

**DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN INVERSOR MONOFASICO
CON TENSION DE SALIDA CONTROLADA**

**HAIDER OSWALDO NAVARRO NAVARRO
CRISTHIAN ANDELFO FONTECHA RODRIGUEZ**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2015**

**DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN INVERSOR MONOFASICO
CON TENSION DE SALIDA CONTROLADA**

**HAIDER OSWALDO NAVARRO NAVARRO
CRISTHIAN ANDELFO FONTECHA RODRIGUEZ**

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

**Director
JAIME GUILLERMO BARRERO PÉREZ
Magíster en Potencia Eléctrica**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2015**

DEDICATORIAS

Gracias a Dios por su apoyo incondicional durante mi vida, por sus bendiciones constantes, por ser parte mi vida y ayudarme a cumplir este logro tan grande.

A mis hermosos padres Wilson Navarro Romero, y Aura Esmir Navarro Carrascal, quienes me dieron dos grandes regalos, la vida y la libertad para vivirla. A quienes me hicieron aprender que el amor, el trabajo y el conocimiento, debe ser parte de mi existencia y decisión. A quienes me mostraron que la consumación plena de mi existencia se logra con fe puesta en Dios. A quienes me han enseñado con sus hechos y convicciones que existir es cambiar, cambiar es madurar y madurar es crecer uno mismo pero sobre todo gracias por ser los mejores amigos, consejeros y la mejor compañía en este camino para cumplir esta Meta que con sus esfuerzos y apoyo me mantuvieron firme a lo largo de mi carrera, les agradezco el gran amor que me han brindado en este sueño ya cumplido. Todos mis agradecimientos y respeto a ustedes.

A mis hermanitas Deily Dayana Navarro Navarro, Maryory Lindsay Navarro Navarro, Andrea Katherine Navarro Navarro, por alegrarme cada día de mi vida, con sus cariños y amistades, Las Amo.

A mi sobrino Jeiner Josué Galván Navarro por darle alegría a mi vida y sembrar un gran amor.

A mi novia Nathalia Medina, por ayudarme en mi proyecto y ser un apoyo incondicional en esta meta.

A mi abuelita Mery Romero, porque me enseñó que todo es posible con esfuerzo y dedicación, por sus enseñanzas y ejemplo de amor.

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

Haider Oswaldo Navarro Navarro

Agradezco primeramente a mi señor Dios, quien me ha demostrado que si quiero algo; me lo tengo que ganar con respeto y trabajo.

A mi madre Hermosa, a quien le debo todo lo que soy; siempre brindándome total apoyo en mi construcción de sueños.

A mi Padre, consejero inigualable y excelente persona.

A mis hermanos maravillosos quienes siempre han sido mis mejores amigos, brindándome su apoyo en los tiempos buenos y regulares.

Por último agradezco a mis compañeros, profesores, familiares y a mi institución, porque todo ello me permitió vivir una experiencia única y fascinante.

CRISTHIAN ANDELFO FONTECHA RODRÍGUEZ.

AGRADECIMIENTOS

Los Autores 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.

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

TABLA DE CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	17
1 MARCO TEÓRICO	18
1.1 INVERSOR MONOFASICO DC-AC.	19
1.1.1 Conmutación en los Inversores Monofásicos.	19
1.1.2 Inversores Monofásicos (DC-AC).	20
1.1.3 Inversor en Medio Puente Monofásico.	20
1.1.4 Inversor en Puente Completo Monofásico.	21
1.2 DISTORSIÓN ARMÓNICA.	23
2. SIMULACIONES.....	25
2.1 SIMULACIÓN DEL CIRCUITO IDEAL.	26
2.1.2 Switch.....	26
2.1.1 Diodo.....	26
2.1.3 Ejecución de la Simulación.....	27
2.2 SIMULACIÓN DEL CIRCUITO CON COMPONENTES REALES.	32
2.2.1 Transistor.....	32
2.2.2 Diodo.....	33
2.2.3 Ejecución de la Simulación.....	34
2.2.4 Etapa de Aislamiento.....	39
2.3 CONTROL DE MODULACIÓN.	40
2.3.1 Modulación por ancho de pulso (PWM).	41
2.3.2 Simulación de la modulación por ancho de pulso (PWM) mediante el software de simulación Orcad Capture.	42
2.3.3 Modulación por método trapezoidal.	48
2.3.4 simulación modulación por el método trapezoidal.	49

Figura 21. Modulación trapezoidal.	49
2.3.5 Modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM).	51
2.3.6 Simulación de la modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM) mediante el software de simulación Orcad Capture.....	52
2.4 DISEÑO DEL FILTRO	64
3. DISEÑO Y CONSTRUCCION	69
3.1 ETAPA DE CONTROL DE CONMUTACIÓN.	70
3.2 ETAPA DE AISLAMIENTO.	80
3.3 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL CIRCUITO DE PUENTE INVERSOR.	83
3.4 ETAPA DE FILTRADO	88
4. ANALISIS Y COMPARACIÓN DE DATOS	90
4.1 VERIFICACIÓN DE LAS SEÑALES DE CONTROL EN EL MICRO CONTROLADOR.	90
.....	90
5. CONCLUSIONES.	99
5.1 OBSERVACIONES Y RECOMENDACIONES	100
5.2 MEJORAS Y SUGERENCIAS.....	100
BIBLIOGRAFIA	102

LISTA DE TABLAS

Pág.

Tabla 1. Estado de las compuertas para el Inversor en medio puente monofásico.....	21
Tabla 2. Estado de las Compuertas para el Inversor en Puente Completo.....	22
Tabla 3. Componentes Señal Pulsadora.....	28
Tabla 4. Coeficientes de la serie de FOURIER en la figura 8.....	31
Tabla 5. Comparación de los Modelos en los Transistores.....	33
Tabla 6. Comparación en los modelos del diodo.....	34
Tabla 7. Coeficientes de la serie de FOURIER en modulación PWM de la figura 20.....	47
Tabla 8. Coeficientes de la serie de FOURIER en modulación Trapezoidal de la figura 22.	51
Tabla 9. Coeficientes de la serie de FOURIER en modulación SPWM de la figura 27.....	68
Tabla 10. Valores de eficiencia en sus diferentes modulaciones.....	68
Tabla 11. Características en el transistor CSD18533Q5A.....	84

LISTA DE FIGURAS

Pág

Figura 1. Diagrama de Bloques del Sistema de un Inversor Monofásico (DC-AC).....	19
Figura 2. Inversor en medio puente monofásico.....	21
Figura 3. Inversor en Puente Completo Monofásico.	22
Figura 4. Inversor en Puente Completo en modo Ideal.	27
Figura 5. Señal Pulsadora.	28
Figura 6. Representación Señales Pulsadoras del inversor en puente completo en modo ideal.	29
Figura 7. Inversor en Puente Completo en modo Ideal.	29
Figura 8. Inversor en Puente Completo con transistores.	32
Figura 9. Simulación Puente Inversor con componentes comerciales y frecuencia de 20KHz.	35
Figura 10. Señal de salida en la carga (R-L) y señal de conmutación en las compuertas de los transistores de potencia.....	36
Figura 11. Simulación Puente Inversor con componentes comerciales, carga (R-L) y frecuencia de 60Hz de salida.	37
Figura 12. Señales de conmutación en las compuertas de los mosfet de potencia.	37
Figura 13. Señales de salida del puente inversor con carga (R-L).....	38
Figura 14. Puente Inversor con opto driver.....	39
Figura 15. Señales de salida de conmutación en los mosfet de potencia y en la carga (R-L) junto con los <i>opto drivers</i>	40
<i>Figura 16. Modulación por ancho de pulso (PWM).</i>	41
<i>Figura 17. Comparación de señal de conmutación no modulada con conmutación modulada PWM bipolar.</i>	42
Figura 18. Componentes armónicas en modulación PWM bipolar. Señal de conmutación no modulada (señal roja), señal de conmutación modulada (señal verde).	44
Figura 19. Simulación en Pspice inversor monofásico modulado pwm bipolar.	45
<i>Figura 20. Esquema modulación por método trapezoidal.</i>	48
Figura 21. Modulación trapezoidal.	49
Figura 22. Modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM).....	52
Figura 23. Modulación spwm bipolar.	53
Figura 24. Modulación SPWM unipolar	56
Figura 25. Modulación unipolar SPWM en diferentes índices de modulación en frecuencia (mf).	59
Figura 26. Filtro pi a la salida en el inversor monofásico.....	65
Figura 27. Esquema de simulación con filtro pi en el inversor monofásico con modulación unipolar spwm.....	66
Figura 28. Etapas de diseño y construcción.....	69
Figura 29. Diseño y Construcción del Circuito de Control.	70

Figura 30. Micro controlador PIC16F684.	71
Figura 31. Algoritmo a usar en la modulación unipolar SPWM para el micro controlador pic16f684.	72
Figura 32. Montaje micro controlador en Proteus.	74
Figura 33. Diagrama del circuito de control.	77
Figura 34. Diseño e impreso del circuito de control.	77
Figura 35. Señales de control del PIC en los pines de salida en su modulación unipolar .	78
Figura 36. Esquema interno Opto driver HCPL-3120.	80
Figura 37. Diagrama e implementación fuente aislada en DC.	82
Figura 38. Diagrama de conexiones del driver HCPL-3120.	83
Figura 39. Transistor de efecto campo (mosfet) CSD18533Q5A.	84
Figura 40. Diagrama esquemático del circuito de potencia.	85
Figura 41. Circuito tarjeta etapa de potencia.	86
Figura 42. Una etapa del circuito de puente inversor, vista superior.	87
Figura 43. Filtro PI.	88
Figura 44. Circuitos que conforman el inversor monofásico, vista superior.	89
Figura 45. Análisis de laboratorio en el micro controlador.	90
Figura 46. Señal de salida de tensión puente inversor en circuito abierto.	92
Figura 47. Señal de salida de tensión con carga resistiva de $R_c=50\Omega$	93
Figura 48. Análisis armónicos logarítmicos en la salida de tensión del puente inversor con carga resistiva $R_c=50\Omega$	94
Figura 49. Implementación del filtro.	95
Figura 50. Salida de tensión en el puente inversor con transformador conectado 96	96
Figura 51. Filtro conectado con transformador.	96
Figura 52. Análisis filtro con carga bombillo de 100w. Salida de tensión en la carga (bombillo 100W) con $R_c=23\Omega$	98
Figura 53. Hoja de datos Opto driver HCPL3120 103	103
Figura 54. Hoja de datos Diodo rectificador Schottky SBM1040 104	104
Figura 55. Hoja de Datos Transistor Mosfet CSD18533Q5A. 105	105
Figura 56. Hoja de datos transistor csd19531kcs usado como diodo. 106	106
Figura 57. Etapa de Potencia Inversor Monofásico Visto por la Parte Superior 108	108
Figura 58. Etapa de Potencia Inversor Monofásico Visto por la Parte Inferior. 108	108
Figura 59. Etapa de Filtro del Inversor Monofásico Visto por la Parte Inferior 109	109
Figura 60. Etapa de Control del Inversor Monofásico Visto por la Parte Inferior 109	109

LISTA DE ANEXOS

Pág

Anexo A. HOJAS DE DATOS DE LOS ELEMENTOS ELECTRONICOS UTILIZADOS	103
Anexo B. PARAMETROS DE LOS SEMICONDUCTORES DE ORCAD/PSPICE.....	107
Anexo C. DISEÑO DE CIRCUITO IMPRESO LISTO PARA IMPRIMIR.....	108

GLOSARIO

CICLO DE TRABAJO: Es la relación entre la duración de un pulso activo y del periodo de la onda, normalmente se expresa como un porcentaje.

CONMUTACIÓN: Por medio de un micro controlador es posible establecer una señal PWM de ciclo de trabajo variable, la cual puede ser utilizada para energizar la compuerta de un transistor; que actúa como interruptor permitiendo el paso de un estado activo a inactivo a una frecuencia y ciclo de trabajo específico.

ENERGIA SOLAR: La energía solar es una energía renovable, obtenida a partir del aprovechamiento de la radiación electromagnética procedente del sol. La radiación solar que alcanza la tierra ha sido aprovechada por el ser humano desde la antigüedad, mediante diferentes tecnologías que han ido evolucionando.

MOSFETS DE POTENCIA: Los *Mosfets* son dispositivos controlados por tensión, que requieren una pequeña corriente de entrada. Estos pueden ser manipulados cambiando el nivel de tensión en la compuerta para que opere en una de las tres regiones posibles: corte, triodo o saturación. En general los mosfet de potencia se utilizan para conmutar señales, dado que los tiempos de respuesta de estos están en el rango de los nanosegundos y son excelentes para operar a altas frecuencias.

PANEL SOLAR: Un panel solar (o módulo solar), es un dispositivo que aprovecha la energía de la radiación solar.

PWM: Modulación por ancho de pulso o PWM (*Pulse Width Modulation*) es una técnica utilizada para controlar el nivel de tensión promedio de una señal, esta técnica consiste en variar el tiempo durante el cual el pulso está en un estado alto, mientras que el resto del periodo se mantiene en un estado bajo.

SIMULACIÓN: es un programa informático o una red de ordenadores cuyo fin es crear una simulación de un modelo abstracto de un determinado sistema.

RESUMEN

TITULO: DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN INVERSOR MONOFASICO CON TENSION DE SALIDA CONTROLADA*.

**AUTORES: HAIDER OSWALDO NAVARRO NAVARRO
CRISTHIAN ANDELFO FONTECHA RODRÍGUEZ**.**

PALABRAS CLAVE:

Energía solar, panel solar, inversor monofásico DC-AC, conmutación, Microcontrolador, mosfet, simulación.

DESCRIPCIÓN:

A lo largo de muchas décadas hemos dependido de la energía eléctrica, desde nuestros hogares y hasta nuestros lugares de trabajo. El uso de energías renovables tal como lo es la energía solar; evita un alto costo como lo es transportar la energía eléctrica a lugares muy lejanos.

El aprovechamiento de la energía solar parte un interés en el hombre, principalmente en tomar esta energía proveniente del sol y convertirla en energía eléctrica; Los paneles solares nos ayudan con el interés anteriormente mencionado, ellos absorben la energía entregada por el sol, la cual esta principalmente construida de silicio y emite electrones, los cuales producen una corriente eléctrica. No obstante, dicha energía entregada por el panel solar todavía no está apta para un uso residencial, ya que estos entregan una corriente en modo directo o (corriente DC).

Los inversores monofásicos o también conocidos inversor DC-AC, son circuitos diseñados para convertir la energía captada de los paneles solares en energía eléctrica de uso residencial mediante diferentes técnicas de conmutación en un cierto ciclo de trabajo y controladas por un micro controlador.

Este trabajo de investigación se divide en tres etapas: La primera etapa consiste en simular diferentes topologías ya conocidas en los inversores monofásicos, buscando un mejoramiento gracias a esta herramienta de software. La segunda etapa se dirige a la selección de cada uno de los componentes electrónicos y construcción de este, de acuerdo al resultado en la primera etapa. Y por último, en

* Trabajo de grado

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánica. Escuela de Ingenierías eléctrica, electrónica y de Telecomunicaciones. Director: MPE. Jaime Guillermo Barrero Pérez.

la etapa tres se realiza una comparación tanto de datos encontrados en la construcción, como en la simulación final de este.

ABSTRACT

TITLE: DESIGN AND IMPLEMENTATION OF AN MONOFASICO INVERTER TENSION WITH CONTROLLED OUTPUT*

**AUTHORS: HAIDER OSWALDO NAVARRO NAVARRO
CRISTHIAN ANDELFO FONTECHA RODRÍGUEZ**.**

KEY WORDS:

Solar energy, solar panel, investor monofásico DC-AC, switching, microcontroller, mosfet, simulation.

DESCRIPTION:

Throughout many decades we have depended on the electric power, from our hearths and up to our work places. The use of renewable energies as it is the solar energy; he avoids a high cost as it is to transport the electric power to very distant places.

The harnessing of solar energy an interest in the man, mainly to take this energy from the sun and convert it into electrical energy; solar panels help us with the interest previously mentioned, they absorb the energy delivered by the sun, which is mainly built of silicon and emitting electrons, which produce an electrical current. However, the energy delivered by the solar panel is not yet suitable for a residential use, as they delivered a current in direct mode or (DC).

Single-phase inverters or also known DC-AC inverter, are circuits designed to convert the collected energy from the solar panels into electricity for residential use by different techniques of switching in a certain cycle of work and controlled by a micro controller.

This research work is divided into three stages: the first stage consists in simulating different topologies already known in single-phase inverters, seeking an improvement thanks to this software tool. The second stage is aimed at the selection of electronic components and construction, according to the results in the first stage. And finally, in stage three is one comparison of data found in the construction, as in this final simulation.

* Degree Work

** Faculty of Physical-mechanical Engineering. School of Electrical Engineering, electronics and Telecommunications. Director: MPE. Jaime Guillermo Barrero Pérez.

INTRODUCCIÓN

La energía eléctrica y la tecnología han avanzado muy rápido desde su invención, igualmente lo hacen los diferentes componentes electrónicos. Estos son diseñados y fabricados de acuerdo a las necesidades del uso de la energía eléctrica desde nuestros hogares, lugar de trabajo, sector industrial y hasta para movilizarnos en nuestro automóvil. Se genera un gran interés por cubrir todas estas necesidades, ya sea por diferentes medios y partiendo desde el aprovechamiento de fuentes de energía renovables.

Nuestro trabajo de investigación tiene como objetivo principal, convertir la energía de corriente directa (DC) a energía en corriente alterna (AC). Hoy en día este sistema de conversión de energía se conoce como inversores (DC-AC) o también llamado inversor.

Los componentes principales de este trabajo investigativo son los semiconductores, estos fueron creados en el siglo XX. El semiconductor más utilizado es el silicio, que es el elemento más abundante en la naturaleza, tales como en la fabricación de transistores, circuitos integrados, etc. Otros semiconductores son el germanio y el selenio.

Los inversores electrónicos son equipos de conversión de energía eléctrica que forman parte de los sistemas de energía fotovoltaica, donde su funcionamiento está basado en la conmutación de semiconductores que transforman una tensión de corriente continua en una tensión de corriente alterna, ya que la tecnología involucrada en el diseño y la fabricación de estos equipos determina la calidad de energía eléctrica que se puede entregar en un sistema de conversión de energía solar.

Para realizar la investigación, fue necesario recoger información de diferentes partes, llevando acabo distintas etapas que son: el desarrollo, la investigación y los sucesos con respecto a los inversores monofásicos. Después se diseña un modelo de simulación en nuestra herramienta de software, la cual tiene el nombre de "ORCAD PSPICE". Donde se realizó un modelo de simulación el cual es conocido como "Puente Inversor o puente H", este es un circuito electrónico que se usa comúnmente en la conversión de potencia el cual, el puente H está disponible como circuito integrado.

Nosotros diseñamos esta simulación, representando nuestro puente H con cuatro interruptores los cuales están representados por transistores.

Luego se dirigió a la selección de elementos de construcción, diseño de la PCB y programación del micro controlador, después se procede a la implementación del diseño completo del sistema deseado en donde se realizaron las diferentes pruebas que permiten obtener sus parámetros de rendimiento, y Finalmente se organizaron y se evaluaron los resultados con el propósito de mostrar el desempeño de dicho inversor monofásico.

1 MARCO TEÓRICO

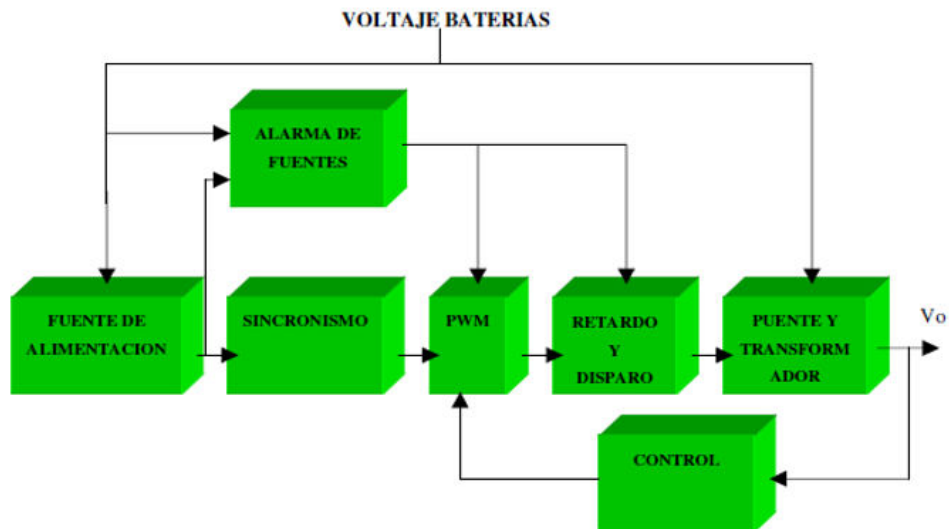
En este capítulo se presenta el funcionamiento de un inversor monofásico (DC-AC) sus componentes, características generales y las especificaciones teóricas sobre las cuales se basa el desarrollo del presente proyecto.

1.1 INVERSOR MONOFASICO DC-AC.

El circuito inversor tiene como objetivo convertir la corriente continua (CC) de la instalación fotovoltaica en corriente alterna (AC). Su principio de funcionamiento se basa en el empleo de transistores que actúan a modo de interruptores permitiendo interrumpir las corrientes e invertir su polaridad.

El inversor es el convertidor de potencia que se encarga de acondicionar la energía eléctrica para adecuarla a la red de corriente alterna (AC). Desde el punto de vista topológico, se trata de un inversor de puente completo, utilizando transistores MOSFET como interruptores.

Figura 1. Diagrama de Bloques del Sistema de un Inversor Monofásico (DC-AC).



Fuente: STEVE, Jaime. Inversores de voltaje: Diagrama del bloque inversor monofásico [en línea]
Disponibile en Internet: http://es.slideshare.net/Jaime_Steve/inversores-de-voltaje

En la figura 1 se puede observar una tensión de entrada de corriente directa (DC) variable, a una salida de tensión de corriente alterna (AC) y una frecuencia de salida constante.

1.1.1 Conmutación en los Inversores Monofásicos. Una de las estrategias más utilizadas para controlar la salida AC de los convertidores de potencia es la técnica conocida como modulación de ancho de pulso (PWM, *Pulse Width Modulation* en inglés), que consiste básicamente en controlar a alta frecuencia el ciclo de trabajo de los dispositivos de conmutación del circuito con el objetivo de conseguir una tensión o corriente deseada de baja frecuencia a la salida del convertidor. Esta modulación utiliza la comparación entre una señal de alta frecuencia que se utiliza como señal portadora, con una señal en baja frecuencia como referencia que es la que se quiere transmitir. El resultado de esta comparación es una onda cuadrada cuya anchura de pulso es modulada, resultando como consecuencia en una variación del valor promedio amplitud-tiempo de la onda, que busca ser el mismo que el de la señal de referencia.

La principal dificultad que presentan estos trenes de pulsos es que no representan fielmente la señal de referencia dado que contienen componentes armónicas no deseadas que deberán ser minimizadas por medio de filtros a la salida del convertidor. Para aplicaciones de mediana y baja potencia, se pueden aceptar los voltajes de onda cuadrada o casi cuadrada; para aplicaciones de alta potencia, son necesarias las formas de onda de baja distorsión.

Dada la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, es posible reducir significativamente el contenido armónico del voltaje de salida mediante diversas técnicas de conmutación.

La ganancia del inversor se puede definir como la relación entre el voltaje de salida AC y el voltaje de entrada DC.

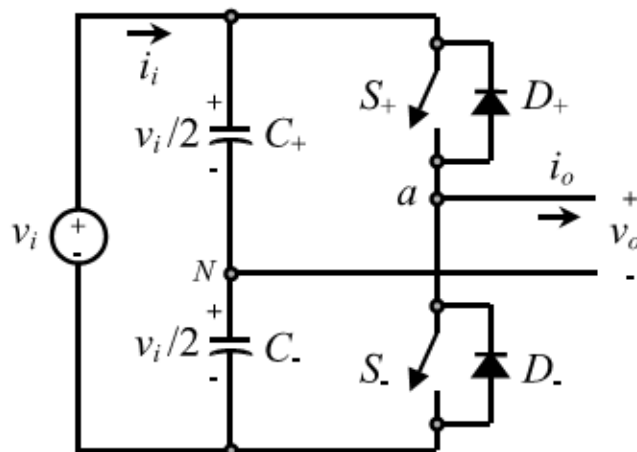
1.1.2 Inversores Monofásicos (DC-AC). Los convertidores DC-AC o inversores, son sistemas electrónicos de potencia que permiten modular la corriente continua (C.C.) (como una batería) a alterna (C.A.), lo cual es el proceso inverso a un rectificador (C.A. a C.C.). Los inversores se pueden clasificar dependiendo del número de fases de voltaje de corriente alterna que generen a la salida, cuando se genera una sola fase de voltaje a la salida se conoce como inversor monofásico, y en inversor trifásico cuando se generan tres fases de voltaje a la salida. En nuestro trabajo de investigación nos enfocamos única y exclusivamente en los inversores monofásicos por ser este el fin del proyecto.

Las topologías más utilizadas son:

1.1.3 Inversor en Medio Puente Monofásico. Este convertidor, cuyo esquema se muestra en la Figura 2, requiere de dos condensadores de alta capacidad (C_+ y C_-), para así lograr un neutro para la señal de salida igual a $V_i/2$ (con V_i igual a voltaje de entrada), y además requiere de dos interruptores de potencia. Cuando S_+ está cerrada y S_- abierta, el voltaje a la salida es $V_o=V_i/2$, y cuando S_+ está abierta y S_- cerrada, $V_o=-V_i/2$. El tercer estado posible es cuando S_+ y S_- están abiertas obteniendo $V_o=0$. En ningún caso ambos switches deben estar cerrados porque se produciría un corto circuito y la corriente alcanzaría niveles peligrosos dependiendo del nivel de corto circuito de la fuente.

