

**PROTOTIPO DE UN CONVERTIDOR DE CC/CC BUCK  
PARA PRUEBAS DE LABORATORIO**

**PROYECTO DE GRADO.**

**Carlos Alberto Cifuentes Franco**

**Javier Alexander Torres Pinzón**



**PROTOTIPO DE UN CONVERTIDOR DE CC/CC BUCK  
PARA PRUEBAS DE LABORATORIO**

Carlos Alberto Cifuentes Franco  
Javier Alexander Torres Pinzón

Trabajo de grado para optar al título de Ingeniero Electrónico

Director  
MSc. Alfonso Alzate Gómez

**Universidad Tecnológica de Pereira**  
**Facultad de Ingenierías: Eléctrica, Electrónica, Física y**  
**Ciencias de la Computación**  
**Programa de Ingeniería Electrónica**  
**Pereira, Colombia**

**2016**

## Agradecimientos

A mi madre Patricia, mi hermano Michael, mi tía Amparo, mi tío Fernando, que han sido mi apoyo incondicional en todo momento, quienes con su amor me han brindado la fuerza para culminar mis metas. A mi familia, de los que recibí su apoyo incondicional y consejos. A mis amigos con los que he compartido estos años. Agradezco a todos aquellos que durante mi proceso de aprendizaje me acompañaron. A nuestro director Ingeniero Alfonso Álzate Gómez por su paciencia, guiarnos con sus consejos y experiencia y confiar en nosotros para culminar este proyecto. Al Ingeniero Carlos Andrés Torres Pinzón por sus consejos y aportes con ideas y apoyo en la realización de este proyecto.

Dedicado a mi madre y a la memoria de mi padre y mi abuela, Gracias.

**Carlos Alberto Cifuentes Franco**

En primer lugar a DIOS por haberme permitido llegar hasta este punto, y dado salud para lograr nuestros objetivos. A mi familia, por darme apoyo incondicional en todo este tiempo para poder sacar adelante mi carrera. A mi director, Ingeniero Alfonso Álzate Gómez, por todo el apoyo, por guiarnos a realizar este proyecto. También le agradezco a mi hermano Ingeniero, Carlos Andrés Torres Pinzón por sus aportes, comentarios y su experiencia en el tema. Amigos que aportaron con ideas, consejos, experiencia y apoyo en la realización de este proyecto.

**Javier Alexander Torres Pinzón**

# Índice general

<b>1</b>	<b>Introducción</b>	<b>1</b>
1.1	Definición del Problema . . . . .	2
1.2	Justificación . . . . .	4
1.3	Alcance . . . . .	5
1.4	Objetivos . . . . .	5
1.4.1	Objetivo General . . . . .	5
1.4.2	Objetivos Específicos . . . . .	5
1.5	Metodología . . . . .	6
1.6	Modelo Dinámico y Estático del Convertidor de CC/CC Buck . . . . .	6
1.6.1	Modelo Dinámico . . . . .	7
1.6.2	Modelo Estático . . . . .	10
<b>2</b>	<b>Diseño Prototipo del Convertidor de Potencia</b>	<b>13</b>
2.1	Introducción . . . . .	13
2.2	Requerimientos etapa circuito de potencia . . . . .	15
2.2.1	Fuentes de alimentación para el prototipo convertidor buck CC/CC . . . . .	17
2.2.2	Generador del PWM . . . . .	17
2.2.3	Driver para el disparo del MOSFET . . . . .	20
2.2.4	Red de Snubber . . . . .	22
2.2.5	Acondicionamiento de señales . . . . .	23
2.2.6	Perturbaciones en la carga . . . . .	25
<b>3</b>	<b>Análisis y Resultados</b>	<b>26</b>
3.1	Análisis en Lazo Abierto . . . . .	27

3.2 Análisis en Lazo Cerrado . . . . .	38
3.2.1 Aspectos del Control Analógico . . . . .	39
<b>4 Conclusiones y Recomendaciones</b>	<b>44</b>
4.1 Conclusiones . . . . .	44
4.2 Recomendaciones . . . . .	45
<b>A Anexos</b>	<b>46</b>
A.1 Menú de pantalla . . . . .	46
A.2 Circuitos Esquemáticos de las PCBs . . . . .	49
A.3 Especificaciones del Módulo . . . . .	53
<b>Bibliografía</b>	<b>55</b>

# Índice de figuras

1-1	Diagrama básico convertidores conmutados de CC-CC. . . . .	1
1-2	Diagrama circuital del convertidor buck y forma de onda del proceso PWM. . . . .	7
1-3	Circuitos equivalente durante $T_{on}$ (a) y $T_{off}$ (b). . . . .	8
1-4	Forma de onda del voltaje en el inductor. . . . .	11
1-5	Forma de onda de la corriente en el inductor. . . . .	12
2-1	Esquema circuital del prototipo. . . . .	15
2-2	Esquema fuentes auxiliares. . . . .	17
2-3	Diagrama de bloques estructura interna SG3524 [13]. . . . .	18
2-4	Generación de señal cuadrada. . . . .	19
2-5	Configuración circuito SG3524. . . . .	20
2-6	Diagrama de bloques IR2112 [14]. . . . .	21
2-7	Configuración circuito bootstrap. . . . .	21
2-8	Topologías de redes Snubber. . . . .	22
2-9	Acondicionamiento salida de tensión convertidor buck. . . . .	24
2-10	Combinación de resistencias para perturbaciones de carga. . . . .	25
3-1	Prototipo del convertidor buck. . . . .	26
3-2	Señal PWM con un ciclo de trabajo de 25% y frecuencia de 73.89kHz. . . . .	28
3-3	Señal de la tensión de salida con $L_1$ y $R_{L1}$ . . . . .	31
3-4	Señal de la tensión de salida con $L_2$ y $R_{L2}$ . . . . .	32
3-5	Señal de la tensión de salida con $L_1$ y $R_{L2}$ . . . . .	34
3-6	Señal de la tensión de salida con $L_2$ y $R_{L1}$ . . . . .	36
3-7	Variación referencia del PWM. . . . .	38
3-8	Convertidor buck con lazo de control [1]. . . . .	40

3-9	Diagramas circuitales del convertidor buck en Matlab y PSIM. . . . .	42
3-10	Respuesta simulada del convertidor buck con el control PID y en Lazo abierto.	43
A-1	Menú principal. . . . .	46
A-2	Menú de Inductancias. . . . .	47
A-3	Menú de resistencias de carga. . . . .	47
A-4	Menú de lazos de control. . . . .	47
A-5	Menú de ciclos de trabajo. . . . .	48
A-6	Menú de lazo cerrado. . . . .	48
A-7	Menú de perturbaciones. . . . .	49
A-8	Menú de selección de perturbaciones serie-paralelo. . . . .	49
A-9	PCB LCD. . . . .	50
A-10	PCB Circuito de potencia. . . . .	51
A-11	PCB Puentes Leds. . . . .	52
A-12	Cara frontal del prototipo. . . . .	53

# Índice de tablas

2.1	Valores de los parámetros del convertidor buck. . . . .	16
3.1	Valores de los elementos del convertidor buck. . . . .	27
3.2	Error ciclo de trabajo de 25 % variando frecuencia del PWM . . . . .	28
3.3	Error ciclo de trabajo de 50 % variando frecuencia del PWM. . . . .	29
3.4	Error ciclo de trabajo de 70 % variando frecuencia del PWM. . . . .	29
3.5	Combinaciones de $L$ y $R_L$ . . . . .	30
3.6	Variación de frecuencia con 25 % ciclo de trabajo, selección $L_1$ y $R_{L_1}$ . . . . .	30
3.7	Variación de frecuencia con 50 % ciclo de trabajo, selección $L_1$ y $R_{L_1}$ . . . . .	31
3.8	Variación de frecuencia con 70 % ciclo de trabajo, selección $L_1$ y $R_{L_1}$ . . . . .	32
3.9	Variación de frecuencia con 25 % ciclo de trabajo, selección $L_2$ y $R_{L_2}$ . . . . .	33
3.10	Variación de frecuencia con 50 % ciclo de trabajo, selección $L_2$ y $R_{L_2}$ . . . . .	33
3.11	Variación de frecuencia con 70 % ciclo de trabajo, selección $L_2$ y $R_{L_2}$ . . . . .	33
3.12	Variación de frecuencia con 25 % ciclo de trabajo, selección $L_1$ y $R_{L_2}$ . . . . .	34
3.13	Variación de frecuencia con 50 % ciclo de trabajo, selección $L_1$ y $R_{L_2}$ . . . . .	35
3.14	Variación de frecuencia con 70 % ciclo de trabajo, selección $L_1$ y $R_{L_2}$ . . . . .	35
3.15	Variación de frecuencia con 25 % ciclo de trabajo, selección $L_2$ y $R_{L_1}$ . . . . .	36
3.16	Variación de frecuencia con 50 % ciclo de trabajo, selección $L_2$ y $R_{L_1}$ . . . . .	36
3.17	Variación de frecuencia con 70 % ciclo de trabajo, selección $L_2$ y $R_{L_1}$ . . . . .	37
3.18	Ajuste de $V_o$ por retroalimentación del PWM. . . . .	37
3.19	Medidas en Lazo cerrado y sintonización del PWM en 50 %. . . . .	38
3.20	Parámetros convertidor buck en el diseño del control PID. . . . .	40

# Glosario

## Notaciones

$x(t)$	.....	Variable de tiempo continuo
$\bar{x}(t)$	.....	Variable promediada
$X$	.....	Variable en estado estacionario
$\tilde{x}$	.....	Variable incremental
$\mathbb{R}$	.....	Conjunto de números reales
$\mathbb{R}^n$	.....	Conjunto de vectores reales de dimensión $n$

## Unidades

$V$	.....	voltio
$A$	.....	amperio
$W$	.....	vatio
$\Omega$	.....	ohmio
$H$	.....	henrio
$F$	.....	faradio
$s$	.....	segundo
$Hz$	.....	hercio

# Capítulo 1

## Introducción

Los convertidores conmutados de CC-CC, tal como se muestra en la figura 1-1, se encuentran conformados por una etapa de potencia de entrada, una entrada de control y una etapa de potencia de salida. La entrada de control, admite procesar la potencia de entrada de forma que se pueda obtener la potencia deseada en la salida. Los reguladores de CC-CC son dispositivos que entregan un voltaje de salida continuo regulado  $v_o(t)$  con una magnitud mayor o menor que el voltaje de entrada no regulado  $v_g(t)$ , posiblemente con polaridad inversa o con aislamiento galvánico entre la de entrada y la salida [1, 9].

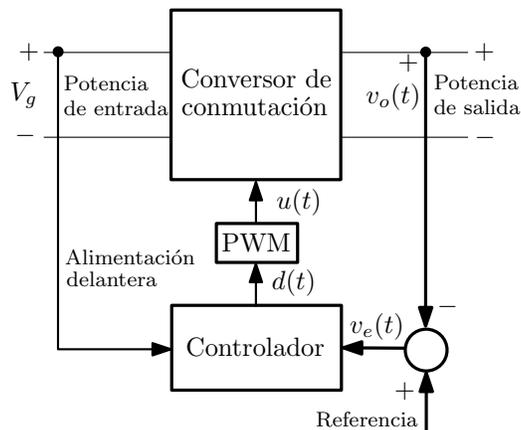


Figura 1-1: Diagrama básico convertidores conmutados de CC-CC.

La regulación de voltaje en los convertidores de CC-CC se consigue procesando el error de la tensión de la salida  $v_e(t)$ , mediante un controlador cuya salida constituye la entrada de control  $d(t)$ .

En la literatura se encuentran diferentes topologías de convertidores conmutados de CC-

CC, que permiten elevar, reducir o elevar/reducir el voltaje de alimentación  $V_g$  para obtener un voltaje de salida  $v_o$  [8, 9]. Sin embargo, para garantizar un comportamiento dinámico satisfactorio frente a perturbaciones de carga o de línea y mantener la regulación del voltaje de salida en un valor deseado ( $V_{ref}$ ) o conservar un valor deseado de corriente en el inductor, es necesario la adición de lazos de control. En concreto la adición de lazos de control permitirá eliminar errores de estado estacionario, maximizar el ancho de banda del sistema y garantizar un correcto amortiguamiento de la respuesta transitoria [1].

Los convertidores conmutados de CC-CC son circuitos que se caracterizan por tener una dinámica compleja debido a que son plantas de naturaleza no lineal y estructura variable, generalmente son de fase no mínima, lo que dificulta aún más el diseño del control.

La representación dinámica de los convertidores conmutados puede ser descrita por un modelo lineal a tramos y modelo continuo promediado [8]. El Modelo lineal a tramos es una descripción exacta de la dinámica de los convertidores que depende de la posición de los elementos conmutadores a lo largo de un ciclo de operación, mientras que el Modelo continuo promediado es una aproximación de la dinámica del convertidor que desestima el rizado de conmutación. Este modelo continuo promediado puede ser obtenido mediante el uso de la técnica de promediación en el espacio de estado propuesta por Middlebrook y Cuk en [7]. Hoy en día, la técnica de promediación es adoptada por muchos investigadores como referencia para el análisis y control de convertidores conmutados.

## 1.1. Definición del Problema

En la actualidad es de gran importancia comprender el funcionamiento de los convertidores conmutados de potencia, ya que son utilizados en gran variedad de aplicaciones [1]. Éstos son circuitos electrónicos que procesan y adaptan la energía eléctrica en diferentes rangos de potencia mediante el uso de dispositivos semiconductores. De acuerdo a las formas de energía de entrada y de salida, se pueden clasificar como: Convertidores de Corriente Continua a Corriente Continua o Troceadores (CC/CC), Rectificadores (CA/CC), Onduladores o Inversores (CC/CA) y Cicloconvertidores (CA/CA) [2].

Los convertidores de conmutados de CC/CC son dispositivos eficientes usualmente utili-

zados para adaptar fuentes de energía continua no reguladas a determinadas especificaciones de carga en diferentes aplicaciones [1]. Estos dispositivos pueden producir un voltaje de salida regulado a pesar de cambios en el voltaje de alimentación o en la corriente de carga [3]. En la última década, el uso de los convertidores de CC/CC ha ido incrementándose debido a las necesidades de los sistemas eléctricos y de diferentes equipos electrónicos de contar con reguladores de tensión y/o corriente eficientes. Algunas de las aplicaciones donde se utilizan estos circuitos pueden ser: sistemas de conversión fotovoltaicos, sistema ininterrumpido de energía (UPS), alimentación de motores, conversión de niveles de tensión, equipos de telecomunicación entre otras [1, 4, 5].

En la literatura existen gran variedad de circuitos de CC/CC, sin embargo todos se basan en las topologías básicas denominadas: buck y boost. La topología buck es usada para reducir el voltaje de salida a partir de una fuente primaria, mientras la boost puede incrementar el voltaje en la salida [5]. La topología tipo buck o reductor, es una configuración muy utilizada en microprocesadores o circuitos integrados, los cuales necesitan de una alimentación con niveles de voltaje entre 3.3V y 1.5V [6]. También, la industria del automóvil es un campo donde se requiere del uso de éste tipo de convertidores para adaptar los niveles de voltajes requeridos.

El uso generalizado de los convertidores de CC/CC en muchos sistemas electrónicos hace que la comprensión fundamental de ellos sea una necesidad para ingenieros en el campo de la electrónica de potencia. El aprendizaje de todo lo que concierne los convertidores conmutados es interesante pero difícil, ya que involucra muchas áreas, donde se requieren conocimientos previos. Una forma de comprender de forma más sencilla y acelerando el proceso de aprendizaje es mediante la ayuda de prototipos de pequeña escala que ayuden a los estudiantes a familiarizarse con el comportamiento de los circuitos de conmutación. Además, éste tipo de prototipos pueden ayudar a los estudiantes probar leyes de control tanto analógicas como digitales.

## 1.2. Justificación

Los dispositivos eléctricos y electrónicos trabajan con diferentes voltajes de alimentación, que varían dependiendo de la aplicación y tecnología con la que se encuentren construidos. A futuro estos niveles de tensión tienden a ser menores, tal es el caso de los sistemas de telecomunicación e informáticos, que se encuentran conformados por microcontroladores, los cuales requieren de voltajes bajos y corrientes altas, con el fin de distribuir la energía necesaria a todos sus componentes. Trabajar con convertidores de potencia es la forma más eficiente de controlar el voltaje y obtener el nivel de potencia deseado a la salida [7].

