



# **Simulación de un rectificador con corrección del factor de potencia sin puente**

**Eliasib Bernal Tique**

Universidad de Pamplona  
Facultad de Ingenierías y Arquitectura  
Pamplona, Colombia

2019

# Simulación de un rectificador con corrección del factor de potencia sin puente

**Eliasib Bernal Tique**

Tesis o trabajo de investigación presentada(o) como requisito parcial para optar al título  
de:

**Ingeniero Eléctrico**

Director (a):

M.Sc Edison Andrés Caicedo Peñaranda

Codirector (a):

M.Sc Luis David Pabón Fernandez

Línea de Investigación:

Calidad de la energía

Grupo de Investigación:

Grupo de Investigación en Sistemas Energéticos

Universidad de Pamplona

Facultad de Ingenierías y Arquitectura

Pamplona, Colombia

2019

*(Dedicatoria o lema)*

*A Dios*

*Que ha permitido que cada paso que doy y cada decisión que tomo no sea trivial, sino con un propósito.*

*A mis padres*

*«Lo que hoy queremos es tener un contacto más cercano y mejorar nuestro entendimiento como individuos y comunidades en el mundo entero, así como la eliminación del egoísmo y el orgullo, siempre propenso a empujar el mundo hacia la barbarie primitiva y el conflicto... La paz solo nos puede llegar como la consecuencia natural de una iluminación universal».*

*Nikola Tesla*

## **Agradecimientos**

Agradezco a los docentes de la carrera Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Pamplona en especial al docente M.Sc Edison Andrés Caicedo Peñaranda por su empeño y dedicación en el apoyo y así poder materializar este trabajo de investigación, a la Universidad de Pamplona por haberme acogido en la continuación de mis estudios en este prestigioso campus.

## Resumen

Este trabajo de grado está dirigido a la simulación de un rectificador en un sistema monofásico con control de la corrección del factor de potencia (PFC) sin el uso de puentes rectificadores, partiendo de la consideración de las diferentes topologías que existen para este tipo de rectificadores, estableciendo una forma de modulación y lazos de control que permitan obtener valores de factor de potencia cercanos a la unidad, para ello se deben obtener los respectivos algoritmos que permitan el control del factor de potencia, las características de los elementos físicos y de control, las simulaciones que proporcionen los modelos necesarios para interpretar las características y eficiencia teórica de esta topología y su influencia en términos de calidad de la energía.

**Palabras clave:** Rectificador, CFP, control, sin puente, factor de potencia, calidad de la energía.

## Abstract

This degree thesis is oriented to a bridgeless single-phase rectifier system simulation with power factor correction (PFC), taking in account different existing topologies for this type of rectifiers, by establishing a modulation and control loops in order to get power factor closer to unity, for this it is necessary to obtain algorithms that allow power factor control, the characteristics of physical elements and control, simulations giving proper models to interpret characteristics and theoretic efficiency for this topology and its influence in power quality terms.

**Keywords:** Rectifier, PFC, control, bridgeless, power factor, power quality.

## Contenido

<b>Objetivos</b> .....	<b>13</b>
Objetivo General.....	13
Objetivos específicos.....	13
<b>1. Selección de la topología de rectificador con corrección de factor de potencia (PFC)</b> .....	<b>14</b>
1.1 Topología de rectificador convencional con corrección de factor de potencia con puente rectificador.....	15
1.2 Topología de rectificador con corrección de factor de potencia sin puente.....	15
1.2.1 Convertidor con corrector de factor de potencia sin puente con núcleo común.....	18
1.2.2 Convertidor elevador modificado con capacitor en paralelo con la fuente de AC.....	18
1.2.3 Convertidor elevador dual PFC de medio puente.....	19
1.2.4 Convertidor elevador con interruptor bidireccional sin puente.....	20
1.2.5 Convertidor elevador PFC de Polo-Tótem sin puente.....	21
1.2.6 Rectificador elevador dual PFC sin puente con control de voltaje propuesto.....	22
1.3 Selección del rectificador con corrección de factor de potencia.....	23
<b>2. Estrategia de modulación y control para el rectificador</b> .....	<b>26</b>
2.1 Estrategia de modulación para el rectificador elevador PFC sin puente.....	26
2.2 Diseño de control para el rectificador elevador PFC sin puente.....	27
<b>3. Diseño del rectificador sin puentes con corrección de factor de potencia</b> .....	<b>29</b>
3.1 Modelo de rectificador elevador sin puente.....	29
3.1.1 Modos de operación.....	30
3.1.2 Modelo de gran señal promediado del convertidor elevador PFC sin puente.....	34
3.2 Punto de operación.....	37
3.3 Linealización del modelo de espacio estado del rectificador.....	38
3.4 Modelo en el dominio de la frecuencia del rectificador.....	38
<b>4. Algoritmos de control para corrección del factor de potencia en el convertidor</b> .....	<b>41</b>
4.1 Diseño del sistema de control de corriente.....	41
4.2 Diseño del sistema de control de voltaje.....	48
4.3 Cálculo de las ecuaciones para los elementos reactivos del rectificador elevador PFC sin puente.....	55
<b>5. Simulación del control en la corrección del factor de potencia (PFC) y variables de calidad de la energía</b> .....	<b>58</b>
<b>6. Conclusiones</b> .....	<b>63</b>
6.1 Conclusiones.....	63

# Introducción

Con el uso cada vez mayor de los dispositivos electrónicos que son de máxima importancia en el mundo moderno, donde se requiere de la producción en masa en un sistema donde el uso excesivo de máquinas que permitan controlar todos los procesos, se convierte en necesaria la regulación y control sobre las pérdidas que se puedan ocasionar debido a la deformación de la forma de onda de corriente y voltaje.

Actualmente, existen diferentes topologías el cual son una alternativa para reducir el efecto de distorsión armónica y bajo factor de potencia para las diferentes aplicaciones, incluyendo la industria de la aviación. Por tanto, el estudio de estas topologías es un tema de interés tanto para la investigación en instituciones educativas como en su aplicación en las diferentes industrias.

Las diferentes topologías ofrecen alternativas en el cual se utilizan en algunos casos menos componentes, simplicidad en el diseño, modelos de su funcionamiento, reducción de uso en los componentes, sistemas de control entre otros, que hacen que su implementación sea viable con el desarrollo de la tecnología sobre todo en los dispositivos de semiconductores.

Se busca desarrollar una simulación, el cual permite dar una mayor comprensión y análisis de una topología seleccionada, el cual cumpla con los requisitos de desempeñarse en la rectificación de la señal de entrada a un voltaje de referencia, manteniendo el factor de potencia en su entrada cercano a la unidad y con la particularidad de no utilizar puentes de diodos con el objetivo de reducir los componentes y las pérdidas por conducción en los mismos.

Se tienen en cuenta los factores que influyen en el desarrollo de este rectificador como el rizado en la corriente de salida debido a la conmutación a frecuencias altas, la interferencia

electromagnética en el circuito debido a corrientes parásitas y a tierra flotante, las limitaciones del voltaje elevado en la salida, el tiempo de asentamiento y reacción del controlador, así como la estrategia requerida para conseguir el objetivo principal de mantener el factor de potencia unitario.

Para el desarrollo del control primeramente se obtiene el modelo del funcionamiento del circuito por lo que se acude a las leyes de circuitos en cada una de las etapas del rectificador en el semi-ciclo positivo y negativo. Posteriormente, teniendo en cuenta el modelo de pequeña señal, es decir las variaciones pequeñas alrededor de un punto de operación se obtiene el modelo de pequeña señal, luego se linealiza y se pasa al dominio de la frecuencia; obteniendo finalmente las diferentes ecuaciones de transferencia que permitirán hacer el cálculo de las funciones de transferencia para los sistemas de control de voltaje y corriente.

Con las funciones de transferencia se utiliza un método para obtener los controladores para el lazo cerrado de ambos sistemas, es prioritario conocer que los sistemas funcionan en cascada siendo el lazo interno de corriente más rápido y el lazo externo de voltaje más lento con el fin de poder seguir la señal de corriente y conseguir el voltaje deseado a la salida del rectificador.

El estudio del funcionamiento de este tipo de rectificadores ayuda a comprender y a posteriormente implementar rectificadores que tienen ventajas sobre los convencionales con puente y que son utilizados actualmente. Este tipo de rectificadores contribuyen con la toma de acciones frente a las normas de calidad de la energía que actualmente rigen en Europa y Estados Unidos y que en Colombia en un futuro serán implementadas.



## Objetivos

### Objetivo General

Simular un rectificador para sistemas monofásicos con control en la corrección del factor de potencia (PFC) empleando topologías sin puentes rectificadores

### Objetivos específicos

- Definir las topologías adecuadas para realizar la corrección del factor de potencia (PFC).
- Desarrollar una estrategia de modulación y lazos de control para el rectificador.
- Diseñar un rectificador sin puentes que permita la corrección del factor de potencia.
- Desarrollar los algoritmos de control para corrección del factor de potencia en el convertidor.
- Validar el funcionamiento del control en la corrección del factor de potencia (PFC) y variables de calidad de la energía mediante simulación.

## **1. Selección de la topología de rectificador con corrección de factor de potencia (PFC).**

Se ha visto la necesidad de controlar los disturbios en la red de suministro desde sus inicios en el siglo XIX donde los británicos se encargaron de crear una ley de cláusulas en 1899 con el objetivo de prevenir los arcos de las lámparas causados por el flicker. Con el crecimiento y uso cada vez mayor de dispositivos electrónicos, a través de la historia ha existido la necesidad de aplicar estándares como el IEC 552-2 e IEC555-3 de 1978 que aplicaba únicamente a la industria de la televisión; sin embargo, más adelante se confirmó que no solo esta industria era la causante sino los demás dispositivos que para su funcionamiento requieren del consumo de corriente alterna AC en forma de pulsos por cada semi-ciclo. El consumo de un sólo dispositivo es insignificante; sin embargo con el auge de la tecnología se volvió cada vez mayor el consumo de energía reactiva, el cual ocasionó un flujo grande de la misma y la generación de armónicos [1].

Entre las consecuencias de tener un factor de potencia alto y distorsión armónica se encuentran los desbalances en las redes que pueden causar calentamiento en los cables, la distorsión que también puede ocasionar un problema de compatibilidad electromagnética EMC causando daño en los dispositivos sensibles, la distorsión en los pulsos de corriente que pueden ocasionar pérdidas y estrés dieléctrico en los capacitores y cables, el incremento en la corriente de los devanados de máquinas rotativas y transformadores, las emisiones de ruido y los fallos tempranos en dispositivos de protección [1].

La importancia de tratar los fenómenos de calidad de la energía han llevado a crear la adopción del estándar IEC 51000-3-2 por la Comunidad Europea, este estándar no exige que los valores de distorsión armónica lleguen a cero sino que de acuerdo a una clasificación (A, B, C o D) las corrientes de baja frecuencia se limiten a ciertos valores ya estandarizados. Para el caso de los rectificadores estas se encuentran en la clase A y D, otras regulaciones como la EN60555-2 están siendo consideradas donde se requiera un factor de potencia superior a 0.7 sin importar el tipo de suministro. En las diferentes clases se establecen los límites de corriente para cada uno de sus armónicos, al realizar una prueba de un rectificador se observó que el armónico tres es quien tiene mayor efecto al

tener este un factor de escala de 1.76. Existen diferentes topologías para la corrección del factor de potencia en sistemas monofásicos como lo son activos y pasivos, donde entre los activos se encuentran los de baja frecuencia y alta frecuencia, posteriormente entre los de alta frecuencia están los resonantes y PWM, finalmente entre los PWM están los aislados y no aislados [1].

## 1.1 Topología de rectificador convencional con corrección de factor de potencia con puente rectificador

Haciendo un análisis de los rectificadores convencionales, estos rectificadores a pesar de que tienen pérdidas de potencia entre 2-3% por conducción, su topología hace que la interferencia electromagnética o ruido de modo común no sea un inconveniente, esto debido a que en el funcionamiento de cada uno de los ciclos: positivo y negativo la referencia (GND) se ajusta al menor voltaje a través de los diodos  $D_4$  y  $D_3$  respectivamente. [2]

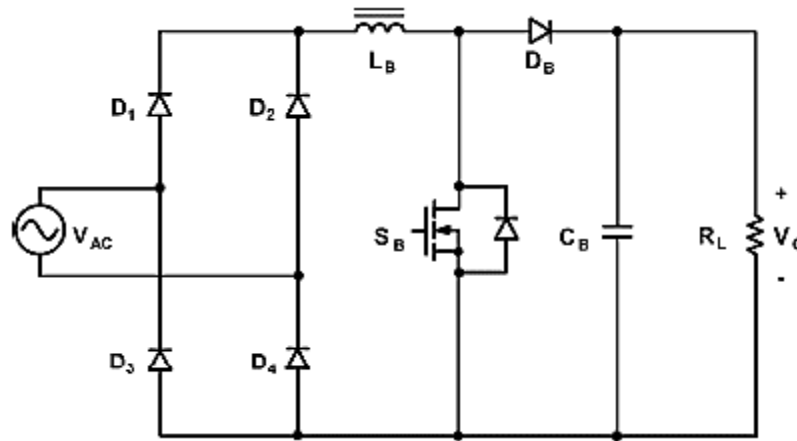


Fig. 1 Rectificador elevador convencional con PFC [2]

## 1.2 Topología de rectificador con corrección de factor de potencia sin puente

Sin embargo, en la topología sin puente en rectificadores PFC se busca reducir las pérdidas por conducción, al mover el inductor hacia la entrada de AC y reemplazando los diodos  $D_3$  y  $D_4$  por interruptores activos. Con esta modificación se busca reducir en un 1-

2% las pérdidas en todo el sistema de rectificación. En cuanto al funcionamiento de ambos sistemas, en el sistema convencional se requiere del uso de cinco diodos, mientras que en la topología sin puente solo tres de ellos, sin embargo en el ciclo negativo de la topología sin puente existe el inconveniente de que existe un voltaje pulsátil entre la tierra de entrada (GNDin) y la tierra en la salida (GNDout) debido a la interrupción continua del MOSFET lo que ocasiona una descarga y carga de capacitancia parásita entre la tierra en la entrada de AC (GNDin) y la salida de tierra (GNDout) e incrementa la interferencia electromagnética (EMI) en forma de ruido de modo común (CMN). La topología del rectificador PFC clásico sin puente debe ser modificada con el objetivo de reducir este fenómeno e incrementar la eficiencia en el convertidor. [2]

El corrector de factor de potencia PFC elevador sin puente es una topología que permite rectificar la onda de corriente y voltaje AC con sólo dos semiconductores cuenta con mayor eficiencia por lo que es un tema de interés en la investigación para aplicaciones de potencia media-alta. La topología de rectificador elevador con puente es la más eficiente de las aplicaciones de corrección de factor de potencia PFC y funciona muy bien para aplicaciones de baja y media potencia. Sin embargo, cuando se utiliza en aplicaciones de alta potencia se convierte en un desafío ya que se requiere disipar dicha potencia en estos elementos. El rectificador sin puente evita su uso y sigue manteniendo la topología clásica elevadora. Esto se logra al conectar interruptores MOS de potencia conectados entre el drenador y surtidor. En la topología convencional el flujo de corriente pasa por dos de los diodos en serie mientras que en la topología sin puente pasa por sólo un diodo permitiendo el camino de retorno. Con el uso de los MOSFET de potencia se consigue prescindir del uso de los diodos sino también reduce las pérdidas por conducción, entregando mayor eficiencia y mejor desempeño en el convertidor; adicionalmente, "la tierra de salida se conecta con la fuente de AC solo para el semi-ciclo positivo a través del diodo y durante el semi-ciclo negativo la tierra de salida es relativamente pulsante a la fuente de alterna AC con una frecuencia alta y amplitud igual a la salida de voltaje, esta fuente de voltaje de alta frecuencia carga y descarga la capacitancia parásita equivalente entre la salida de la tierra y la tierra de la línea de AC que da como resultado un incremento en el ruido de modo común" [3].

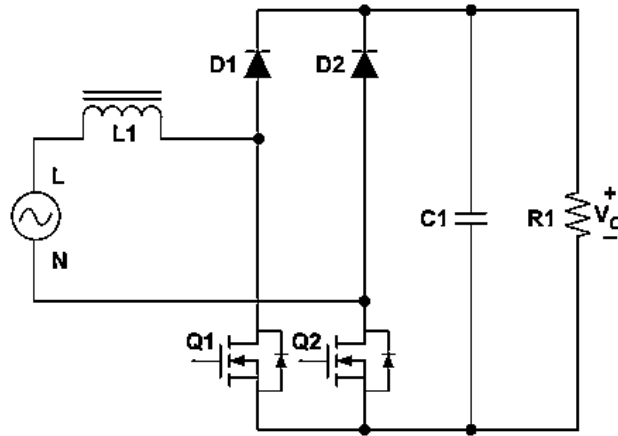


Fig. 2 Convertidor clásico PFC sin puente [4]

Existen varias topologías de rectificador PFC sin puente en el cual se pueden obtener sus ventajas y algunas desventajas respecto al modelo clásico inicial. [4]

La etapa de entrada convencional para los dispositivos electrónicos monofásicos opera rectificando el voltaje de línea de AC y filtrando con capacitores electrolíticos de gran capacidad, al realizar este proceso se distorsiona la forma de onda de corriente y agrega contenido armónico a la red. El convertidor elevador con corrección de factor de potencia sin puente es similar al convertidor elevador común, en la topología convencional la corriente fluye a través de los dos diodos del puente en serie, por otro lado en la configuración PFC sin puente la corriente fluye a través de un diodo utilizando un MOSFET de potencia para el regreso del circuito [5].