A continuación se muestra el esquema circuitos y la tabla 1 que son los estados posibles de operación:

Figura 2. Inversor en medio puente monofásico.



Fuente: RODRIGUEZ, Javier. Inversores: Diagrama del bloque inversor monofásico [en línea]
 Disponible en Internet: <http://es.slideshare.net/jmastervy/inversores>

Tabla 1. Estado de las compuertas para el Inversor en medio puente monofásico.

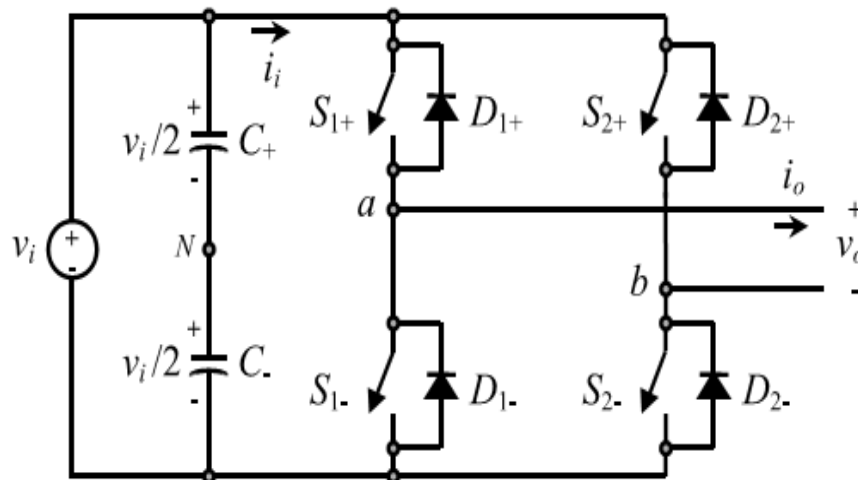
# Estado	Estado		Salida V_o	Componente en conducción	
1	S+ on	S- off	$V_i/2$	S+ $i_o > 0$	D+ $i_o > 0$
2	S+ off	S- on	$-V_i/2$	D- $i_o > 0$	S- $i_o > 0$
3	S+ off	S- off	0	D- $i_o > 0$	D+ $i_o > 0$

El voltaje de salida de este puente es, por ejemplo, la que se muestra en la Figura 3 para una modulación por onda cuadrada.

1.1.4 Inversor en Puente Completo Monofásico. En la Figura 4 podemos observar La forma que tiene el voltaje de salida ya que es similar a la del medio puente, excepto por su amplitud, que ahora es V_i , pero también podemos ver que se presenta la misma entrada del puente. Esta topología tiene como ventaja la existencia cuatro interruptores de potencia capaces de abrir bajo cargas mayores a la de un medio puente, ya que cada switch conmutan en forma alterna para para generar la señal del voltaje de salida de la onda cuadrada de amplitud.

Este puente es similar al anterior, pero existe una segunda rama, la que provee de un camino para cerrar el circuito desde la carga, mostrado en la Figura 4.

Figura 3. Inversor en Puente Completo Monofásico.



Fuente: Vincent. Inversor pwm: Circuito electrónico del inversor de puente completo [en línea]
 Disponible en Internet: <http://html.rincondelvago.com/inversor-pwm.html>

Al igual que el inversor anterior, dos switches de una misma rama no pueden estar cerrados al mismo tiempo porque provoca un corto circuito. Los condensadores C_+ y C_- no son necesarios para la inyección de corriente por parte del inversor ya que se utiliza como referencia para la onda de disparo hacia los interruptores.

A continuación se muestra la tabla 2 con los estados posibles en el inversor en puente completo:

Tabla 2. Estado de las Compuertas para el Inversor en Puente Completo.

#	Estado		VaN	VbN	Vo	Componentes en conducción	
1	S1+,S2- on	S1-,S2+ off	Vi/2	- Vi/2	Vi	S1+, S2- (io>0)	D1+, D2- (io<0)
2	S1-,S2+ on	S1+,S2- off	- Vi/2	Vi/2	-Vi	D1-, D2+(io>0)	S1-, S2+ (io<0)
3	S1+,S2+ on	S1-,S2- off	Vi/2	Vi/2	0	S1+, D2+ (io>0)	D1+, S2+ (io<0)
4	S1-,S2- on	S1+,S2+ off	- Vi/2	- Vi/2	0	D1-, S2- (io>0)	S1-, D2- (io<0)
5	S1-,S2+ off	S2-,S1+ off	±Vi/2	±Vi/2	±Vi	D1-, D2+ (io>0)	D1+, D2- (io<0)

1.2 DISTORSIÓN ARMÓNICA.

Como ya se ha comentado, por la propia naturaleza conmutada de la electrónica moderna el control de la tensión se verá acompañado de una serie de componentes armónicas no deseadas. La necesidad de considerar el nivel de armónicos creados durante el proceso de modulación nos lleva al desarrollo de índices de comportamiento básicos para cuantificar la distorsión armónica.

El método que se utiliza para evaluar la efectividad de los procesos de modulación consiste en comparar las componentes no deseadas. Esto es, la distorsión en la tensión de salida respecto a la de una onda sinusoidal ideal.

Se considera que la salida $v(t)$ del sistema convertidor es una función T -periódica así que, por definición, su valor eficaz (RMS, *Root-Mean-Square*) es:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)^2 dt} \quad \text{Ecuación 1}$$

Como $v(t)$ es periódica, se puede representar como una suma infinita cosenos por las series de Fourier

$$V(t) = V_0 + V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t + V_3 \cos \omega_3 t + \dots \quad \text{Ecuación 2}$$

V_0 es el *offset* de tensión DC, los coeficientes $V_2, V_3 \dots$ representan la magnitud de los armónicos del doble, triple, etc. de la frecuencia fundamental; mientras que V_1 es la magnitud de la componente fundamental. Reemplazando la ecuación (2) en (1), se tiene:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} V_n V_k \cos(n\omega_1 t) \cos(k\omega_1 t) dt} \quad \text{Ecuación 3}$$

La integración de los términos en que $n \neq k$ es nula, de modo que:

Ecuación 4

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{\infty} V_n^2 \cos^2(n\omega_1 t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left[V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2} (1 + \cos(2n\omega_1 t)) \right] dt}$$

De este modo, la distorsión armónica total (THD, *Total Harmonic Distortion*) de la tensión puede definirse como:

$$THD = \sqrt{\left(\frac{V_0}{V_{1,rms}} \right)^2 + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_{n,rms}}{V_{1,rms}} \right)^2} \quad \text{Ecuación 5}$$

Y la tensión RMS queda como:

$$V_{RMS} = V_{1,rms} \sqrt{1 + THD^2} \quad \text{Ecuación 6}$$

Eficiencia en el inversor monofásico:

$$\% \text{ eficiencia} = \frac{V_{outRMS} * I_{outRMS}}{V_{in} * I_{in}} * 100 \quad \text{Ecuación 7}$$

2. SIMULACIONES

En el desarrollo de este capítulo se trabaja principalmente con la herramienta de simulación, conocida como Orcad Capture. Ese software consta de dos bloques principales así:

Una herramienta para la simulación del comportamiento de circuitos electrónicos (*Pspice*) y una herramienta para el diseño de placas de circuito impreso, PCB, (*Layout*). Como paso siguiente en la simulación es necesario realizar el esquema del circuito que se quiere analizar. El esquema del circuito se divide en dos estudios a analizar principalmente, la primera es la simulación del circuito ideal y la segunda, es la simulación del circuito con elementos reales realizada en el programa *Orcad Capture*.

2.1 SIMULACIÓN DEL CIRCUITO IDEAL.

```
.model D1N4001 N=1m
```

2.1.2 Switch. El concepto de (*switch*) nace en un término de origen Para la simulación de nuestro inversor monofásico en modo ideal, iniciamos por analizar el comportamiento del Inversor en puente completo así:

Primero tenemos en cuenta que está compuesto principalmente de cuatro diodos y cuatro switches.

2.1.1 Diodo. Un diodo es un componente electrónico de dos terminales que permite la circulación de la corriente eléctrica a través de él en un solo sentido, **por lo que se usa como rectificador de corriente.**

En nuestra herramienta de software Orcad Capture, en el caso del diodo obtenemos la librería

Diode.olb; en el cual se modifica el modelo *Pspice* para simularlo como un diodo ideal.

Esquema 1. Modelo para simular el diodo ideal.

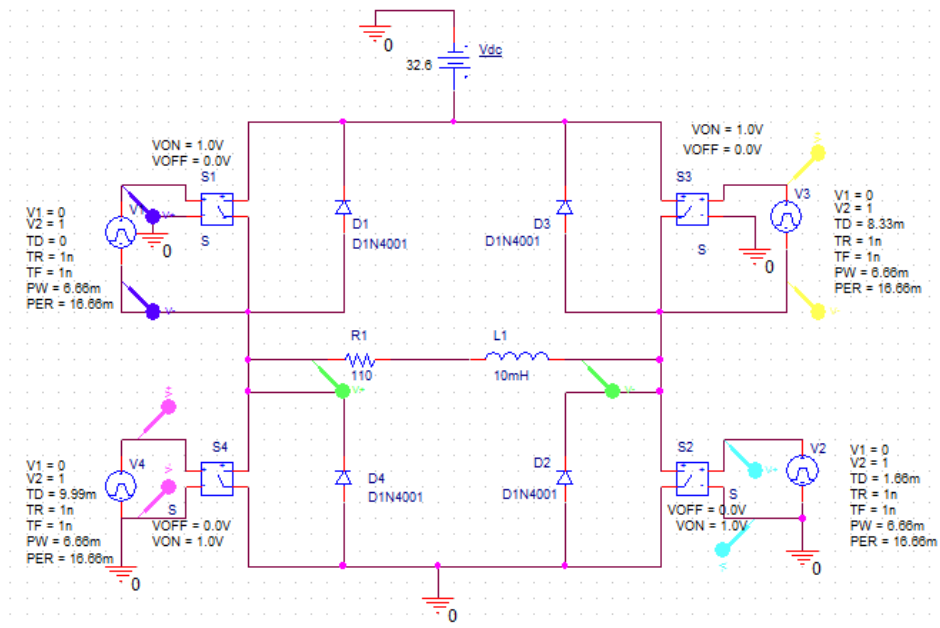
inglés y puede ser traducido al español **como** interruptor, conmutador, etc. tal como se hizo con el diodo, ahora configuramos la librería del switch la cual se encuentra dentro de Orcad Capture con el nombre de *Breakout.olb*

Esquema 2. Modelo para simular el switch.

```
.model Sbreak VSWITCH Roff=1e9 Ron=1e-3 Von=1.0 Voff=0.0
```

2.1.3 Ejecución de la Simulación. Después de configurar cada una de las librerías de los componentes, nos dirigimos a construir nuestro primer modelo de simulación de la herramienta *Orcad Capture* así:

Figura 4. Inversor en Puente Completo en modo Ideal.



De la figura 5 es claro que se tomaron ciertos valores en la señal de conmutación, en este caso fue la generación de una señal pulso la cual tiene los siguientes componentes:

td (*time delay*): tiempo de retardo, tensión que permanecerá en V1 hasta este momento especificado.

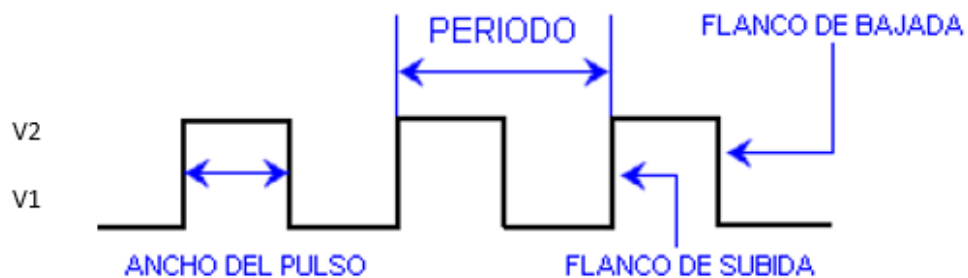
tr (*rise time*): tiempo de subida, tiempo necesario para alcanzar V2 a V1.

tf (*fall time*): tiempo de bajada, es el tiempo requerido para cambiar la tensión de V2 a V1.

PW (*pulse width*): ancho de pulso, el tiempo en que el pulso se mantiene en V2.

PER (*period of pulse*): periodo de pulso, tiempo de un ciclo (variación de la señal sin que se repita).

Figura 5. Señal Pulsadora.



Fuente: UNIVERSIDAD NACIONAL. Lección 16: CLOCK [en línea] Disponible en Internet:
http://datateca.unad.edu.co/contenidos/90178/90178_2014-1/Modulo_EXE/Descomprimido/leccin_16.html

También se tiene presente la relación entre la frecuencia y el periodo, la cual se muestra en el siguiente esquema:

$$\text{PER} = 1/f \text{ [s]} \quad \text{Ecuación 8 . Ecuación de frecuencia y periodo.}$$

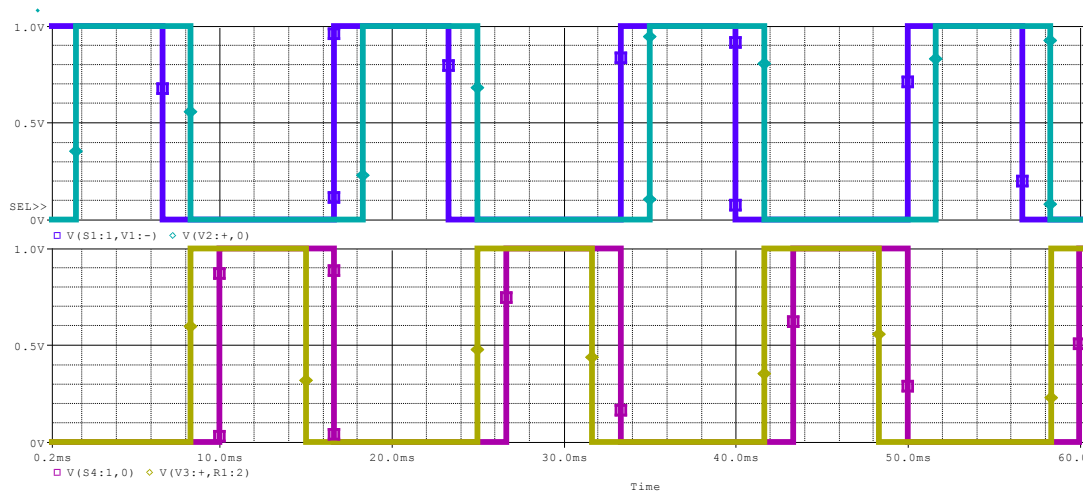
De la simulación se ingresaron los valores mostrados en la siguiente tabla para construir la señal pulsadora.

Tabla 3. Componentes Señal Pulsadora.

Componentes señal pulsadora	Señal pulsadora switch (1)	Señal pulsadora switch (2)	Señal pulsadora switch (3)	Señal pulsadora switch (4)
V1[V]	0	0	0	0
V2[V]	1	1	1	1
TD[ms]	0	1.66	8.33	9.99
TR[ns]	1	1	1	1
TF[ns]	1	1	1	1
PW[ms]	6.66	6.66	6.66	6.66
PER[ms]	16.66	16.66	16.66	16.66

A continuación se muestra la representación gráfica en Orcad Capture.

Figura 6. Representación Señales Pulsadoras del inversor en puente completo en modo ideal.

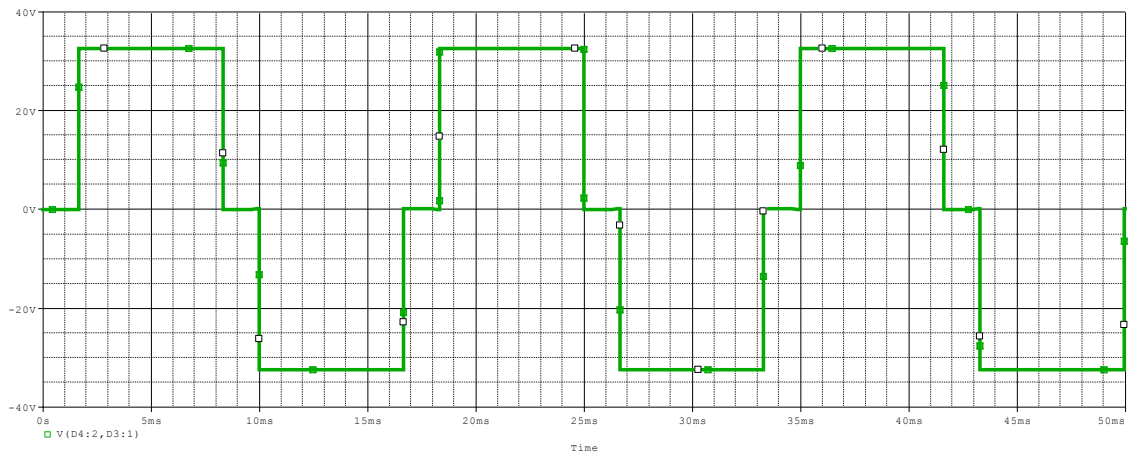


De la figura 6, representación de las señales pulsadoras en los switches de conmutación: señal azul switch 1, señal azul celeste switch 2, señal amarillo switch 3, señal violeta switch 4.

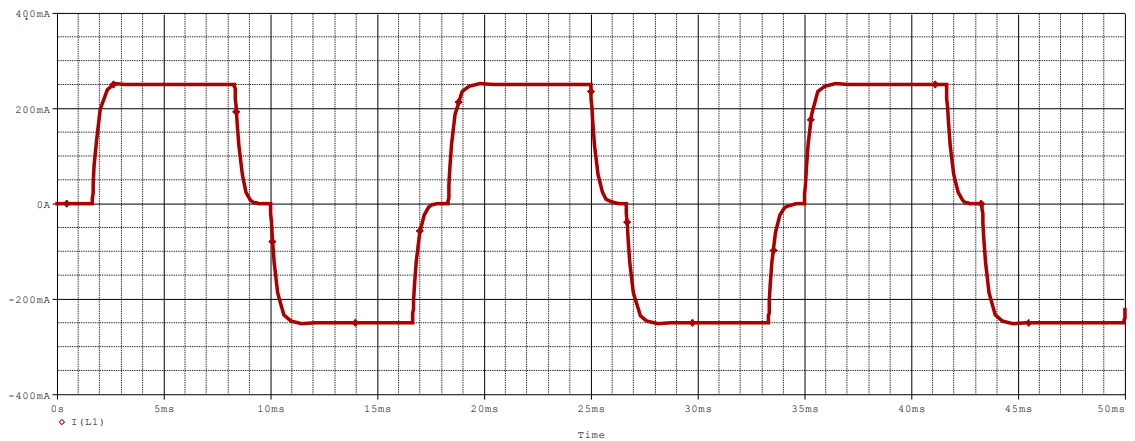
Ahora tomamos la señal de tensión de salida, en este caso se representa en la carga (R-L):

R1=110Ω, L=10mH.

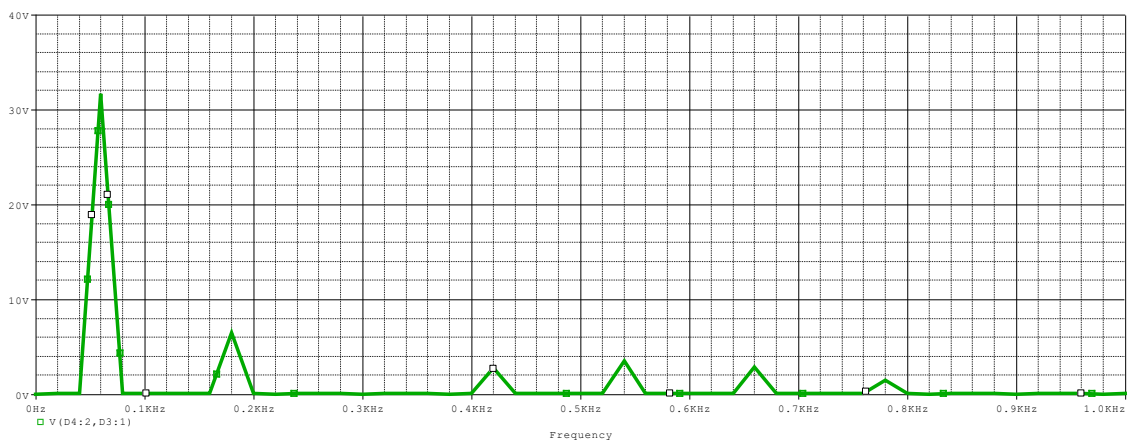
Figura 7. Inversor en Puente Completo en modo Ideal.



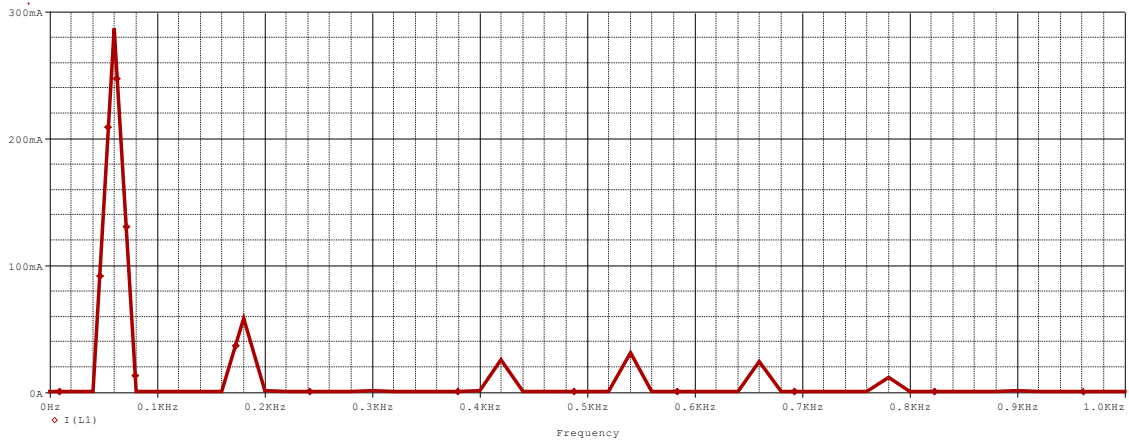
(a) Señal de tensión en la salida de carga (R-L) del inversor en puente completo.



(b) Señal de corriente en la salida de carga (R-L).



(c) Armónicos de FOURIER en la señal de tensión de salida de carga (R-L).



(d) Armónicos de FOURIER en la señal de corriente en la salida de carga (R-L).

De la (figura 7) podemos extraer valiosa información la cual se organiza en la siguiente tabla:

Tabla 4. Coeficientes de la serie de FOURIER en la figura 8.

n	$f_n(\text{Hz})$	$v_n(\text{v})$	$I_n(\text{mA})$	$z_n(\Omega)$
1	60	31.6	290	108.97
3	180	6.5	60	108.33
5	300	0	0	0
7	420	2.8	25	112
9	540	3.6	30	120

De la figura 8(a), se tiene una salida de tensión pico a pico ($V_{pp}=64\text{v}$) en la carga (R-L).

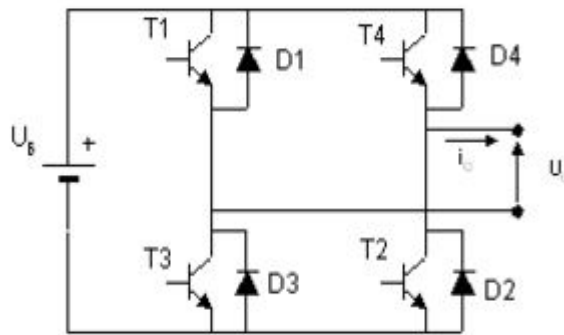
La tensión de salida en la carga es exactamente el valor de tensión de entrada; por ello su eficiencia es del 100%. Además su frecuencia de salida es de 60Hz. De la figura 8(b), su armónico fundamental está en 60Hz., con los valores de corriente en la tabla 4, se halla un valor de Distorsión armónica total (THD) así:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\left(\frac{0.06}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.025}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.03}{\sqrt{2}}\right)^2}}{\frac{0.290}{\sqrt{2}}} = 0.2458 = 24.5\%$$

2.2 SIMULACIÓN DEL CIRCUITO CON COMPONENTES REALES.

Se inicia por cambiar cada switch de la figura 4, por transistores mostrados en la siguiente figura.

Figura 8. Inversor en Puente Completo con transistores.



Fuente: ETSIMO. AJCR. Tensión continua de entrada Tensión alterna de salida del inversor
Tensión alterna en la carga Tensión de entrada: Convertidores CC/CA Inversores Monofásicos.
Puente Completo [en línea] Disponible en Internet: <http://slideplayer.es/slide/109843/>

2.2.1 Transistor. El transistor es un dispositivo electrónico constituido por un pequeño bloque de material semiconductor, que cuenta con tres electrodos: emisor, colector y base que sirve para rectificar y amplificar los impulsos eléctricos.

Los modelos de transistores de potencia MOSFET se especifican según su fabricación. Existen algunas características de las cuales son: Voltaje Drenador – Surtidor (V_{DS}), resistencia Drenador – Surtidor ($R_{DS(on)}$) y entre otros que se muestra en la Tabla 4.

Dentro de nuestra herramienta de software Orcad Capture, encontramos la librería Pwrmos.olb; esta librería contiene en su mayoría una extensa información de los transistores Mosfet. Dado que estamos centrados en utilizar semiconductores

modernos, donde se crean ciertas características principales que debe tener el Mosfet de potencia a seleccionar, nuestro inversor debe entregar a la salida una potencia de 100w. Para ello iniciamos con tres características fundamentales del mosfet las cuales son:

- ✓ Corriente de conducción en la carga (I_D).
- ✓ Frecuencia de conmutación de 20KHz.
- ✓ tensión de conducción en la carga (V_{DS}).