Es fundamental el estudio de dichos circuitos, desde el punto de vista estático como dinámico, con el fin de analizar todas las características del comportamiento de las variables de estado [8]. Este comportamiento sin una retroalimentación tiende a presentar picos altos y tiempos de establecimiento largos, que es un comportamiento natural establecido por los elementos que integran los convertidores conmutados. Una forma de mejorar dicho comportamiento es mediante de técnicas de control, las cuales pueden garantizar una mejor estabilidad y unos determinados requerimientos dinámicos, entre los que se pueden encontrar: un ancho de banda amplio, una buena tasa de decaimiento, mejor tiempo de establecimiento, un buen amortiguamiento, y un esfuerzo de control sin saturación [9].

El motivo de realizar un prototipo de un convertidor conmutado de CC/CC para pruebas de laboratorio, en el cual se puedan variar elementos como la inductancia y la resistencia de carga, además de poder implementar lazos de control analógico o digital, es poder analizar los resultados del comportamiento real de las variables de estado y analizarlas con base a desarrollos teóricos [10,11]. Es un aporte de gran valor académico ya que al utilizar programas de simulación varían la respuesta de acuerdo al método que se implementa en el software para el análisis dinámico del circuito.

Este proyecto de grado pretende ser un apoyo de aprendizaje para asignaturas relacionadas con la electrónica de potencia y el control, ya que los estudiantes podrán utilizar el prototipo de un convertidor reductor para evaluar de forma experimental el comportamiento tanto en lazo abierto como en lazo cerrado, y de esta manera poder analizar y entender los efectos dinámicos de las variables de estado.

### 1.3. Alcance

La utilidad que puede tener desde el punto de vista didáctico es de lograr entender e interpretar entre lo teórico y lo práctico del funcionamiento del convertidor Buck. En este módulo encontrará una interfaz visual donde puede seleccionar diferentes elementos y lazos de control que permitan analizar las diferentes topologías de este convertidor. Desde la parte investigativa dará pie a desarrollar diferentes estrategias de control como análogos o digitales. Entre los controles digitales se han estudiado y analizado con técnicas avanzadas.

### 1.4. Objetivos

#### 1.4.1. Objetivo General

Diseñar e implementar un prototipo de un convertidor de CC/CC tipo reductor (buck) para pruebas de laboratorio en lazo abierto y en lazo cerrado.

#### 1.4.2. Objetivos Específicos

- Realizar un estudio sobre el diseño estático de convertidores de CC/CC.
- Obtener y simular los modelos: conmutado, promediado y de pequeña señal para un prototipo de baja potencia.
- Selección de los elementos del conmutador (mosfet y diodo) de acuerdo a los valores obtenidos del diseño estático.
- Estudio y selección del driver para el disparo del mosfet, teniendo en cuenta si el control es analógico o digital.
- Consultar, analizar y diseñar técnicas de control lineal en tiempo continuo y en discreto, que permita regular la tensión de salida del circuito reductor.
- Implementar una interfaz de usuario que permita seleccionar entre dos valores establecidos de inductancias y dos resistencias de carga para configurar el circuito de potencia, y también permita visualizar los valores de tensión y corriente de salida del convertidor.

- Diseñar y elaborar caja o carcasa en acrílico para el prototipo de baja potencia.
- Comprobación experimental del prototipo.

## 1.5. Metodología

Para alcanzar los objetivos de este proyecto, se llevaron a cabo en 4 fases: La fase I, fue el estudio sobre la estructura y funcionamiento de la topología básica del convertidor Buck CC-CC, los cuales son conocidos como convertidores reductores. En la fase II, se basó en simulaciones en programas como PSim y proteus 8.1, para analizar los voltajes de entrada y salida como teóricos y prácticos y así proceder a la elaboración del prototipo de potencia. En la fase III, se planifica, diseña y elabora la PCB del circuito de potencia con sus respectivos cálculos sobre la generación de la señal de pulsos, el driver de disparo del Mosfet, control digital e interfaz de usuario. En la fase IV, Se realizaron pruebas variando parámetros los cuales nos permitieron analizar el comportamiento del convertidor Buck, ya que su principio básico se centra en la reducción de la tensión de entrada que es reflejada en la salida, mediante una frecuencia de conmutación, y un ciclo de trabajo. Los cuales determinaron el porcentaje de señal de entrada que será representada a la salida.

## 1.6. Modelo Dinámico y Estático del Convertidor de CC/CC Buck

En esta sección, se presentan las consideraciones de diseño dinámico y estático del convertidor utilizado en este proyecto. En primer lugar, se presentan los modelos promediado, bilineal y lineal del convertidor buck, mediante la representación de variables de estado. En segundo lugar, se describe el proceso del diseño estático del convertidor, el cual consiste en determinar los elementos del circuito conmutado, a partir de los requerimientos o aplicaciones deseadas.

### 1.6.1. Modelo Dinámico

En la Figura 1-2, se muestra el diagrama circuital de un convertidor conmutado buck, cuya función es el de reducir y regular el voltaje de salida de una fuente de voltaje primaria.  $V_g$  es el voltaje de entrada y  $v_C(t)$  es el voltaje de salida, mientras  $L$  y  $C$  son los valores de la inductancia y el condensador, respectivamente. La resistencia  $R$  modela la carga nominal del convertidor. El vector de estados, que de aquí en adelante se representará por  $x(t)$ , se conforma por la corriente en el inductor  $i_L(t)$  y el voltaje en el condensador  $v_C(t)$ .

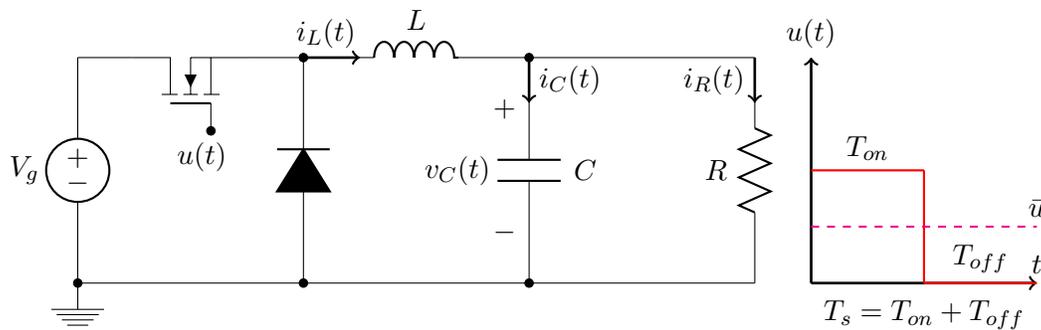


Figura 1-2: Diagrama circuital del convertidor buck y forma de onda del proceso PWM.

El comportamiento dinámico del circuito, se puede describir mediante dos estado de operación, los cuales se determinan por una señal binaria  $u(t)$ , cuyo valor es  $u = 1$  durante  $T_{on}$  y  $u = 0$  durante  $T_{off}$ . La reducción del voltaje de este convertidor en estado estacionario depende de la relación  $T_{on}/T_s$ . La suma entre el período de encendido  $T_{on}$  y el período de apagado  $T_{off}$  se denomina período de conmutación  $T_s$ .

El comportamiento dinámico del convertidor para cada estado de operación, se puede determinar mediante leyes de Kirchhoff.

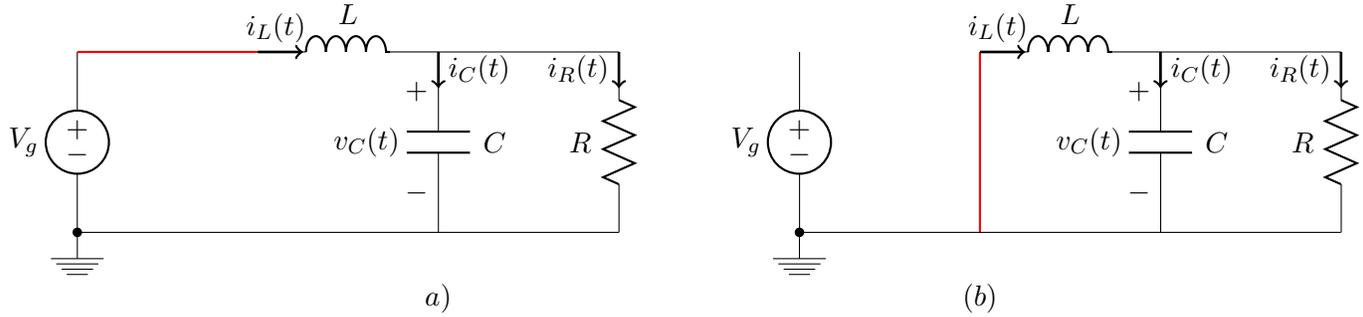


Figura 1-3: Circuitos equivalente durante  $T_{on}$  (a) y  $T_{off}$  (b).

Cuando  $u = 1$ , las ecuaciones que describen el comportamiento del convertidor son:

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= -\frac{v_C}{L} + \frac{V_g}{L} \\ \frac{dv_C}{dt} &= \frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{RC}\end{aligned}\quad (1.1)$$

Cuando  $u = 0$ , las ecuaciones que expresan el comportamiento del convertidor son:

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= -\frac{v_C}{L} \\ \frac{dv_C}{dt} &= \frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{RC}\end{aligned}\quad (1.2)$$

Las ecuaciones (1.1) y (1.2), se pueden compactar de la siguiente forma,

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= \left[-\frac{v_C}{L} + \frac{V_g}{L}\right] u + \left[-\frac{v_C}{L}\right] (1-u) \\ \frac{dv_C}{dt} &= \left[\frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{RC}\right] u + \left[\frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{RC}\right] (1-u)\end{aligned}\quad (1.3)$$

Simplificando las ecuaciones anteriores, se obtiene el modelo conmutado del convertidor buck.

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{v_C}{L} + \frac{V_g}{L}u \\ \frac{dv_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{RC} \end{cases}\quad (1.4)$$

Este modelo conmutado, puede ser aproximado usando el modelo promediado en el espacio de estado [7], el cual consiste en reemplazar la señal binaria  $u(t)$  por su ciclo de trabajo  $d(t)$ , y las variables de estado por sus correspondientes valores promedio durante el período de

conmutación. El resultado de este proceso de promediación, puede ser escrito como:

$$\begin{cases} \frac{d\bar{i}_L}{dt} = -\frac{\bar{v}_C}{L} + \frac{V_g}{L}d \\ \frac{d\bar{v}_C}{dt} = \frac{\bar{i}_L}{C} - \frac{\bar{v}_C}{RC} \end{cases} \quad (1.5)$$

A partir del modelo promediado en el espacio de estado de la ecuación (1.5), se puede obtener el modelo linealizado del convertidor conmutado considerando pequeñas variaciones, es decir:

$$\begin{aligned} \bar{i}_L(t) &= I_L + \tilde{i}_L(t) \\ \bar{v}_C(t) &= V_C + \tilde{v}_C(t) \\ d(t) &= D + \tilde{d}(t) \end{aligned} \quad (1.6)$$

donde  $I_L$ ,  $V_C$  y  $D$  representan los valores en régimen estacionario e  $\tilde{i}_L(t)$ ,  $\tilde{v}_C(t)$  y  $\tilde{d}(t)$  representan los valores perturbados de los estados y ciclo de trabajo. Reemplazando (1.6) en (1.5), se puede obtener el modelo lineal del convertidor buck, tal como se muestra en la siguiente ecuación.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_L}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (1.7)$$

El vector de estado en régimen estacionario del convertidor buck es:

$$\begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_g D}{R} \\ V_g D \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Después de obtener los valores del vector de estado estable, se pueden derivar todas las funciones de transferencia del modelo lineal de la ecuación (1.7). Considerando condiciones iniciales nulas, se puede obtener la función de transferencia que relaciona el voltaje de salida  $v_c(s)$  con el ciclo de trabajo  $d(s)$ ,  $G_{vd}(s)$ . La expresión de dicha función de transferencia es:

$$G_{vd}(s) = \frac{V_g}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \quad (1.9)$$

Esta función de transferencia, se puede expresar también de la siguiente forma:

$$G_{vd}(s) = \frac{G_{do}}{\left(\frac{s}{w_o}\right)^2 + \frac{s}{Q_o w_o} s + 1} = \frac{\frac{V_o}{D}}{\left(\frac{s}{w_o}\right)^2 + \frac{s}{Q_o w_o} s + 1} \quad (1.10)$$

donde:

- $V_o$  Voltaje de salida
- $D$  Ciclo de trabajo
- $w_o$  Frecuencia de corte
- $Q_o$  Factor de calidad

En la siguiente subsección, se presentará algunas consideraciones de diseño estático para el convertidor buck.

### 1.6.2. Modelo Estático

A partir de las ecuaciones descritas en (1.1) y (1.2), las cuales definen el comportamiento dinámico del convertidor en cada estado de conmutación, se puede deducir criterios para encontrar los valores de los elementos del circuito de acuerdo a los requerimientos deseados [1,12]. De las ecuaciones mencionadas anteriormente, la variación de corriente en el inductor se puede expresar de la siguiente forma:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t}_{u=1} = \frac{\Delta i_L}{DT_s} = \frac{V_g - V_c}{L} \quad (1.11)$$

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t}_{u=0} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T_s} = -\frac{V_c}{L} \quad (1.12)$$

Por lo tanto:

$$\Delta i_L|_{u=1} = \frac{(V_g - V_c)DT_s}{L} \quad (1.13)$$

$$\Delta i_L|_{u=0} = \frac{-V_c(1-D)T_s}{L} \quad (1.14)$$

Cuando el convertidor funciona en régimen permanente, la variación neta de la corriente en el inductor debe ser nula en un período. A partir de la ecuación (1.13), se puede obtener:

$$\Delta i_L|_{u=1} + \Delta i_L|_{u=0} = 0 \quad (1.15)$$

$$\frac{(V_g - V_c)DT_s}{L} + \frac{-V_c(1-D)T_s}{L} = 0 \quad (1.16)$$

Despejando  $V_c$ , se obtiene:

$$V_c = V_g D \quad (1.17)$$

Este resultado se puede comprobar con la ley de Faraday, cuya tensión en terminales de un inductor durante un período completo será cero.

$$i_L(T_s) - i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} v_L(t) dt = (V_g - V_c)DT_s + (-V_c)(1-D)T_s = 0 \quad (1.18)$$

En las figuras 1-4 y 1-5, se pueden observar las formas de onda del voltaje y la corriente en el inductor.

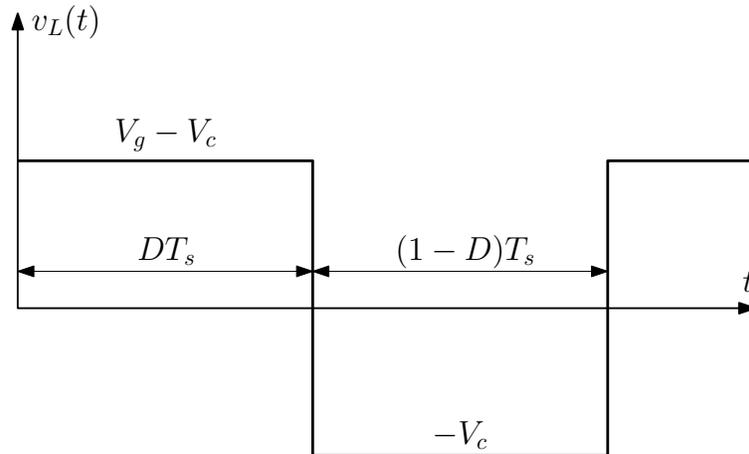


Figura 1-4: Forma de onda del voltaje en el inductor.

