia de linea en Hz
w0=2*pi*f0; % Frecuencia de linea en rad/s

fF=1/(2*pi*sqrt(L*C));

Csnubber=inf; % Capacitancia de amortiguación en F
Cfilter=1e-6; % Capacitancia del filtro de entrada en F

```

Figura 3.6. Valores y parámetros del convertidor Forward en Simulink.

Se observan además los elementos como el transformador de tres bobinas, la inductancia de salida, el capacitor de salida y la carga que en este caso colocamos una completamente resistiva. Los valores con lo que simulamos son los siguientes y se pueden observar en la figura 3.6

A continuación mostramos los valores simulados en Simulink: voltaje de entrada, voltaje rectificado, voltaje del Switch así como corriente de entrada, salida y finalmente el valor de d a través del tiempo.

Cabe recalcar que modificamos la simulación para que tenga un delay de 1ms

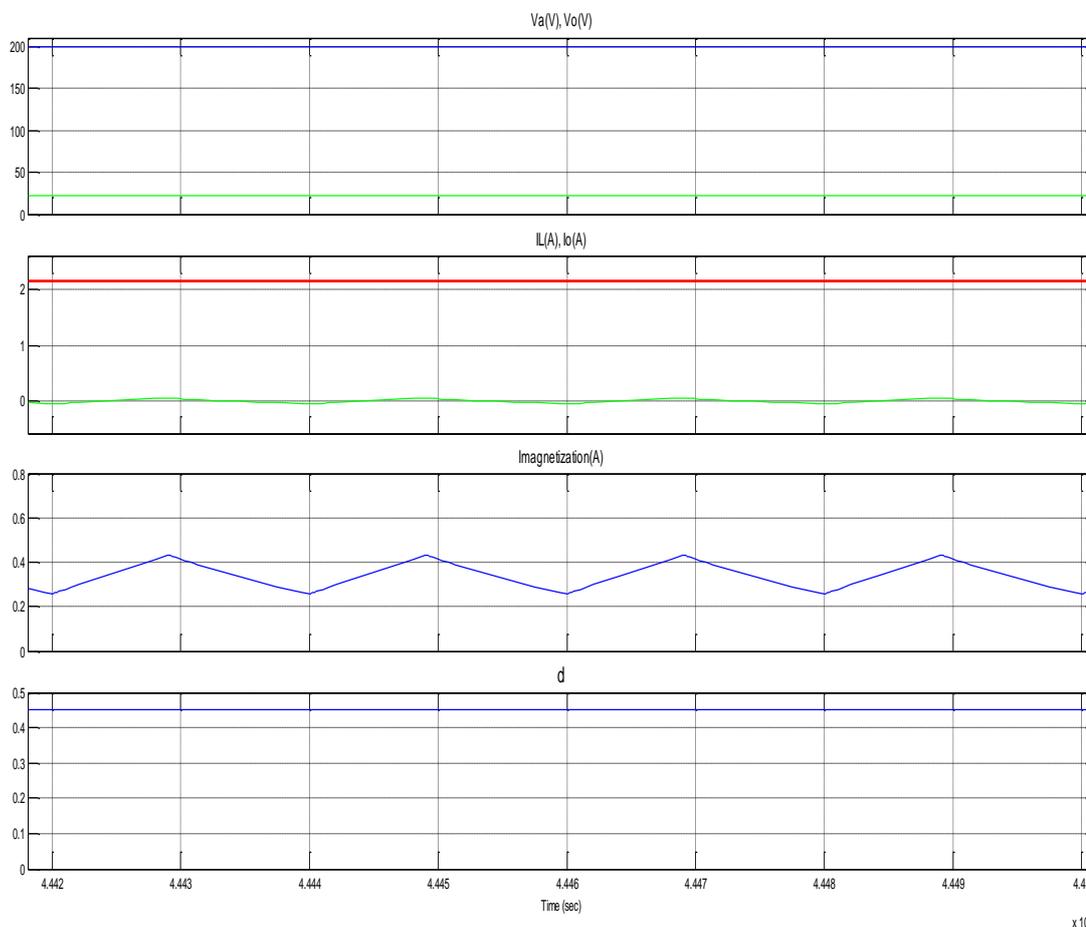


Figura 3.7. Mediciones de voltaje, corriente de salida, corriente de magnetización y d del convertidor Forward en Simulink.

La figura 3.7 nos muestra voltaje de salida de 25 V en promedio. El valor del voltaje de salida es la octava parte del voltaje de entrada ya que d lo configuramos en 0.5 al primer milisegundo de simulación y la relación de vueltas del N_{prim} con respecto al N_{sec} es de 4 a 1, esto lo hacemos con el objetivo de revisar la rapidez de la respuesta del convertidor Forward en la transición de apagado a encendido.

CAPÍTULO 4

DISEÑO DEL CONTROL DE LAS DOS ETAPAS

Este capítulo muestra la respuesta del circuito e implementa un lazo de control de corriente y de voltaje para obtener beneficios en la respuesta del mismo. Además se analiza los resultados con un diseño del circuito en Simulink de Matlab.

4.1. Estrategia de Control

En el capítulo 3 se observa la respuesta del convertidor boost con una entrada AC, y una salida DC. Con el diseño del control de voltaje y de corriente, se desea una salida con un factor de potencia unitario y una mejor respuesta en el tiempo.

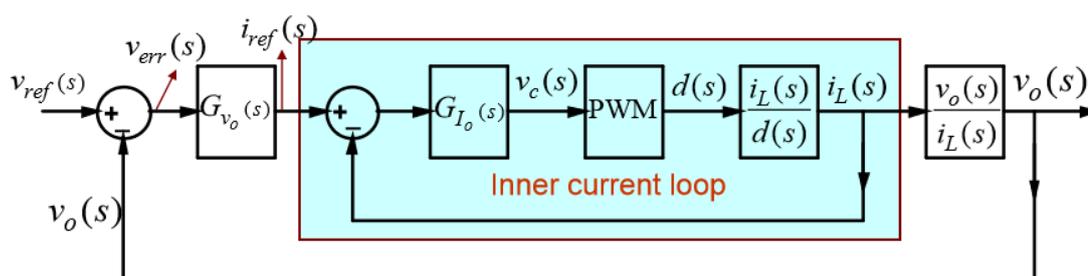


Figura 4.1. Diagrama de bloques del lazo de corriente interno y el lazo de voltaje externo del sistema [14]

Existen varias estrategias de control que se aplican a este tipo de circuitos, el método del factor K es uno de ellos y es el que se aplica en este proyecto.

4.2. Modelamiento de La Planta

Para diseñar los controladores primero se debe conocer la función de transferencia de la planta la cual se denomina ganancia de la planta o G_p y se muestran a continuación:

Tabla 4.1. Funciones de transferencias o ganancias de planta.

Tipo de convertidor	Función de Transferencia
Convertidor Boost	$G_{p1}(f) = \frac{\frac{M_3 V_{OUT}}{M_1 M_2 * 1\mu s}}{1 + \frac{s(f)}{2\pi f_{PWM_PS}}}$
Convertidor Forward	$G_{p2}(s) = \frac{n \cdot V_i}{sI + R_l + \frac{R}{R_{sc} + 1}}$

4.3. Cálculo de los Controladores por el Método del Factor K

En esta fuente de simulación se implementa el método del factor K para hallar los valores de los controladores de corriente y de voltaje.

Cálculo del Controlador de Corriente del PFC

El método del factor K es un procedimiento que permite hallar polos y ceros para un margen de fase y frecuencia de corte dado, mediante los cuales un controlador puede ser diseñado correctamente [15]. Existen tres tipos de controladores los cuales se muestran en la siguiente tabla.

Tabla4.2. Tipos de controladores de acuerdo al método de aproximación del factor K [16]

Tipo I	Tipo II	Tipo III
$G_c = \frac{K_c}{s}$	$G_c = \frac{K_c}{s} \frac{(1 + \frac{s}{w_z})}{(1 + \frac{s}{w_p})}$	$G_c = \frac{K_c}{s} \frac{(1 + \frac{s}{w_z})^2}{(1 + \frac{s}{w_p})^2}$
	$w_z < w_p$	$w_z < w_p$

El primer paso para elegir el controlador es calcular el ángulo necesario para hacer estable el sistema:

$$\varphi_{boost} = MF - \varphi_{sist} - 90^\circ \quad (30)$$

Donde:

φ_{boost} = ángulo que se inyecta para estabilizar el sistema

φ_{sist} = ángulo del sistema

MF = margen de fase deseado

Ahora el siguiente paso es analizar el margen de fase de la función de transferencia de la planta a través del diagrama de bode.

La función de transferencia de la planta, para el lazo de corriente, en el caso del convertidor Boost (Ecuación 31) se observa a continuación:

$$G_{pi} = \frac{-6.5e + 5}{s + 162.5} \quad (31)$$

Realizamos entonces el diagrama de bode y buscamos el ángulo del sistema:

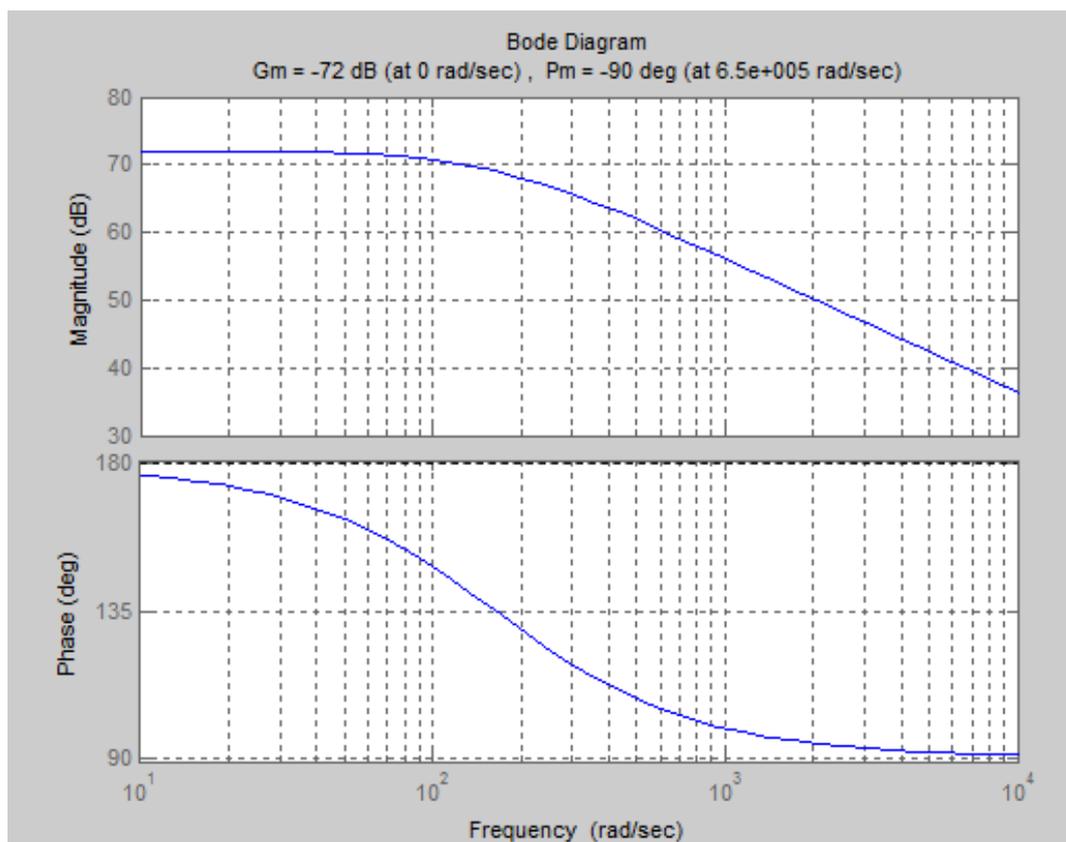


Figura 4.3. Diagrama de bode de la ganancia de la planta en corriente

El ángulo hallado es de $+90^\circ$, como se tiene un MF=60, reemplazando los valores en (4.1) tenemos:

$$\varphi_{boost} = 60^\circ - (+90^\circ) - 90^\circ = -120^\circ \quad (32)$$

Para saber qué tipo de controlador se debe de utilizar con el ángulo que se requiere, consultamos la tabla 4.1.

Tabla 4.3. Selección del tipo de controlador

ÁNGULO REQUERIDO (φ_{boost})	TIPO DE CONTROLADOR
