

**DISEÑO, SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR
MONOFÁSICO**

**ANDREY DURIAN PLAZAS RINCON
HERMEL ALDAIR JAIMES GUTIERREZ**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERIAS FÍSICO – MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
DE TELECOMUNICACIONES**

BUCARAMANGA

2016

**DISEÑO, SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR
MONOFÁSICO**

**ANDREY DURIAN PLAZAS RINCON
HERMEL ALDAIR JAIMES GUTIERREZ**

**Proyecto de Grado para optar al título de
Ingeniero Electrónico**

**DIRECTOR
JAIME GUILLERMO BARRERO PÉREZ
MPE.**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERIAS FÍSICO – MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
DE TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2016

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	12
1. OBJETIVOS	14
1.1.OBJETIVO GENERAL	14
1.2.OBJETIVOS ESPECÍFICOS	14
2.INVERSORES	15
2.1.CLASIFICACIÓN DE LOS INVERSORES	15
2.1.1.Circuitos Inversores Monofásicos	16
2.1.2.Circuitos Inversores Trifásicos	16
2.2.TOPOLOGIAS BÁSICAS DE PUENTES INVERSORES MONOFÁSICOS.	16
2.2.1.Topología Push-Pull.....	16
2.2.2.Topología medio puente.....	17
2.2.3.Topología puente completo	19
3.TÉCNICAS DE MODULACIÓN EN ANCHO DE PULSO	20
3.1.Conceptos básicos	20
3.2.Modulación Bipolar.	22
3.3.Modulación Unipolar.....	24
4.SELECCIÓN DE INTERRUPTORES	26
4.1.Mosfet para conmutación de potencia.	26
4.2.Control de corriente y curvas características	28
4.2.1.Zona lineal o trío.....	28
4.2.2. <i>Pinch off</i> o <i>Estrangulamiento</i>	30
4.3.Estructura de un MOSFET de potencia	31
4.4.Descripción del MOSFET utilizado	31
5.CONTROLADORES BÁSICOS. (<i>DRIVERS</i>)	33
5.1. CONCEPTOS BÁSICOS.	33
5.2.TARJETA DE DISPARO.....	34
6.DISEÑO DEL FILTRO.....	36
7.PROCESAMIENTO DIGITAL.....	37
7.1.PROGRAMACIÓN DE MICRO CONTROLADOR	37
7.2.SIMULACIONES	40

7.3.DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL (THD).....	46
8.PRUEBAS DE LABORATORIO.....	47
9.EFICIENCIA	51
10.COMPARACIÓN.	53
11.CONCLUSIONES	54
12.RECOMENDACIONES.....	55
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	56
BIBLIOGRAFÍA.....	58
ANEXOS	59

TABLA DE FIGURAS

Figura 1. Circuito inversor Push-Pull. [7]	17
Figura 2 Circuito Inversor Medio Puente (Half Bridge). [7]	18
Figura 3. Circuito Inversor Puente Completo (Puente H). [3].....	19
Figura 4 Relación entre la señal moduladora y la portadora. [5]	22
Figura 5 Circuito de modulación bipolar. [7].....	23
Figura 6 Modulación Bipolar. [7]	23
Figura 7. . Circuito básico de modulación unipolar. [7]	24
Figura 8. Modulación Unipolar. [7]	25
Figura 9. Clasificación de los interruptores de potencia. [9].....	26
Figura 10. Circuito con MOSFET- control de corriente. [10]	28
Figura 11 Curvas características de drain – Source de un MOSFET. [10].....	30
Figura 12 Distribución de los pines del MOSFET. [15]	32
Figura 13 Fotografía del MOSFET utilizado: [13].....	32
Figura 14 Esquemático driver TLP250F. [13]	35
Figura 15 Esquemático filtro RL. [13]	36
Figura 16: Respuesta en frecuencia del filtro	37
Figura 17. . Comparación entre onda seno y triangular [13]	38
Figura 18: Esquemático de simulación OrCAD.....	41
Figura 19. Señales triangular y seno para SPWM. [13]	42
Figura 20. Modulación SPWM [13]	42
Figura 21. FFT de la modulación. [13]	43

Figura 22. Señales de disparo en contrafase para el puente H. [13].....	43
Figura 23. Salida Puente H sin filtro. [13]	44
Figura 24. Diagrama de bode del filtro. [13].....	44
Figura 25. Salida del puente H con filtro. [13].....	45
Figura 26. FFT de la salida del puente H con filtro. [13]	46
Figura 27. Entrada a la etapa de amplificación (amarilla) y salida del driver (azul). [13]	48
Figura 28. Componente fundamental. [13].....	49
Figura 29. Primer y segundo armónico. [13].....	49
Figura 30. Tensión de salida del puente H sin filtro. [13].....	50
Figura 31. Tensión de salida del filtro. [13]	50

RESUMEN

TITULO: DISEÑO, SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR MONOFÁSICO*

AUTORES: ANDREY DURIÁN PLAZAS RINCON, HERMEL ALDAIR JAIMES GUTIÉRREZ**

PALABRAS CLAVES: PUENTE H, INVERSOR DE TENSIÓN, FILTRO RL, MOSFET, MODULACIÓN SPWM, ARMÓNICOS.

Descripción

En este proyecto se diseña y construye un inversor monofásico que es controlado por medio de señales de control que vienen de un microcontrolador, para convertir la corriente de una fuente de DC en corriente alterna, cuenta además con un filtro RL que elimina gran parte de las frecuencias altas para dejar la componente fundamental ubicada en 60 Hz.

Para la aplicación del proyecto se tuvieron como parámetros el índice de modulación en frecuencia de 383 y en amplitud de 0.8, que son utilizados para hacer la aplicación de la modulación spwm bipolar. El filtro en este proyecto mencionado anteriormente, tiene una carga Resistiva de 8.4 ohm y una inductancia de 256 [uH]. El inversor de tensión es parte fundamental de un sistema de generación alternativo de energía eléctrica, donde la fuente de DC puede ser una batería, paneles solares, una turbina movida por viento, o instalada en una bicicleta, etc.

La construcción del inversor se basa en el funcionamiento de 4 transistores de potencia del tipo mosfet que forman un puente H, estos son gobernados por las señales de control que vienen del microcontrolador que son aisladas para cada transistor por medio de un optocoplador. El proyecto además se simuló para corroborar el funcionamiento y ver de una manera más sencilla el contenido de armónicos durante las diferentes etapas del mismo.

* Proyecto de grado

** Facultad de físico-mecánicas- Ingeniería electrónica- Director: Jaime Guillermo Barrero Pérez

ABSTRACT

TITLE: DESIGN, SIMULATION AND IMPLEMENTATION OF A SINGLE-PHASE INVERTER^{*}.

AUTHORS: ANDREY DURIAN PLAZAS RINCON, HERMEL ALDAIR JAIMES GUTIERREZ^{}**

KEYWORDS: H BRIDGE, INVERTER, FILTER RL, MOSFET, MODULATION SPWM, HARMONIC.

Description

In this project it is designed and constructed a single-phase inverter which is controlled by control signals from a microcontroller, to convert the current from a DC power supply to AC, also has a RL filter that removes much of the high frequencies to make the fundamental component located at 60Hz.

For the implementation of the project they were taken as parameters the frequency modulation index of 383 and amplitude of 0.8, which are used to make the application of bipolar SPWM modulation. The filter in this project mentioned above has a resistive load of 8.4 ohm and an inductance of 256 [uH].

The voltage inverter is a fundamental part of a system of alternative power generation, where the DC source can be a battery, solar panels, a wind powered turbine, or installed on a bicycle, etc. The construction of the inverter is based on the operation of four mosfet power transistors forming a bridge type H, these are governed by the control signals coming from the microcontroller are isolated for each transistor using an optocoupler. The project also was simulated to confirm the operation and see more easily harmonic content during different stages.

^{*} Degree Project.

^{**} Faculty of Physical-Mechanical Engineering, School of Electrical, Electronics and Telecommunications Engineering. The Director: Jaime Guillermo Barrero Pérez

INTRODUCCIÓN

Los inversores controlados mediante modulación por ancho de pulso PWM para el control de tensión y frecuencia, representan un área de constante crecimiento y aplicación en la Industria actualmente. Los inversores no contaminan, no producen ruido y ocupan poco espacio sustituyendo de esta forma a las plantas de energía eléctrica. En el pasado los circuitos de disparo de los inversores estaban limitados por los convencionales circuitos analógicos y digitales hoy en día poco eficientes. Ahora, los desarrollos en la tecnología LSI, VLSI y rápidos semiconductores de potencia han eliminado estas limitaciones, logrando de esta manera obtener diseños más complejos y eficientes para el control digital en puentes inversores.

Unas de las aplicaciones más importantes de los inversores son las siguientes:

- Fuentes de alimentación de emergencia.
- Fuentes de alimentación ininterrumpidas (U.P.S).
- Variadores de velocidad para motores C.A.
- Calentamiento por inducción.
- Líneas de transmisión C.C. (extremo receptor).
- Dispositivos FACTS (Sistemas flexibles en corriente alterna)

Un convertidor C.C. –C.A. está conformado por un inversor, un sistema de control, un filtro de salida y una fuente de alimentación. El circuito de control es el encargado de suministrar los pulsos de encendido y apagado a los dispositivos que lo conforman para que de esta manera se obtenga la forma de onda deseada en la carga. [14]

En el capítulo 1 se desarrollan los conceptos fundamentales de un inversor monofásico, así como sus topologías básicas para su funcionamiento.

En el capítulo 2 se analizan las técnicas de modulación por ancho de pulso, las características principales, ventajas y desventajas que estas presentan, su contenido armónico y eficiencia a bajas y altas frecuencias.

En el capítulo 3 se hace una introducción a los dispositivos de conmutación de potencia, los rango de operación de cada uno de ellos y con base a las características de diseño, la selección del MOSFET IRFZ44N, sus zonas de operación y demás datos de interés.

En el capítulo 4 se hablará sobre las ventajas del uso de *drivers* para el control de los MOSFET. Además se necesita aplicar a la carga la potencia contenida en el armónico fundamental, es necesario filtrar los demás armónicos haciendo uso de un filtro el cual se explicará en el capítulo 5.

En el capítulo 6 se presentan los resultados de simulación de la señal y el procesamiento digital utilizando MATLAB, Code Composer Studio, orCAD Capture CIS de la empresa CADENCE y Proteus ISIS de la empresa de Labcenter Electronics.

En el capítulo 7 se presentan los resultados experimentales de las señales obtenidas (tiempo y frecuencia) en las diferentes etapas del proyecto.

En el capítulo 8 se comparan los resultados obtenidos tanto en simulación como en laboratorio.

En el capítulo 9 se presentan algunas conclusiones y recomendaciones a tener en cuenta durante la implementación de la práctica del prototipo, dificultades y soluciones encontradas.

1. OBJETIVOS

1.1. OBJETIVO GENERAL

Diseñar, simular e implementar un sistema de modulación para controlar un inversor monofásico.

1.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Diseñar, simular y construir un inversor de onda completa para usos de baja potencia.
- Configurar y controlar el disparo de los *switches* haciendo uso de un microcontrolador utilizando técnicas de modulación para disminuir el contenido de armónicos.
- Validar el correcto funcionamiento y desempeño del sistema controlado a partir de pruebas en laboratorio y contrastadas con simulación.

2. INVERSORES

Los inversores de CC a CA de modo conmutado se usan en motores de CA y fuentes de alimentación no interrumpibles donde el objetivo es producir una salida sinusoidal de CA cuya magnitud y frecuencia pueden controlarse.

La aparición de los transistores de potencia y los tiristores han facilitado enormemente la solución de esta función, promoviendo la proliferación de circuitos diversos con muy buenas características que hubieran sido difícil realización con los medios iniciales. Los inversores más modernos han comenzado a utilizar formas más avanzadas de transistores o dispositivos similares como los tiristores, los triac's o los IGBT. En general, presentan instalación más fácil y funcionamiento menos ruidoso que los inversores rotativos, mayor duración que los primitivos inversores con vibradores y mejor rendimiento que los inversores con tiratrones.

Los inversores más avanzados utilizan la modulación por ancho de pulsos con una frecuencia portadora mucho más alta para aproximarse a la onda seno pura mejorando así la distorsión armónica de salida.

2.1. CLASIFICACIÓN DE LOS INVERSORES

Los puentes inversores pueden ser clasificados de acuerdo a la naturaleza de la fuente de alimentación DC de entrada. Así, se habla de inversores en fuente de tensión o VSI (Voltage Source Inverters) y de inversores en fuente de corriente o CSI (Current Source Inverters), utilizados principalmente en controladores de motores de AC de alta potencia.

En general se pueden clasificar en dos tipos dependiendo de su número de fases de salida: 1) inversores monofásicos y 2) inversores trifásicos.

2.1.1. Circuitos Inversores Monofásicos

Los inversores monofásicos como su nombre lo indica, tienen una sola fase de salida y son principalmente usados en baja y mediana potencia. Se pueden distinguir tres topologías de potencia clásicas utilizadas como son la configuración Push-Pull, Medio Puente y Puente Completo. Cada una de ellas con ventajas e inconvenientes respecto a las otras, ya sea en cuanto a la facilidad de control o a su simplicidad de componentes.

2.1.2. Circuitos Inversores Trifásicos

Usados en aplicaciones como fuentes de alimentación no interrumpibles y motores de CA. Es posible alimentar una carga trifásica por medio de tres inversores monofásicos conectados en paralelo donde cada uno produzca una salida desplazada por 120° o 180° (de la frecuencia fundamental) entre sí dependiendo de la estrategia de control que se esté utilizando.

2.2. TOPOLOGIAS BÁSICAS DE PUENTES INVERSORES MONOFÁSICOS.

2.2.1. Topología Push-Pull.

La topología "Push-Pull" se basa en el empleo de un transformador con toma intermedia como se observa en la figura 1a, de manera que con únicamente dos interruptores se consigue aplicar a la carga tensiones desde el valor positivo del bus de continua hasta el mismo valor de polaridad contraria [1]. Tiene como ventaja que los dos transistores que forman este circuito están referenciados a tierra, además el transformador provee de aislamiento y regula la tensión aplicada

a la carga. Su principal desventaja es que se generan sobretensiones debido a la inductancia de dispersión del transformador, así como el transformador de toma media tiene un factor de utilización bajo en el primario y empeora el rendimiento de los circuitos prácticos.

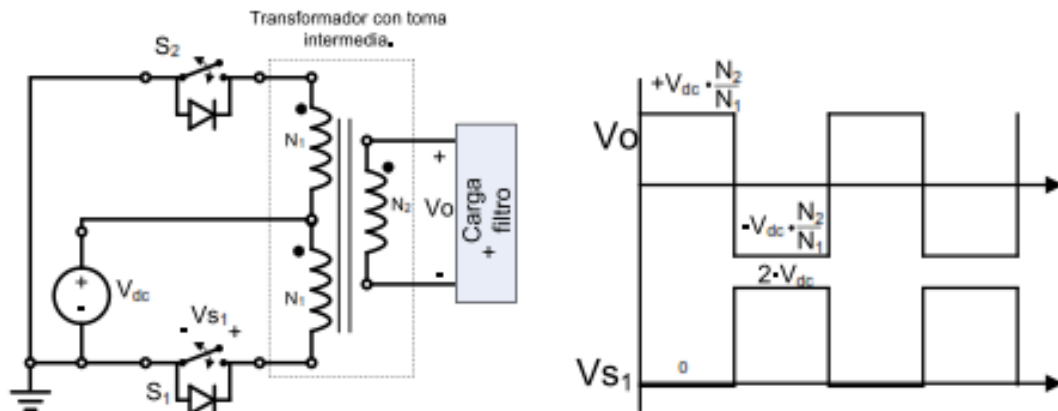


Figura 1. Circuito inversor Push-Pull. [7]

(a) Esquema.

(b) Tensión en la carga y en el interruptor

2.2.2. Topología medio puente

La topología básica de un inversor monofásico es la de un inversor de medio puentes Half Bridge, como el mostrado en la figura 2a. El inversor está constituido por un par de interruptores (S_1 y S_2) los cuales funcionan de forma complementaria, es decir, al estar activo S_1 , S_2 se mantiene abierto y el voltaje del capacitor C_1 se ve reflejado en la carga; mientras que al estar activo S_2 , S_1 se abre y el voltaje del capacitor C_2 se ve reflejado a través de la carga. El voltaje de salida así como el voltaje que deben soportar cada uno de los interruptores se puede observar en la figura 2b.

