

**IMPLEMENTACIÓN DE UNA FUENTE DC EMPLEANDO UN CONVERTIDOR
FULL-BRIDGE DE FRECUENCIA VARIABLE**

LISSETH DAYANNE GIORGI ORTIZ

KAREN JULIETH URIBE MURCIA

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA,
ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2014

**IMPLEMENTACIÓN DE UNA FUENTE DC EMPLEANDO UN CONVERTIDOR
FULL-BRIDGE DE FRECUENCIA VARIABLE**

LISSETH DAYANNE GIORGI ORTIZ

KAREN JULIETH URIBE MURCIA

Trabajo de Grado para optar al título de

INGENIERO ELECTRÓNICO

Director

JAIME GUILLERMO BARRERO

Magíster en Potencia Eléctrica

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS**

**ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA,
ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES**

BUCARAMANGA

2014

DEDICATORIAS

A Dios por su inmenso amor y compañía en todo momento, por regalarme la vida, y permitirme cumplir este gran logro.

A mis hermosos padres Jairo Giorgi Diaz, y Martha Beatriz Ortiz, por ser los mejores amigos, consejeros y la mejor compañía que me mantuvo firme en este camino para cumplir esta Meta, a sus esfuerzos y apoyo incondicional.

A mi hermanita Jennifer Melissa Giorgi, por alegrarme cada día de mi vida con su cariño y amistad, Los Amo Familia.

A mi novio Kristian Camilo Barreto, por su apoyo y compañía incondicional durante toda la carrera.

A mi abuelito Carlos Eduardo Ortiz, porque me enseñó que todo es posible con esfuerzo y dedicación, por sus enseñanzas y ejemplo de amor, que aunque no se encuentra en esta vida me ha dado fuerzas para luchar por mis sueños. Te amo.

A mi compañera de proyecto de grado por haberme permitido compartir este trabajo de grado a su lado.

A mis amigos, compañeros y profesores, que con su apoyo, alegría y ánimo hicieron que todo esto fuera más sencillo.

LISSETH DAYANNE GIORGI ORTIZ

A Dios por su grandeza, por darme la oportunidad de aprender día a día, y permitirme cumplir este gran logro.

A mi abuelita Zoraida Rodríguez, por ser el mejor regalo que Dios me ha dado, por ser esa fuente de inspiración y fuerza para levantarme cada día de mi vida, por haber luchado por sacarme adelante con tanto amor y paciencia, Te amo Abuelita.

A mis padres José Audala Uribe Larrota, y Nancy Liliana Murcia, por darme la vida, por sus esfuerzos y apoyo incondicional, igualmente a Héctor Guerrero por su apoyo, ánimo, afecto y compañía en cada momento de mi vida.

A mis hermanos, por alegrarme cada día de mi vida con su cariño y amistad, Los Amo Familia.

A mi tía Mary Luz Murcia por ser ese apoyo incansable en el crecimiento de cada etapa de mi vida.

A mi compañera de proyecto de grado por haberme permitido compartir este trabajo de grado a su lado.

A mis amigos, compañeros y profesores, que con su apoyo, alegría y ánimo hicieron que todo esto fuera más sencillo.

KAREN JULIETH URIBE MURCIA

AGRADECIMIENTOS

Las Autoras expresan sus agradecimientos:

A Dios todo poderoso, por permitirnos culminar con éxito este trabajo.

A nuestro director de proyecto y docente MPE. Jaime Guillermo Barrero Pérez, por sus enseñanzas en el desarrollo de este proyecto, y además por sus valiosos aportes académicos en el transcurso de nuestra carrera universitaria.

Al ingeniero y docente Nelfor Castelblanco por sus aportes y buenos consejos que nos brindó al momento de realizar este trabajo.

A Jairito el laboratorista por su apoyo incondicional y por su carisma siempre dispuesto a ayudar. Muchas Gracias Jairito.

Al Ingeniero Kristian Camilo Barreto, por sus importantes aportes y consejos al momento de realizar este trabajo de grado.

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	19
1 EL TEMA QUE SE ABORDA.....	21
1.1 OBJETIVO GENERAL	21
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	21
2 FUNDAMENTACION TEORICA	22
2.1 HARDWARE	22
2.1.1 Fuente DC.....	22
2.2 CONVERTIDOR DE PUENTE DE ONDA COMPLETA (<i>FULL-BRIDGE</i>).....	23
2.2.1 Dispositivos de Conmutación.....	26
Transistor de Efecto Campo (MOSFET) de Conmutación	26
Transistor Bipolar de Compuerta Aislada (IGBT).....	27
2.2.2 Adecuación y Asilamiento de Tierras de las Señales PWM.....	29
2.3 SOFTWARE.....	30
2.3.1 Estrategia y Técnica de Modulación	30
3 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA FUENTE DC EMPLEANDO UN CONVERTIDOR FULL-BRIDGE DE FRECUENCIA VARIABLE	34
3.1 FUENTE DC	36
3.2 CIRCUITO DE DISPARO.....	37
3.2.1 Opto-Acopladores	38
3.3 SOFTWARE CONTROLADOR DE FRECUENCIA.....	40
3.3.1 Módulo ECCP Microcontrolador PIC18F4520.....	41
3.3.2 Modo PWM en <i>Half-Bridge</i>	42
Procedimiento de inicialización del módulo ECCP en modo <i>Half-Bridge</i>	42
3.3.3Periféricos Entrada/Salida: Teclado 4x4 y LCD 16x2	43
3.4 CONVERTIDOR FULL-BRIDGE	44

3.5 TRANSFORMADOR DE POTENCIA A ALTA FRECUENCIA	44
3.6 ETAPA DE SALIDA	45
3.6.1 Diodos de Potencia.....	46
3.6.2 Filtro	47
4 ANÁLISIS Y RESULTADOS	47
4.1 TENSIÓN DE ALIMENTACIÓN FUENTE AC-DC.....	47
4.2 SEÑALES DE ACTIVACIÓN PARA EL DISPARO DE LOS MOSFET	49
4.3 FUNCIONAMIENTO CONVERTIDOR <i>FULL-BRIDGE</i>	51
4.4 CONVERTIDOR FULL-BRIDGE COMO INVERSOR CON CARGA RESISTIVA	51
4.5 FULL-BRIDGE ALIMENTADO CON UNA FUENTE DE 50[V] Y CARGA <i>RL</i> . .	54
4.6 FULL-BRIDGE CON TRANSFORMADOR DE POTENCIA A ALTA FRECUENCIA APLICANDO CARGA RESISTIVA EN EL SECUNDARIO	56
4.7 FULL-BRIDGE CON RECTIFICADOR	58
4.8 PRUEBA EXPERIMENTAL CON CARGA DE 11[Ω] A DIFERENTES TENSIONES, VARIANDO FRECUENCIA Y CICLO DE TRABAJO.....	62
4.9 EFICIENCIA.....	67
4.9.1 Eficiencia Teórica.....	67
5 CONCLUSIONES	71
6 RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS	73
REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.....	74
BIBLIOGRAFIA.....	76
ANEXOS.....	78

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Comparaciones entre las características de los MOSFET y los IGBT.	29
Tabla 2. Cuadro comparativo de las Tensiones de salida contra la tensión de entrada (65v, 75v) conmutando a diferentes frecuencias y diferentes ciclos de trabajo.....	62
Tabla 3 Cuadro comparativo de las Tensiones de salida contra la tensión de entrada (90v, 110v) conmutando a diferentes frecuencias y diferentes ciclos de trabajo.....	64

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Diagrama general de rectificación AC-DC.	23
Figura 2. Diagrama esquemático del circuito de alimentación.	23
Figura 3. Convertidor puente completo acoplado magneticamente.	25
Figura 4. Señales pwm que activan los interruptores.	25
Figura 5. Tension primario del transformador y señal de salida de tension rectificada.	26
Figura 6. Símbolo de un MOSFET de potencia de canal N.	27
Figura 7. Estructura interna de un IGBT de potencia y circuito equivalente.	28
Figura 8. Esquema convertidor puente completo, con señales PWM de activación.	29
Figura 9. Principio de funcionamiento de la técnica de Modulación por Ancho de Pulso.	31
Figura 10. Modulación por ancho de pulso unipolar.	32
Figura 11. Diagrama de pines PIC18f4520.	33
Figura 12. Diagrama de bloques del diseño implementado.	34
Figura 13. Sistema Real Implementado.	35
Figura 14. Simulación fuente DC.	37
Figura 15. Configuración Opto-Acoplador HCPL3120.	39
Figura 16. Diagrama de Flujo Código PIC18F4520.	40
Figura 17. Configuración de salida del circuito en <i>Half-Bridge</i> a <i>Full-Bridge</i>	42
Figura 18. Teclado matricial 4x4.	43
Figura 19. Pantalla LCD 16x2.	43
Figura 20. Transformador de potencia a alta frecuencia.	45
Figura 21. Diodo HFA15TB60.	46
Figura 22. Salida DC de alimentación.	48
Figura 23. Esquemático fuente de alimentación AC-DC de 170[VRMS].	48
Figura 24. Simulación de la tensión de la red y la señal de continua.	49
Figura 25. Señales de activación PWM1 y PWM2 aplicadas a los MOSFET.	50
Figura 26. Simulación Señales PWM1 y PWM2 aplicadas a los MOSFET.	50
Figura 27. Tensión <i>Drain –Source</i> en los transistores de conmutación.	51
Figura 28. Variación de frecuencia y ciclo de trabajo.	52
Figura 29. Esquemático convertidor <i>Full-Bridge</i> como inversor con carga resistiva.	53
Figura 30. Simulación convertidor <i>Full-Bridge</i> como inversor con carga resistiva.	53

Figura 31. Resultado experimental $f = 30k[Hz]$ y $D = 30\%$.	54
Figura 32. Esquema <i>Full-Bridge</i> alimentado a una fuente tensión $50[V]$ con carga de tipo <i>RL</i> .	55
Figura 33. Simulación $f = 40k[Hz]$, $D = 20\%$ y $I_c = 106.25m[A]$.	55
Figura 34. Resultado experimental $f = 30k[Hz]$ y $D = 30\%$ de tensión y corriente con carga resistiva de: $R = 10\Omega$ (izquierda) y $R = 5\Omega$ (derecha).	56
Figura 35. Full-Bridge con transformador de potencia a alta frecuencia y carga en el secundario.	57
Figura 36. Simulación $f = 40k[Hz]$ y $D = 20\%$.	57
Figura 37. Simulación $f = 40k[Hz]$ y $D = 20\%$.	58
Figura 38. Secundario del transformador y salida rectificadora sin filtro capacitivo y carga resistiva a $f = 30k[Hz]$, $D = 30\%$.	59
Figura 39. Secundario del transformador y salida rectificadora con filtro capacitivo y carga resistiva $f = 30k[Hz]$, $D = 30\%$.	59
Figura 40. Señal de salida rectificadora y filtrada a diferentes frecuencias, $D = 30\%$ $f = 30k[Hz]$ (izquierda) y $f = 60k[Hz]$ (derecha).	60
Figura 41. Esquema convertidor Full-Bridge y etapa rectificadora.	61
Figura 42. Simulación convertidor Full-Bridge y etapa rectificadora.	61
Figura 43. Tensión de Salida contra Ciclo de Trabajo, utilizando una alimentación de $65[V]$ y conmutando a 3 frecuencias diferentes y variando los ciclos de trabajo.	63
Figura 44. Tensión de Salida contra Ciclo de Trabajo, utilizando una alimentación de $75[V]$ y conmutando a 3 frecuencias diferentes y variando los ciclos de trabajo.	64
Figura 45 Tensión de Salida contra Ciclo de Trabajo, utilizando una alimentación de $90[V]$ y conmutando a 3 frecuencias diferentes y variando los ciclos de trabajo.	66
Figura 46 Tensión de Salida contra Ciclo de Trabajo, utilizando una alimentación de $110[V]$ y conmutando a 3 frecuencias diferentes y variando los ciclos de trabajo.	66
Figura 47. Perdidas de potencia en los MOSFET.	68
Figura 48. Perdidas de potencias en los diodos.	68
Figura 49. Potencia en la carga (R_{12}).	69
Figura 50. Potencia en la fuente de alimentación DC.	70
Figura 51 Hoja de datos KBPC2506	78
Figura 52 Hoja de datos Termistor 10D-11.	79
Figura 53 Hoja de datos Diodo 1N4004.	80
Figura 54 Hoja de datos HFA15TB60.	81
Figura 55 Hoja de datos IRFP460D.	82

Figura 56 Resultado experimental $F = 10k[Hz]$, $Dt = 30\%$ y $RL = 128.5\Omega$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.	83
Figura 57 Simulación $F = 10k[Hz]$, $Dt = 30\%$ y $RL = 128.5\Omega$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.	83
Figura 58 Resultado experimental $F = 30k[Hz]$, $Dt = 20\%$ y $RL = 540\Omega$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.	84
Figura 59 Simulación $F = 30k[Hz]$, $Dt = 20\%$ y $RL = 540\Omega$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.	84
Figura 60 Resultado experimental $F = 50kHz$, $Dt = 10\%$ y $RL = 540\Omega$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.	85
Figura 61 Simulación $F = 50kHz$, $Dt = 10\%$ y $RL = 540\Omega$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.	85
Figura 62 Resultado experimental $F = 30kHz$, $Dt = 20\%$ y $RL = 98\Omega$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.	86
Figura 63 Simulación $F = 30kHz$, $Dt = 20\%$ y $RL = 98\Omega$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.	86
Figura 64 Resultado experimental $F = 50kHz$, $Dt = 10\%$ y $RL = 98\Omega$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.	87
Figura 65 Simulación $F = 50kHz$, $Dt = 10\%$ y $RL = 98\Omega$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.	87
Figura 66 Resultado experimental $F = 70kHz$, $Dt = 40\%$ y $RL = 98\Omega$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.	88
Figura 67 Simulación $F = 70kHz$, $Dt = 40\%$ y $RL = 98\Omega$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.	88
Figura 68 Simulación $F = 50kHz$ y $Dt = 30\%$ Full-Bridge con Transformador de Potencia a Alta Frecuencia y Carga en el Secundario.	89
Figura 69 Resultado experimental $F = 30kHz$ y $Dt = 30\%$ tensión primario del transformador (azul) y señal de salida rectificadas con filtro capacitivo (rojo) a una carga resistiva ($R = 6\Omega$).	89
Figura 70 Simulación convertidor Full-Bridge como inversor con carga resistiva. .	90
Figura 71 Pérdidas de potencia en el MOSFET $M2$	90
Figura 72 Pérdidas de potencia en el MOSFET $M3$	91
Figura 73 Pérdidas de potencia en el MOSFET $M4$	91
Figura 74 Pérdidas de potencias en el diodo $D11$	92
Figura 75 Diseño de Circuito Impreso. Circuito de Disparo.	93
Figura 76 Diseño de Circuito Impreso. Fuente DC.	93

LISTA DE ANEXOS

Anexo a Hojas de Datos de los Elementos Electrónicos Utilizados.	78
Anexo b Resultados y Simulaciones Complementarios.	83
Anexo c Diseño (PCB).	93

RESUMEN

TITULO: IMPLEMENTACIÓN DE UNA FUENTE DC EMPLEANDO UN CONVERTIDOR FULL-BRIDGE DE FRECUENCIA VARIABLE.¹

AUTORES:

Giorgi Ortiz Lisseth Dayanne, Uribe Murcia Karen Julieth²

PALABRAS CLAVE:

Rectificación, MOSFET, *Full-Bridge*, Microcontrolador, Aislamiento.

DESCRIPCIÓN:

Se presenta el diseño y la implementación de una fuente DC empleando un convertidor *Full-Bridge* en lazo abierto utilizando el microcontrolador PIC18F4520. Con este proyecto los ingenieros y estudiantes en el área de la electrónica de potencia pueden analizar y realizar pruebas de una manera más sencilla a transformadores de alta potencia a altas frecuencias en un laboratorio de clase.

Para llevar a cabo la implementación se diseñó una etapa de rectificación AC-DC alimentando un convertidor de potencia en configuración *Full-Bridge*, una etapa de aislamiento de tierras alimentando los transistores que conforman el convertidor de igual manera el microcontrolador que envía las señales de conmutación al mismo, y finalmente una etapa de rectificación AC-DC, las señales de conmutación están configuradas para trabajar en un rango de frecuencias entre 10[kHz] a 70[kHz] en pasos de 10, y un rango de trabajo de ciclo útil de 10% a 40% en pasos de 10. En la construcción del convertidor se utilizaron transistores MOSFET (Transistor de Efecto Campo) los cuales son controlados por circuitos integrados que proporcionan la corriente y la tensión necesaria para la activación y el aislamiento necesario para su correcto funcionamiento en la etapa de potencia y control.

¹ Trabajo de Grado.

²Facultad de ingenierías físico-mecánica, escuela de ingenierías eléctrica, electrónica y de telecomunicaciones. Director: MPE. Jaime Guillermo Barrero Pérez.

ABSTRACT

TITLE: IMPLEMENTATION OF A DC SOURCE USING A VARIABLE FREQUENCY FULL-BRIDGE CONVERTER ²

AUTHORS:

Giorgi Ortiz Lisseth Dayanne, Uribe Murcia Karen Julieth⁴

KEY WORDS:

Rectification, MOSFET, Full-Bridge, microcontroller and isolation.

DESCRIPTION:

Presents the design and implementation of a DC source using a Full-Bridge converter open loop using the microcontroller PIC18F4520. With this project engineers and students in the area of power electronics can analyze and test in a more simple way to transformers high power at high frequencies in a lab class.

To carry out the implementation was designed a stage of rectification AC-DC feeding a power in setting Full-Bridge converter, a stage of isolation of land feeding transistors that make up the converter in the same way the microcontroller that sends the signals from switching to it, and finally a stage of rectify AC-DC, switching signals are configured to work in a range of frequencies between 10 kHz to 70 kHz in steps of 10, and a range of working cycle of 10 to 40 in steps of 10. (Field effect Transistor) MOSFET transistors which are controlled by integrated circuits that provide power and the required voltage for the activation and the necessary isolation for proper operation at the stage of power and control were used in the construction of the converter.

³Undergraduate Project.

⁴Physiomechanical Engineering College. Electronic Engineering School.

INTRODUCCIÓN

La gran mayoría de dispositivos electrónicos requieren niveles fijos y estables de corriente continua para su correcto funcionamiento, debido a esto se emplean sistemas para transformar la tensión alterna obtenida de las redes de distribución en tensión continua regulada, ejemplos de estos sistemas son las fuentes conmutadas DC-DC, estas fuentes son circuitos relativamente complejos pero presentan características más favorables en comparación con las fuentes lineales de tensión DC [1]. Con base en la potencia requerida por la carga se suele seleccionar la topología adecuada, siendo la topología de convertidor *full-bridge* la empleada para potencias elevadas (500 a 1500[W]) [2]. Para implementar una fuente de corriente continua conmutada se emplea un puente rectificador para convertir la onda sinusoidal de entrada en tensión continua, esto se realiza para alimentar el convertidor *full-bridge* [3] que transforma este nivel de tensión en otro nivel deseado.

Para transformar un nivel de tensión continua a otro se emplea un transformador de potencia y un arreglo de interruptores electrónicos controlados por un modulador de ancho de pulso (PWM) [2], la frecuencia de conmutación de los interruptores es determinada por la frecuencia de la señal de salida del modulador de ancho de pulso, con una secuencia de conmutación adecuada y un filtro pasa bajos en el secundario del transformador se tiene que la señal de salida es proporcional a la señal de entrada y al ciclo de trabajo de los interruptores [2], [3], para lograr regular la tensión de salida al nivel deseado se hace necesario adicionar un bloque de control.

Las fuentes conmutadas DC-DC con convertidor *full-bridge* suelen ser diseñadas con frecuencias elevadas de conmutación (alrededor de los 50[kHz]), la tensión de rizo, las pérdidas de potencia en los interruptores, la inductancia y capacitancia mínima requerida para construir el convertidor dependen directamente de la frecuencia del convertidor [2], debido a esto trabajar a frecuencias altas puede llevar a obtener beneficios importantes en la fuente DC, por otra parte si el valor de la frecuencia es excesivamente alto puede producir problemas en el funcionamiento de la fuente, debido a esto en este proyecto de grado se pretende implementar una fuente de DC con convertidor *full-bridge* de frecuencia variable, en donde la variación de la frecuencia de operación y el bloque de control serán implementados en un micro controlador, todo esto con el fin de analizar experimentalmente las ventajas y desventajas que acarrea trabajar a diferentes frecuencias de

conmutación y así poder determinar un rango de frecuencias en donde se obtenga un mejor desempeño.

El presente proyecto se compone en la selección de filtrado de la tensión de la red, la sección de rectificación AC-DC, la sección del puente inversor y la carga modelada tanto en simulación como experimentalmente, su funcionamiento general es lograr generar una potencia de salida de 500[W], 50[V] y 10[A]. Para este proceso se rectifica la tensión de entrada de la red y se entrega una tensión de 170[V] DC al puente inversor, adicionalmente se da la opción de alimentación externa en continua por medio de una batería, celda solar, etc., Dichas tensiones de continua van al puente inversor que a su vez suministra una señal de tensión cuadrada de 170[V_{RMS}] que a su vez va a un transformador de potencial conectado a una carga R.

Los siguientes capítulos conformarán la fundamentación teórica de Hardware y Software utilizada en la implementación, diseño e implementación de la fuente conmutada, y finalmente un capítulo abordando simulaciones previas y resultados experimentales.

1 EL TEMA QUE SE ABORDA

En este proyecto se presenta la implementación de una fuente DC que emplea un convertidor *full-bridge* con frecuencia variable. Se analiza el funcionamiento de esta a diferentes frecuencias de operación con la finalidad de encontrar de forma experimental una condición de operación que presente las mejores características de rendimiento y diseño.

1.1 OBJETIVO GENERAL

Implementar una fuente de corriente continua conmutada con convertidor *full-bridge* DC-DC regulada, de frecuencia de conmutación variable.

A continuación se transcriben los objetivos aprobados para el presente trabajo de grado en la modalidad investigación.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

1. Seleccionar e implementar la estrategia de control de una fuente DC conmutada de 500[W].
2. Seleccionar el micro-controlador para la etapa de control y regulación.
3. Implementar la topología adecuada para la etapa de disparo de los transistores del convertidor *Full-Bridge*.
4. Desarrollar los algoritmos que controlan la frecuencia de la fuente.
5. Realizar simulaciones previas a la implementación de las etapas que conforman el diseño de la fuente DC para corroborar el funcionamiento de cada etapa y analizar posibles correcciones en el diseño.
6. Construir una fuente conmutada regulada con convertidor *full-bridge* de frecuencia variable empleando un micro-controlador que gobierna la acción de control y variación de frecuencia de conmutación.
7. Analizar y comparar experimentalmente la eficiencia, estabilidad, señal de ruido, precisión y exactitud en la fuente conmutada DC a diferentes frecuencias de conmutación.

2 FUNDAMENTACION TEORICA

En el desarrollo de este capítulo se realizará una descripción de un conversor monofásico, los dispositivos de potencia que lo conforman, y la técnica de modulación utilizada a lo largo del proyecto dividido en dos secciones Hardware y Software.

2.1 HARDWARE

En esta sección se presentan los conceptos teóricos de las etapas físicas que conforman el proyecto.

2.1.1 Fuente DC

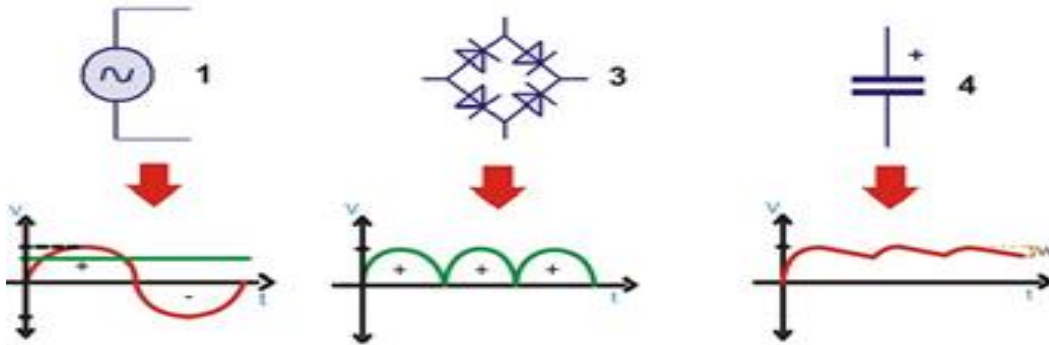
La generación, transmisión y conversión de energía eléctrica se realiza de una forma más sencilla y con menos pérdidas energéticas cuando se hace con corriente alterna. Sin embargo, la gran mayoría de los equipos electrónicos con alimentación eléctrica funcionan con corriente continua. Se plantea entonces la necesidad de convertir la corriente alterna en continua, lo cual se logra por medio de la rectificación [4].

El rectificador AC-DC consiste en tomar una señal de corriente o tensión alterna y transformarla en una señal continua. Esta conversión se lleva a cabo por medio de una serie de configuraciones de dispositivos encargados de rectificar y filtrar la señal alterna que se desea convertir.

La etapa encargada de la alimentación del convertidor *full-bridge* consiste en efectuar la rectificación la señal tomada de la red y pasarla por un puente rectificador de onda completa, de esta forma se obtiene la señal proveniente de la red sin valores de amplitud negativa y por medio de la aplicación de un filtro capacitivo se puede minimizar el rizado de esta señal, logrando obtener una señal continua lo más parecida posible a la proveniente de una batería, como se muestra en la Figura 1.

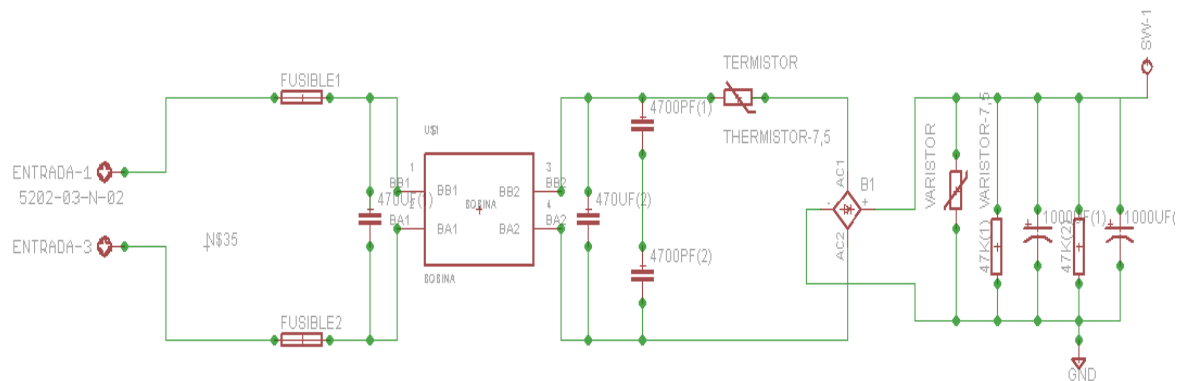
Los rectificadores de onda completa o media onda son circuitos conformados por diodos rectificadores encargados de convertir señales alternas en continuas, propiedades para seleccionar el diodo rectificador varían debido a la señal de entrada, potencia, frecuencia o tiempo de respuesta, para brindar un mejor desempeño en la conversión.

Figura 1. Diagrama general de rectificación AC-DC.



Fuente [5].

Figura 2. Diagrama esquemático del circuito de alimentación.



Fuente Autores.

2.2 CONVERTIDOR DE PUENTE DE ONDA COMPLETA (*FULL-BRIDGE*)

Un convertidor de onda completa es un circuito básico encargado de transformar una señal continua en alterna, por medio de la conmutación; usando como interruptores (abriendo y cerrando) los dispositivos semiconductores que lo conforman con una secuencia determinada periódicamente. Diferentes parámetros en la conmutación como frecuencia, ciclo de trabajo o alimentación pueden variarse para mejorar u obtener la señal de salida deseada.

Al realizar cambios en el ciclo de trabajo de la señal de conmutación hasta un 50%, se pueden presentar solapamientos entre los tiempos de conducción de los cuatro dispositivos, generando que todos los transistores se encuentren en corto circuito, por lo tanto para corregir esta situación, se dispone de un tiempo muerto entre las señales de conmutación desfasadas [3].

La señal de salida de un convertidor *full-bridge* depende de factores que especifican el valor y forma de la señal. La salida se puede variar en un rango de $0[V]$ a $V_s[V]$ dependiendo de la alimentación en continua que se proporciona al circuito. La forma de onda de la tensión de salida del convertidor, depende directamente de la combinación al activar los transistores, por lo tanto factores como frecuencia y ciclo de trabajo en la señal de activación varían esta señal.