Se seleccionaron tres Mosfet comerciales con características mostradas en la siguiente tabla:

Tabla 5. Comparación de los Modelos en los Transistores

Modelo	V_{DS} (v)	I_D (A)	T_f (ns)	T_r (ns)	$T_d(on)$ (ns)	$T_d(off)$ (ns)	Suma Tiempo (ns)	R_{DSon} (m Ω)
IRF530	50	14	24	34	10	23	91	140
CSD19531KCS	100	100	4.1	7.2	8.4	16	35.7	6.4
CSD18533Q5A	60	17	2.0	5.5	5.2	15	27.7	4.7

- ✓ Tensión de ruptura (BV_{DSS}) Varias veces mayor a la tensión de alimentación.
- ✓ Resistencia de encendido ($R_{ds(on)}$) menor a 0.5 Ω
- ✓ Tiempos de respuesta ($td(on)$, $td(off)$, tf) sumatoria de los cuatro tiempos sea menor a 100 ns.

De la tabla 5, se puede observar que el transistor CSD18533Q5A es el más destacado ya que su eficiencia es la mejor .como el tiempo de respuesta es de 27.7ns que equivale a la frecuencia de 36MHz donde la resistencia ($R_{DS (ON)}$) es menor comparado con las demás.

2.2.2 Diodo. Al igual que el transistor, debemos tener ciertas características fundamentales en el diodo; a continuación estas son:

- ✓ Tensión de conducción (V_f) Menor a 1 V.
- ✓ Corriente de conducción (I_D) Mayor a 10 A.
- ✓ Tiempo de recuperación inversa (t_{rr}) Menor a 100 ns, diodos ultra rápidos.
- ✓ Tensión pico inversa repetitiva (V_{rrm}) Varias veces mayor que la tensión de alimentación.

Se seleccionaron dos diodos comerciales con características mostradas en la siguiente tabla:

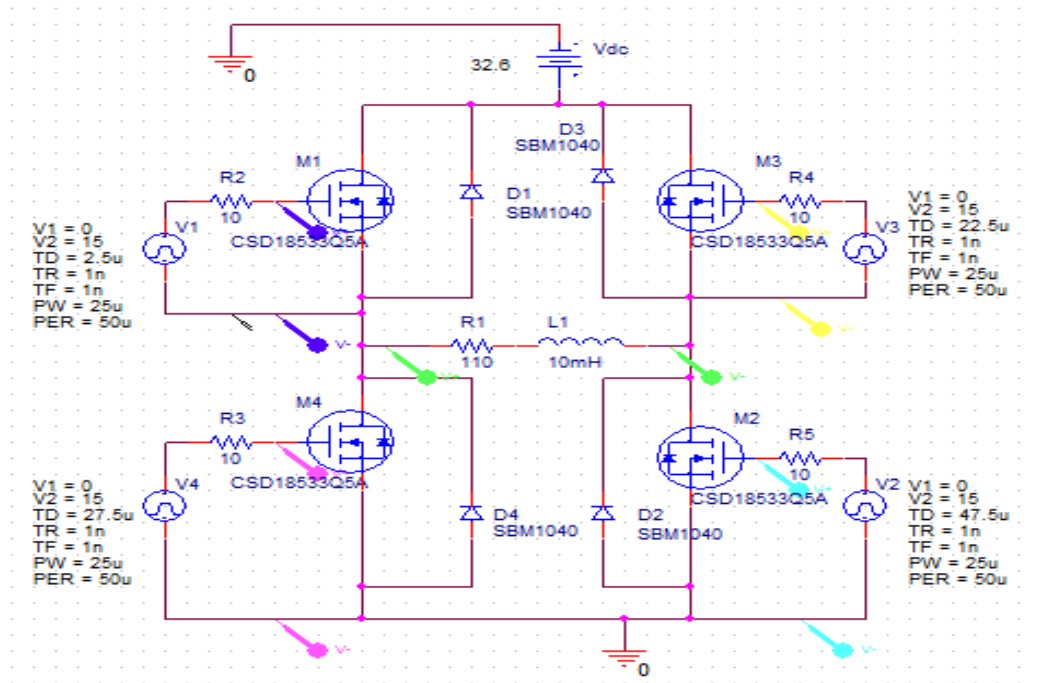
Tabla 6. Comparación en los modelos del diodo.

MODELO	V_{rrm} [V]	I_d [A]	T_{rr} [ns]	V_f [V]
SBM1040	40	10	---	0.47
MBR330	30	3	---	0.6

Dado que el diodo SBM1040 maneja tres veces más corriente que el diodo MBR330; se decide en darle prioridad al mismo.

2.2.3 Ejecución de la Simulación. Ya finalizada nuestra búsqueda de componentes comerciales, nos dirigimos en la construcción del mismo el cual es ilustrado en la Figura 9.

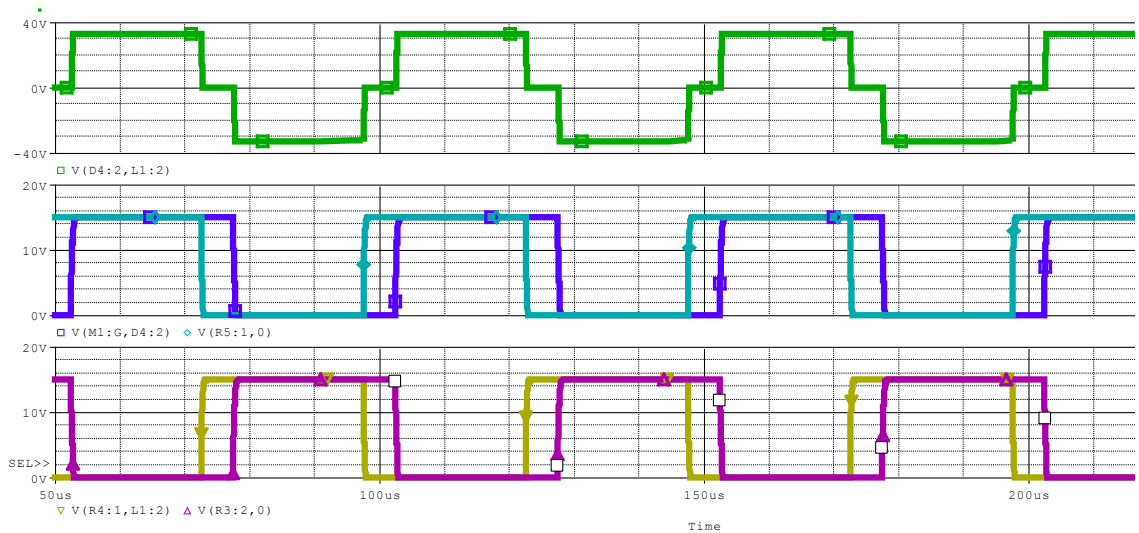
Figura 9. Simulación Puentes Inversor con componentes comerciales y frecuencia de 20KHz.



Es importante notar que en la figura 9, tomamos un periodo **PER=50us**; este equivale a una frecuencia de **f=20 KHz** de conmutación en cada uno de los transistores mosfet de potencia.

Inicialmente se pretende buscar una señal de salida en la carga lo más parecido a una señal de onda cuadrada; ya que se nos facilitaría por medio de un filtro convertir dicha señal cuadrada en una sinusoidal.

Figura 10. Señal de salida en la carga (R-L) y señal de conmutación en las compuertas de los transistores de potencia.



De la figura 10, representación de las señales pulsadoras a 20 KHz en las compuertas de los mosfet de potencia: señal azul mosfet 1, señal azul celeste mosfet 2, señal amarillo mosfet 3, señal violeta mosfet 4. La señal de color verde, es la salida de tensión en la carga (R-L).

Ahora es importante introducir la frecuencia de salida en este trabajo de investigación. Esta frecuencia de funcionamiento, es la misma que opera en Colombia con un valor de 60 Hz.

Nos dirigimos a modificar ciertos valores del montaje de simulación anterior (figura 9); buscando obtener una señal de salida de forma cuadrada en la carga (R-L) con frecuencia de 60Hz, el cual es igual a un periodo de 16,66 ms.

Figura 11. Simulación Puentes Inversor con componentes comerciales, carga (R-L) y frecuencia de 60Hz de salida.

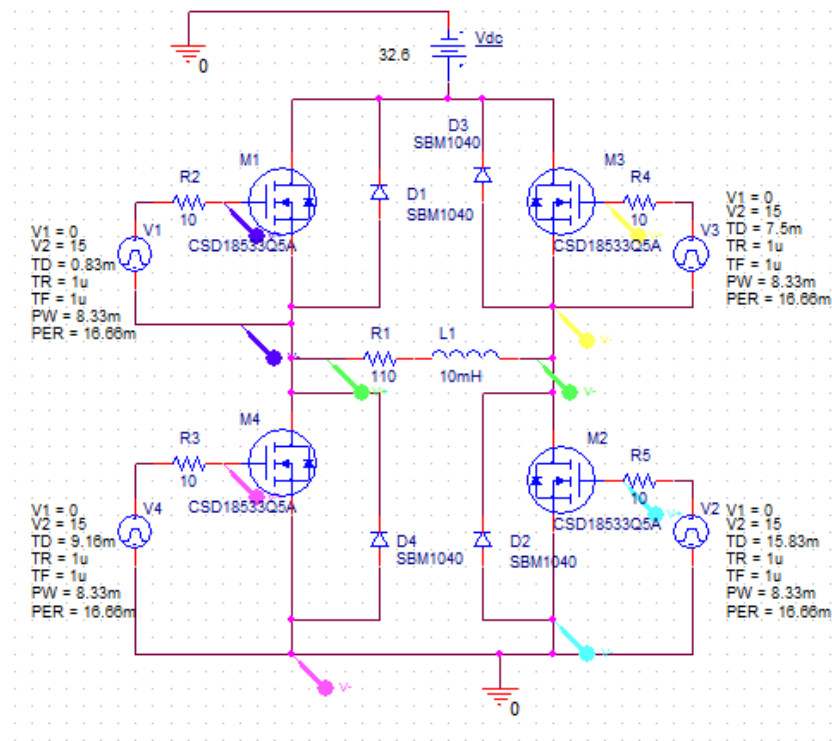
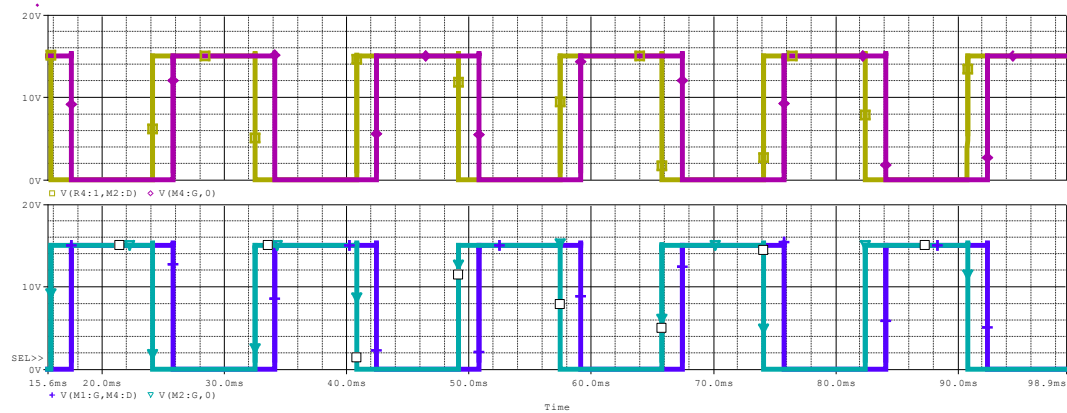
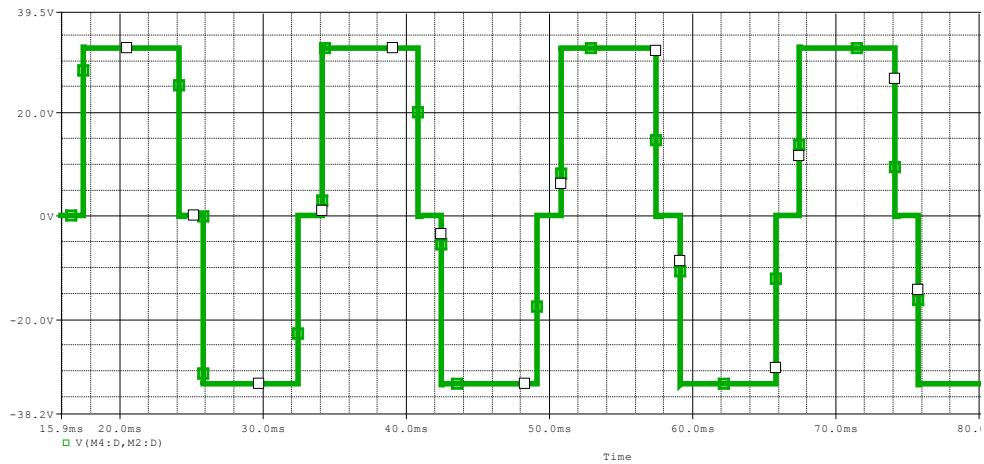


Figura 12. Señales de conmutación en las compuertas de los mosfet de potencia.

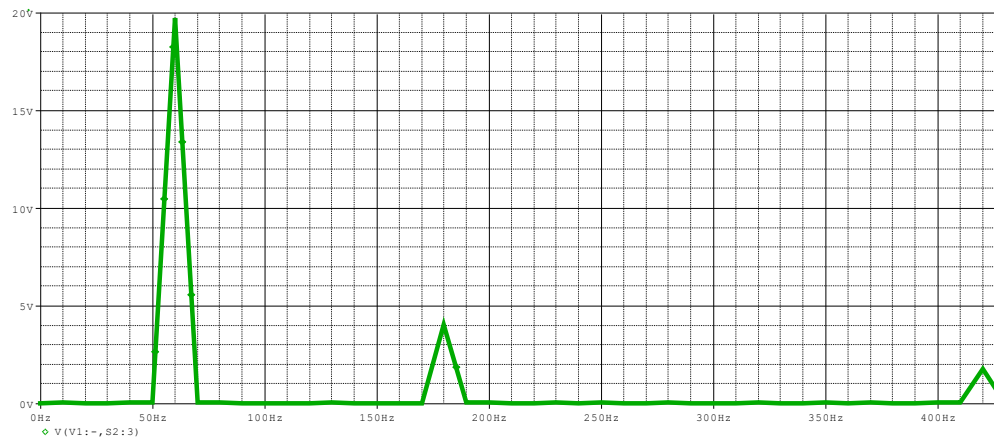


De la figura 12, representación de las señales pulsadoras en las compuertas de los mosfet de potencia: señal azul mosfet 1, señal azul celeste mosfet 2, señal amarillo mosfet 3, señal violeta mosfet 4.

Figura 13. Señales de salida del puente inversor con carga (R-L).



(a) Señal de tensión de salida en la carga (R-L).



(b) (THD) de la señal de tensión en la salida de carga (R-L).

De la figura 13(a), tenemos una señal de salida con frecuencia de 60Hz o periodo igual a 16.66ms. La distorsión armónica total (THD) tanto del modelo ideal como el modelo con componentes comerciales son idénticos. Además su señal de salida conmutada en la carga (R-L) es igual. Después de lograr el objetivo de obtener la señal de onda cuadrada, ahora nos centramos en la construcción del filtro; este nos aportará una señal sinusoidal de salida de carga.

Teniendo en cuenta que el puente inversor o puente H es la etapa de potencia de nuestro proyecto y las señales de conmutación son producidas por un micro controlador, es importante aislar estas dos etapas. Por ello posponemos la construcción del filtro y nos dirigimos en la búsqueda de un componente real para aislar dichas etapas y luego se genera su respectiva simulación.

2.2.4 Etapa de Aislamiento. Como se busca aislar eléctricamente la etapa de potencia (puente inversor) con la etapa sensible (micro controlador), encontramos un dispositivo electrónico conocido como opto acoplador.

Un opto acoplador, también llamado optoaislador o aislador acoplado ópticamente, es un dispositivo de emisión y recepción que funciona como un interruptor activado mediante la luz emitida por un diodo LED que satura un componente opto electrónico, normalmente en forma de fototransistor. De este modo se combinan en un solo dispositivo semiconductor, un foto emisor y un foto receptor cuya conexión entre ambos es óptica. Se suelen utilizar para aislar eléctricamente a dispositivos muy sensibles. Se opta por usar el *opto driver* HCPL3120, a continuación se muestra en la figura 14 su respectiva conexión por medio de la simulación.

Figura 14. Puente Inversor con *opto driver*.

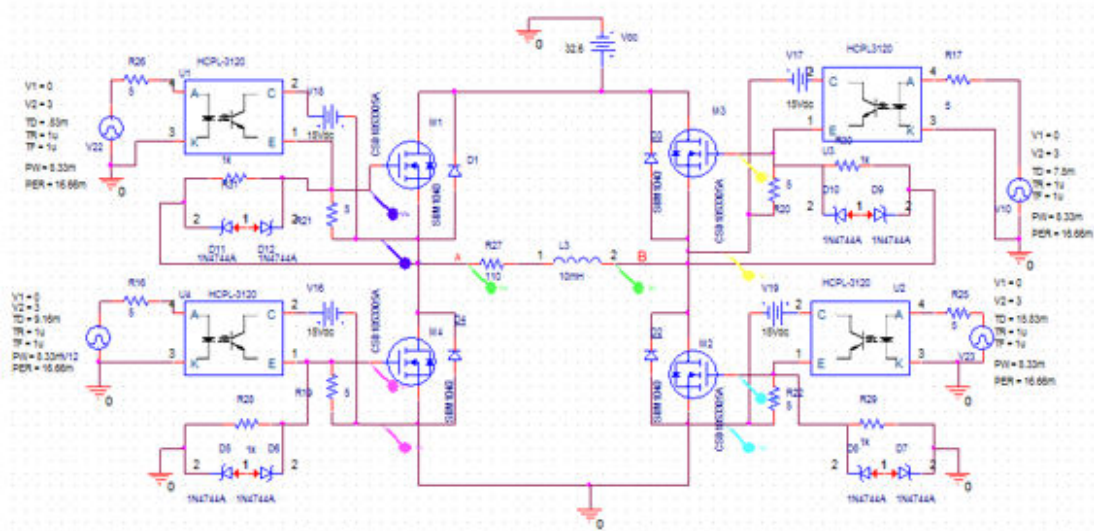
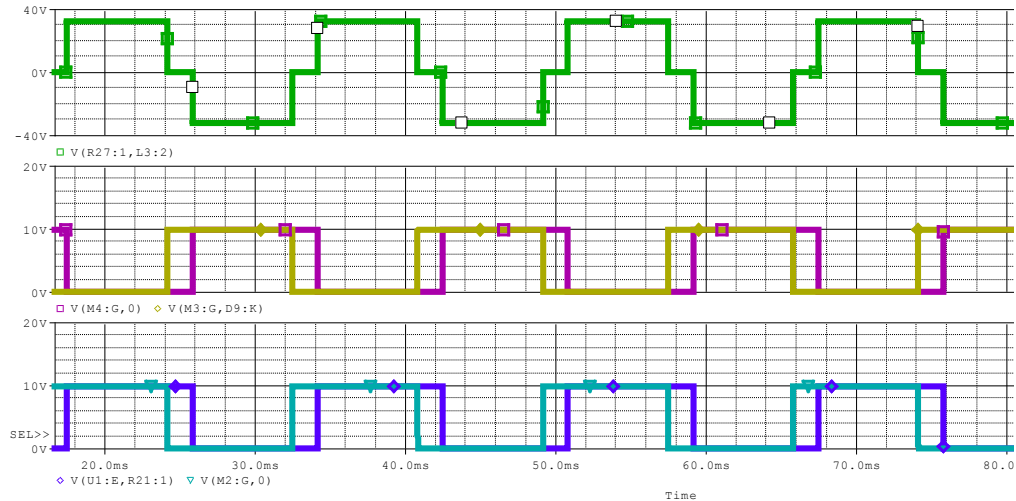


Figura 15. Señales de salida de conmutación en los mosfet de potencia y en la carga (R-L) junto con los *opto drivers*.



Fuente: Autores

De la figura 15, representación de las señales pulsadoras en las compuertas de los mosfet de potencia: señal azul mosfet 1, señal azul celeste mosfet 2, señal amarillo mosfet 3, señal violeta mosfet 4. La señal de color verde representa la tensión de salida en la carga (R-L).

De la figura 14, si se llega a desconectar el circuito, el condensador en el transistor queda cargado y es posible que el transistor quede conduciendo. Para proteger el circuito de disparo se usa una resistencia de descarga; en este caso de 1k Ω y una protección por sobretensión la cual la forma los dos diodos zener.

2.3 CONTROL DE MODULACIÓN.

Cuando se trabaja a altas frecuencias, se puede lograr que cada anchura del pulso cambie durante un ciclo de red. Si obligamos a que la anchura del pulso varíe según un patrón sinusoidal, el filtrado necesario para tener una salida en forma de onda sinusoidal será aún más sencillo. A esta estrategia se le denomina modulación.

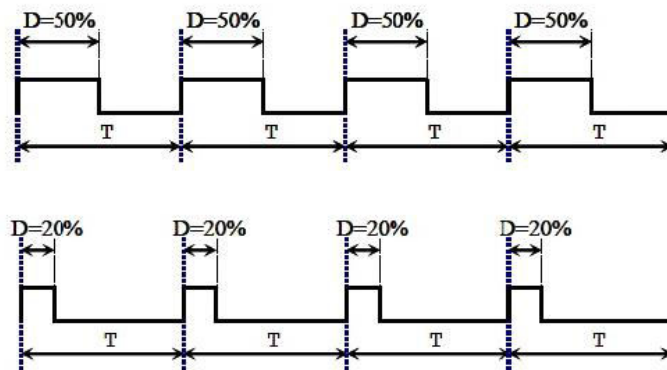
El proceso de conversión de voltaje se logra mediante la implementación de técnicas de modulación, las cuales actúan sobre un puente inversor monofásico o trifásico. Según las características de estas técnicas, las propiedades de eficiencia en la conversión, contenido armónico de la señal de salida y pérdidas en el puente inversor cambian.

Se toma como bases principales las siguientes clases de modulación:

- Modulación por ancho de pulso (PWM).
- Modulación por el método trapezoidal.
- Modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM).

2.3.1 Modulación por ancho de pulso (PWM). Modulación por ancho de pulso PWM (*pulse width modulation*) de una señal o fuente de energía, es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo (D) de una señal periódica (una sinusoidal o cuadrada), ya sea para transmitir información a través de un canal de comunicaciones o para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga.

Figura 16. Modulación por ancho de pulso (PWM).



Fuente: MICROCONTROLADORES Programación de Microcontroladores PIC, AVR, ARDUINO. PWM timer0 AVR modo rápido: PWM AVR modulación por ancho de pulso [en línea] Disponible en Internet: <http://microcontroladores-mrelberni.com/pwm-timer0-avr-modo-rapido/>

El ciclo de trabajo de una señal periódica es el ancho relativo de su parte positiva en relación con el período. Expresado matemáticamente:

D : es el ciclo de trabajo.

τ : es el tiempo en que la función es positiva (ancho del pulso).

T : es el período de la función.

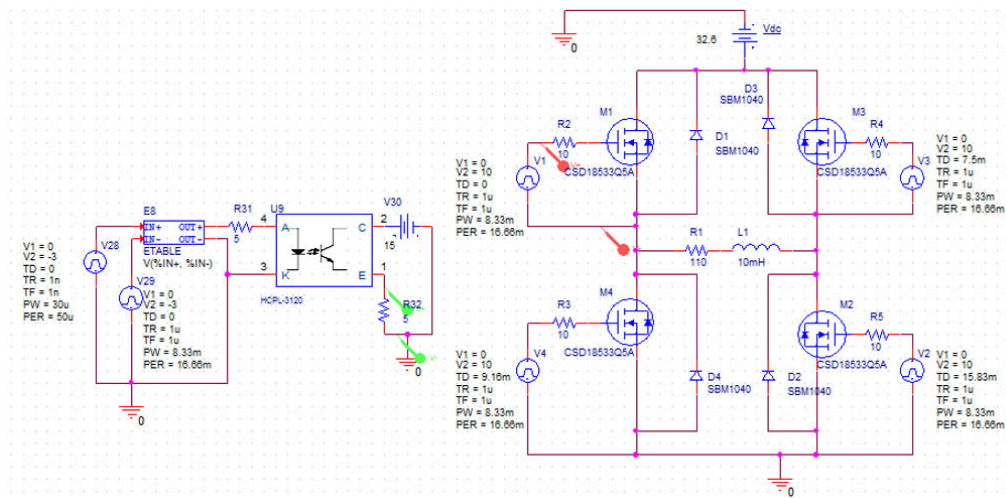
$$D = \frac{\tau}{T} \quad \text{Ecuación 9}$$

La construcción típica de un circuito PWM se lleva a cabo mediante un comparador con dos entradas y una salida. Una de las entradas se conecta a un **oscilador** de onda dientes de sierra, mientras que la otra queda disponible para la señal **moduladora**. En la salida la frecuencia es generalmente igual a la de la señal dientes de sierra, y el ciclo de trabajo está en función de la portadora., un

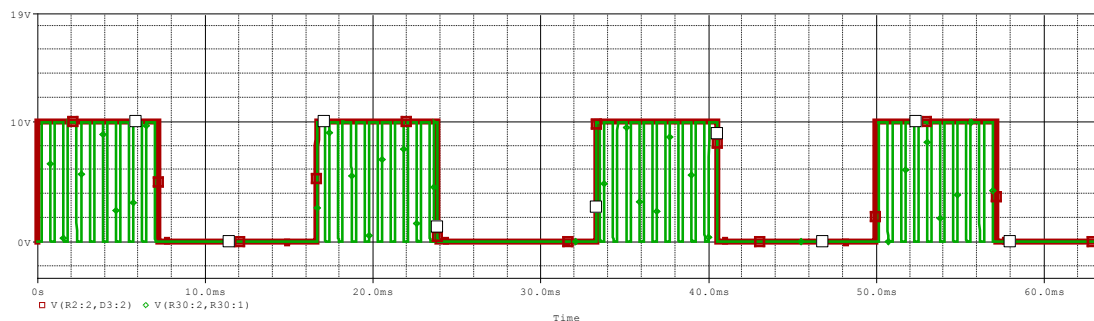
parámetro importante de un PWM es la relación de amplitudes entre la señal portadora y la moduladora, siendo recomendable que la última no supere el valor pico de la portadora y esté centrada en el valor medio de ésta. La relación de frecuencias, donde en general se recomienda que la relación entre la frecuencia de la portadora y la de señal sea de 10 a 1.

