

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR “BOOST INVERTER” PARA
UNA CARGA AISLADA**

MAURICIO RAMÍREZ RAMÍREZ

**UNIVERSIDAD DEL VALLE
FACULTAD DE INGENIERIA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRÓNICA
INGENIERIA ELECTRÓNICA
SANTIAGO DE CALI
2011**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR “BOOST INVERTER” PARA
UNA CARGA AISLADA**

MAURICIO RAMÍREZ RAMÍREZ

Trabajo de grado presentado como requisito parcial para optar al título de
INGENIERO ELECTRÓNICO

Director: Ing. MARTHA LUCIA OROZCO GUTIÉRREZ

Línea De Investigación En Electrónica De Potencia

**UNIVERSIDAD DEL VALLE
FACULTAD DE INGENIERIA
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA Y ELECTRÓNICA
INGENIERIA ELECTRÓNICA
SANTIAGO DE CALI
2011**

Nota de Aceptación:

Mauricio Ramírez Ramírez - *Autor*

Martha Lucia Orozco Gutiérrez - *Director*

Santiago de Cali, Miércoles 31 de Agosto de 2011

AGRADECIMIENTOS

A Dios, Quien no me ha dejado solo en mi trayecto y ha sido mi luz en el camino.

A mi familia por creer en mí, brindándome su apoyo y deseándome siempre lo mejor.

A mi directora de tesis, Martha Lucia Orozco Gutiérrez, por su paciencia, generosidad y dedicación para guiarme en cada uno de los procesos de este trabajo.

Al profesor John Anderson Sandoval, quien brindo su orientación y guía en el desarrollo de este proyecto.

Finalmente, a la Universidad del Valle, a la Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, a sus profesores de quienes proviene un conocimiento de alta calidad y la mejor formación personal y profesional.

CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	1
JUSTIFICACIÓN	3
OBJETIVOS	4
1. CONVERTIDORES DE POTENCIA	5
1.1. INVERSOR DE VOLTAJE	5
1.1.1. Puente inversor monofásico	5
1.2. CONVERTIDORES DC-DC	6
1.2.1. Análisis estático y dinámico de los convertidores DC-DC	7
1.3. CONTROL EN LOS CONVERTIDORES DE POTENCIA	16
1.3.1. Regulación de voltaje en los inversores	16
1.3.2. Regulación de voltaje en los convertidores DC-DC	18
2. CONVERTIDOR BOOST INVERTER	20
2.1. TOPOLOGÍA	20
2.2. OPERACIÓN DEL CIRCUITO	21
2.3. ANÁLISIS ESTÁTICO	24
2.3.1. Diseño bobina	27
2.3.2. Diseño condensador	28
2.4. ANÁLISIS DINÁMICO	29
2.4.1. Modelo de DC del interruptor PWM	30
2.4.2. Modelo de AC del interruptor PWM	31
2.4.3. Análisis del Boost Inverter utilizando el modelo en DC y AC	32
3. DISEÑO DEL CONVERTIDOR BOOST INVERTER	36
3.1. ESPECIFICACIONES GENERALES DE DISEÑO	36
3.1.1. Diseño etapa de potencia	36
3.1.2. Diseño etapa de control	41
4. IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR BOOST INVERTER	47
4.1. ETAPA DE POTENCIA	47
4.1.1. Circuito de protección de transistor	47
4.2. ETAPA DE ACOUPLE	49
4.2.1. Disparo de los transistores	49
4.2.2. Generación del tiempo muerto	50

4.2.3.	Circuito de desfaseamiento	51
4.2.4.	Aislamiento.....	52
4.3.	ETAPA SPWM	52
4.3.1.	Generación de la modulación SPWM.....	52
4.3.2.	Generación de la señal de referencia.....	54
4.4.	ETAPA DE SENSADO	55
4.5.	ETAPA DE CONTROL	55
4.5.1.	Filtro paso-bajo	55
4.5.2.	Control PI.....	56
4.5.3.	Circuito Limitador.....	57
4.5.4.	Circuito anti-windup.....	58
5.	PRUEBAS Y RESULTADOS.....	60
5.1.	PRUEBA 1. Análisis de la distorsión armónica total y la eficiencia.....	60
5.2.	PRUEBA 2. Análisis del voltaje de salida según la referencia	65
5.3.	PRUEBA 3. Desempeño ante variaciones del voltaje de entrada.....	67
5.4.	PRUEBA 4. Desempeño ante variación en la potencia de carga	68
5.5.	PRUEBA 5. Desempeño ante variación en la señal de referencia	69
6.	CONCLUSIONES	72
7.	TRABAJO FUTURO	73
	BIBLIOGRAFIA.....	74
	ANEXOS	76
	ANEXO A. Diagramas esquemáticos de las etapas de acople, SPWM y control.	76
	ANEXO B. Implementación de las tarjetas y montaje final.	79
	ANEXO C. Señales capturadas con el osciloscopio.....	82

INDICE DE FIGURAS

Figura 1.	Puente inversor monofásico completo.....	5
Figura 2.	Convertidor Buck.....	7
Figura 3.	Estados de operación del convertidor Buck.....	8
Figura 4.	Forma de onda de la corriente en la bobina en el convertidor Buck	8
Figura 5.	Corriente en el condensador en el convertidor Buck	9
Figura 6.	LGDR para el convertidor Buck.....	11
Figura 7.	Convertidor Boost	11
Figura 8.	Estados de operación del convertidor Boost	11
Figura 9.	Forma de onda de la corriente en la bobina en el convertidor Boost	12
Figura 10.	Corriente en el condensador del convertidor Boost.....	13
Figura 11.	LGDR para el convertidor Boost	16
Figura 12.	Forma de onda de la modulación SPWM bipolar	17
Figura 13.	Puente inversor de onda completa para SPWM unipolar.....	17
Figura 14.	Forma de obtener la modulación PWM.....	18
Figura 15.	Diagrama fuente Boost con control de voltaje.....	19
Figura 16.	Sistema de control de un convertidor DC-DC por realimentación	19
Figura 17.	Convertidor Boost DC-DC.....	20
Figura 18.	Topología del convertidor Boost Inverter	20
Figura 19.	Formas de ondas típicas para alcanzar la conversión DC-AC	21
Figura 20.	Forma de conmutar los interruptores	22
Figura 21.	Primera simplificación de la topología del convertidor Boost Inverter.....	22
Figura 22.	Segunda simplificación de la topología del convertidor Boost Inverter	22
Figura 23.	Características de ganancia DC	23
Figura 24.	Forma de onda teórica del ciclo de trabajo	24
Figura 25.	Forma de onda teórica de la corriente en el inductor	25
Figura 26.	Forma de onda teórica del voltaje en el capacitor de salida.....	26
Figura 27.	Forma de onda teórica de la corriente de entrada	27
Figura 28.	Convertidor elevador en estado t_{ON} de operación	27
Figura 29.	Convertidor Boost bidireccional en corriente.....	29
Figura 30.	Formas de onda obtenidas del interruptor SPDT	30
Figura 31.	Modelo promedio DC del interruptor PWM	30
Figura 32.	Modelo de pequeña señal AC del interruptor PWM	32
Figura 33.	Modelo DC del Boost Inverter.....	32
Figura 34.	Modelo de pequeña señal AC del Boost Inverter	33
Figura 35.	Determinación del voltaje $v_1(s)$	33
Figura 36.	Determinación del voltaje $v_2(s)$	34
Figura 37.	Forma de onda teórica obtenida del ciclo de trabajo nominal	38
Figura 38.	Forma de onda teórica obtenida de la corriente nominal del inductor	39
Figura 39.	Forma de onda teórica obtenida del voltaje nominal del capacitor	39
Figura 40.	Forma de onda teórica obtenida de la corriente nominal de la fuente	39
Figura 41.	Implementación en PSIM del Boost Inverter en lazo abierto	40
Figura 42.	Voltaje nominal de salida obtenido en simulación.....	40
Figura 43.	Voltaje nominal en los capacitores de salida obtenido en simulación	40
Figura 44.	Corriente nominal de la bobina de entrada obtenida en simulación	41
Figura 45.	Corriente nominal de entrada obtenida en simulación	41

Figura 46.	Diagrama de bloques del control de voltaje del Boost Inverter.....	42
Figura 47.	LGDR del Boost Inverter.....	43
Figura 48.	Respuesta en frecuencia del Boost Inverter	43
Figura 49.	Márgenes de Ganancia y de fase del sistema compensado	44
Figura 50.	Implementación en PSIM del Boost Inverter con control de voltaje.....	45
Figura 51.	Voltaje de salida para una carga de 288Ω obtenido en simulación	45
Figura 52.	Voltaje de salida para una carga de 205Ω obtenido en simulación	46
Figura 53.	Voltaje de salida ante variación del voltaje de entrada.....	46
Figura 54.	Etapas de diseño del Boost Inverter	47
Figura 55.	Circuito de protección de transistor.....	47
Figura 56.	Tiempo de apagado del IRFP360 según hoja técnica.....	48
Figura 57.	Diagrama esquemático de la etapa de potencia	49
Figura 58.	Forma de manejar los transistores de una misma rama	50
Figura 59.	Circuito generador de tiempo muerto.....	50
Figura 60.	Formas de onda del circuito generador de tiempos muertos.....	51
Figura 61.	Circuito variador de fase	51
Figura 62.	Conexión del opto-acoplador 6N137.....	52
Figura 63.	Circuito para generar la señal SPWM.....	53
Figura 64.	Circuito generador de onda diente de sierra	53
Figura 65.	Circuito generador de onda sinusoidal.....	54
Figura 66.	Conexión del amplificador de asilamiento ISO124P.....	55
Figura 67.	Filtro paso-bajo de -40dB/Década	55
Figura 68.	Implementación con amplificadores operacionales del control PI	56
Figura 69.	Circuito limitador con diodo zener.....	57
Figura 70.	Diagrama de bloques de control PI con anti-windup	58
Figura 71.	Voltaje de salida para cargas de 50W y 70W.....	60
Figura 72.	Análisis FFT para una carga de 50W.....	62
Figura 73.	Análisis FFT para una carga de 70W.....	63
Figura 74.	Corrientes presentes en el Boost Inverter.....	65
Figura 75.	Flujo de energía del Boost Inverter	65
Figura 76.	Comparación entre el Voltaje de salida y el de referencia	66
Figura 77.	Desempeño ante variación en el voltaje de entrada	67
Figura 78.	Voltaje promedio de los resultados de la prueba 3	68
Figura 79.	Desempeño ante variación en la carga.....	69
Figura 80.	Desempeño ante variación en la señal de referencia.....	70
Figura 81.	Voltaje promedio de los resultados de la prueba 5	70
Figura 82.	Ampliación a la región donde se produjo el escalón	71
Figura 83.	Diagrama esquemático de la etapa de acople	76
Figura 84.	Diagrama esquemático de la etapa SPWM	77
Figura 85.	Diagrama esquemático de la etapa de control.....	78
Figura 86.	Implementación de la tarjeta de Potencia	79
Figura 87.	Implementación de la tarjeta de Acople	79
Figura 88.	Implementación de la tarjeta SPWM.....	80
Figura 89.	Implementación de la tarjeta de sensado.....	80
Figura 90.	Implementación de la etapa de control	80
Figura 91.	Montaje final del proyecto	81
Figura 92.	Voltaje de salida para una carga de 50W	82
Figura 93.	Voltaje de salida para una carga de 70W	82
Figura 94.	Voltaje de salida ante un escalón en el voltaje de referencia	82

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Dinámica del convertidor Buck.....	10
Tabla 2. Dinámica del convertidor Boost.....	14
Tabla 3. Especificaciones de diseño.....	36
Tabla 4. Rangos de valores obtenidos.....	37
Tabla 5. Características de los dispositivos de potencia	38
Tabla 6. Especificaciones más relevantes del Osciloscopio GDS-1062	60
Tabla 7. Listado resumen del análisis FFT para una carga de 50W.....	61
Tabla 8. Listado resumen del análisis FFT para una carga de 70W.....	62
Tabla 9. Eficiencia para una carga de 50W.....	63
Tabla 10. Eficiencia para una carga de 70W.....	64
Tabla 11. Medidas de desempeño del Boost Inverter	65

INTRODUCCIÓN

Dentro del campo de los circuitos electrónicos, los convertidores de potencia juegan un papel de gran importancia, ya que son estos los encargados de generar una tensión y/o corriente con determinadas características a partir de una fuente de energía primaria asegurando una correcta alimentación de las diferentes cargas útiles.

La conversión DC a AC o inversión de voltaje es requerida en muchas aplicaciones, como por ejemplo impulsores de motor AC y velocidad variable, fuentes de alimentación de reserva y fuentes de alimentación ininterrumpibles. La entrada puede ser una batería, una celda de combustible, celda solar u otra fuente de DC. Para mejorar los requerimientos de la respuesta se adicionan en la mayoría de los casos un lazo de control, el cual actúa directamente sobre el elemento conmutador modificando su tiempo de conducción, logrando así mejorar la respuesta transitoria y obtener mayor estabilidad ante perturbaciones.

El inversor de fuente de voltaje convencional (VSI), es probablemente la topología más importante de convertidor de potencia, la característica de este inversor es que la amplitud de voltaje AC de salida es siempre más baja que el voltaje de DC de entrada, siendo necesario el uso de una etapa adicional de elevación, entre la fuente de voltaje y el inversor. Otro tipo de inversor es el convertidor “Boost Inverter”, propuesto recientemente. Este convertidor presenta como gran ventaja el de generar en una sola etapa un voltaje sinusoidal de mayor amplitud que su voltaje de DC de entrada.

Por lo tanto el propósito de este documento es el de conocer el comportamiento del Boost Inverter, analizar y diseñar una estrategia de control lineal para una aplicación monofásica AC de carga pasiva, teniendo en cuenta condiciones de desempeño de regulación de voltaje, posteriormente mediante la implementación física del convertidor se obtendrá una verificación experimental y de esta manera se validaran resultados.

Este documento se encuentra dividido en siete capítulos, referencias bibliográficas y anexos, organizados de acuerdo a la siguiente distribución:

El primer capítulo corresponde al marco teórico de los convertidores de potencia, donde se conocerá el principio de operación y estrategias de control para regulación de voltaje del inversor de voltaje y de los convertidores DC-DC. Posteriormente se analizará el comportamiento estático y dinámico de los convertidores Buck y Boost.

En el segundo capítulo se conocerá la topología y principio de operación del convertidor Boost Inverter y se analizará su comportamiento estático y dinámico.

En el tercer capítulo se diseñará el convertidor Boost Inverter a partir de unas especificaciones, determinando los valores numéricos de los elementos del circuito y posteriormente se diseñará una estrategia de control para mejorar la estabilidad del sistema ante perturbaciones.

El cuarto capítulo corresponde a la implementación del convertidor Boost Inverter, donde se analizan cinco etapas de diseño, fundamentales para la correcta operación del convertidor.

En el capítulo 5 se realizarán pruebas de desempeño y se validarán los resultados obtenidos experimentalmente con las simulaciones realizadas, donde se verificará el correcto funcionamiento del convertidor. En el capítulo 6 se presentan las conclusiones del trabajo realizado.

En el capítulo 7 se exponen las perspectivas a futuro y los trabajos que se pueden realizar para mejorar el sistema.

Finalmente se nombran las referencias bibliográficas consultadas para la realización de este documento.

JUSTIFICACIÓN

El inversor de fuente de voltaje convencional, es probablemente la topología más usada de convertidor de potencia. Una de las características de este inversor es que la salida de voltaje promedio es siempre más baja que el voltaje de DC de entrada, como consecuencia de esto se debe usar un elevador (Boost DC/DC) entre la fuente de voltaje y el inversor. Aun mas dependiendo de los niveles de potencia y voltaje que se requieran, esta solución puede resultar de alto volumen, pesada, costosa y de eficiencia reducida.

Con objeto de subsanar la limitación anterior las investigaciones realizadas han propuesto la topología del convertidor “Boost Inverter”, dispositivo capaz de generar en una sola etapa un voltaje AC de amplitud más alta que su voltaje de DC de entrada, siendo necesaria la operación únicamente de cuatro interruptores en comparación con el inversor de voltaje.

Sin embargo desde el punto de vista del control, el “Boost Inverter” es un sistema complejo, debido al hecho de que es un sistema no lineal por estar conformado por dos convertidores Boost DC/DC, esto ha motivado una intensa investigación buscando nuevas y mejores estrategias de control.

Por lo tanto se considera como una novedad el diseño e implementación del convertidor Boost Inverter, ya que actualmente no se presenta ningún antecedente de este convertidor en la escuela de ingeniería eléctrica y electrónica de la Universidad del Valle.

OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL

Diseñar un convertidor “Boost Inverter” para una aplicación monofásica AC, controlado con una técnica de regulación de voltaje.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Modelar el convertidor “Boost Inverter” de potencia menor a 100W, asumiendo componentes ideales y operación en modo de conducción continuo.
- Diseño de una estrategia de control para el convertidor, de tal forma que garantice regulación de voltaje AC. Se asume una carga pasiva.
- Simular el modelo del convertidor y su estrategia de control, evaluando desempeño estático y dinámico ante variaciones de carga.
- Implementar el convertidor y su estrategia de control, validando los resultados obtenidos en simulación.

1. CONVERTIDORES DE POTENCIA

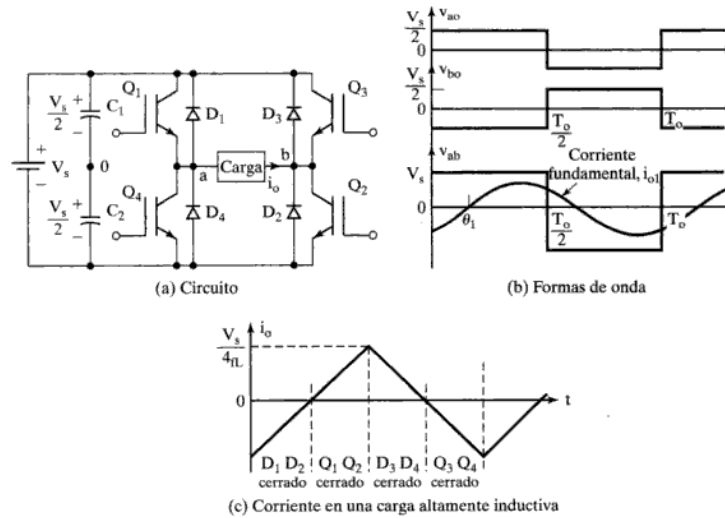
1.1. INVERSOR DE VOLTAJE

Los convertidores DC-AC se llaman inversores. La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada de continua a un voltaje simétrico de salida de alterna, con la magnitud y frecuencia requeridas. El voltaje de salida de un inversor podría ser fijo o variable, a una frecuencia fija o variable.

1.1.1. Puente inversor monofásico

En la figura 1a se muestra un puente inversor VSI monofásico para fuente de voltaje. Consiste en cuatro interruptores periódicos. Cuando los transistores Q1 y Q2 se encienden en forma simultánea, el voltaje de alimentación V_s aparece a través de la carga. Si los transistores Q3 y Q4 se encienden al mismo tiempo, se invierte el voltaje a través de la carga y es $-V_s$. La forma de onda del voltaje de salida se ve en la figura 1b. [1]

Figura 1. Puente inversor monofásico completo



Se puede observar que Q1 y Q4 no deben estar cerrados al mismo tiempo, así como Q2 y Q3. De lo contrario se produciría un cortocircuito de la fuente de entrada. Es importante resaltar que los interruptores reales no se abren y se cierran instantáneamente, por tanto debe tenerse en cuenta los tiempos de transición de la conmutación al diseñar el control de los interruptores. El tiempo permitido para la conmutación se denomina tiempo muerto.

El voltaje RMS de salida se puede calcular con

$$V_0 = \sqrt{\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_s^2 dt} = V_s \quad (1)$$

Y el voltaje RMS de salida a la frecuencia fundamental V_1 es

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0,90V_s \quad (2)$$

1.1.1.1. Parámetros de rendimiento. La salida de los inversores prácticos contienen armónicos, y la calidad de un inversor se suele evaluar en términos de los siguientes parámetros de rendimiento.

- **Factor armónico del n-esimo armónico (HF_n).** Es una medida de la contribución individual del n-esimo armónico, se define como

$$HF_n = \frac{V_{on}}{V_{01}} \text{ para } n > 1 \quad (3)$$

Donde V_{01} es el valor RMS de la componente fundamental, y V_{ON} es el valor RMS del n-esimo componente armónico.

- **Distorsión armónica total (THD).** Es una medida de la coincidencia de formas entre una onda y su componente fundamental, se define como

$$THD = \frac{1}{V_{01}} \sqrt{\left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_{ON}^2 \right)} \quad (4)$$

- **Factor de distorsión (DF).** La THD expresa el contenido total de armónicos, pero no indica el nivel de cada componente armónico. Si se usa un filtro a la salida de los inversores, los armónicos de orden mayor se atenúan con más eficacia. Por consiguiente, es importante conocer tanto la frecuencia como la magnitud de cada armónico. El DF indica la cantidad de distorsión armónica que queda en determinada forma de onda después de someter a los armónicos de esa onda a una atenuación de segundo orden, es decir, dividirlos entre n^2 . Así el factor de distorsión es una medida de la eficacia de reducción de armónicos no deseados, sin tener que especificar los valores de un filtro de carga de segundo orden, y se define como

$$DF = \frac{1}{V_{01}} \sqrt{\left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_{ON}}{n^2} \right)^2 \right)} \quad (5)$$

El DF de un componente armónico individual (o el n-esimo) se define como

$$DF_n = \frac{V_{ON}}{V_{01}n^2} \text{ para } n > 1 \quad (6)$$

- **Armónico de orden más bajo (LOH).** Es el componente armónico cuya frecuencia se acerca más a la de la fundamental, y su amplitud es mayor o igual al 3% de la componente fundamental.

1.2. CONVERTIDORES DC-DC

Los convertidores DC-DC son configuraciones de electrónica de potencia que permiten a partir de una fuente de DC constante, controlar el voltaje DC a la salida del convertidor. Son altamente utilizados en la industria debido a sus numerosas ventajas en el área de conversión de potencia, en la mayoría de los casos sus aplicaciones están orientadas a fuentes de poder, sistemas de potencia fotovoltaicos, pilas de combustibles entre otros,

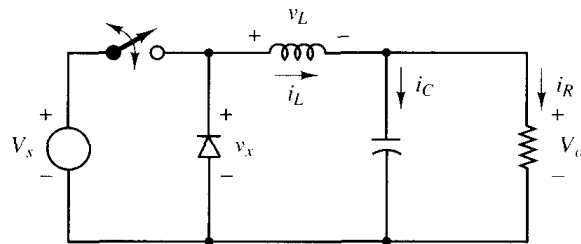
como primeras etapas de acondicionamiento. Estos describen una topología sencilla fácil de trabajar, pero su dinámica es muy compleja debido a que son plantas de naturaleza no lineal, generalmente de fase no mínima, lo que dificulta el diseño del control que debe garantizar la estabilidad frente a perturbaciones de carga o de alimentación. [2]

1.2.1. Análisis estático y dinámico de los convertidores DC-DC

Las configuraciones de los convertidores DC-DC más usadas son: Buck (reductora), y Boost (elevadora). Estas configuraciones permiten elevar o reducir el voltaje de alimentación (V_s) en la salida (V_o). Cada configuración a su vez contiene cuatro elementos básicos: bobina (L), capacitor (C), diodo (D) y un interruptor controlado (Q); así las propiedades de cada topología dependen de la ubicación de estos cuatro elementos. Se asume en general que la carga para los convertidores es de tipo resistiva (R). A continuación se describirá y analizará el comportamiento estático y dinámico de cada convertidor de potencia. [3]

1.2.1.1. Convertidor Buck. El convertidor Buck, cuyo esquema está representado en la figura 2 trabaja como convertidor reductor, presentando una tensión media de salida inferior a la tensión aplicada a la entrada. En esta configuración el diodo proporciona un camino a la corriente de la bobina cuando el interruptor está abierto y se polariza en inversa cuando el interruptor está cerrado.

Figura 2. Convertidor Buck



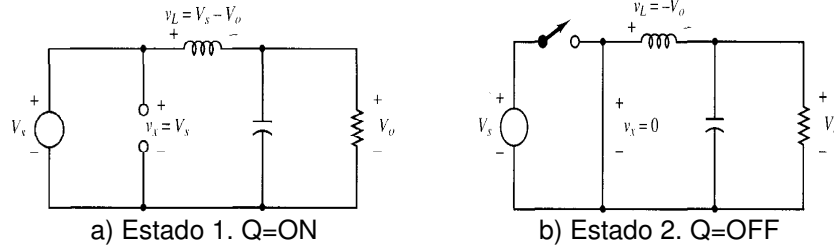
1.2.1.1.1. Modelo estático. El diseño estático consiste en la determinación de los elementos del convertidor a partir de los requerimientos o aplicaciones deseadas. Por lo tanto para este análisis se supondrá que:

1. El circuito opera en régimen permanente.
2. La corriente en la bobina es permanente (siempre positiva en todo el intervalo de conmutación). Lo que se denomina también modo de conducción continua (MCC)
3. El valor del condensador es muy grande y la tensión de salida se mantiene constante a una tensión V_o .
4. El periodo de conmutación es T y el interruptor está cerrado un tiempo DT y está abierto el resto del tiempo, $(1 - D)T$.
5. Los componentes son ideales.

La clave del análisis para determinar la salida V_o es examinar en primer lugar la corriente y la tensión en la bobina cuando el interruptor está cerrado y luego con el interruptor abierto. Por lo tanto el convertidor tiene dos estados de funcionamiento, como se observa en la figura 3, de acuerdo a la posición del conmutador: En el estado 1 (conmutador en la

posición ON) el diodo se polariza en inversa y el inductor se carga con la tensión $V_s - V_o$, y en el estado 2 (conmutador en la posición OFF) el diodo se polariza en directa y el inductor se carga con la tensión $-V_o$.

Figura 3. Estados de operación del convertidor Buck



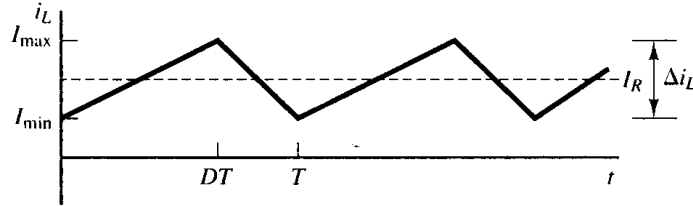
La variación de corriente en la bobina cuando el interruptor está cerrado y abierto es

$$\frac{di_L}{dt}(\text{cerrado}) = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (7)$$

$$\frac{di_L}{dt}(\text{abierto}) = \frac{-V_o}{L} \quad (8)$$

Se observa que la derivada de la corriente es una constante positiva o negativa según la posición del interruptor, que hace que la corriente aumente o disminuya linealmente como se muestra en la figura 4.

Figura 4. Forma de onda de la corriente en la bobina en el convertidor Buck



Por lo tanto la variación de la corriente cuando el interruptor está cerrado y abierto se calcula modificando las ecuaciones (7) y (8)

$$(\Delta i_L)_{\text{CERRADO}} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \quad (9)$$

$$(\Delta i_L)_{\text{ABIERTO}} = \left(\frac{-V_o}{L} \right) (1 - D)T \quad (10)$$

Cuando el circuito funciona en régimen permanente, la variación neta de la corriente en el inductor debe ser nula en un período. De las ecuaciones (9) y (10) se obtiene:

$$(\Delta i_L)_{\text{CERRADO}} + (\Delta i_L)_{\text{ABIERTO}} = 0$$

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT - \left(\frac{V_o}{L} \right) (1 - D)T = 0$$

Despejando V_o , se obtiene

$$V_o = V_s D \quad (11)$$

Ahora la corriente media en la bobina debe ser igual a la corriente media en la carga, porque la corriente media en el condensador debe ser nula cuando se opera en régimen permanente.

$$I_L = I_R = \frac{V_0}{R} \quad (12)$$

A partir de la Figura 4 y las ecuaciones (9), (10) y (12) la corriente máxima y mínima para el inductor es:

$$I_{max} = V_0 \left[\frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2fL} \right] \quad (13)$$

$$I_{min} = V_0 \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2fL} \right] \quad (14)$$

Igualando I_{min} a cero, se obtiene el límite entre la corriente en modo continuo y modo discontinuo.

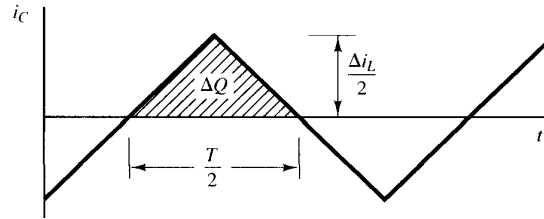
$$L_{MIN} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (15)$$

Como en la práctica no es posible mantener perfectamente constante la tensión de salida, entonces la variación periódica de la tensión de salida o rizado se calcula a partir de la relación entre la tensión y la corriente del condensador.

$$i_C = i_L - i_R \quad (16)$$

Dicha corriente se muestra en la figura 5

Figura 5. Corriente en el condensador en el convertidor Buck



El condensador se carga cuando la corriente en él es positiva. A partir del concepto de capacidad se deduce el rizado en el voltaje de salida.

$$Q = CV_0$$

$$\Delta Q = C\Delta V_0$$

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta Q}{C}$$

La variación de la carga ΔQ es el área del triángulo situado por encima del eje de tiempos:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T\Delta i_L}{8}$$

Con lo que se obtiene:

$$\Delta V_0 = \frac{T\Delta i_L}{8C}$$

Sustituyendo el valor de Δi_L dado por la ecuación (10)

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{1-D}{8LCf^2} \quad (17)$$

Según esto se puede determinar el valor del condensador a partir del rizado deseado del voltaje de salida.

$$C \geq \frac{1 - D}{8 \left(\frac{\Delta V_0}{V_0} \right) L f^2} \quad (18)$$

1.2.1.1.2. Modelo dinámico En este análisis se pretende encontrar el sistema de ecuaciones que define la dinámica del sistema y lograr obtener un modelo del comportamiento del sistema por medio de la función de transferencia. Observando y analizando los estados de operación de la figura 3 se obtienen las ecuaciones que muestra la Tabla 1 teniendo en cuenta el comportamiento de los elementos que almacenan energía en cada estado de operación.