La forma de onda de la corriente de salida, depende de la carga a la cual sea sometido el convertidor, por lo tanto cuando se implementa una carga resistiva la señal de tensión y corriente tendrán una forma cuadrada, de igual forma cuando se implementa una carga de tipo RL, la señal de la corriente de salida tendrá una forma más sinusoidal a comparación de la señal de tensión de salida a causa de las propiedades de filtrado de las inductancias.

El convertidor *full-bridge* posee una etapa de rectificación, encargada de tomar la señal de salida de la conmutación de los interruptores y convertirla en una señal de tensión continua, por medio de diodos de rápida respuesta y un filtro capacitivo que disminuye el rizado de la señal de salida, como se muestra en la Figura 3.

El valor de tensión puede ser calculado por medio de la ecuación **(1)**.

$$V_o = 2V_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right) D \quad (1)$$

donde:

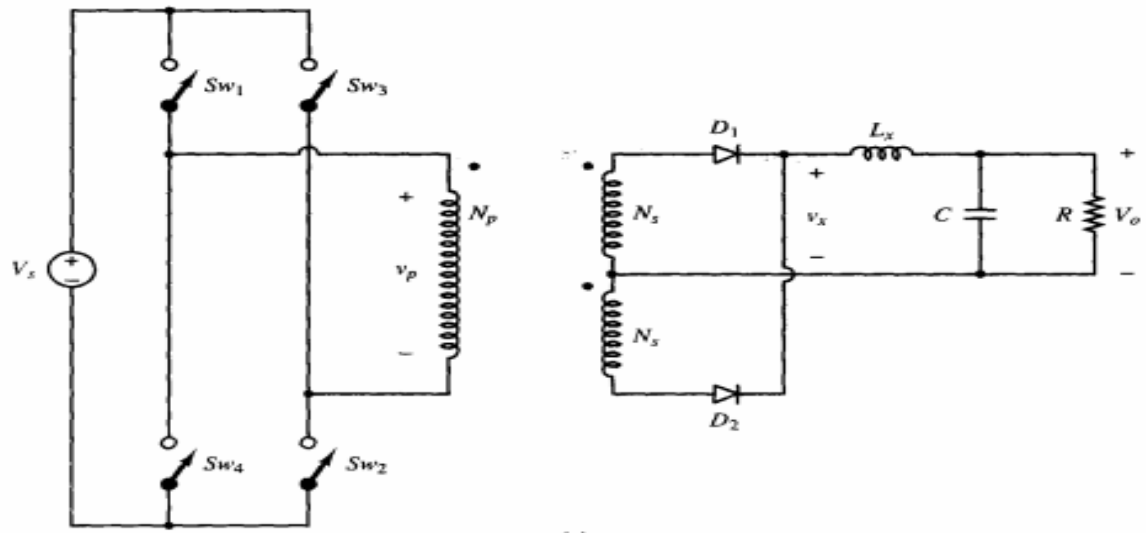
D : Ciclo de trabajo de cada interruptor.

V_s : Tensión alimentación continua.

N_s : Numero de vueltas secundario del transformador.

N_p : Numero de vueltas primario del transformador.

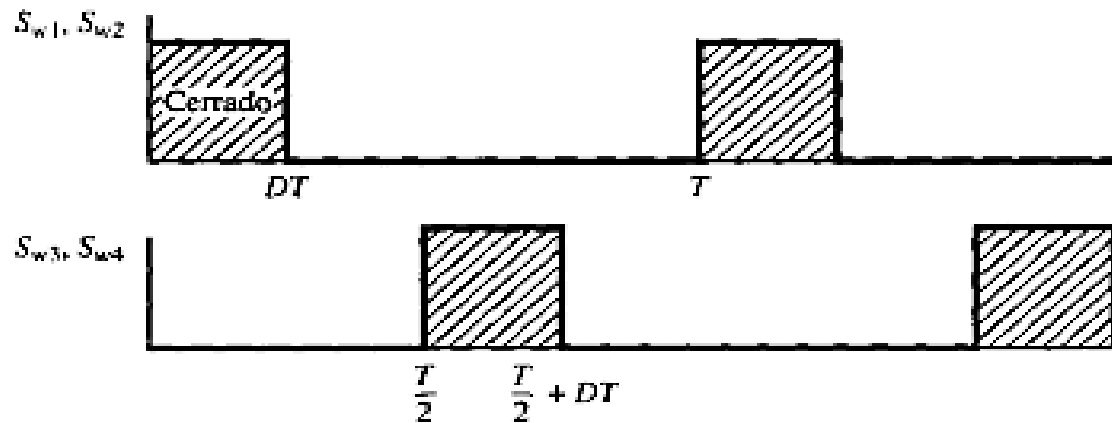
Figura 3. Convertidor puente completo acoplado magnéticamente.



Fuente. [3].

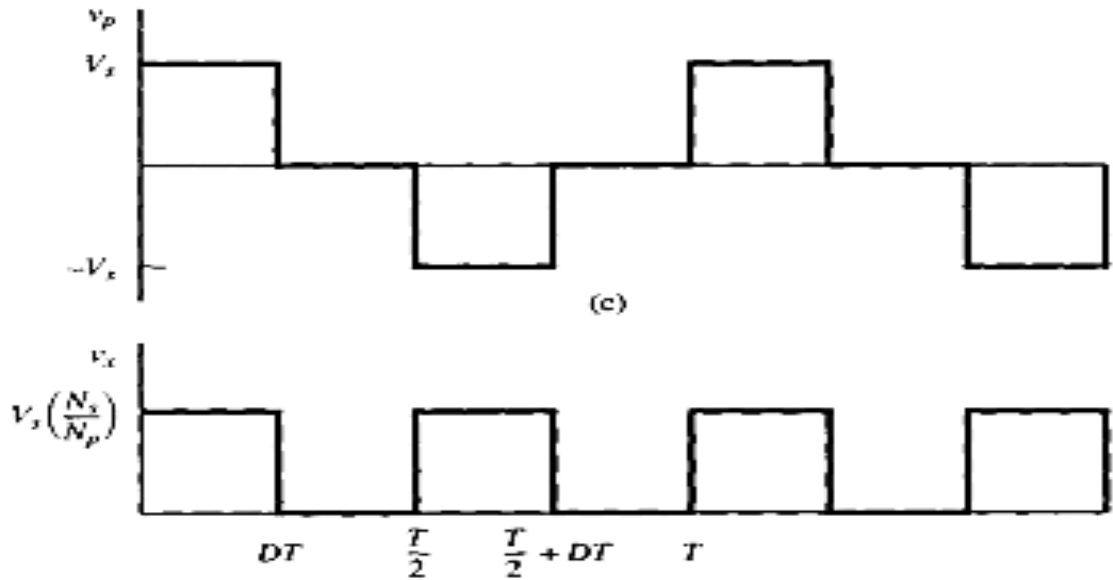
En la Figura 4 y la Figura 5 se observan las señales de activación de los interruptores, tensión en el primario del transformador y tensión de salida del convertidor.

Figura 4. Señales pwm que activan los interruptores.



Fuente [3].

Figura 5. Tension primario del transformador y señal de salida de tension rectificada.



Fuente [3].

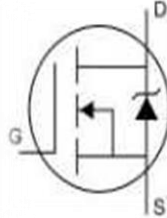
2.2.1 Dispositivos de Conmutación

En un convertidor DC-DC existen dispositivos electrónicos, encargados de conectar y desconectar la fuente y la carga en intervalos regulares. Esta conmutación es producida durante varios ciclos seguidos [3]. En esta sección se estudian algunos dispositivos encargados de esta acción.

Transistor de Efecto Campo (MOSFET) de Conmutación

Un MOSFET de potencia es un transistor que necesita ser controlado por tensión y requiere una corriente pequeña de entrada para su activación; estos no tienen problemas de fenómenos de segunda avalancha [2] como los BJT, sin embargo, tienen los problemas de descarga electrostática y necesitan de cuidados especiales en su manejo; adicionalmente requieren poca energía de compuerta y tienen una gran velocidad de conmutación en el orden de los nanosegundos $n[s]$. En la Figura 6 se observa el símbolo de un MOSFET de canal N.

Figura 6. Símbolo de un MOSFET de potencia de canal N.



Fuente [2].

El circuito de excitación para activar o desactivar un MOSFET es normalmente más sencillo que el utilizado para un BJT. En estado de conducción, las variaciones de V_{DS} son linealmente proporcionales a las variaciones de I_D . Por tanto, el MOSFET en estado de conducción puede modelarse como una resistencia de conducción, denominada R_{Dson} . La construcción de un MOSFET produce un diodo parásito, como se muestra en la Figura 6, lo que se puede utilizar a veces de forma ventajosa en circuitos electrónicos de potencia. Las velocidades de conmutación del MOSFET son mayores que las del BJT y se utilizan en convertidores que operan por encima de los $100k[Hz]$ [3].

Las velocidades de conmutación y las pérdidas de potencia asociadas son dos factores muy importantes en los circuitos electrónicos de potencia. Los tiempos de conmutación del BJT son mayores que los del MOSFET. Por tanto, generalmente el MOSFET tiene mayores pérdidas de conmutación, las cuales están asociadas al momento en que es encendido y apagado el transistor. Esto se debe a que soportan grandes tensiones y corrientes, que provocan una alta disipación de potencia durante la conmutación. Estas pérdidas a baja frecuencia se consideran despreciables, sin embargo a altas frecuencias se deben tener en cuenta al momento del diseño, con el fin de atenuar el consumo asociado a la conmutación.

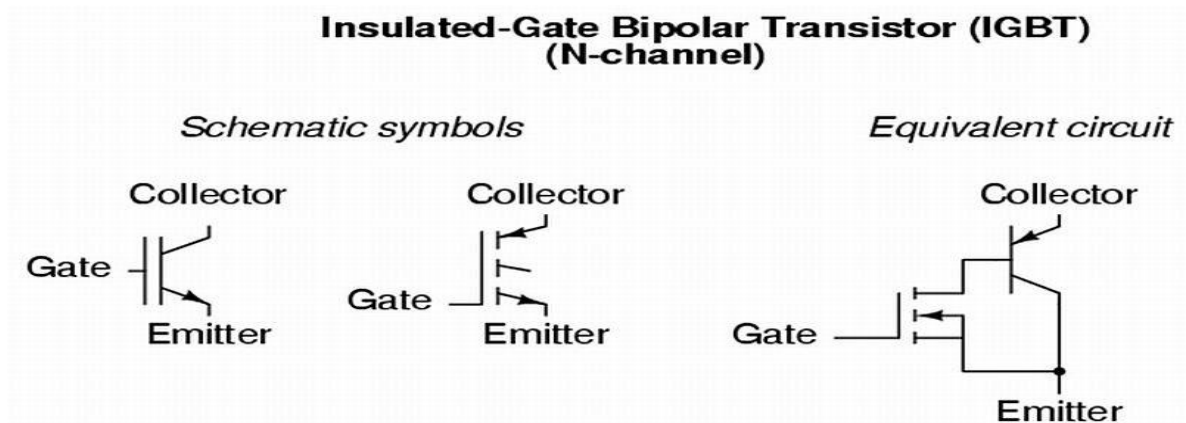
Transistor Bipolar de Compuerta Aislada (IGBT)

En un IGBT o transistor bipolar de compuerta aislada, se pueden combinar las ventajas de los BJT y de los MOSFET, como lo es su alta impedancia de entrada dada por los MOSFET y sus pocas pérdidas por conducción en estado activo, dada por los BJT [2], por este magnífico hecho los IGBT se han convertido en el avance tecnológico más reciente en el campo de la electrónica de potencia, ya que durante mucho tiempo se había estado buscando la forma de obtener un dispositivo que

reuniera las características de ambos transistores (MOSFET y BJT) [1]. Los transistores IGBT han permitido desarrollos que no habían sido viables hasta entonces tales como ser capaces de conmutar corrientes muy altas asociadas a tensiones muy altas, con una velocidad muy buena y un mínimo porcentaje de pérdidas [6].

El IGBT necesita un circuito de excitación como el MOSFET, mientras que las características de conducción son como las del BJT, el cual cuenta con tres pines puerta (G), emisor (E) y colector (C) [1]. En la Figura 7 se observa la estructura interna de un IGBT y su circuito equivalente.

Figura 7. Estructura interna de un IGBT de potencia y circuito equivalente.



Fuente [7].

La facilidad de control, es similar a la de un MOSFET, unida a sus pérdidas relativamente bajas, se convierten en la mejor opción para aplicaciones de control, encontrándose dispositivos capaces de soportar 1200[V] y 400[A]. Otra de sus ventajas es que el IGBT ofrece una disipación mucho mayor tal cual como lo hacen los bipolares.

En resumen los transistores de potencia como los MOSFET y los IGBT son dispositivos controlados por tensión y sus parámetros son menos sensibles a la temperatura de la unión. No tienen problemas de segunda avalancha, y no necesitan voltaje negativo de compuerta durante el apagado.

Seguidamente se resume las características importantes de los dos dispositivos de potencia planteados en la Tabla 1.

Tabla 1. Comparaciones entre las características de los MOSFET y los IGBT.

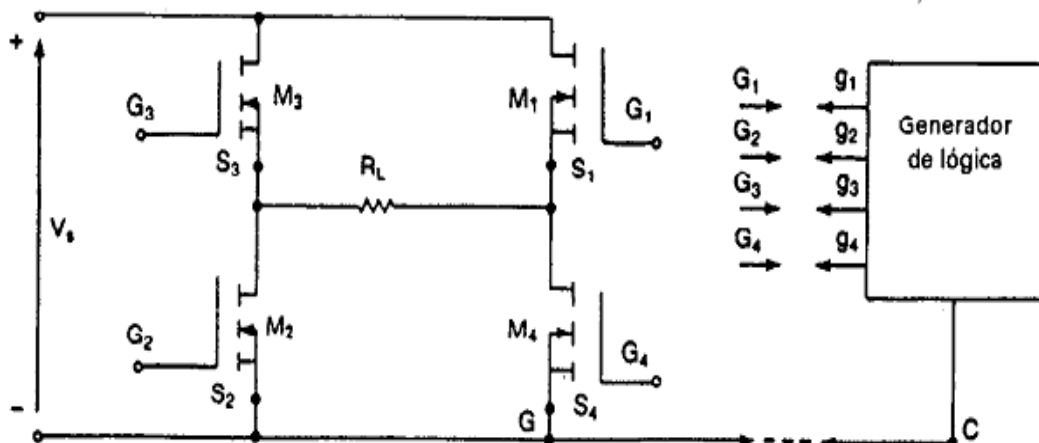
Tipo de Interruptor.	Variable de Control.	Características de Control.	Frecuencia de conmutación.	Ventajas.
MOSFET	Voltaje	Continua	200k[Hz]	Tiene una mayor velocidad de conmutación, presenta bajas pérdidas por conmutación con unos circuitos simples de control de compuerta y poca potencia.
IGBT	Voltaje	Continua	100k[Hz]	Bajo Voltaje en estado encendido.

Fuente [2].

2.2.2 Adecuación y Asilamiento de Tierras de las Señales PWM

Según el numeral 2.2, donde se describe el funcionamiento del convertidor *full-bridge* es necesario aplicar una tensión o corriente apropiada en los terminales de *Gate* y *Source* para activar su conmutación [2]. Las cuatro señales de activación de los interruptores tienen un terminal de referencia en común proveniente del micro controlador, al momento de ser aplicadas en los terminales del transistor, no deben ser conectados directamente a la tierra o referencia de la fuente de alimentación en continua del convertidor puente completo como se muestra en la Figura 8.

Figura 8. Esquema convertidor puente completo, con señales PWM de activación.



Fuente [2].

Las señales de G_2 y G_4 aplicadas a los transistores M_2 y M_4 según el esquema de la Figura 10, pueden ser referenciadas a tierra y no necesitan de un circuito de aislamiento; pero las señales G_1 y G_3 aplicadas a los transistores M_1 y M_3 si deben ser conectados a un circuito encargado de aislar el sistema de la tierra de estas señales y no se debe tener como referencia la tierra de la fuente de alimentación, pues en caso contrario, la tensión vista entre *Gate* y *Source* puede variar y no ser la adecuada para activar los transistores.

El circuito encargado del aislamiento de tierras, puede generarse por medio de transformadores de pulso u dispositivos electrónicos como opto-acopladores encargados de adecuar la señal a la tensión necesaria para activar los transistores y proporcionar la tierra individual en cada señal de activación. En la sección 3.2.1 se explica los opto-acopladores implementados en el desarrollo de este proyecto, características y funcionamiento del mismo.

2.3 SOFTWARE

En esta sección se describen los conceptos teóricos de las etapas de software que conforman el proyecto.

2.3.1 Estrategia y Técnica de Modulación

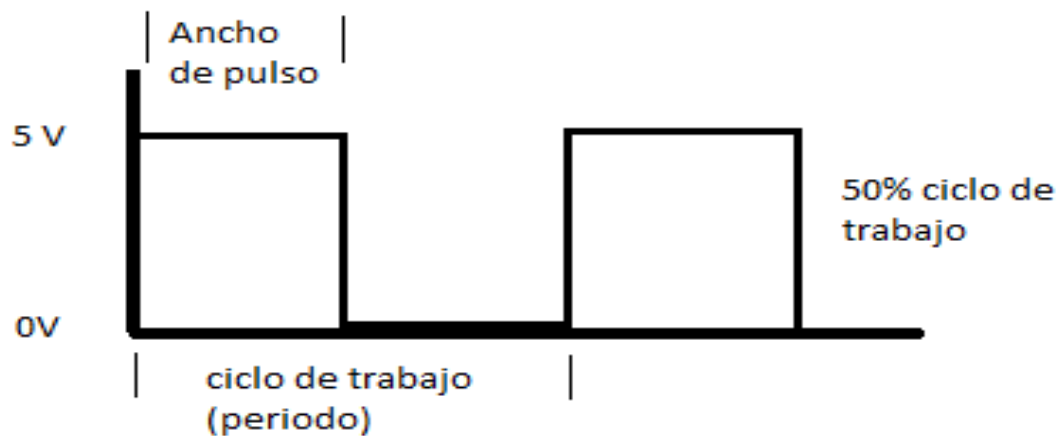
Como se ha dicho en secciones anteriores, el nivel de tensión de la señal de salida del *full-bridge*, dependerá del ciclo de trabajo de la señal que controla los dispositivos de conmutación, en esta sección se presenta la técnica de modulación utilizada [8].

Modulación por Ancho de Pulso (PWM) La palabra PWM frecuentemente se puede encontrar en las hojas técnicas de los microcontroladores, la cual hace referencia a una forma de manejar señales digitales llamada modulación por ancho de pulso, o *Pulse Width Modulation*. Esta señal representa una relación entre el estado alto de un pin versus su estado bajo (Figura 9). Si el periodo de la señal es constante, el hecho de que la señal permanezca mucho tiempo encendido hace que el voltaje promedio reflejado sea variable, es decir la técnica de modulación por ancho de pulso permite modificar el ciclo de trabajo aplicado a una señal de entrada al circuito de disparo y con ello controlar la cantidad de energía aplicada a una carga.

Otra de sus ventajas es la reducción de armónicos por medio de los requerimientos de los filtros usados en el circuito, por otro lado, se pueden tener pérdidas debido a la conmutación a alta frecuencia [1].

Los PIC como el 18F4520 son capaces de crear señales PWM a través de sus módulos CCP y ECCP.

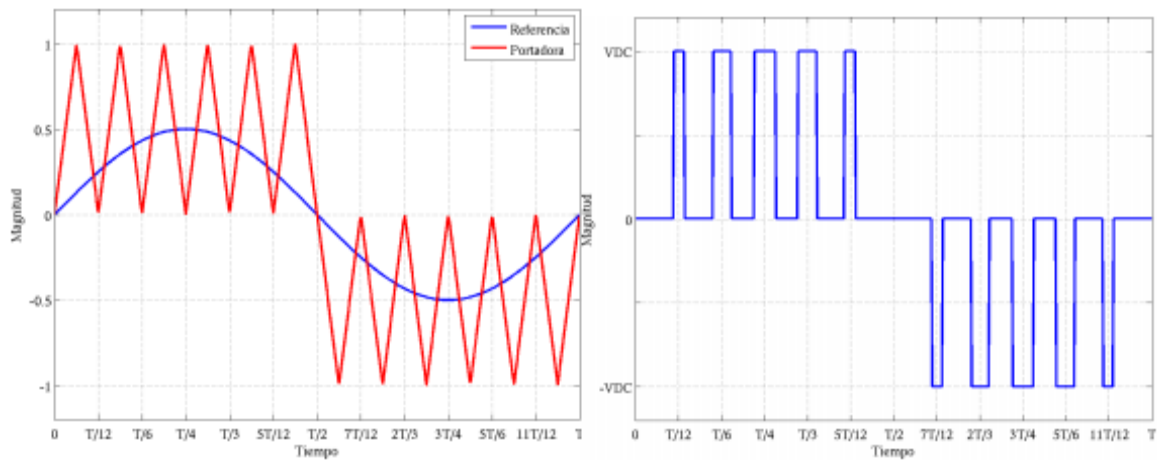
Figura 9. Principio de funcionamiento de la técnica de Modulación por Ancho de Pulso.



Fuente Autores.

El *Full-Bridge* puede funcionar con dos señales PWM, o modo unipolar: en este tipo de sistema, la salida se conmuta de $+V_{cc}$ a 0 y de $-V_{cc}$ a 0, entre niveles $+V_{cc}$ y $-V_{cc}$, como se observa en la Figura 10.

Figura 10.Modulación por ancho de pulso unipolar.



Fuente [9].

Microcontrolador PIC18F4520

La situación actual de los microcontroladores ha dado un paso gigante gracias al desarrollo de la tecnología de fabricación de circuitos integrados. Por esta razón centena de transistores se han podido construir en un solo chip, dando lo necesario para la construcción de microprocesadores.

Las primeras microcomputadoras se fabricaron al añadirles periféricos externos, tales como memoria, líneas de entrada/salida, temporizadores u otros. El incremento posterior de la densidad de integración permitió crear un circuito integrado que contenía tanto al procesador como periféricos. Así es cómo fue desarrollada la primera microcomputadora en un solo chip, denominada más tarde microcontrolador [10].

El microcontrolador se diseña de tal manera que tenga todas las componentes integradas en el mismo chip. No necesita de otros componentes especializados para su aplicación, porque todos los circuitos necesarios, que de otra manera correspondan a los periféricos, ya se encuentran incorporados dentro del chip, dejando posibilidades más bajas de añadir periféricos a este como por ejemplo teclado, LCD, etc. Que son de mayor tamaño.

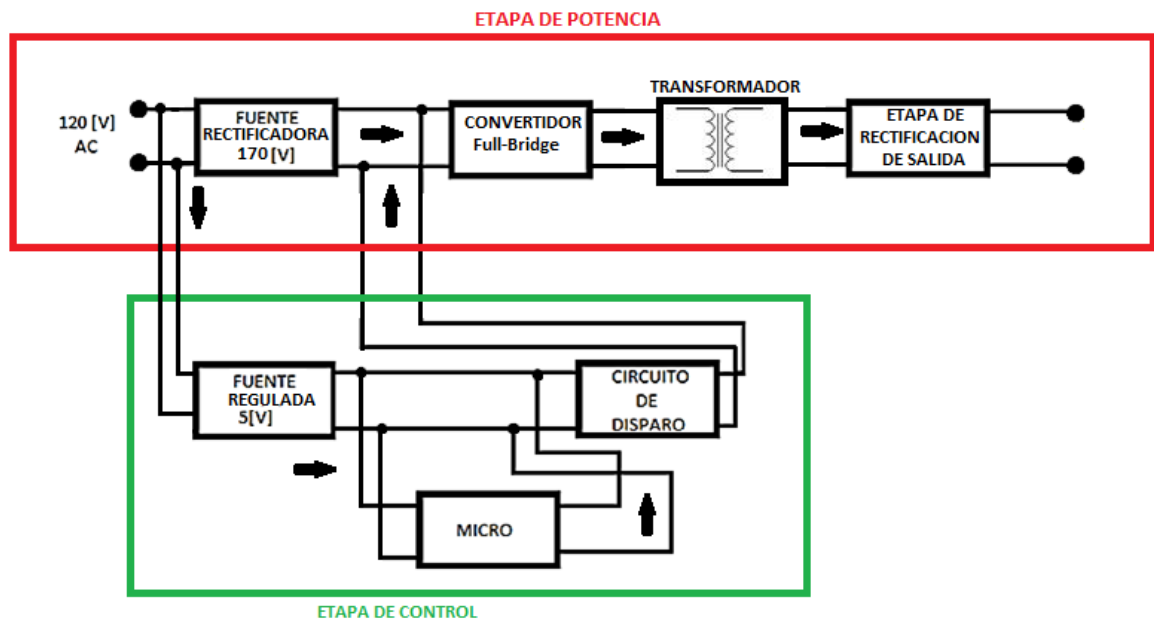
3 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA FUENTE DC EMPLEANDO UN CONVERTIDOR FULL-BRIDGE DE FRECUENCIA VARIABLE

En este capítulo, se presentan detalladamente cada una de las etapas físicas que componen el proyecto:

- Etapa de Alimentación.
- Etapa de aislamiento de tierras y acondicionamiento.
- Etapa de control.
- Etapa de potencia y salida.

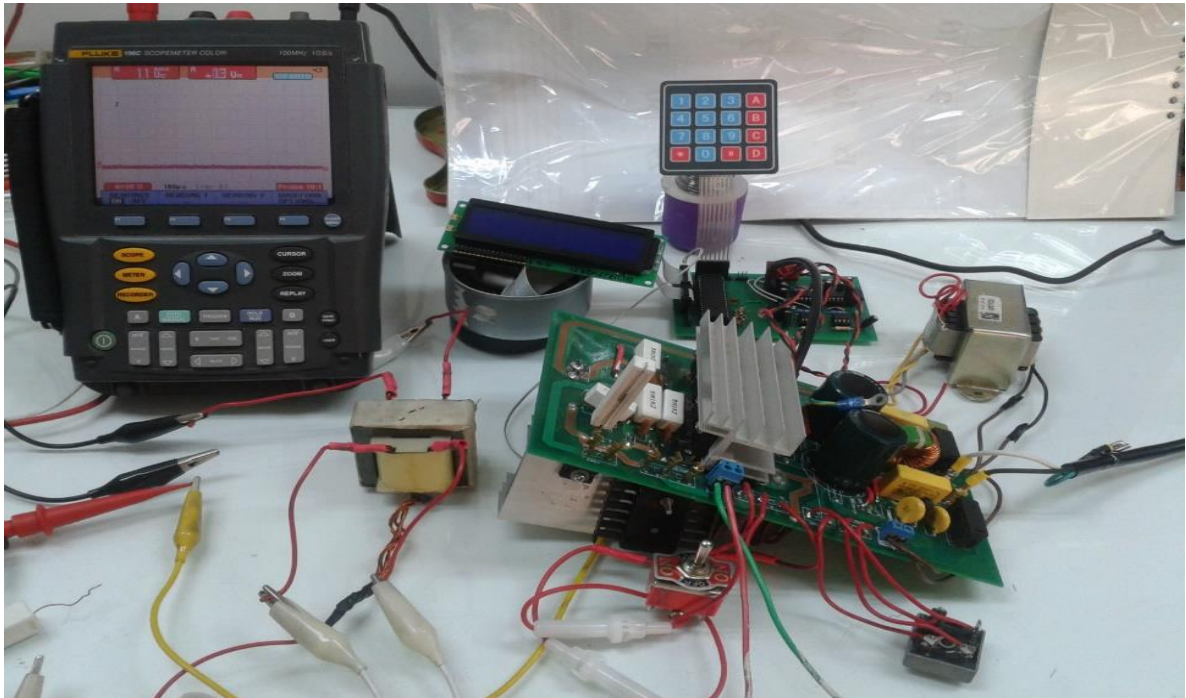
En la Figura 12 se muestra el diagrama de bloques del diseño implementado y en la Figura 13 se observa una foto del sistema realizado.

Figura 12. Diagrama de bloques del diseño implementado.



Fuente Autores.

Figura 13. Sistema Real Implementado.



Fuente Autores.

Antes de realizar el proceso de diseño del circuito a desarrollar, se procede a realizar una descripción del proyecto en cada una de sus etapas, el circuito de alimentación está conformado por el rectificador, convirtiendo la tensión de $120[V]$ a $60[Hz]$ en una tensión de $170[V]$ DC acompañado de un filtro capacitivo que ayudara a la rectificación y a entregar una tensión constante. Al mismo tiempo el circuito de alimentación envía la tensión de continua a los terminales positivos y negativos del puente inversor de topología puente H que cumplirá la función de interruptores por medio de los transistores para conmutar esta tensión de $170[V]$ DC invertirla y convertirla en una señal de onda cuadrada de tensión pico de $170[V]$ a una frecuencia de conmutación y ciclo de trabajo. Seguidamente se procede a rectificar y filtrar la señal tomada de los terminales del transformador de potencia para luego aplicarla a la carga resistiva.