0°	TIPO I
$<90^\circ$	TIPO II
$>90^\circ$	TIPO III

Se observa que el controlador a elegir es del Tipo II, cuya función de transferencia se aprecia en la figura 4.2. Siguiendo con el procedimiento, se determina el factor k para hallar los polos y ceros.

$$k = \tan\left(\frac{\varphi_{boost}}{2} + 45^\circ\right) \quad (33)$$

$$k = -0.268$$

Los valores faltantes son los que muestran las siguientes ecuaciones:

$$w_z = \frac{w_c}{k} \quad (34)$$

$$w_p = kw_c \quad (35)$$

El ancho de banda determinado para el lazo de corriente es de 1KHz, entonces la frecuencia angular w_c está dada por la siguiente ecuación:

$$w_c = 2\pi f_c$$

$$w_c = 6.283e3 \quad (36)$$

Reemplazando en (4.5) y (4.6) tenemos:

$$w_z = \frac{6.283e3}{-0.268} \quad (37)$$

$$w_z = -23444.03$$

$$w_p = -0.268(6.283e3)$$

$$w_p = -1683.84 \quad (38)$$

En el diagrama bode inicialmente con $k_c=1$ y los demás valores encontrados son reemplazados en la fórmula general de la figura 20 del controlador tipo 2.

$$G'_{ci}(s) = \frac{1}{s} \left[\frac{s - 23444.03}{s - 1683.84} \right] \quad (39)$$

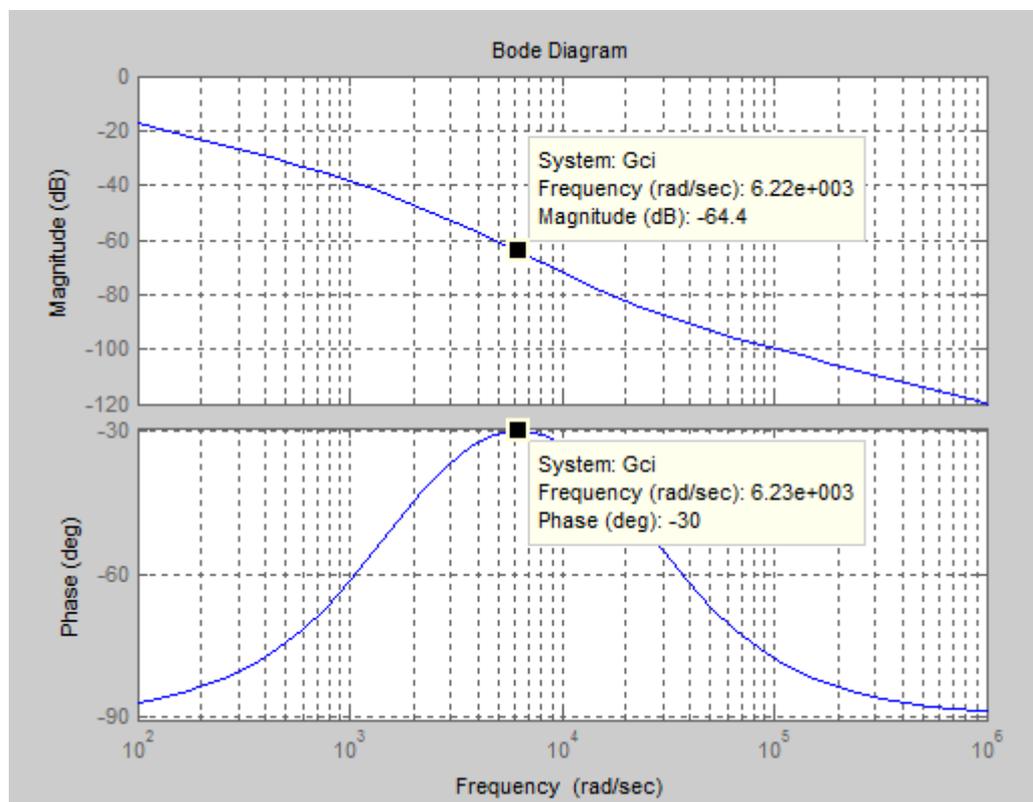


Figura 4.4. Diagrama de bode del controlador de corriente G_{ci} , con $k_c=1$

La figura 4.4 muestra que se debe incrementar 64.4 dB para alcanzar la estabilidad en la frecuencia de operación, dicho valor en magnitud se lo reemplaza en k_c .

$$-64.4 = 20 \log(G)$$

$$G = 10^{\left(\frac{-64.4}{20}\right)}$$

$$G = 6.0256e - 4$$

$$G = \frac{1}{k_c}$$

$$k_c = 1659.58 \quad (40)$$

El nuevo valor de $G_{ci}(s)$ viene dado por k_c multiplicado por la ganancia $G'_{ci}(s)$:

$$G_{ci}(s) = \frac{1659.58}{s} \left[\frac{s + 1683.54}{s + 23448.16} \right] \quad (41)$$

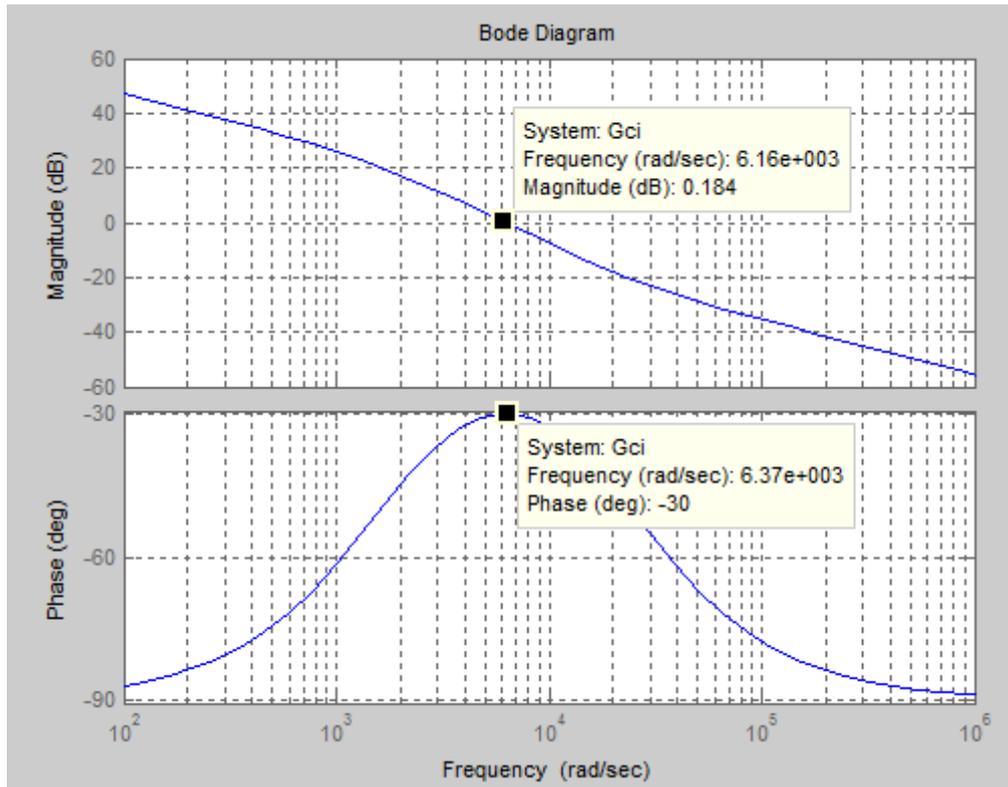


Figura 4.5. Diagrama de bode del controlador de corriente G_{ci} , con $k_c=1659.58$

La figura 4.5 muestra la el controlador deseado, con una margen de fase adecuado en la frecuencia de operación.

Cálculo del Controlador de Voltaje del PFC

El procedimiento para hallar todos los controladores es el mismo, por ende nos centraremos en los valores a partir de este controlador y no en la explicación del método de aproximación del factor k .

La función de transferencia para el lazo de voltaje del PFC es la que se describe en la ecuación (4.12)

$$G_{pv}(s) = \frac{170}{s} \quad (42)$$

Analizando el diagrama de bode de esta función en la figura 24 tenemos:

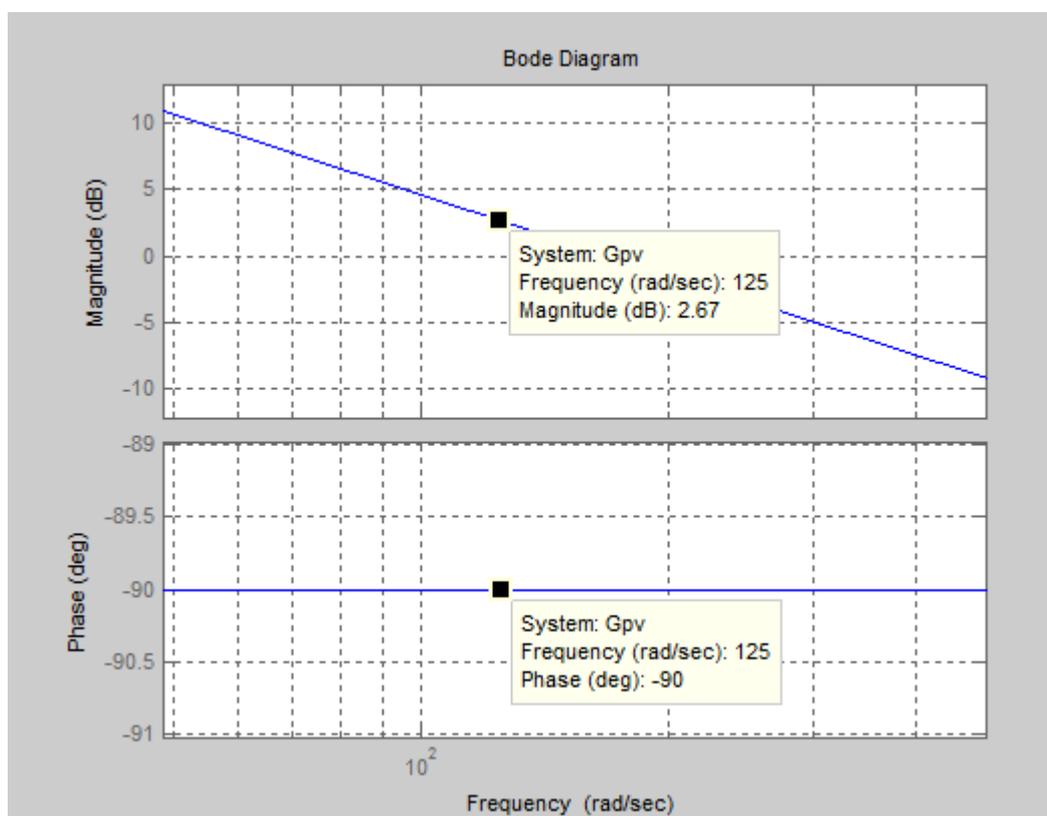


Figura 4.6. Diagrama de bode de la planta con respecto al lazo de voltaje

Hallamos el ángulo que queremos aumentar, el ángulo de la planta es de -90° , reemplazando en (4.1) se tiene:

$$\varphi_{boost} = 60^\circ - (-90^\circ) - 90^\circ = 60^\circ \quad (43)$$

Se determinará el factor k para hallar la función de transferencia del controlador, según la ecuación (4.4)

$$k = \tan\left(\frac{\varphi_{boost}}{2} + 45^\circ\right) \quad (44)$$

$$k = 3.732$$

El ancho de banda que elegimos para el lazo de corriente es de 100Hz, entonces la frecuencia angular w_c está dada por la siguiente ecuación:

$$w_c = 2\pi f_c$$

$$w_c = 628.318 \quad (45)$$

Reemplazando en (4.5) y (4.6)

$$w_z = \frac{628.318}{3.732}$$

$$w_z = 168.35 \quad (46)$$

$$w_p = 3.732(628.318)$$

$$w_p = 2344.88 \quad (47)$$

Analizamos el bode inicialmente con $k_c=1$ y los demás valores encontrados son reemplazados en la formula general de la figura 20 del controlador tipo 2.

$$G_{cv}(s) = \frac{1}{s} \left[\frac{s + 168.35}{s + 2344.88} \right] \quad (48)$$

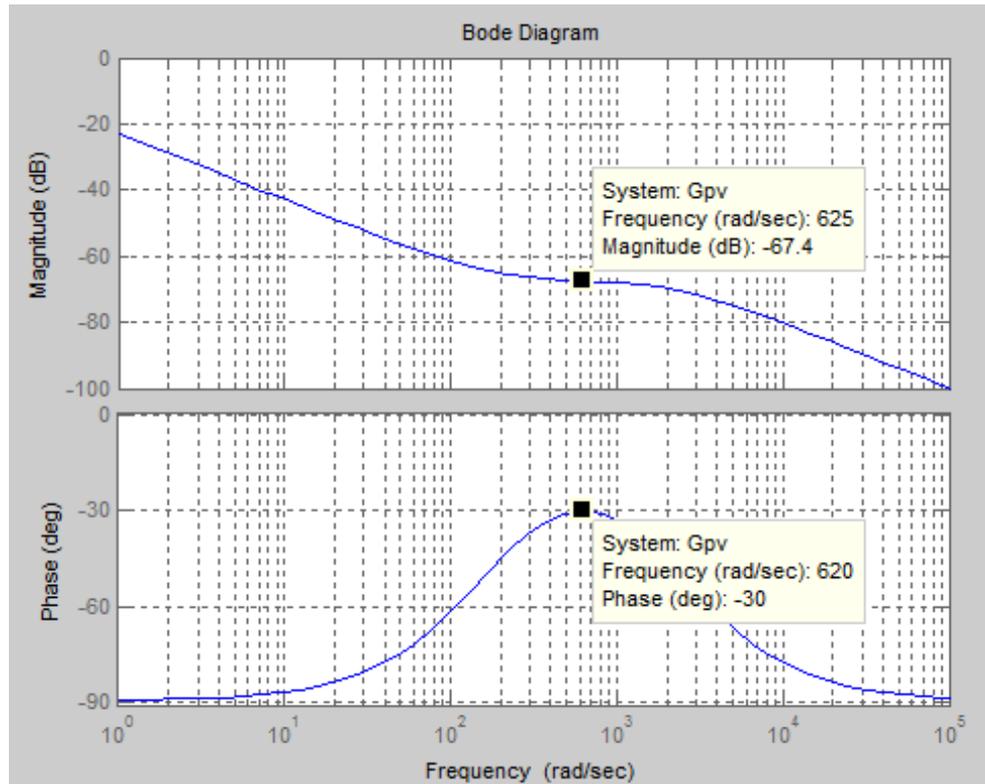


Figura 4.7. Diagrama de bode del controlador de voltaje G_{cv} , con $k_c=1$

La figura 4.7 nos muestra que se debe aumentar 67.4 dB para alcanzar la estabilidad en la frecuencia de operación, así que ese valor en magnitud lo reemplazamos en k_c .

$$-67.4 = 20 \log(1/k_c)$$

$$k_c = 2344.23 \quad (49)$$

El nuevo valor de $G_{ci}(s)$ viene dado por k_c multiplicado por la ganancia $G'_{ci}(s)$:

$$G_{ci}(s) = \frac{2344.23}{s} \left[\frac{s + 1683.54}{s + 23448.16} \right] \quad (50)$$

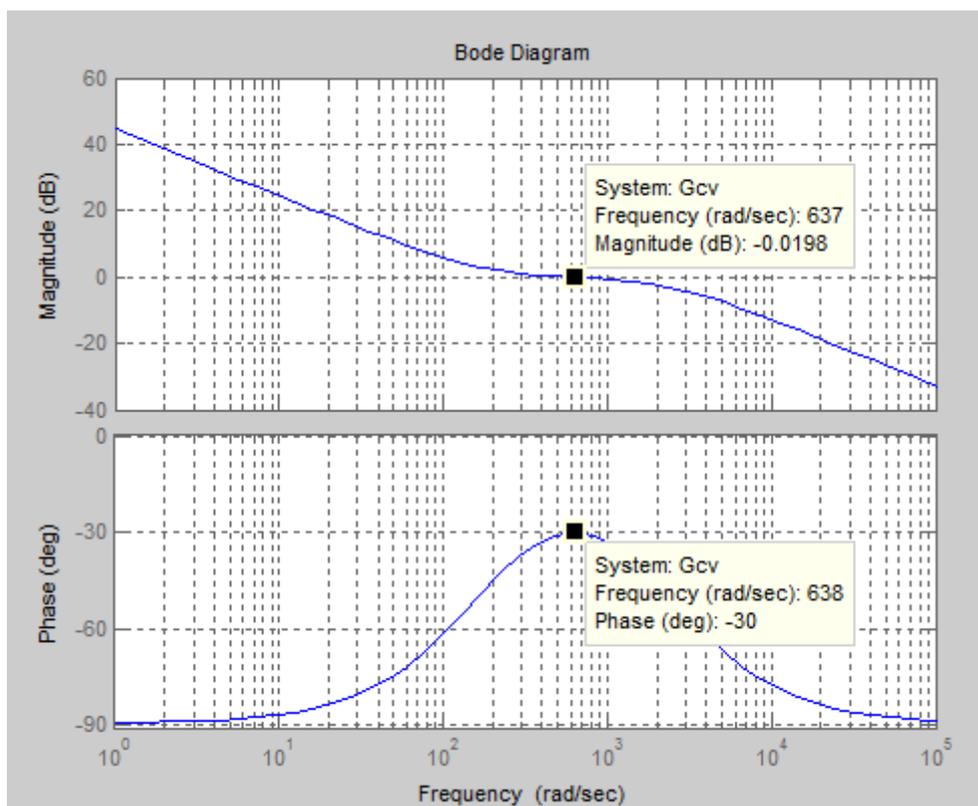


Figura 4.8. Diagrama de bode del controlador de voltaje G_{cv} , con $k_c=2344.23$

La figura 4.8 muestra la el controlador deseado, con una margen de fase adecuado en la frecuencia de operación.

Cálculo del Controlador de Corriente del Convertidor Forward

La función de transferencia para el lazo de corriente del convertidor Forward es la que se describe en la ecuación (4.20)

$$G_{pi}(s) = \frac{0.000125s + 5}{6.25e^{-10}s^2 + 2.513e^{-5}s + 1} \quad (51)$$

Analizando el diagrama de bode de esta función en la figura 27 tenemos:

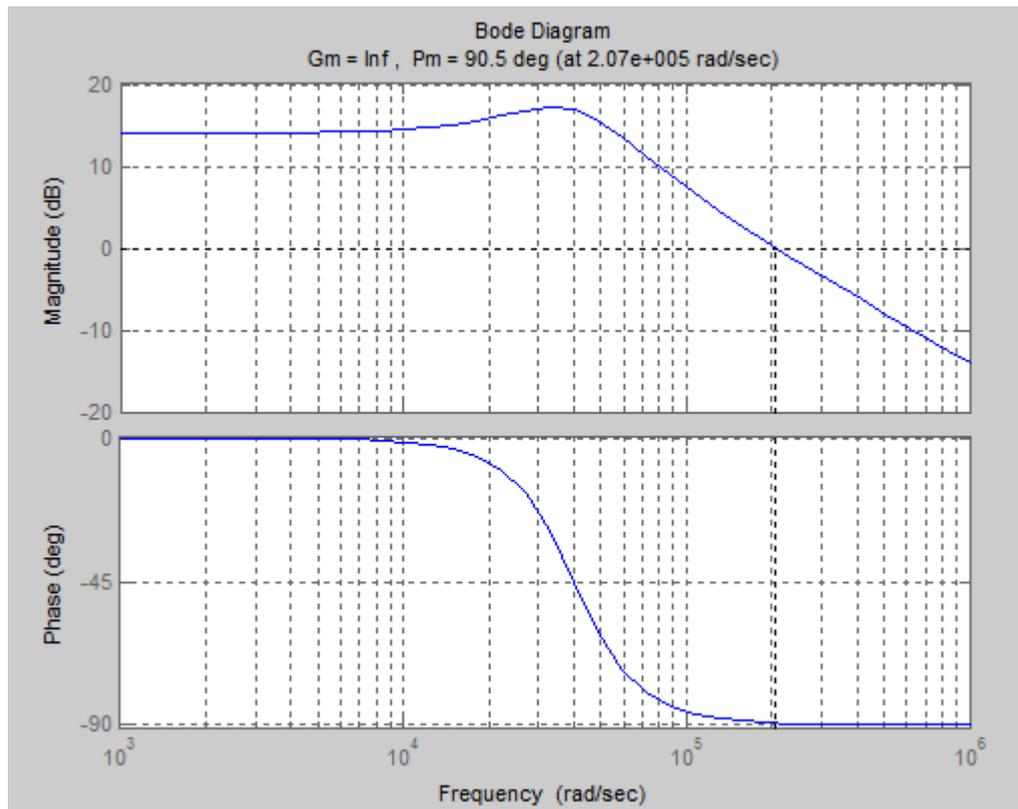


Figura 4.9. Diagrama de bode de la planta con respecto al lazo de corriente

Para el controlador de corriente de esta función de transferencia, aplicando la técnica de la aproximación del factor k, se tienen los siguientes requerimientos:

