UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

VALPARAISO – CHILE



"DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONVERTIDOR DE POTENCIA PARA SISTEMA DE TRANSMISIÓN DE POTENCIA SIN CONTACTOS"

MARCELO EHRENFELD ARANDA

MEMORIA DE TITULACION PARA OPTAR AL TITULO DE INGENIERO CIVIL ELECTRÓNICO MENCIÓN ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

PROFESOR GUÍA: DR. MARCELO PEREZ

PROFESOR CORREFERENTE: DR. FREDDY FLORES

JUNIO-2019

RESUMEN

Los sistemas de transmisión de potencia han ganado gran relevancia en el último tiempo, debido a las ventajas que poseen sobre una conexión cableada convencional, especialmente en aplicaciones móviles tales como autos elécricos o drones.

Es por esto que resulta interesante diseñar e implementar un convertidor de potencia sin contactos, para luego caracterizar su funcionamiento y determinar los parámetros que influyen en su correcto funcionamiento.

Este trabajo consiste en el diseño de un convertidor de potencia que opera hasta 200V/10A para luego conectarlo a un sistema de transmisión basado en dos bobinas planas. A partir de esta configuración se realizan mediciones con el fin de caracterizar el funcionamiento del sistema de transmisión.

Por último, mediante la implementación de un circuito tanque resonante conectado a los bornes del sistema de transmisión, se logra transmitir una potencia de hasta 66,46W a 5cm de distancia, con una eficiencia total del sistema de 86.3%.

Palabras claves: Transmisión de potencia sin contactos, convertidor, acoplamiento inductivo.

ABSTRACT

Contactless power transfer systems have gain great relevance in recent times, due to the advantages they have over a conventional wired connection, especially in mobile applications such as electric vehicles or drones.

This is the reason why it is interesting to design and implement a power converter without contacts, to then characterize its operation and determine the parameters that influence its correct functioning.

This work consists of the design of a power converter that operates up to 200V / 10A and its subsequent connection to a transmission system based on two flat coils. From this configuration, measurements are made in order to characterize the operation of the transmission system.

Finally, through the implementation of a resonant tank circuit connected to the transmission systems terminals, it is possible to transmit up to 66.46W at 5cm distance, with a total system efficiency of 86.3%.

Keywords: Contactless power transfer, converter, inductive coupling.

GLOSARIO

EV	:	Vehículo eléctrico
CPT	:	Transmisión de potencia sin contactos
DC	:	Corriente continua
MOSFET	:	Transistor de Efecto de Campo Metal-Óxido-Semiconductor
PWM	:	Modulación por ancho de pulso
PCB	:	Placa de circuito impreso

Índice de Contenidos

1. INTRODUCCIÓN 1

1.1. Estado del Arte 2

1.1.1. Sistemas radiantes 2

1.1.2. Sistemas no radiantes 3

a) Acoplamiento capacitivo 4

b) Acoplamiento inductivo 4

c) Estándar Qi 5

d) Acoplamiento magnético resonante 7

2. DISEÑO DEL SISTEMA DE TRANSMISIÓN INALÁMBRICO DE ENERGÍA 8

2.1. Diseño del circuito 9

2.1.1. Etapa de potencia 10

a) Enlace DC 10

b) Convertidor de Potencia 11

c) Circuito de disparo 11

2.1.2. Etapa de control 12

a) Micro-controlador 12

b) Regulador de 5V 14

c) Elevador de señal 14

d) Sensor de voltaje de entrada 15

e) Sensor de corriente de salida. 15

2.2. Simulación del circuito de disparo. 16

2.3. Diseño de la PCB 19

2.3.2. Esquemático 19

2.3.3. “Layout” y ruteo de la PCB 20

2.4. Implementación 21
2.4.2. Armado de PCB 21
2.4.3. Programación del micro-controlador. 23
2.4.4. Sistema de Transmisión 24
a) Condensador de acoplamiento 25
b) Circuito taque-resonante 26
3. PRUEBAS EXPERIMENTALES 27
3.1. Instrumentos y metodología. 27
a) Fuentes de poder: 28
b) Osciloscopio 29
c) Puntas de voltaje 29
d) Puntas de corriente 30
3.2. Evaluaciones Preliminares 30
3.2.1. Circuito de disparo 31
3.2.2. Señales de salida 40
3.2.3. Carga inductiva 41
3.3. Pruebas de transmisión de potencia 43
3.3.1. Pruebas de transmisión de potencia con circuito resonante 49
4. DISCUSIÓN 52
4.1. Resultados de eficiencia 52
4.2. Mejoras del “setup” 54
5. CONCLUSIONES 56
BIBLIOGRAFÍA 58
ANEXO A: ESQUEMÁTICO EN ALTIUM 61
ANEXO B: PROGRAMACIÓN DEL MICRO CONTROLADOR 69

Índice de Figuras

1.1, Clasificación de los CPT. 2

1.2, Esquema básico de los sistemas radiantes. 3

1.3, Configuración básica del sistema de acoplamiento capacitivo. 4

1.4, Diagrama del sistema de acoplamiento inductivo. 5

1.5, Diagrama de transmisión inalámbrica con estándar Qi. 6

1.6, Diagrama básico del acoplamiento magnético resonante. 7

2.1, Diagrama del sistema. 9

2.2, Diagrama del circuito. 10

2.3, Capacitores de entrada. 10

2.4, Puente H con Mosfets de DRAIN común. 11

2.5, Circuito de disparo. 12

2.6, Micro-controlador y circuito de programación. 13

2.7, Regulador de 5V. 14

2.8, Elevador de señal. 14

2.9, Sensor de voltaje. 15

2.10, Sensor de corriente. 15

2.11, Simulación del circuito de disparo en LTSPICE. 16

2.12, Resultados de simulación. 17

2.13 (a) Señales de disparo de MOSFETs (b) Potencia disipada por MOSFETs. 18

2.14, Layout y ruteo de la PCB 21

2.15, Vista (a) lateral y (b) superior del circuito. 22

2.16, Configuración de PWM mediante MCC. 23

2.17, Dimensiones de la bobina. 24

2.18, Estructura de soporte para el sistema de transmisión. 25

2.19, Condensador de acoplamiento. 25

2.20, Circuito Tanque-resonante. 26

3.1, Fuente Agilent N5772A. 28

3.2, Fuente M10-QS 303. 28

3.3, Osciloscopio Keysight InfiniiVision DSOX4024A. 29

3.4, Punta de voltaje Keysight N2790A. 29

3.5, Punta de corriente Keysight N2893A. 30

3.6, Señales del circuito. 31

3.7, Señales de disparo (a) 12V (b) 12.8 V. 32

3.8, Señales de disparo 33

3.9, Señales de disparo sin condensadores Gate-Source. 35

3.10, Señales de disparo sin resistencia en serie a Gate. 37

3.11, Señales de disparo sin resistencia en serie a Gate. 38

3.12, Circuito de disparo escogido. 39

3.13, Señales de disparo y de salida. 40

3.14, Carga inductiva de 3mH. 41

3.15, Carga inductiva de 98uH. 42

3.16, Setup. 43

3.17, Potencia de entrada del convertidor. 44

3.18, Potencia de salida del convertidor. 45

3.19, Potencia en la carga. 45

3.20, Eficiencia del convertidor en función de la carga. 48

3.21, Eficiencia del sistema de transmisión en función de la carga. 48

3.22, Eficiencia del convertidor y del sistema de transmisión .....

en función de la distancia. 49

3.23, Potencia de entrada del convertidor.....50

3.24, Potencia en la carga. 50

4.1, Transmisión de potencia en resonancia. 53

4.2 Voltaje del condensador (rojo). 55

Índice de tablas

3.1, Comparación entre alternativas del circuito de disparo……....39

3.2, Mediciones de potencia para d=3 cm y carga variable…….46

3.3, Mediciones de potencia para d=5 cm y carga variable…….46

3.4, Mediciones de potencia para d=10 cm y carga variable……...47

3.5, Mediciones de potencia para R=35 Ohm y distancia variable…….47

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

Para múltiples aplicaciones, tales como autos eléctricos (EVs), drones o dispositivos médicos, la transmisión sin contactos de potencia contactos (CPT, por sus siglas en inglés) resulta ventajosa respecto a una transmisión cableada tradicional. Esto se debe principalmente a dos problemas fundamentales de los dispositivos alimentados mediante baterías: autonomía limitada y alto costo inicial [1]. Además, para aplicaciones como EVs, la transmisión sin contactos puede solucionar varios problemas de comodidad y seguridad para el usuario [2].

Es por esto que la CPT ha ganado gran importancia en el último tiempo. La mayor libertad de movilidad y facilidad de uso para el usuario final hacen a esta tecnología idónea para distintas aplicaciones, tales como vehículos eléctricos, drones, dispositivos móviles u otros. Para lograr una transmisión eficaz de potencia, tanto el convertidor a utilizar como el dispositivo encargado de la transmisión misma deben ser diseñados con especial cuidado.

En el presente proyecto lleva a cabo el diseño y posterior confección de un circuito basado en un convertidor de potencia, para luego confeccionar a partir de éste un sistema de CPT. Se deberá determinar el sistema adecuado de CPT a utilizar, así como cada módulo que se utilizará en el circuito del convertidor.

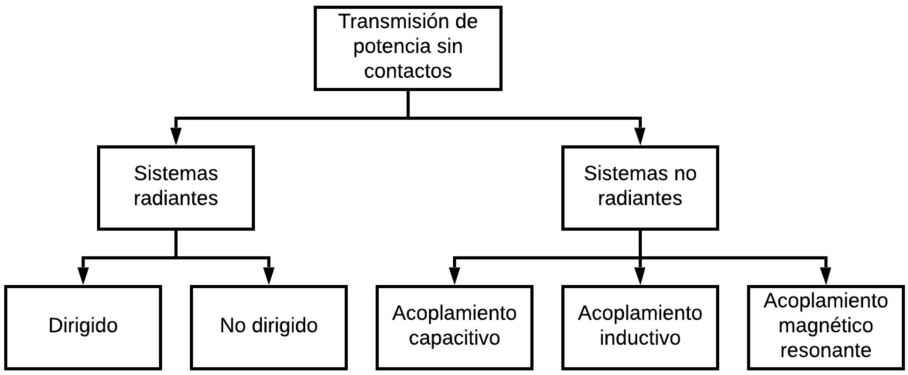


Figura 1.1, Clasificación de los CPT.

1.1. Estado del Arte

Los sistemas de transmisión de potencia sin contactos se pueden dividir en dos grupos principales: radiantes y no radiantes, tal como muestra la figura 1.1. Los sistemas radiantes utilizan como medio de transmisión ondas electromagnéticas (generalmente de radiofrecuencia o microondas). En tanto, los sistemas no radiantes se basan en el acoplamiento entre el transmisor y el receptor [3].

1.1.1. Sistemas radiantes

Estos se basan en el campo eléctrico de una onda electromagnética, el cual es radiante. La figura 1.2 ilustra la configuración básica de estos sistemas. Debido a temas de seguridad de salud (respecto a la exposición a ondas electromagnéticas), los sistemas radiantes operan a baja potencia. Dentro de esta categoría se pueden encontrar aplicaciones como redes inalámbricas renovables de sensores [4] o identificación por radiofrecuencia. [5].

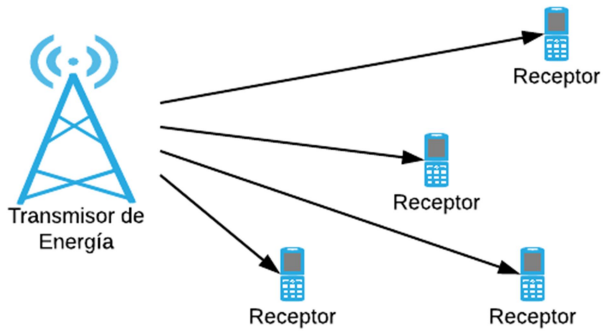


Figura 1.2, Esquema básico de los sistemas radiantes.

Los sistemas radiantes pueden ser dirigidos, donde la intensidad de la onda se aumenta en una dirección particular, o no dirigida, donde la energía que emita la antena se utiliza por dispositivos cercanos (de bajo consumo) para alimentarse.

1.1.2. Sistemas no radiantes

Los sistemas no radiantes utilizan algún tipo de acoplamiento para realizar la transferencia de potencia entre el transmisor y el receptor. Estos se pueden dividir en tres técnicas: acoplamiento capacitivo, acoplamiento inductivo y acoplamiento magnético resonante [3]. Dado su segura implementación, los sistemas no radiantes se utilizan en la mayoría de las aplicaciones cotidianas, tales como carga inalámbrica de teléfonos celulares, de EVs u otros.

a) Acoplamiento capacitivo

Este consiste en un capacitor formado por placas tanto en el transmisor como en el receptor, logrando una transferencia de potencia a través del campo eléctrico. La figura 1.3 muestra la confirmación básica de este sistema. Esta técnica se limita a aplicaciones con una separación entre transmisor y receptor de unos cuantos milímetros. En [6] se propone un sistema que logra una eficiencia del 80% a 3.7 W utilizando una capacitancia de acoplamiento de 67 pF y a una frecuencia de 4.2 MHz]. En [7] se expone un sistema capaz de transferir 25W con una capacitancia de 100pf y una frecuencia de solo 1 MHz, logrando igual eficiencia que el caso anterior.

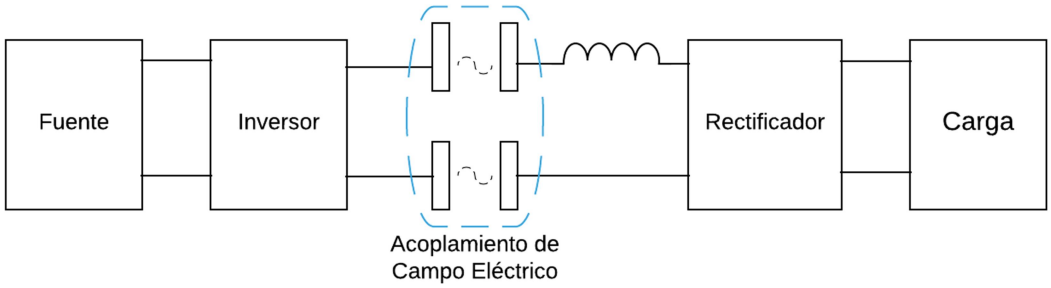


Figura 1.3, Configuración básica del sistema de acoplamiento capacitivo.

b) Acoplamiento inductivo

Este se basa en la inducción de campo magnético que entrega energía eléctrica entre dos bobinas. El diagrama de este sistema se aprecia en la figura 1.4.

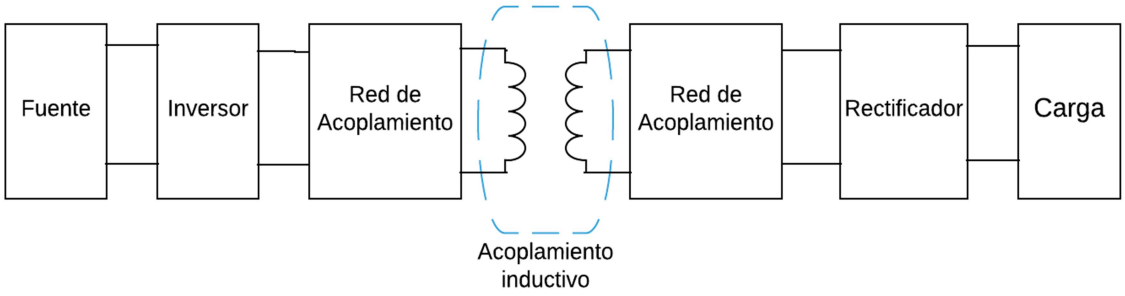


Figura 1.4, Diagrama del sistema de acoplamiento inductivo.

El acoplamiento inductivo es ampliamente utilizado, debido a que ofrece ventajas tales como su fácil implementación, alta eficiencia y su seguridad [3]. En [8] se realiza un análisis exhaustivo de esta tecnología. En [9] se expone un prototipo de 4KW que alcanza eficiencias de 98% y 96,6% para brechas de aire de 4cm y 8cm respectivamente. El acoplamiento inductivo es la solución ideal para la carga inalámbrica de autos eléctricos, tanto para carga estacionaria, como para carga en carretera (dinámica) [10].

c) Estándar Qi

Dentro de las alternativas comerciales para la transmisión inalámbrica de potencia, el estándar Qi es la que se ocupa en una mayor cantidad de dispositivos [11].

Éste ha sido creado por el "Wireless Power Consortium" para ser usado en la carga inalámbrica de dispositivos móviles de superficie plana, tales como smartphones o tabletas, transmitiendo una potencia de hasta 15W.

El estándar se basa en un sistema de transmisión de acoplamiento inductivo, en el cual una bobina se encuentra en el aparato transmisor (típicamente un "pad" o soporte sobre el cual se coloca el dispositivo a cargar) y la otra bobina se encuentra dentro del dispositivo mismo [12].

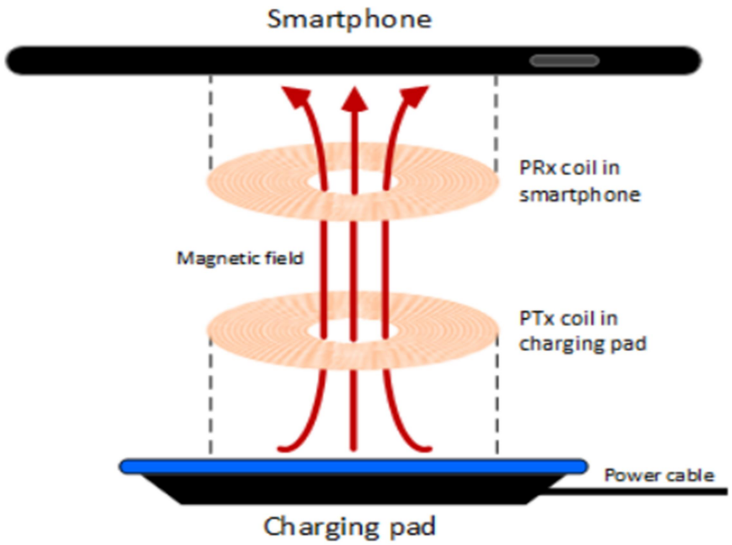


Figura 1.5, Diagrama de transmisión inalámbrica con estándar Qi.

La transmisión se realiza a pocos milímetros de distancia, aunque se posibilita la transmisión con hasta 4mm de separación.

La figura 1.5 ilustra los principios básicos de éste estándar.

El estándar define ciertos parámetros y características que debe tener el sistema, tales como nivel de potencia a transmitir, frecuencia de operación , área de carga, requerimientos de acoplamiento, protocolo de comunicación entre transmisor y receptor y detección de objetos extraños (utilizado para evitar, por ejemplo, calentar objetos metálicos que pudieran ser colocados sobre la superficie del cargador).

En [13] se presentan las definiciones de la interfaz de este estándar. Estas son del tipo primaria (interacción entre transmisor y receptor) y secundaria (interacción entre el sistema y el ambiente).

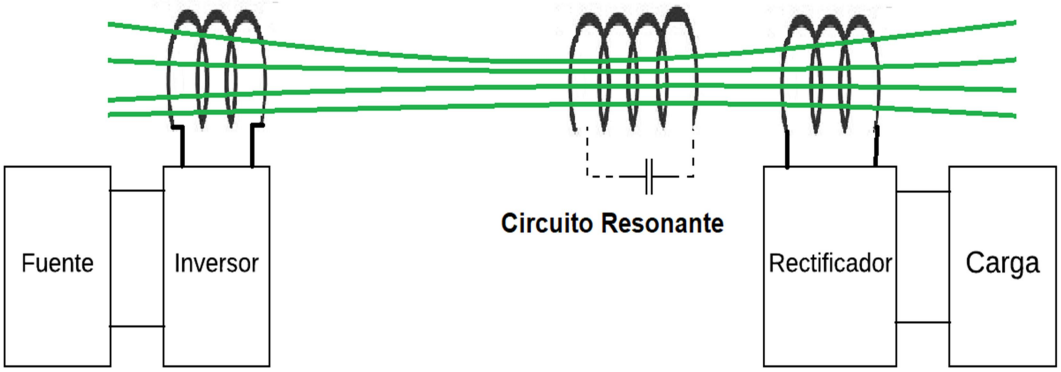


Figura 1.6, Diagrama básico del acoplamiento magnético resonante.

d) Acoplamiento magnético resonante

En la figura 1.6 se observa un esquema básico de este sistema. Este se basa en dos bobinas acopladas magnéticamente, las cuales forman parte de circuitos resonantes diseñados de tal forma que resuenan en la misma frecuencia. De esta manera, se pretende alcanzar un mayor nivel de eficiencia. Además, esta técnica logra transmitir a una mayor distancia que en el acoplamiento inductivo. En [14] se realiza un análisis exhaustivo de esta tecnología.

Capítulo 2

DISEÑO DEL SISTEMA DE TRANSMISIÓN INALÁMBRICO DE ENERGÍA

Del análisis establecido en el punto anterior, se observa que los sistemas radiantes no son adecuados para el objetivo de transmisión que se requiere en este proyecto. Esto es debido a que, si bien logran alcanzar grandes distancias de transmisión de potencia, no es posible alcanzar el nivel de potencia a transmitir sin producir riesgos para la salud. Por otro lado, los sistemas basados en acoplamiento tienen una menor distancia de transmisión, pero operan dentro del rango de potencia de transmisión deseado.

Dado que se busca una transmisión a una distancia de hasta 30 cm, se considera que el sistema de transmisión por acoplamiento inductivo es propicio para este proyecto. Si bien los sistemas de transmisión por acoplamiento magnético resonante también cumplen con las características buscadas para el desarrollo de éste proyecto, se descarta esta alternativa ya que requiere un desarrollo más complejo que el sistema por acoplamiento inductivo.

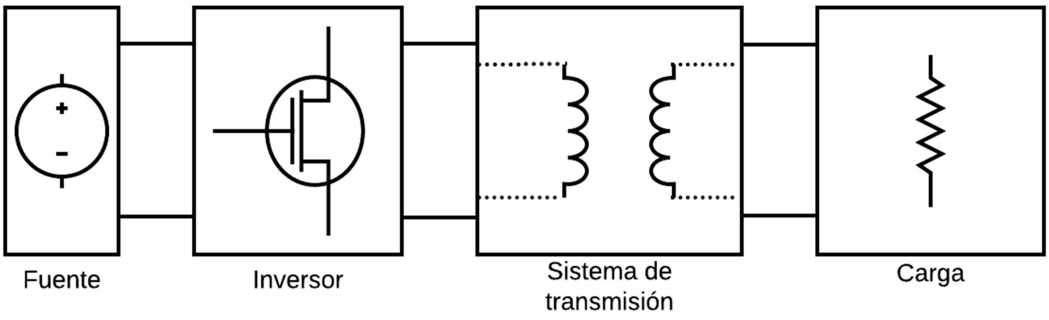


Figura 2.1, Diagrama del sistema.