3.1 FUENTE DC

En la ejecución de este proyecto es necesaria la implementación de un rectificador AC-DC como se describe a continuación:

Esta etapa se encarga de la alimentación DC del convertidor *full-bridge* a una tensión de 170[V] .

El puente rectificador implementado en este proyecto es el KBPC3506 (**¡Error! No e encuentra el origen de la referencia.**) escogido por su capacidad de manejo de altos niveles de tensión y corriente; con una tensión máxima de $V_{max} = 420[V_{RMS}]$ y una corriente promedio de $I = 35[A]$.

Con el fin de proteger los componentes sensibles del circuito de la fuente de alimentación se emplean un Varistor con el fin de absorber sobre-picos de Tensión y un Termistor para controlar y restringir gradualmente la entrada de corriente del circuito cuando se eleva la temperatura.

Además se desea disminuir el rizado en la señal rectificada [12], ajustando el valor del filtro capacitivo por medio de la ecuación **(2)** :

$$c = 1.4 * (5 * I) / (f * V_{max}) \quad (2)$$

donde,

c : Capacidad del condensador del filtro en faradios

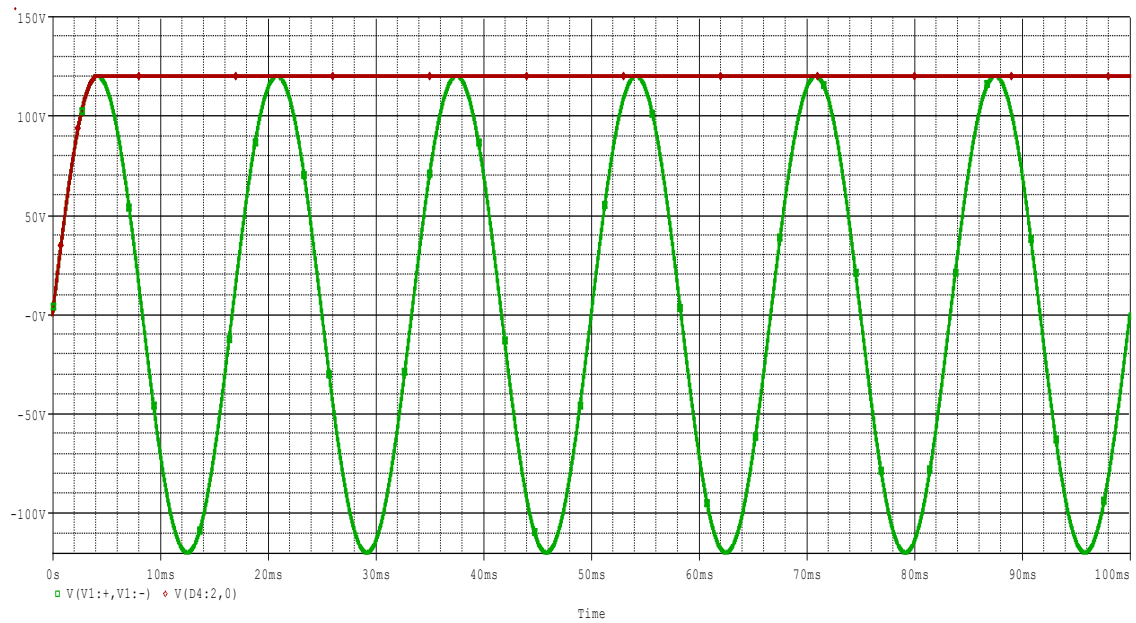
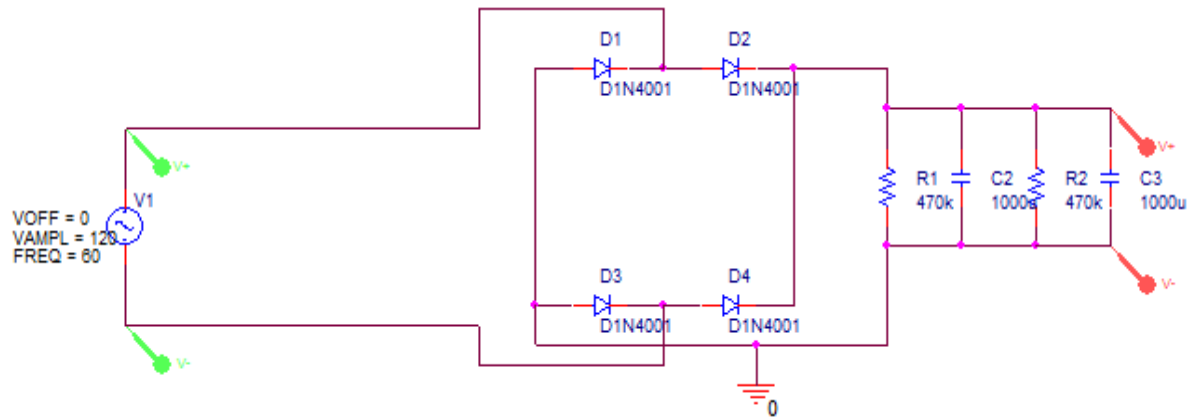
I : Corriente que suministra la fuente.W

f : Frecuencia de la red.

V_{max} : Tensión de pico de salda del puente.

Estimando que al rectificar la señal de la red, se entrega una salida de 170[V] y 3[A] para cumplir con los requerimientos de una potencia de 500[W] en la salida de la fuente AC-DC, se puede calcular el valor aproximado del capacitor para disminuir el rizado a un 7% de la señal de alimentación, por lo tanto remplazando estos valores en **(2)** se obtiene un capacitor igual a $C = 2058.82\mu[F]$.

Figura 14. Simulación fuente DC.



Fuente Autores.

El diseño del circuito impreso en baqueta de la fuente DC, se puede ver en el Anexo C.

3.2 CIRCUITO DE DISPARO

El circuito de control es una etapa fundamental dentro del proyecto, ya que permite realizar el disparo para los interruptores de potencia conformado por los MOSFET como configuración de *Full-Bridge*, de esta etapa de control podemos destacar algunas de sus tareas principales [13].

- Se toma señales procedentes de un sistema digital alimentado a 5[V], las cuales son amplificadas a niveles adecuados para la correcta conmutación de los dispositivos de potencia a una tensión de 15[V].
- Los *Drivers* utilizados para disparar los transistores de potencia dependerán del dispositivo a controlar, podrán ser de baja o media potencia, de igual forma de su tiempo de respuesta frente a la señal.
- Las señales generadas deben garantizar:
 - La rápida conmutación de los transistores de potencia con pérdidas mínimas.
 - Dependiendo de las características de los transistores de potencia que se deseen controlar, se debe garantizar la conducción segura de los dispositivos evitando daños al generar picos de tensión o corriente.
 - Las protecciones adecuadas para evitar la destrucción del dispositivo a controlar, como protección en sobre picos de corriente, o entre tiempos muertos en las ramificaciones de puentes.

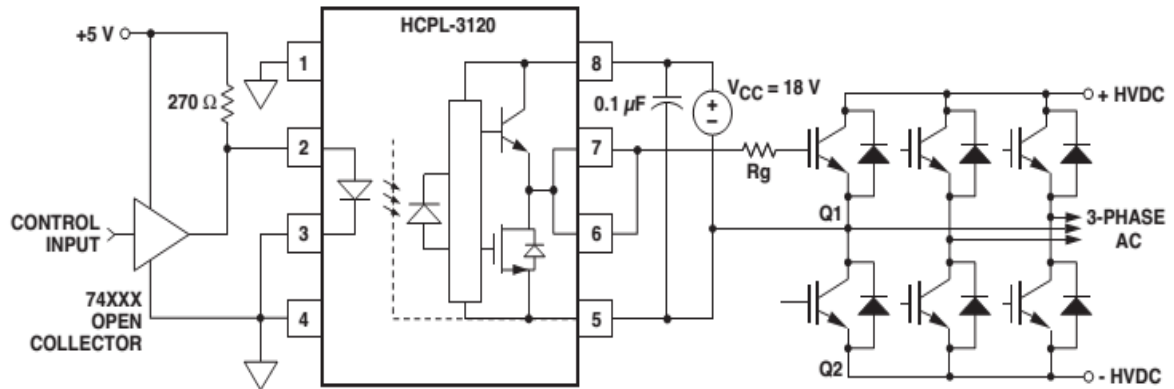
3.2.1 Opto-Acopladores

Los opto-acopladores son dispositivos electrónicos foto emisores y foto receptores encargados, de realizar el aislamiento entre los circuitos de entrada y salida.

En el desarrollo de este proyecto, se implementan opto-acopladores HCPL3120 [14] con el fin de adecuar la señal PWM (generada por el microcontrolador [10]) de tensión de 5V y adecuarla a 15V (tensión máxima de alimentación aplicada al opto-acoplador) para realizar el disparo en cada uno de los MOSFET; adicionalmente se realiza el aislamiento de tierras para cada una de las señales de conmutación. Este dispositivo se ha seleccionado debido a el nivel de corriente y tensión de salida ($I_0 = 2A$ y $V_0 = V_{cc}$) adecuados para la operación de estos en el circuito de disparo.

En la hoja de datos del dispositivo HCPL3120 [14], se presenta un esquema para la conmutación de un convertidor trifásico (Figura 15). Para realizar el diseño del circuito de disparo se basa en las formulas y recomendaciones de la hoja del fabricante como se muestra a continuación.

Figura 15. Configuración Opto-Acoplador HCPL3120.



Fuente [14].

Con la finalidad de evitar daños en el microcontrolador y pérdidas de conmutación, se utiliza una resistencia en la entrada y en la salida de este dispositivo. Para determinar el valor se utiliza la ecuación **(3)**.

$$R_{ent} = \frac{V_{dc\ micro} - V_f}{I_f} \quad (3)$$

donde,

$V_{dc\ micro}$: Tensión proporcionada por el micro controlador.

V_f : Tensión típica de entrada del HCPL3120.

I_f : Corriente típica de entrada del HCPL3120

Para conocer el valor de la resistencia de salida R_g la cual ayuda a disminuir la corriente de entrada y el tiempo de respuesta de los MOSFET, se utiliza la ecuación **(4)**.

$$R_g \geq \frac{V_{CC} - V_{EE} - V_{OL}}{I_{OLPEAK}} \quad (4)$$

donde,

$V_{CC} - V_{EE}$: Tensión de alimentación.

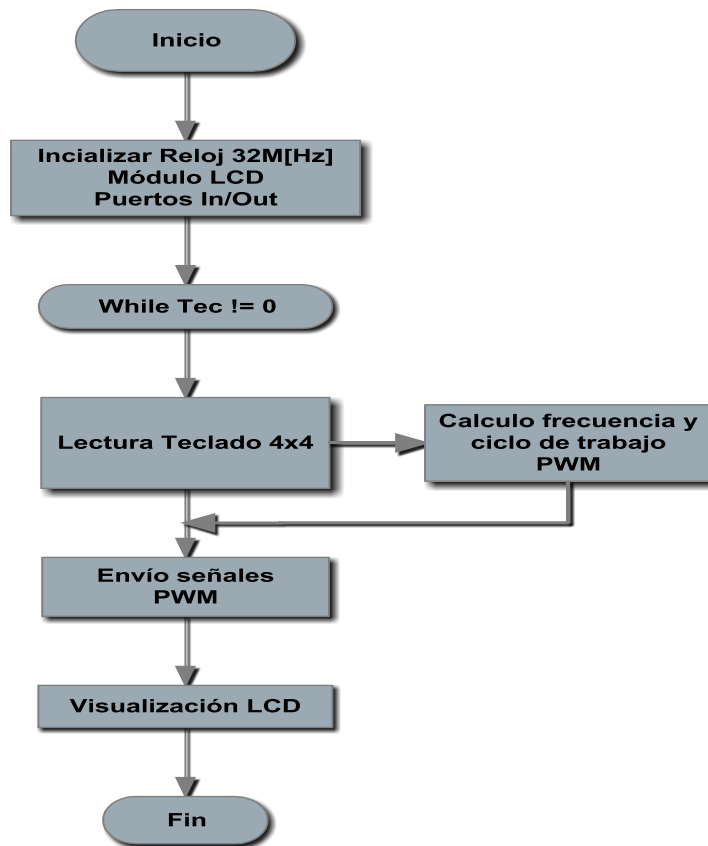
V_{OL} : Tensión salida bajo.

I_{OLPEAK} : Corriente pico “bajo” de salida.

3.3 SOFTWARE CONTROLADOR DE FRECUENCIA

Una vez seleccionado el PIC18F4520, se programa un código en lenguaje C, el cual permite controlar tanto la frecuencia como el ciclo de trabajo de las señales PWM que van a los dispositivos de conmutación, de la siguiente manera: 7 niveles para las frecuencias (10k[Hz] a 70k[Hz]) y 4 para el ciclo de trabajo (10[%] a 40[%]). Este código se basa en el diagrama de la Figura 16.

Figura 16. Diagrama de Flujo Código PIC18F4520.



Fuente Autores.

Una vez realizado el circuito de disparo, se procede a realizar el diseño para la impresión de este en baquela, el cual se puede ver en el Anexo c.

3.3.1 Módulo ECCP Microcontrolador PIC18F4520

Uno de los módulos del PIC18F4520, es la unidad de Comparación/Captura/PWM mejorada o ECCP [10] ya que facilitan al programador la configuración de 4 canales de salida PWM, los cuales permiten la conmutación de los diferentes arreglos en el campo de la electrónica industrial como es el *Full-Bridge*.

Para el uso del módulo ECCP, el microcontrolador dispone de cuatro salidas PWM, RD5, RD6, RD7 y RC2 (Figura 11) las cuales pueden funcionar bajo cuatro modos diferentes: normal, *Full-Bridge* en reversa, *Half-Bridge* y *Full-Bridge* en adelante [10].

Para el control del convertidor empleado en este trabajo de grado, se utiliza el modo *Half-Bridge* que permite generar señales PWM en las salidas RD5 y RC2 (Figura 11), con un desfase de 180°. Como parte de los objetivos específicos de este trabajo de grado, se programa el microcontrolador para que permita variar la frecuencia y el ciclo de trabajo. Se definen entonces siete niveles de frecuencia desde 10k[Hz] a 70k[Hz] y cuatro de ciclo útil desde 10% a 40%, dando como resultado 28 combinaciones.

Lo anterior se logra teniendo en cuenta las ecuaciones (5) y (6), donde se obtienen los valores de los registros a cambiar en el microcontrolador. Este procedimiento se observa en la siguiente sección.

$$Periodo(T_{PWM}) = \frac{(PR2 + 1) * 4(PREESCALER DEL TEMPORIZADOR 2)}{F_{OSC}} \quad (5)$$

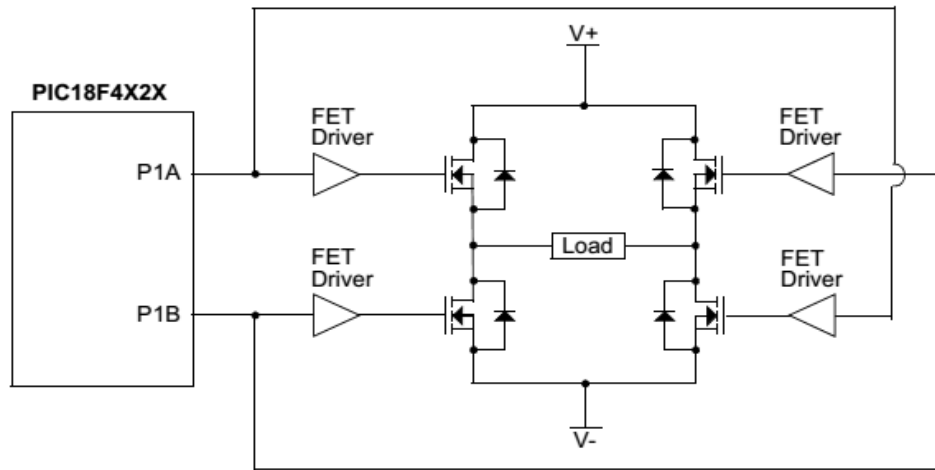
$$\begin{aligned} &Ciclo\ de\ Trabajo \\ &= \frac{([CCPR1L; CCP1CON[5..4]]). (PRESCALAR DEL TEMPORIZADOR 2)}{F_{OSC} \cdot T_{PWM}} \quad (6) \end{aligned}$$

Donde F_{OSC} es la frecuencia del oscilador del microcontrolador (32M[Hz]) y T_{PWM} el periodo del PWM deseado. El procedimiento para calcular los todos estos registros se presenta en la siguiente sección.

3.3.2 Modo PWM en *Half-Bridge*

En el modo *Half-Bridge* el ECCP genera dos señales PWM complementarias, las cuales pueden configurarse para que sean activas por nivel alto o por nivel bajo. Se puede programar un tiempo muerto entre las transiciones de las señales con el fin de evitar corto circuitos en la alimentación de la etapa de potencia. Este modo se utiliza para controlar etapas de potencia en *Half-Bridge* o una etapa en *Full-Bridge*.

Figura 17. Configuración de salida del circuito en *Half-Bridge* a *Full-Bridge*.



Fuente [10].

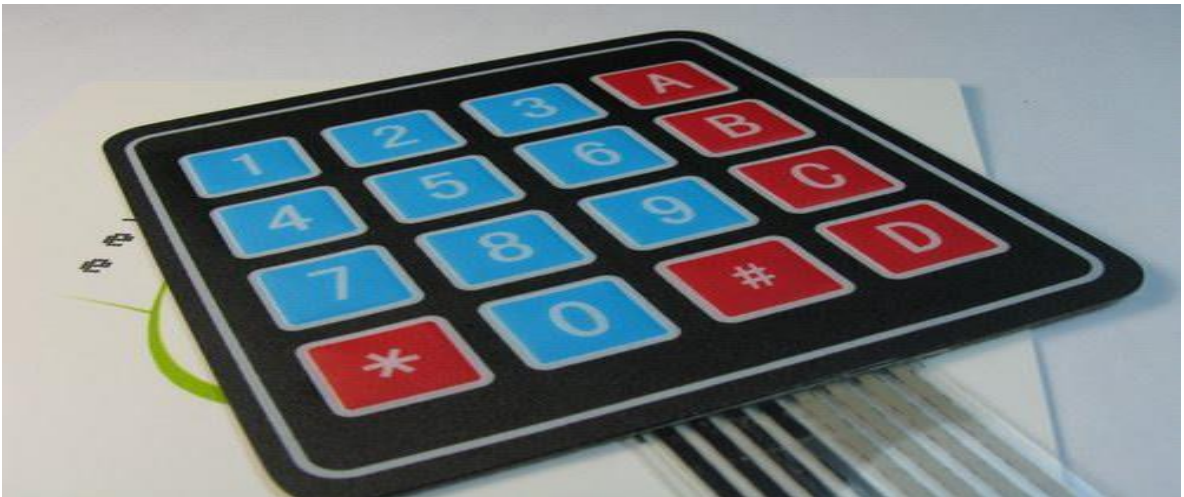
Procedimiento de inicialización del módulo ECCP en modo *Half-Bridge*

1. Configurar las líneas que se vayan a utilizar en los registros RC2, RD5, RD6 y/o RD7 como entrada.
2. Cargar el valor correspondiente al periodo de la señal en el registro PR2 **(5)**.
3. Para activar el modo ON/OFF del PWM se habilita el registro ECCPAS2. ECCPAS0 = "000"
4. Configurar el módulo ECCP en el modo PWM deseado, configurando la modalidad de la salida ya sea en PWM normal, *Half-Bridge* o *Full-Bridge*, y la dirección reversa o adelante mediante los bits PM1 y PM0.
5. Establecer el ciclo de trabajo de la señal PWM mediante el registro CPP1RL y los bits CPP1CON[5 ... 4]**(6)**.

3.3.3 Periféricos Entrada/Salida: Teclado 4x4 y LCD 16x2

Para el manejo del cambio de frecuencia y ciclo de trabajo mencionado, se emplea un teclado matricial 4x4 (Figura 18), el cual funciona como una matriz de 16 interruptores (botones). Los valores lógicos en las entradas y salidas de este, se combinan en el PIC18F4520 para saber cuál tecla se ha oprimido. Por Ejemplo si la salida es 1000 y en la entrada se lee 1000, la tecla oprimida es el 1.

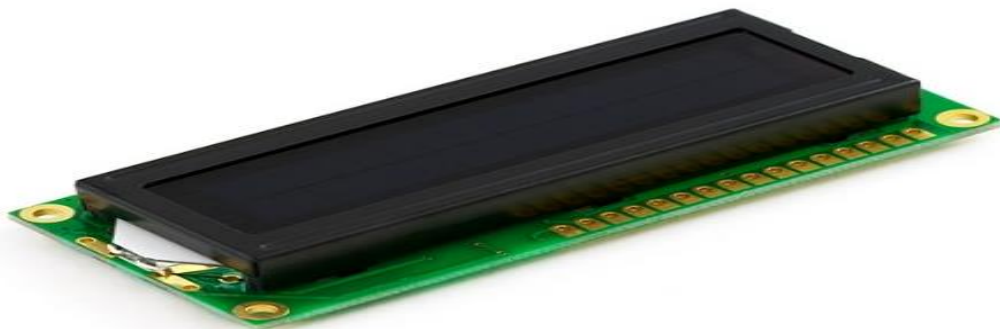
Figura 18. Teclado matricial 4x4.



Fuente Autores.

Adicionalmente, para visualizar este procedimiento, se emplea una pantalla *LCD* de 16x2 caracteres (Figura 19), en la cual también se observa un pequeño menú que consta del encendido (Tecla A) y el apagado (Tecla B) del sistema.

Figura 19. Pantalla LCD 16x2.



Fuente Autores.

3.4 CONVERTIDOR FULL-BRIDGE

La ejecución de este proyecto se basa en la variación de los parámetros (frecuencia y ciclo de trabajo) para obtener la señal de salida deseada en la carga. Se alimenta el convertidor a una tensión de 170[V] (obtenido de la rectificación y filtrado de la señal de la red) y se realiza el control de la señal PWM.

Esta señal aplicada al convertidor en los terminales de *gate* y *source* es la encargada de activar los transistores, determinar el tiempo y la frecuencia de conmutación. Adicionalmente esta debe cumplir con un valor mínimo de tensión para poder activar el transistor; para esta función, se utiliza el *driver* IRFP460 (**¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**), el cual entrega una tensión de 15[V].

Los cambios de frecuencia y ciclo de trabajo en la señal de conmutación se realizan en un rango de: 10k[Hz] a 70k[Hz] y 10% a 40% respectivamente.

3.5 TRANSFORMADOR DE POTENCIA A ALTA FRECUENCIA

Siguiendo el esquema del convertidor puente completo *Full-Bridge*, se hace necesario utilizar un transformador, que cumpla la función de disminuir la tensión de salida para aumentar la corriente en la carga. Para cumplir eficientemente con las transformaciones de estas señales, el transformador debe tener una capacidad de alta potencia y trabajar a altas frecuencias. Debido a los requerimientos de este trabajo de grado, la potencia y la frecuencia de operación máximas son de 500[W] y 70k[Hz], respectivamente.

El transformador de potencia a alta frecuencia utilizado, es el diseñado y fabricado por el estudiante Yesid Rincón [15], con las siguientes consideraciones de diseño:

- Datos de alimentación de la fuente conmutada puente completo.

$$V_{AC (min)} = 96 V_{ac}$$

$$V_{AC (max)} = 132 V_{ac}$$

- Datos que la fuente entrega al transformador

$$f_s = 50 \text{ KHz}$$

$$V_o = 330 V_{dc}$$

$$V_{dc (min)} = 250 V_{dc}$$

$$n = 0.85 \text{ (85\%)}$$

- Datos de fabricación del transformador

Numero de espiras en el primario $N_p = 36$ espiras.

Numero de espiras en el secundario $N_s = 10$ espiras.

Inductancia en el primario $L_p = 9.31m[H]$.

Inductancia en el secundario $L_s = 0.72m[H]$.

En la

Figura 20, se observa el transformador utilizado.

Figura 20. Transformador de potencia a alta frecuencia.



Fuente [15].

3.6 ETAPA DE SALIDA

Un convertidor puente completo, puede considerarse como un circuito básico inversor debido a que transforma las señales de alimentación continuas en salidas

alternas, transfiriendo la potencia proporcionada por su alimentación a una carga de forma alterna [3]. Por medio de un transformador de potencia que trabaje a altas frecuencias, se puede transformar esta señal de salida a señales de valores altos en corriente o tensión, en muchas ocasiones debido a diversas aplicaciones, se implementa una etapa de rectificación donde se aprovecha las salidas del convertidor puente completo para convertirlos en señales continuas.

La etapa de salida o rectificación consiste en una serie de arreglos como rectificador de onda completa y un filtro capacitivo, que cumplen la función de corregir valores negativos en la señal y minimizar el rizado de la salida.

3.6.1 Diodos de Potencia

Los diodos pueden subdividirse en dos clases principales: diodos rectificadores (diodos de recuperación estándar) y diodos de respuesta rápida; por lo general los diodos rectificadores son empleados para la conversión de alterna a continua, con bajas pérdidas en conducción; los diodos rápidos son dispositivos auxiliares de los transistores en el proceso de conversión de corriente alterna a continua.

El diodo HFA15TB60 (**¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**) es un dispositivo de rápida respuesta aplicado comúnmente en rectificadores de alta frecuencia, fuentes de alimentación, inversores, entre otras. Cuenta con características importantes como altos niveles de corriente, tensión, frecuencia de trabajo y tiempo rápido de recuperación.

Se implementa entonces el diodo HFA15TB60 (**¡Error! No se encuentra el origen e la referencia.**) para rectificar la señal alterna proveniente del convertidor puente completo acoplado magnéticamente, cuyas salidas operan aproximadamente a $60[V]$, $10[A]$ y $70k[Hz]$.

Figura 21. Diodo HFA15TB60.



Fuente ¡Error! No se encuentra el origen de la referencia..

3.6.2 Filtro

La señal proveniente del rectificador realizado por los diodos de potencia, generalmente presenta un rizado debido a la conmutación. Para obtener una señal de salida plenamente continua se debe implementar un sistema de filtrado para eliminar ruidos y los rizados en la señal, por lo tanto una red de capacitores formada por un filtro capacitivo, puede disminuir la ondulación de la señal continua, obteniendo una señal continua lo más parecida posible a la proporcionada por baterías, siendo dependiente del valor de los capacitores implementados.

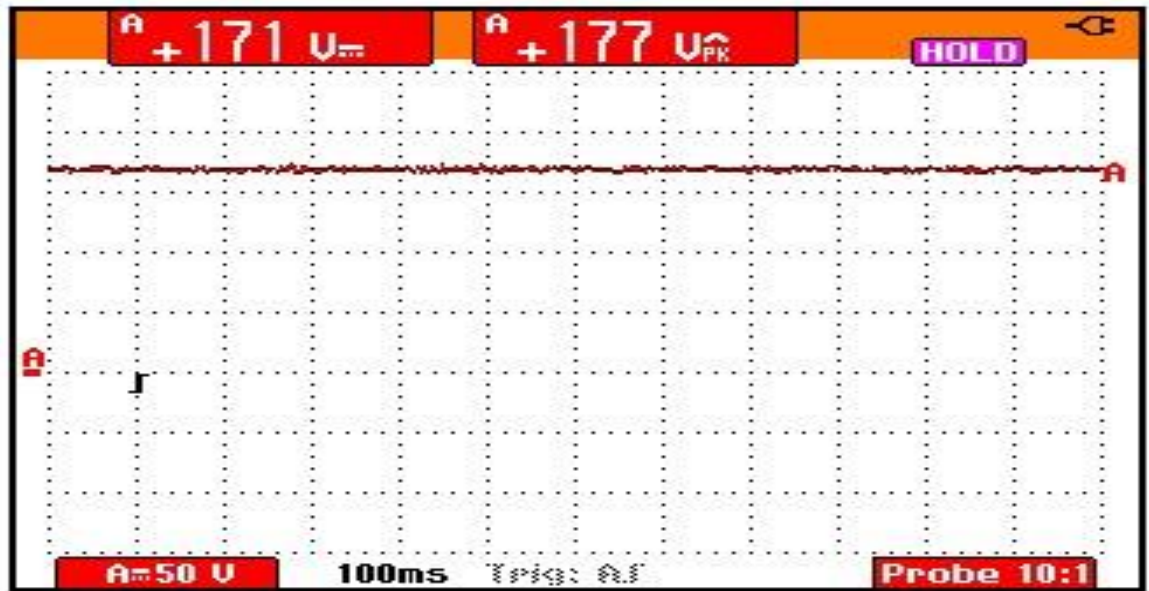
4 ANÁLISIS Y RESULTADOS

En esta sección se encuentran los resultados más importantes obtenidos en la implementación de la fuente AC-DC, así mismo se comparan los resultados con la simulación de las etapas analizadas respectivamente; sin embargo, el total de las pruebas y simulaciones realizadas se encuentra en el Anexo b.