Tabla 1. Dinámica del convertidor Buck

Q=ON	Q=OFF
$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - v_0(t)}{L}$	$\frac{di_L}{dt} = \frac{-v_0(t)}{L}$
$\frac{dv_0}{dt} = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{v_0(t)}{RC}$	

Según la Tabla 1 en la deducción de la dinámica se obtienen dos sistemas por separado, para expresar los sistemas de ecuaciones del convertidor como un solo sistema se define el parámetro d(t) de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} d(t) &= 1 \text{ si } Q=\text{ON} \\ d(t) &= 0 \text{ si } Q=\text{OFF} \end{aligned}$$

Adicionando este parámetro se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones parametrizadas:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{d(t)V_s - v_0(t)}{L} \quad (19)$$

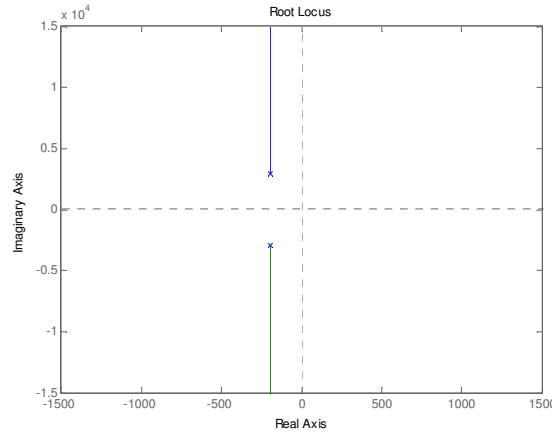
$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{i_L(t)}{C} - \frac{v_0(t)}{RC} \quad (20)$$

Aplicando la transformada de **Laplace** a estas dos ecuaciones y combinándolas posteriormente se obtiene la función de transferencia del convertidor Buck que relaciona el voltaje de salida con el ciclo de trabajo.

$$G(s) = \frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_0}{D} * \frac{1}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \quad (21)$$

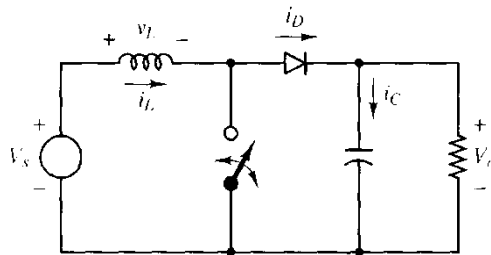
La ecuación (21) describe un sistema estándar de segundo orden, el cual presenta una ganancia de DC igual a V_0/D , frecuencia natural no amortiguada (frecuencia de resonancia) $\omega_n = \sqrt{LC}$ y factor de amortiguamiento $\rho = \sqrt{L/4CR^2}$. Desde el punto de vista de estabilidad el análisis mediante el lugar geométrico de las raíces (LGDR) permite determinar la ubicación de los polos y ceros en el plano **s** y de esta manera verificar que tan estable es el sistema, como se muestra en la figura 6. De esta figura se observa que el modelo del convertidor Buck es estable ya que los polos de la función de transferencia se encuentran ubicados en el semiplano izquierdo del plano **s**.

Figura 6. LGDR para el convertidor Buck



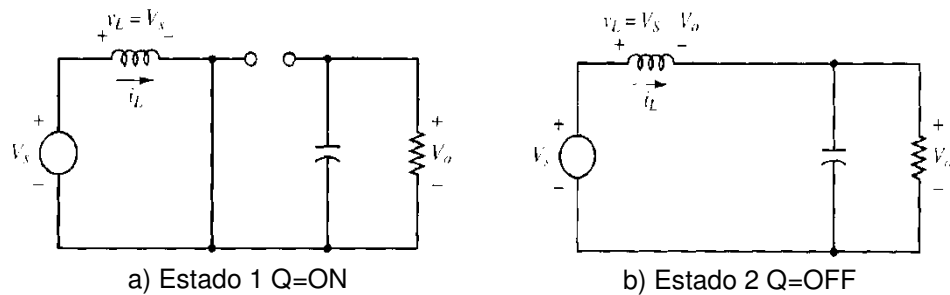
1.2.1.2. Convertidor Boost. El convertidor Boost permite elevar un voltaje continuo de menor amplitud (voltaje de entrada) a otro de mayor magnitud. La figura 7 muestra este tipo de convertidor y se observa que cuando el dispositivo de conmutación está cerrado el diodo es polarizado de manera inversa aislando la etapa de salida. La entrada por lo tanto supe de energía a la bobina. Cuando el dispositivo de conmutación es abierto, la etapa de salida recibe la energía del inductor así como también de la fuente de voltaje de entrada, obteniéndose de esta manera un voltaje elevado a la salida. [3]

Figura 7. Convertidor Boost



1.2.1.2.1. Modelo estático. En este análisis se realizan las mismas suposiciones contempladas en el convertidor Buck, según esto el convertidor tiene dos estados de funcionamiento, como se observa en la figura 8, de acuerdo a la posición del conmutador: En el estado 1 (conmutador en la posición ON) el inductor se carga con la tensión V_s , y en el estado 2 (conmutador en la posición OFF) el inductor se carga con la tensión $V_s - V_o$.

Figura 8. Estados de operación del convertidor Boost



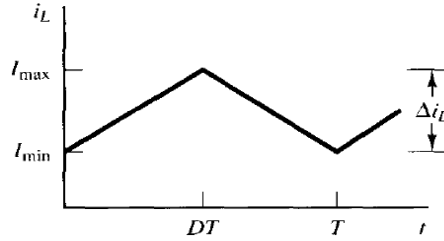
La variación de corriente en la bobina cuando el interruptor está cerrado y abierto es

$$\frac{di_L}{dt}(\text{cerrado}) = \frac{V_s}{L} \quad (22)$$

$$\frac{di_L}{dt}(\text{abierto}) = \frac{V_s - V_0}{L} \quad (23)$$

Se observa que la derivada de la corriente es una constante por lo que esta varía linealmente según la posición del interruptor, como se muestra en la figura 9.

Figura 9. Forma de onda de la corriente en la bobina en el convertidor Boost



Por lo tanto la variación de la corriente cuando el interruptor está cerrado y abierto se calcula modificando las ecuaciones (22) y (23)

$$(\Delta i_L)_{\text{CERRADO}} = \left(\frac{V_s}{L}\right) DT \quad (24)$$

$$(\Delta i_L)_{\text{ABIERTO}} = \left(\frac{V_s - V_0}{L}\right) (1 - D)T \quad (25)$$

Cuando el circuito funciona en régimen permanente, la variación neta de la corriente en el inductor debe ser nula en un período. De las ecuaciones (24) y (25) se obtiene:

$$(\Delta i_L)_{\text{CERRADO}} + (\Delta i_L)_{\text{ABIERTO}} = 0$$

$$\left(\frac{V_s}{L}\right) DT - \left(\frac{V_s - V_0}{L}\right) (1 - D)T = 0$$

Despejando V_0 ,

$$V_0 = \frac{V_s}{1 - D} \quad (26)$$

Utilizando la ecuación (26) y partiendo de la igualdad entre la potencia de entrada y salida se obtiene una variación de esta ganancia:

$$V_s I_L = V_0 I_0$$

$$I_0 = (1 - D) I_L \quad (27)$$

La ecuación (26) muestra que al aumentar el ciclo de trabajo, el valor del denominador disminuirá y la salida será mayor que la entrada. También se puede notar que cuando el ciclo de trabajo se aproxime a la unidad la salida se hará infinita, sin embargo ya que en la práctica los componentes son reales producen pérdidas y impedirán que la salida se haga infinita.

La corriente media en la bobina se calculara teniendo en cuenta que la potencia entregada por la fuente debe ser igual a la potencia absorbida por la resistencia de carga.

La potencia de salida es $P_0 = V_0^2/R$ y la potencia entregada es $V_s I_L$. Igualando la potencia de entrada y salida se obtiene:

$$V_s I_L = \frac{V_0^2}{R} = \frac{\left(\frac{V_s}{1-D}\right)^2}{R} = \frac{V_s^2}{(1-D)^2 R}$$

$$I_L = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} \quad (28)$$

A partir de la Figura 9 y las ecuaciones (24) y (28) las corrientes máximas y mínima para el inductor son:

$$I_{max} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{V_s D T}{2L} \quad (29)$$

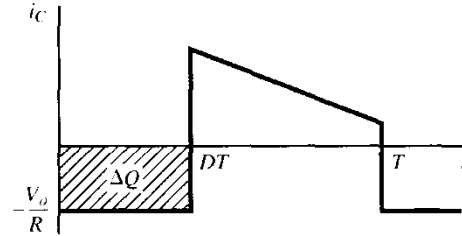
$$I_{min} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} - \frac{V_s D T}{2L} \quad (30)$$

Igualando I_{min} a cero, se obtiene el límite entre la corriente en modo continuo y modo discontinuo.

$$L_{MIN} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (31)$$

El rizado pico a pico de la tensión de salida puede calcularse a partir de la forma de onda de la corriente en el condensador, mostrada en la figura 10.

Figura 10. Corriente en el condensador del convertidor Boost



La variación de la carga del condensador puede calcularse utilizando

$$|\Delta Q| = \left(\frac{V_0}{R}\right) DT = C \Delta V_0$$

Por lo tanto la expresión del rizado es

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{D}{CRf} \quad (32)$$

De las ecuaciones (31) y (32) se observa que al aumentar la frecuencia de conmutación se reduce el tamaño mínimo necesario de la bobina para producir corriente permanente y el tamaño mínimo del condensador para limitar el rizado de salida. Por tanto, las frecuencias de conmutación altas permiten reducir el tamaño de la bobina y del condensador.

1.2.1.2.2. Modelo dinámico. La técnica utilizada para obtener el modelo del convertidor se basa en el promediado en el espacio de estados, y en definir dos condiciones de operación del interruptor Q: ON ($d=0$) y OFF ($d=1$), los cuales se pueden observar en los estados de operación de la figura 8, obteniendo las ecuaciones mostradas en la Tabla 2.

Teniendo en cuenta el comportamiento de los elementos que almacenan energía en cada estado de operación.

Tabla 2. Dinámica del convertidor Boost

Q=ON	Q=OFF
$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L}$	$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - v_0(t)}{L}$
$\frac{dv_0}{dt} = \frac{-i_0}{C}$	$\frac{dv_0}{dt} = \frac{i_L(t) - i_0}{C}$

Según la Tabla 2 en la deducción de la dinámica se obtienen dos sistemas por separado, para expresar los sistemas de ecuaciones del convertidor como un solo sistema se define el parámetro $d(t)$ de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} d(t) &= 1 \text{ si } Q=\text{OFF} \\ d(t) &= 0 \text{ si } Q=\text{ON} \end{aligned}$$

Adicionando este parámetro se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones parametrizadas:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - d(t)v_0(t)}{L} \quad (33)$$

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{d(t)i_L(t) - i_0(t)}{C} \quad (34)$$

Estas ecuaciones representan un sistema no lineal porque envuelve productos de cantidades dependientes del tiempo, por lo tanto hay que linealizar este sistema para utilizar el análisis de Laplace.

El objetivo de la linealización del modelo del convertidor es obtener una función de transferencia de señales pequeñas $\tilde{v}_0(s)/\tilde{d}(s)$ donde $\tilde{v}_0$ y $\tilde{d}$ son pequeñas perturbaciones en el voltaje de salida v_0 y el ciclo de trabajo d , respectivamente, alrededor de sus valores operativos de DC de estado permanente V_0 y D . El proceso es el siguiente:

1. Se supone que el sistema ha sido llevado a un punto de trabajo fijo, en el que se encuentra con valores estacionarios en sus variables, estos quedan definidos de la siguiente forma:

i_L ” Corriente en la inductancia en estado estacionario.

i_0 ” Corriente en la salida en estado estacionario.

v_0 ” Corriente en la salida en estado estacionario.

d ” Ciclo de trabajo en estado estacionario.

2. Construir un modelo de pequeña señal trabajando alrededor de un punto de trabajo fijo o punto de operación en régimen permanente. La tensión de salida, el ciclo de trabajo, la corriente en la bobina, la tensión de alimentación y otras magnitudes se representan de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
v_0(t) &= v_0'' + \tilde{v}_0(t) \\
d(t) &= d'' + \tilde{d}(t) \\
i_L(t) &= i_L'' + \tilde{i}_L(t) \\
i_0(t) &= i_0'' + \tilde{i}_0(t)
\end{aligned} \tag{35}$$

3. Simplificar eliminando valores de estado estable (DC) y considerar que las perturbaciones representan valores muy pequeños los cuales también se pueden eliminar.

Después de tener en cuenta estas consideraciones se encuentra el siguiente modelo lineal:

$$\frac{d\tilde{i}_L}{dt} = \frac{-v_0'' \tilde{d}(t) - \tilde{v}_0(t) d''}{L} \tag{36}$$

$$\frac{d\tilde{v}_0}{dt} = \frac{i_L'' \tilde{d}(t) + \tilde{i}_L(t) d'' - \tilde{i}_0(t)}{C} \tag{37}$$

Aplicando la transformada de Laplace a estas dos ecuaciones y combinándolas posteriormente se obtiene la función de transferencia del convertidor Boost que relaciona el voltaje de salida con el ciclo de trabajo

$$\frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_0}{1-D} * \frac{1 - \frac{Ls}{R(1-D)^2}}{\frac{LC}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{R(1-D)^2} s + 1} \tag{38}$$

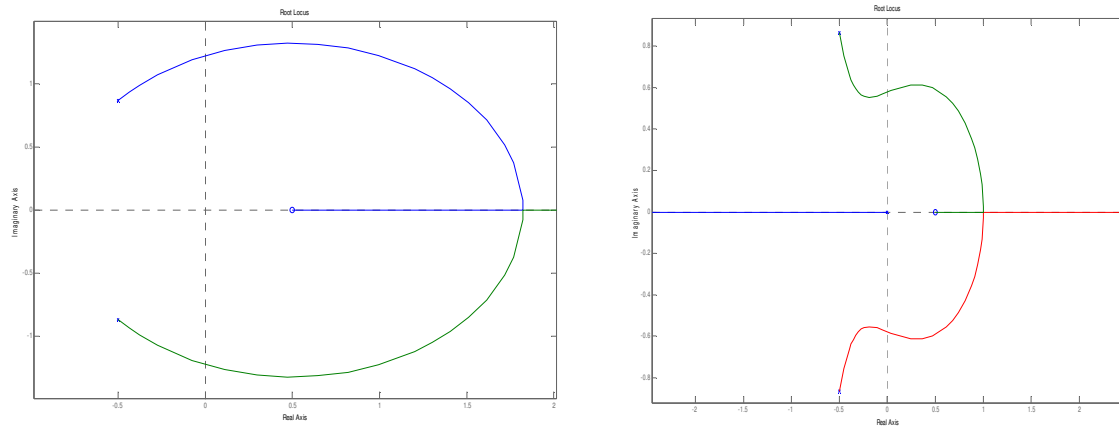
De forma similar es posible determinar una segunda función de transferencia que relaciona la corriente por la bobina con el ciclo de trabajo.

$$\frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_0}{R(1-D)^2} * \frac{RCs + 2}{\frac{LC}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{R(1-D)^2} s + 1} \tag{39}$$

La función de transferencia descrita por la ecuación (38) contiene un cero del lado derecho en el plano s (RHP), un sistema de esta característica se le denomina *sistema de fase no mínima*. El sistema de fase no mínima es de respuesta lenta ya que la fase tiende a tener un retraso considerable a frecuencias infinitas $\omega=\infty$.

Desde el punto de vista de *estabilidad* este cero limitaría el desempeño del sistema de control ya que podría causar inestabilidad porque los polos tenderían a moverse al RHP bajo un control proporcional o integral. El análisis mediante el LGDR se muestra en la figura 11.

Figura 11. LGDR para el convertidor Boost



a) Comportamiento bajo acción Proporcional

b) Comportamiento bajo acción Integral

1.3. CONTROL EN LOS CONVERTIDORES DE POTENCIA

1.3.1. Regulación de voltaje en los inversores

Las formas de onda del voltaje de salida de los inversores ideales debería ser sinusoidal, sin embargo la de los inversores prácticos no son sinusoidales y contienen ciertos armónicos. Con la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, se pueden minimizar los contenidos armónicos del voltaje de salida, o al menos reducirlos en forma importante, mediante técnicas de conmutación. [3]

1.3.1.1. Salida con modulación por ancho de pulsos sinusoidal (SPWM). En la modulación SPWM, la amplitud del voltaje de salida se puede controlar por medio de las formas de onda moduladoras. Dos ventajas de la modulación SPWM son la reducción de los requerimientos de filtro para reducir los armónicos y el control de la amplitud de salida. Entre las desventajas se puede citar que los circuitos de control de los interruptores son más complejos, y que hay mayores pérdidas debidas a una conmutación más frecuente. El control de los interruptores para la salida sinusoidal SPWM requiere (1) una señal de referencia, llamada a veces señal de control o moduladora, que en este caso es una senoide; y (2) una señal portadora, que es una onda triangular que controla la frecuencia de conmutación.

1.3.1.1.1. Conmutación Bipolar. La figura 12 ilustra el principio de la modulación por anchura de pulsos bipolar sinusoidal. La figura 12a muestra una señal sinusoidal de referencia y una señal portadora triangular. Cuando el valor instantáneo de la senoide de referencia es mayor que la portadora triangular, la salida está en $+V_{CC}$, y cuando la referencia es menor que la portadora, la salida está en $-V_{CC}$:

$$V_0 = +V_{CC} \text{ para } V_{seno} > V_{tri}$$

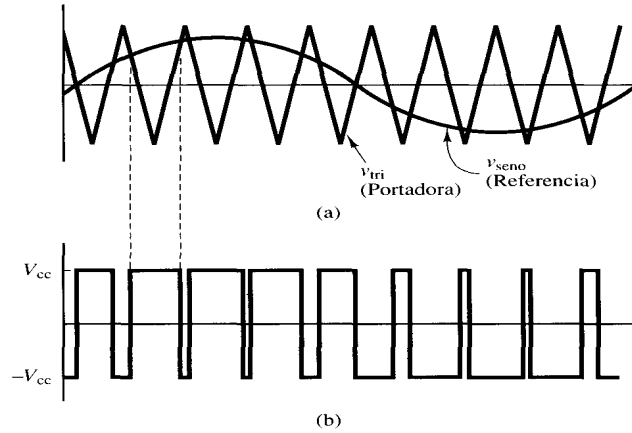
$$V_0 = -V_{CC} \text{ para } V_{seno} < V_{tri}$$

Esta versión de SPWM es bipolar, ya que la salida toma valores alternos entre más y menos la tensión de la fuente de continua. El esquema de conmutación que permitiría

implementar la conmutación bipolar utilizando el puente inversor de onda completa de la figura 1 se determina comparando las señales instantáneas de referencia y portadora:

$$\begin{aligned} Q_1 \text{ y } Q_2 \text{ conducen cuando } V_{seno} > V_{tri} \text{ (} V_0 = +V_{CC} \text{)} \\ Q_3 \text{ y } Q_4 \text{ conducen cuando } V_{seno} < V_{tri} \text{ (} V_0 = -V_{CC} \text{)} \end{aligned}$$

Figura 12. Forma de onda de la modulación SPWM bipolar

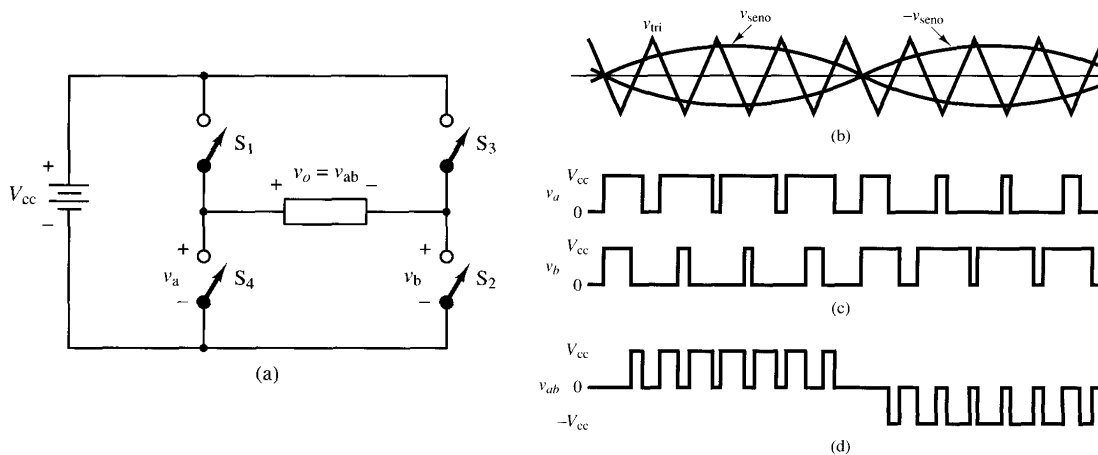


1.3.1.1.2. Conmutación unipolar. En un esquema de conmutación unipolar para la modulación por anchura de pulsos, la salida se conmuta de nivel alto a cero, o de nivel bajo a cero, en lugar de entre niveles alto y bajo, como en la conmutación bipolar. Un esquema de conmutación unipolar tiene los siguientes controles de interruptores:

$$\begin{aligned} S_1 \text{ conduce cuando } V_{seno} > V_{tri} \\ S_2 \text{ conduce cuando } -V_{seno} < V_{tri} \\ S_3 \text{ conduce cuando } -V_{seno} > V_{tri} \\ S_4 \text{ conduce cuando } V_{seno} < V_{tri} \end{aligned}$$

Se observa que los pares de interruptores (S_1, S_4) y (S_2, S_3) son complementarios: cuando un interruptor de uno de los pares está cerrado, el otro está abierto. Las tensiones V_a y V_b en la figura 13 oscilan entre $+V_{CC}$ y cero. La tensión de salida $V_0 = V_{ab} = V_a - V_b$ es tal y como se muestra en la figura 13d.

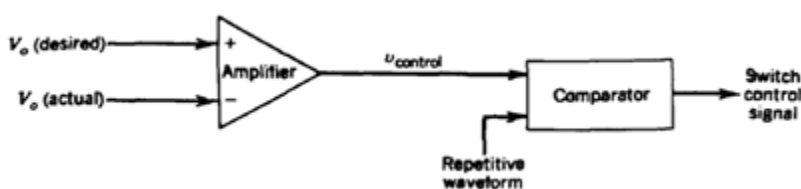
Figura 13. Puente inversor de onda completa para SPWM unipolar



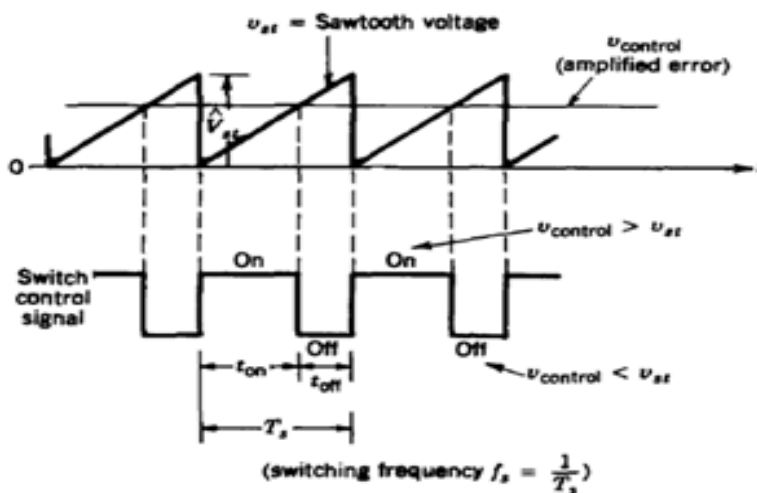
1.3.2. Regulación de voltaje en los convertidores DC-DC

El sistema de control de un convertidor DC-DC pretende básicamente regular la tensión de salida y mejorar la respuesta dinámica. Para lograrlo se cambia el ciclo de trabajo y se mantiene la señal de salida regulada. En los últimos años el diseño de los convertidores conmutados DC-DC se ha orientado hacia el uso de la modulación por ancho de pulso (PWM) para poder obtener el valor de la tensión deseada a la salida. En la conmutación PWM con una frecuencia de conmutación constante, la señal de control del dispositivo de conmutación (la cual controla el estado ON o OFF del dispositivo), es generada comparando un nivel de señal de control V_{CONTROL} con una forma de onda repetitiva como se muestra en las figuras 14a y 14b. [4]

Figura 14. Forma de obtener la modulación PWM.



a) Diagrama de bloques



b) señales de comparación

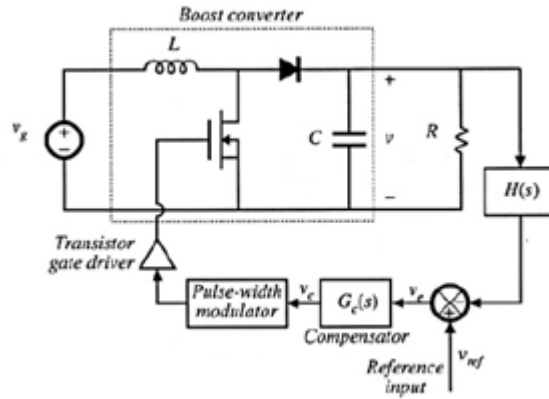
La señal de voltaje de control es generalmente obtenida amplificando el error, o la diferencia entre la salida del voltaje actual y el valor de voltaje deseado. La frecuencia de la forma de onda repetitiva con un pico constante, la cual es mostrada como una señal diente de sierra, establece la frecuencia de conmutación. Esta frecuencia se mantiene constante en un control PWM y se escoge en el rango de unos pocos kilohertz a unos cientos de kilohertz. Cuando la señal de error, la cual varía muy lentamente en el tiempo relativamente con la frecuencia de conmutación, es más grande que la forma de onda diente de sierra, la señal de control de conmutación será alta causando que el dispositivo de conmutación se encienda. En otro caso será apagado. Por lo tanto, si t_{on} representa el tiempo en que el interruptor está activado y $T_s = 1/f$ el periodo de conmutación, en términos

del $V_{CONTROL}$ y el valor pico de la señal diente sierra V_{ST} , el ciclo de trabajo puede ser expresado como:

$$D = \frac{t_{ON}}{T_s} = \frac{V_{CONTROL}}{V_{ST}} \quad (40)$$

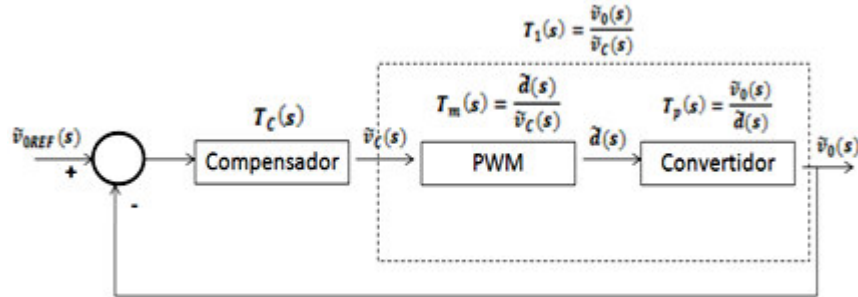
Para mantener el voltaje de salida del convertidor regulado ante perturbaciones en la carga o voltaje de entrada se adiciona un lazo de control como el que se muestra en la figura 15. En donde la salida de voltaje del convertidor V_o se compara con un valor de referencia V_{OREF} , de esta comparación se produce una señal de control V_c con la cual se ajusta el ciclo de trabajo d del interruptor por medio de los bloques de compensación y PWM.

Figura 15. Diagrama fuente Boost con control de voltaje.



Por lo regular las ecuaciones que modelan la dinámica del convertidor son de carácter no lineal, por lo tanto si el modelo del convertidor se puede hacer lineal, se aplica el criterio de estabilidad de **Nyquist** y los trazos de **Bode** para determinar la compensación correspondiente en el bucle o lazo de realimentación para las respuestas deseadas del estado permanente y transitorias. Middlebrook, Cuk y sus colegas en el California Institute of Technology [5] elaboraron una técnica de promediado en el espacio de estados que genera un modelo lineal del convertidor para señales pequeñas de AC, linealizadas alrededor de un punto operativo de DC de estado permanente. Por tanto, cada bloque en la figura 15 se representa por una función de transferencia como la que se muestra en la figura 16, donde las pequeñas señales de AC se representan por “~”. Otro método para linealizar el circuito es utilizando un modelo promediado del interruptor PWM visto en [6].

Figura 16. Sistema de control de un convertidor DC-DC por realimentación



2. CONVERTIDOR BOOST INVERTER

2.1. TOPOLOGÍA

El “Boost inverter” o inversor Boost DC-AC es un nuevo convertidor cuyo principal atributo es el de generar en una sola etapa un voltaje de salida AC de mayor amplitud que su voltaje de DC de entrada, dependiendo del valor instantáneo del ciclo de trabajo. Esta característica no se encuentra en los inversores tradicionales, los cuales producen un voltaje de salida siempre menor al voltaje de entrada.

La topología del Boost Inverter se obtiene inicialmente en configurar el convertidor elevador unidireccional en corriente (ver figura 17a) como un convertidor bidireccional en corriente (ver figura 17b), finalmente se conectan los dos convertidores diferencialmente a través de la carga y se utiliza una sola fuente de alimentación, figura 18. [7] [8] [9]

Figura 17. Convertidor Boost DC-DC

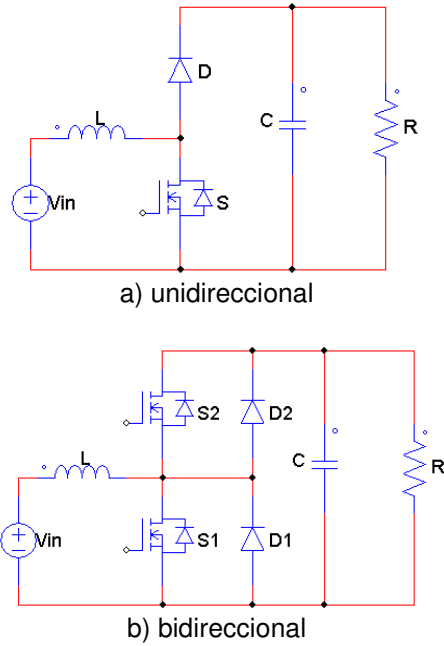
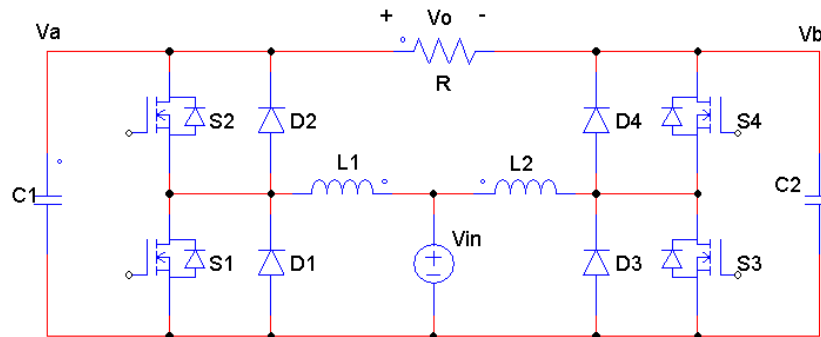
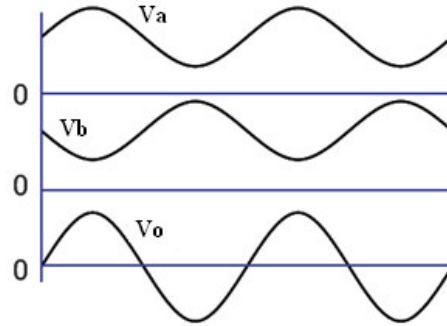


Figura 18. Topología del convertidor Boost Inverter



Básicamente para lograr la conversión DC/AC los dos convertidores de esta topología deben producir una onda sinusoidal de DC desfasada 180° una respecto de la otra, polarizada de tal modo que cada uno produzca un voltaje unipolar, figura 19.

