

Electrónica III

David Rojas Rodríguez, B25884
Escuela de Ingeniería Eléctrica
Universidad de Costa Rica
davidmanuel.rojas@ucr.ac.cr

Resumen—En este trabajo se implementaron diferentes topologías de circuitos rectificadores, profundizando en el concepto de factor de potencia, evaluando el factor de potencia en las diferentes topologías utilizando ecuaciones matemáticas y simulaciones por software de computadora (TINA). Concluyendo que el circuito rectificador con uso del convertidor Boost, mejora la distorsión armónica total con respecto a las otras topologías evaluadas, siendo el aporte de la armónica fundamental mayor que las otras armónicas, obteniendo una corrección en el factor de potencia.

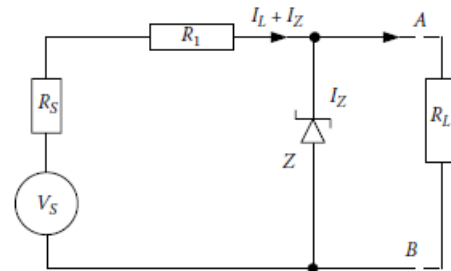


Figura. 1: Regulador simple en derivación.[2]

I. INTRODUCCIÓN

A lo largo de los años se han implementado diferentes circuitos para el manejo de la energía que se han ido mejorando con el paso del tiempo, entre estos, el de la rectificación de voltaje, donde uno de los aspectos en que se han desarrollado mejoras es en el desempeño del factor de potencia en la rectificación. Esto, debido a que el desarrollo de tecnologías e investigación en los elementos electrónicos semiconductores ha logrado disminuir los tiempos de conmutación, siendo estos dispositivos más eficientes y por lo tanto desarrollándose nuevas topologías en los rectificadores de voltaje.

II. PROBLEMA I

II-A. Regulador lineal

La función de un regulador de tensión es proporcionar una tensión estable y bien especificada para alimentar otros circuitos a partir de una fuente de alimentación de entrada de poca calidad. Un regulador lineal, es un regulador de tensión basado en un elemento activo, como un transistor bipolar, transistor de efecto campo operando en su zona lineal, al contrario de un regulador conmutado que está basado en forzar la actuación de un transistor para que funcione como un interruptor. Los reguladores lineales pueden incluir una variedad de métodos de protección entre ellos están limitación de corriente y protección térmico, a veces se utiliza protección externa.[1] En el diseño de fuentes reguladas se debe considerar los cambios de voltaje a la salida debido a variaciones en la corriente de la carga, fluctuaciones en el voltaje de entrada, variaciones en la temperatura. Uno de los circuitos más simples en reguladores lineales se muestra en la figura 1.[2]

Cuando conduce el diodo zener, este fija una tensión de zener a la salida.

Sin embargo estos circuitos disipan mucho calor, por lo que, generalmente se utilizan para aplicaciones de baja corriente. Por lo que reguladores serie son mucho más atractivos para aplicaciones industriales y electrodomésticas como computadoras. El circuito se muestra en la figura 2

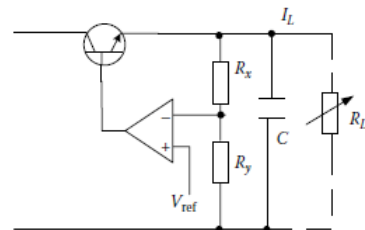


Figura. 2: Regulador con lazo cerrado.[2]

Este circuito presenta una realimentación negativa que por un división de tensión se escala la tensión a la salida del circuito regulador, la cual, entra a la patilla de un comparador, que tiene una tensión de referencia, dando como resultado una diferencia, llamada error, el cual entra a la base del transistor conduciendo o no de acuerdo al valor de este error.[2]

II-A.1. Reguladores LDO: Se puede desarrollar un regulador lineal con consumo de corriente reducido al mínimo en los circuitos de control, y mantener la diferencia entre las tensiones de entrada y de salida a un valor muy bajo, el circuito será muy eficiente y tendrá todas las especificaciones valiosas de un regulador lineal. Basado en este principio emergen los reguladores low-dropout (LDO, por sus siglas en inglés). Un área de aplicación común de LDO son los productos portátiles donde los procesadores están junto con muchas circuiterías de señal mixta. En estas circunstancias, dos importantes especificaciones de una fuente de alimentación DC se vuelven muy dominantes, estas son, el ruido de salida y la respuesta transitoria.

Muchos procesadores frecuentemente pasan de estar dormidos a despertar distintos tipos de secuencias, donde las corrientes de carga varían de repente de valores muy bajos a valores cercanos al máximo.[2] En la figura 3 se observa un diagrama de un regulador LDO.

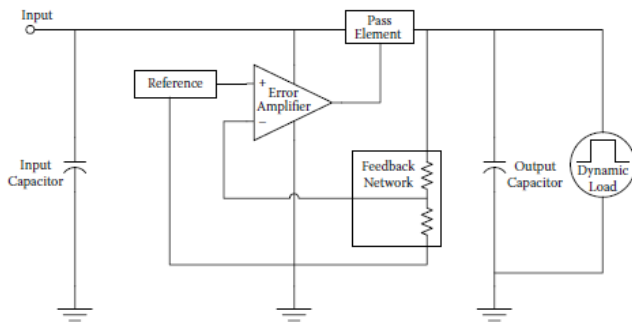


Figura. 3: Diagrama de bloques de un LDO.[2]

II-A.2. Elemento de paso NPN y PNP: En la mayoría de los LDOs y quasi-LDOs están compuestos de elementos de paso NPN-PNP. A pesar de que el PNP es mejor al proporcionar una tensión de dropout mucho menor que un NPN, el PNP conmuta a baja-frecuencia.[2]

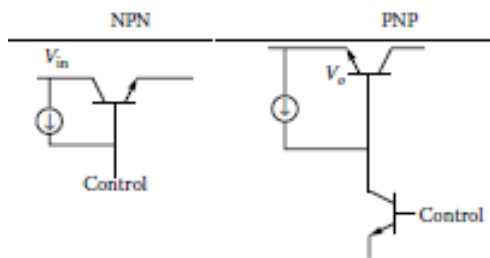


Figura. 4: Regulador con lazo cerrado.[2]

En la figura 4 se muestra la topología de los elementos de paso para un regulador lineal, sus diferencias se muestran en la tabla I

Tabla I: Comparación de elementos de paso PNP, NPN.[2]

