

*Control Fuzzy embebido para un convertidor
Buck-Boost de 400v-400w*



U.P.N

*Control Fuzzy embebido para un convertidor
Buck-Boost de 400v-400w*

Presentado por:

Jonnathan Iván Reyes Suarez

Universidad Pedagógica Nacional (U.P.N)

Departamento de Ciencia y Tecnología

Facultad de Electrónica,

Ciudad, Bogotá

Colombia

Año 2014

*Control Fuzzy embebido para un convertidor
Buck-Boost de 400v-400w*

JONNATHAN IVÁN REYES SUAREZ

*Tesis presentada como requisito para optar al título de:
Licenciado en Electrónica*

Director

Título (Magister en Tecnologías de la información.) ALBERTO MORALES

Línea de Investigación:

Electrónica de potencia y control FUZZY

Universidad Pedagógica Nacional (U.P.N)

Departamento de Ciencia y Tecnología

Facultad de Electrónica,

Ciudad, Bogotá

Colombia

Año 2014

DEDICATORIA

El presente trabajo de grado está dedicado a mi padre. A mi madre DORA NELLY SUAREZ NIÑO y a mi padre MIGUEL ANGEL REYES RONCANCIO, los cuales solo esperan que de lo mejor de mí en cada etapa de mi vida y cuya guía ha sido mi camino a transitar

RESUMEN ANALÍTICO EN EDUCACIÓN - RAE

1. Información General	
Tipo de documento	Trabajo de grado
Acceso al documento	Universidad Pedagógica Nacional. Biblioteca Central
Título del documento	Control Fuzzy Embebido para un convertidor Buck-Boost de 400v-400w
Autor(es)	Reyes Suarez, Jonnathan Iván
Director	Morales, Alberto
Publicación	Bogotá. Universidad Pedagógica Nacional,2014.106 P.
Unidad Patrocinante	Universidad Pedagógica Nacional.
Palabras Claves	Convertidor DC-DC, Convertidor Buck-Boost, Control Fuzzy, Driver de lado alto, Driver de lado bajo, Red bootstrap, Modo de corriente continuo (MCC), Modo de corriente Discontinuo (MCD), Modulación en ancho de pulso (PWM), Inductor Toroidal.

2. Descripción
<p>Trabajo de grado que propone el estudio del funcionamiento del convertidor Buck-Boost inversor y no inversor y su comportamiento en modo de corriente continua, realizando el análisis matemático del mismo, y diseñando un convertidor Buck-Boost real de 400v-400w a partir de su comportamiento ideal de esta manera se procede a realizar la simulación de los K considerando las protecciones respectivas de la fuente y el convertidor, luego se realiza el diseño de los dos tipos de convertidores Buck-Boost(Inversor y No inversor) tanto en PSIM como en MATLAB-SIMULINK controlador FUZZY y se procede al montaje de los convertidores tanto en Protoboard como en PCB , evidenciando las formas de onda de sus componentes y del voltaje en la carga proponiendo como trabajo futuro el diseño de un inversor en puente H DC/AC.</p>

3. Fuentes

- Rashid M., "Electrónica de Potencia", Prentice Hall, 1995.
- Guía de Diseño y Análisis de Convertidores Conmutados de Alta Frecuencia" (Universidad de Costa Rica, Facultad de Ingeniería, 2008)
- Mohan N., Undeland, Robbins. "Power Electronics", John Wiley & Sons, 1995.
- Edgar Manuel Robayo Espinel, Control difuso Fundamentos y aplicación universidad del Norte,1997 (Ediciones Uninorte) Colombia.
- Mourad Ousslaah, Hung T. Nguyen, Vladik Kreinovich. "A new derivation of centroide defuzzification"
- Mohan N., "Power Electronics: computer simulation, analysis and education using PSpice
- Erikson R., "Fundamentals of Power Electronics", Chapman & Hall, 1997.

4. Contenidos

Teniendo como objetivo principal diseñar e implementar un convertidor de potencia de tipo Buck-Boost de 400w a 400v con un sistema de control Fuzzy embebido para una carga resistiva o inductiva el contenido del documento se realiza en 6 capítulos principales. El **capítulo I** hace mención a la formulación y definición del problema, el **capítulo II** está constituido por el marco teórico con base a lo que supone estudiar, analizar y diseñar un convertidor de potencia de topología Buck-Boost, el **capítulo III** identifica el plan de desarrollo de la tesis de grado estableciendo el objetivo general, los objetivos específicos y los alcances y limitaciones del proyecto respectivamente, el **capítulo IV** hace referencia a la fase de inicio del proyecto este capítulo está orientado al estudio y selección de la topología Buck-Boost teniendo en cuenta el análisis del convertidor Buck-Boost en modo continuo, en **el capítulo V** se desarrolla la fase de diseño del proyecto durante esta fase se hace un énfasis en el diseño del convertidor Buck-Boost y del lazo de control difuso, el **capítulo VI** hace evidencia del proceso de implementación del sistema embebido correspondiente y se propone como trabajo futuro un inversor en puente H DC/AC utilizando el convertidor Buck-Boost no inversor como circuito corrector de factor de potencia.

5. Metodología

Los pasos y técnicas metodológicas empleadas en la tesis presentada se desarrollan con base a la metodología R.U.P. (Proceso de Desarrollo Unificado), esta metodología presenta 3 fases principales: (fase de inicio, fase de diseño, fase de implementación) en la **fase de inicio** se estudió y analizó la topología Buck-Boost inversora y no inversora, en la **fase de diseño** se tienen en cuenta los requerimientos mínimos y máximos que debe tener cada elemento del convertidor, el diseño teórico del choque del convertidor el tipo de transistor a utilizar y la frecuencia del PWM adecuada. También se realiza la caracterización de la planta, selección del tipo de controlador y el cálculo de los parámetros óptimos del controlador, durante la **fase de implementación** En esta fase se implementa el sistema embebido correspondiente y se realizará la verificación respectiva frente al cumplimiento del sistema embebido con los requerimientos deseados

6. Conclusiones

- Los niveles de rizo en el convertidor Buck-Boost para carga resistiva se encuentran en el orden del 4% y para carga inductiva del 6% esto gracias a que se está trabajando en una frecuencia de conmutación de 100Khz y los filtros capacitivos tanto de entrada como de salida son de elevada capacitancia.
- El nivel de eficiencia de potencia del convertidor se encuentra cercano al 80% puesto que al aumentar la frecuencia de trabajo se presentan mayores pérdidas en los dispositivos de conmutación.
- El diseño del choke además de requerir que el núcleo que garantice la potencia necesaria a la frecuencia de trabajo utilizada debe diseñarse con una inductancia mínima para trabajar en modo de corriente continua de tal manera que el voltaje de salida sea independiente de la carga y varíe únicamente con respecto al ciclo útil, Además se debe considerar la resistencia del inductor el cual depende del diámetro y la longitud del alambre ya que a mayores voltajes esta resistencia puede significar caídas de tensión en el voltaje de salida deseado.
- El disparo de los transistores IGBT debe ser adecuado evidenciando que en el modo Buck se encuentre presente un driver de lado alto que utilice ya sea una red Bootstrap, una fuente aislada, un transformador de pulsos o cualquier circuito que logre generar un voltaje flotante como referencia al emisor del transistor para su respectiva conmutación, además de ayudar a cargar y descargar con mayor eficiencia las capacitancias presentes en la compuerta del transistor.
- Aplicando las mismas estrategias de disparo de los transistores y con un transformador toroidal trabajando a 100khz se puede generar un inversor de voltaje DC/AC adecuado.

Elaborado por:	JONNATHAN IVAN REYES SUAREZ
Revisado por:	ALBERTO MORALES

Fecha de elaboración del Resumen:	27	11	2014
--	----	----	------

TABLA DE CONTENIDO

- 1. TITULO DE LA TESIS**
- 2. PORTADA**
- 3. DEDICATORIA**
- 4. TABLA DE CONTENIDO**
- 5. INTRODUCCION**
- 6. JUSTIFICACION**
- 7. CAPITULO I FORMULACION Y DEFINICION DEL PROBLEMA**
- 8. CAPITULO II MARCO TEORICO**
- 9. CAPITULO III PLAN DE DESARROLLO**
- 10. CAPITULO V FASE DE INICIO**
- 11. CAPITULO VI FASE DE DISEÑO**
- 12. CAPITULO VII FASE DE IMPLEMENTACION**
- 13. CONCLUSION**
- 14. BIBLIOGRAFÍA**
- 15. ANEXOS**
- 16. INDICE**

INTRODUCCIÓN

Los dispositivos electrónicos de uso cotidiano ya sean un teléfono móvil, una cámara digital, un reproductor de música, o una computadora portátil utilizan una batería para su respectiva alimentación, sin embargo al ser dispositivos con múltiples requerimientos de hardware requieren no solo del voltaje fijo de la batería sino de múltiples voltaje mayores o menores que el de la batería de alimentación, es allí donde los convertidores de corriente continua encuentran su lugar en nuestro día a día , pero no solo en aplicaciones de uso cotidiano los convertidores DC-DC hacen presencia sino también en aplicaciones de tipo industriales como en el control de motores de tracción de automóviles eléctricos, tranvías eléctricos, grúas marinas, montacargas, y elevadores de minas etc,

Debido al inmenso campo de acción de este tipo de convertidores este trabajo de grado se propone el análisis e implementación de un convertidor Buck-Boost de potencia media con una única carga se busca estudiar tanto el convertidor Buck-Boost inversor como el no inversor e implementar un controlador FUZZY para uno de los dos convertidores, en este proceso se tiene en cuenta el comportamiento del convertidor en condiciones de arranque, de funcionamiento nominal y de funcionamiento con máximo consumo de energía.

De los tres comportamientos mencionados es fundamental el comportamiento de arranque debido a que gran cantidad de dispositivos, toman una elevada corriente de arranque durante un corto período de tiempo esto debido por ejemplo a que un condensador no está cargado y actúa temporalmente como un corto circuito, de igual manera cuando se arranca el convertidor si el diseño del choke (Inductor) no es el correcto éste se saturará con mucha facilidad causando un corto, este tipo de fenómenos se hacen más notorios entre más grande sea el voltaje de entrada del convertidor por tal motivo para esta tesis uno de los

mayores retos es diseñar este inductor puesto que el voltaje de entrada es de 160 voltios y el choke debe estar en capacidad de superar el arranque del convertidor.

El desarrollo de este trabajo de grado es guiado en base a la metodología R.U.P (Proceso de Desarrollo Unificado) en la fase de inicio se estudia el funcionamiento del convertidor Buck-Boost inversor y no inversor entendiéndose que su comportamiento es el mismo mas su diferencia fundamental entre estas dos topologías es la polaridad del voltaje de salida, posteriormente se estudia el comportamiento del convertidor en modo de corriente continua en el cual se busca garantizar que la corriente del inductor nunca llegue a cero en ningún instante del periodo de conmutación, de esta manera el voltaje de salida solo dependerá del ciclo útil de conmutación y se hace independiente de la carga, también se estudia el análisis matemático del convertidor.

Para la fase de diseño este proyecto de grado toma como referencia la “*Guía de Diseño y Análisis de Convertidores Conmutados de Alta Frecuencia*” (Universidad de Costa Rica, Facultad de Ingeniería, 2008) estudiando el diseño del convertidor Buck-Boost ideal en modo de corriente continua y realizando el diseño del convertidor Buck-Boost real de 400v-400w, posteriormente se procede a realizar la simulación de los dos tipos de convertidores Buck-Boost(Inversor y No inversor) tanto en PSIM como en MATLAB-SIMULINK en esta fase también se consideró las protecciones respectivas de la fuente y el convertidor y se empieza el diseño del controlador FUZZY

En la fase de implementación, se realiza el respectivo montaje de los convertidores Buck-Boost inversor y Buck-Boost no inversor tanto en Protoboard como en PCB respectivamente, evidenciando las formas de onda de sus componentes y del voltaje en la carga.

Como trabajos futuros se propone un inversor en puente H DC/AC utilizando el convertidor Buck-Boost no inversor como circuito corrector de factor de potencia en este trabajo de grado se implementó y se evidenció la señal del inversor antes mencionado

JUSTIFICACIÓN

Dentro de la Electrónica de Potencia, uno de los campos que ha experimentado Transformaciones más notables en los últimos 20 ó 25 años ha sido el diseño de sistemas de alimentación cada vez más pequeños y con mayores niveles de eficiencia siendo su implementación en la actualidad muy utilizada en diferentes sistemas electrónicos tanto análogos como digitales, basado en la anterior premisa nace la motivación de realizar este proyecto de fin de carrera puesto que se considera fundamental profundizar en el análisis, diseño, control e implementación de los convertidores DC-DC.

La topología Buck-Boost presenta una eficiencia teórica del 100% es la unión de la topología reductora (Buck) y la topología elevadora (Boost), las cuales son las dos topologías básicas para este tipo de convertidores, es por tal razón que se selecciona la implementación de esta topología en particular viendo en ella una topología muy enriquecedora a nivel conceptual.

Las ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento de este tipo de convertidores de potencia están definidas dependiendo del estado de conmutación de interruptor controlado o transistor, haciendo que el control de este tipo de convertidores se dificulte ya que son sistemas de estructura variable que presentan un comportamiento dinámico, discontinuo y de naturaleza no lineal, en esa medida siendo los lazos de control Fuzzy conocidos por su implementación en plantas de comportamiento no lineal se opta por esta opción con la intención de evidenciar la respuesta del convertidor bajo este tipo de control.

CAPITULO I

FORMULACION Y DEFINICION DEL PROBLEMA

En el convertidor Buck-Boost tanto la señal de entrada como la señal de salida son señales de potencia, la respectiva potencia en la entrada puede ser suministrada o por una fuente de tensión o por una fuente de corriente, en este proyecto de grado la señal de potencia de entrada será el voltaje de la red eléctrica sin transformador esto supone grandes picos transitorios de corriente tanto en el inductor como en la carga, de igual manera la potencia en la salida puede ser entregada como corriente o como tensión por tal motivo se requiere de una señal de control para el procesado de esta potencia en el convertidor, de esta manera el circuito de procesado de potencia y la señal de control de la misma caracterizan el funcionamiento del convertidor.

Cuando se busca simplificar la alimentación de un sistema se debe considerar la utilización de un convertidor DC-DC, porque permite generar las tensiones adecuadas donde se necesitan, esto disminuye la cantidad de líneas de potencia necesarias. Además permite un mejor manejo de la potencia, control de tensiones de entrada, aumento de armónicas y un aumento en la seguridad.

El convertidor DC-DC de tipo Buck-Boost en modo conmutado se caracteriza por su comportamiento no lineal puesto que sus variables de estado dependen de la entrada, que es el ciclo útil del PWM. Es precisamente por esta no linealidad y la complejidad matemática que representa, que un control convencional para este tipo de planta, como el controlador difuso es una buena opción.

Cabe mencionar que en la actualidad el campo de los convertidores DC-DC son altamente utilizados en la industria de gran desarrollo tecnológico debido a sus numerosas ventajas en el área de conversión de potencia, siendo preciso decir también que dentro de la licenciatura en electrónica no se logra abarcar mucho con respecto a este tipo de convertidor de potencia y que el producto desarrollado permitirá a los estudiantes

dimensionar, relacionar e interiorizar elementos claves para las materias de sistemas control y de electrónica potencia.

CAPITULO II

MARCO TEORICO

Un convertidor de energía es un sistema o equipo electrónico que tiene por objetivo la conversión de energía eléctrica entre dos formatos diferentes. Por ejemplo, obtener corriente continua a partir de corriente alterna. El concepto inicial de convertidor puede extenderse para incluir aspectos como: eficiencia, reversibilidad, grado de idealidad, fiabilidad, volumen o tecnología por citar las más importantes¹

Los convertidores de potencia conmutados se han ido imponiendo a los convertidores lineales en innumerables aplicaciones por sus ventajas en cuanto a rendimiento, densidad volumétrica de potencia, potencias que pueden manejar y coste. Dentro de los sistemas de conversión de energía eléctrica se encuentran los convertidores de señal de tensión y corriente llamados convertidores DC-DC, AC-DC, AC-AC y DC-AC. El actual interés en la implementación de este tipo de sistemas se debe a los crecientes desarrollos y mejoras en los dispositivos semiconductores de potencia así como en los dispositivos programables. Estas mejoras se relacionan con la eficiencia, la frecuencia de conmutación, la velocidad de procesamiento y los rangos de potencia que soportan los Dispositivos.

En muchas aplicaciones industriales es necesario el convertir una fuente de corriente directa a una fuente de corriente directa de voltaje variable con la posibilidad de incluir, además, aislamiento Galvánico entre entrada y salida. Un convertidor de CD se puede considerar como el equivalente a un transformador de ca con una relación de vueltas que varía en forma continua. Al igual que un transformador, puede utilizarse como una fuente de cd reductora o elevadora de voltaje.

.Los convertidores conmutados CD-CD trabajan a frecuencias superiores a 20Khz por lo tanto son circuitos de potencia donde los semiconductores, o llaves de potencia, conmutan a una frecuencia mucho mayor que la de variación de las formas de onda de entrada y

salida del conversor. Esto permite emplear filtros pasa-bajos para eliminar los componentes armónicos no deseados.

Los convertidores se pueden utilizar en el freno regenerativo de motores de cd para devolver la energía a la alimentación, características que da como resultado un ahorro en aquellos sistemas de transporte que tienen paradas frecuentes, los convertidores se utilizan en reguladores de corriente directa, y también, junto con una inductancia, para generar una fuente de cd, especialmente para el inversor de cd.

Diagrama de bloques de un convertidor cc-cc.

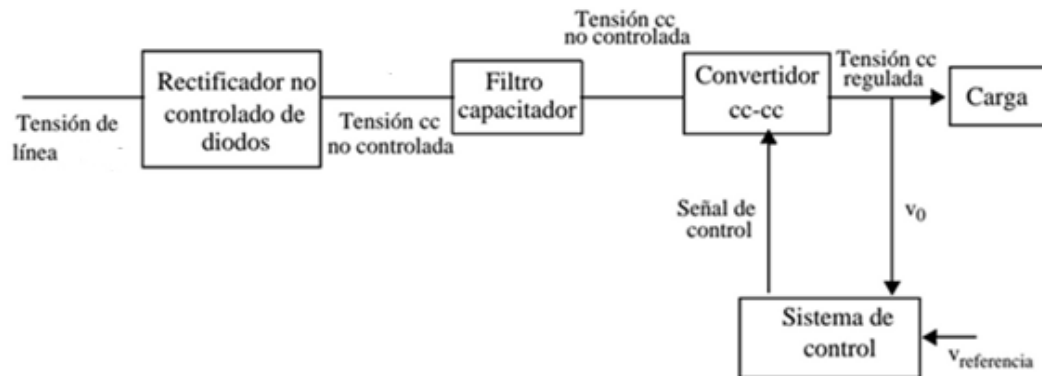


Figura 1.0: Diagrama de bloques de un convertidor CC-CC

Como se puede apreciar a la hora de querer manipular una señal de tensión continua en convertidores de corriente directa (CC-CC) siempre se busca elevar o reducir el voltaje de salida con respecto al de entrada. En esa medida la evolución de los convertidores de potencia han tenido como protagonista dos topologías básicas, la topología Reductora “Buck” ilustrada en la figura 1.1, y la topología Elevadora “Boost” ilustrada en la figura 1.2.

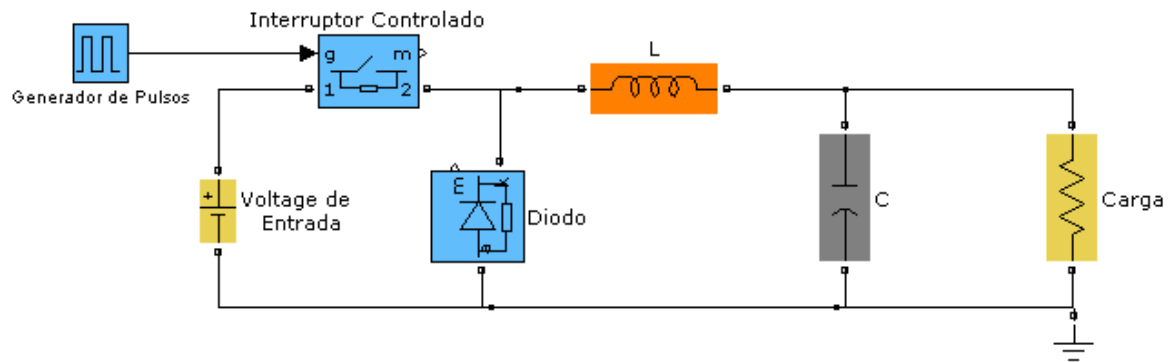


Figura 1.1: Convertidor Buck

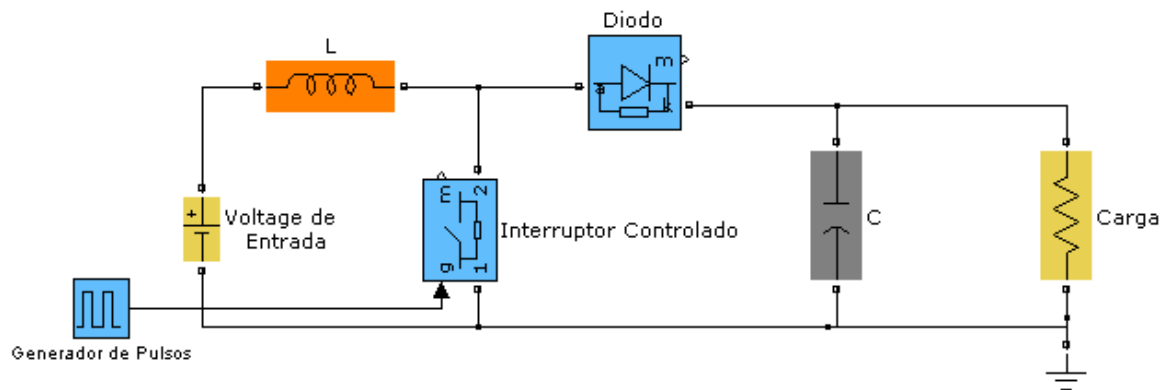


Figura 1.2: Convertidor Boost

Se hace evidente que los únicos cambios en estas dos topologías es la posición del inductor, así como del interruptor controlado y del diodo funcionando como interruptor no controlado, el inductor en particular es el elemento almacenador de energía de este tipo de convertidores. Ahora tomando solamente estos tres elementos presentes en la topología Buck y en la topología Boost podremos deducir el convertidor Buck-Boost como se ilustra en la figura 1.3.

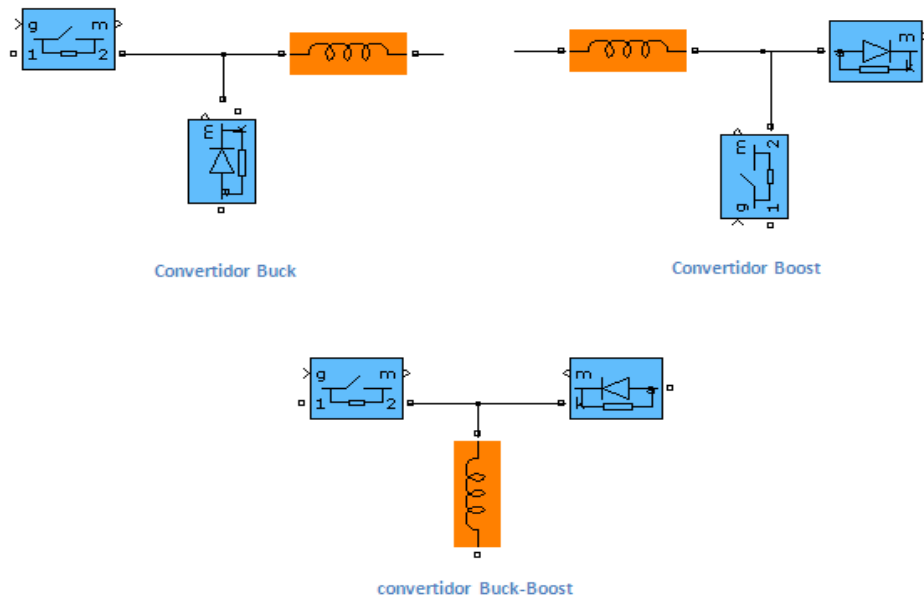


Figura 1.3: Deducción del convertidor Buck-Boost

De esta manera se evidencia en la figura 1.4 el convertidor con topología Buck-Boost inversor.

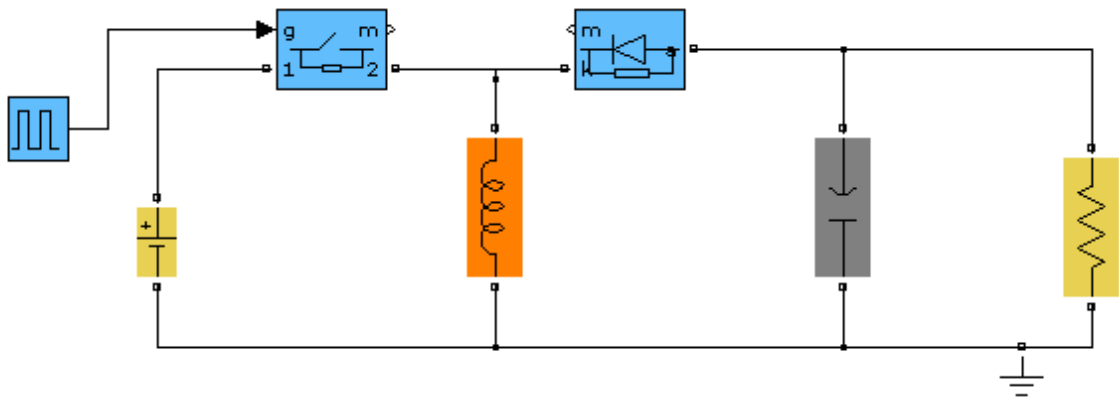


Figura 1.4: Convertidor Buck-Boost inversor

El convertidor inversor además de permitir elevar o reducir el voltaje de entrada también invierte el signo del voltaje de salida con respecto al de entrada.

Ahora en base a la figura 1.3 volvamos a tomar únicamente el convertidor Buck y el convertidor Boost, esta vez conectados en cascada y podremos obtener el convertidor Buck-Boost no inversor, de la siguiente manera.

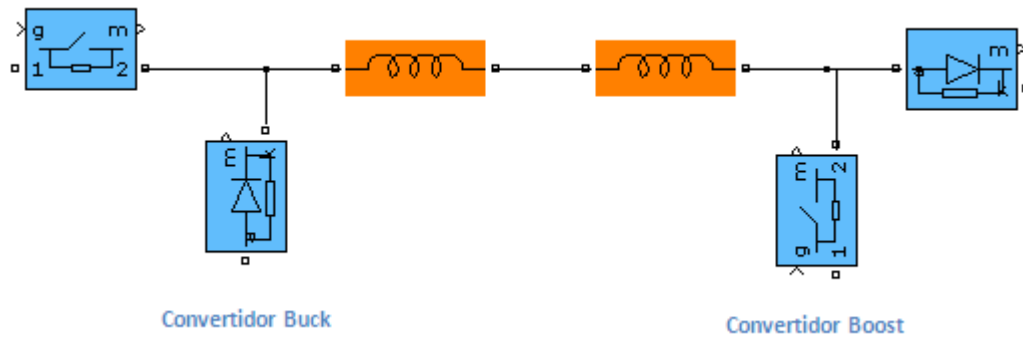


Figura 1.5: convertidor Buck y convertidor Boost en cascada

Los dos inductores en serie los podemos remplazar por un solo inductor.