Figura 19. Formas de ondas típicas para alcanzar la conversión DC-AC



Según la figura 19, el voltaje de salida que produce cada convertidor debe tener una diferencia de fase de 180° en la componente sinusoidal, entonces los voltajes de salida de cada convertidor se describen mediante:

$$v_a = V_{dc} + \frac{V_{0p}}{2} \text{sen}(wt) \quad (41)$$

$$v_b = V_{dc} - \frac{V_{0p}}{2} \text{sen}(wt) \quad (42)$$

Ya que la carga se conecta diferencialmente entre ambos convertidores, el voltaje DC a través de ella es cero, obteniendo un voltaje de salida sinusoidal. La generación de un voltaje bipolar en la salida es posible ya que los convertidores DC/DC son bidireccionales en corriente. Finalmente el voltaje de salida se expresa con:

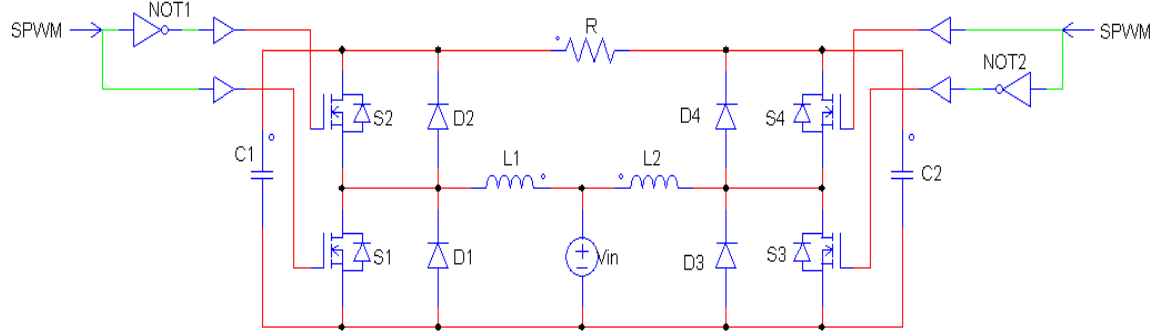
$$v_o = v_a - v_b = V_{0p} \text{sen}(wt) \quad (43)$$

Se utiliza la modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM), para que cada convertidor produzca un voltaje sinusoidal con una componente de DC (voltaje unipolar). En este tipo de modulación se hace variar el ancho del pulso en proporción con la amplitud de una onda sinusoidal (ciclo de trabajo ó voltaje de control) para generar las señales de disparo de los interruptores de cada convertidor (ver figura 12, capítulo 1). Por lo tanto la modulación SPWM implica que el ciclo de trabajo es modulado de manera sinusoidal.

2.2. OPERACIÓN DEL CIRCUITO

Una de las formas de lograr la conversión DC/AC en la salida del inversor consiste en utilizar la misma señal SPWM para cada par de interruptores (S1, S2) y (S3, S4). Como el voltaje de salida que produce cada convertidor debe tener una diferencia de fase de 180° en la componente sinusoidal, implica que el convertidor “A” tenga un ciclo de trabajo (D), mientras que el convertidor “B” utilice un ciclo de trabajo (1-D). Como la conmutación de los interruptores de cada rama debe ser complementaria (para evitar un cortocircuito), y en el mismo instante de tiempo se debe cumplir que el ciclo de trabajo del convertidor “A” sea (D) y el del convertidor “B” sea (1-D), entonces la configuración que permite controlar los interruptores en el convertidor Boost Inverter, se muestra en la figura 20.

Figura 20. Forma de conmutar los interruptores

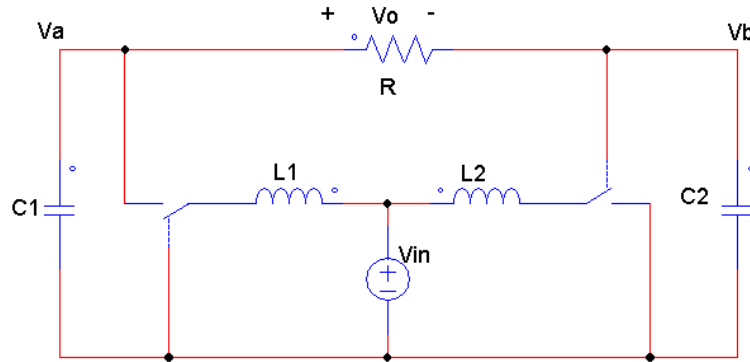


Por lo tanto de la figura 20 el esquema de conmutación del Boost inverter tiene los siguientes controles de interruptores:

$$\begin{aligned} S_1 \text{ y } S_4 \text{ conducen cuando } SPWM &= 1 \\ S_2 \text{ y } S_3 \text{ conducen cuando } SPWM &= 0 \end{aligned}$$

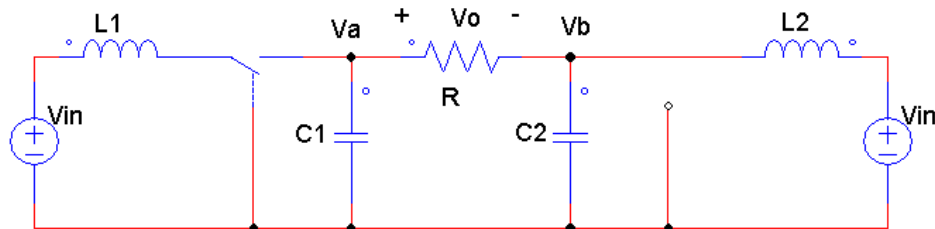
Según la figura 20 la conmutación de cada par de interruptores (S_1, S_2) y (S_3, S_4) puede ser vista como la acción de un interruptor de polo sencillo y doble vía SPDT (por sus siglas en ingles), por lo que el circuito del convertidor Boost Inverter puede ser simplificado como se observa en la figura 21, donde la posición de los interruptores refleja la forma de cómo debe manejarse el ciclo de trabajo.

Figura 21. Primera simplificación de la topología del convertidor Boost Inverter



Organizando el circuito de la figura 21, se obtiene el circuito de la figura 22, donde se debe notar que las fuentes de alimentación (V_{in}) son las mismas.

Figura 22. Segunda simplificación de la topología del convertidor Boost Inverter



La figura 22 permite observar que en un instante el convertidor “A” funciona bajo el modo de elevación, y su voltaje promedio de salida se puede calcular con:

$$V_a = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (44)$$

Mientras que en ese mismo instante el voltaje promedio de salida del convertidor “B” (el cual se puede interpretar su modo de funcionamiento como reductor), se puede determinar con:

$$V_b = \frac{V_{in}}{D} \quad (45)$$

En consecuencia, el voltaje promedio de salida es

$$V_0 = V_a - V_b = \frac{V_{in}}{1 - D} - \frac{V_{in}}{D} \quad (46)$$

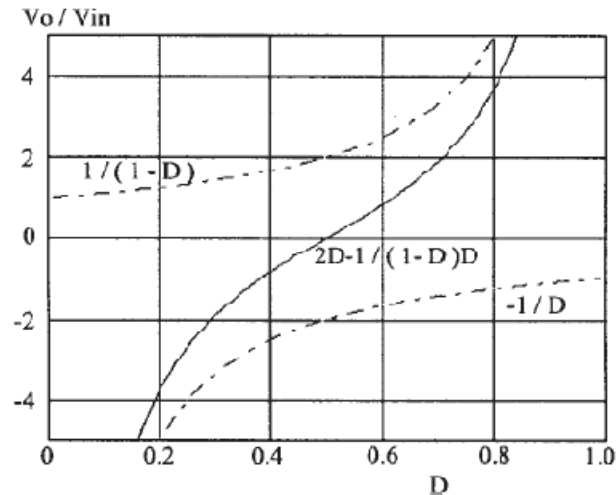
Consiguiendo la siguiente ganancia del convertidor Boost Inverter:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{2D - 1}{D(1 - D)} \quad (47)$$

De la ecuación (46), se observa que cuando el ciclo de trabajo toma valores mayores a 0.5, se obtendrá en el voltaje de salida el semiciclo positivo de la onda sinusoidal, mientras que cuando el ciclo de trabajo toma valores menores a 0.5, se obtendrá en el voltaje de salida el semiciclo negativo de la onda sinusoidal, construyendo de esta forma la señal AC en la carga del convertidor.

La característica de ganancia del Boost Inverter es mostrada en la figura 23, donde se puede notar que la salida de cero voltaje es obtenido para $D = 0.5$. Si el ciclo de trabajo es variado alrededor de este punto, entonces habrá un voltaje de AC en los terminales de salida. [7]

Figura 23. Características de ganancia DC



Es importante destacar que para obtener una señal de voltaje AC bien definida a la salida del inversor, el ciclo de trabajo debe variar como mínimo en 0.3 y máximo en 0.7, ya que este rango comprende la región lineal del inversor.

2.3. ANÁLISIS ESTÁTICO

Observando la figura 23 se tiene que el inversor presenta un comportamiento no lineal, se puede lograr un adecuado funcionamiento de esta topología mientras se trabaje en la región cercana a $D = 0.5$, con lo cual se logra una capacidad de elevación simétrica; de esta manera el convertidor puede ser considerado como un sistema lineal.

Una vez obtenida la función de ganancia determinada en la ecuación (47) es necesario obtener una expresión que defina el ciclo de trabajo necesario para lograr un voltaje de salida sinusoidal. Al despejar el ciclo de trabajo D de la ecuación (47) se obtiene:

$$D = \frac{1}{2} - \frac{2 \pm \sqrt{4 + \left(\frac{V_0}{V_{in}}\right)^2}}{2\left(\frac{V_0}{V_{in}}\right)} \quad (48)$$

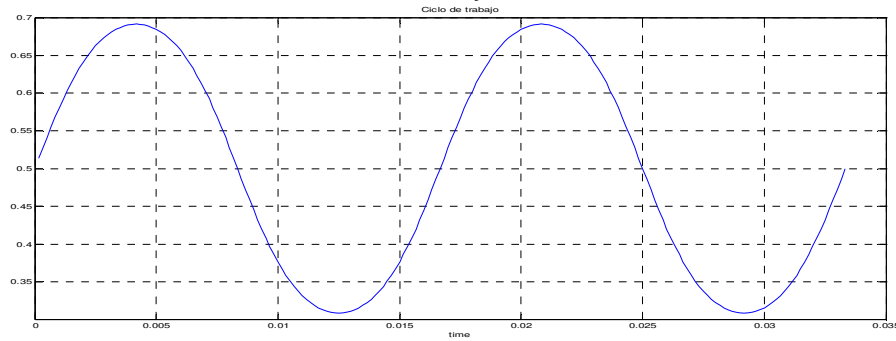
Para conocer el valor máximo del ciclo de trabajo se sustituye el voltaje de salida por su valor máximo ó valor pico, ya que el voltaje de salida es sinusoidal por lo tanto se tiene:

$$D_{max} = \frac{1}{2} - \frac{2 - \sqrt{4 + \left(\frac{V_{0p}}{V_{in}}\right)^2}}{2\left(\frac{V_{0p}}{V_{in}}\right)} \quad (49)$$

$$V_0 = V_{0p} \sin(\omega t)$$

El ciclo de trabajo descrito por la ecuación (48) se muestra en la figura 24, donde se observa que el ciclo de trabajo es modulado de manera sinusoidal con variaciones alrededor del valor $D = 0.5$.

Figura 24. Forma de onda teórica del ciclo de trabajo



Un parámetro necesario para el diseño del inversor, es la corriente promedio en la bobina de entrada. Para obtenerla se usa una variante de la función de ganancia del convertidor elevador dada por:

$$I_0 = (1 - D)I_L \quad (50)$$

Donde I_L es la corriente de valor promedio de la bobina, por ley de ohm se sabe que:

$$V_0 = RI_0$$

Utilizando estas dos ecuaciones se obtiene el valor medio en la bobina de entrada dada por:

$$I_L = \frac{2D - 1}{D(1 - D)^2} * \frac{V_{in}}{R} \quad (51)$$

$$R = \frac{V_{0rms}^2}{P_{0rms}}$$

Con el fin de determinar el valor máximo de la corriente en la bobina se sustituye en la ecuación (51), el valor del ciclo de trabajo D_{max} , de esta manera entonces se tiene:

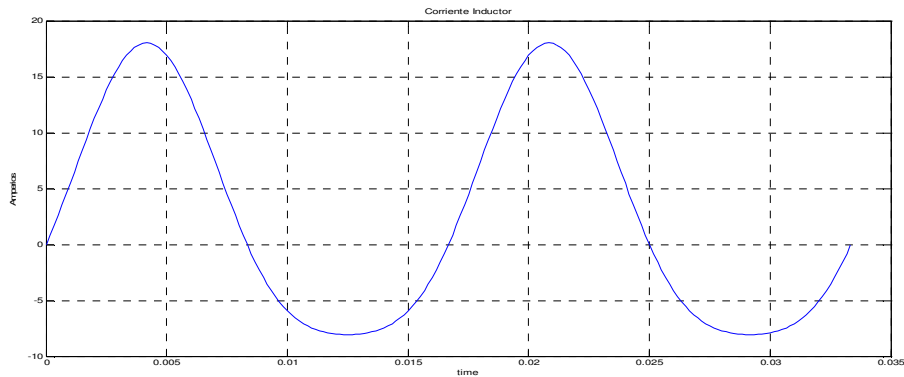
$$I_{Lp} = \frac{2D_{max} - 1}{D_{max}(1 - D_{max})^2} * \frac{V_{in}}{R} \quad (52)$$

Para conocer el comportamiento de la corriente por la bobina se parte por realizar un balance de energía a uno de los convertidores elevadores, donde se considera que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida, según esto se tiene que:

$$\begin{aligned} P_{in} &= P_{out} \\ V_{in}i_L &= v_a i_0 \\ i_L &= \frac{v_a i_0}{V_{in}} = \frac{v_0 v_a}{RV_{in}} \\ i_L &= \frac{2(v_a - V_{dc})v_a}{RV_{in}}; \text{ con } v_0 = 2v_a - 2V_{dc} \\ i_L &= \frac{V_{op}}{RV_{in}} \text{sen}(wt) \left[V_{dc} + \frac{V_{op}}{2} \text{sen}(wt) \right] \\ i_L &= \frac{V_{op}V_{dc}}{RV_{in}} \text{sen}(wt) + \frac{V_{op}^2}{2RV_{in}} \text{sen}^2(wt) \\ \text{Puesto que: } \text{sen}^2(wt) &= \frac{1}{2}(1 - \cos(2wt)) \\ i_L(t) &= \frac{V_{op}V_{dc}}{RV_{in}} \text{sen}(wt) + \frac{V_{op}^2}{4RV_{in}} - \frac{V_{op}^2}{4RV_{in}} \cos(2wt) \end{aligned} \quad (53)$$

La ecuación (53) puede verse como una senoide más un segundo armónico con una componente de DC. La corriente en la bobina descrita por la ecuación (53) se muestra en la figura 25.

Figura 25. Forma de onda teórica de la corriente en el inductor



De la ecuación (53) se puede obtener el valor efectivo de la corriente del inductor, sabiendo que se puede descomponer en una componente de continua, una fundamental y un segundo armónico:

$$I_{Lrms} = \sqrt{I_{Ldc}^2 + I_{L1rms}^2 + I_{L2rms}^2}$$

Donde,

$$\begin{aligned} I_{Ldc} &= \frac{V_{op}^2}{4RV_{in}}; \text{continua} \\ I_{L1rms} &= \frac{V_{op}V_{dc}}{\sqrt{2}RV_{in}}; \text{rms fundamental} \\ I_{L2rms} &= \frac{V_{op}^2}{4\sqrt{2}RV_{in}}; \text{rms segundo armonico} \end{aligned}$$

Finalmente se obtiene

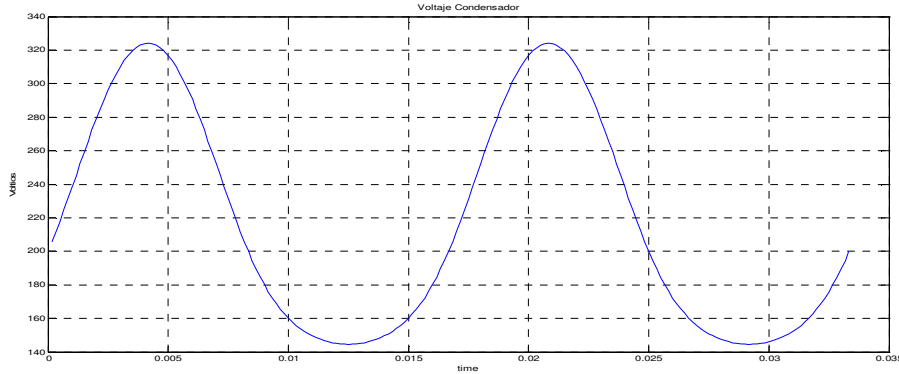
$$I_{Lrms} = \frac{V_{op}^2}{4RV_{in}} \sqrt{1.5 + 8 \left(\frac{V_{dc}}{V_{op}} \right)^2} \quad (54)$$

Ahora el voltaje máximo que se alcanza en el capacitor de filtrado se determina mediante la ecuación (44) y el valor máximo del ciclo de trabajo D_{max} , obteniendo que:

$$V_{Cp} = \frac{V_{in}}{1 - D_{max}} \quad (55)$$

El voltaje en el capacitor de salida es mostrado en la figura 26.

Figura 26. Forma de onda teórica del voltaje en el capacitor de salida

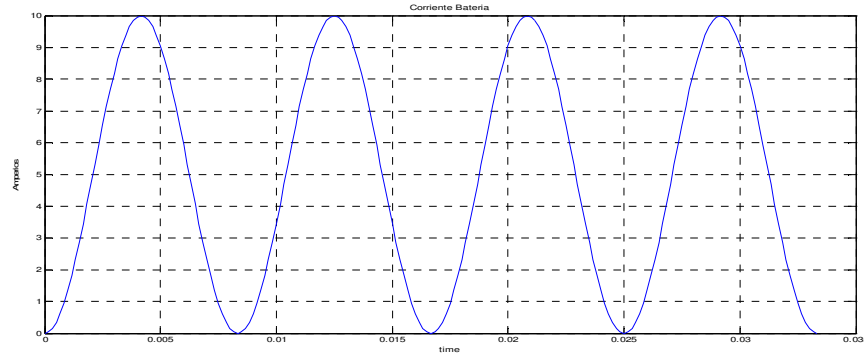


Otro parámetro importante es la corriente de entrada o la corriente que debe suministrar la fuente de DC, para determinarla nuevamente se considera que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida.

$$\begin{aligned} V_{in}i_{in} &= V_oI_o \\ V_{in}i_{in} &= V_{om}\text{sen}(wt) * \frac{V_{op}}{R} \text{sen}(wt) \\ i_{in}(t) &= \frac{V_{op}^2}{V_{in}R} \text{sen}^2(wt) \end{aligned} \quad (56)$$

Puede determinarse de la ecuación (56) que la corriente de entrada es una senoide con una componente de DC, con el doble de la frecuencia del voltaje de salida como puede observarse en la figura 27.

Figura 27. Forma de onda teórica de la corriente de entrada



Finalmente de la ecuación (56) se puede obtener el valor efectivo de la corriente de entrada, el cual viene dado por:

$$I_{trms} = \frac{\sqrt{6}V_{op}^2}{4V_{in}R} \quad (57)$$

El análisis anterior define la evolución del voltaje en el capacitor y la corriente en el inductor en estado estacionario. Dicho análisis, como se verá a continuación, sirve para determinar los valores de capacitancia (C) e inductancia (L) del inversor, así como también para dimensionar los interruptores y diseñar los inductores.

2.3.1. Diseño bobina

Para el diseño de la bobina de entrada se utiliza la ecuación del voltaje en la bobina

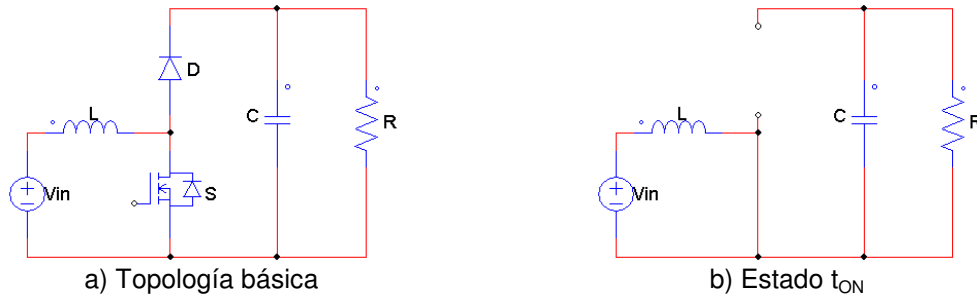
$$V_L = L \frac{di_L}{dt}$$

Donde el valor de la bobina de entrada se puede aproximar a

$$L = \frac{\Delta t}{\Delta i_L} V_L \quad (58)$$

La ecuación (58) es la base para determinar el valor del inductor, por lo tanto es necesario analizar el comportamiento del convertidor elevador DC/DC cuando el interruptor (S) se encuentra en su estado de encendido t_{ON} y el diodo (D) está polarizado inversamente, como se observa en la figura 28b.

Figura 28. Convertidor elevador en estado t_{ON} de operación



De la figura 28b se obtiene

$$V_L = V_{in}$$

Dado que se trabaja a una frecuencia constante, el tiempo de encendido es

$$t_{ON} = D_{max} * T_S$$

$$\Delta t = \frac{D_{max}}{f_s}, \quad f_s = \text{frecuencia de conmutación} \quad (59)$$

Si se define Δi_L como el valor de rizado de la corriente en la bobina y se asume un valor del 40%, de esta forma se establecen cada uno de los elementos de la ecuación (58) y finalmente se tiene la expresión para el cálculo de la bobina:

$$L = \frac{D_{max} V_{in}}{f_s (0.4 I_{Lp})} \quad (60)$$

2.3.2. Diseño condensador.

De forma similar al diseño de la bobina, para diseñar el capacitor de salida se toma como base la ecuación que define la corriente en un capacitor:

$$i_C = C \frac{dv_C}{dt}$$

De igual forma que la bobina de entrada (L), se puede aproximar el valor del capacitor de salida a:

$$C = \frac{\Delta t}{\Delta v_C} i_C \quad (61)$$

De la figura 28b se puede observar que la corriente que fluye a través del capacitor es la misma que la corriente de salida.

$$i_C = i_0 = \frac{V_0}{R}$$

El elemento Δv_C se define con el voltaje de rizado del capacitor y se asume un valor del 2%, de esta forma se establecen cada uno de los elementos de la ecuación (61) y finalmente se tiene la expresión para el cálculo del capacitor:

$$C = \frac{D_{max} I_{0p}}{f_s (0.02 V_{Cp})} \quad (62)$$

Se utiliza la corriente máxima de salida (I_{0p}) dado que se toma el ciclo máximo de trabajo. El valor de dicha corriente es:

$$I_{0p} = \frac{2P_{rms}}{V_{0p}}$$

De las ecuaciones (60) y (62), se observa que al aumentar la frecuencia de conmutación se reduce el tamaño de la bobina y el condensador. La desventaja que presentan las altas frecuencias de conmutación es un aumento en la pérdida de potencia en los interruptores. Al aumentar la pérdida de potencia en los conmutadores disminuye la eficiencia del convertidor, y será necesario utilizar un disipador de calor de mayor tamaño para el

transistor que funciona como interruptor, lo que compensa la ventaja de reducir el tamaño de la bobina y el condensador. Las frecuencias típicas de conmutación varían en el rango comprendido entre 20kHz y 50kHz, aunque también se utilizan frecuencias de cientos de kilohercios.

Los valores nominales del conductor de la bobina deben poder tolerar la corriente eficaz, y el núcleo no deberá saturarse para la corriente de pico de la bobina. Debe seleccionarse un condensador para limitar el rizado de salida en función de las especificaciones de diseño, de manera que soporte la tensión pico de salida y conduzca la corriente eficaz necesaria.

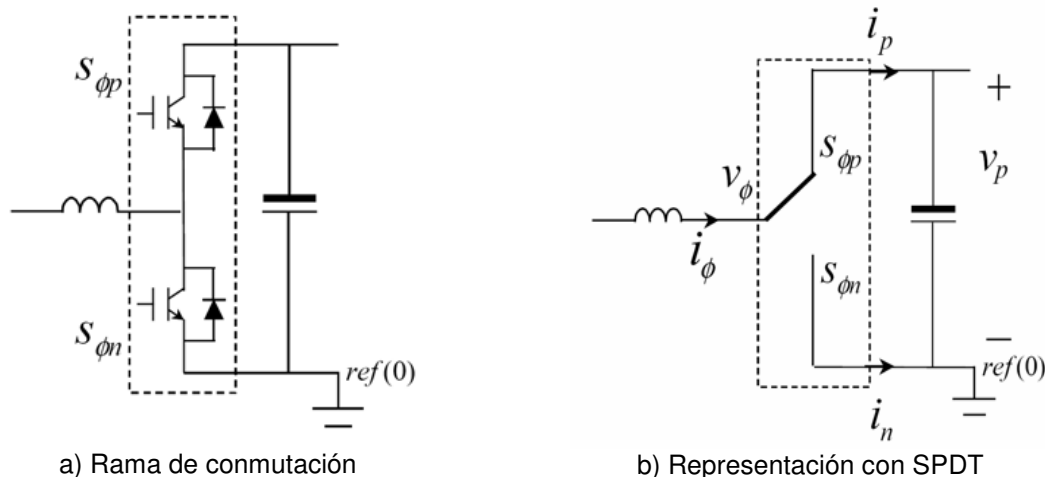
El transistor debe soportar la tensión máxima cuando esté desactivado y la corriente máxima cuando este activado. No deben superarse los valores nominales de temperatura, por lo que posiblemente será necesario utilizar un disipador de calor. Debe tenerse en cuenta que la frecuencia de conmutación debe ser mayor a 20kHz para evitar la región audible. [3]

2.4. ANÁLISIS DINÁMICO

Para determinar el modelo en función de transferencia del Boost Inverter se tomó como base el análisis realizado en la referencia [10].

Por estar conformado por dos convertidores Boost, el Boost Inverter es un sistema no lineal. Un método para determinar un modelo lineal del Boost Inverter consiste inicialmente en representar la acción de conmutación de los interruptores de una misma rama de cada convertidor Boost (figura 29a) por la acción de un interruptor de polo sencillo y doble vía SPDT (por sus siglas en inglés). Como lo muestra la figura 29b. [10] [11]

Figura 29. Convertidor Boost bidireccional en corriente



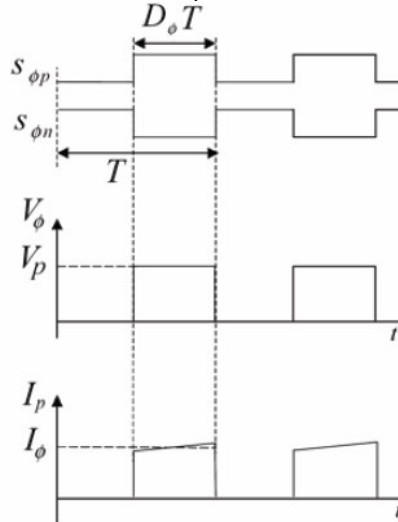
La principal idea consiste en reemplazar esta acción de conmutación por fuentes controladas de voltaje y corriente, determinado de esta manera un modelo de circuito lineal.

2.4.1. Modelo de DC del interruptor PWM

La acción de conmutación del SPDT puede ser vista como la acción de un interruptor PWM ya que cada vez que cambia de posición (de encendido o apagado) el interruptor SPDT produce pulsos, donde la duración de cada pulso dependerá del tiempo en que este encendido o apagado el interruptor SPDT, es decir el ancho del pulso depende del ciclo de trabajo, creando de esta forma un patrón PWM.

Para determinar el modelo de DC de circuito lineal del interruptor PWM, se asume que el ciclo de trabajo es constante en un valor D_ϕ , el cual representa el ciclo de trabajo del interruptor $S_{\phi p}$ de la figura 29b. La modulación PWM que se crea de la acción del interruptor SPDT de la figura 29b, se muestra en la figura 30, donde T es el periodo de conmutación. Las correspondientes formas de onda de voltaje y corriente obtenidas también se muestran en la figura 30.

Figura 30. Formas de onda obtenidas del interruptor SPDT



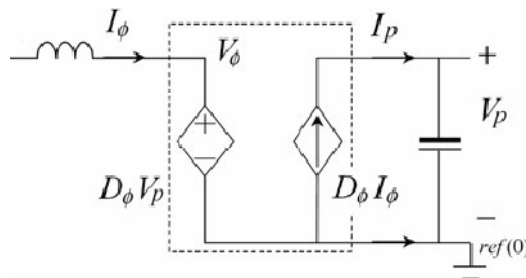
En base a las formas de onda promedio de voltaje y corriente, y asumiendo que la corriente I_ϕ y el voltaje V_p son continuos con pequeños rizados se tiene que:

$$V_\phi = D_\phi V_p \quad (63)$$

$$I_p = D_\phi I_\phi \quad (64)$$

Basado en las ecuaciones (63) y (64) se obtiene una representación del modelo promedio en DC del interruptor PWM, como lo muestra la figura 31.

Figura 31. Modelo promedio DC del interruptor PWM



2.4.2. Modelo de AC del interruptor PWM

Para construir un modelo AC de pequeña señal en un punto de operación fijo, se asume que el ciclo de trabajo presenta una perturbación alrededor de un punto fijo D_ϕ tal que:

$$d_\phi(t) = D_\phi + \tilde{d}_\phi(t) \quad (65)$$

Donde $\tilde{d}_\phi(t)$ es una pequeña variación de AC. Usando el mismo argumento se tiene:

$$\begin{aligned} v_\phi(t) &= V_\phi + \tilde{v}_\phi(t) \\ v_P(t) &= V_P + \tilde{v}_P(t) \end{aligned} \quad (66)$$

Asumiendo que las perturbaciones son más pequeñas en magnitud respecto a los valores de estado estable, es decir $\tilde{v}_\phi(t) \ll V_\phi$. Se empleara el método de promediado de todas las señales sobre un periodo de conmutación para remover el rizado de alta frecuencia de conmutación. Entonces a partir de la ecuación (63) se tiene:

$$\begin{aligned} v_\phi(t) &= d_\phi(t)v_P(t) \\ V_\phi + \tilde{v}_\phi(t) &= (D_\phi + \tilde{d}_\phi(t))(V_P + \tilde{v}_P(t)) \\ V_\phi + \tilde{v}_\phi(t) &= D_\phi V_P + \tilde{d}_\phi(t)V_P + D_\phi \tilde{v}_P(t) + \tilde{d}_\phi(t)\tilde{v}_P(t) \end{aligned} \quad (67)$$

De la ecuación (67) se observa que

$$\begin{aligned} D_\phi V_P &= \text{termino de DC} \\ \tilde{d}_\phi(t)V_P + D_\phi \tilde{v}_P(t) &= \text{termino de ac de primer orden (lineal)} \\ \tilde{d}_\phi(t)\tilde{v}_P(t) &= \text{termino de ac de segundo orden (no lineal)} \end{aligned}$$

Se puede prescindir del término no lineal ya que el término no lineal de segundo orden es mucho más pequeño en magnitud que uno o más términos lineales de primer orden. Ahora de (67) se observa que los términos de DC del lado derecho deben ser iguales a los términos de DC del lado izquierdo de la ecuación. Entonces se tiene:

$$\tilde{v}_\phi(t) = D_\phi \tilde{v}_P(t) + \tilde{d}_\phi(t)V_P \quad (68)$$

Usando similares argumentos se tiene:

$$\tilde{i}_P(t) = D_\phi \tilde{i}_\phi(t) + \tilde{d}_\phi(t)I_\phi \quad (69)$$

Ahora utilizando por conveniencia

$$\begin{aligned} \tilde{d}_\phi(t) &= d_\phi \\ \tilde{v}_\phi(t) &= v_\phi \\ \tilde{v}_P(t) &= v_P \\ \tilde{i}_\phi(t) &= i_\phi \\ \tilde{i}_P(t) &= i_P \end{aligned}$$

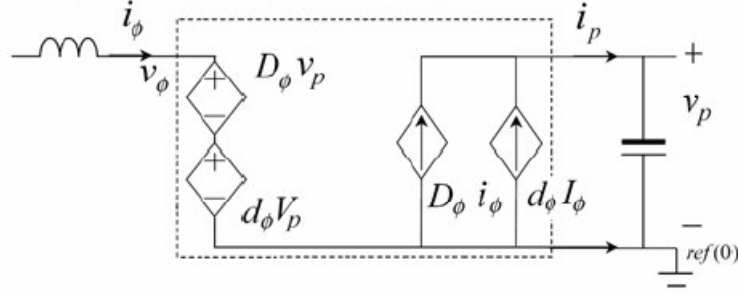
Las ecuaciones (68) y (69) se convierten en:

$$v_\phi = D_\phi v_P + d_\phi V_P \quad (70)$$

$$i_P = D_\phi i_\phi + d_\phi I_\phi \quad (71)$$

Las ecuaciones (70) y (71) son ecuaciones de pequeña señal linealizadas que describen el modelo AC del interruptor PWM. Según esto la representación del modelo en pequeña señal se muestra en la figura 32.