Configuración	NPN	PNP
Voltaje mínimo de dropout	$\approx 1V$	$\approx 0,1V$
Capacidad de demanda corriente	$<1 A$	$<1A$
Impedancia de salida	Baja	Alta
Ancho de banda	Ancho	Estrecho
Efecto de capacitancia de carga	Inmune	Sensible

II-B. Regulación de potencia por corte de fase, SCR

Los circuitos rectificadores discutidos en la sección II-A están lejos de ser controlables, ya que, su salida está en función de parámetros del sistema que no pueden ser ajustados. Sin embargo se pueden realizar circuitos rectificadores controlables si se reemplazan diodos por dispositivos conocidos como silicon controlled rectifiers por sus siglas en inglés (SCR). Este dispositivo es un miembro de la familia de switch controlables conocidos colectivamente como thyristores. Se puede pensar en el SCR como un diodo que no va a conducir hasta que una señal de control apropiada sea aplicada a su tercera

patilla, llamada compuerta. Ver figura 5 donde se muestra la estructura interna de un SCR y sus terminales.[6]

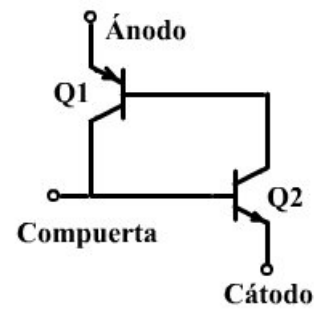


Figura. 5: Estructura interna de un SCR.[5]

En los sistemas de control por corte de fase generalmente se utilizan los thyristores en configuración puente convertidor completo de control de fase para rectificación de fase [3], el cual, se muestra en la figura 6.

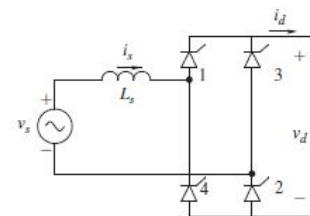


Figura. 6: Configuración común de sistema por corte de fase.[3]

Para entender el funcionamiento de este tipo de sistemas se redibuja el circuito tal y como se muestra en la figura 7.

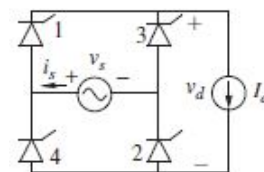


Figura. 7: Redibujo de circuito puente convertidor completo corte de fase.[3]

donde la inductancia del lado de ac se ignora y el lado de dc representa la carga la cual demanda una corriente constante. Las formas de onda se muestran en la figura 8.

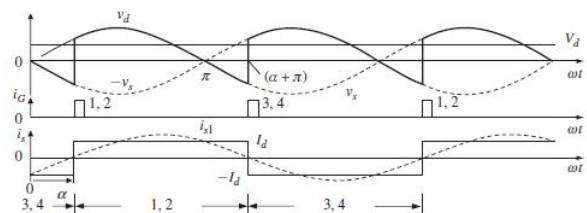


Figura. 8: Señales de thyristor convertidor de una fase.[3]

Los Thyristores (1,2) y (3,4) son tratadas como dos pares, donde cada par de thyristor es suplido con pulsos en la compuerta retrasado por un ángulo α con respecto

al instante de la conducción natural en $\omega_t = 0^\circ$ para los thyristores (1,2) y $\omega_t = 180^\circ$ para (3,4), como se muestra en la figura 8. En el ciclo positivo del voltaje de entrada, los thyristores 1 y 2 están en bloqueo de conducción hasta que son disparados en $\omega_t = \alpha$ donde inmediatamente empiezan a conducir I_d (porque L_s se asume cero), y los thyristores 3 y 4 empiezan a bloquear en reversa. En este estado:

$$v_d(t) = v_s(t)$$

y

$$i_s(t) = -I_d$$

en $\alpha < \omega_t \leq \alpha + \pi$

Esta relación, es cierta, hasta $\alpha + \pi$ en el semiciclo negativo del voltaje de entrada, cuando los thyristores 3 y 4 son disparados y empiezan a conducir I_d , en este estado:

$$v_d(t) = -v_s(t)$$

y

$$i_s(t) = -I_d$$

en $\alpha + \pi < \omega_t \leq \alpha + 2\pi$

Que se mantiene verdadero por un semiciclo, hasta que el siguiente semiciclo empiece con el disparo de los thyristores 1 y 2.

El valor promedio del voltaje v_d a lo largo del lado de dc del convertidor obtenido promedio de $v_d(t)$ de la forma de onda de la figura 8 sobre un semiciclo por simetría durante $\alpha < \omega_t \leq \alpha + \pi$:

$$V_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} \vec{V}_s \text{sen } \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \vec{V}_s \text{cos } \alpha$$

Un circuito rectificador contiene uno o más SCR para controlar el voltaje de salida es conocido como rectificador de fase controlado o simplemente como rectificador controlado. Para proveer control del voltaje de salida, rectificadores controlados se diseñan para permitir o no el flujo de potencia desde el lado de ac al lado de dc. El proceso de interrumpir el flujo de corriente en un thyristor es conocido como la conmutación. Sin embargo este método no es factible para operar a frecuencias altas y ahora existen métodos más efectivos para la conmutación de alta frecuencia. En estos circuitos la corriente es interrumpida aplicando a un voltaje contrario ánodo-cátodo a través del thyristor. Esto reduce la corriente de reversa a cero y produce un pulso largo de corriente de reversa por un corto intervalo del orden de los microsegundos. Visión general de la operación del SCR[7]:

- Estado apagado: cuando el SCR está apagado puede llegar a bloquear tanto en voltaje reversa como en modo polarizado directo ánodo-cátodo.
- Estado encendido: tanto los dos transistores conducen en saturación, el exceso de concentración acariada en sus bases alcanza un nivel alto de inyección. En este punto la concentración de dopaje en sus bases no es relevante y el SCR se comporta como un diodo de tres capas.