Margen de fase (PM)= 60°

Ancho de banda (BW)= 6.3662 KHz

Como resultado se necesita un controlador del Tipo II

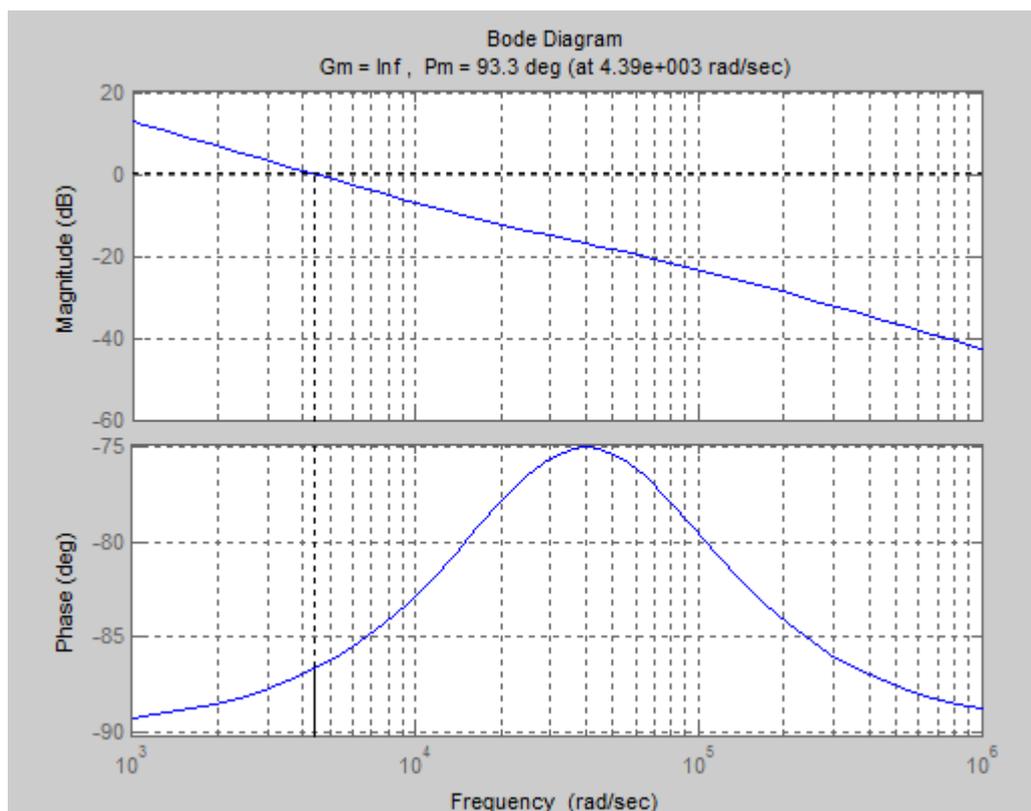


Figura 4.10. Diagrama de bode del controlador de lazo de corriente

En la figura 4.10 se aprecia el diagrama de bode del controlador de lazo de corriente cuya función de transferencia se muestra a continuación:

$$G_{ci}(s) = \frac{0.1421s + 4362}{1.918e^{-5}s^2 + s} \quad (52)$$

Cálculo del Controlador de Voltaje del Convertidor Forward

La función de transferencia para el lazo de voltaje del convertidor Forward es la que se describe en la ecuación (4.20)

$$G_{pv}(s) = \frac{10}{2.5e^{-5}s + 1} \quad (53)$$

Analizando el diagrama de bode de esta función en la figura 4.11 tenemos:

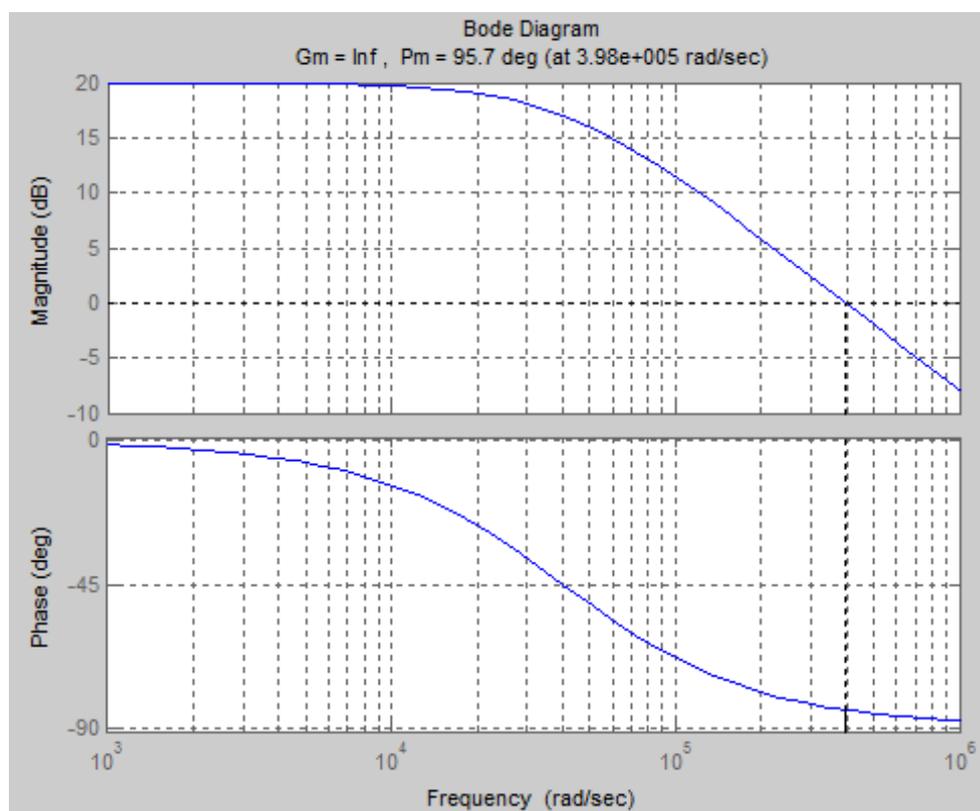


Figura 4.11. Diagrama de bode de la planta con respecto al lazo de voltaje

Para el controlador de voltaje de esta función de transferencia, aplicando la técnica de la aproximación del factor k, se tienen los siguientes requerimientos:

Margen de fase (PM)= 60°

Ancho de banda (BW)= 0.636 KHz

Como resultado se necesita un controlador del Tipo I

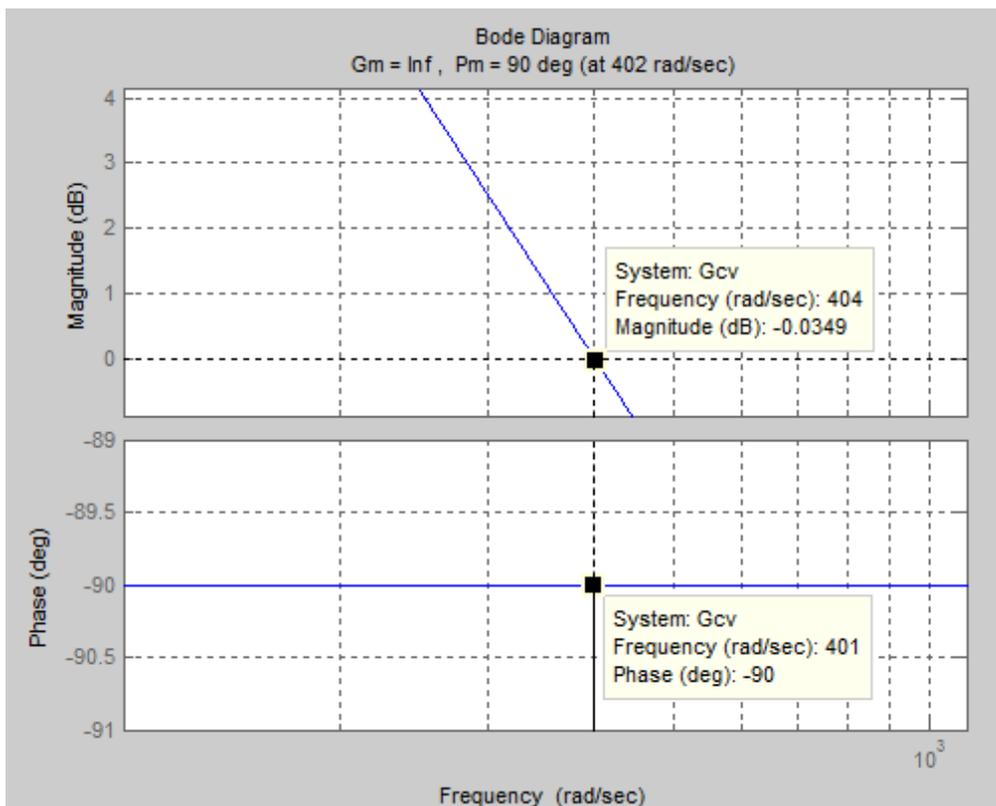


Figura 4.12. Diagrama de bode del controlador de lazo de voltaje

En la figura 4.12 se aprecia el diagrama de bode del controlador de lazo de corriente cuya función de transferencia se muestra a continuación:

$$G_{cv}(s) = \frac{402}{s} \quad (54)$$

4.4. Pruebas de Funcionamiento Del PFC En Lazo Cerrado En Simulink

En esta sección se implementa de forma virtual a través de Simulink de Matlab el circuito del convertidor Boost conjuntamente con la parte de control del PFC para observar su respuesta a través del tiempo.

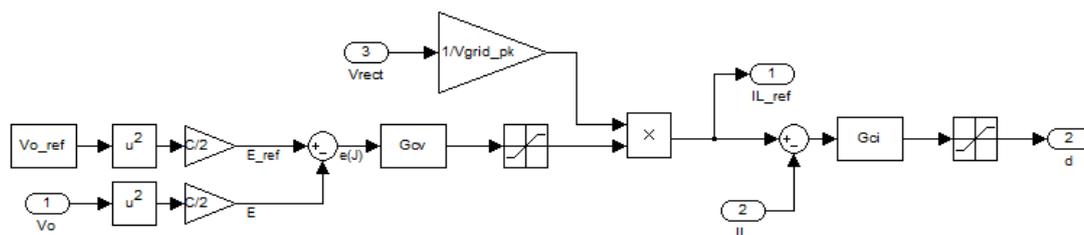


Figura 4.13. Diagrama de bloques del controlador del PFC

La figura 4.13 muestra el diagrama de bloques con las entradas V_{o_ref} , V_o , V_{rect} y de salidas d o duty-ratio, además de bloques como los acotadores y las constantes debido al modelamiento del voltaje de entrada que es de tipo sinusoidal de 60Hz

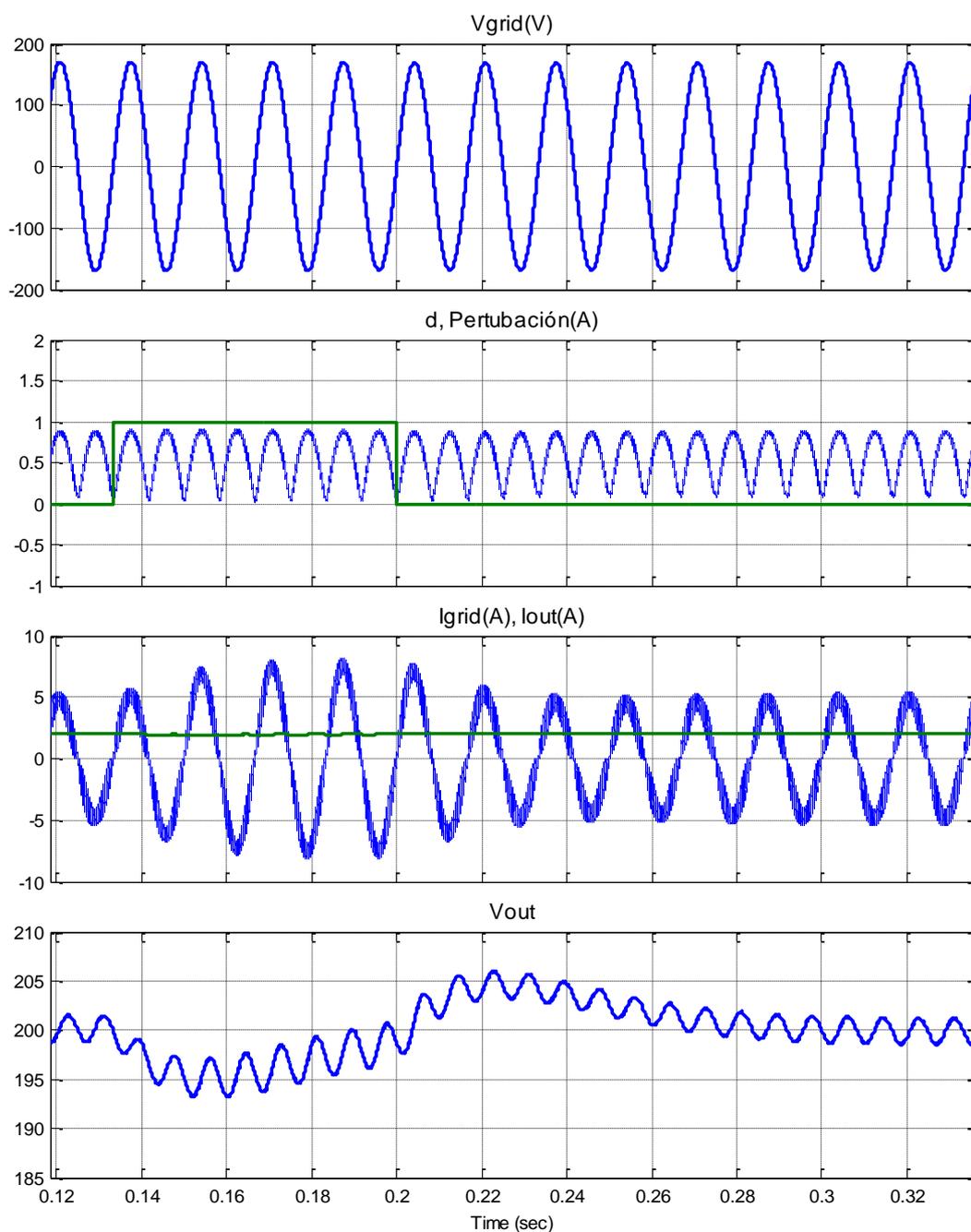


Figura 4.14. Señales de voltaje de salida, corriente de salida y el duty ratio a través del tiempo.

En la figura 4.14 se observan los valores de voltaje que ingresan al PFC y la salida de 200V. Además en la imagen se muestra una perturbación y la respuesta del sistema ante ella, el voltaje luego de 8ms recupera su forma y

magnitud, adicionalmente se muestran que las corrientes y los voltajes están en fase entre sí y sin distorsión para alcanzar un factor de potencia unitario.

4.5. Pruebas de Funcionamiento del Convertidor Forward en Lazo Cerrado

Cerrado en Simulink

En esta sección se implementa de forma virtual el convertidor forward y el controlador en lazo cerrado.

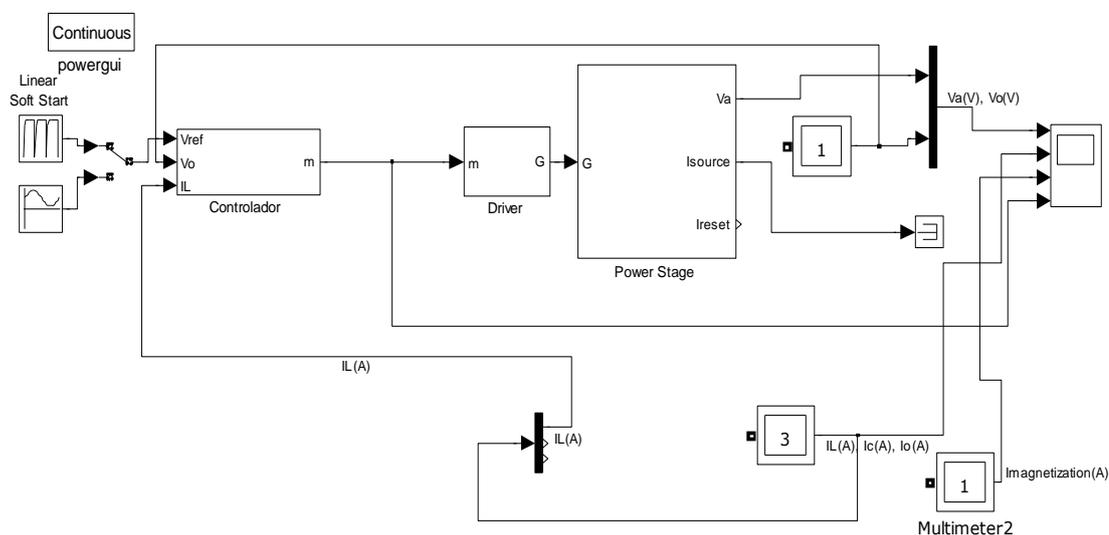


Figura 4.15. Diagrama de bloques del convertidor Forward con control de lazo cerrado.

En la figura 4.15 se muestra el diagrama de bloques del circuito DC-DC en simulink. Muestra el bloque controlador cuyas señales de entrada son el voltaje de salida, la corriente de salida, el voltaje de referencia y cuya salida m es d o el ciclo de trabajo del convertidor Forward y que va directamente conectada a través de un driver a la parte de potencia del circuito que es el

convertidor forward. Se aprecia también el Scope en donde se envían las señales de interés.

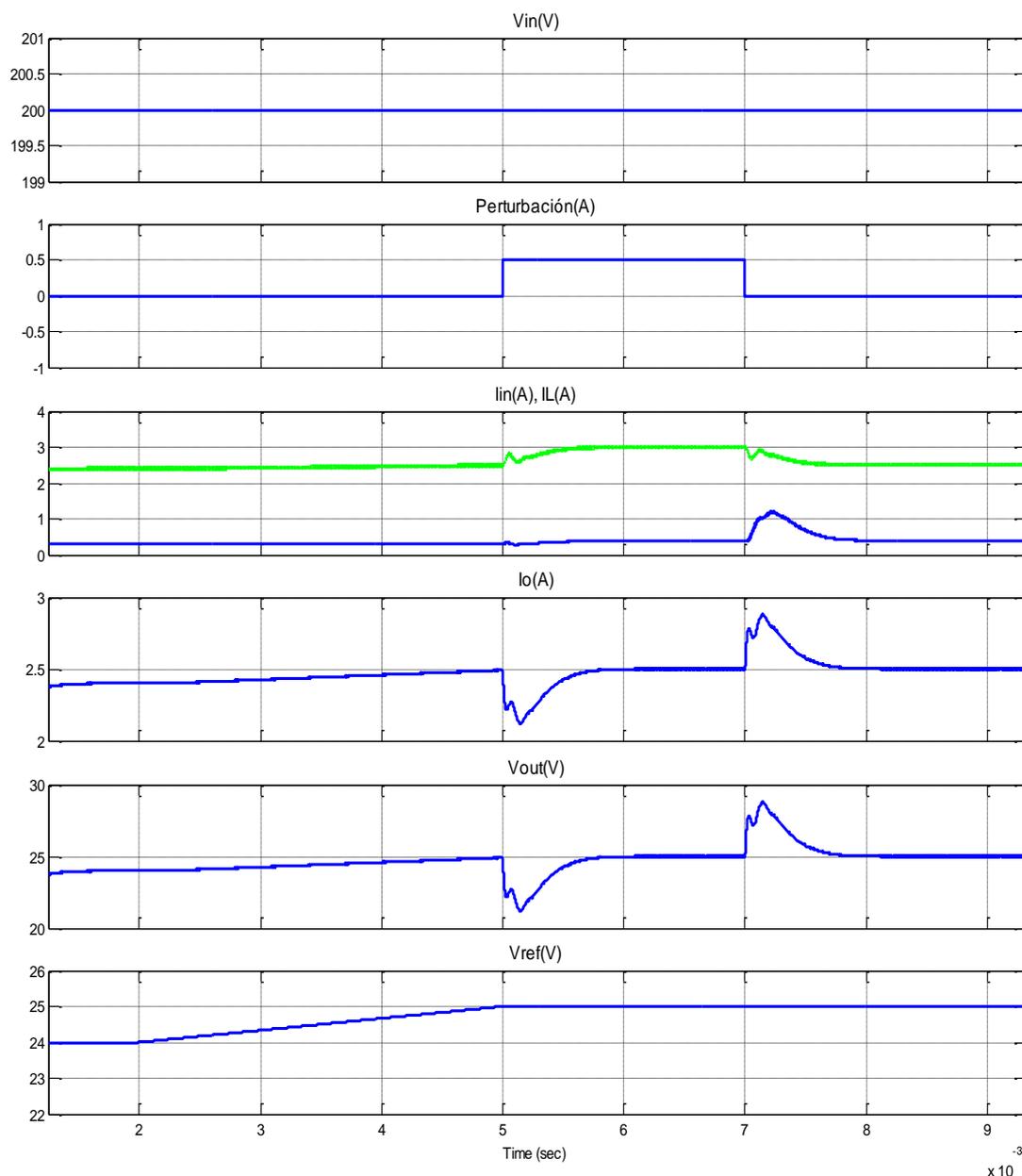


Figura 4.16. Señales de voltaje de entrada y salida, corrientes de salida, corriente de magnetización y el ciclo de trabajo.

La figura 4.16 muestra los valores a estudiar. Se observan dos señales de voltaje, la primera es V_{in} o voltaje de entrada, la cual proviene del PFC y es de 200Vdc. La segunda es el voltaje de salida controlado, esta llega a su valor

de 24 V (V_{ref}) en aproximadamente un milisegundo, lo cual se logra a partir del control del voltaje y de corriente en lazo cerrado con un rizado de voltaje del 0.1%.

También se observan las corrientes que fluyen a través del capacitor, el inductor y la resistencia de salida o carga, éstas muestran que llegan a su punto estable en aproximadamente 2 milisegundos.

En el segundo cuadro se muestra un pulso de corriente que se ingresa para observar la reacción del sistema ante aquella perturbación. El voltaje genera un cambio brusco en su magnitud que se corrige en menos de un milisegundo debido al control de lazo cerrado del convertidor Forward.

En el cuarto cuadro se muestra la corriente de salida que al igual que el voltaje sufre un cambio brusco debido a la perturbación, pero se corrige en menos de un milisegundo debido al control de lazo cerrado que se utiliza.

4.6. Ajuste de Valores para la Implementación Experimental del PFC

