



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

---

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**CONSTRUCCIÓN DE UNA PLATAFORMA  
EXPERIMENTAL PARA CONVERTIDORES  
RESONANTES**

**TESIS**

Que para obtener el título de

**Ingeniero Eléctrico Electrónico**

**P R E S E N T A**

Efren Jair Flores Espinoza

**DIRECTOR DE TESIS**

Dr. Gerardo René Espinosa Pérez



**Ciudad Universitaria, Cd. Mx., 2024**

*A mis padres y a mis hermanos, por su apoyo incondicional...*

# Agradecimientos

- A mis padres Efren Flores y Rosalía Espinoza, por ser el pilar de mi formación tanto académica como humana, gracias por su apoyo incondicional a lo largo de la carrera, y por motivarme constantemente a conseguir este logro, que es todo de ustedes.
- A mis hermanos, Dionei Flores y Luis Flores, quiénes han sido mis modelos a seguir, y que gracias a sus consejos he podido seguir el mismo camino que ellos.
- A los miembros del Laboratorio de Control basado en pasividad, a mi tutor el Dr. Gerardo René Espinosa, que estuvo dispuesto a asesorarme desde el principio y estuvo pendiente de mi avance durante este proceso, al Maestro Agustín Sánchez, quién también desempeñó un rol de mentor.
- De igual manera a los demás miembros del laboratorio, la Maestra Fernanda, el Ingeniero Miguel Ángel, gracias por su colaboración durante mi tiempo en el laboratorio.
- A la DGAPA proyecto PAPIIT IN109622, gracias a su apoyo otorgándome una beca es como pude desarrollar este trabajo de tesis.
- Asimismo quiero agradecerle a la beca México Nación Multicultural SBEI, por su constante apoyo económico durante prácticamente toda mi estancia en la UNAM.
- También quiero agradecer a todos los profesores y amigos que formaron parte de mi vida universitaria, he aprendido muchas cosas de ustedes y además han hecho de esta etapa una que voy a recordar siempre.

# Índice general

<b>Agradecimientos</b>	<b>II</b>
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
§1.1 Motivación . . . . .	1
§1.2 Estado del arte . . . . .	3
§1.3 Formulación del problema . . . . .	5
§1.4 Contribuciones . . . . .	7
§1.5 Organización de la tesis . . . . .	7
<b>2 Convertidores resonantes</b>	<b>8</b>
§2.1 Estructura . . . . .	8
§2.1.1 Etapa de conmutación . . . . .	9
§2.1.2 Etapa resonante . . . . .	10
§2.1.3 Etapa de rectificación y filtrado . . . . .	10
§2.2 Modos de operación del convertidor resonante . . . . .	11
§2.3 Modelo matemático . . . . .	15
§2.4 Evaluación del convertidor propuesto . . . . .	16
<b>3 Construcción de la plataforma experimental</b>	<b>22</b>
§3.1 Convertidor resonante . . . . .	24
§3.2 Etapa de acoplamiento . . . . .	27
§3.3 Etapa de filtrado . . . . .	29
§3.4 Etapa de sensado . . . . .	31
§3.5 Etapa de control . . . . .	36
§3.6 Plataforma completa . . . . .	41

§3.7	Diseño de elementos magnéticos. . . . .	43
§3.7.1	Inductores 1 y 2 . . . . .	43
§3.7.2	Inductor tanque resonante . . . . .	46
§3.7.3	Inductor filtro . . . . .	48
§3.8	Elaboración del circuito. . . . .	51
§3.8.1	Cotización del material. . . . .	51
§3.8.2	Inspección del material. . . . .	51
§3.8.3	Construcción de los inductores. . . . .	52
§3.8.4	Medición . . . . .	52
<b>4</b>	<b>Validación experimental</b>	<b>54</b>
§4.1	Etapa de acoplamiento . . . . .	54
§4.1.1	Caracterización. . . . .	55
§4.2	Convertidor resonante . . . . .	56
§4.3	Etapa de rectificación y filtrado . . . . .	58
§4.4	Experimentos . . . . .	59
<b>5</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>65</b>
§5.1	Conclusiones generales . . . . .	65
§5.2	Conclusiones de diseño e implementación . . . . .	66
§5.3	Logros alcanzados . . . . .	66
§5.4	Trabajo a futuro . . . . .	67
	<b>Bibliografía.</b>	<b>67</b>

# Índice de figuras

1.1	Clasificación de convertidores DC-DC . . . . .	4
1.2	Diagrama de bloques planteamiento del problema. . . . .	6
2.1	Circuito propuesto. . . . .	9
2.2	Circuito por etapas. . . . .	11
2.3	Modo 1. . . . .	12
2.4	Modo 2. . . . .	13
2.5	Modo 3. . . . .	14
2.6	Simulación del sistema. . . . .	16
2.7	Señales PWM generadas. . . . .	17
2.8	Señales de disparo. . . . .	18
2.9	Empalmes. . . . .	18
2.10	Corrientes de entrada. . . . .	19
2.11	Conmutación suave. . . . .	20
2.12	Rectificación y filtrado. . . . .	21
3.1	Diagrama general de la plataforma experimental. . . . .	22
3.2	Etapa de convertidor resonante a) Circuito diseñado b) Placa impresa c) Circuito físico. . . . .	26
3.3	Etapa de acoplamiento a) Circuito diseñado b) Placa impresa c) Circuito físico. . . . .	28
3.4	Proceso de rectificación y filtrado. . . . .	29
3.5	Etapa de rectificación y filtrado: a) Circuito diseñado b) Placa impresa c) Circuito físico. . . . .	30
3.6	Fuente simétrica utilizada. . . . .	33

3.7	Etapa de sensado a) Circuito diseñado b) Placa impresa c) Circuito físico. .	33
3.8	Sensor de corriente utilizado. . . . .	34
3.9	Modulo aislado de sensado. . . . .	35
3.10	Interfaz ControlDesk. a) Graficador de datos. b) Monitoreo en tiempo real.	37
3.11	Modelo generado PWM. . . . .	37
3.12	Generación de señal de control. . . . .	38
3.13	Configuración bloque PWM . . . . .	39
3.14	Lectura de sensores. . . . .	39
3.15	Control PI. . . . .	41
3.16	Plataforma completa a) Diseño esquemático b) Circuito físico. . . . .	42
3.17	Proceso de construcción de los inductores utilizados. . . . .	53
4.1	Caracterización de la señal de disparo. . . . .	55
4.2	Evaluación del Convertidor resonante. . . . .	57
4.3	Corriente filtrada. . . . .	59
4.4	Sensado y error. . . . .	60
4.5	Ciclos de trabajo. . . . .	61
4.6	Sensado y error. . . . .	63
4.7	Ciclos de trabajo. . . . .	64

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Motivación

La electrónica de potencia es un campo muy importante en la industria, esto se debe a que esta rama de la ingeniería eléctrica electrónica se encarga de integrar el análisis, simulación, diseño, fabricación y aplicación de circuitos electrónicos de potencia [5]. Estos circuitos son aquellos con la capacidad de procesar energía eléctrica por medio de dispositivos electrónicos.

Una de las principales aplicaciones de la electrónica de potencia puede encontrarse en los convertidores de potencia. Estos son circuitos de estado sólido los cuales se encuentran constituidos por componentes capacitivos y/o inductivos, así como dispositivos semiconductores controlados por señales electrónicas. Existen diversos tipos de convertidores, algunos de ellos son:

- Convertidores de Corriente Alterna a Corriente Directa (CA-CD)
- Convertidores de Corriente Directa a Corriente Alterna (CD-CA)
- Convertidores de Corriente Alterna a Corriente Alterna (CA-CA)
- Convertidores de Corriente Directa a Corriente Directa (CD-CD)

Este último tipo de convertidor, ha recibido mucho interés debido a los constantes avances que existen en las aplicaciones de la industria. Por lo que en este tipo de convertidor se

centra la atención durante este trabajo de tesis.

Dentro del área de la electrónica de potencia se realizan de manera constante esfuerzos que buscan lograr un mayor aprovechamiento de la energía, con el objetivo de evitar pérdidas de potencia y reducir el estrés al que se ven sometidos los dispositivos utilizados aumentando su tiempo de vida útil.

Los avances en la tecnología de la manufactura de los dispositivos semiconductores hacen posible la mejora de la capacidad de manejo de voltajes y/o corrientes y, por consiguiente, de la potencia, así como las velocidades de conmutación. Esto resulta conveniente ya que desemboca en la creación de nuevos diseños que contribuyen directamente a la razón de ser del campo de la electrónica de potencia ofreciendo cada día nuevas alternativas para la resolución de los problemas que enfrenta la industria día con día [1].

Los avances obtenidos en la capacidad de conmutación de los semiconductores aunado al interés por mejorar el rendimiento de los dispositivos eléctricos hace que los convertidores de conmutación CD-CD sean un tema de mucho interés para su investigación. Hoy en día, existe una creciente demanda por convertidores de potencia de menor tamaño que permitan trabajar con frecuencias de conmutación muy altas [4]. Actualmente, muchos de los problemas de diseño encontrados en la industria pueden ser tratados haciendo uso de la tecnología resonante y sus características.

Los convertidores resonantes, tal y como su nombre lo sugiere, se basan en utilizar redes resonantes que permiten obtener formas de onda sinusoidales que consiguen que los dispositivos semiconductores logren conmutaciones ya sea por corriente y/o por voltaje cero. Este tipo de convertidores aportan a la creación de nuevos modelos de convertidores que puedan ser capaces de trabajar con frecuencias cada vez más altas, tal y como la industria lo requiere.

La conmutación por voltaje y/o corriente cero garantiza alcanzar las condiciones de conmutación suave, lo cual significa una reducción significativa del estrés en los dispositivos semiconductores así como una disminución en las pérdidas por conmutación, esto representa algunos de los principales atractivos del uso de esta topología.

## 1.2. Estado del arte

Una posibilidad para reducir las pérdidas por conmutación y conducción en los convertidores de potencia CD-CD, consiste en que puedan alcanzar frecuencias de conmutación cada vez más altas.

El incremento en la frecuencia de conmutación hace que los convertidores CD-CD sean ideales para su uso en la industria.

No obstante, a pesar de que estos pueden alcanzar aplicaciones de alta potencia, estos se ven limitados por los interruptores de potencia (MOSFET, IGBT), diodos y elementos de almacenamiento tales como lo son los capacitores e inductores contenidos en su estructura, ya que dichos elementos afectan directamente a la eficiencia del convertidor.

El uso de topologías particulares permiten la reducción considerable del tamaño de los circuitos electrónicos de potencia así como las pérdidas por conmutación, en consecuencia, aumentando la eficiencia [11].

Los convertidores de potencia CD-CD pueden ser categorizados en tres grupos principalmente:

1. Convertidores Lineales
2. Convertidor en modo Conmutación dura (Hard-Switching)
3. Convertidor en modo Conmutación suave (Soft-Switching)

Para un mayor entendimiento de esta clasificación se desglosa de manera más detallada en la Figura 1.1 obtenida de [11] .

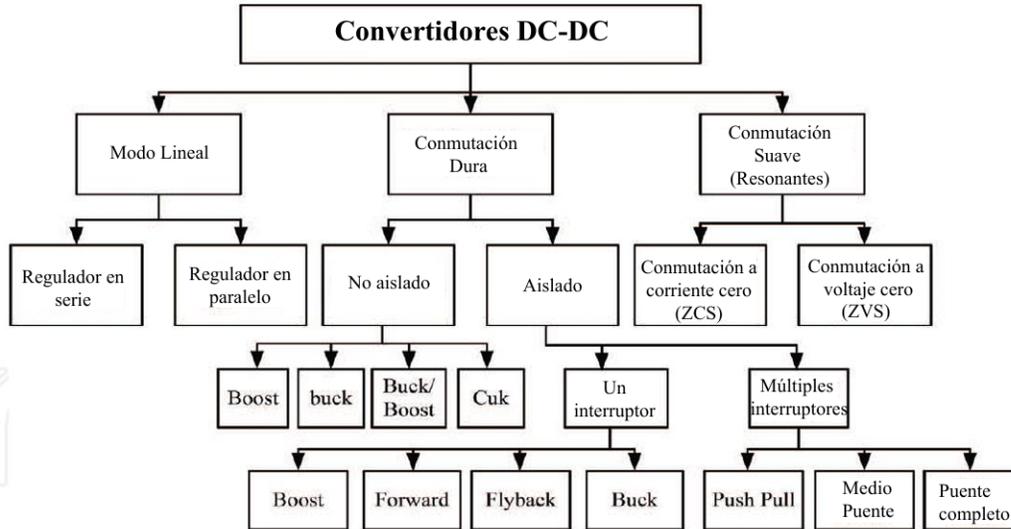


Figura 1.1: Clasificación de convertidores DC-DC

Algunas de las ventajas de las tecnologías de los reguladores lineales incluyen su simplicidad, su rápido tiempo de respuesta además de su excelente regulación. Sin embargo, cuentan con desventajas de peso, tal y como lo es la disipación de energía en prácticamente cualquier condición de operación. Esto representa una baja eficiencia a largo plazo.

En los convertidores de conmutación dura, sus principales desventajas consisten en la generación de ruido durante el proceso de conmutación generando pérdidas de conmutación considerablemente altas y la limitada frecuencia de operación a la que pueden trabajar.

En el caso de los convertidores de conmutación suave, estos son capaces de operar a frecuencias más altas. Además, disminuyen las pérdidas por conmutación, aumentando la eficiencia del convertidor. Esto es posible gracias a las propiedades de conmutación por voltaje y/o corriente cero conocidas de manera general como conmutación suave.

Las técnicas de conmutación por voltaje cero y conmutación por corriente cero pertenecen a la categoría de conmutación suave. Esta es alcanzada al garantizar que exista una condición que permita llevar a cabo una conmutación ya sea por voltaje o por corriente. Una de las virtudes más notables de esta técnica es que provoca que los dispositivos semiconductores puedan conmutar de manera más controlada apoyándose en un comportamiento periódico (sinusoidal) que ayuda a extender su tiempo de vida útil.

Los convertidores que operan a conmutación suave han mejorado de manera signifi-

cativa, sobretodo en el área de pérdidas por conmutación y la reducción de estrés en los dispositivos electrónicos, razón por la cual empiezan a ser una verdadera alternativa a tomar en cuenta para aplicaciones de electrónica de potencia.

La topología resonante ha comenzado a ser un tema en interés creciente. Diversos investigadores [6, 12, 2, 9] han fijado su atención en esta topología y sus derivados como un área de oportunidad para explorar estas nuevas alternativas, tanto en comprensión de la metodología de diseño como en las aplicaciones que puede tener en la industria, que ofrezcan mejoras palpables en el estudio de convertidores de potencia.

Recientemente, en la Facultad de Ingeniería, el grupo de investigación de control basado en pasividad ha identificado este tema como un tópico de sumo interés, con numerosas áreas de oportunidad para su estudio. Dicho estudio dio como resultado la obtención de una serie de resultados teóricos que requieren de una validación experimental[13].

### 1.3. Formulación del problema

Hoy en día existe una tendencia muy marcada en la industria a trabajar a frecuencias cada vez más altas, razón por la que la topología resonante resulta sumamente atractiva dadas las virtudes que ofrece. En este sentido, existe una ventana de oportunidad para estudiar la viabilidad de topologías resonantes. Es por eso que este trabajo de tesis plantea que es posible la elaboración de una plataforma experimental para un convertidor resonante con fines de control.

Esta plataforma experimental esta compuesta por las siguientes etapas: acondicionamiento de señal de control, convertidor, instrumentación, retroalimentación, actuación y control lo anterior se puede resumir en la Figura 1.2.

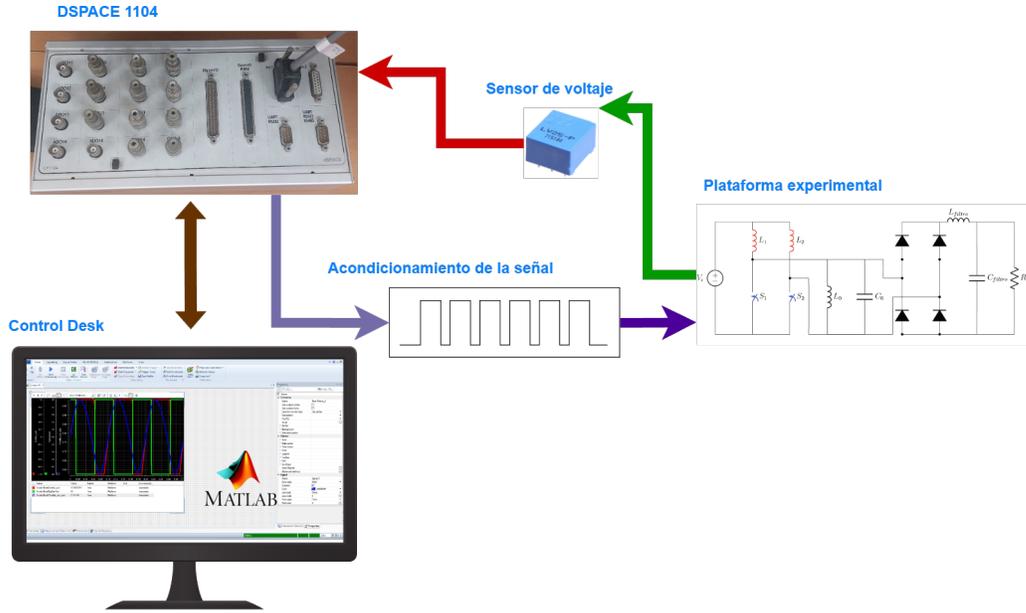


Figura 1.2: Diagrama de bloques planteamiento del problema.

En esta figura se presenta un esquema que describe la estructura general de esta plataforma experimental. Comenzando con la plataforma de control que genera una señal cuadrada que es acondicionada para activar el funcionamiento de dicha plataforma experimental. Posteriormente, usando sensores ya sea de voltaje y/o de corriente se obtiene una señal de voltaje que es retroalimentada como una señal analógica que es procesada por la plataforma de control. Finalmente esta plataforma de control está siendo monitorizada en tiempo real por la interfaz gráfica de la parte inferior izquierda donde se lleva a cabo un constante seguimiento del desempeño de la plataforma experimental. De esta manera se realiza una implementación de este tipo de topologías para su estudio y análisis por medio de un convertidor resonante alimentado en corriente.