II-C. Lazo de control de tensión utilizando PWM en convertidores DC-DC

Casi todos los convertidores dc-dc son operados con sus voltajes de salida, regulados igual al valor de su referencia dentro de una de tolerancia específica por ejemplo $\pm 1\%$ alrededor del valor nominal en respuesta a perturbaciones en el voltaje de entrada y la carga a la salida. El promedio de salida del polo de switch de un polo de potencia en un convertidor dc-dc. Muestra que el voltaje de salida del convertidor es medido y comparado con su valor de referencia dentro de un controlador pulse width modulation (PWM) por sus siglas en inglés el ciclo de trabajo $d(t)$ del polo de potencia.[3]

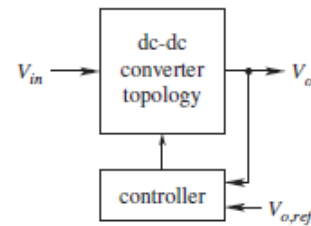


Figura. 9: Diagrama de bloques lazo de control pwm.[3]

En la figura 9 se muestra un diagrama de bloques de un convertidor dc-dc regulado. Este muestra como el voltaje de salida del convertidor es sentido, luego mediante un bloque de ganancia se modifica y es comparado con el valor de referencia, estos entran al bloque PWM para el control. El error entre los dos voltajes es amplificado por un amplificador operacional, donde su salida es el voltaje de control $v_c(t)$. Dentro del bloque de control de PWM el voltaje de control es comparado con una señal tipo $v_r(t)$, la cual es una diente sierra generada por una fuente de corriente con una resistencia como se muestra en la figura 10, la salida del comparador representa la función de switch $q(t)$, donde su ancho de pulso $d(t)$ puede ser modulado para regular la salida del convertidor, esta señal antes es pasada por un bloque, llamado driver, que adecua la señal para que pueda hacer efecto sobre la compuerta del elemento de conmutación.[3] La señal rampa tiene una amplitud V_r y una frecuencia de switch constantes. El voltaje de salida de este comparador representa la función $q(t)$ del switch del transistor que es igual a 1 si $v_c(t) \geq v_r$; de lo contrario es 0. El rango de trabajo del switch se muestra en la figura 10 y viene dada por:

$$d(t) = \frac{v_c(t)}{V_r} \quad (1)$$

Por lo tanto el voltaje de control, es limitado en un rango entre 0 y V_r , linealmente y dinámicamente controla el ancho del pulso $d(t)$ como se muestra en la figura 10.

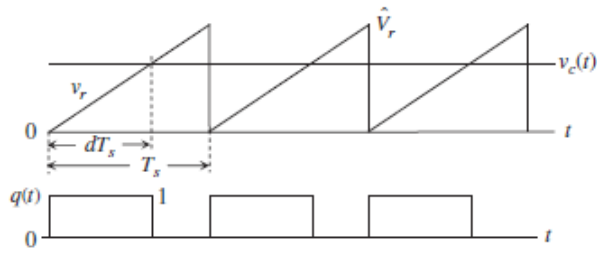


Figura. 10: Señal diente de sierra que se utiliza para comparar.[3]

II-D. Análisis de los procedimientos de electrónica III y sus diferencias

En todas las aplicaciones de electrónica se necesita, ya sea, una etapa de alimentación, regulación de voltaje, regulación de potencia o conversión de potencia, para esto se utilizan los sistemas anteriormente mencionados, donde cada uno tiene su función específica en la electrónica y poseen diferencias y algunas semejanzas. De manera general presentan la semejanza principal de que los sistemas propuestos buscan la calidad del procesamiento de la energía para así aprovechar la energía lo más eficientemente posible.

El regulador lineal mediante un elemento de paso que conmuta gracias al error que le proporciona un comparador en su base busca siempre mantener la tensión de salida fija y lo más constante posible, de forma similar los sistemas de regulación de potencia presentan elementos de conmutación pero esta vez se conmuta por un controlador que busca recortar la fase para la regulación de potencia a la salida. Al igual que en los sistemas anteriores, convertidores conmutados utilizan elementos conmutadores para así elevar o reducir el voltaje a la salida. Estos elementos conmutadores en común de los sistemas, ya sea, diodos, transistores, thyristores requieren un análisis de temperatura, ya que la disipación de calor es elevada para algunos casos de estos elementos de paso, por lo que, puede ser necesario disipadores de calor, la eficiencia en estos sistemas presentan en común que es elevada, cercana al 80% o más donde las mayores pérdidas se dan en los capacitores e inductores, sin embargo, los elementos conmutadores también aportan pérdidas las cuales pueden ser reducidas en cualquiera de los sistemas propuestos al aumentar la frecuencia de conmutación y hacer técnicas por corte en cero. Sin embargo como semejanza los sistemas poseen limitantes de frecuencia debido a los elementos conmutadores actuales, la frecuencia de conmutación no puede ser más alta que la que soporte sus elementos conmutadores. Sin embargo los convertidores DC-DC pueden llegar a frecuencias más altas que la de los thyristores y reguladores lineales.

Otro aspecto importante entre estos sistemas es su utilidad y las diferencias en la carga de salida, donde por ejemplo, los sistemas de regulación lineal se utilizan para cargas donde su tensión de entrada debe ser lo más constante posible y con un rizado bajo como por ejemplo dispositivos digitales como computadoras, a diferencia de los sistemas de corte por fase donde lo que se busca es regular la potencia de salida que debe entregar para ser consumida por cargas como cocinas, bombillos o motores para su regulación de velocidad, donde, la tensión constante no es

un factor determinante para este tipo de cargas, por último los convertidores conmutados de DC-DC lo que buscan es elevar, reducir o invertir el voltaje de salida y no tanto regular potencia o tensión, sino manejar distintos niveles de tensión a la salida de la entrada, lo cual es muy útil para distribuir o alimentar aplicaciones con voltajes distintos a los habituales.

Luego con respecto a sus controladores es de suma importancia tener en cuenta que estos son los encargados de realizar una realimentación con respecto al valor de salida y el esperado, en el caso de los reguladores lineales el controlador es el más básico, siendo la tensión de salida sensada luego escalada a un valor menor mediante una configuración de resistencias en divisor de tensión, la cual entra en la patilla negativa de un comparador, que posee un nivel de referencia generalmente fijo en la patilla positiva y su diferencia es el error que entra en la base del elemento conmutador, generalmente un transistor bjt, donde impide el paso o no de la corriente consecuentemente regulando la tensión de salida. Por otro lado el control de un sistema de corte es más complejo, y está disponible en el chip TCA785 al cual le entra una señal de valor deseado, luego otra señal de la salida del circuito a controlar, y se realiza un diente de sierra, junto con un detector de ceros para resetear la comparación entre la señal de control y el diente de sierra, todo esto mediante un lazo de realimentación negativa. Por último el controlador de convertidores conmutados utiliza un control mediante PWM que de forma similar al regulador lineal se sensa la salida luego se escala a un valor comparable con el voltaje de referencia que generalmente es un zener y mediante un punto suma se genera una diferencia que entra a un bloque de control, la salida de este bloque entra a una patilla del comparador PWM y en la otra un diente de sierra se realiza una comparación dando como resultado un ancho de pulso regulado el cual es el que actúa sobre el elemento conmutado anteriormente procesado por un bloque Driver para adecuar la señal de salida del PWM a la base de disparo del conmutador. Se puede ver que sus controles presentan diferencias en la forma de realizar la retroalimentación, sin embargo tienen en común buscar el menor error posible a la salida para poder ser lo más eficientes, fiables y seguros posible.