Figura 32. Modelo de pequeña señal AC del interruptor PWM



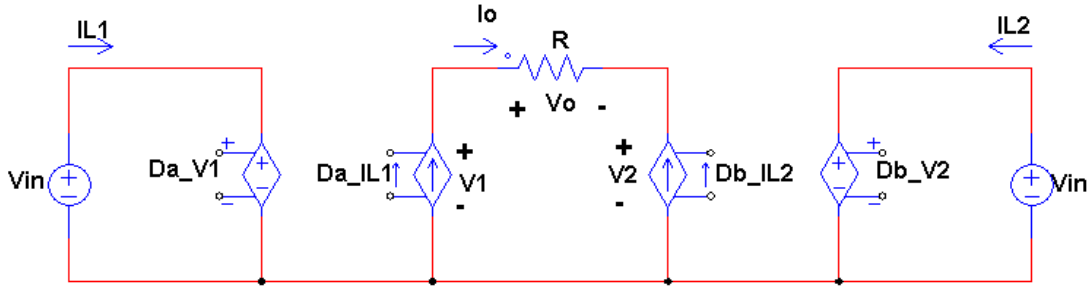
Ahora teniendo en cuenta los modelos definidos en DC y en pequeña señal del interruptor PWM es posible determinar un modelo linealizado del “Boost Inverter” y encontrar a partir de este modelo la función de transferencia.

2.4.3. Análisis del Boost Inverter utilizando el modelo en DC y AC

El desempeño en DC y pequeña señal del “Boost Inverter” es determinado simplemente sustituyendo punto a punto el interruptor PWM por su modelo de circuito lineal. Los modelos de circuito lineal en DC y en pequeña señal fueron determinados en las figuras 31 y 32 respectivamente.

2.4.3.1. Análisis en DC del Boost Inverter. Sustituyendo el modelo DC del interruptor PWM en el modelo del Boost Inverter (ver figura 18), resulta el circuito de la figura 33. En este circuito todas las inductancias son cortocircuitadas y las capacitancias son circuitos abiertos lo cual es requerido en el análisis en DC.

Figura 33. Modelo DC del Boost Inverter

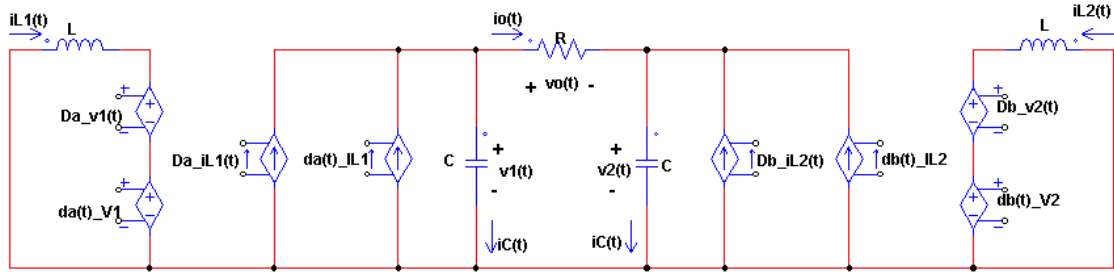


Después de analizar el anterior circuito y teniendo en cuenta que $D_b = D$ y $D_a = 1 - D$, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{V_{in}}{1-D} & V_2 &= \frac{V_{in}}{D} & V_o &= V_{in} \left(\frac{2D-1}{D(1-D)} \right) \\ I_{L1} &= \left(\frac{2D-1}{D(1-D)^2} \right) \frac{V_{in}}{R} & I_{L2} &= - \left(\frac{2D-1}{D^2(1-D)} \right) \frac{V_{in}}{R} \end{aligned}$$

2.4.3.2. Función de transferencia del Boost Inverter. En este caso únicamente se consideran perturbaciones en el ciclo de trabajo. Aquí la fuente de voltaje de entrada V_{in} es cortocircuitada a tierra y el modelo de pequeña señal AC del interruptor PWM es insertado en el modelo del Boost Inverter, resultando el circuito de la figura 34.

Figura 34. Modelo de pequeña señal AC del Boost Inverter



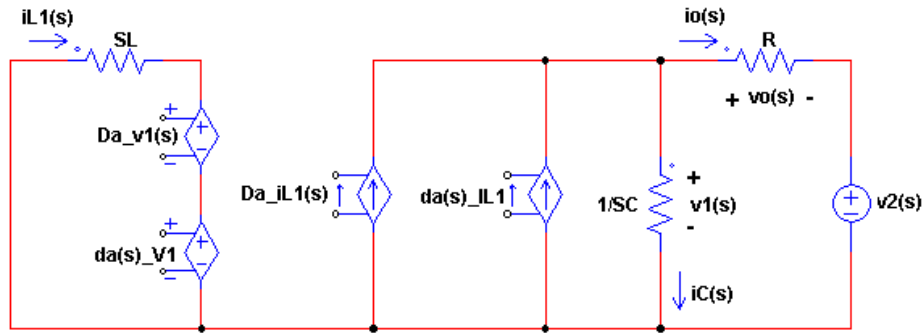
Para obtener la función de transferencia del Boost Inverter la cual relaciona el voltaje de salida respecto a las variaciones del ciclo de trabajo $v_0(s)/d(s)$. Se parte de que el voltaje de salida es:

$$v_0(s) = v_1(s) - v_2(s) \quad (72)$$

La idea es encontrar las expresiones para el Voltaje $V_1(s)$ y $V_2(s)$. Por lo tanto para determinar a que es igual $V_1(s)$, se simplifica el circuito de la figura 34, obteniendo el circuito de la figura 35. En el siguiente análisis se debe tener en cuenta que

$$D_b = D \quad D_a = 1 - D \quad d_b = d \quad d_a = -d$$

Figura 35. Determinación del voltaje $v_1(s)$



Por ley de voltaje de Kirchhoff se obtiene:

$$SLi_{L1}(s) - d(s)V_1 = -(1 - D)v_1(s) \quad (73)$$

Por Ley de corriente de Kirchhoff se obtiene:

$$(1 - D)i_{L1}(s) - d(s)I_{L1} = SCv_1(s) + \frac{v_0(s)}{R}$$

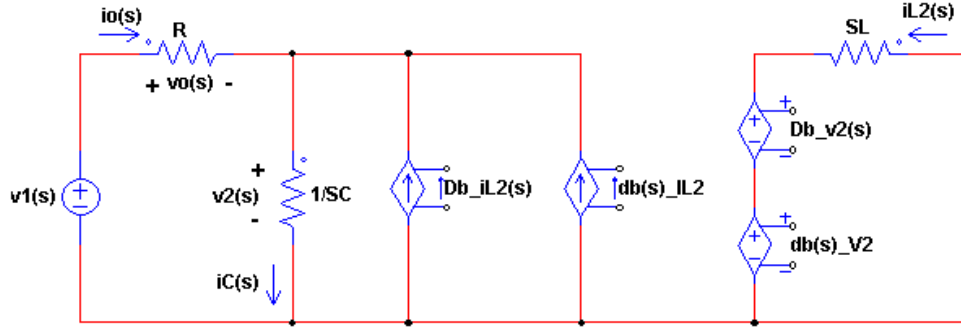
$$i_{L1}(s) = \left(\frac{1}{1 - D} \right) \left(d(s)I_{L1} + SCv_1(s) + \frac{v_0(s)}{R} \right) \quad (74)$$

Al sustituir la ecuación (74) en la ecuación (73) se obtiene:

$$v_1(s) = -d(s) \left[\frac{SLI_{L1} - (1 - D)V_1}{(1 - D)^2 + S^2LC} \right] - v_0(s) \left[\frac{SL}{R((1 - D)^2 + S^2LC)} \right] \quad (75)$$

Ahora para determinar a que es igual $V_2(s)$, nuevamente se simplifica el circuito de la figura 34, obteniendo el circuito de la figura 36.

Figura 36. Determinación del voltaje $v_2(s)$



Por ley de voltaje de Kirchhoff se obtiene

$$SLi_{L2}(s) - d(s)V_2 = -Dv_2(s) \quad (76)$$

Por ley de corriente de Kirchhoff se obtiene

$$\begin{aligned} \frac{v_0(s)}{R} + Di_{L2}(s) + d(s)I_{L2} &= SCv_2(s) \\ i_{L2}(s) &= \left(\frac{1}{D}\right) \left(SCv_2(s) - d(s)I_{L2} + \frac{v_0(s)}{R} \right) \end{aligned} \quad (77)$$

Al sustituir la ecuación (77) en la ecuación (76) se obtiene:

$$-v_2(s) = d(s) \left[\frac{DV_2 - SLI_{L2}}{SL(SC + D^2/SL)} \right] - v_0(s) \left[\frac{1}{R(SC + D^2/SL)} \right] \quad (78)$$

Finalmente al sustituir las ecuaciones (75) y (78) en la ecuación (72) se obtiene:

$$\begin{aligned} v_0(s) &= -d(s) \left[\frac{SLI_{L1} - (1-D)V_1}{(1-D)^2 + S^2LC} \right] - v_0(s) \left[\frac{SL}{R((1-D)^2 S^2 LC)} \right] + d(s) \left[\frac{DV_2 - SLI_{L2}}{SL(SC + D^2/SL)} \right] \\ &\quad - v_0(s) \left[\frac{1}{R(SC + D^2/SL)} \right] \end{aligned}$$

Después de simplificar y agrupar términos se obtiene la función de transferencia del Boost Inverter:

$$\frac{v_0(s)}{d(s)} = -R \frac{X_1 S^3 + X_2 S^2 + X_3 S + X_4}{Y_1 S^4 + Y_2 S^3 + Y_3 S^2 + Y_4 S + Y_5} \quad (79)$$

Donde

$$\begin{aligned} v_0(s) &= \text{Voltaje de salida} \\ d(s) &= \text{Variación del ciclo de trabajo cerca de 0.5} \\ R &= \text{Resistencia de carga} \end{aligned}$$

Además se tiene que:

$$\begin{aligned} X_1 &= (I_{L1} + I_{L2})CL^2 \\ X_2 &= ((D-1)V_1 - DV_2)CL \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
X_3 &= (I_{L1}D^2 + I_{L2}(1 - D)^2)L \\
X_4 &= (DV_1 - (D - 1)V_2)(D - 1)D \\
Y_1 &= RC^2L^2 \\
Y_2 &= 2CL^2 \\
Y_3 &= RCL(1 - 2D + 2D^2) \\
Y_4 &= L(1 - 2D + 2D^2) \\
Y_5 &= RD^2(1 - D)^2
\end{aligned}$$

Finalmente a partir del comportamiento en régimen permanente y dinámico determinado en esta sección, es posible definir un esquema de control de realimentación del voltaje de salida, y de esta forma diseñar la acción de control la cual mantendrá el voltaje regulado ante variaciones en la carga y fuente de alimentación.

3. DISEÑO DEL CONVERTIDOR BOOST INVERTER

3.1. ESPECIFICACIONES GENERALES DE DISEÑO

El convertidor “Boost inverter” se diseñó para lograr una tensión efectiva de salida de 120 V_{RMS} a una frecuencia de 60 Hertz, sobre una resistencia de carga nominal de 50 W. Se utilizó una fuente de entrada de tensión continua de 80 V.

Para efectos de diseño del prototipo se consideró que:

- El rizado de la tensión en el capacitor de salida y el rizo de la corriente en la bobina de entrada es del 2% y 40% respectivamente.
- La resistencia de precarga es de aproximadamente el 80% de la potencia nominal, y la potencia máxima será de 70 W.
- La frecuencia de conmutación es de 40 kHz, (ya que es superior al rango audible y es lo suficientemente pequeña para que las pérdidas en los interruptores sean mínimas).

Según esto las especificaciones de diseño del convertidor “Boost Inverter” se resumen en la tabla 3.

Tabla 3. Especificaciones de diseño

PARÁMETRO	VALOR		
Voltaje de entrada	$V_{in_{nom}} = 80 V$	$V_{in_{min}} = 75 V$	$V_{in_{max}} = 85 V$
Potencia	$P_{nom} = 50 W$	$P_{Precarga} = 40 W$	$P_{max} = 70 W$
Voltaje de salida	$V_0 = 120 V_{RMS} (169.7V_P)$		
Frecuencia de salida	$f_0 = 60 Hz$		
Frecuencia de conmutación	$f_s = 40 kHz$		
Rizo de tensión en el capacitor	$\Delta v_C = 0.02$		
Rizo de corriente en la bobina	$\Delta i_L = 0.4$		

De las especificaciones anteriores se sabe que V_{op} es aproximadamente 170 V, y utilizando la ecuación (49) se obtiene el ciclo de trabajo nominal:

$$D_{nom} = 0.7158$$

3.1.1. Diseño etapa de potencia

La carga resistiva nominal es:

$$R_{nom} = \frac{V_{oRMS}^2}{P_{nom}} = \frac{(120 V)^2}{50 W} = 288 \Omega$$

Se debe determinar el valor crítico de la inductancia, para ello se utiliza la ecuación (60) que por motivo de análisis se recuerda que es igual a:

$$L_C = \frac{D * V_{in}}{fs(0.4I_{Lp})}$$

Por lo tanto debe tenerse en cuenta el mayor ciclo de trabajo (D) y la menor corriente por la bobina (I_{Lp}) del sistema. Esto ocurre cuando el voltaje de entrada es mínimo ($V_{in} = 75$ V) y el convertidor solo cuenta con su precarga (80% de la potencia nominal). Según esto de las ecuaciones (49) y (52) se tiene que:

$$\begin{aligned} D_{max} &= 0.7254 \\ R_{precarga} &= 360\Omega \\ I_{Lmin} &= 1.7A_p \end{aligned}$$

Con lo que el valor crítico de la inductancia es:

$$L_C = 2 \text{ mH}$$

Este valor crítico de inductancia define un valor de capacitancia el cual se determina por la ecuación (62):

$$C_C = 1.56 \mu F$$

Se determina entonces que el valor de la bobina y el condensador sea un 25% mayor que los valores críticos:

$$\begin{aligned} L_C &= (1.25) * 2 \text{ mH} \\ L_C &= \mathbf{2.5mH} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C_C &= (1.25) * 1.56 \mu F = 1.95 \mu F, \text{ tomando un valor comercial} \\ C_C &= \mathbf{2.2 \mu F} \end{aligned}$$

Para dimensionar correctamente los dispositivos de conmutación, las bobinas y condensadores es necesario determinar los valores máximos de voltaje y corriente que estos dispositivos deben soportar, por lo tanto en la tabla 4 se resumen los valores nominales, mínimos y máximos calculados de los parámetros más relevantes del convertidor según las especificaciones de diseño deseadas.

Tabla 4. Rangos de valores obtenidos

PARÁMETRO	VALOR		
	Nominal	Mínimo	Máximo
Ciclo de trabajo	$D_{nom} = 0.7158$	$D_{min} = 0.7068$	$D_{max} = 0.7254$
Resistencia de Carga	$R_{nom} = 288\Omega/50W$	$R_{min} = 205\Omega/70W$	$R_{precarga} = 360\Omega/40W$
Corriente pico por la bobina	$I_{Lnom} = 2.1A$	$I_{Lmin} = 1.7A$	$I_{Lmax} = 2.8 A$
Corriente RMS por la bobina	$I_{Lnom} = 1.1 A$	$I_{Lmin} = 0.9 A$	$I_{Lmax} = 1.5 A$
Voltaje pico en el condensador	$V_{Cnom} = 281.5 V$	$V_{Cmin} = 273.1 V$	$V_{Cmax} = 290 V$
Corriente pico Fuente	$I_{in_{nom}} = 1.25 A$	$I_{in_{min}} = 1.1 A$	$I_{in_{max}} = 1.6A$
Inductancia	$L_{nom} = 1.7 \text{ mH}$	$L_{min} = 1.2mH$	$L_{critica} = 2.5 \text{ mH}$
Capacitancia		$C_{critico} = 2.2 \mu F$	

Con los valores obtenidos de la Tabla 4, se dimensionaron y especificaron los dispositivos para la implementación del convertidor. Por lo tanto se escogió el MOSFET (IRFP360) y el diodo (MUR840) el cual presenta un tiempo de recuperación muy pequeño (t_{rr}), además estos dispositivos soportan la corriente efectiva y pico del inductor, así como la tensión máxima del capacitor. Finalmente en la tabla 5 se mencionan las cantidades, referencias y especificaciones más relevantes de los componentes necesarios para implementar el convertidor “Boost Inverter”.

Tabla 5. Características de los dispositivos de potencia

UND.	REF.	DESCRIPCIÓN
4	IRFP360	MOSFET de Potencia, canal N, $V_{DSS} = 400 \text{ V}$, $R_{DS(on)} = 0.2 \Omega$, $I_D = 23 \text{ A}$, $P_D = 280 \text{ W}$, $V_{GS} = \pm 20 \text{ V}$
4	MUR840	Diodo Ultra rápido, $I_F = 8 \text{ A}_{AVG}$, $V_R = 400 \text{ V}$, $P_D = 75 \text{ W}$, $t_{rr} = 60 \text{ ns}$
2	L	Inductancia = 2.5 mH , $I_L = 8 \text{ A}_p$, $f_s = 40 \text{ kHz}$
2	C	Capacitancia = $2.2 \mu\text{F}$, $V_C = 400 \text{ V}$

A partir de los valores nominales de operación del Boost Inverter se calcularon y graficaron (utilizando la herramienta de software MATLAB [12]) las expresiones para el ciclo de trabajo (ecuación (48)), la corriente por el inductor (ecuación (53)), la tensión en el capacitor (ecuación (55)) y la corriente que debe suministrar la fuente de entrada (ecuación (56)), como se puede observar en las figuras 37, 38, 39 y 40.

Figura 37. Forma de onda teórica obtenida del ciclo de trabajo nominal

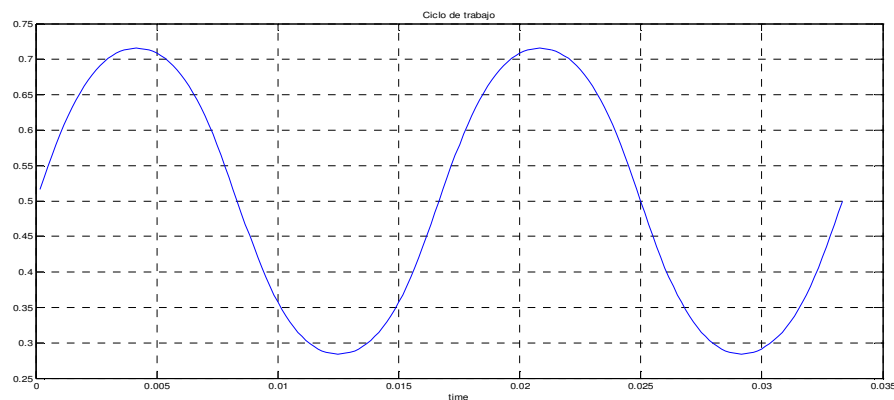


Figura 38. Forma de onda teórica obtenida de la corriente nominal del inductor

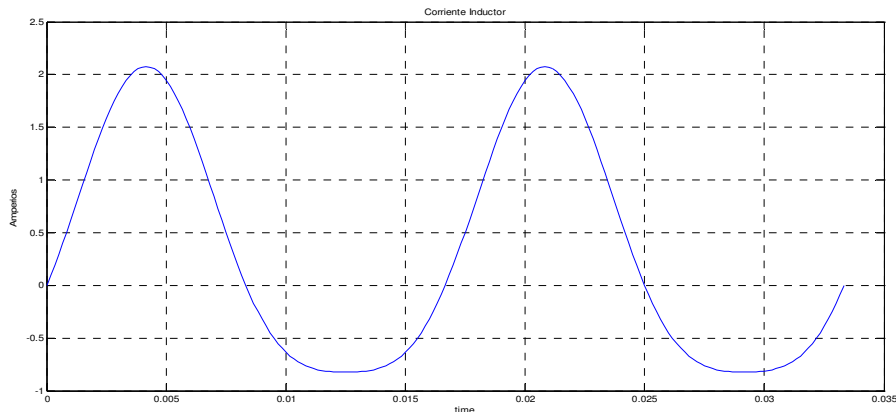


Figura 39. Forma de onda teórica obtenida del voltaje nominal del capacitor

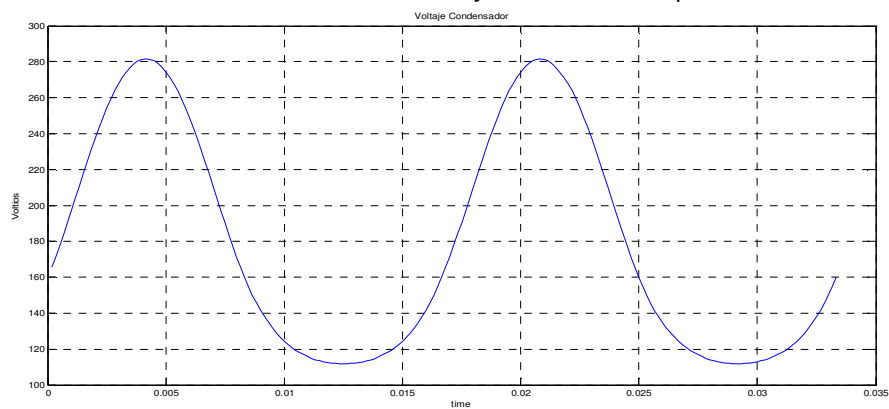
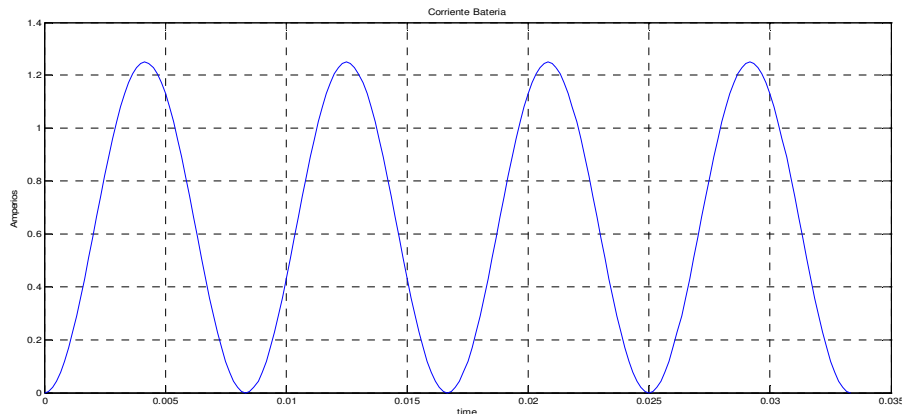
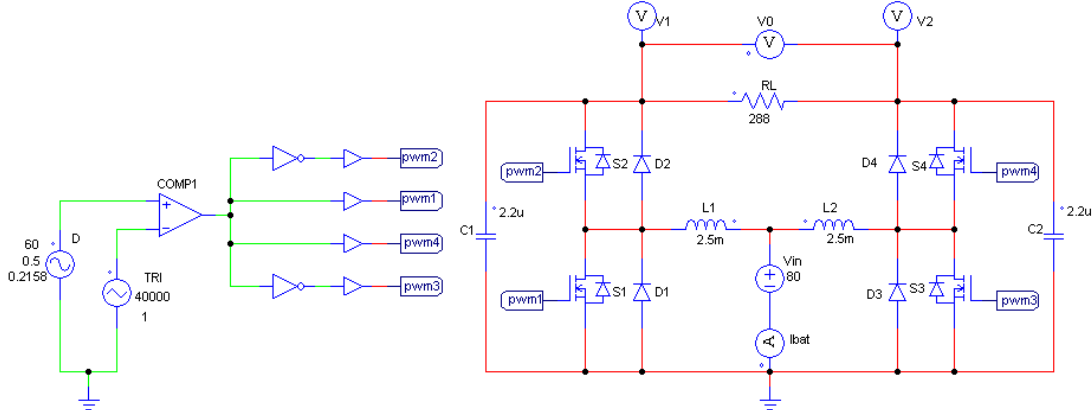


Figura 40. Forma de onda teórica obtenida de la corriente nominal de la fuente



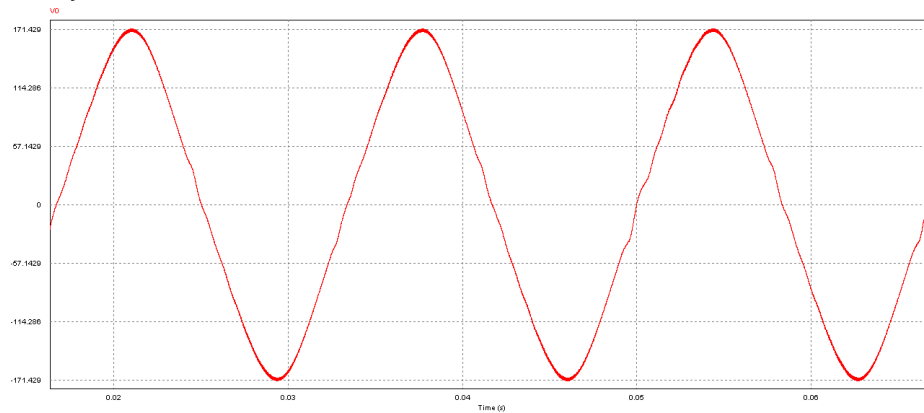
3.1.1.1. Simulación en lazo abierto. Utilizando el software de simulación PSIM [13] se implementó la topología del Boost Inverter con el valor de resistencia, capacitancia, inductancia y voltaje de entrada nominales. Además se implementó la etapa de conmutación de los interruptores, donde por señal de control o moduladora se usó una señal sinusoidal que representa el ciclo de trabajo nominal. La implementación realizada se muestra en la figura 41.

Figura 41. Implementación en PSIM del Boost Inverter en lazo abierto



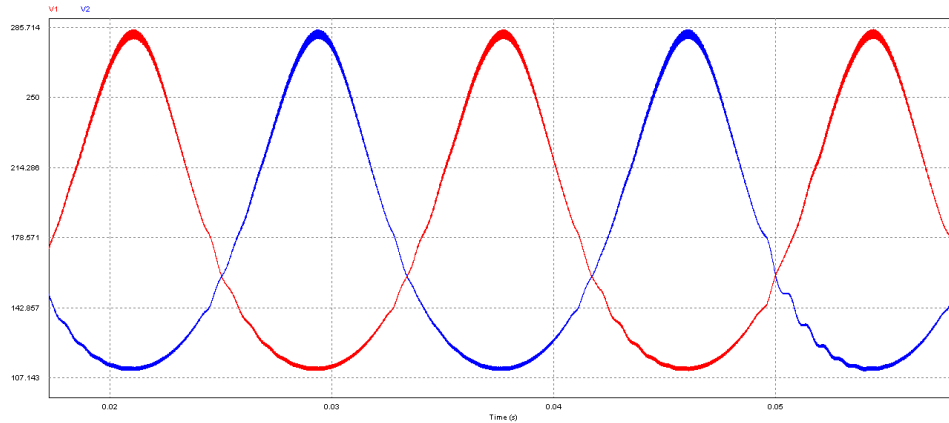
Posteriormente se procedió a simular, obteniendo las formas de onda más relevantes. En la figura 42 se muestra el resultado de la simulación para el voltaje de salida, donde se obtuvo una forma de onda sinusoidal con voltaje máximo de 171V.

Figura 42. Voltaje nominal de salida obtenido en simulación.



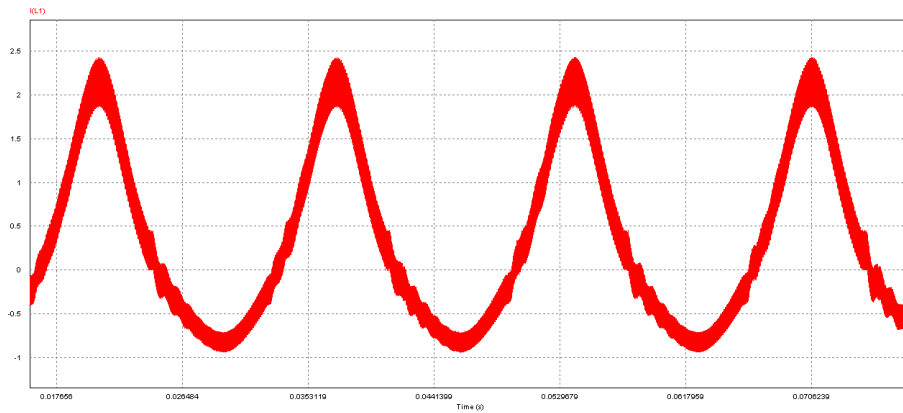
En la figura 43 se muestra el voltaje en cada capacitor de salida del Boost Inverter. Se puede observar que la diferencia entre estas dos señales da como resultado el voltaje de salida.