El objetivo principal de este proyecto consiste en el diseño y la implementación de una maqueta experimental que sea capaz de cumplir con el funcionamiento de las etapas mencionadas anteriormente donde, al evaluarse los resultados obtenidos, éstos son utilizados con el fin de evaluar esquemas de control. En este punto, es conveniente notar que el alcance de la tesis no es evaluar la calidad de los esquemas de control, sino solamente ofrecer una plataforma experimental con la flexibilidad adecuada para que estos puedan ser implementados.

Dicho lo anterior y resumiendo, este trabajo de tesis se centra específicamente en un trabajo de integración que engloba el diseño y la implementación de una plataforma experimental la cual puede llegar a ser utilizada para aplicaciones de control.

## 1.4. Contribuciones

Dentro de las contribuciones obtenidas de la elaboración de esta tesis se encuentran:

- El estudio de la topología resonante en corriente de un convertidor CD-CD que presente una corriente continua a la entrada y una ganancia de voltaje que además funcione con un número reducido de dispositivos de potencia.
- La elaboración de una plataforma experimental basada en un circuito convertidor resonante CD-CD resonante con fines de control.
- Realizar una validación experimental de la plataforma propuesta, con el objetivo de descubrir sus virtudes, así como sus posibles áreas de oportunidad.
- Determinar la viabilidad que puede tener la topología resonante para aplicaciones de control.

## 1.5. Organización de la tesis

Este trabajo de tesis se estructura de la siguiente manera: En el Capítulo 2 se realiza un análisis preliminar del circuito de interés. En este se profundiza en su estructura, el modo de funcionamiento, así como la caracterización del sistema y posteriormente su evaluación en simulación. En el Capítulo 3 se detalla el proceso de construcción del circuito. En este apartado se define la serie de pasos necesarios para la elaboración física de la plataforma experimental. Dentro de este proceso se ahonda sobre el diseño esquemático del circuito que finalmente fue evaluado de manera experimental. Esto último dio como resultado la obtención de resultados que son discutidos en el Capítulo 4. Finalmente se presentan los comentarios finales sobre el desempeño de la plataforma experimental así como los logros alcanzados en el Capítulo 5.

# Capítulo 2

## Convertidores resonantes

En este capítulo se desarrolla una explicación sobre el circuito estudiado en este trabajo de tesis, sus etapas, así como el análisis matemático general y la caracterización de los modos de operación.

### 2.1. Estructura

En el presente trabajo de tesis se estudia un convertidor de topología resonante, en particular, un convertidor resonante clase D alimentado en corriente. Algunas de las razones principales para elegir esta configuración es su accesibilidad para su construcción y control en comparación con otras configuraciones. El circuito propuesto se presenta en la Figura 2.1.

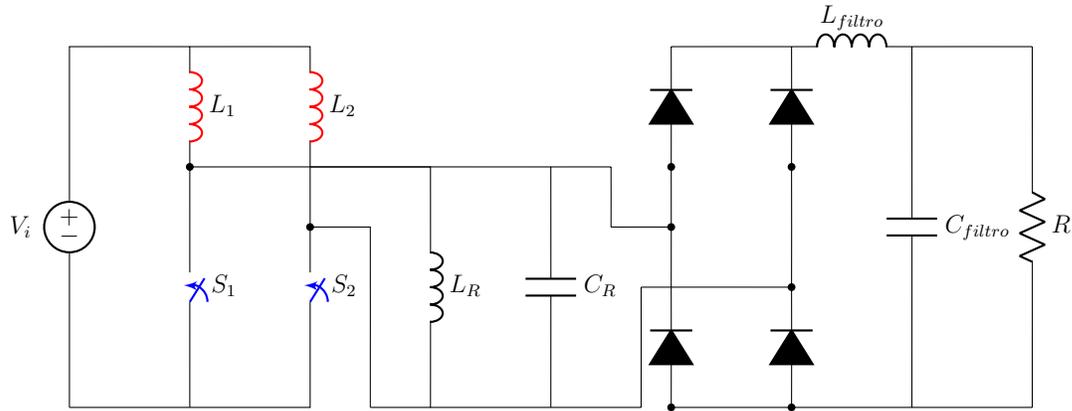


Figura 2.1: Circuito propuesto.

Este circuito mostrado consta de 3 etapas, las cuales se detallan a continuación.

### 2.1.1. Etapa de conmutación

Esta etapa está compuesta por dos inductores ( $L_1$  y  $L_2$ ), una fuente de voltaje CD ( $V_i$ ) y los dispositivos de conmutación ( $S_1$  y  $S_2$ ). En ella se alimenta el circuito por medio de un voltaje de entrada ( $V_i$ ). Al ser suministrado un voltaje en la entrada, por consecuencia existirá una corriente de entrada, la cual, al seguir la trayectoria trazada por el circuito, alimentará a los inductores ( $L_1$  y  $L_2$ ). Estos componentes pasivos entonces adoptarán el comportamiento de una fuente de corriente que podrá limitar el flujo de la corriente en el circuito. Mientras esto sucede, los dispositivos de conmutación ( $S_1$  y  $S_2$ ) recibirán señales PWM desfasadas entre sí para garantizar un empalme entre ellas, condición vital para el funcionamiento de la etapa de conmutación. La razón de esto se debe a que, en el caso de que no exista traslape alguno entre las señales y uno de los interruptores se encuentra encendido mientras que el otro se encuentra apagado tendría lugar un incremento en el voltaje de los interruptores, es decir, al no existir traslape alguno las corrientes que fluyen por los inductores  $L_1$  y  $L_2$  no tendrían posibilidad de circular [8]. Además, los convertidores de potencia presentan comportamientos variables dependiendo del nivel de traslape,

entre algunos de estos comportamientos se encuentra el caso de la eficiencia. En algunos casos entre mayor traslape exista, la eficiencia puede ser mayor, mientras que en el caso de que este traslape sea menor, puede tener lugar una disminución en la potencia que transmitida a la carga.

### 2.1.2. Etapa resonante

En esta etapa se agrega un tanque resonante en paralelo con la etapa de conmutación. Este tanque consta de un inductor ( $L_R$ ) y un capacitor ( $C_R$ ) conectados de forma paralela. Visto de otra forma, el tanque resonante puede verse como una fuente de voltaje sinusoidal que provoca que tanto el voltaje como la corriente adopten un comportamiento sinusoidal. Este comportamiento es requerido para poder evaluar las condiciones de conmutación suave planteadas durante el estudio de los convertidores DC-DC.

### 2.1.3. Etapa de rectificación y filtrado

Dado que en la etapa anterior se obtienen señales de voltaje y corriente sinusoidales se propone realizar una etapa de rectificación por medio de un puente completo de diodos para eliminar las partes negativas de las señales obtenidas, con el objetivo de realizar control con señales de corriente directa.

Una vez obtenida la señal rectificada esta es filtrada para obtener una señal en corriente directa libre de posibles ruidos que pudieran aparecer durante la etapa de rectificación. El filtro seleccionado en este caso se trata de un filtro LC, formado por  $L_{filtro}$  y  $C_{filtro}$ , que se encarga de atenuar todos los armónicos de alta frecuencia, exceptuando la componente fundamental del primer armónico. Esto garantiza tener a la salida del filtro una señal en corriente directa que facilita un mejor control de las señales de interés.

De manera general este circuito puede ser separado y analizado en cada una de las etapas que lo componen y que se presentan en la Figura 2.2.

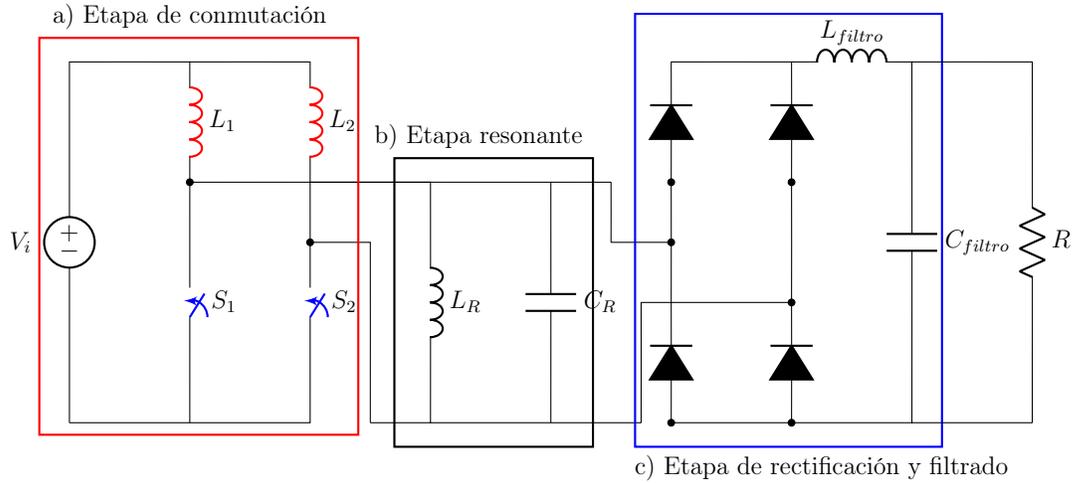


Figura 2.2: Circuito por etapas.

## 2.2. Modos de operación del convertidor resonante

Para realizar un análisis de cada modo de operación es necesario hacer uso de las leyes de Kirchhoff. Estas leyes son fundamentales para el análisis de circuitos eléctricos ya que estas consisten en la aplicación del principio de la conservación de la carga y de la energía en los circuitos eléctricos. Con base en las leyes de Kirchhoff se realiza un análisis por medio de mallas y/o nodos.

Los elementos almacenadores de esfuerzo (inductores) son analizados por medio de la ley de mallas de Kirchhoff (LVK), mientras que, para analizar los elementos almacenadores de flujo (capacitores) se utiliza la ley de nodos de Kirchhoff (LCK). Con base en estas leyes básicas se describen los modos de operación.

**Modo 1. S1 OFF, S2 ON ( $S_1 = 0$ ,  $S_2 = 1$ ).**

Cuando el interruptor  $S_1$  se encuentra en abierto (OFF) y el interruptor  $S_2$  se encuentra cerrado (ON), la corriente de  $L_1$  al encontrarse con el dispositivo de conmutación  $S_1$  abierto, entra al tanque resonante, mientras que la corriente

de  $L_2$  al no tener oposición alguna respecto a  $S_2$  fluye de regreso a la fuente de alimentación  $V_i$ , de manera que el circuito presenta el comportamiento que se observa en la Figura 2.3.

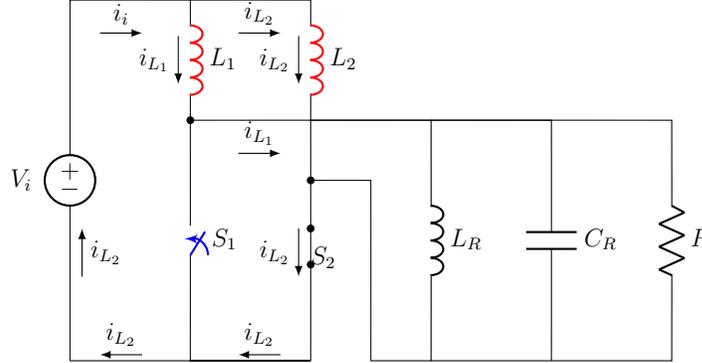


Figura 2.3: Modo 1.

Considerando las condiciones de operación descritas y aplicando la LVK en la malla que contiene a  $L_1$ , el comportamiento dinámico del circuito está descrito por

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} + V_R = V_i \quad (2.1)$$

Mientras que, realizando el análisis correspondiente de la malla que involucra a  $L_2$ , se obtiene que

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = V_i \quad (2.2)$$

Para analizar el comportamiento del tanque resonante por medio del nodo de salida este se describe por medio de la LCK, lo que da como resultado

$$C_R \frac{dV_R}{dt} + \frac{1}{R} V_R + i_{L_R} - i_{L_1} = 0 \quad (2.3)$$

Finalmente, al utilizar LVK en el tanque resonante se obtiene la representación del comportamiento del voltaje en la carga dado por

$$L_R \frac{di_{L_R}}{dt} - V_R = 0 \quad (2.4)$$

**Modo 2. S1 ON, S2 OFF** ( $S_1 = 1, S_2 = 0$ ).

La Figura 2.4 describe un comportamiento complementario al modo de operación anterior. En este modo la corriente de  $L_1$  regresa a la fuente de alimentación debido a que el interruptor  $S_1$  se encuentra cerrado (ON), mientras que la corriente que corre por el interruptor  $S_2$ , al estar abierto (OFF), entra al tanque resonante.

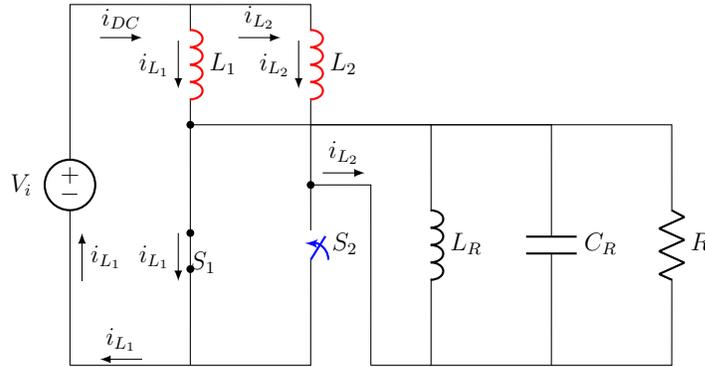


Figura 2.4: Modo 2.

Dado que en este caso la malla donde se encuentra  $S_1$  está en estado ON, la corriente circula de manera circular tal que se cumple que

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_i \quad (2.5)$$

Mientras que, al tener el interruptor  $S_2$  en OFF, este hace que exista un acople al tanque resonante por lo que el análisis de voltajes da como resultado

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} - V_R = V_i \quad (2.6)$$

Realizando el análisis en el nodo de salida de este modo de operación, la corriente que entra al tanque resonante corresponde a la que circula por el inductor  $L_2$  por lo que

$$C_R \frac{dV_R}{dt} + \frac{1}{R} V_R + i_{L_R} - i_{L_2} = 0 \quad (2.7)$$

Es conveniente mencionar que el análisis anterior se realizó bajo la consideración que en el inductor  $L_R$  se cumple que

$$L_R \frac{di_{L_R}}{dt} - V_R = 0 \quad (2.8)$$

**Modo 3. S1 ON, S2 ON** ( $S_1 = 1, S_2 = 1$ ).

Tal y como se muestra en la Figura 2.5, en este modo de operación tanto  $S_1$  como  $S_2$  se encuentran en estado ON, por consiguiente las corrientes de  $L_1$  y  $L_2$ , al no contar con oposición alguna, vuelven directamente a la fuente de alimentación sin necesidad de entrar al tanque resonante, por lo que este se desacopla del circuito de conmutación.

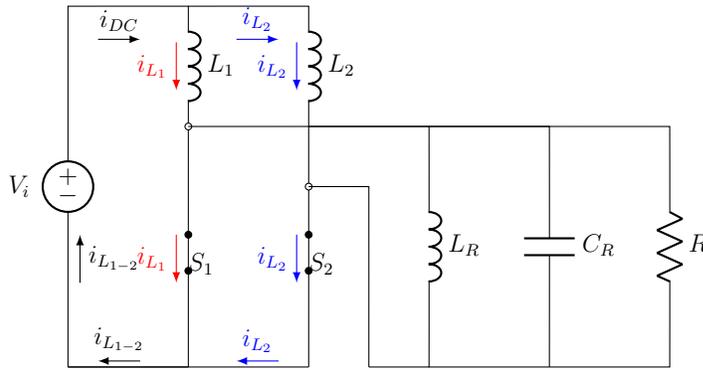


Figura 2.5: Modo 3.

Tal y como se mencionó en la descripción de este modo de operación, el tanque resonante se encuentra desacoplado del circuito de conmutación, por lo que las ecuaciones que describen la dinámica de este modo se obtienen de la siguiente manera.

Dado que el  $S_1$  se encuentra en estado ON, la corriente fluye de manera circular, por lo que al no existir oposición alguna, esta regresa directamente a la fuente de alimentación, desacoplándose del tanque resonante cumpliendo que

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_1 \quad (2.9)$$

Este análisis aplica exactamente igual para el análisis de la malla donde se encuentra  $S_2$  dando como resultado

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = V_i \quad (2.10)$$

En consecuencia de tener al tanque resonante desacoplado del circuito de conmutación, en el análisis del nodo de salida por medio de LCK no se cuenta con las corrientes tanto de  $L_1$  como de  $L_2$ , por lo que se tiene que

$$C_R \frac{dV_R}{dt} + \frac{1}{R} V_R + i_{L_R} = 0 \quad (2.11)$$

Mientras que, el comportamiento del voltaje en la carga se mantiene representado por

$$L_r \frac{di_{L_r}}{dt} - V_R = 0 \quad (2.12)$$

## 2.3. Modelo matemático

De manera general es posible obtener un comportamiento del sistema que cumpla con las condiciones de cada uno de los modos de operación del convertidor. Este comportamiento generalizado se representa en las siguientes ecuaciones

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} + (1 - \alpha_1) V_R = V_i \quad (2.13)$$

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} - (1 - \alpha_2) V_R = V_i \quad (2.14)$$

$$C_R \frac{dV_R}{dt} + \frac{1}{R} V_R + i_{L_R} - (1 - \alpha_1) i_{L_1} + (1 - \alpha_2) i_{L_2} = 0 \quad (2.15)$$

$$L_R \frac{di_{L_R}}{dt} - V_R = 0 \quad (2.16)$$

donde  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  son variables que representan el estado de los interruptores  $S_1$  y  $S_2$  como se muestra en la Tabla 2.1.

	$\alpha_1$	$\alpha_2$
Modo 1	0	1
Modo 2	1	0
Modo 3	1	1

Tabla 2.1: Modos de operación.