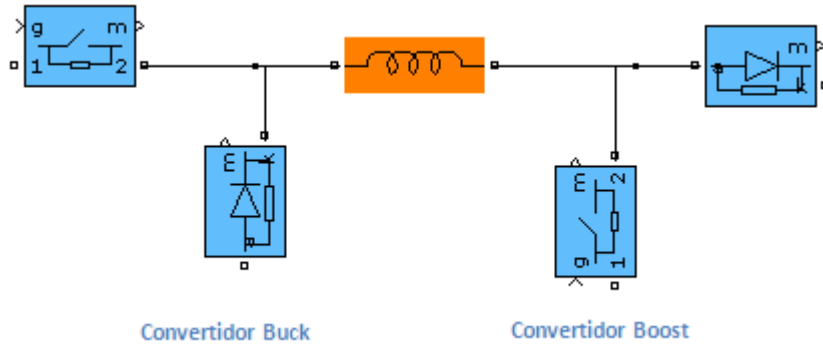


Figura 1.6: Convertidor Buck y Boost en cascada con inductor simplificado

Finalmente se obtiene el convertidor Buck-Boost no inversor como se ilustra en la figura 1.7

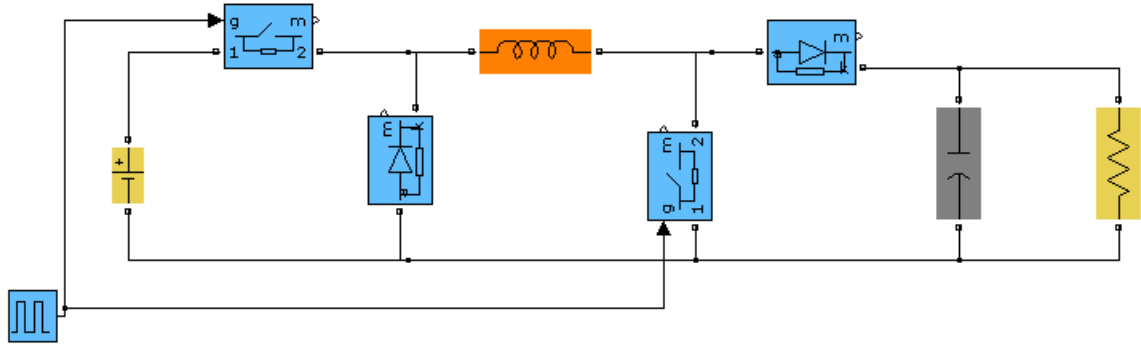


Figura 1.7: Convertidor Buck-Boost no inversor

Los dos interruptores controlados conmutarán de manera síncrona de igual manera en busca de mejorar la respuesta del convertidor se puede remplazar los interruptores no controlados por interruptores contralados como se evidencia en la figura 1.8.

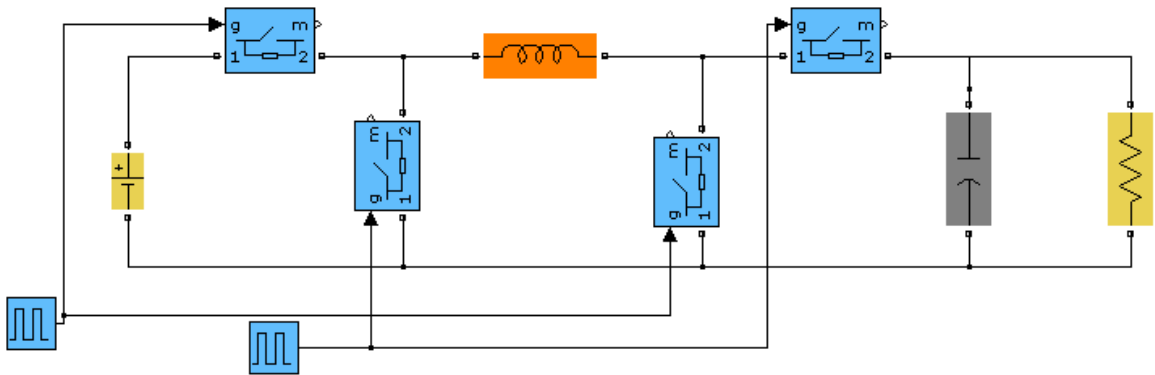


Figura 1.8: Convertidor Buck-Boost no inversor Full Bridge

Como se puede observar la topología del convertidor no inversor presenta la figura de un puente completo, es muy aplicada en circuitos integrados de diferentes compañías, un buen

ejemplo de ello es la compañía Linear Technology con su producto LTC3780, el cual es un convertidor Buck-Boost de alta eficiencia garantizada en un 98%.

Finalizando este capítulo cabe aclarar que las dos topologías presentan la misma función de transferencia son la misma planta con el mismo comportamiento excepto por el signo en el voltaje de salida.

funcion de transferencia del convertidor Buck – boost inversor

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

⟨Ecuación 1.1⟩

funcion de transferencia del convertidor Buck – boost no inversor

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

⟨Ecuación 1.2⟩

Siendo:

D = Ciclo de trabajo

Vi = Voltaje de Entrada

Vo = Voltaje de salida o voltage en la carga

En este proyecto de grado se controlará una planta tipo convertidor Buck-Boost, ya sea inversora o no inversora, entendiéndose de antemano que son la misma planta con el

mismo comportamiento y la misma función de transferencia excepto por el signo del voltaje de salida.

Explicación de las topologías

Topología Buck

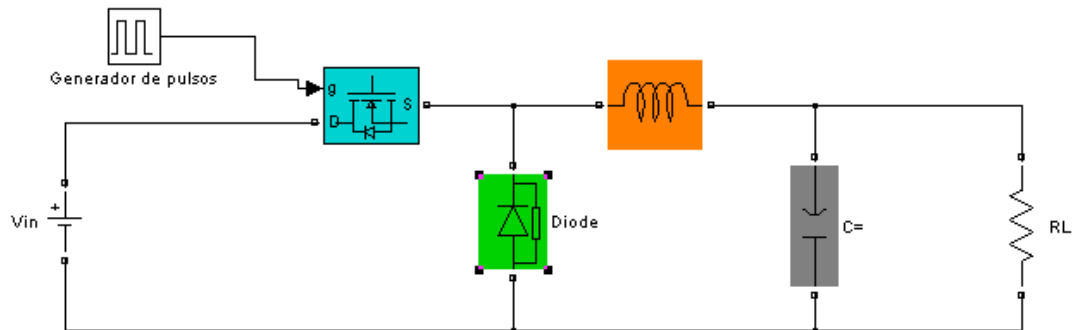


Figura 1.8: Convertidor Buck ó Step Down)

Los convertidores reductores (Buck o Step Down) son parte integral de muchos equipos electrónicos actuales. Estos permiten reducir un voltaje continuo (generalmente no regulado) a otro de menor magnitud (regulado). Básicamente están formados por una fuente DC, un dispositivo de conmutación y un filtro pasa bajos que alimentan a una determinada carga.

Hay dos diseños básicos para los reguladores: regulador lineal y regulador conmutado. El funcionamiento del primero es similar a una resistencia variable que mantiene el voltaje de carga constante gracias a la realimentación proveniente de carga. En un regulador conmutado se emplean principalmente elementos de conmutación e inductores para lograr obtener el voltaje de carga deseado. Los convertidores tipo Buck a diferencia de los lineales tienen problemas de generación de Interferencia Electromagnética debido a su elevada frecuencia de conmutación la cual se puede filtrar a la red eléctrica y afectar a los equipos

cercanos conectados a la misma sin embargo ofrecen una elevada eficiencia en la mayoría de los casos.

Si bien hoy en día es posible encontrar diversas variantes y topologías, se pretende cubrir la poca información inherente al tema a través de la descripción breve del funcionamiento y los parámetros de diseño de un convertidor Buck con una frecuencia de conmutación fija, modulación por ancho de pulso y la operación en modo continuo.

La secuencia de funcionamiento del convertidor es la siguiente: el controlador se encarga de establecer el tiempo de encendido del transistor, cuando este se encuentra encendido el diodo se encuentra polarizado inversamente por la fuente de entrada por lo que no conduce corriente, como el voltaje en la salida del convertidor es menor que el voltaje de entrada la corriente por el inductor será creciente durante este intervalo. Adicionalmente en este periodo la misma onda de corriente que atraviesa el transistor circula a través del inductor.

Topología Boost:

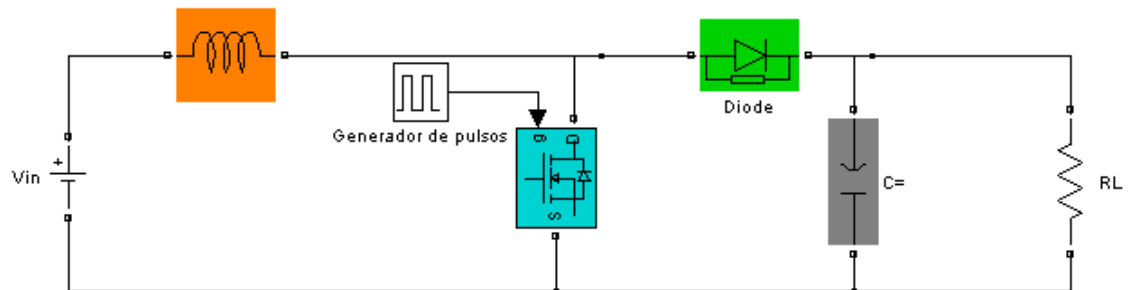


Figura 1.8: Convertidor Boost ó Step Up)

El convertidor Boost es obtiene a su salida una tensión continua mayor que a su entrada. Es un tipo de fuente de alimentación conmutada que contiene al menos dos interruptores semiconductores (diodo y transistor), y al menos un elemento para almacenar energía (condensador, bobina o combinación de ambos). Frecuentemente se añaden filtros construidos con inductores condensadores para mejorar el rendimiento.

Un conector de suministro de energía habitual normalmente no se puede conectar directamente a dispositivos como ordenadores, relojes o teléfonos. La conexión de suministro genera una tensión alterna (AC) y los dispositivos requieren tensiones continuas (DC). La conversión de potencia permite que dispositivos de continua utilicen energía de fuentes de alterna, este es un proceso llamado conversión AC a DC y en él se usan convertidores AC a DC como rectificadores.

La energía también puede provenir de fuentes DC como baterías, paneles solares, rectificadores y generadores DC, pero ser de niveles inadecuados. El proceso de cambiar una tensión de continua a otra diferente es llamado conversión DC a DC. Un convertidor Boost es uno de los tipos de convertidores DC a DC. Presenta una tensión de salida mayor que la tensión de la fuente, pero la corriente de salida es menor que la de entrada.

Topología Buck-Boost:

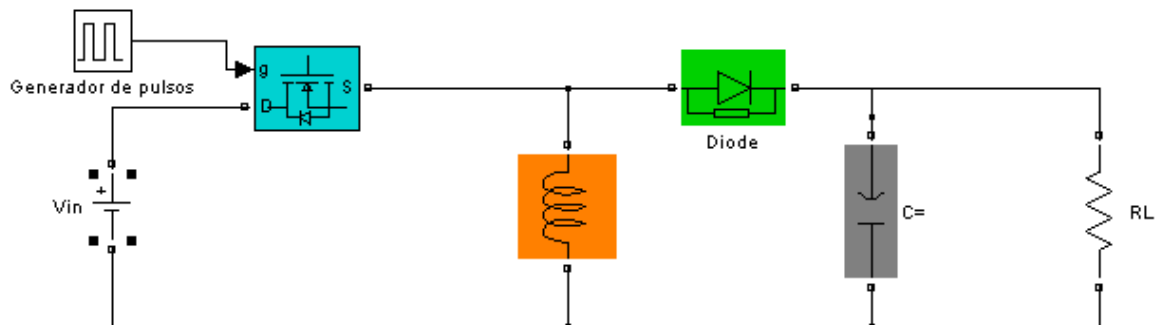


Figura 1.8: Convertidor Buck-Boost ó Step Down-Step Up)

Tenemos dos esquemas llamados convertidor Buck-Boost. Los dos puede suministrar un voltaje de salida mucho mayor (en módulo) que el voltaje de entrada. Los dos producen un ancho rango de voltajes de salida desde un voltaje máximo hasta casi cero.

- La forma inversora – El voltaje de salida es de signo inverso al de entrada.

- Un Buck (step-down) seguido de un Boost – El voltaje de salida tiene la misma polaridad que la entrada, y puede ser mayor o menor que el de entrada. Un convertidor Buck-Boost no-inversor puede utilizar un único inductor que es usado para el inductor Buck y el inductor Boost.

El convertidor Buck-Boost es un tipo de convertidor DC-DC que tiene una magnitud de voltaje de salida que puede ser mayor o menor que la magnitud del voltaje de entrada. Esta es *switch mode power supply* o fuente de alimentación conmutada con una forma parecida a la del convertidor Boost y el convertidor Buck. El voltaje de salida es ajustable variando el ciclo de trabajo del transistor de conmutación. Un posible inconveniente de este convertidor es que el interruptor no tiene un terminal conectado a tierra; esto complica el circuito. Además, la polaridad del voltaje de salida es opuesta al voltaje de entrada. Ninguno de los anteriores inconvenientes tiene consecuencias si la fuente de suministro está aislada del circuito de carga. (Si, por ejemplo, la fuente es una batería) ya que la polaridad de la fuente y el diodo pueden simplemente cambiarse. El interruptor puede colocarse tanto en el lado de la tierra como en el lado de la fuente.

El principio básico de funcionamiento del convertidor Buck-Boost es muy sencillo

Durante el estado On, la fuente de entrada de voltaje está directamente conectada al inductor (L). Por lo que se almacena la energía en L. En este paso, el condensador proporciona corriente a la carga de salida;

- Durante el estado Off, el inductor está conectado a la carga de salida y el condensador, por lo que la energía es transferida de L a C y R.

Comparado a los convertidores Buck y Boost, las características del convertidor Buck-Boost son principalmente:

- la polaridad del voltaje de salida es inverso al de entrada;
- el voltaje de salida puede variar linealmente desde 0 a $-\infty$ (para un convertidor ideal). Los rangos de voltaje de salida para un convertidor Buck y Boost son respectivamente 0 a V_i y V_i hasta ∞ .

CAPITULO III

PLAN DE DESARROLLO

1.1 OBJETIVO GENERAL.

Diseñar e implementar un convertidor de potencia de tipo Buck-Boost de 400w a 400v con un sistema de control Fuzzy embebido para una carga resistiva o inductiva.

1.1.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS

- Diseñar el convertidor Buck-Boost en modo de corriente continua (MCC), con el respectivo diseño teórico del Choke y adecuando las respectivas protecciones del convertidor.
- Simular la respuesta del convertidor Buck-Boost inversor y no inversor en lazo abierto.
- Diseñar el controlador Fuzzy del convertidor, siendo la variable a controlar la potencia de salida la cual es dependiente de la corriente en la carga.
- Diseñar el PCB. teniendo como voltaje de referencia la señal que el usuario ingrese mediante un teclado Matricial.
- Evaluar el convertidor Buck-Boost de tal forma que se encuentre en un rango de eficiencia mayor al 70% y con niveles de rizado adecuados.

1.1.3 ALCANCES Y LIMITACION

El voltaje de entrada del convertidor Buck-Boost se tomará directamente de la red eléctrica sin transformador de por medio, la carga del convertidor será de tipo resistivo o inductivo a la que se le transferirá una potencia media de 400w sin aislamiento galvánico, su voltaje de salida estará destinado para aplicaciones no mayores a 400v DC.

CAPITULO IV

FASE DE INICIO

1.2 ANALISIS DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST

A la hora de estudiar cualquier circuito electrónico es deseable la utilización de técnicas lineales, sin embargo en los convertidores de potencia incluyendo el convertidor Buck-Boost se evidencian características dinámicas, puesto que las ecuaciones diferenciales que describen su comportamiento dependerán del estado del elemento de conmutación, por tal motivo su comportamiento es no lineal, discontinuo y dinámico. Para su estudio se acostumbra descomponer el convertidor Buck-Boost en dos subcircuitos cuyo comportamiento es lineal, de esta manera existen dos modos de funcionamiento dependiendo o no de la continuidad de la corriente que circula por el inductor, para una corriente mayor a cero en todo el periodo de conmutación decimos que el convertidor trabaja en modo continuo, pero si en algún instante de este periodo la corriente llega a ser cero es decir se anula diremos que el convertidor trabaja en modo discontinuo. A continuación entraremos en el estudio del modo continuo del convertidor Buck-Boost.

1.2.1 MODO CONTINUO DEL CONVERTIDOR BUCK BOOST

Para el periodo de conmutación en modo continuo tenemos dos estados de funcionamiento dependiendo del estado de conmutación de interruptor T de la figura 1.9

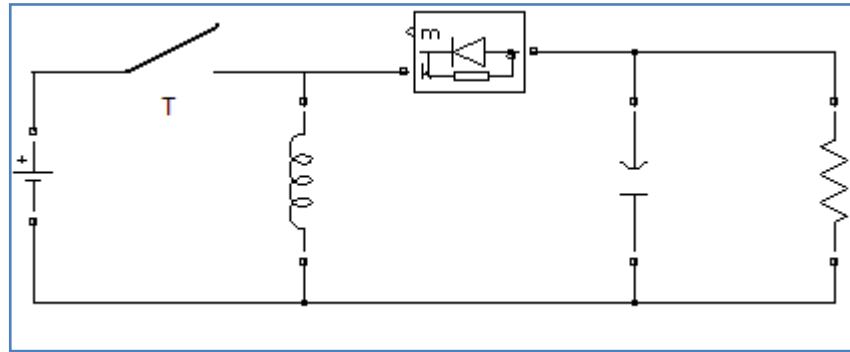


Figura 1.9: Elemento de conmutación como un switch ideal en el convertidor Buck-Boost

Estado I : Tiempo de encendido ó T_{ON}

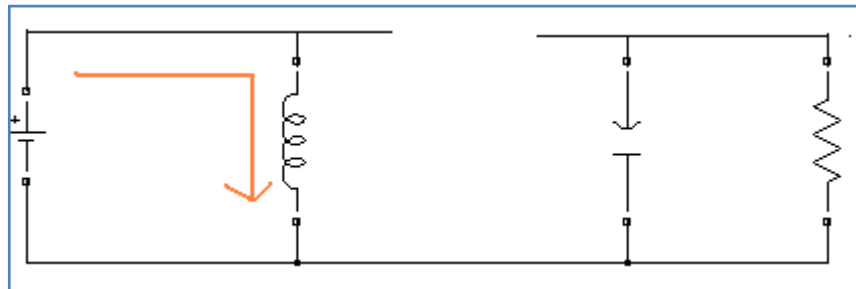


Figura 2.0: Estado de conmutación ON del convertidor Buck-Boost

En el estado I el conmutador T se encuentra en conducción y el diodo en polarización inversa por lo que no conduce corriente y representa un circuito abierto por lo que tenemos una corriente circulante a través del inductor de manera que éste se encuentra almacenando energía.

Estado II: Tiempo de Apagado ó T_{OFF}

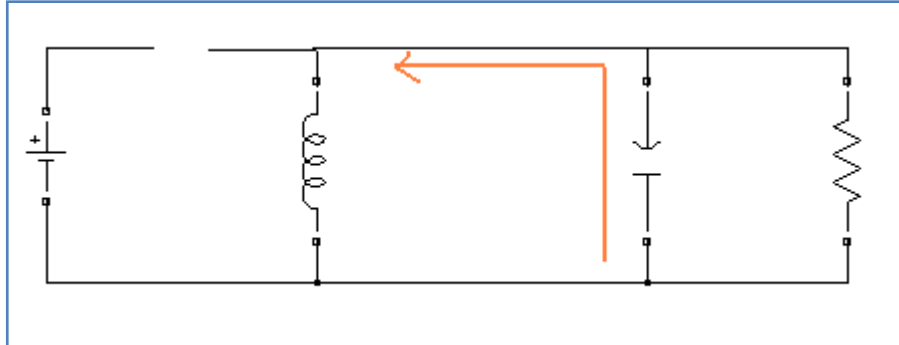


Figura 2.1: Estado de conmutación OFF del convertidor Buck-Boost

En el estado II el conmutador T se encuentra en corte, desconectándose, del inductor la corriente almacenada en el inductor en el estado anterior genera una tensión contra electromotriz generada entre los terminales del inductor viéndose obligada a descargarse a través del capacitor y la carga completando el circuito con el diodo en polarización directa.

En la figura 2.2 se evidencian las formas de onda de la corriente en el transistor $I_Q(t)$, del diodo $I_D(t)$ y la bobina $I_L(t)$ en un periodo de tiempo respectivamente en el modo de conducción continua.

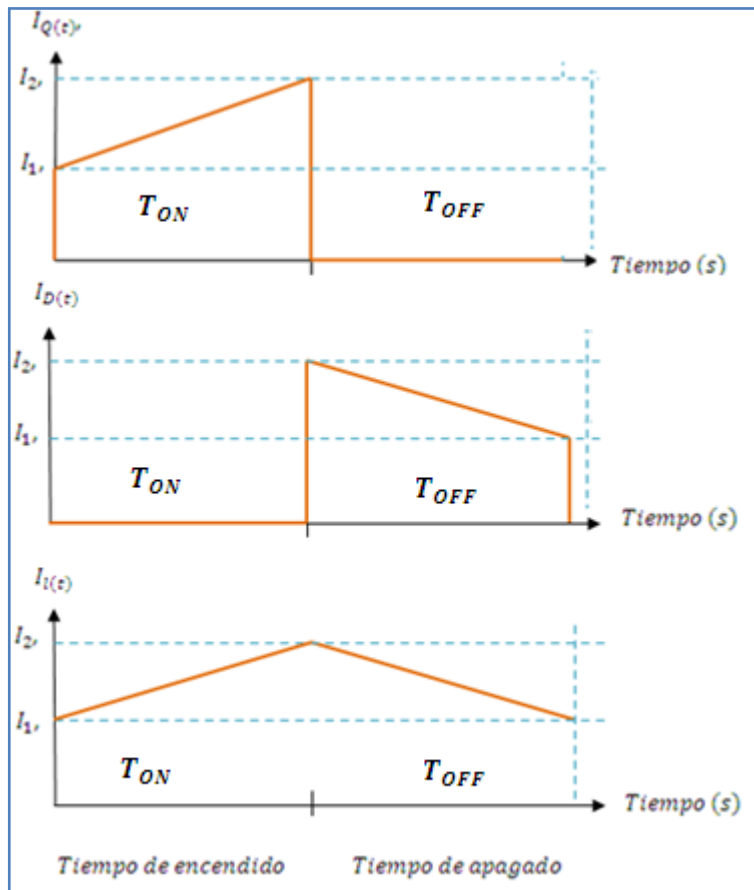


Figura 2.2: Graficas de la corriente del Transistor, Diodo e inductor en un periodo de tiempo.

Para el análisis matemático y diseño del convertidor Buck-Boost el presente trabajo de grado se basó en la “Guía de Diseño y Análisis de Convertidores Conmutados de Alta Frecuencia” (Universidad de Costa Rica, Facultad de Ingeniería, 2008)

1.2.2 ANALISIS MATEMATICO DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST EN MODO CONTINUO

A partir de las formas de onda mostradas en la figura 2.2 se pueden calcular las relaciones matemáticas que definirán la corriente promedio por periodo para cada uno de los elementos con la siguiente expresión matemática.

$$I_{prom} = \frac{1}{T} \int_0^T A(t) dt.$$

⟨Ecuación 2.1⟩

Donde la función $A(t)$ representa la forma de onda de corriente a través del elemento a estudiar durante un intervalo de tiempo establecido. Sin embargo de la figura 2.4 la corriente promedio a través del transistor puede ser calculada por una función geométrica tal como se evidencia en la siguiente ecuación

$$I_{Q.prom} = \frac{1}{T} \left[\frac{I_2 - I_1}{2} \right] * T_{ON} + I_1 T_{ON}$$

⟨Ecuación 2.2⟩

Ahora el ciclo del trabajo del transistor está representado por:

$$D = \frac{T_{ON}}{T}$$

⟨Ecuación 2.3⟩

Substituyendo la relación del ciclo de trabajo en la ecuación 2.2 obtenemos

$$I_{Qprom} = \left[\frac{I_2 - I_1}{2} \right] * D$$

⟨Ecuación 2.3⟩

Así de la misma manera para el diodo obtenemos que

$$I_{Qprom} = \left[\frac{I_2 - I_1}{2} \right] * (1 - D)$$

⟨Ecuación 2.4⟩

En el caso del inductor para el periodo de encendido la corriente que fluye a través de el es igual a la corriente del transistor, y para el periodo de apagado del transistor la corriente por el inductor es la misma corriente que atraviesa el diodo, en esa medida la corriente que circula por el inductor corresponderá a la sumatoria de la corriente del transistor y la corriente del diodo.

$$I_{Lprom} = \left[\frac{I_2 - I_1}{2} \right] * D + \left[\frac{I_2 - I_1}{2} \right] * (1 - D)$$

⟨Ecuación 2.5⟩

$$I_{Lprom} = \left[\frac{I_2 - I_1}{2} \right]$$

⟨Ecuación 2.6⟩

También para la topología Buck-Boost se tienen las siguientes relaciones.

$$I_Q = I_{DC}$$

⟨Ecuación 2.7⟩

$$I_Q = -I_o$$

⟨Ecuación 2.8⟩

Partiendo de las ecuaciones de la corriente promedio en cada dispositivo del convertidor se puede realizar un análisis de las terminales del circuito.

Para hallar el valor de las relaciones terminales del convertidor se trata de realizar un balance voltios-segundo en el inductor (*Delgado, 2007; Ericsson, 2001*). Realizando este análisis durante el ciclo de encendido del transistor se obtiene el diseño del convertidor.

CAPITULO V

FASE DE DISEÑO

1.3 DISEÑO DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST IDEAL EN MODO CONTINUO

Relaciones terminales del convertidor:

Para esta topología se tiene que:

$$I_o = - \left[\frac{I_1 + I_2}{2} \right] * (1 - D)$$

⟨Ecuación 2.9⟩

Y También

$$I_{DC} = \left[\frac{I_1 + I_2}{2} \right] * D$$

⟨Ecuación 2.9.1⟩

Así si sustituimos la ecuación 2.91 en la ecuación 2.9 tenemos

$$I_o = - \left[\frac{(1 - D)}{D} \right] * I_{DC}$$

⟨Ecuación 2.9.2⟩

Para el ciclo de encendido del transistor llegamos a

$$\Delta_{I_L}(+) = \frac{I}{L} V_{DC} DT$$

⟨Ecuación 2.9.3⟩

Se repite el análisis del transistor para el ciclo de apagado del transistor y se obtiene

$$\Delta_{I_L}(-) = -\frac{I}{L} V_o (1 - D) * T$$

⟨Ecuación 2.9.4⟩

En régimen permanente se debe cumplir que

$$-V_o(1 - D) = V_{DC} * D$$

⟨Ecuación 2.9.5⟩

Así de la relación anterior podemos obtener la relación terminal de tensión del convertidor de la siguiente manera.

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

⟨Ecuación 2.9.6⟩

Las ecuaciones 2.9.2 y 2.9.6 definen la corriente y la tensión del convertidor. En la ecuación 2.9.2 podemos evidenciar el sentido opuesto de la corriente de salida, y en la ecuación 2.9.6 se observa claramente que si el ciclo de trabajo del convertidor es mayor a 0.5 el voltaje de salida será superior al voltaje de entrada, en caso contrario cuando el ciclo de trabajo es inferior a 0.5 el voltaje de salida será inferior al de entrada, así mismo para un ciclo de trabajo justo de 0.5 se espera que el voltaje de salida sea igual al de la entrada.