El controlador de lazo cerrado que se implementa físicamente es el propuesto por el circuito integrado UCC28019, el cual permite manipular parámetros internos del mismo mediante la implementación de una red de compensación externa, la cual diseñamos a partir de nuestros requerimientos.

Controlador de Lazo Cerrado de Corriente

$$G_{CL}(f) = \frac{K_1 R_{SENSE} V_{OUT}}{K_{FQ} M_1 M_2 L_{BOOST}} * \frac{1}{s(f) + \frac{s(f)^2 K_1 C_{ICOMP}}{g_{mi} M_1}} \quad (55)$$

$$M_1 M_2 = \frac{I_{OUT(MAX)} V_{OUT}^2 R_{SENSE} K_1}{\eta^2 V_{IN_RMS}^2 K_{FQ}} \quad (56)$$

$$M_1 = 0.484 \quad (57)$$

$$M_2 = 0.764 \quad (58)$$

$$K_{FQ} = \frac{1}{f_{SW}} \quad (59)$$

$$K_{FQ} = 15.385 \mu S$$

$$K_1 = 7 \quad (60)$$

M_1, M_2 : Variables del lazo interno del UCC28019.

K_1, K_{FQ} : Constantes del controlador interno.

G_{mi} : ganancia de transconductancia interna del UCC28019.

Controlador de Lazo Cerrado de Voltaje

$$G_{VL}(f) = G_{FB}(f) G_{PWMPS}(f) G_{EA}(f) \quad (61)$$

$$G_{FB} = \frac{R_{FB2}}{R_{FB2} + R_{FB1}} \quad (62)$$

$$G_{PWMPS}(f) = \frac{\frac{M_3 V_{OUT}}{M_1 M_2 * 1 \mu S}}{1 + \frac{s(f)}{2\pi f_{PWM_PS}}} \quad (63)$$

$$f_{PWM_PS} = 1.446 \text{ Hz} \quad (64)$$

$$G_{EA}(f) = gm_v \left[\frac{1 + s(f)R_{VCOMP}C_{VCOMP}}{(C_{VCOMP} + C_{VCOMP_P})s(f) \left[1 + s(f) \left(\frac{R_{VCOMP}C_{VCOMP}C_{VCOMP_P}}{C_{VCOMP} + C_{VCOMP_P}} \right) \right]} \right] \quad (65)$$

$$R_{VCOMP} = 33.2 \text{ K}\Omega$$

$$C_{VCOMP} = 3.3 \text{ }\mu\text{F} \quad (66)$$

$$(67)$$

$$C_{VCOMP_P} = 0.22 \text{ }\mu\text{F} \quad (68)$$

$$gm_v = 42 \text{ }\mu\text{S} \quad (69)$$

R_{fb1}, R_{fb2} : Resistores para divisor de voltaje configurado en 5V.

f_{PWM_PS} : Frecuencia del polo del controlador a lazo abierto de voltaje.

$M3$: variable del lazo interno del UCC28019.

$R_{vcomp}, C_{vcomp}, C_{vcomp_p}$: Elementos de red de compensación externa.

G_{mv} : Ganancia interna del UCC28019.

CAPÍTULO 5

ANÁLISIS DE RESULTADOS

Este capítulo muestra el análisis de resultados de la fuente de conmutación, tanto los resultados simulados de las dos etapas juntas como los resultados reales de la implementación de la etapa AC-DC con PFC.

5.1. Resultados de la simulación

Las dos etapas que en capítulos anteriores se analizan (PFC y convertidor Forward), se acoplan como un solo sistema.

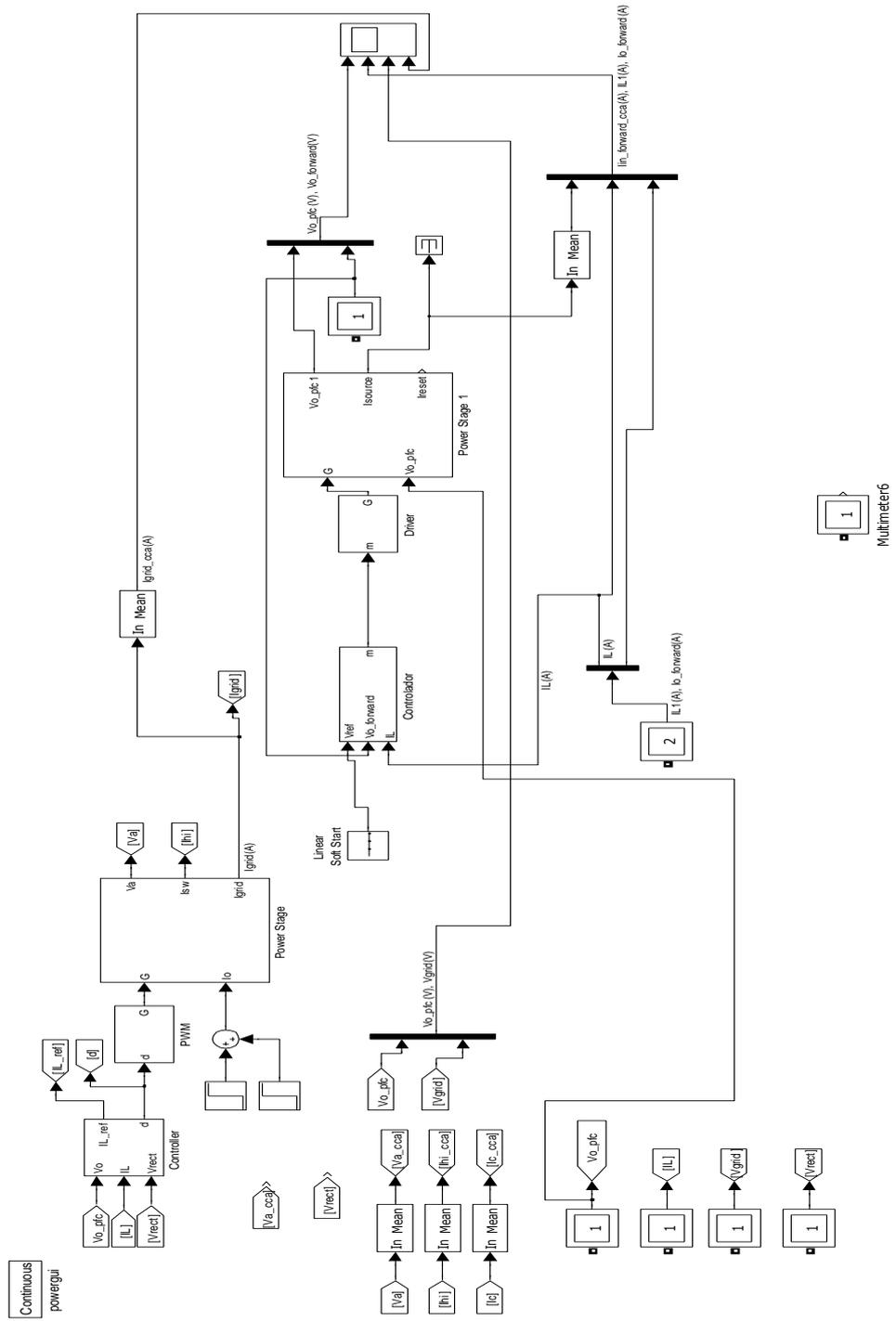


Figura 5.1. Diagrama de bloques de la fuente de conmutación en Simulink.

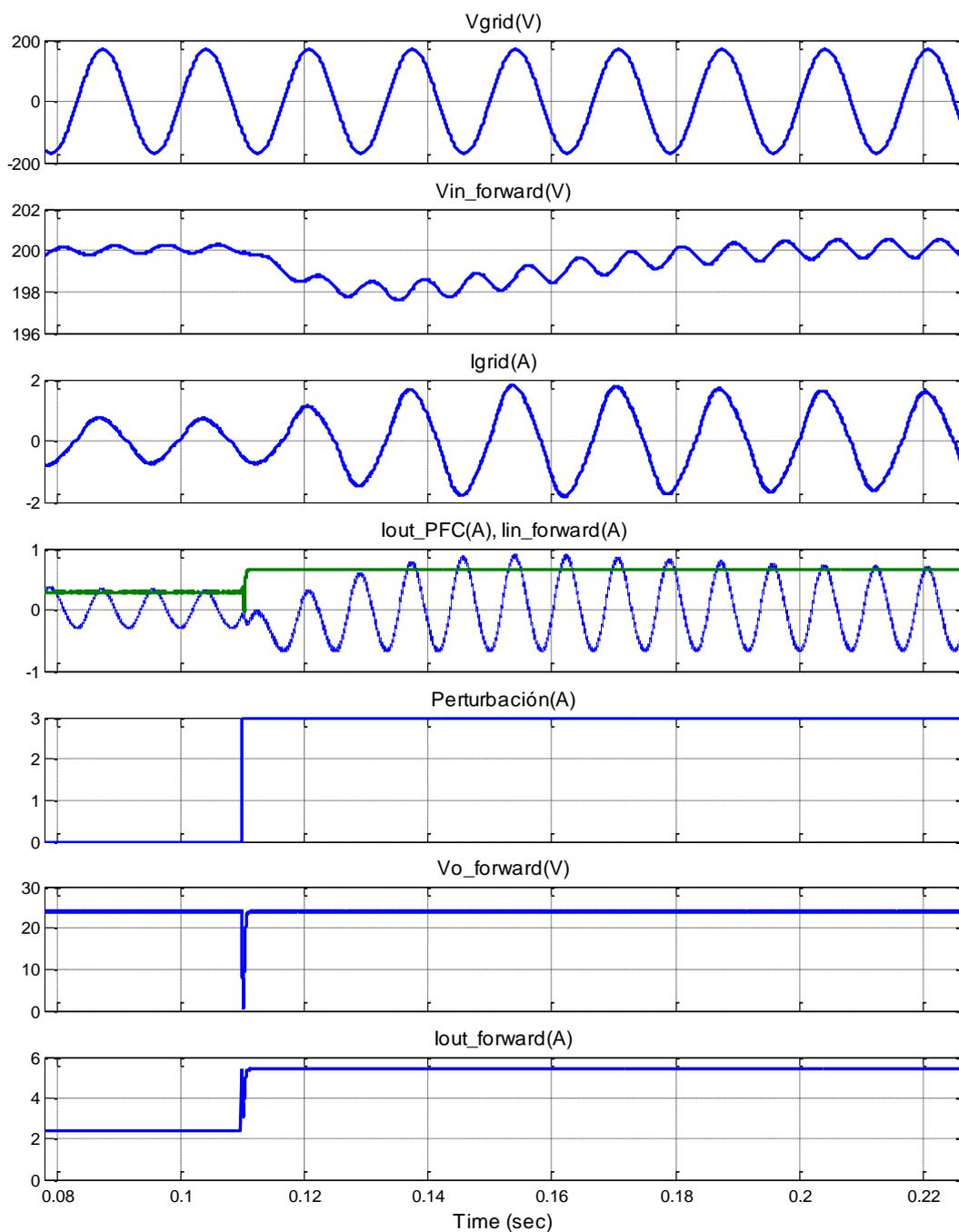


Figura 5.2. Señales de Voltajes y corrientes de entrada y salida del circuito.

La Figura 5.2 muestra siete gráficas correspondientes a las señales de voltaje y corriente de entrada y salida de las dos etapas acopladas.

La primera gráfica corresponde al voltaje de entrada de línea V_{grid} .

La segunda gráfica corresponde al voltaje de salida del PFC que a su vez es el voltaje de entrada del convertidor Forward. En esta gráfica se aprecia una señal de voltaje sinusoidal con una frecuencia de 120Hz, además mantiene un rizado en su voltaje de 2V correspondiente al 1% de su valor nominal.

La tercera gráfica corresponde a la corriente de entrada de línea I_{grid} , que como se aprecia, está en fase con el voltaje de entrada.

La cuarta gráfica muestra el valor promedio de la corriente de salida de la etapa AC-DC medida en el capacitor C_{OUT} la cual tiene la envolvente de 120Hz; también se observa la corriente de entrada al convertidor Forward que en efecto debe ser una señal DC.

La quinta gráfica muestra una señal escalón que corresponde a una fuente controlada de corriente conectada en paralelo a la resistencia de salida del convertidor Forward para simular una perturbación al sistema y que se puede observar claramente cómo las demás señales, tanto de voltaje como de corriente, se comportan ante esta perturbación.

Por último se tienen las señales de voltaje y corriente de salida del convertidor Forward y la reacción que presentan ante la perturbación antes mencionada.

Con los resultados obtenidos de la simulación con las dos etapas acopladas, se puede calcular la eficiencia total de la fuente conmutada:

$$P_{i_pfc_simulada} = V_{grid_rms} I_{grid_rms} \quad (70)$$

$$P_{i_pfc_simulada} = 120 \frac{0.75}{\sqrt{2}}$$

$$P_{i_pfc_simulada} = 63.64 \text{ W}$$

$$P_{o_forward_simulada} = V_{out_forward} I_{out_forward} \quad (71)$$

$$P_{o_forward_simulada} = 57.6 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{P_{o_forward_simulada}}{P_{i_pfc_simulada}} \times 100\% \quad (72)$$

$$\eta = 90.51\%$$

5.2. Resultados Reales de la Implementación

La implementación de forma real del PFC se muestra a continuación.



Figura 5.3. Parte superior de la placa electrónica del PFC.

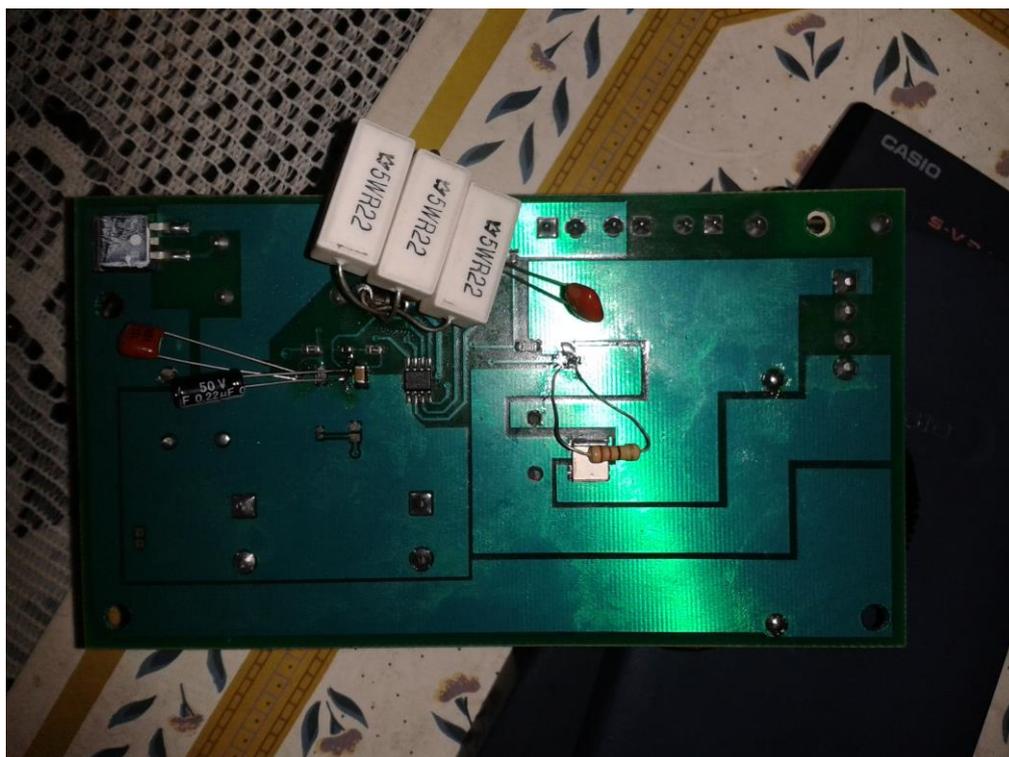


Figura 5.4. Parte inferior de la placa electrónica del PFC

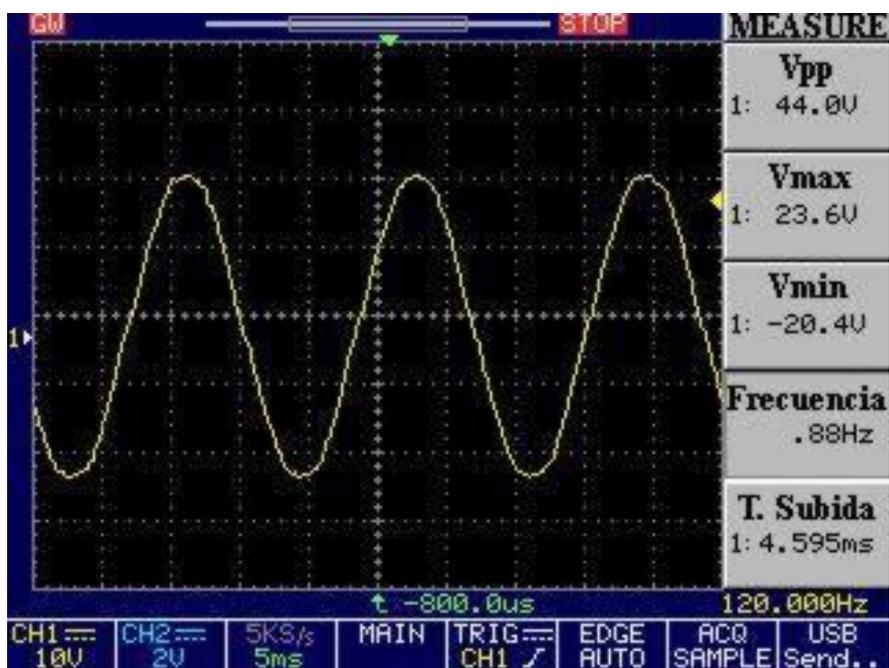