La figura 2.1 presenta el sistema a desarrollar en éste proyecto.

Se aprecia que uno de los módulos fundamentales del sistema, es el inversor que se conecta a las bobinas transmisoras del sistema de transmisión. Se omite la implementación del módulo rectificador presentado en la figura 1.4, dado que en el lado receptor no es relevante la rectificación de la señal para el alcance de este proyecto. Es por esto que este trabajo se centra en el diseño y posterior desarrollo del inversor a utilizar en el sistema de transmisión, para luego completar la implementación del sistema de transmisión mediante un sistema de dos bobinas acopladas.

2.1. Diseño del circuito

El diseño del circuito se separa en dos partes: etapa de potencia y etapa de control. Mientras la primera es la encargada de generar correctamente, mediante semiconductores apropiados, las formas de onda en las señales requeridas para la transmisión inalámbrica de potencia a través de las bobinas; la segunda es aquella que se requiere para medir las señales fundamentales del circuito y generar los pulsos que activarán los semiconductores en la primera etapa. La figura 2.2 muestra el diagrama del circuito a utilizar. Los módulos en esta se analizan continuación.

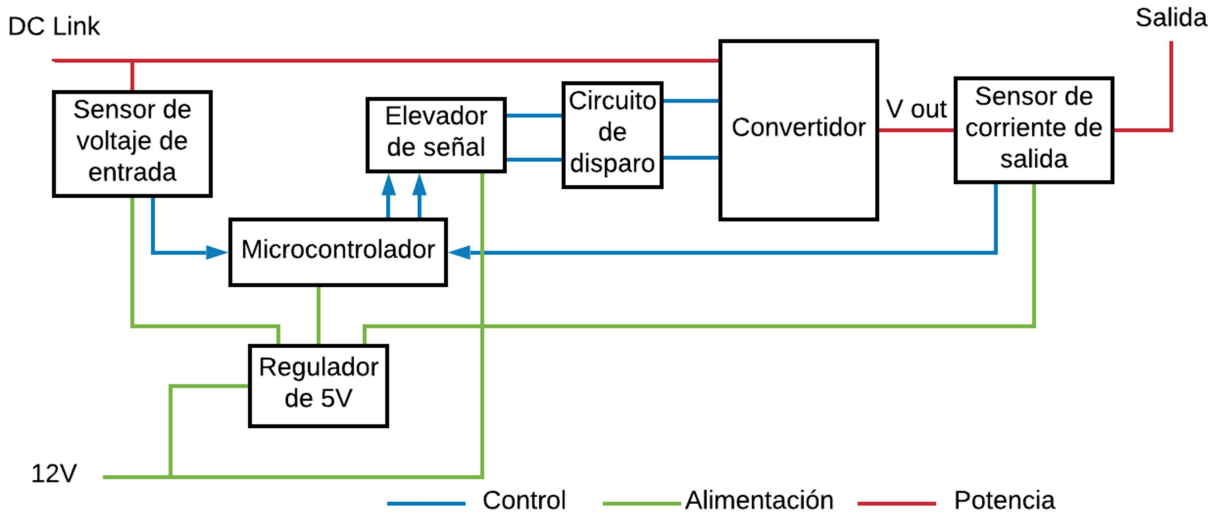


Figura 2.2, Diagrama del circuito.

2.1.1. Etapa de potencia

Lo relevante en esta etapa es determinar la topología a utilizar. Si bien existen diversas topologías para implementar un convertidor de potencia del tipo inversor, se opta por una del tipo puente H, debido a su simpleza y desempeño adecuado para ésta aplicación.

a) Enlace DC

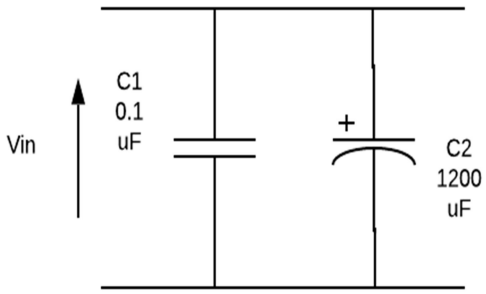


Figura 2.3, Capacitores de entrada.

La figura 2.3 presenta los capacitores utilizados. Se requiere colocarlos a la entrada del convertidor, de manera de evitar picos demasiado pronunciados en la corriente de entrada.

b) Convertidor de Potencia

Debido a la diferencia de voltaje entre las señales de control y el enlace DC que alimenta el convertidor, se opta por una topología de DRAIN común, donde los semiconductores del lado superior de ambos semi-puentes son MOSFETts de canal P y los del lado inferior, de canal N.

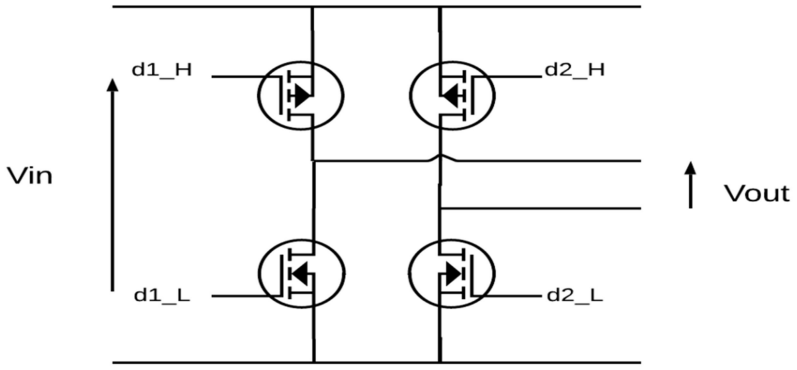


Figura 2.4, Puente H con MOSFETs de DRAIN común.

c) Circuito de disparo

Para el correcto funcionamiento de la topología anterior, es necesario contar con un circuito de disparo que accione los MOSFETs de manera correcta, evitando que en un mismo semi-puente se active tanto el del lado superior como el del lado inferior, provocando el flujo de una corriente de cortocircuito que genera grandes pérdidas de conmutación.

La figura 2.5 presenta el circuito de disparo utilizado, propuesto en [17].

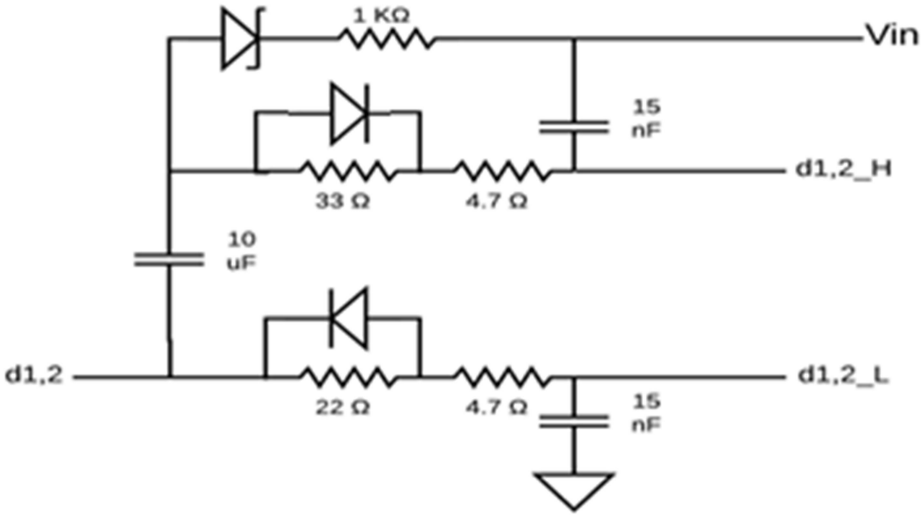


Figura 2.5, Circuito de disparo.

Con esta disposición se logra con una sola señal manejar tanto el lado superior como inferior de cada semi-puente. A la vez, se logra generar el tiempo muerto suficiente para que ambos MOSFETs no entren en conducción de manera conjunta.

2.1.2. Etapa de control

La principal funcionalidad de esta etapa es poder generar los pulsos PWM para hacer funcionar correctamente el convertidor puente. Además, se incorporan sensores de voltaje de entrada y de corriente de salida para dar la posibilidad futura de hacer un sistema a lazo cerrado que controle adecuadamente las variables del circuito.

a) Micro-controlador

El controlador elegido es el dsPIC33EV256GM104. Las razones principales son la facilidad de programación de éste, la disponibilidad inmediata de un programador para el mismo y la capacidad de generar pulsos PWM.

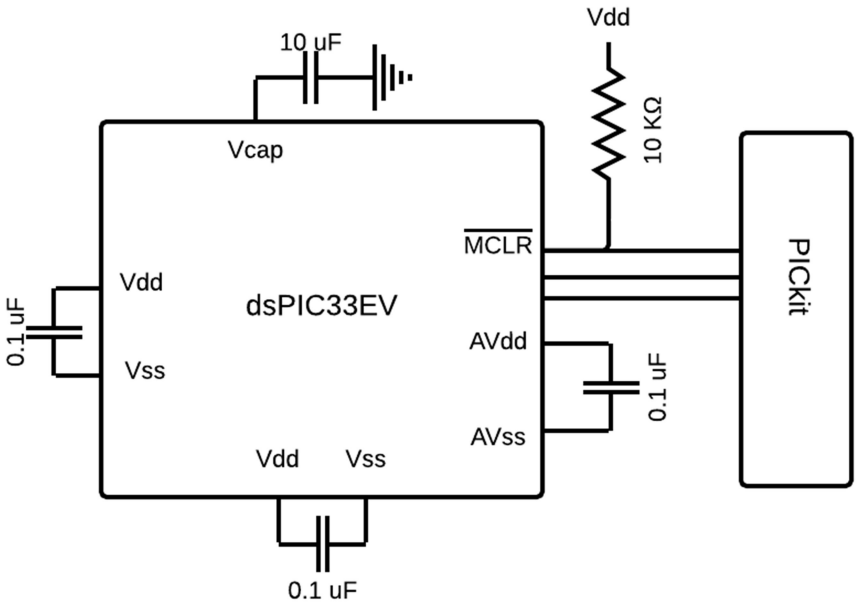


Figura 2.6, Micro-controlador y circuito de programación.

La configuración básica usada en este proyecto consiste en un condensador en cada par Vcc/Vdd además de un condensador de desacople en Vcap, en concordancia con lo indicado en [18].

Además, se debe agregar la conectividad con el programador para poder importar correctamente el programa al micro-controlador.

La figura 2.6 presenta esta configuración.

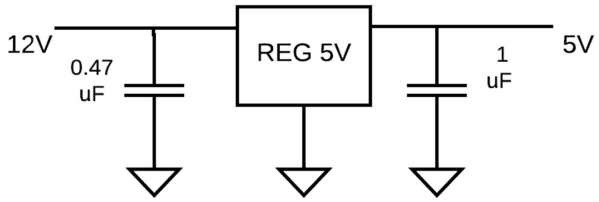


Figura 2.7, Regulador de 5V.

b) Regulador de 5V

Este sub-circuito es el encargado de, a partir de una entrada de 12 V, entregar el voltaje de 5v a los dispositivos que así lo requieran, tales como el micro-controlador y los módulos de sensores.

c) Elevador de señal

Esta etapa corresponde al nexo entre la etapa de control y la de potencia, donde a partir de señales de bajo voltaje generalas por el micro-controlador, genere señales de 12 v, voltaje suficiente para los pulsos de disparo requeridos por los MOSFETS.

Esta etapa se implementa a partir de un comparador con histéresis, para así evitar producir señales de disparo a partir de ruido en la señal, obteniendo una señal más pulcra.

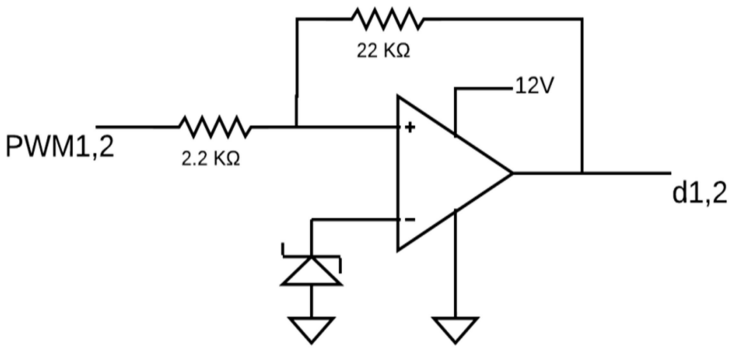


Figura 2.8, Elevador de señal.

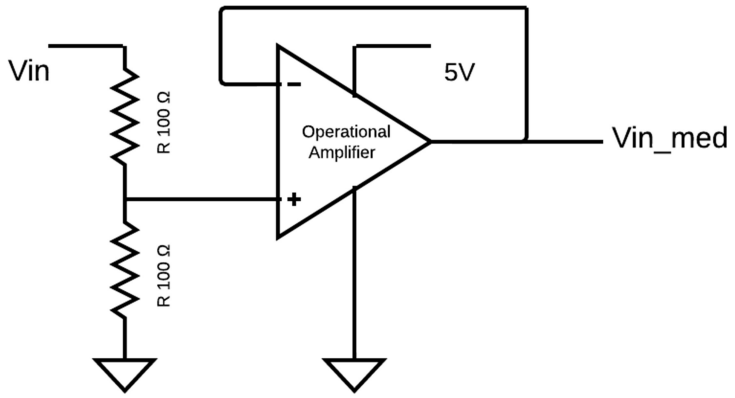


Figura 2.9, Sensor de voltaje.

d) Sensor de voltaje de entrada

Este módulo se encarga de medir el valor del voltaje de entrada. Esto se realiza mediante un divisor de tensión resistivo conectado a un seguidor de señal (implementado mediante un amplificador operacional), tal como lo indica la figura 2.9.

e) Sensor de corriente de salida.

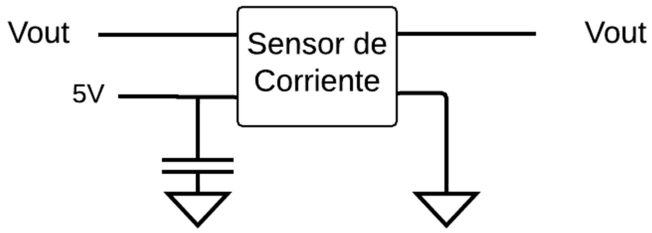


Figura 2.10, Sensor de corriente.

La figura 2.10 presenta el diagrama del sensor de corriente a utilizar. Mediante un circuito integrado conectado a la salida del convertidor, se mide la corriente de salida.

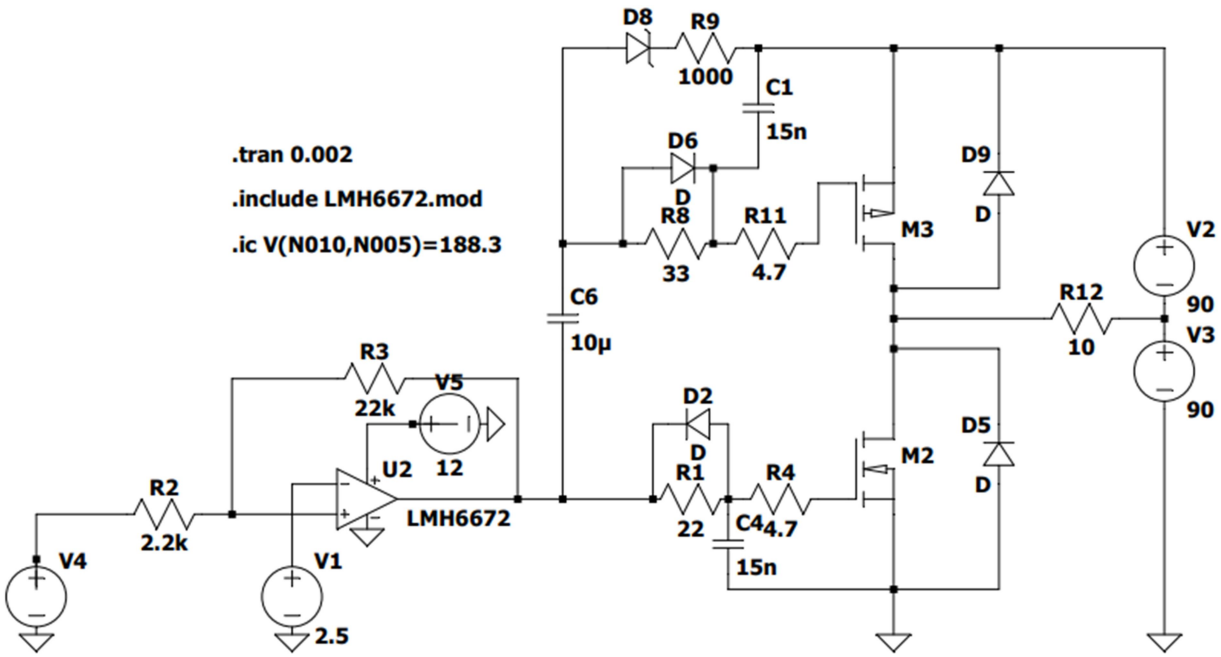


Figura 2.11, Simulación del circuito de disparo en LTSPICE.

2.2. Simulación del circuito de disparo.

Se simula mediante el software LTSPICE el circuito mencionado en el punto 2.1.1 (apartado c) para comprobar que funcione de manera esperada según lo propuesto en [17].

En esta simulación, se incluye tanto el circuito de disparo propuesto, como el circuito elevador, para corroborar que en su conjunto produzcan, a partir de las señales PWM generadas por el micro-controlador, las señales requeridas.

Es importante notar que aunque en la simulación se perciba que éste funcione de cierta manera, en la práctica se puede esperar una variación de este funcionamiento, debido a que los parámetros de los MOSFETs no son conocidos con certeza y pueden diferir de los que se utilizaron en la simulación.

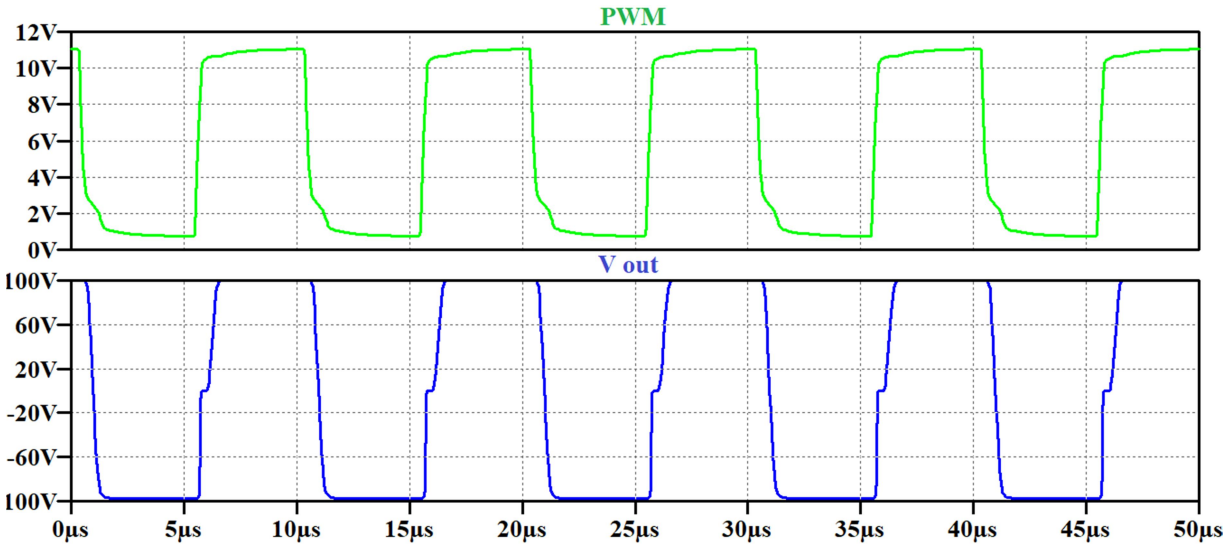


Figura 2.12, Resultados de simulación
(a) Señal PWM **(b)** Voltaje de salida.

Lo importante de este circuito es lograr que ambos MOSFETs no coincidan en el encendido/apagado. Esto se logra generando tiempos distintos de encendido/apagado para ambos, mediante valores resistivos diferenciados que varíen la constante de tiempo para carga y descarga, mediante una resistencia en paralelo con un diodo. Además, se agrega un capacitor entre Gate y Source de cada MOSFET, generando un incremento en la constante de tiempo de carga y descarga. Esto, con el fin de tener mayor control sobre esta constante mediante el valor resistivo conectado en serie del Source.

La figura 2.12 presenta el voltaje en la resistencia de carga (R12) a la salida del semi-puente en la simulación, junto con la señal PWM generada a la salida del elevador de señal.

Se observa que la señal PWM a la salida del elevador de señal no es perfectamente cuadrada. Sin embargo, esta deformación en la señal no afecta al funcionamiento del circuito de disparo.