2.3.2 Simulación de la modulación por ancho de pulso (PWM) mediante el software de simulación Orcad Capture. Primero nos encargamos de tomar una señal de conmutación y modularla correctamente, mediante las técnicas de modulación mencionadas anteriormente así:

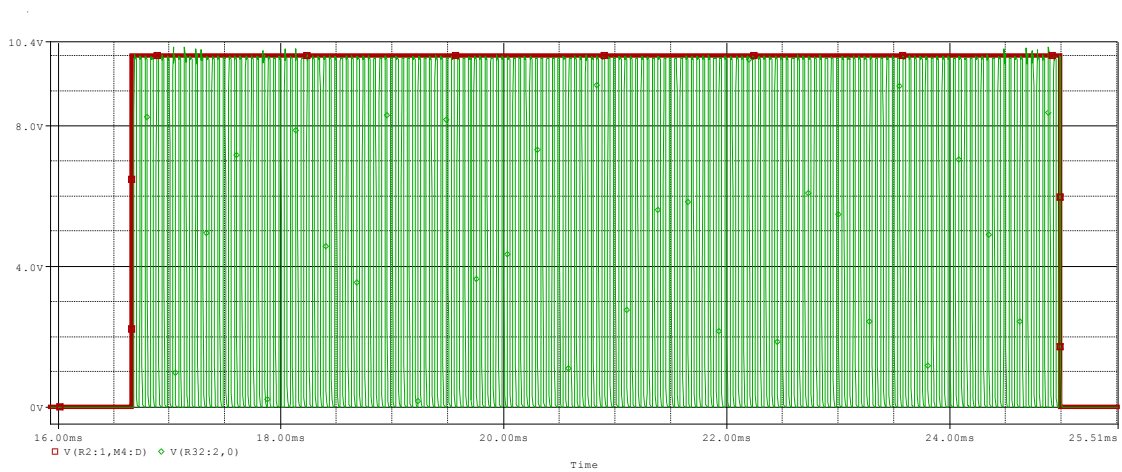
Figura 17. Comparación de señal de conmutación no modulada con conmutación modulada PWM bipolar.



(a) Comparación de señal de conmutación no modulada con conmutación modulada PWM bipolar.



(b) Señal de conmutación no modulada (señal roja), señal de conmutación modulada (señal verde).



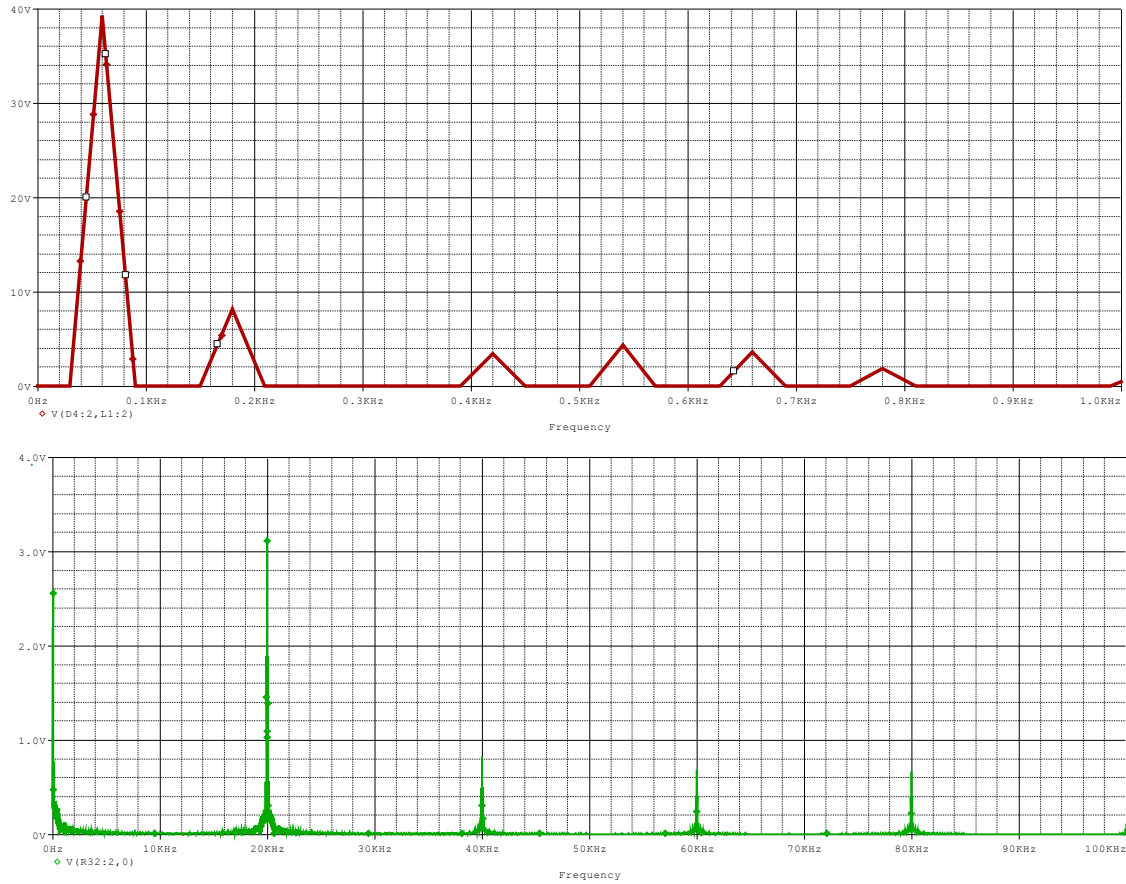
(c) Acercamiento de la Señal de conmutación no modulada (señal roja)

De la figura 17(b), es claro que la señal de conmutación modulada (señal verde), se mantiene dentro del ciclo de conmutación de la señal no modulada (señal roja).

Se pueden eliminar o reducir armónicas de orden menor, si se selecciona el número de pulsos por medio ciclo. Sin embargo, al aumentar el número de pulsos aumentará también el número de armónicas de orden más alto, los cuales se pueden filtrar con facilidad.

En la figura 18 se presenta el espectro de las componentes de frecuencia armónica a una frecuencia de modulación de 20KHz, de la Señal de conmutación no modulada en la carga (R-L) (señal roja), señal de conmutación modulada (señal verde).

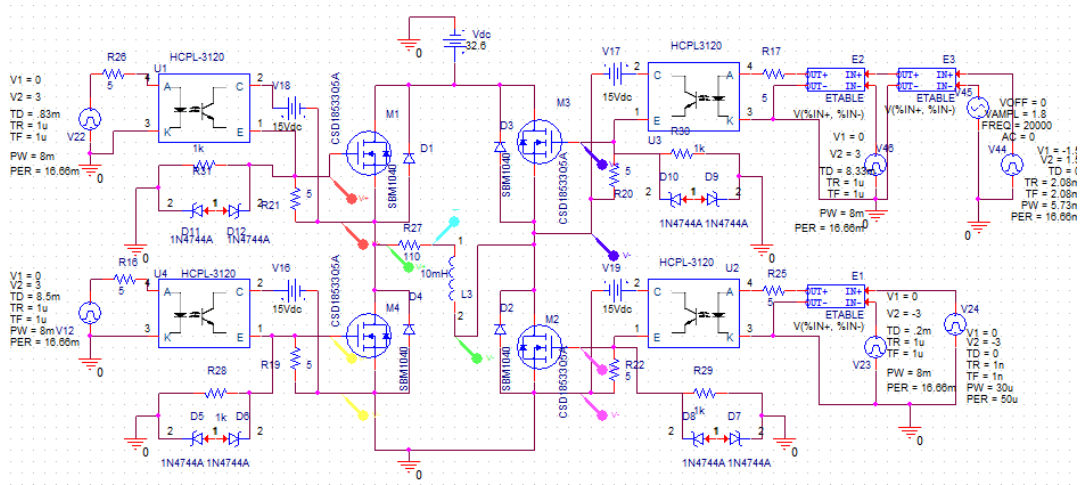
Figura 18. Componentes armónicas en modulación PWM bipolar. Señal de conmutación no modulada (señal roja), señal de conmutación modulada (señal verde).



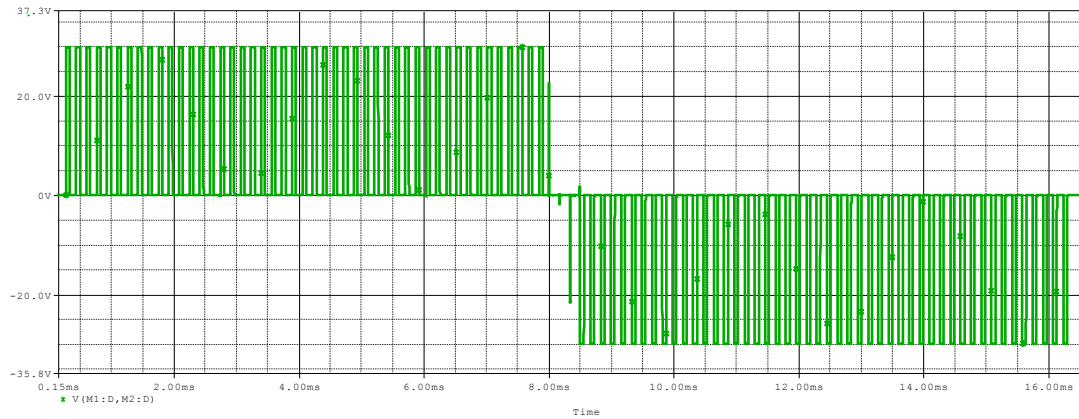
De la figura 18, tenemos que la señal modulada (señal verde) el primer armónico en su componente fundamental donde se encuentra en 60Hz; también se ve que el siguiente armónico esta en 20kHz, dado por la señal portadora.

Ahora nos disponemos a introducir la modulación por ancho de pulso (PWM) en el puente inversor y con carga (R-L) en la figura 19.

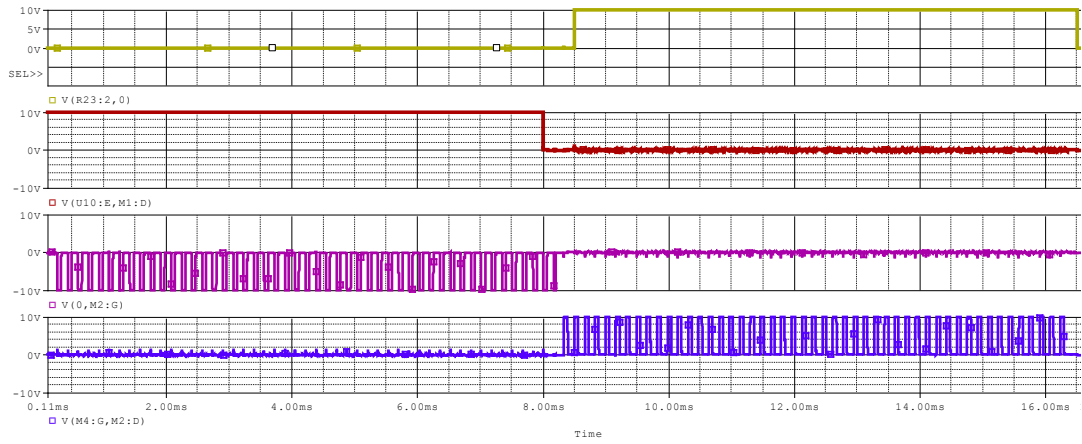
Figura 19. Simulación en Pspice inversor monofásico modulado pwm bipolar.



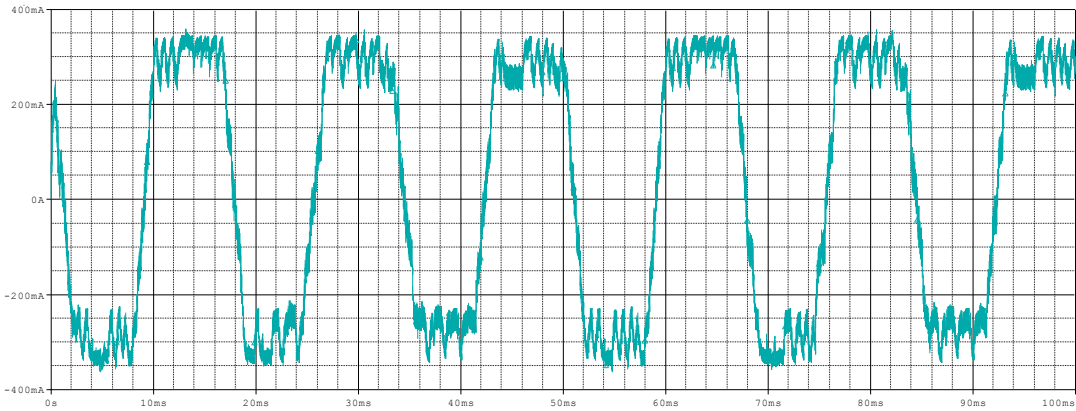
(a) Simulación en Pspice inversor monofásico modulado pwm bipolar.



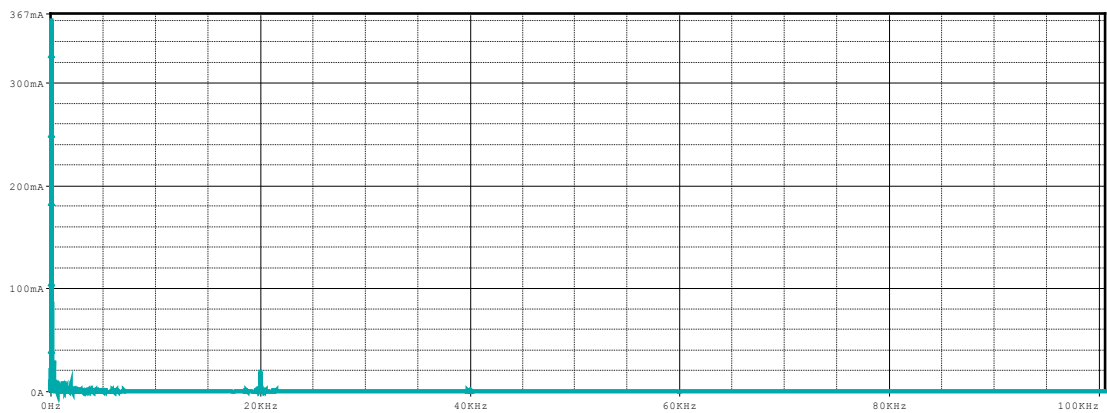
(b) Tensión en la carga (R-L)..



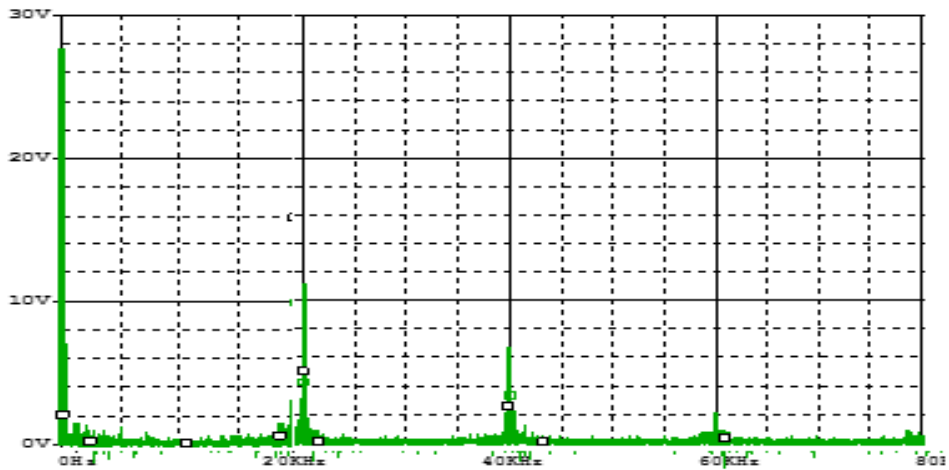
(c) Señales de conmutación.



(d) Corriente en la carga.



(e) Componentes de FOURIER en la corriente de carga (R-L).



(f) Componentes de FOURIER en la tensión de carga (R-L).

De la figura 19(c), obtenemos un sistema semi modulado; ya que en cada semi ciclo modulamos uno de los dos transistores activos dentro de cada rama.

De la figura 19(a), tenemos una señal de salida con frecuencia de 60Hz o periodo igual a 16.66ms. La distorsión armónica total (figura 19d) tanto en la modulación PWM y el modelo componentes comerciales son similares. Además su señal de salida de tensión conmutada en la carga (R-L) de su magnitud disminuye 4.6Vpp.

De la figura 19 se obtiene la siguiente información:

Tabla 7. Coeficientes de la serie de FOURIER en modulación PWM de la figura 20.

n	$f_n(\text{Hz})$	$v_n(\text{V})$		$I_n(\text{mA})$
1	60	27.2		360
3	20000	11.4		2.6
5	40000	7		1.5
7	60000	2		1

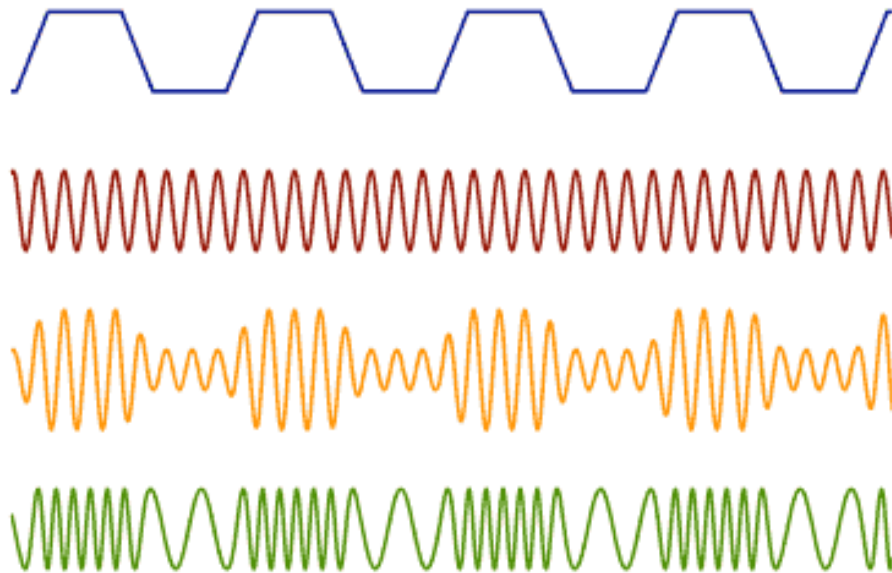
Con los valores de corriente en la tabla 7, se halla un valor de Distorsión armónica total (THD) así:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\left(\frac{0.0026}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.0015}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.001}{\sqrt{2}}\right)^2}}{\frac{0.360}{\sqrt{2}}} = 0.087 = 8.7\%$$

Dado que su disminución de tensión de salida es de 4.6Vpp con respecto al modelo comercial mencionado anteriormente, este valor representa una pérdida de un 8.7% de la eficiencia del sistema; por ello su eficiencia es de 91.3%. Esta disminución en eficiencia se conoce como pérdidas de conmutación y son vistas en los transistores de potencia.

2.3.3 Modulación por método trapezoidal. La variación de algunas características de la señal portadora (señal trapezoidal), en función de las características de otra onda llamada moduladora (señal sinusoidal); logran como resultado una onda moduladora.

Figura 20. Esquema modulación por método trapezoidal.

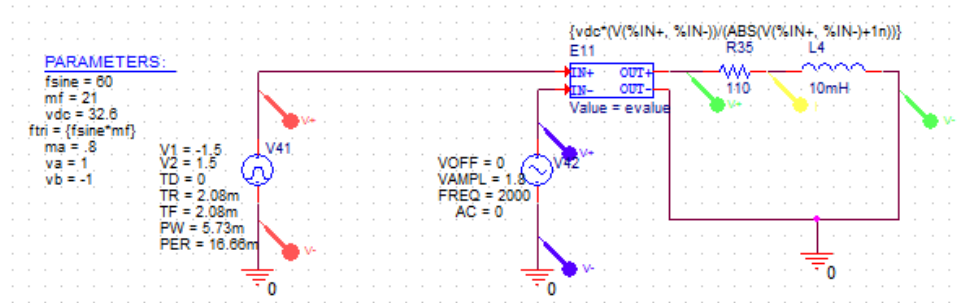


Fuente: Síntesis del sonido Síntesis básica: Modulación en baja frecuencia [en línea] Disponible en Internet: <http://www.disca.upv.es/adomenec/IASPA/tema5/Sintesisbasica.html>

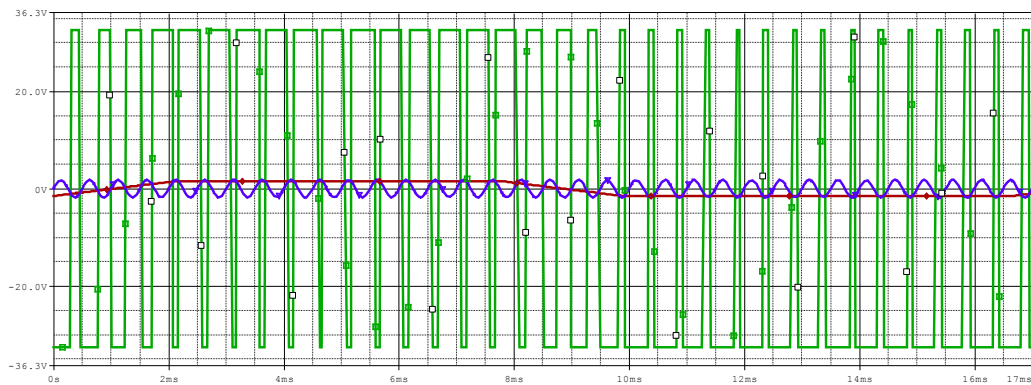
De la figura 20, La señal portadora (señal sinusoidal), sufre una modulación por parte de una señal moduladora (señal trapezoidal). El resultado de la modulación en amplitud está en color naranja y el de la modulación en frecuencia está en color verde.

2.3.4 simulación modulación por el método trapezoidal.

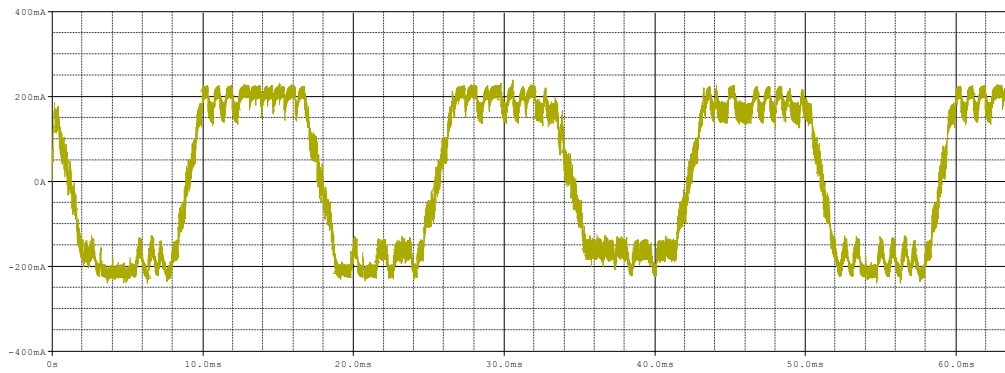
Figura 21. Modulación trapezoidal.



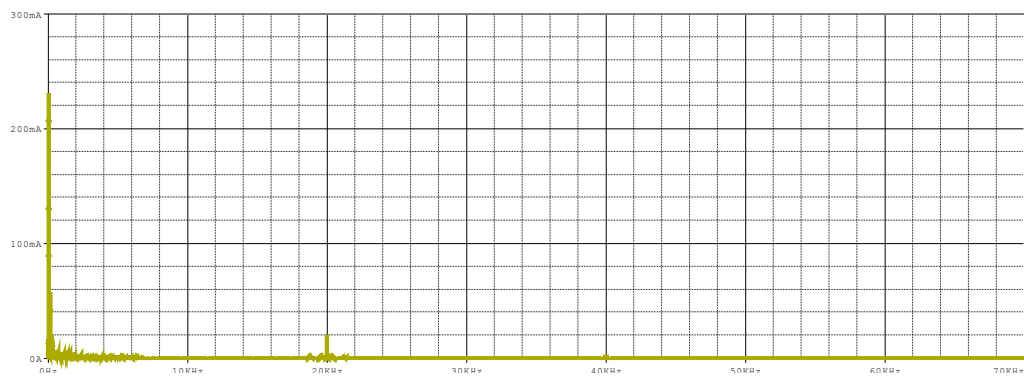
(a) Esquema simulación en pspice modulación trapezoidal.



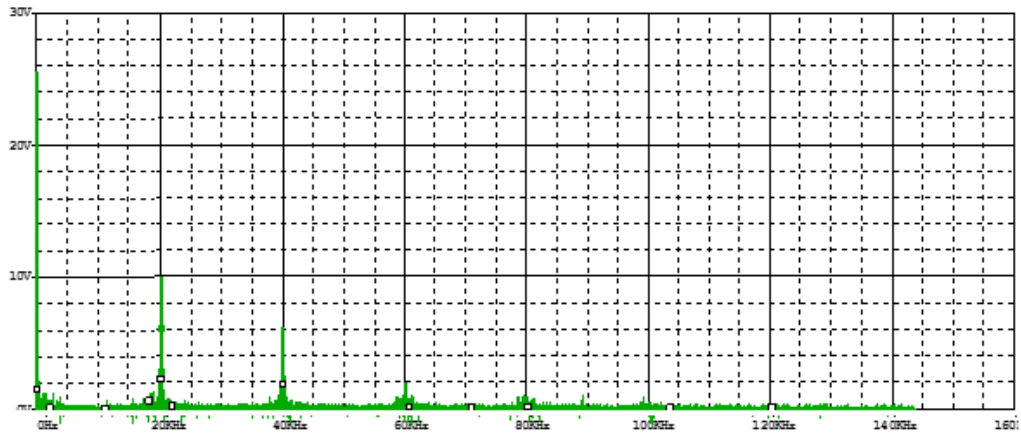
(b) Señal trapezoidal (señal roja), Señal sinusoidal (señal azul), Tensión en la carga R-L (señal verde).