Figura 5.5. Voltaje de entrada del circuito medido por osciloscopio

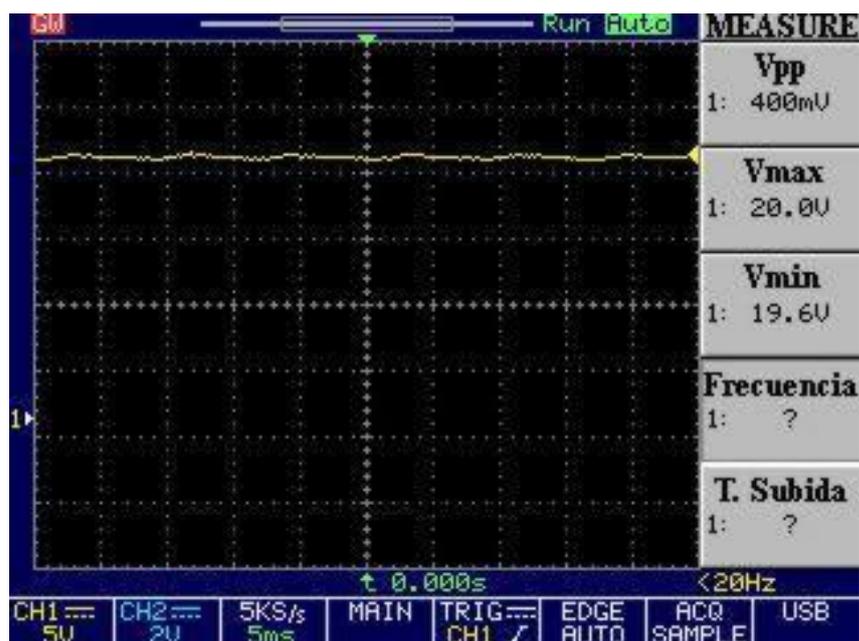


Figura 5.6. Voltaje de salida del circuito medido por osciloscopio

De acuerdo a las figuras 5.5 y 5.6, se aprecia de manera esperada las señales de voltaje de entrada y de salida del PFC respectivamente.

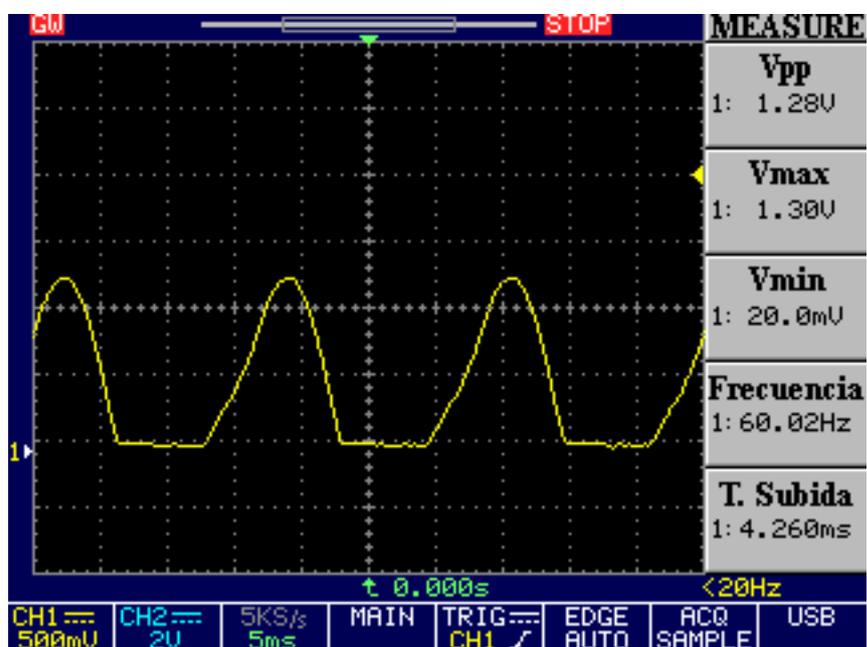


Figura 5.7. Forma de la señal de corriente de entrada del circuito medido por osciloscopio

La figura 5.7 muestra una señal que corresponde al voltaje a través de una resistencia de prueba colocada en serie con la fuente de entrada utilizada para las pruebas físicas cuyo valor es de 14VRMS, de esta manera se puede obtener el valor de la corriente de entrada como se muestra a continuación en las siguientes ecuaciones:

$$I_{entrada_rms} = \frac{V_{PRUEBA_RMS}}{R_{PRUEBA}} \quad (73)$$

$$I_{entrada_rms} = \frac{\frac{1.28}{2}}{1.8}$$

$$I_{entrada_rms} = 0.356 A$$

Como punto importante se tiene que el factor de potencia obtenido en las pruebas reales no es la unidad (valor que sí se obtuvo en las simulaciones), puesto a que la señal de la corriente de entrada no es una onda sinusoidal completa, esto se debe a que existen señales armónicas que no fueron corregidas por el circuito PFC. Con los resultados obtenidos de las pruebas de la implementación de la etapa AC-DC, se puede calcular la eficiencia de la misma:

$$P_{i_pfc_prueba_real} = V_{in_prueba_rms} I_{entrada_rms} \quad (74)$$

$$P_{i_pfc_prueba_real} = 14(0.356)$$

$$P_{i_pfc_prueba_real} = 4.928 W$$

$$P_{o_pfc_prueba_real} = \frac{V_{o_pfc_prueba_real}^2}{R_{prueba}} \quad (75)$$

$$P_{o_pfc_prueba_real} = \frac{20^2}{100}$$

$$P_{o_pfc_prueba_real} = 4 \text{ W}$$

$$\eta_{real} = \frac{P_{o_pfc_prueba_real}}{P_{i_pfc_prueba_real}} \times 100\% \quad (76)$$

$$\eta = 81.17\%$$

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

1. A través del análisis previo de los convertidores Boost y Forward, se procede a diseñar las etapas de la fuente de conmutación (AC-DC y DC-DC) bajo los requerimientos solicitados de potencia de salida, eficiencia, máximos porcentajes de rizado permitidos, factor de potencia unitario entre otros, que se detalla.
2. Se utiliza la técnica de control del factor k para diseñar los controladores de voltaje y corriente correspondientes a las etapas AC-DC y DC-DC, cuyos parámetros fundamentales de selección fueron el ancho de banda, la ubicación de los polos y ceros óptimos y el margen de fase deseado, y se obtuvo como resultado una

respuesta rápida ante perturbaciones, tal y como se muestra en el capítulo 5, en los resultados de las simulaciones.

3. Mediante las simulaciones realizadas se observan las ondas de voltaje y corriente obtenidas, las cuales demuestran que la fuente conmutada diseñada efectivamente cumple con el funcionamiento esperado de acuerdo a los parámetros de diseño descritos en el capítulo tres y cuatro.
4. Tal y como se aprecia en las fotografías, el PCB corresponde a la etapa AC-DC de la fuente conmutada que presenta varios inconvenientes, entre los cuales se puede mencionar la falta de componentes electrónicos adecuados dentro del país, lo que resulta en tiempos de espera más largos para la llegada de los componentes y con la posibilidad de que algún elemento falle o pueda averiarse; por este motivo las últimas pruebas realizadas para las capturas de pantalla del osciloscopio, se emplearon elementos encontrados en el mercado ecuatoriano que para efectos de prueba son útiles, mas no si el objetivo es implementar y usar una fuente conmutada como aplicación real.
5. De acuerdo a los resultados obtenidos de las pruebas realizadas en el circuito implementado de la etapa AC-DC, se observa que la corriente de entrada no se encuentra en fase con la señal de voltaje de entrada de prueba aplicado, lo que indica que no se logró el factor de potencia unitario, debido a varios factores negativos entre

los cuales se puede mencionar que los elementos a usar no fueron bien dimensionados por lo cual al realizar la prueba con los requerimientos de voltaje solicitado (120 Vrms) sufrieron un fuerte sobrecalentamiento y tuvieron que ser reemplazados por elementos que hallamos en el mercado local, a parte dichos elementos fueron dimensionados para una prueba con un voltaje de entrada directo de la línea y no con un voltaje de 14Vrms que fue el empleado luego de las pruebas fallidas inicialmente.

6. Para poder obtener el valor real del factor de potencia se necesita utilizar un analizador de espectro de frecuencias con la finalidad de observar las corrientes armónicas existentes que no fueron canceladas con el circuito PFC implementado y como resultado no se obtuvo una eficiencia similar a la registrada en las pruebas de simulación.

ANEXOS

ANEXO A**VALORES INGRESADOS EN LA SIMULACIÓN DE MATLAB DEL CIRCUITO
COMPLETO**