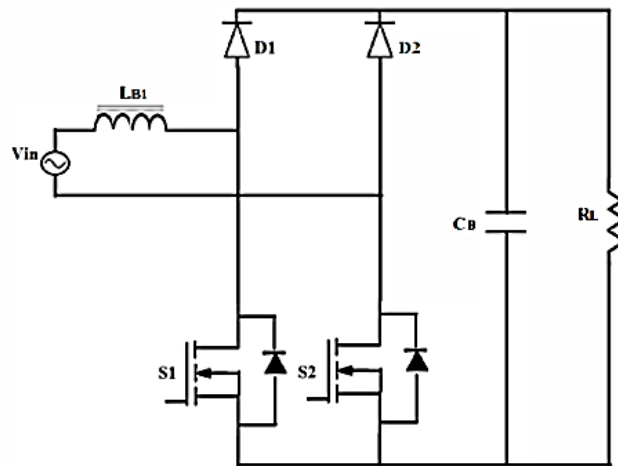


Fig. 3 Convertidor con corrección de factor potencia sin puente Boar Xoncwerwe [5]

### 1.2.1 Convertidor con corrector de factor de potencia sin puente con núcleo común

Para esta topología se busca tener dos devanados magnéticamente independientes que al tener sus devanados NA1 y NA2 igual número de vueltas, lo mismo para NB1 y NB2 las corrientes inducidas en los devanados NB1 y NB2 tienen direcciones opuestas e iguales magnitudes y como resultado de esto la corriente total del devanado NB es cero, por tanto, la corriente  $I_B=0$ . Al ser magnéticamente independiente, puede ser utilizada como dos inductores diferentes y este inductor reducirá el CMI [3].

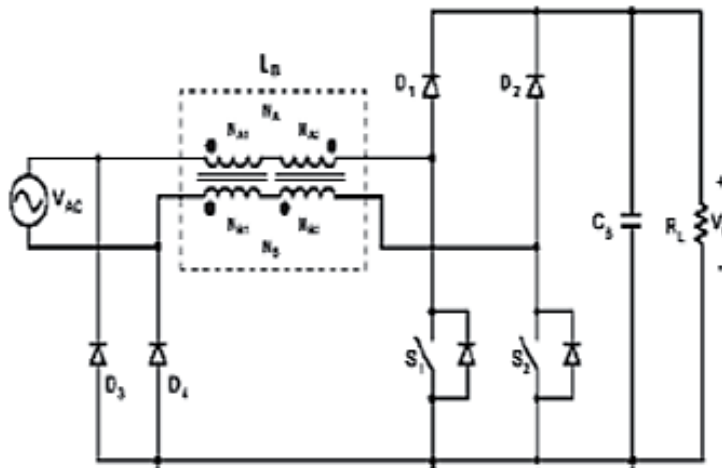


Fig. 4 Convertidor con corrector de factor de potencia PFC sin puente y núcleo común [3]

### 1.2.2 Convertidor elevador modificado con capacitor en paralelo con la fuente de AC

El convertidor elevador PFC sin puente tiene la desventaja al tener mayor ruido de modo común que los convencionales, en los convertidores PFC sin puente el voltaje y la corriente en las simulaciones se encuentran en casi en fase. Para este caso se obtuvieron valores de 0.8037 de factor de potencia, valor que puede ser mejorado al incluir un capacitor en paralelo con la fuente de AC. Este capacitor no puede conectarse directamente paralelo a la fuente de AC por lo que es necesario utilizar una resistencia entre ambos: la fuente y el capacitor. El circuito con la conexión puede presentarse en la figura 5. [6]

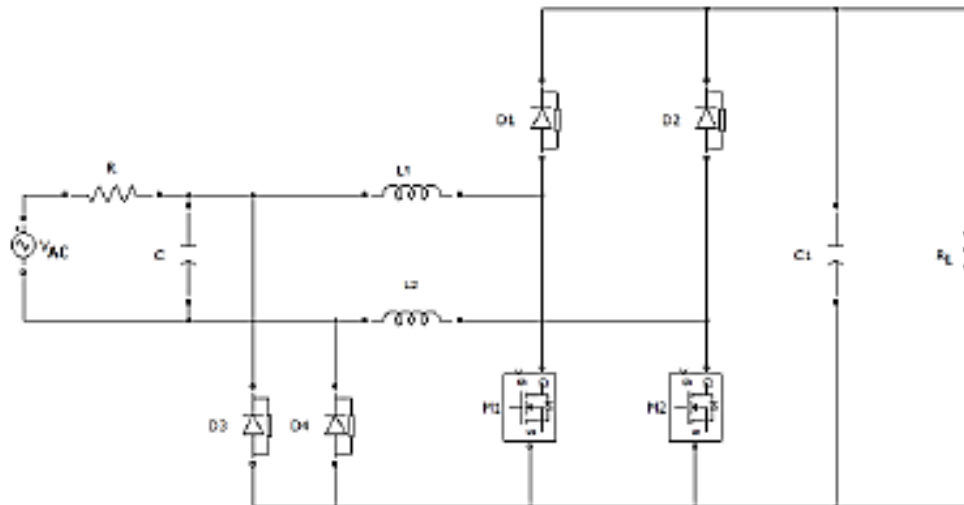


Fig. 5 Convertidor elevador modificado con capacitor en paralelo con la fuente de AC [6]

Al agregarse el capacitor la forma de onda de la corriente mejora al tener similitud con la de voltaje, mejorando el factor de potencia a 0.9748 [6].

### 1.2.3 Convertidor elevador dual PFC de medio puente

En esta topología, el convertidor clásico PFC sin puente se divide en dos inductores conectados en cada terminal de la línea al nodo correspondiente del MOSFET. Al utilizar los dos inductores, la aplicación directa de la diferencia de potencial  $dV/dt$  en la interrupción continua a las terminales de entrada, con esto los voltajes de línea se vuelven más estables con respecto a la tierra (GND). Al agregar dos diodos  $D_a$  y  $D_b$  se pueden obtener las mediciones de voltaje de entrada; en el arranque los diodos  $D_c$  y  $D_e$  cargan el capacitor  $C_1$ , de tal modo que la corriente de arranque pase por  $D_1$  y  $D_2$  en ese momento. Una vez se carga el capacitor, la corriente no vuelve a fluir por  $D_c$  y  $D_e$  por tanto los efectos de estos dispositivos pueden ser ignorados en la operación de esta topología. Entre las ventajas se encuentran la del desempeño térmico, reducción en el ruido de modo común; sin embargo, entre sus desventajas se encuentran el uso de los inductores, ya que cada uno de ellos trabaja por cada medio ciclo por lo que se incrementa su costo de operación y la medición de corriente es más compleja al requerir de un controlador. [4]

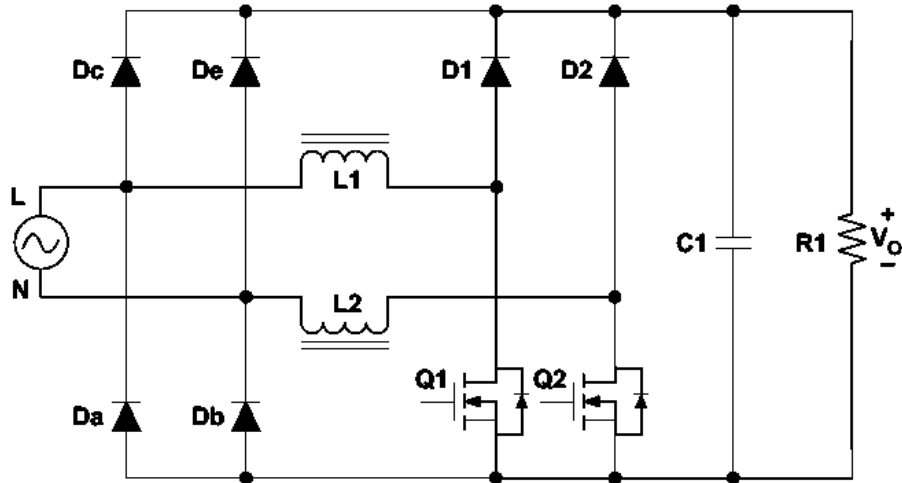


Fig. 6 Convertidor elevador dual PFC de medio puente [4]

### 1.2.4 Convertidor elevador con interruptor bidireccional sin puente

La topología clásica puede ser modificada agregando dos diodos D3 y D4; desconectado el nodo común de la fuente de los interruptores de la tierra de salida.

D1-D3 son diodos de recuperación rápida y D2-D4 diodos de recuperación lenta. En el semi-ciclo positivo la fuente de AC se conecta a la tierra de la salida a través del diodo D4, en el semiciclo negativo se conecta a la terminal positiva de la salida a través del diodo

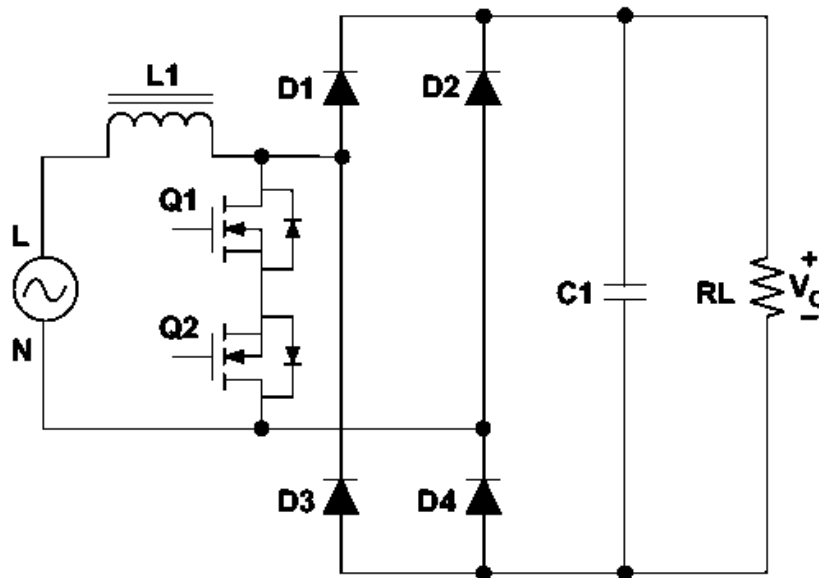


Fig. 7 Convertidor elevador con interruptor bidireccional sin puente [4]



D2. Con esto, se resuelve el problema de las entradas flotantes reduciendo el ruido de modo común EMI y facilitando la medida de voltaje en la entrada. [4]

Aunque reduce el efecto del ruido modo común, el sistema para controlarlo a través de PWM es aún complejo por lo que requiere de un controlador aislado, también para la medición de corriente se requiere equipo especial, en consecuencia se incrementa el costo de funcionamiento de esta topología [4].

### 1.2.5 Convertidor elevador PFC de Polo-Tótem sin puente

Esta topología toma su nombre debido a que los MOSFET se encuentran uno sobre otro, D1 y D2 son diodos de recuperación lenta siendo intercambiados de la topología clásica sin puente el diodo D1 con el MOSFET Q2. En cuanto a su funcionamiento en el semi-ciclo positivo la entrada de AC se conecta a la terminal positiva de la tierra de salida a través de D2. Como la salida nunca es flotante con respecto a la entrada la interferencia electromagnética o ruido de modo común mejora y las mediciones en la entrada de voltaje se vuelven más fáciles [4].

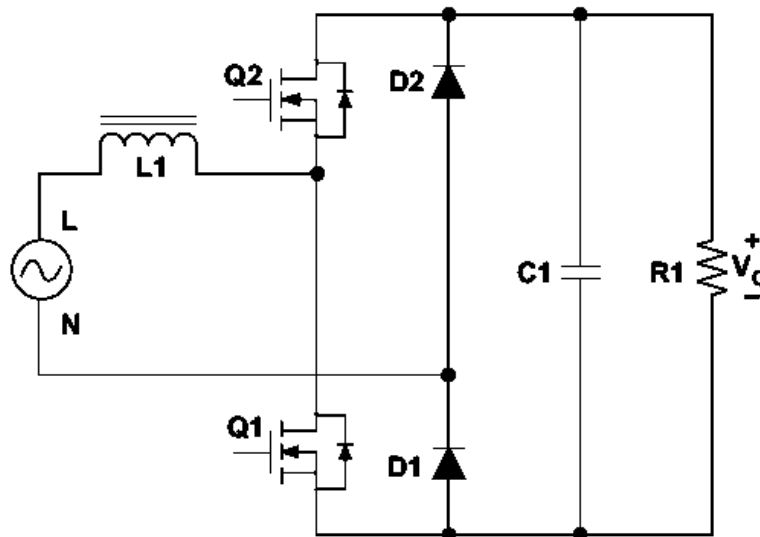


Fig. 8 Convertidor elevador PFC Polo-Tótem [4].

Esta topología tiene mayor uso de los dispositivos, es un circuito simple y contribuye con menores pérdidas por conducción debido al uso de sólo dos semiconductores por semi-ciclo. Con MOSFET de silicio permite operar en modo flotante discontinuo (DCM) o modo crítico de conducción (CrM), en el modo de conducción continua (CCM) la recuperación

inversa de los diodos del cuerpo del MOSFET pueden causar pérdidas excesivas, para medir la corriente del inductor se requiere de dispositivos complejos o aislados. Sin embargo, con la llegada de dispositivos de interrupción de carbono de silicio y nitruro de galio con cero conducción de recuperación en inversa se ha preferido el modo CCM, aunque operándolos en modo crítico de conducción es mucho mejor ya que se eliminan las pérdidas por capacitancia en la salida. Sus ventajas son bajo EMI, una estructura de circuito simple, mayor uso de los dispositivos y bajas pérdidas. [4]

### 1.2.6 Rectificador elevador dual PFC sin puente con control de voltaje propuesto

Para reducir el ruido en modo común el modelo que se propone es el de un rectificador elevador con corrección de factor de potencia sin puente de tal forma que siempre se provea un camino de frecuencia baja entre la fuente de alterna AC y el terminal positivo o negativo de la salida, adicionalmente se agrega un inductor de tal forma que uno opere durante el semi-ciclo positivo y el otro en el semi-ciclo negativo. Los interruptores  $S_1$  y  $S_2$  pueden ser controlados con la misma señal PWM, lo que implica una simplificación en el circuito. Un inconveniente puede ser el uso de dos inductores, sin embargo dos de ellos implican mejor desempeño térmico en el sistema. Se realizarán las simulaciones para un convertidor con corrección de factor de potencia convencional y el convertidor elevador con corrección de factor de potencia también llamado rectificador PFC elevador dual con el fin de obtener mejor eficiencia en este último eliminando la caída de tensión directa en el camino de la línea de corriente [5].

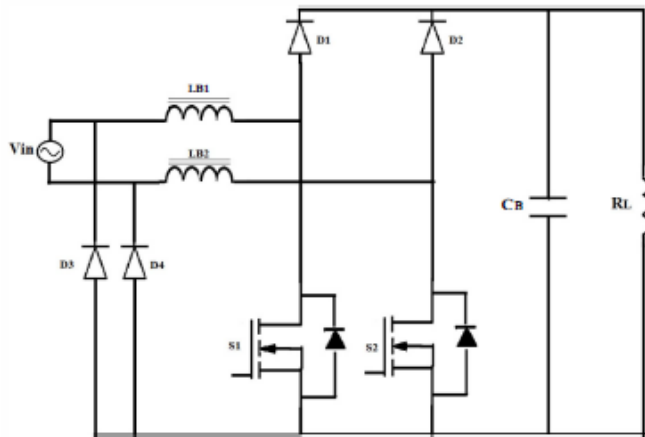


Fig. 9 Convertidor elevador con corrector de factor de potencia PFC sin puente propuesto

Basados en el análisis de pequeña señal que permite analizar el desempeño dinámico del convertidor antes de implementarlo, se puede llegar a obtener control sobre las ondas de corriente y voltaje, a partir de las leyes de circuitos y los cuatro modos de operación de esta topología se logra una relación entre las variables físicas de este convertidor. Mediante técnicas de control lineales proporcionales e integrales replicando el comportamiento promedio de un convertidor de potencia alrededor de un punto de operación se puede conseguir valores de factor de potencia unitarios o cercanos a la unidad y una distorsión armónica menor al 5%. Además con esta tipología se puede desarrollar un controlador que cumpla con los estándares de calidad de la potencia EN61000-3-2 (IEC1000-3-2) [7].

### 1.3 Selección del rectificador con corrección de factor de potencia

La tabla 1 presenta una comparación de las diferentes topologías considerando el rango de potencia, las pérdidas, los costos el sistema de control, la corrección del factor de potencia t el comportamiento del THD [2] [5] [4].

Analizadas las diferentes topologías sin puente que existen para efectos prácticos se concluye que dos topologías son las más convenientes: la topología de rectificador elevador dual PFC sin puente y la de conmutación bidireccional [2], dadas las limitaciones de los MOSFET de silicio para su implementación en la topología de Tótem [4], la topología de rectificador elevador dual PFC sin puente tiene simplicidad en su diseño, aunque su costo es incrementado debido a la presencia de una bobina adicional, su efecto en la reducción del EMI de modo común lo compensa, como también su mejor desempeño térmico, el control de voltaje y corriente puede hacerse a través de un único PWM que conmutará los transistores. Por tanto es la topología seleccionada para establecer las estrategias de modulación y control, algoritmos y posterior simulación para la evaluación de los resultados.