III. PROBLEMA II

III-A. Factor de potencia

Se define el factor de potencia FP de dos terminales de una red como el rango de potencia promedio medida en las terminales del sistema entre el producto de los valores rms del voltaje y corriente, que viene dada por:

$$FP = \frac{p(t)}{V_{rms} I_{rms}}$$

La importancia del factor de potencia es que se refleja cuanta potencia hay efectivamente disponible para utilizar. Las fuentes de potencia generalmente tienen límites térmicos y los resistores modelan muchos de los mecanismos en pérdidas (disipación proporcional al voltaje y corriente rms.) Por lo tanto una fuente suporta una potencia promedio menor que la potencia aparente $V_{rms} I_{rms}$ donde sus terminales no operan, a su capacidad máxima el voltaje y corriente.[6]

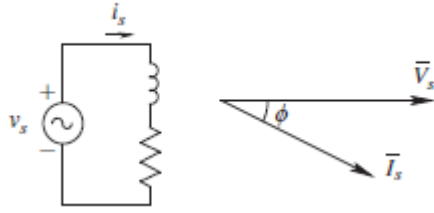


Figura. 11: Desfase entre el voltaje y corriente.[3]

Para cuantificar la distorsión en la corriente en sistemas de electrónica de potencia, es necesario definir ciertas variables. En la figura 11 que se muestra una fuente con onda senoidal en estado estacionario. El voltaje y la corriente fasoriales presentan un desfase dado por ϕ donde la corriente se retarda con respecto al voltaje. Usando los valores anteriormente mencionados, la potencia promedio de la fuente esta dada por:

$$P = V_s I_s \cos(\phi)$$

El factor de potencia (PF) en donde la potencia es definida por el rango de la potencia real P, entre el producto del voltaje y corriente rms:

$$PF = \frac{P}{V_s I_s} = \cos(\phi)$$

Donde $V_s I_s$ es la potencia aparente. Dado por un voltaje rms y la corriente rms está definida por:

$$I_s = \frac{P}{V_s PF}$$

Esto muestra que el factor de potencia PF y la corriente I_s son inversamente proporcionales. Esta corriente fluye a través de las líneas de distribución, transformadores de utilidad, y así sucesivamente, causando pérdidas en sus resistencias. Esta es la razón por la cual los servicios públicos prefieren las cargas de factor de potencia unitario, que el consumo de energía en el valor mínimo de la corriente rms.

III-B. THD

La distorsión armónica total (THD), por sus siglas en inglés, para una carga resistiva, se presenta cero distorsión, sin embargo, en los sistemas electrónicos con diodos rectificadores en la entrada la forma de onda de la corriente se distorsiona como se muestra en la corriente $i_s(t)$ de la figura 12

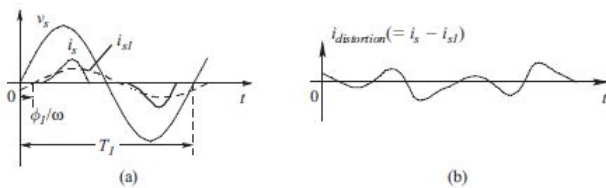


Figura. 12: Forma de onda de la corriente con distorsión[3]

El siguiente análisis es general, se aplica a la fuente de línea que es o bien monofásica o trifásica, en cuyo caso el análisis es sobre una base por fase. La forma de onda de la corriente $i_s(t)$ en la figura 12 se repite con un tiempo -

periodo T_1 . Por análisis de Fourier de esta forma de onda repetitiva, podemos calcular su frecuencia fundamental ($= \frac{1}{T_1}$) de la componente $i_{s1}(t)$, que se muestra punteada en la figura 12. La componente de distorsión $i_{distorsion}$ en la corriente de entrada es la diferencia entre $i_s(t)$ y la componente corriente i_{s1} de la frecuencia fundamental.[3]

$$i_{distorsion}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t)$$

donde $i_{distorsion}(t)$ se puede observar en la figura 12. La componente de distorsión se compone de las frecuencias multiples de la fundamental. Para obtener el valor rms de $i_s(t)$ de la figura 12 se aplica la definición básica del rms:

$$I_s = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_{T_1} i_s^2(t) \cdot dt}$$

y,

$$I_{distorsion} = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_{T_1} i_{distorsion}^2(t) \cdot dt}$$

Luego el porcentaje de distorsión total de armónicas viene dado por:

$$\%THD = 100 \frac{I_{distorsion}}{i_{s1}}$$

El valor rms de la componente de distorsión puede ser obtenida mediante las componentes armónicas de esta forma el porcentaje de distorsión armónico total, se calcula mediante la ecuación 2:[3]

$$\%THD = 100 \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} i_{sn}^2}{i_{s1}^2}} \quad (2)$$

Donde n es el número de armónicas a considerar

Componentes armónicas por análisis de Fourier

Por análisis de fourier, cualquier forma de onda distorsionada (no-senosoidal) $g(t)$ que sea repetitiva con una frecuencia fundamental f_1 , por ejemplo i_s de la figura 12 puede ser expresada como suma de componentes senoidales en su frecuencia fundamental y sus frecuencias multiples (armónicas) [3]:

$$\frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(\frac{2n\pi}{T}t) + b_n \sen(\frac{2n\pi}{T}t)] \quad (3)$$

Donde a_0 , a_n y b_n se denominan coeficientes de Fourier dados por:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos(\frac{2n\pi}{T}t) \cdot dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \sen(\frac{2n\pi}{T}t) \cdot dt$$

La magnitud rms de los coeficientes de Fourier se calcula mediante la ecuación:

$$G_n = \frac{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}}{\sqrt{2}} \quad (4)$$

Ahora con base en el factor de distorsión armónica se puede realizar el cálculo del factor de potencia mediante la ecuación:

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\%THD}{100}\right)^2}} * DPF \quad (5)$$

En cargas lineales que presentan corrientes senosoidales, la relación de corriente $\left(\frac{I_{s1}}{I_s}\right)$ en la ecuación 5 se muestra que a pesar de poseer un buen factor de potencia de desplazamiento (DPF), si la distorsión armónica es alta, el factor de potencia tiende a ser bajo. Mostrando lo siguiente: a alta distorsión en la forma de onda de corriente conduce a un bajo factor de potencia, incluso si el DPF es alta. [3]

IV. MEJORA DEL FACTOR DE POTENCIA

Para demostrar la mejora del factor de potencia en un sistema, utilizando el circuito Boost de mejora de factor de potencia.[3]. Primero se realizó un análisis de la distorsión armónica total en circuitos rectificadores simples, los cuales se observan en las figuras 13 y 15, luego un análisis del THD con el circuito corrector de factor de potencia. Obteniendo lo siguiente:

Circuito rectificador capacitor

Se utiliza el circuito realizado en TINA de la figura 13.