Cada modo de este modelo generalizado cumple con las ecuaciones obtenidas anteriormente.

## 2.4. Evaluación del convertidor propuesto

Una vez analizado el sistema y conociendo el comportamiento teórico general de este, se realiza la evaluación del circuito propuesto por medio de una simulación numérica que se muestra en la Figura 2.6. Para esta simulación se utilizó MATLAB Simulink™ con apoyo de la librería Simscape™ que es ideal para emular circuitos eléctricos, en esta simulación se utilizó el paso de integración y método numérico por defecto en MATLAB Simulink™

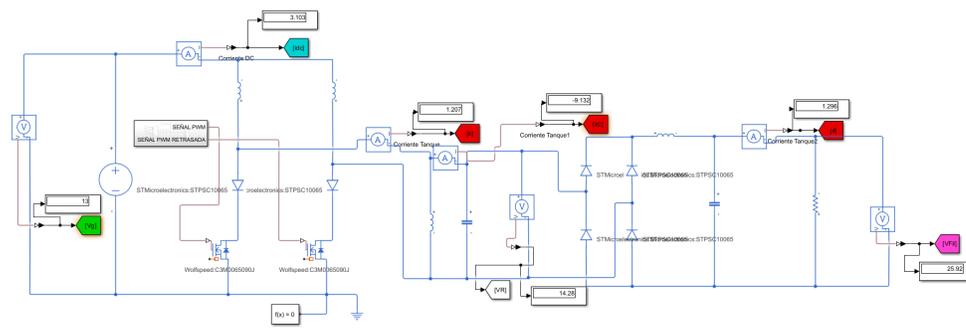


Figura 2.6: Simulación del sistema.

Esta simulación del circuito se realizó con parámetros que permitan evaluar el funcionamiento del convertidor en cada una de las etapas que la componen.

Adicionalmente, en este circuito se colocaron sensores de voltaje y corriente. El sensado en la simulación nos permite visualizar el comportamiento del sistema en sus diferentes etapas.

Un elemento que es fundamental para la operación del circuito es el que se encarga de generar la señal de disparo. Para su implementación se considera que esta señal es creada a partir de un subsistema el cual a su vez contó con otro par de subsistemas que fue necesario incluir para emular la generación de la señal PWM con un desfase suficiente para activar los dispositivos de conmutación, tal y como se puede observar en la Figura 2.7a.

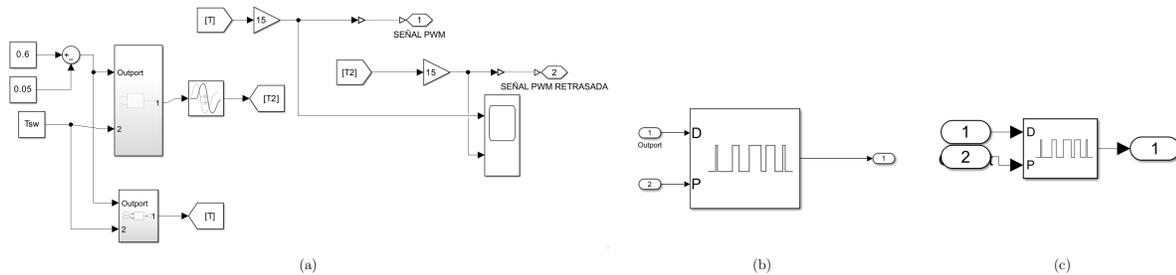


Figura 2.7: Señales PWM generadas.

El subsistema encargado de la generación de las señales PWM está compuesto por dos subsistemas que contienen el bloque "Variable Pulse Generator". Estos bloques, mostrados en las Figuras 2.7b-c, son los encargados de generar las señales PWM.

Los parámetros de entrada que necesitan para su activación son el ciclo de trabajo, definido fuera de los subsistemas mencionados, así como el periodo al que funciona el generador. Este generador da como resultado una señal PWM de 1 V pico.

Para conseguir un desfase entre las señales en la salida de uno de los generadores se colocó un bloque "Transport Delay", en el que se define el retraso de la señal de entrada lo suficiente para obtener un empalme suficiente para la activación de la etapa de conmutación. Por último, una vez obtenidas las señales PWM de 1 V, estas son multiplicadas por una ganancia de 15 que es

el valor necesario de la señal para activar las compuertas que se encuentran en el circuito convertidor.

El resultado de la generación de la señal PWM se muestra en la Figura 2.8. Se generaron dos señales cuadradas desfasadas entre sí, por lo que estas permiten activar la etapa del convertidor resonante.

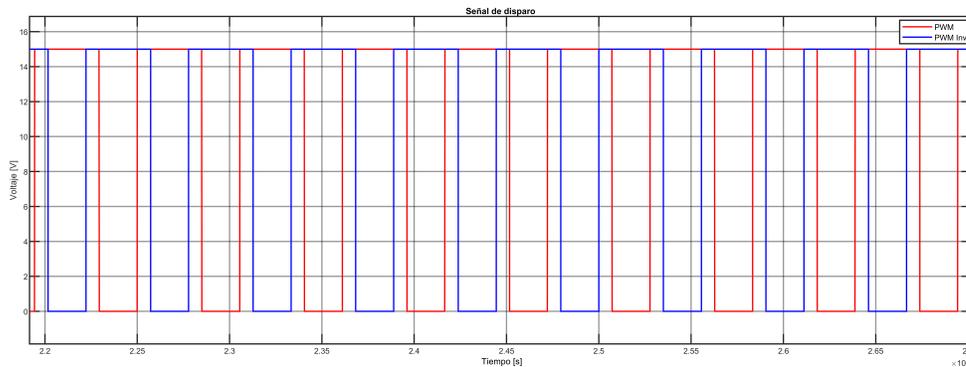


Figura 2.8: Señales de disparo.

La Figura 2.8 contiene dos señales. La roja corresponde a la señal que no tiene retraso, mientras que la azul es la señal retrasada. Para ver el traslape de estas señales fue necesario realizar un acercamiento a la gráfica generada que se presenta la Figura 2.9.

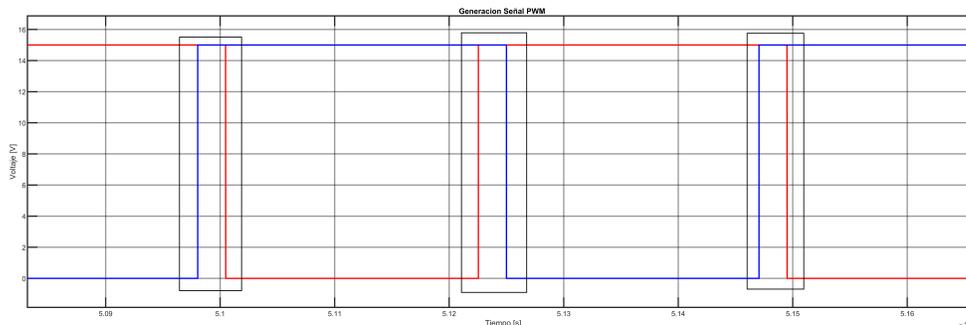


Figura 2.9: Empalmes.

En esta figura, dentro de los rectángulos negros, se señalan los traslapes generados en la etapa de disparo.

### Etapa de conmutación

Durante la etapa de conmutación se midió el comportamiento de las corrientes de entrada y de los inductores  $L_1$  y  $L_2$ , las cuales se incluyen en la Figura 2.10. En ella se observa cómo es que las señales de corriente de los inductores son idénticas, lo que da a entender que las fuentes de corriente están funcionando correctamente dado que como comparten el mismo diseño, es lógico esperar que éstas se comporten de la misma manera.

En la corriente de entrada se muestra un comportamiento similar al de los inductores, sin embargo, éste presenta rizados de corriente más pequeños en comparación con los antes mencionados. A lo largo del tiempo se puede notar como es que las corrientes de entrada, a pesar del rizo que presentan, se estabilizan en un rango de valores y se mantienen así a lo largo del tiempo.

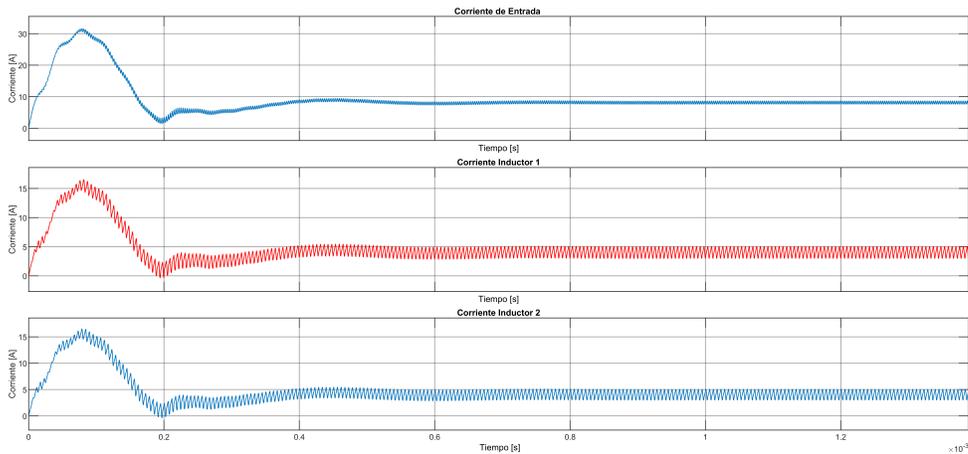


Figura 2.10: Corrientes de entrada.

Este rizo se debe al acoplamiento que existe entre la etapa de conmutación y el tanque resonante. Este acoplo sucede cada medio periodo, donde la corriente se carga de manera lineal e intercalada, por lo que adopta el comportamiento de un rizo.

### Convertidor resonante

El análisis de lo que sucede dentro del tanque resonante se obtiene observando la Figura 2.11.

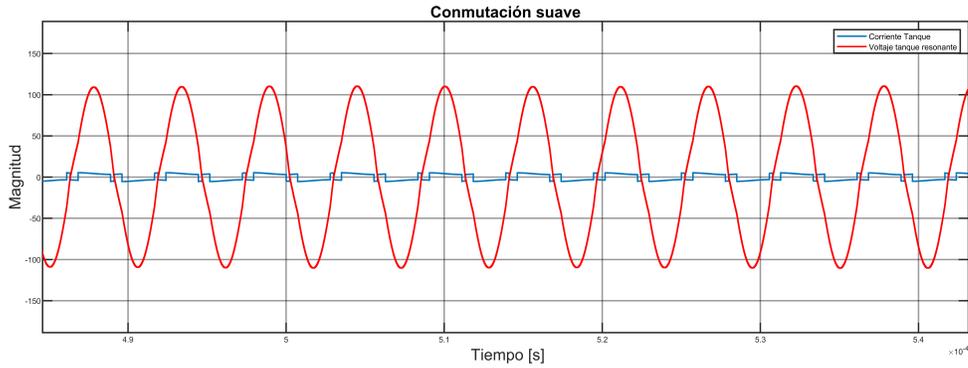


Figura 2.11: Conmutación suave.

En esta figura se encuentra la señal azul que representa la corriente que entra al tanque resonante y la señal roja corresponde a la señal de voltaje. Tal y como se esperaba, la señal de voltaje a la salida del tanque LC muestra un comportamiento sinusoidal, lo que da a entender que el tanque resonante funciona correctamente y está provocando que el voltaje oscile de manera periódica. Mientras que la señal de corriente a la entrada del tanque resonante presenta una forma de onda cuadrada.

### Etapa de rectificación y filtrado

Las señales de la etapa de rectificación y filtrado se muestran en la Figura 2.12. Se ilustra que el puente de rectificador y el filtro propuesto han sido diseñados correctamente, presentando una señal constante en el tiempo tanto en voltaje como en corriente.

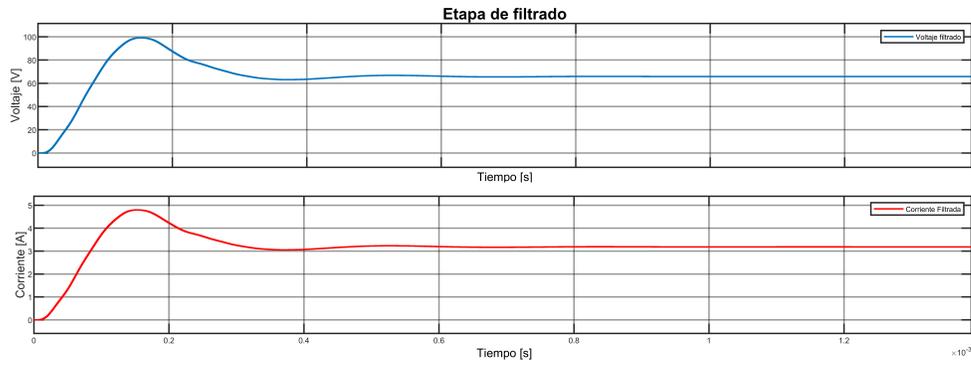


Figura 2.12: Rectificación y filtrado.

Una vez analizada esta simulación se puede afirmar que el diseño de la plataforma funciona de la manera esperada. Además, proporciona una noción de los resultados esperados en la implementación física de la plataforma experimental.

# Capítulo 3

## Construcción de la plataforma experimental

En este apartado se describe de manera detallada el proceso seguido para la construcción de la plataforma experimental. El objetivo de este capítulo consiste en establecer de manera clara y precisa los principales desafíos que conlleva la implementación de un convertidor resonante así como su plataforma experimental. Adicional a ello, en este capítulo se definen las bondades y limitaciones del circuito experimental desarrollado.

Con la finalidad de establecer una explicación más ilustrativa, es conveniente considerar el diagrama general de la plataforma desarrollada mostrado en la Figura 3.1, en la que se presentan los distintos módulos que componen en su totalidad la plataforma experimental.

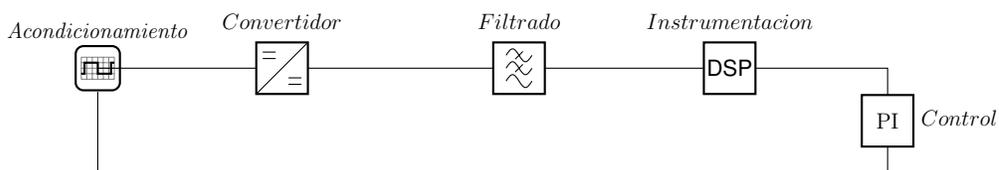


Figura 3.1: Diagrama general de la plataforma experimental.

En este punto, es importante mencionar algunas consideraciones previas de la plataforma realizada para dejar en claro los alcances y limitaciones de ésta:

- Se considera una frecuencia de conmutación de 190 kHz.
- El hecho de elaborar los inductores de manera manual, implica que el valor de medición puede ser cercano a su valor teórico.
- La plataforma experimental está diseñada para soportar una potencia cercana a los 200 W, considerando un voltaje de entrada ( $V_i$ ) de 30.3 V.
- Los valores nominales de operación son: Ciclos de trabajo  $D_1=0.51$  y  $D_2=0.47$ ,  $V_i=15$  V.
- En las condiciones de operación nominales se asegura que existe un empalme entre las señales lo suficiente para el funcionamiento de la plataforma experimental.
- Los interruptores están compuestos de un diodo y un MOSFET. Así se asegura que estos sean unidireccionales.
- Al trabajar con altas frecuencias existe el reto de realizar una buena etapa de acondicionamiento que no sea susceptible a variaciones considerables generadas por ruido, consecuencia de trabajar con altas frecuencias, por lo que el uso de filtros es recomendable para esta plataforma experimental.

En la Tabla 3.1 se presenta de manera resumida los parámetros de potencia considerados para la topología propuesta para este trabajo de tesis. Estos coinciden con los utilizados en la simulación presentada en el Capítulo 2 y se presenta nuevamente con fines de simplicidad de lectura.

Parámetro	Descripción	Valor
$P_{out}$	Potencia de salida	200 W
$V_i$	Voltaje de entrada	30.3 V
Q	Factor de Calidad	5.9
$f_{sw}$	Frecuencia de Conmutación	190 kHz
$V_{out}$	Voltaje a la salida	210 V

Tabla 3.1: Parámetros de potencia.

En la Tabla 3.2 se definen las condiciones nominales de operación de los experimentos que se presentan en este trabajo de tesis.

Parámetro	Descripción	Valor
$V_i$	Voltaje de entrada	15 V
$D_1$	Ciclo de trabajo 1	0.51
$D_2$	Ciclo de trabajo 2	0.47
$F_{sw}$	Frecuencia de conmutación	190 kHz

Tabla 3.2: Condiciones nominales de los experimentos.

Mientras que, en la Tabla 3.3 se presenta los parámetros de diseño así como la metodología seguida [7] de manera breve y concisa.

Parámetro	Símbolo	Ecuación	Valor
Potencia de entrada	$P_{in}$	$\frac{P_{out}}{\eta}$	210.52 W
Corriente de entrada	$i_{DC}$	$\frac{P_{in}}{V_i}$	6.94 A
Valor pico corriente tanque resonante	$I_F$	$2 * i_{DC}$	4.20 A
Resistencia de carga	$R$	$\frac{2 * P_{in}^2}{I_F^2}$	20.67 $\Omega$
Frecuencia angular de conmutación	$\omega_r$	$2\pi f_{sw}$	1.1938 MHz
Inductores 1 y 2	$L_{1-2}$	$\frac{V_i^2}{0.245 * P_{in} * f_{sw}}$	54.2 $\mu H$
Capacitor resonante	$C_R$	$\frac{Q}{\omega_r * R}$	218.005 nF
Inductor Resonante	$L_R$	$\frac{1}{\omega_r^2 * C_R}$	3.218 $\mu H$

Tabla 3.3: Parámetros de diseño.

### 3.1. Convertidor resonante

Es en esta etapa donde se examina el circuito teórico planteado en el capítulo anterior. Para esta etapa fue necesaria la elaboración de los inductores ya que, al tratarse de altas frecuencias, éstos no pueden ser encontrados de manera comercial, por lo que se diseñaron y elaboraron manualmente. El proceso de diseño y elaboración se encuentran detallados más adelante en este capítulo. Los interruptores ideales planteados en el capítulo anterior fueron implementados por medio de un arreglo entre MOSFETS y diodos. En el caso del MOSFET

se usó MSC040SMA120B de la marca Microchip® y en el caso del diodo FFSH4065A de la marca ON semiconductor®. Este conjunto de componentes dan como resultado la obtención de interruptores unidireccionales. En la Figura 3.2 se ilustra lo anterior.