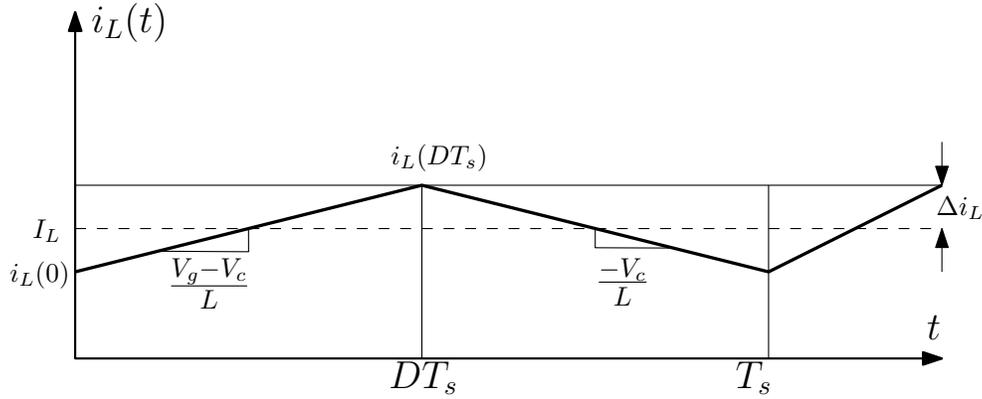


Figura 1-5: Forma de onda de la corriente en el inductor.

A partir de la forma de onda de la corriente, se puede deducir la expresión para el rizado de corriente [1].

$$(\text{Cambio en } i_L) = (\text{pendiente}) (\text{tamaño del subintervalo}) \quad (1.19)$$

$$(2\Delta i_L) = \frac{(V_g - V_c)}{L} (DT_s) \quad (1.20)$$

De la ecuación anterior, se puede determinar el valor de la inductancia en función del voltaje de entrada, el voltaje de salida, el ciclo del trabajo, período de conmutación y el rizado que se quiere considerar.

$$L = \frac{(V_g - V_c) DT_s}{2\Delta i_L} \quad (1.21)$$

De la misma manera, se puede calcular la variación periódica del voltaje en el condensador de salida. Si se integra sobre un período de conmutación completo, es decir:

$$v_C(T_s) - v_C(0) = \frac{1}{C} \int_0^{T_s} i_C(t) dt \quad (1.22)$$

El cambio neto en la tensión del condensador, en un período de estado estable, es igual a cero.

Por lo tanto, el área total (o de carga) bajo la forma de onda de la corriente del condensador es igual a cero cada vez que el convertidor opera en el estado estacionario. La corriente promedio del condensador es entonces cero [1].

## Capítulo 2

# Diseño Prototipo del Convertidor de Potencia

### 2.1. Introducción

En este capítulo se describe las etapas de los circuitos que componen el prototipo convertidor de potencia de CC-CC, que se desarrollo para pruebas de laboratorio para el comportamiento de la topología reductora (buck) en modo de lazo abierto y lazo cerrado. El prototipo se compone de las siguientes etapas:

- *Potencia*: Este circuito es el convertidor Buck, está formado por el elemento activo encargado de la conmutación (MOSFET), elementos pasivos que componen el filtro pasa bajos (inductancia y condensador) y la carga resistiva, además se incluyen otras resistencias para introducir perturbaciones en el comportamiento del convertidor.
- *Modulación PWM y driver de activación del MOSFET*: Estos circuitos ayudan a la conmutación y activación del MOSFET de manera que ambos son necesarios por la topología analizada. Al generar una señal de modulación se establece un periodo de activación del interruptor que permite establecer a la salida del convertidor una señal de tensión proporcional al ciclo de trabajo de la señal PWM. El driver de activación tiene la función de activar el MOSFET cuando no hay una referencia que permita ampliar el canal, por lo que esté driver proporciona la tensión VSG suficiente para que

el MOSFET pueda conducir.

- *Fuentes auxiliares*: Los niveles de tensión con los que trabajan los elementos que componen el prototipo son diferentes, por lo que se hace necesario a partir de una fuente con nivel de tensión suficiente para obtener los voltajes requeridos.
- *Sensores de corriente y voltaje*: Las mediciones de señales eléctricas son de gran importancia para la información de operación del prototipo, además de convertir las magnitudes en voltajes para adquirirlas por medio de microcontroladores.
- *Acondicionamiento niveles de tensión*: Los niveles de tensión no siempre son adecuados para realizar la adquisición por microcontroladores, por lo que es necesario adaptarlos en el rango de tensión que tolera el dispositivo que realiza la lectura o adquisición de la información.
- *Control*: Esta etapa forma parte de un subconjunto de etapas con circuitos que son encargados de la selección de parámetros del convertidor, lectura de datos de los sensores, procesamiento de los datos y la opción de control del convertidor Buck. Los elementos de selección son elementos opto electrónicos y electromecánicos, los cuales se emplean dependiendo de la etapa a la que son conectados y relaciona la corriente que deben soportar los elementos del prototipo.

La descripción anterior es una forma general de las etapas que conforman los circuitos del prototipo convertidor de potencia, en el desarrollo de este capítulo, se ampliarán algunas de las características de diseño.

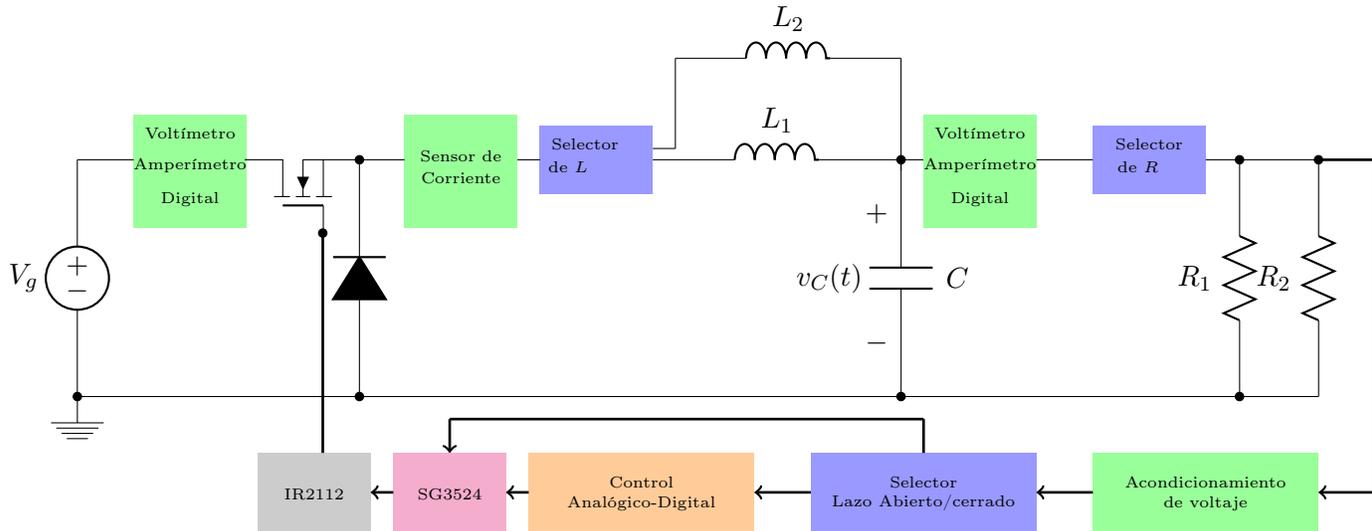


Figura 2-1: Esquema circuital del prototipo.

## 2.2. Requerimientos etapa circuito de potencia

El convertidor de potencia CC-CC de topología Buck, se diseña para trabajar con variaciones en la carga y en la inductancia del filtro pasa-bajos, se adicionan en la etapa de potencia resistencias en serie y paralelo que permite activar perturbaciones en la carga; lo que implican cambios en la señal de corriente y tensión de salida del convertidor de potencia. El convertidor para poder reducir la tensión en la salida, es necesario implementar un sistema de control en lazo abierto o en lazo cerrado a través de un control análogo o digital que permita mantener y corregir los cambios de tensión por medio de la señal PWM sin importar las perturbaciones que esté presente. La alimentación del circuito de potencia se realiza con una fuente de voltaje DC, por que el convertidor no tendrá un filtro LC de entrada ya que se asume que la fuente proporciona una señal de tensión continua con rizado nulo.

La potencia que requiere el sistema en la salida del convertidor varía de acuerdo al ciclo de trabajo de la señal cuadrada y a la resistencia de carga configurada en el prototipo. Teniendo en cuenta estas características, la potencia en la salida oscila en un rango entre 2.4W y 28.2W, estos valores son mínimos y máximos respectivamente sin tener en cuenta las perturbaciones. Por la potencia máxima que se disipara en la carga se emplean resistencia

de cerámica capaz de soportar la potencia, adicional el prototipo contara con ventiladores que permitirá disipar el calor producido por las resistencias.

El estudio del convertidor se diseña para ser un no-síncrono por el diodo Schottky de potencia, ideales por tener una respuesta rápida y una caída de tensión baja que pueden soportar varios amperios. El análisis del circuito se va a considerar que la corriente en la inductancia no será cero, este funcionamiento se conoce como modo de conducción continuo (MCC). Otras características de la etapa de potencia es la protección del MOSFET con el circuito o red snubbers que se implementa para reducir los picos de tensión.

Para determinar las especificaciones del convertidor de potencia, se requiere conocer el ciclo de trabajo y la potencia de salida, tal como se muestra en la ecuación (2.1).

$$D = \frac{V_o}{V_g} \quad P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.1)$$

El convertidor buck se diseñó con las siguientes especificaciones:

Tabla 2.1: Valores de los parámetros del convertidor buck.

Parámetro	Valor
Tensión de Entrada $V_g$	24V
Tensión de Salida $V_o$	6V, 12V, 16.8V
Ciclo de trabajo $D$	25 %, 50 %, 70 %
Frecuencia de conmutación $f_s$	25kHz-60kHz
Resistencias de carga $R$	18Ω-22Ω
Resistencia para perturbación serie $R_{ps}$	2Ω
Resistencia para perturbación paralelo $R_{pp}$	200Ω
Inductancias $L$	220μH-330μH
Condensador $C$	220μF

### 2.2.1. Fuentes de alimentación para el prototipo convertidor buck CC/CC

El prototipo debe de estar alimentado por dos fuentes de tensión continua, se diseña de esta forma por la exigencia de las pruebas que se someterá el convertidor Buck; los cuales tendrá cambios en la carga, inductancia y ciclo de trabajo que resultan en variaciones de tensión y corriente en la salida del convertidor de potencia. La segunda fuente, alimenta circuitos reguladores de tensión, drivers, microcontroladores, entre otros. Las fuentes auxiliares en el prototipo proporcionaran los voltajes necesarios para el correcto funcionamiento de los componentes y la interacción del usuario para la configuración de los parámetros del prototipo.

#### Fuentes Auxiliares

Las tensiones requeridas para alimentar los componentes del prototipo son diferentes, por lo que se emplean reguladores de tensión que se conectan a la fuente secundaria de 24V. Los reguladores utilizados son de la familia LM78XX, en el prototipo se emplean el LM7818, LM7812, LM7805 y LM7803.

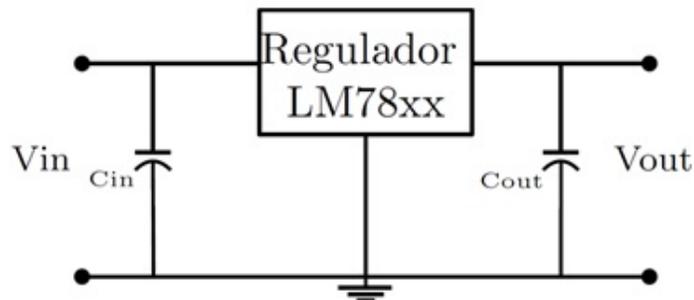


Figura 2-2: Esquema fuentes auxiliares.

### 2.2.2. Generador del PWM

El controlador o regulador de modulación por ancho de pulso, es un circuito integrado que se utiliza para generar una señal cuadrada que permite controlar el Gate (puerta) del MOSFET. El circuito integrado utilizado para generar este tren de pulsos es el SG3524 diseñado para reguladores conmutados.

El SG3524 tiene dos etapas, la primera es de control en la que se configuran parámetros de

frecuencia y la señal de error del amplificador de voltaje, estos dos parámetros determinara el ciclo de trabajo del tren de pulsos que activara la etapa de potencia del integrado. Los elementos que componen la segunda etapa son elementos de conmutación que proporcionan la tensión necesaria para activar el MOSFET.

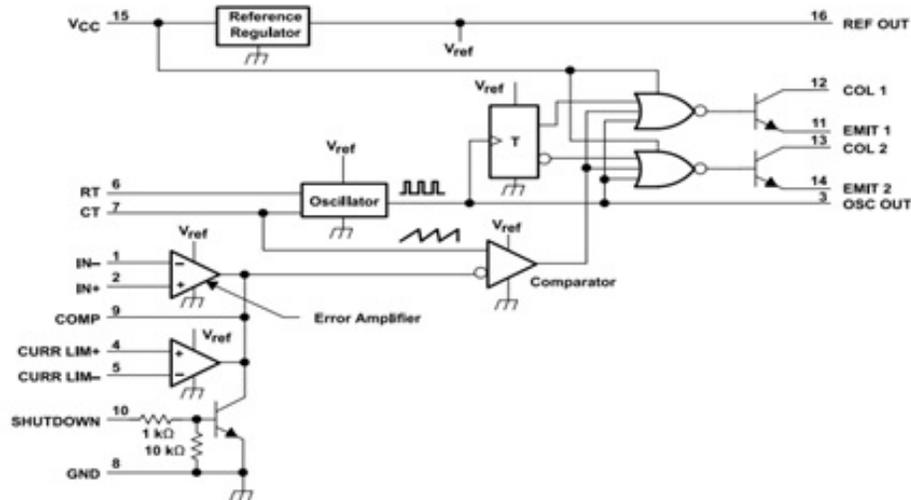


Figura 2-3: Diagrama de bloques estructura interna SG3524 [13].

En la figura 2-3, se muestra el diagrama esquemático interno del integrado SG3524, con el fin de describir de forma detallada la configuración del regulador PWM. Por medio de un oscilador se genera una señal diente de sierra que se puede visualizar en el pin 3 (OSC-OUT), la frecuencia de esta señal se ajusta con elementos externos conectados a los pines 6 y 7 que corresponden a una resistencia ( $R_T$ ) y un condensador ( $C_T$ ) respectivamente. El amplificador de error correspondiente al pin 1 (IN-) y al pin 2 (IN+) se le aplican tensiones en los terminales para establecer la señal de tensión constante, la cual se compara con la señal diente de sierra y generar una señal cuadrada con ciclo de trabajo.

Para generar la señal cuadrada y establecer un ciclo de trabajo, es necesario tener presente como determinar la señal a partir de una señal diente de sierra y una señal de tensión constante (Ver figura 2-4).

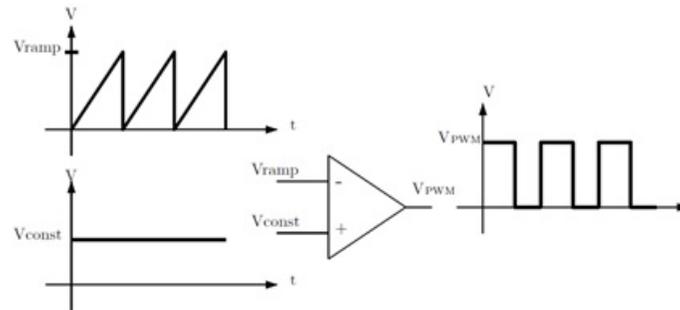


Figura 2-4: Generación de señal cuadrada.

La señal diente de sierra tiene parámetros de amplitud de un mínimo y un máximo. El integrado SG3524 genera una señal con un nivel de offset. Esta característica de la señal es importante ya que la señal de tensión constante tiene que variar en el mismo rango de tensión.

### Configuración del SG3524

Los cálculos para la configuración del modulador de pulsos PWM se basan en la elección de elementos resistivos y un condensador. Para obtener el ciclo de trabajo y la frecuencia con la que trabajara el convertidor de potencia, es necesario el análisis de la etapa de control antes descrita y diseñar un circuito externo para establecer los parámetros deseados.