**Tabla 1.** Comparación de las diferentes topologías de rectificadores PFC sin puente

TOPOLOGÍA	Rango de potencia	Pérdidas por conducción	Medición de corriente	Costos	Sistema de control	EMI ruido de modo común	Corrección de factor de potencia	THD
Rectificador convencional con corrección de factor de potencia con puente rectificador	Aplicación en potencias bajas y medias	2 a 3% en pérdidas por conducción	Puede medirse	Incrementan con el uso de filtros pasivos	No existe	No existe	BUENA	BUENA

24 Simulación de rectificador con corrección del factor de potencia sin puente

<b>Rectificador con corrección de factor de potencia sin puente</b>	Aplicación en potencias medias y altas	Al reducir los componentes, las pérdidas son menores	Requiere un controlador aislado	Se reducen debido a que se tienen menos componentes	con un PWM se controlan ambos transistores	Existe debido a la entrada flotante respecto a tierra	MUY BUENA	MUY BUENA
<b>Convertidor elevador modificado con capacitor en paralelo con la fuente de AC</b>	Aplicación en potencias medias y altas	Se incrementan al utilizar más componentes, mejor desempeño o térmico debido a la presencia de una segunda bobina	Requiere un controlador aislado	Se incrementan debido al costo del capacitor adicional	Controlado a través de PWM	Mejorado debido a la adición de dos diodos	Mejora debido a la presencia del capacitor	BUENA
<b>Convertidor elevador dual PFC de medio puente</b>	Aplicación en potencias medias y altas	Se incrementan al utilizar más componentes, mejor desempeño o térmico debido a la presencia de una segunda bobina	Requiere un controlador aislado	Se incrementan al agregar 4 diodos y un inductor	Controlado a través de PWM	Mejorado debido a la adición de dos diodos, dos diodos para evitar corrientes de arranque en los diodos de rápida conmutación	MUY BUENA	MUY BUENA
<b>Convertidor elevador con interruptor bidireccional sin puente</b>	Aplicación en potencias medias y altas	Se incrementan al utilizar dos diodos adicionales	Requiere un controlador aislado	Se incrementan debido a que no es máxima la utilización de los elementos.	Ambos transistores controlados por un PWM	Se reduce al cambiar la disposición de sus elementos (transistor y diodos)	MUY BUENA	MUY BUENA
<b>Convertidor elevador PFC de Polo-Tótem sin puente</b>	Aplicación en potencias medias y altas	Condicionado por el tipo de transistor (Silicio no permiten CCM ya que se incrementan las pérdidas)	Requiere un controlador aislado	Se reduce al utilizar menos elementos, sin embargo para el uso en CCM requiere de transistores de SiC y GaN	Ambos transistores controlados por un PWM	Se reducen al cambiar la disposición de sus elementos (transistor y diodos)	MUY BUENA	MUY BUENA
<b>Rectificador elevador dual PFC sin puente con control de voltaje propuesto</b>	Aplicación en potencias bajas, medias y altas	Se reducen comparado con el clásico con puente	Requiere un controlador aislado	Utiliza un inductor y dos diodos adicionales	Ambos transistores controlados por un PWM con un sistema de control de voltaje y corriente	Se disminuyen al utilizar dos diodos para evitar la tierra flotante	EXCELENTE al existir sincronización del voltaje de entrada con la corriente (FP aprox. 1)	MUY BUENO al existir una corrección en la onda de corriente a través del control (<10%)

Adicional a las topologías ya vistas, cabe mencionar que existe la topología intercalada con corrección de factor de potencia en el cual mejora notablemente la eficiencia del convertidor, los convertidores intercalados han llegado a aplicarse en su versión de tres niveles en la aviación con el desarrollo del convertidor Vienna. [8]

## 2. Estrategia de modulación y control para el rectificador.

### 2.1 Estrategia de modulación para el rectificador elevador PFC sin puente

El esquema de modulación junto con el sistema de control determina como es la sincronización y la secuencia de los estados de conmutación.

La modulación del rectificador elevador PFC sin puente se analiza en la figura 15, donde la forma de onda triangular naranja es la portadora de Q1 y Q2 (el cual se accionan con la misma señal), y la línea roja es el ciclo de trabajo que se genera por el controlador. [8]

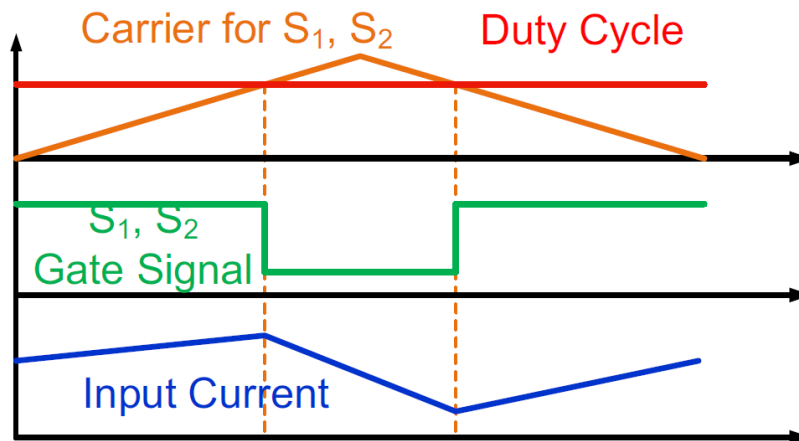


Fig. 10 Esquema de modulación basado en la portadora para el rectificador elevador PFC sin puente. [8]

La frecuencia portadora corresponde a la frecuencia de conmutación y la misma frecuencia de rizado de la corriente de entrada. Se asume que dentro un ciclo de conmutación, el voltaje de entrada es constante, y tiene como valor  $V_{ac}$ . Debido a que el convertidor es fundamentalmente elevador, el ciclo de trabajo ( $d$ ) dentro de este ciclo de conmutación debe cumplir con la siguiente ecuación [8]:

$$d = \frac{V_{out} - V_{ac}}{V_{out}} \quad (1)$$

Donde  $V_{out}$  es el voltaje de salida. La señal en la compuerta (onda verde) se genera al comparar la portadora con el ciclo de trabajo (la señal de la compuerta se vuelve alta cuando la portadora es pequeña y se vuelve baja cuando la portadora es grande). El

resultado de la forma de onda de corriente de entrada se representa en azul en la figura 10 [8].

## 2.2 Diseño de control para el rectificador elevador PFC sin puente

En el rectificador elevador PFC sin puente se propone una estructura de control en cascada de controladores lineales proporcional e integral (PI). Para esta estructura existe un lazo interno de corriente y un lazo externo de voltaje. El lazo interno y más rápido se diseña para seguir la forma de onda de voltaje de entrada y así lograr el factor de potencia unitario, la corriente de entrada  $i_s$  muestra la dinámica rápida y su sistema de control debe asegurar un ancho de banda alto y una respuesta de tiempo rápida. Sin embargo el sistema de control de corriente debe rechazar el ruido generado debido a la frecuencia de conmutación  $f_{sw}$ . El ancho de banda de un controlador de corriente debe ser pequeño en comparación con la frecuencia de conmutación  $f_{sw}$ . Para mejores resultados el ancho de banda del controlador de corriente ( $BW_i$ ) debe ser menor o igual a diez veces la frecuencia de conmutación ( $BW_i \leq 10f_{sw}$ ). [9] [10] [11]

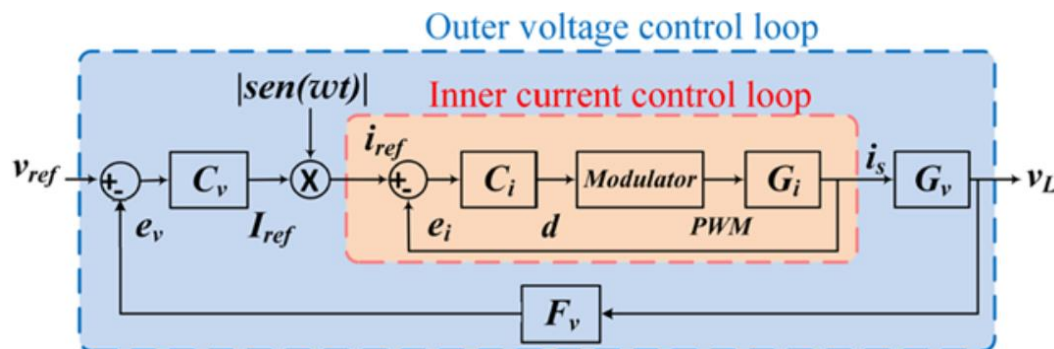


Fig. 11 Diagrama de bloques del sistema de control para el rectificador PFC sin puente. [7]

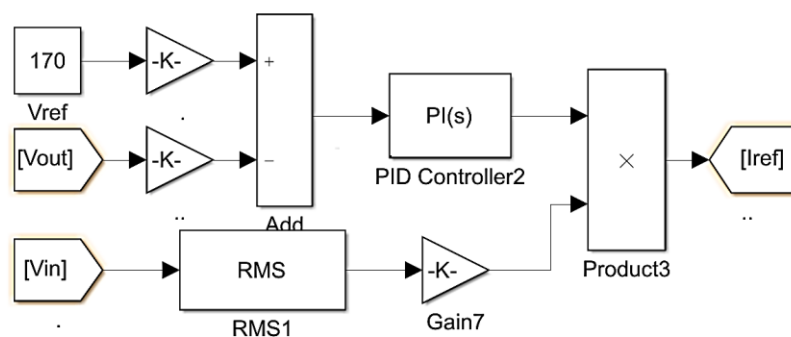


Fig. 12 Bloque de control de voltaje para el rectificador PFC sin puente. Autor

El lazo de control externo y más lento se diseña para regular el valor del voltaje  $V_L$ . El ancho de banda del controlador de voltaje ( $BW_v$ ) debe ser pequeño en comparación con  $BW_i$ , es decir  $BW_v \leq 10BW_i$ . Adicionalmente el lazo de control de voltaje debe rechazar las oscilaciones causadas por el voltaje de rizado en la entrada, es decir  $BW_v \leq 120Hz$ . El sistema de control de voltaje reduce el error de estado estable utilizando una acción de control integral. El sistema de control en cascada debe rechazar las perturbaciones causadas por las pequeñas variaciones del voltaje de entrada y la corriente de la carga. [9] [10] [11]

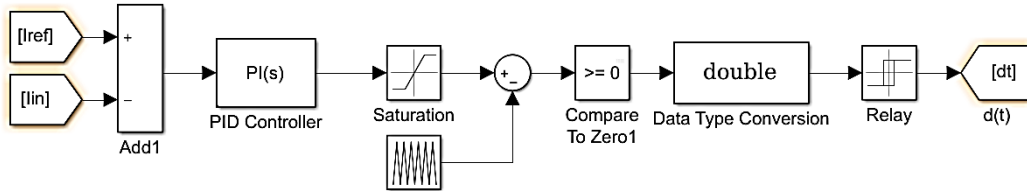


Fig. 13 Bloque de control de corriente para el rectificador PFC sin puente. Autor

En el sistema de control que se muestra en la figura 13, la señal del voltaje a la salida  $V_{out}$  se compara con un voltaje fijo llamado también voltaje de referencia  $V_{ref}$ , esta diferencia o error ( $e_v$ ) se procesa con el controlador de voltaje PI. La señal de salida del control de voltaje se multiplica por el voltaje de entrada, para proveer la señal de referencia al control de corriente ( $I_{ref}$ ). La corriente de referencia  $I_{ref}$ , muestra la amplitud de la corriente de referencia y la forma de onda del voltaje de entrada  $V_{in}$ . La señal medida de  $I_s$  se compara con la corriente de referencia  $I_{ref}$  y se obtiene una señal de error de corriente ( $e_i$ ) el cual se procesa en el controlador de corriente PI. La señal a la salida de control de corriente ( $d$ ) se compara con la señal triangular en el modulador para generar la señal de modulación de ancho de pulso (PWM)  $d(t)$  para la conmutación de Q1 y Q2. Finalmente la frecuencia de conmutación va a depender de la frecuencia de la señal triangular.

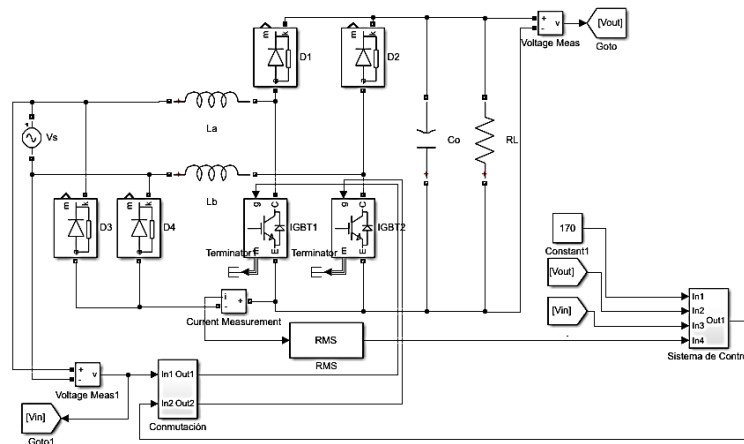


Fig. 14 Convertidor elevador con corrector de factor de potencia PFC sin puente. Autor



### 3. Diseño del rectificador sin puentes con corrección de factor de potencia.

Con el fin de encontrar los valores de cada uno de los elementos que componen el rectificador elevador PFC sin puente y asegure su correcto funcionamiento, se necesita hacer un análisis de la relación de las variables físicas y de esta forma encontrar un modelo matemático que lo represente. Los transistores operan en las regiones de corte y saturación por lo que el rectificador muestra un comportamiento dinámico no lineal y variante en el tiempo. [7]

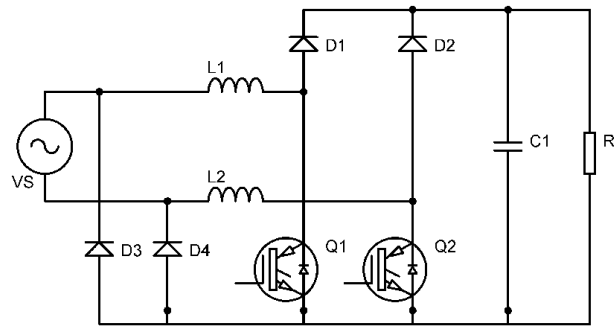


Fig. 15 Convertidor elevador con corrector de factor de potencia PFC sin puente propuesto. Autor

El rectificador elevador PFC sin puente trabaja en modo de conducción continua (CCM), es decir que no existe un intervalo de tiempo en el que los valores de corriente rms sean cero, el rectificador está compuesto por dos transistores de potencia  $Q_1$  y  $Q_2$ , dos diodos de rápida conmutación  $D_1$  y  $D_2$  que permitirán la conducción para cada semi-ciclo, dos diodos rectificadores  $D_3$  y  $D_4$ , dos inductores con el mismo valor  $L_1$  y  $L_2$ , un capacitor  $C$  y una carga  $R_L$ . [7]

#### 3.1 Modelo de rectificador elevador sin puente

Para obtener el modelo matemático del rectificador elevador PFC sin puente se debe iniciar por las leyes de Kirchhoff, Ohm y los estados de conmutación de los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$ , luego se halla el modelo de gran señal al promediar el modelo conmutado en un periodo

de conmutación. Posteriormente, se hace la linealización del modelo aplicando pequeñas variaciones alrededor de un punto de operación, obteniendo el modelo de pequeña señal. Finalmente el modelo se transforma al espacio-estado y el dominio S.

La precisión del modelo se puede incrementar al agregarle mayor complejidad, incrementando el tiempo requerido para la simulación lo que compromete directamente al sistema de control. Sin embargo, con el incremento de la complejidad del modelo no se va a obtener información significativa sobre el comportamiento dinámico dominante del convertidor. Por tanto cabe aclarar que el modelo propuesto se obtiene basado en las siguientes suposiciones: 1) Los transistores son considerados ideales es decir, tienen cero resistencia durante la conducción e infinita cuando está apagado. 2) El tiempo de conmutación es infinitamente corto; 3) las fuentes son consideradas ideales, es decir que la fuente de voltaje provee potencia de corto circuito infinita; 3) Los elementos pasivos son considerados lineales, invariantes en el tiempo y sin resistencia serie parásita y 4) La frecuencia de conmutación es mucho más alta que la frecuencia de voltaje de entrada, es decir que las variaciones de la amplitud en la fuente no son significantes en un período de conmutación. [7]

Lo que permitirá la regulación de voltaje en la salida y el control de seguimiento de la corriente de entrada será la conmutación controlada del voltaje de entrada AC a través de los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  en los semi-ciclos positivo y negativo.

### 3.1.1 Modos de operación

Para obtener las ecuaciones que componen el modelo conmutado se deben evaluar los cuatro modos de operación que existen en este rectificador:

#### **Modo de operación 1**

En el modo de operación 1 se activa el primer circuito elevador DC/DC, el voltaje de entrada  $v_s$  es positivo y  $Q_1$  se acciona,  $Q_1$  y  $D_4$  son directamente polarizados, el diodo  $D_4$  conecta la tierra de salida a la fuente AC. La corriente de entrada incrementa exponencialmente, almacenando energía en el inductor  $L_1$ . Simultáneamente,  $C$  alimenta la carga  $R$  reduciendo el voltaje de salida  $v_c$ . La corriente del capacitor  $i_c$  se asume positiva cuando carga el capacitor. [6]

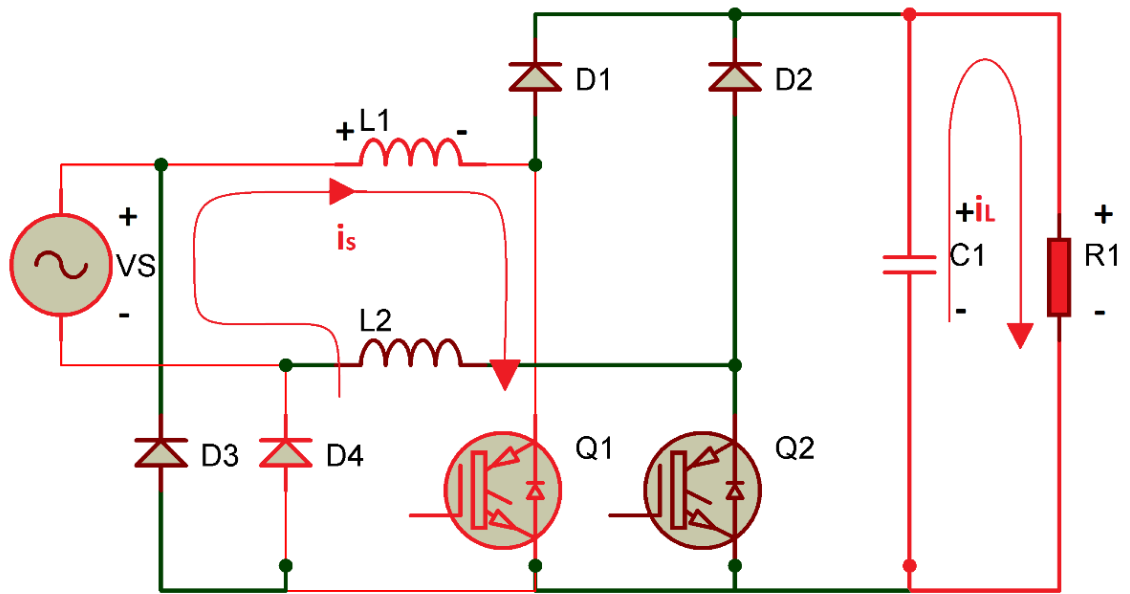


Fig. 16 Semi-ciclo positivo y transistor Q1 encendido. Autor

La relación matemática de voltaje y corrientes en el circuito para el modo de operación 1 se encuentran en las ecuaciones 2 y 3.