Ahora bien con respecto a la tensión de entrada, la magnitud promedio de tensión por ciclo de conmutación del transistor esta descrita por la ecuación.

$$V_Q = \frac{D}{1 - D} I_o$$

⟨Ecuación 2.9.7⟩

De la misma manera la relación entre la corriente del convertidor y la corriente promedio a través del diodo está dada por:

$$I_{Dprom} = \frac{-(1 - D)}{D} I_{DC}$$

⟨Ecuación 2.9.8⟩

Diseño del Inductor

Para garantizar que el convertidor se encuentre en estado de conducción continuo debemos garantizar que la corriente en el convertidor nunca llegue a ser cero correspondiendo como valor mínimo limite de la corriente del inductor con el valor mínimo de la corriente de salida del convertidor por lo que la corriente en el convertidor en ningún instante del periodo de conmutación será cero.

$$I_{omin} = (1 - D)I_{lmin}$$

⟨Ecuación 2.9.9⟩

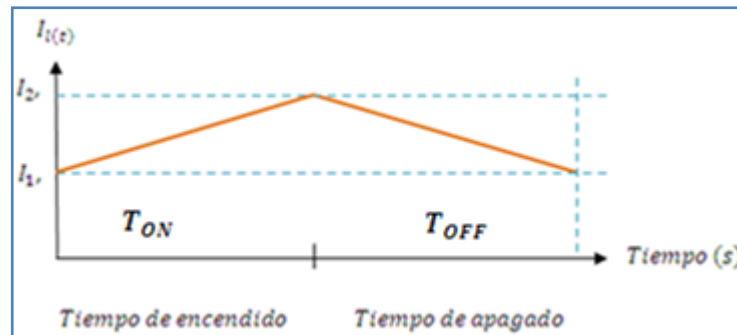


Figura 2.3: Corriente del inductor en modo continuo

De la figura 2.3 podemos evidenciar que la corriente mínima a través del inductor será

$$I_{Lmin} = \frac{I_2}{2}$$

⟨Ecuación 2.9.9.1⟩

La tensión presente entre los terminales de un inductor se puede expresar matemáticamente como:

$$v_L = L \frac{di}{dt}$$

⟨Ecuación 2.9.9.2⟩

Expresando la siguiente ecuación en términos de gradientes se obtiene.

$$\Delta v_L = L \frac{\Delta I}{\Delta t}$$

⟨Ecuación 2.9.9.3⟩

Debido a la posición del inductor en el convertidor Buck-Boost se observa que durante el ciclo de encendido del transistor se presentan las siguientes relaciones.

$$\Delta V_L = V_{DC}$$

⟨Ecuación 2.9.9.2⟩

$$\Delta I = \frac{2I_{Omin}}{(1 - D)}$$

⟨Ecuación 2.9.9.3⟩

$$\Delta t = D * T = \frac{D}{f_s}$$

⟨Ecuación 2.9.9.4⟩

Donde f_s representa la frecuencia de conmutación.

Sustituyendo las anteriores relaciones en la ecuación 2.9.9.3 y despejando para la inductancia tenemos que:

$$L_{min} = \frac{V_{DC} D (1 - D)}{2 * f_s * I_{Omin}}$$

⟨Ecuación 2.9.9.5⟩

La anterior ecuación se utiliza para dimensionar el valor mínimo de la inductancia para garantizar el modo de conducción continua.

Diseño del capacitor

El capacitor no forma parte funcional del convertidor, sin embargo se utiliza para definir las características de rizado de la salida. Debemos tener en cuenta que el nivel de rizado del convertidor esta definido por dos parámetros, en primer lugar el rizado de tensión provocado por el capacitor y en segundo lugar el rizado de corriente provocado por la resistencia serie equivalente (ERS).

$$V_{ORPP} = V_{RR} + V_{RC}$$

⟨Ecuación 2.9.9.6⟩

Siendo V_{RR} la representación del rizado en la resistencia serie equivalente y V_{RC} representa el rizado propio del capacitor. Así se debe utilizar un criterio para la elección del valor de la capacitancia y de ESR.

De esta manera podemos considerar que el rizado en la señal de salida está definido por la acción del capacitor. En este caso podemos suponer que:

$$V_{RR} = 0.1 * V_{RC}$$

⟨Ecuación 2.9.9.7⟩

Así:

$$V_{ORPP} \approx V_{RC}$$

⟨Ecuación 2.9.9.8⟩

Donde el valor de la corriente circulando por el capacitor podría definirse matemáticamente como:

$$I_c = C * \frac{dV_c}{dt}$$

⟨Ecuación 2.9.9.8⟩

Al expresar la ecuación anterior en términos de gradientes tenemos que:

$$\Delta I_c = C \frac{\Delta V_c}{\Delta t}$$

⟨Ecuación 2.9.9.9⟩

Durante el ciclo de carga del capacitor se tiene:

$$\Delta V_c = V_{ORPP}$$

⟨Ecuación 2.9.9.9⟩

$$\Delta I = I_{Omax}$$

⟨Ecuación 2.9.9.9.1⟩

$$\Delta t = D * T = \frac{D}{f_s}$$

⟨Ecuación 2.9.9.9.2⟩

Al sustituir las tres ecuaciones anteriores en la Ecuación 2.9.9.9 obtenemos:

$$C = \frac{I_{Omax} * D}{f_s * V_{ORPP}}$$

⟨Ecuación 2.9.9.3⟩

El nivel de rizado de salida provocado por el valor ESR viene dado por;

$$V_{RR} = ESR * I_O$$

⟨Ecuación 2.9.9.4⟩

Utilizando las ecuaciones 2.9.9.8 y 2.9.9.9 que representan las suposiciones realizadas para este caso en particular, así como la ecuación 2.9.9.6 obtenemos que

$$ESR = \frac{0.1 * V_{ORPP}}{I_O}$$

⟨Ecuación 2.9.9.5⟩

1.3.1 DISEÑO DE UN CONVERTIDOR BUCK-BOOST REAL EN MODO CONTINUO PARA 400W 400V

Voltaje de entrada: 160 V DC

Voltaje de salida Máximo: 400 V DC

Potencia Máxima 400W

Frecuencia: 30khz

Carga: Inductiva

$$D = \frac{V_o}{V_o - V_{dc}} = \frac{400}{400 - (-160)} = 0.7142$$

⟨Ecuación 1.2.3.1⟩

W= V x I para una potencia de salida de 400 W a un voltaje de 400v tendríamos

$$I_0 = \frac{400W}{400V} = 1.0 A$$

⟨Ecuación 1.2.3.2⟩

De esta manera el caso critico de mayor corriente y mayor exigencia para el inductor será cuando el voltaje de salida disminuya para un voltaje mínimo de 40v tendríamos

$$I_0 = \frac{400W}{40V} = 10 A$$

⟨Ecuación 1.2.3.3⟩

La corriente del transistor:

$$I_{de\ entrada\ max} = \frac{D}{1-D} \times I_o$$

⟨Ecuación 1.2.3.4⟩

$$I_{de\ entrada\ MAX} = \frac{0.7142}{1-0.7142} \times 10 = 25\ A$$

⟨Ecuación 1.2.3.5⟩

La tensión de reversa Máxima permitida por el transistor:

$$V_{RM} = |V_0| + |V_{Dc}|$$

⟨Ecuación 1.2.3.6⟩

$$V_{RM} = |400| + |160| = 560\ V$$

⟨Ecuación 1.2.3.7⟩

En el Diodo la corriente:

$$I_{de\ salida\ max} = -I_o$$

⟨Ecuación 1.2.3.8⟩

$$I_{de\ salida} = -10\ A$$

⟨Ecuación 1.2.3.9⟩

El nivel de tensión pico reverso máximo del **diodo** está dada por:

$$P_R = |V_0| + |VDc|$$

(Ecuación 1.2.3.9.1)

$$P_R = 560V$$

(Ecuación 1.2.3.9.2)

La inductancia mínima:

$$I_1 = I_{omax} = 25 A$$

$$I_2 = I_{omin} = 1 A$$

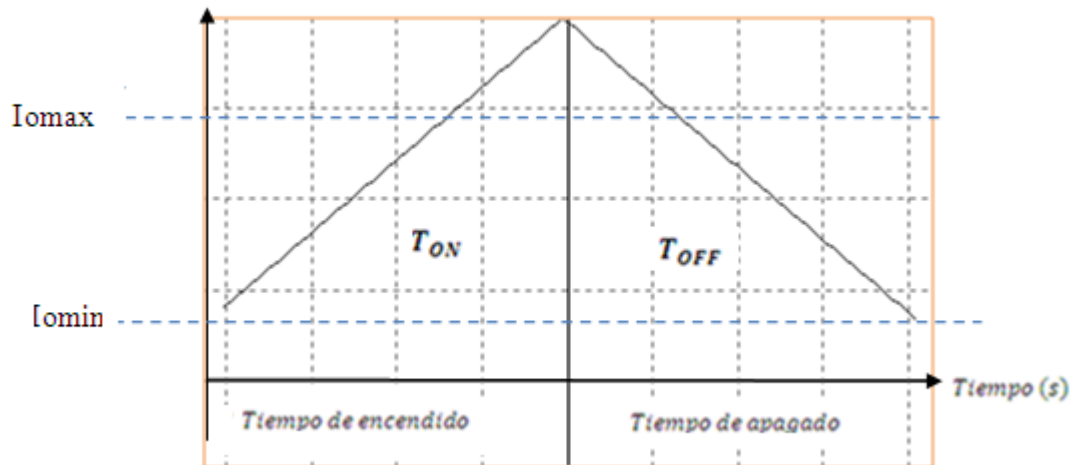


Figura 2.4: Variación posible de la corriente en el inductor

$$I_{Omin} = (1 - D) \times I_{Lmin} = (1 - 0.714) \times 1000 mA = 286mA$$

(Ecuación 1.2.3.9.3)

$$L_{min} = \frac{V_{DC} \times D \times (1 - D)}{2 \times F_S \times I_{Omin}}$$

⟨Ecuación 1.2.3.9.4⟩

$$L_{min} = \frac{160 \times 0.7142(1 - 0.7142)}{2 \times 30000 \times 286 \text{ mA}} = 1.9 \text{ mH} \approx 2\text{mH}$$

⟨Ecuación 1.2.3.9.5⟩

Es recomendable trabajar por encima de la inductancia mínima.

El tiempo de encendido del **transistor**:

$$T_{ON} = \frac{D}{F_S} = \frac{0.7142}{30000} = 5.806 \mu\text{seg}$$

⟨Ecuación 1.2.3.9.6⟩

El valor de la **capacitancia**:

$$C = \frac{I_{Omax} \times D}{F_S \times V_{ORpp}}$$

⟨Ecuación 1.2.3.9.7⟩

$$C = \frac{1.0A \times 0.714}{30000 \times 0.0909} = 196 \mu\text{f}$$

⟨Ecuación 1.2.3.9.8⟩

La **resistencia serie equivalente ERS** del condensador:

$$ESR = \frac{0.1 \times V_{ORpp}}{I_O} = \frac{0.1 \times 0.09Vrpp}{1} = 9\text{mOhm}$$

⟨Ecuación 1.2.3.9.9⟩

1.3.2 CALCULO DE LOS PARÁMETROS DE LOS DISPOSITIVOS DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST

Bobina Toroide:= 2.0 mH

Núcleo de Ferrita= FT140-77 Marca Amidon

μ_r (Permeabilidad Relativa) = 2000

En los núcleos de ferrita entre mayor sea la Permeabilidad relativa más puro será el núcleo y se requerirán menos vueltas para alcanzar un nivel de inductancia determinado, surge de realizar el cociente entre la permeabilidad del material y la permeabilidad del vacío.

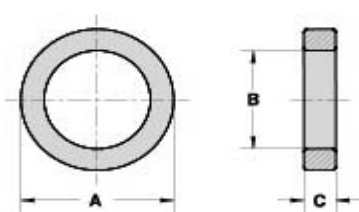
Physical Dimensions	
	
OD(A) = 1.400 in / 35.55 mm +/- 0.75 mm	
ID(B) = 0.900 in / 23.0 mm +/- 0.55 mm	
Ht(C) = 0.500 in / 12.7 mm +/- 0.50 mm	
$A_L = 2200 \pm 20\%$	$\mu H = (A_L * Turns^2) / 1000$
Actual measured AL using 10 turns #28 wire	
Temperature Stability (ppm / °C) = 7000	
Color Code = shiny black	
Application Freq Range	
Inductive applications for frequencies up to 100 KHz	

Figura 2.5: Características del núcleo de ferrita

$$h_{\text{Altura del nucleo}} = 12.7\text{mm}$$

$$O_D(\text{Diametro Externo } d_{\text{Ext}}) = 35.55\text{ mm}$$

$$I_D(\text{Diametro Interno } d_{\text{Int}}) = 23.0\text{ mm}$$

Calculo del número de Espiras:

$$n = \sqrt{\frac{L}{0,0002 \mu_r h \ln \frac{d_{\text{ext}}}{d_{\text{int}}}}}$$

⟨Ecuación 1.2.4.1⟩

$$n = \sqrt{\frac{2.0}{0.0002 * 2000 * 12.7\text{mm} * \ln\left(\frac{35.55\text{mm}}{23.0\text{mm}}\right)}} = 30.06 \text{ Vueltas}$$

⟨Ecuación 1.2.4.2⟩

También se puede calcular por el A_L “índice de inductancia” que ofrece el fabricante

$$n = 1000 \sqrt{\frac{L \text{ deseada}}{A_L}}$$

⟨Ecuación 1.2.4.3⟩

$$n = 1000 \sqrt{\frac{2.0}{2200}} = 30 \text{ Vueltas}$$

⟨Ecuación 1.2.4.4⟩

Para comprobar se puede utilizar esta fórmula:

$$L = 0,0002 \times U_r \times n^2 \times h \times \ln(\text{dext/dint})$$

⟨Ecuación 1.2.4.5⟩

$$L = 0,0002 \times 2000 \times (30.06)^2 \times 12.7\text{mm} * \ln\left(\frac{35.55\text{mm}}{23.0\text{mm}}\right) = 2.0\text{mHz}$$

⟨Ecuación 1.2.4.6⟩

INDUCTOR:

- Como por el inductor circula corriente continua, conviene que el conductor tenga baja resistencia a la CC para no producir una caída significativa de tensión. Eso requiere alambres de mayor diámetro, menor longitud, o ambas cosas a la vez; es más fácil conseguir este objetivo utilizando núcleos de ferrita en vez de hierro pulverizado en el inductor (por la mayor permeabilidad típica de los primeros).

La resistencia de la bobina sería:

Área del alambre calibre 18= 0.8230 mm²

$$R = P \times \frac{L}{S}$$

⟨Ecuación 1.2.4.7⟩

P=resistividad del cobre= 0,0172

L= Longitud

S=Área del alambre

$$R = 0,0172 \times \frac{0,92 \text{ m}}{0,8230 \text{ mm}^2} = 0,01922 \text{ Ohm } 19,22 \text{ mohm}$$

⟨Ecuación 1.2.4.8⟩

- Como se emplea un núcleo para corriente continua circulante se tiene en cuenta que ella no sature al núcleo, pues en esas condiciones el mismo no tiene efectividad. por esto el diámetro del alambre y la superficie total del inductor deben ser adecuados para que no se produzca sobrecalentamiento.
- Hay que evitar que la temperatura de trabajo alcance el punto en que el núcleo pierde las propiedades magnéticas (se denomina "Temperatura Curie"), algunos núcleos de ferrita no recuperan su permeabilidad luego de sobrecalentarse. En la práctica se trata de evitar temperaturas de trabajo superiores a los 60 o 70 grados.
- Valor de permeabilidad relativa del núcleo medio-alto.
- Se requiere Utilizar mayor diámetro de alambre y mayor diámetro de bobina posible para ayudar a mejorar el Q de la bobina

CONDENSADOR

Para un valor de rizo pico a pico mínimo $V_{oRpp} = 0.090$

$$C = \frac{I_{oMax} \times D}{F_s \times V_{oRpp}}$$

⟨Ecuación 1.2.4.9⟩

$$C = \frac{1.0A \times 0.78895}{40000 \times 0.09} = 219\mu f \approx 220\mu f$$

⟨Ecuación 1.2.4.9.1⟩

La **resistencia serie equivalente ERS** del condensador:

$$ESR = \frac{0.1 \times V_{oRpp}}{I_o} = \frac{0.1 \times 0.0909}{1} = 9mOhm$$

⟨Ecuación 1.2.4.9.2⟩

Voltaje de condensador= **Mayor de 400V**

TRANSISTOR

El transistor escogido fue un transistor IGBT canal N IRG4PC50UD este transistor cuenta con un diodo en antiparalelo interno que soporta una corriente máxima de 27.0 Amp a 600 V lo cual es indicado según el diseño del convertidor, su frecuencia de operación recomendable es entre 8 y 40 Khz, para una frecuencia superior 200Khz presenta dificultades de conmutación.

DIODO

Se implementa un diodo de recuperación inversa MUR1560 el cual soporta un voltaje de 600v a 15 A el cual es un diodo de propósito general utilizando mayormente en fuentes de poder conmutadas.

1.3.3 SIMULACION DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST INVERSOR

Simulación en PSIM

Se iniciará simulando el convertidor Buck-Boost inversor con una carga resistiva de 8 ohm la cual es aproximada a la de una bombilla cuyo filamento de tungsteno este totalmente frio

Caso 1: Voltaje de salida máximo = 400V y corriente de salida mínima = 1A

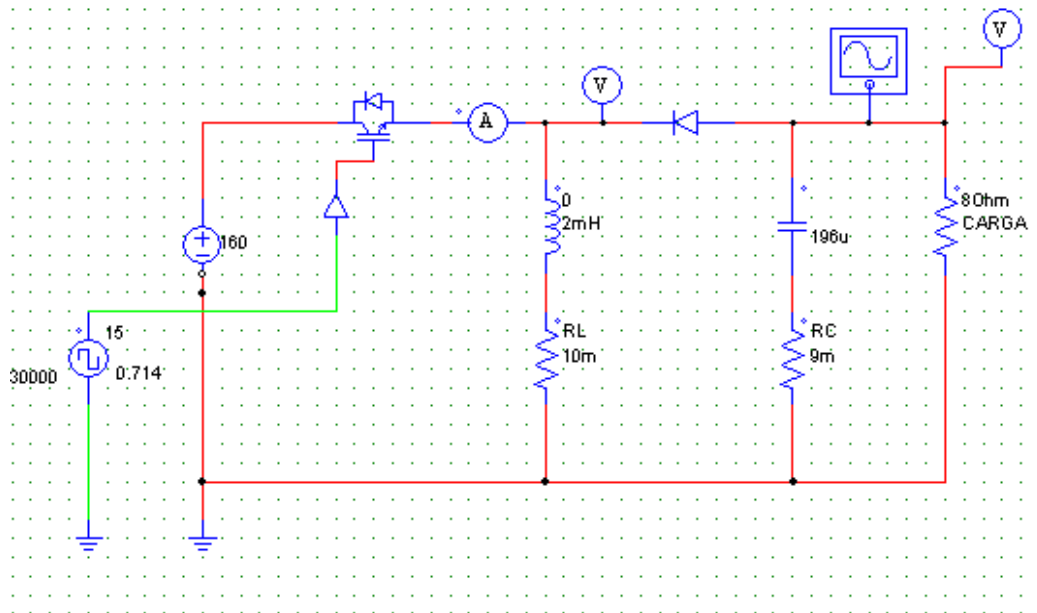


Figura 2.6: Simulación convertido Buck-Boost Inversor

La frecuencia es de 30kHz y el ciclo útil para esta simulación está calculado para obtener -400v.

Voltaje en la carga es:

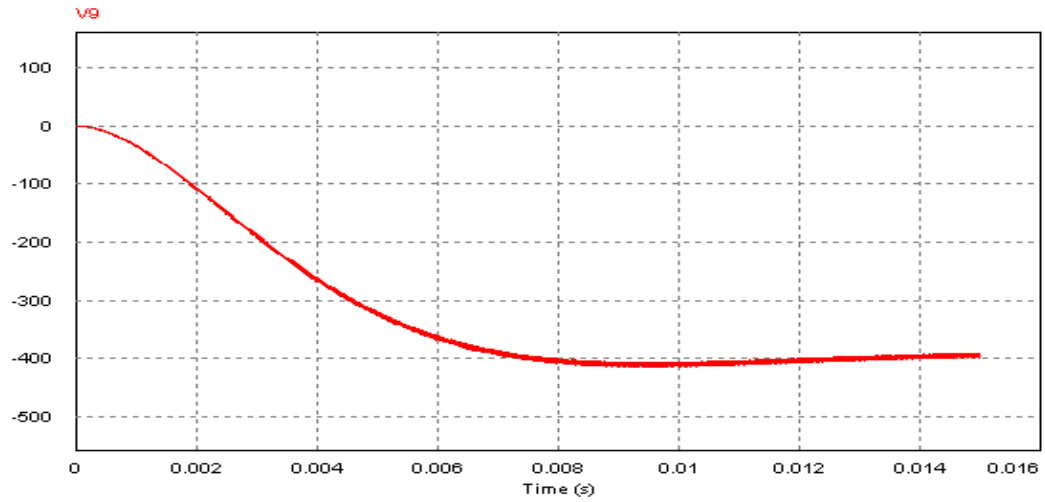


Figura 2.6: Comportamiento del voltaje de salida

Rizo del voltaje en la carga

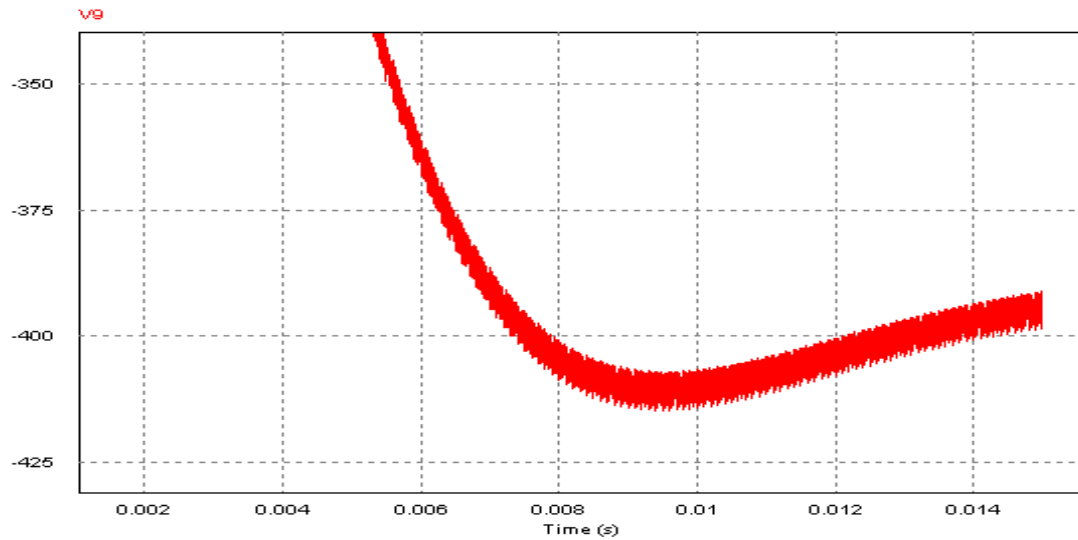


Figura 2.7: Comportamiento del rizo del voltaje de salida

De acuerdo en la simulación para 30Khz se presenta un rizo de 6.25V lo que significaría tener una señal de -400V con un rizo de 1.56%.

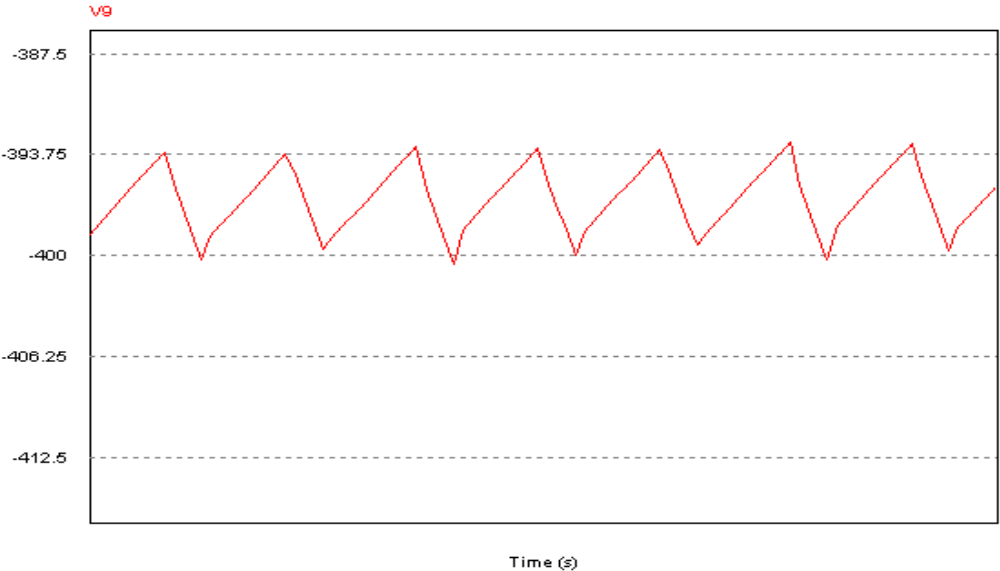


Figura 2.8: Mayor Rizo en la carga

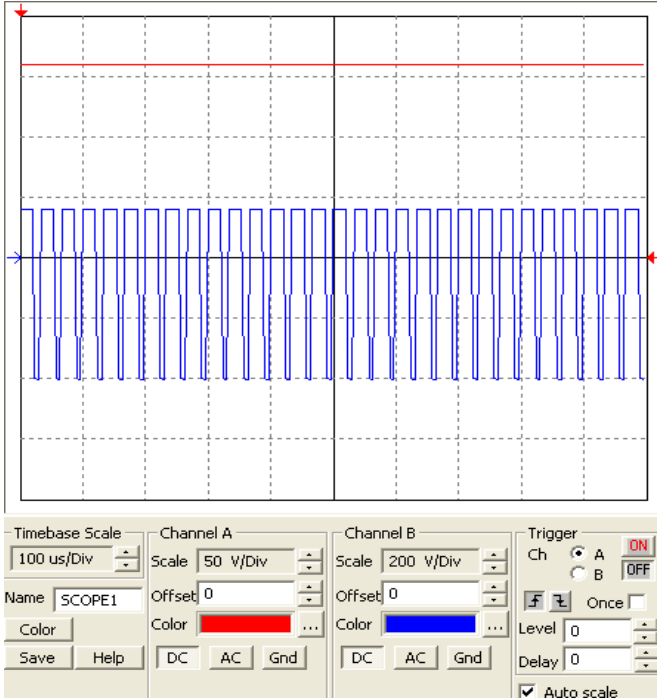


Figura 2.9: Voltaje de entrada y Voltaje en el transistor

En el canal A encontramos el voltaje de entrada y en el canal B el voltaje en el transistor evidenciamos que tal como se calculo anteriormente la diferencia de voltaje en el transistor es de 560v. Vemos que la señal alcanza $-400V$ los cuales serán los que se filtraran posteriormente.