```
% Data for PFC-FORWARD-FINAL.mdl

clear all

clc

%% Power Stage Parameters

RL=0.05; % Inductor resistance in ohm
L=307.7e-6; % Inductance in H
C=2000e-6; % Output capacitance in F
R=12; % Load resistance in ohm
Ron=10e-3; % Switch ON resistance in ohm
Rsnubber=1e6; % Switch snubber resistance in ohm
Csnubber=inf; % Switch snubber capacitance in F
Cfilter=1e-6; % Input Filter capacitance in F

Vgrid_pk=170; % AC peak voltage in V
VDon=0; % Diode Forward Bias Voltage in V
Vo_ref=200; % DC output voltage reference in V
VC0=Vo_ref; % Output capacitor initial voltage

fs=65e3; % Switching freq in Hz
```

```

Ts=1/fs; % Switching period in s

f1=60; % Line freq in Hz
T1=1/f1; % Line period in s

%% forward converter parameters

%RL=0.05; % Inductor resistance in ohm
%L= 50e-6; % Inductance in H antes era 2mH con fs=10khz
%C=1.25e-6; % Capacitance in F antes 62.5uF con fs=10khz
R1=10; % Load resistance in ohm antes era 2
%Ron=10e-3; % Switch ON resistance in ohm
%Rsnuubber=1e6; % Switch enubber resistance in ohm

Np=120;
Nr=120;
Ns=30;

Vi=200; % High side source voltage in V
fs1=500e3; % Switching freq in Hz
Ts1=1/fs1; % Switching period in s
dIL=0.1; % Porcentaje máximo de rizado de la corriente en el inductor
dVc=0.01; % Porcentaje máximo de rizado del voltaje en el capacitor
Vo=25; % Voltaje máximo de la carga en voltios
Io=Vo/R; % Corriente máxima de la carga en Amperios
L1=(1/16)*Vi/(fs1*dIL); %250uH; % Inductancia en Henrios
C1=dIL/(8*fs1*dVc); %2.5uF; % Capacitancia en Faradios
f0=60; % Line frequency in Hz
w0=2*pi*f0; % Line frequency in rad/s

```

```
fF=1/(2*pi*sqrt(L1*C1));

%VDon=0; % Diode Forward Bias Voltage in V

%% Current Control Design PFC

Tau=L/RL;

Gpi=tf(-Vo_ref/L,[1 1/Tau]); % Plant Gain for current loop

PMi=60; % Current Loop Phase Margin in degrees
BWi=10e3; % Current Loop Bandwidth in Hz

Gci=-K_Factor(-Gpi,BWi,PMi); % Current Controller gain from K-Factor
technique

Goli=Gpi*Gci; % Current Loop gain

figure(1) % Opens a figure window
bode(Goli) % Generates the Bode plot of the Current Loop Gain
grid % Adds grid to the figure

figure(2) % Opens a figure window
```

```

rlocus(Goli) % Generates the Root-locus plot of the Current Closed-
loop Gain
grid % Adds grid to the figure

%% Current Control forward

Gpi1=(Ns*Vi/(Np*R1))*tf([R1*C1 1],[L1*C1 ((L1/R1)+RL*C) 1]); %
Función de transferencia de la planta

PMi1=60; % Margen de fase en grados
BWi1=fF; % Ancho de banda en Hz

%figure(5)
%bode(Gpi)
%grid

Gci1=K_Factor(Gpi1,BWi1,PMi1); % Controller gain from K-Factor
technique

Goli1=Gpi1*Gci1; % Current Loop gain

%figure(1) % Opens a figure window
%bode(Goli) % Generates the Bode plot of the Current Loop Gain
%grid % Adds grid to the figure

%figure(2) % Opens a figure window

```

```
%rlocus(Goli) % Generates the Root-locus plot of the Current Closed-  
loop Gain  
  
%grid % Adds grid to the figure  
  
  
%% Voltage Control Design PFC  
  
Gpv=tf(Vgrid_pk,[1 0]); % Plant Gain for voltage loop  
  
PMv=60; % Phase Margin in degrees for voltage loop  
BWv=20; % Bandwidth in Hz for voltage loop  
  