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{v_s}{L_1} \quad (2)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{v_c}{R_L C} \quad (3)$$

### Modo de operación 2

En el modo de operación 2, el voltaje de la fuente  $v_s$  es positivo y los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  están apagados; además,  $D_1$  y  $D_4$  son directamente polarizados el voltaje de la fuente  $v_s$  y el voltaje inducido en  $L_1$  se suma y suministran la potencia a  $R$  y  $C$ . El voltaje en la salida  $v_c$  se incrementa de forma exponencial,  $i_c$  se incrementa y de forma simultánea  $i_s$  se reduce. [6]

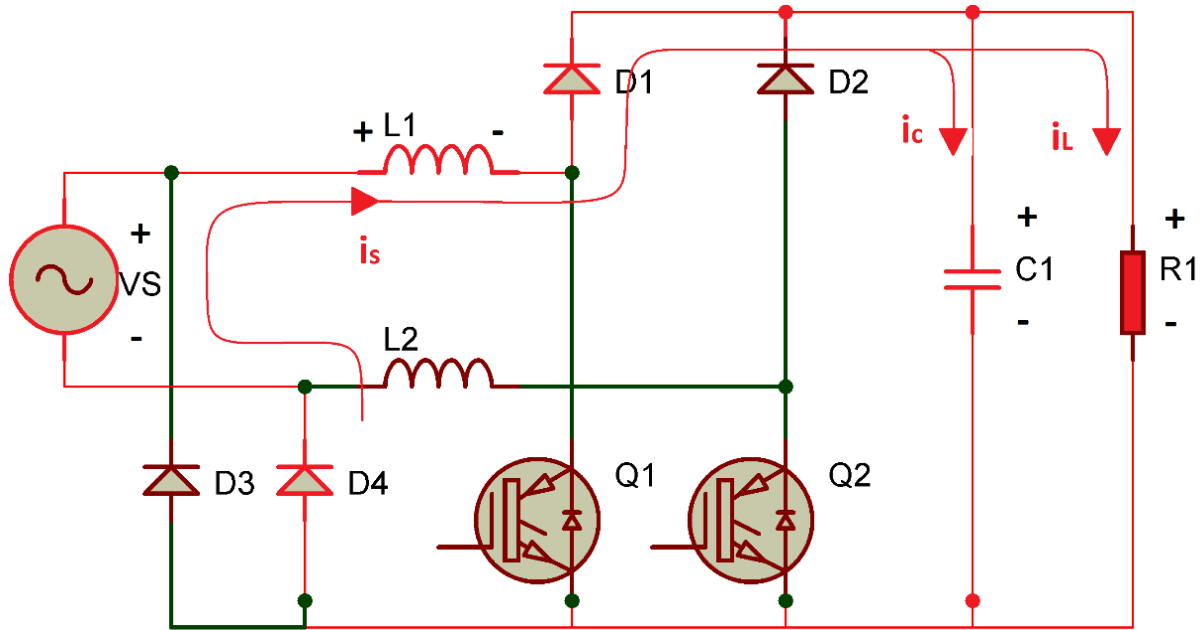


Fig. 17 Semi-ciclo positivo y transistor Q1 apagado. Autor

La relación matemática de los voltajes las corrientes en el circuito equivalente para el modo 2 de operación es la dada por las ecuaciones 4 y 6:

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L_1} (v_s - v_c) \quad (4)$$

$$i_s = i_c + i_L \quad (5)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_s}{C} - \frac{v_c}{R_L C} \quad (6)$$

Donde  $i_L$  es la corriente de la carga.

### Modo de operación 3

En el modo de operación 3, el voltaje de la fuente  $v_s$  es negativo y el transistor Q2 se enciende; además, Q2 y D3 son directamente polarizados.  $i_s$  se incrementa, almacenando energía en el inductor L2. De forma simultánea el condensador C suministra energía a la carga R reduciendo el valor del voltaje en la salida  $v_c$ . [4]

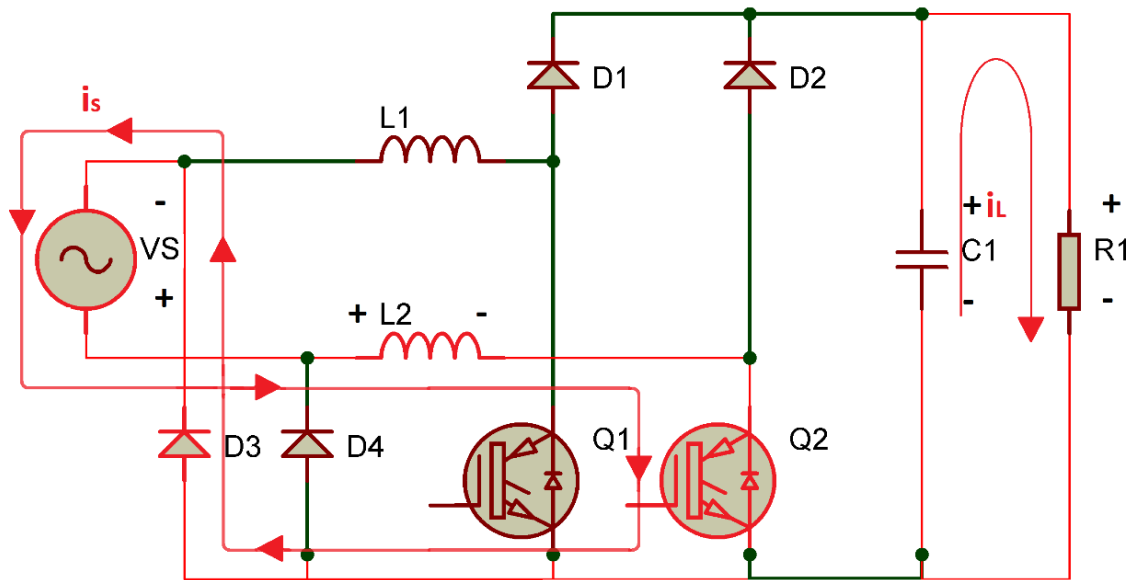


Fig. 18 Semi-ciclo negativo y transistor Q2 encendido. Autor

La relación matemática de los voltajes y las corrientes en el circuito equivalente para el modo de operación 3 está dada por las ecuaciones 7 y 8:

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{v_s}{L_2} \quad (7)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = -\frac{v_c}{R_L C} \quad (8)$$

#### Modo de operación 4

En el modo de operación 4 el voltaje en la fuente  $v_s$  es negativo y los transistores Q1 y Q2 se apagan; además, los diodos D2 y D3 son directamente polarizados, el voltaje en la fuente  $v_s$  y el voltaje inducido en L2 se suman, suministrando energía a la carga R y al capacitor C. [4]

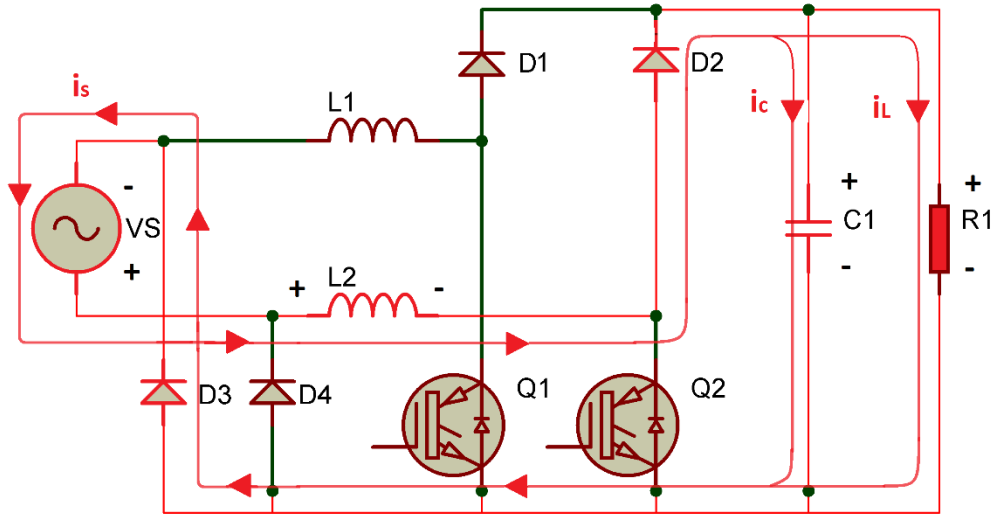


Fig. 19 Semi-ciclo positivo y transistor Q1 encendido. Autor

La relación matemática de voltajes y corrientes en el circuito equivalente para el modo de operación 4 está dada en las ecuaciones 9 y 10.

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{1}{L_2} (v_s - v_c) \quad (9)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_s}{C} - \frac{v_c}{R_L C} \quad (10)$$

### 3.1.2 Modelo de gran señal promediado del convertidor elevador PFC sin puente

El modelo de gran señal promediado reproduce exactamente el comportamiento promedio del convertidor de potencia y puede ser obtenido basado en un modelo conmutado. El error entre el modelo promediado y el comportamiento real del convertidor elevador PFC sin puente es despreciable para propósitos de control. [7] Esto debido al hecho de que la frecuencia de cruce es mucho más baja que la frecuencia de conmutación; es decir  $f_c \ll f_{sw}$ . El modelo de gran señal promediado es computado sobre un período de conmutación ( $T_{sw}$ ). El rizado de la corriente y el voltaje es despreciado en el modelo promediado en un  $T_{sw}$ . Este período de conmutación es suficientemente pequeño en relación con la dinámica del sistema, representando el comportamiento de baja frecuencia del convertidor de potencia. [7]

El modelo de gran señal promediado desprecia la dinámica de alta frecuencia causada por la conmutación de Q1 y Q2. El resultado es un modelo continuo en el tiempo que no tiene en consideración la dinámica de la frecuencia alta. El convertidor elevador PFC sin puente, puede ser modelado con un modelo de segundo orden debido al hecho de que los inductores L1 y L2 tienen el mismo valor. Para análisis posteriores  $L1=L2=L$ . Este convertidor puede ser descrito por medio de las ecuaciones de estado para cada intervalo de conmutación como se muestra debajo. El modelo de estado espacio describe las ecuaciones diferenciales de los circuitos representados en la figura de forma canónica, donde  $i_s$  y  $v_L$  son los componentes del vector de las variables de estado ( $x$ ). [7] El modelo estado espacio cuando Q1 y Q2 se encienden (ton) es decir en los modos de operación 1 y 3 está dado por la ecuación 11:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix}}_{\dot{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix}}_{A_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_s \\ v_c \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_1} v_s \quad (11)$$

Donde A1 y B1 denotan matrices coeficientes en los modos de operación 1 y 3. El modelo de estado espacio cuando Q1 y Q2 están apagados (toff) es decir en los modos de operación 2 y 4 está definido en 12:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \frac{di_s}{dt} \\ \frac{dv_L}{dt} \end{bmatrix}}_{\dot{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix}}_{A_1} \underbrace{\begin{bmatrix} i_s \\ v_c \end{bmatrix}}_x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_1} v_s \quad (12)$$

Donde A2 y B2 denotan las matrices de los coeficientes en los modos de operación 2 y 4 respectivamente. [7]

El modelo promediado de gran señal requiere que  $i_s$  y  $v_c$  sean variables continuas en el tiempo es decir  $i_s$  y  $v_c$  no pueden cambiar abruptamente en el límite entre ton y toff. Este modelo puede ser calculado en las ecuaciones 13 y 14:

$$\dot{x} = (A_1 x + B_1 v_s)D + (A_2 x + B_2 v_s)D' \quad (13)$$

$$\dot{x} = \underbrace{(A_1 D + A_2 D')}_A x + \underbrace{(B_1 D + B_2 D')}_B v_s \quad (14)$$

Donde A y B son las matrices de los coeficientes del modelo de gran señal promediado del convertidor elevador PFC sin puente, D es un ciclo de trabajo,  $D'=1-D$ ,  $\text{ton}=D \cdot T_{\text{sw}}$  y  $\text{toff}=(1-D) \cdot T_{\text{sw}}$ . Los coeficientes de las matrices A y B son dadas en 15. [4] Entonces:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} D x + \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} D' x + \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} D v_s + \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} D' v_s$$

$$\dot{x} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L}(1-D) \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{D}{RC} + \frac{-(1-D)}{RC} \end{bmatrix}}_A x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{D}{L} + \frac{(1-D)}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_B v_s$$

$$\dot{x} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{(D-1)}{L} \\ \frac{1-D}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_A x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_B v_s \quad (15)$$

El convertidor puede ser perturbado por variaciones pequeñas en  $V_s$  causando variaciones pequeñas en  $i_s$  y  $v_c$  con respecto a sus valores de estado estable. [7] Dichas variaciones alrededor del punto de equilibrio se pueden expresar de la siguiente forma:

$$D = \bar{D} + \hat{d}; V_s = \bar{V}_s + \hat{v}_s; X = \bar{X} + \hat{x} \quad (16)$$

Donde  $\bar{D}, \bar{V}_s, \bar{X}$  corresponden a los valores en punto de equilibrio y  $\hat{d}, \hat{v}_s, \hat{x}$  son las pequeñas variaciones.

El modelo promedio puede ser reescrito reemplazando D,  $V_s$  y X en la ecuación:

$$\dot{x} = \underbrace{(A_1 D + A_2 D')}_A x + \underbrace{(B_1 D + B_2 D')}_B v_s \quad (17)$$

$$\frac{d}{dt}(\bar{X} + \hat{x}) = [A_1(\bar{D} + \hat{d}) + A_2(1 - \bar{D} - \hat{d})](\bar{X} + \hat{x}) + [B_1(\bar{D} + \hat{d}) + B_2(1 - \bar{D} - \hat{d})](\bar{V}_s + \hat{v}_s)$$

Lo anterior representa el modelo no lineal del rectificador PFC sin puente y muestra el producto de las variables dependientes del tiempo. [7]

$$\text{Donde } \frac{d}{dt}(\bar{X}) = 0$$

El modelo no lineal puede ser linealizado basado en las siguientes afirmaciones:



$\bar{V}_s \gg \hat{v}_s$ ,  $\bar{X} \gg \hat{x}$ ,  $\bar{D} \gg \hat{d}$  en consecuencia las magnitudes de  $\hat{d}\hat{v}_s$  y  $\hat{d}\hat{x}$  son despreciables en comparación con las magnitudes de  $\bar{V}_s$ ,  $\bar{X}$  y  $D$ , es decir  $\hat{d}\hat{v}_s \cong 0$  y  $\hat{d}\hat{x} = 0$  por tanto el modelo no lineal parte de:

$$\frac{d}{dt}(\bar{X} + \hat{x}) = [A_1(\bar{D} + \hat{d}) + A_2(1 - \bar{D} - \hat{d})](\bar{X} + \hat{x}) + [B_1(\bar{D} + \hat{d}) + B_2(1 - \bar{D} - \hat{d})](\bar{V}_s + \hat{v}_s)$$

$$\frac{d}{dt}(\hat{x}) = (A_1\bar{D} + A_1\hat{d} + A_2 - A_2\bar{D} - A_2\hat{d})(\bar{X} + \hat{x}) + (B_1\bar{D} + B_1\hat{d} + B_2 - B_2\bar{D} - B_2\hat{d})(\bar{V}_s + \hat{v}_s)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(\hat{x}) = & (A_1\bar{D}\bar{X} + A_1\hat{d}\bar{X} + A_2\bar{X} - A_2\bar{X} - A_2\bar{D}\bar{X} - A_2\hat{d}\bar{X} + A_1\bar{D}\hat{x} + A_1\hat{d}\hat{x} + A_2\hat{x} - A_2\bar{D}\hat{x} \\ & - A_2\hat{d}\hat{x}) \\ & + (B_1\bar{D}\bar{V}_s + B_1\hat{d}\bar{V}_s + B_2\bar{V}_s - B_2\bar{V}_s - B_2\bar{D}\bar{V}_s - B_2\hat{d}\bar{V}_s + B_1\bar{D}\hat{v}_s + B_1\hat{d}\hat{v}_s + B_2\hat{v}_s \\ & - B_2\bar{D}\hat{v}_s - B_2\hat{d}\hat{v}_s) \end{aligned}$$

Simplificando se obtiene:

$$\begin{aligned} \hat{x} = & [(A_1 - A_2)\bar{X} + (B_1 - B_2)\bar{V}_s]\hat{d} + \overbrace{(A_1\bar{D} + A_2 - A_2\bar{D})}^A \bar{X} + \overbrace{(B_1\bar{D} + B_2 - B_2\bar{D})}^B \bar{V}_s \\ & + \overbrace{(A_1\bar{D} + A_2 - A_2\bar{D})}^A \hat{x} + \overbrace{(B_1\bar{D} + B_2 - B_2\bar{D})}^B \hat{v}_s \end{aligned}$$

$$\hat{x} = A\bar{X} + B\bar{V}_s + A\hat{x} + B\hat{v}_s + [(A_1 - A_2)\bar{X} + (B_1 - B_2)\bar{V}_s]\hat{d} \quad (18)$$