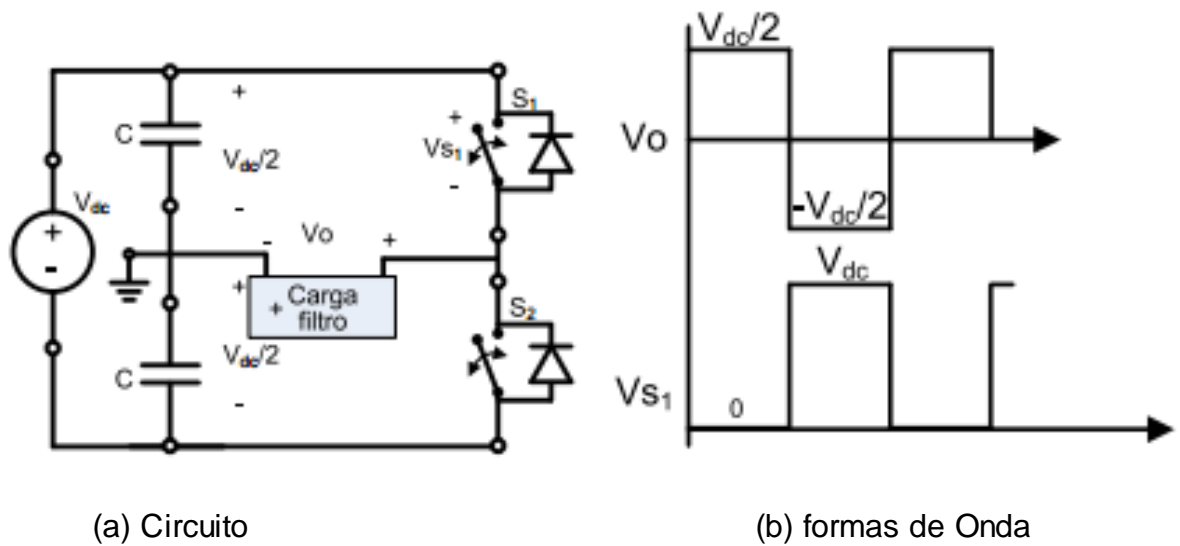


Figura 2 Circuito Inversor Medio Punte (Half Bridge). [7]

El voltaje rms de salida se puede determinar a partir de

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_s}{2}$$

El voltaje de salida instantáneo en una serie de Fourier puede extenderse como

$$V_o = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen}(n\omega t)$$

$$V_o = 0 \text{ para } n = 2,4,6 \dots$$

Siendo el valor rms de la componente fundamental como

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.45V_s$$

2.2.3. Topología puente completo

Un inversor monofásico de puente completo o puente H aparece en la Figura 3a. Está formado por cuatro interruptores (transistores) Q1, Q2, Q3 y Q4, y su estrategia de control se define de la siguiente forma: Cuando los transistores Q1 y Q2 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada V_s aparece a través de la carga. Si los transistores Q3 y Q4 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte, y adquiere el valor $-V_s$. La forma de onda para el voltaje de salida se muestra en la Figura 3b.

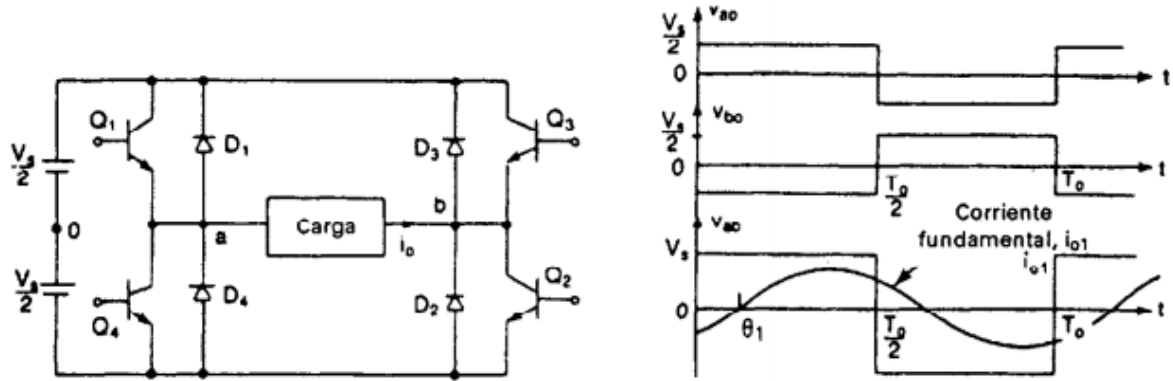


Figura 3. Circuito Inversor Puente Completo (Puente H). [3]

(a) Circuito

(b) formas de onda

El voltaje rms de salida se puede determinar a partir de

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s$$

El voltaje de salida instantáneo en una serie de Fourier puede extenderse como

$$V_o = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen}(n\omega t)$$

$$V_o = 0 \text{ para } n = 2,4,6 \dots$$

Siendo el valor rms de la componente fundamental como

$$V_o = \frac{4V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.90V_s$$

3. TÉCNICAS DE MODULACIÓN EN ANCHO DE PULSO

3.1. Conceptos básicos

El modulador es el elemento encargado de generar las señales PWM de disparo de cada uno de los interruptores a partir de la señal de control. Según se realice la conmutación de los interruptores se puede hablar de modulación bipolar, modulación unipolar y modulación rama lenta – rama rápida.

El principio básico de estas modulaciones consiste en comparar la señal de control (Moduladora) con una señal triangular (Portadora). Generando así una modulación en ancho de pulso. Dependiendo de que combinaciones de estas señales se apliquen a cada interruptor se obtiene uno u otro tipo de modulación

Es importante conocer dos definiciones, que relacionan la señal moduladora y la portadora en su amplitud y frecuencia. Índice de modulación en amplitud e índice de modulación en frecuencia.

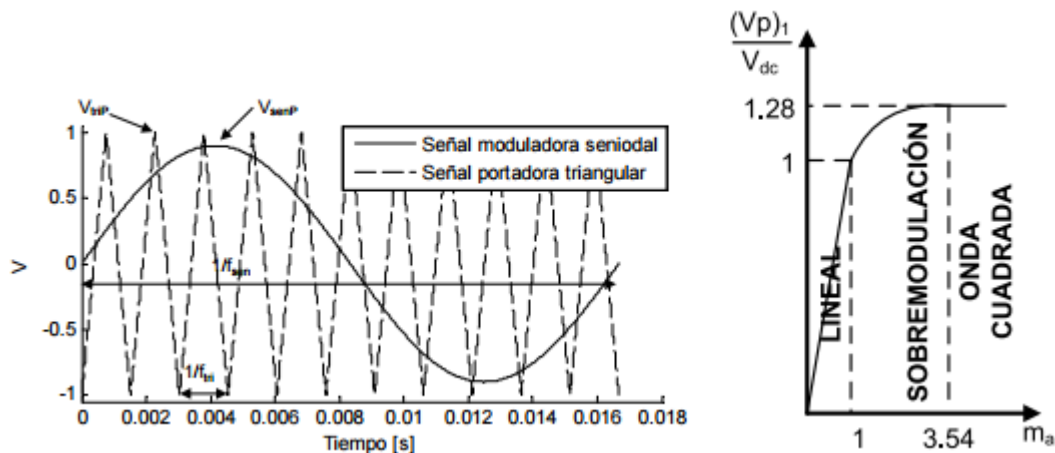
Índice de modulación en amplitud [4]: la ecuación 2.1 define m_a , es la relación entre la amplitud de la señal moduladora y la amplitud de la señal portadora. La figura 4b muestra el valor de pico del primer armónico de tensión de salida $(V_p)_1$

normalizado a la tensión del bus de DC V_{DC} , en relación con el índice de modulación en amplitud m_a para una topología de puente completo, según el valor de m_a se distinguen tres zonas de modulación $0 < m_a < 1$ zona lineal en la que el ancho de los pulsos aumenta a medida que lo hace la tensión de referencia, $1 < m_a < 3,54$ Sobremodulación en la que dos o más pulsos se unen formando un único pulso y $m_a \geq 3,54$ Onda cuadrada en la que únicamente hay un pulso por semiciclo.

Índice de modulación en frecuencia [4]: la siguiente ecuación define m_f , que es la relación entre la frecuencia de la señal portadora y la frecuencia de la señal moduladora. Si $m_f < 21$ se dice que un inversor está muy poco modulado, mientras que si $m_f > 21$ se dice que está muy modulado.

$$m_a = \frac{V_{sen}}{V_{tri}}$$

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{sen}}$$



(a) Relación entre la señal portadora (tri) y la señal moduladora (sen)

(b) relación entre el primer armónico de tensión de salida y m_a para $m_f = 11$

En puente completo. [5]

Figura 4 Relación entre la señal moduladora y la portadora. [5]

A modo de ejemplo, en la Figura 4 se observa que la amplitud de la señal moduladora es $V_{sen} = 0,9V$ y la amplitud de la señal portadora es $V_{tri} = 1V$. Por tanto, el índice de modulación en amplitud es $m_a = 0,9$. De igual manera, la frecuencia de la señal moduladora es $f_{sen} = 60 \text{ Hz}$ y la de la señal portadora $f_{tri} = 660 \text{ Hz}$ de modo que el índice de modulación en frecuencia es $m_f = 11$.

3.2. Modulación Bipolar.

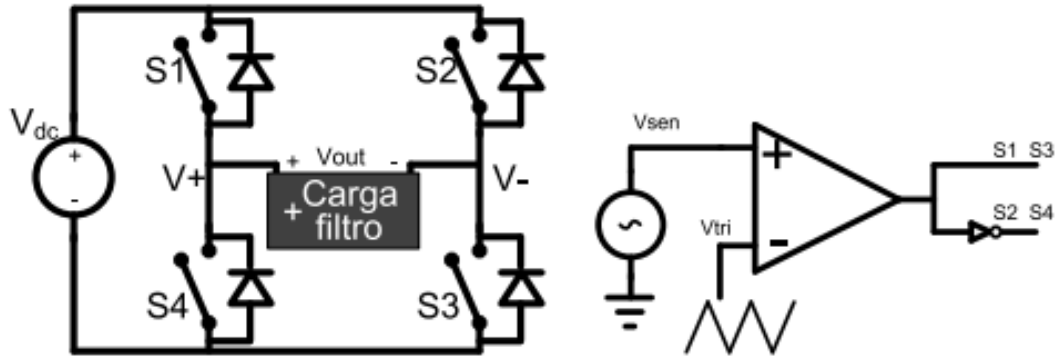
En la modulación bipolar se genera el disparo de los cuatro interruptores por la comparación de la tensión de referencia con una señal triangular como se observa en la figura 6. La tensión de salida oscila continuamente entre su valor positivo ($+V_{dc}$) y su valor negativo ($-V_{dc}$) por lo que solo hay dos combinaciones posibles de los interruptores como se muestra en la tabla 1, cumpliéndose que $S1=S3$ y $S2=S4$ además que $S4=\overline{S1}$ y $S3=\overline{S2}$. [6]

$S1$	$S2$	$S3$	$S4$	$V+$	$V-$	V_{out}
1	0	1	0	V_{dc}	0	V_{dc}
0	1	0	1	0	V_{dc}	$-V_{dc}$

Tabla 1. Posibles valores de conmutación en modulación bipolar. [7]

La figura 5a presenta un ejemplo de las señales que intervienen en la modulación bipolar y la tensión que se aplicaría a la carga, y en la figura 5b. Como se puede

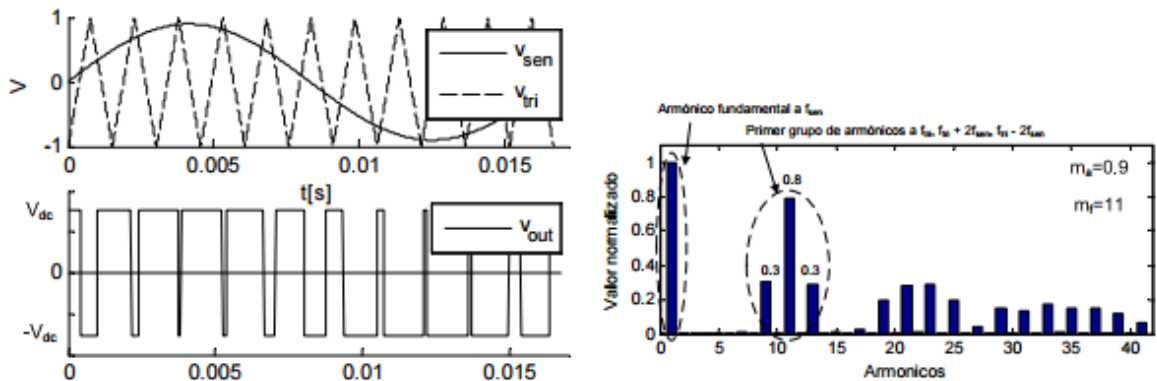
observar se presenta el armónico fundamental (Orden 1) y grupos de armónicos a f_{tri} (Orden de m_f) y a múltiplos. La clave principal de esta modulación es que los primeros armónicos aparecen a la frecuencia de conmutación [6] y es una característica menos deseables que la que presenta la modulación unipolar que se explicara luego.



(a) Puente H posicionamiento de Interruptores

(b) circuito básico de modulación bipolar.

Figura 5 Circuito de modulación bipolar. [7]



(a) Señales principales.

(b) contenido armónico normalizado de la tensión de salida.

Figura 6 Modulación Bipolar. [7]

3.3. Modulación Unipolar

Mientras que en la modulación bipolar el control de los cuatro interruptores dependía de una sola señal de control, en la modulación unipolar se controla por separado cada rama del puente: la rama izquierda S1 y S4 y la rama derecha S2 y S3 como se observa en la figura 7. Ambas ramas comparten señal portadora, pero a una rama se le aplica la señal de control con un cierto desfase respecto a la otra. Se puede demostrar que si este desfase es de 180° se anulan los armónicos en las cercanías de f_{tri} y los múltiplos impares de la misma, es decir, los armónicos de orden cercano a m_f , $3m_f$, $5m_f \dots$

La tabla 2 muestra el conjunto de valores que pueden tomar los interruptores en la modulación unipolar.

La modulación unipolar consigue que para semiciclos positivos, la tensión de salida conmute entre $+V_{dc}$ y 0 mientras que para los semiciclos negativos lo haga entre $-V_{dc}$ y 0 como se muestra en la figura 8a. sin embargo, la característica que lo hace superior a la modulación bipolar es el contenido armónico de la tensión de salida, como se observa en la figura 8b. Y se ha explicado en el párrafo anterior, los primeros armónicos aparecen a dos veces la frecuencia de conmutación [6], por lo que será más “fácil” su filtrado. Con fácil se entiende que los componentes L y C podrán tomar valores menores para una misma atenuación de los armónicos. Esto implica menor espacio, más baratos y menores efectos parásitos.

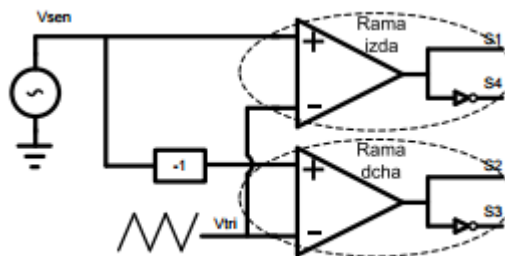
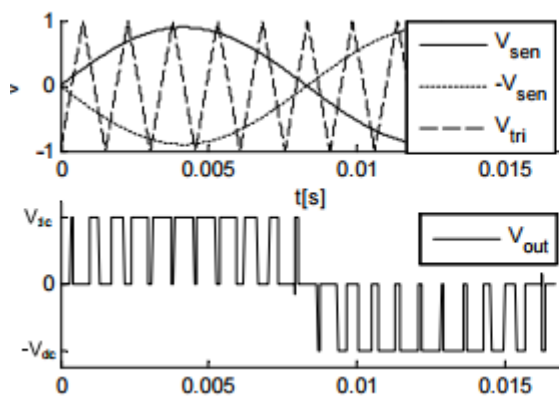


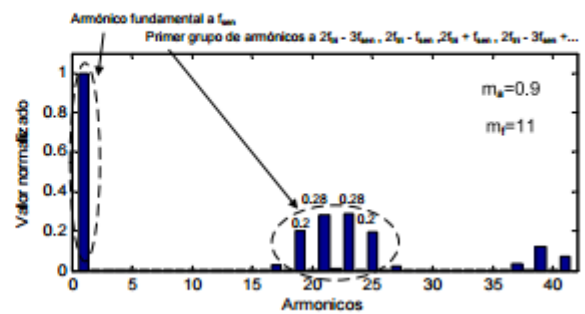
Figura 7. . Circuito básico de modulación unipolar. [7]

$S1$	$S2$	$S3$	$S4$	$V+$	$V-$	V_{out}
1	0	1	0	V_{dc}	0	V_{dc}
0	1	0	1	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
1	1	0	0	V_{dc}	V_{dc}	0
0	0	1	1	0	0	0

tabla 2. Posibles valores de conmutación en modulación unipolar



(a) Señales principales.