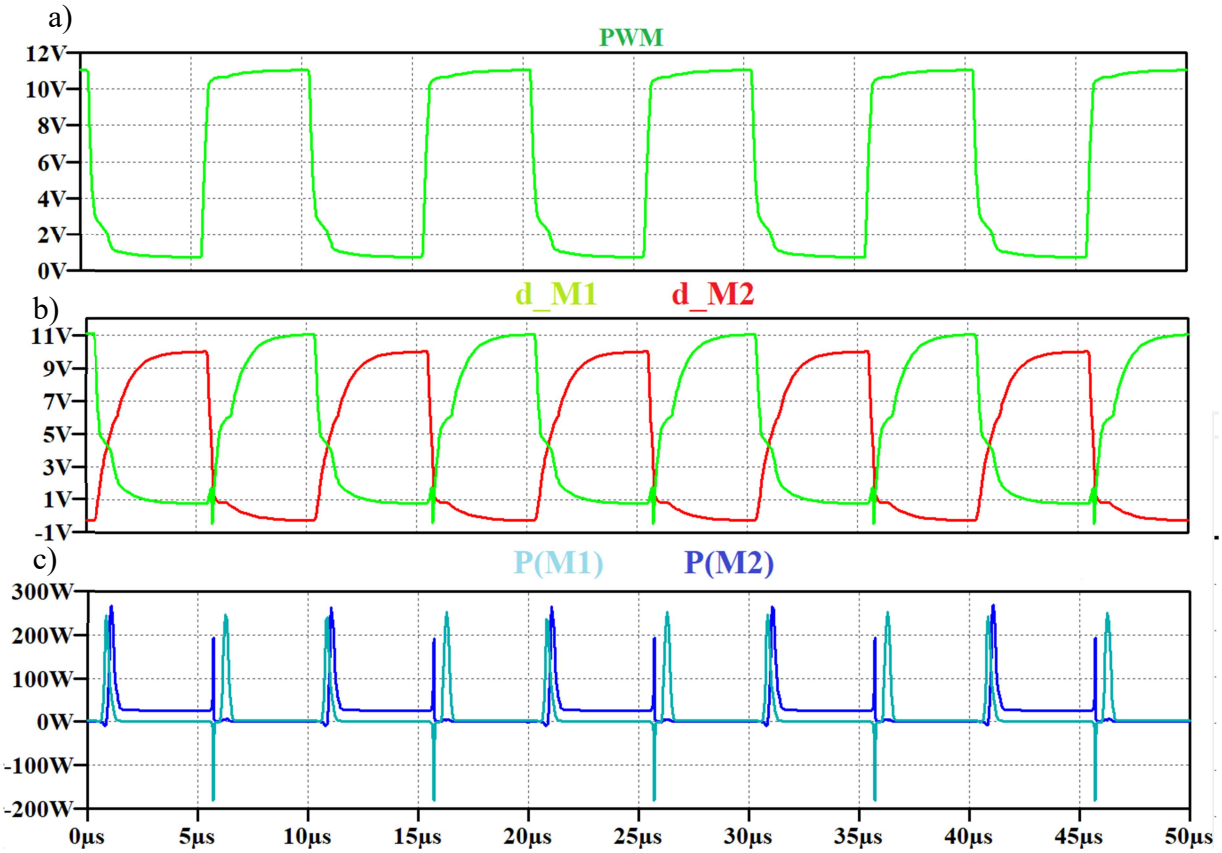


Figura 2.13 (a) Señal PWM **(b)** Señales de disparo de MOSFETs **(c)** Potencia disipada por MOSFETs.

La señal de salida es prácticamente cuadrada, según lo esperado. Sin embargo, se aprecian pequeños intervalos de tiempo donde el voltaje de salida es cero. Esto se debe a que se produce una corriente de cortocircuito a través del semi-puente, lo que provoca que no fluya corriente hacia la resistencia de carga.

Esto indica que el circuito de disparo no genera el tiempo muerto suficiente, tal que ambos MOSFETs no enciendan simultáneamente. Esto se puede observar con mayor detalle en la figura 2.13, que muestra la señal PWM, las señales de disparo de cada MOSFET y la potencia consumida por estos.

Se observa que si bien se logra una diferencia entre los tiempos de encendido y apagado de cada MOSFET, no es suficiente dado que aún se comparte una breve ventana de tiempo

donde ambos coinciden en el encendido. Esto se puede evidenciar en la potencia que disipa cada MOSFET en el instante que este conmuta.

Sin embargo, se considera ésta simulación como suficiente, dado que en la práctica se ajustarán los valores de las resistencias para ajustar los tiempos requeridos en función de los parámetros de cada MOSFET.

2.3. Diseño de la PCB

Para realizar el diseño del circuito impreso, se opta por el software Altium debido al conocimiento previo en éste, además de proveer todas las herramientas necesarias para éste desarrollo.

El diseño de la PCB consiste en dos etapas. Primero, se crea un esquemático con todos los módulos requeridos (establecidos en el punto 2.1). Luego, a partir de este esquemático se establece el "Layout" del circuito y el ruteo de la conexión de cada componente.

2.3.2. Esquemático

A partir de los módulos presentados en el capítulo 2.1, se crea un esquemático en Altium el cual contiene la interconexión de cada componente electrónico necesario para asegurar el funcionamiento del sistema.

El anexo A contiene el desarrollo completo del esquemático realizado, detallando los componentes que componen cada módulo y su interconexión.

2.3.3. Layout y ruteo de la PCB

A partir de la interconexión, establecida en el punto anterior, de cada componente electrónico, se determina la disposición que tendrá cada componente dentro de la placa.

Esta se compone de dos capas principales: superior e inferior. En la capa superior, se colocan los módulos de: Micro-controlador, elevador de señal y circuito de disparo. En tanto, la inferior contiene: Enlace DC, electrónica de potencia, regulador de 5v, sensor de voltaje de entrada y sensor de corriente de salida.

Se opta por una estructura de cuatro capas, donde la mayoría de las señales son ruteadas a través de las capas externas ya nombradas (superior e inferior) y las capas interiores se utilizan como planos para conectar los distintos puntos del circuito requeridos a ellos. El primero corresponde a la interconexión a tierra del circuito (señal GRND) y el segundo al voltaje de 5V que alimenta a los módulos de sensores y micro-controlador del circuito.

Para las pistas de potencia, se utiliza un ancho de 3.3 mm, para asegurar que el circuito sea capaz de conducir corrientes de hasta 10 A, según el cálculo realizado en [19]. En tanto, para las pistas de señales de control se utiliza un ancho de 0.5 mm, el cual es más que suficiente para las señales de baja corriente.

La figura 2.14 presenta el “Layout” y ruteo obtenido en Altium para el circuito a implementar. En (a) se presenta la capa superior del PCB y en (b) la capa inferior.

a)

b)

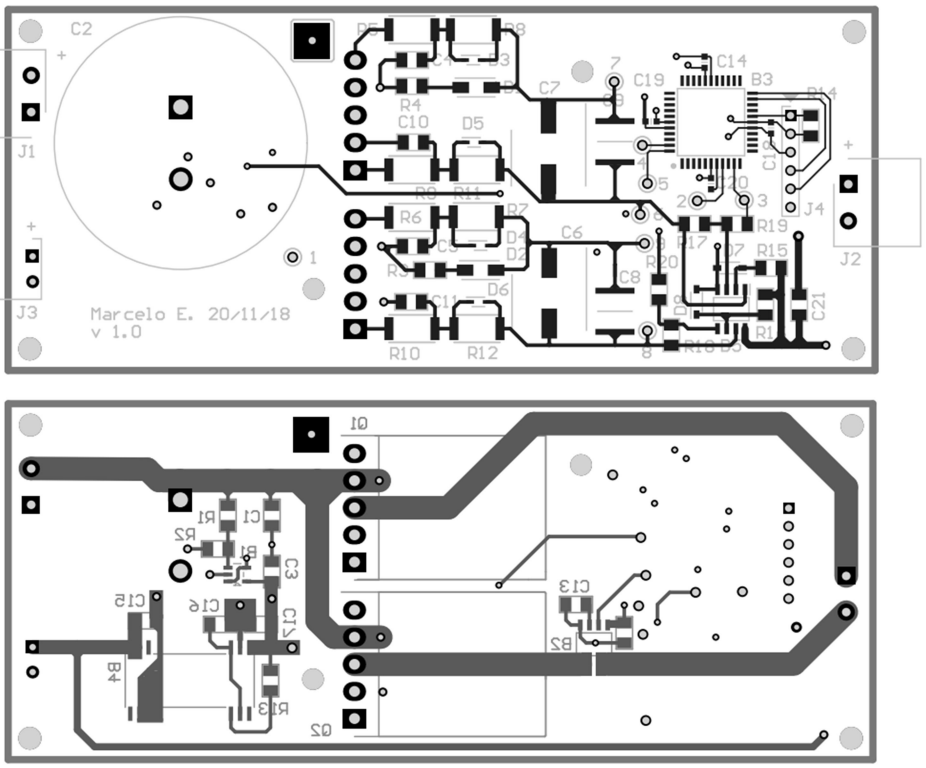


Figura 2.14, "Layout" y ruteo de la PCB

(a) Superior, (b) Inferior.

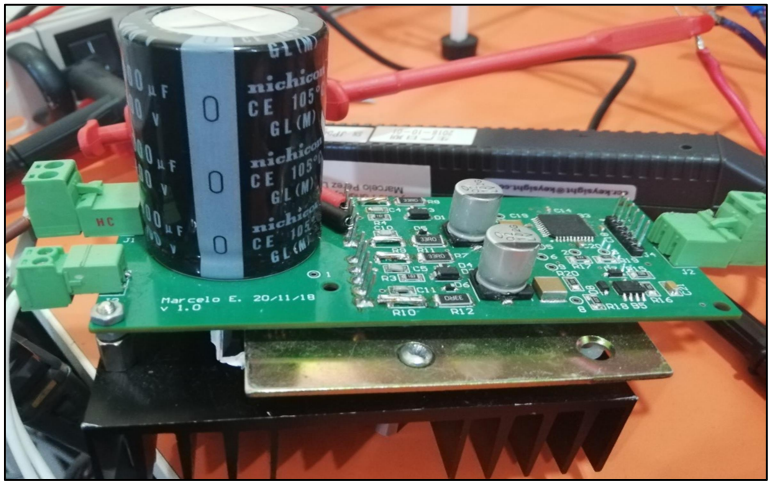
2.4. Implementación

Una vez obtenida la placa a utilizar (la cual fue confeccionada en China en la empresa Pcbcart), junto con todos los componentes necesarios para armarla, se procede a la implementación. Esta consiste principalmente del convertidor contenido en la PCB y el sistema de transmisión (bobinas de transmisión y una red de acoplamiento).

2.4.2. Armado de PCB

La implementación de la PCB se realiza en cuatro pasos. Primero, es necesario colocar pasta de soldar en cada "pad" a utilizar. En segundo lugar, mediante una máquina de "pick & place" manual asistida por aire comprimido, se colocan los componentes de montaje

a)



b)

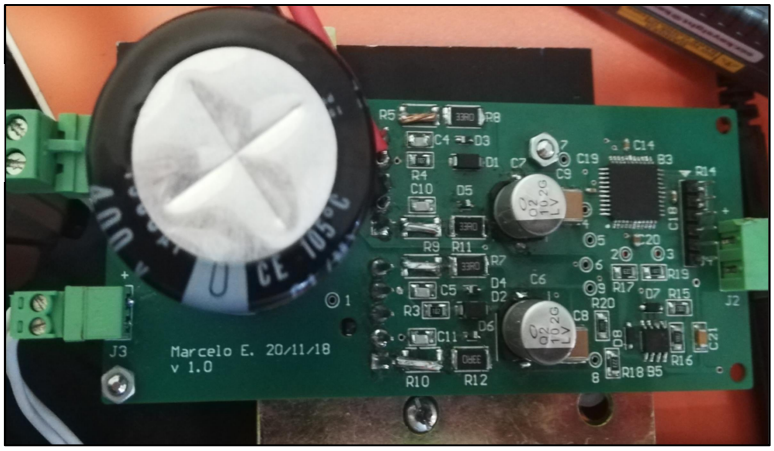


Figura 2.15, Vista (a) lateral y (b) superior del circuito.

superficial en el lugar precisado. Luego, la placa se hornea en un horno especial para éste propósito, utilizando un perfil de temperaturas preestablecido. Por último, se suelda los componentes “throught hole” utilizando cautín.

La figura 2.15 presenta el resultado final del circuito.

Es importante notar que debido a un error en la disposición de la placa, los MOSFETs no pueden colocarse sobre ésta según lo diseñado, por lo que se añade un soporte adicional entre la placa y el disipador para la colocación de los MOSFETS.

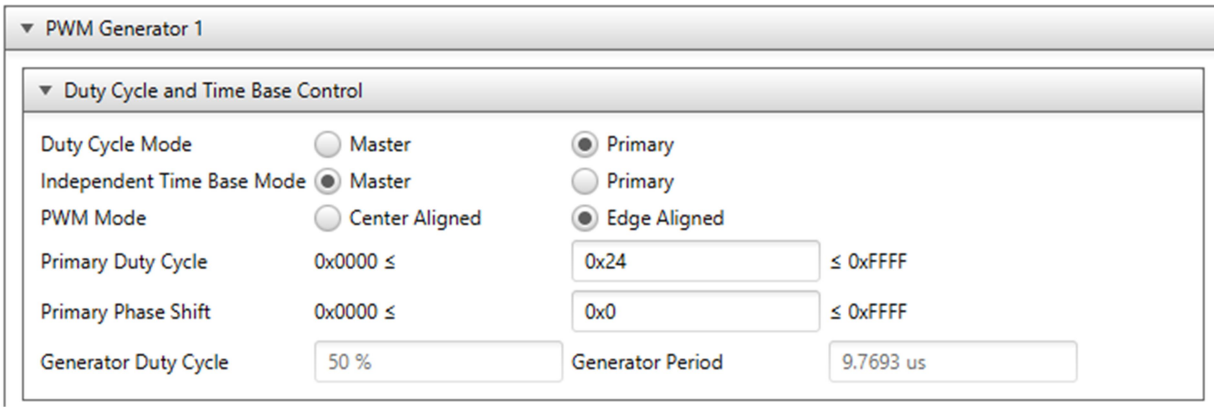


Figura 2.16, Configuración de PWM mediante MCC.

2.4.3. Programación del micro-controlador.

Para implementar las señales PWM a ser generadas por el micro-controlador, es necesario cargar en éste el código precisado para éste fin.

La creación del código se realiza mediante el software MPLAB X IDE v5.10.

Se opta por la utilización de la herramienta MPLAB Code Configurator (MCC) para la programación del mismo. Esta herramienta provee una interfaz gráfica para la configuración del micro-controlador y los registros en la memoria de éste. Esto permite programar de manera rápida y eficaz el micro-controlador, sin tener que implementar el código directamente.

La figura 2.17 ejemplifica la configuración realizada mediante MCC.

El anexo B contiene el desarrollo detallado de la programación del micro-controlador mediante MCC.

El micro-controlador se programa para generar señales PWM para cada semi-puente de aproximadamente 100 KHz.

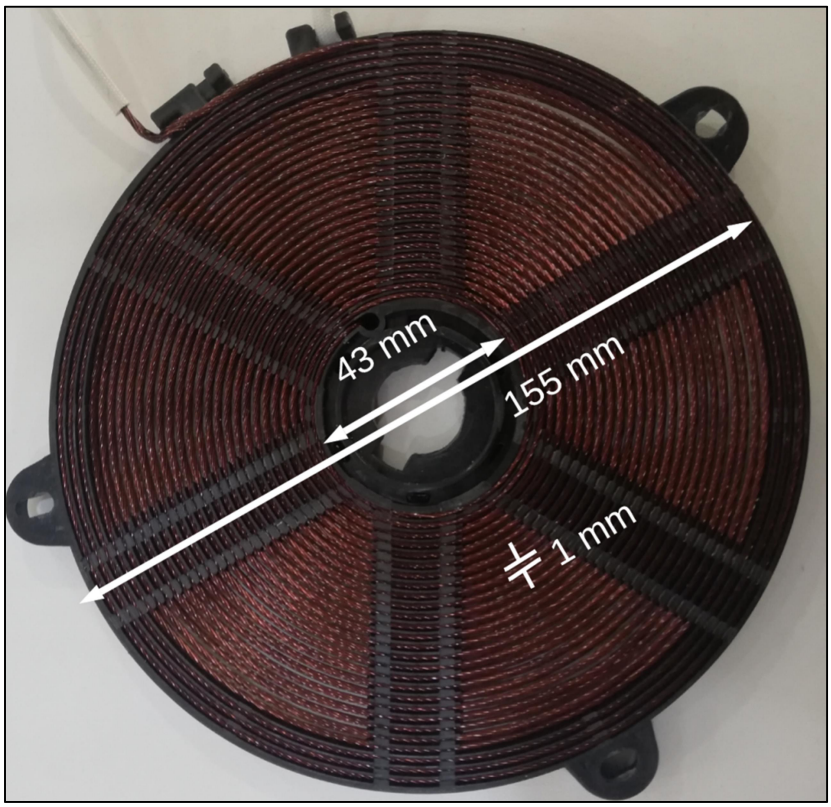


Figura 2.17, Dimensiones de la bobina.

2.4.4. Sistema de Transmisión

El sistema de transmisión es elaborado a partir de dos bobinas planas. Estas corresponden a repuestos para placa de inducción para cocina. Tienen un diámetro exterior de 155 mm, un diámetro interior de 43 mm y un embobinado de 27 vueltas con un alambre de 1 mm de espesor. La figura 2.17 presenta las dimensiones de la bobina.

Se crea un soporte en el cual estas bobinas estén alineadas y la distancia entre ellas pueda ser variada, el cual se muestra en la figura 2.18. La bobina que se conectará al convertidor (transmisora) puede ser variada en su posición, mientras que aquella que se conectará a la carga (receptora) se mantiene fija. El soporte permite variar la distancia de las bobinas entre 2 y 30 cm.

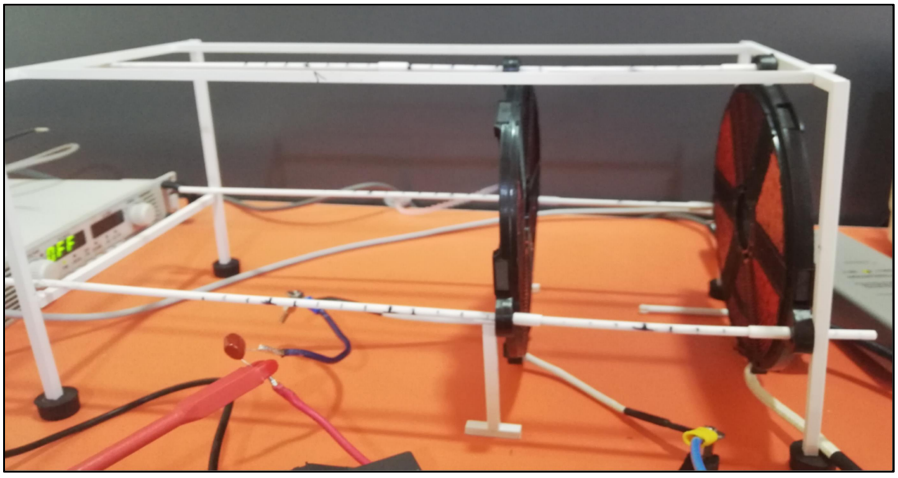


Figura 2.18, Estructura de soporte para el sistema de transmisión.

Para conectar las bobinas de transmisión, se requiere una red de acoplamiento. Para este fin se establecen dos alternativas.

a) Condensador de acoplamiento

Esta consiste en un condensador de acoplamiento entre la salida del convertidor y la bobina del lado transmisor. Se busca que el voltaje de salida tenga un valor medio igual a cero, de manera que la corriente en el inductor no aumente de valor indefinidamente. El valor del condensador se escoge de tal manera que filtre la parte continua de la señal de salida del convertidor.

La figura 2.19 presenta la conexión realizada.

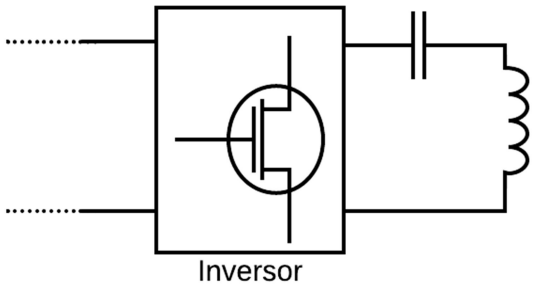


Figura 2.19, Condensador de acoplamiento.

Esta configuración se utiliza para realizar la caracterización del convertidor y del sistema de transmisión.

b) Circuito taque-resonante

El circuito tanque-resonante consiste en conectar un condensador en serie a cada bobina (transmisora y receptora). La figura 2.20 presenta la configuración a utilizar.

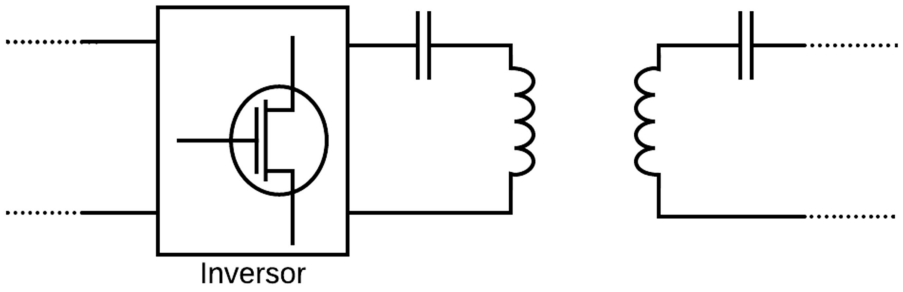


Figura 2.20, Circuito Tanque-resonante.

El valor de los condensadores se escoge de manera que el circuito opere a frecuencia de resonancia.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{2.1}$$

Remplazando la frecuencia por el valor buscado (igual a la frecuencia de operación del convertidor de 100 KHz) y considerando el valor de la inductancia de la bobina de 98 uH, se obtiene el valor del condensador buscado:

$$100KHz = \frac{1}{2\pi\sqrt{98uH \cdot C}} \tag{2.2}$$

$$C \approx 25.8nF \tag{2.3}$$

Se utiliza un valor de 22nF dado que es el valor estándar más cercano.

Capítulo 3

PRUEBAS EXPERIMENTALES

A continuación se presentan los resultados obtenidos en la etapa de mediciones y evaluación del funcionamiento del sistema.

Primero, se expone los instrumentos utilizados en esta etapa, tanto como para la alimentación del circuito, como para la medición de las señales del sistema. Luego, se presenta las evaluaciones preliminares del convertidor para asegurar su correcto funcionamiento. Por último, se exponen las pruebas de transmisión de potencia, de tal manera de evaluar el funcionamiento del sistema de transmisión.

3.1. Instrumentos y metodología.

El equipo que se utiliza para las pruebas experimentales es detallado a continuación.

a) **Fuentes de poder:**

- Agilent N5772A: Fuente DC capaz de proporcionar un voltaje de hasta 600V y corriente de hasta 2.6 A. Esta fuente se conecta al enlace DC del circuito (voltaje de entrada).



Figura 3.1, Fuente Agilent N5772A.

- M10-QS 303: Fuente DC de voltaje ajustable, con una salida de hasta 30V y una corriente de 0 a 3 A. Esta fuente alimenta la etapa de control del circuito.



Figura 3.2, Fuente M10-QS 303.

b) Osciloscopio

- Keysight InfiniiVision DSOX4024A: Osciloscopio de 4 canales con un ancho de banda de 200MHz. Mediante este se registran todas las mediciones realizadas.