Para el capacitor que se encuentra en el tanque resonante se optó por utilizar un capacitor de película de 220 nF. Este valor se obtuvo al realizar el siguiente cálculo presentado en la Tabla 3.3:

$$C_R = \frac{Q}{\omega_r R} \quad (3.1)$$

De la Tabla 3.1 y la Tabla 3.3 se obtienen los parámetros necesarios:

- $Q = 5.9$
- $F_{sw} = 190\ 000$
- $\omega_r = 2\pi F_{sw}$
- $R = 20\ \Omega$

Al sustituir los parámetros conocidos

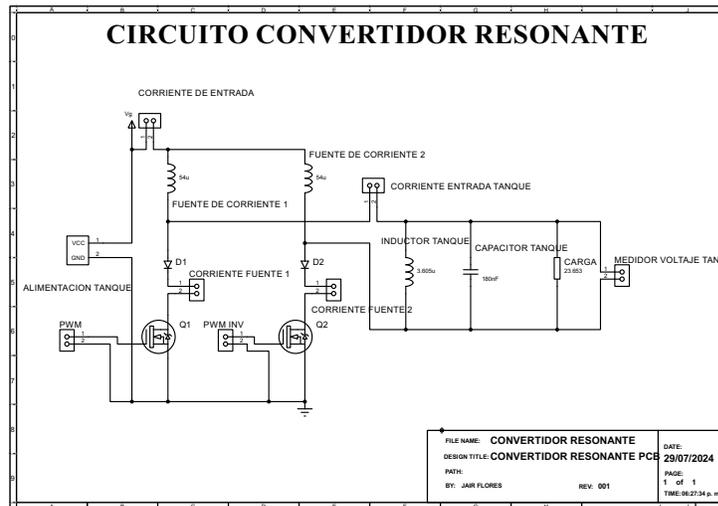
$$C_R = \frac{5.9}{2\pi F_{sw} 20} \quad (3.2)$$

Resolviendo  $C_R$  el valor del capacitor de resonancia es el siguiente

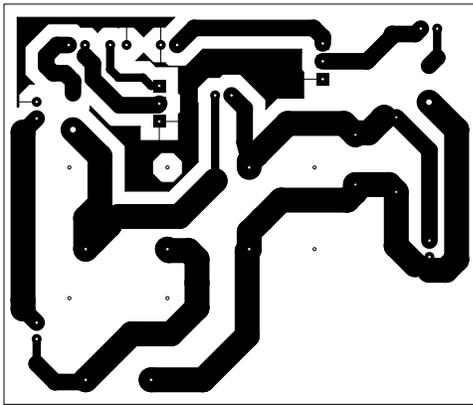
$$C_r = 218.005\ nF \quad (3.3)$$

Dado que no existen capacitores de potencia de ese valor en específico, se procedió a usar el valor más cercano posible, que en este caso fue el de 220 nF. Esta condición definitivamente se ve reflejada en la plataforma experimental. La manera en la que afecta el valor del capacitor del tanque resonante utilizado puede observarse en el desfase entre la señal de voltaje a la salida del tanque resonante y la corriente de entrada del tanque. Una mayor diferencia

significa un desfase mayor entre estas señales, mientras que, entre más cercano al valor teórico el desfase es menor. No obstante, dado que la diferencia entre el valor teórico y el valor experimental es de aproximadamente  $2nF$ , su efecto es aceptable dentro de los resultados esperados.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.2: Etapa de convertidor resonante a) Circuito diseñado b) Placa impresa c) Circuito físico.

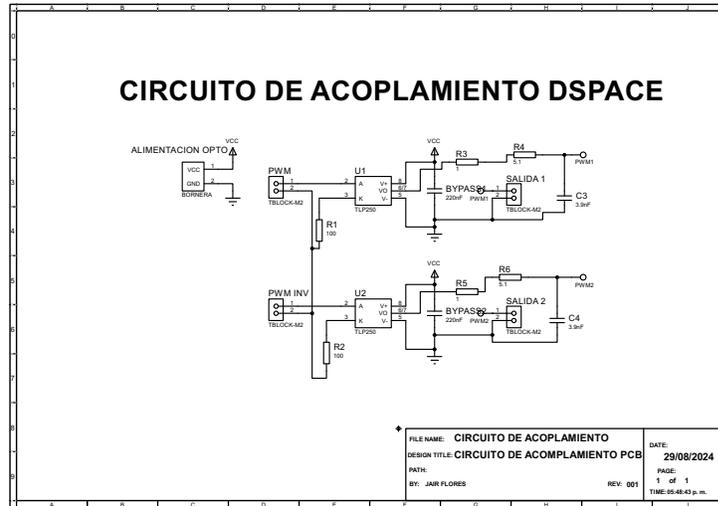
La Figura 3.2a ilustra el diseño esquemático del circuito convertidor resonante analizado en el capítulo anterior. En esta se observa el arreglo entre el diodo y el MOSFET para obtener una compuerta unidireccional. Adicional a ello se muestra el uso de borneras que permiten la medición de voltajes y/o corrientes en puntos específicos del convertidor, tal como es la entrada del con-

vertidor, la corriente entre el MOSFET y el diodo o la corriente que entra al tanque y el voltaje a la salida de este. Su implementación fue lograda mediante la placa impresa mostrada en la Figura 3.2b, así es como en la Figura 3.3c se observa el circuito físico. Se puede notar cada uno de los componentes presentes en su estructura: Los inductores, las borneras para la medición de voltajes y/o corrientes, los arreglos entre diodos y MOSFET y el capacitor del tanque resonante.

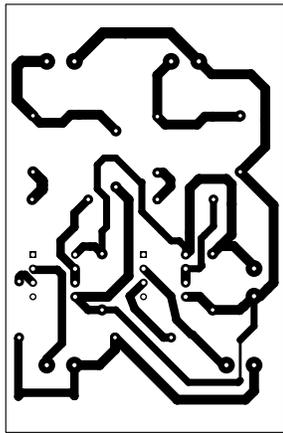
## 3.2. Etapa de acoplamiento

La etapa de acoplamiento es necesaria para aislar la fuente de origen de la señal de control. Una correcta etapa de aislamiento entre la baja potencia y la alta potencia impide que corrientes que representen un riesgo en un circuito se transfieran a partes accesibles del sistema, evita que los componentes de bajo voltaje sean dañados por sobretensiones. Otra de las virtudes que ofrece el aislamiento entre baja y alta potencia es que protege al circuito ante fallos inesperados evitando que estos afecten a otros circuitos conectados, mejorando la seguridad del sistema en general

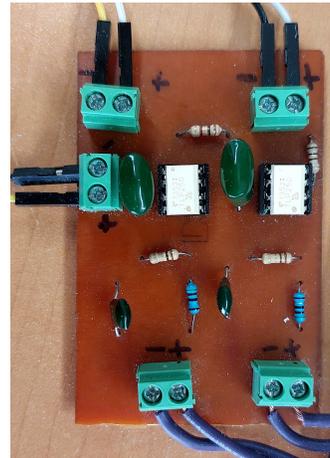
El aislamiento es logrado gracias al optoacoplador TLP 250. Este optoacoplador resulta ideal para trabajar a altas frecuencias dadas sus características de conmutación. Otra de las bondades que ofrece este componente es que de igual manera funciona como un MOSFET driver, lo que significa que gracias a este componente es posible obtener una señal que se encuentre dentro de los valores necesarios para activar los MOSFET de la etapa del convertidor resonante. En la Figura 3.3 se muestra las distintas fases de diseño de esta etapa de la plataforma, desde su diseño esquemático hasta su implementación física.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.3: Etapa de acoplamiento a) Circuito diseñado b) Placa impresa c) Circuito físico.

En la Figura 3.3 se muestra el proceso realizado para la obtención de la etapa de acoplamiento. Se parte del diseño esquemático reportado en la Figura 3.3a que fue obtenido de la hoja de especificaciones del optoacoplador TLP250. Una vez realizado el diseño esquemático, usando el software Proteus® se realizó el diseño de la placa impresa dando como resultado la obtención de una placa de circuito impreso lista para ser implementada tal y como se puede observar en la Figura 3.3b. En la Figura 3.3c se muestra el circuito implementado de manera física.

### 3.3. Etapa de filtrado

La etapa de rectificación y filtrado se compone de un puente rectificador que utiliza el mismo modelo de los diodos de la etapa del convertidor (FFSH4065A). El proceso de rectificación y filtrado es de suma importancia para este trabajo de tesis, dadas las intenciones de realizar control en lazo cerrado por medio de la etapa de control. El proceso de rectificación y filtrado de manera general se ilustra en la Figura 3.4.

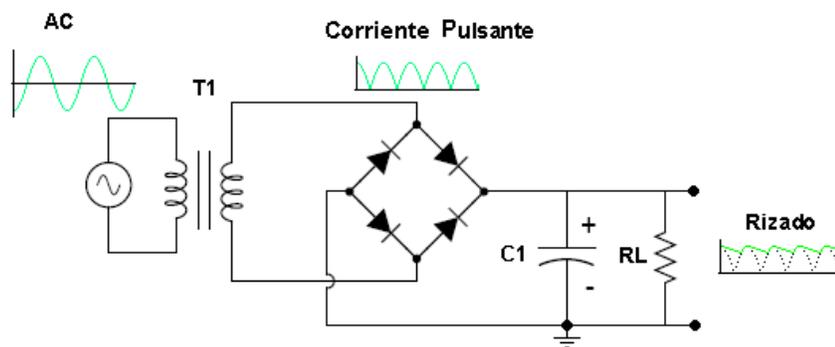


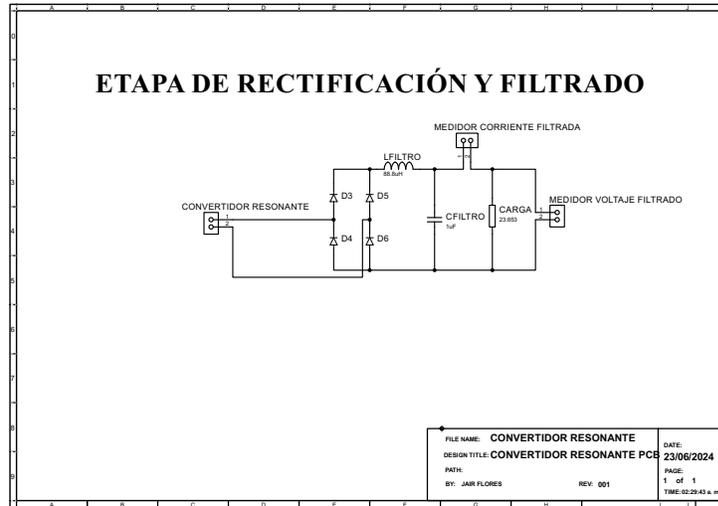
Figura 3.4: Proceso de rectificación y filtrado.

El filtro diseñado para esta etapa se compone de uno del tipo LC pasabajas. Los parámetros utilizados se muestran en la Tabla 3.4.

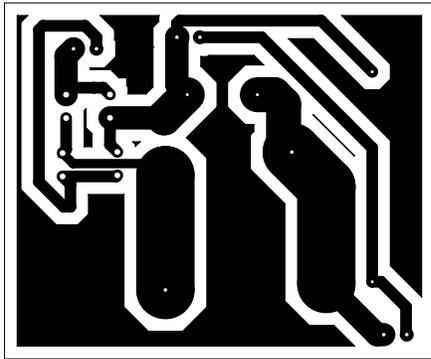
Parámetro	Descripción	Valor
$C_f$	Capacitor Filtro	$10\mu F$
$L_f$	Inductor filtro	$88.8\mu H$

Tabla 3.4: Parámetros etapa de filtrado.

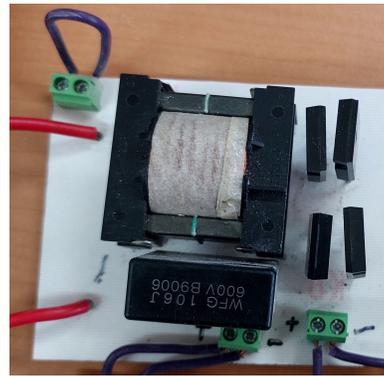
El diseño de la etapa de rectificación y filtrado se encuentra documentado en la Figura 3.5.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.5: Etapa de rectificación y filtrado: a) Circuito diseñado b) Placa impresa c) Circuito físico.

El diseño esquemático mostrado en la Figura 3.5a muestra una etapa de rectificación compuesta por un puente completo de diodos, seguido de un filtro LC. A este diseño esquemático se le agregaron borneras para la medición de corrientes y voltajes. Del diseño esquemático se obtiene la placa impresa ilustrada en la Figura 3.5b. La implementación física de esta placa impresa da como resultado el circuito físico presentado en la Figura 3.5c. En esta figura se observa el arreglo de diodos para la rectificación de la señal así como el filtro LC necesario para realizar el filtrado de las señales de corriente y voltaje.

### 3.4. Etapa de sensado

La Figura 3.7 muestra el proceso de elaboración de la etapa de sensado. Esta etapa es necesaria para poder regular los niveles de voltaje obtenidos del convertidor a valores más aptos para su medición de manera segura. El componente utilizado para esta etapa fue el LV25P, que se trata de un transductor de voltaje que cuenta con aislamiento galvánico. Es decir, este circuito de sensado es capaz de separar la entrada donde recibe el voltaje suministrado por el convertidor resonante y la salida de este, que es el valor del voltaje transformado a un valor más adecuado para fines de control, característica de mucho interés para este trabajo de tesis.

Una de las virtudes de este componente es que permite una configuración personalizada por medio de arreglos a condiciones de interés. Estos arreglos son accesibles por medio de su hoja de especificaciones [10]. De acuerdo con las ecuaciones de diseño, para acondicionar el voltaje máximo de entrada permitido se tiene que

$$R_{Sensado} = \frac{V_{Max}}{10mA} \quad (3.4)$$

Mientras que, para acondicionar el voltaje máximo de salida del transductor de voltaje se debe cumplir

$$R_{Salida} = \frac{V_{Sensor}}{25mA} \quad (3.5)$$

Tomando en cuenta los parámetros de diseño mostrados anteriormente y las características nominales del transductor de voltaje [10], se propusieron los valores

- $V_{Max} = 200 \text{ V}$
- $V_{Sensor} = 2.5 \text{ V}$

Dichos valores propuestos al sustituirse en las ecuaciones de diseño señalan el valor de las resistencias necesarias para la elaboración de esta etapa. De esta forma se concluye que la resistencia a la entrada debe ser

$$R_{Sensado} = 20000\Omega \quad (3.6)$$

Mientras que el valor de la resistencia a la salida es

$$R_{Salida} = 100\Omega \quad (3.7)$$

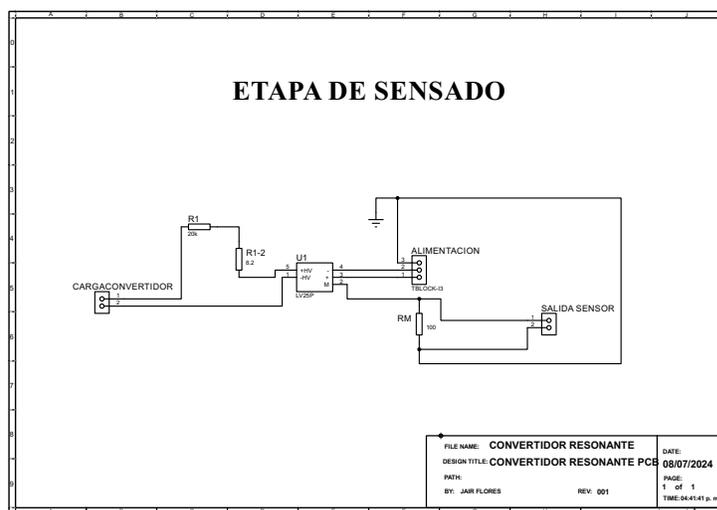
Esta configuración de manera resumida permite recibir un voltaje de entrada máximo de 200 V, por lo que si se suministrara a la entrada dicho voltaje el valor que presenta el sensor es de 2.5 V. En caso de que el voltaje de entrada sea de 100 V, entonces el voltaje del sensor será de 1.25 V. Así es como se asegura que los valores de voltaje recibidos por la etapa de control se encuentren dentro del rango permitido, teniendo una ejecución segura y controlada.

Sin embargo, esta configuración trae consigo una consideración importante. Dado que el rango de operación se estableció de 0 a 2.5 V en la salida del sensor esto implica que muy ligeras variaciones en el voltaje que llegan de la etapa de entrada significan variaciones bastante considerables en la salida del sensor, dando la impresión de que se trata de ruido cuando realmente se trata de un valor que cuenta con variaciones pequeñas, alrededor de milésimas de unidad.

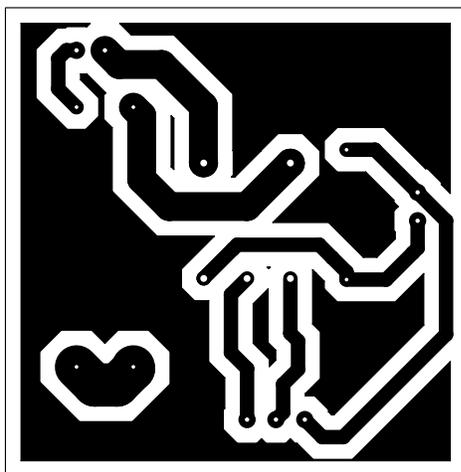
Otra de las consideraciones principales de esta etapa es la utilización de una fuente de alimentación simétrica ya que, tal y como se mencionó, este transductor de voltaje cuenta con aislamiento galvánico, por lo que, para que exista una separación correcta entre etapas es necesario alimentar este componente con una fuente simétrica que cuente con una tierra flotante exclusiva del sensor de voltaje. Dicha fuente simétrica se observa en la Figura 3.6.