4.1 TENSIÓN DE ALIMENTACIÓN FUENTE AC-DC

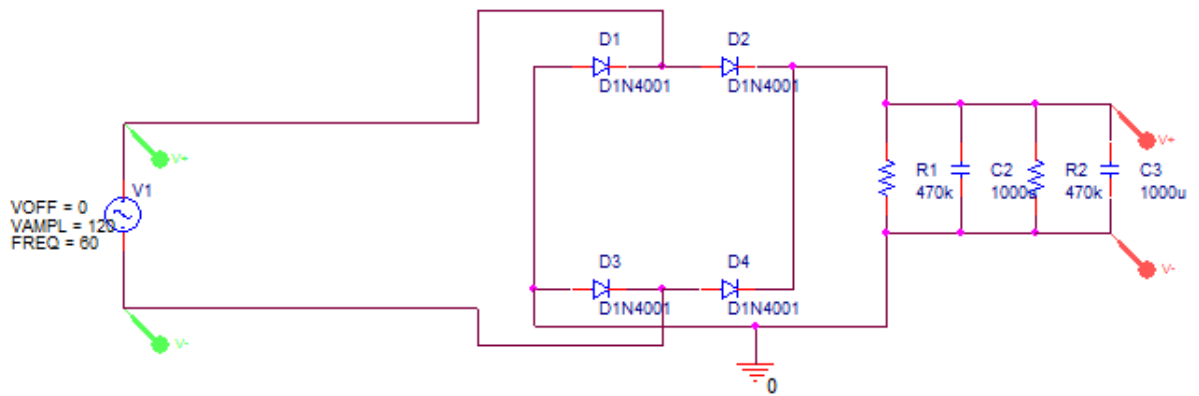
Se realizó la rectificación y filtrado de la tensión proveniente de la red, para la alimentación del convertidor *Full-Bridge*, obteniendo una señal de alimentación continua de $170[V_{RMS}]$.

Figura 22. Salida DC de alimentación.



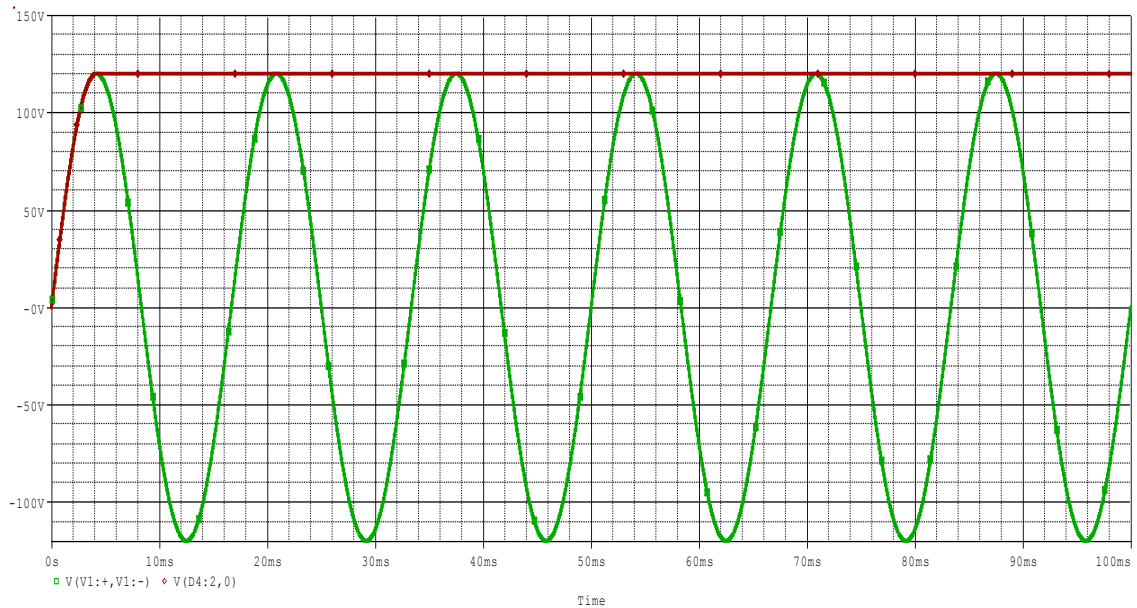
Fuente Autores.

Figura 23. Esquemático fuente de alimentación AC-DC de $170[V_{RMS}]$.



Fuente Autores.

Figura 24. Simulación de la tensión de la red y la señal de continua.



Fuente Autores.

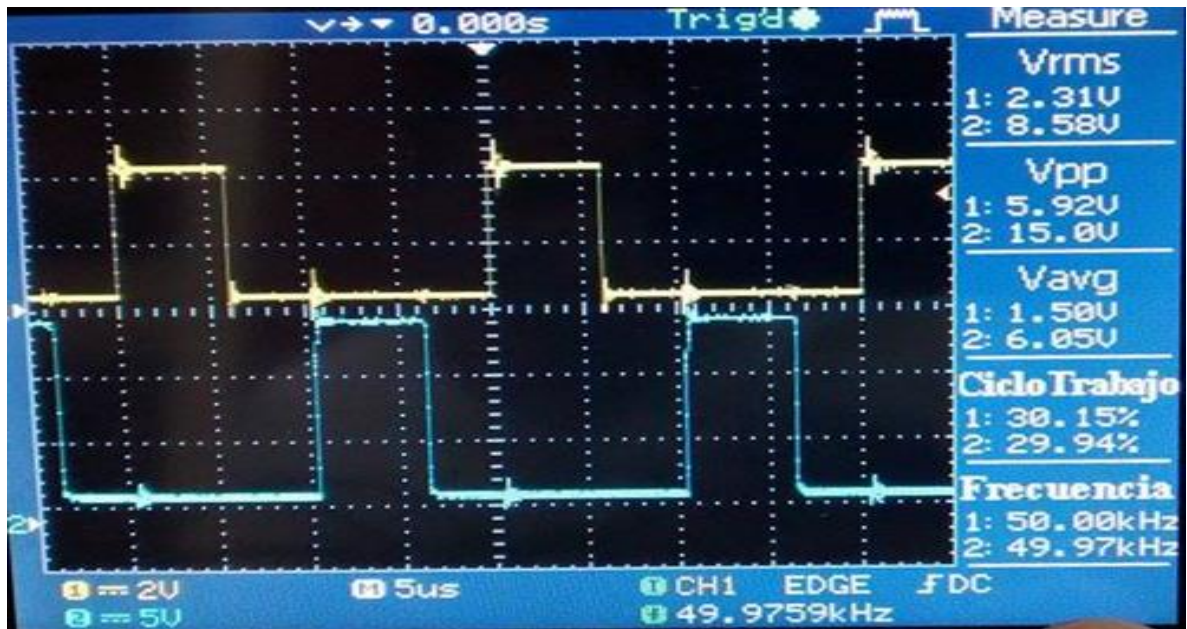
4.2 SEÑALES DE ACTIVACIÓN PARA EL DISPARO DE LOS MOSFET

Se configuró el microcontrolador para manejar frecuencias desde los $10k[Hz]$ a $70k[Hz]$, y un ciclo de trabajo desde el 10% al 40% logrando de esta forma variar la tensión RMS de la señal de salida rectificada del convertidor *Full-Bridge*.

En la Figura 25 y la

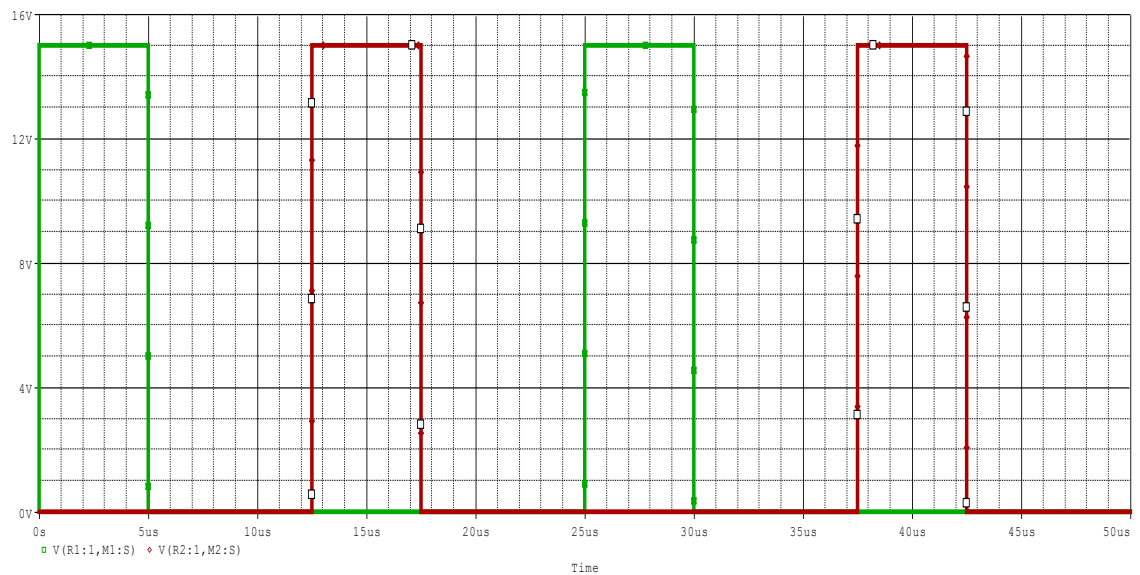
Figura **26** se muestra las señales de disparo aplicadas en los terminales *Gate* y *Source* de los MOSFET.

Figura 25. Señales de activación PWM1 y PWM2 aplicadas a los MOSFET.



Fuente Autores.

Figura 26. Simulación Señales PWM1 y PWM2 aplicadas a los MOSFET.

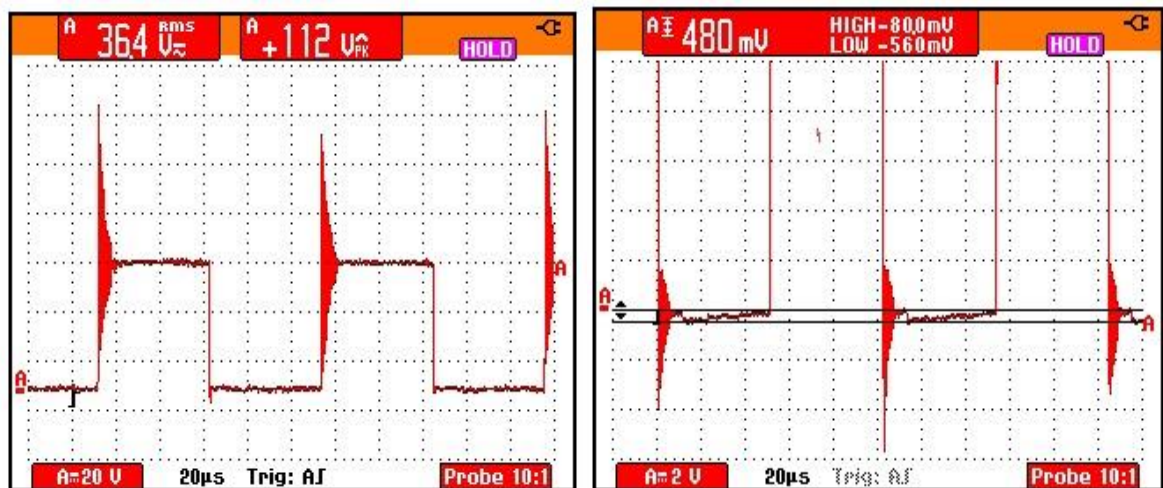


Fuente Autores.

4.3 FUNCIONAMIENTO CONVERTIDOR *FULL-BRIDGE*

Con el fin de conocer las pérdidas de tensión producidas por el diodo de libre marcha en el MOSFET de potencia, se procede a tomar la señal en los terminales *Drain – Source* del transistor. En las siguientes figuras se observa la tensión V_{DS} en el interruptor y las pérdidas generadas por el diodo en anti paralelo. Teniendo en cuenta esta caída de tensión, la conmutación no se realiza entre V_{CC} y $0V$, si no entre V_{CC} y V_{diode} que por lo general es de $0.4[V]$.

Figura 27. Tensión *Drain – Source* en los transistores de conmutación.

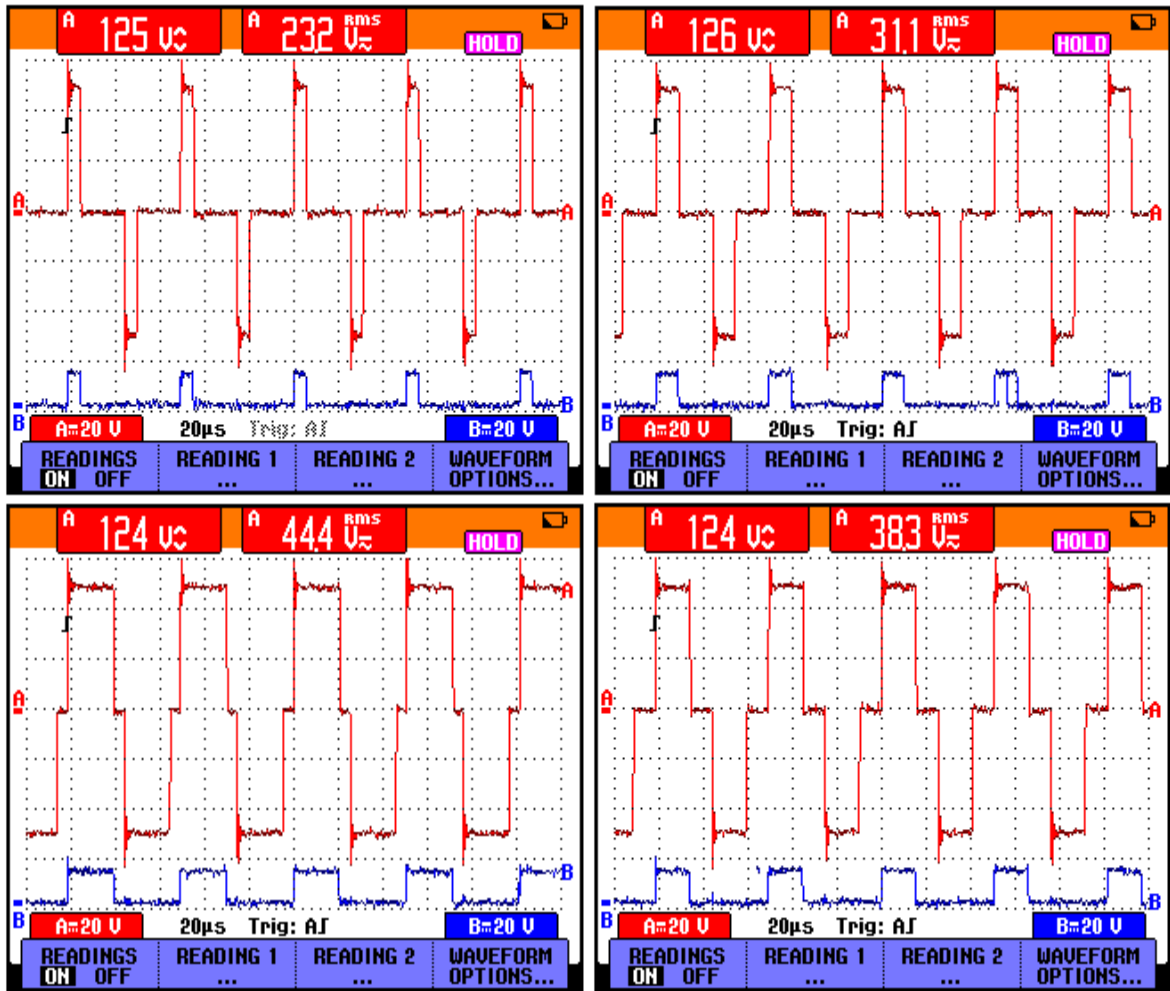


Fuente Autores.

4.4 CONVERTIDOR *FULL-BRIDGE* COMO INVERSOR CON CARGA RESISTIVA

Esta prueba se realiza a una frecuencia de conmutación de $20k[Hz]$, variando el ciclo de trabajo desde 10% a 40%, comparando la tensión RMS de la carga (rojo) con la señal PWM aplicada en V_{GS} de los transistores (azul).

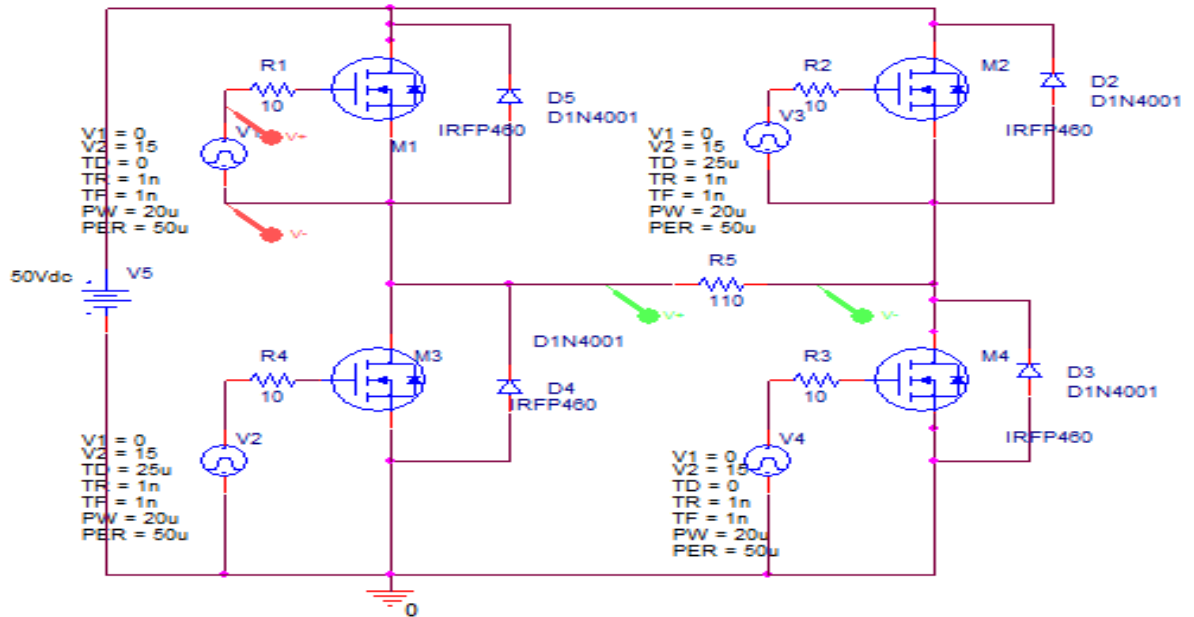
Figura 28. Variación de frecuencia y ciclo de trabajo.



Fuente Autores.

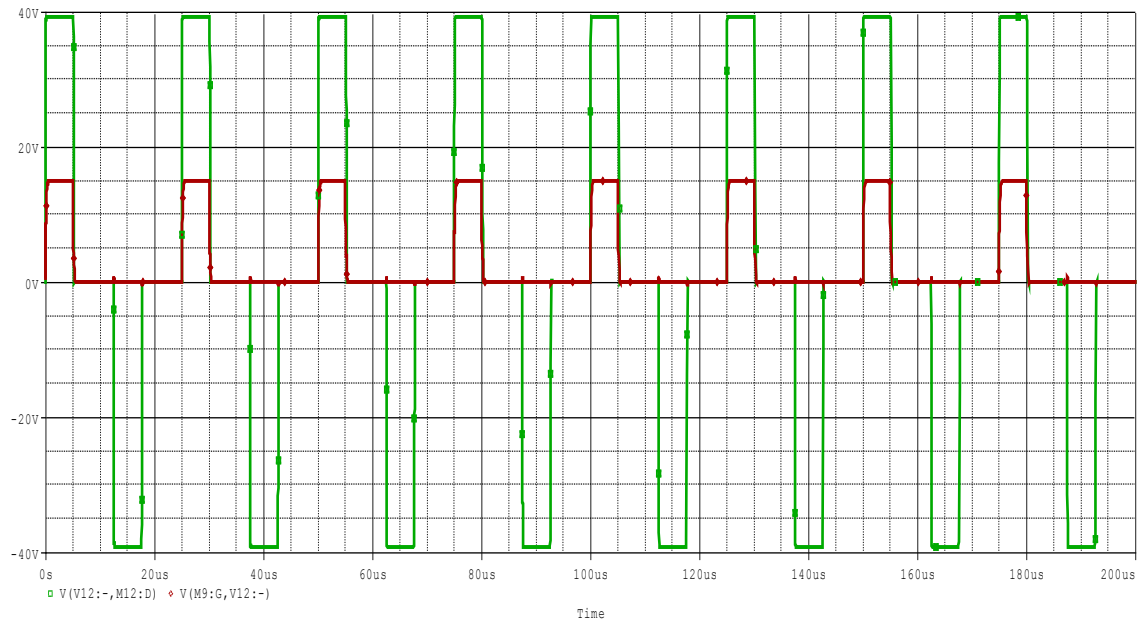
En la esquina superior izquierda, $D = 10\%$, esquina superior derecha, $D = 20\%$, esquina inferior izquierda, $D = 30\%$ y en la esquina inferior derecha $D = 40\%$.

Figura 29. Esquemático convertidor *Full-Bridge* como inversor con carga resistiva.



Fuente Autores.

Figura 30. Simulación convertidor *Full-Bridge* como inversor con carga resistiva.



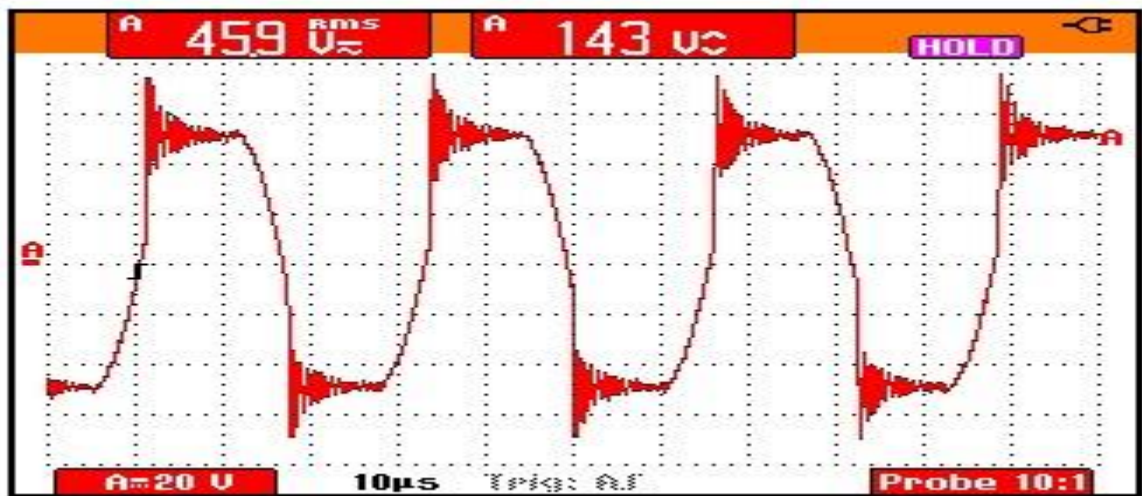
Fuente Autores.

Comparando los resultados de la simulación previa con los resultados obtenidos en las pruebas experimentales se verifica que la tensión vista en la carga depende directamente de la variación del ciclo de trabajo en la conmutación de los transistores.

4.5 FULL-BRIDGE ALIMENTADO CON UNA FUENTE DE 50[V] Y CARGA RL.

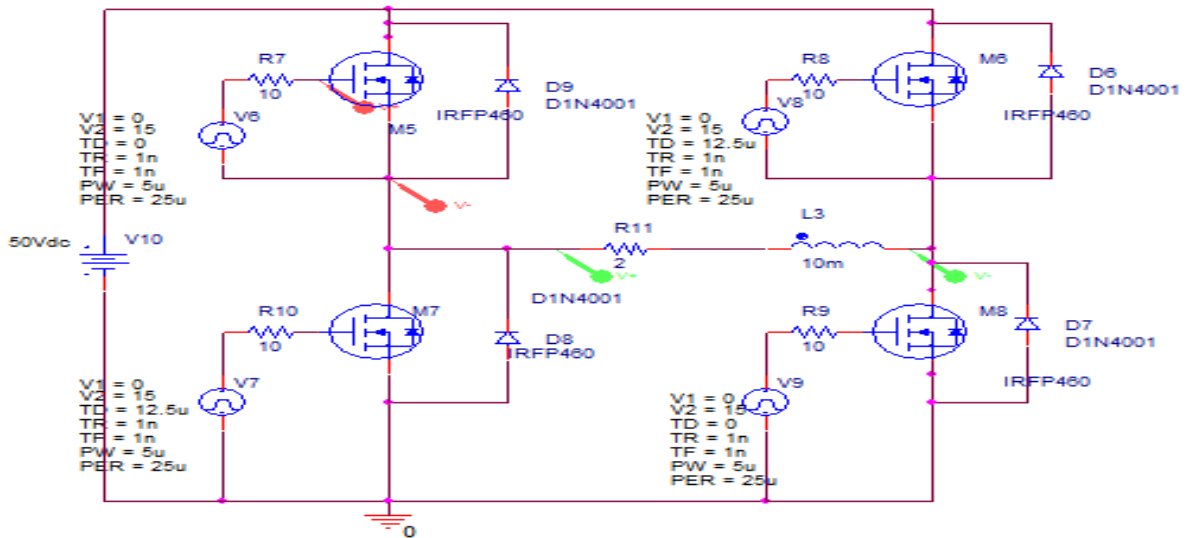
Con el fin de verificar los resultados entre simulación y prueba experimental de la tensión vista en los terminales del convertidor *Full-Bridge* con una carga RL alimentada a una tensión de 50[V] , se muestran las siguientes imágenes:

Figura 31. Resultado experimental $f = 30k[Hz]$ y $D = 30\%$.



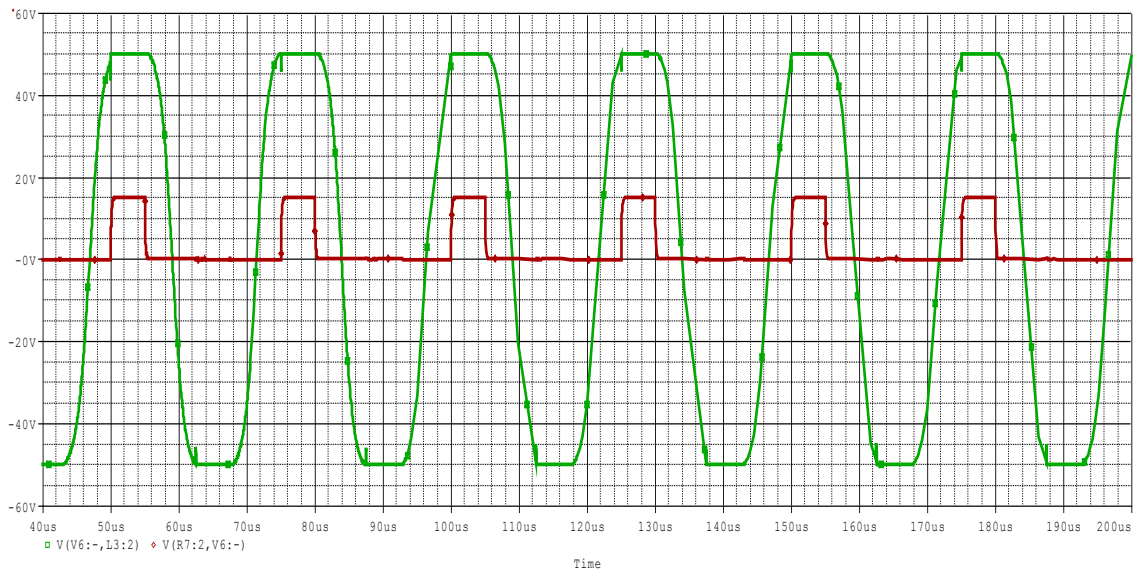
Fuente Autores.

Figura 32. Esquema *Full-Bridge* alimentado a una fuente tensión 50[V] con carga de tipo *RL*.



Fuente Autores.