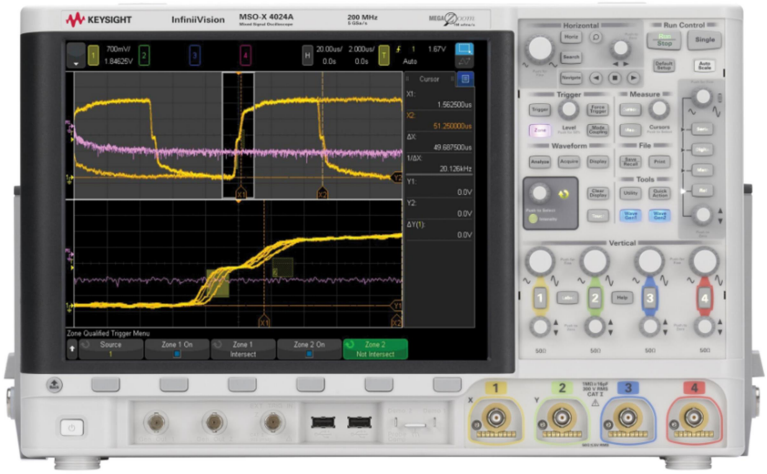


Figura 3.3, Osciloscopio Keysight InfiniiVision DSOX4024A.

c) Puntas de voltaje

- Keysight N2790A: Puntas diferenciales de alto voltaje con un ancho de banda de 100MHz. Se utilizan para medir los voltajes a la entrada del convertidor, a la salida de éste, el voltaje en la carga y los voltajes de las señales de disparo del convertidor.



Figura 3.4, Punta de voltaje Keysight N2790A.

d) Puntas de corriente

- Keysight N2893A: Puntas de corriente de 15A con un ancho de banda de 100 MHz. Mediante estas se miden la corriente de entrada y de salida del circuito, así como también la corriente en la carga.
-



Figura 3.5, Punta de corriente Keysight N2893A.

3.2. Evaluaciones Preliminares

Este capítulo presenta las evaluaciones preliminares realizadas al circuito del convertidor, con el fin de asegurar su correcto funcionamiento. El circuito de disparo debe evitar la conmutación cruzada en cada semi-puente, según lo expuesto en el capítulo 2.1.1. Además, se debe obtener una señal cuadrada a la salida del convertidor de frecuencia aproximada de 100 KHz y ciclo de trabajo del 50%, según la programación realizada al micro-controlador en el capítulo 2.4.3.

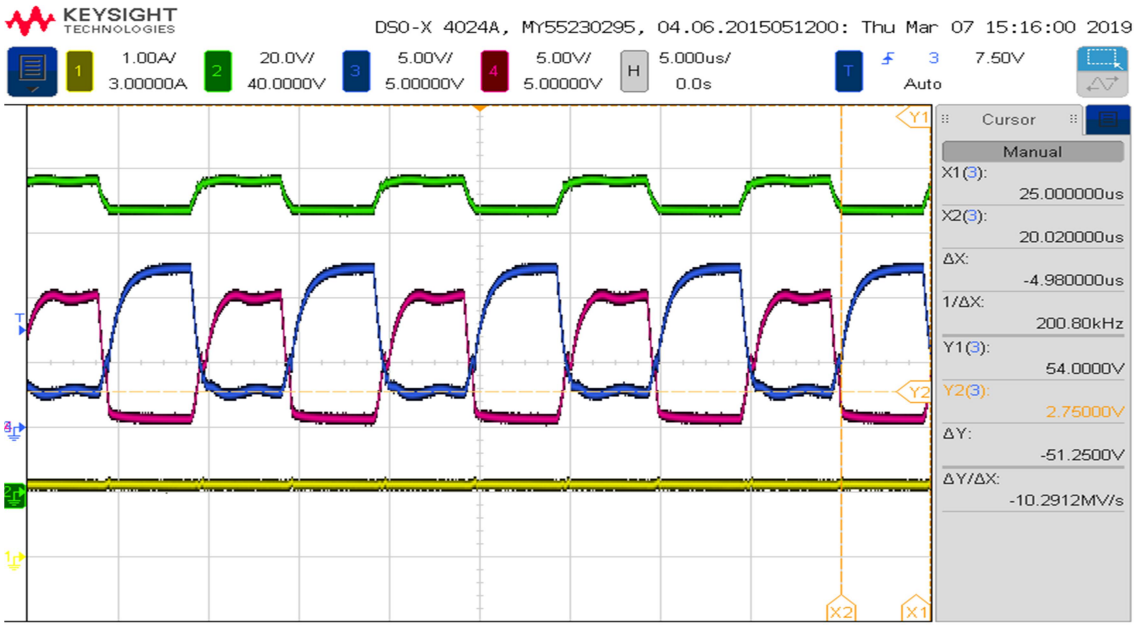


Figura 3.6, Señales del circuito.
PWM (verde), señales de disparo superior (azul) e inferior (rojo) y corriente de entrada (amarillo).

3.2.1. Circuito de disparo

Se evalúa el funcionamiento del circuito propuesto, tal que evite la conmutación conjunta en cada semi-puente. La figura 3.6 presenta la señal PWM a la salida del elevador, las señales de disparo para un semi-puente y la corriente de entrada del convertidor.

Se observa que la señal de disparo para el MOSFET superior alcanza un valor para el apagado del mismo muy alto (Aproximadamente 2.75 V). Esto se debe a que el elevador de señal no alcanza a la salida una señal de amplitud 12V. Como el diodo Zenner utilizado tiene una caída de 12 V, la señal de disparo no alcanza un voltaje menor.

Para solucionar esto, se sube el voltaje de entrada hasta los 12.8V (voltaje máximo recomendado para el regulador de 5V). Con esto se logra un voltaje a la salida del elevador de señal de 11.5 V, valor más adecuado para la operación del circuito de disparo. La figura 3.7 presenta estos resultados.

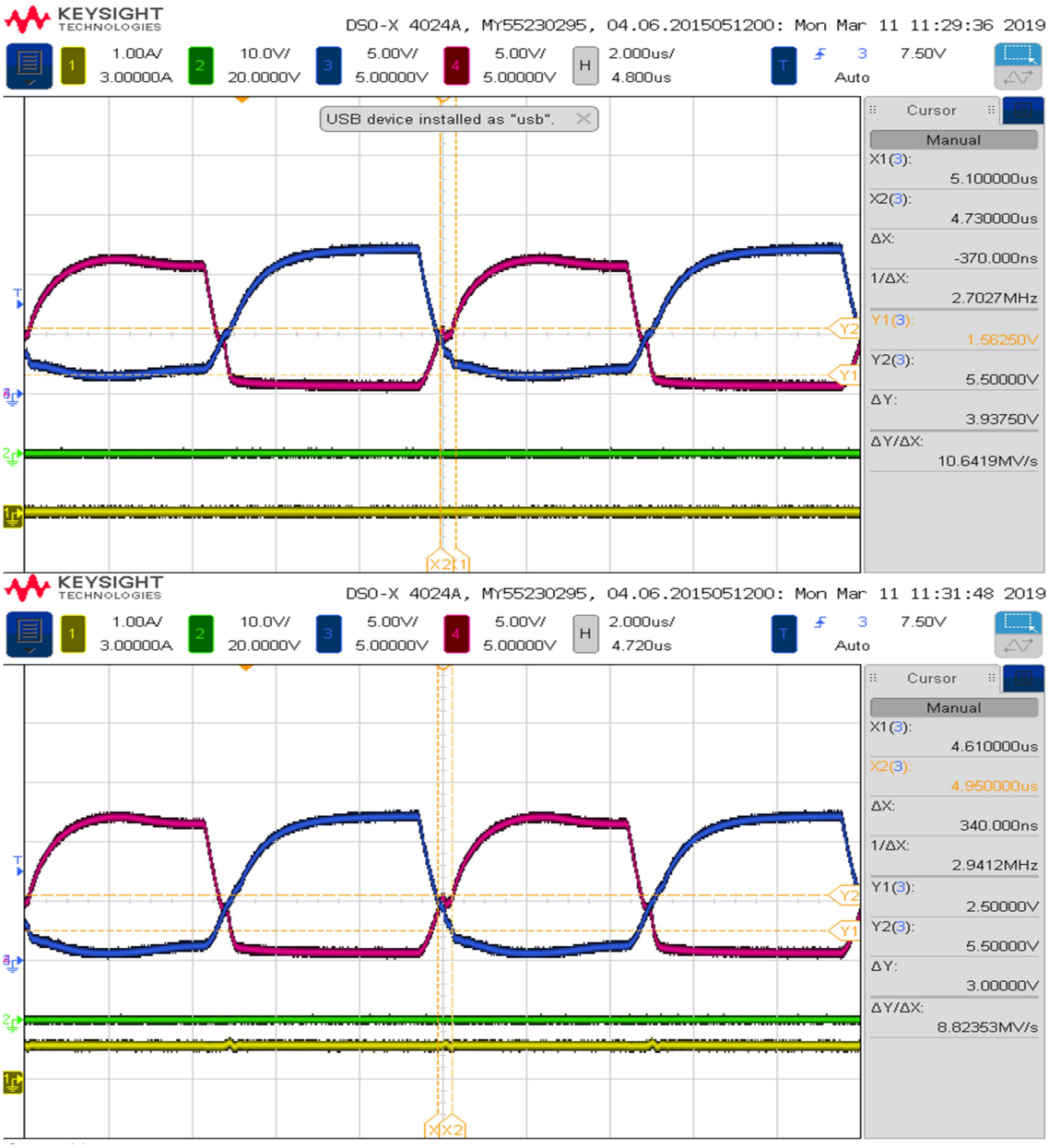


Figura 3.7, Señales de disparo (a) 12V (b) 12.8 V.

Se observa que se logra un valor para la señal de apagado del MOSFET superior más adecuada (aproximadamente 1.56 V).

El siguiente paso, es comprobar si la diferencia de tiempos entre encendido y apagado de cada MOSFET permite evitar la conmutación cruzada de estos en cada semi-puente.

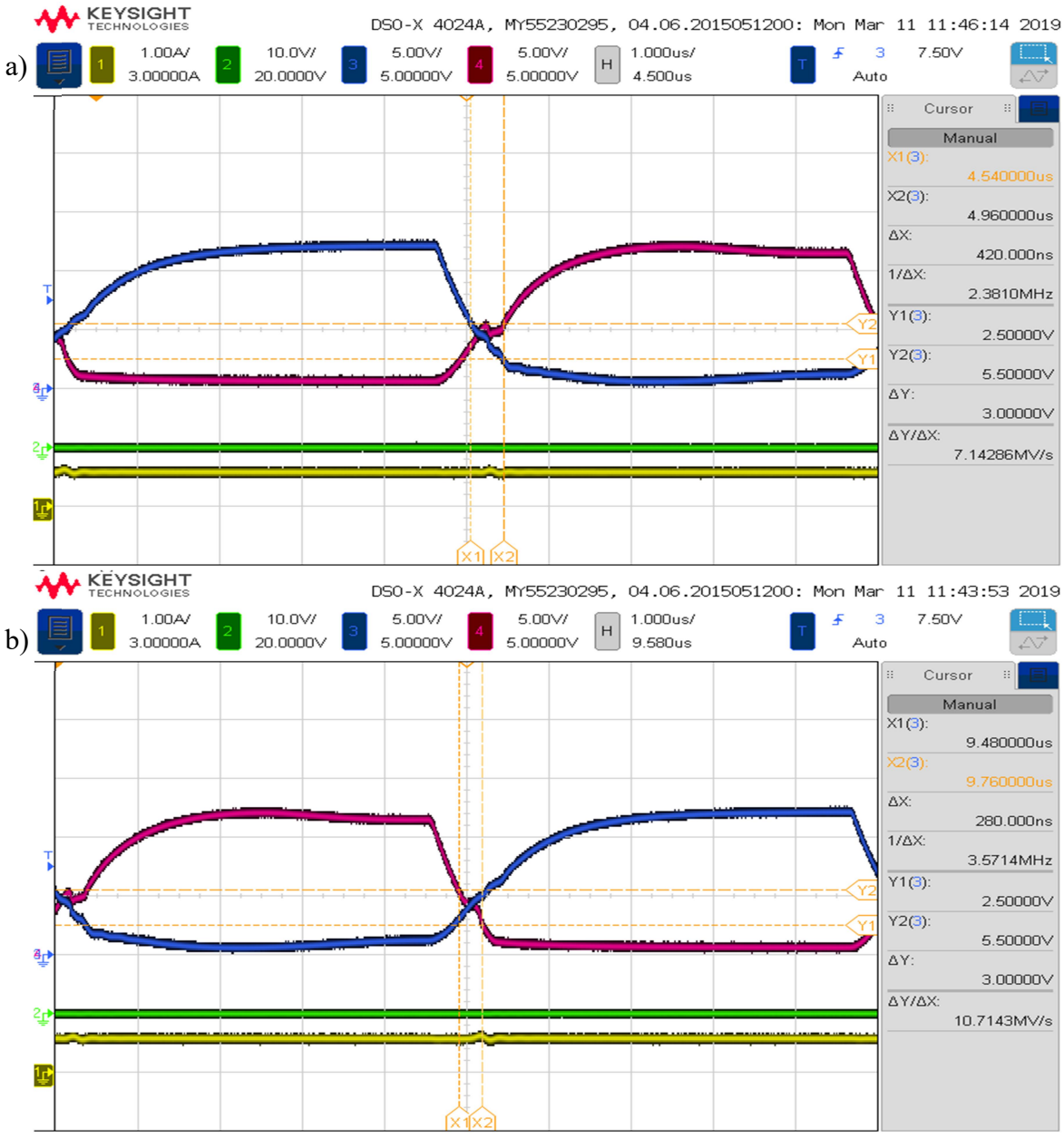


Figura 3.8, Señales de disparo
(a) Encendido MOSFET inferior (b) Encendido MOSFET superior.

La figura 3.8 presenta las formas de onda de disparo para cada MOSFET de un mismo semi-puente.

Mediante cursores se marca la zona en que ambos no deben conmutar al mismo tiempo. La hoja de datos [20] indica que el MOSFET de canal N (inferior) se enciende con un voltaje

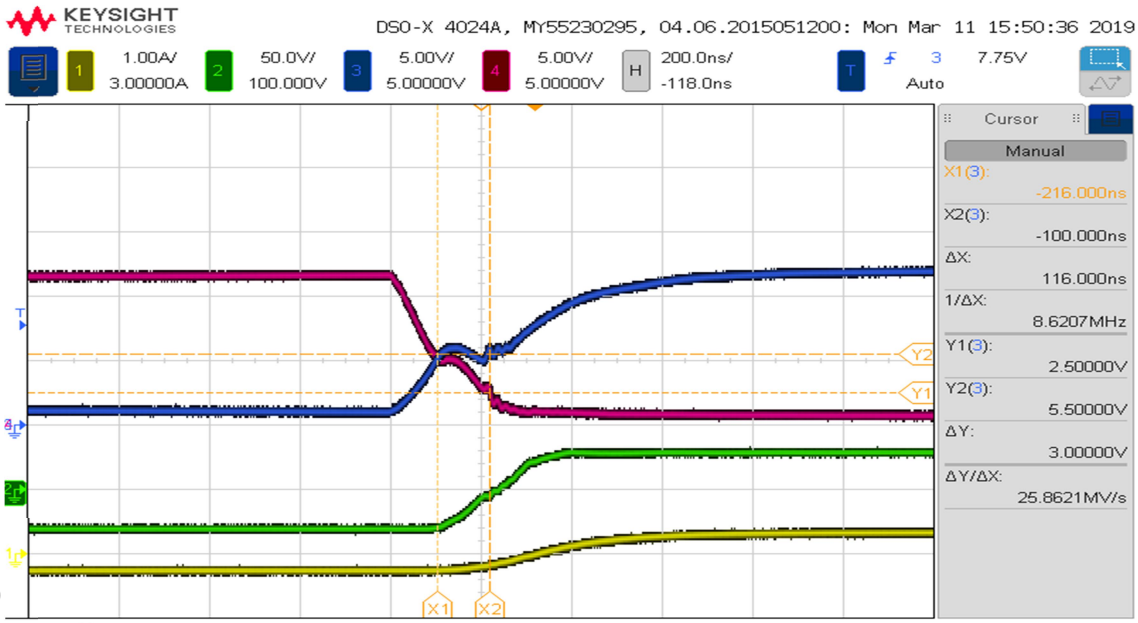
Gate-Source entre 2.5 y 5 V, mientras que el decanal P (superior) se enciende con un voltaje Gate-Source entre -2.5 y -4.5 V.

Se observa que aún sigue ocurriendo la conmutación cruzada, dado que ambas señales se encuentran dentro de estos rangos de voltaje durante un intervalo de tiempo (420 ns para el MOSFET inferior y 280 ns para el superior).

Para solucionar este comportamiento no deseado del convertidor, se proponen tres alternativas de modificación al circuito de disparo. En las mediciones se presentan las formas de onda de las señales de disparo (azul y rojo) acompañadas por las señales de voltaje y corriente de salida del convertidor (verde y amarillo respectivamente). Todas las mediciones se realizan con un voltaje de entrada del convertidor de 30 V.

Primero, se eliminan los condensadores en paralelo a los terminales de Gate y Source de cada MOSFET. Esto provoca una disminución en la constante de tiempo RC en el encendido y apagado de cada MOSFET. Esto busca reducir el intervalo de tiempo en las señales de disparo de ambos MOSFETs se encuentran dentro del rango de voltaje de encendido.

a)



b)

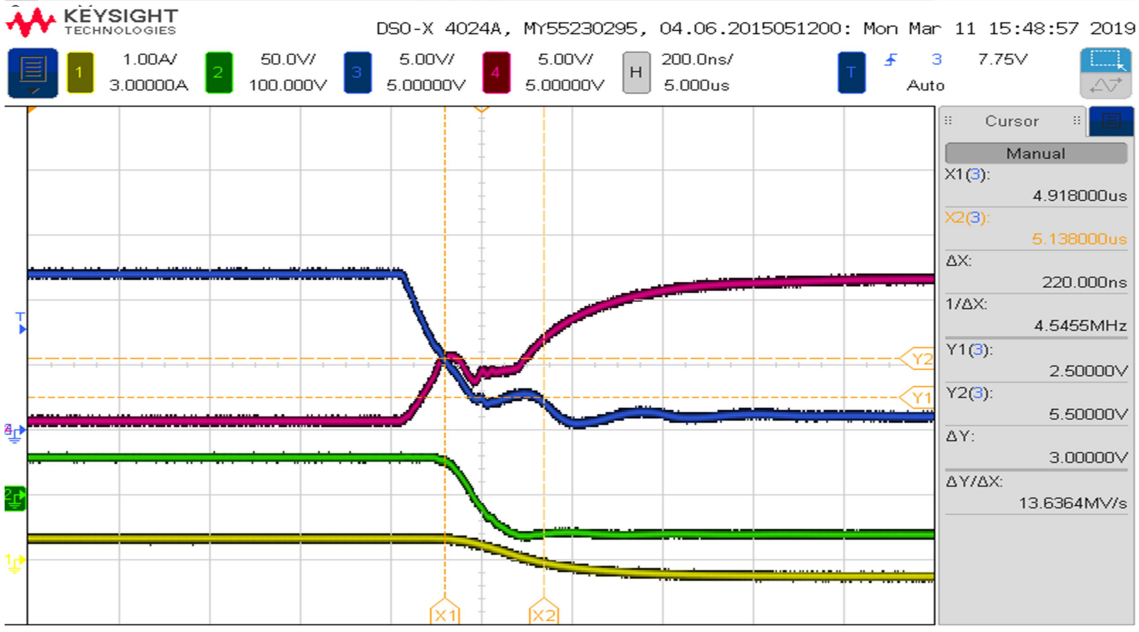


Figura 3.9, Señales de disparo sin condensadores Gate-Source.
(a) Encendido MOSFET inferior (b) Encendido MOSFET superior.

La figura 3.9 presenta las formas de onda para las señales de disparo de un semi-puente.

Se observa que se reduce el intervalo de tiempo en el que ambas señales se encuentran dentro del rango de voltaje de encendido tiempo (116 ns para el MOSFET inferior y 220 ns para el superior). Sin embargo, ambos MOSFETs se encienden simultáneamente (ambas señales de disparo por sobre el rango de encendido), provocando una gran corriente circulante que genera grandes pérdidas.

La segunda alternativa consiste en utilizar los condensadores, pero eliminar la resistencia en serie al terminal de Gate de cada MOSFET. Esto busca generar mayor diferencia entre el tiempo de encendido y el de apagado de éstos. Además, la resistencia en paralelo al diodo del MOSFET inferior se reemplaza por una de 33 Ohm.

La figura 3.10 presenta los resultados obtenidos para esta alternativa.

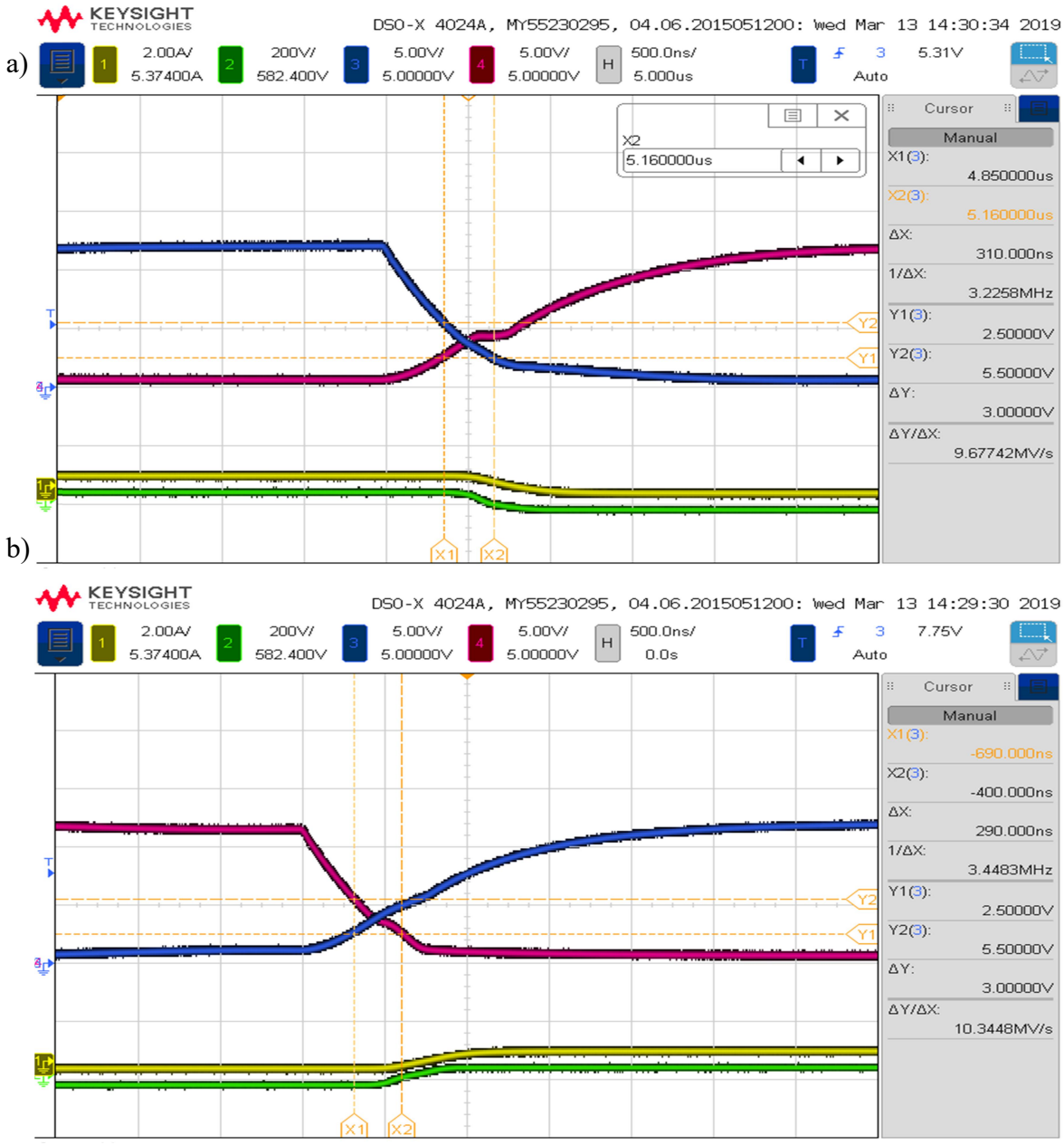


Figura 3.10, Señales de disparo sin resistencia en serie a Gate.
(a) Encendido MOSFET inferior (b) Encendido MOSFET superior.