(b) Contenido armónico normalizado de la Tensión de salida.

Figura 8. Modulación Unipolar. [7]

Existen otros tipos de modulación PWM como la rama lenta – rama rápida que si bien optimizan las pérdidas de conmutación [8], no se van a considerar ya que su control analógico es más complejo debido a la necesidad de sincronización.

4. SELECCIÓN DE INTERRUPTORES

Los dispositivos de conmutación de potencia se fabrican sobre la base de un semiconductor, el silicio de muy alta pureza. El silicio, como semiconductor, tiene una conductividad muy baja (resistividad muy alta).

En [9] aparece una clasificación de los semiconductores interruptores de potencia que se muestra en la figura 9, en ella se encuentran ordenados según sus especificaciones máximas de tensión, corriente y frecuencia de conmutación.

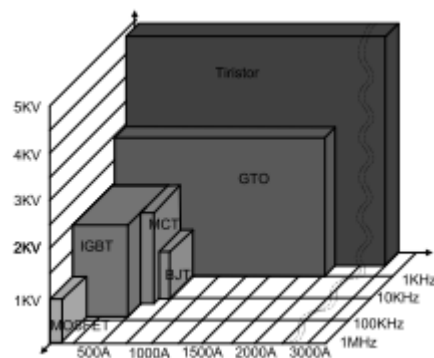


Figura 9. Clasificación de los interruptores de potencia. [9]

Conociendo los valores de tensión, corriente y potencia deseados para la ejecución del inversor de baja potencia, se concluyó que el semiconductor a implementar será el MOSFET.

4.1. Mosfet para conmutación de potencia.

El MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) de Potencia es el transistor de efecto campo del tipo MOS, base de los circuitos digitales de señal, que ha sido modificado para su utilización como interruptor apagable en electrónica de potencia. Como el BJT, el MOSFET tampoco es intrínsecamente

biestable, y su utilización como interruptor depende del manejo del electrodo de comando (Gate-Source).

- El MOSFET es un dispositivo de alta velocidad debido a que su tránsito entre conducción y corte depende de la carga de capacidades del orden de los nF. La velocidad depende entonces de la capacidad de dar corriente de la fuente de tensión que es un aspecto de diseño del circuito de disparo y no intrínseca del dispositivo. La conducción se basa en el movimiento de portadores mayoritarios, lo que elimina el riesgo de Segundo Breakdown, y el comando se realiza por tensión entre el electrodo de comando (Gate) y uno de los electrodos de potencia (Source), simplificando y haciendo más eficiente su manejo.
- El MOSFET en conducción se comporta como una resistencia. Las pérdidas en conducción dependen entonces de su valor, que se trata de reducir mediante las características constructivas.

El MOSFET de potencia es entonces un dispositivo que, manteniendo el principio de funcionamiento del MOSFET de señal, se modifica para manejar corrientes y bloquear tensiones como las que se utilizan en conversión electrónica de potencia.

Su aplicación está limitada a niveles de tensión correspondientes a redes de baja tensión o menores. Es el dispositivo de elección en fuentes de alimentación de hasta algunos kW, para sistemas electrónicos conectados a servicios de baja tensión. Su velocidad y costo de esos equipos, al reducirse los componentes pasivos que los integran.

4.2. Control de corriente y curvas características

4.2.1. Zona lineal o trío

Consideremos el MOSFET en el circuito de la figura 10a. la abscisa x indica un punto del canal. La corriente circula por el canal formado por los electrones en la capa de inversión. El espesor de la capa de inversión depende de la tensión sobre la capa de óxido aislante entre el metal del *gate* y el semiconductor p del *body*. Si no circula corriente no hay diferencias de tensión a lo largo del canal y el espesor de la capa de inversión es uniforme ya que la tensión sobre el óxido es la misma para todo x .

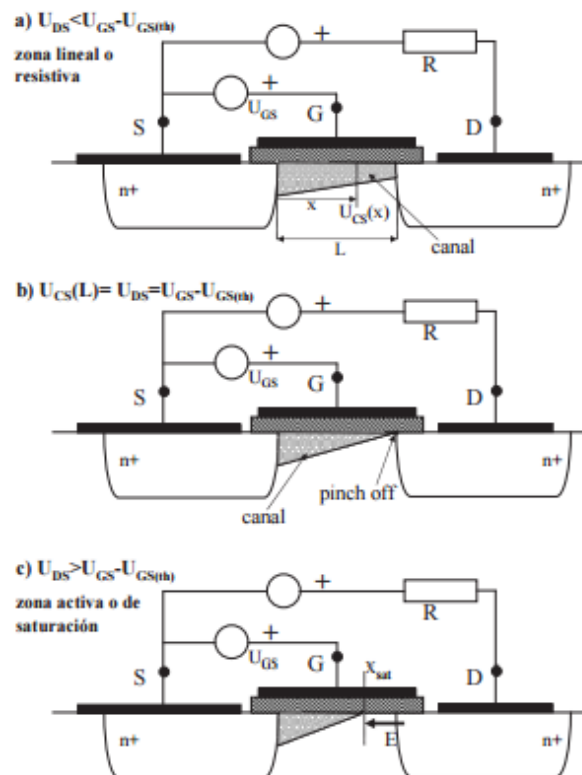


Figura 10. Circuito con MOSFET- control de corriente. [10]

Si $V_{DS} \geq 0$ circulará corriente por el canal, y a lo largo del mismo se producirá una caída de tensión $V_{CS}(x)$ (tensión canal – *Source*). En el extremo contra *drain* tendremos el máximo valor de $V_{CS}(x)$:

$$V_{CS}(x) = V_{CS}(L) = V_{DS}$$

La tensión que determina el espesor del canal o de la capa de inversión será la de la capa de óxido:

$$V_{OX} = V_{GS} - V_{CS}(x)$$

Esa tensión será mínima cuando $V_{CS}(x)$ es máxima e igual a V_{DS} .

La tensión mínima sobre el óxido para que se forma capa de inversión es igual a $V_{GS(th)}$, por lo tanto para que todo el canal tenga capa de inversión debe cumplirse:

$$V_{GS} - V_{CS}(x) > V_{GS(th)}$$

El máximo valor de $V_{CS}(x)$ es V_{DS} . Por lo tanto para que haya capa de inversión en todo el canal debe cumplirse:

$$V_{DS} < V_{GS} - V_{GS(th)}$$

Si la corriente y V_{GS} son tales que se cumpla lo anterior, hay inversión en todo el largo del canal y el dispositivo en conducción se comporta como una resistencia. La capa de inversión tiene la distribución de la figura 10a. tenemos el ancho máximo contra el *Source* ($V_{oxido} = V_{GS}$) y mínimo contra el *drain* ($V_{oxido} = V_{GS} - V_{DS}$).

Si hacemos aumentar la corriente, la tensión aumenta y el espesor de capa de inversión disminuye hacia el lado del *drain*. La resistencia del canal aumenta y la curva $I_D = V_{DS}/R_{ch}$ (donde R_{ch} es la resistencia del canal) va disminuyendo su pendiente, aunque aún estamos en la zona lineal.

Está claro que la resistencia del canal disminuye al aumentar V_{GS} . En una primera aproximación:

$$R_{ch} = \frac{K1}{V_{GS} - V_{GS(th)}}$$

4.2.2. Pinch off o Estrangulamiento

Si la corriente crece aún más la tensión V_{DS} crece hasta un punto en que:

$$V_{GS} - V_{DS} = V_{GS(th)}$$

$$V_{Dsat} = V_{GS} - V_{GS(th)}$$

De acuerdo a lo descrito, en esta situación el espesor de la capa de inversión se hace cero contra el *drain*. Este punto de trabajo se denomina “pinch off” y marca el límite de la zona lineal. Definimos $V_{Dsat}=V_{DS}$ tal que se cumple las ecuaciones anteriormente planteadas. La distribución del canal se muestra en la figura 10b.

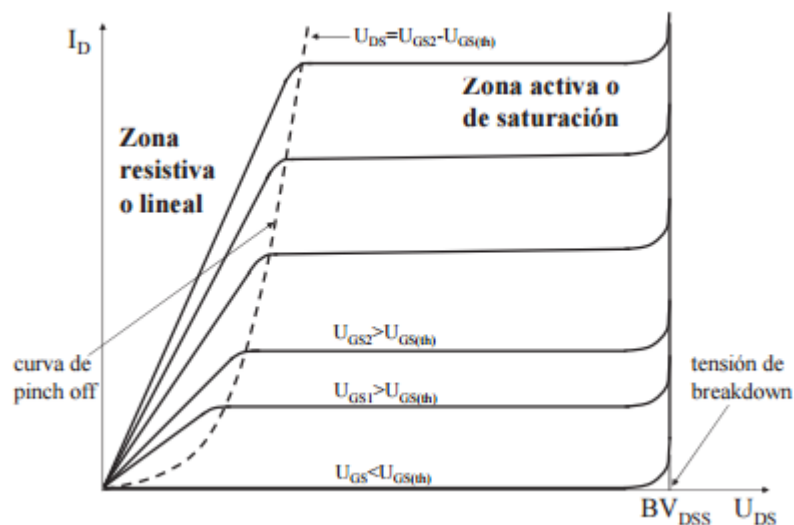


Figura 11 Curvas características de dren – Source de un MOSFET. [10]

4.3. Estructura de un MOSFET de potencia

El dispositivo descrito puede funcionar como interruptor trabajando entre bloqueo y zona lineal; de esa forma funciona en circuitos lógicos. Su alta velocidad de conmutación y simplicidad de manejo, así como su mecanismo de conducción lo convierten en una opción para superar las limitaciones de los BJT en circuitos convertidores de potencia. Sin embargo la estructura “lateral” de la figura 10 presenta fuertes limitaciones en cuanto a la tensión de bloqueo, la corriente de conducción y resistencia en la zona lineal que la hacen inaplicable a circuitos de uso de corriente.

El empleo como interruptor en electrónica de potencia requiere entonces una estructura completamente diferente, que permita el bloqueo de tensiones y conducción de corrientes en valores como los que se encuentran en los convertidores, y resistencia en zona lineal lo suficientemente baja como para que la caída de tensión en conducción sea aceptable como aproximación a un interruptor cerrado.

Esto se logra con una estructura vertical análoga a la del tiristor o BJT, que consiste en un chip de silicio de unas décimas de mm de espesor en el cual la corriente circula de una cara a la otra, con una estructura de dopaje que permita el funcionamiento como MOSFET.

4.4. Descripción del MOSFET utilizado

Como se dijo anteriormente, para construir el puente inversor monofásico se utilizaron semiconductores de potencia del tipo MOSFET. Para este caso se utilizó el modelo IRFZ44N fabricado por International Rectifier. Estos MOSFET soportan

una corriente máxima de 49 A y un voltaje de 55 V entre Drenador y Surtidor, en la figura 12 se muestra la configuración de sus pines, otras características se pueden encontrar en las hojas de datos de este componente. La figura 13 muestra la fotografía del módulo MOSFET utilizado, con los que se formará el puente inversor monofásico, en este proyecto se utilizaron 4 MOSFET para la construcción del puente completo.

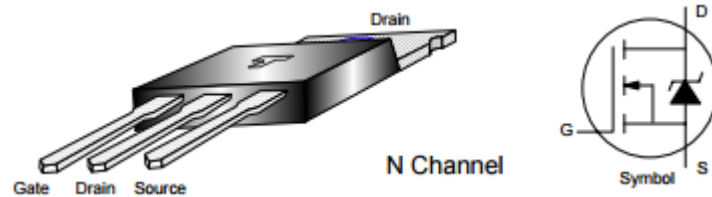


Figura 12 Distribución de los pines del MOSFET. [15]



Figura 13 Fotografía del MOSFET utilizado: [13]

El MOSFET utilizado tiene las características mostradas en la tabla 3, estas características nos permitirán establecer puntos de trabajo y evitaremos mal utilizar el transistor.

SIMBOLO	PARAMETRO	MAXIMO	UNIDAD
V_{DS}	Volt. Drain - Source	55	V
I_D	Corriente Drain	49	A
I_{DM}	Corriente Drain pico	160	A
P_T	Potencia Total	110	W
$R_{DS(ON)}$ $V_{GS(ON)}=10V$ $I_{D(ON)}=23A$	Resistencia Drain- Source encendido	22	m Ω
T_J	Temperatura De funcionamiento	175	$^{\circ}C$
V_{GS}	Voltaje Gate – Source	20	V

Tabla 3. Algunas especificaciones IRFZ44N. [13]

5. CONTROLADORES BÁSICOS. (DRIVERS)

5.1. CONCEPTOS BÁSICOS.

La mayoría de dispositivos eléctricos y electrónicos requieren tensiones y corriente que destruirían los circuitos digitales, por tanto, en términos generales, debemos confiar dicha labor a los llamados circuitos controladores o drivers.

Normalmente la salida de un microcontrolador, puede tener tres estados (alto, bajo y alta impedancia), naturalmente al proyectar un driver tenemos que tener en cuenta este detalle. De modo que, en primer lugar se debe proteger el pin de

salida del microcontrolador, mediante una resistencia, limitando la corriente que circulará por dicho pin.

Un controlador de puerta es un amplificador que acepta una entrada de un controlador IC de baja potencia y produce una entrada de alta corriente por la puerta de un transistor de alta potencia como un IGBT o MOSFET de potencia. Los *drivers* pueden suministrarse ya sea en encapsulado o como un módulo discreto. En esencia, un *driver* consiste en un circuito que aumenta la capacidad de corriente que puede inyectar al circuito de puerta.

5.2. TARJETA DE DISPARO.

Para garantizar la buena conmutación de los MOSFET es necesario generar una señal de voltaje de al menos $10 V_p$ independientemente para cada uno. Para lo cual se implementó el diseño de fuentes de DC conectadas a la red con tierras aisladas (implementación de transformadores) para cada uno de los *drivers*.

Para solucionar esto se utilizó el circuito integrado **TLP250F** de *Toshiba Semiconductor*. Este circuito es capaz de excitar directamente un MOSFET conectado en configuración de medio puente, asegurando que para cada transistor la tensión entre puerta y surtidor sea óptima. Por lo tanto, por cada rama se utilizó dos de estos circuitos, con un total de 4 para el inversor monofásico implementado.

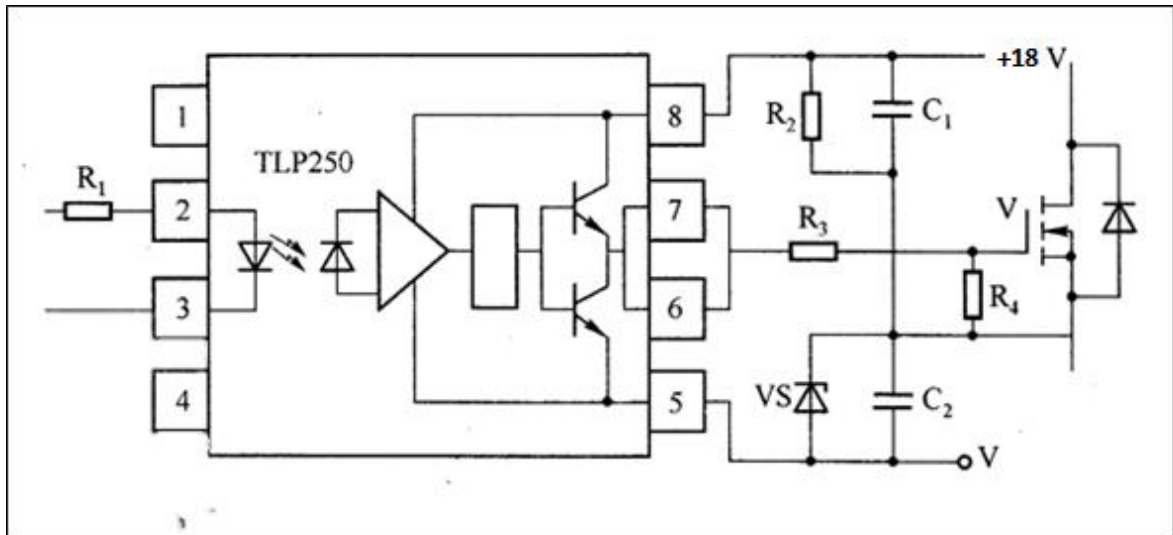


Figura 14 Esquemático driver TLP250F. [13]

El pin 6 corresponde a la salida del driver hacia los transistores, el pin 2 de cada optoacoplador está conectados entre sí con la tierra del microcontrolador. Un dato de interés es la alimentación de cada optoacoplador para el cual se diseñaron sus fuentes aisladas y así asegurar un eficiente *switcheo*. El montaje de la PCB se puede ver en el **ANEXO B**, así mismo el *layout* del circuito de control en el **ANEXO C**.