### 3.2 Punto de operación

El punto de operación es importante ya que este será el punto de partida para luego obtener las respectivas ecuaciones de transferencia. El punto de operación y el modelo de estado estable se obtienen al establecer todas las derivadas dadas anteriormente a cero. Cabe destacar que la matriz A debe tener inversa para obtener una respuesta apropiada de la ecuación. [7]

$$\hat{x} = A\bar{X} + B\bar{V}_s + A\hat{x} + B\hat{v}_s + [(A_1 - A_2)\bar{X} + (B_1 - B_2)\bar{V}_s]\hat{d}$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\bar{X} = A\bar{X} + B\bar{V}_s = 0 \\ \bar{X} = -A^{-1}B\bar{V}_s \end{aligned}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{(D-1)}{L} \\ 1-D & \frac{1}{RC} \\ \frac{C}{L} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$\det A = \frac{(D-1)(1-D)}{LC} = \frac{(1-D)^2}{LC}$$

$$A^{-1} = \frac{(Adj(A))^T}{\det A}$$

$$\begin{aligned}
A^{-1} &= \frac{LC}{(1-D)^2} \begin{bmatrix} \frac{-1}{RC} & \frac{1-D}{L} \\ \frac{-(1-D)}{C} & 0 \end{bmatrix} \\
-A^{-1}BV_s &= \begin{bmatrix} \frac{L}{(1-D)^2R} & -C(1-D) \\ \frac{L(1-D)}{(1-D)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix} V_s \\
\bar{X} = \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{v}_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_s}{(1-D)^2R} \\ \bar{V}_s \\ \frac{\bar{V}_s}{(1-D)^2} \end{bmatrix} \quad (19)
\end{aligned}$$

### 3.3 Linealización del modelo de espacio estado del rectificador

Las leyes de control lineal se pueden obtener basados en la linealización del modelo alrededor del punto de operación. [7] El modelo linealizado de pequeña señal espacio estado se calcula de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}
\frac{d\hat{x}(t)}{dt} &= A\hat{x} + B\hat{v}_s + \underbrace{[(A_1 - A_2)\bar{X} + (B_1 - B_2)\bar{V}_s]}_K \hat{d} \\
A_1 - A_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L} \\ 1 & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \\
(A_1 - A_2)\bar{X} &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_s}{(1-D)^2R} \\ \frac{\bar{V}_s}{(1-D)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_s}{L(1-D)} \\ -\bar{V}_s \\ \frac{\bar{V}_s}{RC(1-D)^2} \end{bmatrix} \\
(B_1 - B_2)\bar{V}_s &= \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
\frac{d\hat{x}(t)}{dt} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{D-1}{L} \\ \frac{1-D}{C} & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{v}_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix}}_B \hat{v}_s + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_s}{L(1-D)} \\ -\bar{V}_s \\ \frac{\bar{V}_s}{RC(1-D)^2} \end{bmatrix}}_K \hat{d} \quad (20)
\end{aligned}$$

### 3.4 Modelo en el dominio de la frecuencia del rectificador

Las funciones de transferencia se pueden derivar del modelo de pequeña señal de espacio estado linealizado, la relación entre las variables de estado y las de variables de salida se dan teniendo en cuenta las siguientes suposiciones:

$$\frac{\hat{X}(s)}{\widehat{V}_s(s)} = (sI - A)^{-1}B, \text{ con } \hat{d} = 0$$

$$\frac{\hat{X}(s)}{\hat{d}(s)} = (sI - A)^{-1}K, \text{ con } \widehat{v}_s = 0$$

$$\frac{\hat{X}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\begin{bmatrix} \hat{I}_s(s) \\ \widehat{V}_L(s) \end{bmatrix}}{\hat{d}(s)}$$

$$(sI - A) = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & \frac{D-1}{L} \\ \frac{1-D}{L} & -1 \\ \frac{1-D}{L} & -1 \\ \frac{1-D}{L} & -1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & \frac{1-D}{L} \\ D-1 & RCs+1 \end{bmatrix}$$

$$\text{Det}(sI - A) = s \left( \frac{RCs+1}{RC} \right) - \left( \frac{1-D}{L} \right) \left( \frac{D-1}{C} \right)$$

$$\text{Det}(sI - A) = \frac{RCs^2 + s}{RC} + \frac{(D-1)^2}{LC}$$

$$(sI - A)^{-1} = \frac{(\text{Adj}(sI - A))^T}{\text{Det}(sI - A)}$$

$$\underbrace{\frac{RC}{RCs^2 + s + \frac{RC(D-1)^2}{LC}} \begin{bmatrix} \frac{RCs+1}{RC} & \frac{D-1}{L} \\ \frac{1-D}{C} & s \end{bmatrix}}_{(sI-A)^{-1}} \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_s}{L(1-D)} \\ \frac{\bar{V}_s}{RC(1-D)^2} \end{bmatrix}}_K$$

$$\frac{\hat{X}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{1}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(D-1)^2}{LC}} \begin{bmatrix} \left( s + \frac{1}{RC} \right) \left( \frac{\bar{V}_s}{L(D-1)} \right) - \frac{\bar{V}_s(D-1)}{RCL(1-D)^2} \\ \frac{(1-D)\bar{V}_s}{LC(1-D)} + \left( \frac{-s\bar{V}_s}{RC(1-D)^2} \right) \end{bmatrix}$$

$$\frac{\hat{X}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{1}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{D'^2}{LC}} \begin{bmatrix} \left( s + \frac{1}{RC} \right) \left( \frac{\bar{V}_s}{LD'} \right) + \frac{\bar{V}_s D'}{RCLD'^2} \\ \frac{\bar{V}_s}{LC} - \left( \frac{\bar{V}_s s}{RCD'^2} \right) \end{bmatrix} \quad (21)$$

De la misma forma calculamos:

$$\left. \frac{\widehat{v}_c(s)}{\widehat{d}(s)} \right|_{\widehat{v}_s(s)=0} \triangleq \frac{\bar{V}_s}{(1-D)^2} \frac{\left(1 - \frac{L}{R(1-D)^2}s\right)}{\frac{LC}{(1-D)^2}s^2 + \frac{L}{R(1-D)^2}s + 1} \quad (22)$$

$$\left. \frac{\widehat{i}_s(s)}{\widehat{d}(s)} \right|_{\widehat{v}_s(s)=0} \triangleq \frac{\bar{V}_s}{R(1-D)^3} \frac{(2 + RCs)}{\frac{LC}{(1-D)^2}s^2 + \frac{L}{R(1-D)^2}s + 1} \quad (23)$$

$$\left. \frac{\widehat{v}_c(s)}{\widehat{v}_s(s)} \right|_{\widehat{d}(s)=0} \triangleq \frac{1}{(1-D)} \frac{1}{\frac{LC}{(1-D)^2}s^2 + \frac{L}{R(1-D)^2}s + 1} \quad (24)$$

$$\left. \frac{\widehat{i}_s(s)}{\widehat{v}_s(s)} \right|_{\widehat{d}(s)=0} \triangleq \frac{1}{R(1-D)^2} \frac{1 + RCs}{\frac{LC}{(1-D)^2}s^2 + \frac{L}{R(1-D)^2}s + 1} \quad (25)$$

## 4. Algoritmos de control para corrección del factor de potencia en el convertidor.

### 4.1 Diseño del sistema de control de corriente

Los controladores lineales normalmente se diseñan con el objetivo de trabajar alrededor de un punto de operación, sin embargo este puede también operar con variaciones en la carga y la amplitud del suministro de entrada. Los controladores PI se ajustan para trabajar en la mitad de la línea de carga. [7]

Para el diseño se utiliza como punto de operación de voltaje  $V_{in} = \sqrt{2} * 120V_{rms}$ , un voltaje en la carga de  $V_L=200V_{DC}$  y una potencia de salida  $P_{out}=450W$ .

Teniendo en el punto de operación mencionado anteriormente, basados en la ecuación (23) y los datos mostrados en la Tabla 1, se obtiene la función de transferencia para el control de corriente [7]:

$$\left. \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_s(s)=0} \triangleq \frac{\bar{V}_s}{R(1-D)^3} \frac{(2 + RCs)}{\frac{LC}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{R(1-D)^2} s + 1}$$

$$\left. \frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_s(s)=0} \triangleq \frac{169.7V}{100\Omega(1-0.15)^3} \frac{2 + (100\Omega)(3x10^{-3}F)s}{\frac{(3.75x10^{-3}H)(3x10^{-3}F)}{(1-0.15)^2} s^2 + \frac{3.75x10^{-3}H}{100\Omega(1-0.15)^2} s + 1}$$

$$\frac{\hat{i}_s(s)}{\hat{d}(s)} = G_i = \frac{0.705s + 4.697}{1.557x10^{-5}s^2 + 5.19x10^{-5}s + 1} \quad (26)$$

De acuerdo a la figura 20, las raíces complejas y conjugadas son negativas por lo que se deduce que el sistema de corriente del rectificador elevador PFC sin puente es inherentemente estable en lazo abierto. [7]

```

Gi =

      0.705 s + 4.697
-----
1.557e-05 s^2 + 5.19e-05 s + 1

Continuous-time transfer function.

>> pole(Gi)

ans =

    1.0e+02 *

    -0.0167 + 2.5342i
    -0.0167 - 2.5342i

```

Fig. 20 Raíces de la función de transferencia de corriente. Autor

Obteniendo como raíces:

$$r_{1,2} = -1.67 \pm 253.42i$$

Estos sistemas de control pueden ser sintonizados a través del método del lugar de las raíces y los diagramas de Bode.

El lugar de las raíces permitirá el análisis del efecto de las variaciones de ganancia en la localización de los polos y contribuye con la estabilización del sistema.

Los diagramas de Bode permiten determinar los anchos de banda de corriente y de voltaje en lazo abierto y cerrado.[7] Con el uso de este método se puede obtener el controlador PI que se requiere para alcanzar el comportamiento deseado del sistema en lazo cerrado. La función de transferencia del controlador está dada por:

$$C_i(s) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{s}$$

La función de transferencia del sistema en lazo cerrado está dado por la ecuación:

$$G_{i_{LC}}(s) = \frac{\hat{t}_s(s)}{\hat{t}_{s_{ref}}(s)} = \frac{C_i(s)G_i(s)}{1 + C_i(s)G_i(s)} \quad (27)$$

El ancho de banda del sistema de control de corriente se configura para que rechace el ruido por la conmutación, es decir que el control de corriente en lazo cerrado debe no sólo seguir la corriente de referencia sino también poder rechazar el ruido a la frecuencia de conmutación, para este diseño de 40kHz [7].

La función de transferencia del controlador de corriente  $K_{pi}$  y  $K_{ii}$  se selecciona buscando un desempeño esperado del sistema de corriente en lazo abierto ( $BW_i \leq 10.f_{sw}$ ,  $BW_v \leq 10.BW_i$ ). [7]

En la figura 21 se presenta el comportamiento de la función de transferencia de corriente en lazo abierto a una entrada de un escalón unitario utilizando el comando de Matlab **step (G<sub>i</sub>)**:

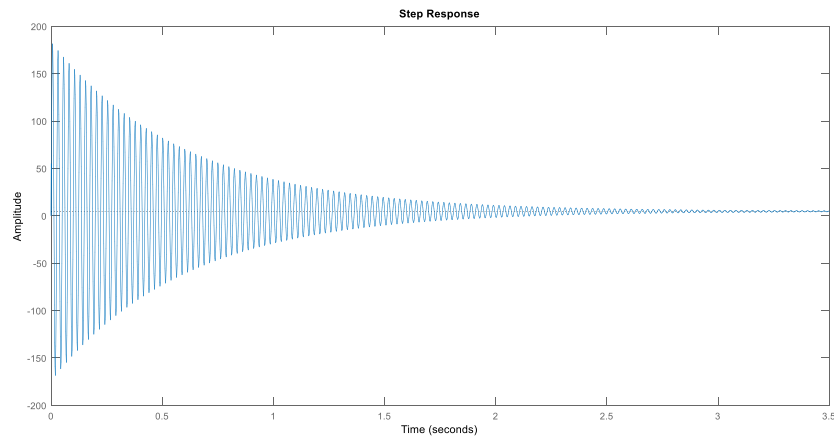


Fig. 21 Función de transferencia de corriente en lazo abierto a entrada paso. Autor

Para realizar el control, se requiere la respuesta en lazo cerrado a través del comando **sisotool(G<sub>i</sub>)** de Matlab presentado en la figura 22:

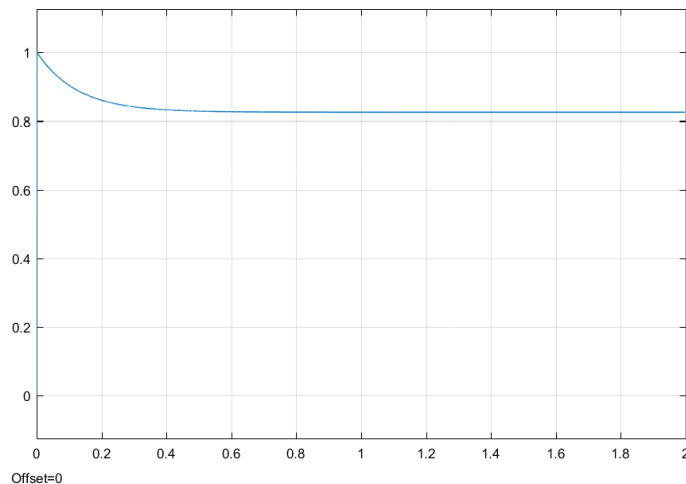


Fig. 22 Comportamiento en lazo cerrado de control de función de transferencia de la corriente. Autor

Como se presenta en la figura 22, la función de transferencia del control de corriente requiere de un controlador en este caso PI para eliminar el error en estado estable.

Para conseguir el control PI se requieren los diagramas de Bode, el cual muestran un mejor panorama del comportamiento del sistema, para calcular el valor del PI basado en el diagrama se necesita elegir un margen de fase deseado igual o superior a  $45^\circ$  el cual dará estabilidad al sistema sin embargo este valor no puede ser muy grande debido a que

reduce la velocidad del controlador, el margen de amplitud debe ser mayor a 3dB, la velocidad para este controlador será de 0.4 segundos teniendo en cuenta que el sistema de control del lazo interno de corriente debe actuar al menos 3 veces más rápido que el de voltaje con el objetivo de poder aplicar el control en cascada.

Por tanto, de acuerdo al diagrama de Bode en lazo abierto con fase de 45° se obtiene una frecuencia de 20.6kHz en Matlab a través del comando `bode(G)`.

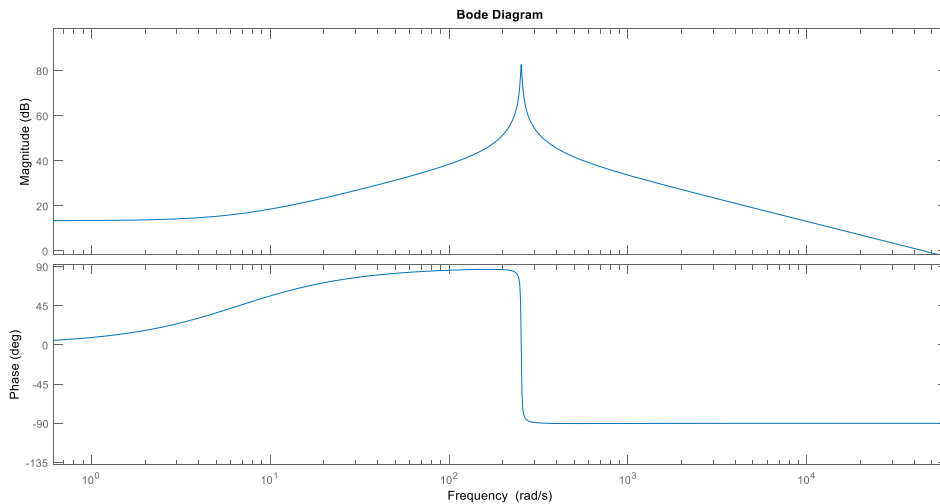


Fig. 23 Diagrama de Bode en lazo abierto para la corriente. Autor

Las funciones de amplitud y fase son:

$$\text{Magnitud: } \frac{1}{|G_p(j\omega_c)|} = \frac{K}{T_i} \cdot \frac{\sqrt{1 + (T_i\omega)^2}}{\omega} \quad (28)$$

$$\text{Ángulo: } \angle G_R(j\omega) = \text{atan}(T_i\omega - 90^\circ) \quad (29)$$

El valor de la frecuencia de corte  $\omega_c$  se obtiene con el valor de la proporcional K.

Luego se encuentra el valor de la parte integradora  $T_i$  de tal manera que la frecuencia de banda  $\omega_b$  del proceso con controlador quede a una buena distancia de la frecuencia de corte  $\omega_c$ . Una posición adecuada es la de  $\omega_b = 0.2\omega_c$ . Por tanto obtenemos:



$$\omega_b = \frac{1}{T_i} = 0.2\omega_c \rightarrow T_i = \frac{1}{0.2\omega_c} \quad (30)$$

Finalmente se ajusta el valor de la ganancia K para que el valor de fase  $\phi$  sea el requerido.