Se observa que los intervalos de tiempo en los cuales las señales de disparo se encuentran dentro del rango de encendido son similares a la configuración inicial (310 ns para el MOSFET inferior y 290 ns para el superior). Sin embargo, se logra una transición más suave.

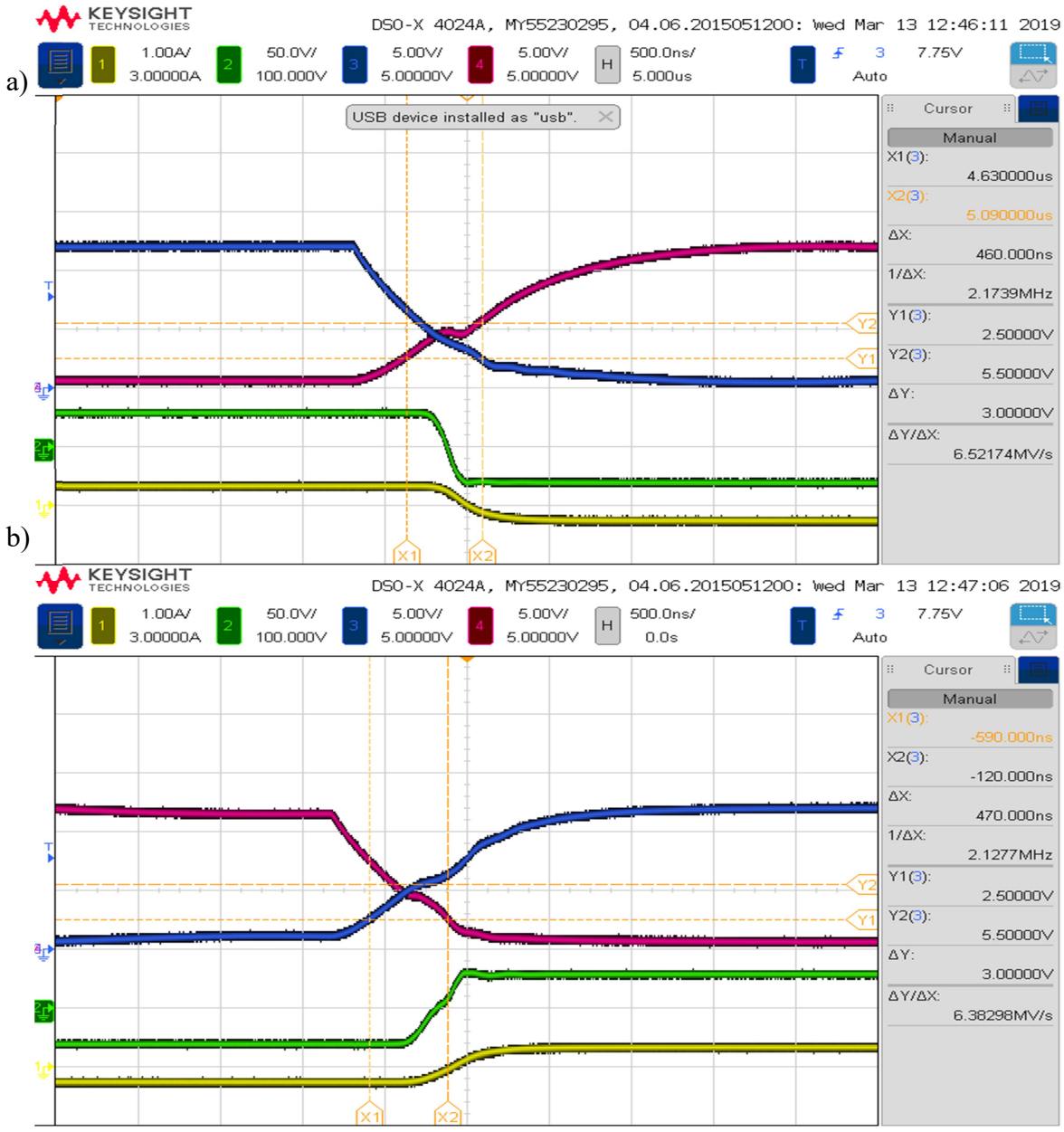


Figura 3.11, Señales de disparo sin resistencia en serie a Gate.
(a) Encendido MOSFET inferior (b) Encendido MOSFET superior.

Por último, se prueba una configuración similar a la anterior, pero reduciendo el valor de las resistencias en paralelo con el diodo. Esto busca reducir el intervalo de tiempo de conmutación cruzada. La figura 3.11 presenta los resultados obtenidos para esta alternativa.

Se observa que al realizar este cambio, no se logra generar la suficiente diferencia entre el tiempo de encendido y apagado de cada MOSFET, lo que provoca un aumento en los intervalos de tiempo de conmutación cruzada (460 ns para el MOSFET inferior y 470 ns para el superior).

La tabla 3.1 presenta una comparativa entre estas alternativas, a fin de determinar la mejor a implementar.

Tabla 3.1, Comparación entre alternativas del circuito de disparo.

Alternativa	Corriente de entrada [A]	Intervalo de tiempo 1[ns]	Intervalo de tiempo 2[ns]
Inicial	0.336	420	280
Sin C	0.407	**116**	**220**
Sin R serie	**0,288**	310	290
Sin R serie, valores reducidos	0.448	460	470

Se observa que si bien la alternativa de quitar los condensadores reduce los intervalos de tiempo de conmutación cruzada, aumenta la corriente de entrada. Esto se traduce en un aumento en las pérdidas de conmutación.

Se escoge para operar la alternativa sin la resistencia en serie, ilustrada en la figura 3.12.

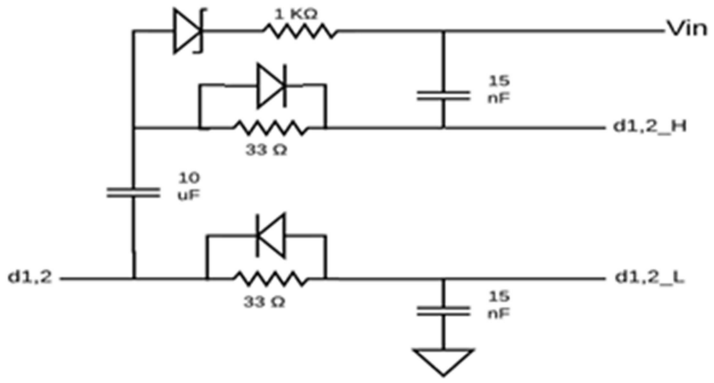


Figura 3.12, Circuito de disparo escogido.

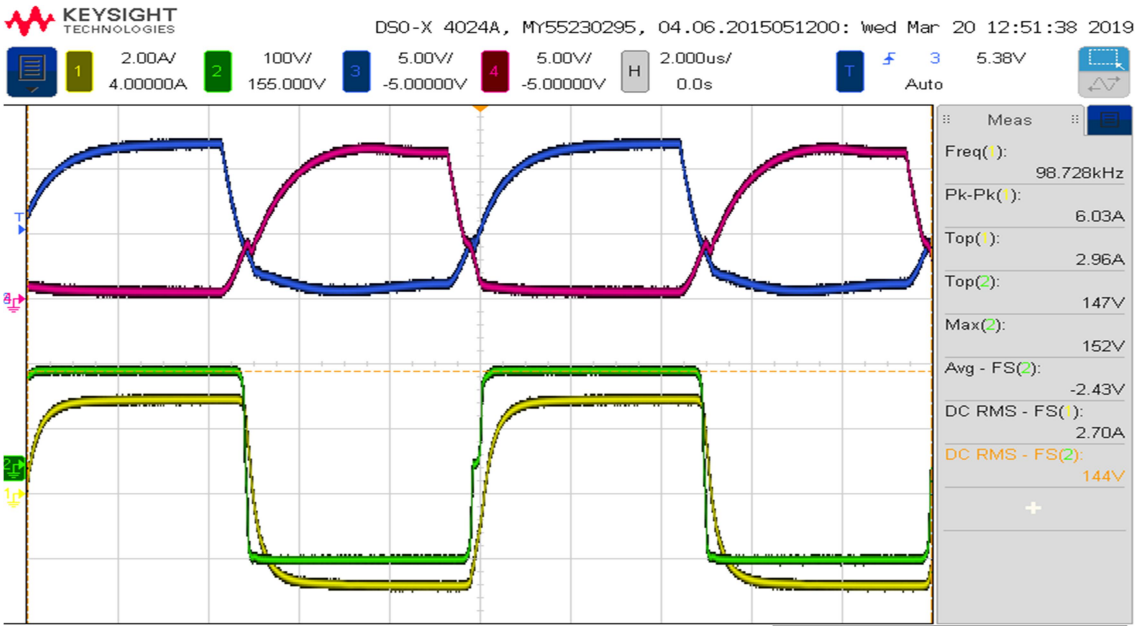


Figura 3.13, Señales de disparo y de salida.

3.2.2. Señales de salida

La figura 3.13 presenta las formas de onda de las señales de disparo para un mismo semi-puente (azul y rojo), además de las señales de voltaje y corriente a la salida del convertidor (verde y amarillo), para una carga resistiva y un voltaje de entrada de 150 V.

Se comprueba el correcto funcionamiento del convertidor, logrando una señal cuadrada a la salida del convertidor. Se detecta un pequeño intervalo de tiempo donde ambos MOSFETs se encuentran apagados, provocando un voltaje igual a cero a la salida. Si bien este comportamiento no es deseado, debido a que el intervalo es suficientemente pequeño se considera un funcionamiento adecuado para las siguientes mediciones a realizar.

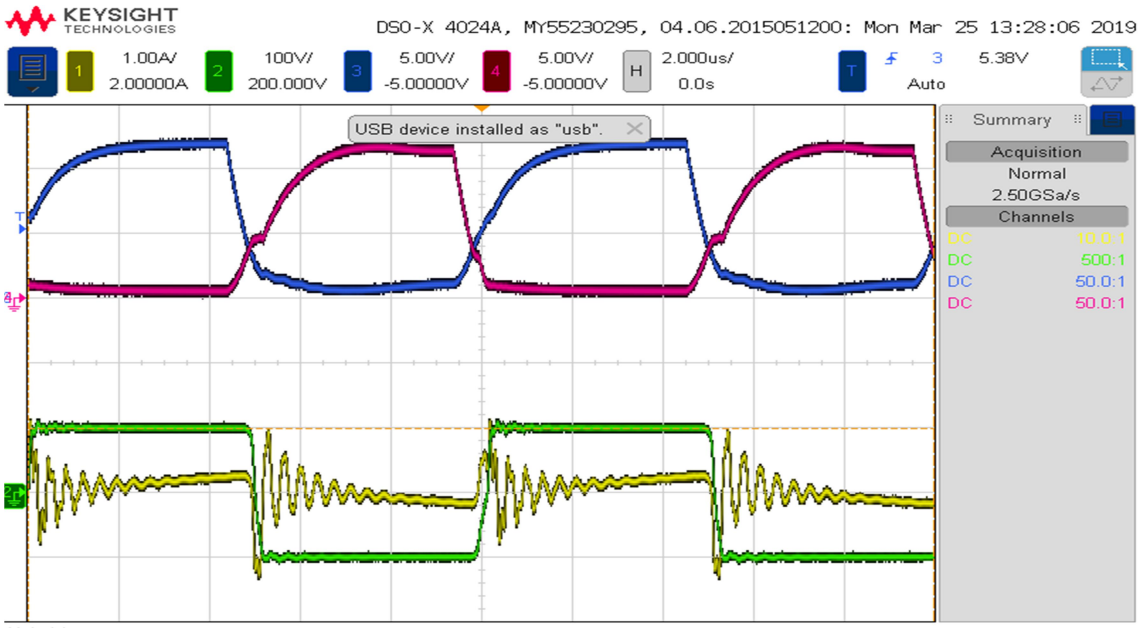


Figura 3.14, Carga inductiva de 3mH.

3.2.3. Carga inductiva

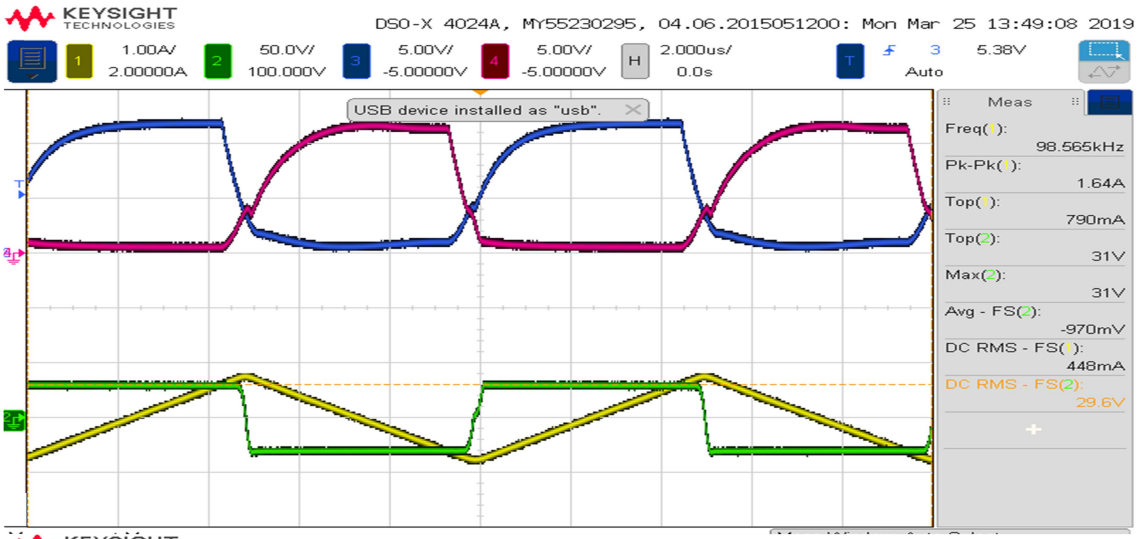
Primero, se prueba el convertidor conectado a una carga inductiva de 3mH. La figura 3.14 presenta las formas de onda obtenidas a la salida del convertidor

Se observa que debido a la saturación del inductor se presenta gran deformación de la forma de onda de la corriente a la salida del convertidor.

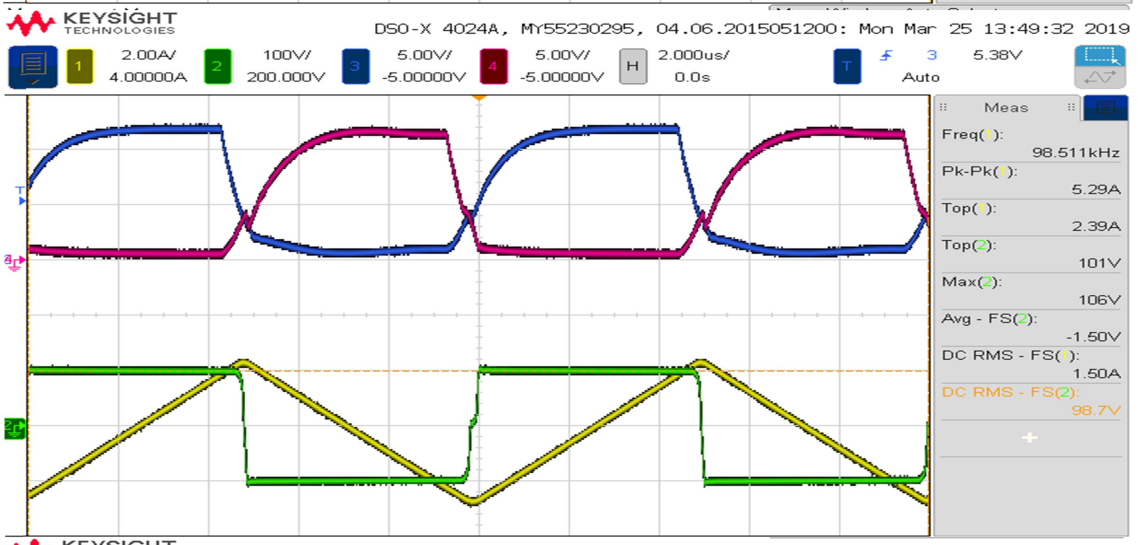
A continuación, en la 3.figura 3.15, se presentan las mediciones para el convertidor operando conectado a una de las bobinas a utilizar en la transmisión. Esta corresponde a una carga inductiva de aproximadamente 98uH.

La máxima corriente de salida alcanzada es de 4A para un voltaje de entrada de 170V. La forma de onda de la corriente es perfectamente triangular, según lo esperado.

a)



b)



c)

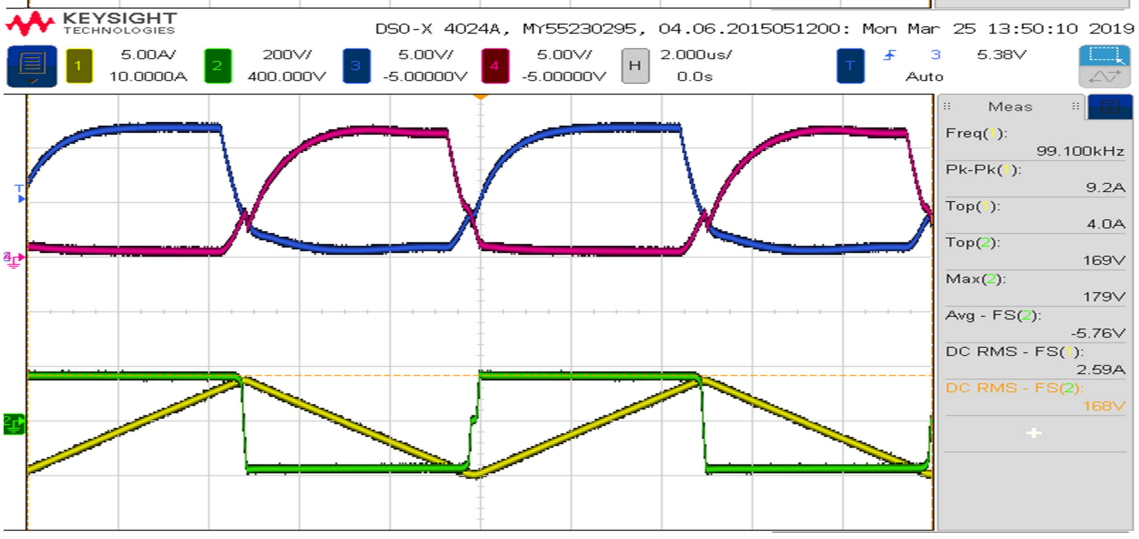


Figura 3.15, Carga inductiva de 98uH.
Voltaje de entrada de: (a) 30V, (b) 100V, (c) 170V.

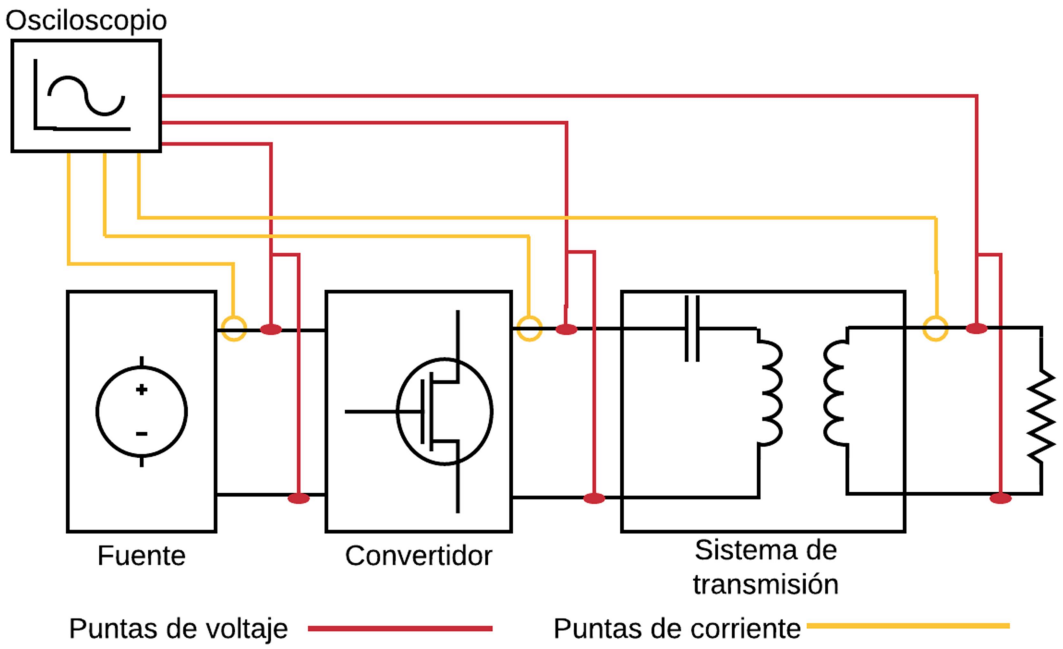


Figura 3.16, Setup.

3.3. Pruebas de transmisión de potencia

Para caracterizar el funcionamiento del sistema, se realizan mediciones en función de la carga conectada y la distancia de separación entre las bobinas.

El setup de los instrumentos, el convertidor y las bobinas se presenta en la figura 3.16.