Figura 43. Voltaje nominal en los capacitores de salida obtenido en simulación



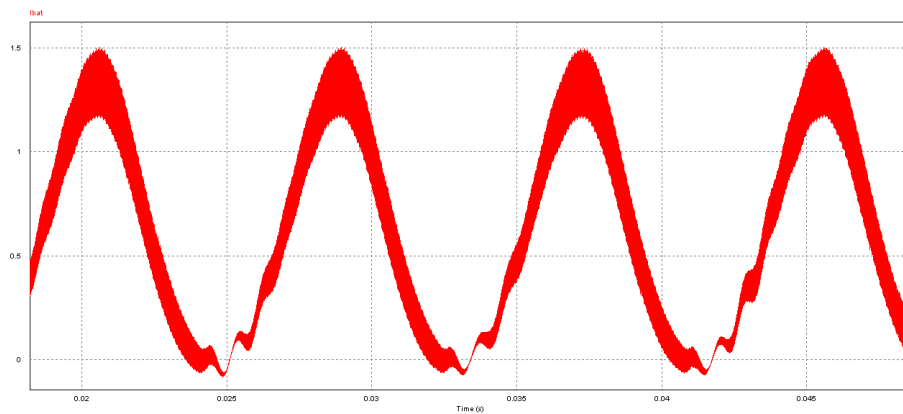
En la figura 44 se muestra la corriente en la bobina de entrada.

Figura 44. Corriente nominal de la bobina de entrada obtenida en simulación



En la figura 45 se muestra la corriente suministrada por la fuente de entrada al Boost Inverter.

Figura 45. Corriente nominal de entrada obtenida en simulación



De los resultados obtenidos mediante simulación se observa que concuerdan con lo obtenido teóricamente, verificando de esta forma el comportamiento en lazo abierto del Boost Inverter.

3.1.2. Diseño etapa de control

El objetivo del diseño del controlador será el de regulación del voltaje de salida, esto quiere decir que el convertidor deberá permanecer con un voltaje de salida constante, y rechazar de la mejor manera posible perturbaciones provocadas al sistema. Como se utilizan técnicas tradicionales de control lineal, el modelo a utilizar es el modelo linealizado del sistema alrededor de un punto de operación y la función de transferencia encontrada, según el análisis dinámico realizado en el capítulo 2, ecuación (79).

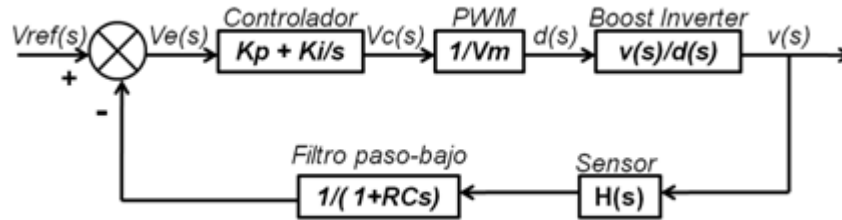
3.1.2.1. Diseño del controlador. La acción de control a utilizar será de tipo PI, ya que con esta se cumplen requerimientos de error de estado estacionario nulo, rápida respuesta y sobrepasos menores al 10%, siendo la técnica de control más usada. Además en la referencia [10] se implementó este tipo de controlador en el convertidor Boost Inverter, obteniendo resultados satisfactorios.

La estructura del controlador está dada por:

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (80)$$

Por lo tanto para mantener el voltaje de salida del convertidor regulado ante perturbaciones en la carga o voltaje de entrada se adicionó un lazo de control, como el que se muestra en la figura 46.

Figura 46. Diagrama de bloques del control de voltaje del Boost Inverter



En la figura 46 se observa que se utiliza en la realimentación un filtro paso-bajo de primer orden, el cual tiene por frecuencia de corte 700Hz, esto con el fin de filtrar la frecuencia de conmutación presente en la salida del voltaje del sistema, además la ganancia del bloque sensor es de 1/50. Ya que la señal de control es una senoide la cual varía sobre un nivel de DC de 0.5V, es una señal poco manejable desde el punto de vista de hardware, además de ser susceptible al ruido, por lo tanto V_m en el bloque PWM es igual a 10 lo que permite que la señal de control se escale y ahora se encuentra variando en valores cercanos a 5V.

Para el diseño del controlador se utilizó la herramienta de software MATLAB. Inicialmente se analizó que tan estable es el Boost Inverter (por medio del LGDR), y posteriormente se estudió el comportamiento en fase y magnitud del convertidor. Para ello a partir de la función de transferencia descrita en (79) se reemplazaron en esta ecuación los valores nominales determinados en la tabla 4, obteniendo:

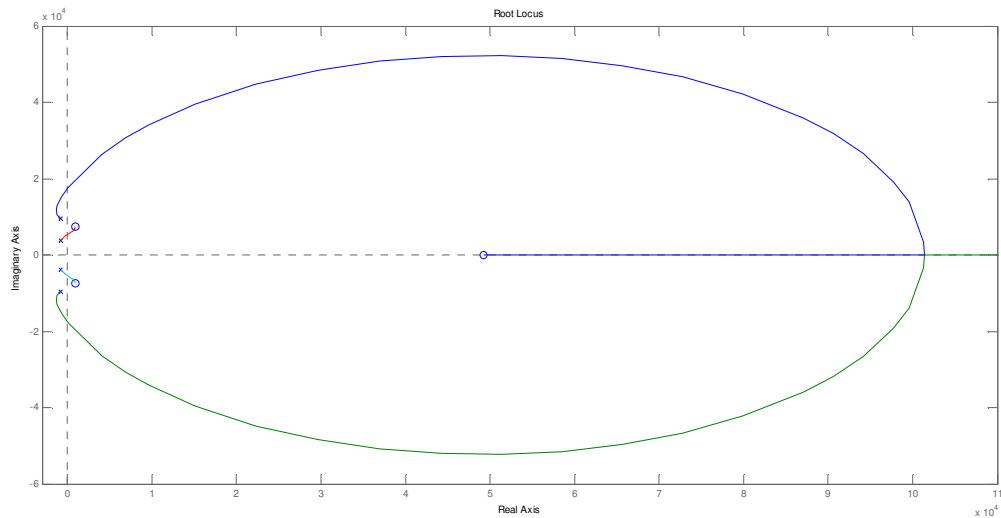
$$\frac{-4.967e-009 s^3 + 0.0002534 s^2 - 0.7195 s + 1.367e004}{8.712e-015 s^4 + 2.75e-011 s^3 + 9.399e-007 s^2 + 0.001483 s + 11.91}$$

Utilizando el comando `zpk()` de MATLAB se obtuvo la representación en polos y ceros de la función de transferencia.

$$\frac{-570154.6717 (s-4.922e004) (s^2 - 1807s + 5.592e007)}{(s^2 + 1631s + 1.514e007) (s^2 + 1526s + 9.025e007)}$$

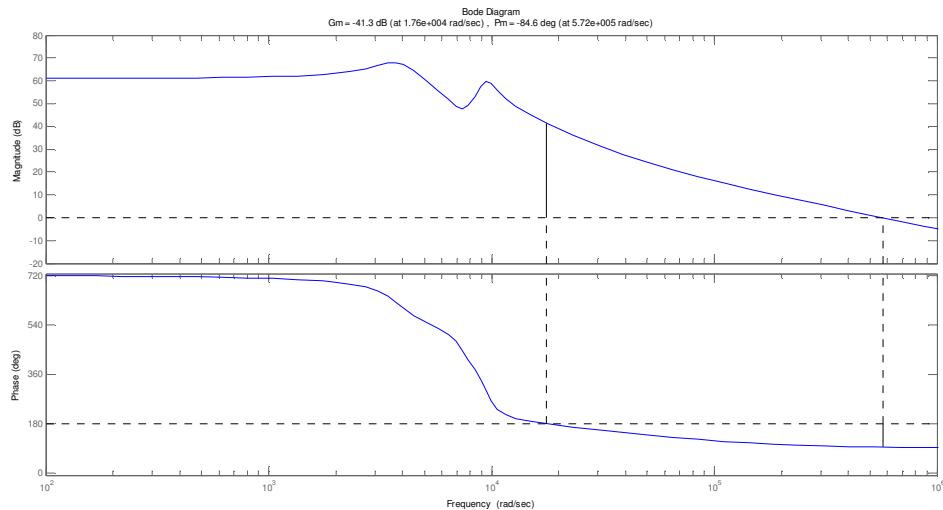
La representación en polos ceros, muestra que existe un cero real y un par de ceros complejos conjugados inestables siendo el sistema de fase no mínima. En la figura 47 se obtiene el LGDR del Boost Inverter.

Figura 47. LGDR del Boost Inverter



Se observa de la figura 47 que la acción de los ceros podría causar inestabilidad porque los polos tenderían a moverse al RHP bajo un control proporcional o integral. La respuesta en magnitud y fase del Boost Inverter se observa en la figura 48.

Figura 48. Respuesta en frecuencia del Boost Inverter



Se observa de la figura 48 que el sistema presenta un margen de ganancia negativo igual a 41.3 dB y un margen de fase negativo de 84.6°, por lo que el sistema podría ser inestable. A demás el sistema presenta un ancho de banda de aproximadamente 800 krad/s (127khz) siendo un sistema de respuesta rápida.

En el diseño del controlador se deben de tener en cuenta las siguientes especificaciones [14] [15]

De Estabilidad:

- MG (Margen de Ganancia) > 6dB.

- $40^\circ < \text{MF (Margen de fase)} < 70^\circ$
- Ancho de banda tan grande como sea posible, sin afectar la estabilidad ni entrar en los rangos de frecuencia del ruido del sistema.

De Diseño:

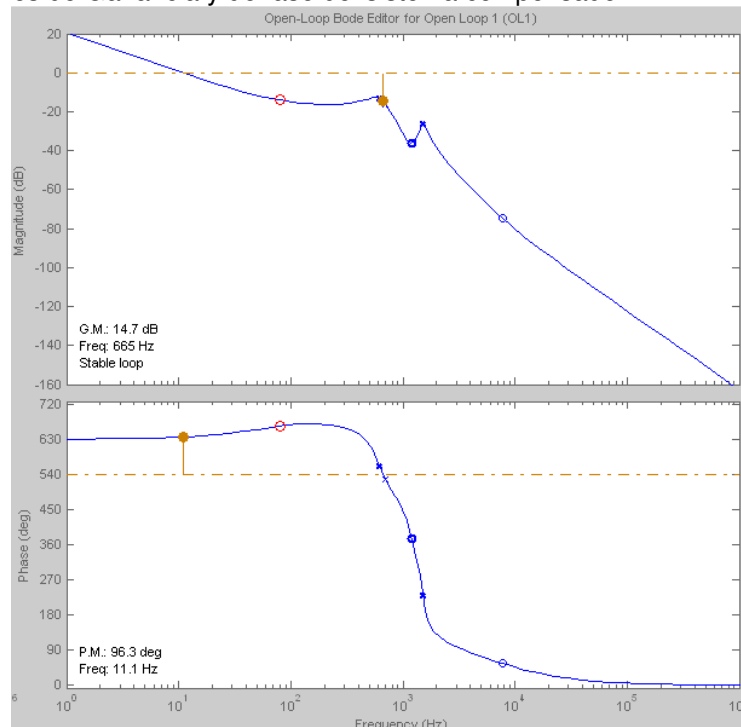
- $0.4 < p < 0.8$.
- Ancho de banda del sistema en lazo cerrado (AB_{LC}) debe ser al menos cinco veces menor que la frecuencia de conmutación. Con el fin de que esta frecuencia pueda ser bien atenuada y se evite excitación en la frecuencia de resonancia del sistema.
- Banda plana en la respuesta de frecuencia en lazo cerrado en el ancho de banda ajustado.

Para encontrar los parámetros del controlador se utilizó la herramienta *Sisotool* de MATLAB y se realizó el análisis en el dominio de la frecuencia utilizando el diagrama de Bode, puesto que se facilita el proceso de diseño.

Se procedió a introducir un polo en el origen y un cero real con la forma de un control PI, teniendo en cuenta las especificaciones de estabilidad y diseño se obtuvo la figura 49. El sistema ahora presenta un margen de ganancia igual a 14.7 dB, un margen de fase de 93.6° , por lo que el sistema ahora es estable. El ancho de banda del sistema compensado en lazo cerrado fue de aproximadamente 3KHz. Se determinan de esta forma los parámetros K_p y T_i , obteniendo la función de transferencia del controlador.

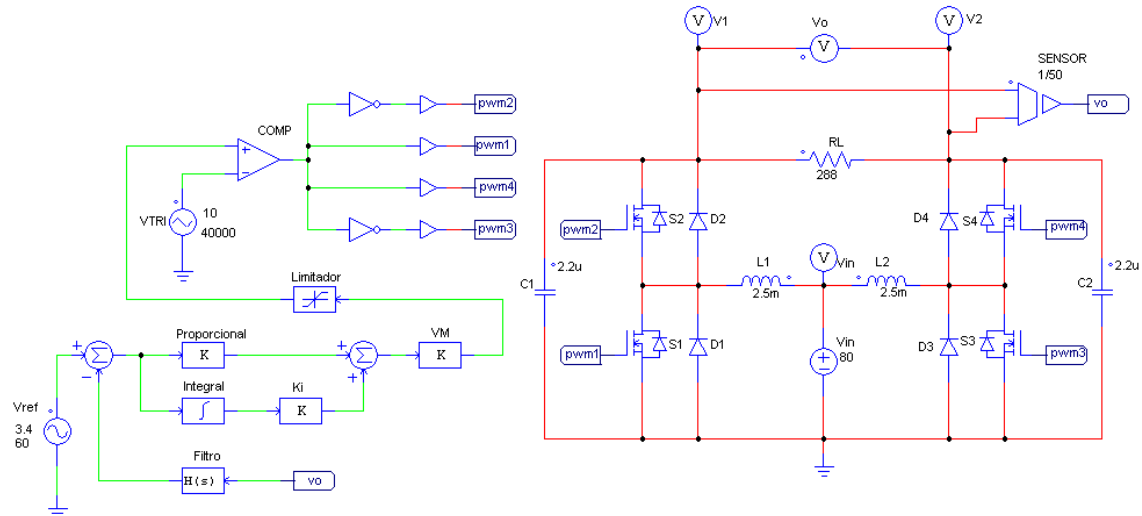
$$G(s) = \frac{K_p * (1 + T_i s)}{s} \Rightarrow G(s) = \frac{3 * (1 + 0.002s)}{s}$$

Figura 49. Márgenes de Ganancia y de fase del sistema compensado



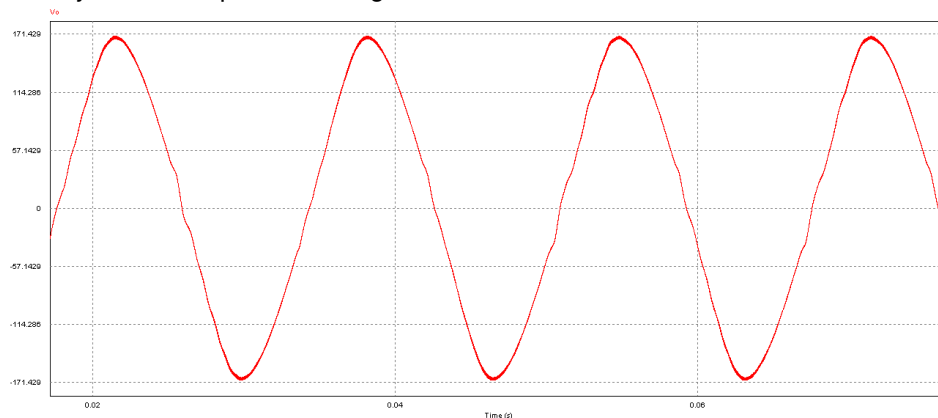
Utilizando el software PSIM se implemento el Boost Inverter con su respectivo control de voltaje como lo muestra la figura 50.

Figura 50. Implementación en PSIM del Boost Inverter con control de voltaje



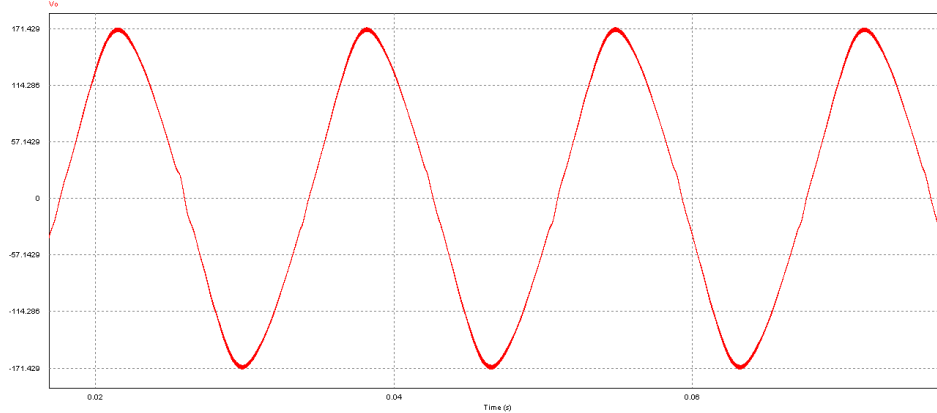
Posteriormente se procedió a simular, obteniendo las formas de onda más relevantes. En la figura 51 se muestra el resultado de la simulación para el voltaje de salida el cual fue de 171.4 V para una carga de 288Ω/50W.

Figura 51. Voltaje de salida para una carga de 288Ω obtenido en simulación



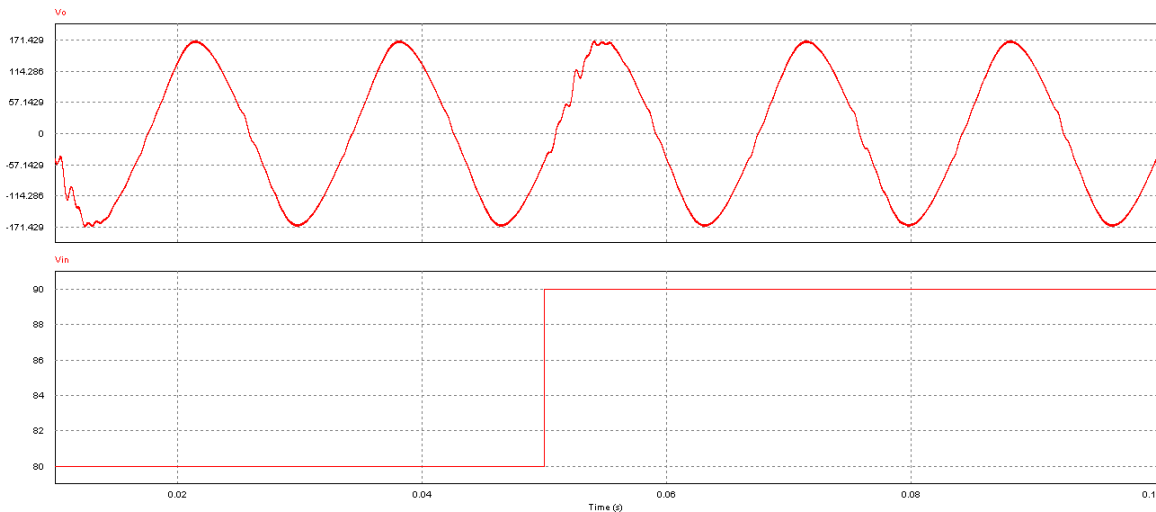
En la figura 52 se muestra el resultado de la simulación para el voltaje de salida el cual fue de 171.4 V para una carga de 205Ω/70W.

Figura 52. Voltaje de salida para una carga de 205Ω obtenido en simulación



En la figura 53 se muestra el resultado de la simulación para el voltaje de salida con una carga de 50W, utilizando como variación un incremento instantáneo en el voltaje de la fuente de entrada de 10V.

Figura 53. Voltaje de salida ante variación del voltaje de entrada



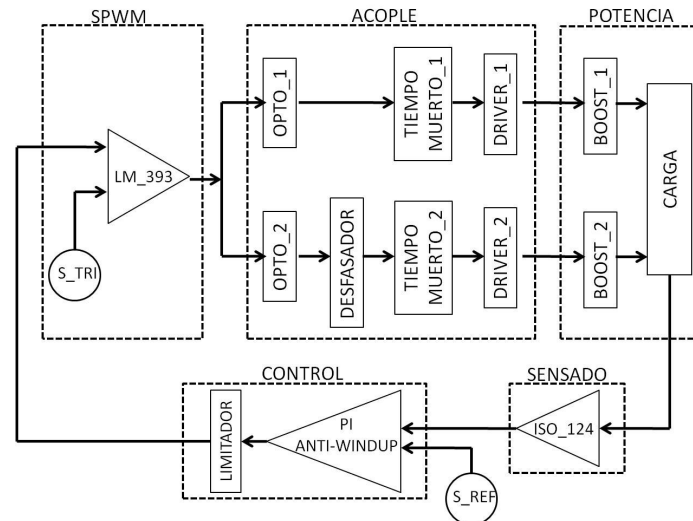
De la figura 53 se observa que existe un transitorio en la onda sinusoidal, pues al momento del cambio la onda se distorsiona y se observa que se compensa rápidamente.

Por lo tanto de los resultados obtenidos mediante simulación se observa que ante perturbaciones de carga y del voltaje de entrada, el voltaje de salida se mantiene regulado, verificando de esta forma el comportamiento del control de voltaje del Boost Inverter.

4. IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR BOOST INVERTER

Después del dimensionamiento adecuado del convertidor visto en el capítulo 3, se procedió con la implementación del prototipo utilizando los dispositivos determinados en la tabla 5. Para la correcta operación y control del Boost Inverter es necesario el desarrollo de cinco etapas: etapa de potencia, etapa de acople, etapa SPWM, etapa de sensado y etapa de control. La interconexión de estas etapas se muestra en el diagrama de bloques de la figura 54.

Figura 54. Etapas de diseño del Boost Inverter



Se debe destacar que como elementos de realimentación se usan los bloques de sensado y control. Cada una de estas etapas desempeña una función importante en el funcionamiento adecuado del Boost Inverter como se verá a continuación.

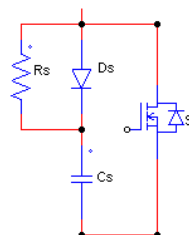
4.1. ETAPA DE POTENCIA

En esta etapa se implementa la topología del convertidor Boost Inverter y se diseña el circuito de protección para cada transistor.

4.1.1. Circuito de protección de transistor

Los circuitos de protección reducen las pérdidas de potencia en un transistor durante la conmutación y protegen al dispositivo del estrés a los que se ve sometido durante la conmutación debido a las altas tensiones y corrientes. El circuito usado como protección para los transistores de potencia es el mostrado en la figura 55. [3]

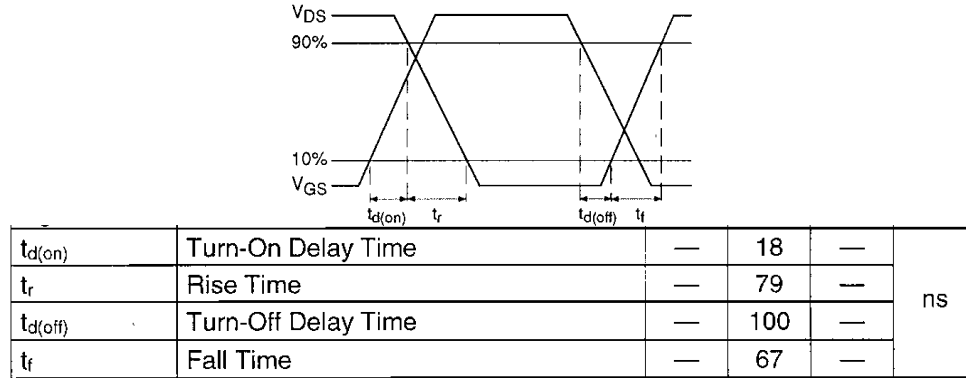
Figura 55. Circuito de protección de transistor



Este circuito altera de forma ventajosa las formas de onda de la corriente y la tensión del transistor ya que proporciona otro camino para la corriente de carga durante el apagado del transistor.

Para calcular el valor de los componentes que conforman el circuito de protección es necesario determinar el tiempo de apagado del transistor IRFP360 el cual es $t_{OFF} = 167\text{ns}$, como lo muestra la figura 56.

Figura 56. Tiempo de apagado del IRFP360 según hoja técnica



Según la tabla 4 del capítulo 3, la máxima corriente que circula por el transistor es $I_L \approx 3\text{A}$ y el máximo voltaje que soporta es $V_S \approx 290\text{V}$. Con estos valores se determina el valor del condensador del circuito de protección el cual viene dado por la siguiente ecuación.

$$C_S = \frac{I_L t_{OFF}}{2V_S} \quad (81)$$

$$C_S = \frac{3\text{A} * 167\text{ns}}{2 * 290\text{V}} = 0.86\text{ nF}$$

Se determina entonces que el valor del condensador sea un 50% mayor que el valor calculado:

$$C_S = (1.5) * 0.86\text{nF} = 1.3\text{ nF}, \text{tomando un valor comercial} \\ \Rightarrow C_S = 2.2\text{ nF}$$

Ya que la frecuencia de conmutación es $f_S = 40\text{kHz}$, lo que corresponde a un periodo $t_S = 25\mu\text{s}$. El mínimo tiempo de conducción del transistor es:

$$D_{min} = 1 - D_{max} = 1 - 0.7254 \Rightarrow D_{min} = 0.2746 \\ t_{ON(min)} = D_{min} * t_S = 0.2746 * 25\mu\text{s} \Rightarrow t_{ON(min)} = 6.86\mu\text{s}$$

Con estos valores se determina el valor de la resistencia del circuito de protección la cual viene dada por la siguiente ecuación.

$$R_S < \frac{t_{ON(min)}}{5C_S} \quad (82)$$

$$R_S < \frac{6.86\mu\text{s}}{5 * 2.2\text{nF}} < 624\Omega$$

La potencia absorbida por la resistencia de protección se calcula según la siguiente ecuación:

$$P_{RS} = 0.5 C_S V_S^2 f_S \quad (83)$$

$$P_{RS} = 0.5 * 2.2nF * (290V)^2 * 40kHz \Rightarrow P_{RS} = 3.7W$$

$$R_S = 470\Omega/5W \text{ (valor comercial)}$$

La corriente que circula por el diodo mientras se carga el capacitor C_S es

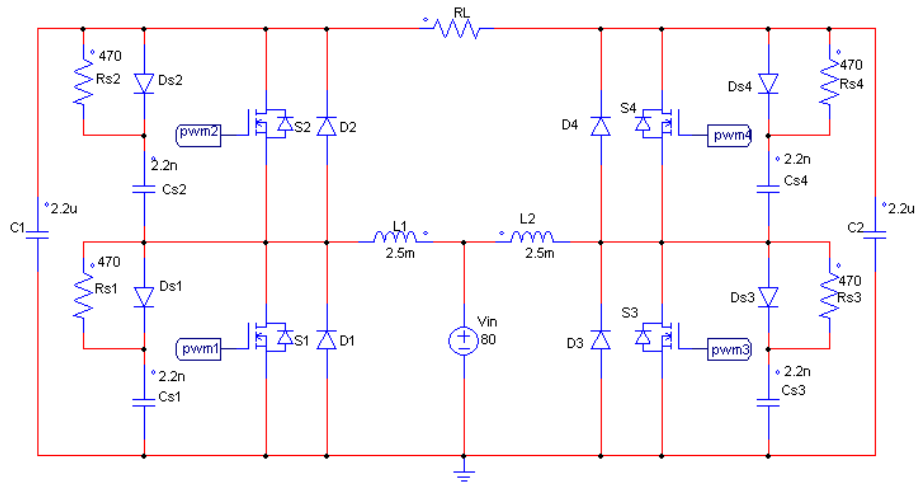
$$I_{DS} = I_{CS} = C_S \frac{\Delta V_S}{\Delta t_{OFF}}$$

$$I_{DS} = 2.2nF * \frac{290V}{167ns} \Rightarrow I_{DS} = 3.8A_p$$

Por lo tanto el diodo deberá tener un voltaje inverso mayor a 290V, un tiempo de recuperación inversa menor a 6.86 μ s y soportar una corriente pico mayor a 3.9A. Según esto, se selecciona el diodo FR304, el cual cumple con estos valores críticos.

Finalmente en la figura 57 se muestra la implementación de la etapa de potencia con las protecciones para cada transistor.

Figura 57. Diagrama esquemático de la etapa de potencia



Finalmente en el anexo B se muestra la tarjeta de potencia implementada.

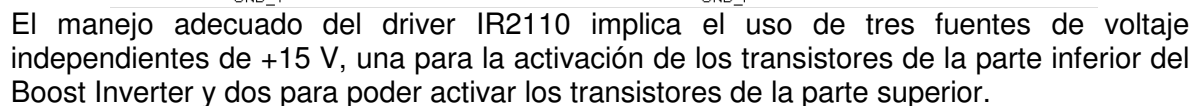
4.2. ETAPA DE ACOPLE

Esta etapa es la encargada del disparo, de la inserción de tiempos muertos para la correcta operación de los transistores de potencia y del diseño del circuito de desfaseamiento. En esta etapa también se implementa el aislamiento óptico entre la etapa de potencia y la etapa de generación SPWM.

4.2.1. Disparo de los transistores

Para la activación de los transistores de potencia se usó el driver IR2110, dispositivo capaz de manejar dos transistores ubicados en una misma rama, (ya que posee dos canales de activación), además cuenta con la corriente y voltaje necesario para el correcto encendido o apagado del transistor IRFP360.

Figura 58. Forma de manejar los transistores de una misma rama



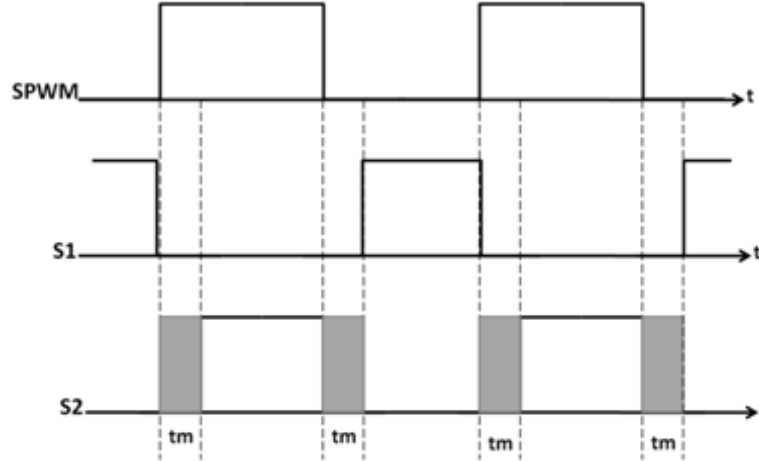
Debido a que los dispositivos semiconductores no son dispositivos ideales, existe un momento durante la conmutación en el cual los dos transistores de una misma rama están conduciendo (esto depende del tiempo de apagado del transistor), provocando un corto circuito en la fuente de alimentación. Por lo tanto debe existir un pequeño lapso de “tiempo muerto” entre la activación y desactivación de los transistores de una misma rama. El circuito implementado para generar los tiempos muertos se muestra en la figura 59, el cual utiliza compuertas AND y NOT de alta velocidad. [16]

El tiempo muerto (t_m) se obtiene retrasando la señal de disparo de los transistores, la duración del retraso depende del arreglo RC. Las principales formas de onda que genera este circuito se muestran en la figura 60. La expresión que establece el tiempo muerto es:

$$t_m = R_m * C_m \quad (84)$$

El tiempo muerto establecido para el prototipo fue de 330 ns. La adición del tiempo muerto trae consigo una disminución en el voltaje de salida ya que se disminuye el tiempo en que permanecen encendidos los transistores.