Para un valor de  $45^\circ$  de fase se obtiene que la frecuencia de corte es de  $\omega_c = 20200 \text{ rad/seg}$  a partir de esto podemos hallar el valor de (31).

$$T_i = \frac{1}{0.2(20200 \text{ rad/seg})} = 0.2475 \times 10^{-3}$$

$$K = \frac{1}{|G_p(j\omega_c)|} = \frac{1}{6.87} = 0.145$$

En la imagen 24 de Matlab se presenta los valores de magnitud en la frecuencia de corte:

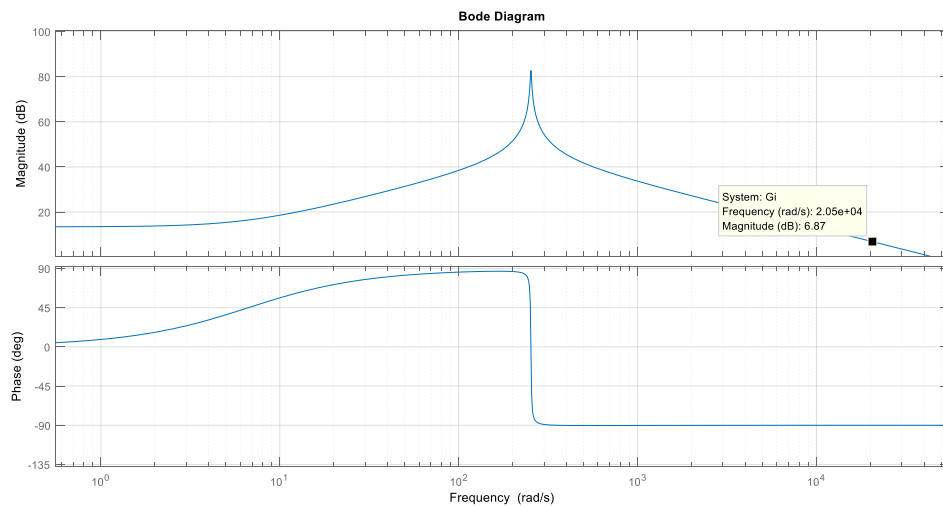


Fig. 24 Diagrama de Bode con valores de frecuencia de corte y magnitud. Autor

Por tanto la función de transferencia que representa el controlador:

$$C_i(s) = K \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right)$$

$$C_i(s) = 0.145 \left( 1 + \frac{1}{0.2475 \times 10^{-3} s} \right)$$

$$C_i(s) = \frac{0.145s + 585.8}{s}$$

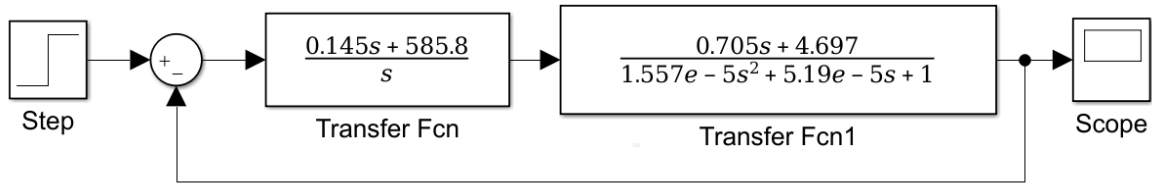


Fig. 25 Controlador de lazo de corriente con entrada de paso. Autor

Al ingresar en Simulink de Matlab la ecuación de transferencia de la planta con la aplicación del controlador frente a una entrada de escalón unitario,

La figura 26 presenta la eliminación del error en estado estable, igualmente su respuesta es muy rápida lo cual beneficia a uno de los requerimientos de la implementación de un control en cascada.

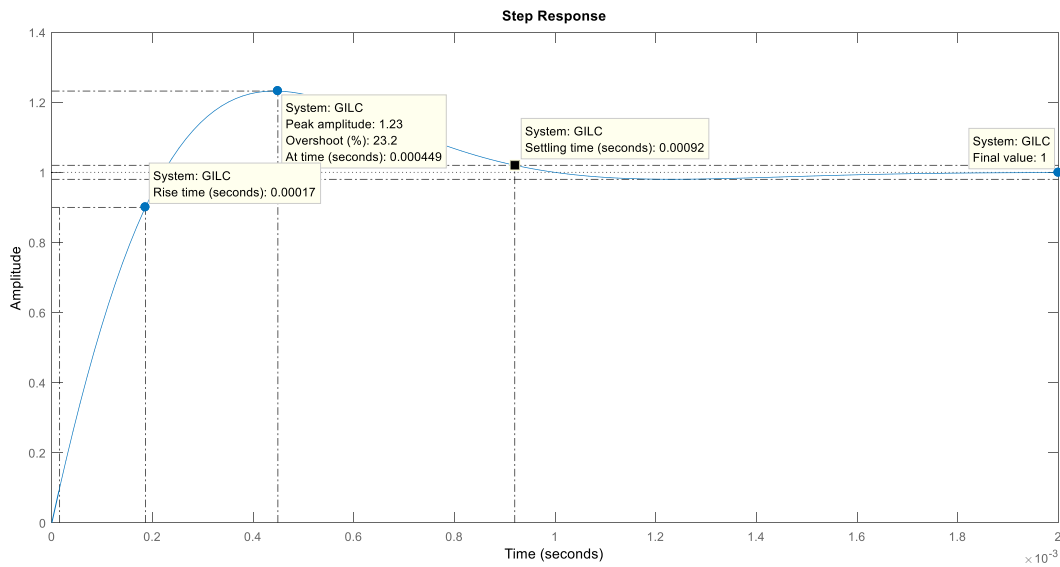


Fig. 26 Entrada paso de sistema de control del lazo de corriente. Autor

Finalmente se obtiene la función de transferencia en lazo cerrado para el sistema de corriente en lazo cerrado de la siguiente forma en Simulink de Matlab:

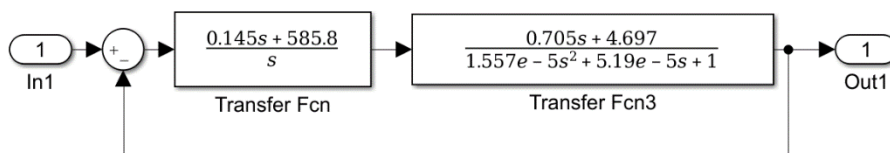


Fig. 27 Diagrama de bloques del lazo cerrado de corriente con control. Autor

```
>> [num, den]=linmod('GILC');
GILC=tf(num,den)

GILC =

      6566 s^2 + 2.657e07 s + 1.767e08
-----
      s^3 + 6569 s^2 + 2.663e07 s + 1.767e08
```

Fig. 28 Función de transferencia del lazo cerrado de corriente con control. Autor

$$G_{i_{LC}} = \frac{6566s^2 + 2.657 \times 10^7 s + 1.767 \times 10^8}{s^3 + 6569s^2 + 2.663 \times 10^7 s + 1.767 \times 10^8}$$

En el diagrama de Bode de la Figura 29, se presenta la estabilización del sistema en rojo para el controlador de corriente a través de la función de Matlab `bode(Gi,'b',GILC,'r')`.

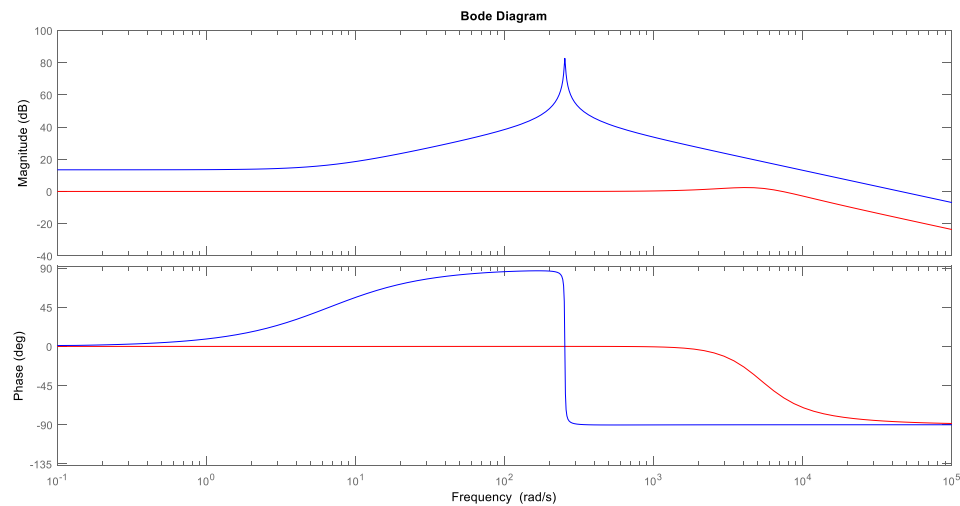


Fig. 29 Diagrama de Bode para control de corriente en lazo abierto (azul) y Lazo cerrado (rojo). Autor

## 4.2 Diseño del sistema de control de voltaje

La rectificación del voltaje de entrada ocasiona un rizado de baja frecuencia en el voltaje de DC a 120Hz por lo que este rizado puede significar variaciones indeseadas en la amplitud de corriente, es función del controlador de voltaje rechazar este rizado [7].

La función de transferencia  $G_v$  está basada en las ecuaciones anteriormente mencionadas y los valores de la Tabla 2.

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{i}_s(s)} = \frac{\bar{V}_s}{2\bar{V}_c} \frac{R_L}{R_L C_s + 1} \quad (31)$$

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{i}_s(s)} = \frac{169.7V}{2(250V)} \frac{100\Omega}{R_L C_s + 1} = \frac{33.94}{0.3s + 1}$$

```
Gv =
      33.94
-----
    0.3 s + 1

Continuous-time transfer function.

>> pole(Gv)

ans =

    -3.3333
```

Fig. 30 Raíces de la función de transferencia de voltaje. Autor

$$r = -3.3333$$

Se espera tener un valor de error de estado estable máximo del 3% y una estabilización menor a 1 segundo.

Así mismo el sistema de control de voltaje debe regular la salida del voltaje de tal forma que reduzca el error de estado estable, en este caso un control integral es necesario para esta función. [7]

Aplicamos nuevamente el análisis del diagrama de Bode para hallar el control PI en el cual la frecuencia de corte que se encuentra con una fase de  $45^\circ$  es de  $\omega = 2.01 \text{ rad/seg}$

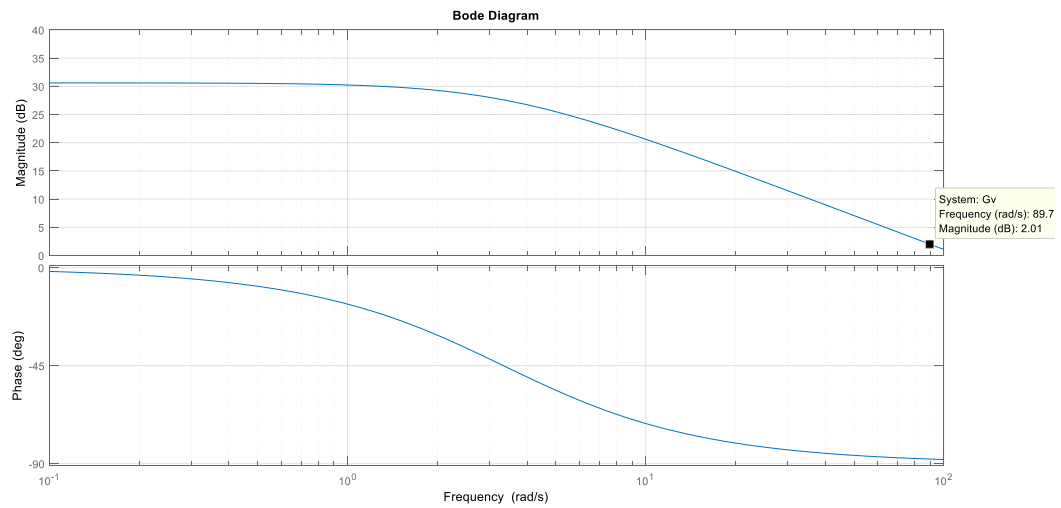


Fig. 31 Diagrama de Bode del sistema de control de voltaje. Autor

$$T_i = \frac{1}{0.2(89.7 \text{ rad/seg})} = 55.74 \times 10^{-3}$$

$$K = \frac{1}{|G_p(j\omega_c)|} = \frac{1}{2.01} = 0.4975$$

$$C_i(s) = K \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right)$$

$$C_i(s) = 0.4975 \left( 1 + \frac{1}{55.74 \times 10^{-3} s} \right)$$

Por tanto, la ecuación siguiente muestra la función de transferencia para el control de voltaje:

$$C_i(s) = \frac{0.4975s + 17.94}{s}$$

Con el diagrama de bloques de la figura 32 se obtiene la respuesta a una entrada escalón unitario en la figura 33.

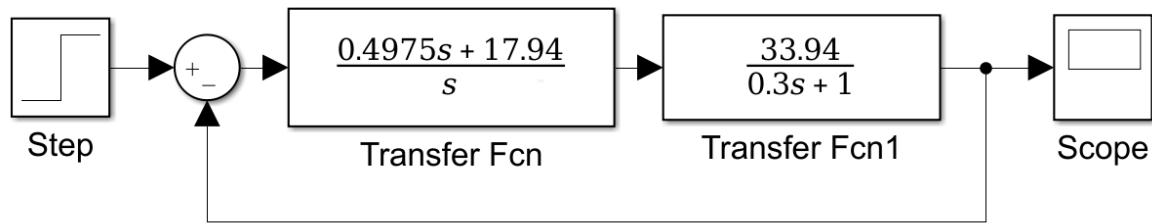


Fig. 32 Diagrama de bloques de función de transferencia de voltaje con controlador PI en lazo cerrado. Autor

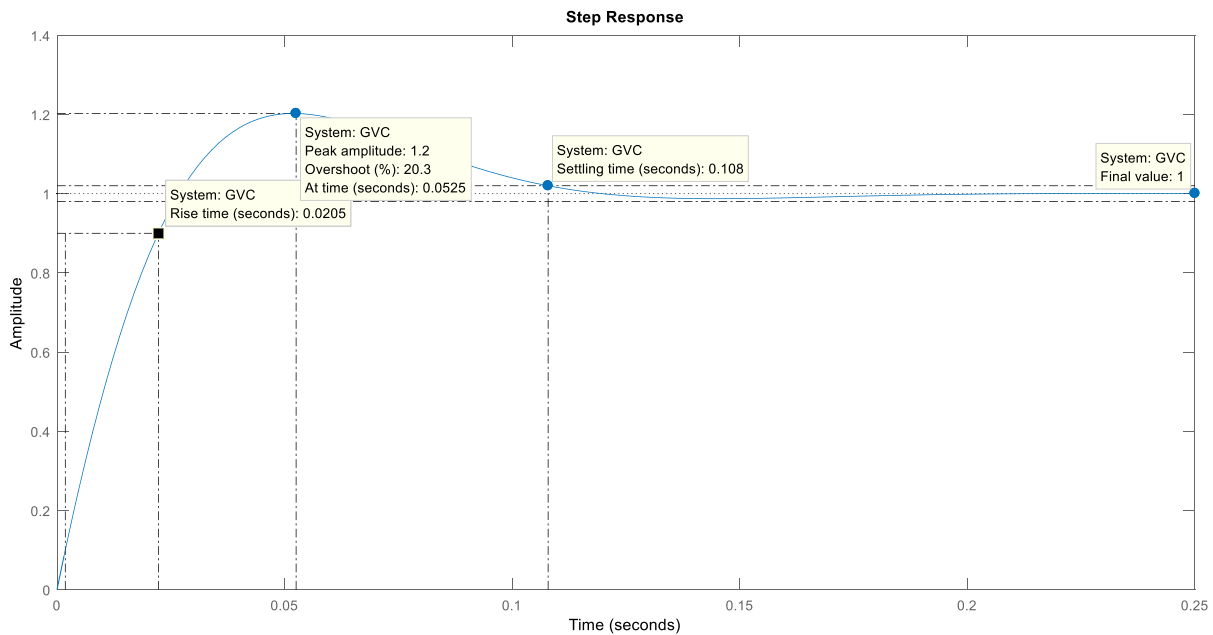


Fig. 33 Respuesta al escalón de la función de transferencia de voltaje en lazo cerrado. Autor

Se realiza la sintonización debido al sobreimpulso de un 20%.

Haciendo uso del **pidtool**(GV) para la sintonización se obtiene lo observado en la figura

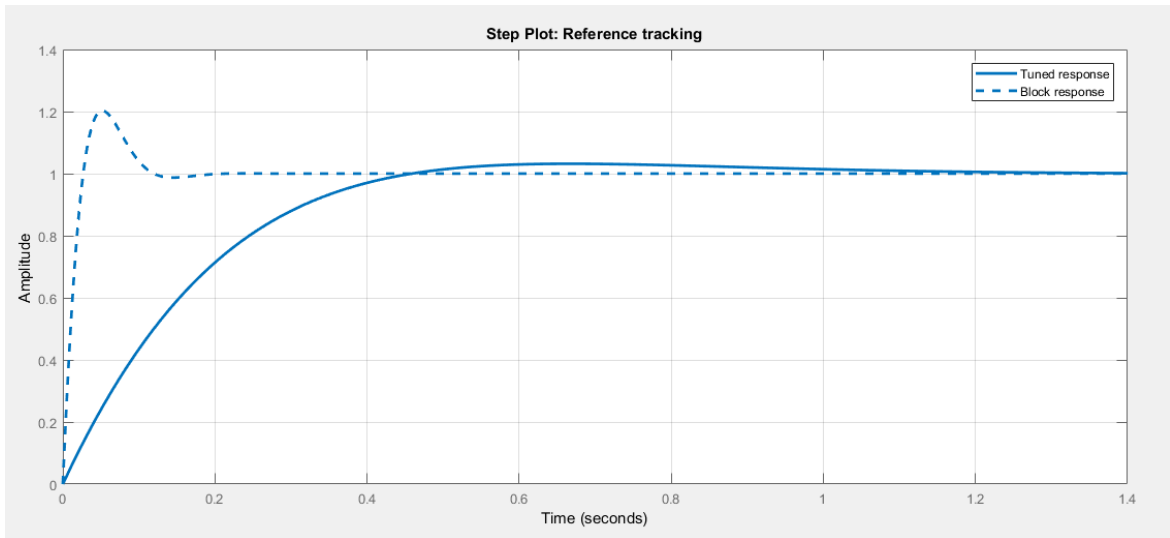


Fig. 34 Sintonización del sistema de control de voltaje. Autor

La figura 35 muestra las características obtenidas con la sintonización del sistema de voltaje en lazo cerrado.