(c) Corriente en la carga (R-L).



(d) Amónicos de FOURIES en la corriente de carga (R-L).



(e) Amónicos de FOURIES en la tensión de carga (R-L).

Tabla 8. Coeficientes de la serie de FOURIER en modulación Trapezoidal de la figura 22.

N	$f_n(\text{Hz})$	$v_n(\text{v})$	$I_n(\text{mA})$
1	60	25.3	230
3	20000	10	20
5	40000	6	7
7	60000	2	3

Con los valores de corriente en la tabla 8, se halla un valor de Distorsión armónica total (THD) así:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\left(\frac{0.02}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.007}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.003}{\sqrt{2}}\right)^2}}{\frac{0.230}{\sqrt{2}}} = 0.093 = 9.3\%$$

Su eficiencia es % $\eta = 90.02\%$

2.3.5 Modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM). Este método de modulación, consiste en generar una señal de onda sinusoidal que servirá en la disminución de la distorsión armónica en la señal, de la misma frecuencia de la onda de salida del inversor, y con una amplitud proporcional requerida donde se compare con una onda de tensión triangular simétrica de frecuencia elevada. Los puntos de intersección de la onda sinusoidal (fundamental) con la triangular (portadora), determinan los instantes de conmutación de los semiconductores y en consecuencia el ancho de la modulación en tensión continua aplicada a la salida de la señal. Así pues, la modulación se basa en la modificación del ancho de pulsos, en función del valor eficaz en la onda de salida requerida.

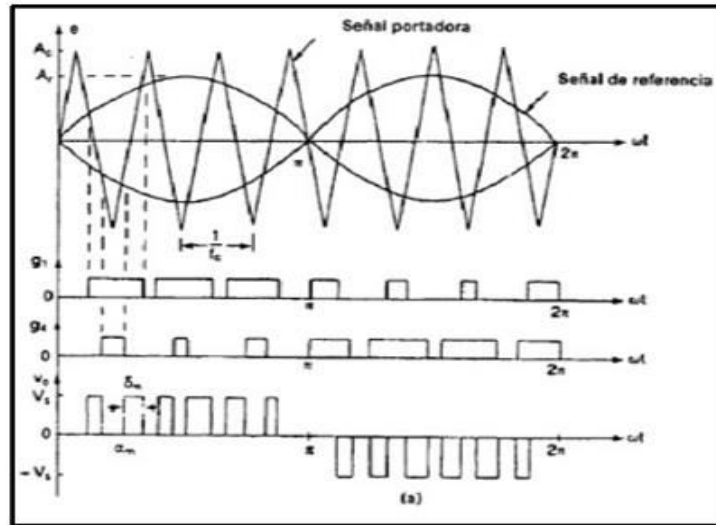
El índice de modulación de amplitud (m_a), se define como la relación entre las amplitudes de las señales de referencia y portadora.

$$m_a = \frac{V_{m, \text{referencia}}}{V_{m, \text{portadora}}} = \frac{V_{m, \text{seno}}}{V_{m, \text{triangular}}} \quad \text{Ecuación 10. Ecuación del índice de modulación.}$$

Si $m_a \leq 1$, la amplitud de la frecuencia fundamental de la tensión de salida V_{ab} , es linealmente proporcional a m_a . Es decir:

$$V_{ab} = m_a \cdot V_{dc} \quad \text{Ecuación 11. Ecuación de tensión de salida modulada.}$$

Figura 22. Modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM).



Fuente: HART, Daniel W. Inversores; Convertidor de continua en alterna: Diagrama de puente convertidor de onda completa para PWM unipolar [en línea] Disponible en Internet: <http://es.slideshare.net/KORMAN24/electronica-de-potenciadanielwhart>

2.3.6 Simulación de la modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM) mediante el software de simulación Orcad Capture. Para ejecutar dicha simulación, se optó por el archivo de entrada *Pspice* encontrado en el libro *Electrónica de potencia de Hart*; el cual genera una tensión PWM a partir de un generador de tensión controlado por tensión.

Los parámetros a utilizar son los siguientes:

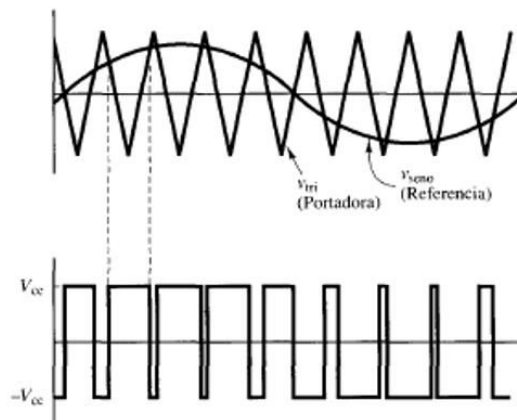
Vdc=32.6v ; fuente de continua.
 ma=0.8 ; índice de modulación de amplitud.
 fsine=60 Hz ; frecuencia de la onda de referencia sinusoidal.
 mf=333 ; índice de modulación de frecuencia.
 ftri=fsine*mf≈ 20KHz ; frecuencia de la portadora triangular.
 evalue: $\text{EXPR} = \{ \text{vdc} * (\text{V}(\% \text{IN}+, \% \text{IN}-)) / (\text{ABS}(\text{V}(\% \text{IN}+, \% \text{IN}-) + 1 \text{n})) \}$
 phase: {-90/mf}

Al aumentar la frecuencia de la portadora (aumento de mf) aumentan las frecuencias a los que se producen los armónicos. El índice de modulación de frecuencia mf se define como la relación entre las frecuencias de las señales portadora y de referencia así:

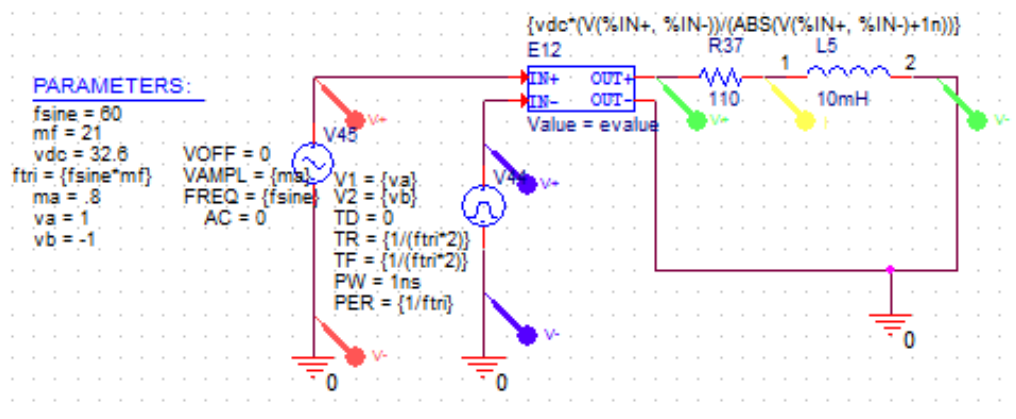
$mf = f_{portadora} / f_{referencia} = f_{tri}/f_{seno}$ Ecuación 12. Índice de modulación en frecuencia.

La serie de Fourier de la tensión de salida SPWM bipolar tiene una frecuencia fundamental que es la misma a la señal de referencia, las frecuencias armónicas existen en y alrededor de los múltiplos de frecuencia de conmutación. Los valores de algunos armónicos son bastantes grandes, a veces mayores que la componente fundamental.

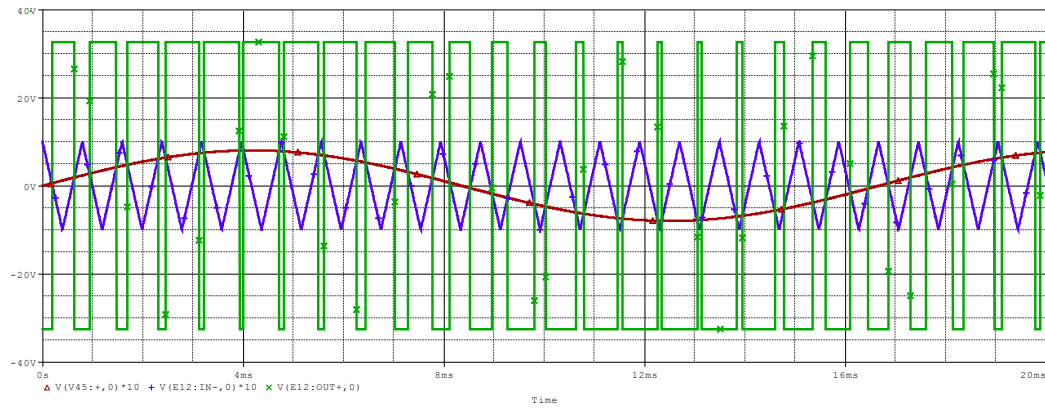
Figura 23. Modulación spwm bipolar.



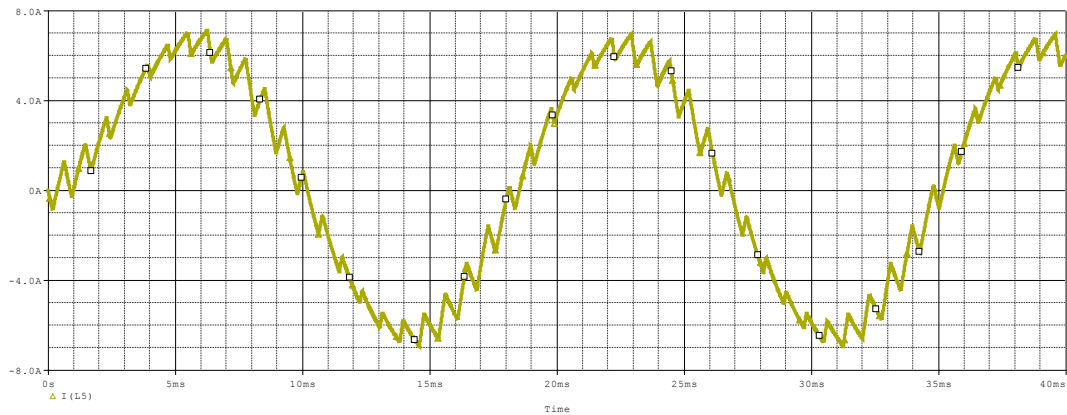
(a) Fuente: HART, Daniel W. Inversores; Convertidor de continua en alterna: Modulación de anchura de impulsos bipolar [en línea] Disponible en Internet: <http://es.slideshare.net/KORMAN24/electronica-de-potenciadanielwhart>



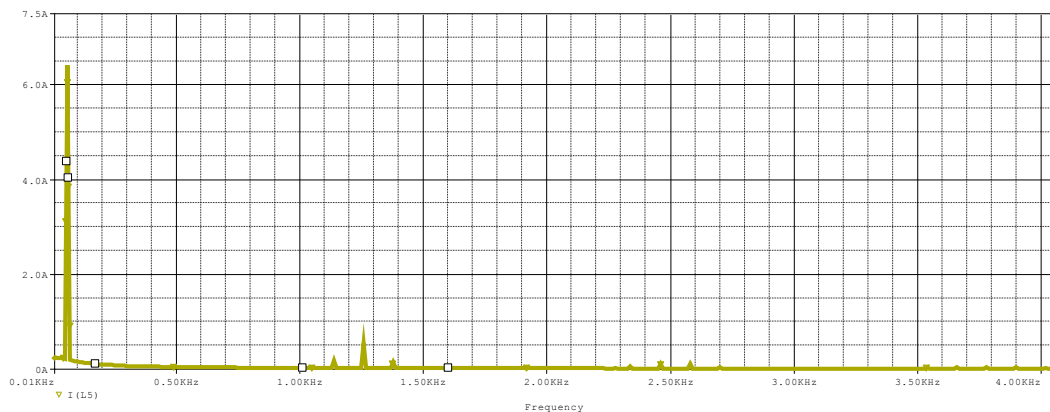
(b) Simulación de la modulación bipolar sinusoidal por anchura de pulso (SPWM) en Pspice.



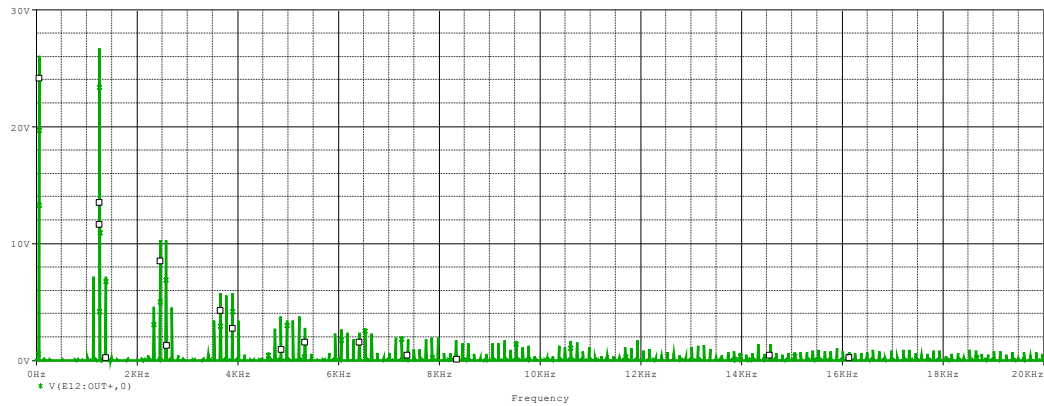
(c) Señal triangular portadora (señal azul), señal sinusoidal referencia (señal roja), tensión de salida modulada bipolar en la carga R-L (señal verde).



(d) Corriente de salida modulada en la carga.



(e) Armónicos corriente modulación bipolar en la carga.



(f) Armónicos tensión modulación bipolar en la carga.

De la figura 23(b), tenemos que la entrada de continua es de 100v, el índice de modulación de amplitud m_a es de 0.8, frecuencia de referencia $f_r=60\text{Hz}$ y el índice de modulación en frecuencia m_f es 21; su frecuencia de portadora (f_{tri}) es $[f_{tri} = (21)*(60)=1.260\text{Hz}]$.

De la figura 23(c), se concluye que la tensión de salida es una señal SPWM bipolar modulada en su salida de carga (R-L) oscila entre los (530us – 620us).

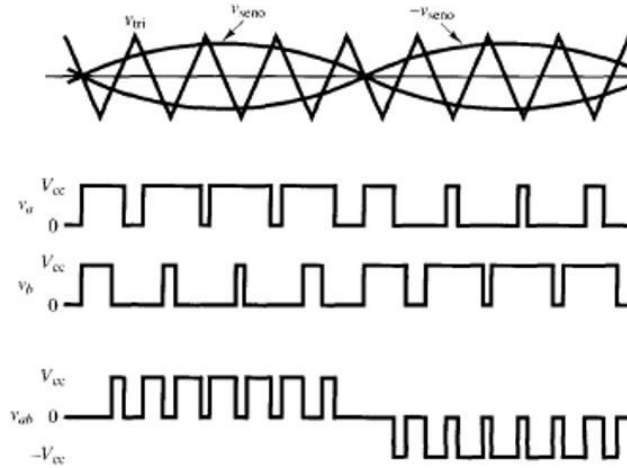
De la figura 23(d), se ve claramente que la corriente modulada de salida en la carga tiende a tomar forma de onda sinusoidal.

En la figura 23(f), cada pulso depende de las amplitudes relativas de las ondas sinusoidal y triangular; además la magnitud del armónico fundamental es de magnitud $v_{dc}*m_a = (32.6*0.8)=26.08\text{v}$ Las primeras frecuencias armónicas en el espectro de salida están en y alrededor de m_f . Su distorsión armónica total (THD) es de 7.8%

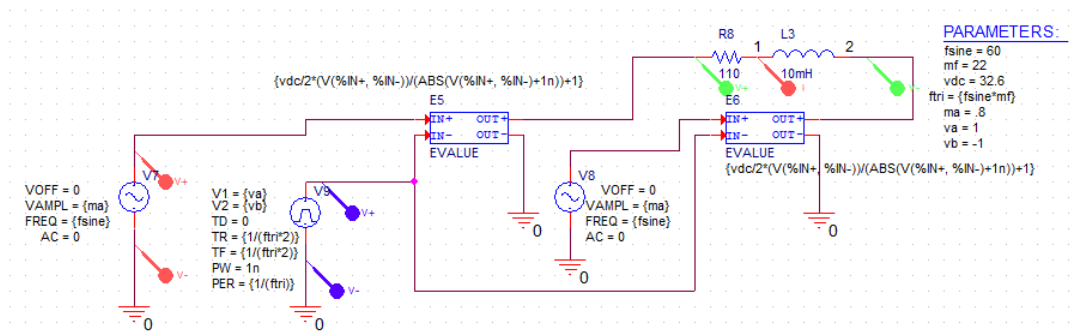
En un esquema de conmutación unipolar para la modulación sinusoidal por anchura de impulsos, la salida se conmuta de nivel alto a cero, o de nivel bajo a cero; en lugar de entre niveles alto y bajo, como en la conmutación bipolar.

En la conmutación unipolar, algunos de los armónicos que había en el espectro en la modulación bipolar; están ahora ausentes. Los armónicos en la salida comienzan aproximadamente en $2m_f$, y se elige una m_f que sea un entero par.

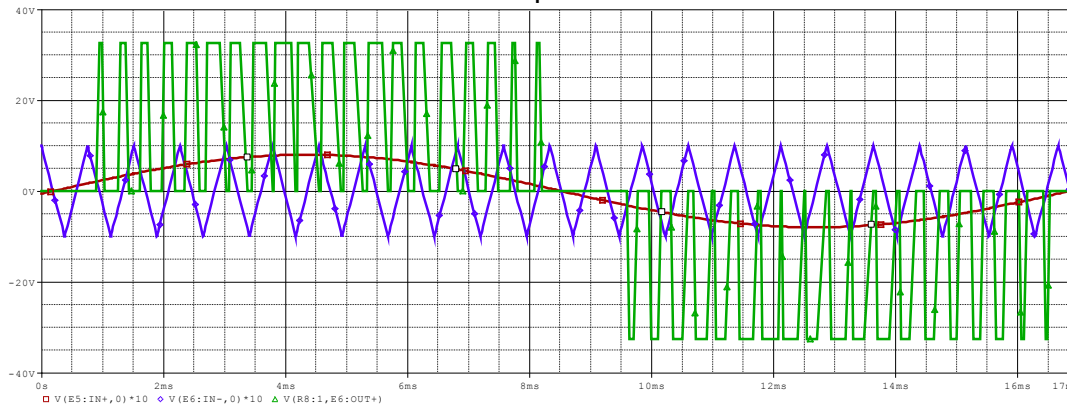
Figura 24. Modulación SPWM unipolar



(a) Fuente: HART, Daniel W. Inversores; Convertidor de continua en alterna: Diagrama de puente convertidor de onda completa para PWM unipolar [en línea] Disponible en Internet: <http://es.slideshare.net/KORMAN24/electronica-de-potenciadanielwhart>



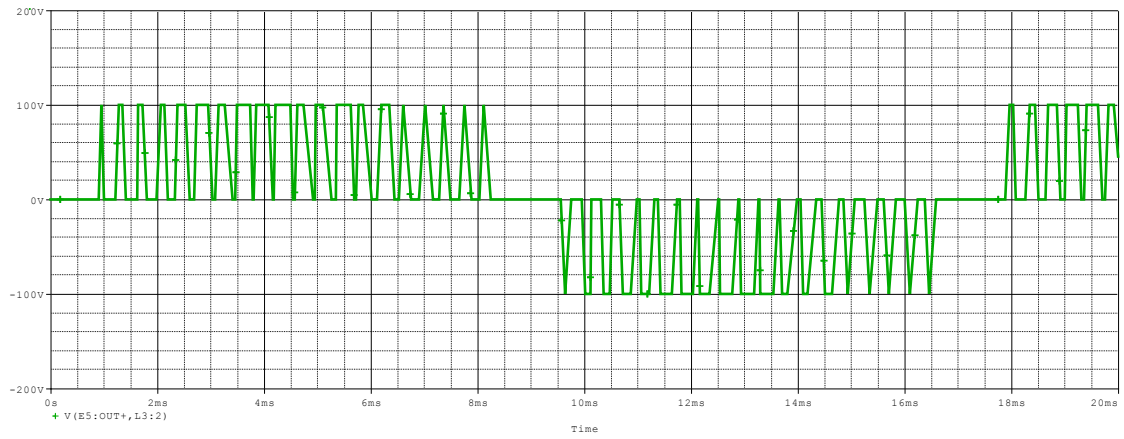
(b) Simulación de la modulación unipolar sinusoidal por anchura de pulso (SPWM) en Pspice.



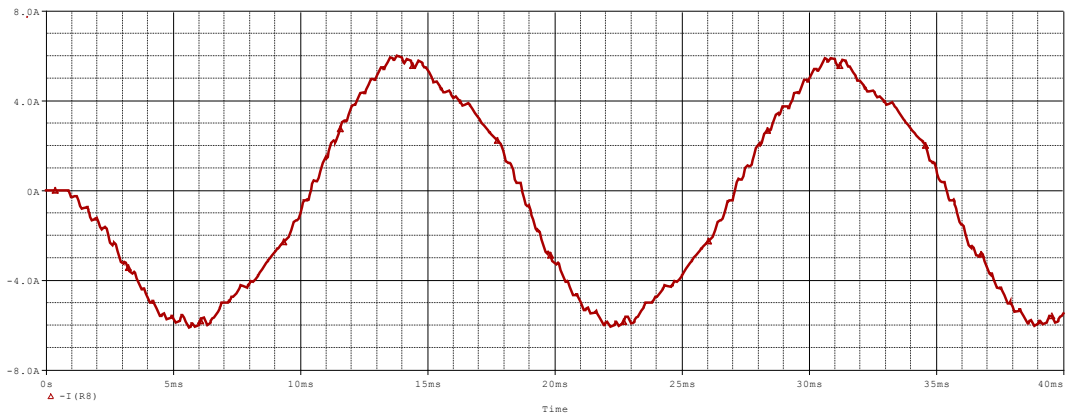
(c) Señal triangular (portadora).



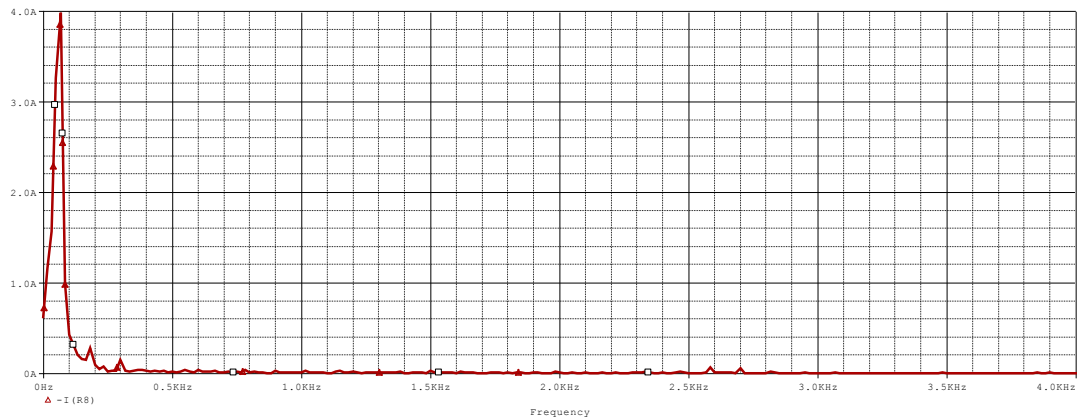
(d) Señales de referencia (sinusoidal).



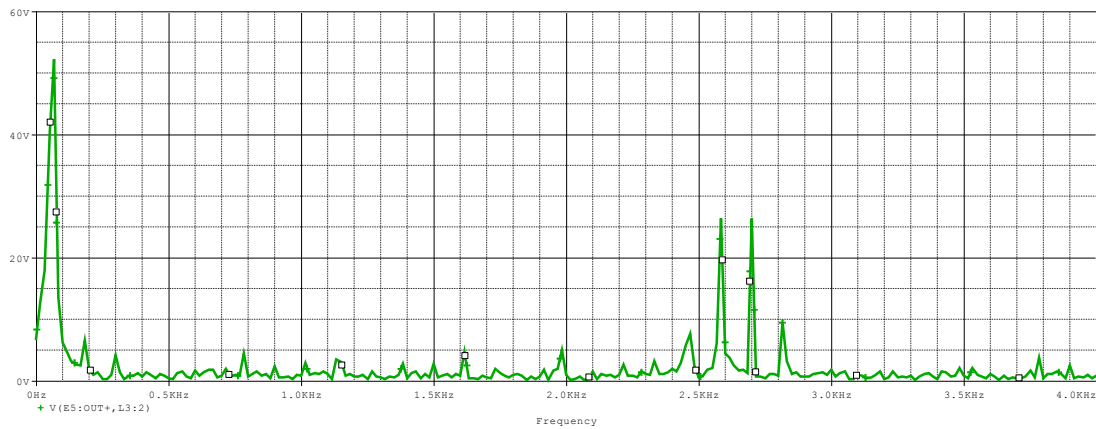
(e) Tensión de salida modulada unipolar en la carga.



(f) Corriente de salida modulada en la carga.



(g) Armónicos corriente modulación unipolar en la carga.



(h) Armónicos tensión modulación unipolar en la carga.

Con la modulación SPWM unipolar, se puede ver que la corriente en la salida de carga (figura 24f), su comportamiento es de forma sinusoidal. Los armónicos de la modulación unipolar en la corriente y tensión de la carga, son muy significativos con respecto a la modulación bipolar SPWM; ya que disminuyen en magnitud y en cantidad dentro del espectro en frecuencia.