6. DISEÑO DEL FILTRO.

Para obtener la forma de onda sinusoidal se filtró la salida del puente inversor colocando una bobina en serie con la carga tal y como se muestra en la figura. En el elemento inductivo se debe presentar una baja impedancia para la frecuencia fundamental y así evitar caídas de voltaje y una alta impedancia a las frecuencias de los armónicos que se desean eliminar.

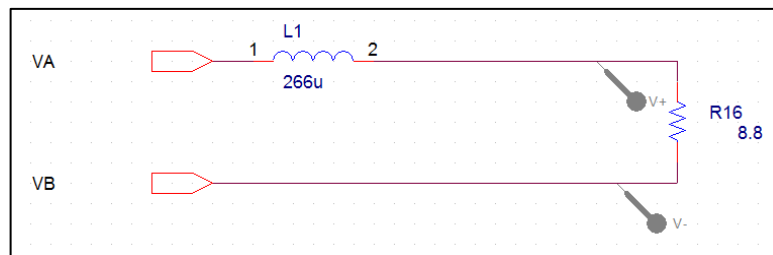


Figura 15 Esquemático filtro RL. [13]

Para calcular teóricamente la frecuencia de corte de un filtro RL, tenemos:

$$f_c = \frac{R}{2\pi L}$$

Si,

$$R = 8.8 \Omega$$

$$L = 266 \mu H$$

Entonces,

$$f_c = 5.265 \text{ kHz}$$

Simulando el filtro en modo AC Sweep, veremos la respuesta en frecuencia para comprobar la frecuencia de corte teórica.

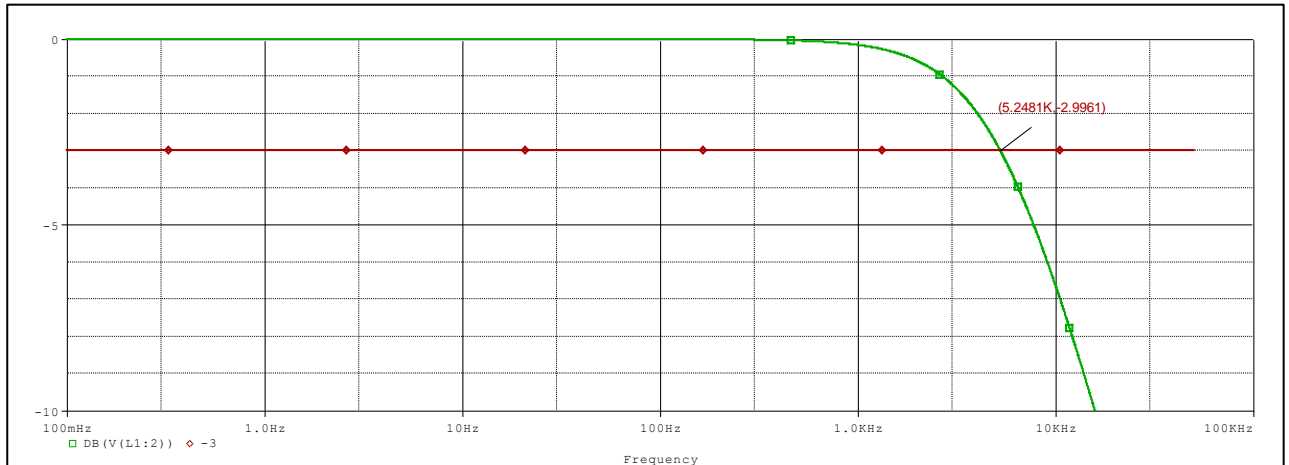


Figura 16: Respuesta en frecuencia del filtro

En la gráfica se puede ver que el corte con la recta de -3dB está en 5.248kHz, valor que está muy cerca al que nos dio la fórmula.

7. PROCESAMIENTO DIGITAL

7.1. PROGRAMACIÓN DE MICRO CONTROLADOR

El tipo de modulación seleccionado se puede implementar de dos maneras, tanto analógica como digitalmente; la primera usa generadores de señales ajustables con elementos pasivos y un amplificador operacional como comparador. Digitalmente se hace mediante la programación de un micro controlador, que regirá sobre los interruptores del puente H. Se hace la comparación entre una onda triangular de una frecuencia de 50 kHz con una onda seno en el orden de 60 Hz.

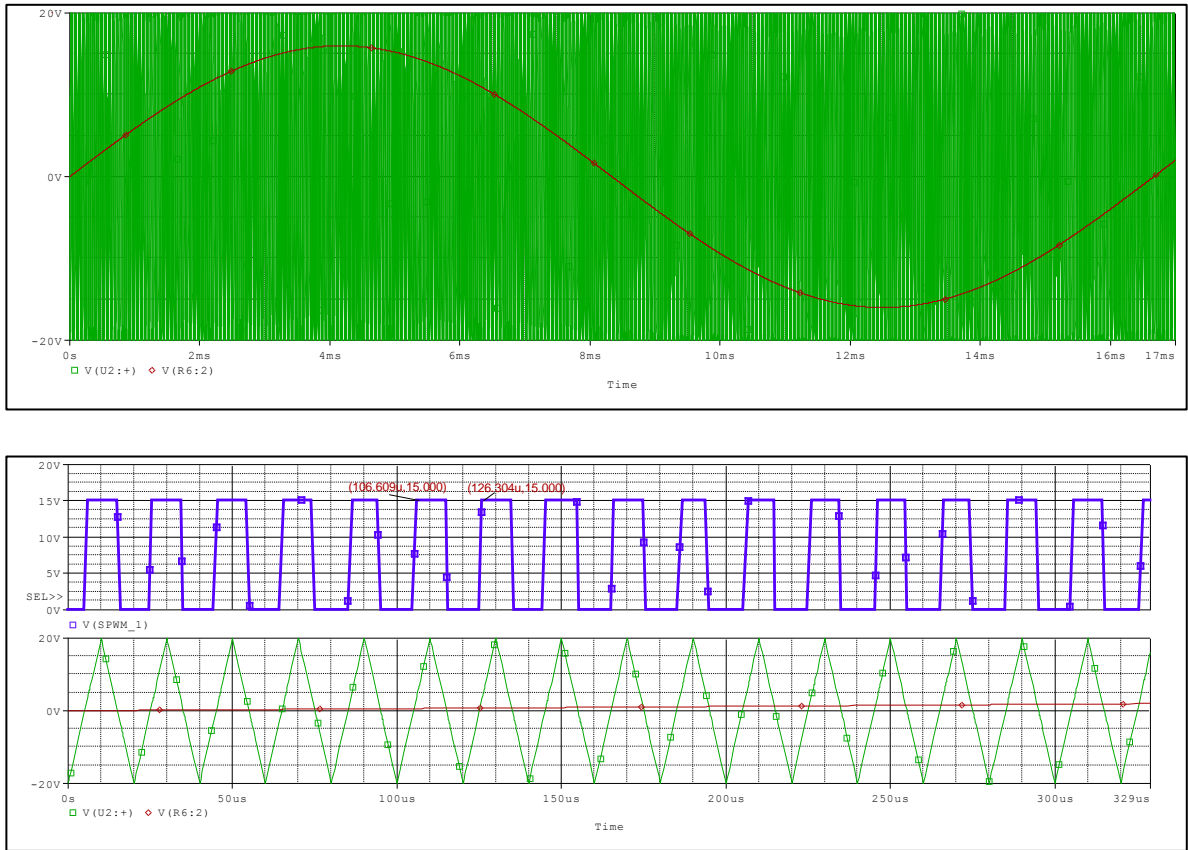


Figura 17. . Comparación entre onda seno y triangular [13]

Sea $t_1 = 106.6\mu s$ y $t_2 = 126.3\mu s$

Entonces el periodo de la señal cuadrada resultante es

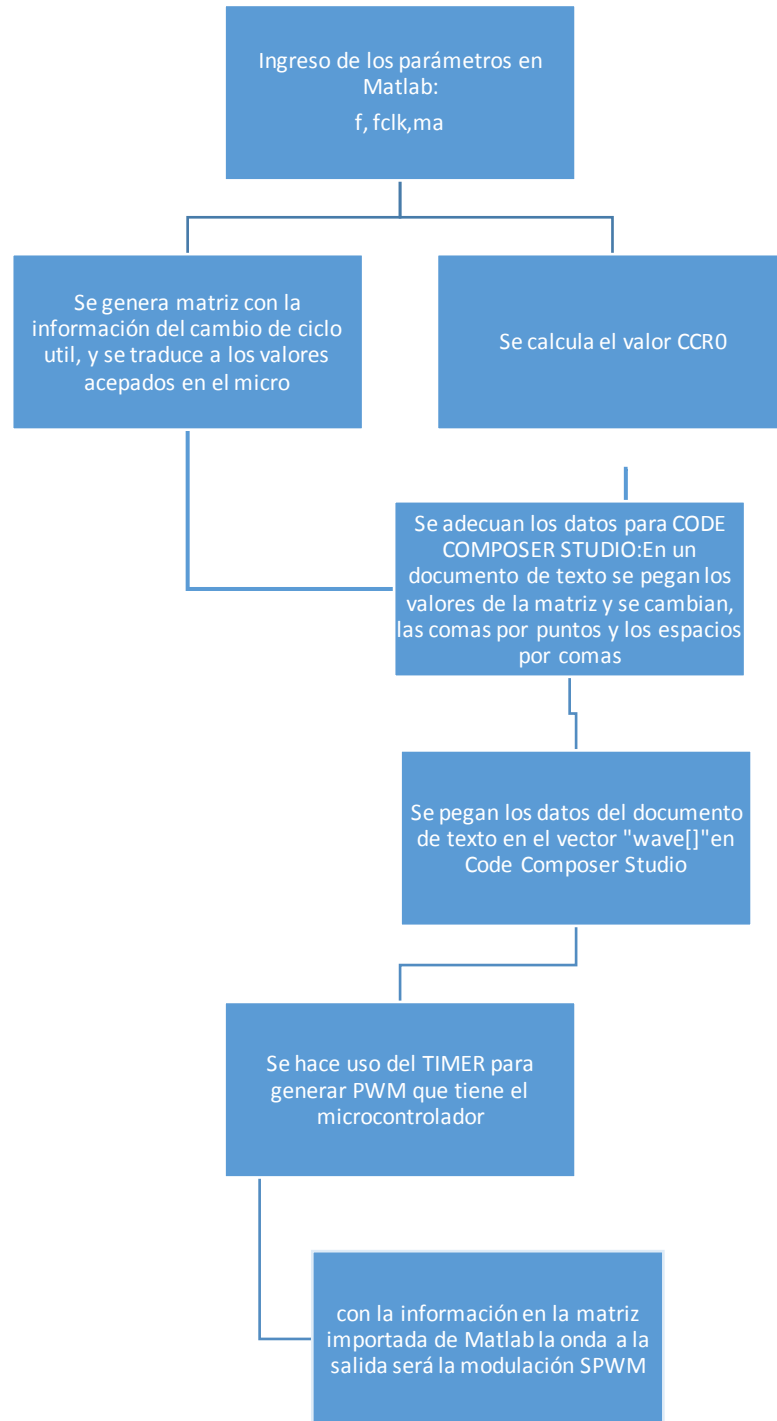
$$T = T_2 - T_1 = 19.7\mu s$$

Por lo tanto,

$$f = \frac{1}{T} = 50.76142 \text{ kHz}$$

En Matlab se genera una matriz que tiene la información de la comparación, esta información está contenida en la variación del ancho de pulso de la onda cuadrada. Esta matriz se trasladó al entorno de programación del micro

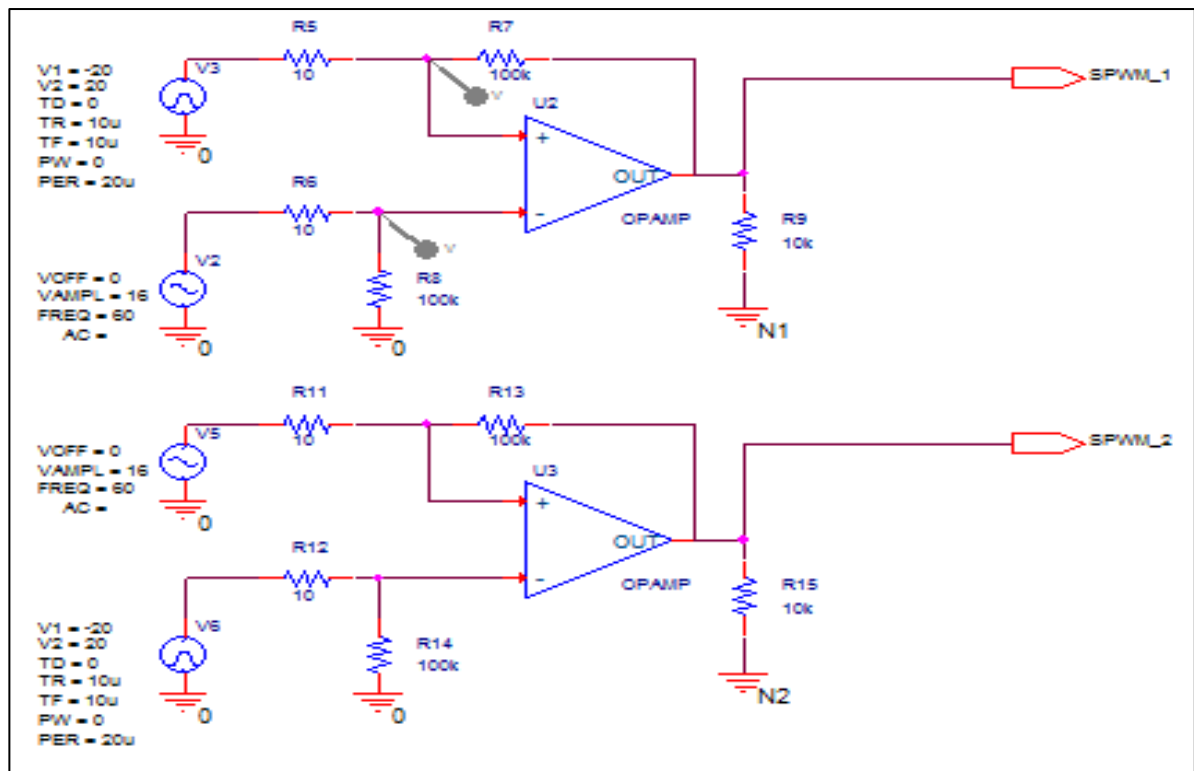
controlador, Code Composer Studio para el caso de este trabajo el micro controlador de Texas Instruments MSP430.



El hacer esto hace que el micro controlador ahorre tiempos en el cálculo de la modulación, comparando la onda triangular y senoidal, simplemente con la información consignada en la matriz se pone un alto o un bajo dependiendo de lo que se lea en la matriz.

7.2. SIMULACIONES

Se hicieron pruebas de simulación utilizando las herramientas de *orCAD Capture CIS* de la empresa *CADENCE* se optó por hacer la modulación SPWM bipolar mediante la comparación con un amplificador operacional de las señales provenientes directamente de fuentes dadas por el software.