Para la configuración del modulador PWM es necesario establecer las características del prototipo convertidor buck, el cual está diseñado para poder trabajar en lazo abierto o en lazo cerrado. En la opción de lazo abierto se establecen tres ciclos de trabajo, para elegir una de estas opciones es necesario trabajar con el circuito externo, tener valores de resistencia diferente y un circuito adicional que es implementado con opto-acopladores para elegir alguna de estas resistencias. El circuito diseñado para el lazo abierto no funciona para el lazo cerrado ya que la tensión para establecer el ciclo de trabajo es proporcionado por el controlador, lo que da la opción de trabajar con un rango mayor para la elección del ciclo de trabajo y no presentar límites que tiene el control de lazo abierto.

En la etapa de modulación del PWM es importante aclarar cómo se establece el ciclo de trabajo al elegir un valor de resistencia, para esto es necesario analizar la estructura interna del SG3524, en especial los amplificadores operacionales que se conectan al circuito externo

para obtener diferentes tensiones en las entradas inversora y no inversora. Las diferencias de los errores de las tensiones de entrada de los amplificadores, establece el ciclo de trabajo. Por lo que es posible establecer varias configuraciones para el circuito externo.

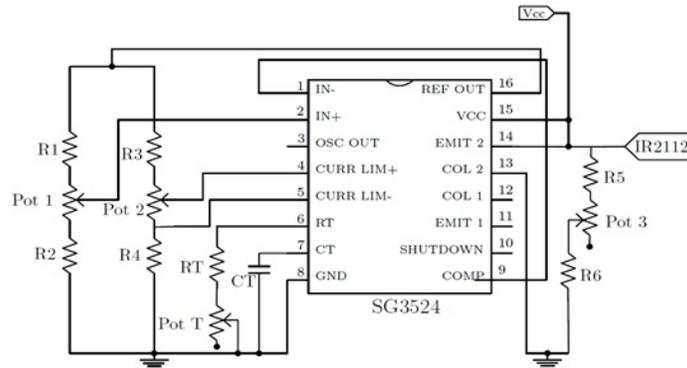


Figura 2-5: Configuración circuito SG3524.

### 2.2.3. Driver para el disparo del MOSFET

El driver es un elemento importante para activar el MOSFET. Se encarga de adaptar la señal de tensión en el MOSFET por la activación del PWM del SG3524, proporcionando la diferencia de tensión drenador-fuente ( $V_{GS}$ ) adecuada para activar el MOSFET cuando este no está referido a masa o como una fuente flotante que se presenta por la conmutación y resultando una topología que es necesario de un circuito adicional para que el MOSFET trabaje en alguna de sus regiones características.

#### Configuración del driver

Para el disparo del mosfet del convertidor buck se utilizó el circuito integrado IR2112. Para el análisis del driver que se muestra en la figura 2-6, se necesita de componentes externos como un diodo rápido y un condensador, con el fin de implementar una configuración bootstrap. El integrado en la etapa de salida tiene dos configuraciones para conectar dos elementos conmutables que proporcionan niveles de señal en alto y bajo. Para el caso del convertidor buck se utiliza la señal en alto (disparo del mosfet), que es el pin 7 (High side gate drive output) del driver. Otros pines utilizados son pin 6 (High side floating supply) y pin 5 (High side floating supply return) en los que se conectan la configuración bootstrap.

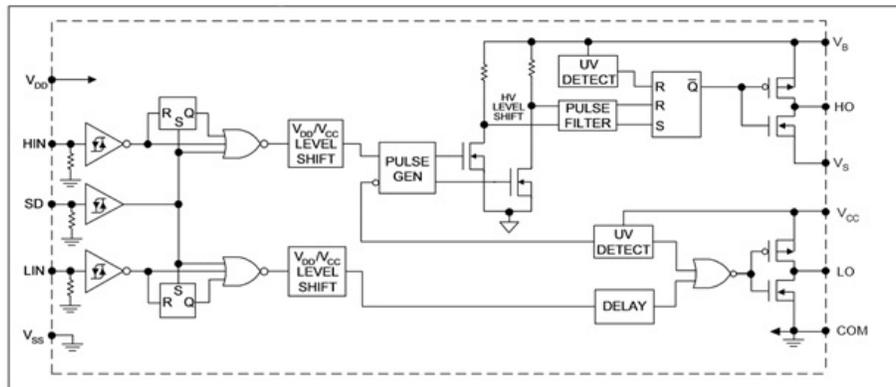


Figura 2-6: Diagrama de bloques IR2112 [14].

El circuito bootstrap proporciona la tensión  $V_{BS}$  (pin 6  $V_B$  y pin 5  $V_S$ ) que necesita el MOSFET para activarse. La referencia  $V_S$  es la tensión flotante que necesita en el pin fuente (source) del elemento conmutador cuando la señal PWM está en alto, el diodo de potencia en este tiempo se encuentra abierto hasta que deje de conducir el MOSFET que es controlado por el estado alto proporcionado por el pin 7 (HO) del driver.

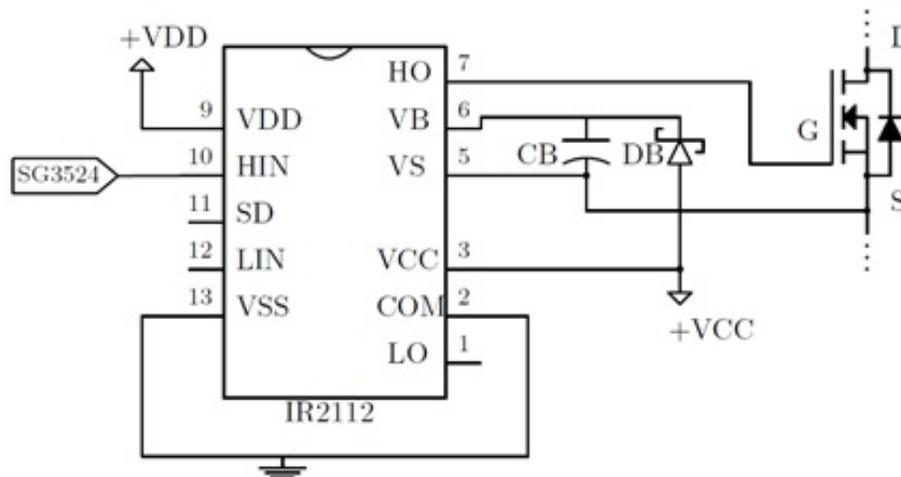


Figura 2-7: Configuración circuito bootstrap.

El circuito bootstrap funciona de la siguiente forma: El condensador  $C_B$  se carga cuando el MOSFET se encuentra apagado y el diodo de la etapa de potencia está conduciendo, por lo que la tensión del condensador se carga por medio del diodo Schottky con la tensión de la fuente  $+V_{CC}$ . En el instante que el diodo de potencia del convertidor buck deja de conducir

el diodo DB no conduce ya que este se encuentra polarizado en inversa, con el condensador  $C_B$  se descarga por las conexiones de los elementos del IR2112 que permiten que el MOSFET se active.

#### 2.2.4. Red de Snubber

Los elementos de conmutados empleados en las fuentes de alimentación conmutadas presentan características máximas de tensión y corriente que pueden resistir, estos niveles varían de acuerdo a la familia del semiconductor. Los semiconductores conmutados, que trabajan en conjunto con inductancias y capacitancias, al ser estos elementos almacenadores de energía, influyen en la dinámica del convertidor de potencia y directamente en el elemento conmutador en los periodos de encendido y apagado llevando a sobrepasar esos límites de estrés, consecuencia de la energía reactiva de los elementos del convertidor de potencia y los mismas componentes parásitas del conmutador.

Las redes snubbers o de frenado, son circuitos que se implementan en la electrónica de potencia para mejorar el rendimiento de los dispositivos de conmutación. Los semiconductores como el MOSFET, son elementos expuestos a altas frecuencias de operación. Por lo que de no tener presente los cambios de corriente y de tensión pueden resultar en la destrucción del elemento conmutador o en una incorrecta activación del MOSFET, resultado de la presencia de picos de tensión y de corriente durante la conmutación y que tienen componentes de alta frecuencia. Estas redes de protección se implementan con elementos activos y/o pasivos que ayudan a recuperar energía y a disminuir la energía reactiva que ocurre durante el encendido y apagado del MOSFET.

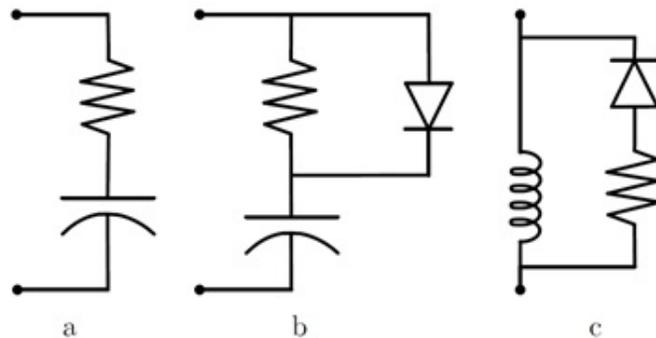


Figura 2-8: Topologías de redes Snubber.

## 2.2.5. Acondicionamiento de señales

### Sensor de corriente y resistencia shunt

Las mediciones de la corriente en la etapa de potencia son muy importantes para observar la forma de la señal y la operación del convertidor de potencia (MCC y MCD) de las señales de intensidad, además de poder implementar estas lecturas para el control del ciclo de trabajo. El sensor empleado en el prototipo es un módulo con el integrado ACS712ELCTR-05B-T para mediciones de corriente AC y CC. El sensor tiene las siguientes especificaciones que son un rango de medida de  $\pm 5A$ , sensibilidad de  $185 \frac{mV}{A}$ , ancho de banda de 80kHz. La alimentación del sensor es  $V_{CC}$  igual a 5V, por lo que la salida es análoga y proporcional al rango que puede medir el sensor; cuando se registra una corriente de cero en los terminales de entrada del módulo, la salida del sensor es  $\frac{V_{CC}}{2}$ .

### Acondicionamiento señal de salida convertidor buck

El acondicionamiento de tensión en la salida del convertidor de potencia garantiza una relación proporcional entre la salida del convertidor buck y la salida del circuito de acondicionamiento, lo importante de esta etapa en el prototipo es para el control en lazo cerrado. Lo que proporciona un nivel de tensión en un rango compatible con los microcontroladores y el regulador PWM para la implementación del control analógico y control digital. Esta etapa de sensado construida con elementos pasivos, proporciona la señal de tensión que se compara con la tensión de referencia. El circuito que proporciona este sensado de tensión es un divisor de tensión conectado en paralelo a la carga del convertidor buck. Los componentes que se utilizaron en el circuito son dos resistencias fijas y un potenciómetro para ajustar la tensión de salida. Adicional se utiliza un amplificador operacional para obtener valores de tensión en el rango compatibles con el microcontrolador, de esta manera no se satura la tensión al presentarse un valor mayor de 5V.

Este circuito adapta la salida de tensión en un rango diferente al del convertidor de potencia, que es representado por un factor de atenuación que al ser multiplicado por la lectura del voltaje del sensor, se obtiene el voltaje real presente en la carga de la etapa de potencia.

En la siguiente figura se presenta el circuito diseñado con elementos pasivos que sirve para el sensado de la señal del convertidor buck.

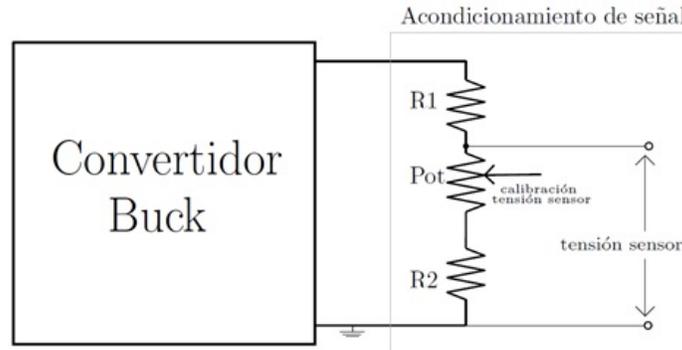


Figura 2-9: Acondicionamiento salida de tensión convertidor buck.

La expresión que describe el acondicionamiento de señal es la de un divisor de tensión.

$$V_{sensor} = \frac{(R_2 + Pot)}{R_1 + R_2 + Pot} V_{out_{buck}} \quad (2.2)$$

donde:

$V_{sensor}$ : Valor referencia de tensión atenuada de la salida sensada del convertidor Buck.

$R_1$ : Resistencia fija.

$Pot$ : Potenciometro de ajuste factor de atenuación.

$R_2$ : Resistencia fija  $R_2$ .

$V_{out_{buck}}$ : Tensión salida del convertidor buck.

También, se implementó un amplificador operacional (AO) que se conecta con la salida de lectura del sensor resistivo. Esta nueva etapa tiene la función de proteger el microcontrolador de voltajes procedentes del sensor que puede superar los rangos afectándolo su correcto funcionamiento, además de proporcionar beneficios por las características de los AOs, como es un acoplamiento de impedancia entre las etapas de potencia y de control.

### 2.2.6. Perturbaciones en la carga

En la etapa de potencia se adicionan resistencias que permiten introducir variaciones en la carga principal  $R_{L1}$  y  $R_{L2}$  del convertidor buck. Se puede elegir una carga extra en serie o paralelo, permitiendo que la resistencia nominal calculada presente una variación mínima y máxima resultando en cambios de decrementos o incrementos en la señal de tensión y corriente.

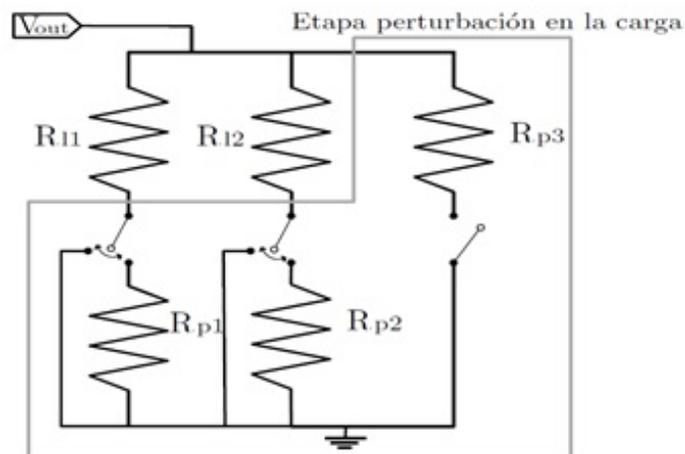


Figura 2-10: Combinación de resistencias para perturbaciones de carga.

## Capítulo 3

# Análisis y Resultados

Con el fin de corroborar los análisis teóricos, en este capítulo se presentan algunos resultados experimentales, a partir de una serie de pruebas realizadas al prototipo del convertidor buck diseñado, tal como se ilustra en la figura 3-1.

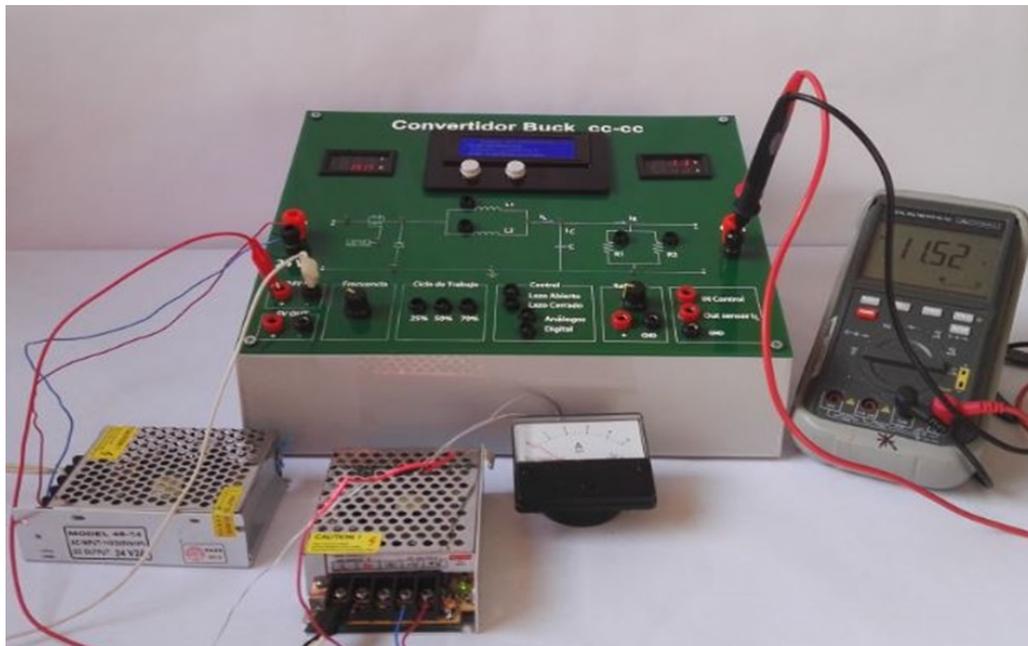


Figura 3-1: Prototipo del convertidor buck.