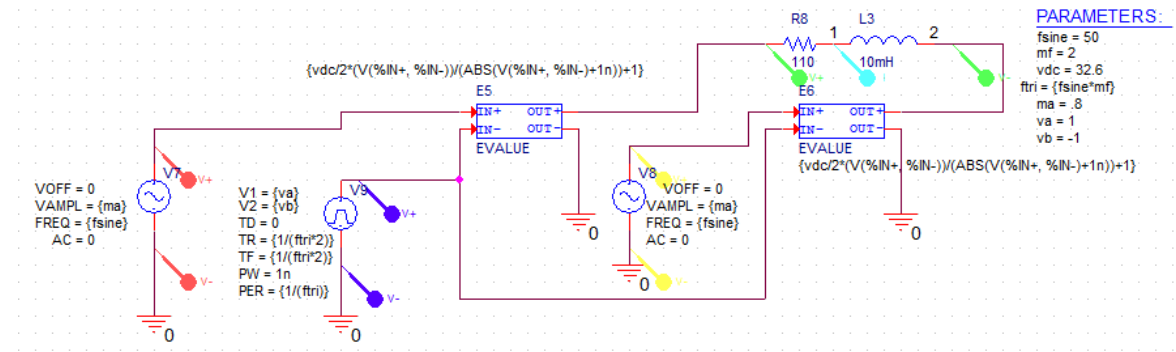
De la figura 24(b), tenemos que la entrada de continua es de 100v, el índice de modulación de amplitud m_a es de 0.8, frecuencia de referencia $f_r=60\text{Hz}$ y el índice de modulación en frecuencia m_f es 22; su frecuencia de portadora (f_{tri}) es [$f_{tri} = 2*(21)*(60)=2.520\text{Hz}$].

De la figura 24g, se analizó el armónico fundamental junto a sus tres más próximos; en donde se define una THD= 1.67%

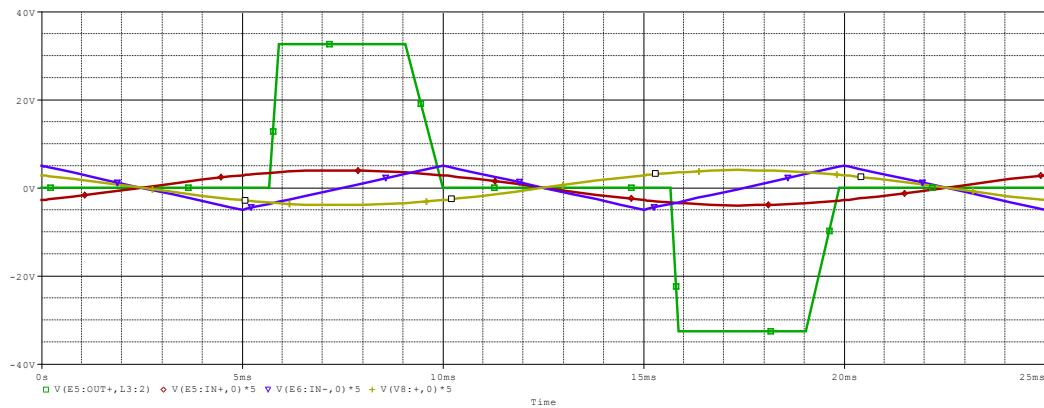
Dado que se encontró un algoritmo para implementar en el micro controlador (capítulo 3), se verificó que este trabaja una modulación SPWM unipolar. Por lo anterior mencionado, se simula en nuestra herramienta ps Spice la modulación

unipolar SPWM; variando el índice en modulación en frecuencia m_f con valores de (2 y 6), frecuencia de referencia $f_r = 50\text{Hz}$ con el fin de verificar su correcto funcionamiento (figura 25).

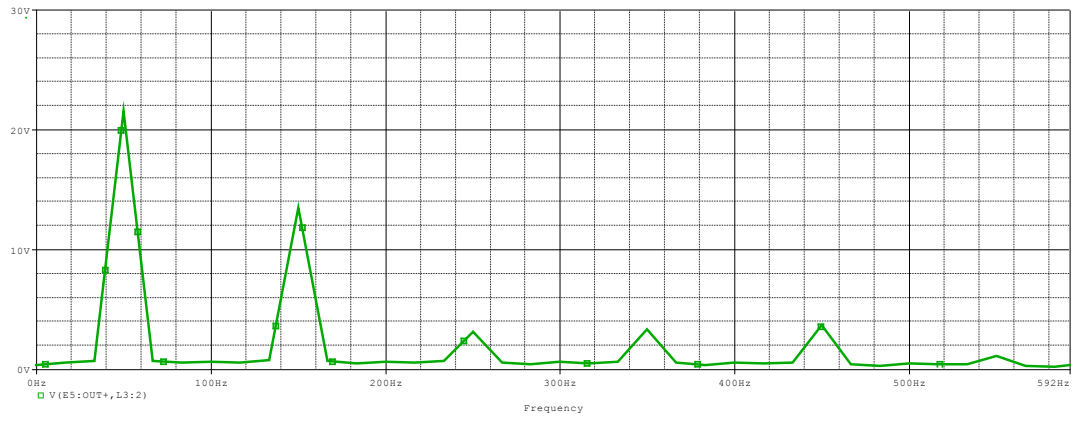
Figura 25. Modulación unipolar SPWM en diferentes índices de modulación en frecuencia (mf).



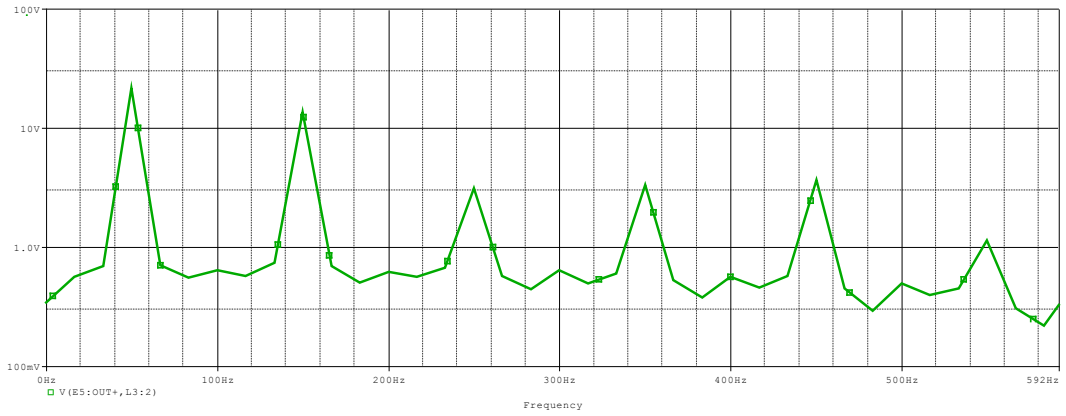
(a) Diagrama modulación unipolar SPWM con $mf=2$.



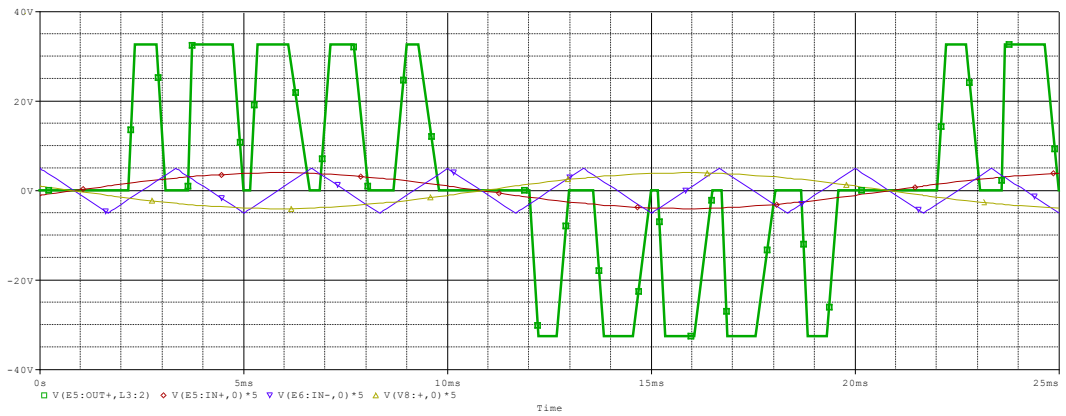
(b) Señales modulación unipolar SPWM con $mf=2$.



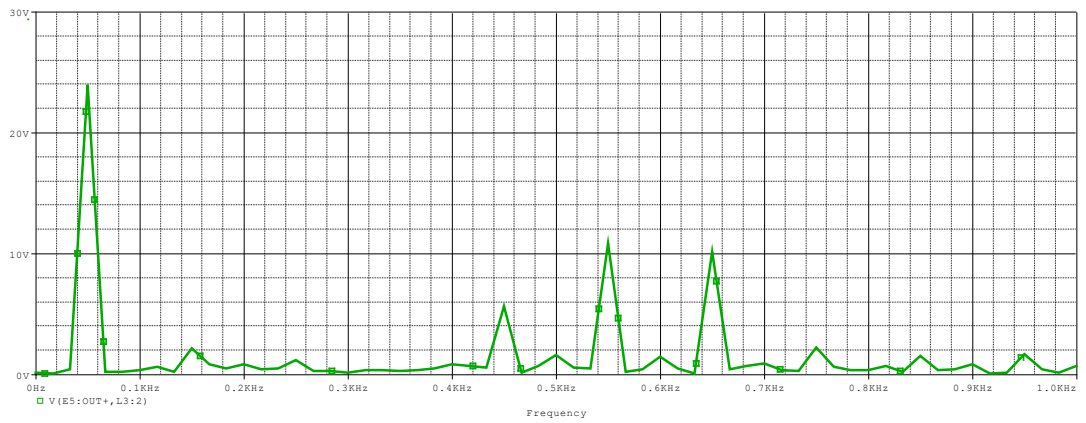
(c) Armónicos de FOURIER lineal con $mf=2$ en carga (R).



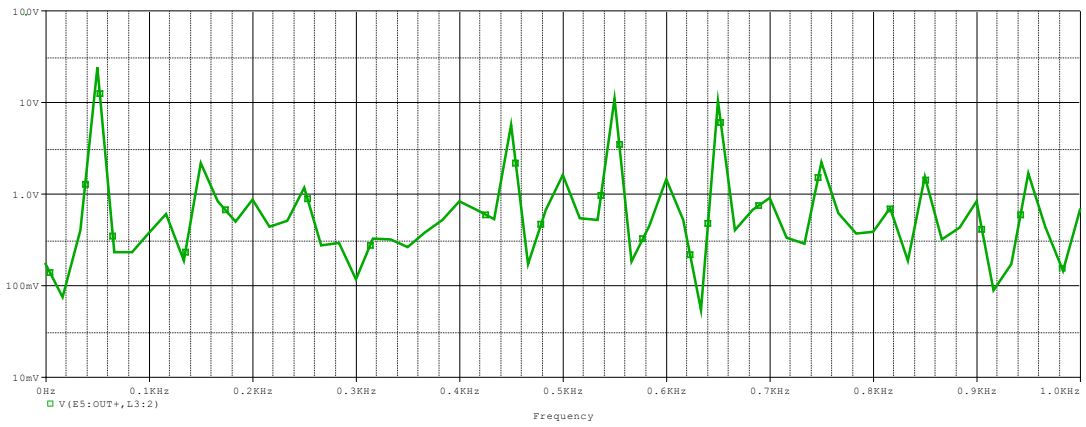
(d) Armónicos de FOURIER logarítmico con $mf=2$ en carga (R).



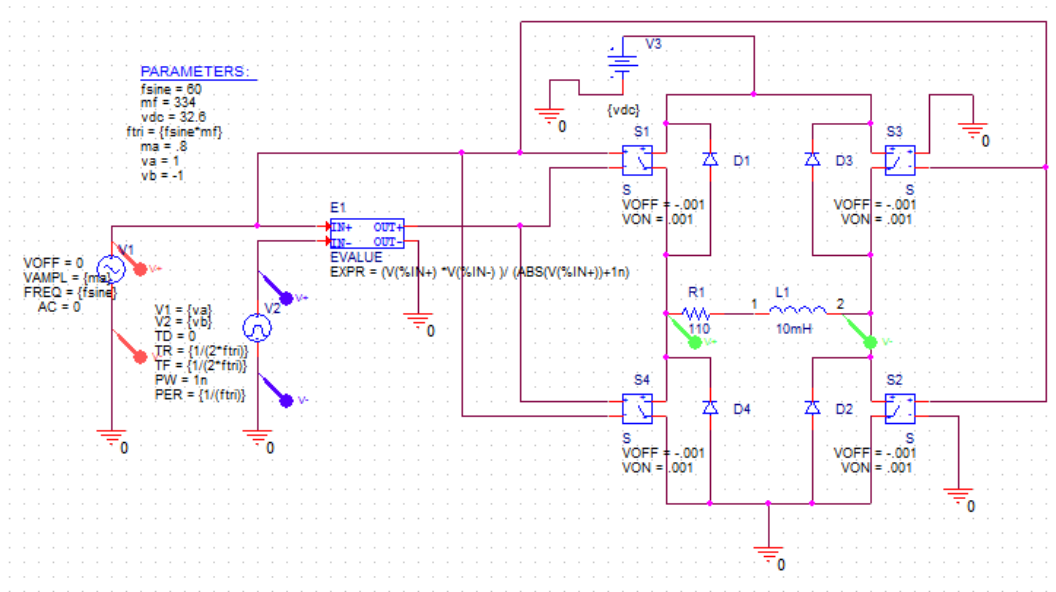
(e) Señales modulación unipolar SPWM con $mf=6$.



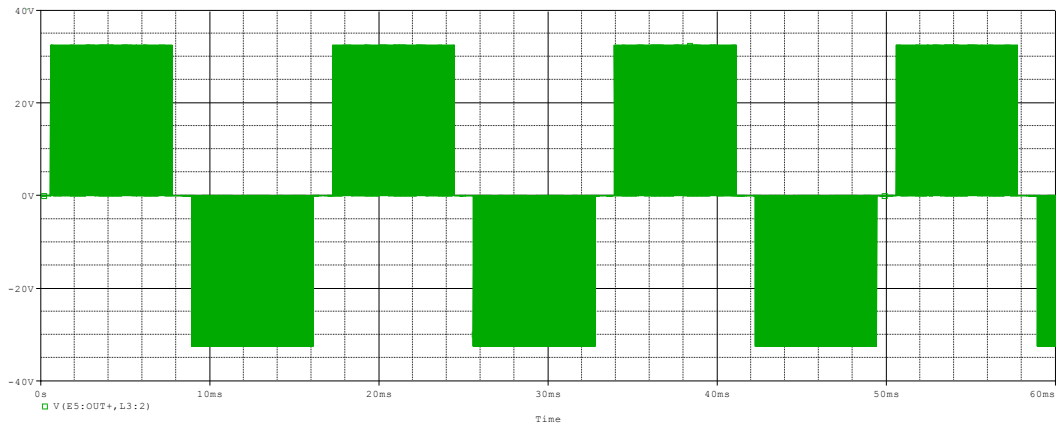
(f) Armónicos de FOURIER lineal con $mf=6$ en carga (R).



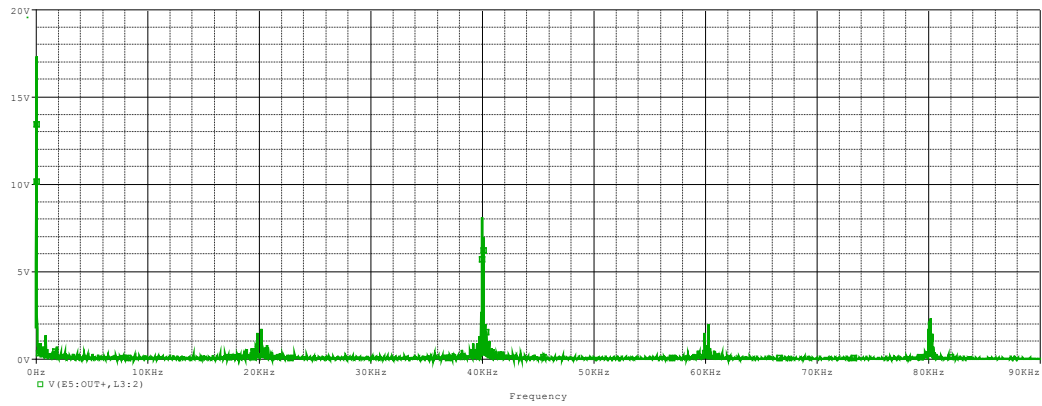
(g) Armónicos de FOURIER logarítmico con $mf=6$ en carga (R).



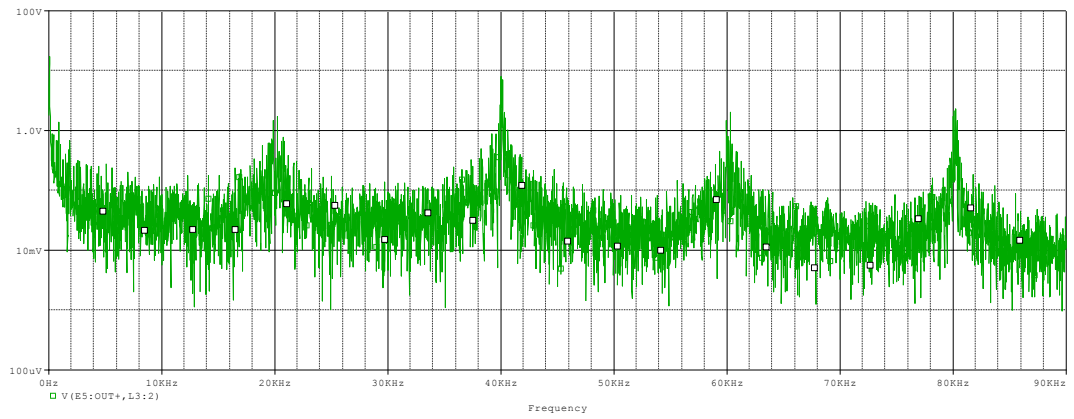
(h) Diagrama modulación SPWM unipolar en puente inversor con mf=334.



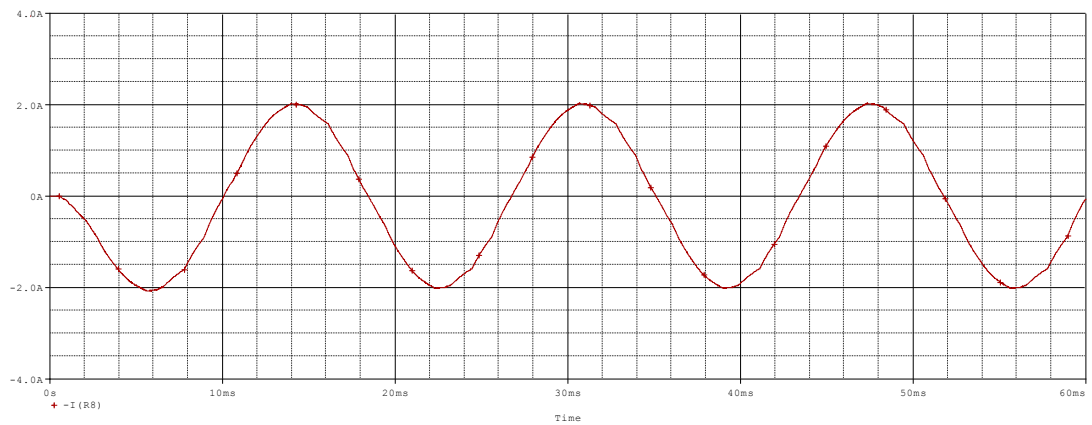
(i) Señal de conmutación unipolar SPWM en la salida de tensión en la carga (R-L).



(j) Armónicos de FOURIER lineal con $mf=334$ en su tensión de carga (R-L).



(k) Armónicos de FOURIER logarítmico con $mf=334$ en su tensión de carga (R-L).



(l) Corriente en la salida de carga(R-L), mediante la modulación unipolar SPWM.

De la figura 25(a), tenemos la modulación unipolar SPWM con una frecuencia de referencia de 50Hz y un índice de modulación en frecuencia (mf) de 2 (figura 25b). De lo anterior partimos que la frecuencia de portadora cercana a 150HZ (figura 25c); no obstante se mencionó que para una modulación unipolar, los armónicos en la salida comienzan en 2mf.

Los armónicos lineales para un mf=2 (figura 25c), muestra un armónico fundamental en 50Hz y un próximo armónico en 150Hz. la figura 25(d) contiene los mismos armónicos mencionados para el mf=2, pero en modo logarítmico. El mismo análisis se hace para un mf=6, obteniendo frecuencia de portadora cercana a 550Hz.

De la figura 25 (j) y (k), tenemos que el primer armónico en su componente fundamental se encuentra en 60Hz; también encontramos un próximo armónico en 40kHz, dado por su mf=334 y ya que al ser una conmutación unipolar SPWM; este armónico se debe encontrar en el doble del índice de modulación en frecuencia (2mf). Su salida de tensión modulada se hace con carga (R-L).

Del montaje de la (figura 25h), se obtiene una THD=2.47% extraída en sus armónicos comprendidos en la tensión de salida de carga (R-L). También se obtiene su análisis de eficiencia (figura 25 (j) y (i),) en sus armónicos de FOURIER tanto en tensión como en corriente así:

$$P_{out} (\text{potencia de salida}) = V * I * \cos(\emptyset) = 1.4 * 12.36 * 0.96 = 16.61W$$

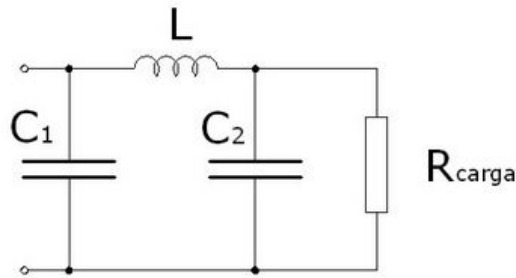
$$P_{int} (\text{potencia de entrada}) = V * I * \cos(\emptyset) = 13 * 1.4 * 0.96 = 17.47W$$

$$n\% (\text{eficiencia}) = (P_{out}/P_{int}) * 100\% = 95.1\%$$

2.4 DISEÑO DEL FILTRO

Principalmente partimos con que la salida del inversor debe ser una onda sinusoidal a una frecuencia de 60 Hz, es necesario filtrar la tensión V_{ab} mostrada en la resistencia de carga de la figura 14. Se presenta la siguiente topología de filtro de salida comúnmente empleadas en inversores monofásicos mostrado en la figura 26.

Figura 26. Filtro pi a la salida en el inversor monofásico.



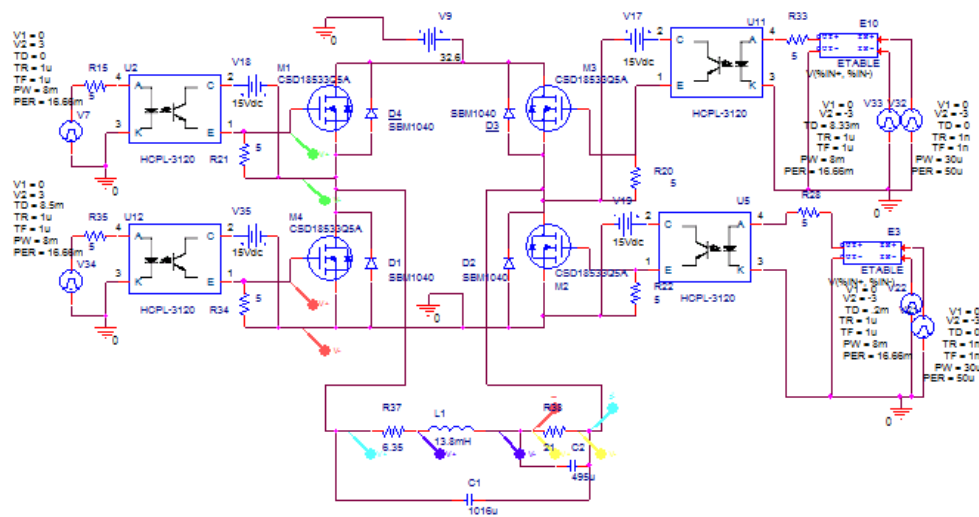
Fuente: Centro Aragonés de Tecnologías para la Educación. Circuitos electrónicos básicos; Otros tipos de filtros: Filtro en Pi [en línea] Disponible en Internet: http://educativa.catedu.es/44700165/aula/archivos/repositorio//3000/3079/html/45_otros_tipos_de_filtros.htm

Este filtro se llama (PI) porque su configuración se asemeja a la forma de la letra griega π . A causa de que el primer elemento de filtro es el condensador C_1 donde se le denomina filtro de entrada por condensador. Una característica de este tipo de filtro es que proporciona la máxima tensión de salida a la carga ya que se necesitan condensadores grandes donde C_1 y C_2 que son condensadores electrolíticos y al no tener polaridad no se tiene problema para la conexión del condensador. El valor del condensador grande ayuda a filtrar el rizado de una señal de salida, haciendo que la señal tienda a hacer una señal sinusoidal.