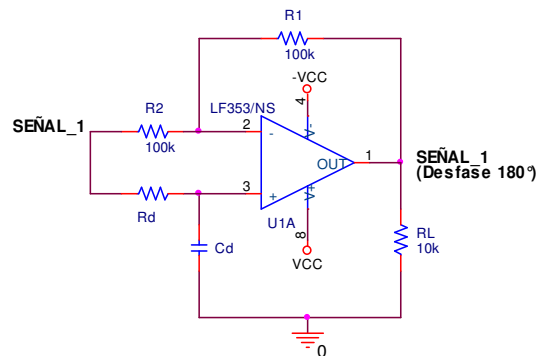
Figura 60. Formas de onda del circuito generador de tiempos muertos



4.2.3. Circuito de desfaseamiento

Según el principio de operación del convertidor Boost Inverter, para lograr la conversión DC/AC los dos convertidores de esta topología deben producir una onda sinusoidal de DC desfasada 180° una respecto de la otra, polarizada de tal modo que cada uno produzca un voltaje unipolar. Por lo tanto es necesario utilizar un circuito que produzca este desfaseamiento en uno de los convertidores del Boost Inverter. El circuito utilizado es el mostrado en la figura 61. [17]

Figura 61. Circuito variador de fase



Este circuito utiliza como señal de entrada la señal de conmutación generada en la etapa SPWM, produciendo en la salida una señal de conmutación desfasada 180° respecto a la señal de entrada. En el circuito las resistencias R_1 y R_2 deben ser iguales. El ángulo θ de fase solo depende de R_d , C_d y la frecuencia f de la señal de entrada. La relación es entonces:

$$\theta = 2 \tan^{-1}(2\pi f C_d R_d) \quad (85)$$

Donde θ está en grados, f en hertz, R_d en ohms y C_d en farads. Según esto se conoce que θ debe ser aproximadamente 180° y se asume un valor comercial para $C_d = 0.68\mu F$, obteniendo que R_d debe ser igual a:

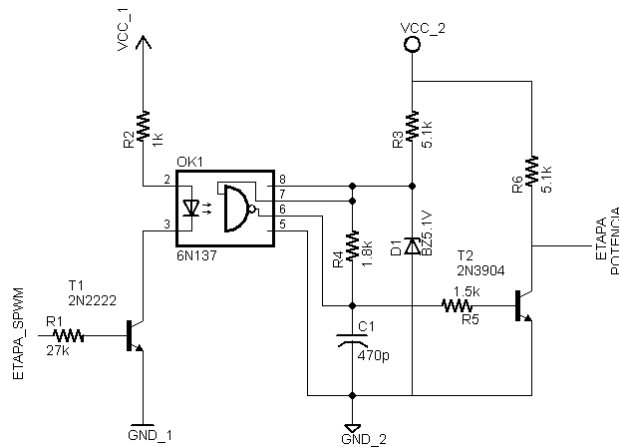
$$R_d = \frac{\tan(\theta/2)}{2\pi f C_d} \quad (86)$$

$$R_d = \frac{\tan(179.9996^\circ/2)}{2\pi * 40KHz * 0.68\mu F} = 1.67M\Omega \Rightarrow R_d = 2.2M\Omega$$

4.2.4. Aislamiento

El aislamiento óptico está basado en el uso de dos opto-acopladores 6N137 que portan la señal SPWM para cada convertidor Boost del Boost Inverter. La forma como se implementó el opto-acoplador se muestra en la figura 62.

Figura 62. Conexión del opto-acoplador 6N137



En la figura 62 el transistor T1 proporciona la corriente necesaria para el funcionamiento adecuado del diodo del 6N137. Ya que este dispositivo debe ser alimentado con una fuente de 5V, presenta una señal de salida de 0 – 5V, por lo tanto la función del transistor T2 es proporcionar el voltaje de 15V necesario para el funcionamiento adecuado de los transistores de potencia.

Finalmente en el anexo A se muestra el circuito esquemático de la etapa de acople y en el anexo B se muestra la tarjeta implementada.

4.3. ETAPA SPWM

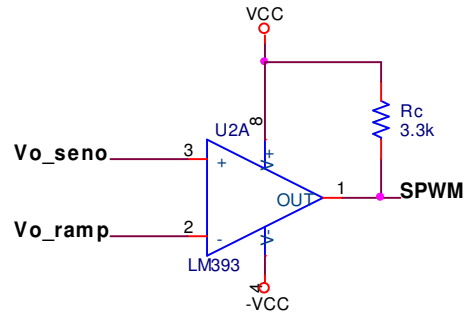
Esta etapa es la encargada de generar la señal SPWM para la conmutación de los transistores de potencia, como también la de implementar el circuito generador de señal sinusoidal utilizada como señal de referencia en la etapa de control.

4.3.1. Generación de la modulación SPWM

Para obtener la modulación SPWM es necesario comparar una señal de referencia, llamada a veces señal de control o moduladora, que en este caso es una senoide; y una

señal portadora, que es una onda triangular que controla la frecuencia de conmutación. La generación de la señal SPWM se realizó utilizando como comparador el integrado LM393 como lo muestra la figura 63.

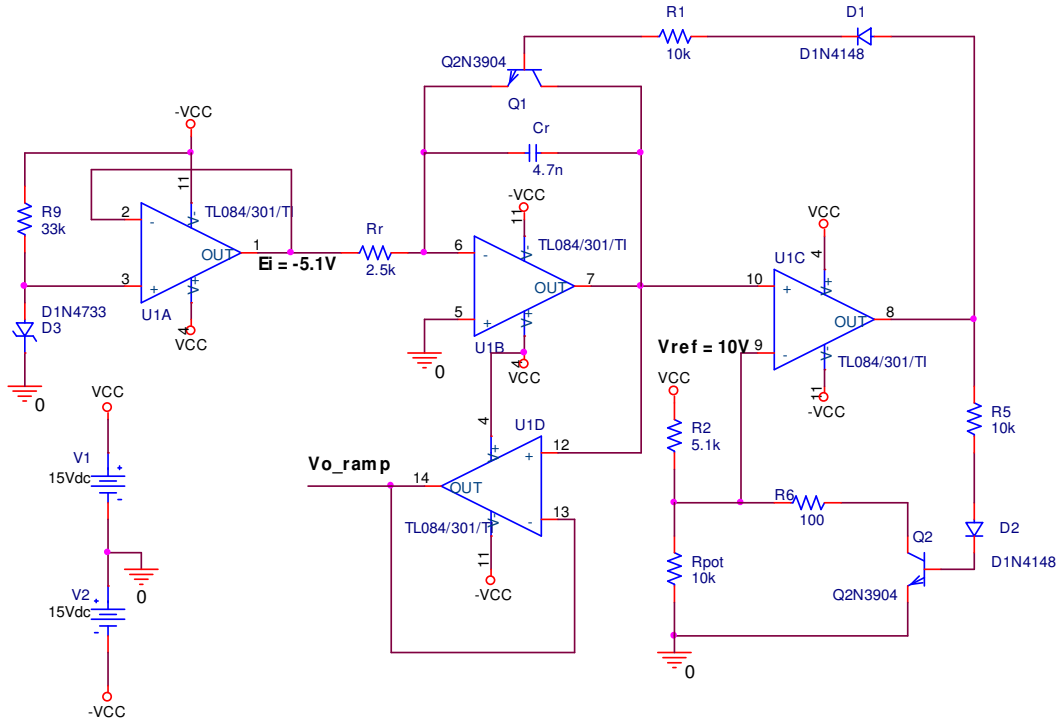
Figura 63. Circuito para generar la señal SPWM



4.3.1.1. Circuito diente sierra. En la figura 64 se muestra el circuito generador de onda diente de sierra implementado. El amplificador operacional U1A es un generador rampa. Como el voltaje E_i es negativo, V_{o_ramp} solo puede aumentar. La tasa de aumento del voltaje de rampa es constante en: [17]

$$\frac{V_{o_ramp}}{t_s} = \frac{E_i}{R_r C_r} \quad (87)$$

Figura 64. Circuito generador de onda diente de sierra



La duración de un periodo de la onda diente de sierra viene dado por:

$$T_s = \frac{V_{ref}}{E_i / R_r C_r} \quad (88)$$

El generador de diente de sierra se diseño para que tenga una salida pico de 10V a una frecuencia de 40kHz., con una alimentación $VCC = \pm 15V$. Por lo tanto se tiene que:

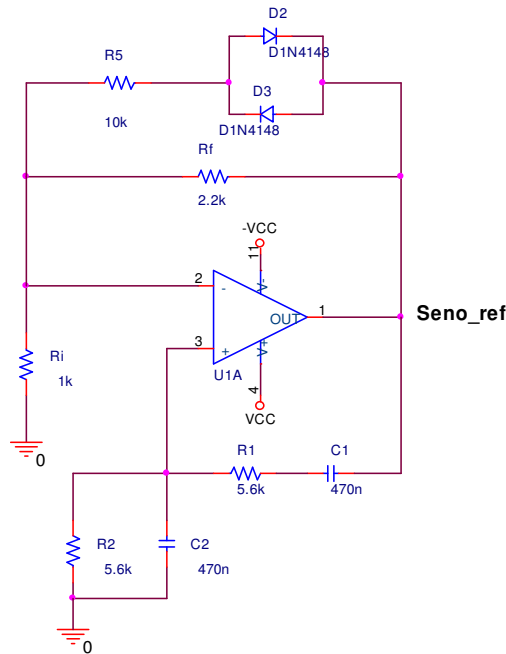
$T_S = 25\mu s$, $V_{ref} = 10V$, $E_i = -5.1V$, y se asume un valor comercial de $C_r = 4.7nF$, obteniendo que $R_r = 2.7k\Omega$.

4.3.2. Generación de la señal de referencia

Para generar la señal seno de referencia se utilizó un oscilador en puente de Wien con control automático de amplitud [18], este control es necesario para evitar la distorsión de la señal de salida, el circuito que permite esto se aprecia en la figura 65. La frecuencia de oscilación está determinada por:

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (89)$$

Figura 65. Circuito generador de onda sinusoidal



Se realizó el diseño para obtener una frecuencia de 60 Hz, y se asumió un condensador $C_1 = 470nF$, obteniendo un valor comercial de $R_1 = 5.6k\Omega$. Para obtener oscilaciones sostenidas se debe cumplir:

$$\frac{R_f}{R_i} = 2$$

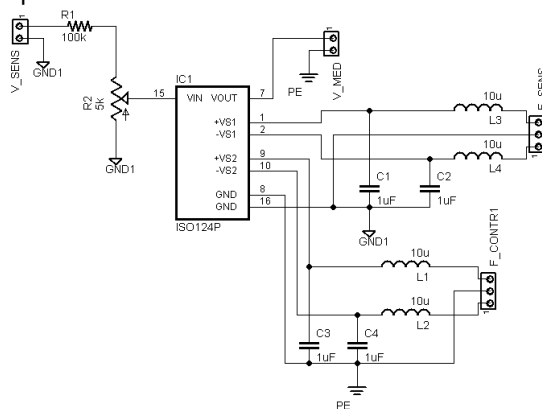
En aplicaciones prácticas se debe establecer el valor de la anterior relación un poco mayor de 2.

Finalmente en el anexo A se muestra el circuito esquemático de la etapa SPWM y en el anexo B se muestra la tarjeta implementada.

4.4. ETAPA DE SENSADO

Esta etapa es la encargada de medir el voltaje en la carga del Boost Inverter para ello se usó el amplificador de aislamiento ISO124P dispositivo que presenta por especificaciones más relevantes un ancho de banda de 50 kHz, Slew Rate de 2 V/μs y un rango de voltaje de entrada de ±10V, además posee una barrera de aislamiento que permite aislar la etapa de potencia de la de etapa de control. Por estas características se seleccionó este dispositivo como sensor de voltaje. La forma como se implementó el sensor de voltaje se muestra en la figura 66.

Figura 66. Conexión del amplificador de aislamiento ISO124P



Finalmente en el anexo B se muestra la tarjeta implementada.

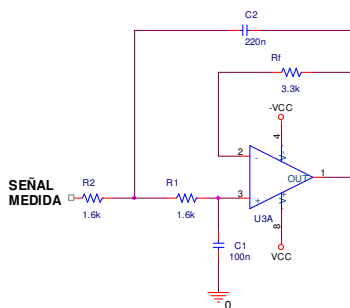
4.5. ETAPA DE CONTROL

Después del diseño e implementación de las etapas de potencia, acople, SPWM y sensado, es necesario cerrar el lazo de realimentación para ello en esta etapa se implementa la estrategia de control de voltaje diseñada en el capítulo 3, por lo tanto para obtener la señal de control y mantenerla limitada (para evitar saturaciones) se implementó un filtro paso-bajo, un control PI, un circuito limitador y un circuito anti-windup.

4.5.1. Filtro paso-bajo

Ya que la señal de voltaje medida presenta un rizado de voltaje debido a la frecuencia de conmutación de 40kHz, es necesario filtrarla. Por lo tanto se diseñó un filtro Butterworth paso-bajo de -40dB/Década, la estructura se presenta en la figura 67. [17]

Figura 67. Filtro paso-bajo de -40dB/Década



Se diseñó este filtro con una frecuencia de corte de 700 Hz, la cual es aproximadamente 10 veces mayor que la frecuencia de la señal de voltaje medida (60Hz) y lo suficientemente menor para filtrar la frecuencia de conmutación. Por lo tanto se utilizó la siguiente expresión:

$$w_c = \frac{0.707}{R_1 C_1} = 4.39822 \text{ krad/s} \quad (90)$$

Asumiendo un condensador C_1 de 100nF se obtuvo una resistencia R_1 de 1.6 kΩ. Además por diseño se debe cumplir que:

$$C_2 = 2C_1 \Rightarrow C_2 = 220\text{nF}$$

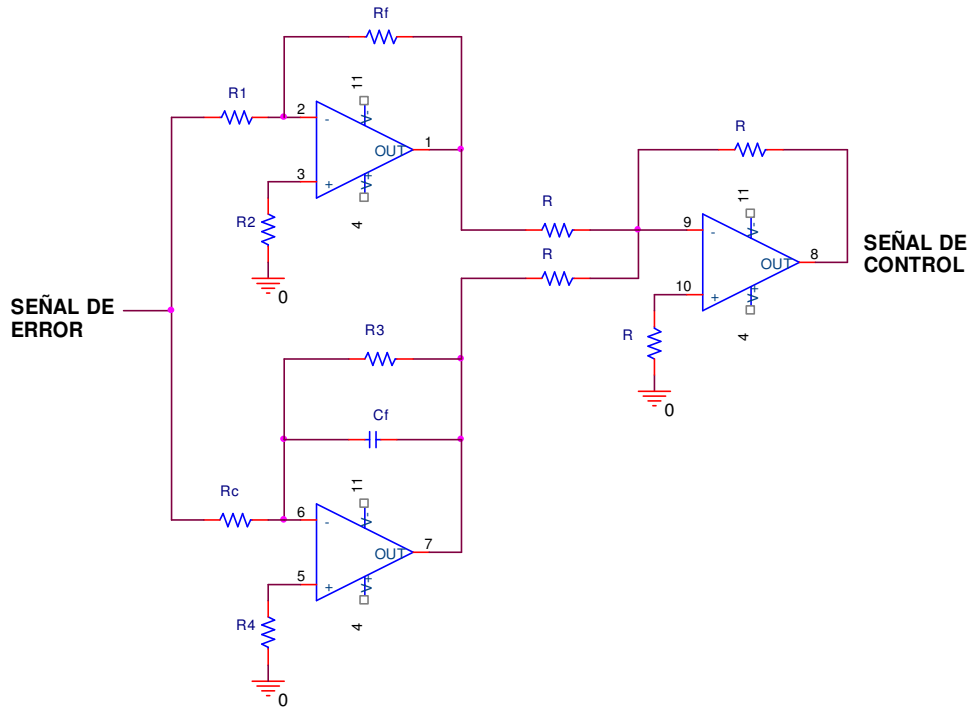
$$R_2 = R_1 \Rightarrow R_2 = 1.6\text{k}\Omega$$

$$R_f = 2R_1 \Rightarrow R_f = 3.3\text{k}\Omega$$

4.5.2. Control PI

Después de obtener la señal de error, la cual es la diferencia entre la señal del voltaje de referencia y la señal filtrada de voltaje medida, se implementó el control PI utilizando amplificadores operacionales, para ello se usó la configuración mostrada en la figura 68. [14]

Figura 68. Implementación con amplificadores operacionales del control PI



Analizando la figura 68, se obtiene que la señal de control en el dominio de la frecuencia es igual a:

$$V_{cont}(s) = \left(\frac{R_f}{R_1} + \frac{1}{R_c C_f s} \right) V_{err}(s) \quad (91)$$

Retomando la expresión calculada del control PI diseñado en Matlab en el capítulo 3, la cual por motivo de análisis se recuerda que es igual a:

$$G_M(s) = \frac{Kp_M * (1 + Ti_M s)}{s} = \frac{3 * (1 + 0.002s)}{s} \quad (92)$$

Comparando la ecuación (91) con la ecuación (92), se obtiene:

$$\begin{aligned} Kp_M &= \frac{1}{R_C C_f} \\ Kp_M * Ti_M &= \frac{R_f}{R_1} \end{aligned} \quad (93)$$

Asumiendo un valor de capacitancia C_f de $47\mu F$ y un valor de resistencia R_1 de $330k\Omega$, se obtiene:

$$\begin{aligned} R_C &\cong 6.8k\Omega \\ R_f &\cong 2k\Omega \end{aligned}$$

Además se debe cumplir que:

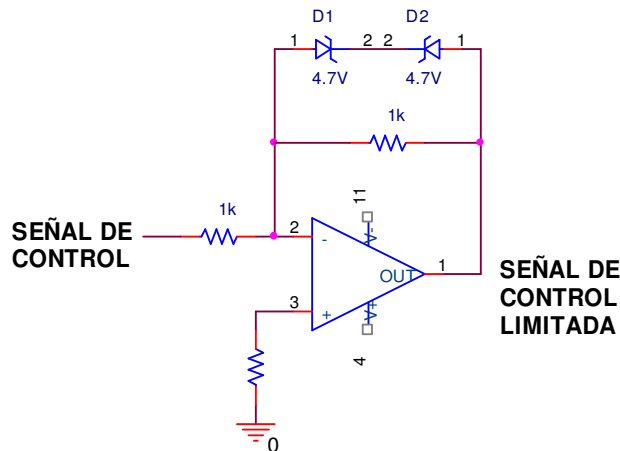
$$\begin{aligned} R_2 &= R_1 // R_f \cong 2k\Omega \\ R_3 &= 10R_C \cong 68k\Omega \\ R_4 &= R_C // R_3 \cong 6.8k\Omega \end{aligned}$$

En la implementación del control PI se utilizó el amplificador operacional TL084, dispositivo que presenta por especificaciones más relevantes un ancho de banda de 3 MHz, Slew Rate de $13 V/\mu s$, una alta impedancia de entrada y un bajo nivel de voltaje Offset.

4.5.3. Circuito Limitador

Ya que la señal de control es una señal sinusoidal la cual se encuentra variando sobre un nivel de DC de 5V, es necesario implementar un circuito de protección que mantenga la señal de control en un rango de voltajes de 0 a 10V (lo que significaría mantener el ciclo de trabajo entre 0 y 100%), evitando de esta forma que tome valores menores a 0V y mayores a 10V. Por lo tanto se implementó un circuito limitador de señal con un amplificador operacional y dos diodos zener, como se muestra en la figura 69. [19]

Figura 69. Circuito limitador con diodo zener



De la figura 69, el amplificador actúa en forma lineal, hasta cuando se alcance el voltaje de entrada que produce la ruptura del diodo zener, con lo cual el otro diodo queda en polarización directa. Esto es válido para polaridades positivas y negativas de la señal de entrada.

Como la señal de control es una señal unipolar que se encuentra sobre un DC de 5V, es necesario restar ese nivel de DC para que el circuito limitador mantenga la señal en los límites establecidos. Posteriormente a la señal limitada se le suma el nivel de DC de 5V, consiguiendo de esta manera tener la señal de control limitada entre 0 y 10V.

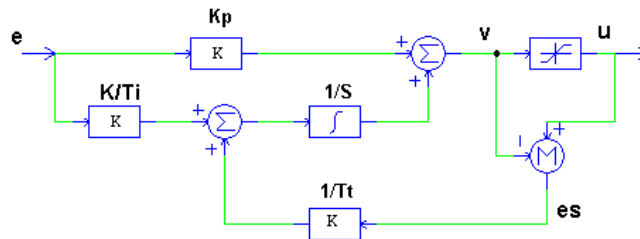
4.5.4. Circuito anti-windup

Cuando la señal de error adquiere magnitudes muy altas, la señal de control puede alcanzar límites de saturación. Esto sucede cuando un control con acción integral es usado, porque el error continúa siendo integrado. Esto significa que el término integral puede llegar a ser muy grande, o como coloquialmente se conoce ser “winds up”. Entonces es necesario que el error sea negativo por un largo periodo de tiempo para que la señal de control retorne a sus condiciones normales de operación. [20]

El fenómeno de “windup” puede ocurrir cuando existen grandes cambios en la señal de referencia o puede ser causado por grandes disturbios o debido al mal funcionamiento de los equipos. El método que evita el “windup” se conoce como “Back-Calculation” el cual funciona inhibiendo la integración cuando la salida se satura.

La figura 70 muestra el diagrama de bloques de un control PI con “anti-windup” basado en el método “Back-Calculation”.

Figura 70. Diagrama de bloques de control PI con anti-windup



De la figura 70, el sistema tiene un camino extra de realimentación que se obtiene al medir la salida actual del limitador. La señal de error (e_s) es la diferencia entre la señal de control (v) y la señal de salida del limitador (u). La señal (e_s) es alimentada a la entrada del integrador a través de la ganancia $1/T_t$, esta señal es cero cuando no hay saturación.

De esta forma, la señal e_s no tendrá efecto alguno sobre la operación normal de la señal de control, mientras esta no se sature. Cuando existe saturación, e_s es diferente de cero y por la realimentación que tiene el integrador, la salida del bloque integral es llevada hacia un valor tal que la entrada de este mismo bloque se convierte en cero. Según esto se tiene que la entrada del integrador es:

$$\frac{1}{T_t}e_s + \frac{K}{T_i}e = 0$$

$$e_s = -\frac{KT_t}{T_i}e$$

Como $e_s = u - v$, resulta que:

$$v = u_{lim} + \frac{KT_t}{T_i}e$$

Donde u_{lim} es el valor de saturación de la señal de control. Como las señales e y u_{lim} tienen el mismo signo, resulta que v es siempre mayor que u_{lim} en magnitud. Esto previene que el integrador sufra “windup”.

La razón a la cual la señal de control es reiniciada, es gobernada por la ganancia de realimentación $1/T_t$, donde T_t puede ser interpretada como la constante de tiempo, la cual determina que tan rápido el termino integral es reiniciado. Por lo tanto seleccionar un valor muy pequeño para la constante de tiempo, causara que el integrador se reinicie rápidamente. En la implementación realizada del circuito anti-windup se seleccionó un valor para T_t de 0.5.

Finalmente en el anexo A se muestra el circuito esquemático de la etapa de control y en el anexo B se muestra la tarjeta implementada.

5. PRUEBAS Y RESULTADOS

Después del diseño, implementación e interconexión de las etapas de potencia, acople, SPWM, sensado y control descritas en el capítulo 4, se procedió a realizar diferentes pruebas de desempeño y verificar de esta forma el correcto funcionamiento del Boost Inverter.

Los resultados obtenidos de las diferentes pruebas realizadas fueron medidos y capturados utilizando el osciloscopio digital de referencia “GWINSTEK” y modelo “GDS-1062”. El cual tiene por especificaciones más relevantes las mostradas en la tabla 6.

Tabla 6. Especificaciones más relevantes del Osciloscopio GDS-1062

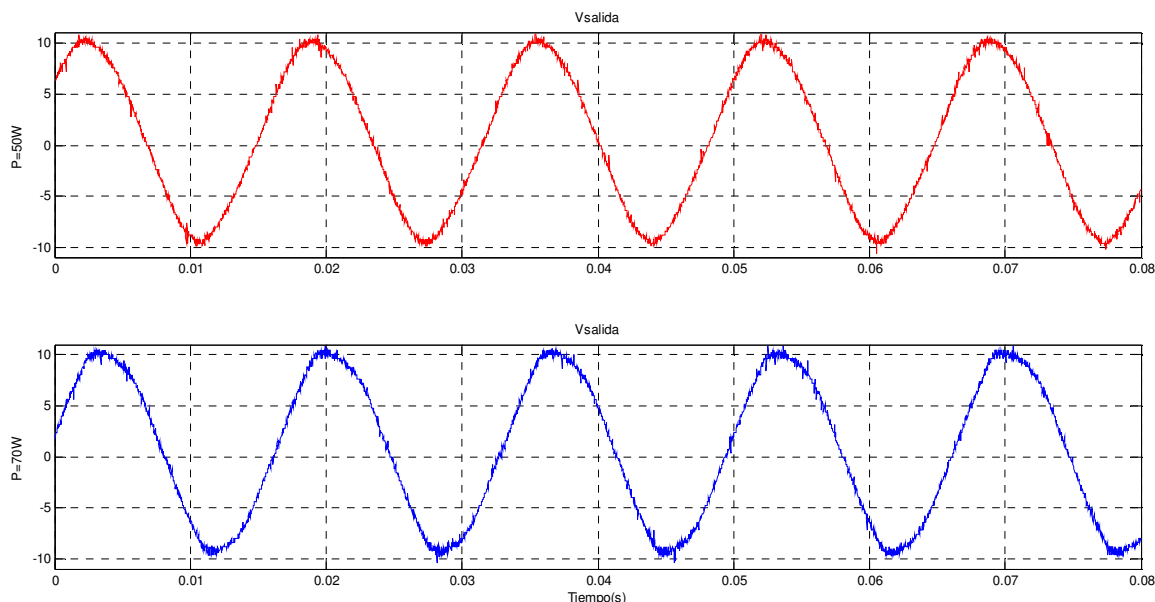
Especificación	Valor
Resolución Vertical	8 bits
Ancho de banda	60 Mhz
Máxima Frecuencia de muestreo	25GS/s (25GMuestras/s)
Longitud de registro	4000 puntos por canal

Con el fin de ofrecer una mejor visualización de los resultados, estos fueron graficados en MATLAB.

5.1. PRUEBA 1. Análisis de la distorsión armónica total y la eficiencia

La primera prueba consistió en determinar la distorsión armónica total (THD) de la señal de voltaje de salida y la eficiencia del Boost Inverter. Para ello se probó utilizando inicialmente una carga de 50W y posteriormente una carga de 70W. Para realizar esta prueba se ajustó el voltaje de entrada en 80V, y fue necesario atenuar por 10 la punta del osciloscopio. Las formas de onda de voltaje obtenidas se muestran en la figura 71.

Figura 71. Voltaje de salida para cargas de 50W y 70W



Se puede observar de la figura 71 que el voltaje máximo de salida es aproximadamente 100 V, esta disminución en el voltaje se debe a la operación del circuito generador de tiempos muertos, ya que como se explico en el capítulo 4, el tiempo muerto disminuye el ancho de pulso o el tiempo en que permanecen encendidos los transistores de potencia.

Según esto para la carga de 50W se obtuvo la siguiente medida de voltaje y frecuencia:

$$V_{max} = 110V \quad V_{min} = -106V \quad f_0 = 60.7Hz$$

Para la carga de 70W se obtuvo la siguiente medida de voltaje y frecuencia:

$$V_{max} = 108V \quad V_{min} = -103V \quad f_0 = 60Hz$$

Utilizando el bloque “Powergui” para modelos “SimPowerSystems” de MATLAB, se determino la THD del voltaje de salida.

Para la carga de 50W se obtuvo una THD de 3.79% con una componente fundamental de voltaje de 95.4V, como lo muestra el resumen del analisis FFT de la tabla 7.

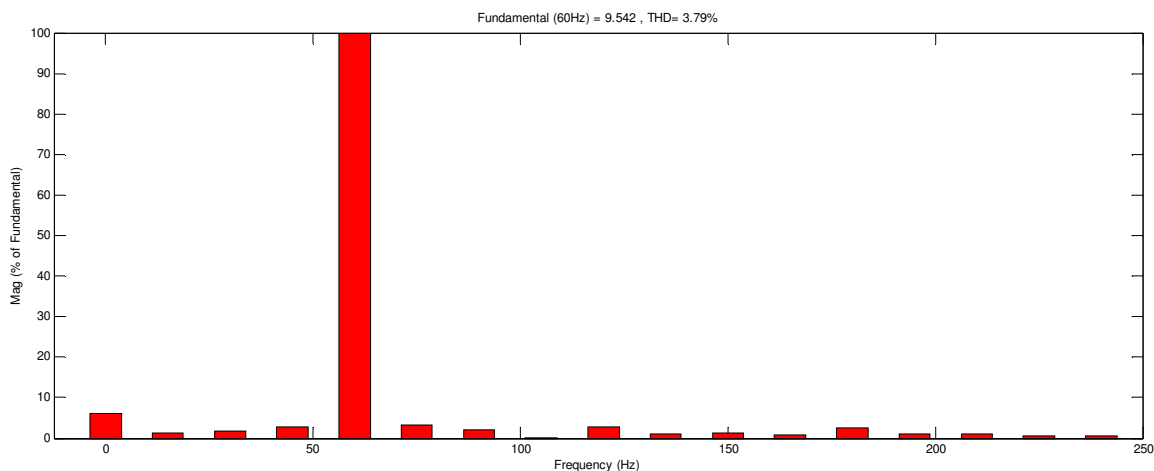
Tabla 7. Listado resumen del análisis FFT para una carga de 50W

Frecuencia	Armónico	Valor
0 Hz	(DC):	6.09%
15 Hz		1.28%
30 Hz		1.73%
45 Hz		2.63%
60 Hz	(Fnd):	100.00%
75 Hz		3.26%
90 Hz		1.91%
105 Hz		0.20%
120 Hz	(h2):	2.76%
135 Hz		1.03%
150 Hz		1.25%
165 Hz		0.75%
180 Hz	(h3):	2.53%
195 Hz		1.13%
210 Hz		1.06%
225 Hz		0.58%
240 Hz	(h4):	0.58%
Total Harmonic Distortion (THD) = 3.79%		
Fundamental = 9.542 peak (6.748 rms)		

De los resultados obtenidos de la tabla 7, se observa un armónico en la componente de DC de 5.08V, debido a que el voltaje de salida presenta un pequeño nivel de voltaje offset. Se determina entonces que la magnitud de esta componente de DC y la magnitud del 2, 3 y 4 armónico son pequeños en comparación con la fundamental resultando en un bajo nivel de distorsión armónica total.

Para una mejor visualización y análisis se representaron los datos de la tabla 7 en forma de barras verticales como lo muestra la figura 72.

Figura 72. Analisis FFT para una carga de 50W



Para la carga de 70W se obtuvo una THD de 3.03% con una componente fundamental de voltaje de 96.1V, como lo muestra el resumen del análisis FFT de la tabla 8.