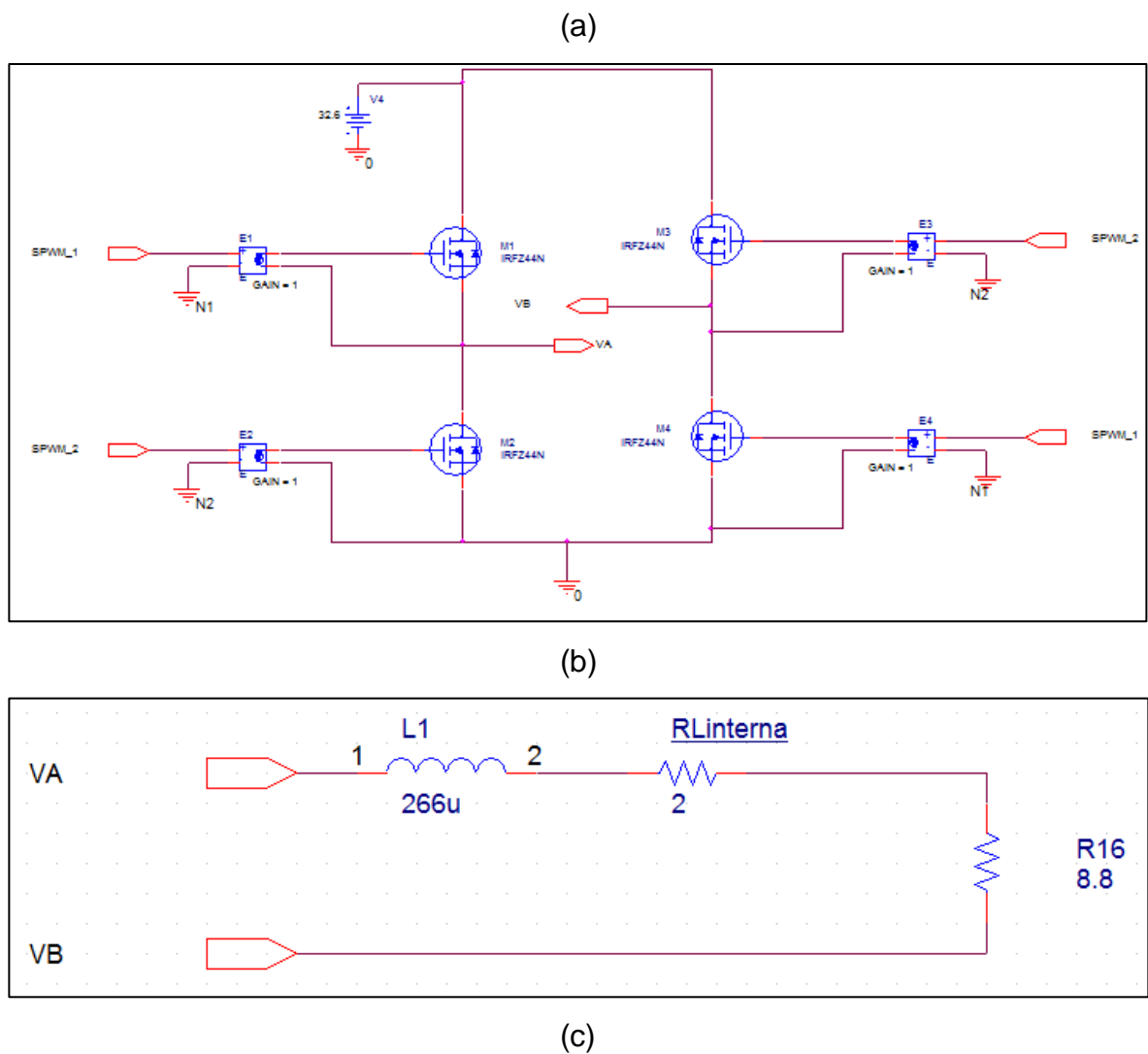


Figura 18: Esquemático de simulación OrCAD.

(a) Generación de onda SPWM. (b) Puente H. (c) Filtro RL

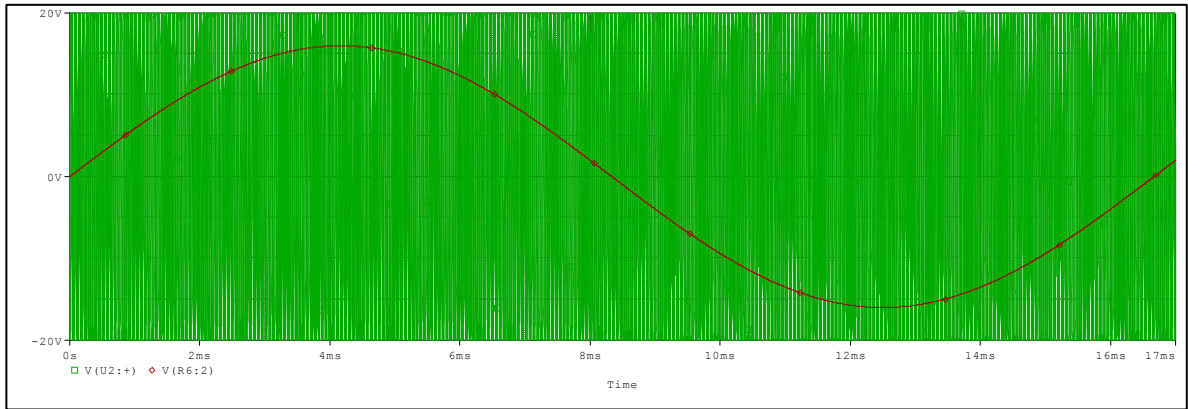


Figura 19. Señales triangular y seno para SPWM. [13]

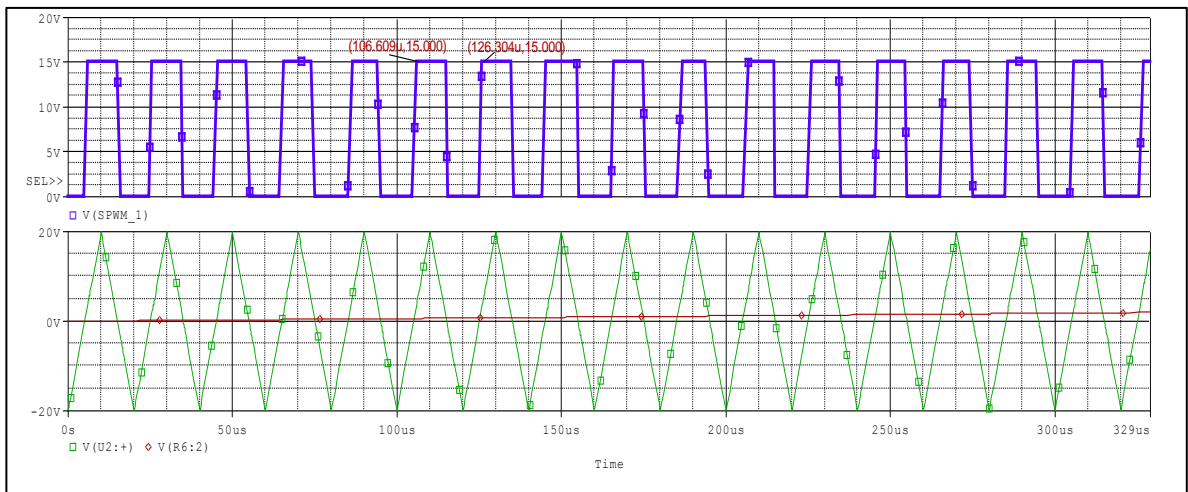


Figura 20. Modulación SPWM [13]

Para la modulación se utilizó como lo recomienda la literatura, un índice de modulación en frecuencia entero e impar, como la frecuencia de conmutación deseada para es 50kHz, se tiene $\frac{50000}{60} = 833.333$ entonces $m_f = 833$ lo que dará una frecuencia de conmutación exacta de 49 980Hz.

Como índice de modulación en amplitud, $m_a = \frac{16}{20} = 0.8$

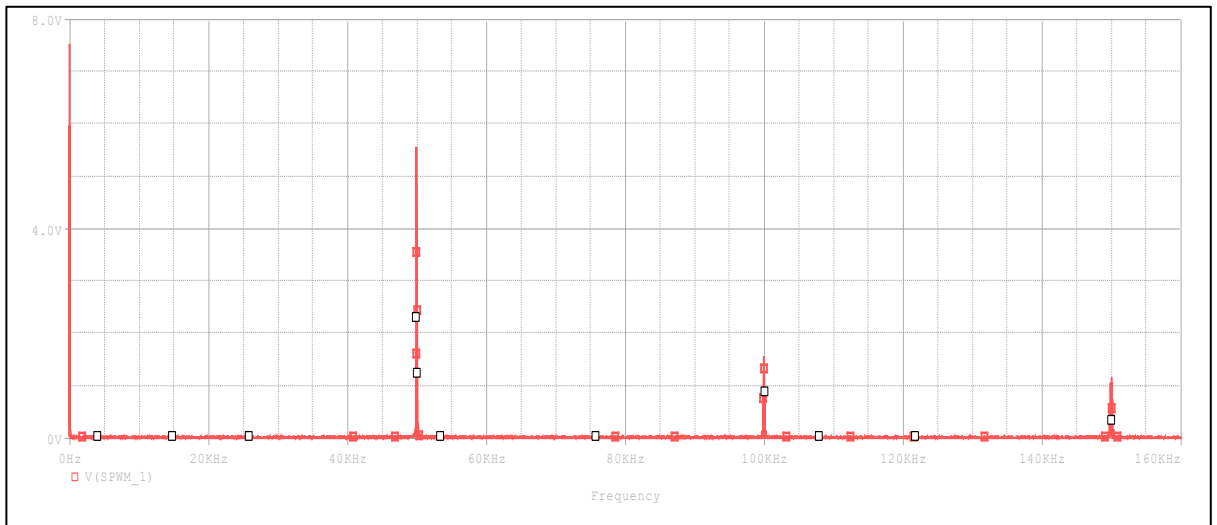


Figura 21. FFT de la modulación. [13]

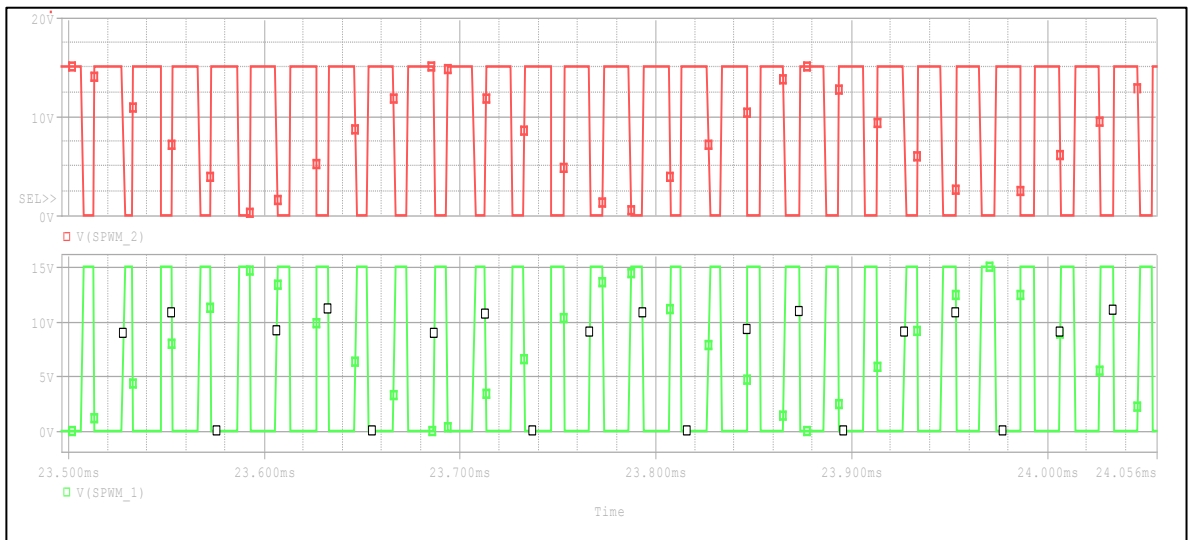


Figura 22. Señales de disparo en contrafase para el puente H. [13]

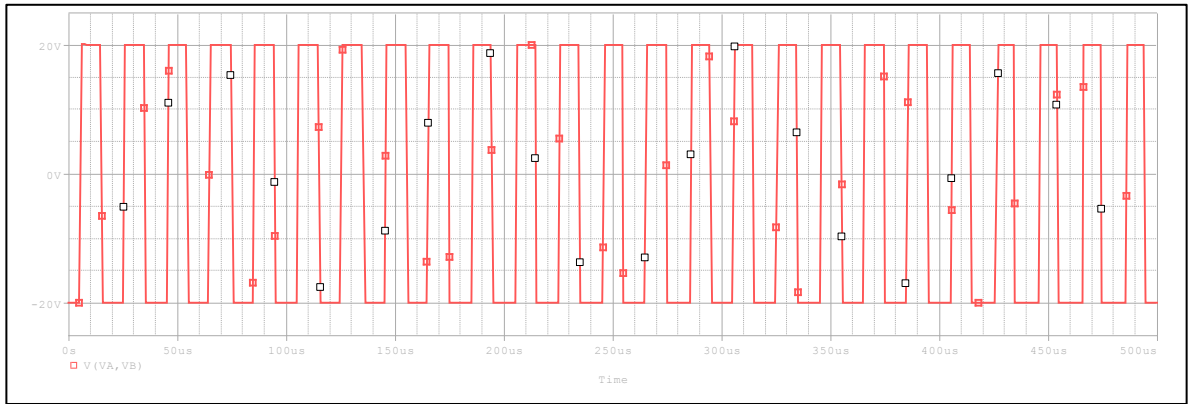


Figura 23. Salida Puente H sin filtro. [13]

Con el filtro se quiere aplicar a la carga únicamente el armónico fundamental de la salida del puente H, utilizamos en este trabajo un filtro RL que tiene como atenuación 20dB/dec para las frecuencias mayores a la frecuencia de corte ($f > f_c$), para las frecuencias menores ($f < f_c$) a la frecuencia de corte no se les amplifica.

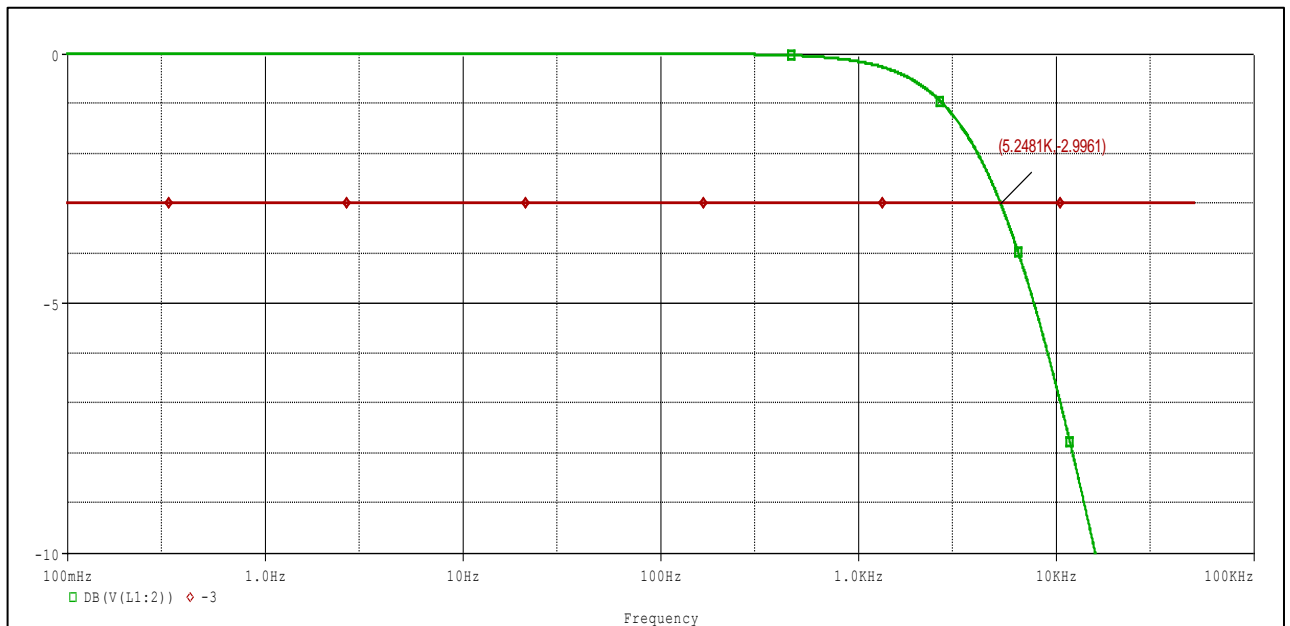


Figura 24. Diagrama de bode del filtro. [13]

Para el diseño del filtro se tiene en cuenta que el armónico más bajo en frecuencia que se desea eliminar esté a la derecha de la frecuencia natural del filtro ($f_1 \gg f_n$),