Voltaje en el diodo:

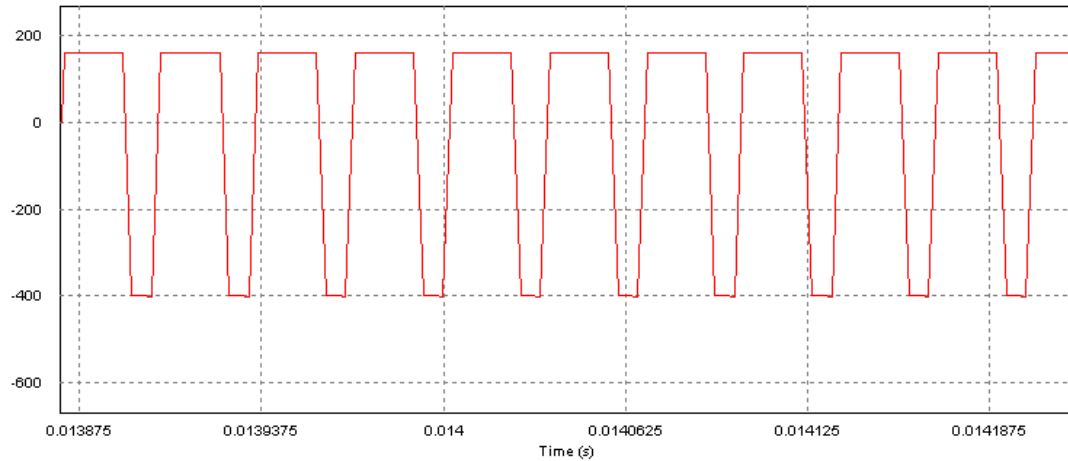


Figura 2.9: Comportamiento del Voltaje en el Diodo

El voltaje en el diodo también evidencia una diferencia de potencial de 560V.

Corriente del transistor

Remplazamos la carga por una fuente de corriente equivalente a 1A

Podemos evidenciar que la corriente antes de llegar a estabilizarse presenta unos sobre picos muy elevados los cuales irán a generar dificultades en el convertidor ya que la corriente de entrada cuando el transistor está en estado ON es la misma corriente que atraviesa en el inductor.

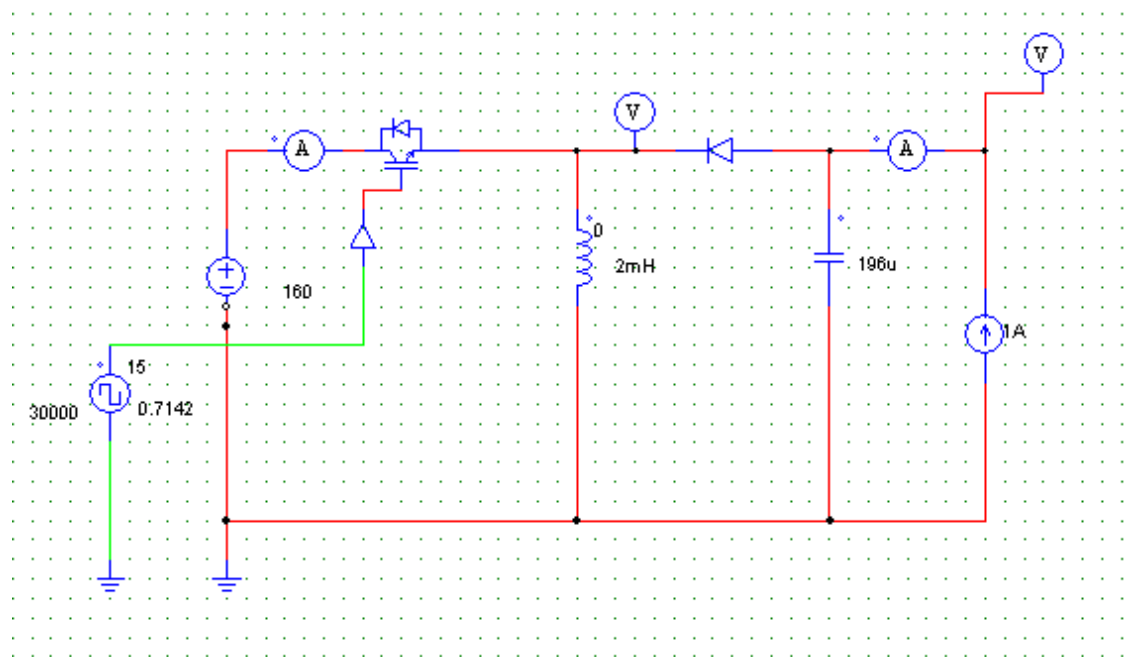


Figura 3.0: Simulación de la corriente en el transistor y en el Diodo en PSIM

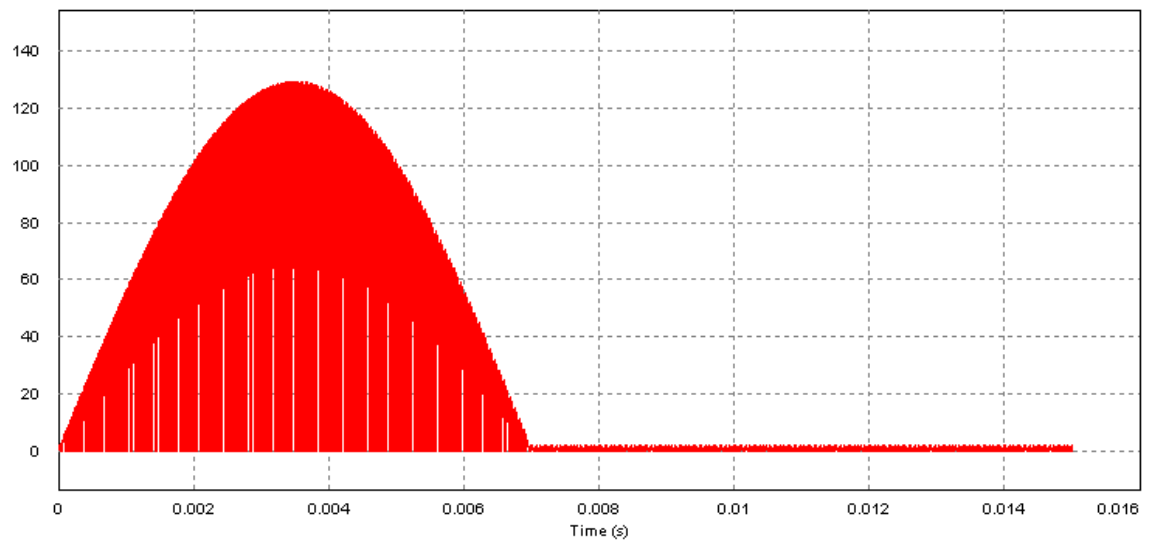


Figura 3.1: Comportamiento de la corriente en el transistor según PSIM

Corriente en el diodo

El sentido inverso de la corriente que fluye en el diodo se hace evidente

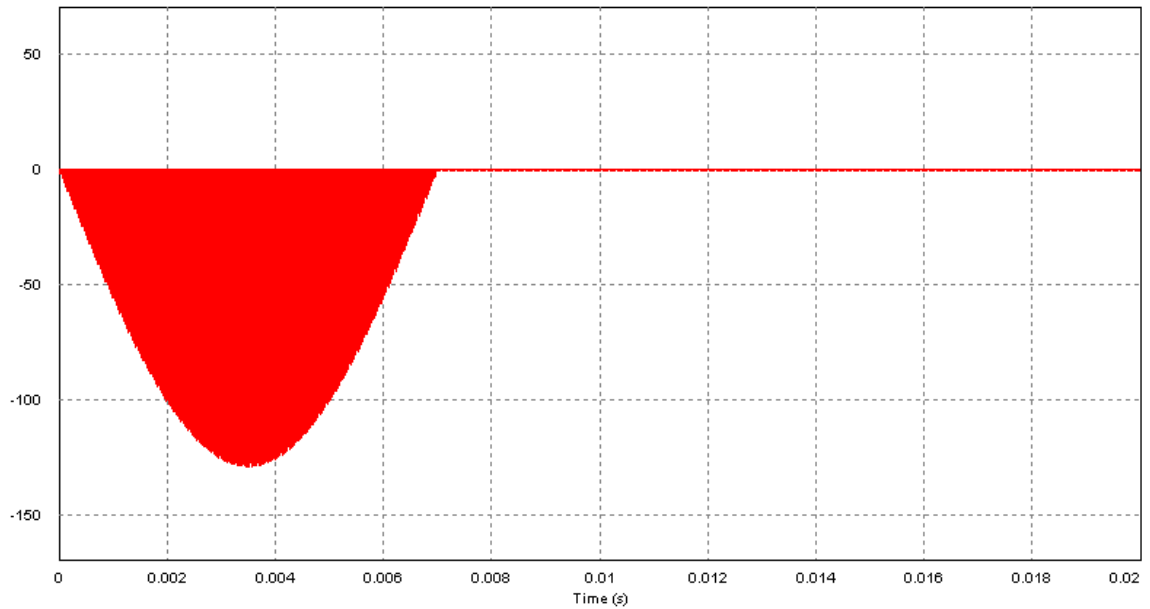


Figura 3.1: Comportamiento de la corriente en el transistor según PSIM

Caso 2: Voltaje de salida mínimo = 40V y corriente de salida máxima = 10A

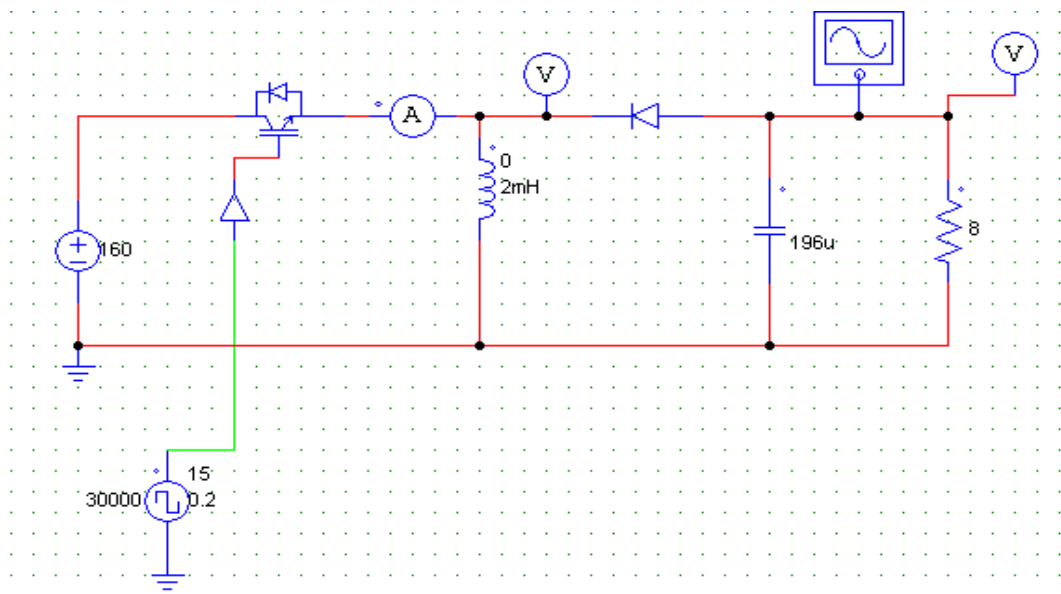


Figura 3.2: Simulación Ciclo útil mínimo del convertidor

El Voltaje en la carga es:

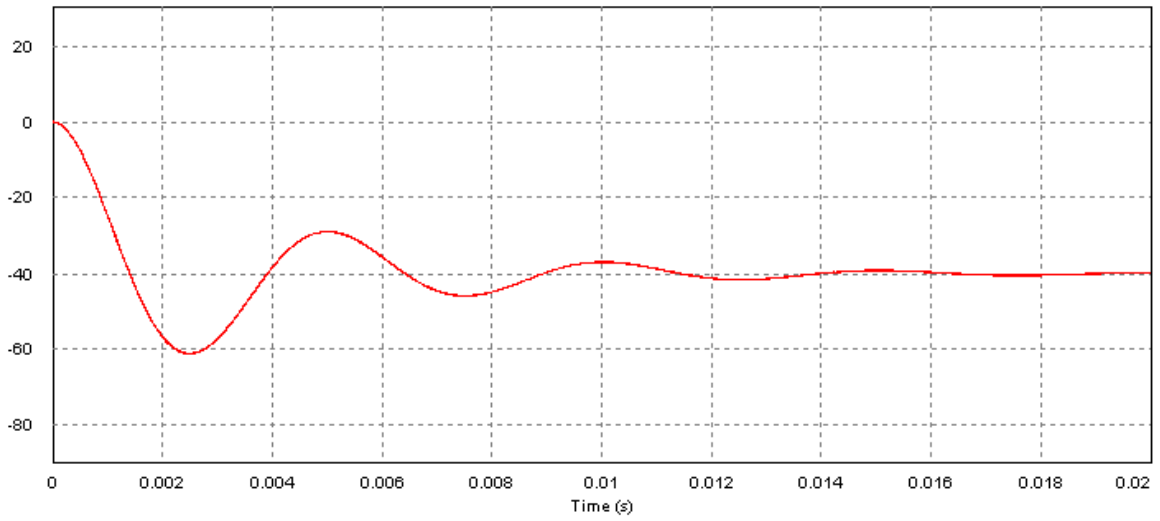


Figura 3.3: Comportamiento del voltaje de salida para un ciclo útil de 0.2

Rizo del voltaje en la carga

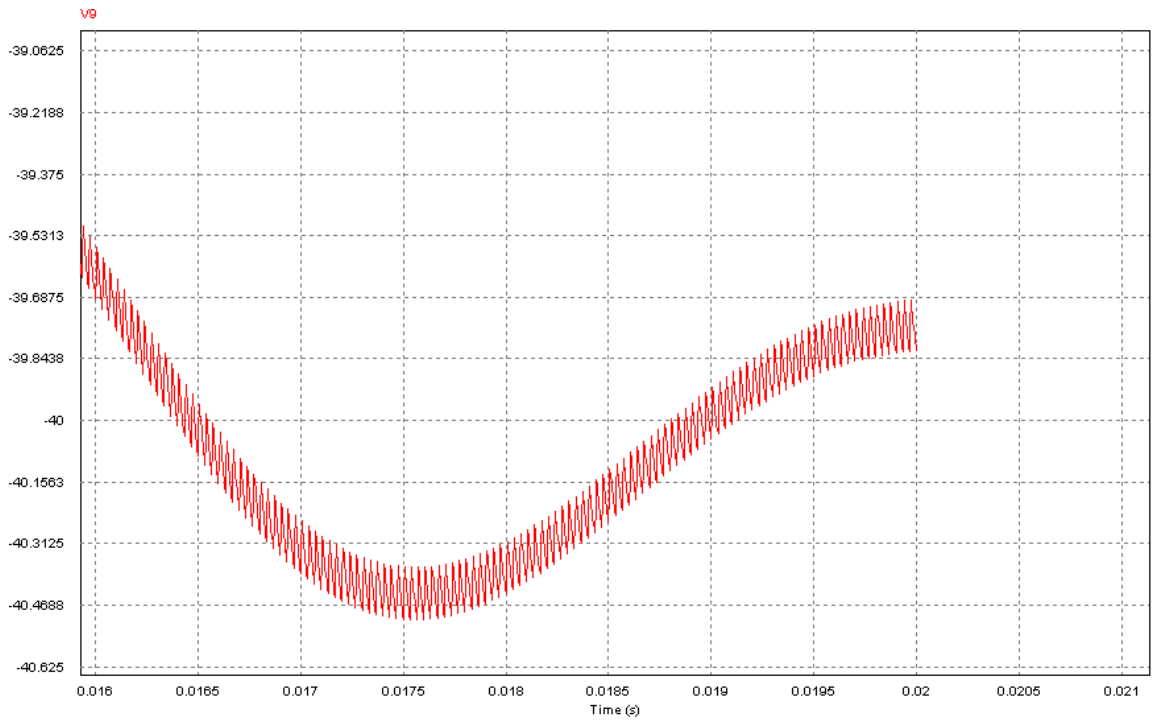


Figura 3.4: Rizo del voltaje de salida para un ciclo útil de 0.2

Para esta simulación se evidencia un rizo aproximado de 0.24 que equivale a tener un rizo en el voltaje de salida de 0.6%

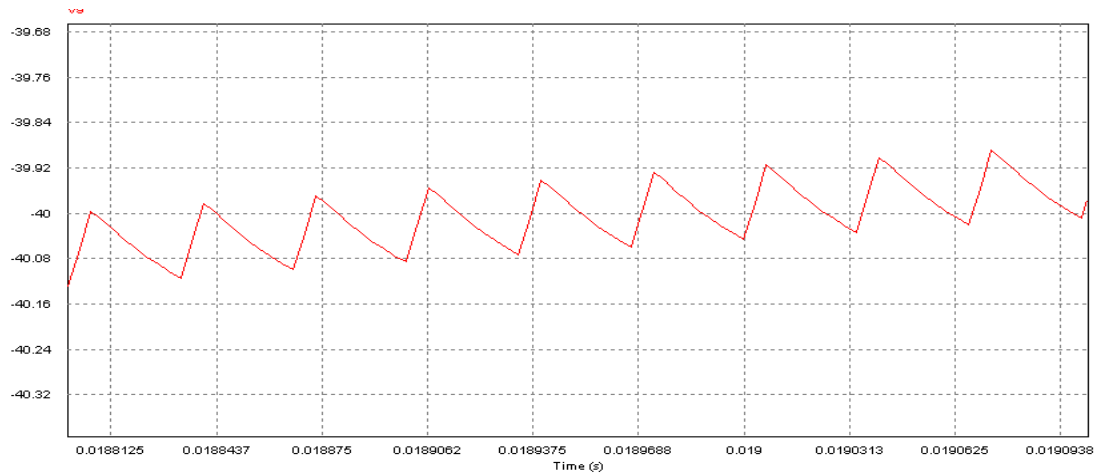


Figura 3.5: Rizo de 0.6% en el voltaje de salida

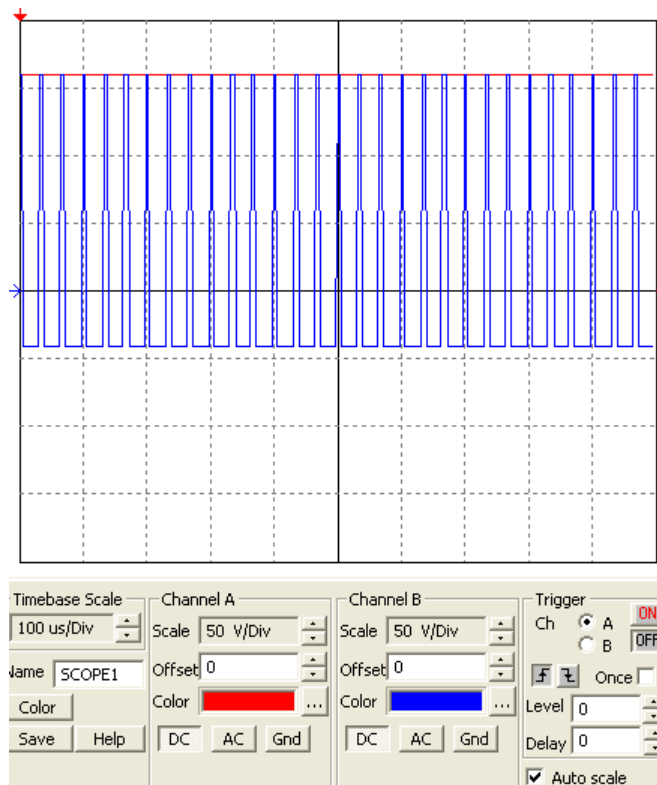


Figura 3.6: Voltaje de entrada y Voltaje en el transistor para un ciclo útil de 0.2

En el canal A encontramos el voltaje de entrada y en el canal B el voltaje en el transistor el voltaje del transistor para este caso será de 200v.

Voltaje en el diodo

De la misma manera el voltaje en el diodo para este caso será de 200v

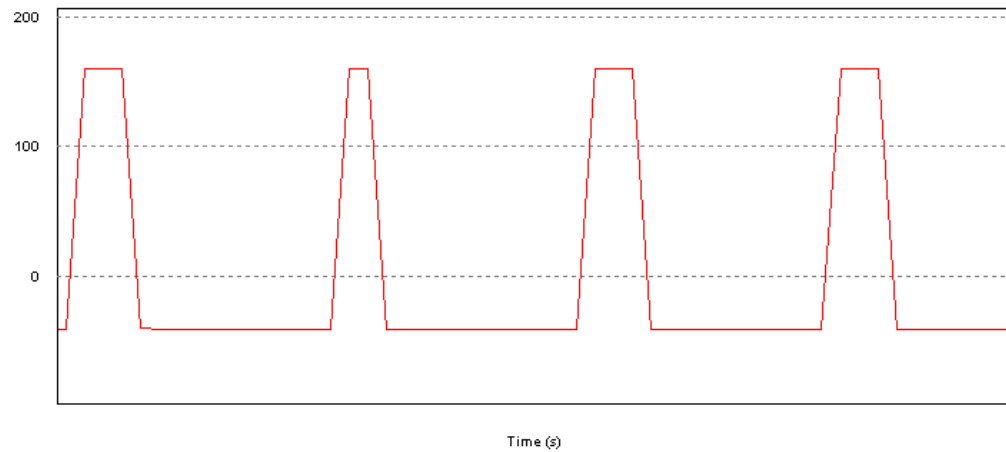


Figura 3.7: Voltaje del diodo para un ciclo útil de 0.2

Corriente en el transistor.

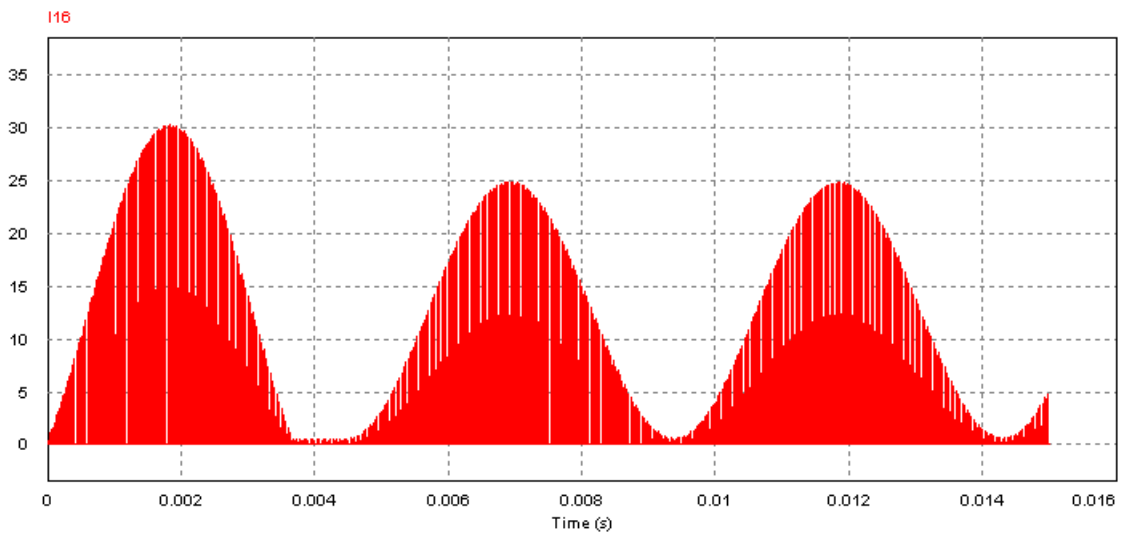


Figura 3.8: Corriente en el transistor para un ciclo útil de 0.2

La corriente en el transistor para este caso es la corriente máxima de 25 A calculada anteriormente.