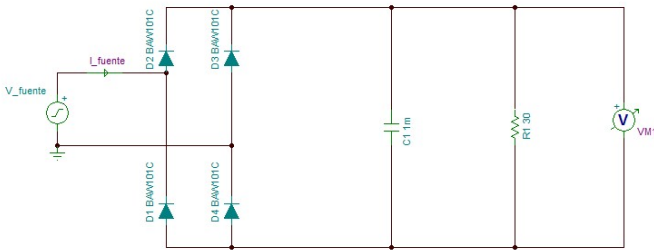


Figura. 13: Circuito simple de rectificación capacitor

Obteniendo las formas de onda de la corriente y voltaje en la entrada de la simulación en TINA, como se observan en la figura 14.

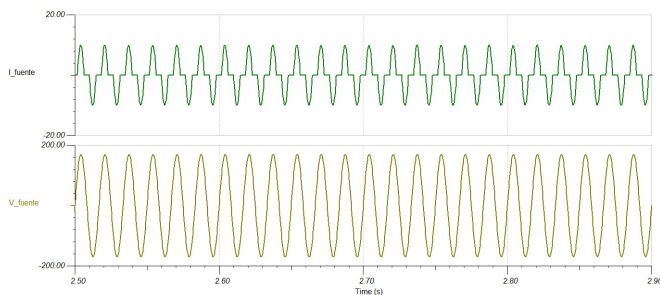


Figura. 14: Formas de onda del capacitor

Luego en base a la forma de onda de la corriente se realiza un análisis de series de Fourier de acuerdo a la ecuación 3, obteniendo los coeficientes a_n y b_n de la tabla II, se calculan ocho armónicas, ya que, después de esta se pueden despreciar por su baja magnitud.

El valor de la magnitud rms de estas componentes se obtiene de acuerdo a la ecuación 4. Sus valores se muestran en la tabla III.

Tabla II: Coeficientes A_n y B_n de fourier del circuito de la figura 13

Coeficientes de Fourier		
k	Amplitud(A)	Amplitud(B)
0	2,64	0
1	3	13,59
2	-918,13m	1,72
3	-1,73	-2,55
4	-784,89m	810,32m
5	-714,9m	-460,08
6	-382,59m	293,8m
7	-176,87m	171,99m
8	-129,25m	-53,44

Tabla III: Magnitud rms de las componentes de fourier del circuito 13 para el análisis de THD

Coeficientes de Fourier	
k	Amplitud
0	2,64
1	9,84
2	1,38
3	2,18
4	797,71m
5	601,15m
6	341,1m
7	174,45m
8	98,9m

Con base en esto se calcula el valor %THD con la ecuación 2 que para este caso se obtiene:

$$\%THD = 28,372 \%$$

Circuito rectificador inductor-capacitor

Se utiliza el circuito realizado en TINA de la figura 15

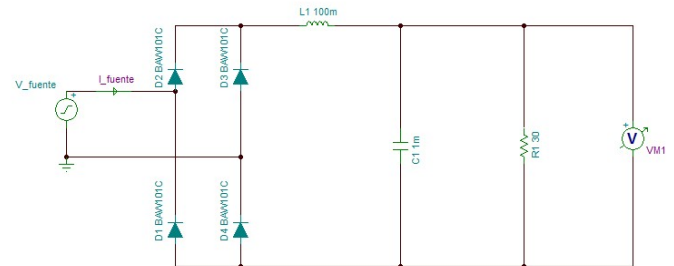


Figura. 15: Circuito simple de rectificación inductor-capacitor

Obteniendo las formas de onda de la corriente y voltaje en la entrada de la simulación en TINA como se observan en la figura 16.

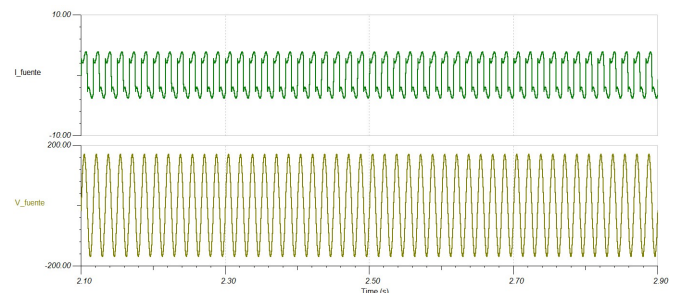


Figura. 16: Formas de onda inductor-capacitor

Luego en base a la forma de onda de la corriente se realiza un análisis de series de Fourier de acuerdo a la ecuación 3, obteniendo los coeficientes a_n y b_n de la tabla IV, se calculan ocho armónicas, ya que, después de esta se pueden despreciar por su baja magnitud.

Tabla IV: Coeficientes An y Bn de fourier del circuito de la figura 15

Coeficientes de Fourier		
k	Amplitud(A)	Amplitud(B)
0	-1,71	0
1	-2,38	7,06
2	108,67m	-819,86m
3	191,9m	2,1
4	148,11m	-381,71m
5	45,8m	1,23
6	149,85m	-228,23
7	9,15m	838,36m
8	145,35m	-145,25m

El valor de la magnitud rms de estas componentes se obtiene de acuerdo a la ecuación 4. Sus valores se muestran en la tabla V.

Tabla V: Magnitud rms de las componentes de fourier del circuito 15 para el análisis de THD

Coeficientes de Fourier	
k	Amplitud
0	1,71
1	5,27
2	584,8m
3	1,49
4	289,51m
5	867,56m
6	193,06m
7	592,84m
8	145,3m

Con base en esto se calcula el valor %THD con la ecuación 2 que para este caso se obtiene:

$$\%THD = 37,111\%$$

Circuito corrector de factor de potencia En rectificadores utilizando diodos la potencia obtenida posee alta distorsión en la corriente, que tiene un efecto perjudicial sobre la calidad de la energía de la fuente utilizada. Para esto el FPC busca mediante la topología de un boost disminuir las armónicas entre la entrada y bus-DC del capacitor. Esto se logra mediante el elemento conmutador, sea, MOSFET, BJT, un diodo y un inductor, donde mediante PWM se conmuta una frecuencia constante, y la corriente que entra en el inductor i_L , tiene la forma de onda de un rectificador de onda completa como se muestra en la figura 24. La corriente del inductor contiene un rizado por la alta frecuencia de conmutación, el cual es removido mediante un filtro pequeño. La corriente de entrada i_s , en la figura 24 enra senoidal y en fase con el voltaje de la fuente. Es esencial que voltaje V_d sea mayor al pico de voltaje de la fuente V_s .