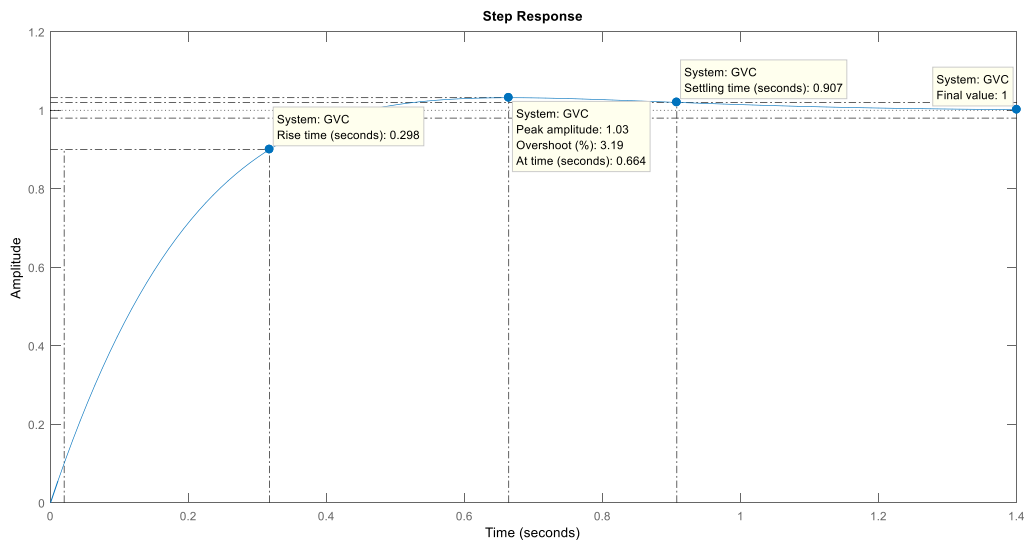


Fig. 35 Sistema de control de voltaje en lazo cerrado sintonizado. Autor

En la figura 36 se presentan los nuevos valores de controlador de PI con un tiempo de establecimiento menor a 1 segundo.

Controller Parameters		
	Tuned	Block
P	0.046562	0.046562
I	0.22636	0.22636
D	n/a	n/a
N	n/a	n/a
Performance and Robustness		
	Tuned	Block
Rise time	0.298 seconds	0.298 seconds
Settling time	0.907 seconds	0.907 seconds
Overshoot	3.19 %	3.19 %
Peak	1.03	1.03
Gain margin	Inf dB @ NaN rad/s	Inf dB @ NaN rad/s
Phase margin	80 deg @ 5.94 rad/s	80 deg @ 5.94 rad/s
Closed-loop stability	Stable	Stable

Fig. 36 Valores del controlador PI para el sistema de voltaje. Autor

La ecuación de transferencia para el control de voltaje es:

$$G_{Vc} = \frac{5.268 s + 25.61}{s^2 + 8.601 s + 25.61}$$

Fig. 37 Función de transferencia en lazo cerrado sintonizado. Autor

Las constantes mencionadas anteriormente se encargan de alcanzar el desempeño de tiempo esperado del sistema de voltaje en lazo cerrado.[7] Por tanto, la función de transferencia en lazo cerrado para el sistema de control de voltaje completo será:

$$G_{v_{LC}}(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{v_{c_{ref}}(s)} = \frac{C_v(s)G_{i_{LC}}(s)G_v(s)}{1 + C_v(s)G_{i_{LC}}(s)G_v(s)F_v(s)}$$

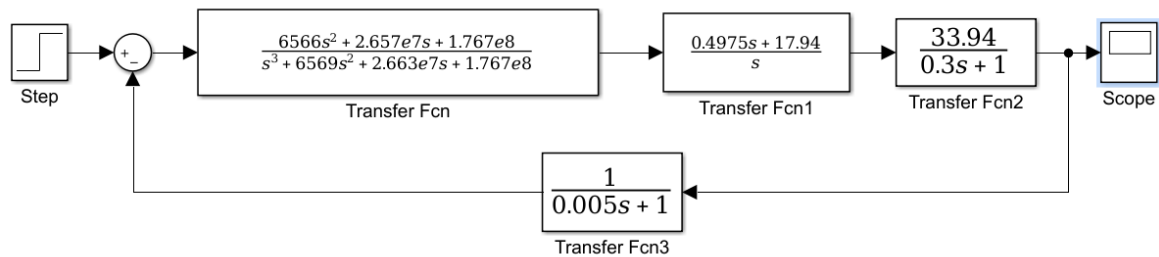


Fig. 38 Lazos de corriente y voltaje en cascada con filtro pasa baja. Autor



La ecuación de transferencia en lazo cerrado del control en cascada para el rectificador elevador PFC sin puente está dada por la ecuación presentada en la figura 38 y se obtiene utilizando los comandos de Matlab [num, den]=linmod('GVLC'):

$$GVLC = \frac{3.696e05 s^4 + 1.583e09 s^3 + 3.656e11 s^2 + 1.313e13 s + 7.173e13}{s^6 + 6772 s^5 + 2.797e07 s^4 + 5.67e09 s^3 + 3.554e11 s^2 + 1.289e13 s + 7.173e13}$$

Fig. 39 Función de transferencia del rectificador elevador PFC sin puente

$$Gv_{LC} = \frac{3.696 \times 10^5 s^4 + 1.583 \times 10^9 s^3 + 3.656 \times 10^{11} s^2 + 1.313 \times 10^{13} s + 7.173 \times 10^{13}}{s^6 + 6772 s^5 + 2.797 \times 10^7 s^4 + 5.67 \times 10^9 s^3 + 3.554 \times 10^{11} s^2 + 1.289 \times 10^{13} s + 7.173 \times 10^{13}}$$

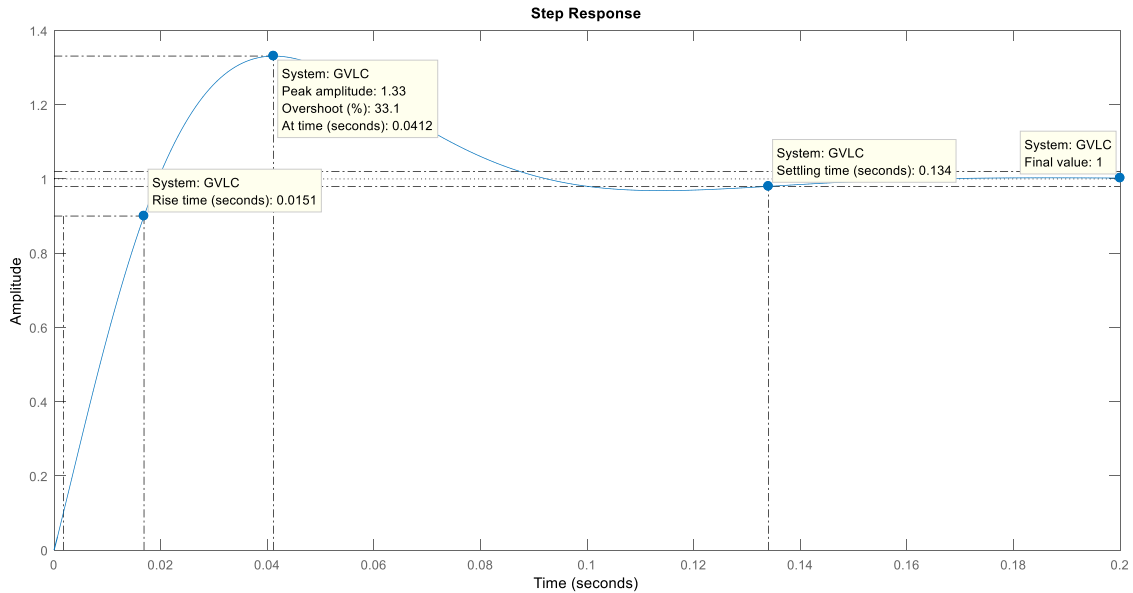


Fig. 40 Respuesta a una entrada paso del rectificador elevador PFC sin puente. Autor

Debido a que se tiene un sobre-impulso del 33% se realiza la sintonización del controlador en la figura 41 con pidtool(GVLC).

Y los nuevos valores para el control de voltaje son los siguientes:

Controller Parameters	
	Tuned
Kp	0.65558
Ki	61.6714
Kd	n/a
Tf	n/a

Performance and Robustness	
	Tuned
Rise time	0.0205 seconds
Settling time	0.107 seconds
Overshoot	2.24 %
Peak	1.02
Gain margin	Inf dB @ Inf rad/s
Phase margin	63 deg @ 83.5 rad/s
Closed-loop stability	Stable

Fig. 41 Valores de constantes de PI del rectificador elevador sin puente sintonizado.

Autor

Finalmente se presenta la respuesta a una entrada de escalón unitario del sistema en cascada del rectificador PFC sin puente en lazo cerrado en la figura 42.

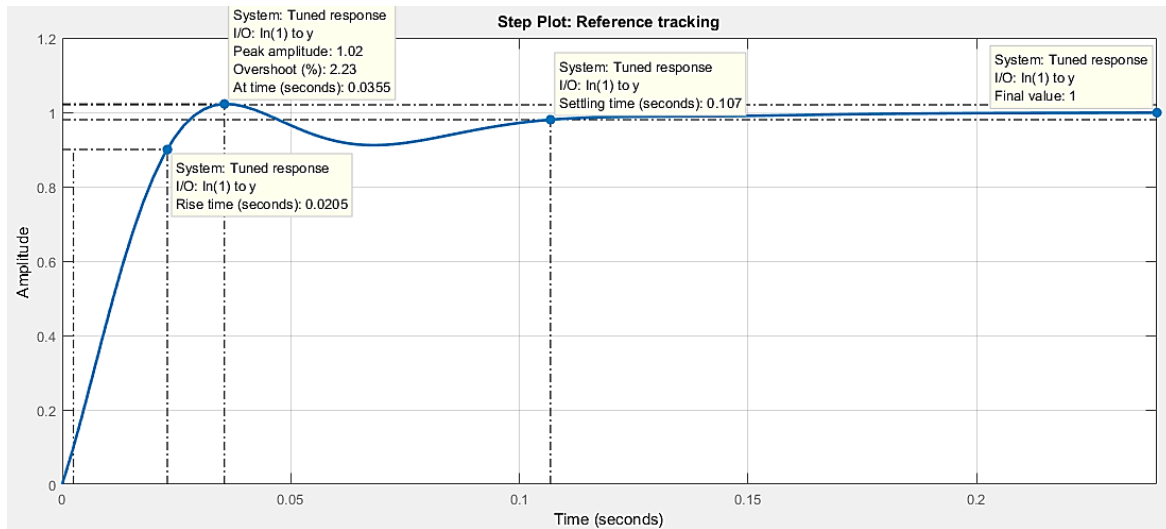


Fig. 42 Respuesta a un escalón unitario del sistema de control de rectificador con PFC sin puente. Autor

### 4.3 Cálculo de las ecuaciones para los elementos reactivos del rectificador elevador PFC sin puente

Los inductores  $L_1$  y  $L_2$  se utilizan como inductores elevadores y filtros que minimizan el rizado de la corriente, considerando que el capacitor se utiliza para minimizar el efecto de rizado en el voltaje. Los valores de los inductores y el capacitor se pueden encontrar utilizando las ecuaciones que modelan el comportamiento dinámico del convertidor en los modos 1 y 3. [7] Los valores de  $L_1$  y  $L_2$  son calculados con (1) y con las siguientes suposiciones:

- Corriente de la fuente  $i_s$  es lineal con respecto al tiempo, es decir  $dt \triangleq \Delta t$  y  $di \triangleq \Delta i_s$ .
- El rectificador elevador PFC sin puente opera en Modo de Conducción Común (CCM).
- La frecuencia de conmutación es mucho mayor que la frecuencia de entrada de la fuente, es decir 60 Hz.
- Los cambios en  $v_s$  son muy pequeños en  $T_{on}$ , es decir que  $v_s \triangleq \bar{V}_s$  en  $T_{on}$ . [7]

Además los valores de  $L_1$  y  $L_2$  deben ser diseñados para trabajar en las condiciones más extremas y deben tener el mismo valor. Por tanto la ecuación (1) se modifica con base en las suposiciones anteriores y como resultado se obtiene:

$$L = \frac{\bar{V}_s \Delta t}{\Delta i_s} = \frac{\bar{V}_s T_{on}}{\Delta i_s} = \frac{\bar{V}_s D T_{sw}}{\Delta i_s} \quad (31)$$

Donde  $D$  se obtiene de (26) y se muestra en (27)

$$D = 1 - \frac{\bar{V}_s}{\bar{V}_L} \quad (32)$$

El valor de  $L$  en condiciones extremas se puede calcular basados en 26 y 27:

$$L = \frac{\bar{V}_s (1 - \frac{\bar{V}_s}{\bar{V}_L}) T_{sw}}{\Delta i_s}$$

$$L = \frac{\bar{V}_s (1 - \frac{\bar{V}_s}{\bar{V}_L})}{\Delta i_s f_{sw}} ; L = \frac{\bar{V}_s \bar{V}_L - \bar{V}_s^2}{\bar{V}_L \Delta i_s f_{sw}} ; L = \frac{\bar{V}_s (\bar{V}_L - \bar{V}_s)}{\Delta i_s f_{sw} \bar{V}_L}$$

Por tanto para condiciones extremas  $L$  es:

$$L \geq \frac{v_s(\min)(v_{L(\max)} - v_s(\min))}{\Delta i_{s(\max)} f_{sw} v_{L(\max)}} \quad (33)$$

Para el diseño del rectificador PFC monofásico sin puente:

$$L \geq \frac{\frac{152.7V}{\sqrt{2}}(350V - \frac{152.7V}{\sqrt{2}})}{(0.5A)(40000Hz)(350V)}$$

$$L \geq 3.733 \text{ mH}$$

A partir de este valor, se eligen las inductancias de **3.75 mH** para  $L_1$  y  $L_2$ .

El valor máximo de la corriente en  $L_1$  y  $L_2$  ( $I_{s(\max)}$ ) se presenta cuando la potencia de salida ( $P_{out}$ ) es máxima y el voltaje de entrada  $V_{in}$  mínimo. [7] La corriente máxima determina el calibre del conductor de los inductores, se calcula de la siguiente forma:

$$I_{s(\max)} = \frac{\sqrt{2}P_{out(\max)}}{\eta V_{in(\min)}} \quad (34)$$

$$I_{s(\max)} = \frac{\sqrt{2}(900W)}{0.95(152.7V)}$$

$$I_{s(\max)} = 8.77A$$

Donde  $\eta$  es la eficiencia del rectificador PFC sin puente.

El condensador se debe diseñar para que trabaje en las condiciones más extremas, el valor del condensador se calcula al reemplazar la corriente y voltaje en (2):

$$C \geq \frac{i_{L(\max)} \Delta t}{\Delta v_{L(\max)}} = \frac{I_{L(\max)}}{2f_{line} \Delta v_{L(\max)}} \quad (35)$$

Para el valor de la corriente en la carga, se tomarán los valores de potencia en la carga y el valor de voltaje en directa de trabajo.

$$I_{L(\max)} = \frac{P_{out}}{V_{c(nominal)}} \quad (36)$$

$$I_{L(\max)} = \frac{900W}{250V} = 3.6 \text{ A}$$

$$C \geq \frac{3.6 \text{ A}}{2(60Hz)(10V)}$$

$$C \geq 3 \text{ mF}$$

Donde  $V_c$  es lineal con respecto al tiempo, es decir  $dt \triangleq \Delta t$  y  $dv_c \triangleq \Delta v_c$ .

De acuerdo a los resultados, se elige un capacitor de **3 mF**.

La señal PWM se genera al hacer la comparación entre el ciclo de trabajo  $d$  y la señal triangular, esta señal triangular tiene un valor de amplitud unitaria a una frecuencia de conmutación. [7] La función de transferencia del bloque modulador está representada por:

$$PWM(s) = \frac{1}{V_{triang}} = 1 \quad (37)$$

Donde  $V_{triang}$  es la amplitud de la señal triangular.

La tabla 3 y la Tabla 4 muestran las especificaciones funcionales y los valores de los componentes del rectificador elevador PFC sin puente.

**Tabla 2.** Especificaciones funcionales del rectificador elevador PFC sin puente.

Símbolo	Parámetro	Valor
$V_{in(min)}$	Voltaje mínimo de entrada	152.7 V
$V_{in(max)}$	Voltaje máximo de entrada	186.7 V
$f_L$	Frecuencia de línea	60 Hz
$V_c$	Voltaje regulado en la salida	250 V
$V_{c(max)}$	Voltaje máximo regulado en la salida	350 V
$P_{out(max)}$	Potencia máxima de salida	900 W
$f_{sw}$	Frecuencia de conmutación	40 kHz
$\Delta V_{c(max)}$	Rizado del voltaje de salida	10 V
$\Delta i_s(max)$	Rizado de la corriente de entrada	0.5 A

**Tabla 3.** Valores de los componentes del rectificador elevador PFC sin puente.

Símbolo	Parámetro	Valor
$L_1 - L_2$	Inductores	3.75 mH
$C$	Capacitor	3 mF
$D_3 - D_4$	Diodos rectificadores	KBPC1510, 10A, 1000V
$Q_1 - Q_2$	transistores de potencia	IGBT IRG4PC50UD
$D_1 - D_2$	Diodos de rápida conmutación	QH12T Z600, 600V, 12A

## 5. Simulación del control en la corrección del factor de potencia (PFC) y variables de calidad de la energía

Para la simulación del rectificador elevador PFC sin puente, se utiliza el siguiente esquema en el que se evaluará su respuesta ante cambios en la entrada de voltaje.

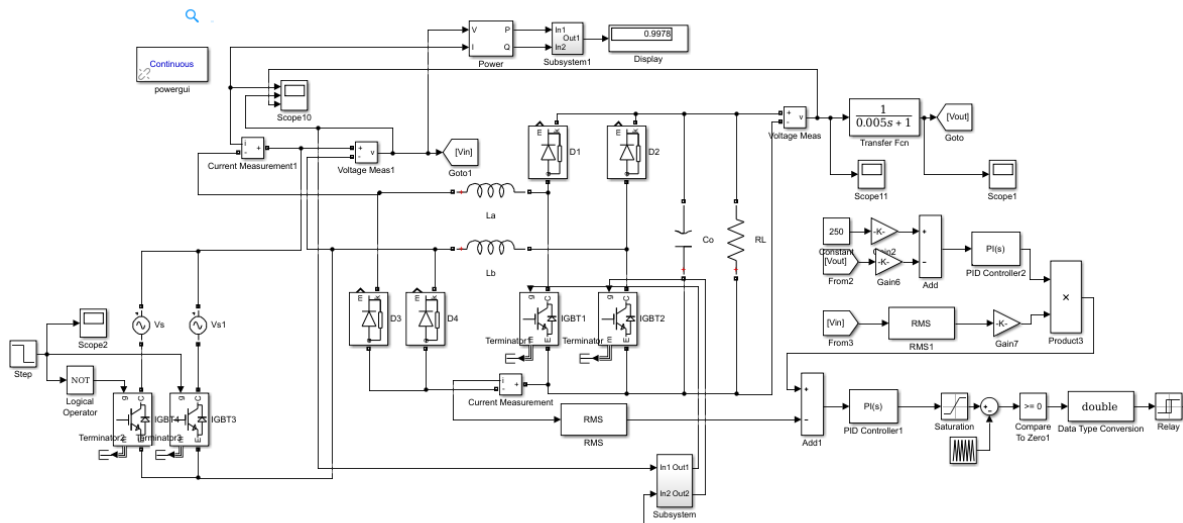


Fig 41. Esquema completo del rectificador elevador PFC sin puente

Los valores de factor de potencia son cercanos a la unidad al realizar la simulación, el filtro pasa baja se encarga de evitar el ruido ocasionado para frecuencias superiores a 200 Hz generados por la conmutación del control.