Corriente en el Diodo

La corriente fluye en sentido contrario en el diodo

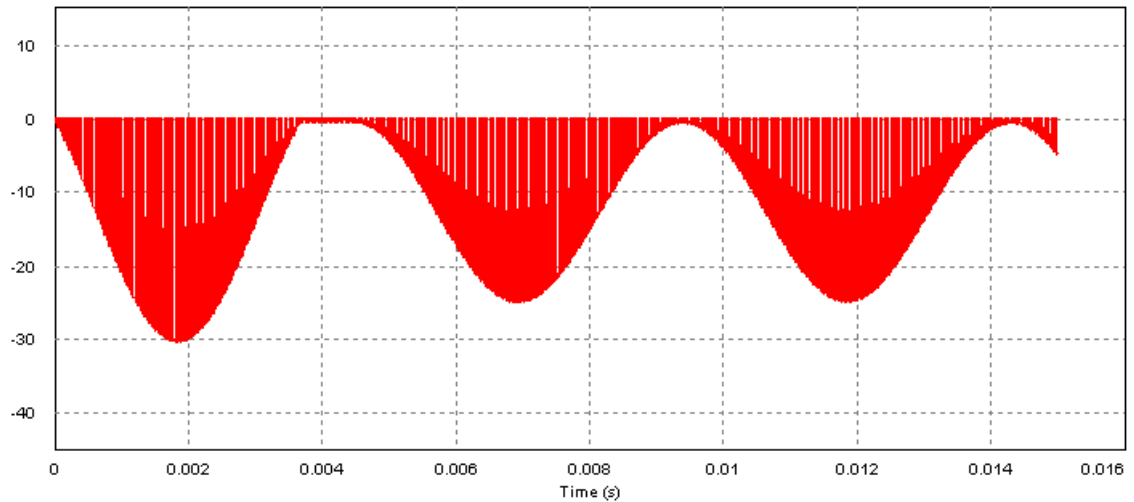


Figura 3.9: Corriente del diodo para un ciclo útil de 0.2

Simulación en MATLAB

Simulación para 30 KHz

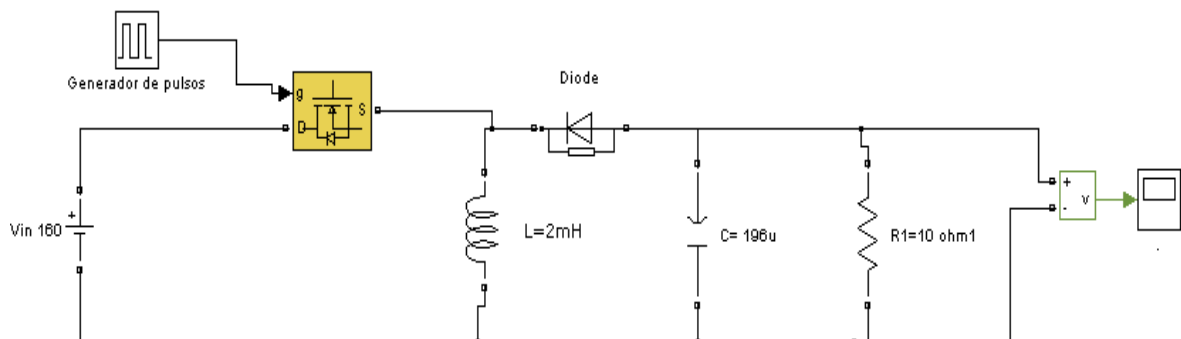


Figura 4.0: Circuito de simulación del convertidor Buck-Boost inversor en MATLAB

Voltaje en la carga:

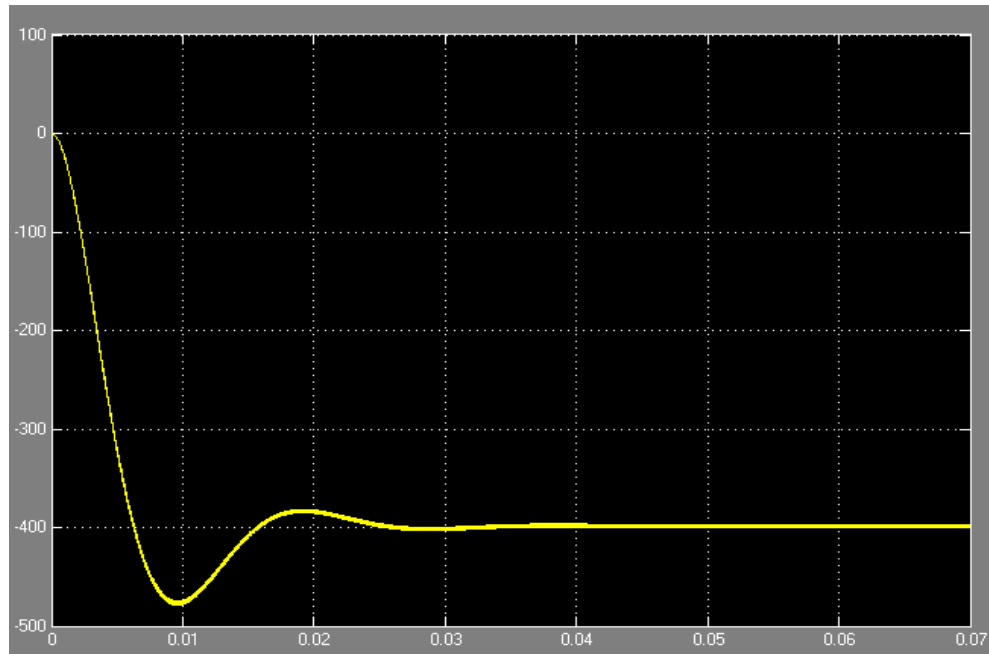


Figura 4.0: Voltaje en la carga para un ciclo útil de 0.7142

Voltaje en el transistor

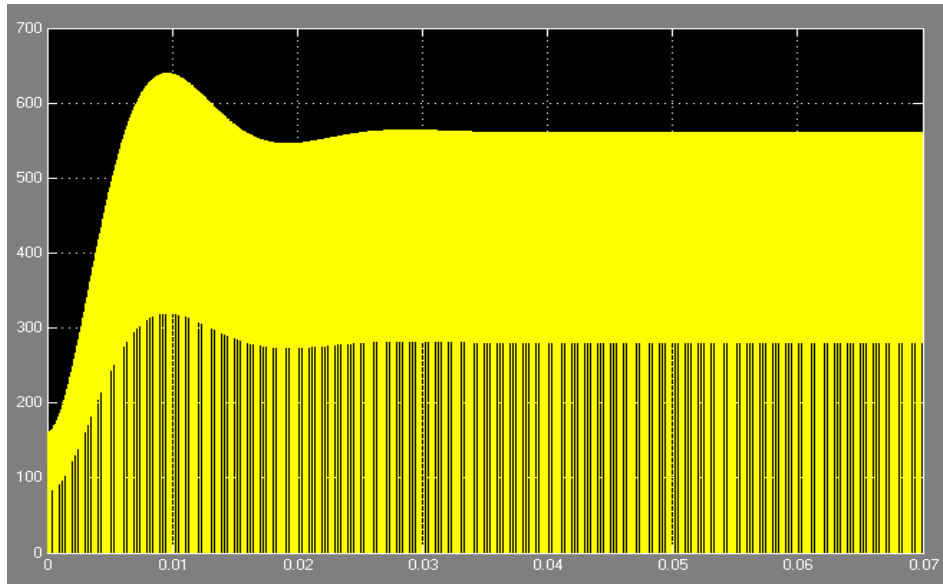


Figura 4.1: Comportamiento del Voltaje en el transistor

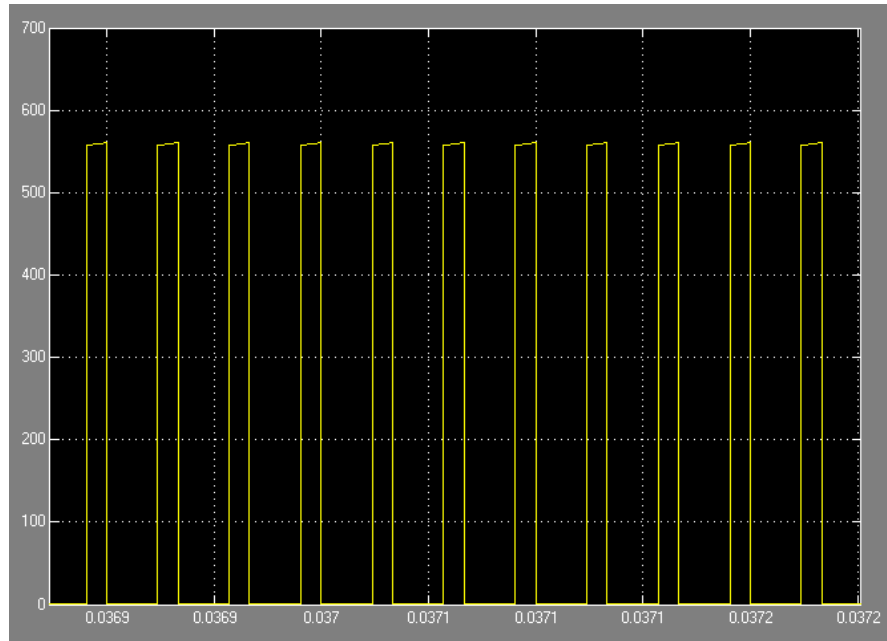


Figura 4.2: Señal de conmutación del transistor

Rizo de la señal a 30 Khz

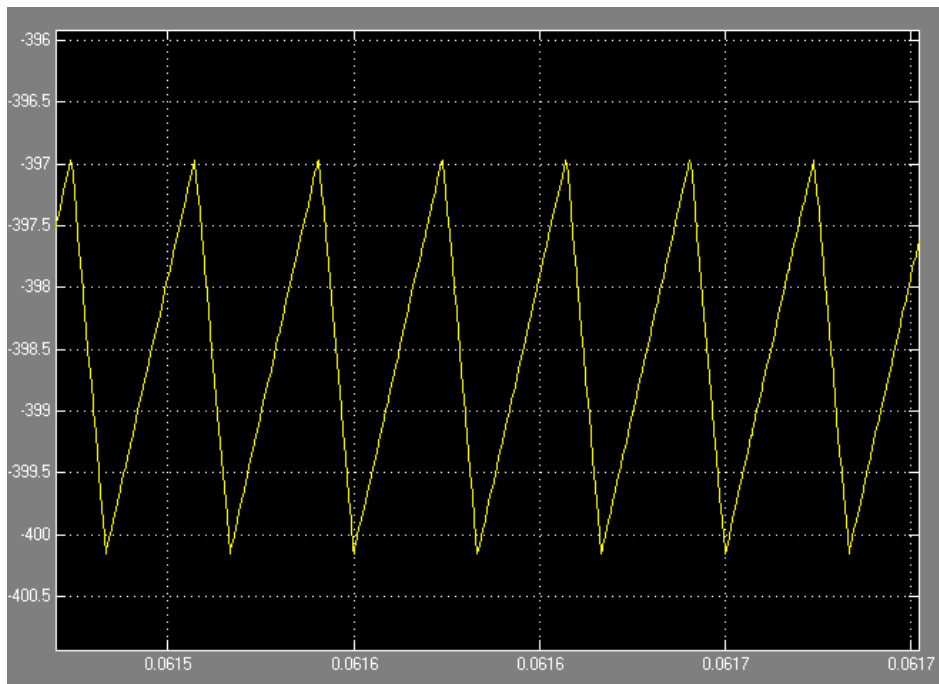


Figura 4.3: Rizo de la señal a 300Khz

1.3.4 SIMULACION DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST NO INVERSOR

Simulación PSIM

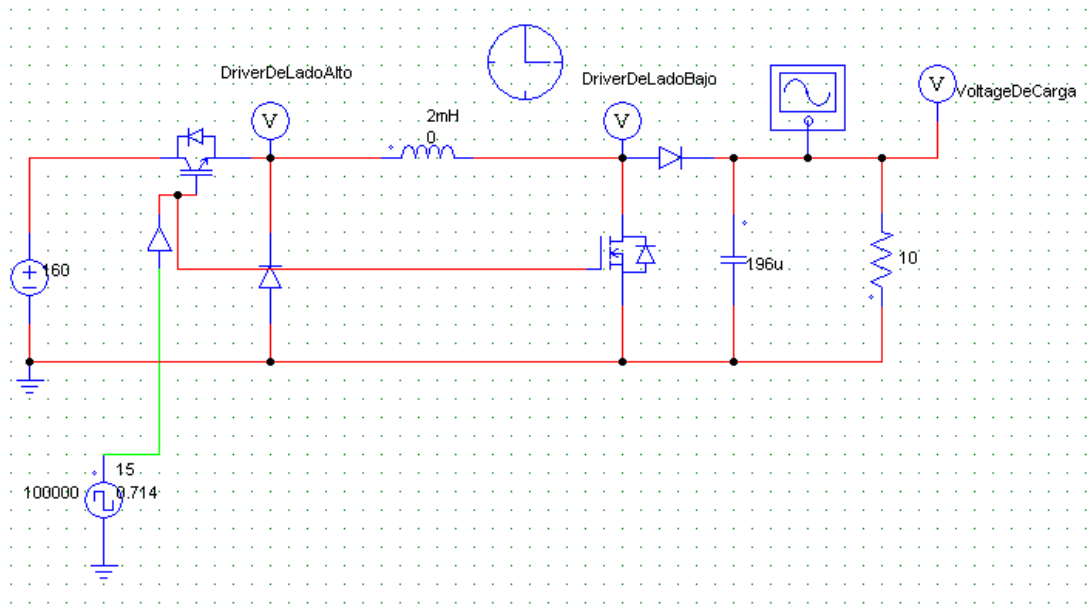


Figura 4.4: Simulación del convertidor Buck-Boost no inversor en PSIM

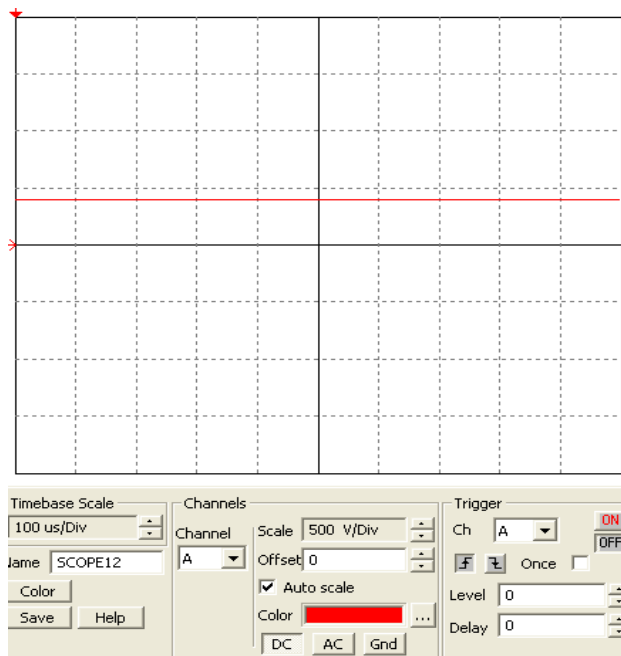


Figura 4.5: Voltaje de salida de 400v del convertidor

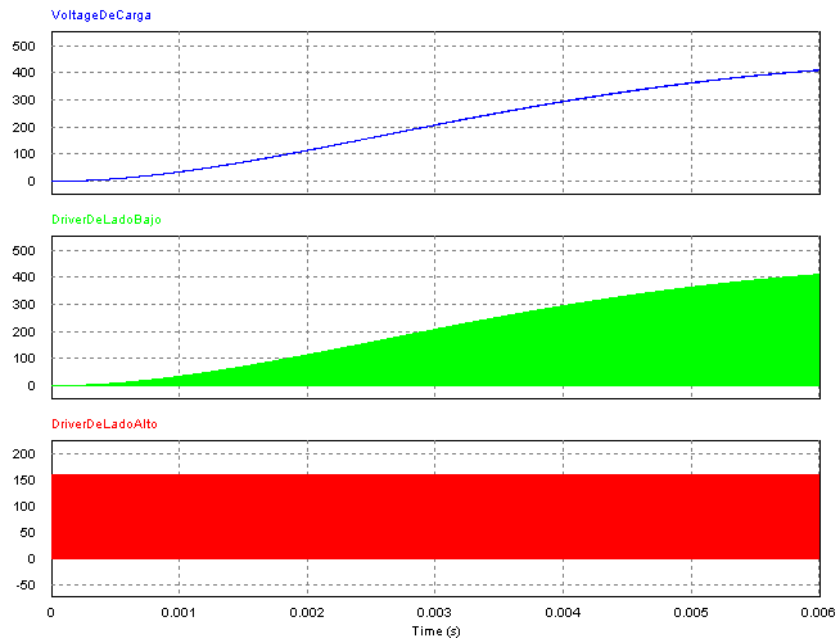


Figura 4.6: comportamiento del voltaje de salida, el voltaje en el transistor que funciona como Driver de lado alto y voltaje en el transistor que funciona como driver de lado bajo en PSIM

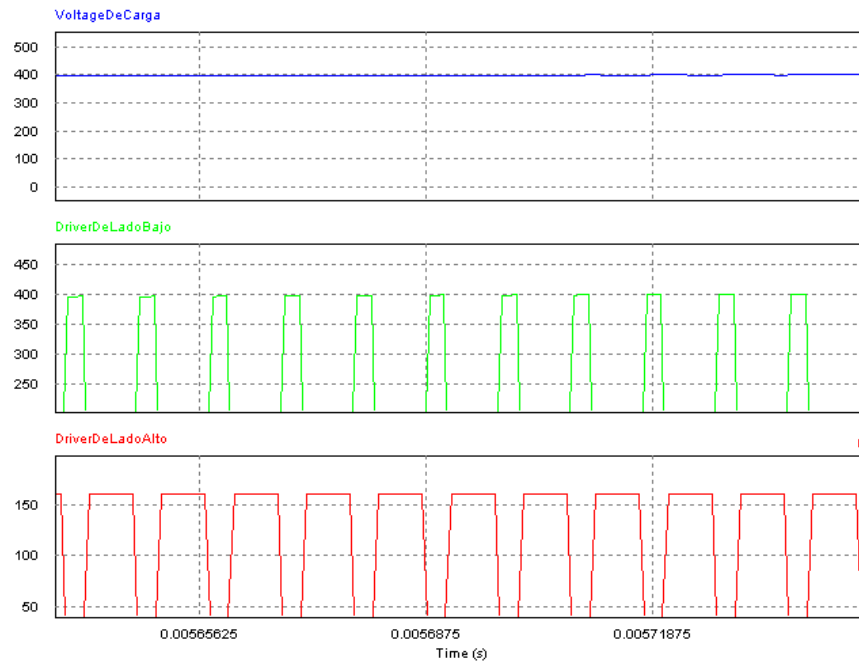


Figura 4.7: Comportamiento del voltaje en los transistores y el voltaje en la carga en estado estable en PSIM

Simulación MATLAB

CONVERTIDOR BUCK-BOOST POSITIVO

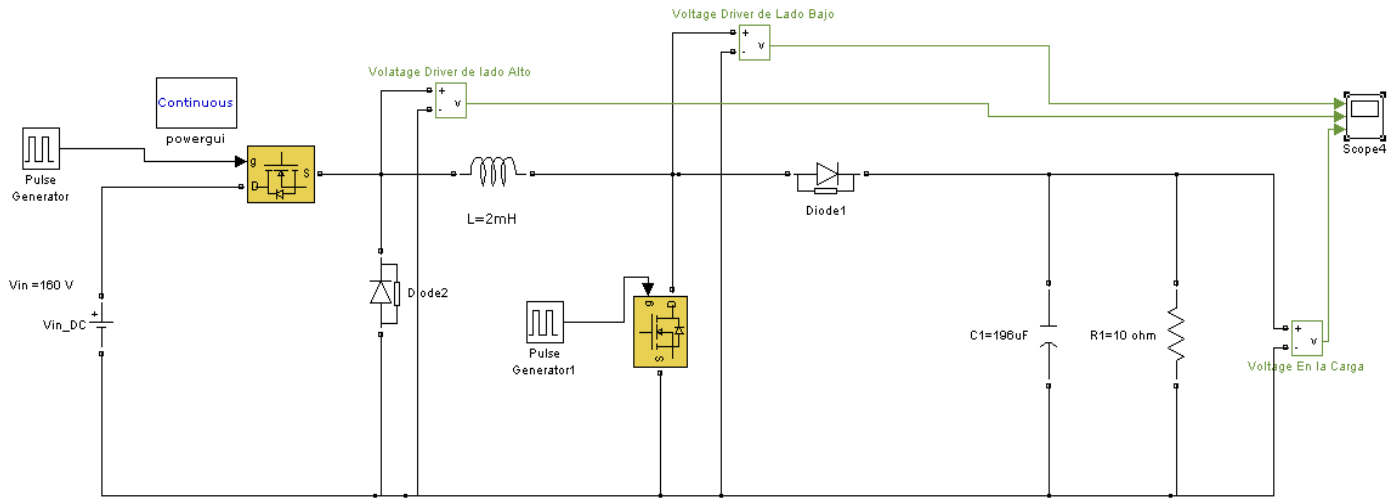


Figura 4.8: Simulación del convertidor Buck-Boost no inversor o Positivo en MATLAB

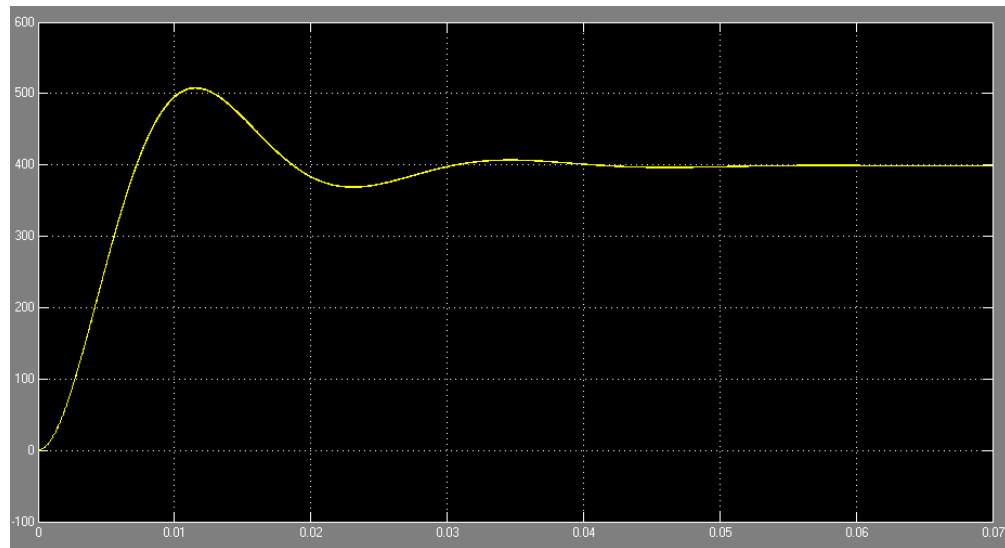


Figura 4.9: Voltaje de salida del convertidor

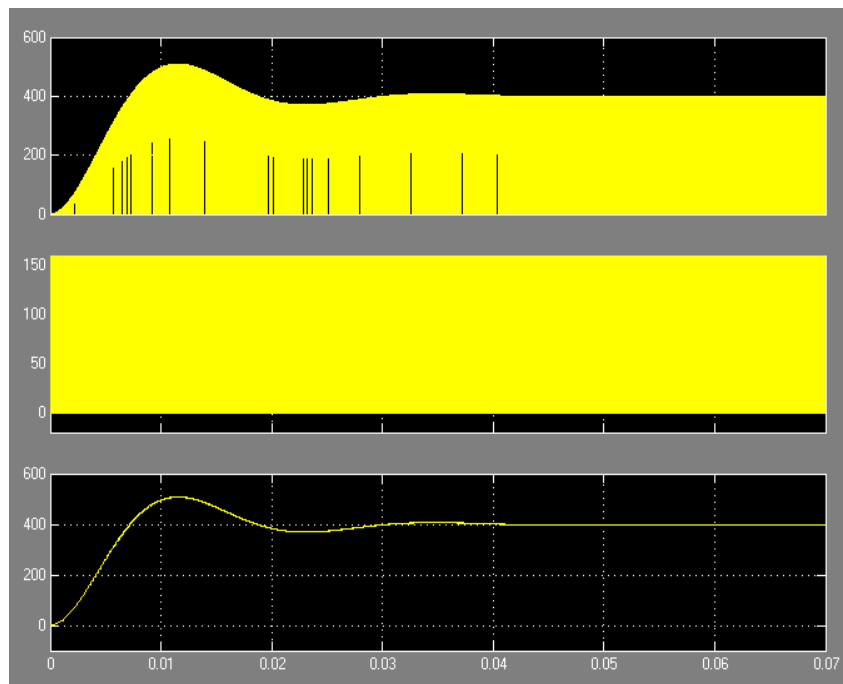


Figura 5.0 comportamiento del voltaje de salida, el voltaje en el transistor que funciona como Driver de lado alto y voltaje en el transistor que funciona como driver de lado bajo en MATLAB

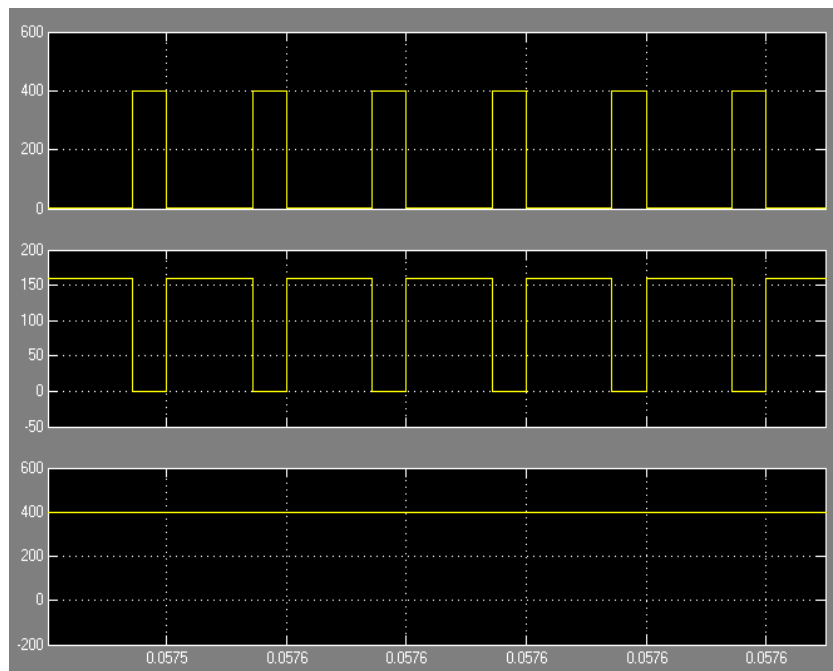


Figura 5.1: Comportamiento del voltaje en los transistores y el voltaje en la carga en estado estable en MATLAB

1.3.5 CONTROL FUZZY

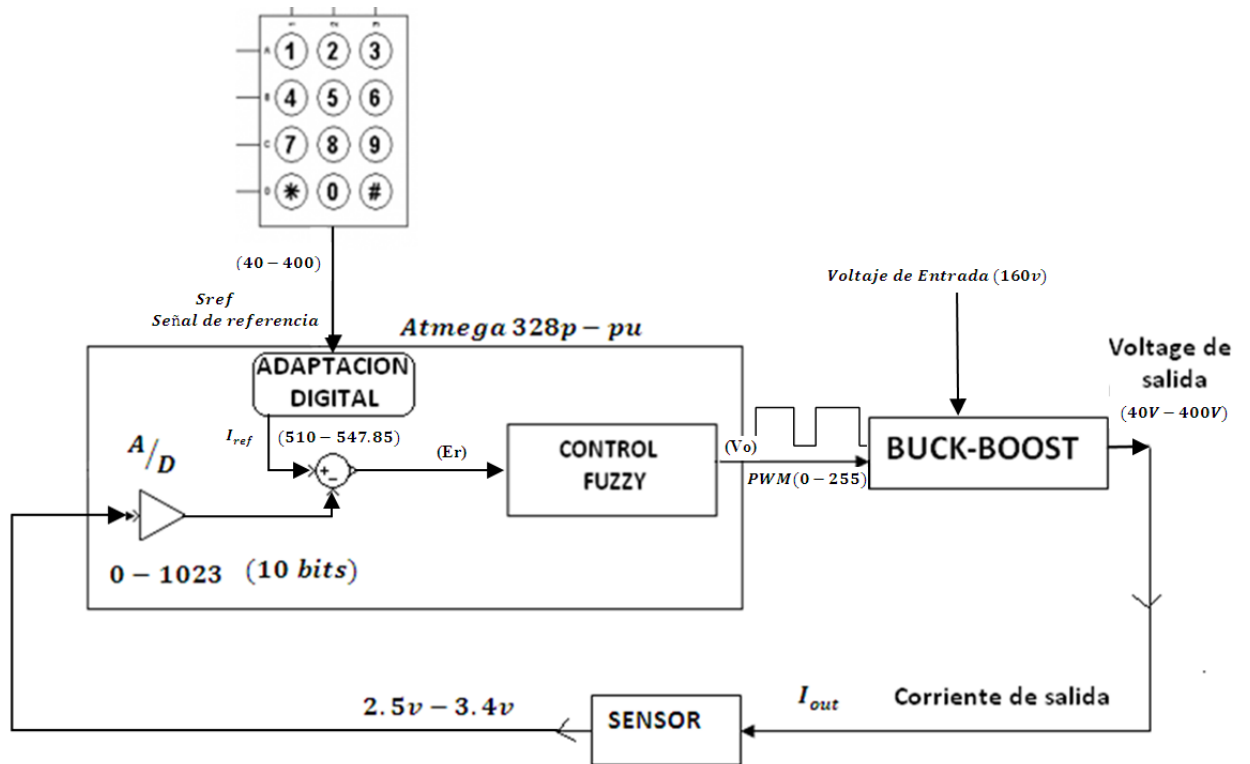


Figura 5.2: Diagrama de Bloques General del convertidor

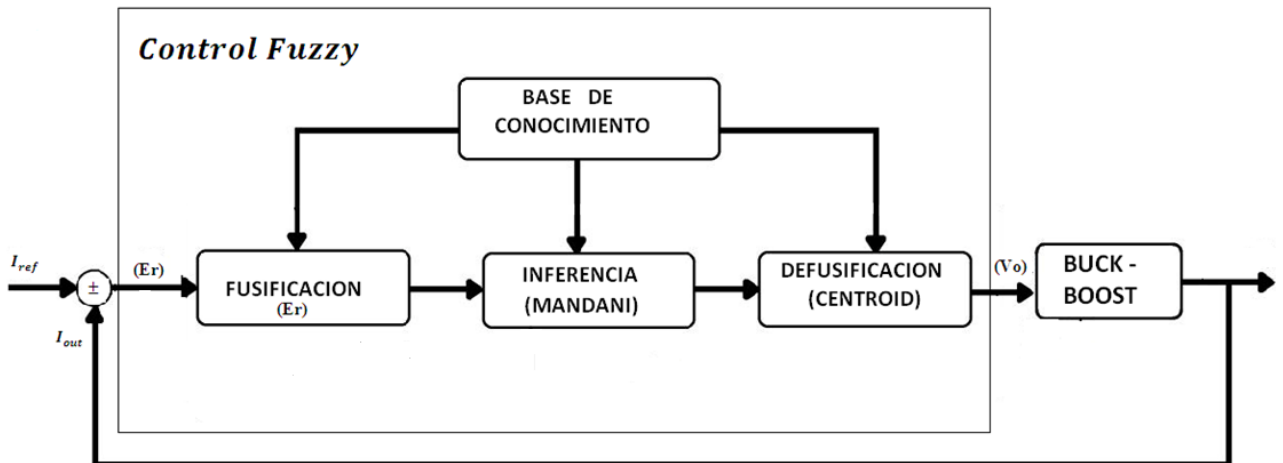


Figura 5.3: Diagrama de Bloques del Controlador FUZZY

El diseño de un controlador difuso se basa en el conocimiento que el diseñador tiene acerca de la planta sin necesidad de tomar en cuenta de manera rigurosa el modelo matemático de la misma, en este caso la planta a controlar es el convertidor Buck-Boost no inversor y se implementa un controlador Proporcional (P) para su respectivo control, este controlador posee una sola entrada y una única salida

La señal de entrada del controlador está definida como el error de la corriente sensada respecto a la deseada de la siguiente manera:

$$\text{Error Voltaje (Er)} = I_{ref} - I_{Sout}$$

⟨Ecuación 1.2.7.1⟩

Siendo:

I_{Sout} = Corriente sensada en la salida del convertidor

I_{ref} = Corriente de referencia

Donde:

La señal I_{Sout} es sensada por medio de una Tarjeta que posee un sensor de corriente de efecto Hall ACS714LLC-05B, con rango de medición de -5 a 5 amperios, proporcionando un voltaje de salida con una sensibilidad de 185mV/A. esta señal es capturada por el conversor análogo digital del microcontrolador marca Atmel-ATMEGA328-PU

El conversor análogo digital del Atmega 328 es de 10 bits por lo que se obtienen valores de 0 a 1023 (siendo 0 para 0V y 1023 para 5V) por tanto este conversor presenta una variación según:

$$CAD = \frac{5v}{1023} = 4.88758mv$$

⟨Ecuación 1.2.7.2⟩

Ahora el sensor ACS714LLC-05B cuando no está sensado ningún valor (sin carga) presenta un voltaje de salida de 2.5v en la práctica este valor puede variar entre 2.47 y 2.5 según la medición tomada nos genera un valor de 2.49 que en el conversor análogo digital del Atmega se entiende como 510. Debido a que se controlará el convertidor para una carga que garantice en 400v 400w el consumo máximo de corriente será de 1.0 A en esa medida utilizando el sensor mencionado el máximo valor de voltaje que recibirá el convertidor análogo digital del Atmega 328 es de 185mv, y como sabemos que este conversor varia cada 4.88758mv y que el valor del sensor mínimo es de 510 los valores del conversor análogo digital estarán en un rango desde 510 hasta 547.85 de acuerdo a la siguiente ecuación;

$$\frac{185mv}{4.88758mv} = 37.85$$

(Ecuación 1.2.7.3)

Obteniendo en el conversor análogo digital un valor de 547.85 para un voltaje deseado de 400v y un valor de 510 para un voltaje deseado de 0v como en la practica el convertidor trabajando en modo Buck no proporciona 0v ya que el ciclo útil del convertidor mínimo es del 20% generando un voltaje mínimo de 40v el rango de los valores que toma el convertidor es desde 513.785 para 40v hasta 547.85 para 400v

De igual manera el convertidor va a partir siempre desde un ciclo útil del 50%, es decir cuando encendemos el convertidor este va a generar como voltaje de salida el mismos voltaje de entrada, el voltaje de entrada es de 160v por lo que siempre el voltaje inicial será de 160v y dependiendo el voltaje deseado tendremos un error con respecto a 160v asi este error variará entre -11.3553 cuando sea el mayor error negativo posible con respecto a 160v y 22.7106 para el mayor error positivo posible con respecto a 160v.