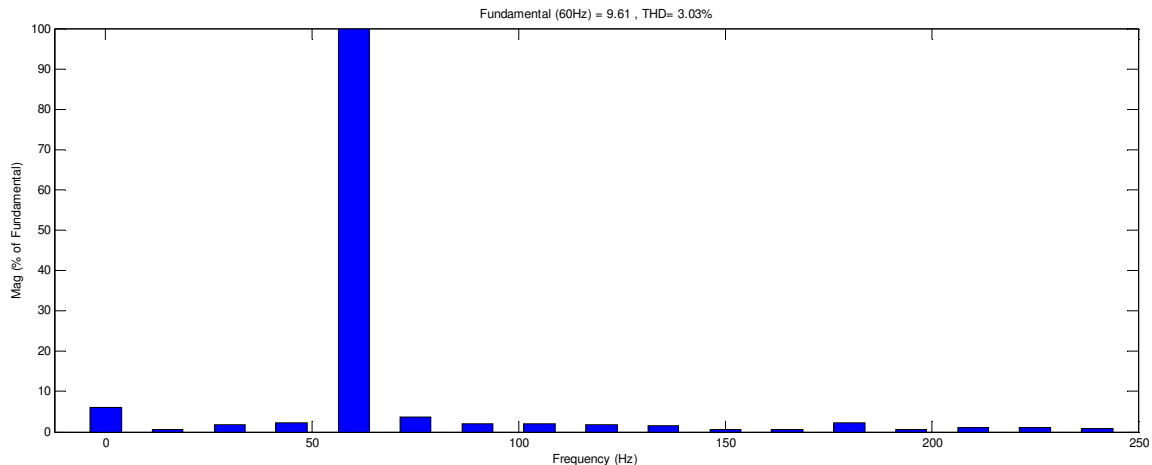
Tabla 8. Listado resumen del análisis FFT para una carga de 70W

Frecuencia	Armónico	Valor
0 Hz	(DC):	5.95%
15 Hz		0.63%
30 Hz		1.67%
45 Hz		2.30%
60 Hz	(Fnd):	100.00%
75 Hz		3.60%
90 Hz		1.99%
105 Hz		2.11%
120 Hz	(h2):	1.72%
135 Hz		1.53%
150 Hz		0.49%
165 Hz		0.63%
180 Hz	(h3):	2.37%
195 Hz		0.55%
210 Hz		1.04%
225 Hz		0.98%
240 Hz	(h4):	0.76%
Total Harmonic Distortion (THD) = 3.03%		
Fundamental = 9.61 peak (6.795 rms)		

De los resultados obtenidos de la tabla 8, se observa un armónico en la componente de DC de, 5.7V. Se determina entonces que la magnitud de esta componente de DC y la magnitud del 2, 3 y 4 armónico son pequeños en comparación con la fundamental resultando en un bajo nivel de distorsión armónica total.

Para una mejor visualización y análisis se representaron los datos de la tabla 8 en forma de barras verticales como lo muestra la figura 73.

Figura 73. Analisis FFT para una carga de 70W



Posteriormente se procedió a determinar la eficiencia del convertidor. Para ello inicialmente se ajustó una resistencia de carga de 50W y seguidamente se probó con una carga de 70W. Utilizando el multímetro digital de marca “UNI-T” y modelo “UT39C” se midió el voltaje y corriente promedio que suministraba la fuente de entrada. Se tomó lectura del voltaje de salida con el osciloscopio digital.

Los valores de voltaje y corriente medidos para una carga de 50W se muestran en la tabla 9 donde se obtuvo una eficiencia del 57.2%.

Tabla 9. Eficiencia para una carga de 50W

Potencia de Entrada	Potencia de Salida
$V_{in} = 80.6V$ $I_{in} = 1.02A$	$V_{max} = 96.8V$ $V_{RMS} = 68.5V$
$P_{in} = V_{in} * I_{in} = 80.6V * 1.02A$ $P_{in} = 82.2W$	$P_{out} = \frac{V_{RMS}^2}{R_L} = \frac{(68.5V)^2}{100\Omega}$ $P_{out} = 47W$
$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100\% = \frac{47W}{82.2W}$ $\eta = 57.2\%$	

Los valores de voltaje y corriente medidos para una carga de 70W se muestran en la tabla 10 donde se obtuvo una eficiencia del 60.3%.

Tabla 10. Eficiencia para una carga de 70W

Potencia de Entrada	Potencia de Salida
$V_{in} = 80.5V$ $I_{in} = 1.35A$	$V_{max} = 97.1V$ $V_{RMS} = 68.7V$
$P_{in} = V_{in} * I_{in} = 80.5V * 1.35A$ $P_{in} = 108.6W$	$P_{out} = \frac{V_{RMS}^2}{R_L} = \frac{(68.7V)^2}{72\Omega}$ $P_{out} = 65.5W$
$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100\% = \frac{65.5W}{108.6W}$ $\eta = 60.3\%$	

De las tablas 9 y 10, se observa que la eficiencia del convertidor para las cargas de 50W y 70W es aproximadamente el 60%. Esta eficiencia tan baja se debe a la topología que implementa el Boost Inverter y es una desventaja asociada por elevar tensión en una sola etapa.

Para entender la causa de la baja eficiencia y teniendo en cuenta el análisis realizado en la referencia [21], se analizará la ecuación de la corriente de la fuente de entrada y la ecuación de la corriente que circula por el inductor, determinadas en el capítulo 2.

Retomando la ecuación (56) de la corriente de entrada, la cual por motivo de análisis se recuerda que es igual a:

$$i_{in}(t) = \frac{V_{op}^2}{V_{in}R} \text{sen}^2(wt) \quad (94)$$

Y reescribiendo la ecuación (53), la cual corresponde a la corriente de uno de los inductores del Boost Inverter, se tiene:

$$i_{L1} = \frac{V_{op}V_{dc}}{RV_{in}} \text{sen}(wt) + \frac{V_{op}^2}{2RV_{in}} \text{sen}^2(wt) \quad (95)$$

Por simple inspección, la corriente que circula por el segundo inductor es parecida a (95), solo cambia el signo del primer término debido al desfase de 180° que existe entre las señales de voltaje de cada convertidor, se tiene entonces:

$$i_{L2} = -\frac{V_{op}V_{dc}}{RV_{in}} \text{sen}(wt) + \frac{V_{op}^2}{2RV_{in}} \text{sen}^2(wt) \quad (96)$$

De la figura 74, se observa que la suma de las corrientes de los inductores debe ser igual a la corriente de entrada. Al analizar las ecuaciones (95) y (96) se determina que su suma efectivamente es igual a la obtenida en (94), pero es importante notar que esto se debe a la cancelación del primer término de las ecuaciones (95) y (96). Es decir, se debe tener en cuenta que existe un término de corriente que no se refleja en la corriente de entrada, pero que si existe en los inductores.

Lo que significa que el Boost Inverter “*recicla energía*”, a través de un lazo interno de corriente, como se observa en la figura 75. Este es el precio por elevar tensión, que se traduce en más pérdidas de las que podrían esperarse si ese lazo interno de corriente no existiera. [21]

Figura 74. Corrientes presentes en el Boost Inverter

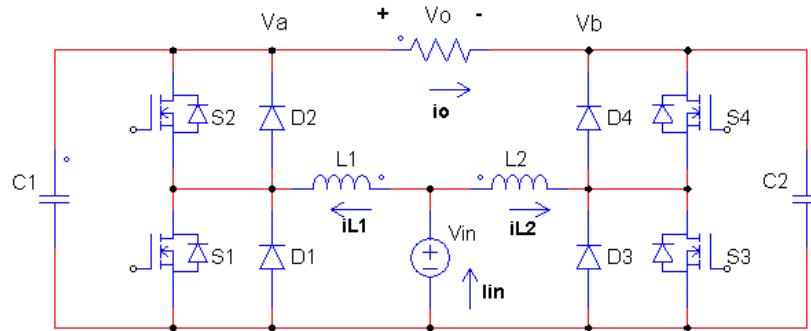
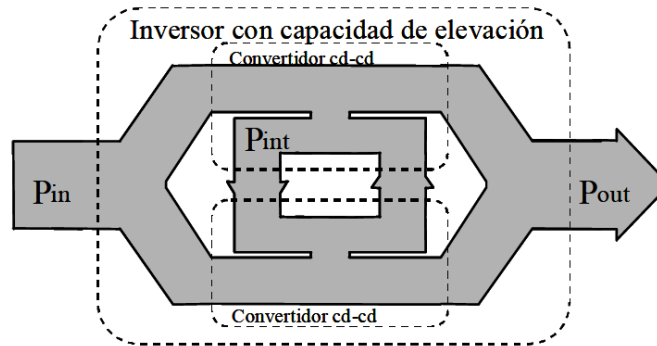


Figura 75. Flujo de energía del Boost Inverter



Finalmente en la tabla 11 se resumen los resultados más relevantes obtenidos de la ejecución de esta prueba.

Tabla 11. Medidas de desempeño del Boost Inverter

POTENCIA	VOLTAJE	FRECUENCIA	THD	EFICIENCIA
50W	$V_{max} = 110V$	$f_0 = 60.7Hz$	3.79%	$\eta = 57.2\%$
	$V_{min} = -106V$			
	$V_{RMS} = 68.5V$			
70W	$V_{max} = 108V$	$f_0 = 60Hz$	3.03%	$\eta = 60.3\%$
	$V_{min} = -103V$			
	$V_{RMS} = 68.7V$			

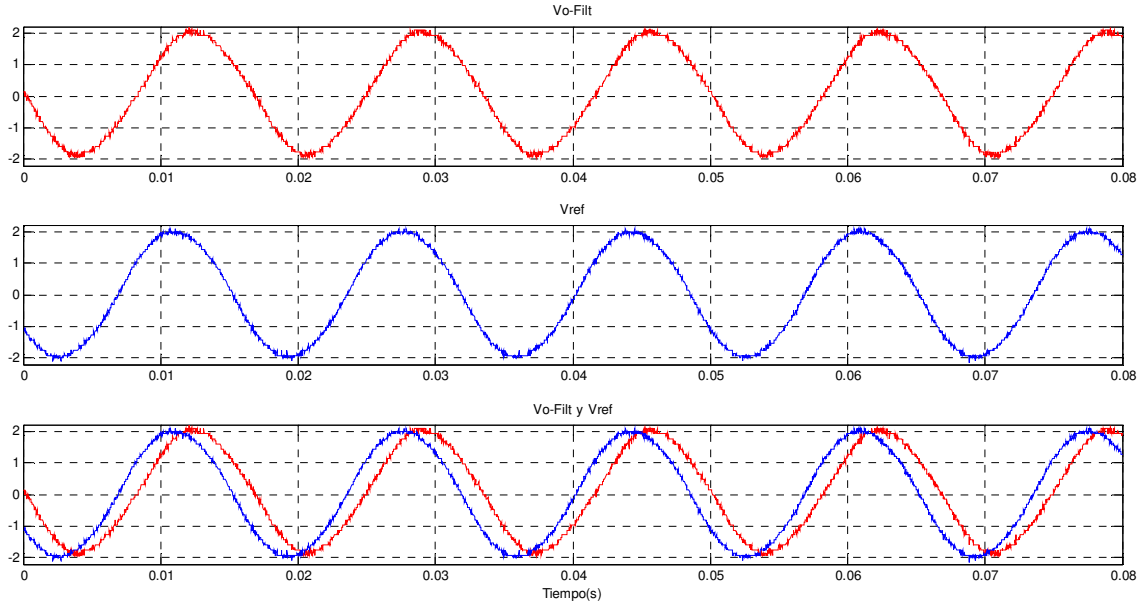
Para verificar que las señales capturadas concuerdan con las señales graficadas en MATLAB, en el anexo C se muestran las señales de la figura 71 capturadas en el osciloscopio.

5.2. PRUEBA 2. Análisis del voltaje de salida según la referencia

En esta prueba se verificó el funcionamiento del Boost Inverter al analizar la similitud que presentaba la señal deseada (señal de voltaje de referencia), respecto a la señal medida

(señal del voltaje de salida). Para ello se estableció un voltaje sinusoidal de referencia de 2 voltios pico a pico con frecuencia de 60Hz y se tomó lectura del voltaje de salida (filtrado y atenuado) del convertidor. Esta prueba se realizó para una carga de 50W y se obtuvieron las formas de onda de voltaje mostradas en la figura 76.

Figura 76. Comparación entre el Voltaje de salida y el de referencia



De la figura 76 se determina que el voltaje deseado o de referencia corresponde con el voltaje real o medido del inversor, también se observa que el voltaje medido presenta un desfase de aproximadamente 50° (2.3 ms) respecto a la señal de referencia.

Para entender que produce este desfase, se analiza la respuesta en frecuencia del filtro paso-bajo utilizado en la etapa de sensado del voltaje de salida, donde la frecuencia de corte fue de 700Hz y el cual tiene por función de transferencia:

$$f_{ilt}(s) = \frac{1}{(0.0002274)s + 1}$$

Se necesita conocer la respuesta en frecuencia del filtro en 60Hz, por lo tanto se usó el comando “evalfr” de MATLAB y se obtuvo:

$$evalfr(f_{ilt}, j\omega) \Rightarrow evalfr(f_{ilt}, j2\pi 60) = 0.9927 - 0.0851j$$

Expresando este valor en forma polar:

$$0.9927 \angle -4.899^\circ$$

Se observa que la acción del filtro no produce el desfase en la señal de salida. Es necesario entonces analizar el efecto del control PI, el cual tiene por función de transferencia:

$$p_i(s) = \frac{3 * (1 + 0.002s)}{s}$$

Utilizando “evalfr” se obtuvo:

$$evalfr(p_i, j\omega) \Rightarrow evalfr(p_i, j2\pi 60) = 0.0060 - 0.0080j$$

Expresando este valor en forma polar:

$$0.01\angle -53.1^\circ$$

Por lo tanto se determina que el desfase en la señal de salida es debido a la acción del control PI.

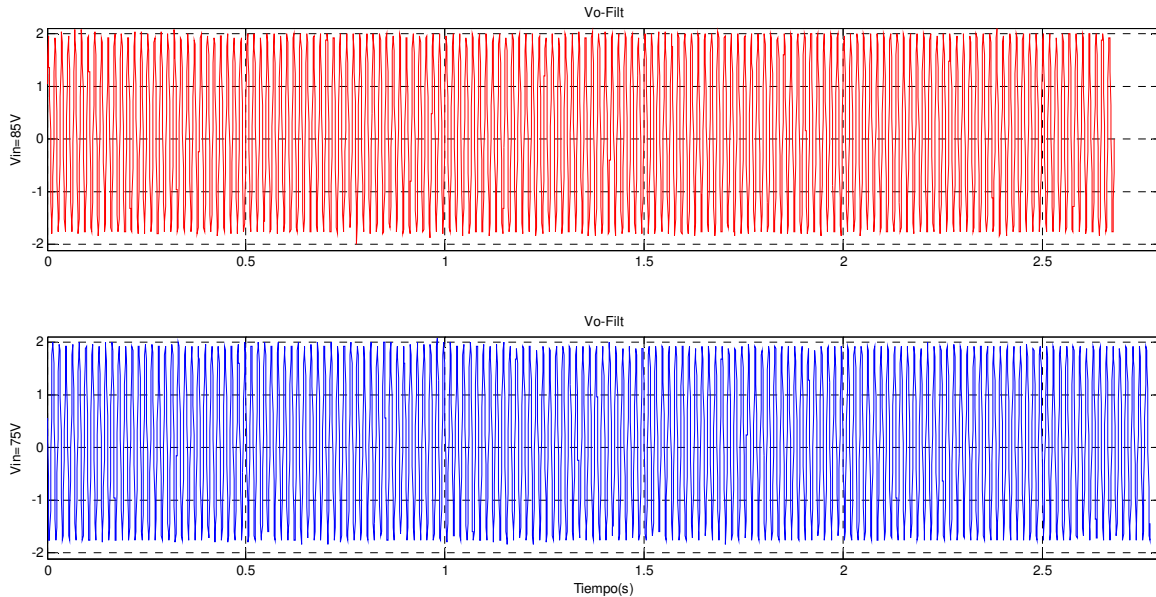
5.3. PRUEBA 3. Desempeño ante variaciones del voltaje de entrada

Esta prueba se realizó con el fin de determinar el desempeño dinámico del Boost Inverter ante variaciones en el voltaje de la fuente de entrada, observando el comportamiento del voltaje de salida. Para ello inicialmente se fijó el voltaje de la fuente de entrada en 80V, la resistencia de carga que se usó fue de 50W y se ajustó la escala de tiempo del osciloscopio en 250ms/D.

La duración de la prueba fue de aproximadamente 3 segundos y se tomaron 3000 muestras con un periodo de muestreo de 1 milisegundo.

En el instante de 1 segundo de haber empezado la prueba se realizó un incremento súbito del voltaje de entrada de 80 V a 85V y posteriormente se realizó la misma prueba con decremento de voltaje de 80V a 75V. Se procedió a tomar medida del voltaje de salida y los resultados obtenidos se muestran en la figura 77. Donde la grafica superior corresponde al incremento de 85V, mientras que la grafica inferior corresponde al decremento de 75V.

Figura 77. Desempeño ante variación en el voltaje de entrada

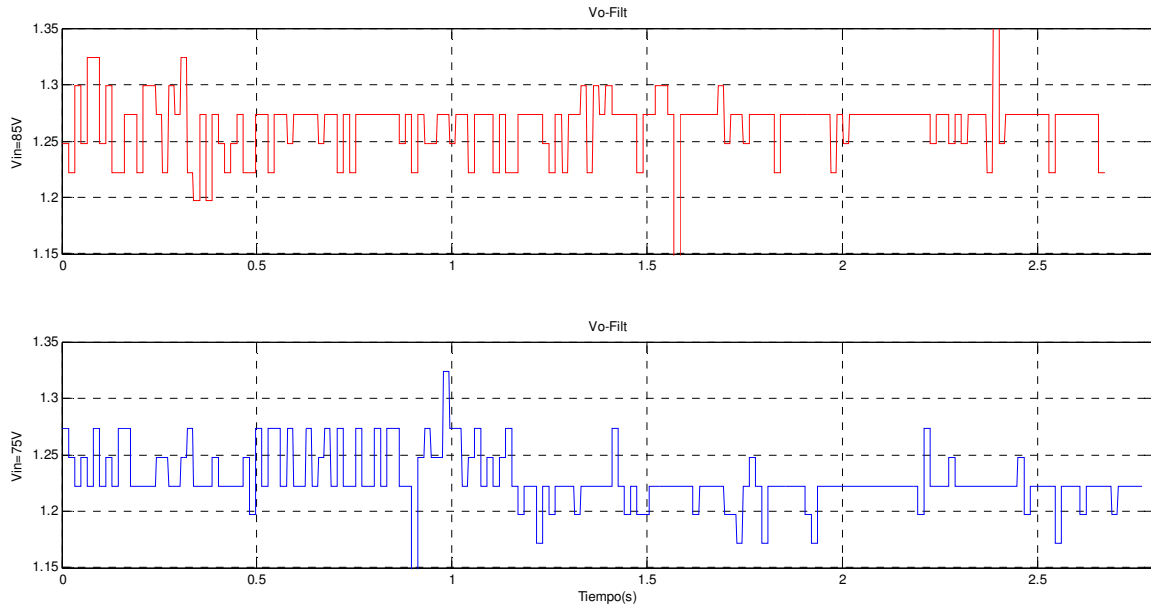


Para una mejor visualización y análisis, se calculó el voltaje promedio de los datos mostrados en la figura 77, simulando la acción de un rectificador monofásico en puente completo, el cual tiene por ecuación:

$$V_{cd} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_m \sin(\omega t) dt = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366V_m \quad (97)$$

Utilizando la ecuación (97) se calculo el voltaje promedio de las señales de la figura 77, donde V_m corresponde al valor pico en un periodo. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 78.

Figura 78. Voltaje promedio de los resultados de la prueba 3



Se puede observar de la figura 78 que ante el incremento súbito en el instante de 1 segundo del voltaje de entrada de 80V a 85V (grafica superior) el voltaje promedio de salida se mantuvo regulado en aproximadamente 1.27V, mientras que para el decremento de voltaje de 80V a 75V (grafica inferior) el voltaje promedio de salida disminuyo un poco de 1.27V a 1.23V. Calculando el error relativo de esta variación se tiene:

$$E_{relativo} = \frac{Valor Real - Valor Medido}{Valor Real} * 100 = \frac{1.27V - 1.23V}{1.27V} * 100$$

$$E_{relativo} = 3.1\%$$

Ya que el error obtenido fue muy pequeño, se verifica de esta manera el correcto desempeño del convertidor ante variación en el voltaje de entrada.

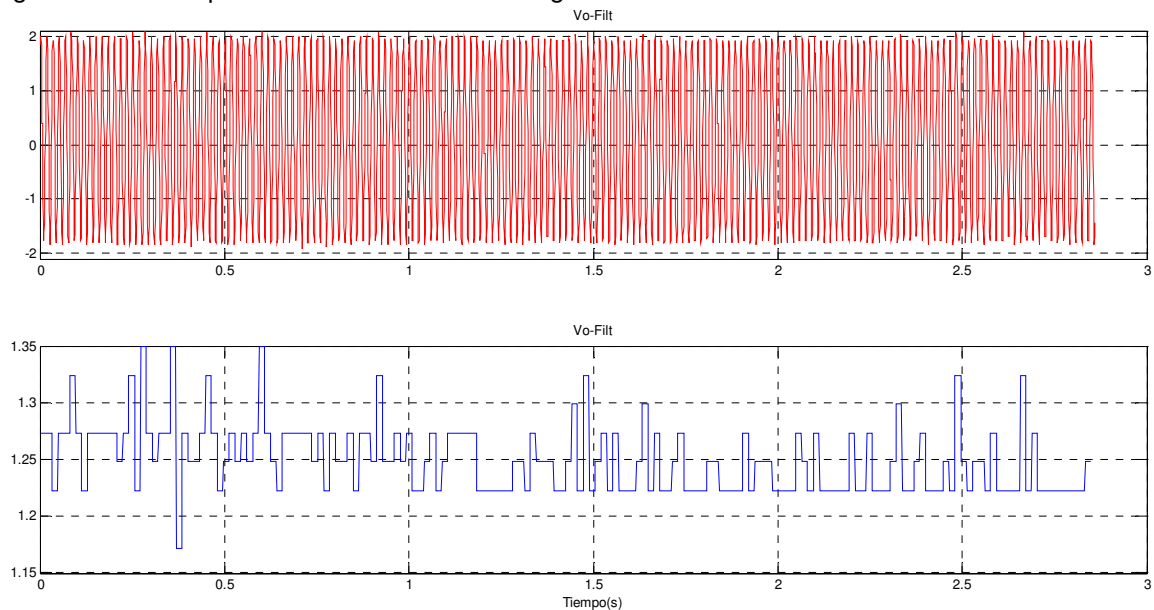
5.4. PRUEBA 4. Desempeño ante variación en la potencia de carga

Esta prueba se realizó con el fin de determinar el desempeño dinámico del Boost Inverter ante el incremento de la potencia de carga, observando el comportamiento del voltaje de salida. Para ello inicialmente se ajustó la resistencia de carga en 50W, el voltaje de la fuente de entrada se fijo en 80V y se ajustó la escala de tiempo del osciloscopio en 250ms/D.

La duración de la prueba fue de aproximadamente 3 segundos y se tomaron 3000 muestras con un periodo de muestreo de 1 milisegundo.

En el instante de 1 segundo de haber empezado con la prueba se realizó un incremento súbito de la carga de 50W a 70W. Se procedió a tomar medida del voltaje de salida y los resultados obtenidos se muestran en la figura 79. Donde la grafica superior corresponde al voltaje medido en la salida, mientras que la grafica inferior corresponde al cálculo de su voltaje promedio.

Figura 79. Desempeño ante variación en la carga



Se puede observar de la figura 79 que ante el incremento súbito en el instante de 1 segundo de la carga de 50W a 70W el voltaje promedio de salida disminuyó un poco de 1.27V a 1.23V. Calculando el error relativo de esta variación se tiene:

$$E_{relativo} = \frac{Valor Real - Valor Medido}{Valor Real} * 100 = \frac{1.27V - 1.23V}{1.27V} * 100$$

$$E_{relativo} = 3.1\%$$

Ya que el error obtenido fue muy pequeño, se verifica de esta manera el correcto desempeño del convertidor ante la variación en la carga.

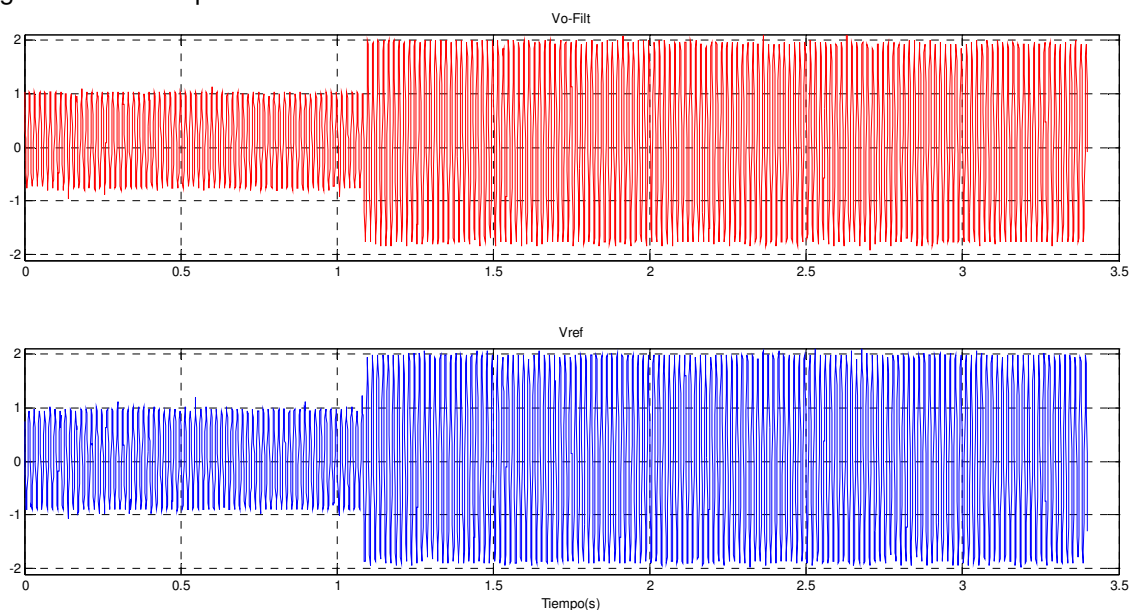
5.5. PRUEBA 5. Desempeño ante variación en la señal de referencia

Esta prueba se realizó con el fin de determinar el desempeño dinámico del Boost Inverter ante un incremento instantáneo del voltaje de referencia, verificando el comportamiento del voltaje de salida. Para ello inicialmente se ajustó el voltaje de referencia en 1V, la resistencia de carga que se usó fue de 50W y se ajustó la escala de tiempo del osciloscopio en 250ms/D.

La duración de la prueba fue de aproximadamente 3 segundos y se tomaron 3000 muestras con un periodo de muestreo de 1 milisegundo.

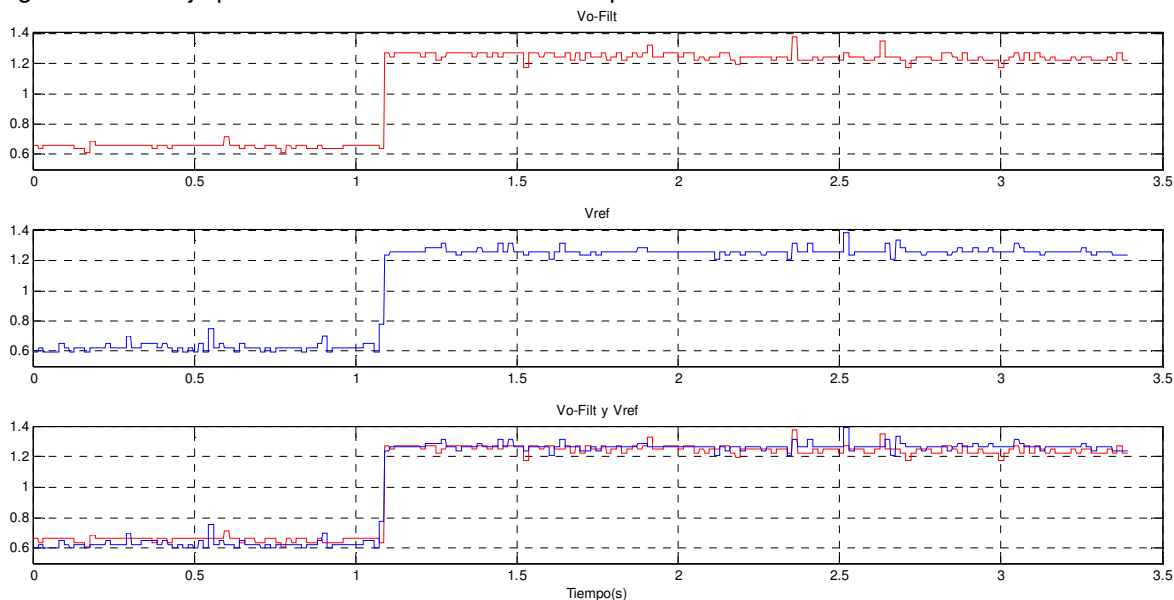
Se dio inicio a la prueba y en el instante de 1 segundo, se realizó un incremento súbito del voltaje de referencia de 1V a 2V. Se procedió a tomar medida del voltaje de salida y los resultados obtenidos se muestran en la figura 80. Donde la grafica superior corresponde al voltaje de salida (sensado y filtrado), mientras que la grafica inferior corresponde al voltaje de referencia.

Figura 80. Desempeño ante variación en la señal de referencia



Los voltajes promedio de las señales de la figura 80 se muestran en la figura 81. Donde la grafica superior corresponde al voltaje de salida, la grafica del medio corresponde al voltaje de referencia y la grafica inferior muestra ambas señales de voltaje.

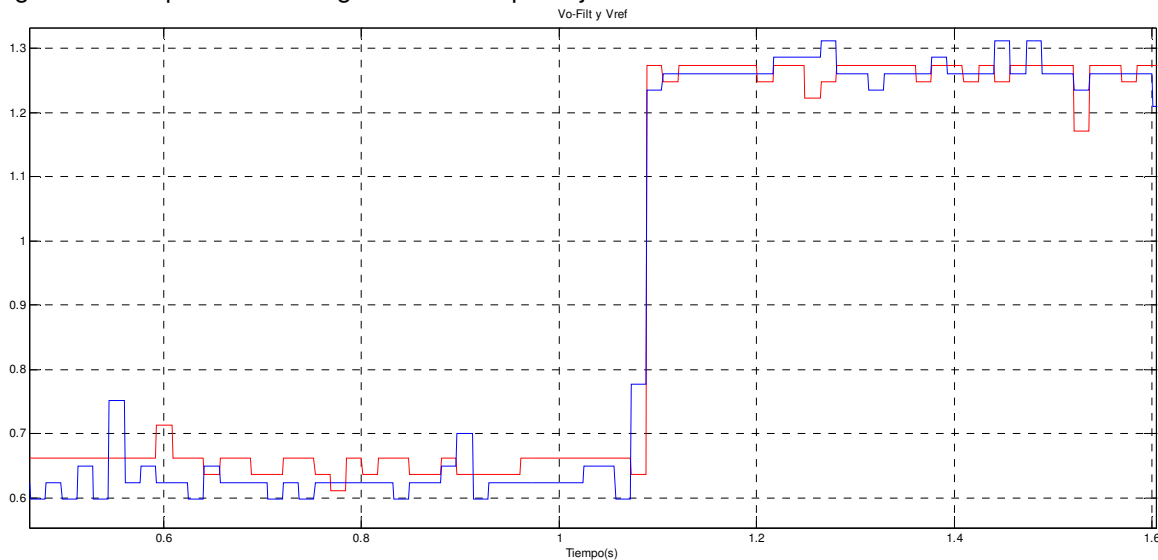
Figura 81. Voltaje promedio de los resultados de la prueba 5



Del comportamiento observado de la figura 81, se determina que el sistema sigue los cambios realizados en la señal de referencia de manera inmediata.