Gcv=K_Factor(Gpv,BWv,PMv); % Voltage Controller gain from K-Factor  
technique  
  
Golv=Gpv*Gcv; % Voltage Loop gain  
  
figure(3) % Opens a figure window  
bode(Golv) % Generates the Bode plot of the Voltage Loop Gain  
grid % Adds grid to the figure  
  
figure(4) % Opens a figure window  
rlocus(Golv) % Generates the Root-locus plot of the Voltage Closed-  
loop Gain  
grid % Adds grid to the figure
```

```
%% Voltage Control forward

Gpv1=tf(R1,[R1*C1 1]); % Función de transferencia de la planta

PMv1=60; % Phase Margin in degrees for voltage loop
BWv1=0.1*BWw1; % Bandwidth in Hz for voltage loop

Gcv1=K_Factor(Gpv1,BWv1,PMv1); % Voltage Controller gain from K-
Factor technique

Golv1=Gpv1*Gcv1; % Voltage Loop gain

%figure(3) % Opens a figure window
%bode(Golv) % Generates the Bode plot of the Voltage Loop Gain
%grid % Adds grid to the figure

%figure(4) % Opens a figure window
%rlocus(Golv) % Generates the Root-locus plot of the Voltage Closed-
loop Gain
%grid % Adds grid to the figure
```

ANEXO B

Lista de Componentes del PFC

Componente	Número de parte o Descripción
Core	MicroMetals: T400-40D
Input Capacitor	PCF1274CT-ND
Fuse	F2713CT-ND
Switch	IRF740STRLPBFCT-ND
Rsense	WSRB-.07CT-ND
Risense	RHM220CDCT-ND
Cisense	478-1505-1-ND; C0805C121KDRACTU
Rfb1	P1.00MCCT-ND
Rfb2	RR12P25.5KDCT-ND
Cvsense	490-3249-1-ND
Cicomp	490-1450-1-ND
Cvcomp	399-4958-1-ND
Rvcomp	P200HCT-ND; P19.6KCCT-ND
Cvins	490-8253-1-ND
Rvins1	311-6.65MFRCT-ND
Rvins2	RMCF0603FT100KCT-ND
Vcc Bypass Capacitor	490-3261-1-ND; 399-1284-1-ND
Input Capacitor	338-1561-ND

ANEXO C

Lista de Componentes del Convertidor Forward

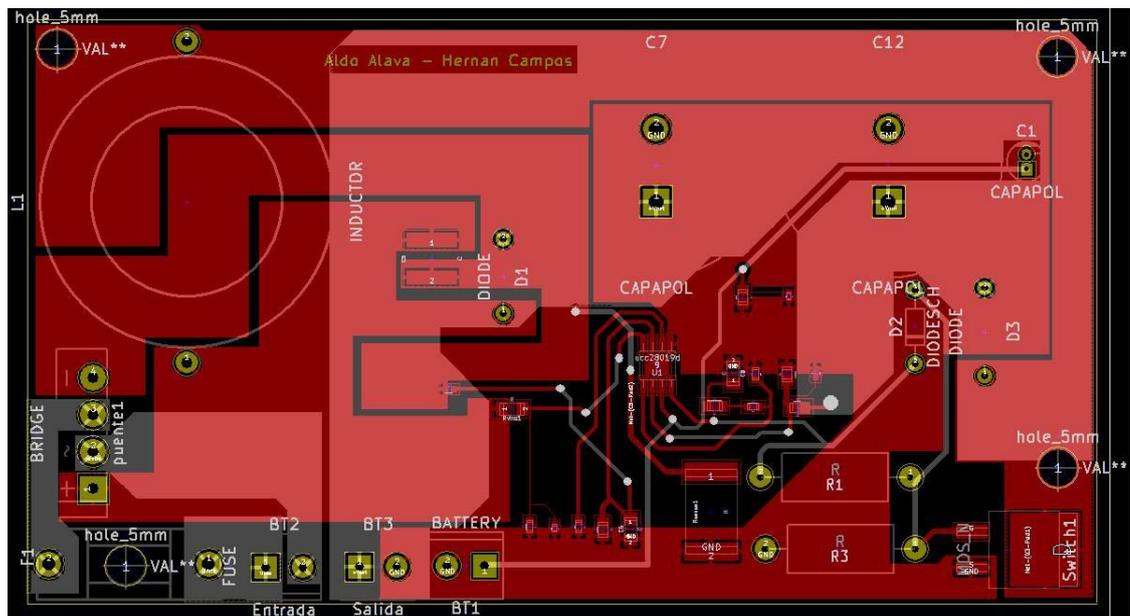
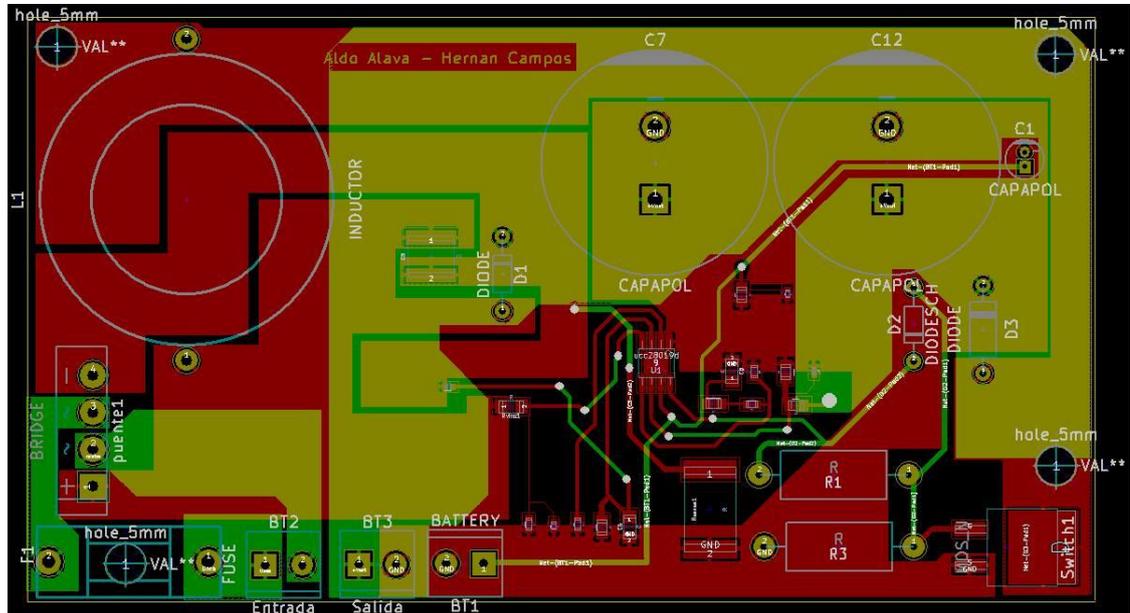
Componente	Número de Parte o descripción
C1, C6:	587-1241-1-ND
C11, C12:	399-1056-1-ND
C13, C15:	595D476X9016C2T
C17, C18, C19, C20, C21, C22:	VJ1206Y102KXCA
C2:	445-1380-1-ND
C23:	720-1400-1-ND
C24, C26, C27:	P16467CT-ND
C28:	399-1281-1-ND
C29:	490-6151-1-ND
C3:	1276-1525-1-ND
C30:	445-7469-1-ND
C31:	490-6336-1-ND
C32:	445-5098-1-ND
C33:	399-4922-1-ND
C4, C14, C16:	338-3481-ND
C5, C25:	587-1782-1-ND
C7, C9:	490-1524-1-ND
C8, C10:	1276-1707-1-ND

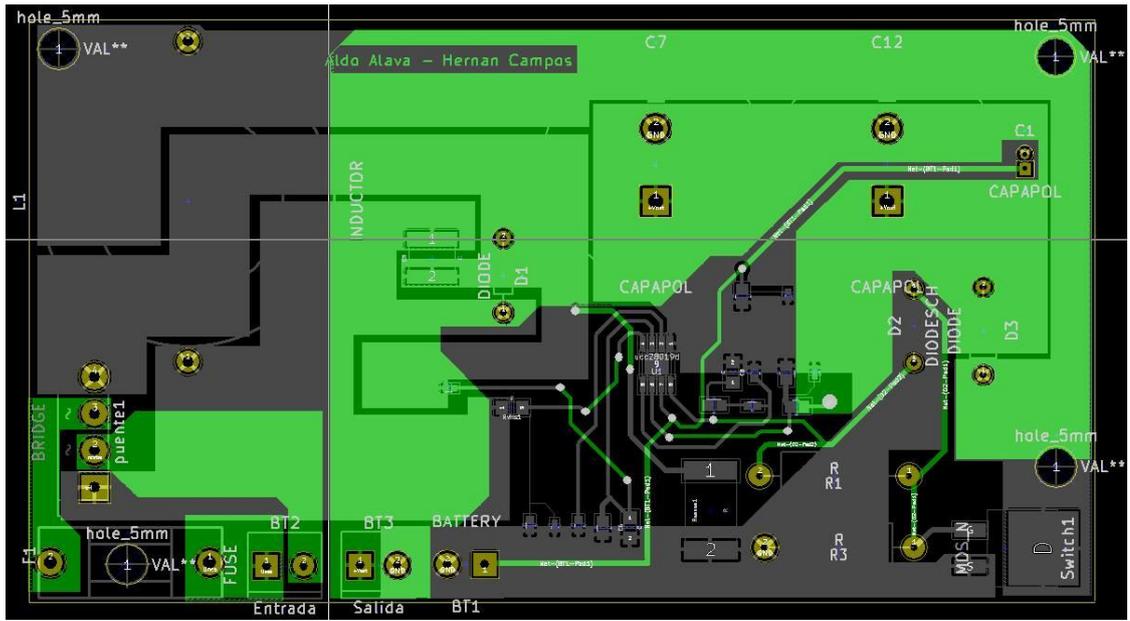
D1, D2, D13:	BAS21TPMSCT-ND
D12:	BZX84C9V1-TPMSCT-ND
D3:	BZX84C15-TPMSCT-ND
D4, D5, D6, D7:	MBR0530TPMSCT-ND
D8, D9, D10, D11:	MBRB20100CT-TPMSCT-ND
HS1, HS2, HS3, HS4, HS5, HS6:	HS338CT-ND (disipadores de calor)
L1:	NL453232T--471J
L2, L3:	IHLP--5050FD-- RZ--3R3--M—01
Q1, Q2:	FDB52N20TMCT-ND
R1:	P15.0KLCT-ND
R12:	RHM1.00KCDCT-ND
R13, R15:	311-5.23CRCT-ND
R16, R17:	P100HCT-ND
R18, R19:	311-5.23HRCT-ND
R20, R21:	Cables de 0 ohmios
R22, R23:	RMCF0603FT10K0CT-ND
R25, R26, R27, R28, R29, R30, R31, R32:	RHM7.5BCCT-ND
R3:	P604KHCT-ND
R33, R34:	RMCF0805FT499RCT-ND
R35:	A102267CT-ND
R36:	RMCF0402FT5K23CT-ND

R37:	RMCF0402FT1K37CT-ND
R38:	RHM100KCDCT-ND
R4:	RMCF0805FT20R0CT-ND
R5:	RMCF0603FT24K9CT-ND
R6, R24:	A102316CT-ND
R7:	RHM15.4KCFCT-ND
R8:	P976KHCT-ND
R9:	P5.36KHCT-ND
T1, T2:	811-1190-1-ND
T3, T4:	732-2224-1-ND
U1:	UCC28221D
U2:	UCC27324D
U3:	MOC206
U4:	296-1288-1-ND

ANEXO D

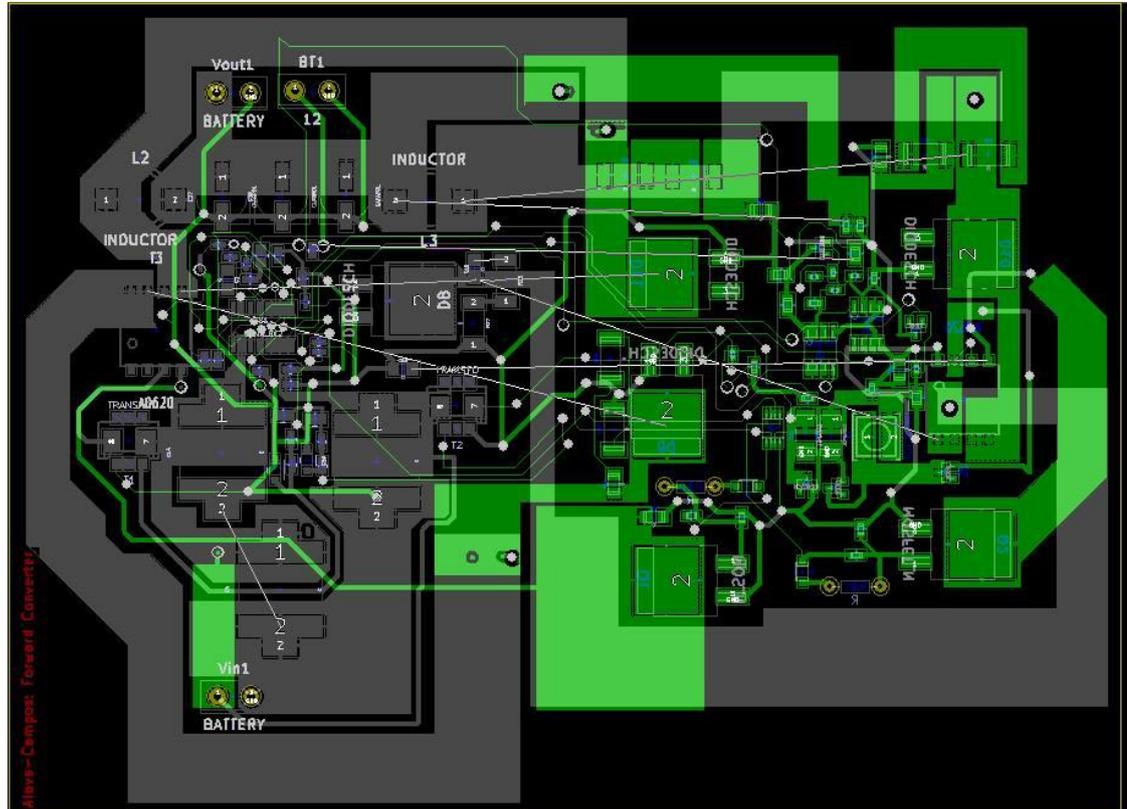
Diseño de la Placa Electrónica del PFC

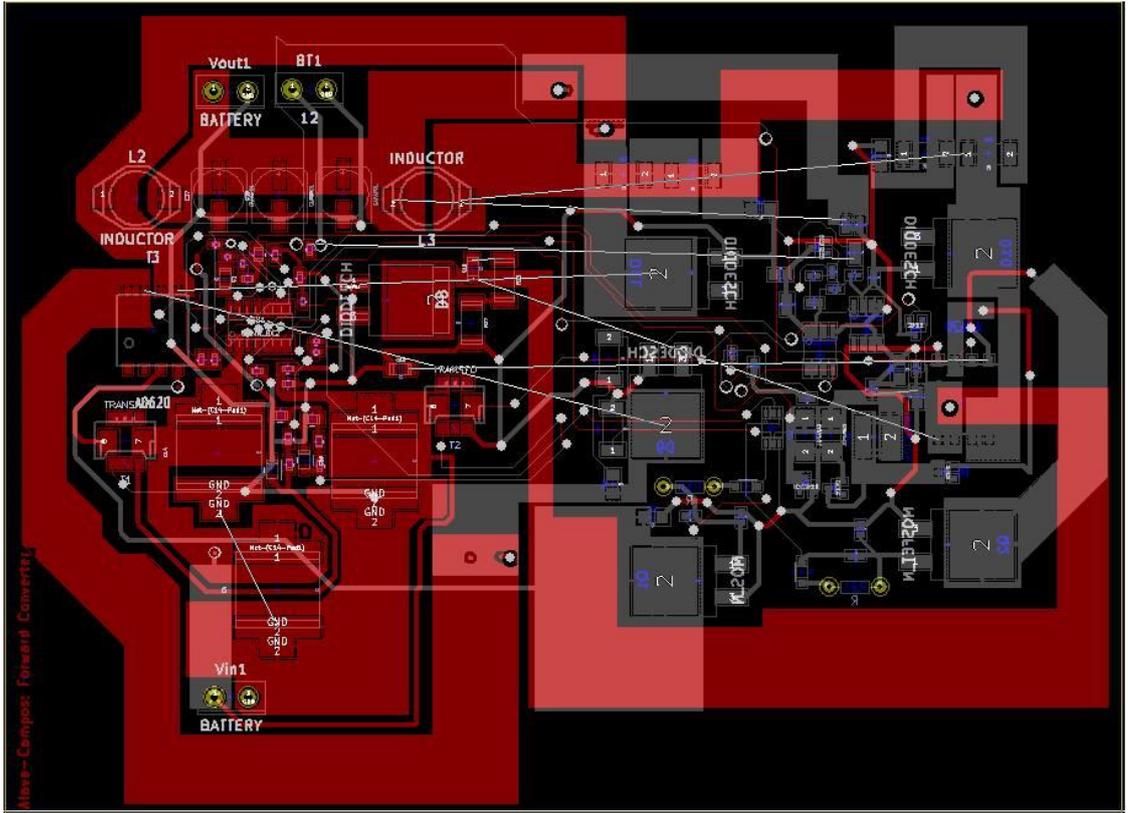


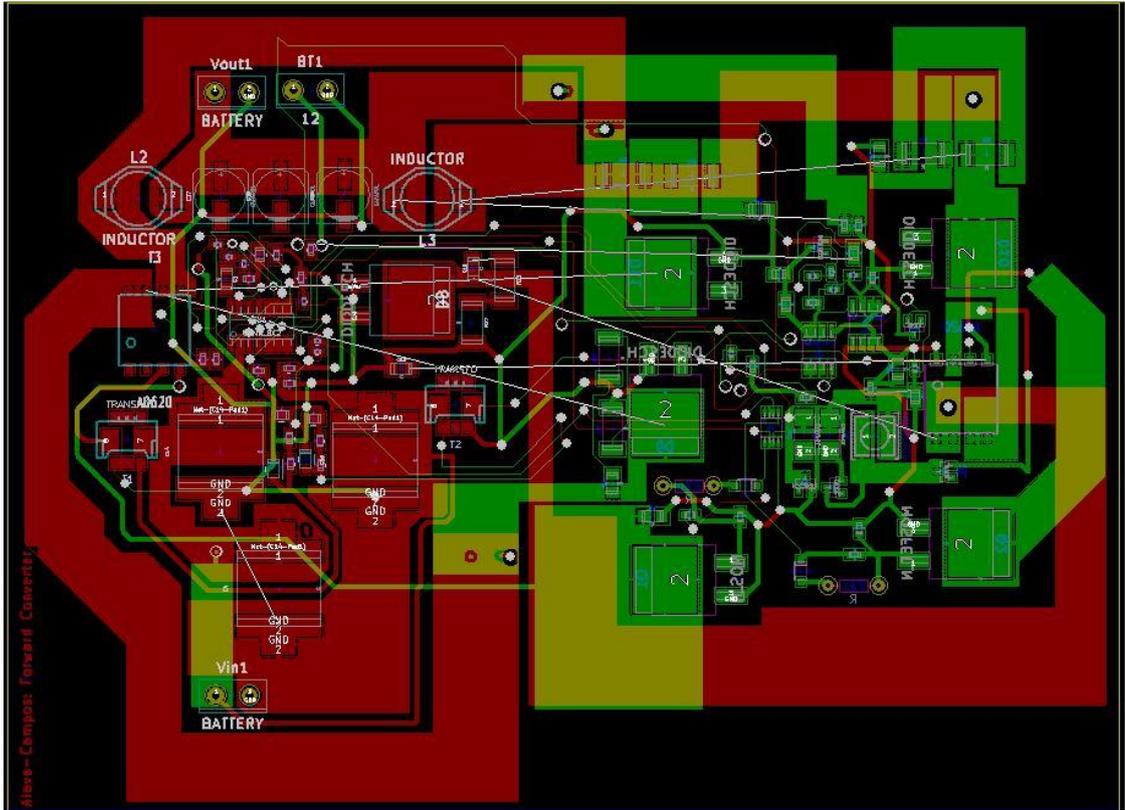


ANEXO E

Diseño de la Placa Electrónica del Convertidor Forward







ANEXO F

Portada del Datasheet del Controlador del PFC (UCC28019)



UCC28019

SLUS755B—APRIL 2007—REVISED DECEMBER 2007

8-Pin Continuous Conduction Mode (CCM) PFC Controller

FEATURES

- 8-pin Solution Without Sensing Line Voltage Reduces External Components
- Wide-Range Universal AC Input Voltage
- Fixed 65-kHz Operating Frequency
- Maximum Duty Cycle of 97%
- Output Over/Under-Voltage Protection
- Input Brown-Out Protection
- Cycle-by-Cycle Peak Current Limiting
- Open Loop Detection
- Low-Power User Controlled Standby Mode

APPLICATIONS

- CCM Boost Power Factor Correction Power Converters in the 100 W to >2 kW Range
- Server and Desktop Power Supplies
- Telecom Rectifiers
- Industrial Electronics
- Home Electronics

CONTENTS

- [Electrical Characteristics](#) 3
- [Device Information](#) 10
- [Application Information](#) 12
- [Design Example](#) 23
- [Additional References](#) 43

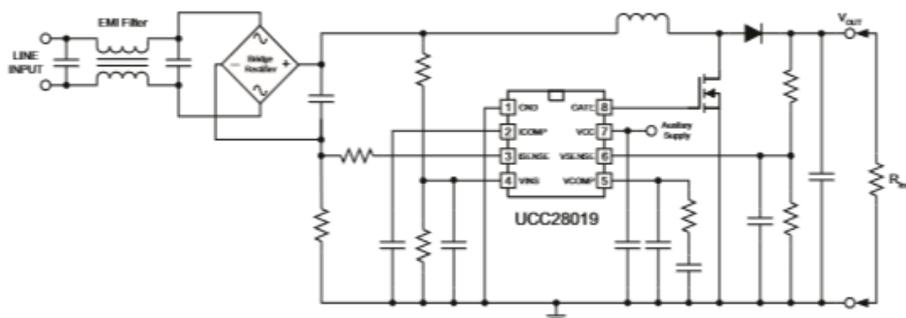
DESCRIPTION

The UCC28019 8-pin active Power Factor Correction (PFC) controller uses the boost topology operating in Continuous Conduction Mode (CCM). The controller is suitable for systems in the 100 W to >2 kW range over a wide-range universal ac line input. Startup current during under-voltage lockout is less than 200 μ A. The user can control low power standby mode by pulling the VSENSE pin below 0.77 V.