Sabiendo que el filtro tiene una atenuación de 20dB/dec la frecuencia de corte debe estar alejado mínimo una década del primer armónico producido por la modulación, para este caso $f_{tri} = 50kHz$ por lo que quedamos con la siguiente relación $f_n \leq \frac{f_{tri}}{10} = 5kHz$

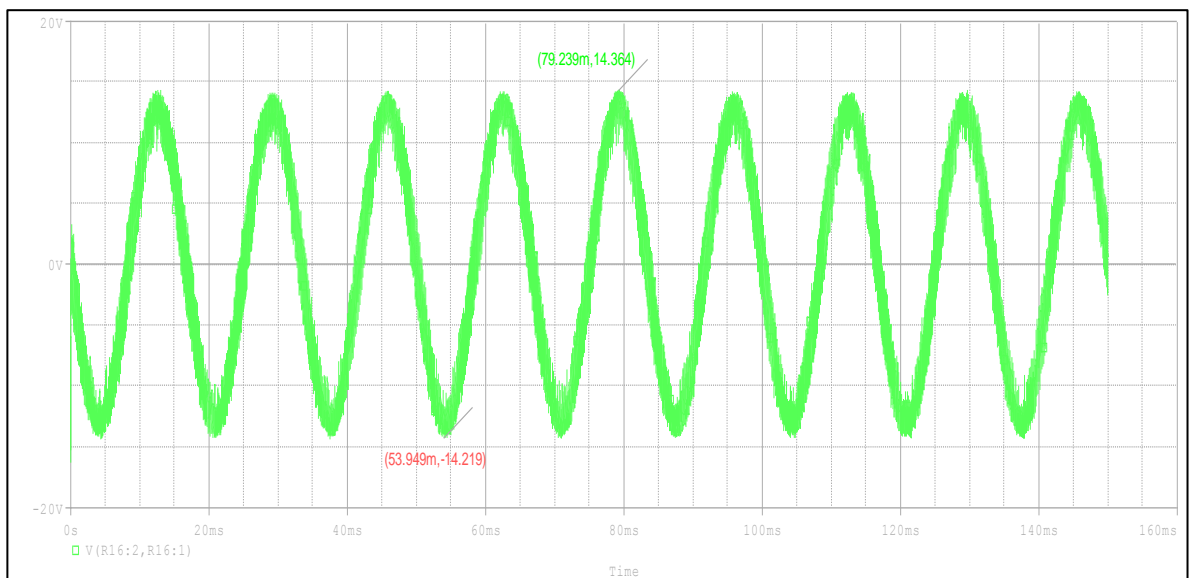


Figura 25. Salida del puente H con filtro. [13]

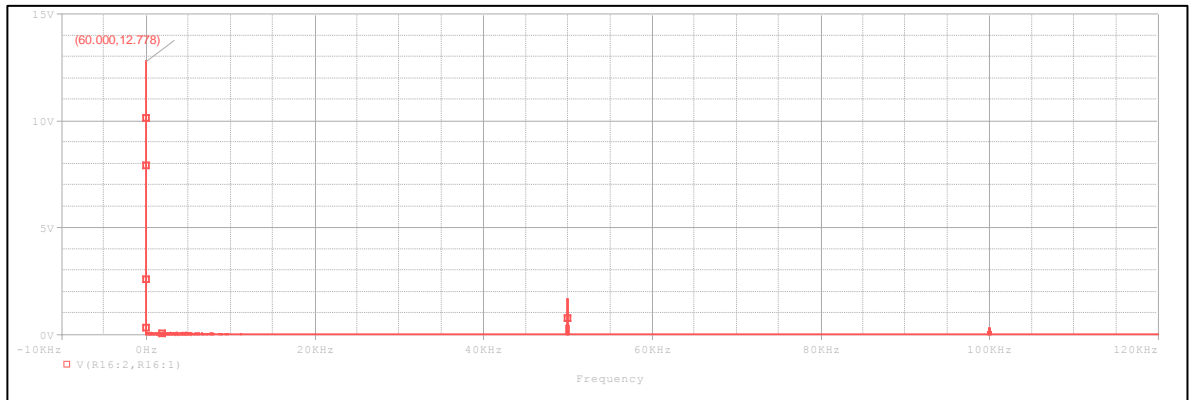


Figura 26. FFT de la salida del puente H con filtro. [13]

Con el método que se utilizó para implementar la modulación, la cantidad de elementos en el vector "wave[]" en Code Composer Studio, aumenta a medida que la frecuencia de conmutación sube. Esto se debe a que Matlab usa el índice de modulación en frecuencia como cantidad de datos para el ciclo for. Por las razones dichas anteriormente, la capacidad de memoria de un micro controlador se convierte en una restricción.

7.3. DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL (THD)

Uno de los índices más utilizados es la denominada distorsión armónica total THD (*Total Harmonic Distortion*), y aplicable tanto a corriente como para tensión. Este índice se define como la relación entre el valor eficaz del total de las componentes armónicas y el valor eficaz correspondiente a la componente fundamental. Así para la onda de tensión será:

$$\text{THD} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} V_k^2}{V_1} * 100$$

V_k = magnitud de la componente armónica individual

V_1 = Voltaje nominal fundamental del sistema

K = orden armónico

En el **ANEXO A**, con ayuda del programa orCAD Capture CIS de la empresa CADENCE se calculó la THD de las tensiones en la salida del puente H y en la carga cuando la señal ya está filtrada; teniendo en cuenta los 40 primeros armónicos.

Para la tensión a la salida del puente H, la distorsión armónica total fue del 38%, y al pasar por el filtro cae este valor a 2% de distorsión. Esto se puede evidenciar fácilmente en las forma de onda tanto en la Figura 23 y Figura 25.

8. PRUEBAS DE LABORATORIO

En este capítulo se van a presentar las medidas del inversor tomadas en laboratorio, con todo el montaje completo, se harán las mismas medidas que se hicieron en la simulación para poder comparar los resultados obtenidos.

El montaje completo está comprendido por la modulación en un micro controlador cuyas salidas van hacia el *driver* que controla el disparo de cada uno de los transistores, luego están por los MOSFET y finalmente se tiene el filtro.

El micro controlador da como salidas dos señales que están en contra fase, estas corresponden a la lectura cíclica de la matriz de la modulación SPWM. Para este trabajo en específico la salida de voltaje no supera los 4Vpp por lo que fue necesario agregar al *driver* una etapa previa en la cual se garantice una tensión mayor para su óptimo funcionamiento.

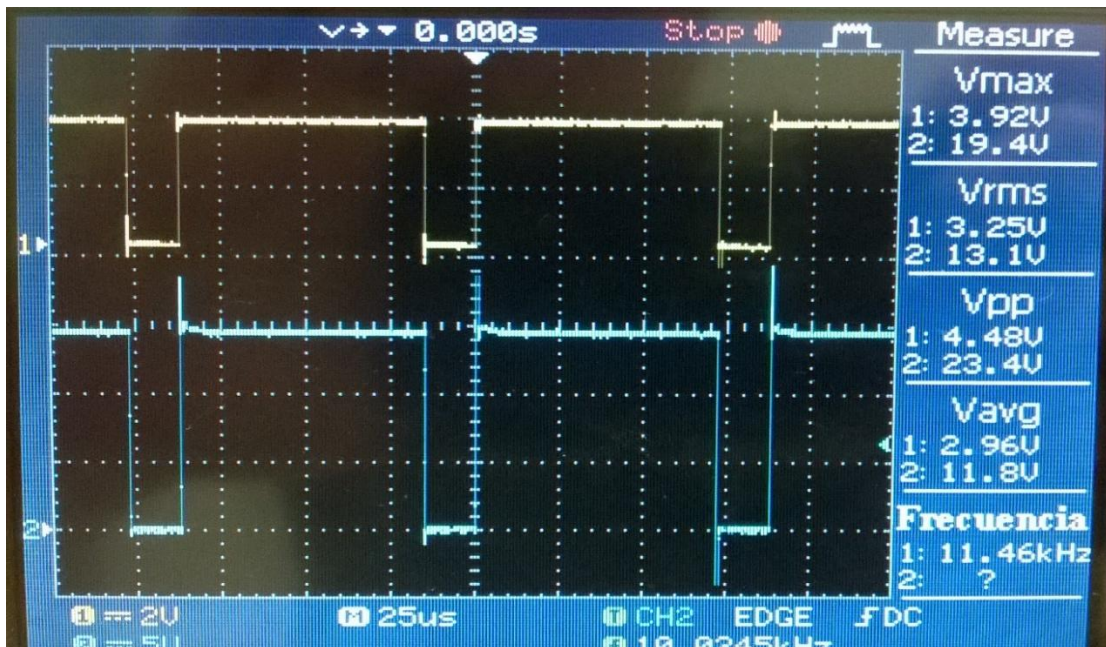


Figura 27. Entrada a la etapa de amplificación (amarilla) y salida del driver (azul).

[13]

Con la ayuda de la herramienta MATH y los cursores del osciloscopio se puede ver la FFT y ubicar en qué frecuencias está los picos más altos. La componente fundamental en 60Hz. Así mismo, los dos armónicos siguientes se encuentran ubicados aproximadamente en 50kHz y 100 kHz como se ven en las siguientes figuras.

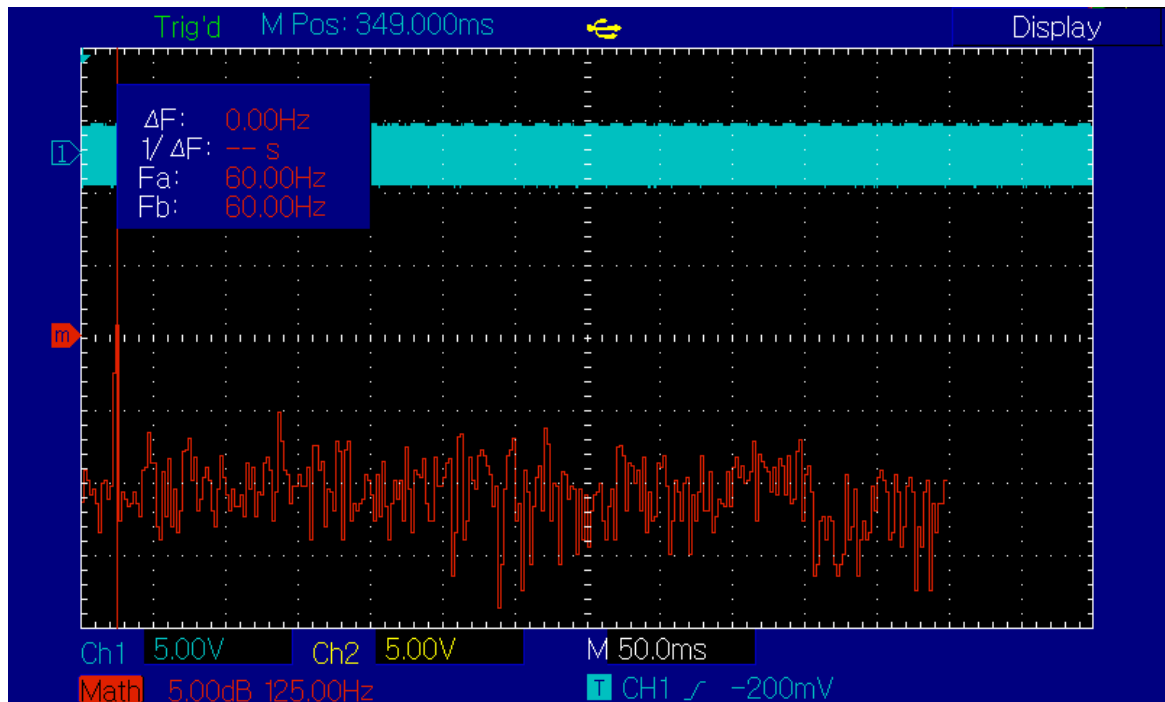


Figura 28. Componente fundamental. [13]

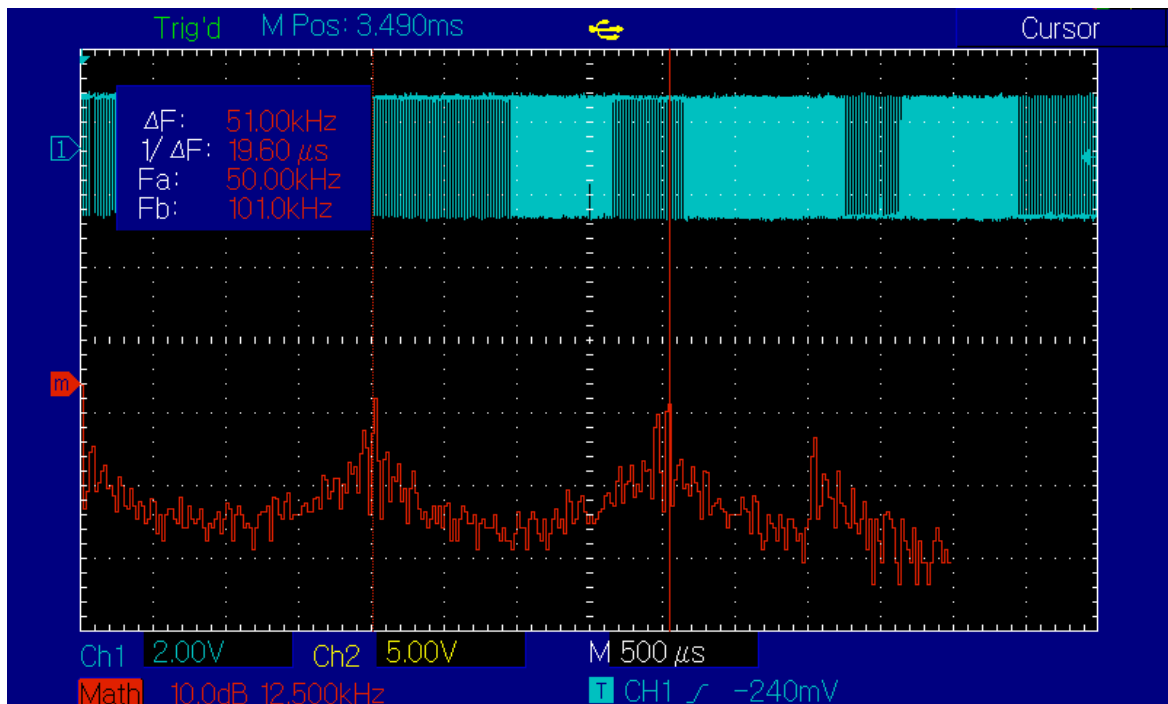


Figura 29. Primer y segundo armónico. [13]

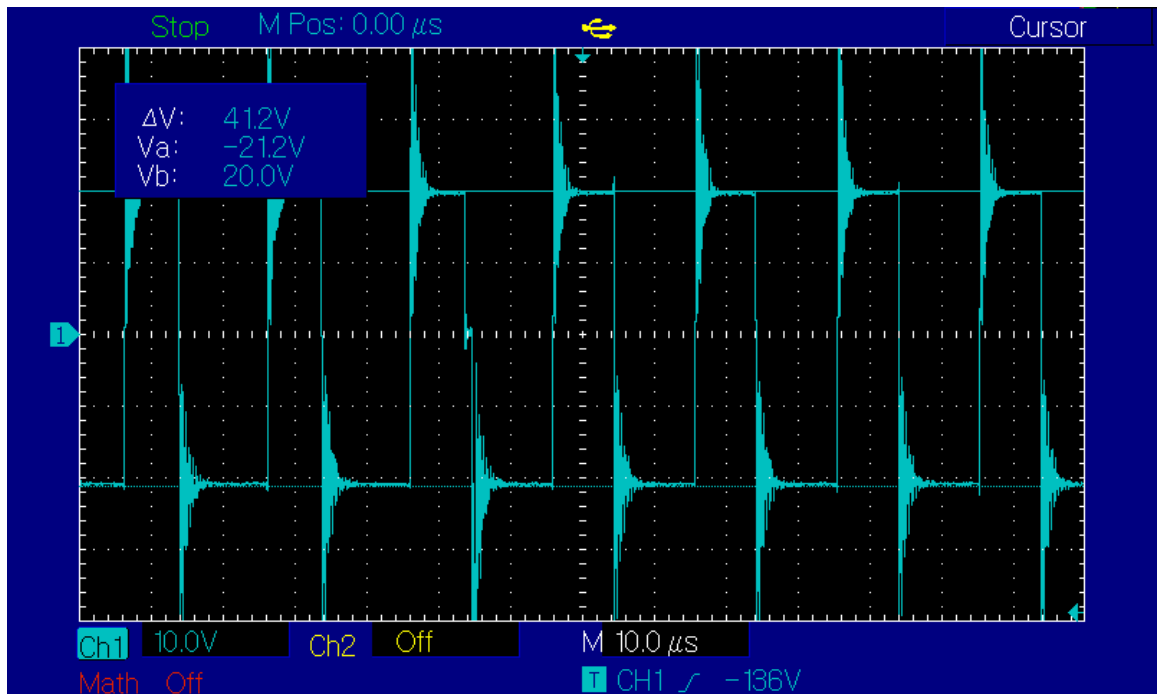


Figura 30. Tensión de salida del puente H sin filtro. [13]