### 3.1. Análisis en Lazo Abierto

Con el ensamblaje de las tarjetas que componen el prototipo de potencia, se realizaron algunas pruebas que corroboraron el correcto funcionamiento del convertidor buck. Las pruebas a las que se sometió el prototipo son de selección de componentes, ciclo de trabajo, frecuencia del PWM, control en lazo abierto y control en lazo cerrado.

Las pruebas en lazo abierto se establecieron con tres diferentes ciclos de trabajo, los cuales se pueden seleccionar navegando desde el menú de la pantalla LCD. Con estas pruebas se analiza la forma de onda de tensión de salida y compararlos con los análisis teóricos de la tensión de salida del convertidor buck. Los elementos del convertidor utilizados en la implementación del prototipo, se muestran en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Valores de los elementos del convertidor buck.

Resistencia de carga $R_1$	$18\Omega$
Resistencia de carga $R_2$	$22\Omega$
Inductancia $L_1$	$220\mu\text{H}$
Inductancia $L_2$	$330\mu\text{H}$
Condensador $C$	$220\mu\text{F}$

Los valores se puede elegir entre una de las dos inductancias y una de las dos resistencias por lo que es posible tener 4 combinaciones diferentes para analizar el comportamiento de un convertidor de potencia buck. A continuación se presentan las señales PWM obtenidas de la salida del regulador SG3524 con los ciclos de trabajo que se establecieron para el lazo abierto.

Para un ciclo de trabajo de 25 %, se obtiene la siguiente señal.

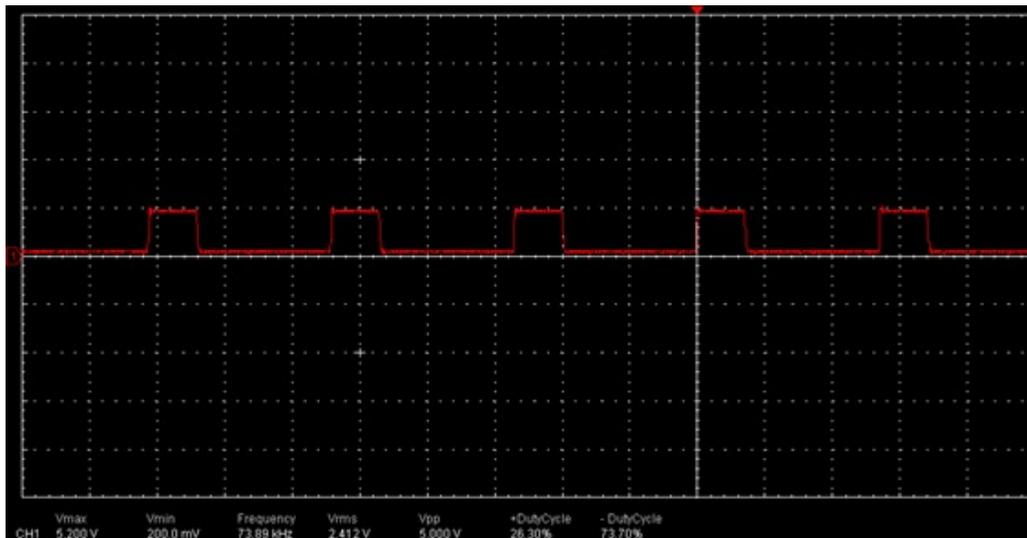


Figura 3-2: Señal PWM con un ciclo de trabajo de 25 % y frecuencia de 73.89kHz.

En la tabla 3.2, se presentan los errores correspondientes a la señal PWM con ciclo de trabajo del 25 % teórico, ante diferentes variaciones en la frecuencia de conmutación.

Tabla 3.2: Error ciclo de trabajo de 25 % variando frecuencia del PWM

Frecuencia [kHz]	Ciclo de trabajo práctico [%]	Error [%]
22.95	26.95	7.8
40.53	26.95	4.44
73.89	26.95	5.2

A continuación, en la tabla 3.3, se presentan los errores correspondientes a la señal PWM con ciclo de trabajo del 50 % teórico, ante diferentes variaciones en la frecuencia de conmutación.

Tabla 3.3: Error ciclo de trabajo de 50 % variando frecuencia del PWM.

Frecuencia [kHz]	Ciclo de trabajo [%] práctico	Error [%]
22.95	53.5	7
40.49	52.43	4.86
74.39	49.44	1.12

En la tabla 3.4, se presentan los errores correspondientes a la señal PWM con ciclo de trabajo del 70 % teórico, ante diferentes variaciones en la frecuencia de conmutación.

Tabla 3.4: Error ciclo de trabajo de 70 % variando frecuencia del PWM.

Frecuencia [kHz]	Ciclo de trabajo [%] práctico	Error [%]
23.56	77.28	10.4
40.9	76.02	8.6
72.29	73.51	5.01

Las anteriores señales, se establecieron como base para el pulso de disparo del MOSFET con el driver IR2112.

Las siguientes pruebas se realizaron combinando las opciones disponibles de los elementos del convertidor de potencia. Las mediciones se han realizado con una fuente de alimentación para el convertidor de 24V a 2A. Se utilizó un osciloscopio digital para analizar las señales.

A continuación se presentan las imágenes que se obtuvieron en las pruebas realizadas al prototipo seleccionando los diferentes elementos del convertidor buck en lazo abierto. Las combinaciones que se realizaron en las pruebas son las siguientes:

Tabla 3.5: Combinaciones de  $L$  y  $R_L$ .

$L_1 = 220\mu\text{H}$	$R_{L_1}=18\Omega$
$L_2 = 300\mu\text{H}$	$R_{L_1}=18\Omega$
$L_1 = 220\mu\text{H}$	$R_{L_2}=22\Omega$
$L_2 = 300\mu\text{H}$	$R_{L_2}=22\Omega$

En las tablas 3.6-3.17, se muestran los resultados obtenidos en lazo abierto con variación en la frecuencia de conmutación. Además, se muestran las diferencias relativas entre los valores teóricos y reales.

Tabla 3.6: Variación de frecuencia con 25 % ciclo de trabajo, selección  $L_1$  y  $R_{L_1}$ .

Frecuencia [kHz]	Ciclo de Trabajo [%]	Error de ciclo de trabajo [%]	$V_o$ Medido [V]	$V_o$ Real [V]	Error $V_o$ [%]
22.43	26.53	6.12	6.37	6	5.77
34.32	25.17	0.68	6.04	5.80	3.99
51.55	24.48	2.08	5.88	5.60	4.68
74.11	24.23	3.08	5.82	5.60	3.70

Las mediciones se analizaron en control de lazo abierto, con la resistencia de carga  $R_{L_1}$  y la inductancia  $L_1$  y un ciclo de trabajo del 25 %.

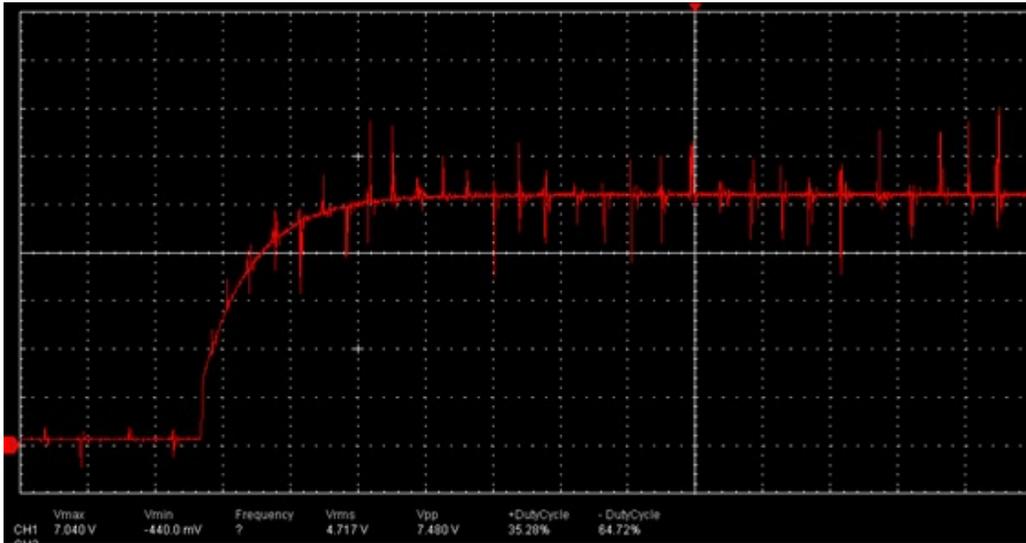


Figura 3-3: Señal de la tensión de salida con  $L_1$  y  $R_{L1}$ .

Tabla 3.7: Variación de frecuencia con 50% ciclo de trabajo, selección  $L_1$  y  $R_{L1}$ .

Frecuencia [kHz]	Ciclo de Trabajo [%]	Error de ciclo de trabajo [%]	$V_o$ Medido [V]	$V_o$ Real [V]	Error $V_o$ [%]
23.36	52.44	4.88	12.59	11.60	7.83
34.70	51.91	3.82	12.46	11.60	6.89
51.49	51.29	2.58	12.31	11.60	5.76
74.23	50.37	0.74	12.09	11.40	5.70

Tabla 3.8: Variación de frecuencia con 70% ciclo de trabajo, selección  $L_1$  y  $R_{L1}$ .

Frecuencia [kHz]	Ciclo de Trabajo [%]	Error de ciclo de trabajo [%]	$V_o$ Medido [V]	$V_o$ Real [V]	Error $V_o$ [%]
23.67	77.61	10.87	18.63	17	8.73
34.72	76.75	9.64	18.42	16.80	8.79
51.60	75	7.14	18	17.80	1.11
75.43	72.66	3.80	17.44	16.40	5.95

Mediciones en control de lazo abierto, con la resistencia de carga  $R_{L2}$  y la inductancia  $L_2$  y un ciclo de trabajo del 50%.

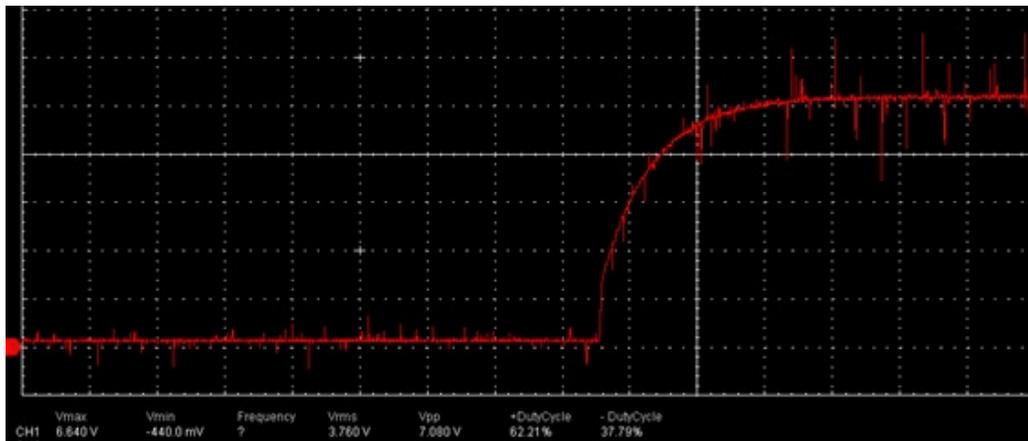
Figura 3-4: Señal de la tensión de salida con  $L_2$  y  $R_{L2}$ .

Tabla 3.9: Variación de frecuencia con 25% ciclo de trabajo, selección  $L_2$  y  $R_{L_2}$ .

Frecuencia [kHz]	Ciclo de Trabajo [%]	Error de ciclo de trabajo [%]	$V_o$ Medido [V]	$V_o$ Real [V]	Error $V_o$ [%]
26.18	25	0	6	5.60	6.67
34.70	24.39	2.44	5.85	4.80	18
50.61	23.99	4.04	5.76	4.80	16.63
74.11	23.51	5.96	5.64	4.80	14.93

Tabla 3.10: Variación de frecuencia con 50% ciclo de trabajo, selección  $L_2$  y  $R_{L_2}$ .

Frecuencia [kHz]	Ciclo de Trabajo [%]	Error de ciclo de trabajo [%]	$V_o$ Medido [V]	$V_o$ Real [V]	Error $V_o$ [%]
26.21	52.69	5.38	12.65	11.20	11.43
34.31	52.41	4.82	12.58	11.20	10.96
50.56	51.52	3.04	12.36	11.20	9.42
75.53	50.38	0.76	12.09	11.00	9.02

Tabla 3.11: Variación de frecuencia con 70% ciclo de trabajo, selección  $L_2$  y  $R_{L_2}$ .

Frecuencia [kHz]	Ciclo de Trabajo [%]	Error de ciclo de trabajo [%]	$V_o$ Medido [V]	$V_o$ Real [V]	Error $V_o$ [%]
25.56	77.42	10.60	18.58	16.40	11.74
34.36	77.19	10.27	18.53	16	13.63
51.49	75.77	8.24	18.18	16	12.01
74.15	73.90	5.57	17.74	15.70	11.48

Mediciones en control de lazo abierto, con la resistencia de carga  $R_{L_2}$  e inductancia  $L_1$

y un ciclo de trabajo del 70 %.

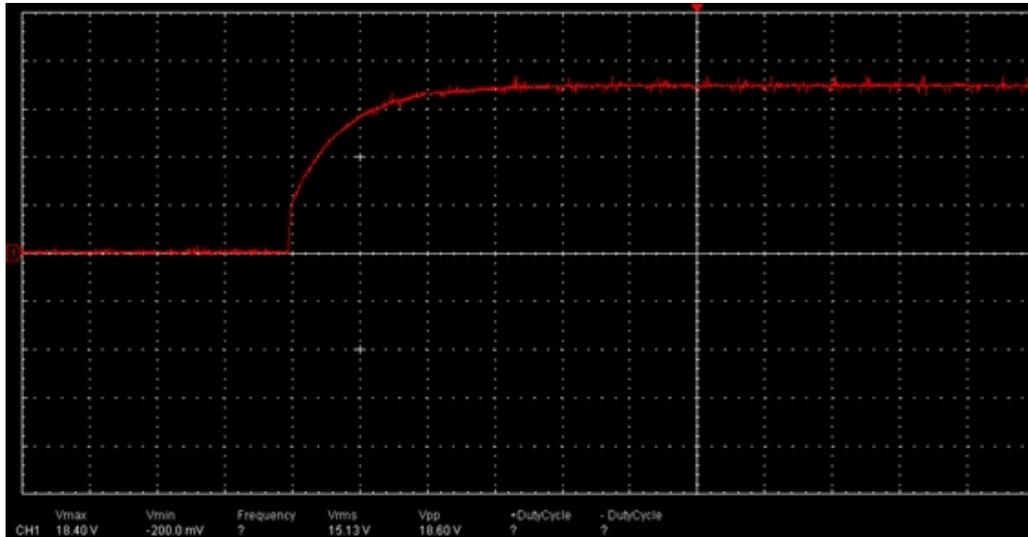


Figura 3-5: Señal de la tensión de salida con  $L_1$  y  $R_{L2}$ .

Tabla 3.12: Variación de frecuencia con 25 % ciclo de trabajo, selección  $L_1$  y  $R_{L2}$ .