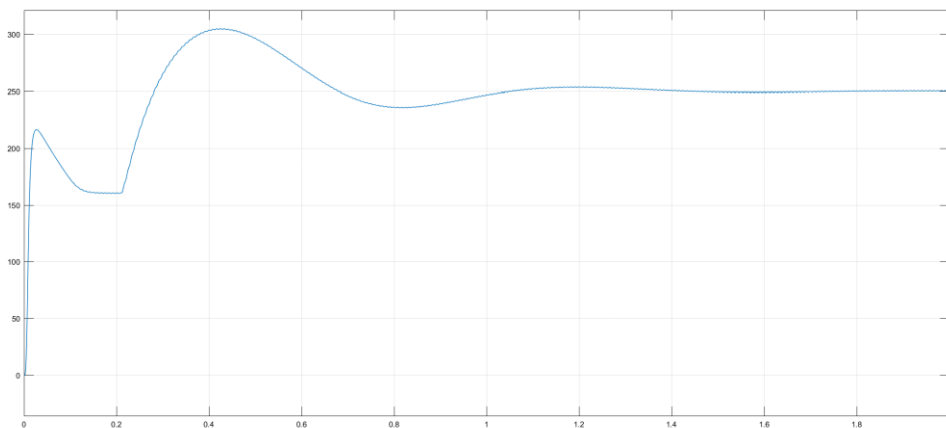


Fig 42. Comportamiento del voltaje a la salida del convertidor

El controlador de voltaje a la salida del rectificador logra un tiempo de un segundo para el establecimiento de voltaje, al realizar un cambio de voltaje de 120V a 150V. El voltaje a la salida deseado es de 250 V.

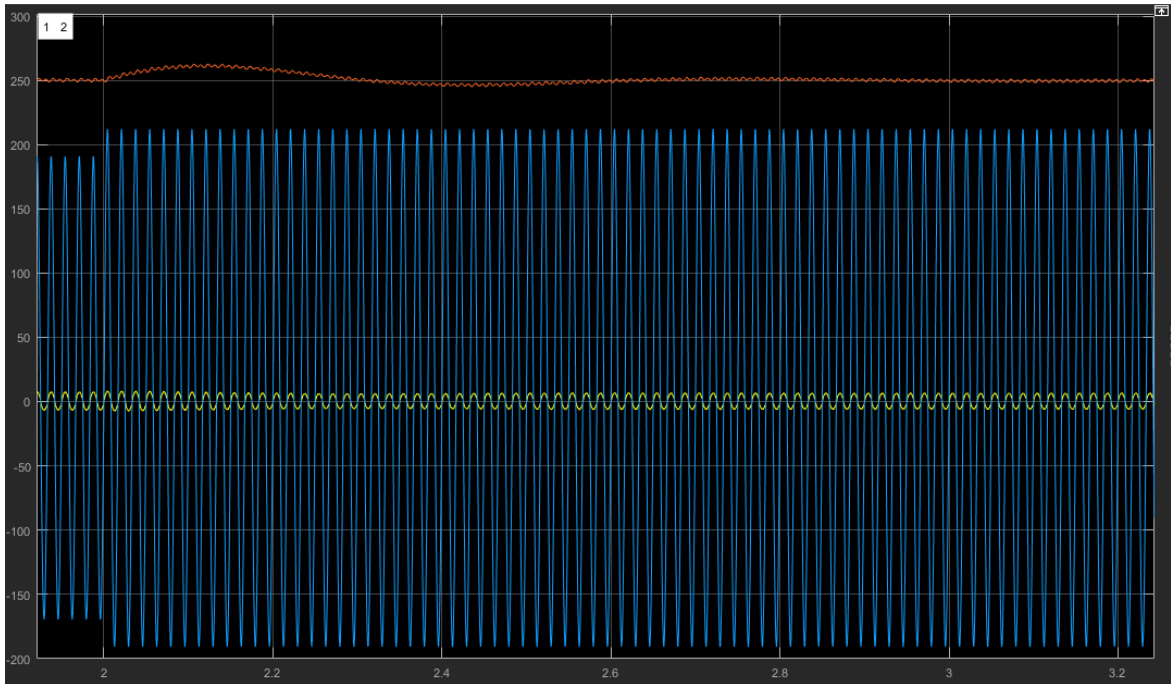


Fig. 43 Voltaje de entrada, corriente a la entrada y voltaje de salida para el rectificador para un cambio de voltaje de 120V a 150V. Autor

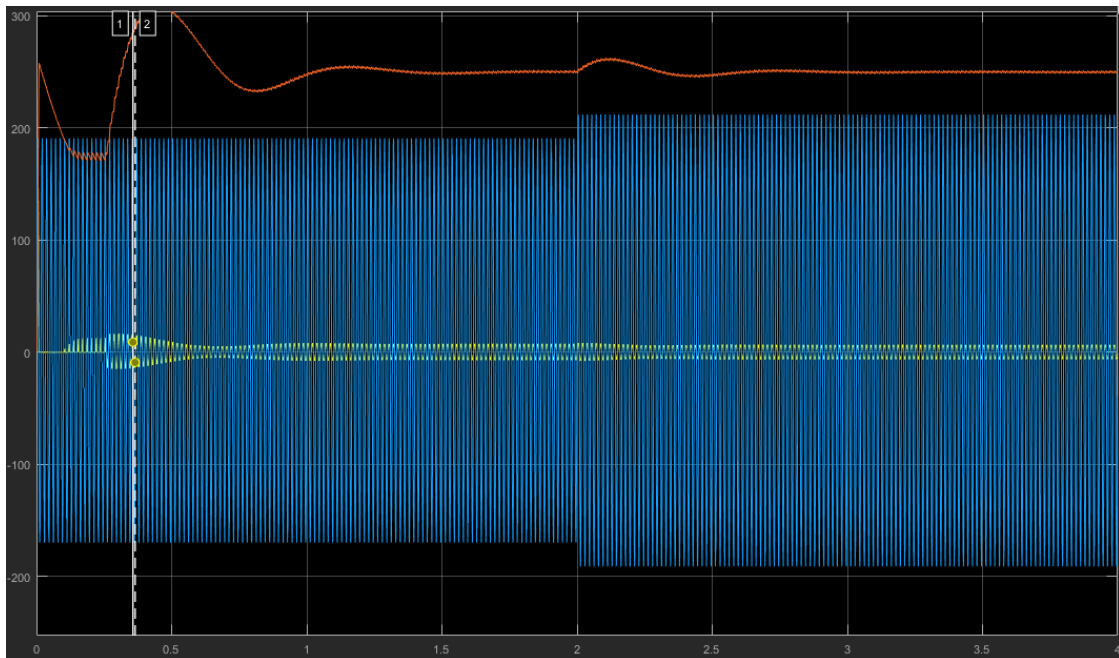


Fig. 44 Voltaje de entrada, corriente a la entrada y voltaje de salida para el rectificador para un cambio de voltaje de 120V a 150V. Autor

La figura 44 y figura 45 muestran la acción de control tanto de corriente como de voltaje para un cambio forma de onda de corriente a los 0.27 segundos.

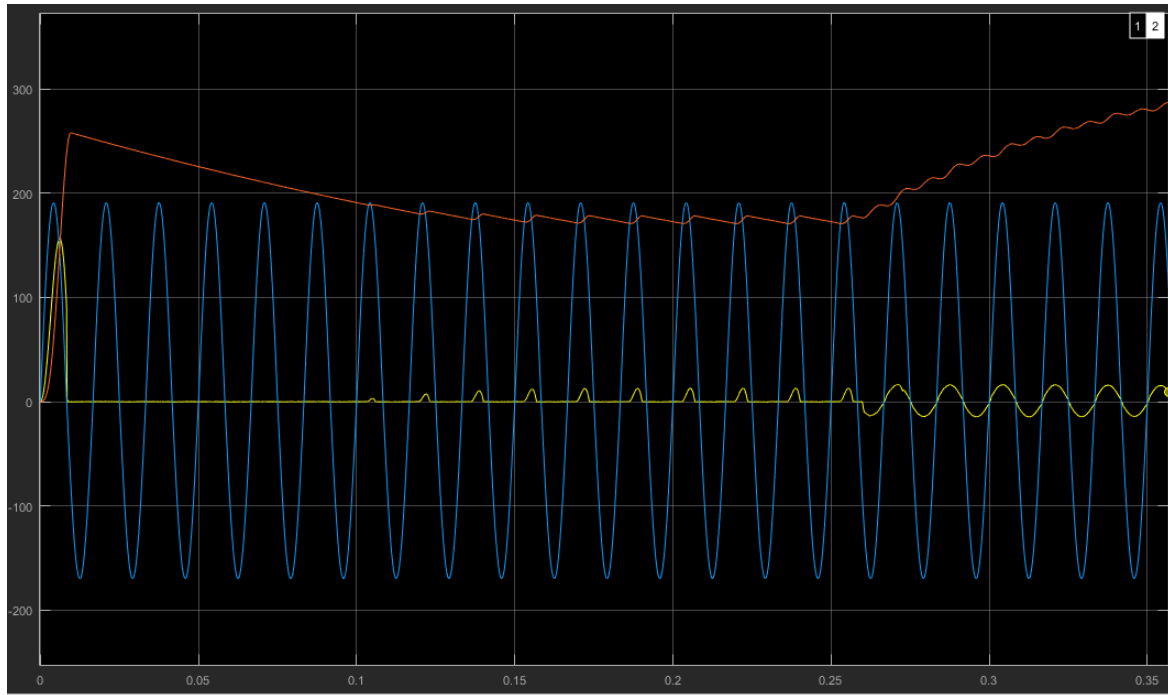


Fig. 45 Detalle del cambio de la forma de onda de corriente. Autor

Se presenta como inicialmente se tienen consumos de corriente que modifican la forma de onda a la entrada, pasados los 0.25 segundos la acción de control de corriente ocurre y la forma de onda vuelve a tomar la forma sinusoidal.

La distorsión armónica inicial es de 92.3% sin la acción de control, una vez empieza el funcionamiento del control la distorsión armónica total es de 7.55% el cual es considerablemente menor al sistema sin control, adicionalmente se debe considerar que el trabajo no se centró en la reducción del THD.



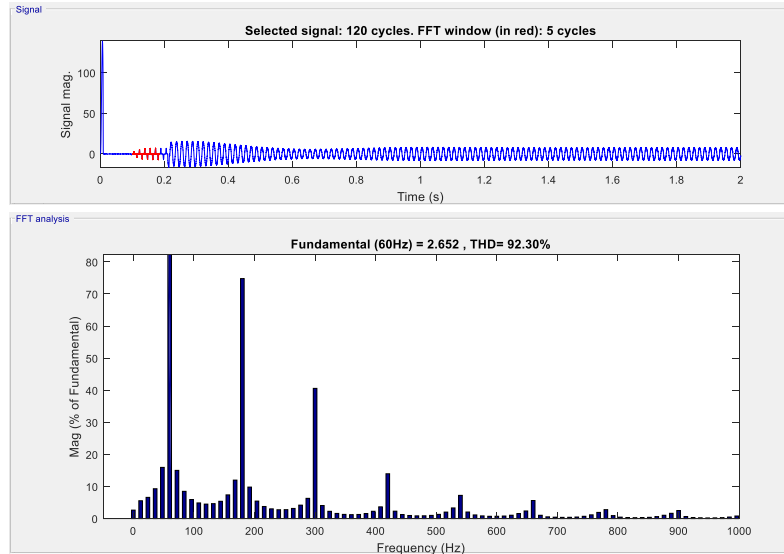


Fig. 46 Distorsión armónica total para el rectificador PFC sin puente sin la acción de control. Autor

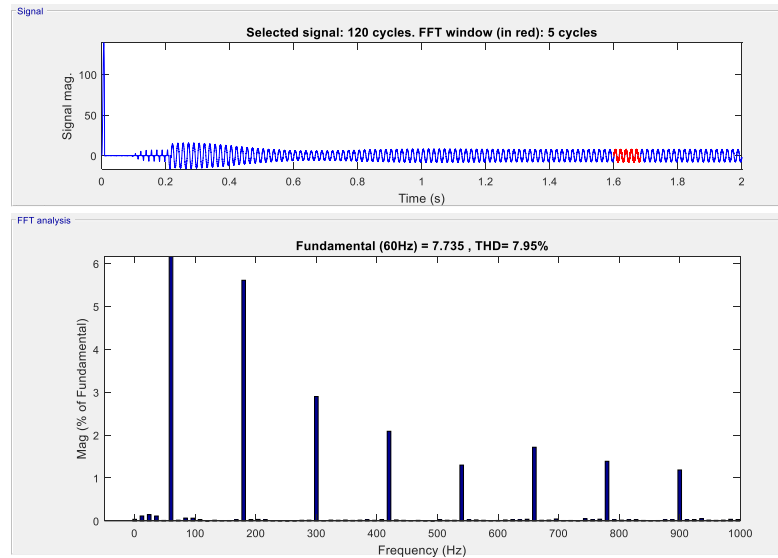


Fig. 47 Distorsión armónica total para el rectificador PFC sin puente con la acción de control. Autor

## 6. Conclusiones

### 6.1 Conclusiones

En el capítulo uno se evaluó las diferentes topologías, sus ventajas y desventajas, se escoge la tipología de rectificador elevador PFC sin puente debido a su simplicidad en el circuito, disminución en las pérdidas por conducción, corrección de factor de potencia y la posibilidad de controlarlos a través de controladores PI.

En la estrategia de modulación se mostró un diseño de control en cascada para corriente y voltaje, la estructura de cada uno de los controles internos y externos, filtro pasa baja y la modulación de la señal PWM que permitió el control que depende del valor del ciclo de trabajo, el seguimiento de la corriente de entrada y la salida de voltaje, variables que permitieron corregir la forma de onda de corriente y voltaje y el desfase entre ambas.

Para diseñar el rectificador fue necesario encontrar el modelo matemático que lo representa, exitosamente se consiguieron cada una de las funciones de transferencias de los sistemas de corriente y voltaje. Los valores de los elementos que componen el rectificador fueron elegidos bajo el criterio del cumplimiento de las ecuaciones en el cual se incluyeron los cambios pequeños alrededor de un punto de operación, además de los parámetros requeridos para el rectificador.

Se consiguió obtener los controladores del lazo rápido de corriente teniendo en cuenta las ecuaciones anteriormente mencionadas y los valores de los elementos del rectificador, a través del uso de los diagramas de Bode y el lugar de las raíces para su sintonización. También se obtuvieron a partir de la función de transferencia de voltaje el controlador PI y con este obtener la función de transferencia que junto con el filtro pasa baja, el lazo cerrado de corriente se obtiene la representación del sistema completo del rectificador elevador PFC sin puente.

Finalmente se obtiene la simulación en la cual se logró el objetivo de obtener un factor de potencia unitario, un THD > 10% y las diferentes respuestas del controlador frente a cambios en la fuente de voltaje.

## Bibliografía

- [1] Basu y Supratim, «PFC Strategies in light of EN 61000-3-2,» *Bose Research Pvt.Ltd*, Vols. %1 de %2Bangalore, India. Paper identification number A123656,, pp. 1-9, 2004.
- [2] L. Huber, Y. Jang y M. M. Jovanovic, «Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers,» *IEEE*, vol. 23, nº 3, pp. 1381-1390, 2008.
- [3] M. Gopinath, Prabakaran y S. Ramareddy, «A Brief analysis on Bridgeless boost PFC Converter,» de *Second International Conference on Sustainable Energy and Intelligent System*, Maduravoyal, Chennai, Tamil Nadu, India, 2011.
- [4] S. Chellpan, «A comparative analysis of topologies for a bridgeless-boost PFC circuit,» *Texas instruments Analog Design Journal*, nº ADJ3Q2018, 2018.
- [5] S. C. Rajappan y N. John, «An Efficient Bridgeless Power Factor Correction Boost Converter,» *Sri Shakthi Institute of Engineering and Technology, Coimbatore, India*, pp. 55-59, 2012.
- [6] D. Jaiswal, M. K. Singh y D. A. Tiwari, «Analysis of Bridgeless PFC Boost Converter,» *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, vol. 1, pp. 1-6, 2012.
- [7] G. E. Mejía Ruiz, N. Muñoz Galeano y J. M. López Lezama, «Modeling and development of a bridgeless PFC,» *Revista Facultad de Ingeniería, Universidad de Antioquia*, nº 82, pp. 9-21, 2017.
- [8] Q. Wang, *Design of Extreme Efficiency Active Rectifiers for More-electric Aircrafts*, Blacksburg, VA: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2015.
- [9] A. Karaarslan y I. Iskender, «Analysis and comparison of current control methods on bridgeless converter to improve power quality,» *Power Energy System*, vol. 51, pp. 1-13, 2013.
- [10] C. D. Townsend, «Optimization of Switching Losses and Capacitor Voltage Ripple Using Model Predictive Control of a Cascaded H-Bridge Multilevel StatCom,» *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 28, nº 7, pp. 3077-3087, 2013.
- [11] K. P. Louganski y J. Lai, «Current Phase Lead Compensation in Single-Phase PFC Boost Converters With a Reduced Switching Frequency to Line Frequency Ratio,» *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 22, nº 1, pp. 113-119, 2007.