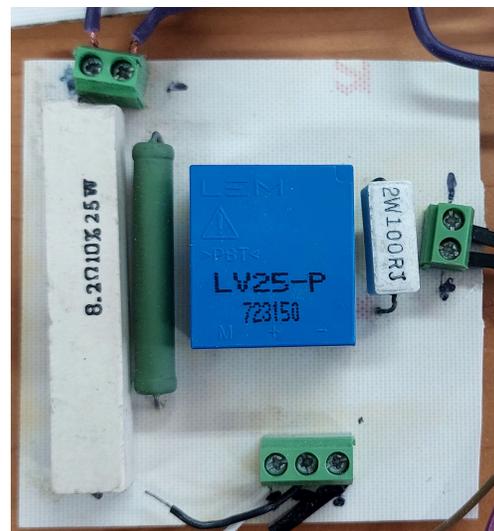
Figura 3.6: Fuente simétrica utilizada.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.7: Etapa de sensado a) Circuito diseñado b) Placa impresa c) Circuito físico.

Complementando la etapa de sensado, en este trabajo de tesis se utilizó una tarjeta de sensado de corriente con la finalidad de verificar el acondicionamiento de esta etapa para que sea capaz de medir voltajes y/o corrientes sin ningún inconveniente. Dicha tarjeta se muestra en la Figura 3.8.

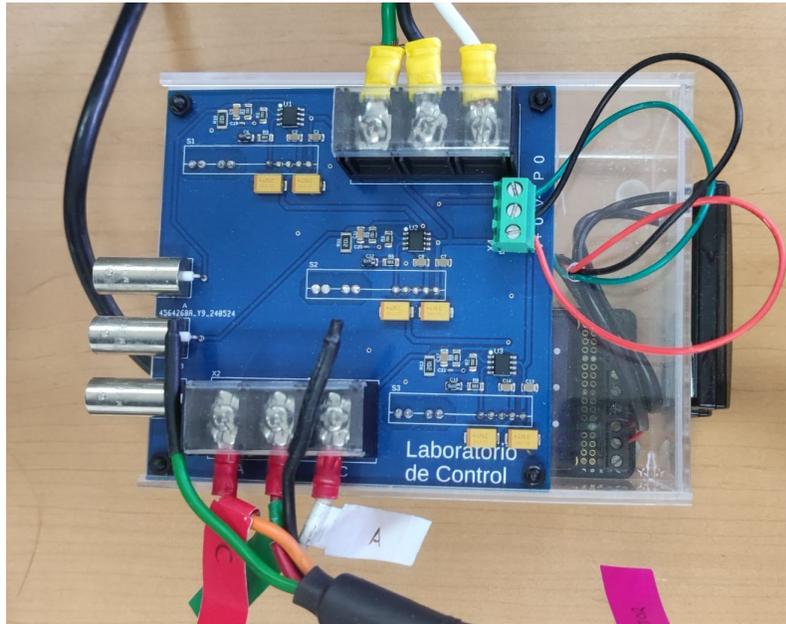


Figura 3.8: Sensor de corriente utilizado.

Esta tarjeta de sensado de corriente fue elaborada y diseñada en conjunto por el ingeniero Miguel Ángel Escobar Tufiño y la maestra Fernanda Ramos García, miembros activos del grupo de investigación del laboratorio de control basado en pasividad, quienes facilitaron el uso de este sensor para la realización de pruebas de medición.

Este tarjeta de sensado de corriente cuenta con un voltaje de alimentación de  $\pm 15 V$ . Se compone por 3 sensores de corriente equipados con un par de borneras conectadas en serie que permiten medir el flujo de corriente. En este caso se utiliza únicamente un solo sensor el cual cuenta con salidas de tipo BNC que otorgan una salida en voltaje que al conectarse a la etapa de control genera la lectura del valor de corriente medida. Estos sensores miden una corriente máxima de 15 amperes.

Adicionalmente, únicamente para fines de comparación, para este trabajo de tesis se hizo uso de un módulo aislado de sensado tanto para corriente como para voltaje *USM-3IV*, este módulo se utiliza principalmente en aplicaciones de retroalimentación para inversores y convertidores de potencia, monitoreo de sistemas trifásicos y también en aplicaciones de retroalimentación para aplicaciones de tiempo real. Estas aplicaciones hacen que este módulo represente un excelente parámetro para realizar una comparación con las tarjetas de sensado diseñadas previamente.

El módulo *USM-3IV* se observa en la Figura 3.9

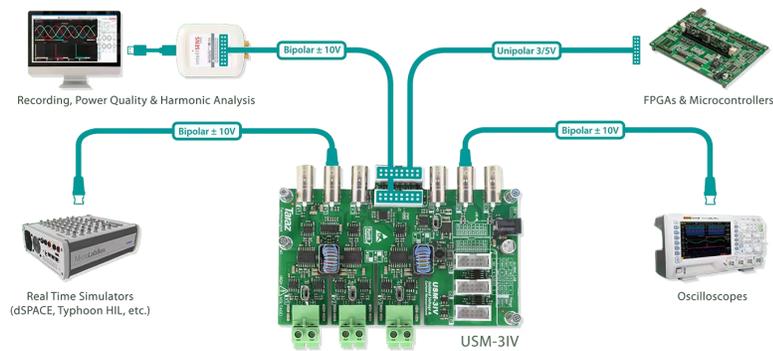


Figura 3.9: Módulo aislado de sensado.

Dentro de las principales características con las que cuenta este módulo destacan el rango de corriente que alcanza  $\pm 100A$ , salidas bipolares tipo BNC compatibles para osciloscopio y software de monitoreo de aplicaciones en tiempo real, además de contar con un rango de voltaje variable dependiendo de la atenuación que requiera la aplicación. Esta atenuación puede ser seleccionada por medio de un interruptor. Es posible seleccionar una atenuación de  $X10$  para rangos de voltaje de  $\pm 100V$  o de  $X100$  para rangos de voltaje de  $\pm 1000V$ .

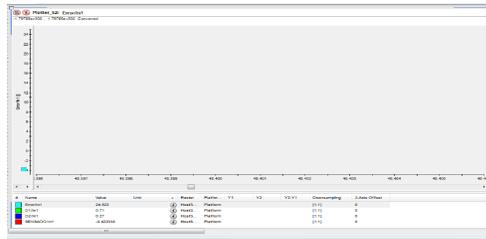
### 3.5. Etapa de control

Parte importante para el desarrollo de esta tesis fue el uso del hardware *DSPACE Ds1104 R&D Controller Board*<sup>TM</sup>. Este se trata de un procesador en tiempo real que puede ser conectado directamente a una PC. Dicho hardware es capaz de proveer de diversas herramientas de desarrollo que permiten la realización de aplicaciones de control de manera más rápida, ya sea para fines industriales o educativos. La interfaz en tiempo real (RTI) por medio de bloques de Simulink<sup>TM</sup> permite la configuración de manera gráfica de las entradas y salidas del hardware. De esta manera es posible generar un modelo de simulación vía Simulink<sup>TM</sup>, el cual debe ser cargado, descargado y compilado. La virtud principal del RTI es que reduce el tiempo de implementación.

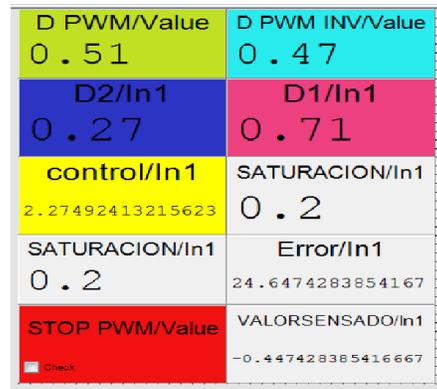
Este modelo es posible de monitorizar en tiempo real usando la interfaz de control *ControlDesk*<sup>TM</sup>. Este es el software complementario de la plataforma de control *DSPACE*<sup>TM</sup> donde, por medio de interfaces gráficas, se enlazan las variables de control, lo que permite tener un monitoreo de dichas señales así como la manipulación de estas.

#### **Interfaz de control ControlDesk**

La interfaz de control se muestra en la Figura 3.10. Ella permite el constante monitoreo en tiempo real del desempeño de la plataforma experimental. Esta se compone de un graficador que tiene la tarea de registrar los valores de lectura por cada intervalo de tiempo y los bloques de lectura que se utilizaron para tener un seguimiento de las variables de interés de manera visual.



(a)



(b)

Figura 3.10: Interfaz ControlDesk. a) Graficador de datos. b) Monitoreo en tiempo real.

### Modelo generado

Para este trabajo de tesis se diseñó un modelo de Simulink™ que pudiera generar dos señales PWM donde se cuente con la libertad de manipular el ciclo de trabajo por medio de la lectura de señales de voltaje producidas por el mismo convertidor, sometiéndolas a un control PI cerrando el lazo en el proceso. El modelo generado se presenta en la Figura 3.11.

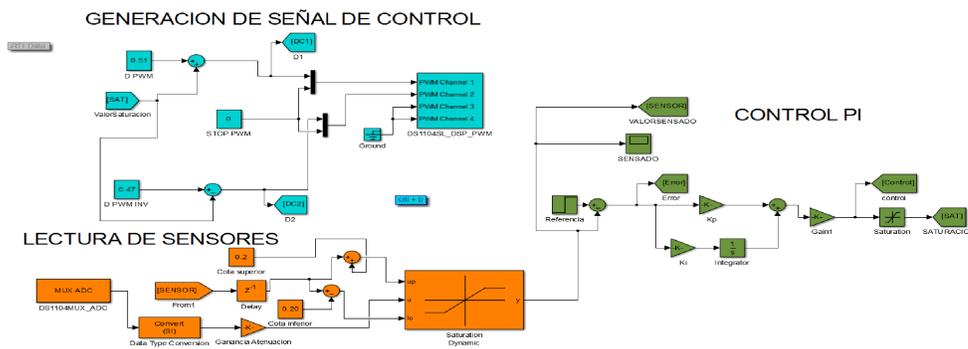


Figura 3.11: Modelo generado PWM.

Para una mejor comprensión del modelo generado se describe de manera más detallada cada una de sus etapas.

## Generación de señal de control

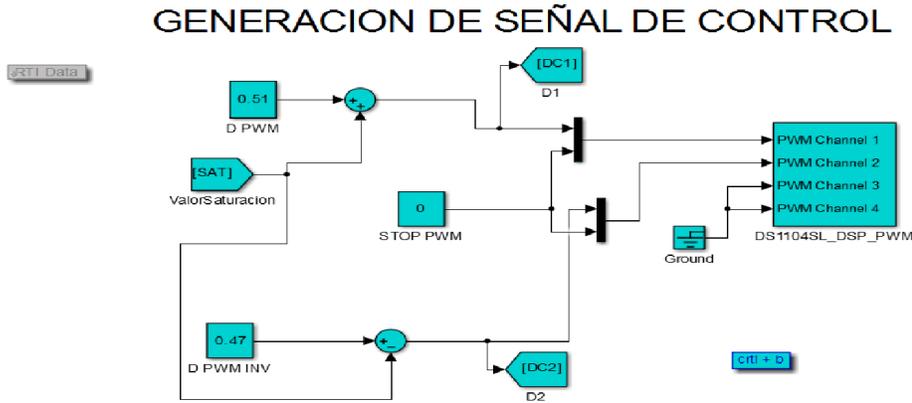


Figura 3.12: Generación de señal de control.

La generación de la señal de control es documentada en la Figura 3.12. Consta del uso del bloque *DS1104SL\_DSP\_PWM* el cual es un bloque exclusivo de la DSPACE™. En este se definen las características principales de la señal PWM tales como la frecuencia de la señal así como la configuración de las señales ya sea positivas o negativas. Es así como se obtienen hasta 4 señales PWM simétricas de control, aunque en este trabajo de tesis únicamente se utilizan 2 señales. De manera externa al bloque, se caracterizó el tamaño del ciclo de trabajo por medio de bloques constantes los cuales se encuentran sujetos a un rango de 0 a 1, que es el rango de operación de un ciclo de trabajo. Las señales sin utilizar se aterrizan directamente a tierra para que sean inhabilitadas. En la Figura 3.13 se muestra de manera general las opciones de configuración del bloque PWM.

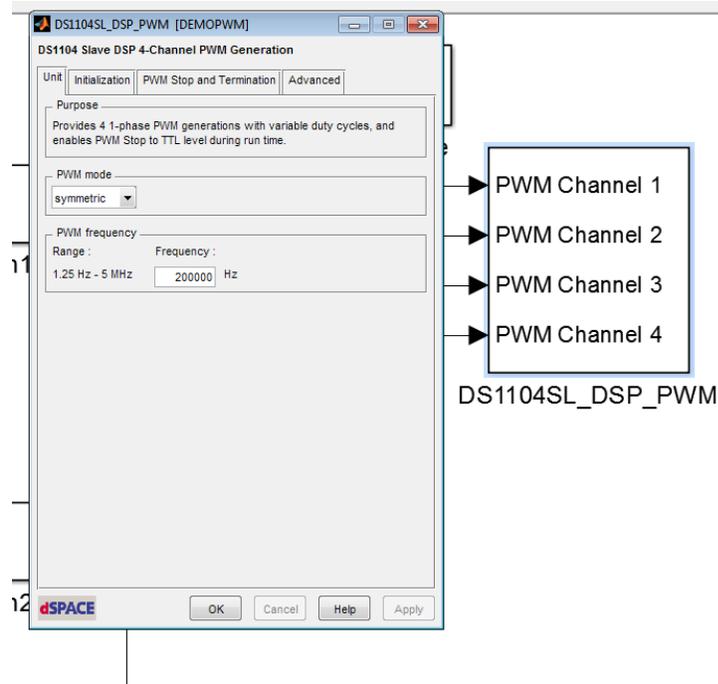


Figura 3.13: Configuración bloque PWM

Finalmente usando un bloque multiplexor se anidó el valor del ciclo de trabajo con una constante nombrada *STOP PWM*. Esta es una condición de activación de la señal PWM, que envía un 0 a un 1 a la configuración de activación del bloque PWM. Esta señal toma un valor determinado dependiendo la interfaz de control en tiempo real de ControlDesk™.

### Lectura de sensores

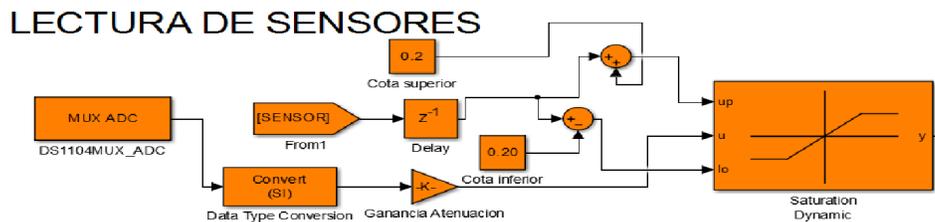


Figura 3.14: Lectura de sensores.

La etapa de lectura de sensores corresponde con la mostrada en la Figura 3.14. En esta etapa se recibe la señal de voltaje del sensor de voltaje por

medio del bloque exclusivo *DS1104MUX\_ADC*. Esta es una entrada de lectura analógica que procesa de manera digital la señal de voltaje y/o de corriente proporcionadas por sus respectivos sensores. Seguido de ese bloque se agregó un bloque de conversión de tipo de dato, con el objetivo de trabajar con un tipo de dato conveniente. La entrada ADC de la DSPACE™ presenta una atenuación de una décima parte del valor real medido, es por ello que fue necesario la implementación de una ganancia que hace posible recuperar el valor original de la medición. No obstante, dado que en la etapa del sensado de voltaje se tuvo que escalar el valor real del voltaje obtenido del convertidor se agrega una ganancia adicional que se multiplica con la ganancia de 10 de la atenuación correspondiente a la entrada ADC.

Finalmente, para lidiar con los problemas mencionados en la etapa de sensado se agregó un bloque que corresponde a un saturador dinámico, que tiene la tarea de delimitar los valores de lectura de la entrada ADC. Este bloque cuenta con 3 entradas: **u** que corresponde con la señal de entrada,  $I_o$  la saturación inferior y **up** la saturación superior. Entonces en la entrada u se ingresa el valor recuperado de las ganancias, mientras que para las cotas se agrega una operación de suma y resta del valor leído anteriormente. Para tener un mejor manejo de la señal, se propuso agregar un retraso que permite realizar una comparación entre el valor actual de lectura y el valor anterior más próximo.

### Control PI

Recordando que esta etapa tiene como finalidad únicamente comprobar la flexibilidad de la plataforma desarrollada y que no se busca realizar un análisis profundo de este esquema de control, es que se describe esta etapa del modelo generado en MATLAB Simulink™. Esta etapa intermedia se presenta en la Figura 3.15. Se compone de un bloque "Paso variable", el cual fija un valor constante que cambia a otro después de cierto tiempo establecido. Este bloque se utilizó como el voltaje de referencia.

Agregando un bloque operador se obtuvo el error entre el voltaje medido y la referencia establecida. Este error es el que es alimentado al control PI para minimizar la diferencia entre el voltaje de lectura y la referencia.

A la salida del control PI se tiene el valor del error acondicionado que se acota nuevamente por medio de un saturador fijo y que se utiliza como la señal de control que modifica el comportamiento de los ciclos de trabajo.