Frecuencia [kHz]	Ciclo de Trabajo [%]	Error de ciclo de trabajo [%]	$V_o$ Medido [V]	$V_o$ Real [V]	Error $V_o$ [%]
24.27	26.46	5.84	6.35	5.60	11.82
22.56	25.34	1.36	6.08	5.60	7.92
50.61	24.75	1	5.94	5.40	9.09
75.70	24.23	3.08	5.82	5.60	3.70

Tabla 3.13: Variación de frecuencia con 50 % ciclo de trabajo, selección  $L_1$  y  $R_{L_2}$ .

Frecuencia [kHz]	Ciclo de Trabajo [%]	Error de ciclo de trabajo [%]	$V_o$ Medido [V]	$V_o$ Real [V]	Error $V_o$ [%]
22.12	53.22	6.44	12.77	11.40	10.75
34.40	52.42	4.84	12.58	11.60	7.80
51.55	52.32	4.64	12.56	11.40	9.21
72.80	50.32	0.64	12.08	11.20	7.26

Tabla 3.14: Variación de frecuencia con 70 % ciclo de trabajo, selección  $L_1$  y  $R_{L_2}$ .

Frecuencia [kHz]	Ciclo de Trabajo [%]	Error de ciclo de trabajo [%]	$V_o$ Medido [V]	$V_o$ Real [V]	Error $V_o$ [%]
23.20	77.33	10.47	18.56	16.60	10.56
34.00	76.60	9.43	18.38	16.20	11.88
50.97	75.26	7.51	18.06	15.80	12.53
74.47	72.76	3.94	17.46	15.40	11.81

Finalmente, las mediciones en control de lazo abierto, con la resistencia de carga  $R_{L_1}$  e inductancia  $L_2$  y un ciclo de trabajo del 50 %, son las siguientes:

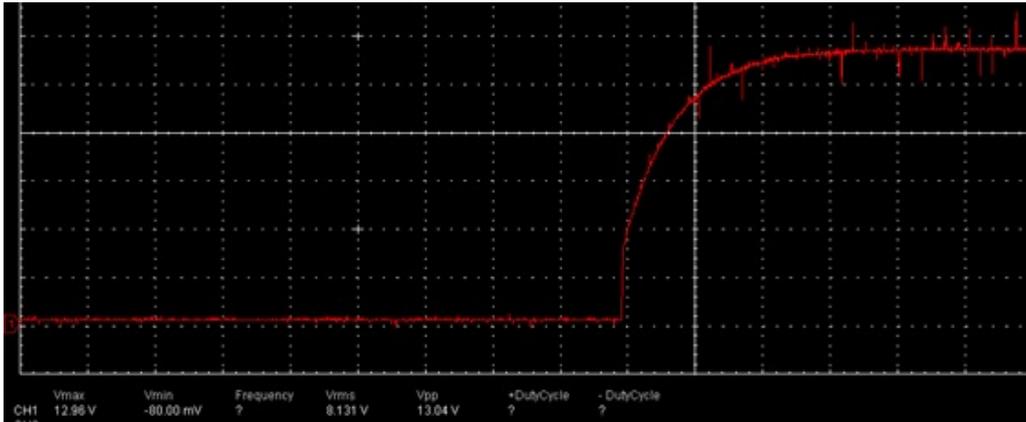


Figura 3-6: Señal de la tensión de salida con  $L_2$  y  $R_{L1}$ .

Tabla 3.15: Variación de frecuencia con 25% ciclo de trabajo, selección  $L_2$  y  $R_{L1}$ .

Frecuencia [kHz]	Ciclo de Trabajo [%]	Error de ciclo de trabajo [%]	$V_o$ Medido [V]	$V_o$ Real [V]	Error $V_o$ [%]
25.51	25.38	1.52	6.09	5.20	14.63
34.05	25.00	0.00	6.00	5.00	16.67
50.92	24.49	2.04	5.88	5.00	14.93
73.65	24.12	3.52	5.79	5.00	13.63

Tabla 3.16: Variación de frecuencia con 50% ciclo de trabajo, selección  $L_2$  y  $R_{L1}$ .

Frecuencia [kHz]	Ciclo de Trabajo [%]	Error de ciclo de trabajo [%]	$V_o$ Medido [V]	$V_o$ Real [V]	Error $V_o$ [%]
24.63	52.71	5.42	12.65	11.20	11.47
34.17	52.40	4.80	12.58	11.20	10.94
51.65	51.29	2.58	12.31	10.80	12.26
74.67	50.37	0.74	12.09	10.80	10.66

Tabla 3.17: Variación de frecuencia con 70 % ciclo de trabajo, selección  $L_2$  y  $R_{L_1}$ .

Frecuencia [kHz]	Ciclo de Trabajo [%]	Error de ciclo de trabajo [%]	$V_o$ Medido [V]	$V_o$ Real [V]	Error $V_o$ [%]
25.67	77.19	10.27	18.53	16.20	12.55
33.98	76.70	9.57	18.41	15.80	14.17
51.41	76	8.57	18.24	15.40	15.57
74	73.90	5.57	17.74	15.20	14.30

En la siguiente prueba, se presentan los datos correspondientes a la variación del potenciómetro *Ref.Out* (color rojo), conectado a la a la entrada de control del prototipo. Para la realización de esta prueba, se seleccionó la opción de lazo cerrado.

Los resultados obtenidos en la medición del voltaje de salida son de 12V. Para tener este voltaje fue necesario generar un ciclo de trabajo de 55.93 %. Los resultados se presentan en la tabla 3.18.

Tabla 3.18: Ajuste de  $V_o$  por retroalimentación del PWM.

Ciclo de Trabajo [%]	Error de ciclo de trabajo [%]	$V_o$ Medido [V]	$V_o$ Real [V]	Error $V_o$ [%]
55.93	11.86	12	12	0

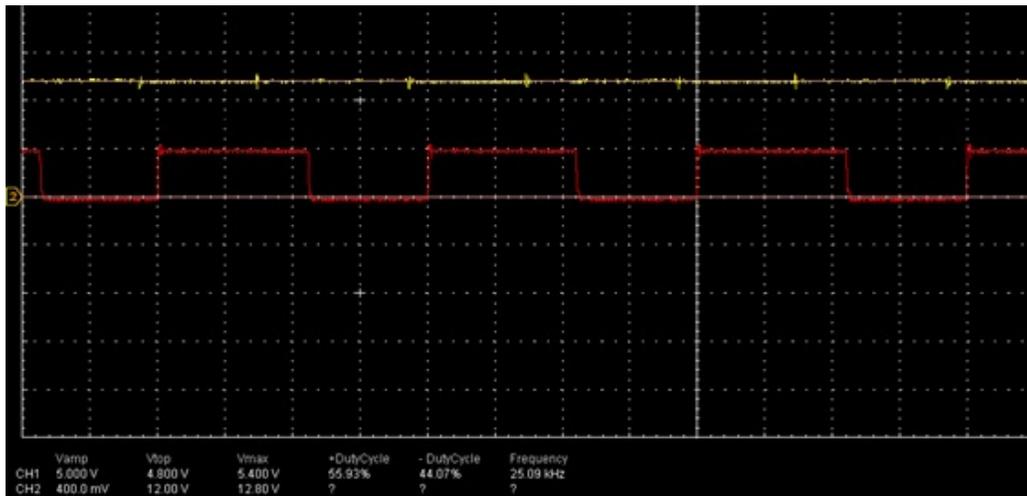


Figura 3-7: Variación referencia del PWM.

### 3.2. Análisis en Lazo Cerrado

Una vez que se configuró el prototipo para trabajar en lazo cerrado, se diseñó un control analógico y un control digital para un ciclo de trabajo del 50%. En la tabla 3.19, se muestran las mediciones realizadas.

Tabla 3.19: Medidas en Lazo cerrado y sintonización del PWM en 50%.

Control	$V_o$ Teórico	$V_o$ Real	Error $V_o$
Analógico	12V	12.5V	4.16
Digital	12V	12.2V	1.16

Los errores presentados en los controladores se deben a la precisión de elementos utilizados, estos valores son las referencias comerciales más cercanas a los obtenidos en las simulaciones. Para los dos controles, afecta el sensado de tensión de salida del convertidor buck, afectando al control análogo en la diferencia de error, al igual que al control digital en la lectura del conversor ADC.

### 3.2.1. Aspectos del Control Analógico

En el diseño de la ley de control analógica, se consideró un compensador PID combinado [1]. Este controlador presenta las ventajas de utilizar un control PD y un control PI. La razón de utilizar un PID combinado, es la de poder obtener un amplio ancho de banda y un error de estado estacionario cero. En bajas frecuencias, dicha ley integra la señal de error, lo que conduce a una ganancia alta de lazo de baja frecuencia y una regulación adecuada de las componentes de baja frecuencia del voltaje de salida. En alta frecuencia, en proximidades a la frecuencia de cruce, el compensador introduce un adelanto de fase en la ganancia de lazo, lo que mejora el margen de fase. El compensador tiene la siguiente función de transferencia:

$$G_c(s) = G_{cm} \frac{\left(1 + \frac{w_L}{s}\right) \left(1 + \frac{s}{w_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{w_{p1}}\right) \left(1 + \frac{s}{w_{p2}}\right)} \quad (3.1)$$

La adición del cero invertido en  $f_L = \frac{w_L}{2\pi}$ , permite incrementar la ganancia de lazo a bajas frecuencias. Como criterio de diseño se recomienda que  $f_L$  sea suficientemente menor que la frecuencia de cruce del lazo  $f_c$ . Por otra parte, el cero en  $f_z = \frac{w_z}{2\pi}$ , adiciona un adelanto de fase en la vecindad de la frecuencia de cruce. Los polos de alta frecuencia en  $f_{p1}$  y  $f_{p2}$ , los cuales deben ir en compensadores prácticos, para causar que la pendiente de la ganancia disminuya en altas frecuencias y prevenir que la frecuencia de conmutación no interrumpa el funcionamiento del PWM. La frecuencia de cruce de la ganancia de lazo  $f_c$ , se debe seleccionar para que sea mayor que  $f_L$  y  $f_z$ , pero menor que  $f_{p1}$  y  $f_{p2}$ .

Para ilustrar el diseño del compensador, se consideró la metodología registrada en [1], tal como se muestra en la Figura 3-8. En la tabla 3.20, se muestran los valores de los parámetros que se tuvo cuenta en el diseño de la ley de control.

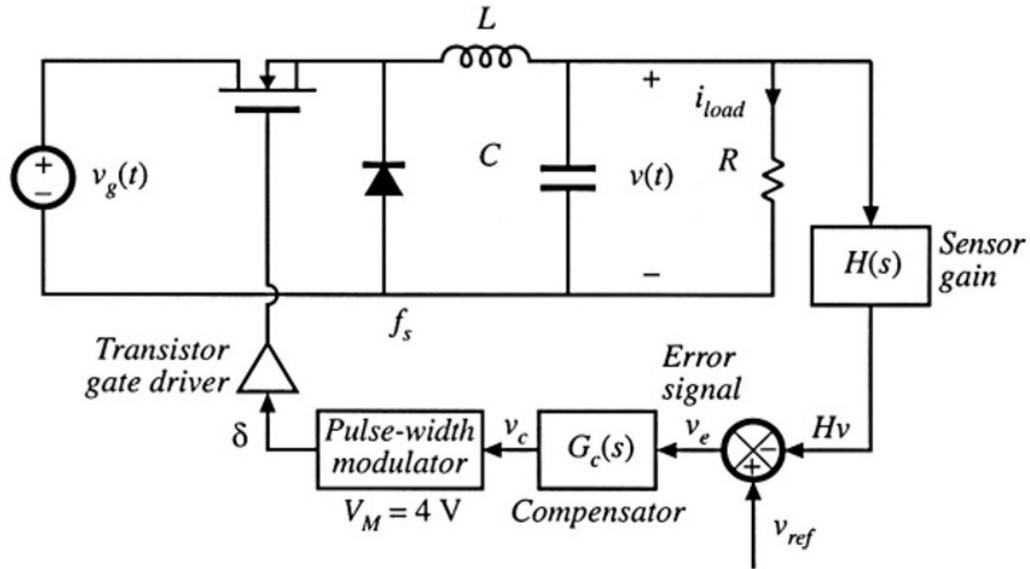


Figura 3-8: Convertidor buck con lazo de control [1].

Tabla 3.20: Parámetros convertidor buck en el diseño del control PID.

$V_g$	24V
$L$	$330\mu\text{H}$
$C$	$220\mu\text{F}$
$D$	0.5
$R$	$22\Omega$
$V_{ref}$	5V
$V_o$	12V
$H$	$\frac{V_{ref}}{V_o}=0.4167$
$V_m$	4V
$f_s$	100kHz

Como criterio de diseño se considera que la frecuencia de cruce  $f_c$ , se encuentre dos décadas por debajo de la frecuencia de conmutación, es decir  $\frac{f_c}{20}$ . Por lo tanto para el diseño del control PID la frecuencia de cruce es de 5kHz. Por otra parte, para determinar la frecuencia de los polos de alta frecuencia y el cero cerca a la frecuencia de cruce, se tienen en cuenta

las siguientes ecuaciones [1]:

$$f_z = f_c \sqrt{\frac{1 - \sin(\theta)}{1 + \sin(\theta)}}$$

$$f_p = f_c \sqrt{\frac{1 + \sin(\theta)}{1 - \sin(\theta)}}$$

Se considera un margen de fase de  $75^\circ$ . De esta manera, las frecuencias del cero y uno de los polos del compensador son:

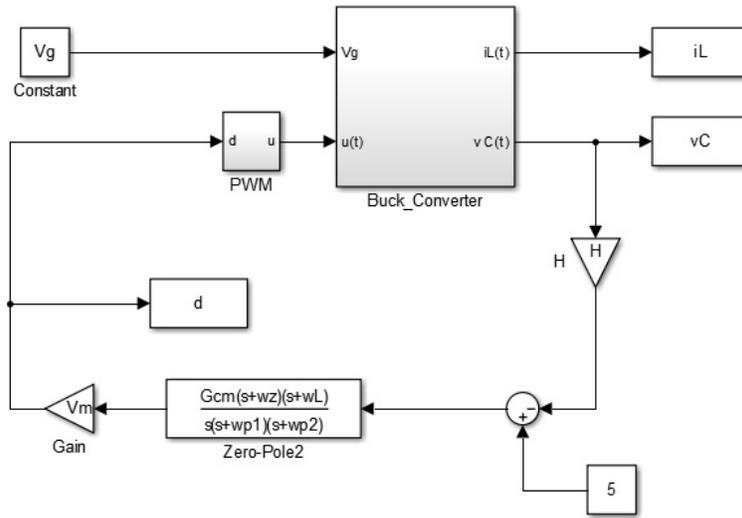
$$f_z = 5kHz \sqrt{\frac{1 - \sin(75^\circ)}{1 + \sin(75^\circ)}} = 658.2625Hz$$

$$f_{p1} = 5kHz \sqrt{\frac{1 + \sin(75^\circ)}{1 - \sin(75^\circ)}} = 37.979kHz$$