La señal I_{ref} es una señal digital la cual depende el voltaje deseado que ingrese el usuario por medio de un teclado matricial.

La señal de salida del controlador **Vout(Vo)** es el ciclo de trabajo después de la defusificación con una frecuencia constante de 100 Khz siendo esté la variable manipulada este ciclo de trabajo variara entre el voltaje mínimo del convertidor que es de 40v a 20% y el voltaje máximo del convertidor que es de 400v al 71.42%.

$$D = \frac{t}{T}$$

⟨Ecuación 1.2.7.4⟩

D = Ciclo de trabajo (Duty)

t =Tiempo en que la onda cuadrada es positiva

T= Periodo de la onda cuadrada

Fusificación:

En la fusificación se establecen los conjuntos difusos que serán empleados de tal manera que se puedan definir las variables de entrada y salida, así mismo es necesario definir los grados de pertenencia para cada una de las variables de control.

De esta manera tanto para las variables de entrada y salida se utilizan cinco conjuntos difusos, definidos por las siguientes variables lingüísticas.

VARIABLES LINGÜÍSTICAS DE ENTRADA:

Error de la corriente del convertidor	
NMA	Negativo muy alto
NA	Negativo alto
NM	Negativo medio
NB	Negativo bajo
NMB	Negativo muy bajo
Z	Cero
PMB	Positivo muy bajo
PB	Positivo bajo
PM	Positivo medio
PA	Positivo alto
PMA	Positivo muy alto

Tabla 1.0: Variables lingüísticas de la entrada Error Voltaje (Er)

VARIABLES LINGÜÍSTICAS DE SALIDA:

Ciclo Útil	
P20	Ciclo útil 20%
P26	Ciclo útil 26%
P32	Ciclo útil 32%
P38	Ciclo útil 38%
P44	Ciclo útil 44%
P50	Ciclo útil 50%
P54	Ciclo útil 54%
P58	Ciclo útil 58%
P62	Ciclo útil 62%
P66	Ciclo útil 66%
P70	Ciclo útil 70%

Tabla 1.1: Variables lingüísticas de la Salida Vout(Vo)

En el control difuso el número de conjuntos difusos ayuda a obtener la resolución necesaria para cada aplicación, entre mayor cantidad de conjuntos difusos se obtiene una mayor resolución del controlador, sin embargo es evidente que al incrementarse el número de reglas también será necesario incrementar el costo computacional.

Funciones de pertenencia:

Se propone el empleo de funciones de pertenencia Trapezoidales a pesar de que requieren más coste computacional que las funciones de membrecía triangulares, posteriormente se especificarán los bordes de cada función de pertenencia.

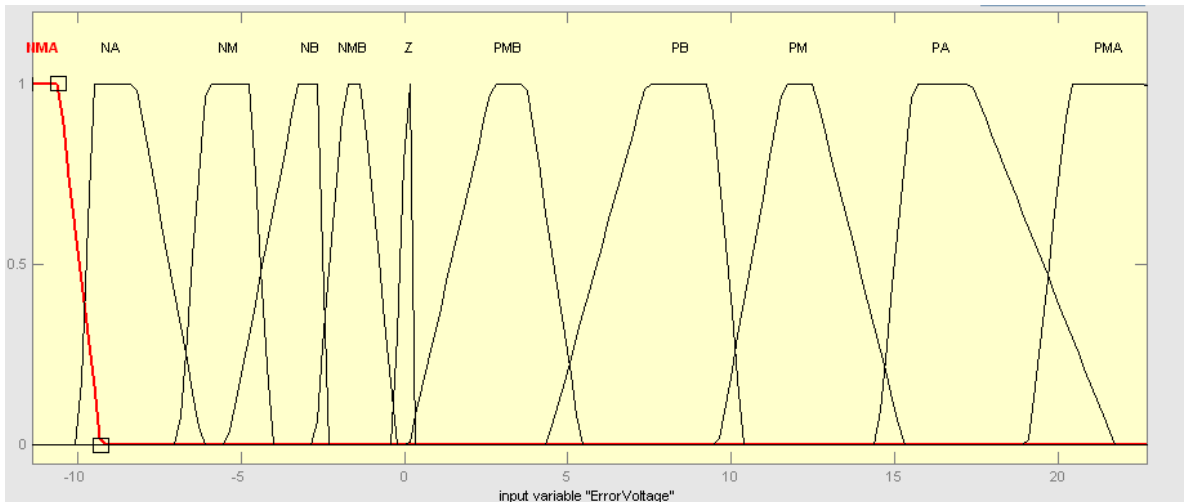


Figura 5.4: Funciones de membrecía correspondientes a la entrada ErrorVoltaje (Er)

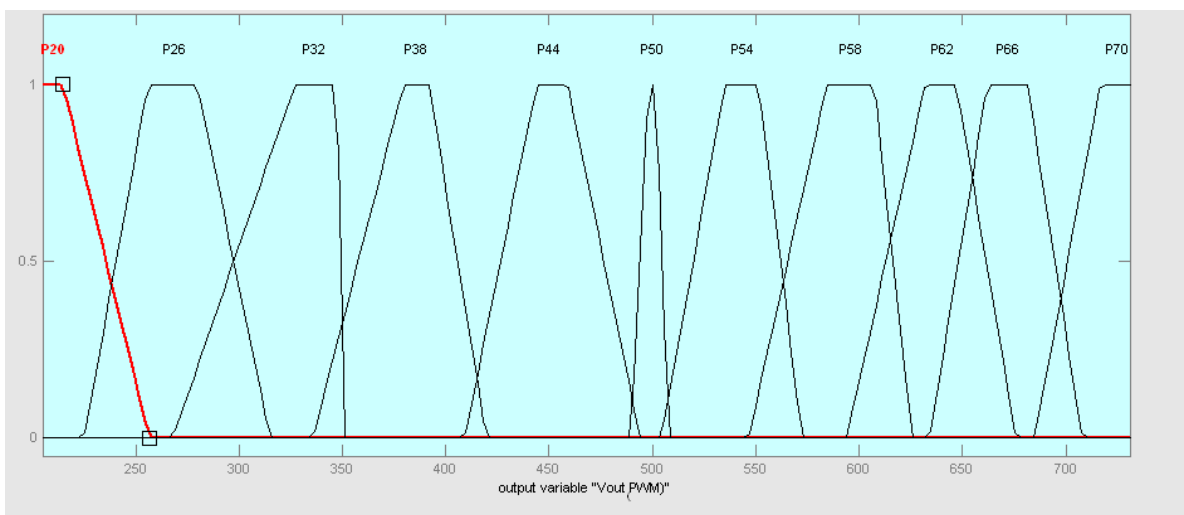


Figura 5.4: Funciones de membrecía correspondientes a la Salida Vout (Vo)

Mecanismo de inferencia.

El mecanismo de inferencia tiene como objetivo utilizar las variables que han sido fusificadas para poder llegar por medio del conocimiento del diseñador del comportamiento del sistema a una conclusión o consecuencia, este mecanismo es muy parecido a la lógica formal. Para expresar este conocimiento se utiliza una base de reglas a partir del análisis del comportamiento del sistema, la edición de estas determina la estrategia de control obtenida, ya sea por conocimientos generales del sistema, a partir de prueba y error o intuitivamente. Con base a los criterios del comportamiento del sistema obtenidos mediante experimentación al variar la tensión por medio del teclado matricial y observar la respuesta en la corriente en la salida del convertidor.

Existen dos tipos de métodos de inferencia que pueden ser implementados en el Fuzzy Logic Toolbox: el método Mandani y el método Sugeno. El método de inferencia Mandani es el que se utiliza con mayor frecuencia y fue el primero en utilizarse en los sistemas de control.

El método Mandani utiliza los grados de membresía de las variables de entrada que se generaron en la fusificación y se aplican sobre las reglas de la base de conocimiento para determinar sus grados de membresía en los conjuntos difusos de la variable de salida siendo esta la corriente de salida del convertidor. Con los grados de membresía de la corriente de salida del convertidor se genera un polígono que refleja los valores de membresía a lo largo de los conjuntos difusos. la base de reglas se definen conforme se presenta en la siguiente tabla.

Base de reglas

Error	NMA	NA	NM	NB	NMB	Z	PMB	PB	PM	PA	PMA
PWM	P20	P26	P32	P38	P44	P50	P54	P58	P62	P66	P77

Tabla 1.3: Base de reglas

Podemos evidenciar que el comportamiento de las reglas es el indicado

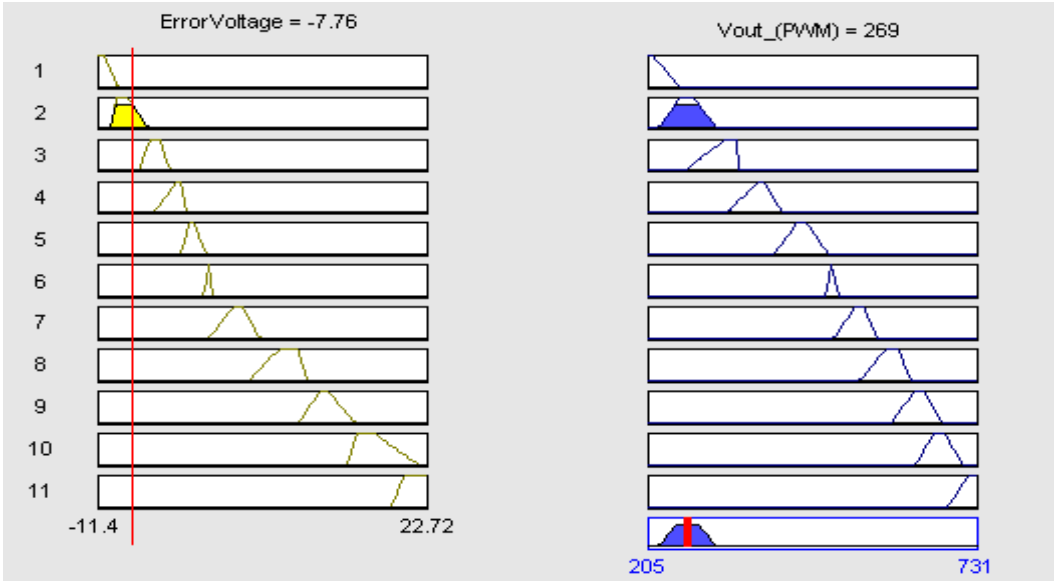


Figura 5.5: Funcionamiento de las reglas para un error NA

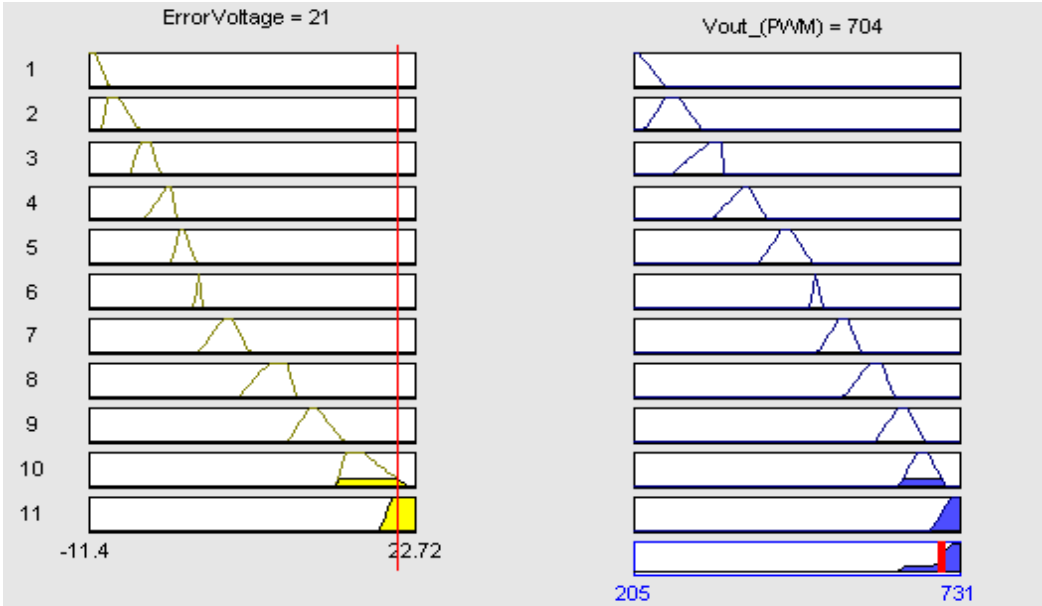


Figura 5.6: Funcionamiento de las reglas para un error PMA

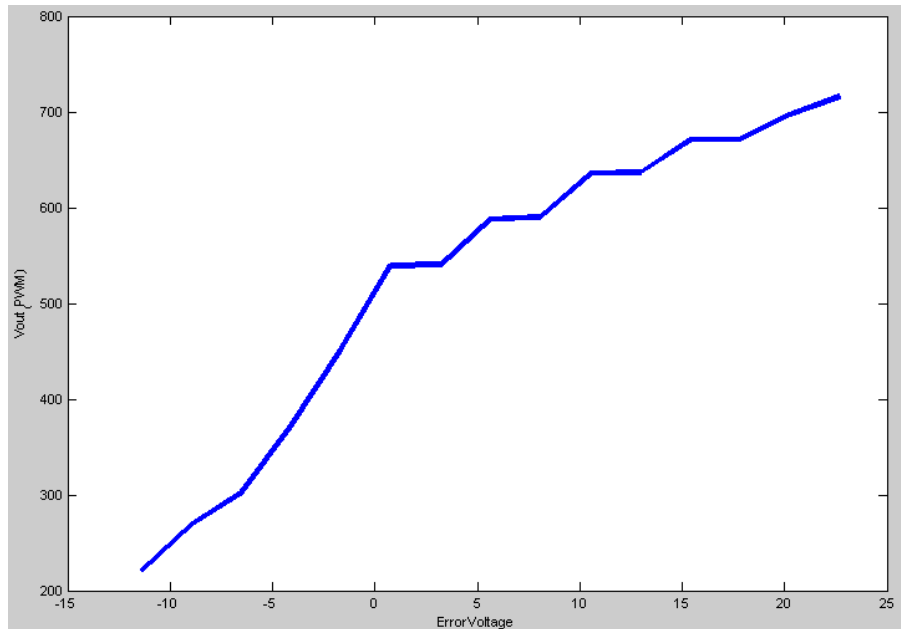


Figura 5.7: Variación de PWM con respecto al error

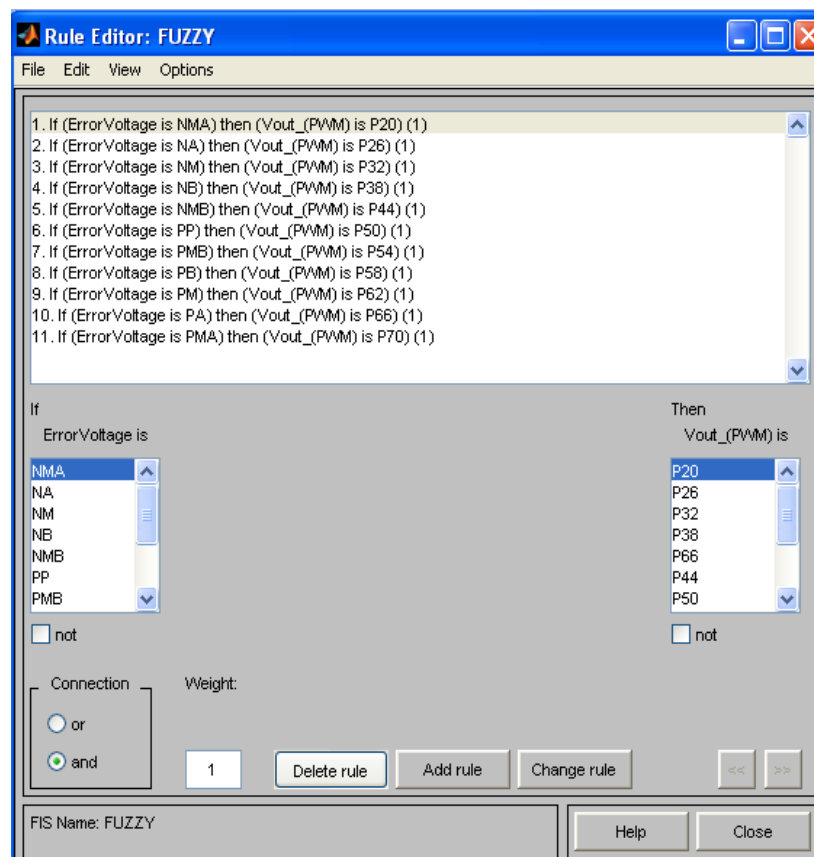


Figura 5.8: Reglas del controlador

Desfusificación:

La desfusificación es un proceso matemático usado para convertir un conjunto difuso en un número real. El sistema de inferencia difusa obtiene una conclusión a partir de la información de la entrada, pero es en términos difusos. Esta conclusión o salida difusa es obtenida por la etapa de inferencia borrosa, esta genera un conjunto borroso pero el dato de salida del sistema debe ser un número real con el objetivo de ser empleado físicamente. Para poder llegar a esta representación se emplea la desfusificación por centro de gravedad o Centroid Donde

$$U_{cris} = \frac{\sum_{i=1}^r b_i * U_i}{\sum_{i=1}^r u_i}$$

⟨Ecuación 1.2.7.5⟩

Donde:

U_{cris} = Valor desfusificado por centro de gravedad

b_i = Centro de la función de pertenencia del conjunto difuso

r = Numero de reglas

$\sum_{i=1}^r u_i$ = Sumatoria de las áreas de los conjuntos difusos

CAPITULO VI

FASE DE IMPLEMENTACION

1.4 IMPLEMENTACION ANALOGA DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST INVERSOR EN PROTOBOARD CON AMPLIFICADOR LF347

PWM

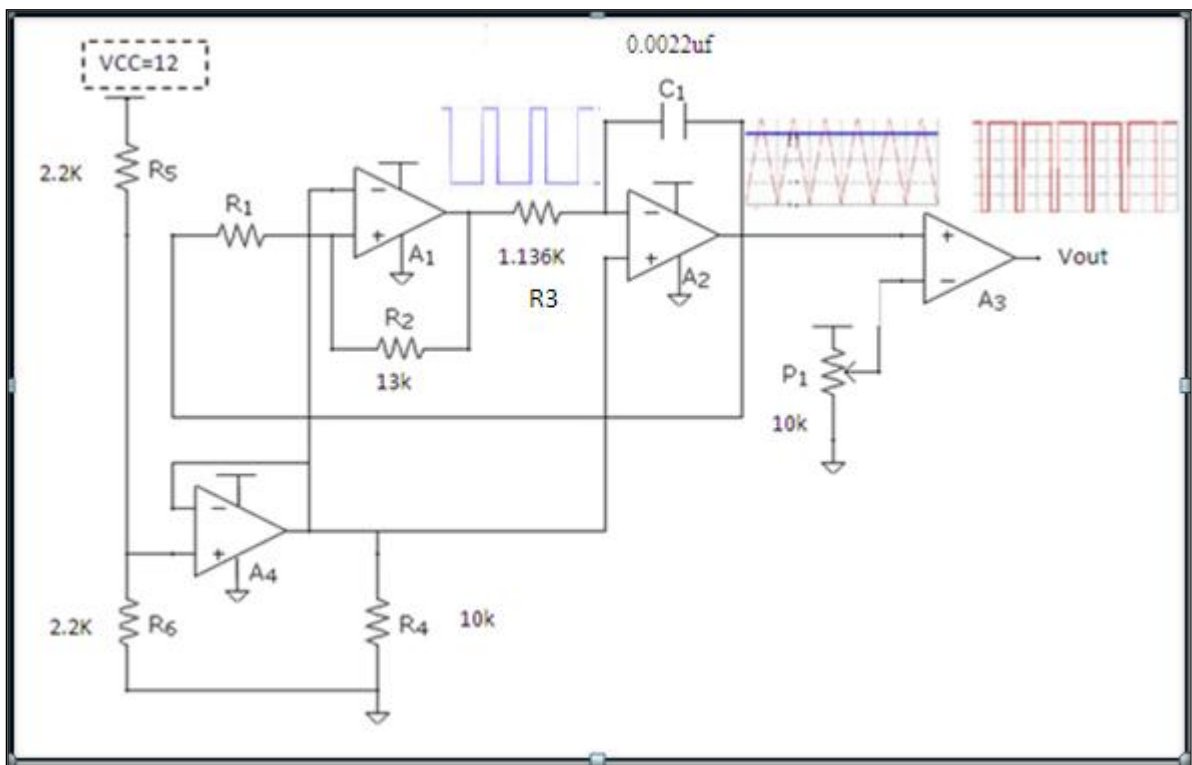


Figura 5.9: Diagrama esquemático de la modulación de ancho de pulso PWM

Para la implementación del circuito de control en lazo abierto se implementó un PWM en forma analógica utilizando amplificadores operacionales, el siguiente circuito presenta una manera sencilla de realizar un PWM unipolar de ciclo positivo y con una amplitud de 12V ideal para la conmutación del transistor IGBT. Se ha utilizado el integrado LF347 con 4 amplificadores internos este tiene alimentación doble tanto VCC^+ como VCC^- de esta manera para lograr un PWM unipolar positivo con este integrado se conecta el VCC^- a tierra.

Formas de onda del PWM en LF347



Figura 6.0: Señal de salida de los Amplificadores A1, A2, A3

Figura 9 Señales de salida correspondientes a los amplificadores A1, A2, y A3

Nota: El amplificador 4(A4) está configurado como seguidor de voltaje, esto se hizo para lograr con el LF347 un PWM unipolar subiendo los niveles de referencia de la entrada negativa del A1 y positiva del A2 a 6v.