Figura 33. Simulación $f = 40k[Hz]$, $D = 20\%$ y $I_c = 106.25m[A]$.



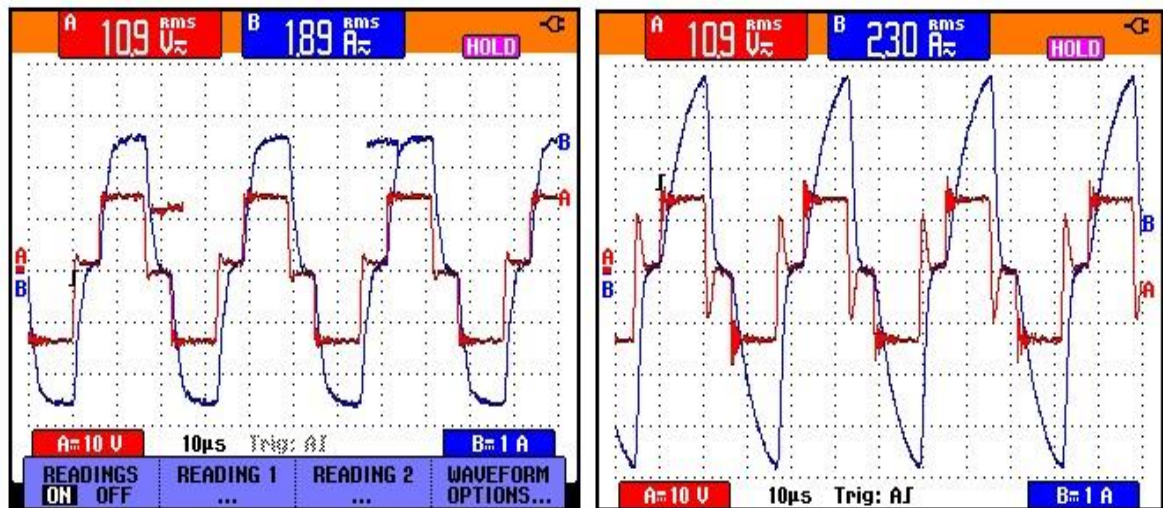
Fuente Autores.

Cuando se implementa una carga inductiva, la señal de corriente tiene una forma más sinusoidal a causa de las propiedades de filtrado. La señal de tensión presente en la carga tiene una forma cuadrada, debido a la conmutación de los interruptores, ya que las corrientes que fluyen por la bobina son bidireccionales.

4.6 FULL-BRIDGE CON TRANSFORMADOR DE POTENCIA A ALTA FRECUENCIA APLICANDO CARGA RESISTIVA EN EL SECUNDARIO

Con las siguientes pruebas se desea comprobar la corriente y tensión en el secundario del transformador de potencia implementado en la salida del convertidor *Full-Bridge*, con el fin de reducir la tensión y aumentar la corriente vista en el primario del mismo.

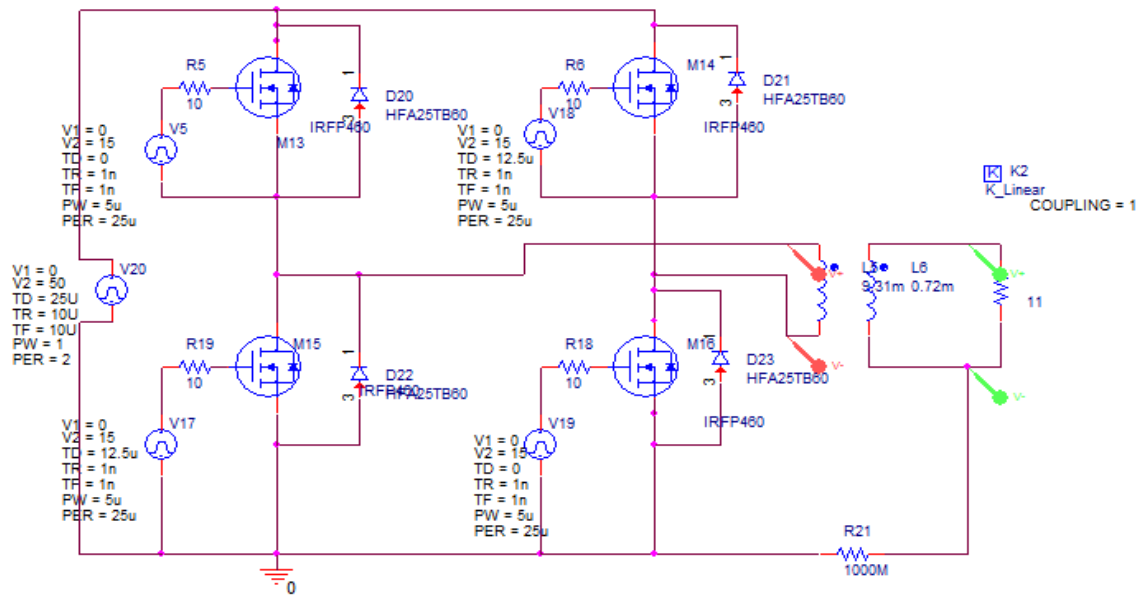
Figura 34. Resultado experimental $f = 30k[Hz]$ y $D = 30\%$ de tensión y corriente con carga resistiva de: $R = 10\Omega$ (izquierda) y $R = 5\Omega$ (derecha).



Fuente Autores.

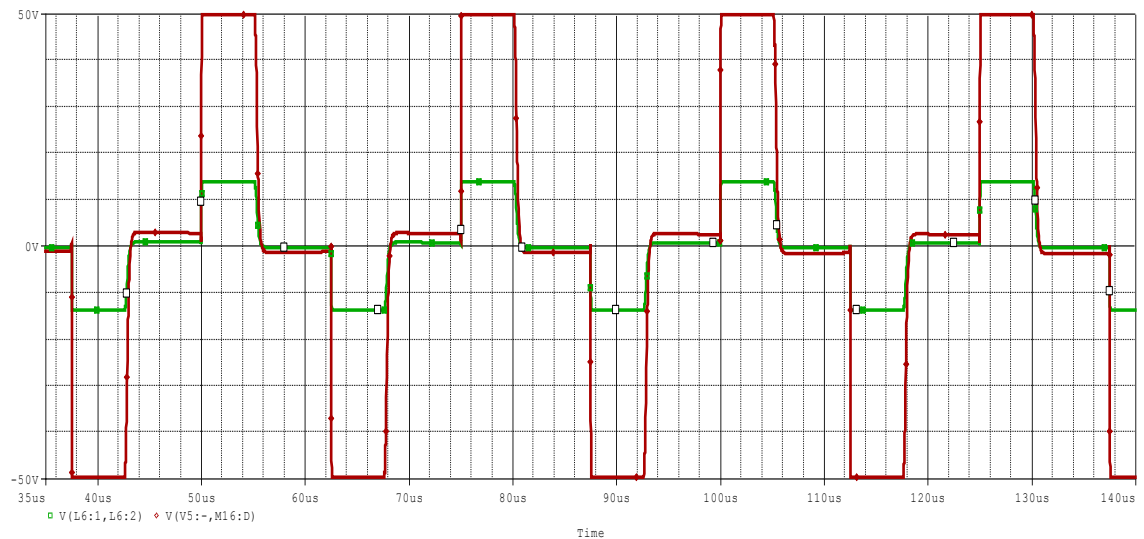
Las pruebas experimentales se realizaron con una carga resistiva (resistencias bobinadas cementadas), una desventaja de ellas es que su propiedad resistiva depende de la frecuencia, debido al efecto de auto inductivo, ya que son construidas por una bobina de hilo resistivo sobre un soporte, lo cual provoca que los instrumentos de medición muestren resultados inexactos.

Figura 35. Full-Bridge con transformador de potencia a alta frecuencia y carga en el secundario.



Fuente Autores.

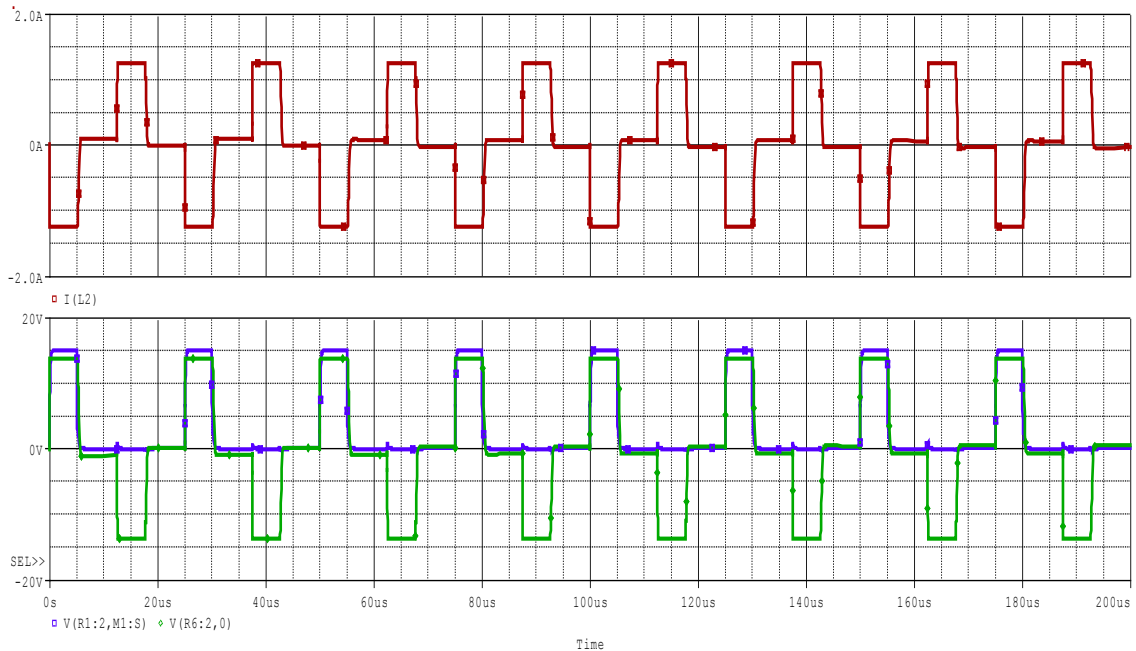
Figura 36. Simulación $f = 40k[Hz]$ y $D = 20\%$.



Fuente Autores.

El transformador implementado en la simulación de esta etapa se realiza por medio del acoplo de dos bobinas con la relación de vueltas e inductancia aproximadas al transformador real utilizado en el convertidor *Full-Bridge*. Por lo tanto se puede asemejar el comportamiento de la señal del primario y secundario del transformador, como se muestra en la Figura 36.

Figura 37. Simulación $f = 40k[Hz]$ y $D = 20\%$.

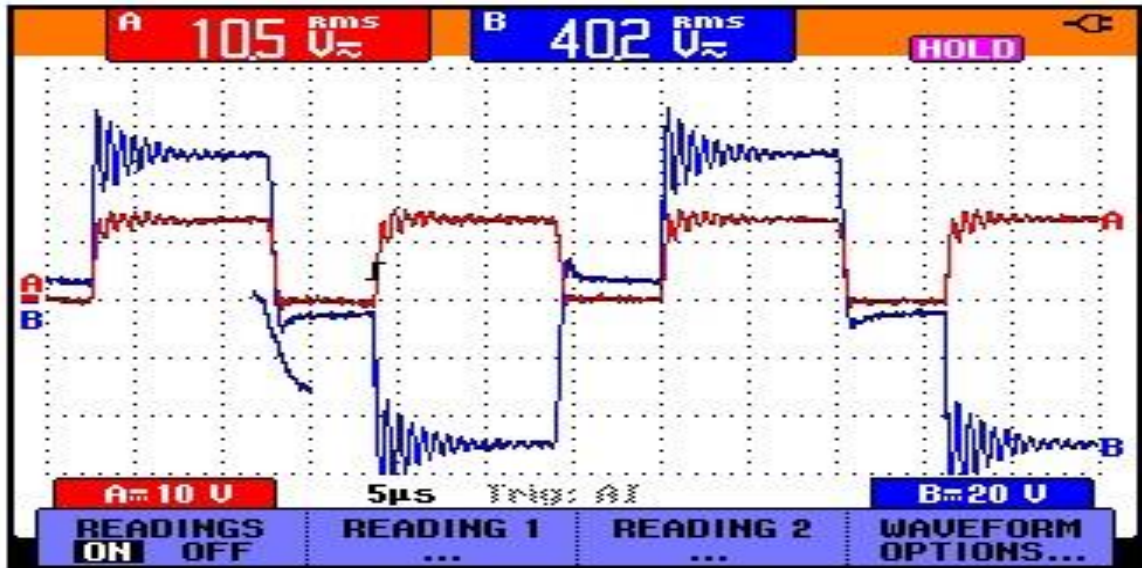


Fuente Autores.

4.7 FULL-BRIDGE CON RECTIFICADOR

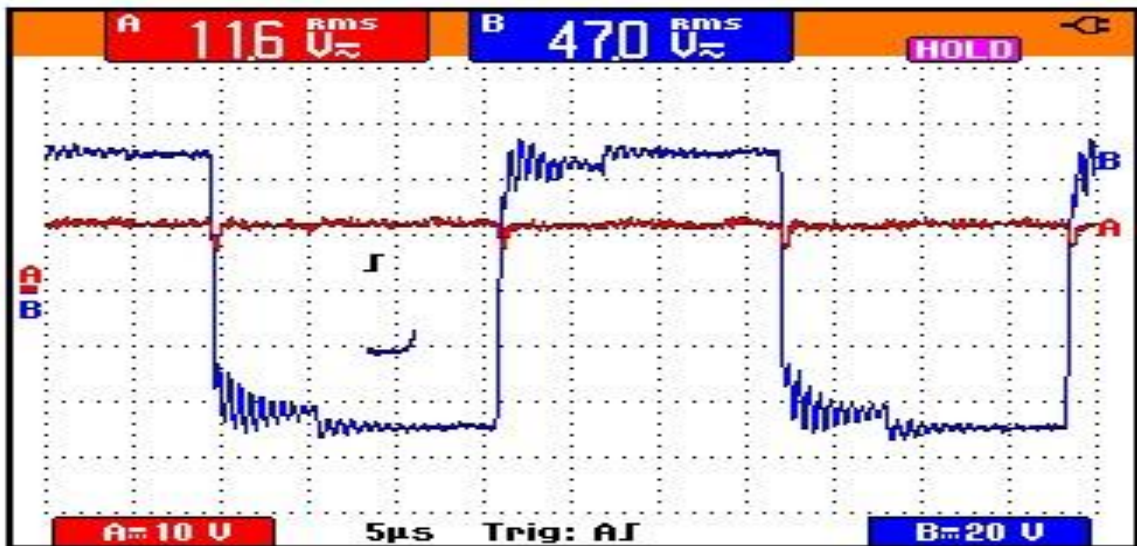
Para realizar esta prueba, se añadió la etapa de rectificación al secundario del transformador de potencia; dicha etapa está conformada por un puente rectificador de onda completa encargado de convertir la señal alterna en continua. Para mejorar el rizado en la señal de salida se implementa un filtro capacitivo conectado en paralelo con la carga, como se muestra en las siguientes figuras.

Figura 38. Secundario del transformador y salida rectificada sin filtro capacitivo y carga resistiva a $f = 30k[Hz]$, $D = 30\%$.



Fuente Autores.

Figura 39. Secundario del transformador y salida rectificada con filtro capacitivo y carga resistiva $f = 30k[Hz]$, $Dt = 30\%$.

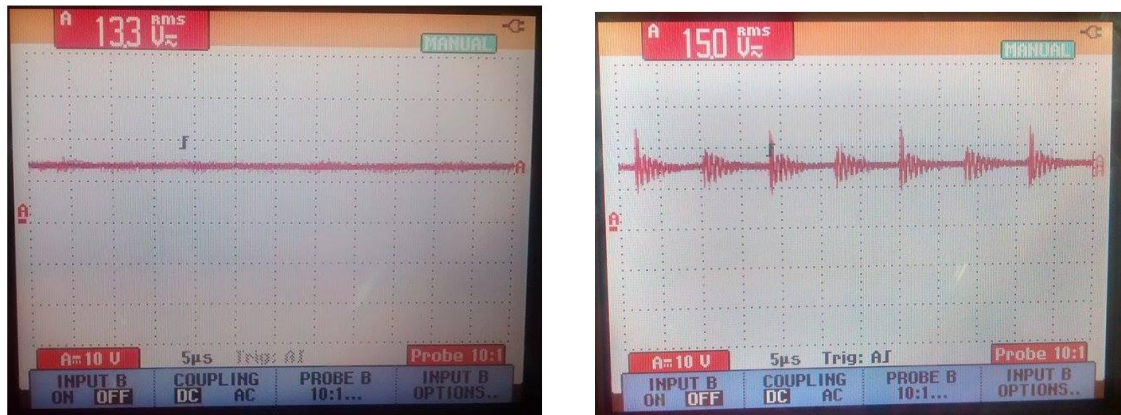


Fuente Autores.

Al añadir un filtro capacitivo a la salida del diodo de potencia, se puede observar una disminución en el rizado de la señal de continua, tal como se muestra en la Figura 39. Por medio pruebas con diferentes capacitores se determinó que con un

capacitancia de $330\mu[F]$ se disminuye el rizado aproximadamente a un 1% de su magnitud.

Figura 40. Señal de salida rectificadora y filtrada a diferentes frecuencias, $D = 30\%$ $f = 30k[Hz]$ (izquierda) y $f = 60k[Hz]$ (derecha).

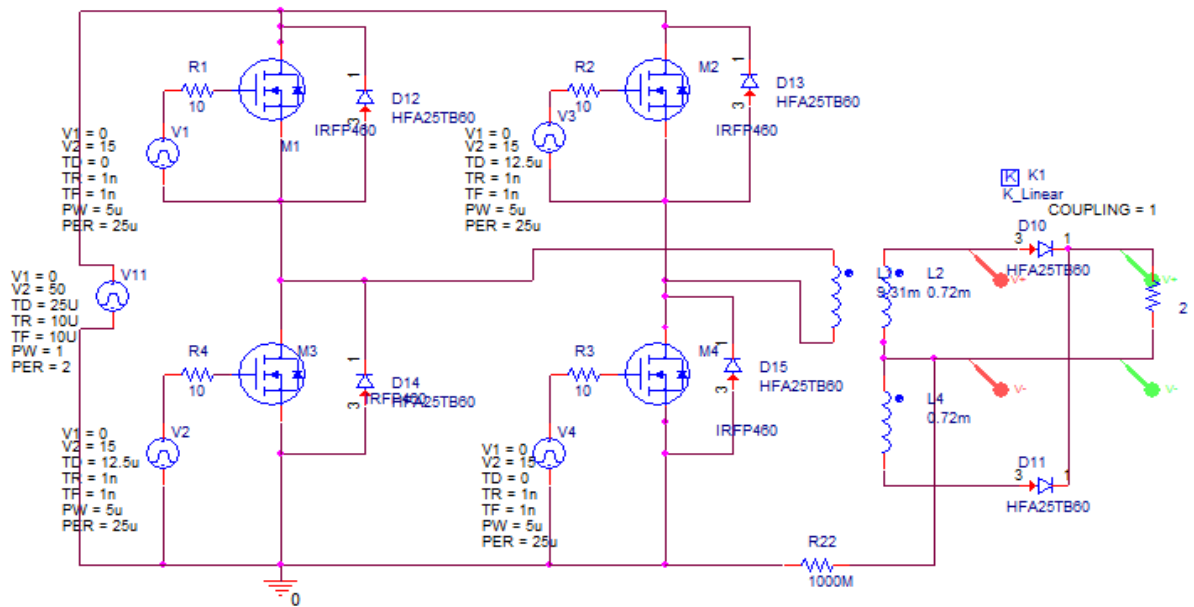


Fuente Autores.

Debido a que en este proyecto la frecuencia de conmutación es variable, y el rizado en la señal de salida de los diodos se encuentra a esa misma frecuencia, el valor del filtro capacitivo también debe variar. En la

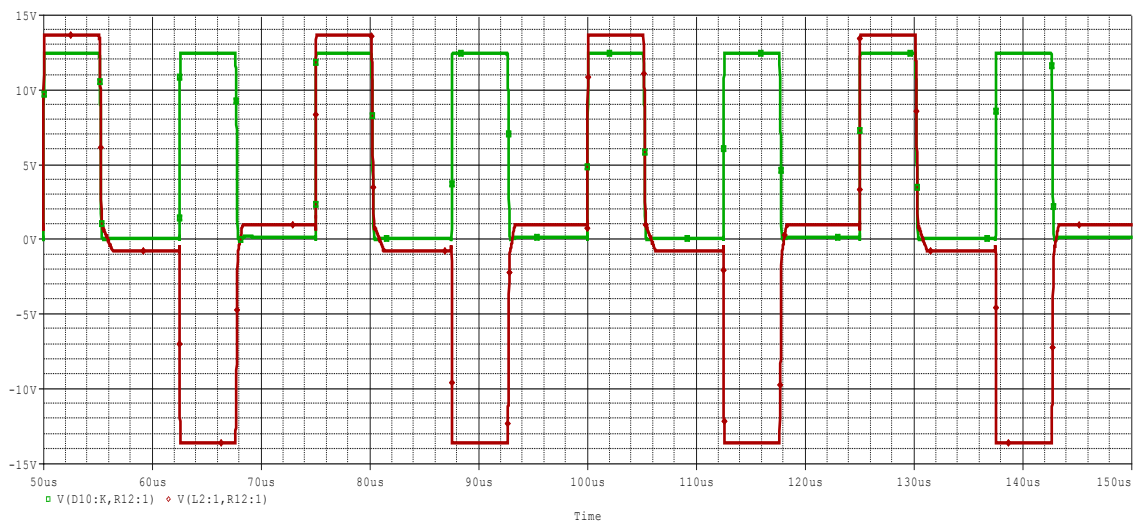
Figura 40 se puede observar la señal de tensión de salida filtrada con una capacitancia de $330[\mu F]$ a diferentes frecuencias.

Figura 41. Esquema convertidor Full-Bridge y etapa rectificadora.



Fuente Autores.

Figura 42. Simulación convertidor Full-Bridge y etapa rectificadora.



Fuente Autores.

4.8 PRUEBA EXPERIMENTAL CON CARGA DE 11[Ω] A DIFERENTES TENSIONES, VARIANDO FRECUENCIA Y CICLO DE TRABAJO.

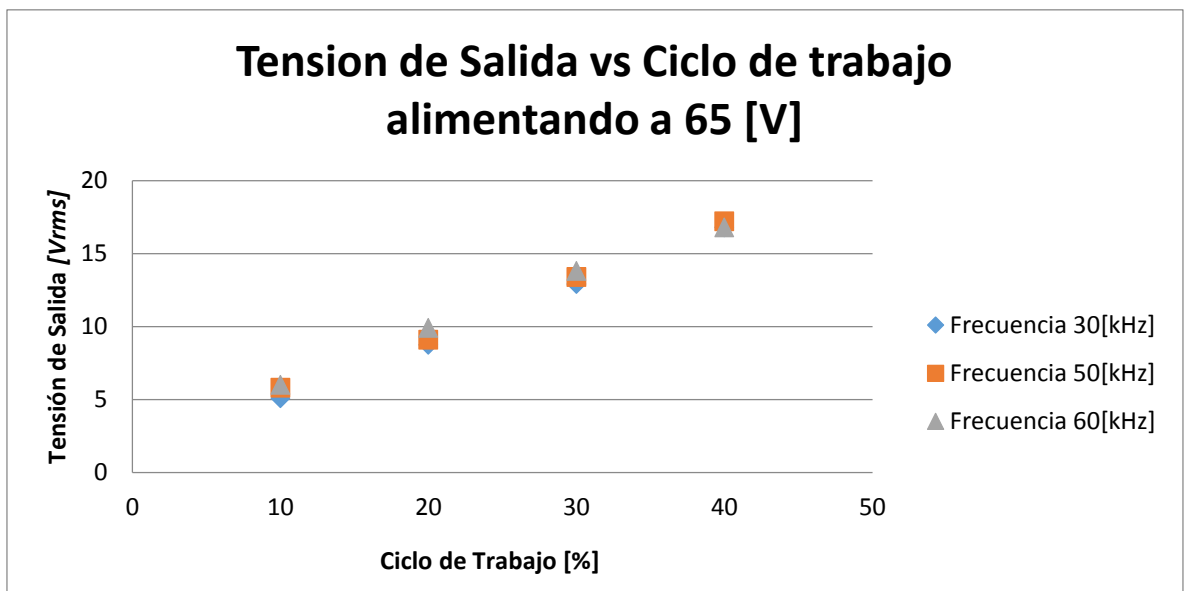
Para llevar a cabo estas pruebas se analizó la tensión en una carga resistiva ($R = 11\Omega$) en la salida continua del convertidor *Full-Bridge*, variando la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo. En la Tabla 2 se exponen los resultados obtenidos al realizar dichas variaciones.

Tabla 2. Cuadro comparativo de las Tensiones de salida contra la tensión de entrada (65v, 75v) conmutando a diferentes frecuencias y diferentes ciclos de trabajo.

Tensión de Entrada [V]	Frecuencia [kHz]	Ciclo de Trabajo [%]	Tensión de Salida [VRMS]
65.0	30	10	5,09
		20	8,75
		30	12,9
		40	16,8
	50	10	5,8
		20	9,1
		30	13,4
		40	17,2
	60	10	6
		20	9,9
		30	13,8
		40	16,8
75.0	30	10	6,1

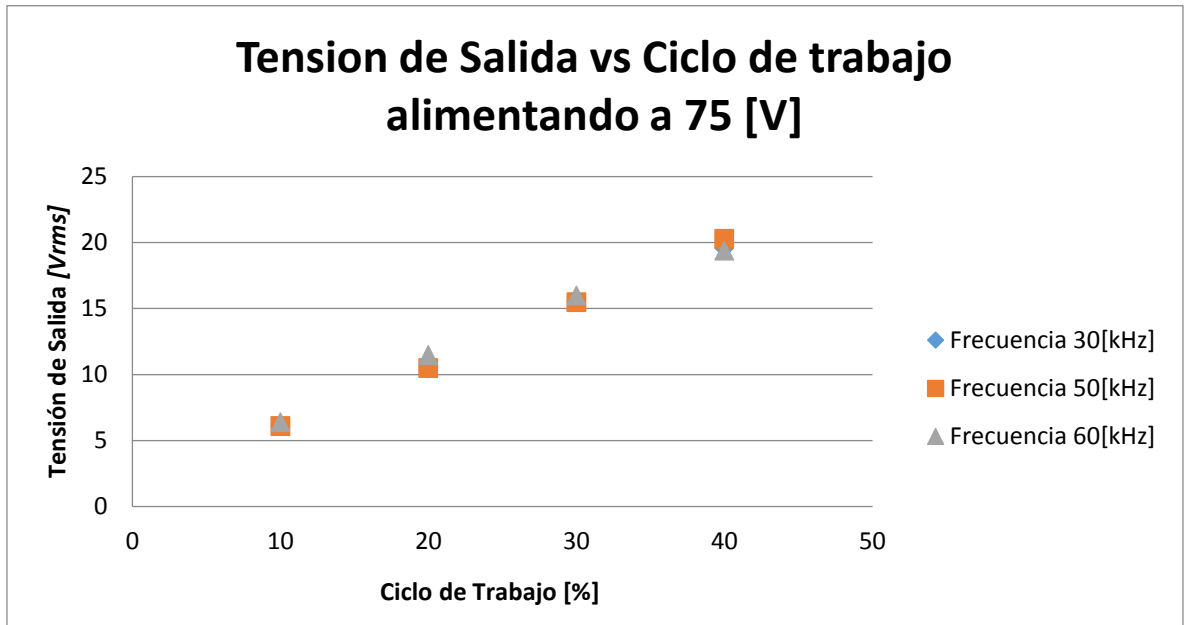
		20	10,6
		30	15,5
		40	19,6
	50	10	6,1
		20	10,5
		30	15,5
		40	20,3
	60	10	6,4
		20	11,5
		30	16
		40	19,4

Figura 43. Tensión de Salida contra Ciclo de Trabajo, utilizando una alimentación de 65[V] y conmutando a 3 frecuencias diferentes y variando los ciclos de trabajo.



Fuente Autores.

Figura 44. Tensión de Salida contra Ciclo de Trabajo, utilizando una alimentación de 75[V] y conmutando a 3 frecuencias diferentes y variando los ciclos de trabajo.