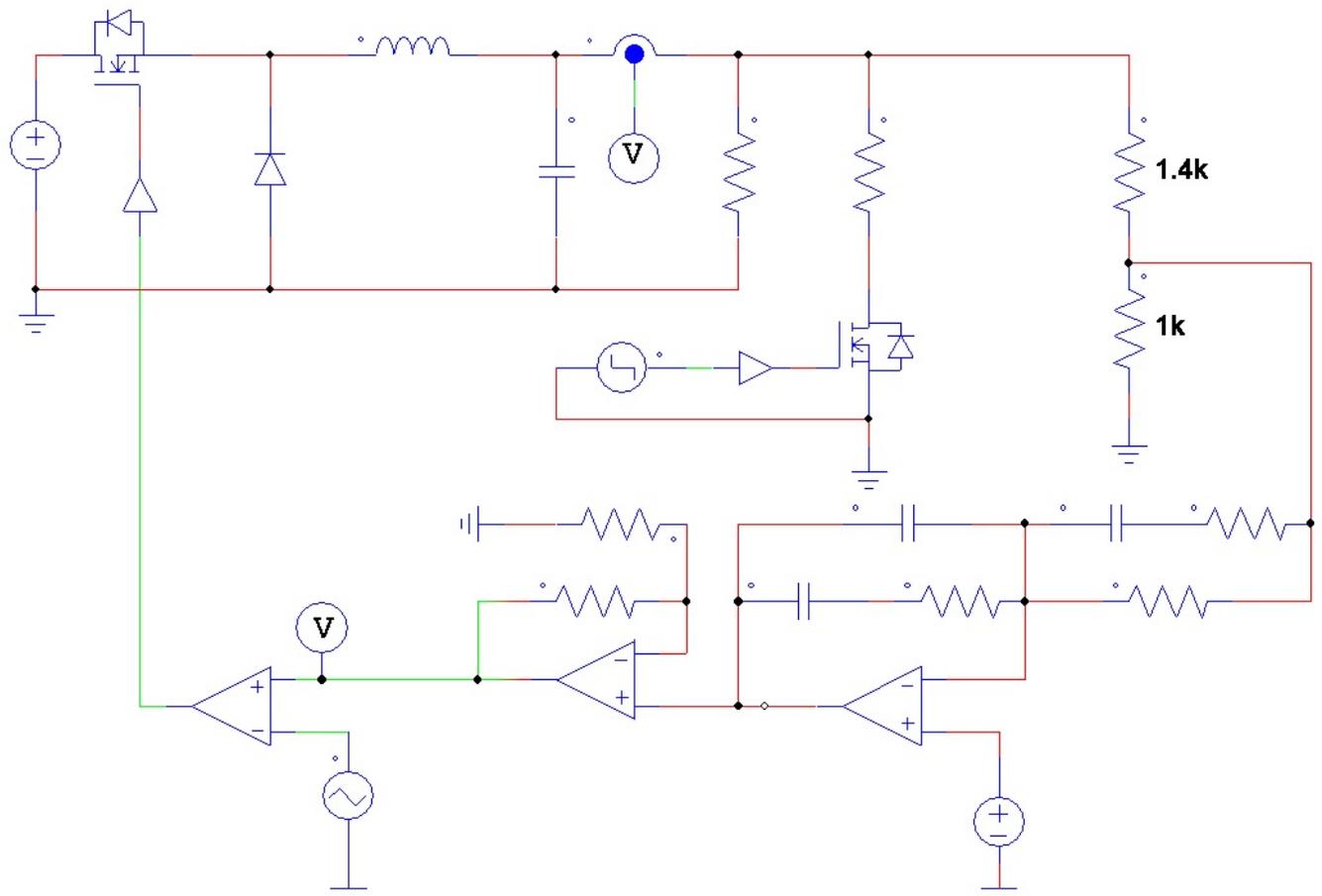
Para determinar la frecuencia del segundo polo, se consideró un factor de 1.2, es decir  $f_{p2} = 45.575kHz$ . Para determinar la frecuencia del cero invertido, se consideró  $f_L = \frac{f_c}{10}$ , por lo tanto  $f_L = 500Hz$ . Para la determinar la ganancia del compensador, se tuvo en cuenta la siguiente ecuación:

$$G_{cm} = \frac{DV_m}{HV_o} \left(\frac{f_c}{f_o}\right)^2 \sqrt{\frac{w_z}{w_{p1}}} \left(\frac{w_{p1}w_{p2}}{w_z}\right) = 6.2340 \times 10^7 \quad (3.2)$$

Con el fin de corroborar el diseño del controlador, algunas simulaciones se realizaron en Matlab y PSIM, tal como se muestra en al Figura 3-9.



(a) Simulación Simulink/Matlab



(b) Simulación SPIM

Figura 3-9: Diagramas circuitales del convertidor buck en Matlab y PSIM.

En la Figura 3-10, se ilustra la respuesta del sistema en lazo cerrado (Control PID) y en lazo abierto, bajo una perturbación de corriente de 0.5460A en 0.05s.

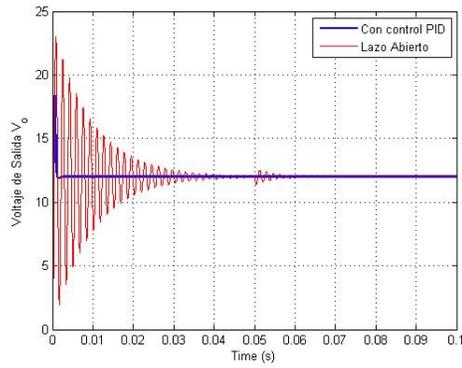
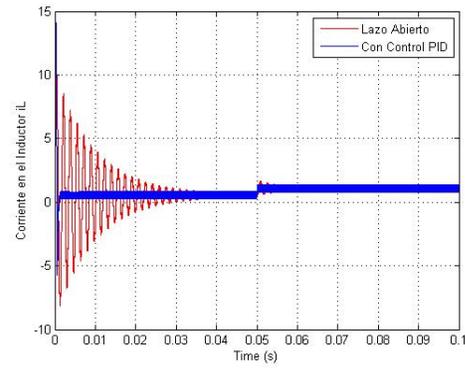
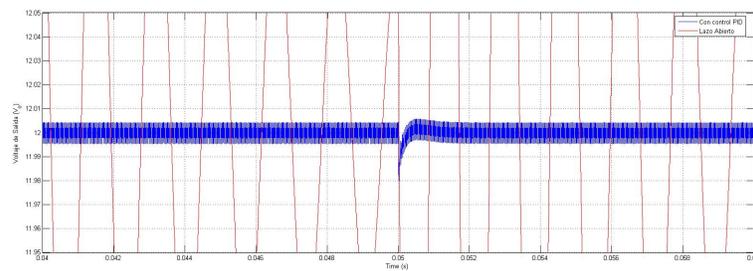
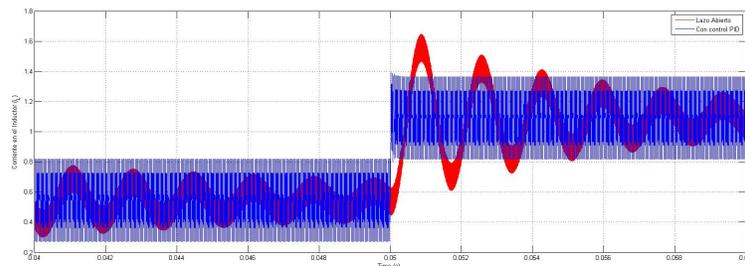
(a) Voltaje de Salida  $v_o$ (b) Corriente en el Inductor  $i_L$ (c)  $v_o$  detallado(d)  $i_L$  detallado

Figura 3-10: Respuesta simulada del convertidor buck con el control PID y en Lazo abierto.

## Capítulo 4

# Conclusiones y Recomendaciones

### 4.1. Conclusiones

Al haber trabajado con un convertidor de potencia, se permitió estudiar y afianzar competencias tanto de hardware como de software en áreas tales como: la electrónica de potencia, electrónica analógica y la electrónica digital, las cuales fueron la base fundamental de la construcción del prototipo.

Para poder realizar el prototipo convertidor conmutado de CC/CC, se estudiaron diferentes referencias bibliográficas para entender el funcionamiento del convertidor buck. De forma que se logró adquirir los conocimientos necesarios para el cumplimiento del objetivo general.

A partir de análisis teóricos, se diseñó un prototipo de un convertidor de potencia en la configuración buck, con una interfaz de usuario que permite seleccionar parámetros del convertidor de potencia. Este objetivo general del proyecto se cumplió satisfactoriamente, al poder realizar diferentes pruebas y comprobando el funcionamiento del prototipo seleccionando elementos para la configuración del circuito de potencia, así como la selección de diferentes ciclos de trabajo para el lazo abierto y el correcto funcionamiento de lazo cerrado.

Como resultado del comportamiento del prototipo se destaca las mediciones del Voltímetro-Amperímetro; también se puede mencionar las dificultades de la lectura de corriente, ya que la escala de medición es de 50 amperios, muy elevada al rango de corriente que consumen las resistencias de carga del convertidor de potencia diseñado. Entre otros factores que se

considera el error en el sensado de corriente, se debe a la calidad de este dispositivo, ya que no presenta una categoría fiable para la correcta implementación en la lectura de corrientes del orden de menos de medio amperio.

Con la implementación del convertidor CC/CC y con los resultados obtenidos, se ha comprobado que las simulaciones del circuito reductor al igual que las simulaciones del modelo matemático, presentan el comportamiento esperado al verificar las respuestas del lazo abierto y lazo cerrado.

Finalmente, se concluye que este prototipo es una herramienta de alto valor académico, ya que permite de forma didáctica interactuar con un convertidor CC/CC en la topología buck, permitiendo pasar del análisis del modelo matemático y simulado, a trabajar con un circuito real en el que se pueda comprobar la forma de señales del convertidor de potencia. Se espera que el prototipo se utilice en espacios académicos relacionados con la electrónica de potencia y el control en los programas de ingeniería electrónica e ingeniería eléctrica.

## 4.2. Recomendaciones

Se recomienda realizar mejoras para futuros prototipo de convertidores reductores, mejorando el sistema de medición de la corriente y la implementación de un PWM digital por medio de microcontrolador, FPGA, DSP entre otros sistemas digitales.

Es necesario un cuestionario de evaluación, cuando se use en el laboratorio, con el fin de medir el grado de conformidad que la herramienta le presta al estudiante.

# Apéndice A

## Anexos

### A.1. Menú de pantalla

En esta sección, se podrá observar los diferentes menus con que cuenta el prototipo diseñado. En primera instancia, se muestra el menú principal donde se puede seleccionar tres opciones, las cuales pueden desplazarse con un botón ( $\updownarrow$ ) y con otro seleccionarse (Enter). Si se selecciona parámetros, se encontrará tres opciones: Inductancias, Resistencia de carga  $R_L$  y Salir. Pulse la opción salir para regresar al menú anterior.

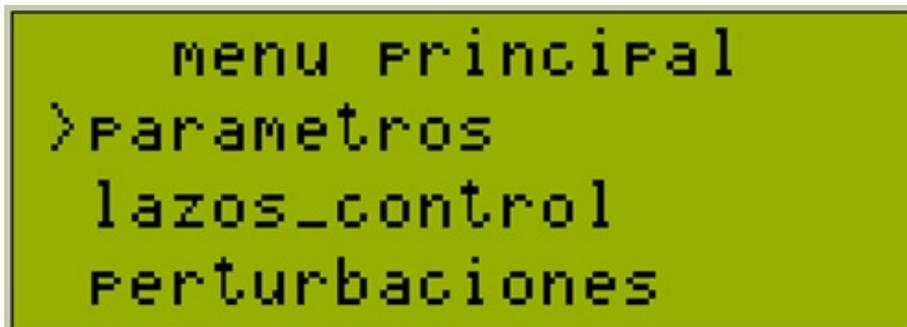


Figura A-1: Menú principal.

Luego, si selecciona inductancias, se mostrarán dos valores a elegir. Estas Inductancias funcionan en Lazo abierto y lazo cerrado. Pulse la opción salir para regresar al menú anterior.



Figura A-2: Menú de Inductancias.

Posteriormente, si selecciona resistencia de Carga  $R_L$ , se mostrarán dos valores a elegir. Al igual que en las inductancias, éstas también funcionan en Lazo abierto y lazo cerrado. Pulse la opción salir para regresar al menú anterior.

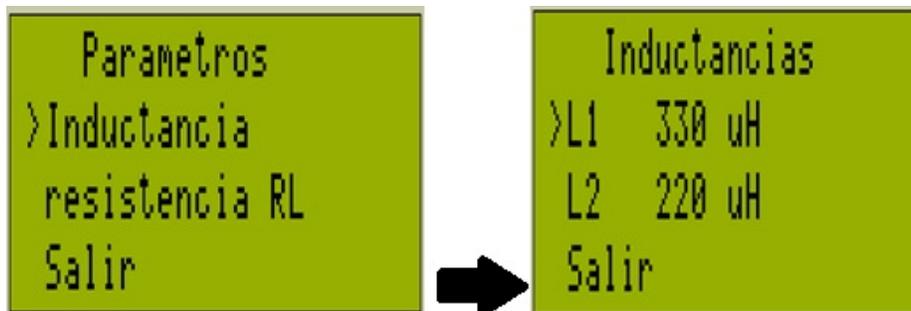


Figura A-3: Menú de resistencias de carga.

Por otra parte, desde en el menú principal, se puede elegir el modo de lazo a trabajar, es decir: abierto o cerrado. Pulse la opción salir para regresar al menú anterior.

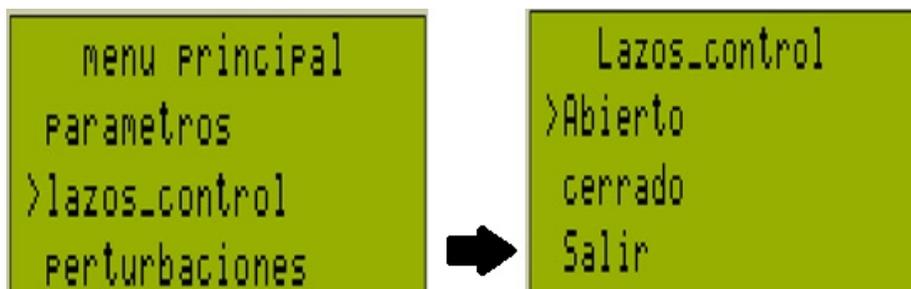


Figura A-4: Menú de lazos de control.

Si selecciona la opción de lazo abierto, se podrá elegir entre tres opciones del ciclo de

trabajo: 25 %, 50 % y 70 %. Pulse la opción atrás para regresar al menú anterior.

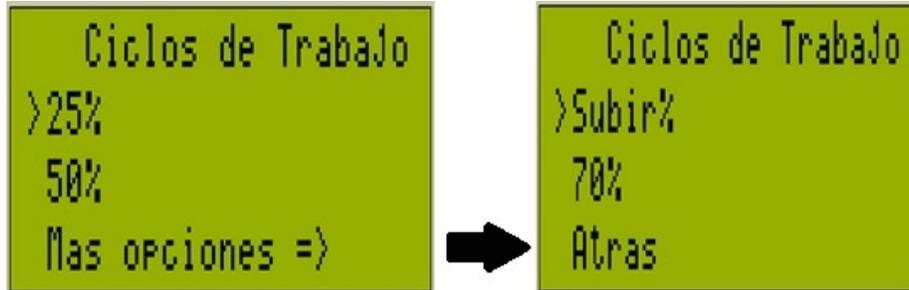


Figura A-5: Menú de ciclos de trabajo.

Si selecciona la opción de lazo cerrado, se podrá elegir dos modos de control externo, uno puede ser un control analógico con amplificadores operacionales, y el otro un control digital desde cualquier dispositivo embebido, siempre y cuando dichos dispositivos tengan la capacidad de generar frecuencias de conmutación superiores a 20kHz. Pulse la opción atrás para regresar al menú anterior.

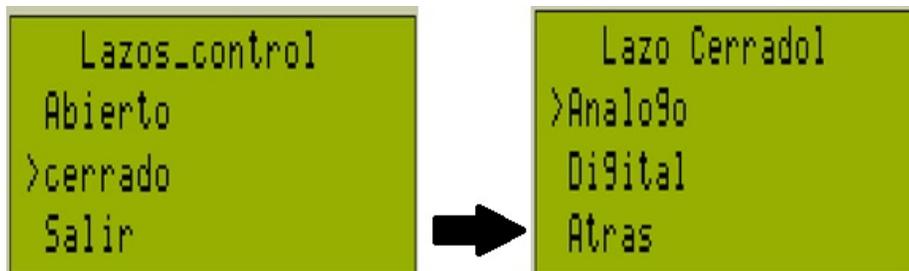


Figura A-6: Menú de lazo cerrado.

Después, para seleccionar la opción de perturbaciones, se podrá elegir entre perturbaciones en serie o paralelo. Las perturbaciones afectan la carga  $R_L$ , una perturbación en serie produce que la carga aumente, por lo que la corriente disminuye. Una perturbación en paralelo disminuye la carga nominal, por lo la corriente aumentaría.