Frecuencia de trabajo:

$$F = \frac{1}{R3 * C1}$$

⟨Ecuación 1.2.8.1⟩

$$F = \frac{1}{1.136k\Omega * 22nf} = 40.01kHz$$

⟨Ecuación 1.2.8.2⟩

Etapa de asilamiento eléctrico

Para aislar la etapa de control de la etapa de potencia se utilizó un optoacoplador 6N135

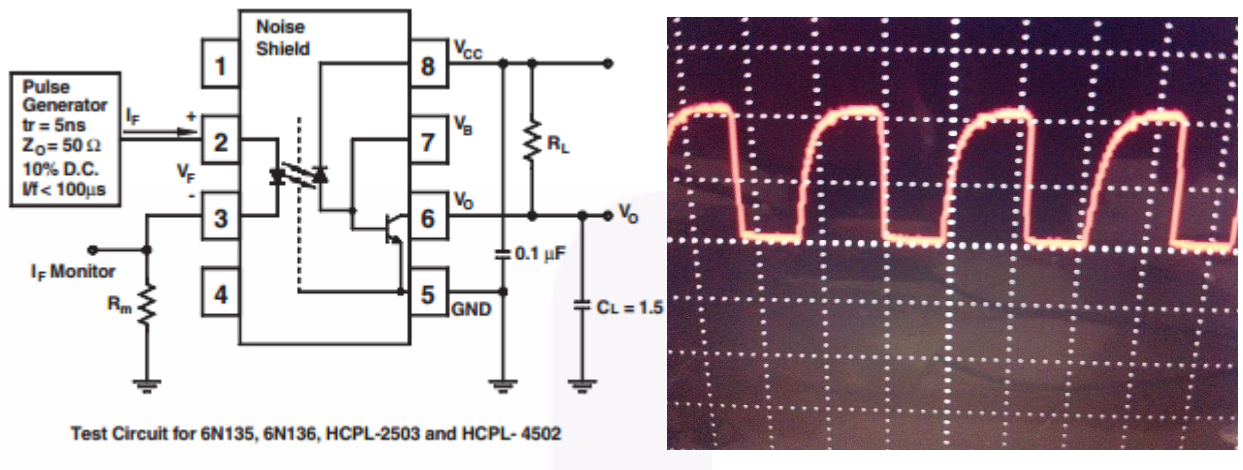


Figura 6.1: Diagrama esquemático del opto acoplador 6N135 tomado de Farchild semiconductor y forma de la señal de voltaje de salida correspondientemente

$$R_L = 10K\Omega \quad R_m = 1K\Omega \quad \text{Frecuencia de trabajo } 20KHz \quad \text{Amplitud } 10v$$

Disparador del IGBT

Para lograr activar de manera correcta el transistor IGBT se requirió el driver IR2117

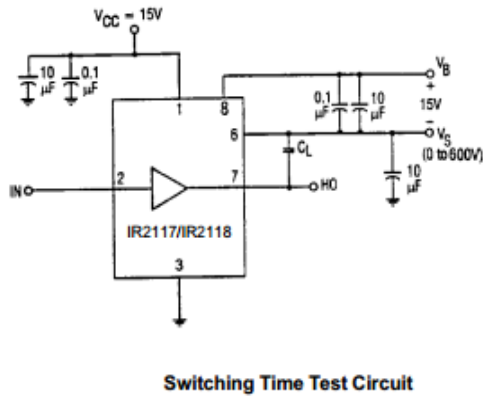


Figura 6.2: Señal de Disparo del IGBT

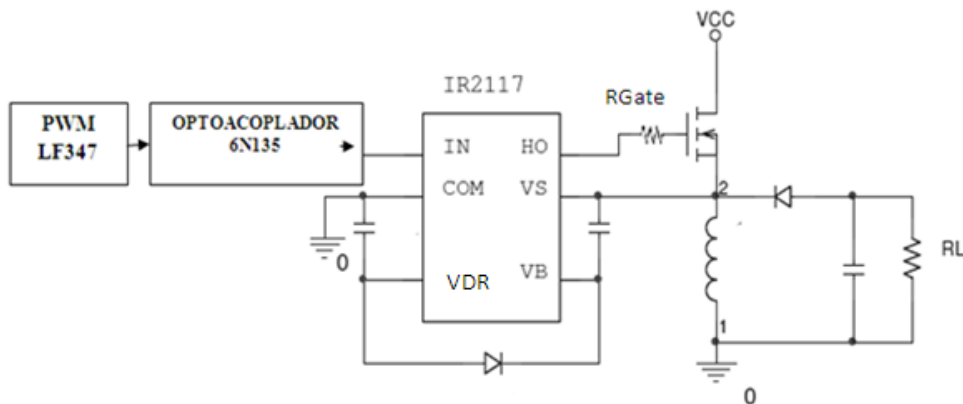
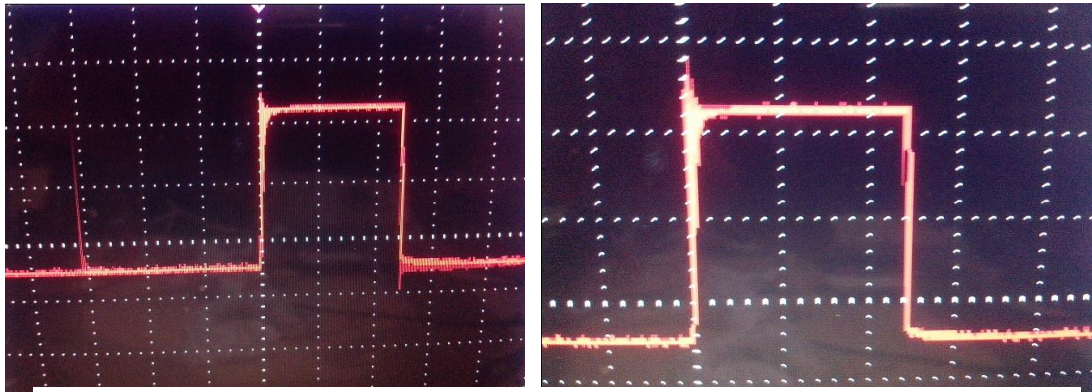


Figura 6.3: Circuito esquemático del Driver IR2117

El transistor IGBT en su conmutación presenta dos respuestas transitorias una respuesta transitoria TURN-ON y otra TURN-OFF donde esta resistencia de Gate además de limitar la corriente del driver presenta otras características por lo que es un parámetro que tiene un efecto significativo sobre la forma de onda de conmutación del transistor.

Cuando R_G disminuye, di / dt y dv / dt aumentan tanto en Turn-on como en Turn-off y se reducen los tiempos de carga y descarga de las capacitancias de Gate del IGBT con lo que se reducirán también los tiempos de encendido y apagado y por consiguiente las perdidas asociadas su respectivo proceso de conmutación, Observando la siguiente grafica

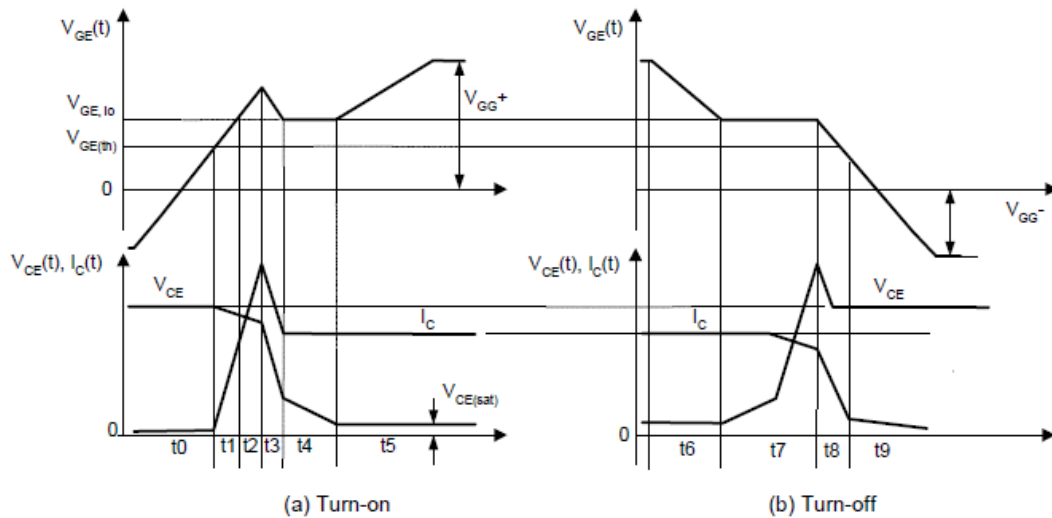


Figura 6.4: Turn-on vs Turn-OFF

En la región 7 en t_7 de la grafica anterior el voltaje colector-emisor incrementa y la tasa de incremento de este voltaje se puede controlar teniendo en cuenta la siguiente expresión.

$$\frac{dv_{CE}}{dt} = \frac{V_{GE, IO}}{C_{RES} * R_G}$$

(Ecuación 1.2.8.3)

$C_{res} = \text{Capacitancia inversa de transferencia}$

El valor C_{res} es determinado por el fabricante para nuestro caso con el transistor IRG4PC50UD tenemos que $C_{res} = 52pf$ con $V_{cc} = 30$ y $F = 1Mhz$.

De la misma manera tenemos que la región 8 en t8 el valor de VCE se mantiene en V_d , mientras i_C disminuye a una tasa equivalente a la siguiente ecuación.

$$\frac{di_C}{dt} = gfs * \frac{V_{GE, I0}}{C_{IES} * R_G}$$

(Ecuación 1.2.8.4)

La tasa de aumento se puede controlar también con R_G

$C_{IES} = \text{Capacitancia de entrada}$

$gfs = \text{Transconductancia de entrada}$

El valor C_{IES} es determinado por el fabricante para nuestro caso con el transistor IRG4PC50UD tenemos que $C_{IES} = 4000pf$ con $V_{cc} = 30$ y $F = 1Mhz$

De igual manera la resistencia siendo más pequeña representa mejor inmunidad al ruido dv/dt . Y a picos de tensión peligrosos en la compuerta IGBT causada por el efecto Miller. También nos ayuda a limitar la corriente del driver IR2117 ya que este soporta como máximo 200mA

1.4.1 Fuente de alimentación

Del voltaje de la red (120vrms aproximadamente) realizamos una rectificación de onda completa a través de un puente de diodos, luego filtramos la señal por medio de diferentes condensadores conectados en paralelo debido a que requerimos de una fuente capaz de proporcionar 400w y que los condensadores elevan el voltaje de la red de 120v a 160v nos basamos en las ecuaciones:

$$P_{max} = V_{max} * I_{max}$$

⟨Ecuación 1.2.9.1⟩

$$I_{max} = \frac{P_{max}}{V_{max}}$$

⟨Ecuación 1.2.9.2⟩

Utilizamos un puente de diodos capaz de soportar 25A y filtramos esta señal por medio de 6 condensadores de 1800uf para una capacitancia total de 10800 uf.

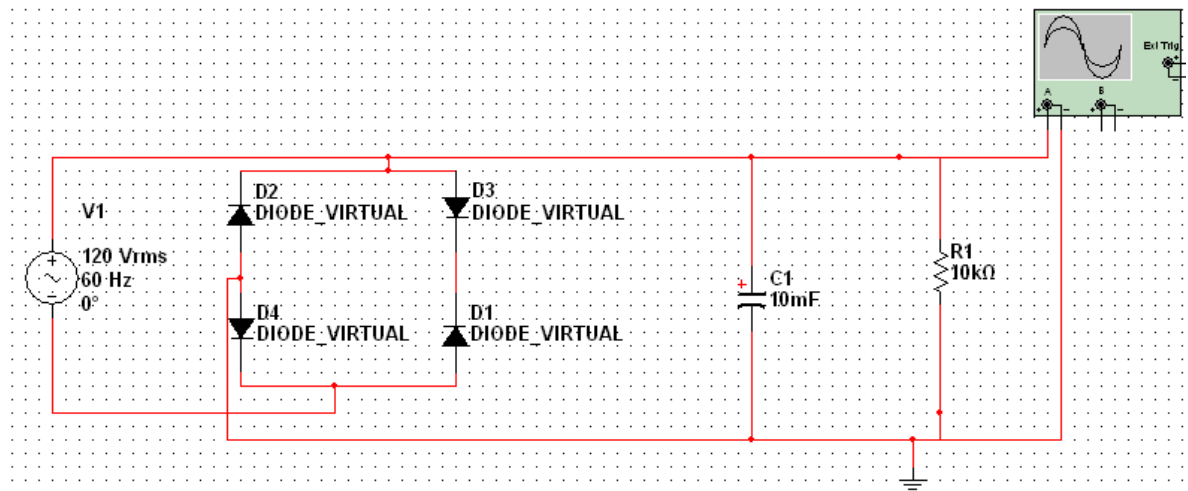


Figura 6.4: Simulación de la fuente de alimentación

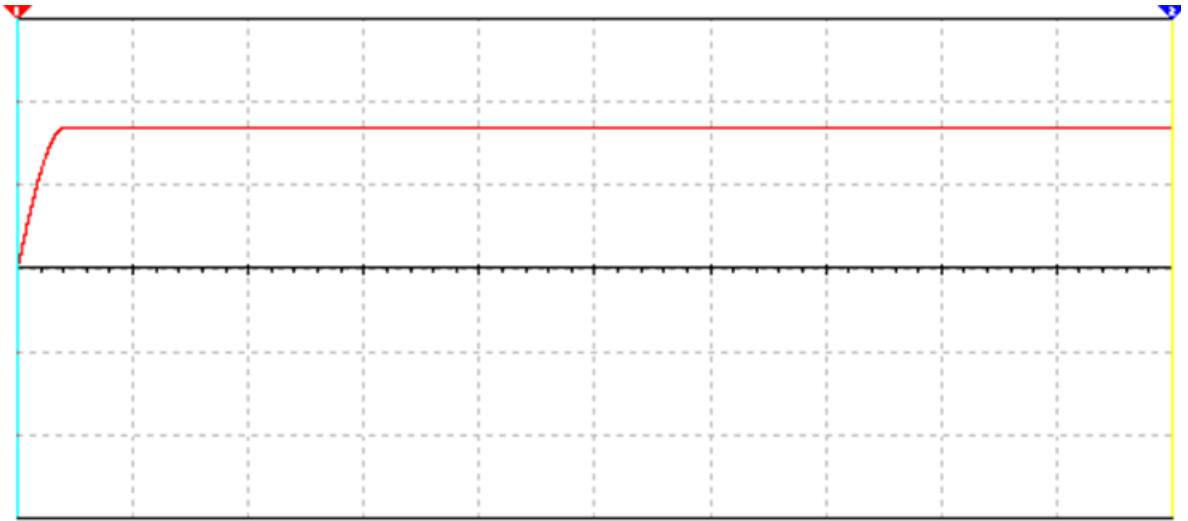


Figura 6.5: Voltaje de la fuente escala de 100v por 10ms

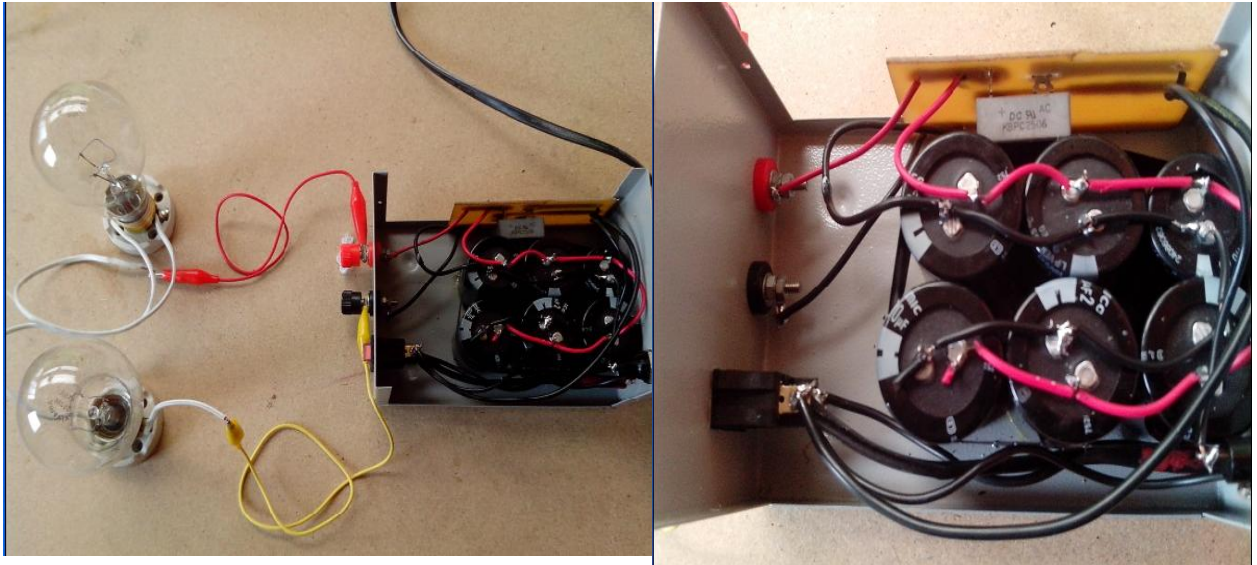


Figura 6.6: Fuente de alimentación implementada

Si a la fuente de alimentación agregamos un inductor esto nos ayuda a que el tiempo de subida sea más lento y de esta manera el arranque del convertidor sea más adecuado.

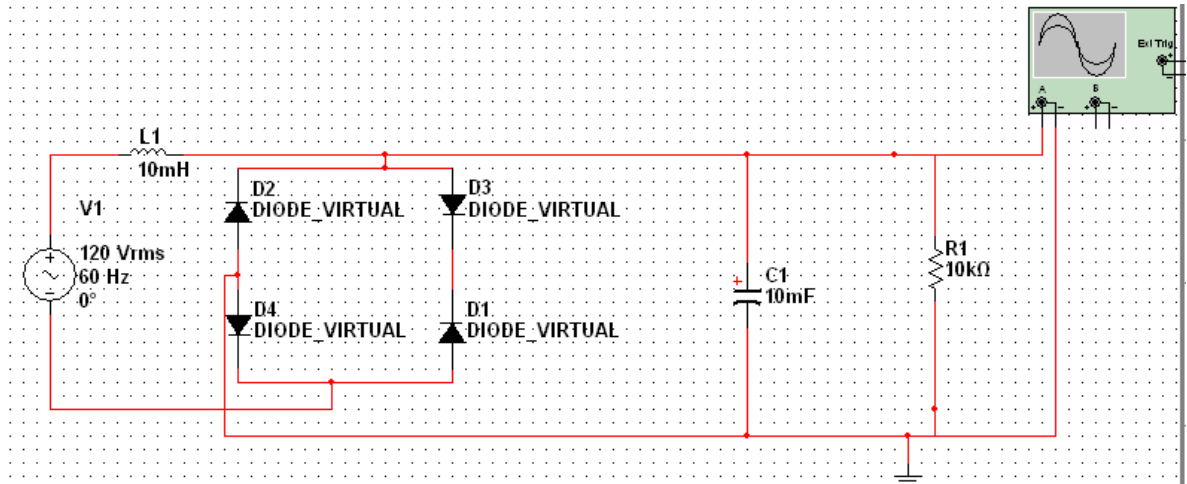


Figura 6.7: Simulación de la fuente de alimentación con inductor de entrada

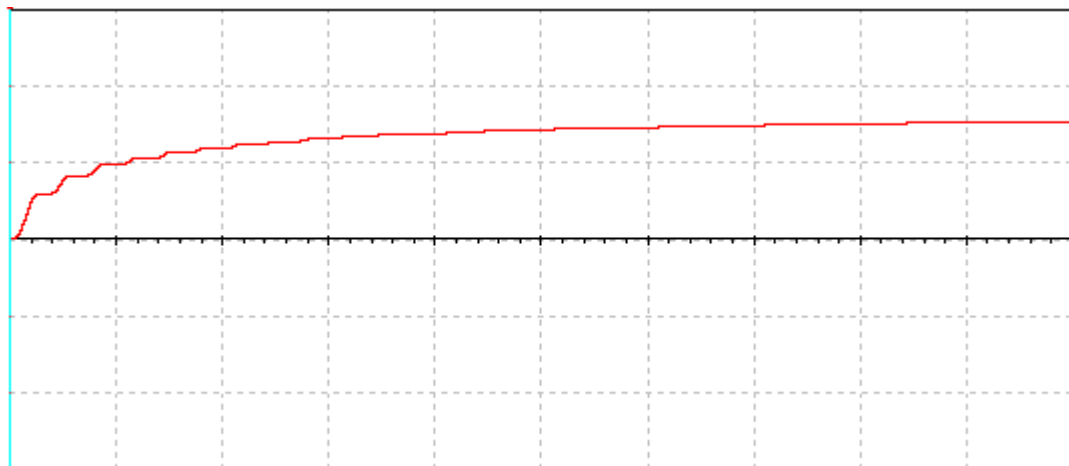


Figura 6.8: Voltaje de la fuente escala de 100v por 50ms

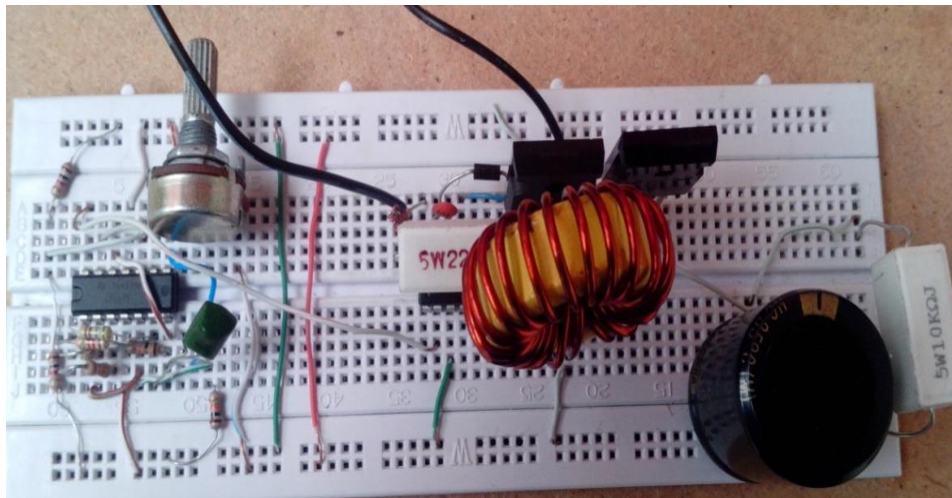


Figura 6.9: Implementación en placa de prototipos del convertidor Buck-Boost Inversor

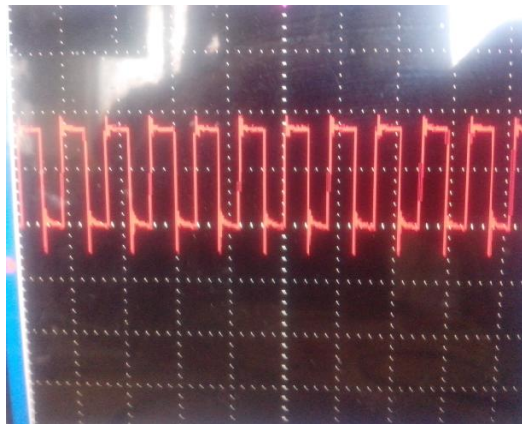


Figura 7.0: Señal del Gate del IGBT

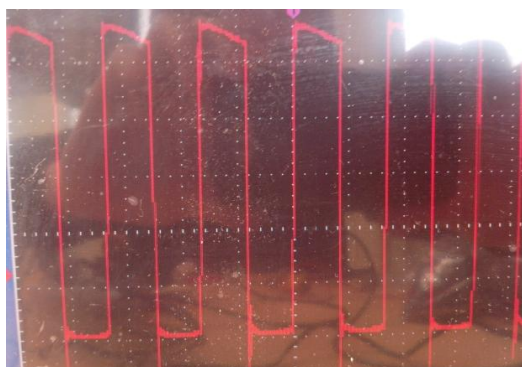


Figura 7.1: Señal del Gate IGBT conmutando con ayuda de la res Bootstrap

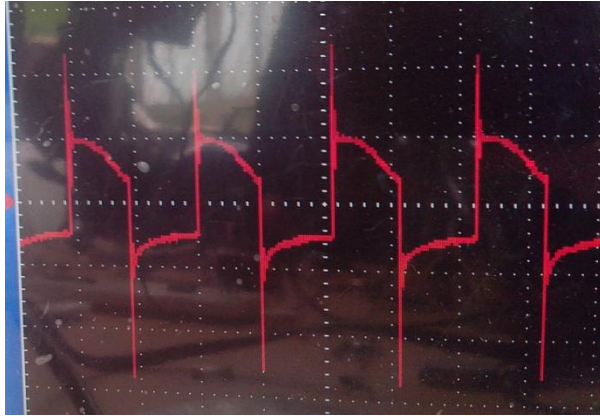


Figura 7.2: Señal de Voltaje en el Inductor

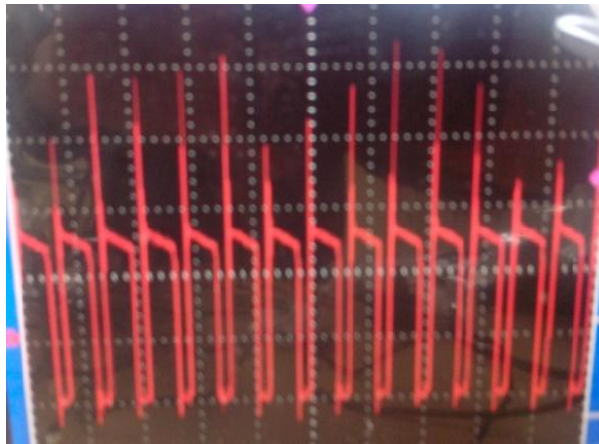


Figura 7.3: Señal del diodo antes de ser rectificada

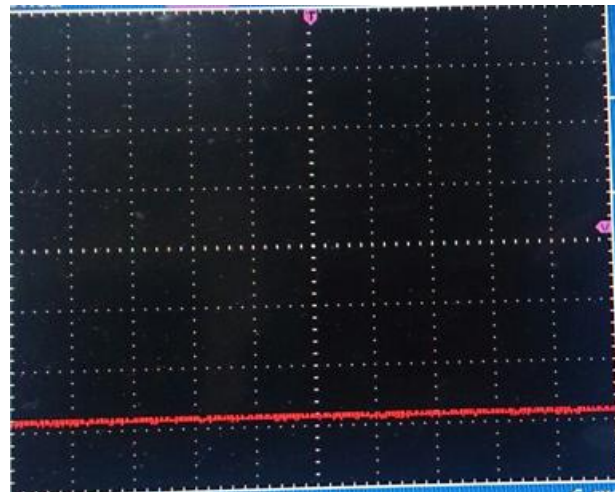


Figura 7.4: Voltaje de salida del convertidor Buck-Boost inversor con carga resistiva

1.4.2 IMPLEMENTACION CON CONTROL FUZZY DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST NO INVERSOR EN PCB CON MICROCONTROLADOR ATMEGA 328P-PU

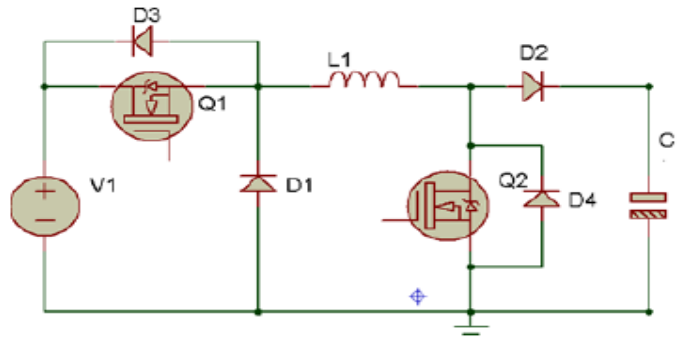


Figura 7.5: Convertidor Buck-Boost a implementar en PCB

El convertidor Buck-Boost no inversor está compuesto de un convertidor elevador y un reductor en cascada compartiendo el inductor, de igual manera puede entregar a su salida una tensión mayor o menor a la suministrada por el rectificador variando el ciclo de trabajo de la señal de control. Las señales de conmutación de los IGBT (IRG4PC50UD) pueden ser suministrados ya sean por optoacopladores como el HCP3120 O EL TLP250 o por drivers específicos para esta labor como el IR2117 o el IR2110, en este proyecto se utilizan dos driver IR2110 uno de ellos se utiliza como driver de lado alto para el convertidor Buck y el otro se utiliza como driver de lado bajo para el convertidor Boost estos drivers suministran en el Gate de los transistores una onda cuadrada de alta frecuencia, 100 KHz y un ciclo de trabajo variable que proviene del controlador Fuzzy conforme el diseño del controlador lo establezca, también cabe mencionar que el convertidor cuenta con un circuito de alimentación Bootstrap el cual está formado por un diodo (DBS) y un capacitor Bootstrap (CBS), esta configuración es necesaria para que el circuito de excitación sea flotante respecto a la tierra del circuito y pueda existir una activación en el IGBT Q1. Para el IGBT Q2 no es necesario una tierra flotante ya que se encuentra conectado a la tierra real. Hay que considerar que la señal control proveniente del control Fuzzy es la misma para los dos IGBT Q1 y Q2.