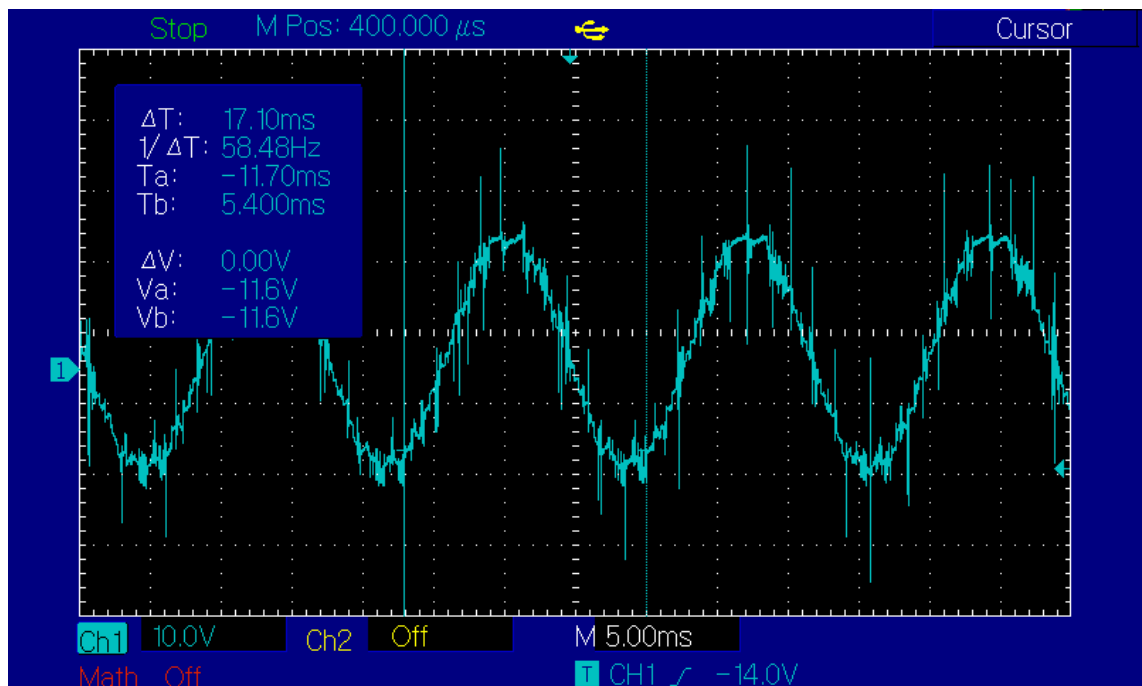


Figura 31. Tensión de salida del filtro. [13]

9. EFICIENCIA

La eficiencia del circuito inversor se calcula como el cociente entre la potencia consumida por la carga, y la potencia total suministrada por la fuente de DC. A continuación se muestran tablas de eficiencia tanto en simulación como en el laboratorio para diferentes cargas y valores de tensión de DC.

DATOS LABORATORIO						
V	I	Pin	Vrms	Irms	Pout	eficiencia%
10	0,4	4	4,06	0,71	2,8826	72,1
15,18	0,54	8,1972	6,8	0,9	6,12	74,7
25,2	0,77	19,404	13,2	1,19	15,708	81,0
32,6	0,9	29,34	18,5	1,38	25,53	87,0

Tabla 4. Eficiencia obtenida en laboratorio para una carga $R_L=2.44 \Omega$

DATOS SIMULACION CON R CTE						
V	I	Pin	Vrms	Irms	Pout	eficiencia
10	0,334677	3,34677	4,5787	0,542496	2,48392644	74,2186178
15	0,507077	7,606155	6,8635	0,81321	5,58146684	73,3809242
20	0,6667	13,334	9,1644	1,0858	9,95070552	74,6265601
25	0,84141	21,03525	11,546	1,368	15,794928	75,0879024
30	1,031	30,93	13,741	1,628	22,370348	72,3257291
35	1,2083	42,2905	16,301	1,9314	31,4837514	74,446392
40	1,3583	54,332	18,871	2,2358	42,1917818	77,6554918
45	1,5603	70,2135	21,362	2,5311	54,0693582	77,0070687
50	1,9724	98,62	23,301	2,7608	64,3294008	65,2295689
55	2,2264	122,452	25,485	3,0196	76,954506	62,8446297

Tabla 5. Eficiencia obtenida en simulación para una carga $R_L=8.44 \Omega$

Los datos suministrados en la tabla 4, muestran un incremento de la eficiencia a medida que aumenta el valor de tensión de la fuente, pero esto también ocasiona que la resistencia (bombillo) se altere de su valor inicial 2.44Ω medido en condiciones de temperatura ambiente, ya que dicha resistencia es directamente proporcional al cambio de temperatura. Por lo cual se calculó un valor promedio de resistencia de 8.44Ω utilizado en la simulación.

10. COMPARACIÓN.

Tanto en la simulación como en las pruebas de laboratorio se pudo observar el comportamiento del montaje de un inversor monofásico. En la simulación se utilizó una modulación analógica dado que el software no permite el uso de micro controladores, cosa que sí se hizo en el laboratorio, con la ayuda de la tarjeta de desarrollo de TEXAS INSTRUMENTS MSP430.

La figura 15 en donde se muestra las señales utilizadas para la modulación SPWM con $f_{tri} = 50kHz$, $f_{sin} = 60Hz$ y $m_a = 0.8$. Corresponden en la práctica al código utilizado en MATLAB, de donde se extrae una matriz con la información de la modulación de la figura 17.

La salida del puente H tanto en simulación como en el laboratorio es similar, así como la tensión de la carga a la salida del filtro, con una amplitud de 28.6Vpp en simulación frente a 31Vpp en el laboratorio.

La eficiencia calculada en laboratorio varía entre $72\% \leq \eta \leq 82\%$ a diferencia de la calculada en simulación con $72\% \leq \eta \leq 77\%$. Esto se debe a que no se tiene una medida exacta del valor de la resistencia de carga para cada valor de DC.

11. CONCLUSIONES

Con base al trabajo realizado y los datos obtenidos se puede decir:

- La implementación del sistema de control es sencilla y económica ya que los elementos pueden conseguirse con facilidad en el mercado, a unos precios asequibles.
- Los datos obtenidos mediante simulación son contrastados con los resultados prácticos demostrando la eficiencia del puente inversor y de la estrategia de control utilizada.
- Se hace necesario el utilizar tres fuentes de polarización totalmente aisladas una de la otra, para garantizar que la tensión V_{gs} de sea exactamente la que necesita, esto debido a que tenemos dos transistores que necesitan tensiones flotantes.
- Al utilizar una frecuencia de conmutación mayor, podemos obtener una señal con menor contenido armónico para un filtro de las mismas características.
- A medida que nos acercamos al límite de tensión soportada por los transistores IRFZ44N, comienza a decaer la eficiencia. Por lo cual se recomienda no superar los 45 V.
- Al trabajar el transistor cómo si fuera una resistencia, es posible mejorar la eficiencia conectándole más transistores en paralelo a los existentes.
- En contraste con la simulación, la implementación presenta a la salida del puente H unos picos de tensión en cada flanco, esto ocasionado por efecto inductivo de todo el montaje.

12.RECOMENDACIONES.

- Para trabajos futuros, realizar un estudio comparativo del prototipo implementado con las nuevas técnicas existentes en el mercado.
- Poder cambiar a voluntad los índices de modulación o el tipo de modulación para que el inversor sea menos rígido en cuanto a este parámetro.
- Diseñar un filtro pasivo con mejor respuesta en frecuencia para el caso en que se necesite una THD menor a la de este proyecto.
- Agregar un transformador que permita elevar la tensión y poder hacer uso del inversor en ambientes cotidianos.
- Sincronizar la salida con la tensión de red para una posible inyección.
- Hacer uso de nuevos microcontroladores con mayor capacidad de procesamiento y memoria, y así trabajar a frecuencias más elevadas garantizando la calidad de salida del microcontrolador y del inversor.
- Adquirir la **licencia** de la herramienta de simulación **PROTEUS professional de la empresa Labcenter Electronics**, ya que nos permite simular diversos tipos de microcontroladores existente en el mercado.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]. José A. Villarejo. "Inversores modulados. Tema 8-leccion 13". Capítulo Español del IEEE PELS. Lecciones de oposición, Fecha desconocida http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/inversores_modulados.pdf
- [2]. Ned Mohan, Tore M. Undeland y William P. Robbins, "Power Electronics", Capítulo 8: Inversores de CC-CA de modo conmutado, 3ra Edición Mc Graw Hill, pp. 176-214
- [3]. Rashid, Electrónica de Potencia. Capítulo 10: Modulación de ancho de pulso.
- [4]. Daniel W. Hart. "Electrónica de Potencia". Prentice Hall, 2001.
- [5]. Muhammad H. Rashid. "Power Electronics. Circuits, devices and applications". Prentice Hall, 1993
- [6]. José A. Villarejo. "Inversores modulados. Tema 8-leccion13". Capítulo Español del IEEE PELS. Lecciones de oposición, Fecha desconocida. http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/inversores_modulados.pdf (última visita 26-06-2012)
- [7]. Martín Delgado, Raúl. "Diseño e implementación experimental de un inversor monofásico operando en modo isla". 29-06-2012. http://e-archivo.uc3m.es/bitstream/handle/10016/15377/PFC-Raul_martin_delgado-29-06-2012.pdf?sequence=1
- [8]. D. Meneses. "Control analógico de inversores", 2009 http://www.cei.upm.es/Seminario_CEI/2009/presentaciones_2009.html

- [9].Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins. "POWER ELECTRONICS.Convertes, Applications and Design 2nd edition". John Willey & Sons. INC, 1995.
- [10]. César Briozzo, Virginia Echinope. "Dispositivos Semiconductores para Electrónica de Potencia". Capítulo 7: MOSFET para conmutación de potencia. https://eva.fing.edu.uy/pluginfile.php/66648/mod_resource/content/1/Capitulos_1_a_8_-_mayo_09.pdf
- [11].<http://www.diarioelectronico hoy.com/blog/controladores-basicos-drivers>.
- [12].<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/209474/TEL/IRFZ44N.html>
- [13]. Fuente: autores
- [14]. John Hoyos, Johnny Parra. Proyecto de pregrado "Regulación de tensión en cargas monofásicas utilizando PWM", Universidad Tecnológica de Pereira, 2008. <http://repositorio.utp.edu.co/dspace/bitstream/11059/1065/1/621314H868.pdf>
- [15].<http://www.waterymex.org/contenidos/rtecnicos/Optimizando%20la%20Operacion%20y%20el%20Mantenimiento/Distorsion%20Armonica.pdf>

BIBLIOGRAFÍA

César Briozzo, Virginia Echinope. "Dispositivos Semiconductores para Electrónica de Potencia". Capítulo 7: MOSFET para conmutación de potencia. https://eva.fing.edu.uy/pluginfile.php/66648/mod_resource/content/1/Capitulos_1_a_8_-_mayo_09.pdf

Daniel W. Hart. "Electrónica de Potencia". Prentice Hall, 2001.

John Hoyos, Johnny Parra. Proyecto de pregrado "Regulación de tensión en cargas monofásicas utilizando PWM", Universidad Tecnológica de Pereira, 2008. <http://repositorio.utp.edu.co/dspace/bitstream/11059/1065/1/621314H868.pdf>

Muhammad H. Rashid. "Power Electronics. Circuits, devices and applications". Prentice Hall, 1993

Ned Mohan, Tore M. Undeland y William P. Robbins, "Power Electronics", Capítulo 8: Inversores de CC-CA de modo conmutado, 3ra Edición Mc Graw Hill, pp. 176-214

ANEXOS

ANEXO A: TABLA DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL

SALIDA DEL PUENTE H (SIN FILTRAR)

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(VA,VB)

DC COMPONENT = -4.939508E+00

HARMONIC NORMALIZED NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED (DEG)	PHASE PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.004E+01	1.000E+00	-1.740E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	5.397E+00	1.796E-01	-2.044E+01	3.275E+02
3	1.800E+02	4.095E+00	1.363E-01	8.820E+01	6.101E+02
4	2.400E+02	5.232E+00	1.741E-01	1.021E+02	7.980E+02
5	3.000E+02	1.649E+00	5.490E-02	5.490E+01	9.248E+02
6	3.600E+02	3.591E+00	1.195E-01	1.317E+02	1.176E+03
7	4.200E+02	3.686E+00	1.227E-01	-3.686E+01	1.181E+03
8	4.800E+02	2.137E+00	7.111E-02	6.789E+01	1.460E+03
9	5.400E+02	2.042E+00	6.797E-02	-1.490E+01	1.551E+03
10	6.000E+02	6.310E-01	2.100E-02	4.341E+01	1.783E+03
11	6.600E+02	1.964E-01	6.538E-03	-4.562E+01	1.868E+03
12	7.200E+02	2.116E+00	7.044E-02	-7.968E+01	2.008E+03
13	7.800E+02	7.285E-01	2.425E-02	4.735E+01	2.309E+03
14	8.400E+02	1.709E+00	5.690E-02	-9.670E+01	2.339E+03
15	9.000E+02	7.512E-01	2.500E-02	1.026E+02	2.712E+03
16	9.600E+02	1.338E+00	4.453E-02	-1.333E+02	2.650E+03
17	1.020E+03	5.377E-01	1.790E-02	-1.542E+02	2.803E+03
18	1.080E+03	2.114E-01	7.037E-03	1.013E+02	3.233E+03
19	1.140E+03	8.147E-01	2.712E-02	-1.771E+02	3.129E+03
20	1.200E+03	1.065E+00	3.546E-02	7.663E+01	3.556E+03
21	1.260E+03	1.173E+00	3.905E-02	-1.784E+02	3.475E+03
22	1.320E+03	6.983E-01	2.324E-02	4.457E+01	3.872E+03
23	1.380E+03	1.488E-01	4.952E-03	1.298E+02	4.131E+03
24	1.440E+03	6.994E-01	2.328E-02	4.901E+01	4.224E+03
25	1.500E+03	6.704E-01	2.231E-02	3.958E+01	4.389E+03
26	1.560E+03	4.990E-01	1.661E-02	1.405E+02	4.664E+03
27	1.620E+03	8.098E-01	2.696E-02	-2.296E+01	4.674E+03
28	1.680E+03	2.159E-01	7.187E-03	-1.542E+02	4.717E+03
29	1.740E+03	9.479E-01	3.155E-02	-2.200E+01	5.023E+03

30	1.800E+03	9.194E-02	3.060E-03	1.150E+02	5.334E+03
31	1.860E+03	5.179E-02	1.724E-03	-1.478E+02	5.246E+03
32	1.920E+03	5.224E-01	1.739E-02	-1.115E+02	5.456E+03
33	1.980E+03	3.278E-01	1.091E-02	-1.734E+02	5.568E+03
34	2.040E+03	6.491E-01	2.160E-02	-7.570E+01	5.840E+03
35	2.100E+03	5.504E-01	1.832E-02	1.150E+02	6.204E+03
36	2.160E+03	1.619E-01	5.390E-03	-1.446E+02	6.119E+03
37	2.220E+03	5.896E-01	1.962E-02	1.433E+02	6.581E+03
38	2.280E+03	1.685E-01	5.607E-03	1.652E+02	6.776E+03
39	2.340E+03	1.548E-01	5.152E-03	-1.529E+02	6.632E+03
40	2.400E+03	5.524E-01	1.838E-02	6.188E+01	7.021E+03

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 3.803487E+01 PERCENT

TENSIÓN EN LA CARGA (FILTRADA)