Se utiliza el circuito corrector de factor de potencia (FPC), realizado en TINA de la figura 17.

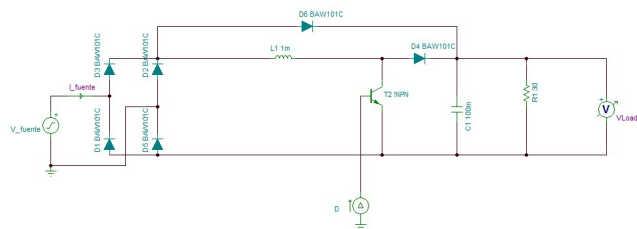


Figura. 17: Circuito corrector de factor de potencia

Obteniendo las formas de onda de la corriente y voltaje en la entrada mediante simulación en TINA como se observan en la figura 18.

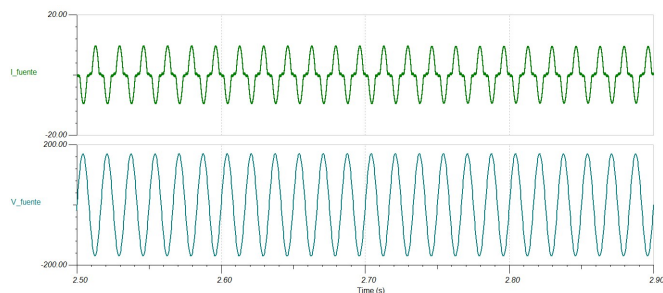


Figura. 18: Formas de onda del FPC

Luego en base a la forma de onda de la corriente se realiza un análisis de series de Fourier de acuerdo a la ecuación 3, obteniendo los coeficientes a_n y b_n de la tabla VI, se calculan ocho armónicas, ya que, después de esta se pueden despreciar debido a su baja magnitud.

Tabla VI: Coeficientes An y Bn de fourier del circuito de la figura 17

Coeficientes de Fourier		
k	Amplitud(A)	Amplitud(B)
0	71,16m	0
1	-203,3m	22,05
2	8,5m	-436,2μ
3	1,86m	-185,45m
4	-8,06m	-1,26m
5	872,16μ	-104,02
6	-7,47m	-1,78m
7	-429,32μ	-68,31m
8	-6,83	-2,09m

El valor de la magnitud rms de estas componentes se obtiene de acuerdo a la ecuación 4. Sus valores se muestran en la tabla VII.

Tabla VII: Magnitud rms de las componentes de fourier del circuito 17 para el análisis de THD

Coeficientes de Fourier	
k	Amplitud
0	71.16m
1	15,59
2	6,02m
3	131,14m
4	5,77m
5	73,56m
6	5,43m
7	48,3m
8	5,05m

Con base en esto se calcula el valor %THD con la ecuación 2 que para este caso se obtiene:

$$\%THD = 1,0152\%$$

Por lo tanto se observa que para el caso del circuito rectificador inductor-capacitor el THD es bastante alto con 37,111 %, para el circuito rectificador con solo el capacitor se obtiene un THD de 29,372 %, el cual es un poco mejor que el anterior, sin embargo, para el circuito corrector de factor de potencia se obtiene un THD bastante bajo de 1,0152 % por lo que se puede demostrar mediante la ecuación 5 que al haber una gran mejoría en la distorsión armónica total, el factor de potencia se mejora significativamente, ya que, el FP es inversamente proporcional al THD. Ahora el factor de desplazamiento (DPF) no se mejora en estas simulaciones, debido a que no se realiza un control de fase, ya que se utilizó un ciclo de trabajo (D) fijo para el elemento conmutador, pero aún así la mejora del THD comprueba que existe una gran mejoría en el factor de potencia como se desarrollo en la sección III-B.

V. DISEÑO DEL CIRCUITO

Se utiliza un boost junto con un flyback para bajar la tensión del boost. Se observan las topologías de los circuito en las figuras 19 y 20.

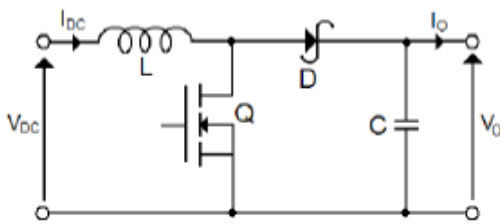


Figura. 19: Topología del convertidor boost.[9]

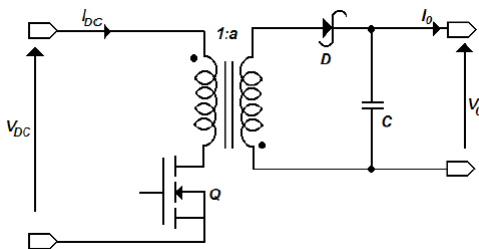


Figura. 20: Topología del convertidor flyback.[8]

El diseño se realiza en base a las especificaciones de la carga que es de 12V y 10 A, y la entrada a 120rms, 60Hz.

Flyback

Se tienen las formas de onda de las corrientes en los embobinados como se muestran en la figura 21, además como la etapa anterior es un boost se diseña que el ciclo de conmutación del transistor del Boost sea de 0,5 y la relación de volt-segundos del boost viene dada por:

$$V_o = \frac{VDC}{1-D}$$

donde VDC es la salida del puente de diodos, por lo tanto, la tensión a la entrada del flyback va a hacer de 339V.