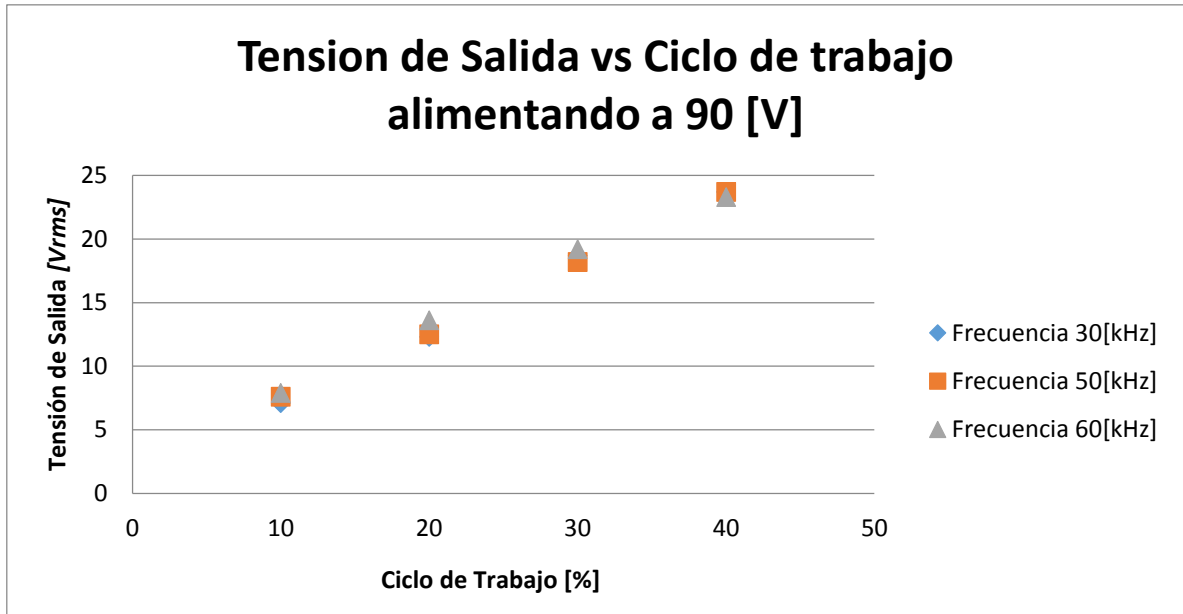
Fuente Autores.

Tabla 3 Cuadro comparativo de las Tensiones de salida contra la tensión de entrada (90v, 110v) conmutando a diferentes frecuencias y diferentes ciclos de trabajo.

Tensión de Entrada [V]	Frecuencia [kHz]	Ciclo de Trabajo [%]	Tensión de Salida [VRMS]
90.0	30	10	7,1
		20	12,3
		30	18,7
		40	23,7
	50	10	7,6
		20	12,5
		30	18,2

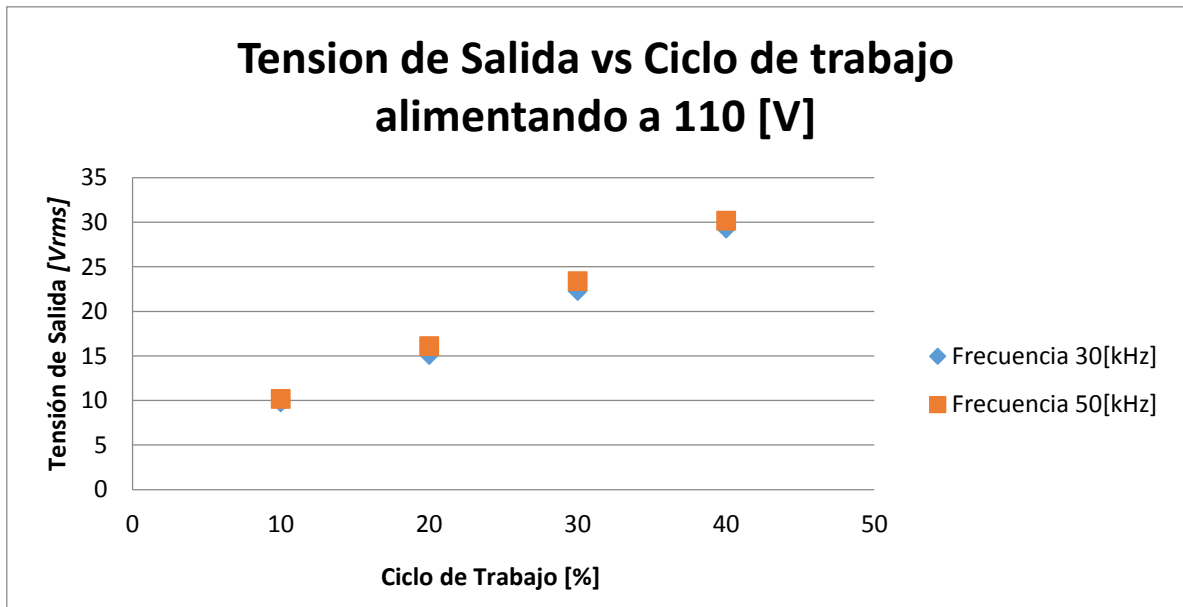
		40	23,7
		10	7,9
		20	13,6
		30	19,2
	60	40	23,3
110.0	30	10	9,8
		20	15,1
		30	22,3
		40	29,3
	50	10	10,2
		20	16,1
		30	23,4
		40	30,2
	60	10	
		20	
		30	
		40	

Figura 45 Tensión de Salida contra Ciclo de Trabajo, utilizando una alimentación de 90[V] y conmutando a 3 frecuencias diferentes y variando los ciclos de trabajo.



Fuente Autores.

Figura 46 Tensión de Salida contra Ciclo de Trabajo, utilizando una alimentación de 110[V] y conmutando a 3 frecuencias diferentes y variando los ciclos de trabajo.



Fuente Autores.

Analizando los resultados obtenidos, se observa que la tensión de la carga se mantiene, ya que no presenta cambios significativos a diferentes frecuencias de conmutación, lo cual indica que el sistema tiene un comportamiento estable.

Para la estimación de la precisión se realizan 3 veces las mismas mediciones observando mínimos cambios entre las medidas, lo cual indica que la precisión de la fuente es óptima.

4.9 EFICIENCIA

Se procede a realizar los cálculos de eficiencia eléctrica del sistema, conectado a una carga resistiva de $2[\Omega]$, con una tensión en la salida de $7.5[V]$, por medio de la ley de ohm se obtiene una corriente de $3.75[A]$.

Utilizando estos resultados se procede a hallar la potencia de salida del sistema con la ecuación (7).

$$P_{OUT} = \frac{v_{OUT}^2}{R_{CARGA}} = \frac{7.5[V]^2}{2[\Omega]} = 28.12[W] \quad (7)$$

En esta prueba, el sistema se alimentó por medio de un banco de baterías con una tensión y corriente de $V_{IN} = 48.8[V]$ y $I_{IN} = 0.7[A]$ respectivamente, por lo cual la potencia de entrada o entregada al sistema es:

$$P_{IN} = V_{IN} * I_{IN} = 48.8[V] * 0.7[A] = 34.16[W]$$

Para calcular la eficiencia del sistema se utiliza la ecuación (8):

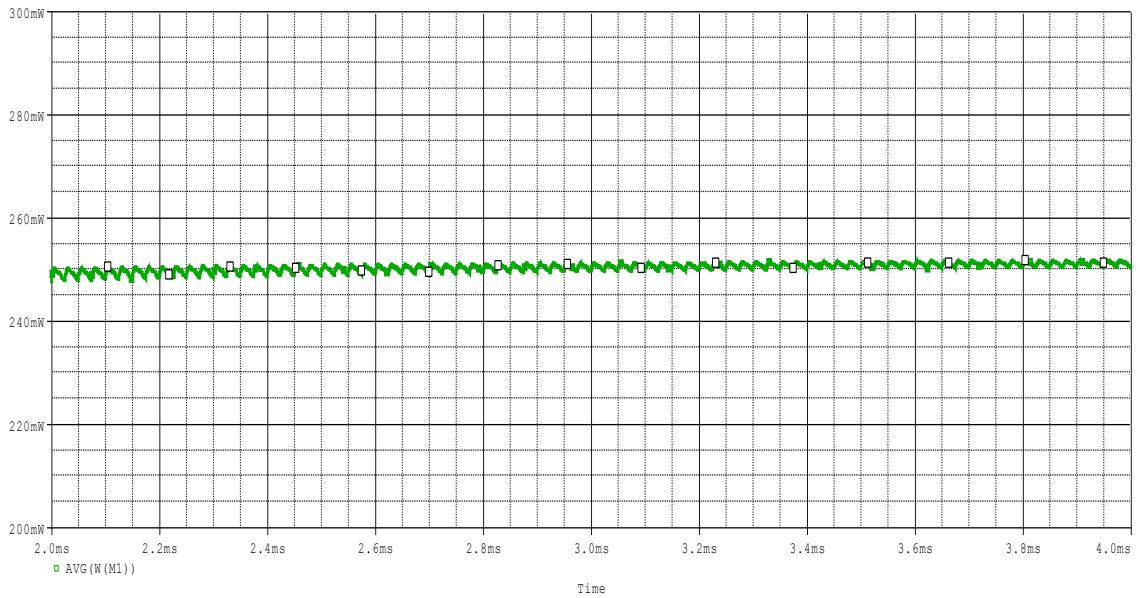
$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} * 100 \quad (8)$$

donde $P_{OUT} = 28.12[W]$ y $P_{IN} = 34.16[W]$, lo cual da una eficiencia de $\eta = 82.31\%$.

4.9.1 Eficiencia Teórica

Para conocer la eficiencia eléctrica teórica del sistema, se simula el circuito de la Figura 41 para conocer las potencias de entrada y salida del sistema. De igual forma se miden las pérdidas en los MOSFET y los diodos de potencia. Este resultado se observa en las siguientes figuras y Anexo b.

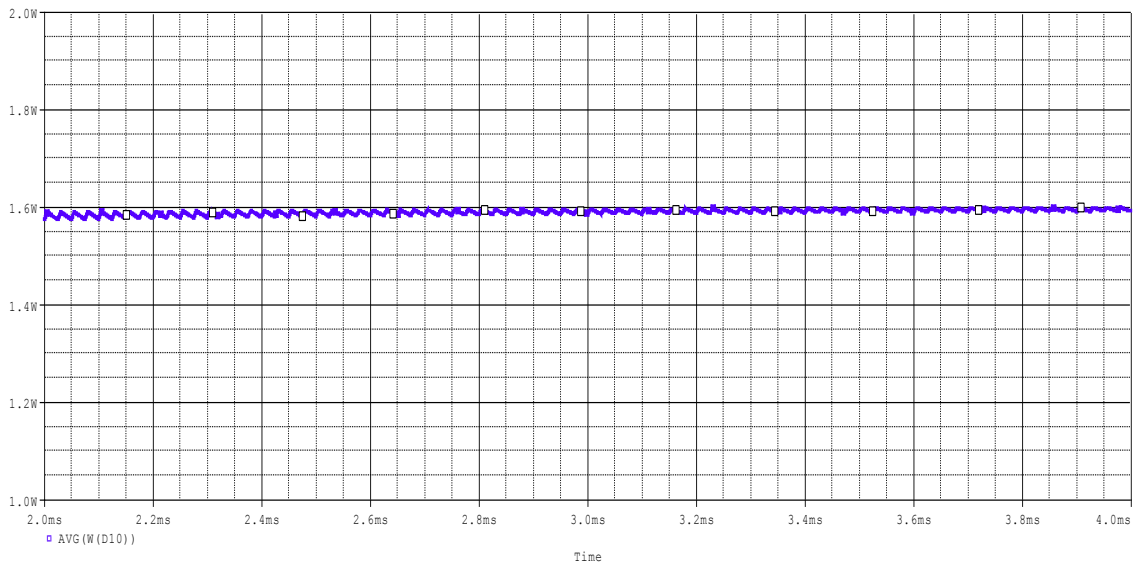
Figura 47. Perdidas de potencia en los MOSFET.



Fuente Autores.

El resultado anterior se obtiene del MOSFET Q_1 (Figura 41), sin embargo, para Q_2 , Q_3 y Q_4 el resultado es el mismo, presentando una potencia $P = 242m[W]$.

Figura 48. Perdidas de potencias en los diodos.



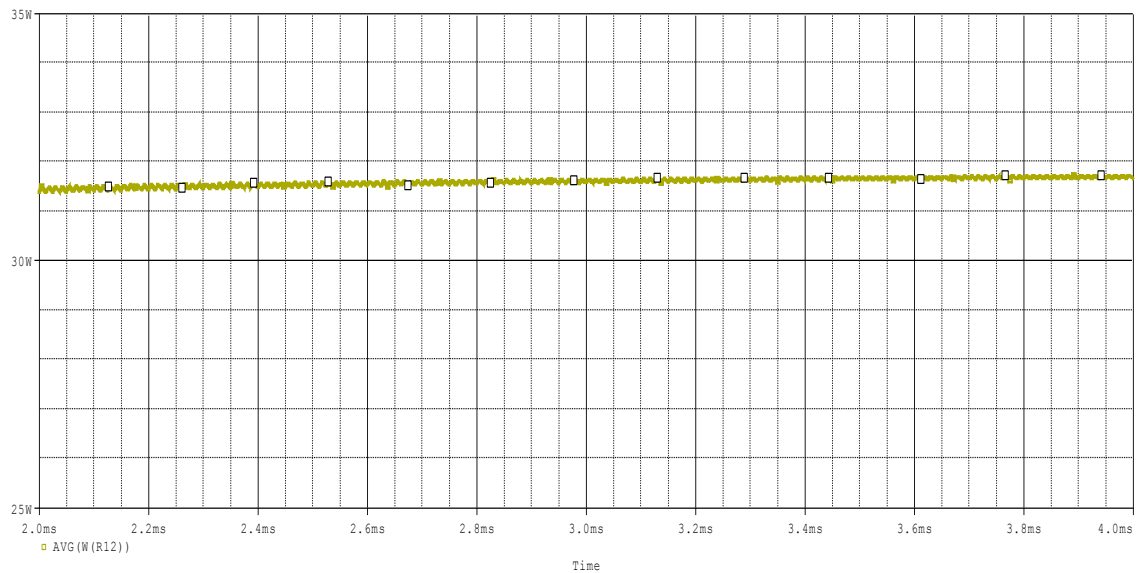
Fuente Autores.

En la gráfica anterior se muestran las pérdidas en los diodos de potencia, siendo de igual magnitud para ambos (D_{10} y D_{11}) de un valor de $P = 1.55[W]$.

La Figura 49 y la Fuente Autores.

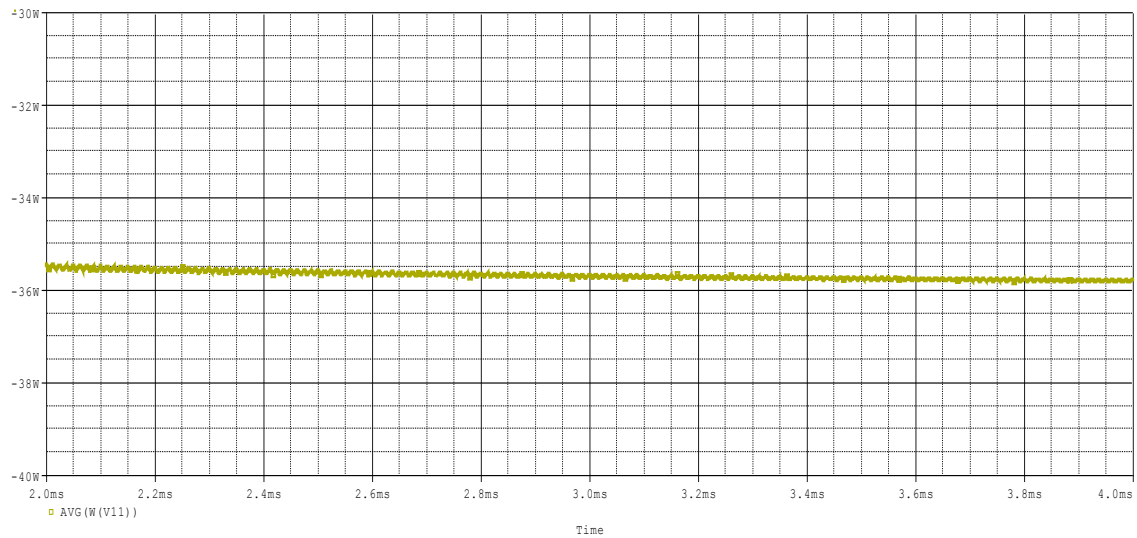
Figura 50 representan la potencia de entrada y salida medidas en la carga y la fuente de alimentación del sistema respectivamente.

Figura 49. Potencia en la carga (R_{12}).



Fuente Autores.

Figura 50. Potencia en la fuente de alimentación DC.



Fuente Autores.

Según los resultados anteriores, la potencia medida en la carga (R_{12}) es igual a $P = 31.5[W]$ y en la fuente de alimentación es de $P = 35.5[W]$.

Una vez obtenidos los resultados anteriores, se realizan los cálculos necesarios para hallar la eficiencia total del sistema utilizando **(8)**:

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{31.5}{35.5} * 100 = 88.73\%$$

5 CONCLUSIONES

1. Se presentó la implementación de una fuente DC empleando un convertidor *Full-Bridge* de frecuencia variable con un microcontrolador que gobierna la acción de control, en la variación del ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación. El funcionamiento del mismo fue validado mediante resultados de simulación y pruebas de laboratorio.
2. La conmutación de los transistores de potencia, corresponden a 4 señales PWM organizadas en pares, dos están desfasadas 180° con respecto a las otras; la estabilidad del sistema depende de la correcta sincronización de estas señales, ya que de lo contrario los dispositivos causarían un corto entre ellos a causa del solapamiento entre los PWM, de acuerdo a esto, se configuró el *Full-Bridge* con un tiempo muerto igual al 10% del ciclo de trabajo, evitando cualquier tipo de problema de conmutación.
3. Debido a que las señales PWM de activación, se aplican de manera individual entre *Gate* y *Source* de cada MOSFET, es necesario que cada señal se encuentre referenciada a una tierra diferente, de lo contrario la tensión vista entre estos terminales puede variar y no ser adecuada para activar el dispositivo, por lo tanto es necesario emplear un circuito de disparo, encargado de proporcionar las tierras aisladas y la amplitud necesaria del PWM para ejecutar la conmutación.
4. Los opto-acopladores permiten conseguir un buen aislamiento eléctrico entre el circuito de potencia y el microcontrolador, ya que transfiere la energía entre dos partes sin que ellas se lleguen a conectar directamente, por lo cual no permite transportar potencia, sólo señal, siendo necesaria una fuente de alimentación auxiliar.
5. La estrategia de control a lazo abierto implementada con el micro-controlador PIC18F4520, permitió realizar la variación de frecuencia y ciclo de trabajo de las señales PWM aplicadas a los transistores de forma satisfactoria.
6. Se comprobó que la Tensión *RMS* máxima vista desde el primario del transformador de alta frecuencia, depende proporcionalmente de la tensión de alimentación en continua aplicada al convertidor *Full-Bridge*, de igual forma esta tensión varía según el ciclo de trabajo de la señal de conmutación.

En un rango de trabajo entre el 40 y 50% se obtiene aproximadamente el valor de la tensión de continua suministrada al convertidor.

7. Para obtener la señal de salida de un convertidor *Full-Bridge* en forma continua, es necesario implementar diodos de rápida respuesta debido a la alta frecuencia de conmutación del convertidor, estos diodos pueden soportar altos valores de tensión (*Voltaje máximo entre ánodo y cátodo* (V_R): 600 [V]) con pequeñas caídas de tensión.
8. Se verificó por medio de simulaciones previas con el software Cadence® Orcad®, el funcionamiento del convertidor implementado en las diferentes configuraciones como *Full-Bridge* con carga resistiva, *Full-Bridge* con carga *RL*, *Full-Bridge* con Transformador de potencia, *Full-Bridge* con etapa de salida rectificadora y filtrada, comparándolas con los resultados obtenidos experimentalmente en las pruebas de laboratorio.
9. Se comprobó la estabilidad del sistema mediante largos lapsos de trabajo de la fuente DC, observando que no se presentan variaciones en sus respuestas por diferentes factores que puedan afectarlos como es la temperatura, picos de corriente y tensión en el convertidor, permaneciendo en el mismo rango de operación durante el tiempo de ejecución.

6 RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS

1. Es necesario utilizar instrumentos de medición totalmente aislados de tierra, ya que pueden ocasionar funcionamientos no esperados en el circuito.
2. Al momento de seleccionar los dispositivos de protección como varistores y termistores, es importante verificar sus parámetros eléctricos, ya que la mala elección de los mismos puede ocasionar daños en los elementos sensibles a causa de picos de tensión y cambios bruscos de corriente.
3. Para implementar una fuente DC en PCB empleando un convertidor *Full-Bridge*, es importante considerar la distancia y el ancho preciso para que los caminos de potencia en la tarjeta impresa no generen arcos de tensión debido al inapropiado aislamiento entre ellos.
4. Para la implementación del *Full-Bridge* es importante que los transistores utilizados sean de las mismas referencias, ya que se pueden presentar inconvenientes entre sus parámetros eléctricos afectando la señal de salida del convertidor presentando diferencias en la simetría de la misma.
5. Se recomienda a los estudiantes realizar sus trabajos de grados enfocados en la electrónica industrial, ya que representa un amplio campo de conocimiento teórico y práctico, los cuales sirven como preparación para su desempeño como ingeniero.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] A. Sedra and K. Smith, *Circuitos Microelectrónicos*, 5th ed. Mc Graw Hill, 2006, p. 1277.
- [2] H. R. Muhammad, *Electrónica de Potencia, Circuitos Dispositivos y Aplicaciones*, 3rd ed. Prentice Hall, 2003, p. 912.
- [3] D. W. Hart, *Electrónica de Potencia*, 1st ed. Prentice Hall, 2001, p. 472.
- [4] F. Miyara, "Rectificación," *Univ. Nac. Rosario*, pp. 1–30, 2002.
- [5] D. Ramirez, "Fuentes de Alimentación," 2011. [Online]. Available: http://www.sase.com.ar/2011/files/2010/11/SASE2011-Fuentes_de_alimentacion.pdf.
- [6] A. E. Tasco and M. A. Rojas, "Diseño de una Interfaz Gráfica en Labview E Implementación de un Controlador Electrónico para Motores de Inducción Trifásicos Utilizando Microcontroladores de Propósito Específico," Universidad Industrial de Santander, 2013.
- [7] T. R. Kuphaldt, *Lessons In Electric Circuits*, 5th ed., vol. III. Open Book Project, 2009, pp. 1–526.
- [8] C. Flores, "Modulaciones de Ancho de Pulso," *Univ. Autónoma Metrop.*, no. 1, pp. 1–28, 2009.
- [9] I. Sakibul, N. Farah, and N. Nazmul, "Ac Sine Wave Generation by Using Spwm Inverter," BRAC University, 2012.
- [10] Microchip, "Enhanced Flash Microcontrollers With 10-Bit A/D and NanoWatt Technology," pp. 1–390, 2004.
- [11] F. E. Valdés and R. Pallás, *Microcontroladores: Fundamentos y Aplicaciones con PIC*, 1st ed. MARCOMBO, 2007, pp. 1–335.
- [12] C. Díaz, "Fuentes de Alimentación," 2012. [Online]. Available: <http://electronica.webcindario.com/tutoriales/fuentes10.htm>.
- [13] L. Garcia, "Electrónica de Potencia," 2008. [Online]. Available: http://www.gte.us.es/~leopoldo/index_es.html.
- [14] AVAGO, "2.5 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler," pp. 1–24, 2013.

- [15] Y. Rincon, "Diseño e Implementacion de un transformador de Potencia a Alta Frecuencia," Universidad Industrial de Santander, 2012.

BIBLIOGRAFIA

- [1] A. E. Tasco and M. A. Rojas, "Diseño de una Interfaz Gráfica en Labview E Implementación de un Controlador Electrónico para Motores de Inducción Trifásicos Utilizando Microcontroladores de Propósito Específico," Universidad Industrial de Santander, 2013.
- [2] A. Sedra and K. Smith, *Circuitos Microelectrónicos*, 5th ed. Mc Graw Hill, 2006, p. 1277.
- [3] AVAGO, "2.5 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler," pp. 1–24, 2013.
- [4] C. Díaz, "Fuentes de Alimentación," 2012. [Online]. Available: <http://electronica.webcindario.com/tutoriales/fuentes10.htm>.
- [5] C. Flores, "Modulaciones de Ancho de Pulso," *Univ. Autónoma Metrop.*, no. 1, pp. 1–28, 2009.
- [6] D. Ramirez, "Fuentes de Alimentación," 2011. [Online]. Available: http://www.sase.com.ar/2011/files/2010/11/SASE2011-Fuentes_de_alimentacion.pdf.
- [7] D. W. Hart, *Electrónica de Potencia*, 1st ed. Prentice Hall, 2001, p. 472.
- [8] F. E. Valdés and R. Pallás, *Microcontroladores: Fundamentos y Aplicaciones con PIC*, 1st ed. MARCOMBO, 2007, pp. 1–335.
- [9] F. Miyara, "Rectificación," *Univ. Nac. Rosario*, pp. 1–30, 2002.
- [10] H. R. Muhammad, *Electrónica de Potencia, Circuitos Dispositivos y Aplicaciones*, 3rd ed. Prentice Hall, 2003, p. 912.
- [11] I. Sakibul, N. Farah, and N. Nazmul, "Ac Sine Wave Generation by Using Spwm Inverter," BRAC University, 2012.
- [12] L. Garcia, "Electrónica de Potencia," 2008. [Online]. Available: http://www.gte.us.es/~leopoldo/index_es.html.
- [13] Microchip, "Enhanced Flash Microcontrollers With 10-Bit A/D and NanoWatt Technology," pp. 1–390, 2004.
- [14] T. R. Kuphaldt, *Lessons In Electric Circuits*, 5th ed., vol. III. Open Book Project, 2009, pp. 1–526.

- [15] Y. Rincon, "Diseño e Implementacion de un transformador de Potencia a Alta Frecuencia," Universidad Industrial de Santander, 2012.

ANEXOS

Anexo a Hojas de Datos de los Elementos Electrónicos Utilizados.

Figura 51 Hoja de datos KBPC2506



KBPC15, 25, 35/W SERIES

15, 25, 35A HIGH CURRENT BRIDGE RECTIFIER

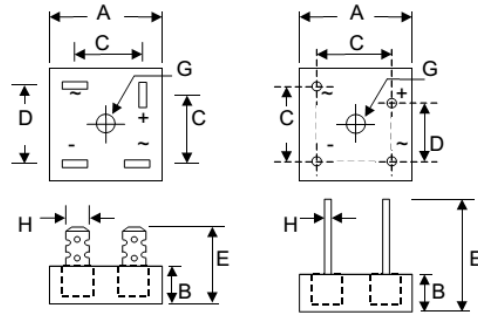
Features

- Diffused Junction
- Low Reverse Leakage Current
- Low Power Loss, High Efficiency
- Electrically Isolated Metal Case for Maximum Heat Dissipation
- Case to Terminal Isolation Voltage 2500V
- UL Recognized File # E157705

Mechanical Data

- Case: Metal Case with Electrically Isolated Epoxy
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Symbols Marked on Case
- Mounting: Through Hole for #10 Screw
- Weight: KBPC 31.6 grams (approx.)
KBPC-W 28.5 grams (approx.)
- Marking: Type Number

"W" Suffix Designates Wire Leads
No Suffix Designates Faston Terminals



Dim	KBPC		KBPC-W	
	Min	Max	Min	Max
A	28.40	28.70	28.40	28.70
B	10.97	11.23	10.97	11.23
C	15.70	16.70	17.10	19.10
D	17.50	18.50	10.90	11.90
E	22.86	25.40	30.50	—
G	Hole for #10 screw, 5.08Ø Nominal			
H	6.35 Typical		0.97Ø	1.07Ø
All Dimension in mm				

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @_{T_A}=25°C unless otherwise specified

Single Phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristics	Symbol	-00/W	-01/W	-02/W	-04/W	-06/W	-08/W	-10/W	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V _{RRM}	50	100	200	400	600	800	1000	V
Working Peak Reverse Voltage	V _{RWM}								
DC Blocking Voltage	V _R								
RMS Reverse Voltage	V _{R(RMS)}	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectifier Output Current @ _{T_C} = 60°C	I _O				15	25	35		A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms single half sine-wave Superimposed on rated load (JEDEC Method)	I _{FSM}				300	400	400		A
Forward Voltage Drop (per element)	V _{FM}				1.2				V
Peak Reverse Current At Rated DC Blocking Voltage	I _{RM}				10	1.0			µA mA
I ² t Rating for Fusing (t < 8.3ms) (Note 1)	I ² t				373	373	664		A ² s

Figura 52 Hoja de datos Termistor 10D-11.