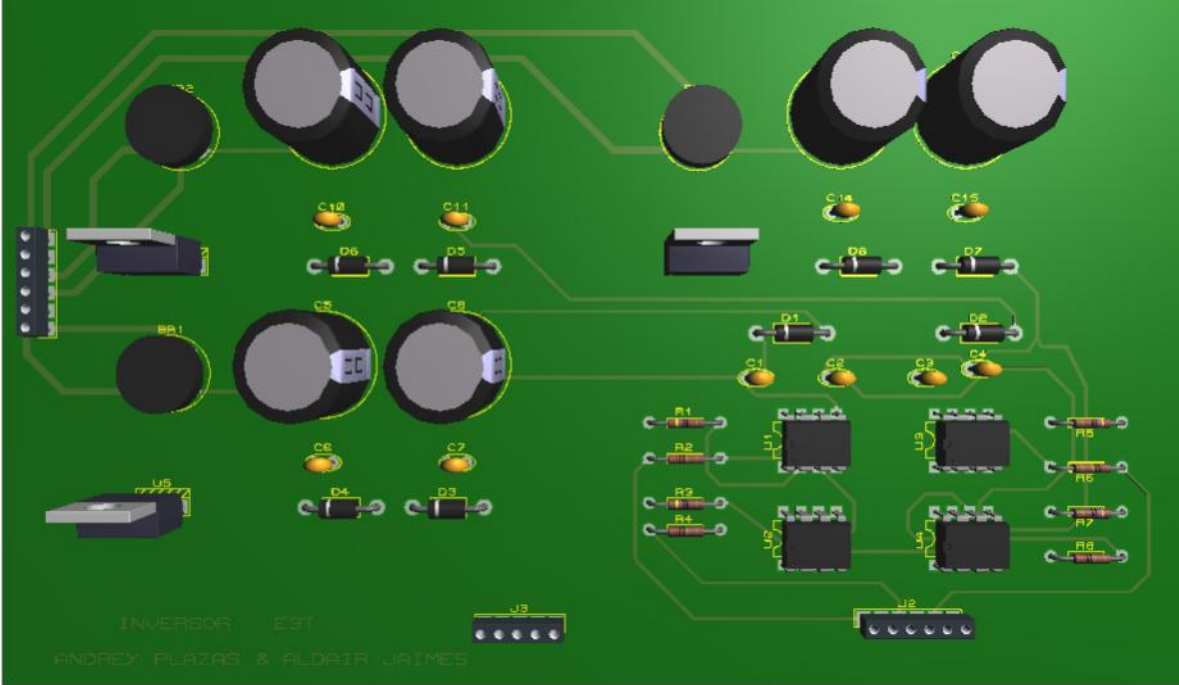
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(N10670,VB)
DC COMPONENT = 2.893227E-01

HARMONIC NORMALIZED NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED FOURIER COMPONENT	PHASE (DEG)	PHASE (DEG)
1	6.000E+01	2.021E+01	1.000E+00	1.790E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	3.795E-01	1.877E-02	-1.471E+01	-3.728E+02
3	1.800E+02	3.568E-02	1.765E-03	-1.061E+02	-6.433E+02
4	2.400E+02	3.117E-01	1.542E-02	-1.992E+01	-7.361E+02
5	3.000E+02	1.582E-02	7.827E-04	1.606E+02	-7.346E+02
6	3.600E+02	9.401E-02	4.651E-03	-2.962E+01	-1.104E+03
7	4.200E+02	1.049E-02	5.189E-04	-9.571E+01	-1.349E+03
8	4.800E+02	2.183E-02	1.080E-03	-1.861E+01	-1.451E+03
9	5.400E+02	8.917E-02	4.412E-03	-9.559E+01	-1.707E+03
10	6.000E+02	5.814E-02	2.876E-03	1.223E+02	-1.668E+03
11	6.600E+02	4.580E-02	2.266E-03	6.162E+01	-1.908E+03

12	7.200E+02	4.000E-02	1.979E-03	2.022E+00	-2.147E+03
13	7.800E+02	2.909E-02	1.439E-03	-1.005E+02	-2.428E+03
14	8.400E+02	3.723E-02	1.842E-03	-1.307E+02	-2.637E+03
15	9.000E+02	1.897E-02	9.384E-04	1.787E+02	-2.507E+03
16	9.600E+02	4.125E-02	2.041E-03	-2.758E+01	-2.892E+03
17	1.020E+03	3.069E-02	1.518E-03	2.072E+01	-3.023E+03
18	1.080E+03	3.313E-02	1.639E-03	-2.167E+00	-3.225E+03
19	1.140E+03	3.534E-02	1.749E-03	9.988E+01	-3.302E+03
20	1.200E+03	1.196E-02	5.916E-04	-4.466E+01	-3.626E+03
21	1.260E+03	1.307E-02	6.468E-04	1.524E+02	-3.608E+03
22	1.320E+03	1.747E-02	8.641E-04	-3.082E+01	-3.970E+03
23	1.380E+03	1.811E-02	8.960E-04	1.438E+02	-3.974E+03
24	1.440E+03	2.388E-02	1.181E-03	-3.417E+01	-4.331E+03
25	1.500E+03	3.648E-02	1.805E-03	8.466E+01	-4.391E+03
26	1.560E+03	4.195E-02	2.075E-03	-5.855E+01	-4.714E+03
27	1.620E+03	1.888E-02	9.341E-04	-1.372E+02	-4.971E+03
28	1.680E+03	1.960E-02	9.695E-04	-9.829E+01	-5.112E+03
29	1.740E+03	4.454E-02	2.203E-03	-2.444E+01	-5.217E+03
30	1.800E+03	2.263E-02	1.119E-03	8.378E+01	-5.288E+03
31	1.860E+03	2.520E-02	1.247E-03	4.876E+01	-5.502E+03
32	1.920E+03	1.776E-02	8.785E-04	1.794E+02	-5.550E+03
33	1.980E+03	4.300E-02	2.127E-03	-1.067E+02	-6.015E+03
34	2.040E+03	1.520E-02	7.521E-04	-1.396E+02	-6.227E+03
35	2.100E+03	3.387E-02	1.676E-03	1.210E+02	-6.146E+03
36	2.160E+03	3.570E-02	1.766E-03	-3.605E+01	-6.482E+03
37	2.220E+03	4.016E-02	1.987E-03	-1.620E+02	-6.787E+03
38	2.280E+03	3.430E-02	1.697E-03	1.382E+02	-6.666E+03
39	2.340E+03	2.333E-02	1.154E-03	1.013E+02	-6.881E+03
40	2.400E+03	1.174E-02	5.806E-04	3.599E+01	-7.126E+03

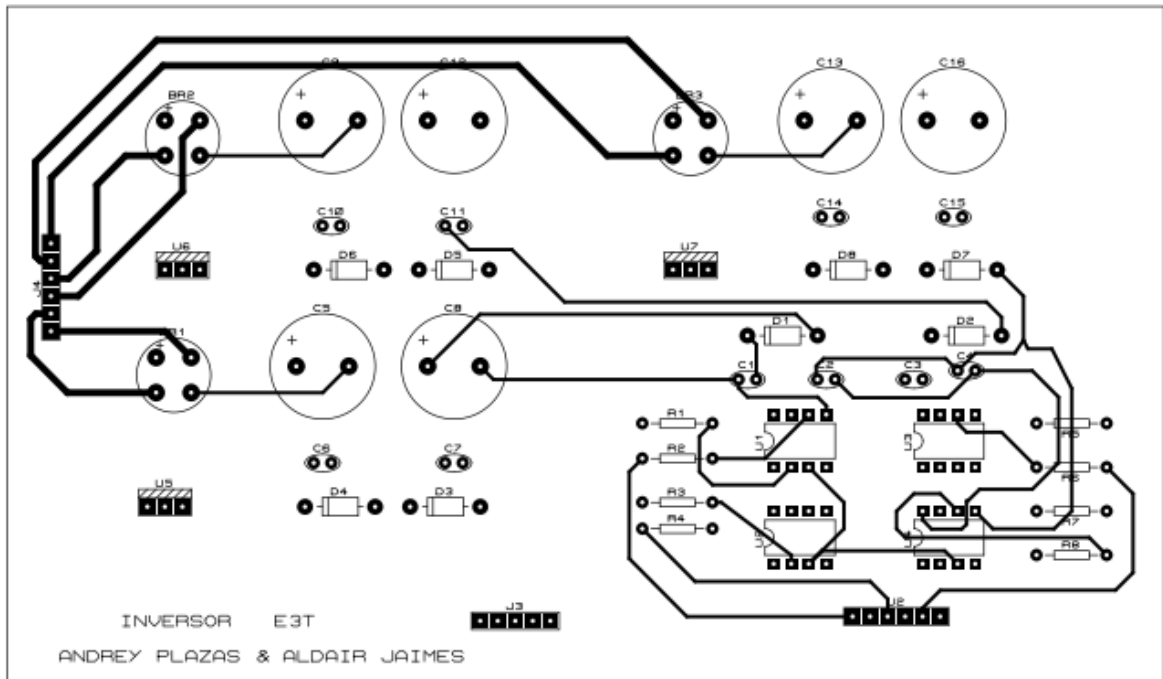
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.671045E+00 PERCENT

ANEXO B: PCB CIRCUITO DE CONTROL

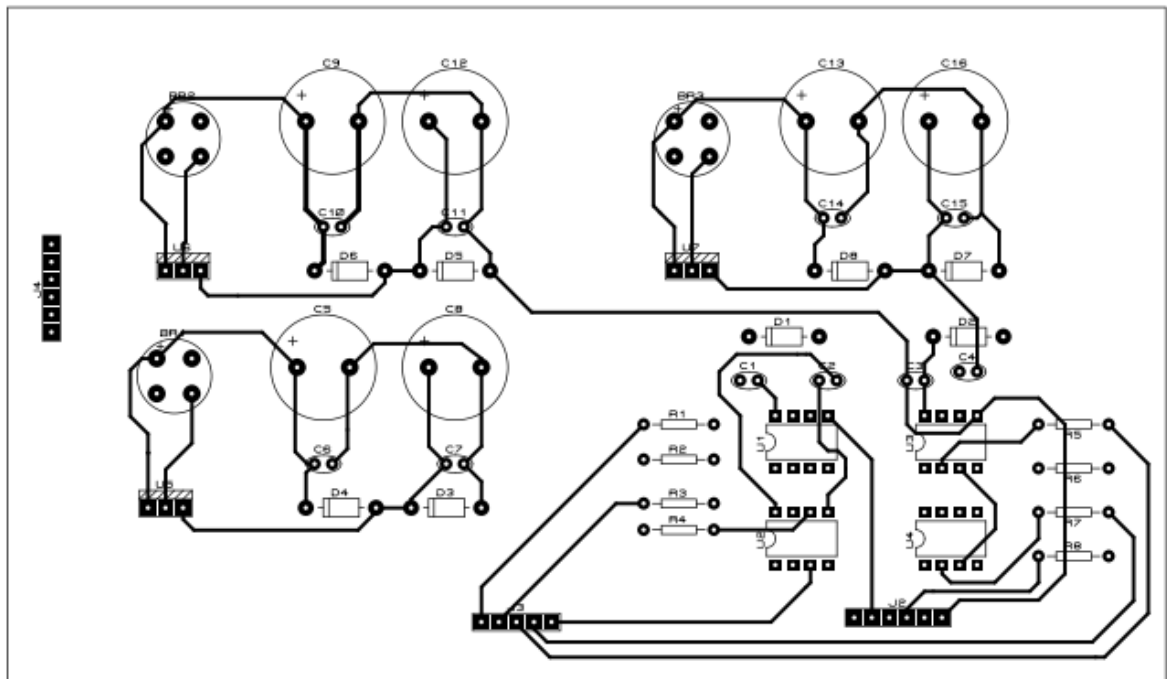


ANEXO C: CIRCUITO IMPRESO DEL CIRCUITO DE CONTROL

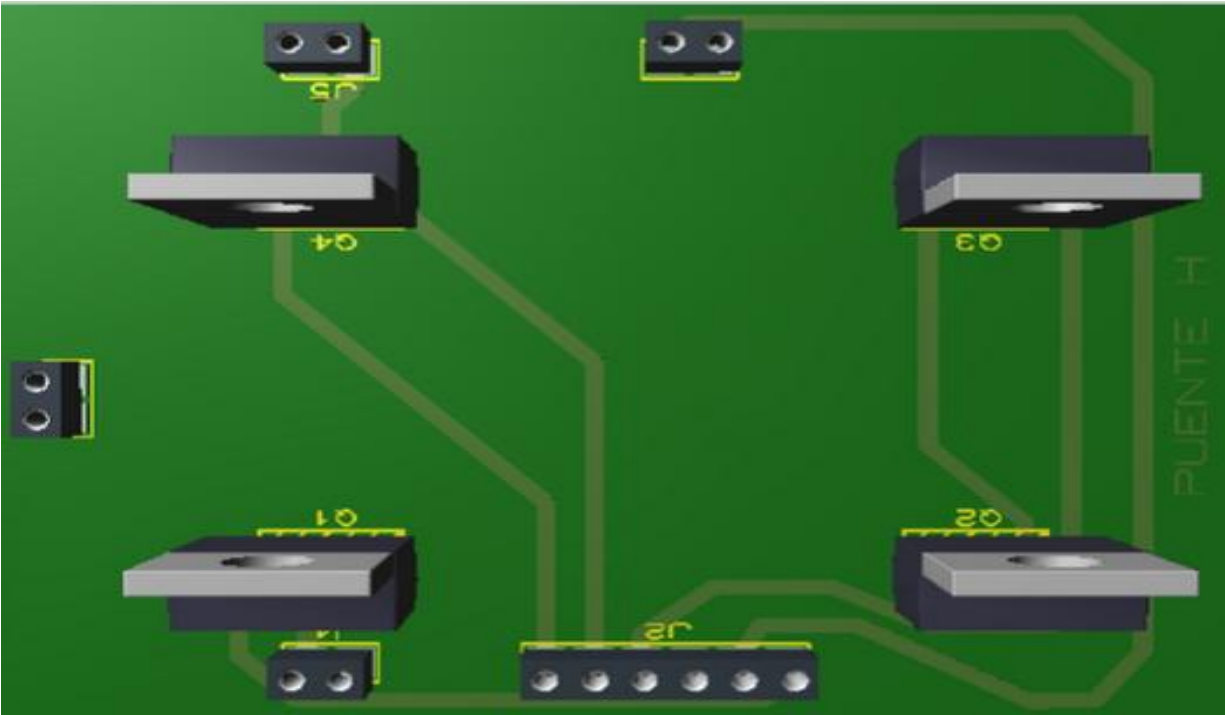
FRONTAL



REVERSO

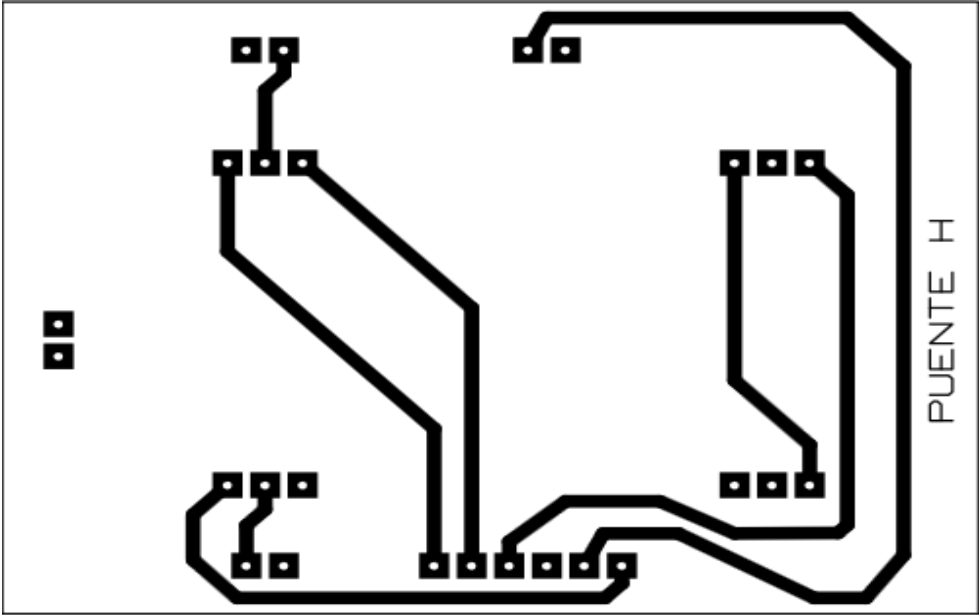


ANEXO D: PCB PUENTE H



ANEXO E: CIRCUITO IMPRESO DEL PUENTE H

FRONTAL



REVERSO