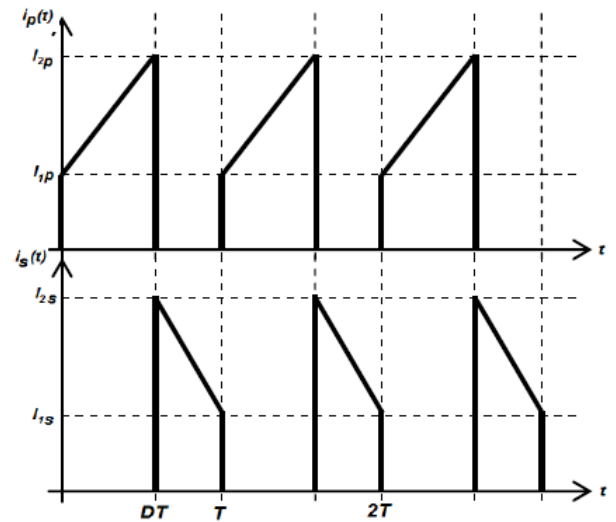


Figura. 21: Formas de onda del Flyback.[8]

En la entrada, la corriente promedio se analiza en el embobinado del lado del primario, siendo de la forma:

$$I_p = \frac{I_{1p} + I_{2p}}{2} D = I_{DC} \quad (6)$$

Para la salida la corriente promedio sigue la ecuación

$$I_o = \frac{I_{1s} + I_{2s}}{2} (1-D) \quad (7)$$

La relación ampere segundo se obtiene mediante las ecuaciones 6 y 7

$$I_o = \frac{N_p (1-D)}{N_s D} I_{DC}$$

Por lo tanto se obtiene $I_{DC} = 0,354A$

De forma similar se calcula la relación volt-segundo al igualar las ecuaciones 6 y 7, corrientes del inductor del primario y secundario que se obtuvieron de:

$$V_L = \frac{L di_L(t)}{dt} \quad (8)$$

Obteniendo:

$$V_o = \frac{D}{1-D} \frac{N_s}{N_p} VDC$$

Además se toma por criterio de diseño que $D = 0.5$

De esta relación se despeja la relación de vueltas

$$\frac{N_s}{N_p} = 0,002$$

Implica

$$\frac{N_p}{N_s} = 42$$

Recalculando D con la nueva relación de vueltas se obtiene un $D = 0,5979$

Ahora para las corrientes del primario y secundario se realiza el criterio de rizado del 15 %

$$I_{p1} + I_{p2} = 15\%$$

Pero de la relación ampere-segundos se puede despejar de la ecuación 6 que $I_{p1} + I_{p2} = 2 \frac{I_{DC}}{D}$ Por lo tanto:

$$I_{p1} = (0,925) \frac{I_{DC}}{D} \cdot 2$$

$$I_{p2} = (1,075) \frac{I_{DC}}{D} \cdot 2$$

Con estas corrientes y diseñando para una frecuencia de 150 kHz se puede mediante la ecuación 8, calcular las inductancias del primario y secundario del transformador de la siguiente forma:

$$L = \frac{V_L D}{f_s \Delta I L} = 15,22mH$$

Luego con la relación de vueltas

$$L_s N_p^2 = N_s^2 L_p$$

$$L_s = 8,6212\mu H$$

Con las corrientes del primario y la relación de vueltas se obtienen las corrientes del secundario de la siguiente forma.

$$i_s(t) = \frac{N_p}{N_s} i_p(t)$$

$$I_{s1} = 23,003A$$

$$I_{s2} = 26,733A$$

Para el cálculo de las corrientes rms se realiza la integral:

$$i_{p,rms}^2(t) = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{I_{2p} - I_{1p}}{DT} t + I_{1p} \right)^2 dt$$

Resolviendo se obtiene:

$$i_{p,rms} = \sqrt{\frac{D}{3} (I_{1p}^2 + I_{1p} I_{2p} + I_{2p}^2)} = 0,4583A$$

De manera similar se calcula para la corriente del secundario pero esta vez en el ciclo (1-DT) y acomodando la integral se obtiene,

$$i_{s,rms} = \sqrt{\frac{1-D}{3} (I_{1s}^2 + I_{1s} I_{2s} + I_{2s}^2)} = 15,7832A$$

Diseño de la capacitancia

$$C = \frac{I_o D}{V_{orpp} f_s} \geq 332,17\mu F$$

$$ESR = \frac{0,01(12)(0,1)}{10} = 1,2m\Omega$$

$$i_{c,rms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{DT} -I_o^2 + \int_0^{(1-D)T} \frac{I_{s1} - I_{s2}}{(1-D)T} t + (I_{s2} - I_o)^2$$

Transistor

- Voltaje reverso máximo = VDC se diseña para 400V
- Corriente promedio = $I_Q = \frac{N_s}{N_p} \frac{D}{1-D} I_o = 0,3539A$, se diseña para 10A
- $f_s = 150kHz$ se diseña para una frecuencia mayor.

Con estas especificaciones se elige el transistor de alta frecuencia IRF740B que cumple con las características requeridas.

Diodo

- Voltaje reverso máximo = V_o se diseña para 30V
- Corriente promedio = $I_D = I_o = 10A$, se diseña para 20A
- $f_s = 150kHz$ se diseña para una frecuencia mayor.

Con estas especificaciones se elige el diodo de alta frecuencia MBR3060PT que cumple con las características requeridas.

Transformador

- $L_p \geq 15,22mH$
- $L_s \geq 8,6212\mu H$
- $I_p > 0,6365A$
- $I_s > 26,733A$
- $\frac{N_s}{N_p} = 0,0238$

Boost Se diseña el boost para el caso en el que la corriente del inductor se encuentra en la cresta de la onda, siendo este el peor caso.

Por lo tanto de la figura 22 se tiene las formas de onda del convertidor boost, con las cuales se realiza el análisis de diseño.

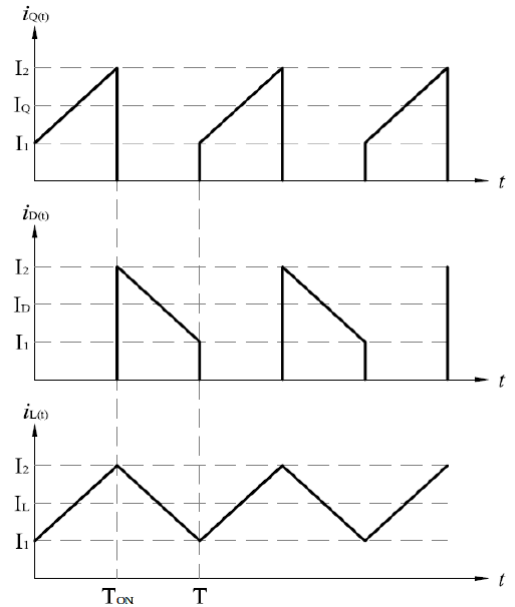


Figura. 22: Formas de onda del convertidor Boost.[9]