Specifications (Disk type)

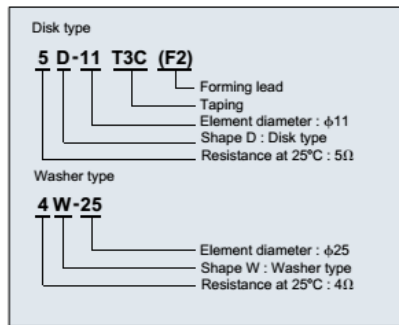
Part No.	R ₂₅ ^{*1} (Ω)	B value ^{*2} B _{25/85} (K)	Maximum energy J (W-s)	Maximum rating current at 25°C (A)	Residual resistance ^{*3} (Ω)	Dissipation factor (mW/°C)	Thermal ^{*4} time constant (s)	Rating temp (°C)	Maximum capacitance (μF)			
									AC100V	AC120V	AC220V	AC240V
3D-22	3±15%	3250±5%	40.0	5.4	0.137	29.8	130	-30~160	8,500	5,900	1,700	1,470
4D-22	4±15%	3250±5%	50.0	4.7	0.182	30.7	160	-30~160	11,000	7,600	2,200	1,900
6D-22	6±15%	3250±5%	80.0	3.9	0.274	32.4	220	-30~160	17,000	11,800	3,500	2,950
4D-18	4±15%	3250±5%	9.0	4.1	0.182	22.8	100	-30~160	2,000	1,350	410	340
5D-18	5±15%	3250±5%	11.0	3.8	0.228	24.6	120	-30~160	2,500	1,700	510	430
8D-18	8±15%	3250±5%	18.0	3.1	0.365	27.2	150	-30~160	4,100	2,800	840	710
10D-18	10±15%	3250±5%	22.0	2.8	0.456	28.2	150	-30~160	5,000	3,400	1,030	860
5D-13	5±15%	3250±5%	4.0	3.4	0.228	20.1	55	-30~160	900	620	180	150
8D-13	8±15%	3250±5%	6.0	2.7	0.365	20.3	65	-30~160	1,400	970	280	240
16D-13	16±15%	3250±5%	12.0	1.9	0.730	21.4	105	-30~160	2,800	1,900	570	480
5D-11	5±15%	3250±5%	4.0	3.3	0.228	19.0	50	-30~160	900	620	180	150
8D-11	8±15%	3250±5%	6.0	2.6	0.365	19.8	70	-30~160	1,400	970	280	240
10D-11	10±15%	3250±5%	7.0	2.4	0.456	20.1	75	-30~160	1,800	1,250	370	310
10D-9	10±15%	3250±5%	2.0	2.2	0.456	17.2	40	-30~160	510	350	100	80
16D-9	16±15%	3250±5%	4.0	1.7	0.730	17.4	50	-30~160	820	560	160	140
22D-7	22±15%	3250±5%	1.0	1.4	1.003	15.7	30	-30~160	310	210	60	50

Specifications (Washer type)

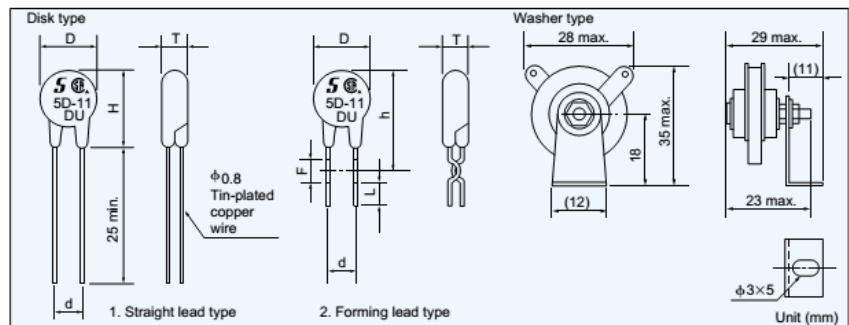
Part No.	R ₂₅ ^{*1} (Ω)	B value ^{*2} B _{25/85} (K)	Maximum energy J (W-s)	Maximum rating current at 25°C (A)	Residual resistance ^{*3} (Ω)	Dissipation factor (mW/°C)	Thermal ^{*4} time constant (s)	Rating temp (°C)	Maximum capacitance (μF)			
									AC100V	AC120V	AC220V	AC240V
6W-22	6.0±15%	3250±5%	80	6.1	0.153	34.0	220	-30~200	17,000	11,800	3,500	2,950
4W-25	4.0±15%	3250±5%	50	7.8	0.102	36.2	160	-30~200	11,000	7,600	2,200	1,900

*1 R₂₅: Rated zero-power resistance value at 25°C.
 *2 B value: determined by rated zero-power resistance at 25°C and 85°C.
 *3 Residual resistance is the maximum value when maximum rating current is applied.
 *4 Time when thermistor temperature reaches 63.2% of the temperature difference. The value is measured in the air.

Part number



Dimensions



- UL approved (Disk type)
 File No. E92669
 Thermistor type device
- Canadian Standards (Disk type)
 File No. CA97673-1
 Class 7950 30 NTC Thermistor

	D	T	H	h	F	L	d
D-7	9.5max.	5max.	13max.	15max.	3±0.2	3.5±0.5	6±1
D-9	11max.	6max.	15max.	17max.			7.5±1
D-11	14max.		18max.	20max.			
D-13	16max.	8max.	20max.	22max.			
D-18	21max.	9max.	26max.	28max.			
D-22	25max.	8max.	30max.	32max.	10±1		

Taping

	P	P ₀	P ₁	W	W ₀	W ₁	W ₂	H ₁	L	F ₁	φD ₀	t	t ₁	Δh
D-7	15±1	15±0.3	3.75±0.7	18 ^{+1.0} _{-0.5}	5min.	9±0.5	3max.	16±0.5	1max.	7.5±0.5	4±0.3	0.6±0.3	1.6max.	0±2
D-9														
D-11														
D-13	30±1													

Taping

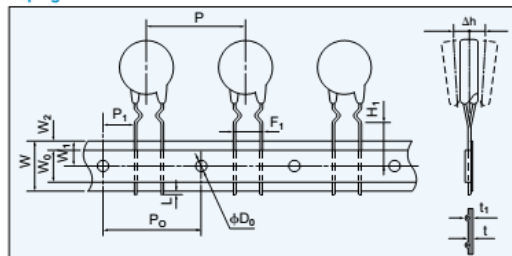


Figura 53 Hoja de datos Diodo 1N4004.

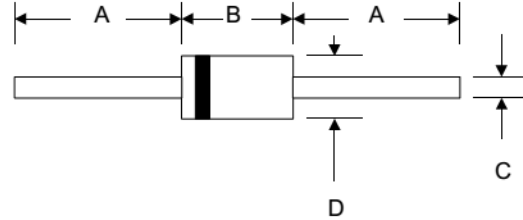


1N4001 – 1N4007

1.0A SILICON RECTIFIER

Features

- Diffused Junction
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability
- High Reliability
- High Surge Current Capability



Mechanical Data

- Case: Molded Plastic
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Cathode Band
- Weight: 0.35 grams (approx.)
- Mounting Position: Any
- Marking: Type Number

DO-41		
Dim	Min	Max
A	25.4	—
B	4.06	5.21
C	0.71	0.864
D	2.00	2.72
All Dimensions in mm		

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @T_A=25°C unless otherwise specified

Single Phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	1N 4001	1N 4002	1N 4003	1N 4004	1N 4005	1N 4006	1N 4007	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V _{RRM} V _{VRM} V _R	50	100	200	400	600	800	1000	V
RMS Reverse Voltage	V _{R(RMS)}	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Output Current (Note 1) @T _A = 75°C	I _O	1.0							A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	I _{FSM}	30							A
Forward Voltage @I _F = 1.0A	V _{FM}	1.0							V
Peak Reverse Current @T _A = 25°C At Rated DC Blocking Voltage @T _A = 100°C	I _{RM}	5.0 50							μA
Typical Junction Capacitance (Note 2)	C _j	15							pF
Typical Thermal Resistance Junction to Ambient (Note 1)	R _{θJA}	50							K/W
Operating Temperature Range	T _J	-65 to +125							°C
Storage Temperature Range	T _{STG}	-65 to +150							°C

*Glass passivated forms are available upon request

Note: 1. Leads maintained at ambient temperature at a distance of 9.5mm from the case
2. Measured at 1.0 MHz and Applied Reverse Voltage of 4.0V D.C.

Figura 54 Hoja de datos HFA15TB60.



HFA15TB60 HFA15TB60-1

HEXFRED™

Ultrafast, Soft Recovery Diode

Features

- Ultrafast Recovery
- Ultrasoft Recovery
- Very Low I_{RRM}
- Very Low Q_{rr}
- Specified at Operating Conditions

Benefits

- Reduced RFI and EMI
- Reduced Power Loss in Diode and Switching Transistor
- Higher Frequency Operation
- Reduced Snubbing
- Reduced Parts Count

Description

International Rectifier's HFA15TB60 is a state of the art ultra fast recovery diode. Employing the latest in epitaxial construction and advanced processing techniques it features a superb combination of characteristics which result in performance which is unsurpassed by any rectifier previously available. With basic ratings of 600 volts and 8 amps per Leg continuous current, the HFA15TB60 is especially well suited for use as the companion diode for IGBTs and MOSFETs. In addition to ultra fast recovery time, the HEXFRED product line features extremely low values of peak recovery current (I_{RRM}) and does not exhibit any tendency to "snap-off" during the t_b portion of recovery. The HEXFRED features combine to offer designers a rectifier with lower noise and significantly lower switching losses in both the diode and the switching transistor. These HEXFRED advantages can help to significantly reduce snubbing, component count and heatsink sizes. The HEXFRED HFA15TB60 is ideally suited for applications in power supplies and power conversion systems (such as inverters), motor drives, and many other similar applications where high speed, high efficiency is needed.

$V_R = 600V$
$V_F = 1.7V$
$Q_{rr}^* = 84nC$
$di_{(rec)}/dt^* = 188A/\mu s$ * 125°C



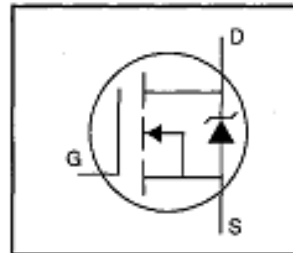
Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max	Units
V_R	Cathode-to-Anode Voltage	600	V
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Forward Current	15	A
I_{FSM}	Single Pulse Forward Current	150	
I_{FRM}	Maximum Repetitive Forward Current	60	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	74	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	29	
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	- 55 to +150	C

Figura 55 Hoja de datos IRFP460D.

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 500V$$

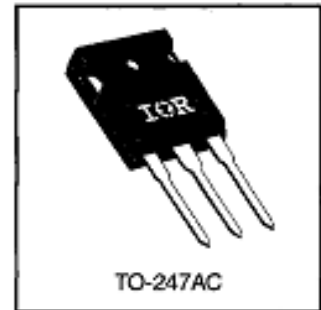
$$R_{DS(on)} = 0.27\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



Absolute Maximum Ratings

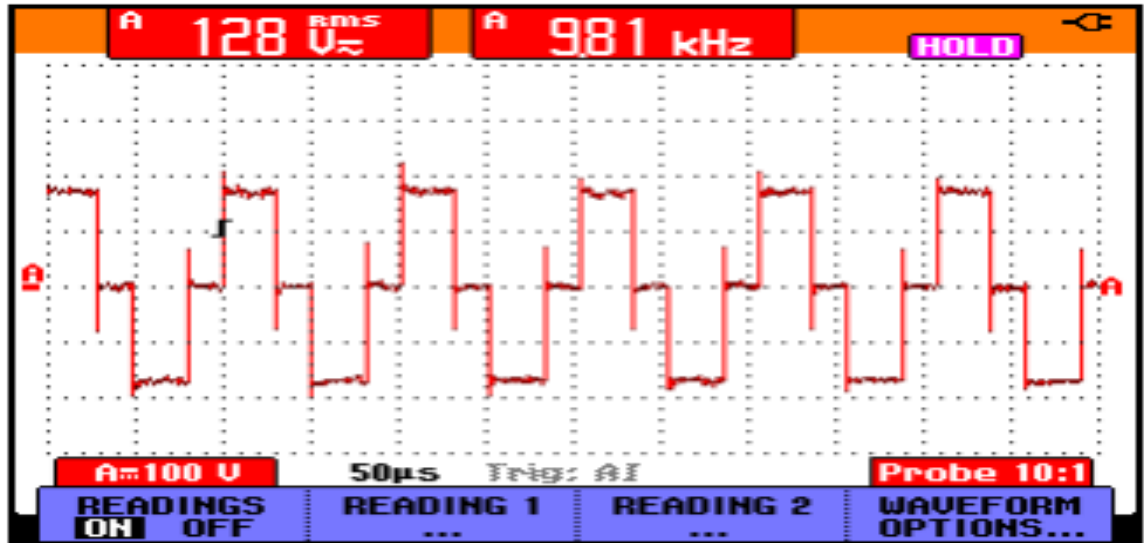
	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	13	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ③	20	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ④	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ⑤	3.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

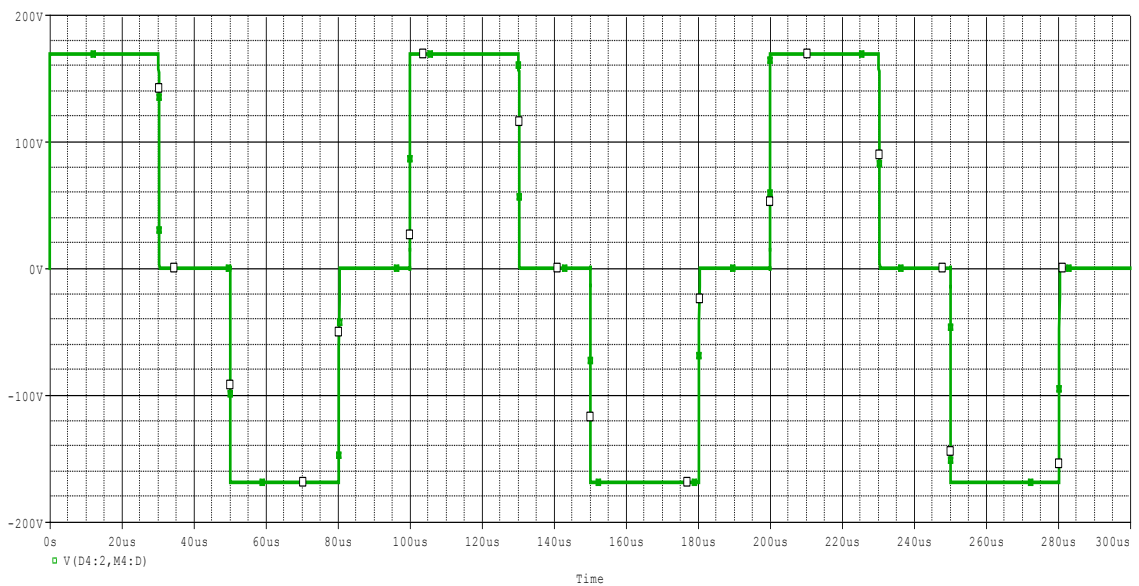
Anexo b Resultados y Simulaciones Complementarios.

Figura 56 Resultado experimental $F = 10k[Hz]$, $Dt = 30\%$ y $R_L = 128.5[\Omega]$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.



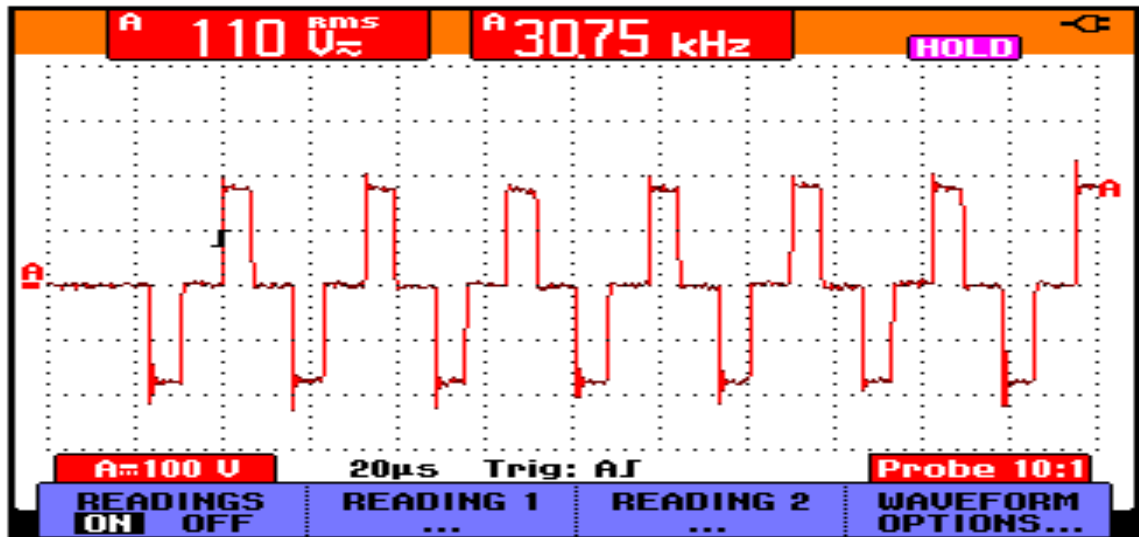
Fuente Autores.

Figura 57 Simulación $F = 10k[Hz]$, $Dt = 30\%$ y $R_L = 128.5[\Omega]$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.



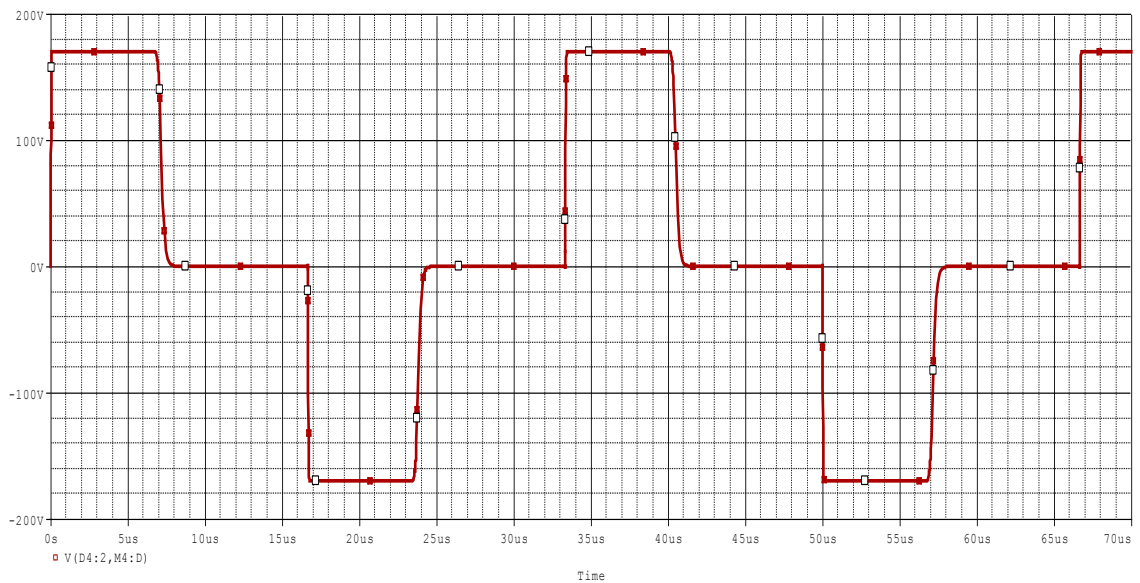
Fuente Autores.

Figura 58 Resultado experimental $F = 30k[Hz]$, $Dt = 20\%$ y $R_L = 540[\Omega]$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.



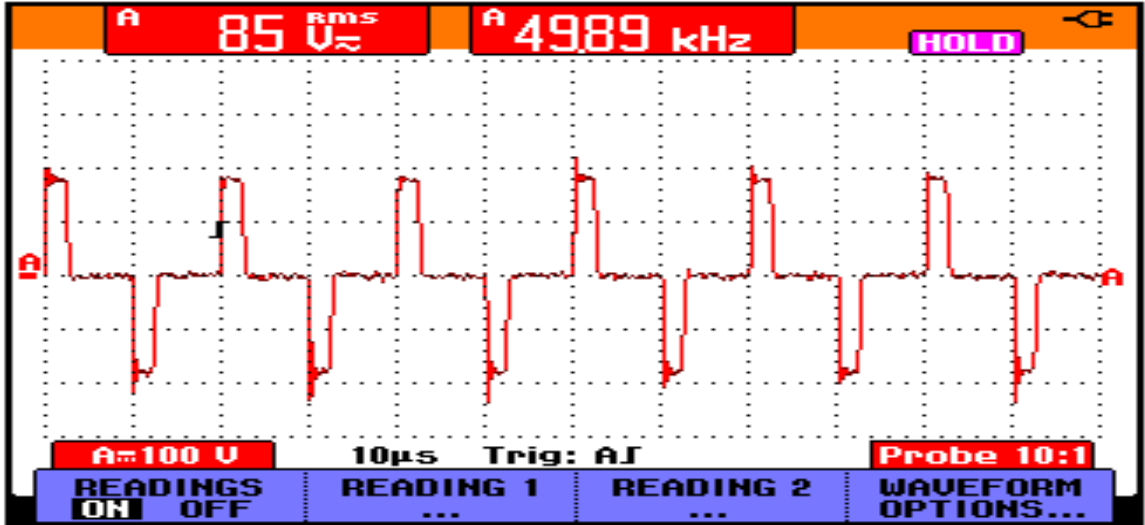
Fuente Autores.

Figura 59 Simulación $F = 30k[Hz]$, $Dt = 20\%$ y $R_L = 540[\Omega]$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.



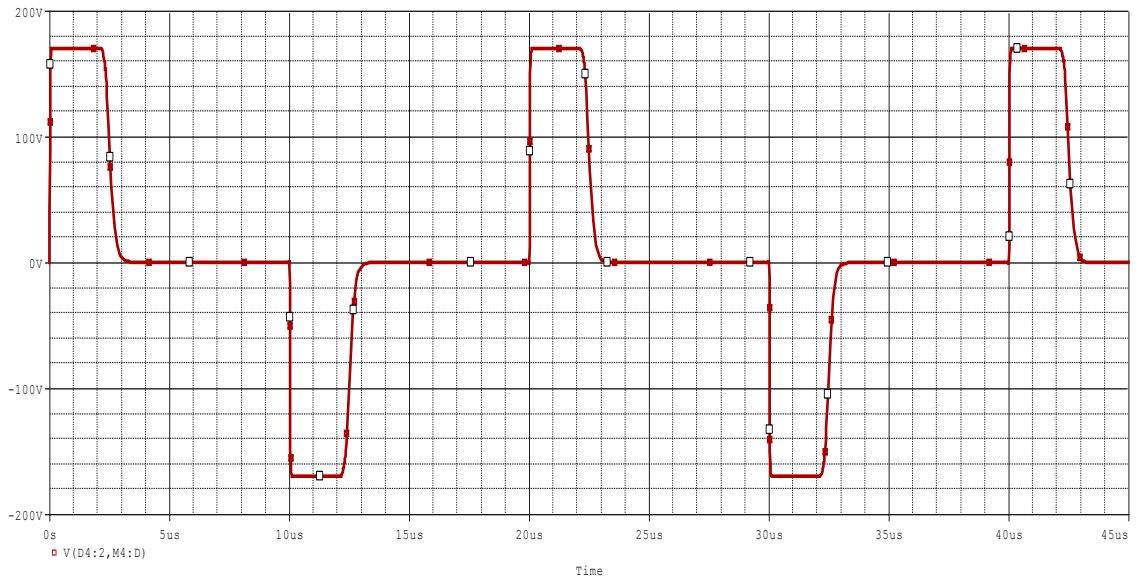
Fuente Autores.

Figura 60 Resultado experimental $F = 50k[Hz]$, $Dt = 10\%$ y $R_L = 540[\Omega]$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.



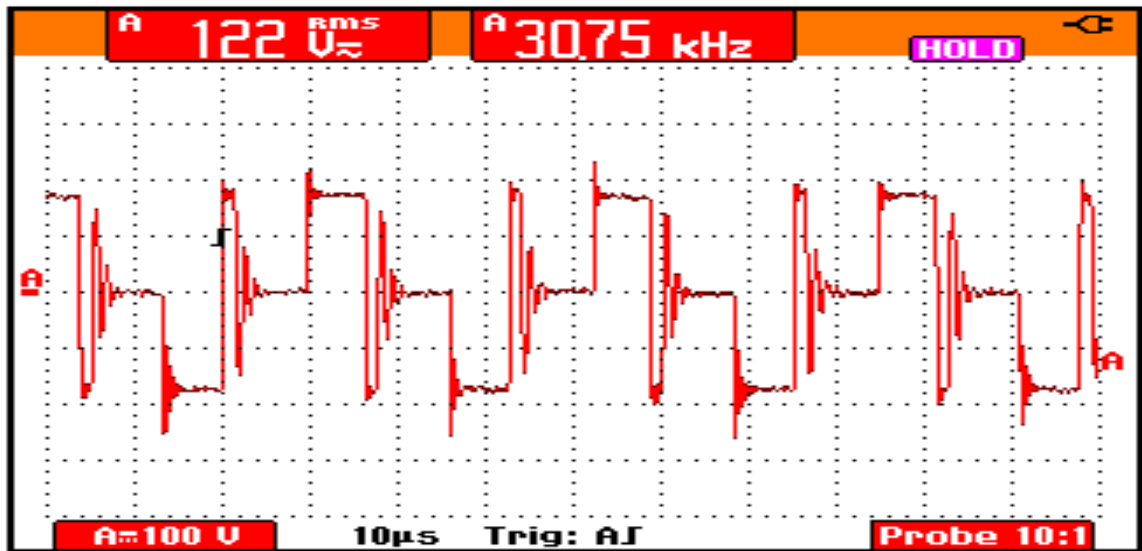
Fuente Autores.

Figura 61 Simulación $F = 50k[Hz]$, $Dt = 10\%$ y $R_L = 540[\Omega]$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.



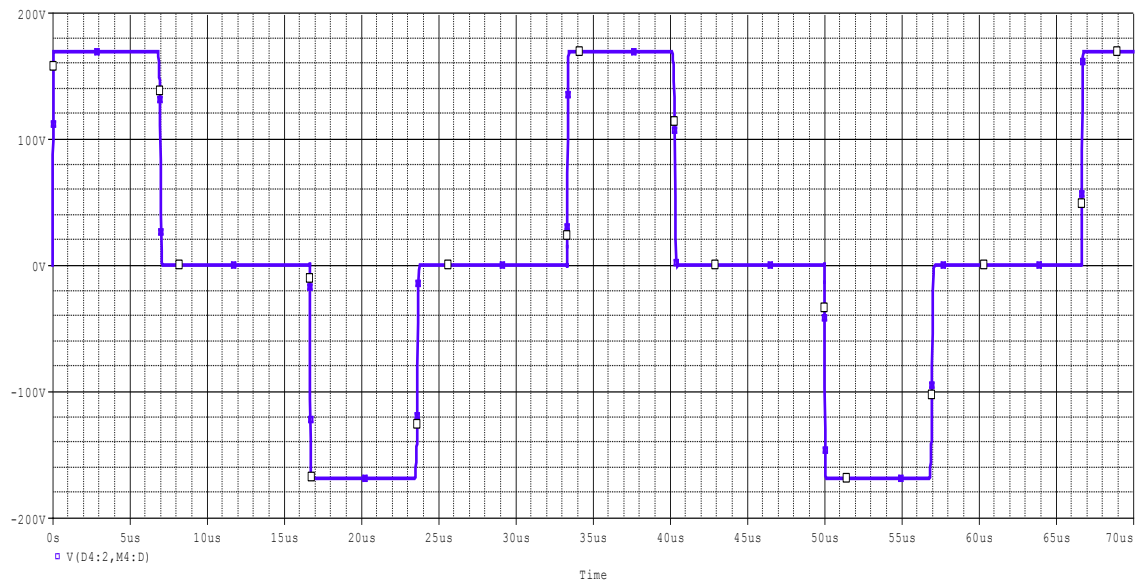
Fuente Autores.

Figura 62 Resultado experimental $F = 30k[Hz]$, $Dt = 20\%$ y $R_L = 98[\Omega]$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.