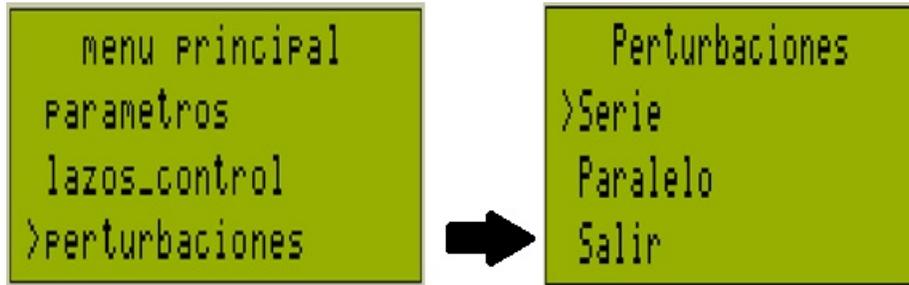


Figura A-7: Menú de perturbaciones.

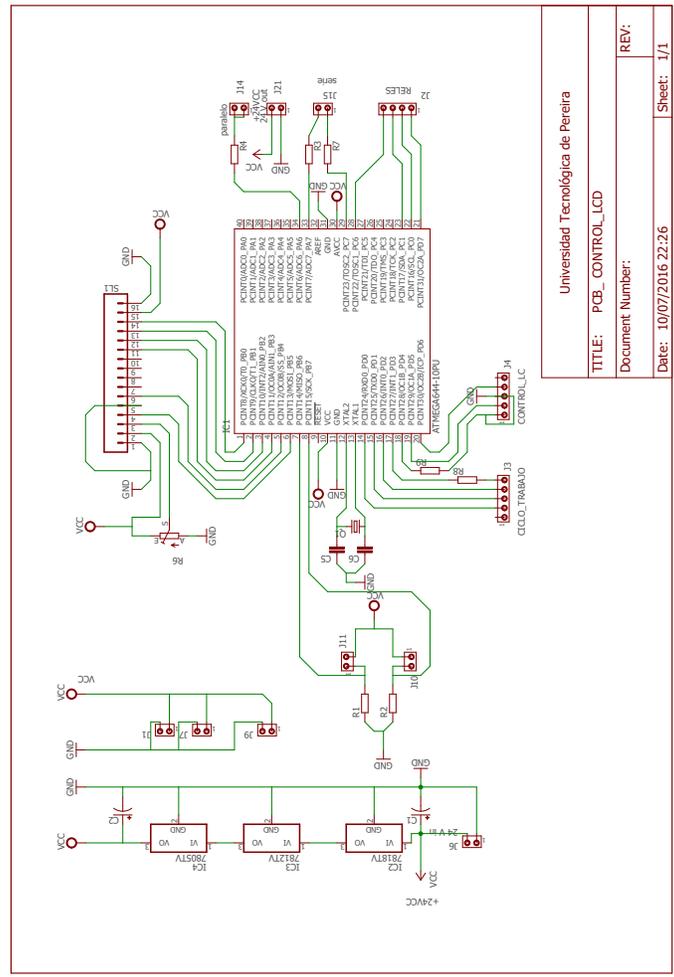
Finalmente, se encontrarán tres opciones para seleccionar las perturbaciones, las cuales estarán en función de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ .



Figura A-8: Menú de selección de perturbaciones serie-paralelo.

## A.2. Circuitos Esquemáticos de las PCBs

En esta sección, se presentan algunos circuitos esquemáticos de los impresos que se diseñaron en este proyecto. Por ejemplo, en la figura A-9, se muestra el esquemático del circuito utilizado para el manejo de la pantalla LCD del prototipo. Por otro lado, En la figura A-11, se muestra el esquemático del circuito de potencia utilizado en el prototipo, es decir, todos los elementos e integrados utilizados en el diseño del convertidor buck.



Universidad Tecnológica de Pereira	
TITLE: PCB_CONTROL_LCD	
Document Number:	REV:
Date: 10/07/2016 22:26	Sheet: 1/1

Figura A-9: PCB LCD.

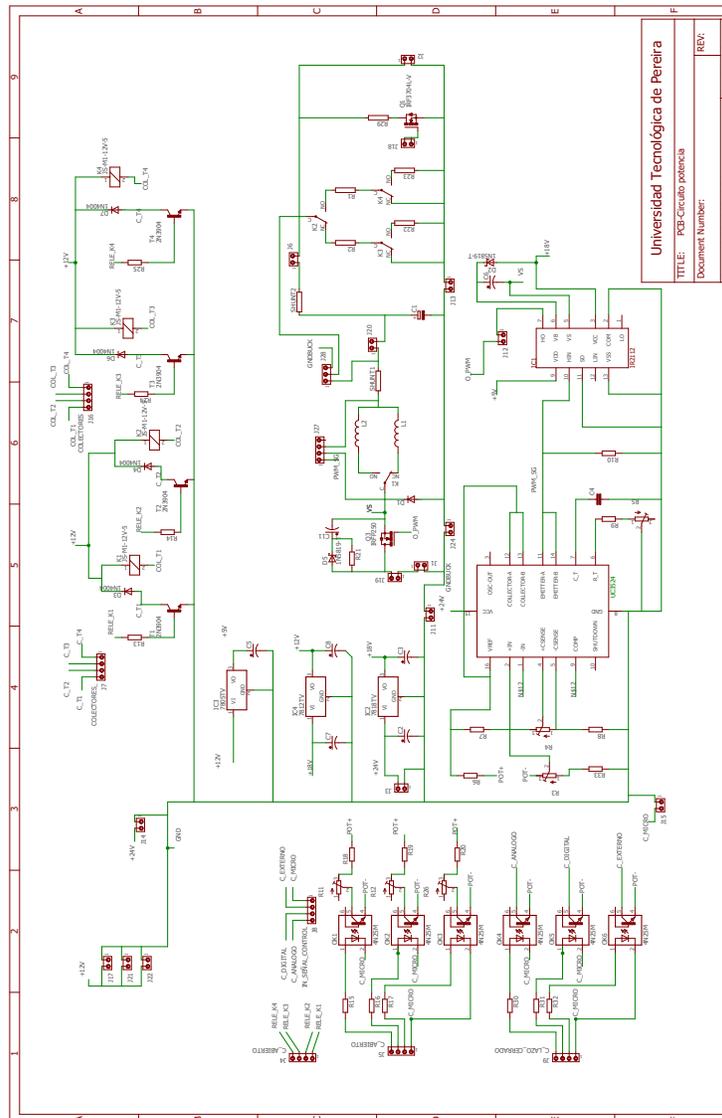


Figura A-10: PCB Circuito de potencia.

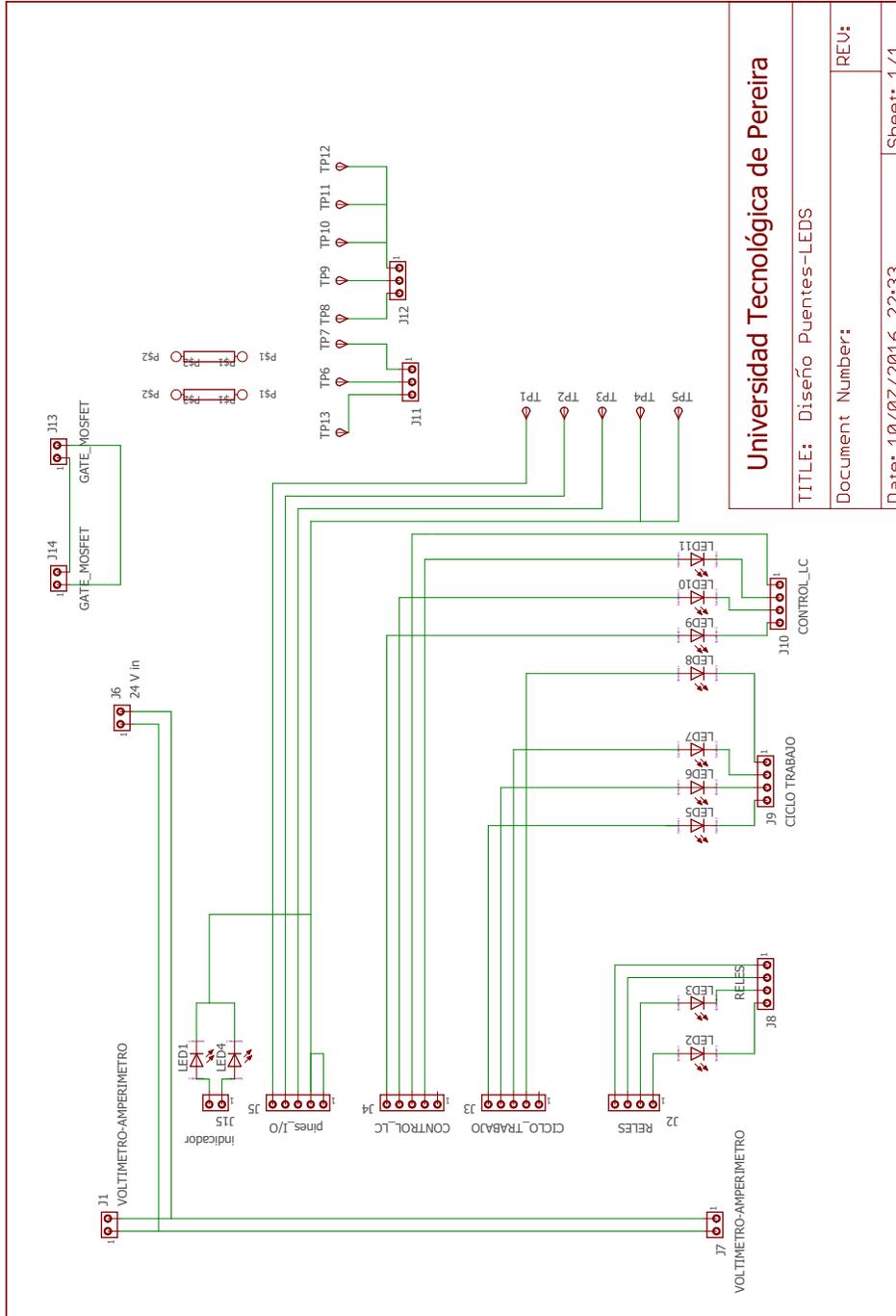


Figura A-11: PCB Puentes Leds.

### A.3. Especificaciones del Módulo

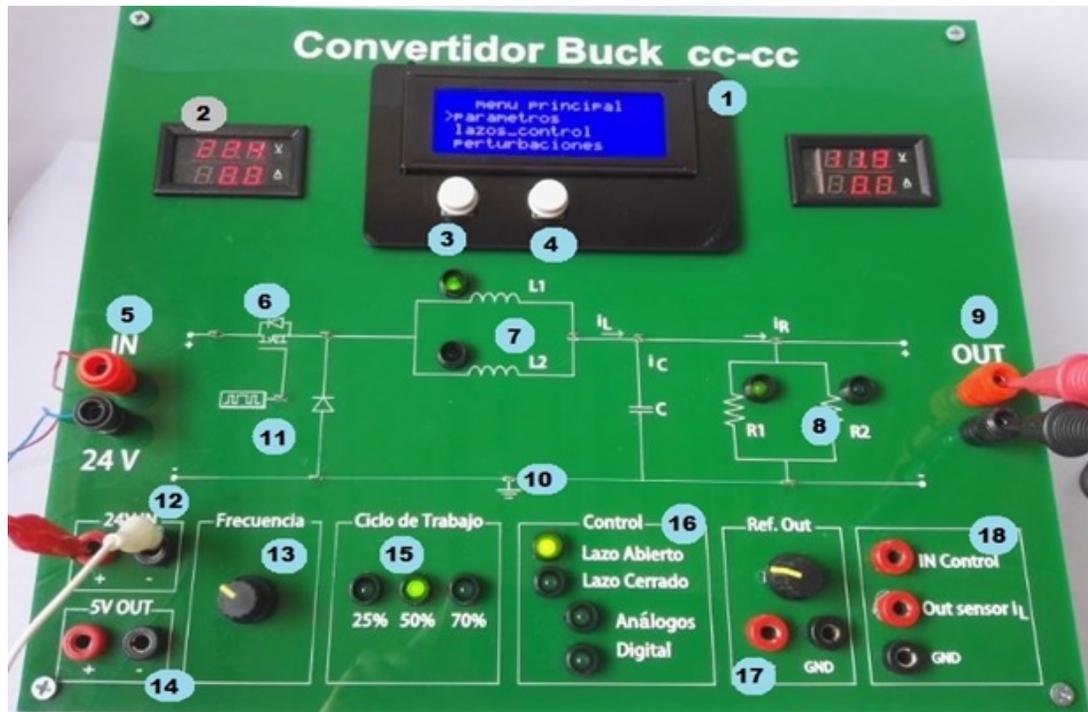


Figura A-12: Cara frontal del prototipo.

1. Pantalla LCD
2. Voltímetro y Amperímetro, IN-OUT.
3. Botón que recorre el menú.
4. Botón que selecciona parámetros.
5. Entrada del buck ( $V_g = 24V$ ).
6. Punto de prueba conmutación Mosfet.
7. Indicadores de inductores.
8. Indicador de Resistencias.
9. Voltaje de salida  $V_o$ .

10. GND.
11. PWM.
12. Alimentación fuentes Auxiliares.
13. Variación frecuencia de conmutación(20-75)kHz.
14. Salida 5V.
15. Indicadores de ciclos de trabajo.
16. Indicador de lazos de control.
17. Ajuste manual  $V_o$ .
18. Entrada control A/D.

# Bibliografía

- [1] R.W. Erickson and D. Macksimovic, *Fundamental of Power Electronics*, Kluwer Academic, Norwell, Massachusetts, 2001.
- [2] M.H. Rashid, *Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*, Prentice Hall, México, 2005.
- [3] C.A. Torres-Pinzón and R. Leyva (2011), “Matlab: a systems tool for desgin of fuzzy LMI controller in dc-dc converters,” *MATLAB-A Ubiquitous Tool for the Practical Engineer*, Prof. Clara Ionescu (Ed.), ISBN: 978-953-307-907-3, InTech.
- [4] D.W. Hart, *Introduction to Power Electronics*, New Jersey, Prentice-Hall, 1997
- [5] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, *Electrónica de Potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño*. 3a edición, Mcgraw-Hill Interamericana Editores, 2009.
- [6] J.A. Morales-Saldaña, J. Leyva-Ramos, E.E Carbajal-Gutierrez and M.G. Ortiz-Lopez, “Average current-mode control scheme for a quadratic buck converter with a single switch,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 485-490, 2009.
- [7] R.D. Middlebrook and S. Cuk, “A general unified approach to modeling switching-converter power stages,” *in Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC’76*, vol. 1, pp.18-34, 1976
- [8] M.I. Arteaga, “Control no lineal de convertidores conmutados CC/CC: Análisis de prestaciones y verificación experimental”, Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya,2007.

- [9] C.A. Torres-Pinzón, “Control Robusto de Convertidores Conmutados de CC/CC mediante Desigualdades Matriciales Lineales”, Tesis Doctoral, Universitat Rovira i Virgili, 2012.
- [10] J.H. Su, J.J. Chen and D.S. Wu, “Learning Feedback Controller Design of Switching Converters via Matlab/Simulink,” *IEEE Transactions on Education*, vol. 45, no. 4, 2002.
- [11] P. Zumel, C. Fernández, M. Sanz, A. Lázaro and A. Barrado, “Step-by-Step Design of an FPGA- Based Digital Compensator for DC/CC Converters Oriented to an Introductory Course,” *IEEE Transactions on Education*, vol. 54, no. 4, 2011.
- [12] C.A. Torres-Pinzón, C. Restrepo, and A. Alzate, “Consideraciones de Diseño Estático y Dinámico para Convertidores de CC/CC,” *Scientia et Technica*, vol. 15, no. 42, 2009.
- [13] “Datasheet SGx524 Regulating Pulse Width Modulators,” *Texas Instruments*, January, 2015. Disponible en: <http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/sg3524.pdf>.
- [14] “Datasheet IR2112 High and Low Side Driver,” *International Rectifier*, Disponible en: <http://midas.herts.ac.uk/Datasheets/PSU%20Related%20ICs/ir2112.pdf>.