Las mediciones se realizan en 3 puntos del sistema, con tal de caracterizar el funcionamiento de éste:

-Voltaje y corriente de entrada del convertidor.

-Voltaje y corriente a la salida del convertidor.

-Voltaje y corriente en la carga.

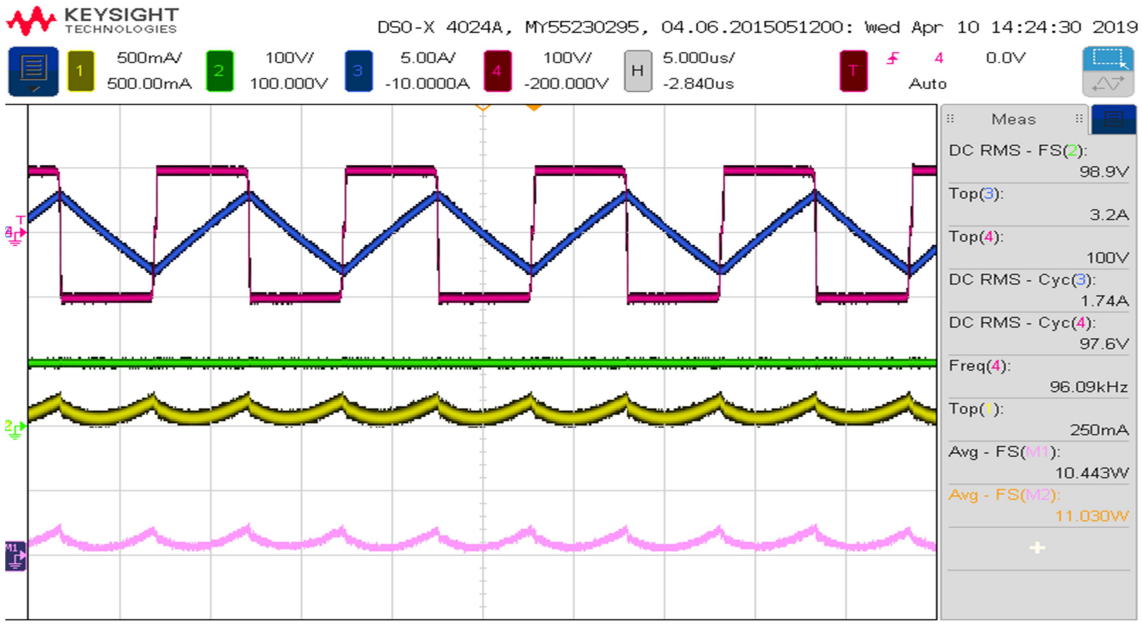


Figura 3.17, Potencia de entrada del convertidor.

Para estas mediciones se utiliza un voltaje de entrada (Enlace DC) de 170V, ya que se desea operar a un valor cercano al nominal.

Al obtener la corriente y voltaje en cada punto, es posible obtener la potencia en éste mediante la multiplicación matemática proporcionada por el osciloscopio.

Así, al tener la potencia en estos tres puntos para distintos valores de carga y distancia, se puede caracterizar el funcionamiento tanto del convertidor de potencia como del sistema de transmisión (bobinas) mediante la eficiencia de éstos. Las figuras 3.17-3.19 ejemplifican las mediciones obtenidas.

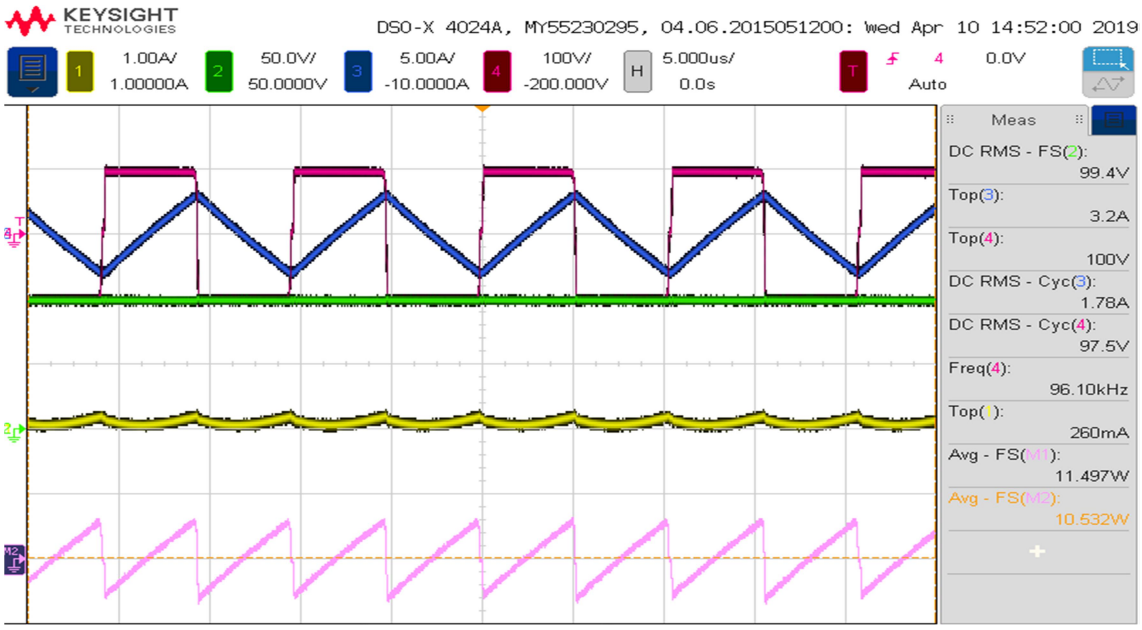


Figura 3.18, Potencia de salida del convertidor.

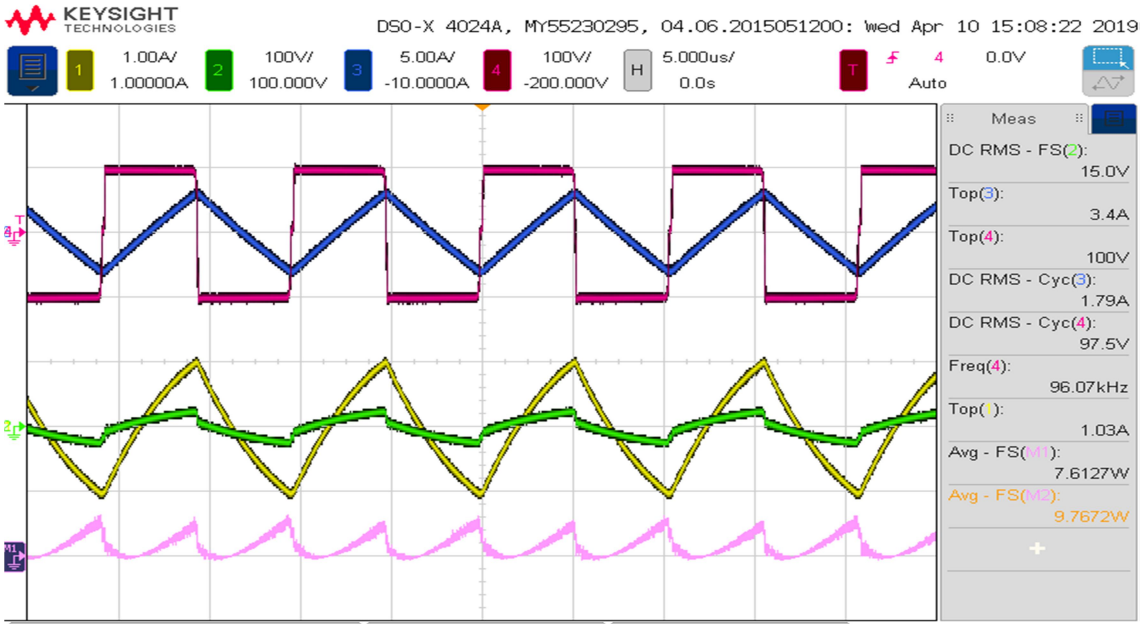


Figura 3.19, Potencia en la carga.

La primera serie de mediciones se realiza a una distancia de 3cm entre las bobinas transmisora y receptora; y con una carga variable entre 2.5 y 35 Ohm. La tabla 3.2 resume las mediciones obtenidas.

Tabla 3.2, Mediciones de potencia para d=3 cm y carga variable.

R(Ohm)	Pin (W)	Pout (W)	Pr (W)
35	29,341	24,467	21,063
30	29,147	23,859	20,542
25	28,111	22,796	19,400
20	27,075	21,367	17,895
15	24,673	18,964	15,278
10	21,724	15,623	11,827
5	18,079	11,603	7,726
2,5	14,182	7,420	3,446

Luego, se realizan similares mediciones, pero a una distancia de separación de 5cm, resumidas en la tabla 3.3.

Tabla 3.3, Mediciones de potencia para d=5 cm y carga variable.

R(Ohm)	Pin (W)	Pout (W)	Pr (W)
2,5	8,527	3,994	0,894
5	9,181	4,815	1,698
10	10,511	6,093	3,071
15	11,324	7,026	4,009
20	12,000	7,649	4,712
25	13,769	8,689	5,601
30	13,569	8,769	5,621
35	13,697	8,994	5,816

La tabla 3.4 resume la tercera serie de mediciones, a una distancia de 10 cm.

Tabla 3.4, Mediciones de potencia para d=10 cm y carga variable.

R(Ohm)	Pin (W)	Pout (W)	Pr (W)
35	6,002	3,216	0,475
30	6,743	3,102	0,463
25	6,810	3,125	0,434
20	6,681	3,124	0,396
15	6,697	3,108	0,333
10	6,610	2,944	0,256
5	6,527	2,832	0,139
2,5	6,368	2,933	0,068

Por último, se realizan mediciones con una carga fija de 35 Ohm, variando la distancia de separación entre 3 y 15 cm. La tabla 3.5 resume estas mediciones.

Tabla 3.5, Mediciones de potencia para R=35 Ohm y distancia variable.

d (cm)	Pin (W)	Pout (W)	Pr (W)
3	29,351	24,752	21,436
4	18,184	13,874	10,721
5	12,812	8,724	5,6971
6	10,219	6,201	3,218
7	8,813	4,707	1,8784
8	8,041	4,048	1,144
9	7,438	3,627	0,716
10	7,185	3,337	0,467
11	6,332	3,169	0,306
12	6,471	3,021	0,201
13	6,412	2,958	0,137
14	6,628	2,898	0,094
15	6,570	2,916	0,070

A partir de las mediciones de potencia obtenidas, se realiza una comparativa de la eficiencia del convertidor en función de la carga, para cada distancia, mostrada en la figura 3.20.

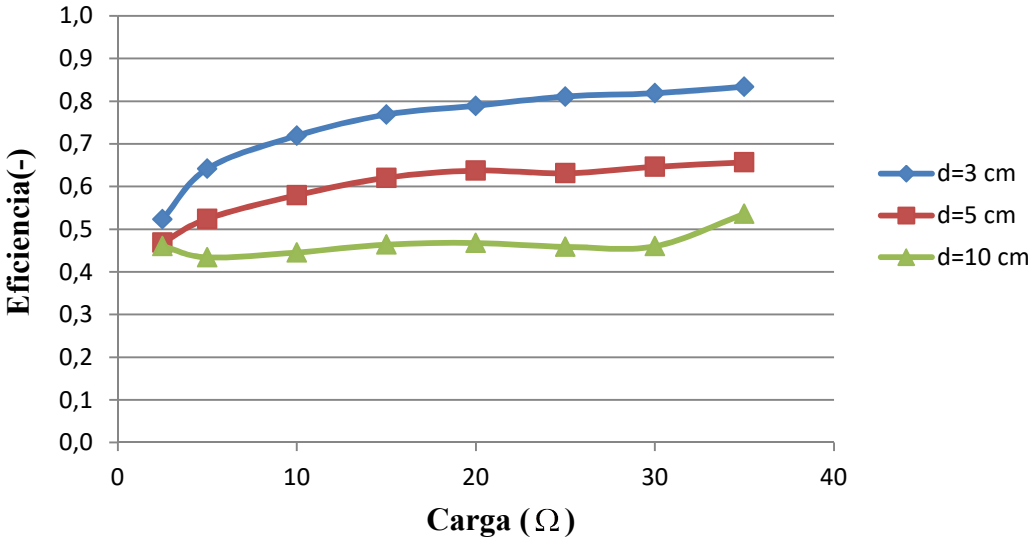


Figura 3.20, Eficiencia del convertidor en función de la carga.

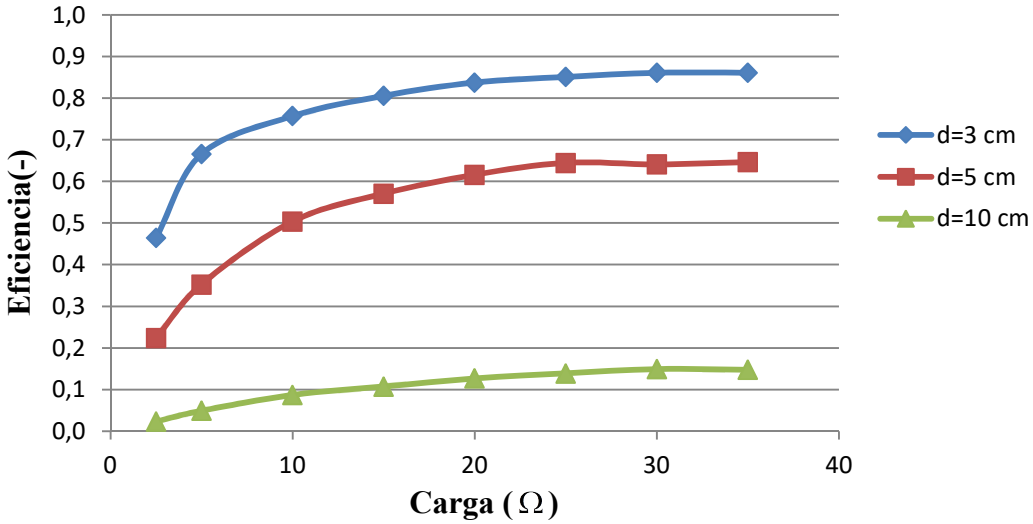


Figura 3.21, Eficiencia del sistema de transmisión en función de la carga.

De igual manera, se evalúa la eficiencia del sistema de transmisión en función de la carga, para cada distancia de separación, mostrado en la figura 3.21.

Por último, se realiza la evaluación de la eficiencia del convertidor y del sistema de transmisión en función de la distancia de separación, mostrada en la figura 3.22.

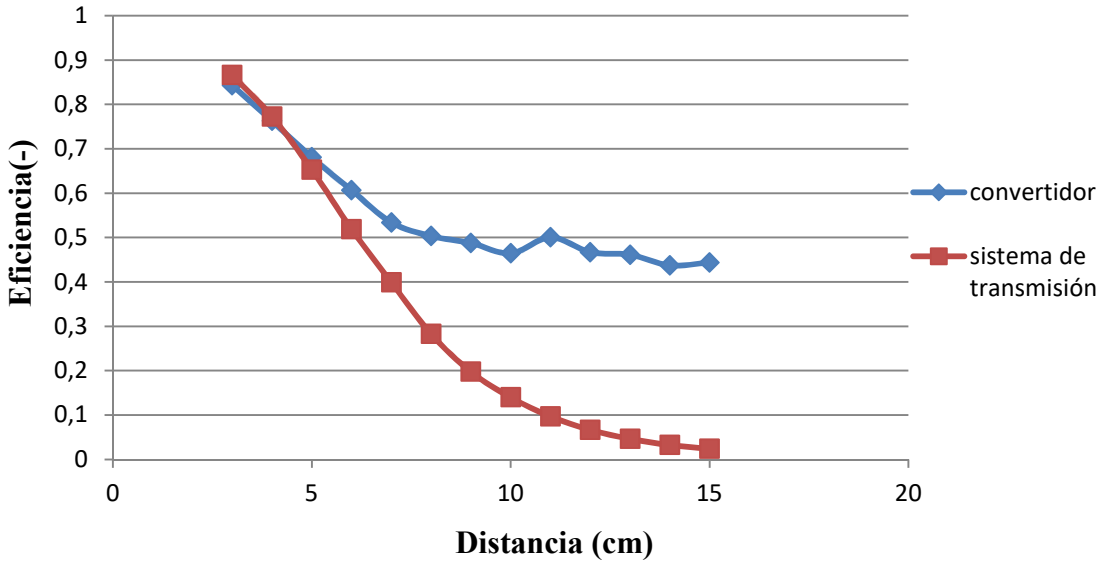


Figura 3.22, Eficiencia del convertidor y del sistema de transmisión en función de la distancia.

3.3.1. Pruebas de transmisión de potencia con circuito resonante

Para mejorar la transmisión de potencia, se propone implementar un circuito tanque resonante. Este se basa en un condensador en serie con cada bobina, a modo de operar a una frecuencia de resonancia cercana a la frecuencia del convertidor, tal como fue expuesto en el punto b del capítulo 2.4.4.

Con un voltaje de entrada de 50V, y operando a una frecuencia cercana a los 100KHz, se logra transmitir a una distancia de 5cm una potencia de 66,46 W. Esta es considerablemente mayor a la máxima potencia transmitida al operar sin resonancia (cercana a 29 W a 3cm de distancia).

La figura 3.23 presenta las formas de onda a la entrada y salida del convertidor, así como la potencia de entrada del convertidor.

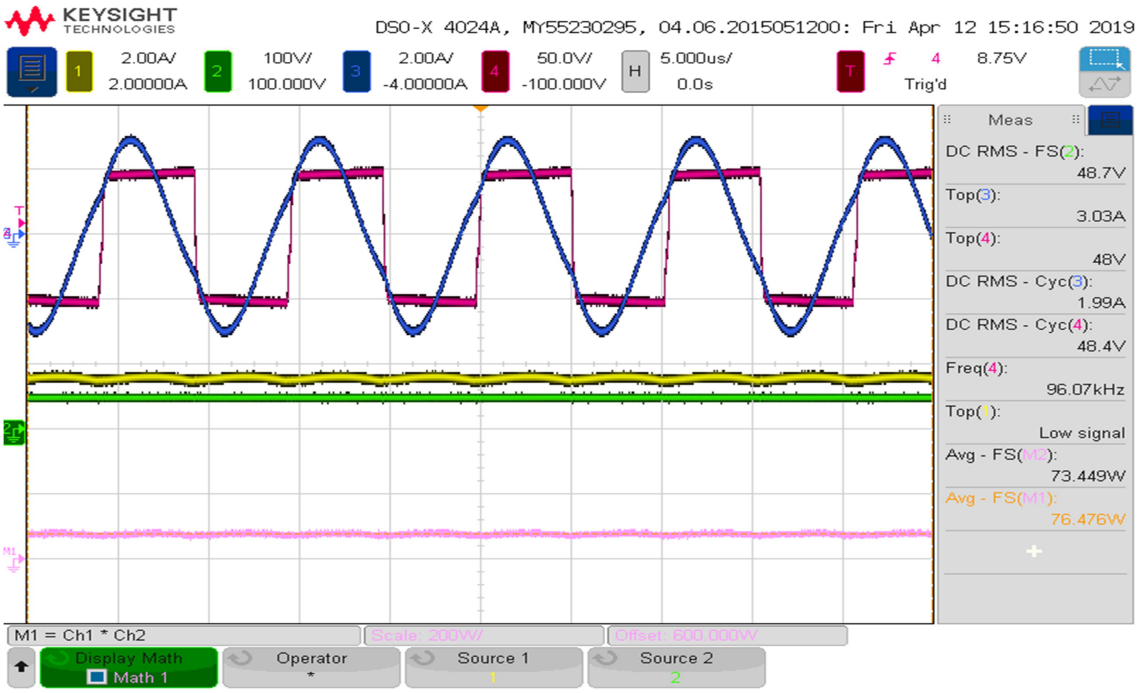


Figura 3.23, Potencia de entrada del convertidor.

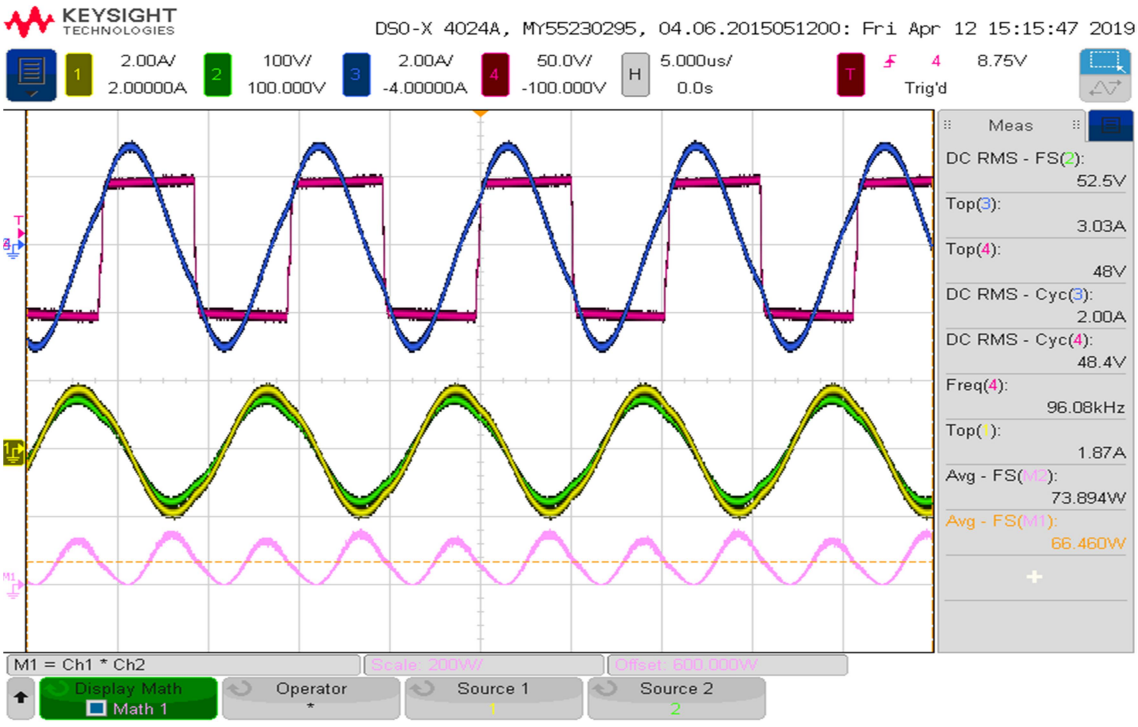


Figura 3.24, Potencia en la carga.

La figura 3.24 presenta las formas de onda a la salida del convertidor y en la carga, así como la potencia disipada en la carga.

Se obtiene una eficiencia en el convertidor de un 96% y de 89,9% en la transmisión.