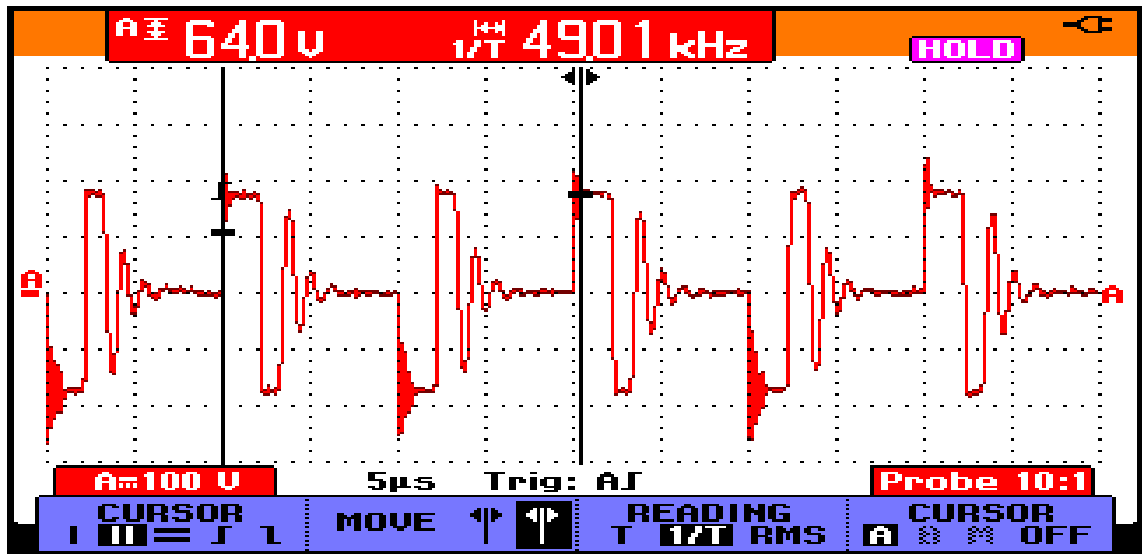
Fuente Autores.

Figura 63 Simulación $F = 30k[Hz]$, $Dt = 20\%$ y $R_L = 98[\Omega]$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.



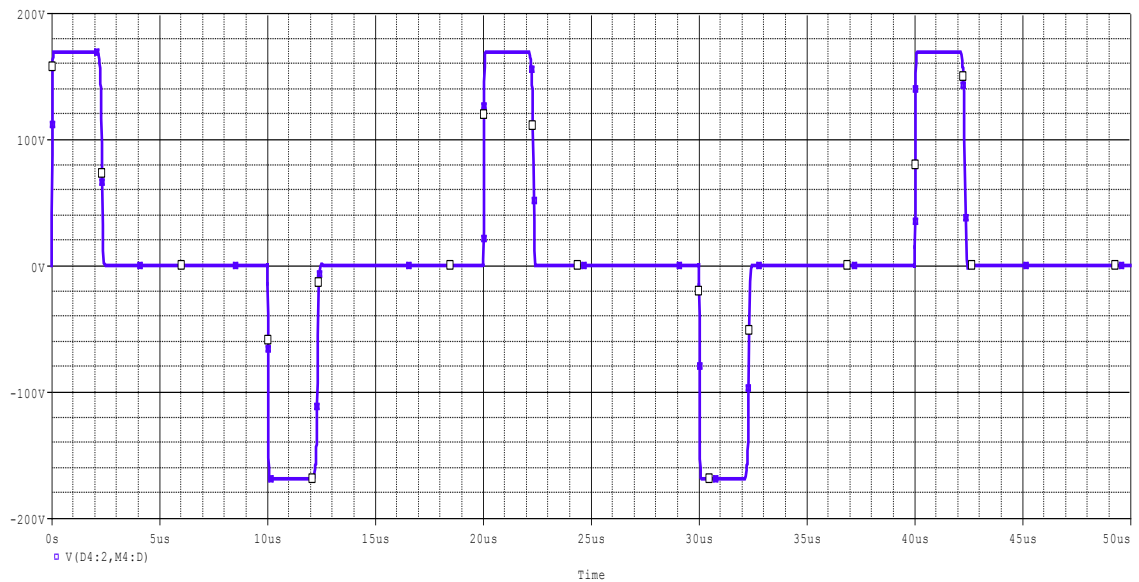
Fuente Autores.

Figura 64 Resultado experimental $F = 50k[Hz]$, $Dt = 10\%$ y $R_L = 98[\Omega]$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.



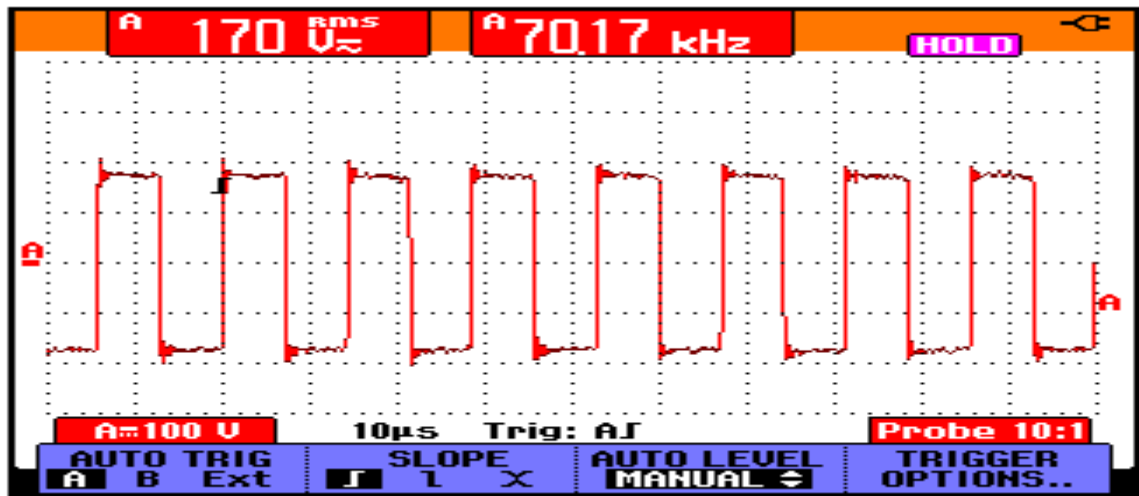
Fuente Autores.

Figura 65 Simulación $F = 50k[Hz]$, $Dt = 10\%$ y $R_L = 98[\Omega]$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.



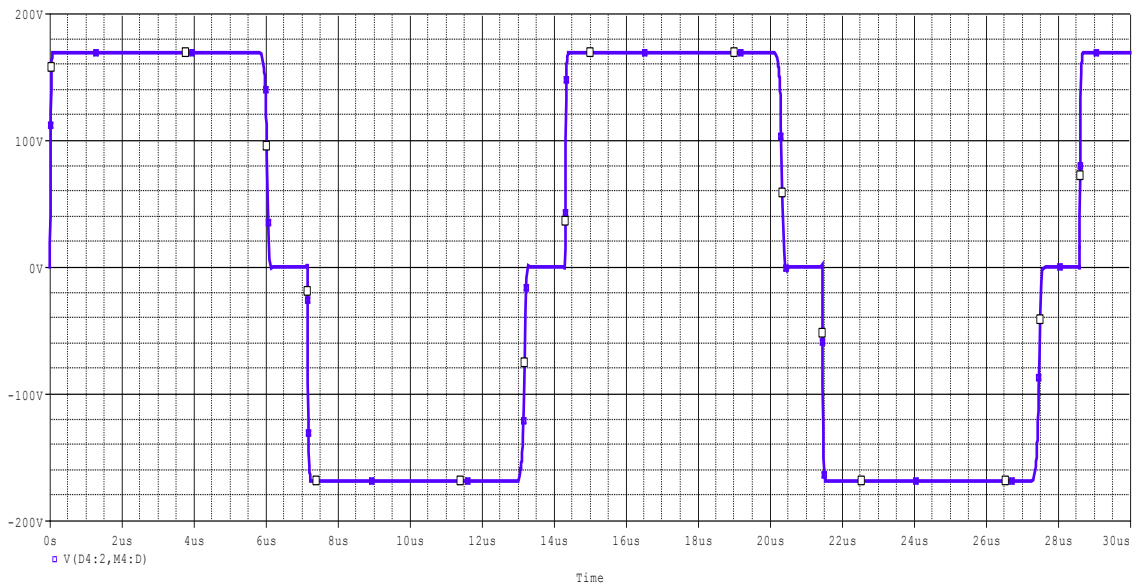
Fuente Autores.

Figura 66 Resultado experimental $F = 70k[Hz]$, $Dt = 40\%$ y $R_L = 98[\Omega]$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.



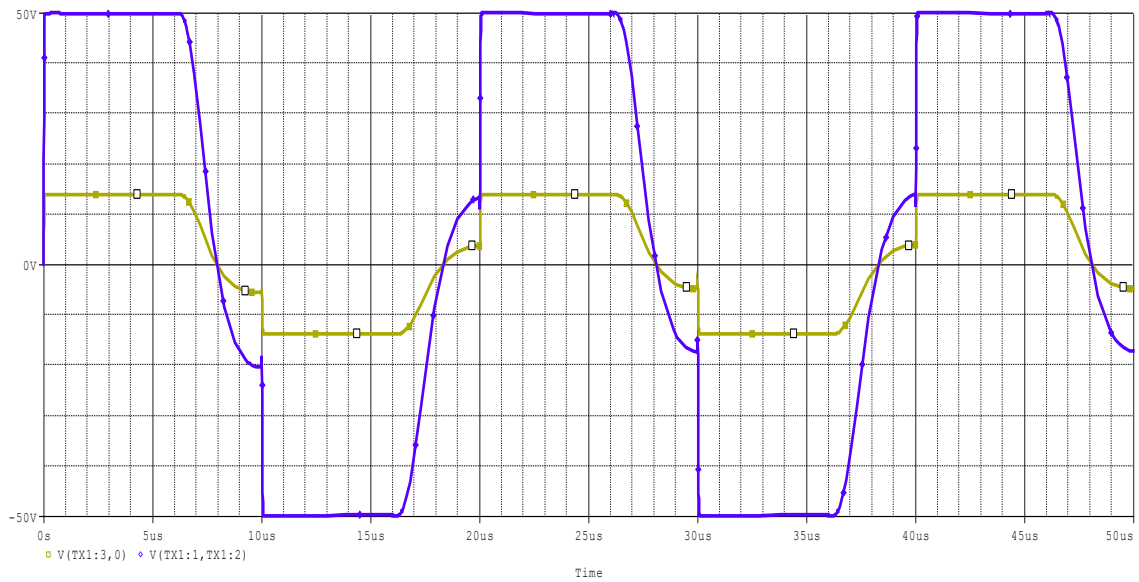
Fuente Autores.

Figura 67 Simulación $F = 70k[Hz]$, $Dt = 40\%$ y $R_L = 98[\Omega]$ Full-Bridge Como Inversor Sin Transformador.



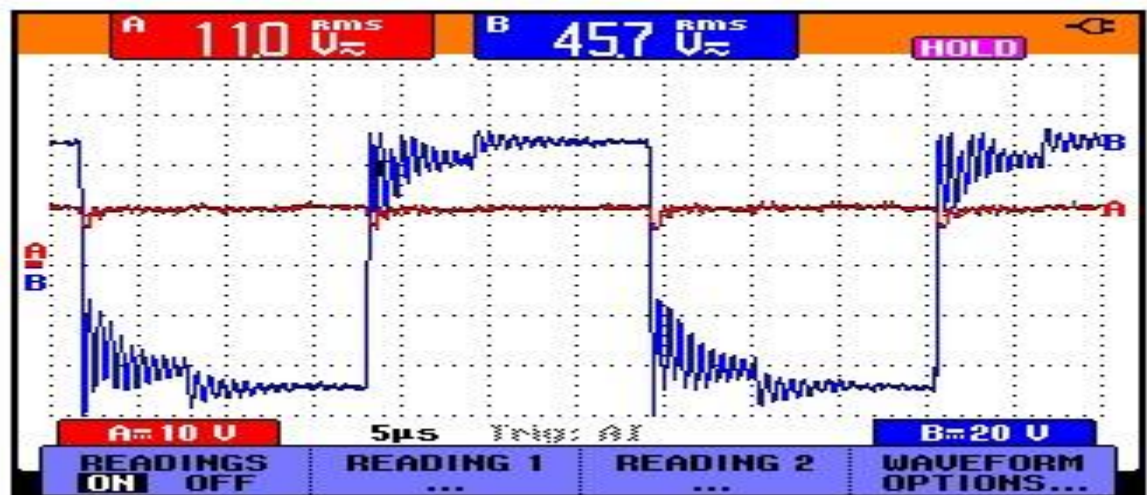
Fuente Autores.

Figura 68 Simulación $F = 50k[Hz]$ y $Dt = 30\%$ Full-Bridge con Transformador de Potencia a Alta Frecuencia y Carga en el Secundario.



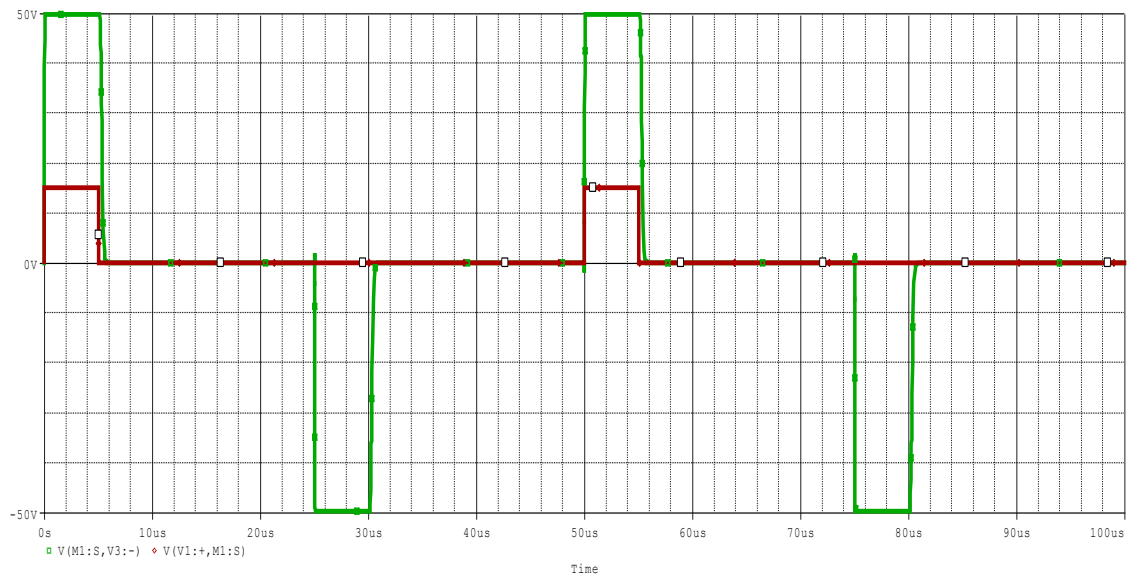
Fuente Autores.

Figura 69 Resultado experimental $F = 30k[Hz]$ y $Dt = 30\%$ tensión primario del transformador (azul) y señal de salida rectificada con filtro capacitivo (rojo) a una carga resistiva ($R = 6\Omega$).



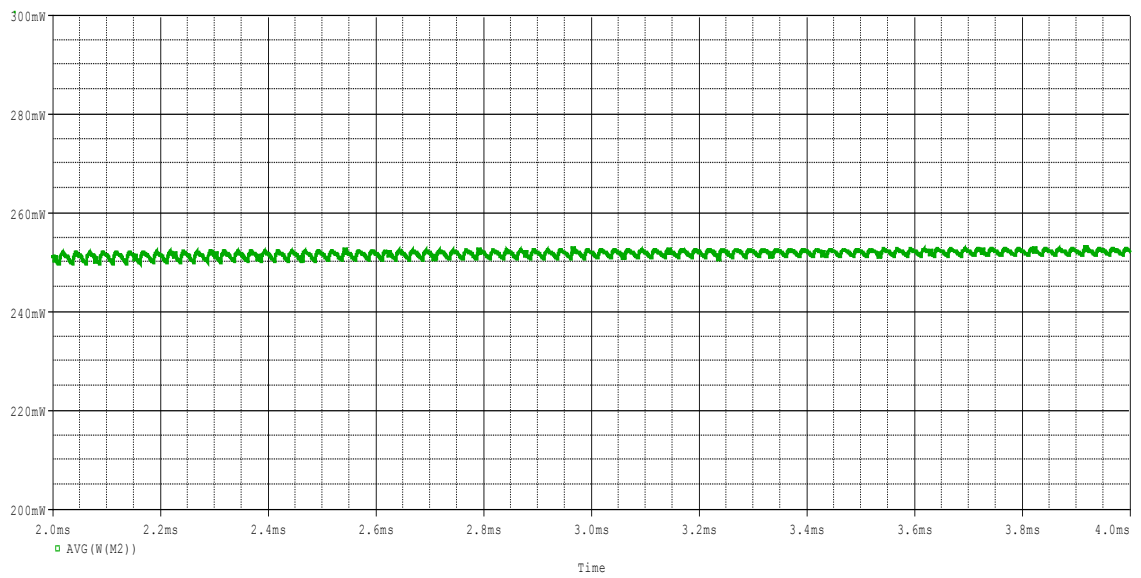
Fuente Autores.

Figura 70 Simulación convertidor Full-Bridge como inversor con carga resistiva.



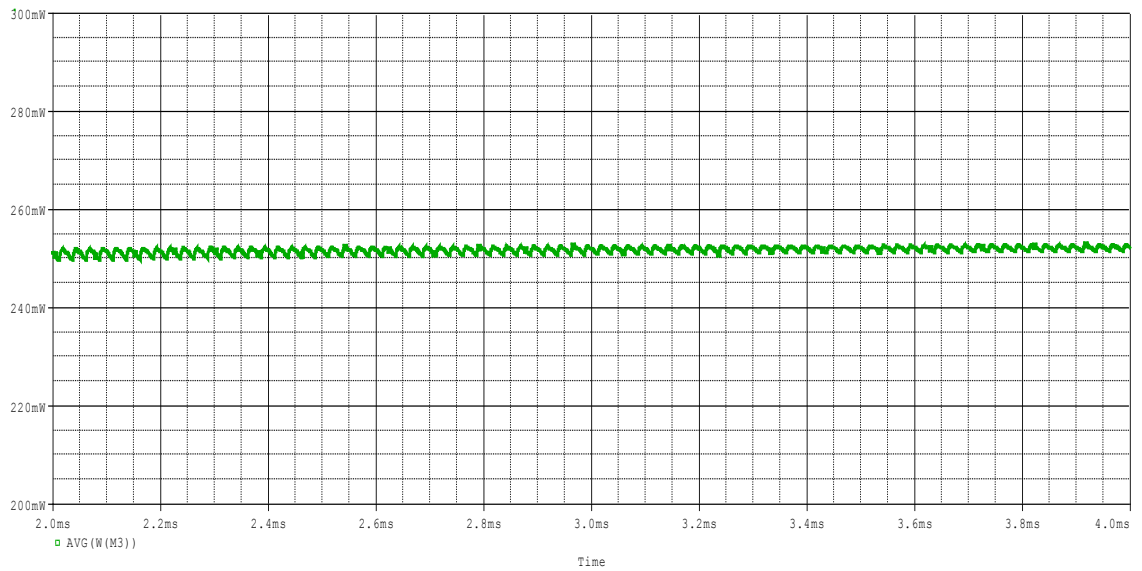
Fuente Autores.

Figura 71 Pérdidas de potencia en el MOSFET M_2 .



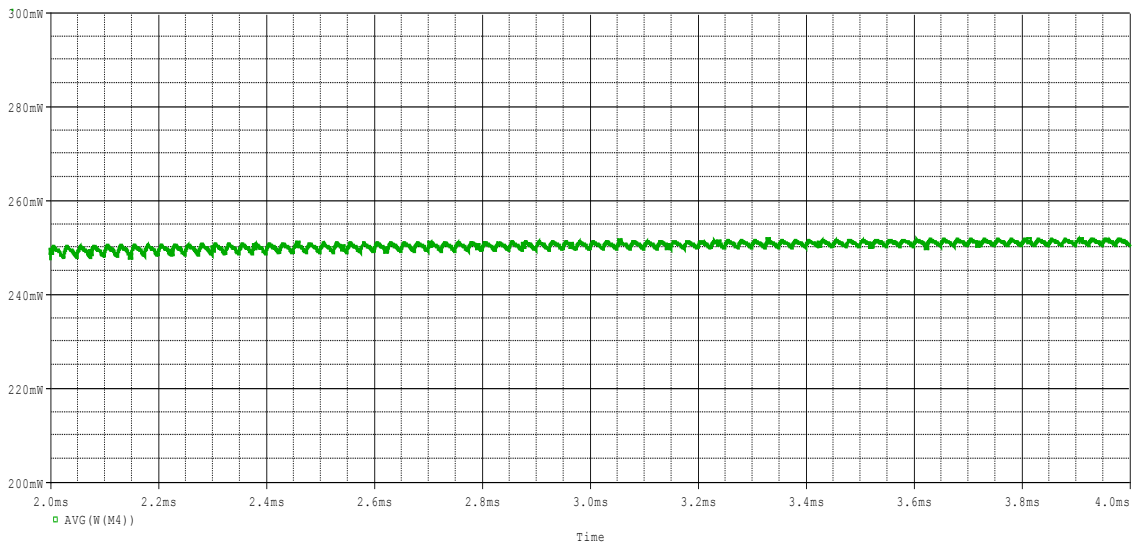
Fuente Autores.

Figura 72 Pérdidas de potencia en el MOSFET M_3 .



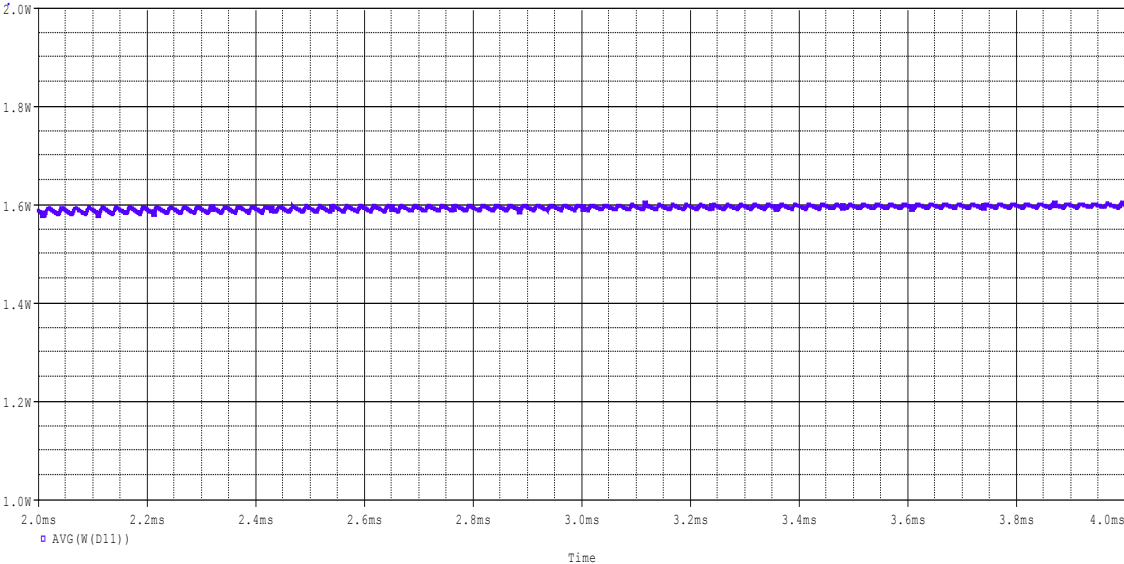
Fuente Autores.

Figura 73 Pérdidas de potencia en el MOSFET M_4 .



Fuente Autores.

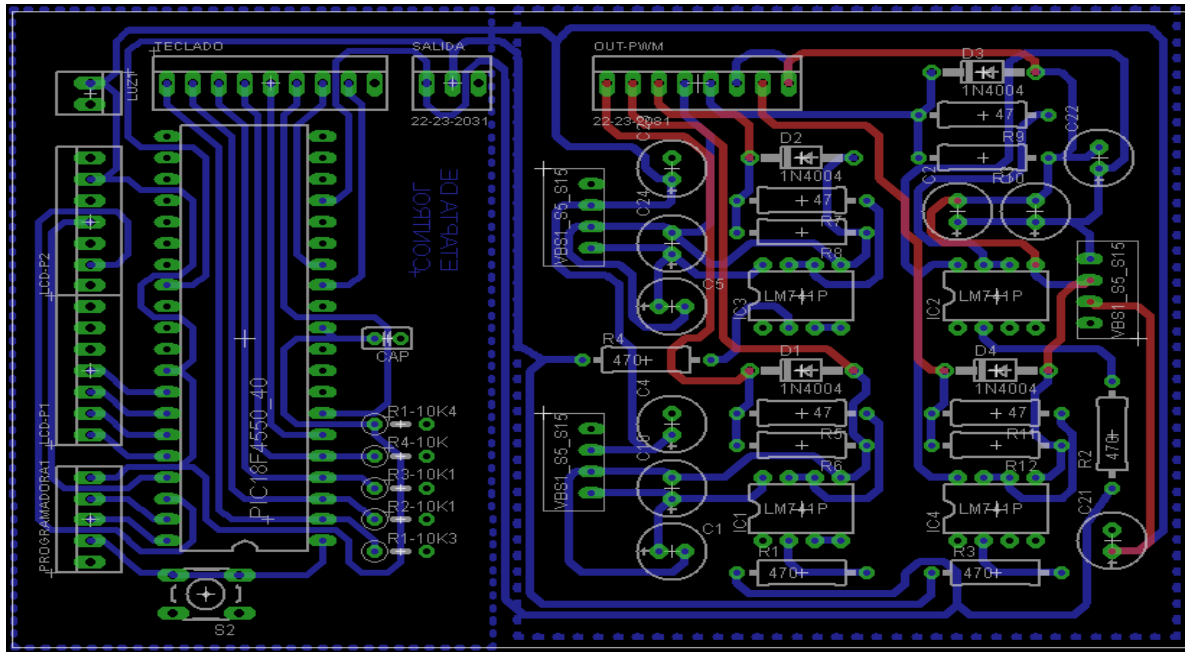
Figura 74 Pérdidas de potencias en el diodo D_{11} .



Fuente Autores.

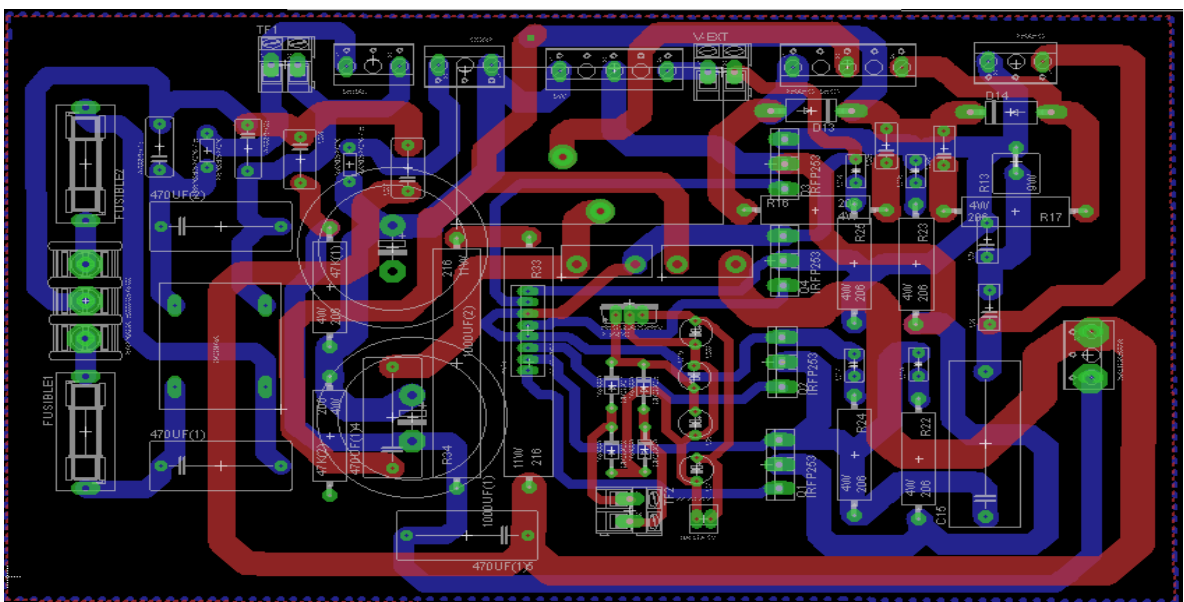
Anexo c Diseño (PCB).

Figura 75 Diseño de Circuito Impreso. Circuito de Disparo.



Fuente Autores.

Figura 76 Diseño de Circuito Impreso. Fuente DC.



Fuente Autores.