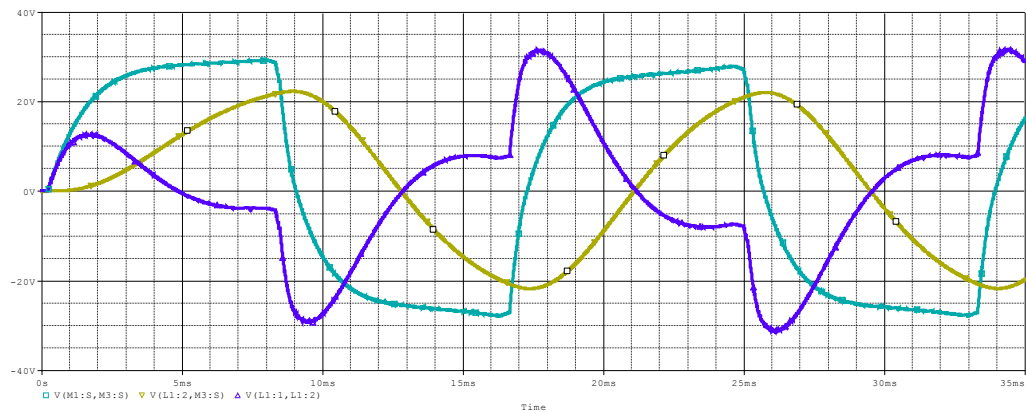
La resistencia de los arrollamientos de la bobina L con núcleo de aire en serie con el resistor R almacena energía en forma de campo magnético, para obtener una señal sinusoidal se requiere una inductancia grande con baja resistencia interna para que la señal de salida de la inductancia tienda a hacer una señal parecida a la sinusoidal. La inductancia con núcleo de aire está relacionada directamente con su efectividad como elemento de filtro, si el núcleo es de ferrita mayor es su inductancia. Una característica de esta bobina es que se opone a las variaciones de corriente, mientras los condensadores a las variaciones de tensión. El filtro tiende a promediar o alisar los impulsos rectificadas recortando las crestas y llenando los valles, suministrando así una tensión relativamente estable a la carga.

Ahora se genera la simulación del filtro pi en *orcad prspice* así:

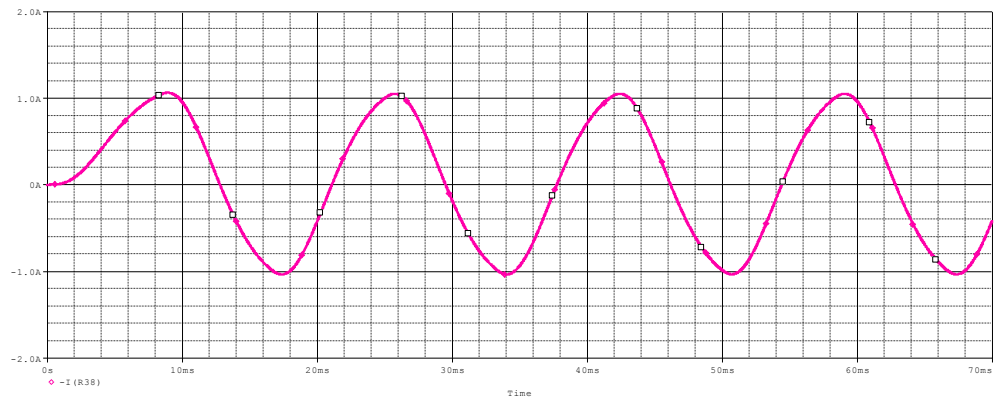
Figura 27. Esquema de simulación con filtro pi en el inversor monofásico con modulación unipolar spwm.



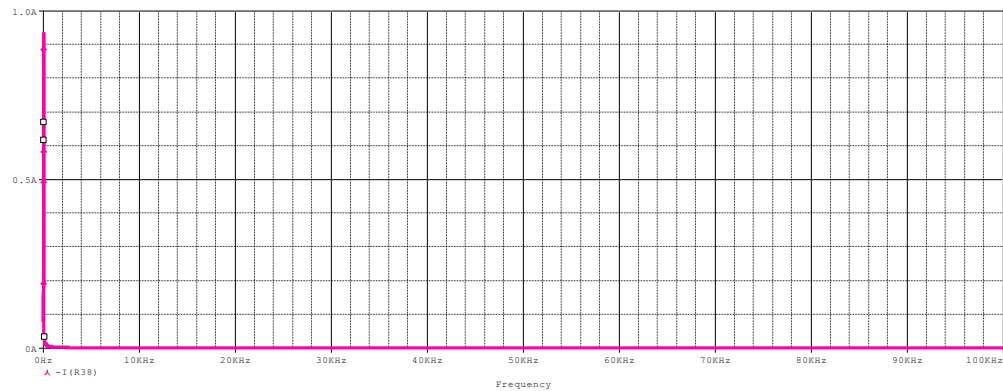
(a) Esquema de simulación con filtro pi en el inversor monofásico con modulación unipolar spwm.



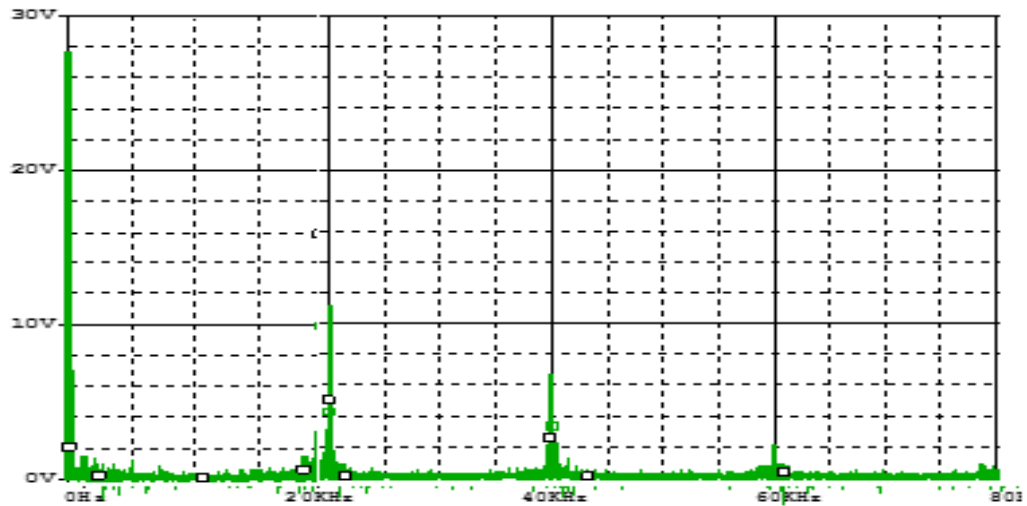
(b) Tensiones en el filtro pi.



(C) Corriente en la resistencia de carga de 21Ω .



(d) Armónicos en la corriente de salida en resistencia de 21Ω .



(e) Armónicos en la tensión de salida en resistencia de 21Ω .

De la figura 27a, tiene modulación con una frecuencia de portadora de 20KHz y frecuencia de referencia de 60Hz. De la señal de corriente de salida en la carga resistiva de 21Ω (ver imagen 27c), en una señal sinusoidal con frecuencia de 60 Hz.

De las figuras 27, obtenemos los siguientes datos:

Tabla 9. Coeficientes de la serie de FOURIER en modulación SPWM de la figura 27.

N	$f_n(\text{Hz})$	$v_n(\text{v})$	$I_n(\text{mA})$
1	60	28	233
3	20000	11.1	20.2
5	40000	7.1	3
7	60000	2.2	1.8

Con los valores de corriente en la tabla 9, se halla un valor de Distorsión armónica total (THD) así:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\left(\frac{0.0202}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.003}{\sqrt{2}}\right)^2 + \left(\frac{0.0018}{\sqrt{2}}\right)^2}}{\frac{0.233}{\sqrt{2}}} = 0.087 = 8.79\%$$

Su valor de eficiencia medido en las salidas del inversor es:

n%= 94.83% en sus valores en tensión.

Tabla 10. Valores de eficiencia en sus diferentes modulaciones.

Modulación	Potencia de entrada (W)	Potencia de salida (W)	Eficiencia (%)	Distorsión armónica total (THD) %
Modulación PWM	12.33	11.34	92.03	8.7
Modulación Trapezoidal	12.01	10.81	90.02	9.3
Modulación SPWM unipolar	12.77	12.11	94.83%	8.79

De la tabla 10 la modulación SPWM unipolar, sus valores en eficiencia y distorsión armónica total (THD) son muy convenientes en la construcción de nuestro puente inversor y filtro PI(π).

3. DISEÑO Y CONSTRUCCION

En el desarrollo de la construcción del prototipo, es importante analizar el comportamiento en cada uno de los componentes que se utilizó. A partir de ello, se inicia un análisis de funcionamiento de este.

El desarrollo del sistema se basa en el diseño de un inversor monofásico, buscando un resultado eficiente del mismo; de acuerdo al modelo diseñado en el capítulo anterior y comparándolo con el prototipo construido.

Así, el modelo del sistema implementado en este proyecto se encuentra dividido en cuatro etapas habituales: **Etapa de control de conmutación, etapa de aislamiento, etapa de potencia y etapa de filtrado propuesto por la topología**, como se puede observar en la siguiente figura.

Figura 28. Etapas de diseño y construcción.

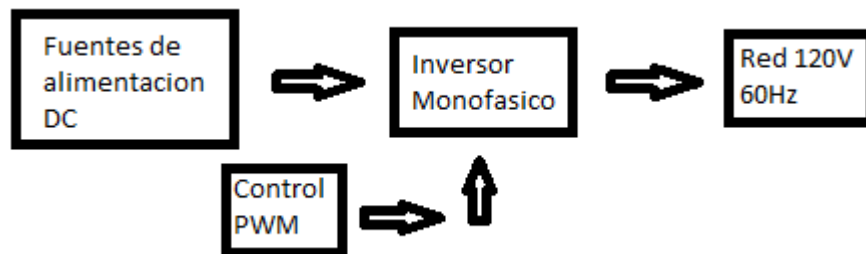


3.1 ETAPA DE CONTROL DE CONMUTACIÓN.

El control se basa en generar cuatro señales de control que dispararan los mosfet, dos señales fundamentales de ondas cuadradas de 60Hz, cada una desfasada a 180 grados, y dos señales más de 60 Hz con modulación de ancho de pulso que funcionan a una frecuencia de modulación de 20 kHz, también desfasadas a 180 grados. Como el micro controlador solo tiene puertos de 8 bits, se ocuparon 4 puertos para generar las 4 señales de control.

Uno de los problema para realizar el programa fue la situación de generar en el PIC una función sinusoidal que nos permitiera saber cuánto tiempo debía durar cada uno de los 32 muestras del inversor al recorrer medio periodo de la señal seno deseada, se encontró por internet un algoritmo que sirvió y se modificó comparando con el simulador *ORCAD PSPICE* del inversor monofásico (modulación unipolar SPWM), específicamente de la señal de salida, midiendo el tiempo que tarda cada uno de los escalones que componen la señal de salida en todo un período.

Figura 29. Diseño y Construcción del Circuito de Control.



Se hará una pequeña explicación del control que se desarrolló para poner en funcionamiento el inversor. Para esto se programó el micro controlador PIC16F684 de Microchip (figura 30), perteneciente a una familia de micros controladores de 8 bits (bus de datos), el cual se encarga de generar las señales de encendido de los transistores en el puente inversor, para sintetizar la onda sinusoidal deseada.

Figura 30. Micro controlador PIC16F684.



Fuente: MICROCHIP. PIC16F684 Data Sheet 14-Pin, Flash-Based 8-Bit CMOS Microcontrollers with nanoWatt Technology; Microchip: PIC16F684 [online] Disponible en Internet: <http://www.microchip.com/wwwproducts/Devices.aspx?product=PIC16F684>

Se realizó una búsqueda bibliográfica en internet y se encontraron algunos algoritmos para el funcionamiento del puente inversor, donde se tuvo más valor y entendimiento al señor **Tahmid** (autor del mismo). Dicho programa consiste en utilizar una subrutina de retardo para generar el tiempo de duración de cada escalón por un ciclo completo, para que se pueda repetir en cada periodo, haciendo útil un lazo infinito, este programa se puede verse completo en la figura 31.

Figura 31. Algoritmo a usar en la modulación unipolar SPWM para el micro controlador pic16f684.

```

unsigned char
sin_table[32]={0,25,49,73,96,118,137,159,177,193,208,220,231,239,245,249,250,249,245,239,231
,220,208,193,177,159,137,118,96,73,49,25};

unsigned int TBL_POINTER_NEW, TBL_POINTER_OLD, TBL_POINTER_SHIFT, SET_FREQ;
unsigned int TBL_temp;
unsigned char DUTY_CYCLE;

void interrupt(){
    if (TMR2IF_bit == 1){
        TBL_POINTER_NEW = TBL_POINTER_OLD + SET_FREQ;
        if (TBL_POINTER_NEW < TBL_POINTER_OLD){
            CCP1CON.P1M1 = ~CCP1CON.P1M1; //Reverse direction of full-bridge
        }
        TBL_POINTER_SHIFT = TBL_POINTER_NEW >> 11;
        DUTY_CYCLE = TBL_POINTER_SHIFT;
        CCPR1L = sin_table[DUTY_CYCLE];
        TBL_POINTER_OLD = TBL_POINTER_NEW;
        TMR2IF_bit = 0;
    }
}

void main() {
    SET_FREQ = 410;
    TBL_POINTER_SHIFT = 0;
    TBL_POINTER_NEW = 0;
    TBL_POINTER_OLD = 0;
    DUTY_CYCLE = 0;
    ANSEL = 0; //Disable ADC
    CMCON0 = 7; //Disable Comparator
    PR2 = 249;
    TRISC = 0x3F;
    CCP1CON = 0x4C;
    TMR2IF_bit = 0;
    T2CON = 4; //TMR2 on, prescaler and postscaler 1:1
    while (TMR2IF_bit == 0);
    TMR2IF_bit = 0;
    TRISC = 0;
    TMR2IE_bit = 1;
    GIE_bit = 1;
    PEIE_bit = 1;

    while(1){
}
}

```

Fuente: MAHBUB, Syed T. Microcontroller and Power Electronics; Demystifying the Use of Table Pointer in SPWM - Application in Sine Wave Inverter: Generation of sine wave using SPWM in PIC16F684 [online] Disponible en Internet: [http:// tahmidmc.blogspot.com.co/2012/10/generation-of-sine-wave-using-spwm-in_10.html](http://tahmidmc.blogspot.com.co/2012/10/generation-of-sine-wave-using-spwm-in_10.html)

Para valorar el funcionamiento del algoritmo anterior, se verifican las ecuaciones 8, 9 y 10. Este es un programa muy corto y eficiente, donde se utiliza muy poca memoria. También se comprobó su índice de modulación a la frecuencia portadora, su frecuencia de referencia es de 50Hz. La ecuación 8 se obtuvo del DATASHEET del PIC16F684, que es la Modulación del Periodo de Registro Timer2 y por último las ecuaciones 9 y 10 se realizaron por medio del señor Tahmid, y se probó su funcionamiento del software en el programa de *Proteus*.

$$PR2 = \frac{\frac{1}{f_p}}{4 * \frac{1}{f_{osc}} * prescaler} - 1 \quad \text{Ecuación 8}$$

De la ecuación 8 se tiene:

PR2: Modulación del Periodo de Registro Timer2. Este nos permite habilitar e interrumpir y a la vez es un registro de lectura y escritura.

f_p : frecuencia de la señal portadora

f_{osc} : frecuencia de oscilación

El valor del *prescaler* se selecciona según la frecuencia de la señal portadora.

$$SET_FREQ = \frac{2^{16}}{\#de\ datos\ de\ la\ tabla\ seno * \#veces} \quad \text{Ecuación 9}$$

SET_FREQ: determina la frecuencia fundamental de la onda sinusoidal

Para el algoritmo anterior la frecuencia de referencia f_r es de 50Hz, su período de tiempo es de 20ms, la mitad del periodo es de 10ms. Hay que tener presente que la tabla de valores de la onda seno, se utiliza sólo para este medio periodo. Por lo tanto, se debe llamar los 32 datos que conforman el medio ciclo. La rutina de servicio de interrupción es ejecutada cada 62.5us que es el periodo de la frecuencia portadora f_p que en este caso es de 16KHz; por lo tanto, se recupera todos los datos de la tabla de onda seno y se utiliza para actualizar el ciclo de trabajo.

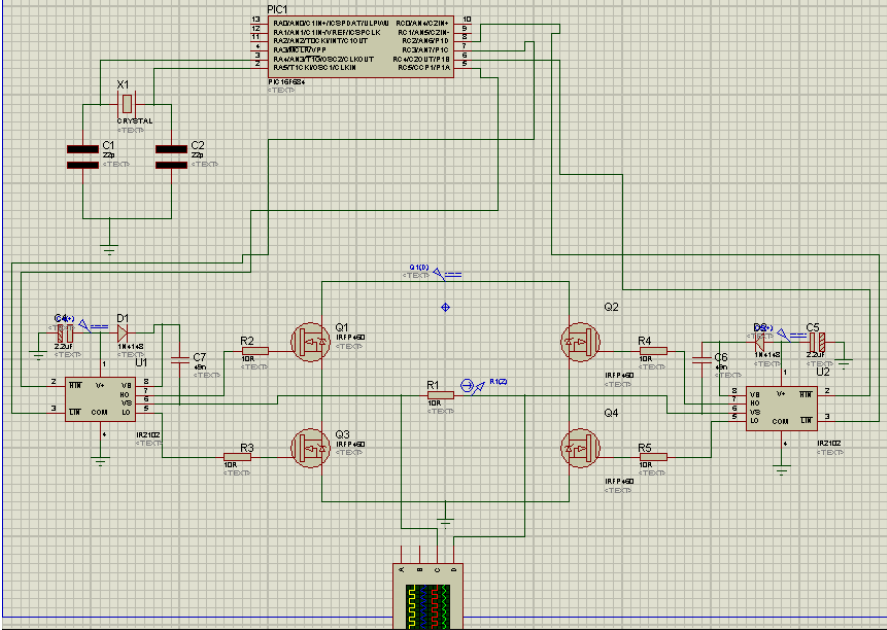
$$t_{sen} = \frac{1}{f_p} * (\#de\ datos\ de\ la\ tabla\ seno\ para\ medio\ periodo) \quad \text{Ecuación 10}$$

t_{sen} : tiempo en que se recupera los datos y actualiza el ciclo de trabajo.

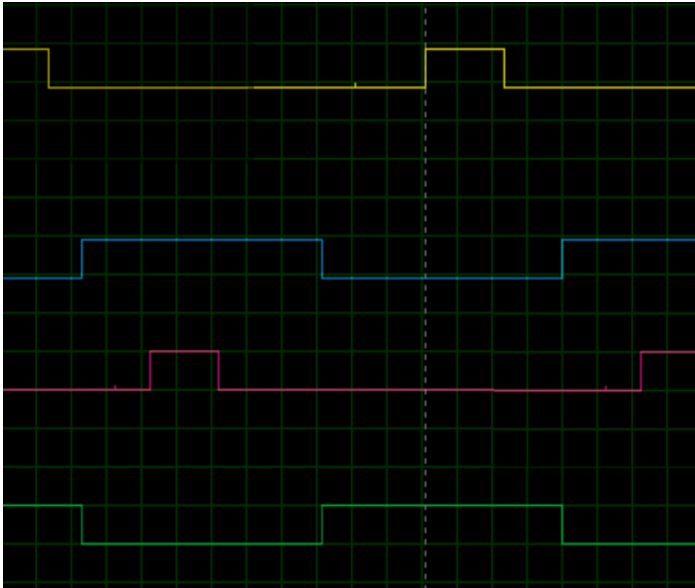
$t_{sen} = 62.5us * 32 = 2ms$. Este es el tiempo en que recupera cada dato, pero como el ciclo medio es de 10ms (5 veces más grande que el de ahora); se aumenta el

tiempo 5 pliegues o número de veces y dando como resultado final $62.5\mu s \cdot 32 \cdot 5 = 10\text{ms}$.

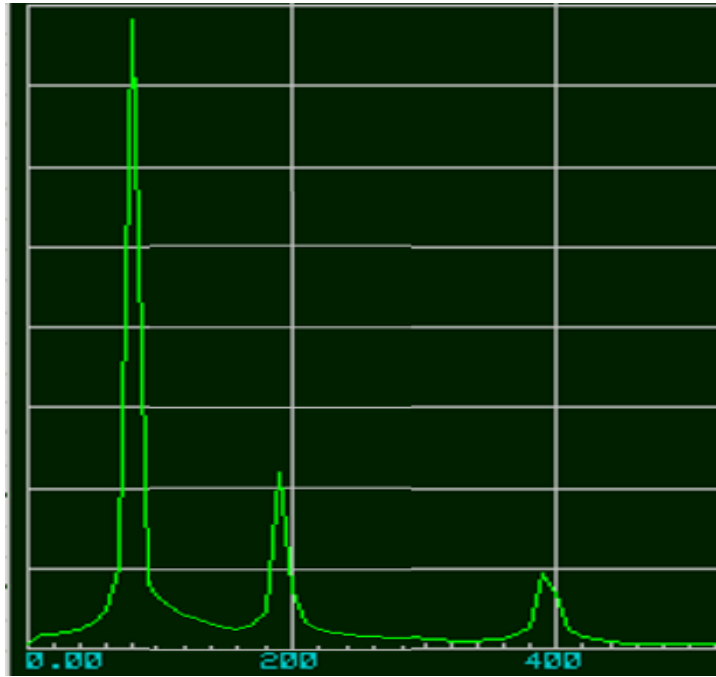
Figura 32. Montaje micro controlador en *Proteus*.



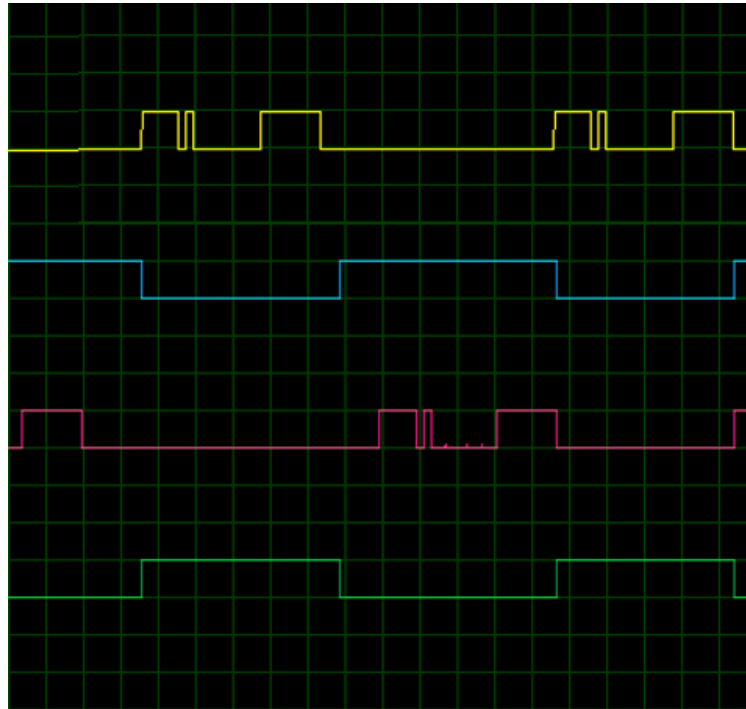
(a) Montaje micro controlador en *Proteus*.



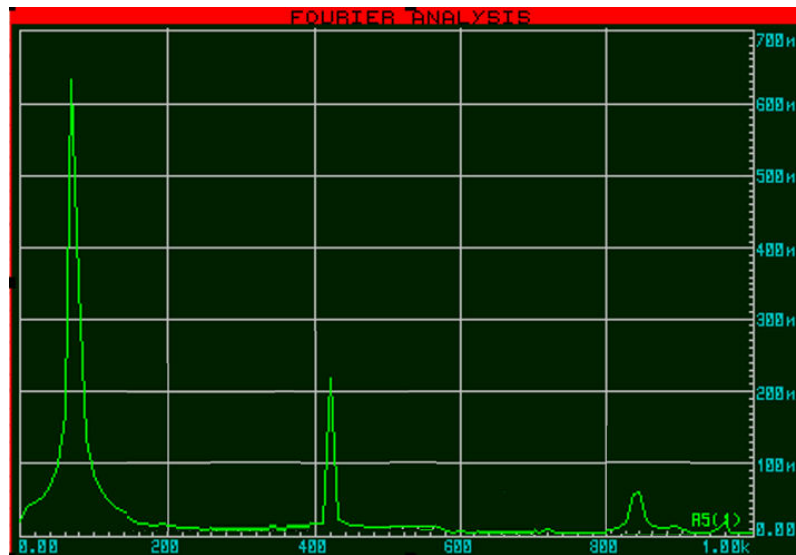
(b) Señales de modulación unipolar SPWM con $m_f=2$.



(c) Armónicos lineales con $m_f=2$.



(d) Señales de modulación unipolar SPWM con $mf=4$



(e) Armónicos lineales con $mf=4$.

La modulación unipolar SPWM (figura 25) nos dio un valioso aporte, ya que se realizó una comparación con el funcionamiento del algoritmo (figura 32) donde fue otorgado por el ingeniero **Tahmid** y el cual fue implementado por los autores de este trabajo de investigación debido a que se varió el índice de modulación en frecuencia m_f permitiendo analizar los diferentes armónicos de la transformada de FOURIER y su respectiva frecuencia de modulación. Se determinó el índice de modulación en amplitud es $m_a=1$ donde el algoritmo es constante.

En la figura 33 se muestra el diagrama correspondiente al circuito de control, en él podemos observar la configuración de pines del pic16f684 y los elementos necesarios que debe tener para funcionar adecuadamente con un cristal de 16MHz.

Cabe mencionar que el programa fuente fue compilado con el programa “*miKroC pro*” y grabado con el programa de la tarjeta quemadora “*microbrn*”. Con el interés de tener un adecuado funcionamiento del circuito, se decidió realizar un diseño del circuito impreso, Utilizando el programa software licencia libre llamado “*KICAD*”(ver figura 34a). El circuito construido lo podemos ver en la figura 34b.

Figura 33. Diagrama del circuito de control.