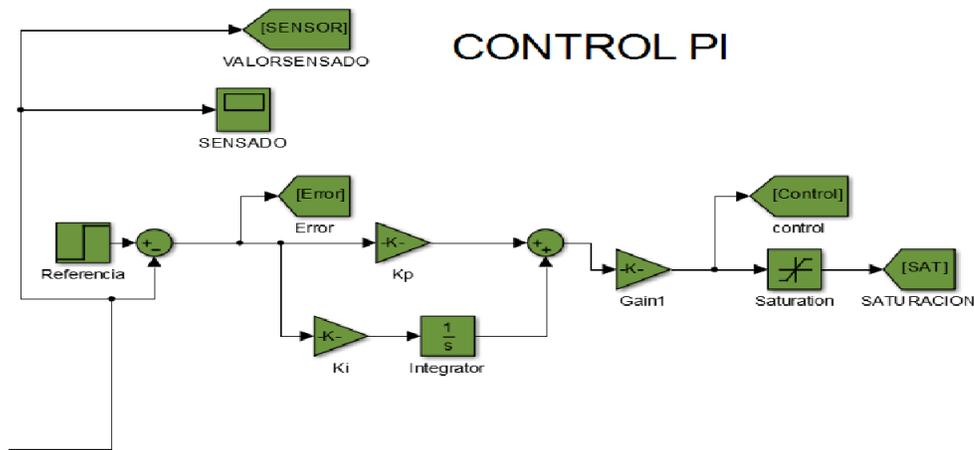
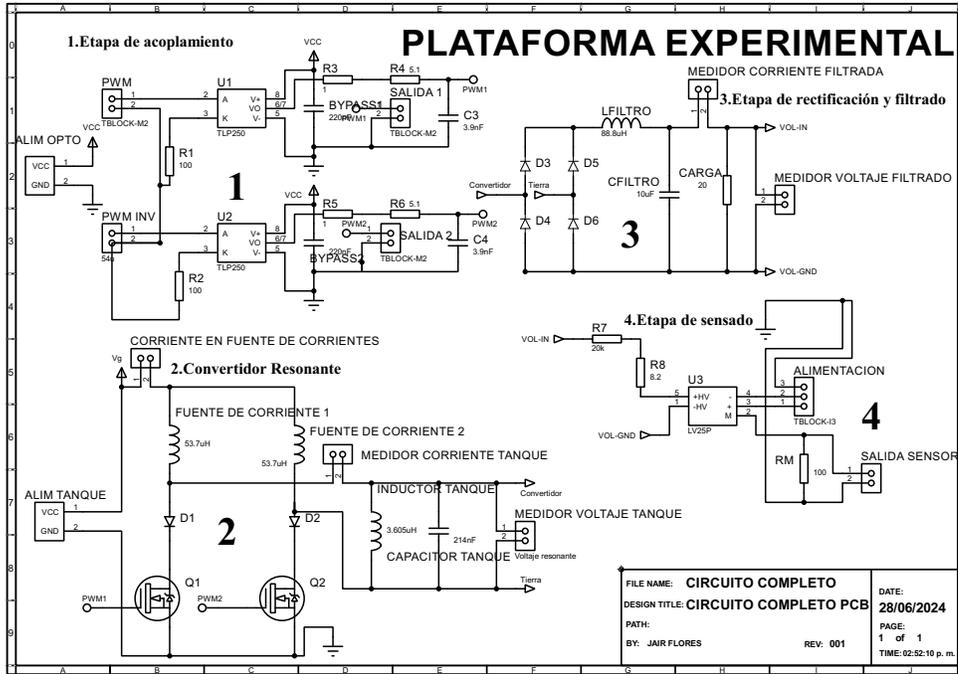


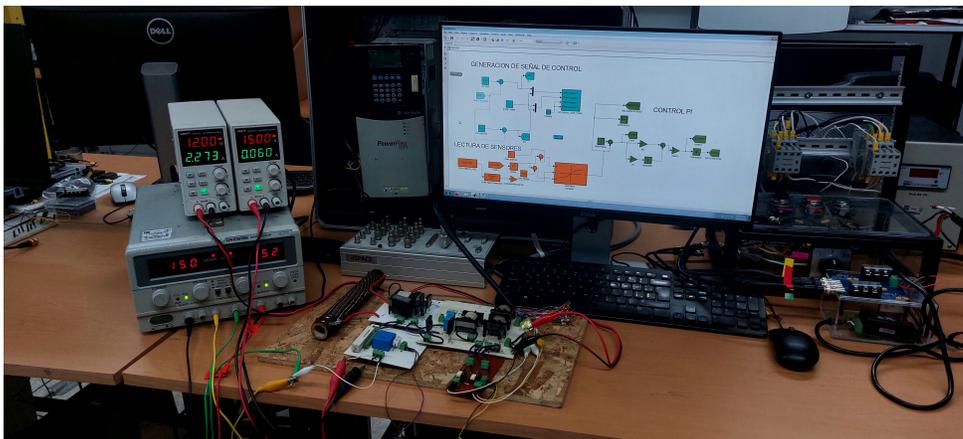
Figura 3.15: Control PI.

### 3.6. Plataforma completa

Este apartado presenta la integración de todas las etapas descritas en este capítulo. En este caso se realizaron cada una de las etapas por separado por lo que fue necesario la unión de cada una de ellas por medio de conexiones directas, dando como resultado la plataforma experimental que se aprecia en la Figura 3.16.



(a)



(b)

Figura 3.16: Plataforma completa a) Diseño esquemático b) Circuito físico.

La Figura 3.16a muestra la integración de las 4 etapas en un mismo circuito esquemático, para una mejor identificación estos fueron rotulados de acuerdo a la etapa que representan. Por otro lado en la Figura 3.16b se presenta la plataforma experimental completa desde el software hasta el hardware y los módulos explicados anteriormente interconectados entre sí.

### 3.7. Diseño de elementos magnéticos.

El diseño magnético que es utilizado para la elaboración de bobinas y transformadores representa un punto crítico a tomar en cuenta dada la frecuencia de conmutación a la que se buscan ser diseñados con el objetivo de reducir el tamaño de estos elementos. Esta frecuencia de conmutación requiere entonces de una especial atención a la metodología de diseño.

El cálculo para conocer el diseño de los elementos magnéticos se realiza utilizando el método de la constante geométrica ( $K_g$ ) explorado por Erickson y Maksimovic [3]. Asimismo, se han considerado parámetros establecidos en este mismo libro para la realización de las Tablas 3.5 a 3.7. Estos parámetros resultaron fundamentales para la correcta implementación del diseño.

#### 3.7.1. Inductores 1 y 2

Las especificaciones de los inductores que actúan como fuentes de corriente que alcanzan una potencia de operación de 200 W son las incluidas en la Tabla 3.5:

Descripción	Símbolo	Valor	Unidades
Resistividad del cobre	$\rho$	$1.724 \times 10^{-6}$	$\Omega \cdot \text{cm}$
Permeabilidad del aire	$\mu_0$	$4\pi \times 10^{-7}$	$H/m$
Valor de la inductancia	$L$	$57.6 \mu$	$H$
Corriente máxima	$I_{\max}$	10.3	$A$
Corriente RMS	$I_{\text{RMS}}$	3.3	$A$
Densidad de flujo magnético	$\beta_{\max}$	0.38	$T$
Factor de utilización	$K_u$	0.24	
Frecuencia de conmutación	$f$	190 k	Hz
Área de sección transversal	$A_c$	0.76	$\text{cm}^2$
Área de ventana	$W_A$	0.903	$\text{cm}^2$
Longitud media por vuelta	MLT	5.33	cm

Tabla 3.5: Especificaciones para el diseño de la fuente de corriente 1 y 2 utilizando un núcleo ETD29.[3]

Es así como, usando como guía [3] se realiza el proceso de construcción de los elementos magnéticos. Este parte del cálculo de la resistencia en el cobre. De esta forma se tiene que la potencia es

$$P_{cobre} = \frac{P_{total} 0.1}{100} = 0.2W \quad (3.8)$$

de donde el valor de la resistencia se calcula como

$$R = \frac{P_{cobre}}{I_{rms}^2} = 0.018\Omega \quad (3.9)$$

Para determinar el tamaño del núcleo, se tiene una desigualdad que está dada entre la constante geométrica del núcleo seleccionado ( $K_g$ ), que puede ser elegido de las tablas de diseño B.4 [3], y los parámetros de diseño propuestos. En caso de que esta desigualdad se cumpla se determina que el núcleo seleccionado cumple con las características de diseño por lo que puede ser utilizado para la implementación del inductor. La desigualdad mencionada es

$$k_g \geq \frac{\rho L^2 I_{max}^2}{B_{max}^2 R K_u} 10^8 \text{ cm}^5 \quad (3.10)$$

donde los parámetros involucrados se listan en la Tabla 3.5.

Para el núcleo seleccionado (ETD29) los valores de diseño obtenidos de Tablas B.4 ETD Core Data [3] son

$$\begin{aligned} K_g &= \text{Geometría del núcleo} = 0.0978 \text{ cm}^5 \\ A_c &= \text{Área de la sección transversal} = 0.76 \text{ cm}^2 \\ W_A &= \text{Área de ventana} = 0.903 \text{ cm}^2 \\ MLT &= \text{Longitud media por vuelta} = 5.33 \text{ cm} \end{aligned}$$

Con los datos de diseño se obtiene

$$K_g = \frac{\rho L^2 I_{max}^2}{\beta_{max}^2 R K_u} 10^8 = 0.028 \text{ cm}^5 \quad (3.11)$$

Por lo que la desigualdad queda de esta manera

$$0.0978 \text{ cm}^5 \geq 0.028\text{cm}^5$$

Tal y como se puede observar, el valor de la constante geométrica del núcleo seleccionado con los parámetros designados cumple la desigualdad establecida por el método, por lo que se puede continuar con los siguientes pasos del diseño.

El cálculo del número de vueltas se obtiene de

$$n = \frac{LI_{max}}{B_{max}A_c}10^4 \quad (3.12)$$

Por lo que, sustituyendo los parámetros de diseño toma el valor

$$n = \frac{LI_{max}}{B_{max}A_c}10^4 = 14.91 \text{ vueltas}$$

La separación entre núcleos (GAP) se calcula de

$$l_g = \frac{\mu_0 A_c n^2}{L}10^{-4}[m] \quad (3.13)$$

Por lo que, sustituyendo se tiene que

$$l_g = \frac{\mu_0 A_c n^2}{L}10^{-4} = 0.368[mm]$$

La obtención del tamaño del elemento conductor es

$$A_W = \frac{K_u W_A}{n} = 0.01453[cm^2] \quad (3.14)$$

Una vez obtenido el valor del tamaño del elemento conductor, se procede a buscar en las tablas B.6 [3] un valor de área cercano al obtenido previamente. Para este diseño se consideró el valor de  $AWG_{34} = 0.2011$ , mientras que el número de hilos a utilizar, con un área para un  $AWG_{34} = 0.2011$ , es

$$\#hilos = \frac{A_W}{AWG_{\text{área}}}1000 = 72.25 \quad (3.15)$$

Finalmente la longitud a utilizar del material conductor está dada por

$$D = \frac{nMLT}{100} = 0.7995[m] \quad (3.16)$$

### 3.7.2. Inductor tanque resonante

Los parámetros que determinan la estructura de este inductor se listan en la Tabla 3.6.

Descripción	Símbolo	Valor	Unidades
Resistividad del cobre	$\rho$	$1.724 \times 10^{-6}$	$\Omega \cdot \text{cm}$
Permeabilidad del aire	$\mu_0$	$4\pi \times 10^{-7}$	$H/m$
Valor de la inductancia	$L$	$4 \mu$	$H$
Corriente máxima	$I_{\max}$	35	$A$
Corriente RMS	$I_{\text{RMS}}$	3.3	$A$
Densidad de flujo magnético	$\beta_{\max}$	0.38	$T$
Factor de utilización	$K_u$	0.24	
Frecuencia de conmutación	$f$	190 k	Hz
Área de sección transversal	$A_c$	0.76	$\text{cm}^2$
Área de ventana	$W_A$	0.903	$\text{cm}^2$
Longitud media por vuelta	MLT	5.33	cm

Tabla 3.6: Especificaciones para el diseño del inductor que se encuentra en el tanque resonante utilizando un núcleo ETD29.[3]

Siguiendo las indicaciones de [3] se lleva a cabo el proceso de construcción de los elementos magnéticos. Este comienza con el cálculo de la resistencia en el cobre. De esta manera la potencia se define como

$$P_{\text{cobre}} = \frac{P_{\text{total}} 0.1}{100} = 0.2W \quad (3.17)$$

A partir de esto, la resistencia se determina mediante

$$R = \frac{P_{\text{cobre}}}{I_{\text{rms}}^2} = 0.018\Omega \quad (3.18)$$

Para dimensionar el núcleo se evalúa una desigualdad que involucra la constante geométrica del núcleo seleccionado ( $K_g$ ), la cual se puede consultar en las Tablas de diseño B.4 [3], y los parámetros de diseño propuestos. Si la desigualdad se cumple, el núcleo seleccionado es adecuado para la implementación del inductor, así se tiene que

$$k_g \geq \frac{\rho L^2 I_{max}^2}{B_{max}^2 R K_u} 10^8 \text{ cm}^5 \quad (3.19)$$

Para el núcleo elegido (ETD29), los valores de diseño tomados de las Tablas B.4 (ETD Core Data) [3] son

$$\begin{aligned} K_g &= \text{Geometría del núcleo} = 0.0978 \text{ cm}^5 \\ A_c &= \text{Área de la sección transversal} = 0.76 \text{ cm}^2 \\ W_A &= \text{Área de ventana} = 0.903 \text{ cm}^2 \\ MLT &= \text{Longitud media por vuelta} = 5.33 \text{ cm} \end{aligned}$$

Con estos valores de diseño, se obtiene

$$K_g = \frac{\rho L^2 I_{max}^2}{\beta_{max}^2 R K_u} 10^8 = 0.005416 \text{ cm}^5 \quad (3.20)$$

Por lo tanto la desigualdad queda como sigue

$$0.0978 \text{ cm}^5 \geq 0.005416 \text{ cm}^5$$

Como se puede ver, el valor de  $K_g$  cumple con los parámetros de diseño establecidos, permitiendo continuar con el diseño del inductor.

El número de vueltas se calcula mediante

$$n = \frac{L I_{max}}{B_{max} A_c} 10^4 \quad (3.21)$$

Sustituyendo los valores, resulta

$$n = \frac{L I_{max}}{B_{max} A_c} 10^4 = 4.847 \text{ vueltas}$$

La separación entre núcleos (GAP) se calcula como

$$l_g = \frac{\mu_0 A_c n^2}{L} 10^{-4} [m] \quad (3.22)$$

Sustituyendo los valores de diseño, obtiene

$$l_g = \frac{\mu_0 A_c n^2}{L} 10^{-4} = 0.560 [mm]$$

El tamaño del material conductor se obtiene con la fórmula

$$A_W = \frac{K_u W_A}{n} = 0.0447 [cm^2] \quad (3.23)$$

Con este valor se busca un conductor con área similar en las Tablas B.6 [3].

Para este diseño, se seleccionó  $AWG_{34} = 0.2011$ .

El número de hilos necesarios, considerando un área por hilo de  $AWG_{34} = 0.2011 \text{ cm}^2$ , se calcula como

$$\#hilos = \frac{A_W}{AWG_{\text{área}}} 1000 = 222.338 \quad (3.24)$$

Finalmente la longitud del material conductor requerida es

$$D = \frac{nMLT}{100} = 0.2625 [m] \quad (3.25)$$

### 3.7.3. Inductor filtro

El diseño de este inductor se realizó conforme a las especificaciones presentadas en la Tabla 3.7.

Descripción	Símbolo	Valor	Unidades
Resistividad del cobre	$\rho$	$1.724 \times 10^{-6}$	$\Omega \cdot \text{cm}$
Permeabilidad del aire	$\mu_0$	$4\pi \times 10^{-7}$	$H/m$
Valor de la inductancia	$L$	88.8	$\mu H$
Corriente máxima	$I_{\max}$	7.5	$A$
Corriente RMS	$I_{\text{RMS}}$	2.18	$A$
Densidad de flujo magnético	$\beta_{\max}$	0.32	$T$
Factor de utilización	$K_u$	0.24	
Frecuencia de conmutación	$f$	190 k	Hz
Área de sección transversal	$A_c$	0.97	$\text{cm}^2$
Área de ventana	$W_A$	1.23	$\text{cm}^2$
Longitud media por vuelta	MLT	6	cm

Tabla 3.7: Especificaciones para el diseño del inductor que se encuentra en el tanque resonante utilizando un núcleo ETD-34. [3]

Seguendo el método de [3] se procede con la construcción de este inductor.

El primer paso es calcular la resistencia del cobre. La potencia disipada en el cobre se expresa como

$$P_{\text{cobre}} = \frac{P_{\text{total}} 0.1}{100} = 0.2W \quad (3.26)$$

A partir de aquí, la resistencia se determina mediante la siguiente ecuación

$$R = \frac{P_{\text{cobre}}}{I_{\text{rms}}^2} = 0.042\Omega \quad (3.27)$$

Para seleccionar el núcleo adecuado, se evalúa la desigualdad que compara la constante geométrica del núcleo ( $K_g$ ), la cual se puede consultar en la Tabla B.4 de diseño [3], con ciertos parámetros de diseño. Si la desigualdad se satisface, el núcleo es adecuado para su uso en el inductor. La expresión de esta desigualdad es

$$k_g \geq \frac{\rho L^2 I_{\max}^2}{B_{\max}^2 R K_u} 10^8 \text{ cm}^5 \quad (3.28)$$

Para el núcleo ETD 34 seleccionado, los valores de diseño extraídos de la Tablas

B.4 (ETD Core Data) [3] son

$$\begin{aligned}
 K_g &= \text{Geometría del núcleo} = 0.193 \text{ cm}^5 \\
 A_c &= \text{Área de la sección transversal} = 0.97 \text{ cm}^2 \\
 W_A &= \text{Área de ventana} = 1.23 \text{ cm}^2 \\
 MLT &= \text{Longitud media por vuelta} = 6 \text{ cm}
 \end{aligned}$$

Con estos datos de diseño, se calcula

$$K_g = \frac{\rho L^2 I_{max}^2}{\beta_{max}^2 R K_u} 10^8 = 0.07408 \text{ cm}^5 \quad (3.29)$$

La desigualdad queda entonces como

$$0.193 \text{ cm}^5 \geq 0.07408 \text{ cm}^5$$

Como se observa, la constante geométrica del núcleo seleccionado cumple con los requisitos de diseño, lo que permite continuar con el desarrollo del método.