Como se menciono anteriormente requerimos para la conmutación del transistor un driver de lado alto, existen muchas maneras de implementar este tipo de driver una de ellas es la utilización de un transformador de excitación de puerta “Gate Driver transformer”

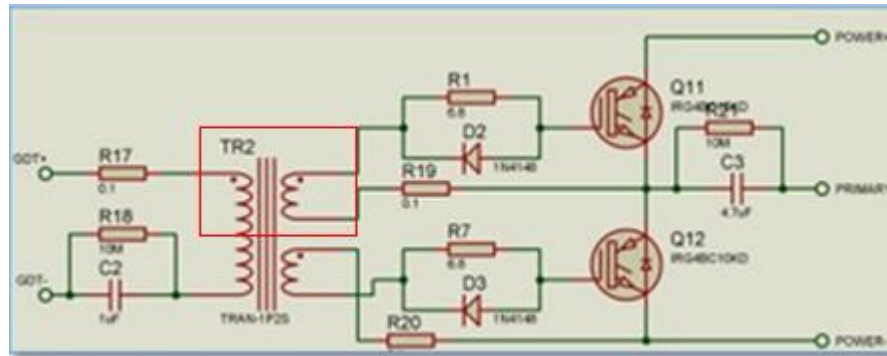


Figura 7.7: Circuito para el de disparo del transistor IGBT de lado Alto con Gate Driver transformer

Otra solución es utilizar una fuente de alimentación aislada, donde la tierra de esta fuente se encuentre separada de la tierra del transistor.

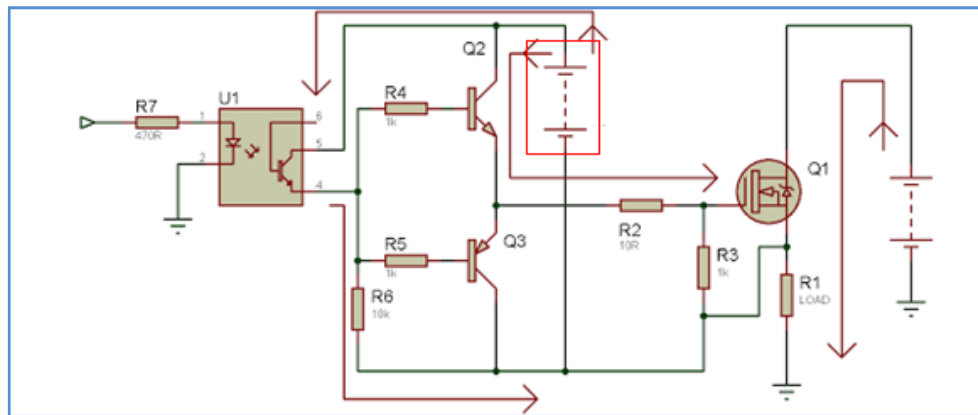


Figura 7.8: Circuito para el de disparo del transistor IGBT de lado Alto con Fuente Aislada

El otro método popular es el uso de una unidad de arranque o circuito Bootstrap. Este método utiliza tan solo un diodo de recuperación rápida o un diodo Shocley y un condensador.

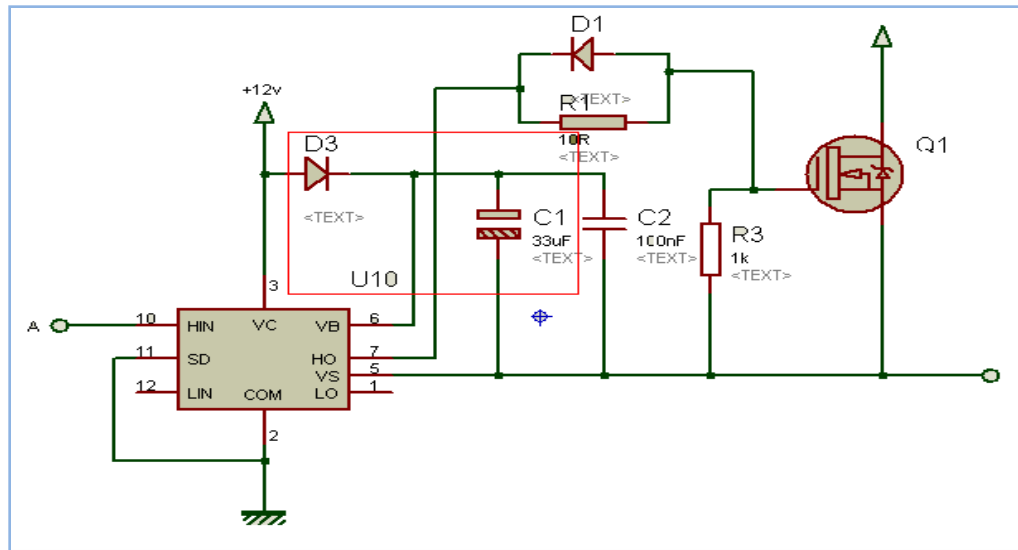


Figura 7.9: Circuito para el de disparo del transistor IGBT de lado Alto con Fuente Aislada

El transistor del modo Boost del convertidor utiliza un driver de lado bajo ya que el emisor de este transistor se encuentra debidamente referenciado a tierra y basta con utilizar la configuración en clase B para su respectiva conmutación sin ningún voltaje flotante.

1.4.4 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL DE DISPARO

A partir del microcontrolador Atmega 328p-pu utilizando el pre escalado y el cristal externo de 16.0 Mhz generamos una señal PWM de frecuencia de 100Khz la cual tiene una amplitud de 5 voltios por lo que se requiere utilizar dos transistor BJT como el BC547 para amplificar la señal cuadrada a 12V quedando en fase con la señal del microcontrolador como se muestra en la siguiente figura:

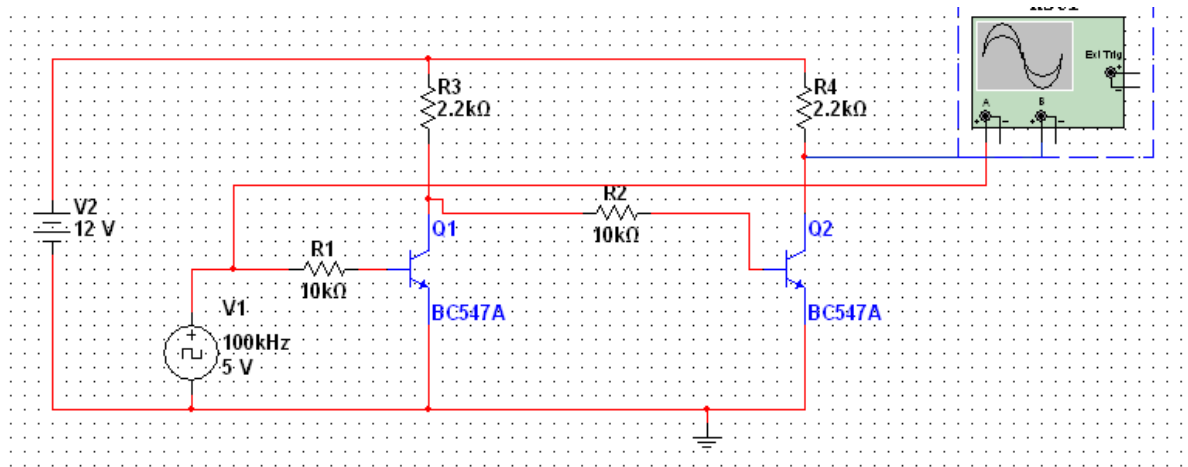


Figura 8.0: Circuito acondicionar de la señal del PWM del Atmega

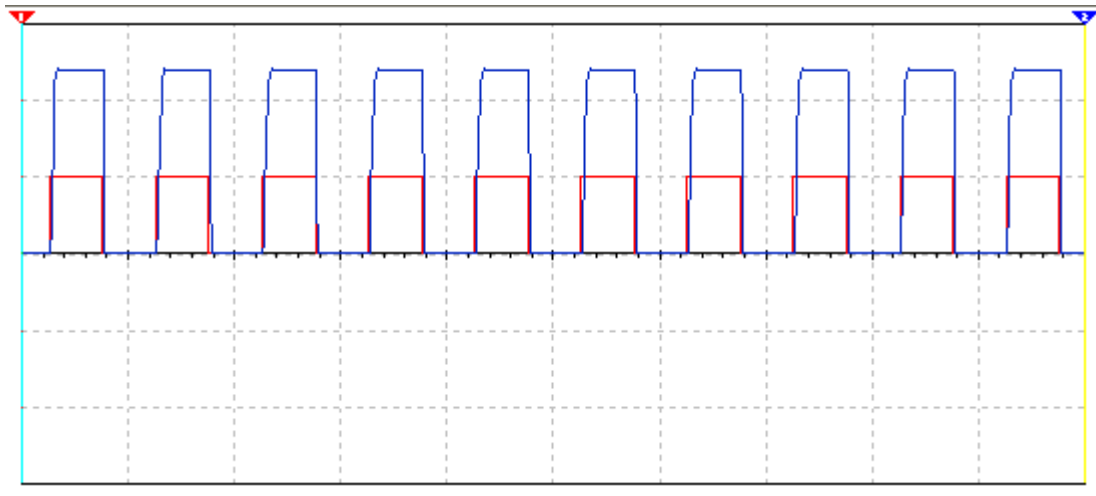


Figura 8.1: Formas de onda de entrada y salida del circuito

1.4.5 PROTECCIONES:

La etapa de la fuente de alimentación consta en su entrada de un varistor en serie con un fusible, la cual es la protección típica utilizada en las fuentes conmutadas, esta es una protección para sobretensiones de tal manera que si el varistor detecta una tensión muy superior de entrada se corta circuíticamente dejando el fusible conectado haciendo un corto protegiendo la fuente, también se tiene un termistor PTC en serie al filtro capacitivo de la

fuelle ya que los condensadores estando descargadas se pueden comportar en un estado inicial como un corto provocando sobre corrientes, y por ultimo se tiene un fusible mas para la entrada del convertidor Buck-Boost

1.4.6 ALIMENTACIÓN DEL PCB:

Presenta dos tipos de alimentación, el voltaje alterno de la red 120v 60Hz que alimenta la fuente la genera una señal de 160v DC para la entrada del convertidor y otra una señal directa de 15 V la cual se conecta a un regulador 7812 que alimenta los driver y los transistores BC547 así como también alimenta a un regulador 7805 el cual es el encargado de generar los 5v necesarios en la etapa de control incluyendo el sensor, el microcontrolador y la LCD.

1.4.7 EFICIENCIA DEL CONVERTIDOR

La eficiencia del convertidor viene dada según la siguiente ecuación:

$$N = \frac{P_S}{P_E} \times 100$$

⟨Ecuación 1.2.9.3⟩

Siendo:

$N = \text{Eficiencia en porcentaje}$

$P_S = \text{Potencia de salida}$

$P_E = \text{Potencia de entrada}$

$$N = \frac{400v \times 0.95A}{160V \times 2.9A} \times 100 = 81.89\%$$

⟨Ecuación 1.2.9.4⟩

1.4.8 PCB

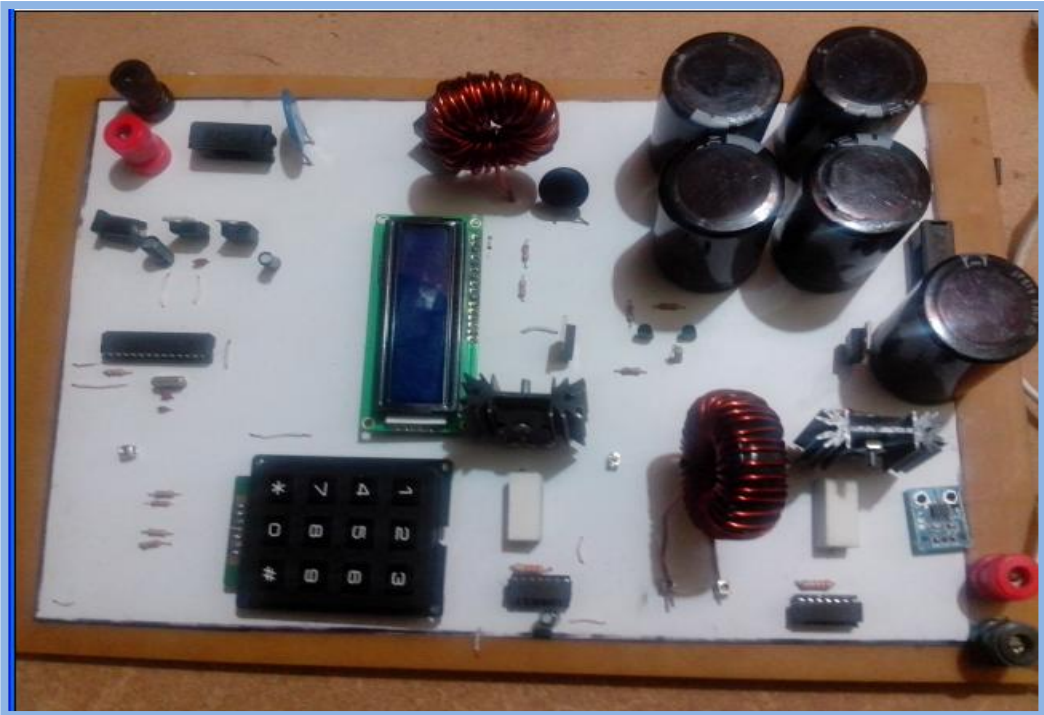


Figura 8.2: Implementación del PCB-1

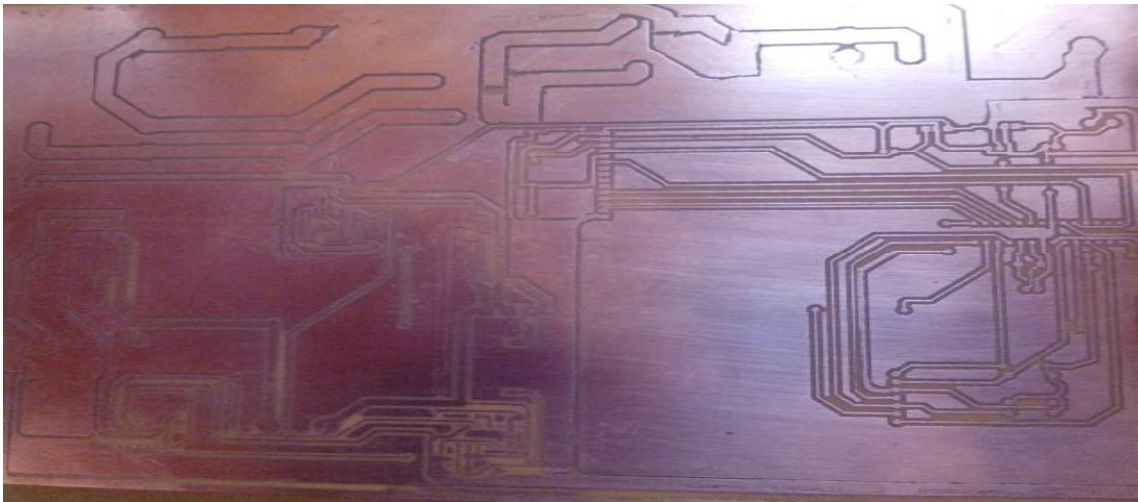


Figura 8.3: Implementación del PCB-2

1.4.9 Formas de onda convertidor Buck-Boost no inversor

Los dos transistores IGBT deben conmutar al mismo tiempo como se evidencia en la siguiente figura, donde la señal azul es la señal del Gate del transistor del modo Boost y la señal en amarillo es del Gate del transistor del modo Buck del convertidor



Figura 8.4: señal de compuerta de los dos IGBTs



Figura 8.5: Señal del IGBT del lado alto con ayuda de la red Conmutando con ayuda de la red Bootstrap



Figura 8.6: señal de voltaje del Inductor



Figura 8.7: Señal de voltaje del diodo del modo Buck

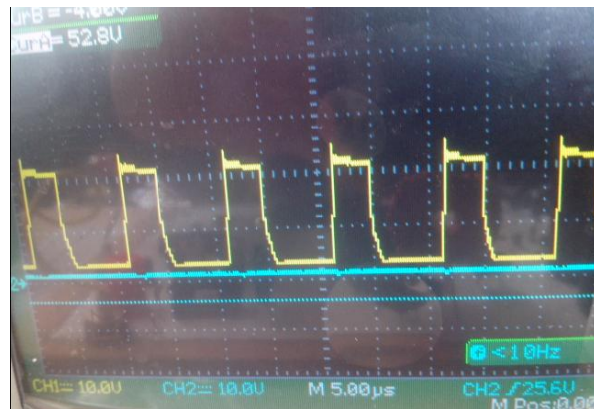


Figura 8.9: Señal del voltaje del diodo en el modo Boost



Figura 9.0: Voltaje de salida del convertidor con carga inductiva

1.5 TRABAJOS FUTUROS

INVERSOR CON CONVERTIDOR BUCK-BOOST COMO CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA

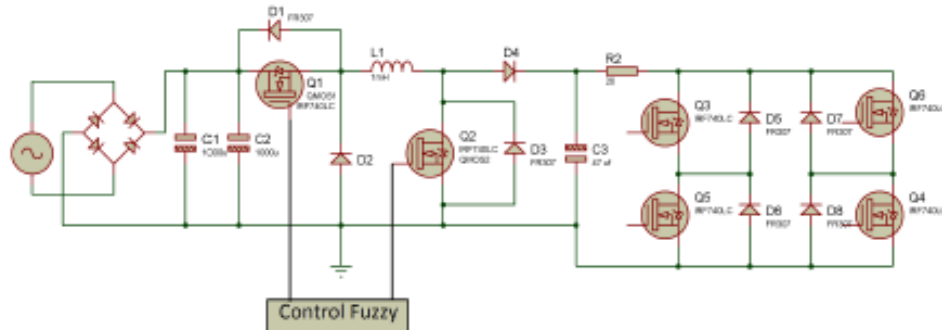


Figura 9.1: Circuito de un inversor de voltaje con corrector de potencia por medio de convertidor Buck-Boost no inversor

Como valor agregado al trabajo desarrollado en esta tesis se implemento un convertidor inversor en puente H por lo que se propone para trabajos futuros utilizar un convertidor de potencia Buck-Boost como corrector de factor de potencia antes del inversor en puente H

Es necesario que en una misma rama del puente H las dos señales se encuentren desfasadas e invertidas con ayuda del driver IR2110 el desfase y la inversión se logra de manera muy fácil puesto que solo se requiere de un pin llamado HIN el cual es el encargado de enviar la señal al driver de lado alto y otro pin llamado LIN el cual es el encargado de enviar la señal al driver del lado bajo por lo que basta con poner una señal cuadrada normal en HIN y invertir esta señal y colocarla en LIN ya que el desfase lo hace internamente el driver

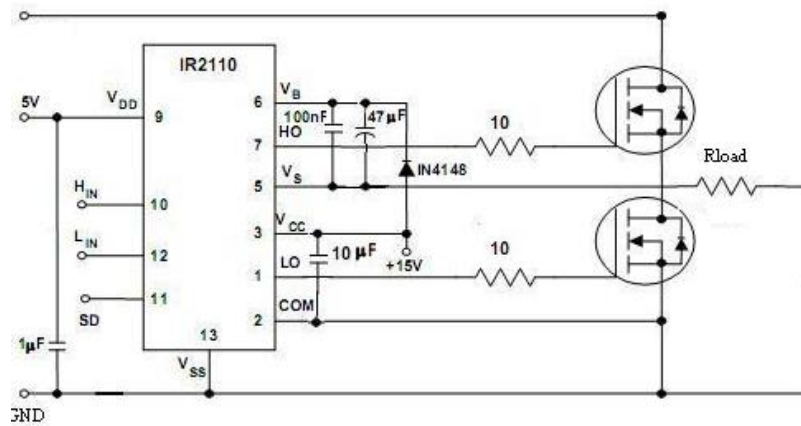


Figura 9.2: Diagrama esquemático del Driver IR2110

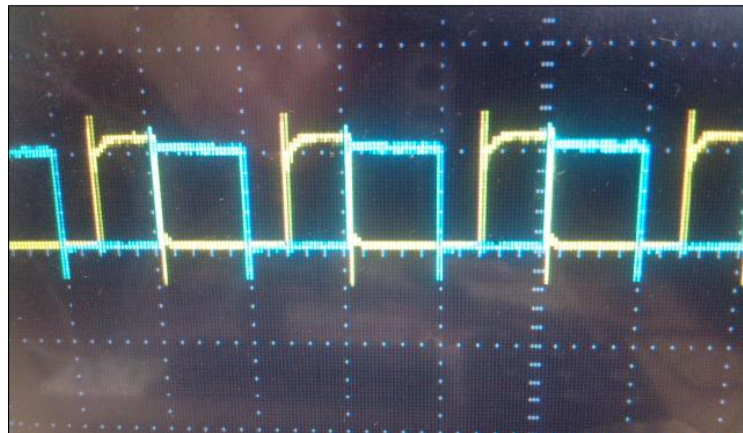


Figura 9.3: Tiempos muertos generados por el IR2110



Figura 9.4: Señal de desfase generada por el IR2110



Figura 9.5: Señal de compuerta de los dos driver de lado alto sin conmutar



Figura 9.6: Señal de compuerta de los dos driver de lado alto Conmutando con ayuda del driver y la red Bootstrap

Para la salida del Puente H se requiere de un transformado de alta frecuencia



Figura 9.7: Transformador de alta frecuencia

O un transformador Toroidal con un diseño y un núcleo adecuado para elevadas frecuencia



Figura 9.8: transformador Toroidal de alta frecuencia Implementado

El transformador debe estar con conectado un capacitor en serie puesto que la conmutación de los dos drives se generan tiempos muertos y componentes de corriente directa indeseados generando grandes picos en el voltaje en el transformador



Figura 9.9: Picos generados en el transformador por componentes de corriente continua no eliminados



Figura 10.0: Señal de voltaje alterno Obtenido

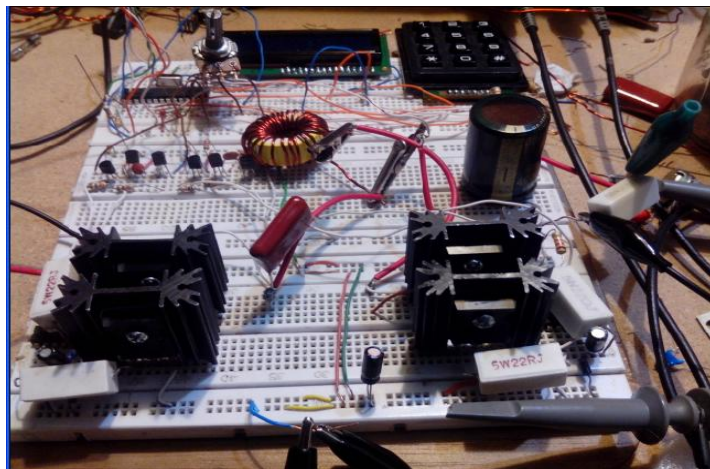


Figura 10.1: Implementación en placa de prototipos

1.6 CONCLUSIONES

- Los niveles de rizo en el convertidor Buck-Boost para carga resistiva se encuentran en el orden del 4% y para carga inductiva del 6% esto gracias a que se está trabajando en una frecuencia de conmutación de 100Khz y los filtros capacitivos tanto de entrada como de salida son de elevada capacitancia.
- El nivel de eficiencia de potencia del convertidor se encuentra cercano al 80% puesto que al aumentar la frecuencia de trabajo se presentan mayores pérdidas en los dispositivos de conmutación.
- El diseño del choke además de requerir que el núcleo que garantice la potencia necesaria a la frecuencia de trabajo utilizada debe diseñarse con una inductancia mínima para trabajar en modo de corriente continua de tal manera que el voltaje de salida sea independiente de la carga y varíe únicamente con respecto al ciclo útil, Además se debe considerar la resistencia del inductor el cual depende del diámetro y la longitud del alambre ya que a mayores voltajes esta resistencia puede significar caídas de tensión en el voltaje de salida deseado.
- El disparo de los transistores IGBT debe ser adecuado evidenciando que en el modo Buck se encuentre presente un driver de lado alto que utilice ya sea una red Bootstrap, una fuente aislada, un transformador de pulsos o cualquier circuito que logre generar un voltaje flotante como referencia al emisor del transistor para su respectiva conmutación, además de ayudar a cargar y descargar con mayor eficiencia las capacitancias presentes en la compuerta del transistor.
- Aplicando las mismas estrategias de disparo de los transistores y con un transformador toroidal trabajando a 100khz se puede generar un inversor de voltaje DC/AC adecuado.

1.7 BIBLOGRAFIA

- Rashid M., "Electrónica de Potencia", Prentice Hall, 1995.
- Guía de Diseño y Análisis de Convertidores Conmutados de Alta Frecuencia”
(Universidad de Costa Rica, Facultad de Ingeniería, 2008)
- Mohan N., Undeland, Robbins. "Power Electronics", John Wiley & Sons, 1995.
- Edgar Manuel Robayo Espinel, Control difuso Fundamentos y aplicación
universidad del Norte,1997 (Ediciones Uninorte) Colombia.
- Mourad Ousslaah, Hung T. Nguyen, Vladik Kreinovich. “*A new derivation of*
centroide defuzzification”
- Mohan N., "Power Electronics: computer simulation, analysis and education using
PSpice
schematics". Minnesota Power Electronics Research & Education, 1998.
- Erikson R., "Fundamentals of Power Electronics", Chapman & Hall, 1997.
- Ang S., Oliva A., "Power Switching Converters", CRC Press, 2004.
- Arrillaga J., "Power System Harmonics", Chippenham, Wiley & Sons, 1989.

INDICE

Tema	Página
TITULO DE LA TESIS	1
PORTADA	2
DEDICATORIA	4
TABLA DE CONTENIDO	5
INTRODUCCION	10
JUSTIFICACION	12
CAPITULO I FORMULACION Y DEFINICION DEL PROBLEMA	13
CAPITULO II MARCO TEORICO	15
CAPITULO III PLAN DE DESARROLLO	26
1.1 Objetivo General	
1.1.1 Objetivos Específicos	
1.1.2 Alcances y limitaciones	
CAPITULO IV FASE DE INICIO	35
1.2 Análisis del convertidor Buck-Boost	
1.2.1 Modo Continuo Del Convertidor Buck Boost	
1.2.2 Análisis Matemático del convertidor Buck-Boost En Modo Continuo.....	32

CAPITULO V FASE DE DISEÑO	35
1.3 Diseño del convertidor Buck-Boost Ideal en Modo Continuo	
1.3.1 Diseño de un Convertidor Buck-Boost real en Modo Continuo para 400w 400v....	42
1.3.2 Calculo de Los parámetros de los dispositivos del Convertidor Buck-Boost.....	46
1.3.3 Simulación del Convertidor Buck-Boost Inversor.....	51
1.3.4 Simulación el Convertidor Buck-Boost No Inversor.....	63
1.3.5 Control Fuzzy.....	67
CAPITULO VI FASE DE IMPLEMENTACION	77
1.4 Implementación análoga del Convertidor Buck-Boost Inversor en Protoboard Con Amplificador LF347.	
1.4.1 Fuente de alimentación.....	83
1.4.2 Implementación con Control Fuzzy del convertidor Buck-Boost no Inesor En PCB con microcontrolador Atmega 328p-Pu.....	88
1.4.3 Disparo del transistor IGBT con High Side Driver (Controlador de lado Alto) Y Low Side Driver (Controlador de lado bajo).....	89
1.4.4 Acondicionamiento de la señal de disparo.....	91
1.4.5 Protecciones.....	92
1.4 .6 Alimentación Del PCB.....	93
1.4.7 Eficiencia del convertidor.....	93
1.4 .8 Alimentación del PCB.....	94

1.4.9 Formas de onda convertidor Buck-Boost no inversor.....	95
1.5 Trabajos Futuros.....	97
1.6 Conclusiones.....	102
1.7 Bibliografía.....	103