Es importante verificar el comportamiento de la señal de salida respecto al cambio de la señal de referencia, para ello se realiza una ampliación a la figura 81 en la región donde se produjo el cambio instantáneo como lo muestra la figura 82.

Figura 82. Ampliación a la región donde se produjo el escalón



De la figura 82, se observa que la señal de salida (línea roja), cambia de manera inmediata ante el incremento en la señal de referencia (línea azul). Verificando de esta manera el desempeño del sistema ante variaciones bruscas de la señal de referencia.

En el anexo C se muestra la señal de la figura 80 capturada en el osciloscopio.

6. CONCLUSIONES

- De la operación y comportamiento del convertidor Boost Inverter se determinó que para elevar e invertir en una sola etapa, el ciclo de trabajo ó señal de control debe ser una señal sinusoidal la cual varía sobre un nivel de DC de 0.5 Voltios. Además se puede lograr un adecuado funcionamiento de esta topología mientras se trabaje en la región cercana a $D = 0.5$, con lo cual se logra una capacidad de elevación simétrica.
- Se determinaron las ecuaciones para el cálculo de inductancia, capacitancia, corrientes y voltajes que permitieron encontrar valores críticos y de esta manera se dimensionaron de forma adecuada los dispositivos de potencia que conforman la estructura del convertidor. También se determinó el modelo matemático del convertidor, el cual permitió definir un esquema de control de realimentación del voltaje de salida, y de esta forma se diseñó la acción de control.
- Se utilizó la acción de control de tipo PI, con la cual se cumplieron requerimientos de error de estado estacionario nulo y rápida respuesta. Determinando los parámetros K_p y T_i a partir del análisis en el dominio de la frecuencia utilizando para ello el diagrama de Bode y teniendo en cuenta especificaciones de estabilidad y de diseño. La implementación del circuito limitador y del circuito anti-windup, permitió que la señal de control se mantuviera en su rango de operación, además se evitó que esta señal se saturara a su valor máximo.
- De los resultados obtenidos mediante la simulación de la topología y su estrategia de control, se determinó que ante perturbaciones de carga y del voltaje de entrada, el voltaje de salida se mantuvo regulado, verificando de esta forma el comportamiento del control de voltaje del convertidor.
- De las pruebas realizadas se observó que para las cargas de 50W y 70W el voltaje de salida presentó un THD relativamente bajo, lo cual indica que se obtuvo una forma de onda muy próxima a una onda sinusoidal. De otro lado, el valor máximo del voltaje de salida presentó una disminución considerable respecto al voltaje obtenido en simulación. Esta diferencia se debe en gran medida a la existencia del circuito generador de tiempos muertos ya que este reduce el tiempo en que permanece encendido el transistor.
- La baja eficiencia obtenida es causada en gran medida a que el Boost Inverter “*recicla energía*”, a través de un lazo interno de corriente. Este es el precio por elevar tensión, que se traduce en más pérdidas de las que podrían esperarse si ese lazo interno de corriente no existiera.
- De los resultados obtenidos de las pruebas de desempeño se observó que el voltaje de salida se mantuvo regulado ante variaciones súbitas en el voltaje de entrada, en la carga y en la referencia. Verificando de esta manera el correcto funcionamiento de la acción de control.

7. TRABAJO FUTURO

Un punto relevante en el desarrollo de esta tesis fue el determinar la desventaja asociada a la capacidad de elevación en el convertidor Boost Inverter, la cual corresponde a su baja eficiencia. Esta desventaja crea la necesidad de que las futuras investigaciones se encaminen a tratar de eliminar en la medida de lo posible el *reciclado de energía* presente en el convertidor y así incrementar su eficiencia.

En esta tesis se estudió e implementó una técnica de control lineal que permitió mantener el voltaje de salida regulado, pero ya que el área de control es tan amplia, es posible estudiar otras técnicas de control que permitan obtener un mejor desempeño del sistema. Tal es el caso del control por modos deslizantes (SMC), estrategia de control no lineal la cual optimiza el desempeño del convertidor.

El trabajo realizado permitió obtener una señal monofásica de AC de 60Hz con un baja THD. Podría pensarse en extrapolar la topología del convertidor Boost Inverter a sistemas trifásicos, ampliando así la versatilidad del convertidor.

Aunque la mayoría de las aplicaciones del convertidor Boost Inverter están encaminadas a su uso en sistemas de alimentación ininterrumpible, por la ventaja de elevar e invertir en una sola etapa. Su uso puede extenderse a otras aplicaciones, tales como sistemas fotovoltaicos, donde dependiendo de la aplicación es necesario producir una tensión alterna a partir de la energía producida por un arreglo de paneles fotovoltaicos.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Rashid, M.H. "Electrónica de Potencia". Ed Prentice Hall, 2005.
- [2] C. A. Torres, C. Restrepo y A. Álzate, "Consideraciones de diseño estático y dinámico para convertidores CC-CC" *Scientia et Technica* Año XV, No 42 Agosto de 2009.
- [3] Daniel Hart. "Electrónica de Potencia". Ed Prentice Hall, 2001
- [4] Ned Mohan. "Power Electronics, Converters Applications and Design". 2nd Ed. 1995.
- [5] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modeling switching-converter power stages," in *Proc. IEEE PESC'76 Conf.*, Cleveland, OH, Jun. 8–10, 1976, pp. 18–34.
- [6] Vatche Vorperian, "Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 24, no. 3, pp. 490-496, May 1990.
- [7] R. O. Cáceres and I. Barbi, "A boost DC–AC converter: Analysis, design, and experimentation" *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 1, pp. 134–141, Jan. 1999.
- [8] Domingo Cortes, Nimrod Vázquez and Jaime Alvarez-Gallegos, "Dynamical Sliding-Mode Control of the Boost Inverter" *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 9, pp. 3467–3476, September 2009.
- [9] P. Sanchis, A. Ursaea, E. Gubia, and L. Marroyo, "Boost DC–AC inverter: A new control strategy," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 2, pp. 343–353, Mar. 2005.
- [10] Ainul Anam, Kazi Mujibur, "Voltage Mode Control of Single Phase Boost Inverter" 5th International Conference on Electrical and Computer Engineering ICECE 2008, 20-22 December 2008, Dhaka, Bangladesh.
- [11] R. Cáceres and I. Barbi, "A boost DC–AC converter: Operation, Analysis, Control and experimentation" *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 546–551, Sep. 1995.
- [12] MATLAB Versión 7.8, Copyright 1984-2009. License: Universidad del Valle.
- [13] PSIM Demo Version 8.0, Copyright 2001-2009 Powersim Inc.
- [14] Kuo Benjamin, "Sistemas de control automático", Prentice Hall, 1997.
- [15] K. Ogata, "Ingeniería de Control Moderna", 4a Edición, Prentice Hall, 2002.
- [16] http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/lmt/juarez_s_eu/capitulo7.pdf

- [17] Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll, "Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales", Prentice Hall, 1993.
- [18] Sergio Franco, "Diseño Con Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Analógicos", Ed McGraw-Hill, 2002
- [19] Hernando Vásquez, "Aplicaciones No Lineales del Amplificador Operacional", Guías de clase, Circuitos Electrónicos 2, Universidad del Valle.
- [20] Karl J. Astrom, Tore Hagglund, "PID Controllers: Theory, Design, and Tuning", 2nd Ed. 1995.
- [21] Nimrod Vázquez Nava, "Desarrollo de Inversores con Capacidad de Elevación para Sistemas de Alimentación Ininterrumpibles, y sus Técnicas de Control", "" Tesis de Grado", Centro Nacional De Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET). 2003.

ANEXOS

ANEXO A. Diagramas esquemáticos de las etapas de acople, SPWM y control.

Figura 83. Diagrama esquemático de la etapa de acople

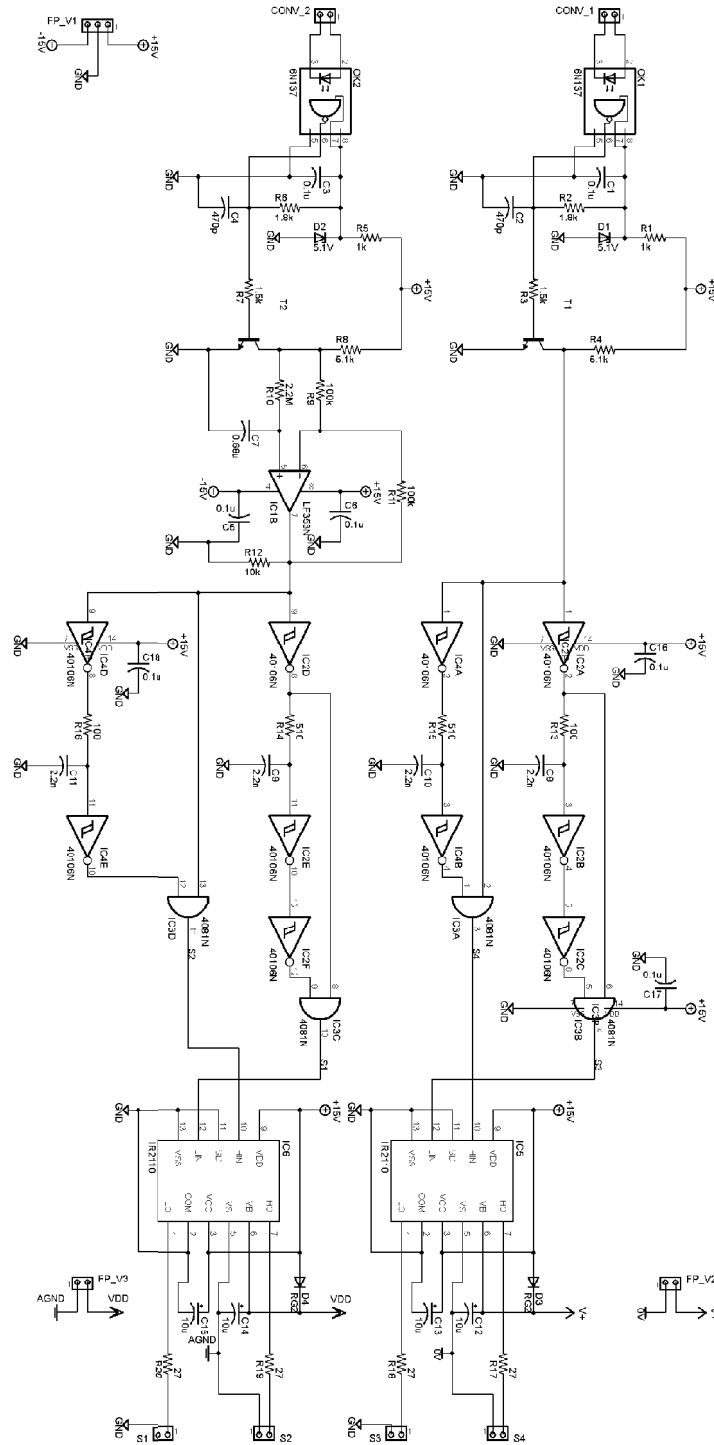


Figura 84. Diagrama esquemático de la etapa SPWM

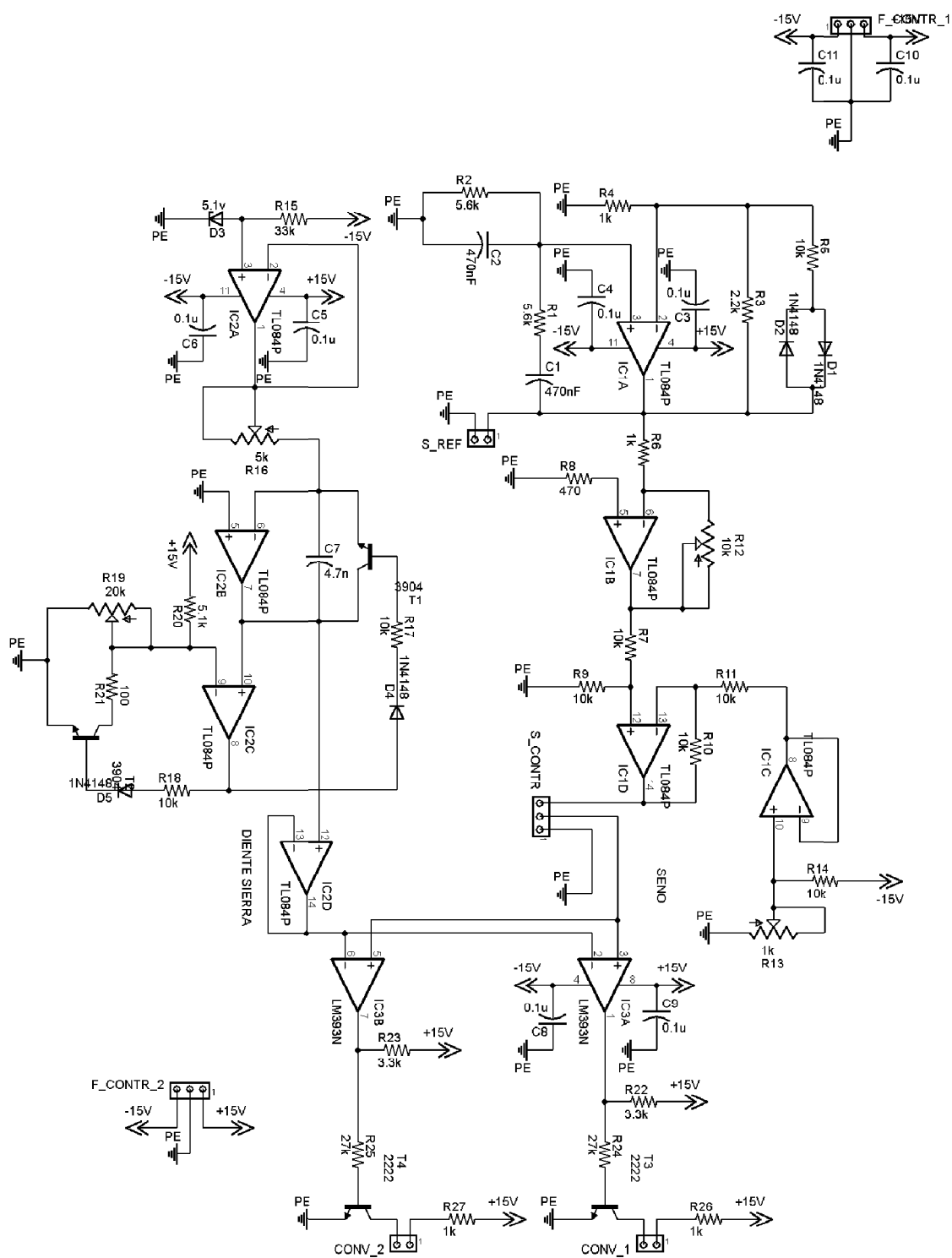
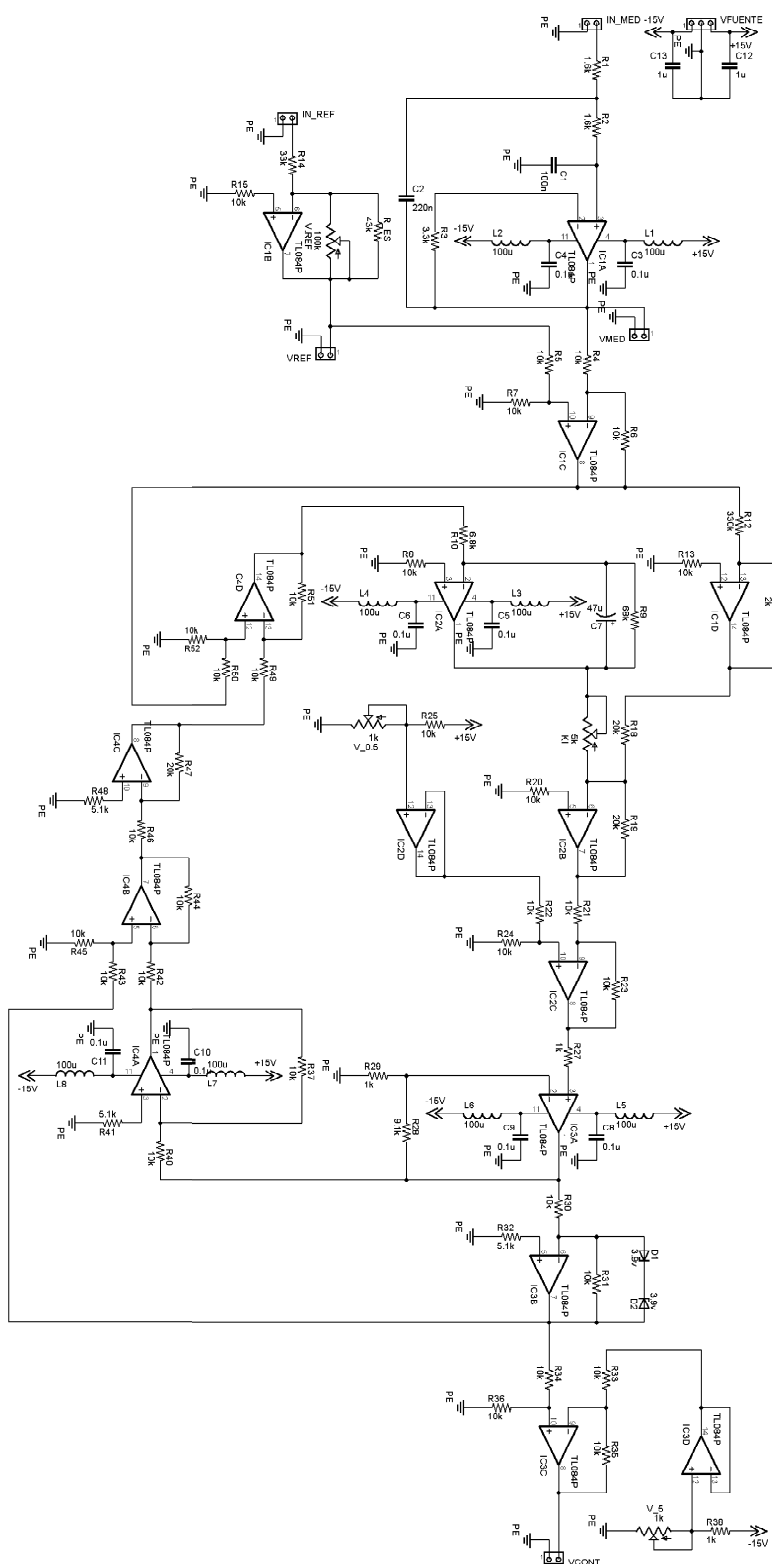


Figura 85. Diagrama esquemático de la etapa de control



ANEXO B. Implementación de las tarjetas y montaje final.

Figura 86. Implementación de la tarjeta de Potencia

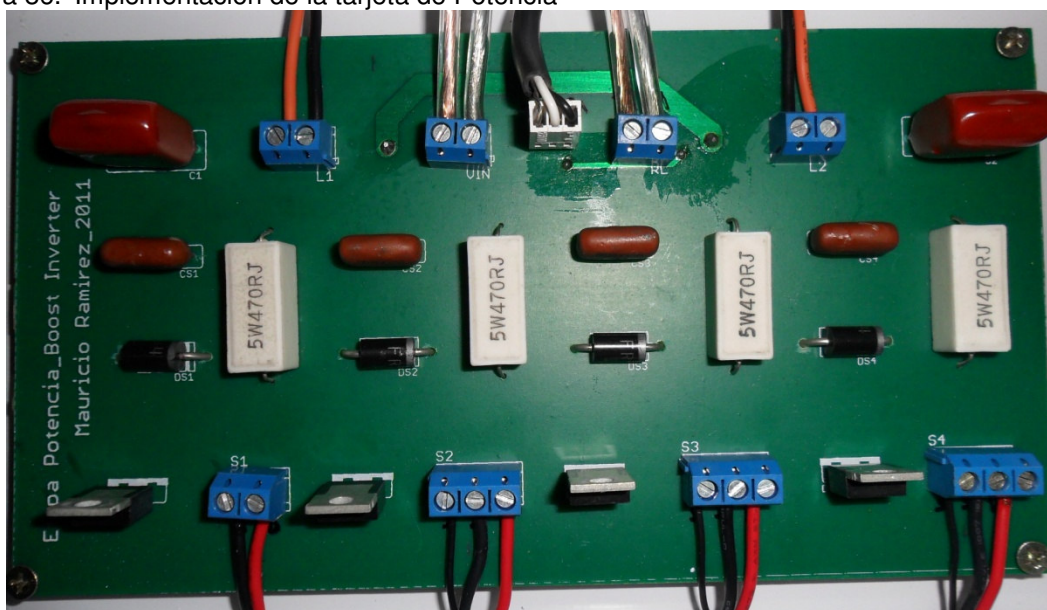


Figura 87. Implementación de la tarjeta de Acople

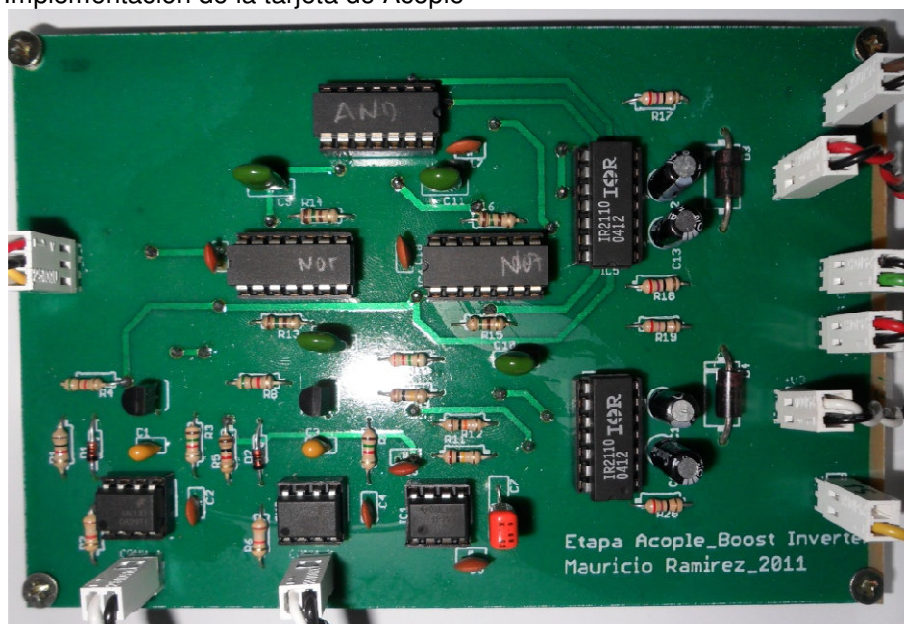


Figura 88. Implementación de la tarjeta SPWM

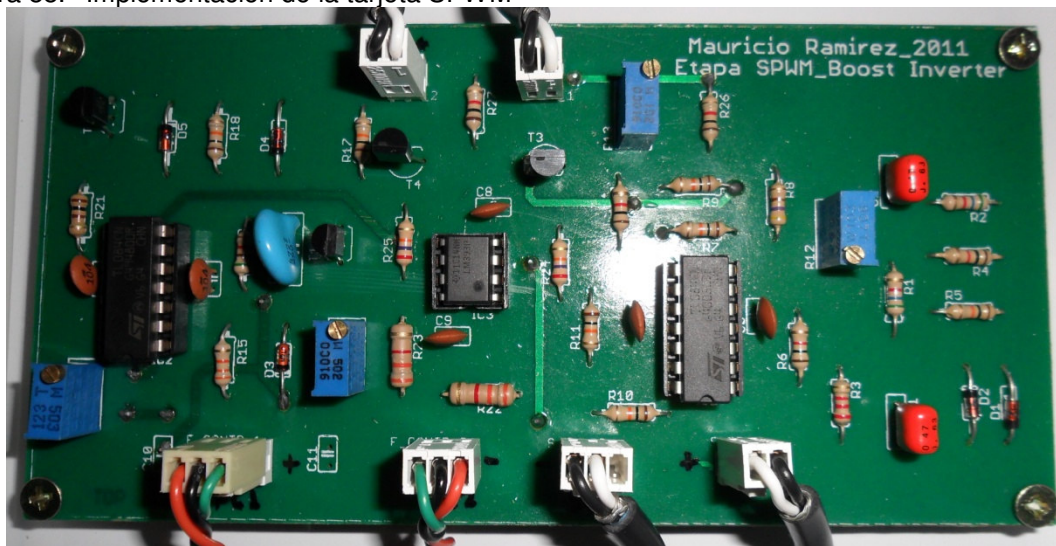


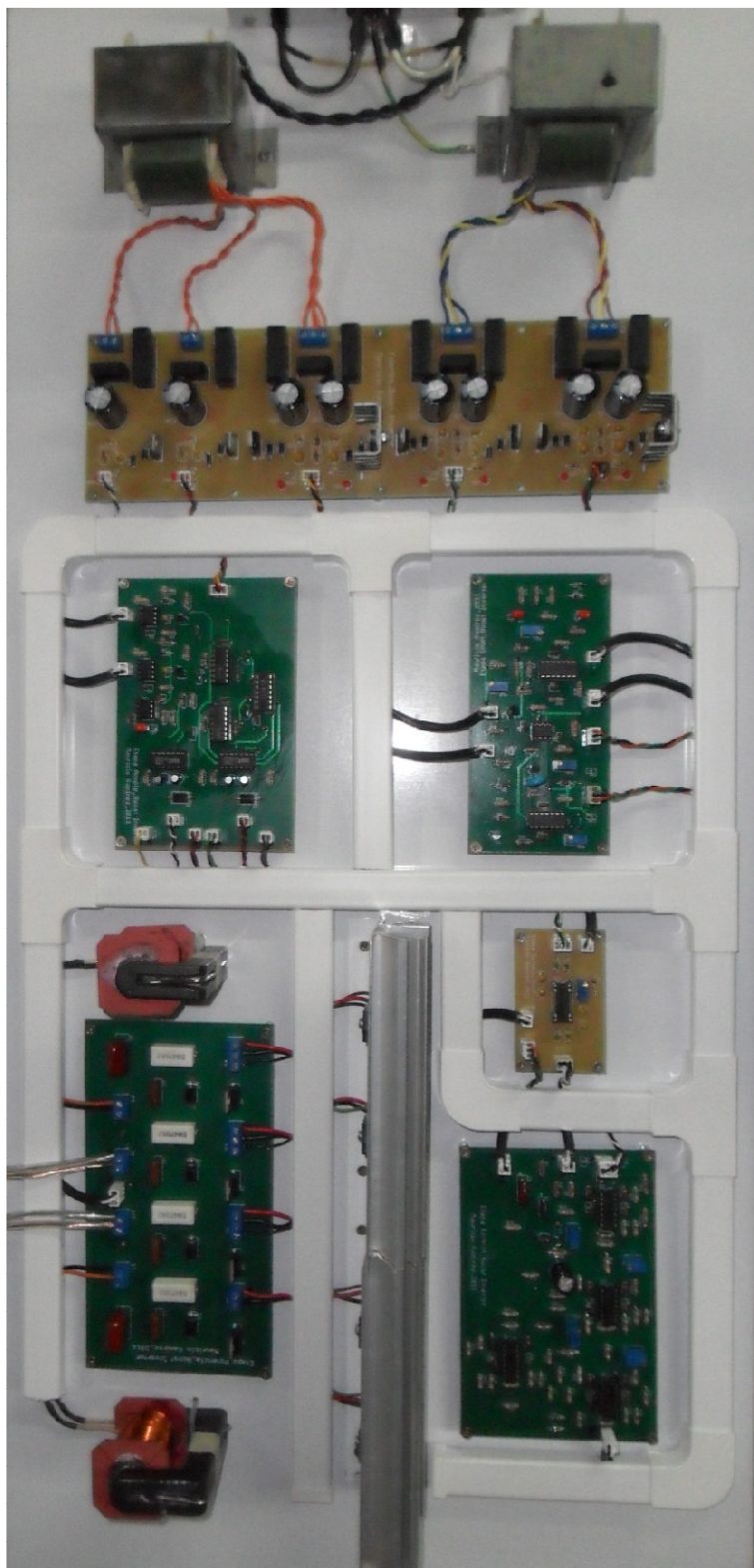
Figura 89. Implementación de la tarjeta de sensado



Figura 90. Implementación de la etapa de control



Figura 91. Montaje final del proyecto



ANEXO C. Señales capturadas con el osciloscopio.

Figura 92. Voltaje de salida para una carga de 50W

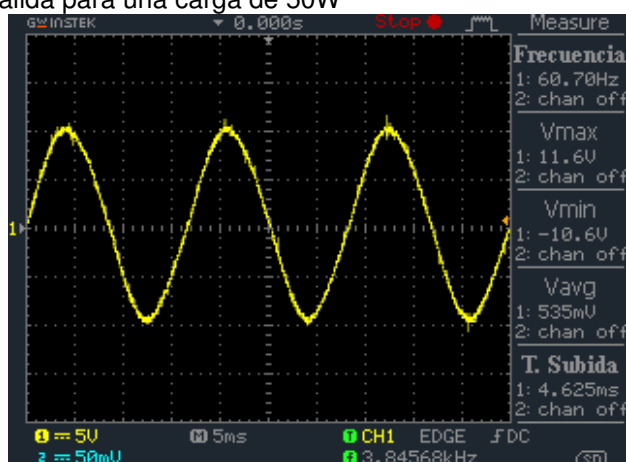


Figura 93. Voltaje de salida para una carga de 70W

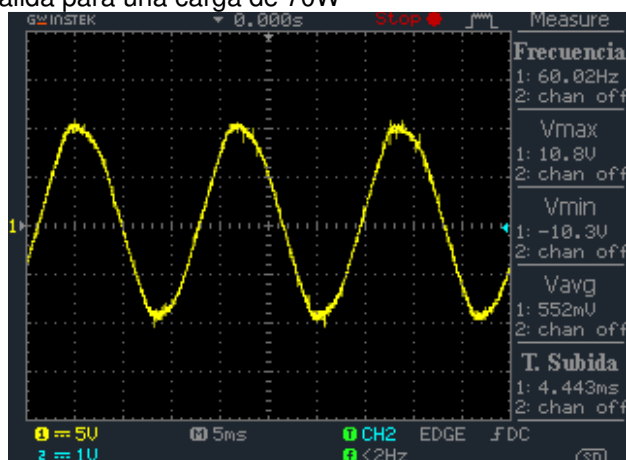


Figura 94. Voltaje de salida ante un escalón en el voltaje de referencia