El número de vueltas se determina mediante

$$n = \frac{L I_{max}}{B_{max} A_c} 10^4 \quad (3.30)$$

Sustituyendo los valores de diseño, se obtiene

$$n = \frac{L I_{max}}{B_{max} A_c} 10^4 = 21.456 \text{ vueltas}$$

La separación entre núcleos (GAP) se calcula con la fórmula

$$l_g = \frac{\mu_0 A_c n^2}{L} 10^{-4} [m] \quad (3.31)$$

Al sustituir los valores de diseño, se obtiene

$$l_g = \frac{\mu_0 A_c n^2}{L} 10^{-4} = 0.8669 [mm]$$

El área del conductor se calcula como

$$A_W = \frac{K_u W_A}{n} = 0.01375[cm^2] \quad (3.32)$$

Con este valor, se selecciona un conductor con área cercana según la Tablas B.6 [3]. En este caso, se selecciona  $AWG_{34} = 0.2011$ .

El número de hilos necesarios, basado en un área por hilo  $AWG_{34} = 0.2011 cm^2$ , se calcula como

$$\#hilos = \frac{A_W}{AWG_{\text{área}}} 1000 = 68.37 \quad (3.33)$$

Finalmente, la longitud total del material conductor requerido es

$$D = \frac{nMLT}{100} = 1.287[m] \quad (3.34)$$

## 3.8. Elaboración del circuito.

Contando con el diseño magnético se procedió a la elaboración de los inductores del circuito. Este proceso se describe mediante los siguientes pasos.

### 3.8.1. Cotización del material.

En este punto se hizo una investigación sobre el material necesario para la elaboración del circuito así como los lugares donde podrían conseguirse dicho material. Una vez recabada la información necesaria, se realizó una lista para posteriormente ser enviada a la tienda seleccionada.

### 3.8.2. Inspección del material.

Una vez recibido el material es necesario evaluar las condiciones de éste, ya que en caso de que exista un problema este debe ser notificado a la brevedad

posible. Esto con el fin de asegurar que el material cumpla todas las propiedades esperadas.

### **3.8.3. Construcción de los inductores.**

Apoyado en el diseño magnético elaborado previamente y ya conociendo el material necesario para la elaboración de cada inductor se lleva a cabo la construcción de estos.

Ya con el trenzado hecho, así como la elaboración de los GAPS necesarios, inicia la colocación dentro del carrete.

Para tres de los cuatro inductores elaborados fue necesario hacer uso de una nueva capa. Esta debe estar separada de la primera capa con un material aislante, en este caso se uso cinta masking.

Cuando se ha terminado de construir el inductor, es decir, se han colocado las vueltas necesarias así como los aislantes necesarios, el siguiente paso consiste en limar las puntas del inductor. Para ello es necesario eliminar del recubrimiento en las puntas del alambre de cobre. Esto es posible quemando dichas puntas por medio de un encendedor.

### **3.8.4. Medición**

Finalmente se midió el valor de los inductores elaborados, que siguiendo el diseño magnético deben mostrar valores próximos a los obtenidos de manera teórica.

Una vez que se ha asegurado que los valores obtenidos son muy cercanos o prácticamente iguales que los teóricos es como finaliza el proceso de elaboración de los inductores.

Todo el procedimiento descrito se encuentra documentado en la Figura 3.17.



(a) Inspección.



(b) Elaboración.



(c) Inductor embobinado.



(d) Medición.



(e) Inductores elaborados.

Figura 3.17: Proceso de construcción de los inductores utilizados.

# Capítulo 4

## Validación experimental

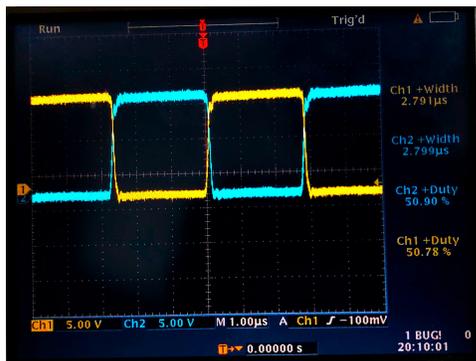
En este capítulo se evalúa el desempeño de la plataforma experimental, además, se lleva a cabo la discusión de resultados que terminará con las conclusiones finales del trabajo. Adicional a ello, se profundiza en la evaluación de la plataforma experimental. Dado que ésta se realizó por módulos, se examina el desempeño por cada una de las etapas que componen esta plataforma.

### 4.1. Etapa de acoplamiento

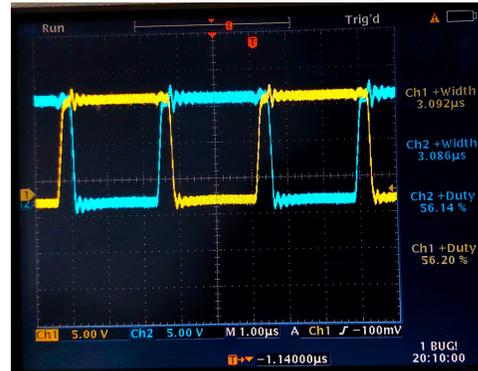
En primera instancia se evalúa el comportamiento de la etapa de acoplamiento donde tiene lugar la señal de disparo PWM acondicionada a 15 V para que esta pueda activar los interruptores unidireccionales de la etapa del convertidor.

En la Figura 4.1 se documenta la caracterización de la señal de control a distintos ciclos de trabajo. Es posible observar el nivel de empalme entre las señales, donde tal y como se mencionó en el Capítulo 2, este desempeña un papel fundamental en el funcionamiento del convertidor.

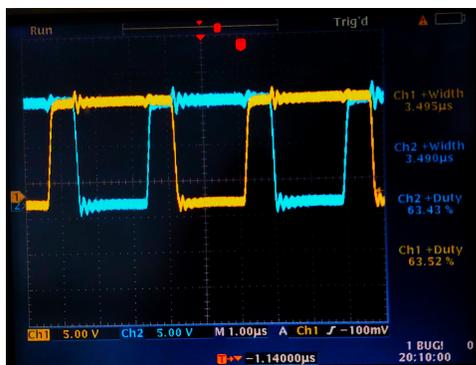
## 4.1.1. Caracterización.



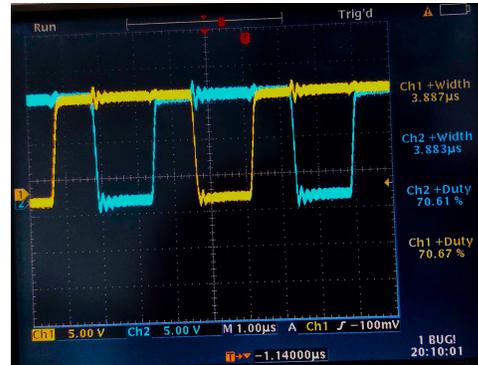
(a)



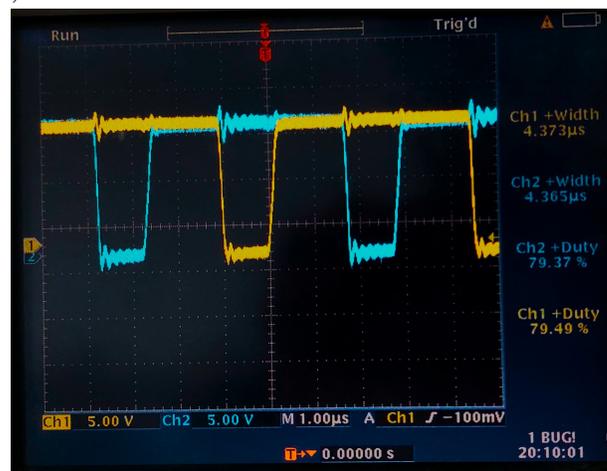
(b)



(c)



(d)



(e)

Figura 4.1: Caracterización de la señal de disparo.

Tal y como se ilustra en la Figura 4.1a cuando se evalúa el comportamiento del disparo en las condiciones nominales de operación establecidas en el capítulo 3 se obtienen 2 señales PWM con un ligero

empalme entre ellas, lo que da como resultado la correcta activación del circuito de conmutación, se tienen 2 señales PWM prácticamente limpias. Al tratarse de señales simétricas, se optó por realizar un barrido simétrico a las señales, es decir, si a una señal se le aumentaba el ciclo de trabajo la otra le sería reducido el ciclo de trabajo. Esta caracterización resultó en el comportamiento mostrado en la Figura 4.1, donde se puede observar como las señales cuadradas comienzan a presentar perturbaciones cada vez más notorias. Estas perturbaciones no son deseables por lo que se define un valor máximo de empalme donde estas perturbaciones no afecten de manera significativa el desempeño de la plataforma experimental.

Con el fin de establecer claramente las condiciones de operación del circuito se definieron las condiciones nominales respecto al ciclo de trabajo, con las que se asegura el empalme necesario para el funcionamiento óptimo del convertidor resonante. Los valores nominales del ciclo de trabajo son:  $D_1 = 0.51$  y  $D_2 = 0.47$ . Asimismo, la caracterización de la señal sugirió que el valor máximo deseable de acoplamiento se encuentra cuando los ciclos de trabajo cumplen con:  $D_1 = 0.8$  y  $D_2 = 0.16$ .

## 4.2. Convertidor resonante

El desempeño en condiciones nominales del convertidor resonante se aprecia en la Figura 4.2. En esta Figura se observa la corriente de entrada del convertidor, la corriente que circula entre el inductor y el interruptor. y por último el comportamiento dentro del tanque resonante, donde se puede observar la corriente que entra al tanque y el voltaje de resonancia del mismo.

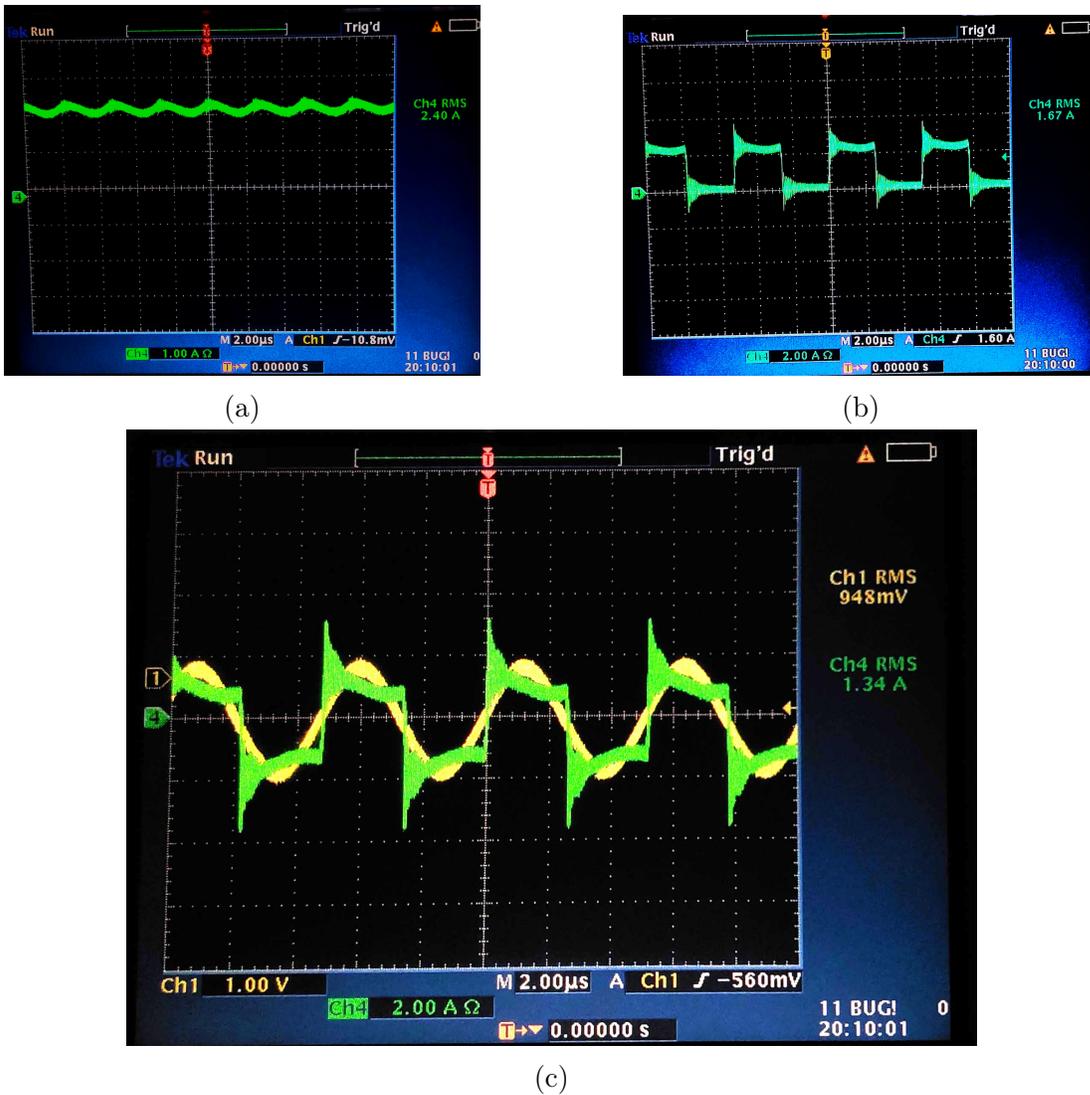


Figura 4.2: Evaluación del Convertidor resonante.

Observando la Figura 4.2 se muestra de manera clara las mediciones en la corriente de entrada (Figura 4.2a) y en la corriente que entra al tanque resonante (Figura 4.2b). La corriente de entrada muestra rizados de corriente igual a los mostrados en la evaluación de la simulación. Tal y como se mencionó en ese apartado, este rizo se debe al acoplamiento que existe entre los inductores de la etapa de conmutación con el tanque resonante, ya que estos se cargan cada mitad de periodo de manera intercalada. Mientras que la corriente que entra al tanque resonante coincide con la corriente cuadrada observada en

la evaluación de la simulación. Esta señal adopta el comportamiento de una señal cuadrada debido a que se trata de la suma de las corrientes del circuito de conmutación  $L_1$  y  $L_2$ . Debido a que estos cuentan con interruptores unidireccionales, al sumarse se eliminan las partes negativas de la señal, dando como resultado la señal que se observa en la Figura 4.2b.

Es en la figura 4.2c donde se aprecia como es que tanto la corriente que entra al tanque como el voltaje de resonancia se encuentran prácticamente en fase. Tal y como se comentó durante el Capítulo 3, a pesar de que el valor del capacitor de potencia presente en el tanque resonante no es exactamente igual al teórico, la diferencia es tan pequeña que es despreciable para fines prácticos. Se observa cómo cuando el voltaje pasa por un cruce por cero la corriente de entrada se enciende o se apaga. En resumen, se aprecia la condición de conmutación suave planteada al inicio de este trabajo de tesis.

### 4.3. Etapa de rectificación y filtrado

En esta etapa observada en la Figura 4.3 se realizó la medición de la señal de corriente a la salida de la etapa de filtrado y rectificación. Se obtuvo una señal constante, lo que sugiere que el diseño de la etapa de rectificación y filtrado cumple con el desempeño esperado.

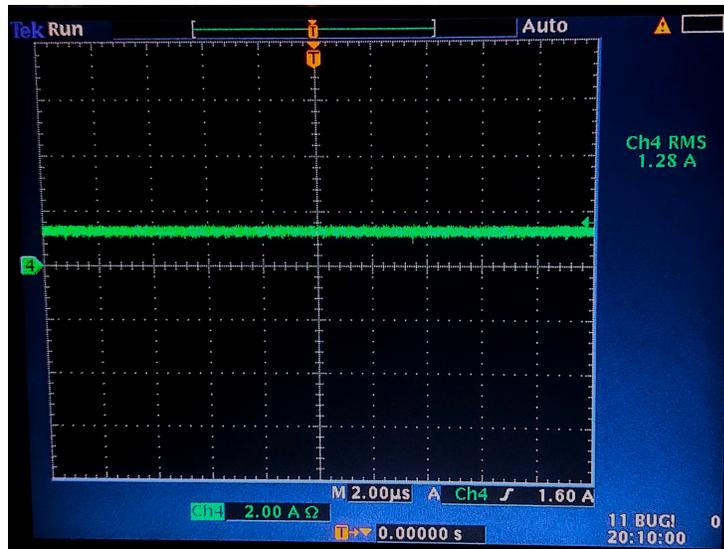


Figura 4.3: Corriente filtrada.

La Figura 4.3 muestra el desempeño del puente rectificador y el filtro LC implementado para obtener señales constantes.

El desempeño observado de cada una de las etapas del convertidor permite asumir que:

- Cada etapa ha sido diseñada de manera correcta, entregando comportamientos muy cercanos a los esperados en la simulación.
- La propiedad de conmutación suave es apreciable.

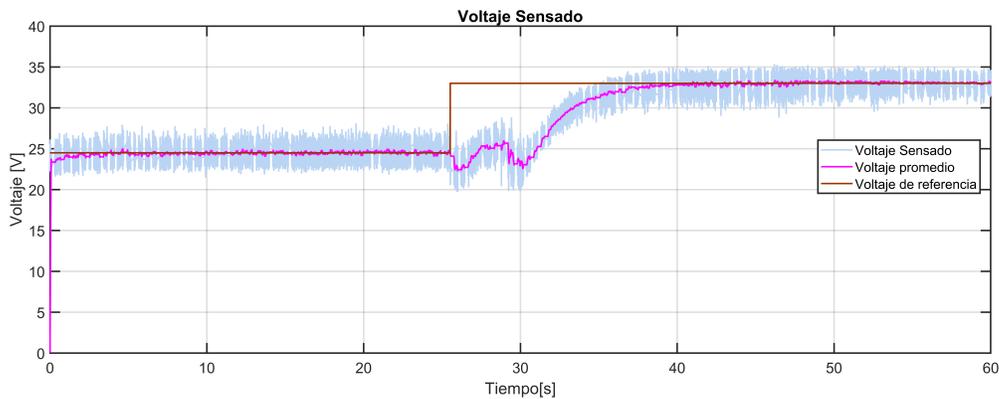
## 4.4. Experimentos

Para concluir este trabajo de tesis se realizaron 2 experimentos para evaluar un esquema de control en lazo cerrado, en este compara el desempeño de la etapa de sensado diseñada en el laboratorio de control con el del módulo de sensado comercial *USM-3IV*.