Capítulo 4

DISCUSIÓN

A partir de las mediciones realizadas en el capítulo anterior, se requiere identificar las variables que afectan el funcionamiento del sistema. Es importante identificar que variables determinan la potencia máxima a transmitir, así como la eficiencia a alcanzar en la transmisión.

A partir de esto, se requiere identificar las posibles mejoras al "setup" implementado en este proyecto, con el fin de aumentar la potencia a transmitir, así como obtener la mejor eficiencia posible.

4.1. Resultados de eficiencia

Se observa de los resultados expuestos en el capítulo anterior que la eficiencia del sistema sube considerablemente a medida que la potencia transmitida aumenta. Esto, tanto al disminuir la distancia de separación entre las bobinas, como al aumentar el valor de la resistencia de carga.

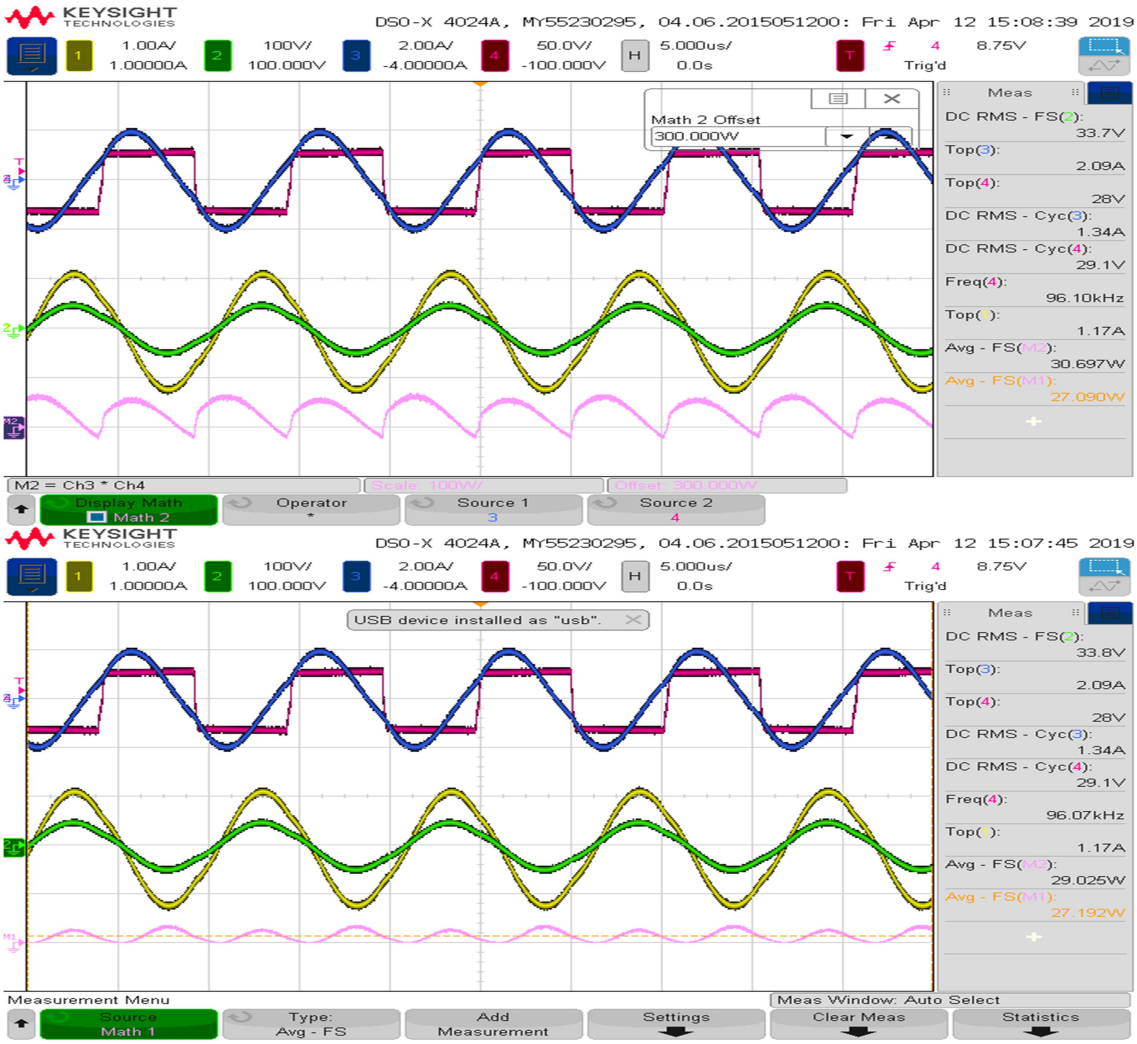


Figura 4.1, Transmisión de potencia en resonancia.

Con la configuración inicial en el sistema de transmisión se logró una eficiencia máxima de 84.3% en el convertidor y 86,6% en la transmisión, logrando así una eficiencia total de 73%.

En el caso del sistema resonante, se observa una potencia mayor, y por tanto una eficiencia considerablemente alta. Se obtiene una eficiencia en el convertidor de un 96% y de 89,9% en la transmisión, logrando una eficiencia total en el sistema cercana al 86.3%.

4.2. Mejoras del “setup”

Si bien mediante el primer método se logró operar de manera correcta, esta se aleja considerablemente del objetivo propuesto de transmisión (300W a una distancia de hasta 15cm).

Mediante el método resonante se logra mejorar la transferencia, pero aún se encuentra lejos del objetivo propuesto. De la figura 3.23 se observa que tanto la corriente de salida como el voltaje mismo, se encuentran lejos del máximo lograble por el convertidor (200 V 10 A).

La mayor limitante para operar a mayor frecuencia se encuentra en los condensadores utilizados para la resonancia. Mediante éste método, el voltaje en éstos es considerablemente alto. Sin embargo, los condensadores utilizados sólo soportan, a la frecuencia de operación) un voltaje de hasta 200V.

La figura 4.1 presenta (en rojo) los voltajes del condensador para un voltaje de entrada de 30 y 45 V.

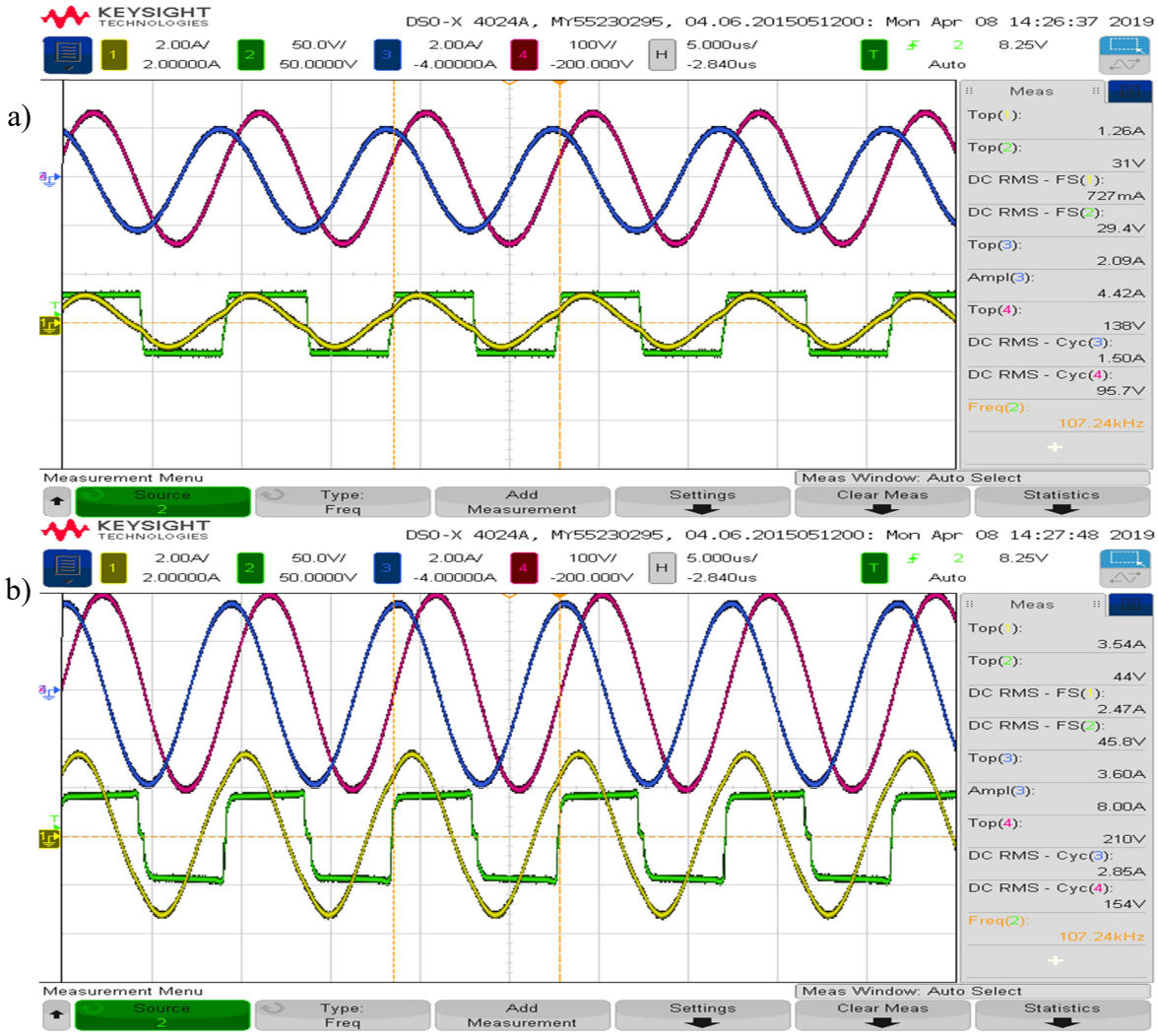


Figura 4.2 Voltaje del condensador (rojo).
Voltaje de entrada: (a) 30 V (b) 45 V

Utilizando condensadores adecuados, se puede aumentar el voltaje de entrada, lo que permitiría un aumento en la potencia de salida del convertidor, aumentando así la potencia a transferir.

Capítulo 5

CONCLUSIONES

A lo largo de este trabajo, se ha logrado implementar un sistema de transmisión sin contactos de potencia funcional. Tanto el convertidor como el sistema de transmisión implementados cumplen con los requerimientos de funcionamiento requeridos.

Si bien no se ha logrado transmitir la potencia establecida como objetivo inicial en este trabajo, el sistema implementado permite, mediante los ajustes mencionados en el punto anterior, aumentar la potencia de transmisión, hasta llegar al objetivo propuesto.

Al operar en resonancia, se mejora considerablemente la transmisión de potencia. Es por esto que se considera adecuado profundizar en este sistema para mejorar tanto la eficiencia como la potencia máxima que puede alcanzar el sistema.

El circuito de disparo implementado cumple con su funcionalidad, logrando generar el tiempo muerto necesario para evitar la conmutación cruzada entre los dos MOSFETs de un mismo semi-puente. Sin embargo, el hecho de agregar una constante de tiempo en el voltaje de encendido/apagado de éstos agrega también pérdidas por conmutación al operar por unos instantes en zona lineal. Es por esto que una implementación con señales independientes para cada MOSFET sin mayor constante de tiempo involucrado es deseable.

Si se desea utilizar este sistema de transmisión en una aplicación móvil, es necesario considerar el efecto de la alineación de las bobinas. En este trabajo la alineación es ideal, ya que se logra posicionar las bobinas de manera adecuada mediante los soportes implementados. Sin embargo, por ejemplo, en aplicaciones del tipo móvil no es posible controlar con igual precisión la alineación de éstas.

BIBLIOGRAFÍA

[1] Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis and C. Cecati, "Wireless Power Transfer—An Overview," *in IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp. 1044-1058, Feb. 2019.

[2] S. Li and C. C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 4-17, March 2015.

[3] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim and Z. Han, "Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 18, no. 2, pp. 1413-1452, Secondquarter 2016.

[4] F. K. Shaikh and S. Zeadally, ”Energy harvesting in wireless sensor networks: A comprehensive review”, *Journal of Renewable and Sustainable Energy Reviews,* vol. 55, pp. 1041-1054, March 2016.

[5] R. Want, "An introduction to RFID technology," in *IEEE Pervasive Computing*, vol. 5, no. 1, pp. 25-33, Jan.-March 2006.

[6] M. Kline, I. Izyumin, B. Boser and S. Sanders, "Capacitive power transfer for contactless charging," *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Fort Worth, TX, 2011, pp. 1398-1404.

[7] M. P. Theodoridis, "Effective Capacitive Power Transfer," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 12, pp. 4906-4913, Dec. 2012.

[8] G. A. Covic and J. T. Boys, "Inductive Power Transfer," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1276-1289, June 2013.

[9] C. Zheng *et al*., "High-Efficiency Contactless Power Transfer System for Electric Vehicle Battery Charging Application," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 65-74, March 2015.

[10] C. C. Mi, G. Buja, S. Y. Choi and C. T. Rim, "Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway Powered Electric Vehicles," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6533-6545, Oct. 2016.

[11] Blog: Elecronics in Action, "Wireless Power Standards: The Wireless Power Consortium (Qi) vs. the AirFuel Alliance", *we-online.com*, [Online], Avaible: https://www.we-online.com/web/en/passive_components_custom_magnetics/blog_pbcm/blog_detail_electronics_in_action_100415.php, [Accessed: May.14, 2019].

[12] Wireless Power Consortium, "Introduction to the Power Class 0 Specification", ver. 1.2.3, Feb. 2017, [Online], Avaible: https://www.wirelesspowerconsortium.com/knowledge-base/specifications/download-the-qi-specifications.html. [Accessed: May. 03, 2019.]

[13] Wireless Power Consortium, "The Qi Wireless Power Transfer System Power Class 0 Specification, Parts 1 and 2: Interface Definitions", ver. 1.2.3, Feb. 2017, [Online], Avaible: https://www.wirelesspowerconsortium.com/knowledge-base/specifications/download-the-qi-specifications.html. [Accessed: May. 03, 2019].

[14] Z. Bin and H. Xiao-hong, "Modeling and analysis of wireless power transmission system via strongly coupled magnetic resonances," *2014 International Conference on Mechatronics and Control (ICMC)*, Jinzhou, 2014, pp. 70-75.

[15] K. Maikawa and T. Imazu, "Contactless electricity supply device", U.S. Patent 13, 822,260, 4 Jul. 2013.

[16] H. Kato, K. Suzuki, K. Suzuki, M Yamazaki, K. Onishi, K. Yoda, Y. Kondo, M. Jin, T. Kamijo and H. Sogabe, "Contactless power transferring coil unit, mobile terminal, power transmitting apparatus, and contactless power transferring system", U.S. Patent 12, 153,934, 4. Dic. 2008.

[17] IXYS Corporation, Appl Note XAN0064, pp 2,3 [Online], Avaible: https://www.ixys.com/Documents/AppNotes/P-Channel_MOFETs.pdf. [Accessed Jan. 25, 2019].

[18] *dsPIC33EVXXXGM00X/10X FAMILY*, Microchip Technology Inc., 2019, [Online], Avaible: https://www.microchip.com/wwwproducts/en/dsPIC33EV256GM004. [Accessed Jan. 24, 2019].

[19] Digi-Key Electronics, "PCB Trace Width Conversion Calculator" *digikey.com*, [Online], Avaible: https://www.digikey.com/en/resources/conversion-calculators/conversion-calculator-pcb-trace-width. [Accessed Feb. 22, 2019].

[20] IXYS Corporation, "Polar TM P & N-Channel Power MOSFET Common Drain Topology" DS100033A datasheet, Apr. 2011, [Online], Avaible: http://ixapps.ixys.com/DataSheet/DS100033A(FMP26-02P).pdf [Accessed Feb. 25, 2019].

[21] Texas Instruments, "DCR01 Series, 1-W, 1000-Vrms Isolated, Regulated DC–DC Converter Modules", SBVS013D datasheet, Jun. 2016, [Online], Avaible: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/dcr010503.pdf [Accessed May 20, 2019].

[22] Allegro MicroSystems LLC, "1 MHz Bandwidth, Galvanically Isolated Current Sensor IC in Small Footprint SOIC8 Package", ACS730 datasheet, Jul. 2018, [Online], Avaible: https://www.components-mart.com/datasheets/65/ACS730KLCTR-20AB-T.pdf [Accessed May 20, 2019].

ANEXO A: ESQUEMÁTICO EN ALTIUM

A partir de los módulos señalados en el capítulo 2 de este trabajo, se lleva a cabo el esquemático del circuito a desarrollar en el software Altium. Se requiere identificar los componentes que componen cada módulo, así como la interconexión entre ellos.

1. Enlace DC

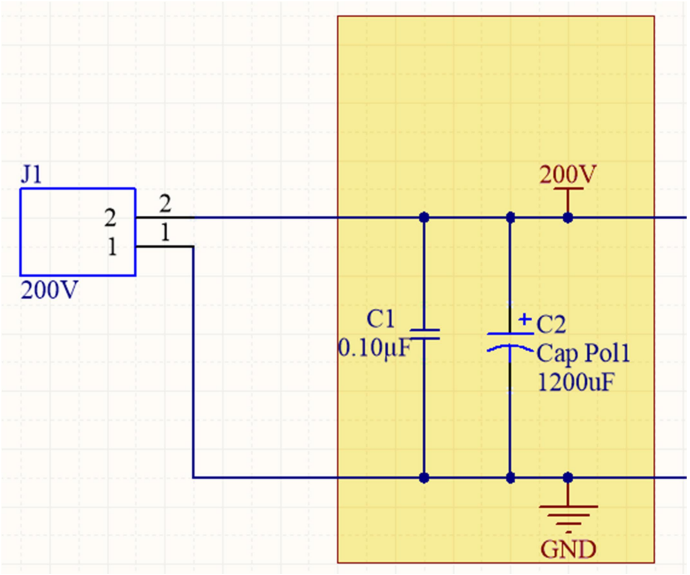


Figura A.0.1, Enlace DC.

El enlace DC se compone de dos capacitores (uno electrolítico y uno cerámico) para suavizar el rizado de la corriente de entrada. Además se requiere agregar el conector hacia la fuente de voltaje.

2. Convertidor de potencia

El convertidor de potencia (puente H) se implementa por medio de dos circuitos integrados FMP26-02P. Cada uno de éstos se utiliza como un semi-puente del convertidor. Además, a la salida del convertidor se requiere el conector de salida del circuito.

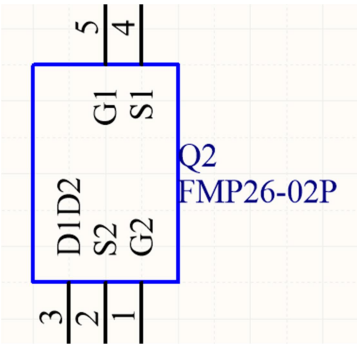


Figura A.0.2, Circuito integrado utilizado.

3. Circuito de disparo

El circuito de disparo, mostrado en la figura A.3, se implementa en Altium siguiendo la figura 2.5. La señal PWM_A proviene del elevador de señal. Las señales d1 y d2 se conectan a los terminales de puerta (G1 y G2) del circuito integrado FMP26-02P.

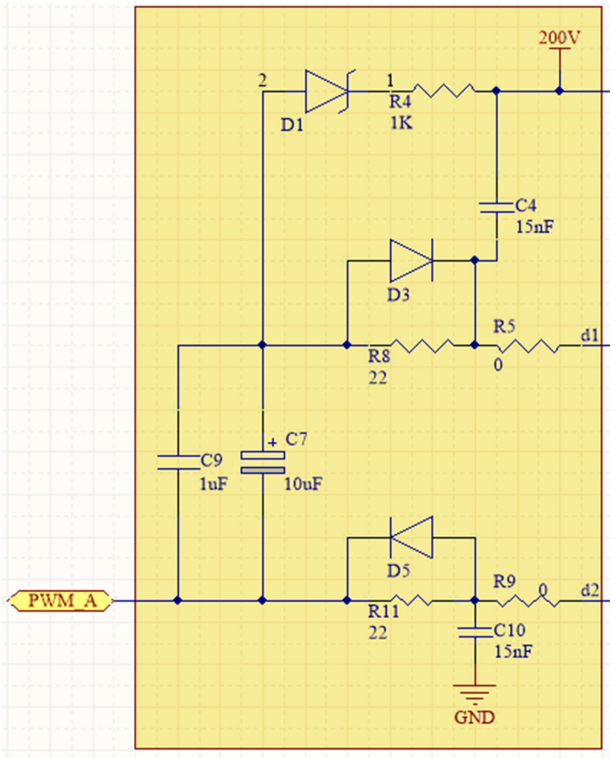


Figura A.0.3, Circuito de disparo.

Este circuito se replica para el otro semi-puente que compone el convertidor.

4. Micro-controlador

El micro-controlador utilizado es el dsPIC33EV256GM104. Se requiere conectar un capacitor en cada par Vdd/Vss, además de un capacitor entre Vcap y Gnd. Además, se implementa la conexión al programador PicKIT.

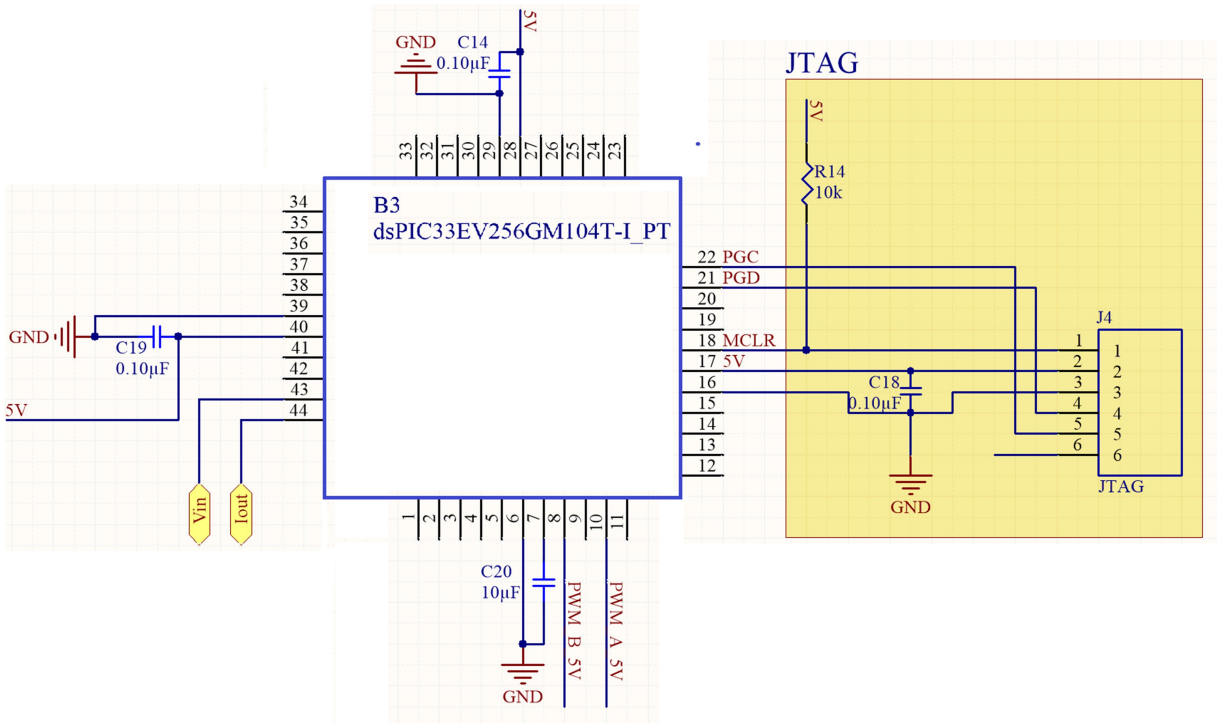


Figura A.0.4 Módulo de micro-controlador.