Para la relación volt-segundos se considera el ciclo de carga y ciclo de descarga del inductor obteniendo:

$$\Delta I_L(+) = \frac{1}{L} (V_{DC}) DT \quad (9)$$

$$\Delta I_L(-) = \frac{1}{L} (V_o - V_{DC})(1-D)T \quad (10)$$

Despejando de las ecuaciones 9 y 10 se obtiene:

$$V_o = \frac{V_{DC}}{1-D}$$

De la figura 22 se observa que:

$$I_{DC} = I_L$$

$$I_o = I_D$$

Se obtiene la relación ampere.segundos

$$I_o = I_{DC}(1 - D) \quad (11)$$

Por criterio de diseño con un rizado de 15% en la corriente

$$\Delta I_L = 0,15 I_{Lprom}$$

De la ecuación 11 se obtiene I_{Lprom} de la forma :

$$I_{Lprom} = \frac{I_o}{(1 - D)} = 0,708A$$

De esta forma:

$$I_1 = 0,6549A$$

$$I_2 = 0,7611A$$

Transistor

- $V_{Qoff} > 169,3$ se diseña para 400V
- $I_{Qmax} > 0,7611$

Se elige el transistor IRF740B el cual cumple con las especificaciones dadas.

Diodo

- $V_{Doff} > 508V$ se diseña para 600V
- $I_{Dmax} > 0,7611$

Se elige el diodo RURG3060 el cual cumple con las especificaciones requeridas.

Diseño del capacitor

De la ecuación del capacitor

$$C = \frac{I_o}{V_{orpp} f_s} \geq 5,22\mu F$$

Con un ESR

$$ESR = \frac{V_{orpp} 0,1}{I_2} = 0,445\Omega$$

Inductor

De la ecuación del inductor

$$L = \frac{V_{DC}^2 - V_{DC}}{f_s(\Delta I_L)} = 79,71mH$$

$$I_{L,rms} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{I_1^2 + I_1 I_2 + I_2^2} = 0,7087A$$

Lazo de control

El diagrama de bloques del lazo de control del sistema propuesto, para la corrección del factor de potencia, se muestra en la figura 23

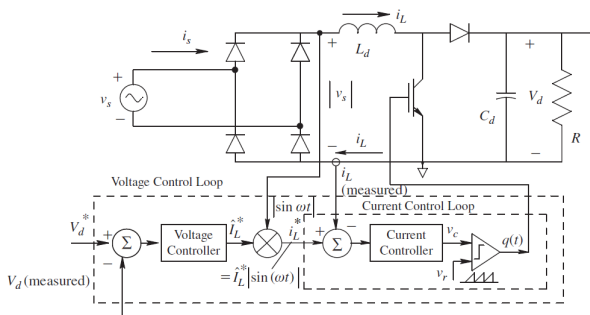


Figura. 23: Lazo de control.[3]

En el control de un PFC, el principal objetivo es trazar una corriente sinusoidal, en fase con el voltaje de la utilidad. La corriente del inductor referencia $i_L^*(t)$ es de la forma onda completa rectificadas, similar a la figura 24. Los requisitos sobre la forma y la amplitud de la corriente del inductor actual necesita de dos lazos de control, como se muestra en la figura 23, a la anchura del impulso modular el interruptor del convertidor Boost:

- El lazo de control interno de la corriente promedio asegura la forma de $i_L^*(t)$ basado en la plantilla $\sin(\omega t)$ proporcionado por la medición de la tensión de salida del rectificador $v_s(t)$
- El otro lazo de control de voltaje determina la amplitud I_L de $i_L^*(t)$ basado en el voltaje de retroalimentación de la salida. Si la corriente del inductor es insuficiente para suplir la carga por el PFC, el voltaje de salida va a caer bajo un valor preseleccionado de referencia V_d^* . Midiendo el voltaje de salida y usándolo como señal de retroalimentación, el voltaje de control del lazo ajusta la amplitud de la corriente del inductor para brindar un voltaje de salida para usarlo como referencia. Además para determinar la amplitud de la corriente del inductor, el control de retroalimentación del actúa para regular el voltaje de salida del PFC al voltaje DC preseleccionado.

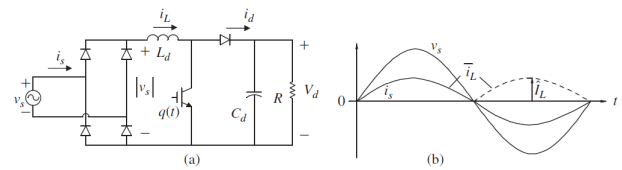


Figura. 24: Corriente del inductor en el boost.[3]

VI. CONCLUSIONES

Se logró demostrar que un circuito con topología Boost, puede mejorar el factor de potencia, al disminuir la distorsión armónica total mediante elementos de conmutación trabajando a altas frecuencias, sin embargo requiere de un control de doble lazo para mejorar el factor de desplazamiento, el cual lo hace complicado.

REFERENCIAS

- [1] Universidad de Sonora, Física *Reguladores de tensión*
Artículo en línea disponible en http://paginas.fisica.uson.mx/horacio.munguia/aula_virtual/Cursos/Instrumentacion%20II/Documentos/Regulacion%20voltaje.pdf
- [2] Kularatna N. *DC Power Supplies Power Management and Surge Protection for Power Electronic Systems*. CRC Press, 2012:
- [3] Mohan N. *Power Electronics and drives*. Wiley, 2013:
- [4] J.M.D.Murphy. "Thyristor commutation". *Thyristor Control of A.C Motors*. Pergamon Press: Great Britain, 1978, pp.16
- [5] Ancha Sumaj *Thyristores*
Artículo en línea disponible en <http://horobles.metroblog.com/archive/2009/03>
- [6] Kassakian J. Chapter 5: Phase-Controlled Converters". *PRINCIPLES OF POWER ELECTRONICS* Adison-Wesley Publishing Company: USA, 1991, pp. 79
- [7] Kassakian J. Chapter 19: Thyristors". *PRINCIPLES OF POWER ELECTRONICS* Adison-Wesley Publishing Company: USA, 1991, pp. 543-545
- [8] Delgado G. Convertidores Aislados tipo Flyback". *Folleto Electrónica III*
- [9] Delgado G. Convertidores Conmutados Asíncronos en Modo Continuo". *Folleto Electrónica III*



David Rojas Rodríguez Estudiante de Ingeniería Eléctrica en la Universidad de Costa Rica, 21 años, nacido en Heredia, actualmente vive en San Antonio de Belén. Cursa el énfasis de Electrónica y Telecomunicaciones, sin embargo también se interesa en los otros énfasis de Potencia y Redes. Su especial interés es sistemas de automatización tanto para procesos en industria como para el sur-

gimimiento de nuevas tendencias como lo es la domótica o transporte.