Low-distortion wave-shaping of the input current using average current mode control is achieved without input line sensing, reducing the Bill of Materials component count. Simple external networks allow for flexible compensation of the current and voltage control loops. The switching frequency is internally fixed and trimmed to better than 5% accuracy at 25°C. Fast 1.5-A gate peak current drives the external switch.

Numerous system-level protection features include peak current limit, soft over-current detection, open-loop detection, input brown-out detection, output over-voltage protection/under-voltage detection, a no-power discharge path on VCOMP, and overload protection on ICOMP. Soft-Start limits boost current during start-up. A trimmed internal reference provides accurate protection thresholds and regulation set-point. An internal clamp limits the gate drive voltage to 12.5 V.

TYPICAL APPLICATION DIAGRAM



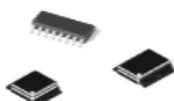
Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2007, Texas Instruments Incorporated

ANEXO G

Portada del Datasheet del Controlador del Convertidor Forward (UCC28221)



UCC28220, UCC28221

SLUS544E - SEPTEMBER 2003 - REVISED MARCH 2009

INTERLEAVED DUAL PWM CONTROLLER WITH PROGRAMMABLE MAX DUTY CYCLE

FEATURES

- 2-MHz High Frequency Oscillator with 1-MHz Operation Per Channel
- Matched Internal Slope Compensation Circuits
- Programmable Maximum Duty Cycle Clamp 60% to 90% Per Channel
- Peak Current Mode Control with Cycle-by-Cycle Current Limit
- Current Sense Discharge Transistor for Improved Noise Immunity
- Accurate Line Under and Over-Voltage Sense with Programmable Hysteresis
- Opto-Coupler Interface
- 110-V Internal Start-Up JFET (UCC28221)
- Operates from 12-V Supply (UCC28220)
- Programmable Soft-Start

APPLICATIONS

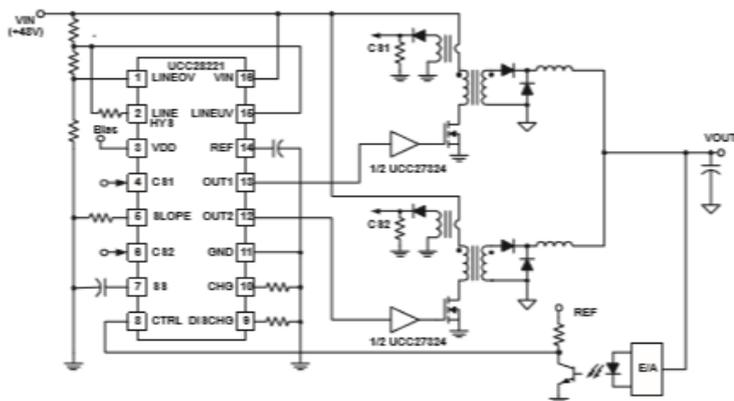
- High Output Current (50-A to 100-A) Converters
- Maximum Power Density Designs
- High Efficiency 48-V Input with Low Output Ripple Converters
- High Power Offline, Telecom and Datacom Power Supplies

DESCRIPTION

The UCC28220 and UCC28221 are a family of BiCMOS interleaved dual channel PWM controllers. Peak current mode control is used to ensure current sharing between the two channels. A precise maximum duty cycle clamp can be set to any value between 60% and 90% duty cycle per channel.

UCC28220 has an UVLO turn-on threshold of 10 V for use in 12-V supplies while UCC28221 has a turn-on threshold of 13 V for systems needing wider UVLO hysteresis. Both have 8-V turn-off thresholds.

TYPICAL APPLICATION



NOTE: Pin 16 is a no connect (NIC) on UCC28220 which does not include the JFET option.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



Copyright © 2004 - 2008, Texas Instruments Incorporated

BIBLIOGRAFÍA

- [1] www.electronicafacil.net/, “Fuentes conmutadas”, consultado el 12 de enero del 2015.
- [2] fidestec.com/blog, “Fuentes de alimentación conmutadas”, consultado el 15 de diciembre del 2014
- [3] es.slideshare.net/Jomicast, “Fuentes de alimentación conmutadas (switching)”, consultado el 15 de diciembre del 2014.
- [4] www.onsemi.com, “Power Factor Correction”, consultado el 15 de diciembre del 2014.
- [5] Dr. Raja Ayyanar, “Lecture 16 AC-DC conversion PFC circuits”, consultado el 15 de diciembre del 2014.
- [6] www.svu.edu.eg, “Power Electro”, Capítulo 8, Fig. 12, consultado el 15 de diciembre del 2014..
- [7] es.wikipedia.org, “Duty Cycle”, consultado el 15 de diciembre del 2014
- [8] Dr. Raja Ayyanar, Canal de youtube: ayyanaraz, “Forward Converter Analysis Part2”, consultado el 1 de diciembre del 2014.
- [9] Dr. Raja Ayyanar, Canal de youtube: ayyanaraz, “Forward Converter design”, consultado el 1 de diciembre del 2014.
- [10] Dr. Raja Ayyanar, Canal de youtube: ayyanaraz, “Forward Converter

Analysis Part1”, consultado el 1 de diciembre del 2014.

[12] Dr. Raja Ayyanar, Canal de youtube: ayyanaraz, “Boost Converter design”, consultado el 1 de diciembre del 2014.

[13] Canal de youtube: LinearTechnology, “Design a Simple, Efficient and Reliable Forward Converter”, consultado el 10 de marzo del 2015

[14] Dr. Raja Ayyanar, “Lecture 12 Current mode”, página 4, consultado 10 de enero del 2015.

[15] Asanza M. José; Quimis Q. Martha, “Diseño del control y Simulación de un restaurador Dinámico de Voltaje trifásico”, capítulo 4 (modelamiento y diseño del controlador), Consultado el 10 de marzo del 2015.

[16] Dr. Raja Ayyanar, “Lecture 11 K-factor approach”, consultado el 10 de marzo del 2015.

[17] www.dos4ever.com, “The boost converter, figure 2”, consultado el 25 de abril del 2015.

[18] Sam Abdel-Rahman, Franz Stückler, Ken Siu, “PFC Boost Converter Design Guide”, Figure 3, consultado el 25 de abril del 2015.

[19] Dr. Raja Ayyanar, Canal de youtube: ayyanaraz, “Boost Converter Analysis”, consultado el 25 de abril del 2015.