Las señales Vin e Iout corresponden a las provenientes de los módulos de sensor de voltaje de entrada y sensor de corriente de salida, respectivamente. En tanto, PWM_A_5V y PWM_B_5V se conectan con el módulo Elevador de señal, con el fin de generar los pulsos requeridos por el circuito de disparo.

5. Regulador de 5V

Este módulo se implementa a partir del circuito integrado DCR011205U, correspondiente a un regulador de 12 a 5V. Se utiliza la configuración recomendada en [21].

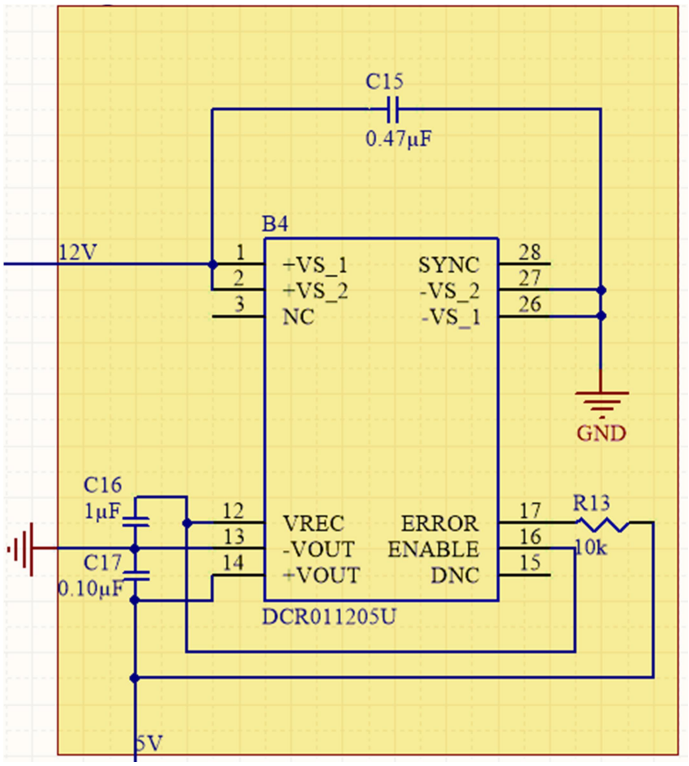


Figura A.0.5, Regulador de 5V.

6. Elevador de señal

Este módulo se implementa a partir de una configuración de comparador con histéresis. Esto se realiza utilizando en integrado LMH6672MA, el cual consiste de dos amplificadores operacionales.

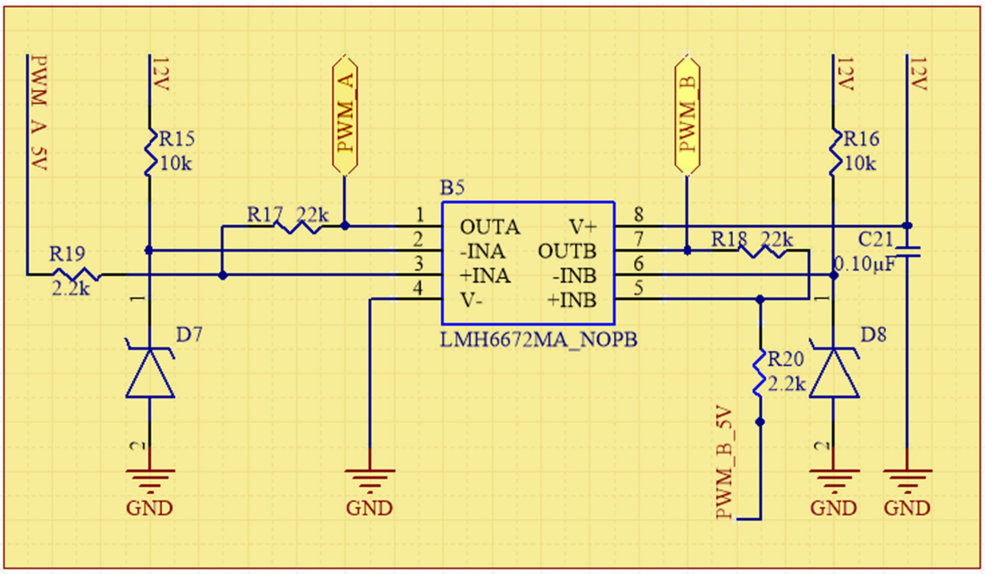


Figura A.0.6, Elevador de señal.

A partir de las señales PWM_A_5V y PWM_B_5V provenientes del micro-controlador, se obtienen las señales PWM_A y PWM_B, las cuales se conectan al circuito de disparo.

7. Sensor de voltaje de entrada

Este módulo se implementa a partir de un divisor de tensión conectado al enlace DC y un seguidor de señal (mediante un amplificador operacional). La salida del amplificador operacional (Vin) se conecta como entrada del micro-controlador.

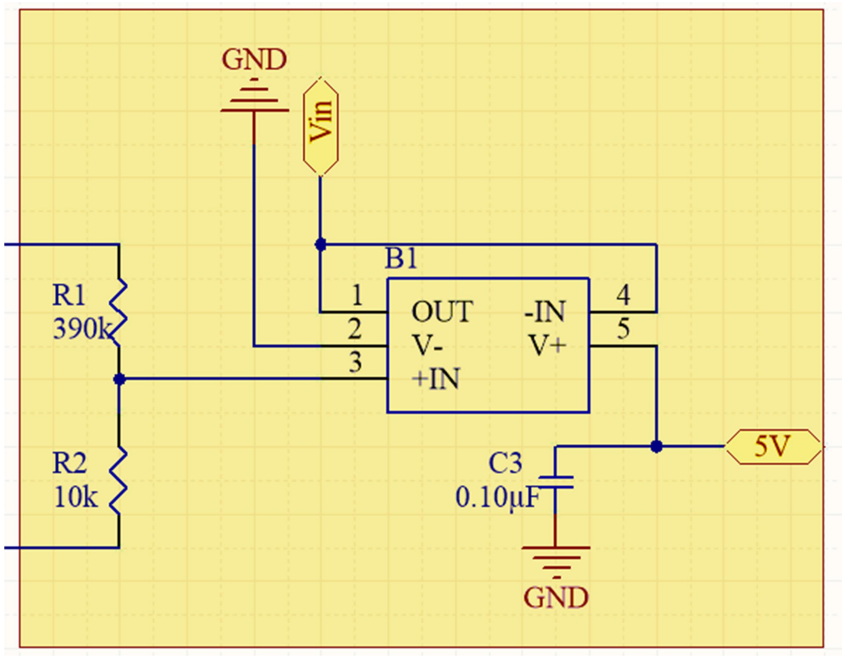


Figura A.0.7, Sensor de voltaje de entrada.

8. Sensor de corriente de salida

Este módulo se implementa a partir del circuito integrado ACS730KLCTR-20AB-T, el cual corresponde a un sensor de corriente de efecto Hall. Éste se conecta en serie a la salida del convertidor de potencia.

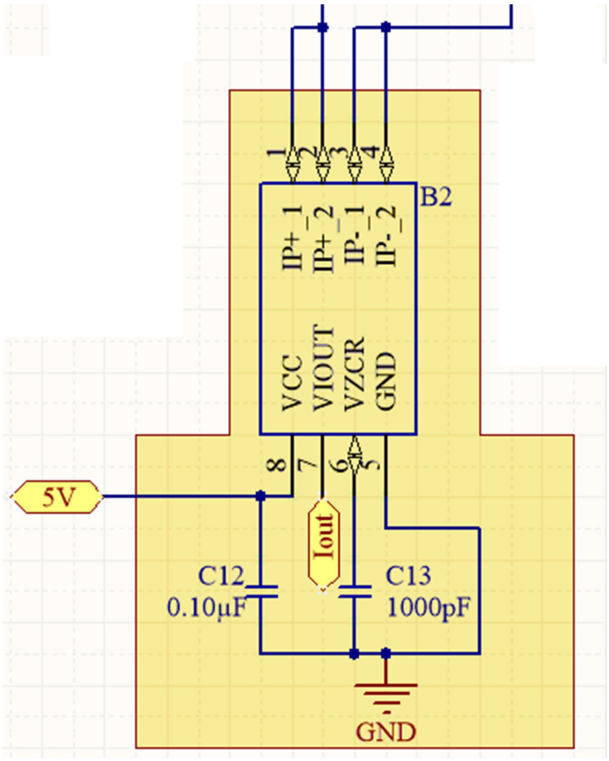


Figura A.0.8, Sensor de corriente de salida.

La configuración de este módulo se realiza según las indicaciones mostradas en la hoja de datos del sensor [22].

ANEXO B: PROGRAMACIÓN DEL MICRO CONTROLADOR

La herramienta MPLAB Code Configurator (MCC), contenida en el software MPLAB X IDE v5.10 permite programar las funcionalidades requeridas en el micro-controlador sin escribir el código directamente, sino que a través de una interfaz gráfica. Para este proyecto es necesario configurar tres módulos principales: System Module, Pin Module y PWM.

1. System Module

Este módulo contiene las configuraciones básicas del micro-controlador.

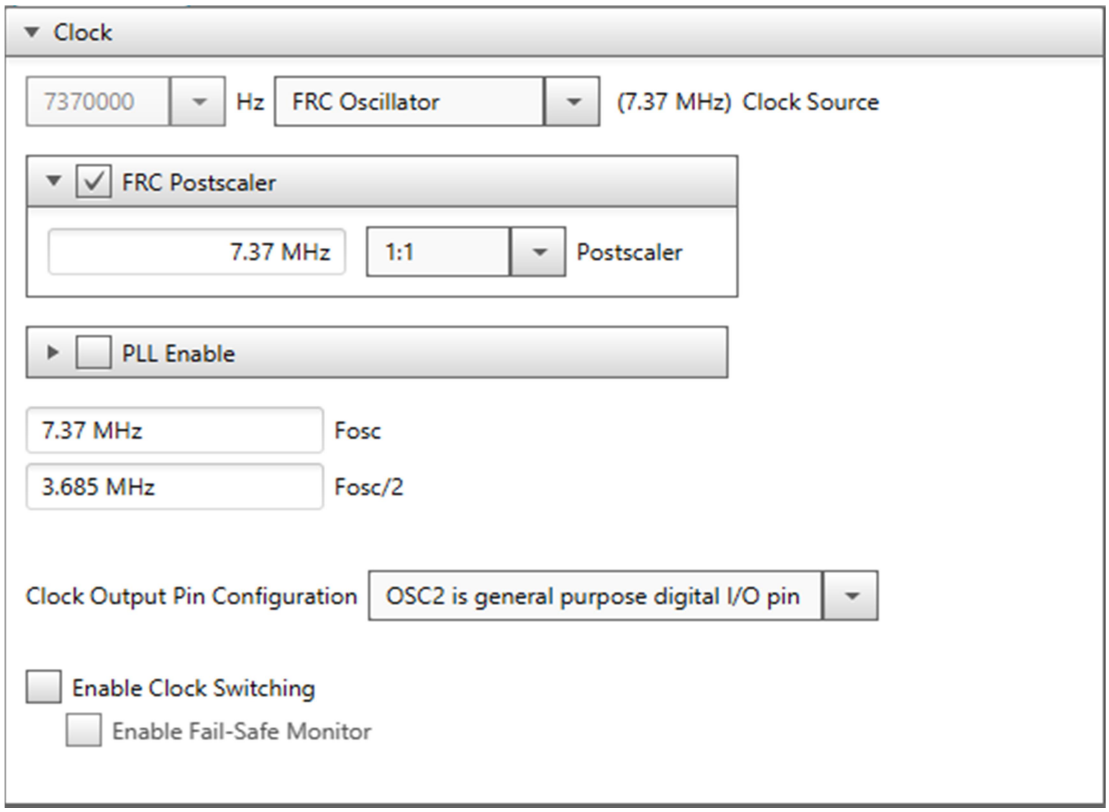


Figura B.1, Programación del reloj del micro-controlador.

Se selecciona el oscilador FRC (Oscilador interno), de frecuencia 7.37 MHz, como lo indica la figura B.9.

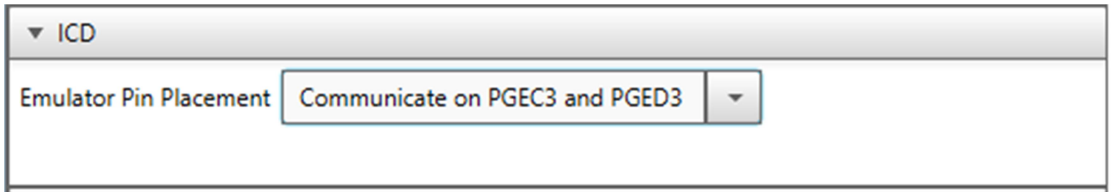


Figura B.2, Configuración de pines de programación.

Se requiere seleccionar también los pines utilizados para el programador. Esto se realiza en la configuración ICD (In-Circuit Debugger), monstrado en la figura B.2.Por ´último, se deshabilita la funcionalidad de “Watchdog timer”, ya que no se utilizará (figura B.3).

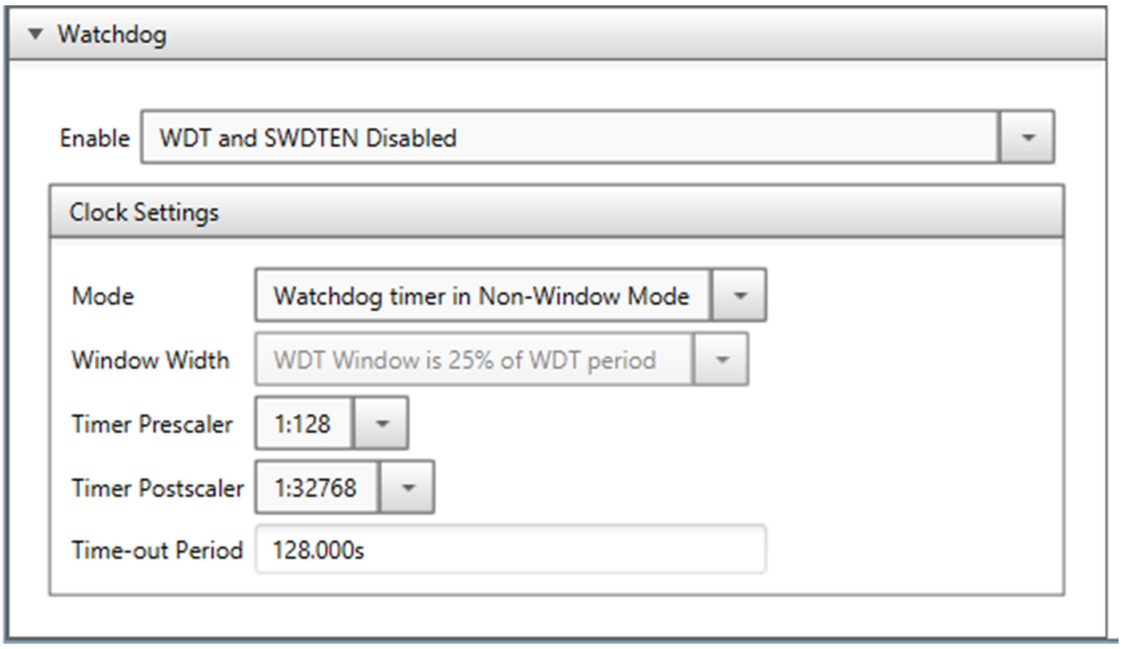


Figura B.3, Deshabilitar de funcionalidad de Watchdog.

2. Pin Module

Se requiere configurar correctamente los pines a utilizar en el micro-controlador. Los pines RB0 y RB1 se utilizan como pines de programación (PGED3 y PGEC3). RB7 y RB8 se configuran como pines analógicos, para recibir las señales provenientes de los sensores. Por último, RB10 y RB12 se configuran como pines de salida del módulo PWM (PWM2H y PWM3H).

Selected Package : TQFP44

Pin Name	Module	Function	Custom Name	Start High	Analog	Output
RB0	ICD	PGED3		☐	☐	☐
RB1	ICD	PGEC3		☐	☐	☐
RB4	PWM	FLT32		☐		☐
RB7	ADC1	AN25	v_in	☐	☑	☐
RB8	ADC1	AN26	i_out	☐	☑	☐
RB10	PWM	PWM3H		☐		☑
RB12	PWM	PWM2H		☐		☑

Figura B.4, Pin Module.

3. PWM

Para generar la señal PWM, primero se debe habilitar el módulo y determinar el período de la señal. Se establece un valor tal que las señales de salida tengan una frecuencia de aproximadamente 100 KHz.

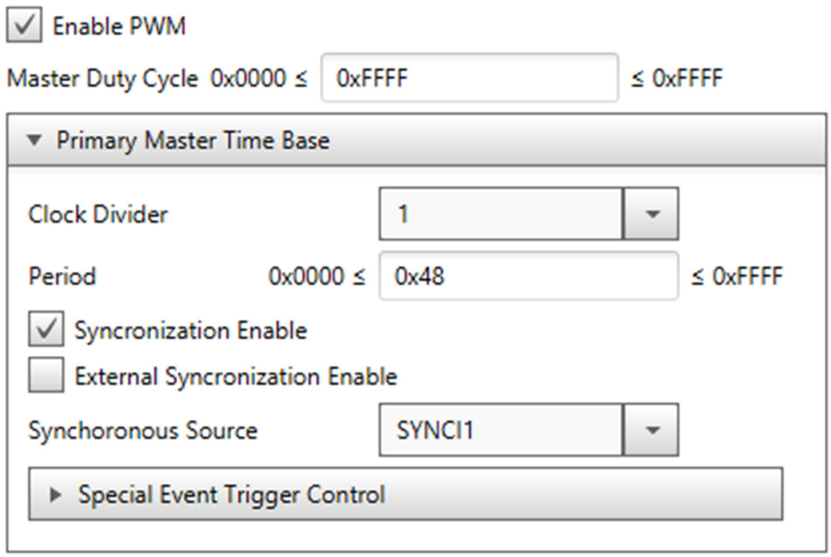


Figura B.5, Período PWM.

Luego, se configuran los módulos “PWM Generator” 2 y 3, ya que las señales PWM a utilizar provienen de estos módulos. Se establecen los valores requeridos de tal manera de obtener una señal con un ciclo de trabajo del 50% y un desfase entre ambas señales de 180°.

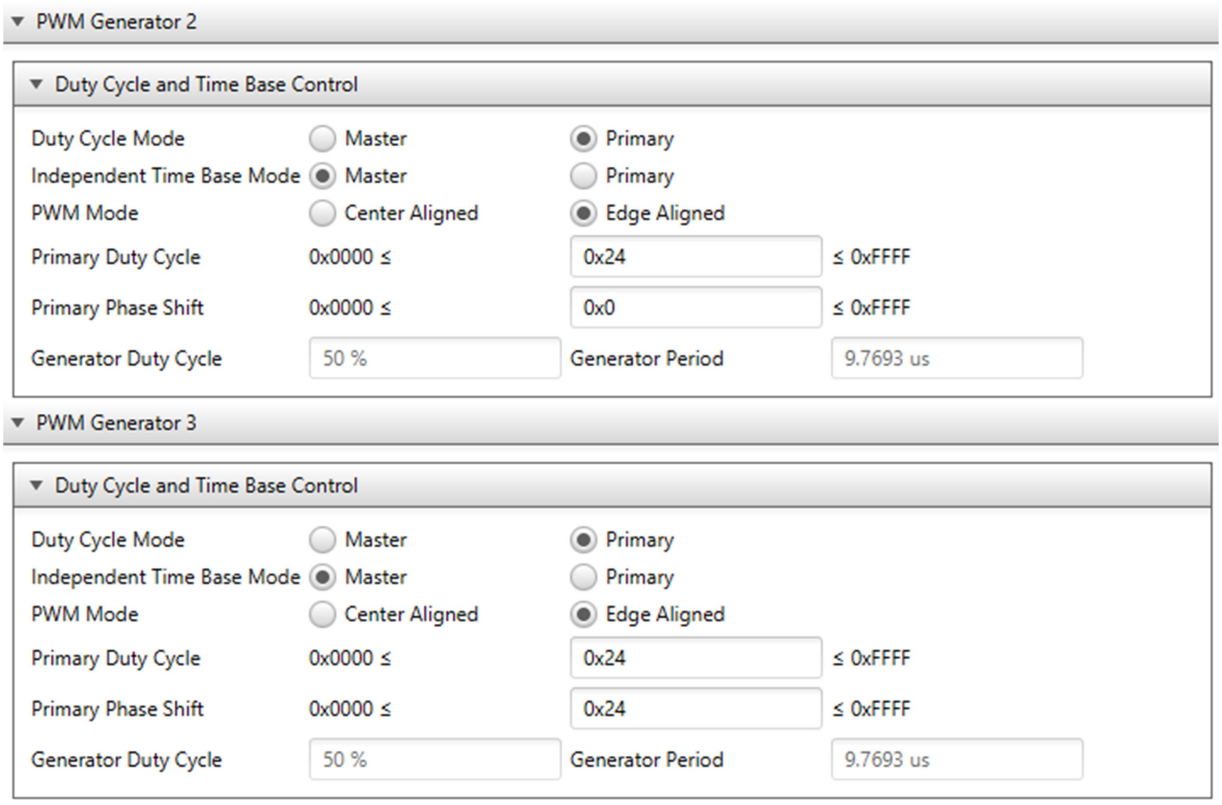


Figura B.6, Configuración ciclo de trabajo y desfase de PWM.