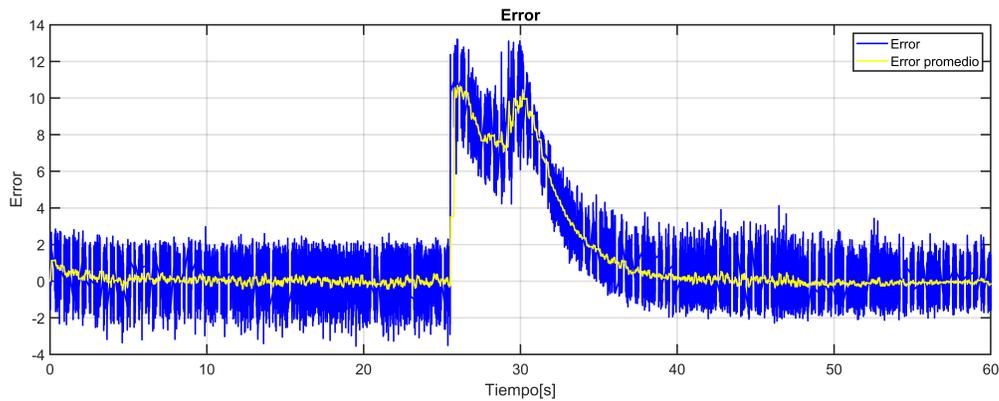
Estos experimentos buscan evidenciar la flexibilidad con la que cuenta la plataforma experimental al momento de realizar la evaluación de esquemas de control.

### Primer experimento

Este experimento consistió en evaluar la plataforma experimental en condiciones nominales comenzando con un voltaje de referencia de 25 V que después de 27 segundos cambia a una referencia de 33 V. Con este experimento se buscó que los ciclos de trabajo fueran llevados a valores que garantizaran el empalme necesario para llegar al voltaje de referencia. Estas mediciones se obtuvieron utilizando la etapa de sensado diseñada durante el Capítulo 3.



(a)



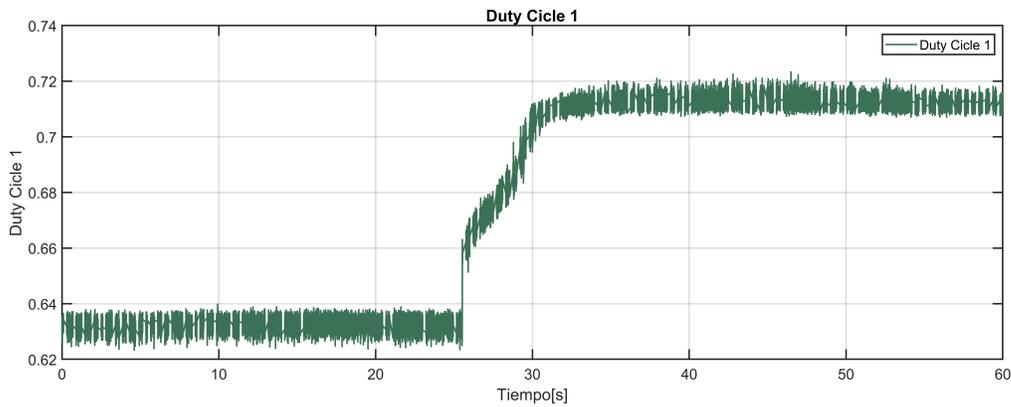
(b)

Figura 4.4: Sensado y error.

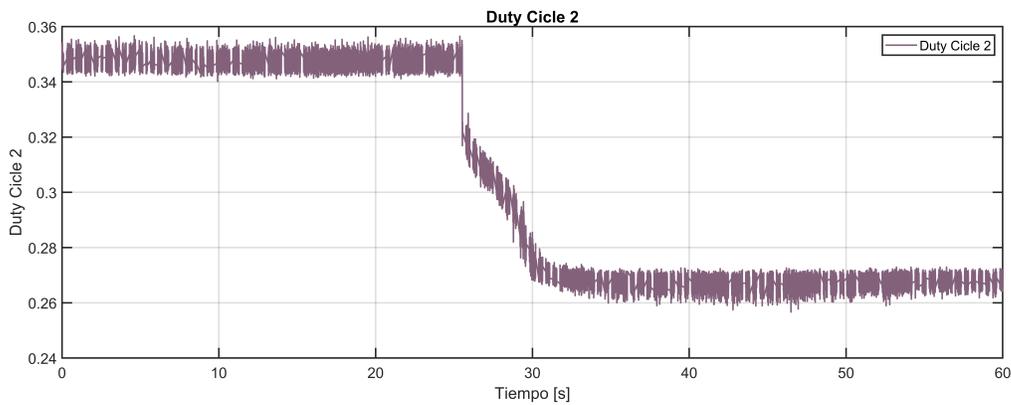
En la Figura 4.4a se muestra el comportamiento de la señal de voltaje sensada. Se observa cómo cuando esta se activa pasa de un valor

cercano a 0 a un valor más cercano a la referencia. Adicionalmente se observa de manera más clara el principal reto que implicó trabajar con la configuración establecida para el transductor de voltaje donde la alta sensibilidad del sensor se ve traducida en variaciones bastante considerables en la lectura del sensor de voltaje.

En la medición del error, es decir la diferencia entre el voltaje de salida y el de entrada mostrado en la Figura 4.4b, se observa como este tiende, pese al cambio de referencia presente en el experimento, a llegar a un valor cercano a 0.



(a)



(b)

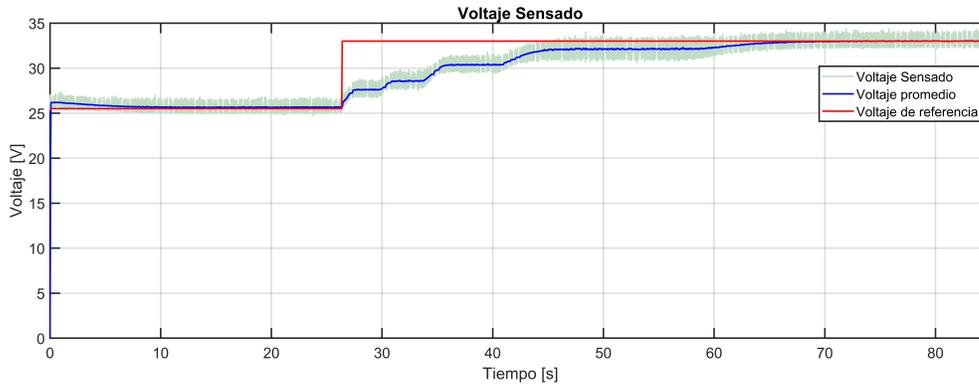
Figura 4.5: Ciclos de trabajo.

Los ciclos de trabajo, tal y como se ve en la Figura 4.5, se vieron modificados para alcanzar los voltajes de referencia establecidos para

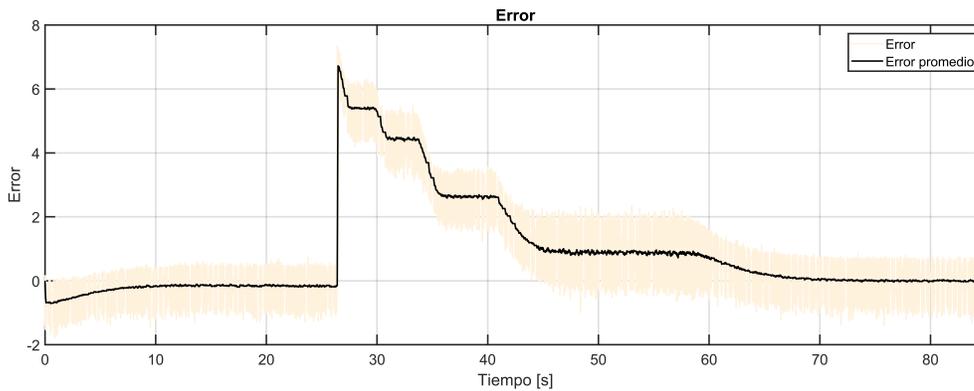
este experimento. En esta figura se ilustra como es que los valores de los ciclos de trabajo  $D_1$  y  $D_2$  comienzan en un valor cercano al valor nominal y como es que debido al cambio de referencia en el experimento estos son modificados para lograr el empalme necesario para alcanzar el valor de referencia establecido. En el caso de  $D_1$  este fue creciendo mientras que  $D_2$  fue disminuyendo, en consecuencia, el empalme fue creciendo lo suficiente para alcanzar el valor de referencia establecido, una vez que este valor fue alcanzado el valor de los ciclos de trabajo comienza a estabilizarse a lo largo del tiempo.

### **Segundo experimento**

El segundo experimento, al igual que el anterior, se evaluó en condiciones nominales de operación, pero cambiando la etapa de sensado diseñada por el módulo *USM-3IV*. Este cambio se hizo con la finalidad de comprobar el desempeño de la etapa de sensado diseñada en comparación con un módulo diseñado de manera comercial para los mismos fines.



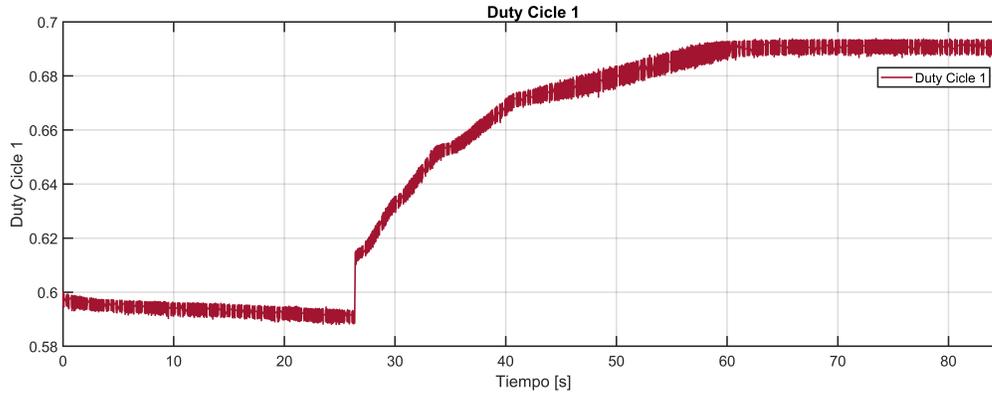
(a)



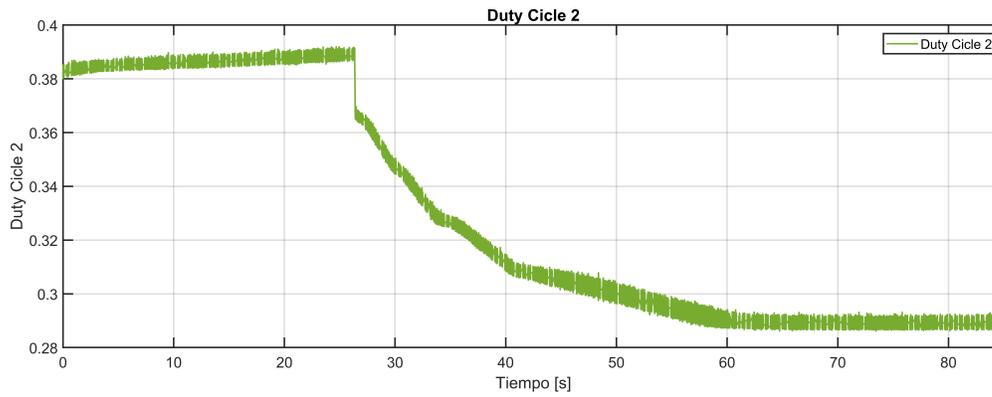
(b)

Figura 4.6: Sensado y error.

En la Figura 4.6 se observa como el hecho de usar un módulo comercial representa una disminución notable de la sensibilidad en la medición del voltaje sentido y por ende, del error, no obstante, la respuesta de la medición respecto al cambio de referencia es más lenta que la del experimento 1. La razón de esto puede atribuirse al diseño del controlador PI, ya que este fue diseñado y probado únicamente para la etapa de sensado diseñada. A pesar de ello, en este experimento el valor del voltaje sentido de igual manera se estabiliza a lo largo del tiempo a pesar del cambio del voltaje de referencia dando resultados similares entre cada experimento.



(a)



(b)

Figura 4.7: Ciclos de trabajo.

Los ciclos de trabajo, tal y como se ve en la Figura 4.7, demuestran un comportamiento opuesto entre sí para alcanzar los valores de empalme necesarios para llegar a la referencia deseada. Al igual que en el experimento pasado tanto  $D_1$  como  $D_2$  comienzan en valores cercanos a los nominales. Una vez que sucede el cambio de referencia, estos presentan cambios más pronunciados en su comportamiento,  $D_1$  aumenta y  $D_2$  disminuye. Una vez asegurado el empalme necesario para alcanzar el valor de referencia estos ciclos de trabajo se vuelven a estabilizar a lo largo del tiempo.

# Capítulo 5

## Conclusiones

A continuación, para finalizar este trabajo de tesis, se hacen una serie de observaciones sobre este. Desde el diseño, la elaboración y evaluación de la plataforma experimental desarrollada.

### 5.1. Conclusiones generales

- En términos generales al final de este trabajo de tesis se reporta una plataforma experimental funcional.
- Considerando que uno de las principales temas de interés de los convertidores CD-CD tienen que ver con la eficiencia y la densidad energética en este trabajo de tesis se pudo reducir el tamaño de los elementos pasivos, trabajando a frecuencias altas.
- Se implementó un tanque resonante que propicia la condición de conmutación suave en los interruptores de potencia ya sea por voltaje y/o corriente, disminuyendo las pérdidas por conmutación en el proceso.
- Se comprobó como la topología propuesta puede ser to-

mada en cuenta como una alternativa atractiva para el diseño de convertidores de potencia.

## 5.2. Conclusiones de diseño e implementación

- Uno de los principales desafíos de diseño consistió en el diseño de los interruptores unidireccionales ya que fue necesario realizar una investigación exhaustiva de los MOSFET y diodos lo suficientemente robustos para distintas aplicaciones. A su vez, se tuvieron que tomar decisiones complicadas como sacrificar una mayor eficiencia por un mayor grado de robustez en los componentes señalados.
- Sin duda el trabajar a altas frecuencias representa un reto muy interesante, sobretodo a la hora de lidiar con el ruido que se genera trabajando con este tipo de frecuencias.
- La configuración propuesta para el transductor de voltaje LV25P trae consigo problemas debido a la alta sensibilidad en los valores leídos por este sensor de voltaje, no obstante ofrece una operación confiable y segura para evaluar estrategias de control en lazo cerrado.

## 5.3. Logros alcanzados

- Se logró la elaboración de una maqueta experimental basada en un circuito convertidor CD - CD resonante con fines de evaluar esquemas de control.

- Se hizo una evaluación de esta plataforma experimental con una estrategia de control en lazo cerrado.
- Se demostró la viabilidad de la topología resonante para ser considerada en aplicaciones de control.
- En este trabajo de tesis se anexa una serie de análisis sobre los alcances y limitaciones que la maqueta experimental presenta, con el fin de que estas sean atendidas y corregidas a futuro.

## 5.4. Trabajo a futuro

Como trabajo a futuro se toman en cuenta los siguientes puntos:

- Explorar alternativas para la generación de la señal de control que ofrezcan más grados de libertad además del ciclo de trabajo, como lo puede ser la frecuencia de conmutación.
- La realización de una sola placa que integre todos los módulos que componen la plataforma experimental.
- La evaluación de la plataforma experimental a las condiciones de diseño de 200 W que son los parámetros para la cual fue diseñada.
- La exploración exhaustiva de las propiedades del módulo de sensado *USM-3IV* que involucre una disminución en los problemas detectados en la etapa presentada actualmente.
- La implementación de un banco de pruebas que demuestre el alcance de esta plataforma experimental en condiciones más exigentes.

# Bibliografia

- [1] IH Baciú and S Lungu. Resonance in power converters circuits. In *2012 IEEE 18th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME)*, pages 183–187. IEEE, 2012.
- [2] Deepakaraj M Divan, Giri Venkataramanan, and Rik WAA DeDoncker. Design methodologies for soft switched inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(1):126–135, 1993.
- [3] Robert W. Erickson and Dragan Maksimović. *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, New York, 3rd edition, 2001.
- [4] Steve Freeland and RD Middlebrook. A unified analysis of converters with resonant switches. In *1987 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 20–30. IEEE, 1987.
- [5] Marian K Kazimierczuk and Dariusz Czarkowski. *Resonant power converters*. John Wiley & Sons, 2012.
- [6] Kwang-Hwa Liu, Ramesh Oruganti, and Fred C Lee. Resonant switches-topologies and characteristics. In *1985 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 106–116. IEEE, 1985.

- [7] Mario Ponce-Silva, Jose L Bautista, Alejandro Tapia, Caren I Nicolas, Teresa R Granados, and Ismael Araujo. Parallel-resonant inverter with two current sources: analysis and design methodology. In *12th IEEE International Power Electronics Congress*, pages 156–160. IEEE, 2010.
- [8] Oscar Miguel Rodriguez Benitez et al. Análisis y evaluación al uso de convertidores resonantes alimentados en corriente aplicados a sistemas fotovoltaicos. 2021.
- [9] Oscar Miguel Rodríguez-Benítez, Isaac Ortega-Velázquez, Agustín Sánchez-Contreras, and Gerardo Espinosa-Pérez. Modified pi controller for robustness improvement of quasi-resonant converters. *Processes*, 12(8):1762, 2024.
- [10] LEM International SA. Lv 25-p: Hall effect voltage transducer. <https://www.lem.com/en/file/3003/download>, 2024. Accessed: 2024-10-21.
- [11] Mohammed Salem and Khalid Yahya. Resonant power converters. *Electric Power Conversion*, page 19, 2019.
- [12] Robert L Steigerwald, Rik W De Doncker, and H Kheraluwala. A comparison of high-power dc-dc soft-switched converter topologies. *IEEE transactions on industry applications*, 32(5):1139–1145, 1996.
- [13] Agustín Sánchez-Contreras et al. Modelling and characterization of a resonant converter from a hamiltonian systems perspective. 2024.