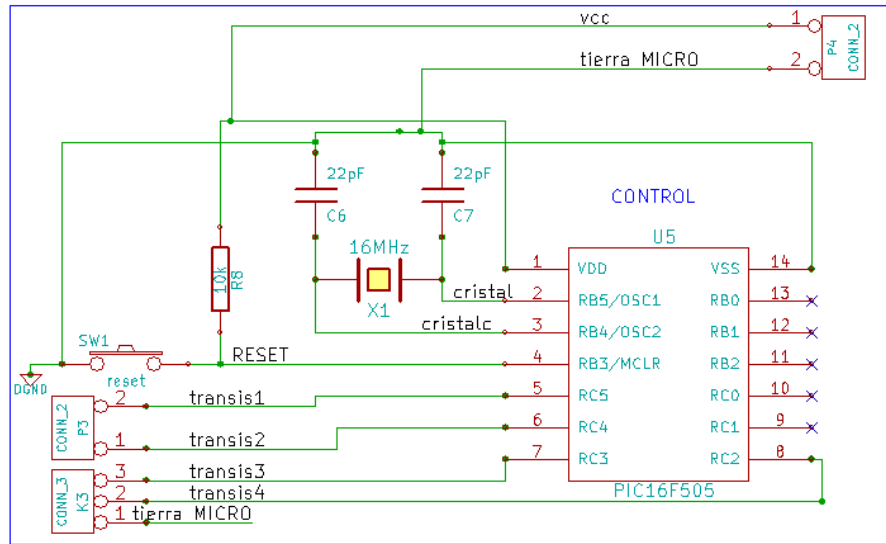
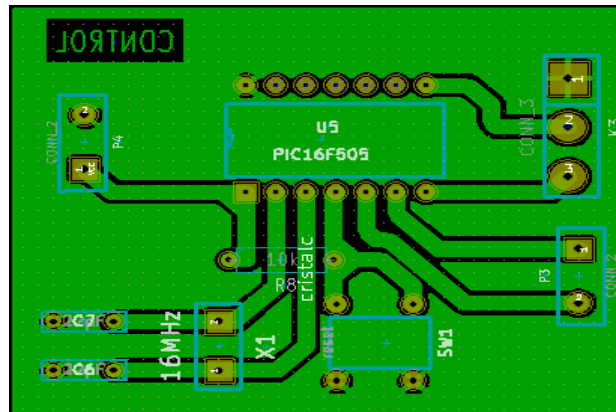
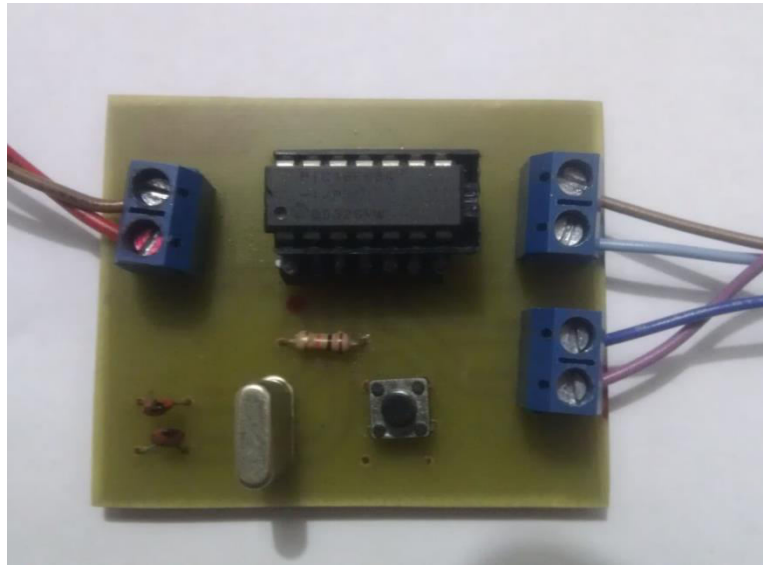


Figura 34. Diseño e impreso del circuito de control.



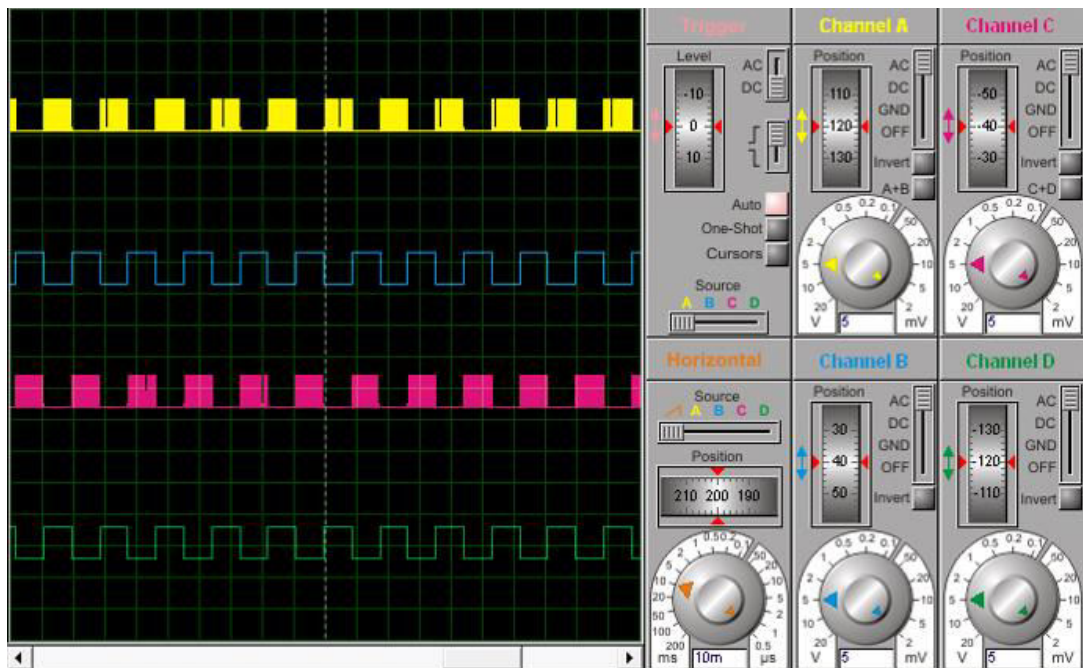
(a) Diseño tarjeta control.



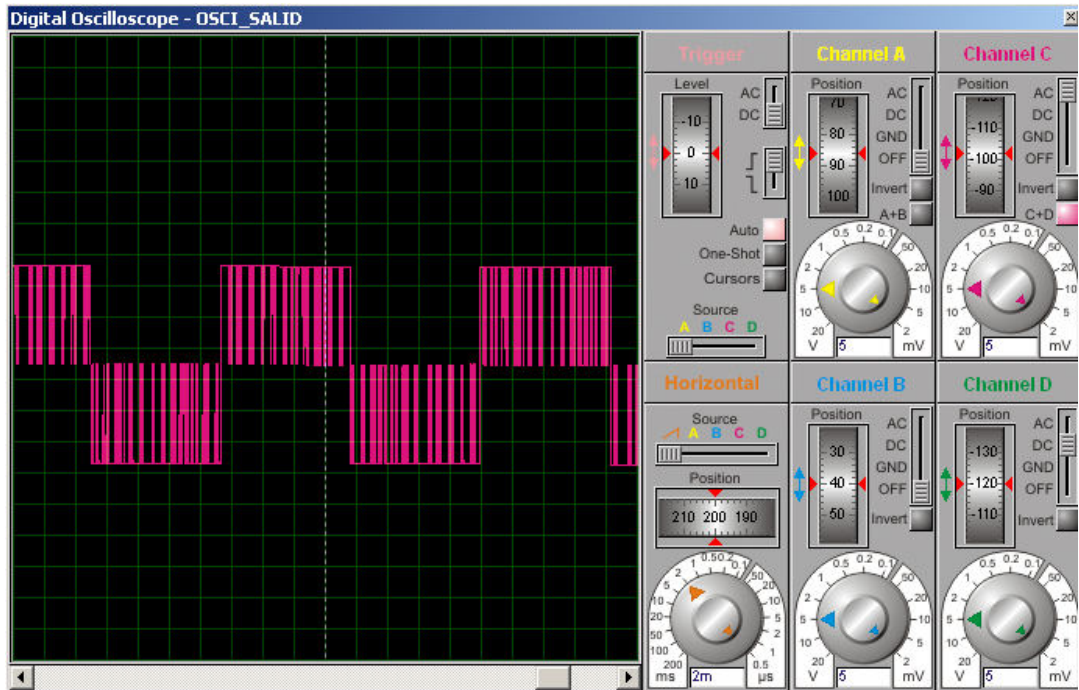
(b) Tarjeta impreso del circuito de control.

Antes de probar el algoritmo con la frecuencia de referencia que se necesita 60Hz y frecuencia portadora de 20kHz en el osciloscopio, se hace la prueba en el simulador de *Proteus*.

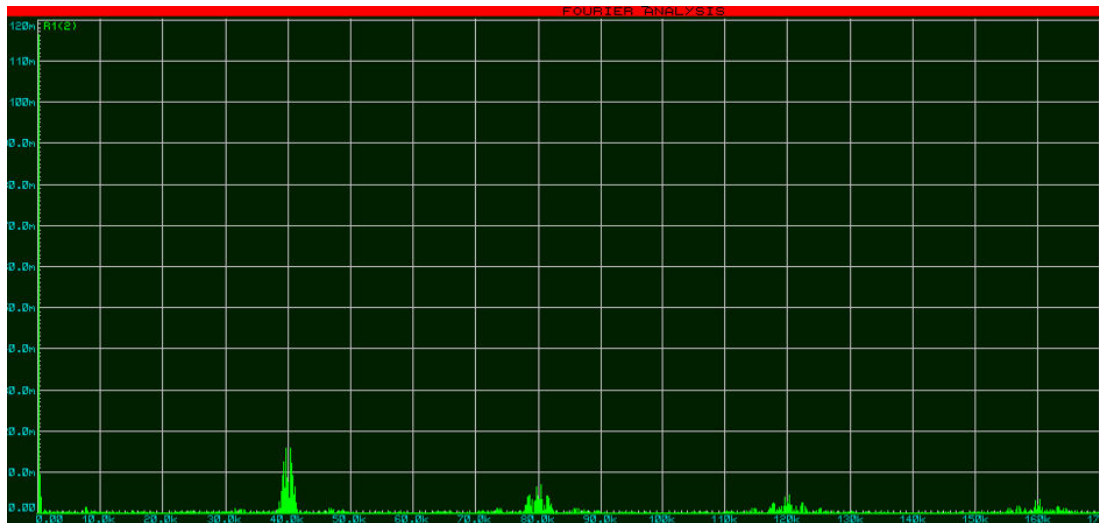
Figura 35. Señales de control del PIC en los pines de salida en su modulación unipolar



(a) Señales de control del PIC en los pines de salida en su modulación unipolar.



(b) Señal de la salida de tensión del puente inversor.



(c) Componentes de armónicos en Fourier.

En la figura 35c, su armónico fundamental se encuentra en 60Hz. un segundo armónico se encuentra en 40KHz ya que su modulación SPWM al ser unipolar; su índice de modulación en frecuencia (mf) se duplica.

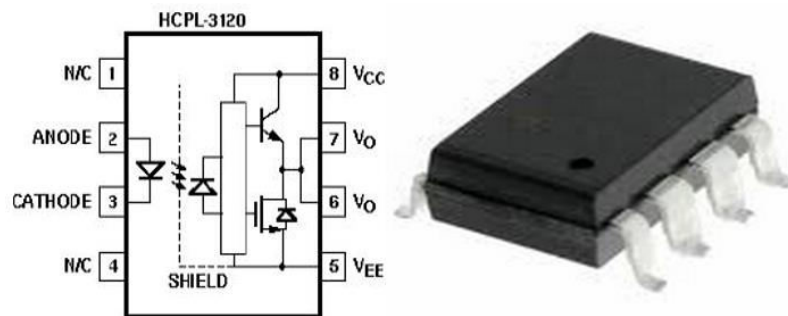
3.2 ETAPA DE AISLAMIENTO.

La ventaja fundamental de un opto acoplador es el aislamiento eléctrico entre los circuitos de entrada y salida. Mediante el opto acoplador, el único contacto entre ambos circuitos es un haz de luz. Esto se traduce en una resistencia de aislamiento entre los dos circuitos del orden de miles de $M\Omega$. Estos aislamientos son útiles en aplicaciones de alta tensión en las que los potenciales de los dos circuitos pueden diferir en varios miles de voltios.

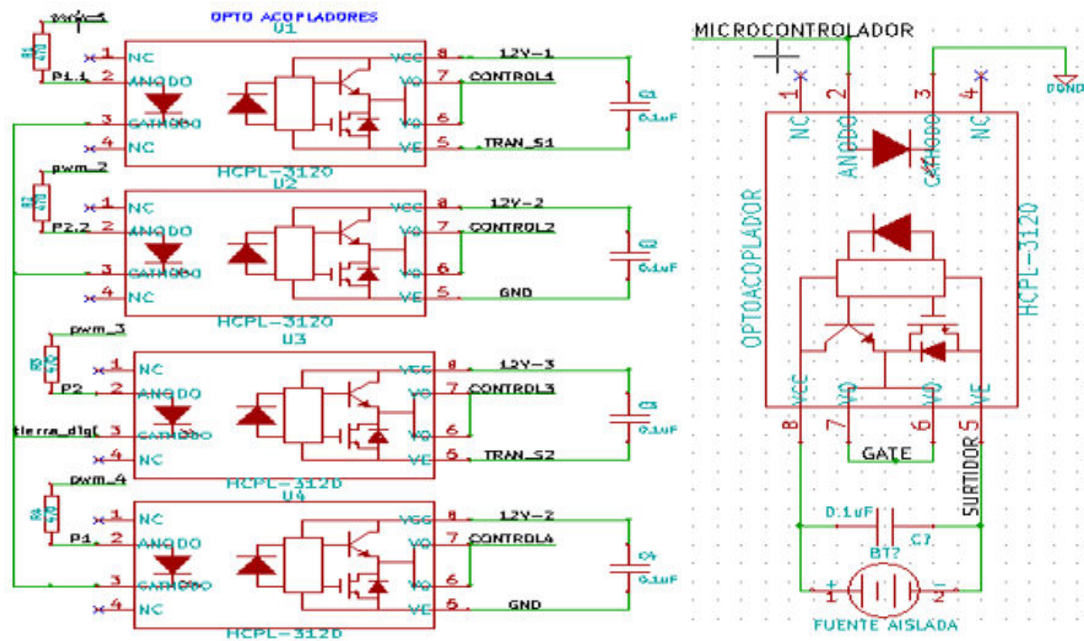
Si la tensión de entrada varía, la cantidad de luz también lo hará, lo que significa que la tensión de salida cambia de acuerdo con la tensión de entrada. De este modo el dispositivo puede acoplar una señal de entrada con el circuito de salida, aunque hay que tener en cuenta que las curvas tensión/luz del LED no son lineales, por lo que la señal puede distorsionarse. Se consiguen opto acopladores especiales para este propósito.

El HCPL-3120 (figura 38a) de *hewlett packard*, opto acopladores de accionamiento de puerta contiene un LED. El LED está acoplado ópticamente a un circuito integrado con una etapa de salida de energía. Es ideal para la conducción de potencia IGBTs y MOSFETs ya que es utilizada en aplicaciones de control. El alto rango de voltaje de la etapa de salida proporciona los voltajes de accionamiento requeridos por los dispositivos de puerta controlada.

Figura 36. Esquema interno Opto driver HCPL-3120.



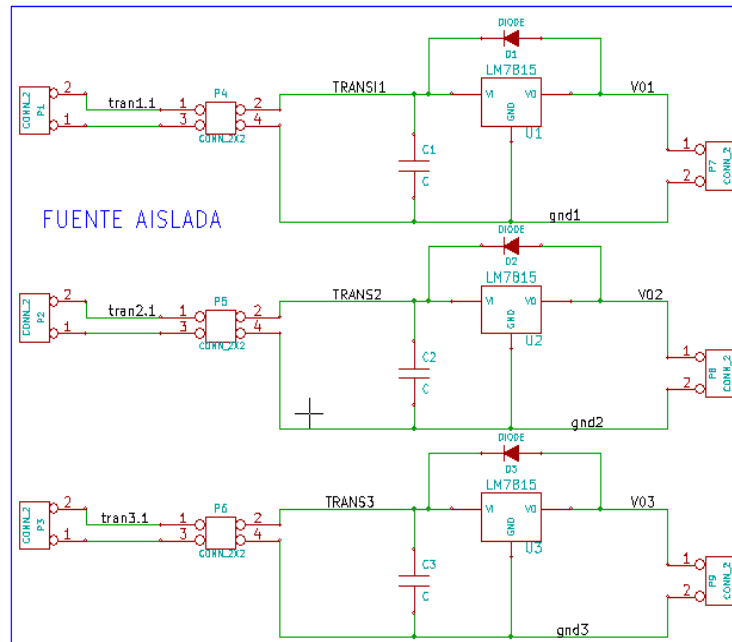
(a) Fuente: HEWLETT-PACKARD 2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler; HCPL-3120 Datasheet: HCPL-3120 [online] Disponible en Internet: http://catalog.gaw.ru/index.php?page=component_detail&id=537



(b) Diagrama de opto drivers para cada transistor.

Para la alimentación del opto acoplador se diseñó una fuente aislada de 15 VDC; ésta se implementó varias fuentes DC entre ellas por medio de un transformador (ver Figura 37b), la cual entrega en su salida 15V no regulados con solo 16V de alimentación lo que da el transformador. En este punto, se recomienda usar un transformador con tres salidas aisladas en su interior, un puente de diodos en cada fuente que ayuda a convertir la corriente alterna en continua y también se usa un condensador en cada fuente que ayudan a disminuir la ondulación y el ruido. Además se debe usar un regulador de voltaje para entregar una tensión estable y asegurar un correcto funcionamiento a la hora de la conmutación; por esta razón se optó por utilizar el regulador ua7815 de **texas instruments**, el cual provee una tensión de salida de 15 V_{DC}.

Figura 37. Diagrama e implementación fuente aislada en DC.



(a) Diagrama de fuentes aisladas.

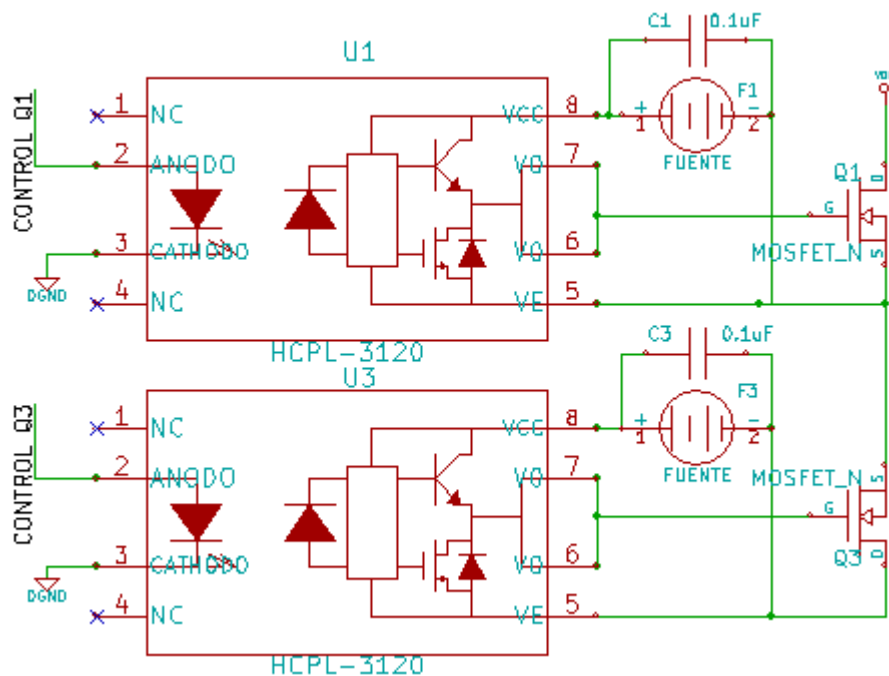


(b) Implementación fuente aislada en DC.

3.3 DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL CIRCUITO DE PUENTE INVERSOR.

Uno de los problemas que se tienen en la realidad con los mosfet conectados en configuración puente inversor, consiste en que los mosfet superiores así como los inferiores conmutan con un voltaje de 15V entre compuerta y surtidor (V_{GS}) pero la situación es más complicada en los MOSFET superiores, ya que cuando tenemos el MOSFET superior en conducción y el MOSFET inferior en estado abierto o no conducción se tiene que los terminales de drenador y surtidor están a un potencial de voltaje casi iguales, esto implica que el voltaje de compuerta debe estar arriba del voltaje de drenador, cuyo valor deberá ser $V_D + 15v$, esta condición debe cumplirse para mantener en conducción el MOSFET superior; para realizar esta condición se necesita de un driver que controle un MOSFET. Por lo tanto se utilizaron cuatro para todo el inversor. En el **anexo A** se encuentran los enlaces de datos técnicos. Ahora se encuentra el diagrama esquemático (figura 38) de conexiones del driver HCPL-3120.

Figura 38. Diagrama de conexiones del driver HCPL-3120.



Una característica muy importante de los drivers es la tensión que soporta en el pin V_O . Cuando el transistor Q1 está en 'On' y el transistor Q3 está en 'Off', (ver figura 40b); en este terminal se tiene con respecto a tierra la tensión del puente (V_{DD}).

La tensión $V_{GS} = (V_G - V_S)$ alimenta al driver que excita el transistor de la parte alta del puente o semi puente. Esta alimentación tiene que estar en el rango de

15-30V para asegurar que el transistor pueda estar en conducción o en estado 'On'.

La tensión V_{GS} es una tensión flotante, que se expresa tomando como referencia V_S . Cuando se pretende poner en conducción el mosfet de la parte de arriba, de una de las ramas del puente y el mosfet de abajo está en 'Off', la tensión en la terminal V_{GS} con respecto a tierra tomará un valor superior a $+V_{DD}$. Idealmente toma el valor

$$V_{GS} = V_{DD} + V_{th(ON)}.$$

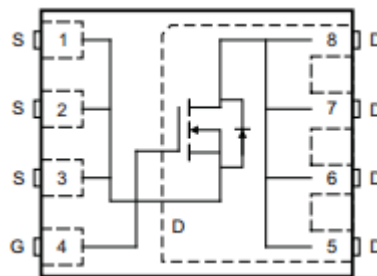
También es conveniente elegir transistores con tensiones de bloqueo en directo superiores a $+V_{DD}$. El transistor que se ha utilizado para la construcción del puente inversor es el MOSFET CSD18533Q5A (figura 39) y sus características principales son las siguientes:

Tabla 11. Características en el transistor CSD18533Q5A.

# SERIE	V_{DS}	V_{GS}	I_D
CSD18533Q5A	60 V	± 20 V	100 A

Se eligió trabajar con transistores discretos porque son más fácil de trabajar en altas potencia y son fácil de conseguir.

Figura 39. Transistor de efecto campo (mosfet) CSD18533Q5A.



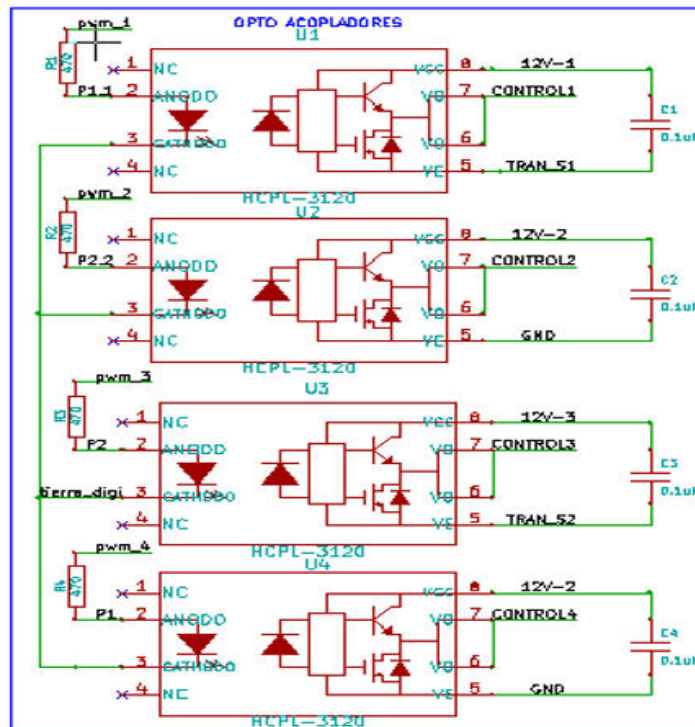
Debido a que estos transistores escogidos traen en su encapsulado, el diodo de protección entre drenador y surtidor, que normalmente traen la mayoría de los MOSFET y se utilizó otro diodo de protección aparte del que trae en su encapsulado. Por esa causa en el diseño del impreso se deja un espacio para colocar un diodo de potencia, el diodo a utilizarse puede ser el SBM1040.

El diagrama esquemático del circuito de potencia (ver figura 40) y el diseño del circuito impreso (figura 41).

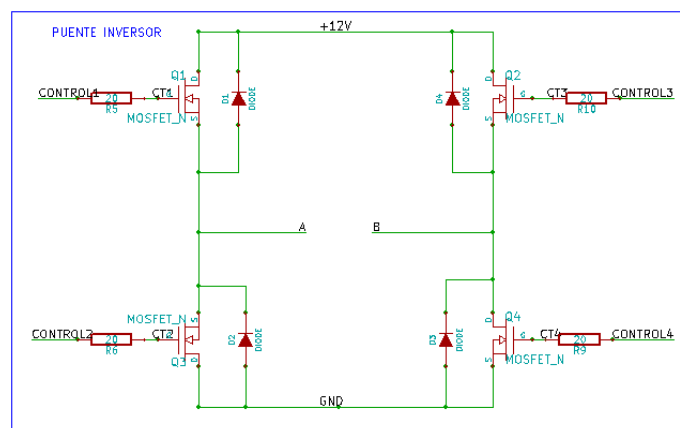
El diseño se hizo para una etapa, ya que de esta forma nos permite probar en el laboratorio de manera separada cada una de las etapas del inversor, verificando

así su correcto funcionamiento. Por otro lado permite también en el caso de un desperfecto, determinar con facilidad y rapidez el lugar donde se encuentra la falla para su respectiva reparación.

Figura 40. Diagrama esquemático del circuito de potencia.

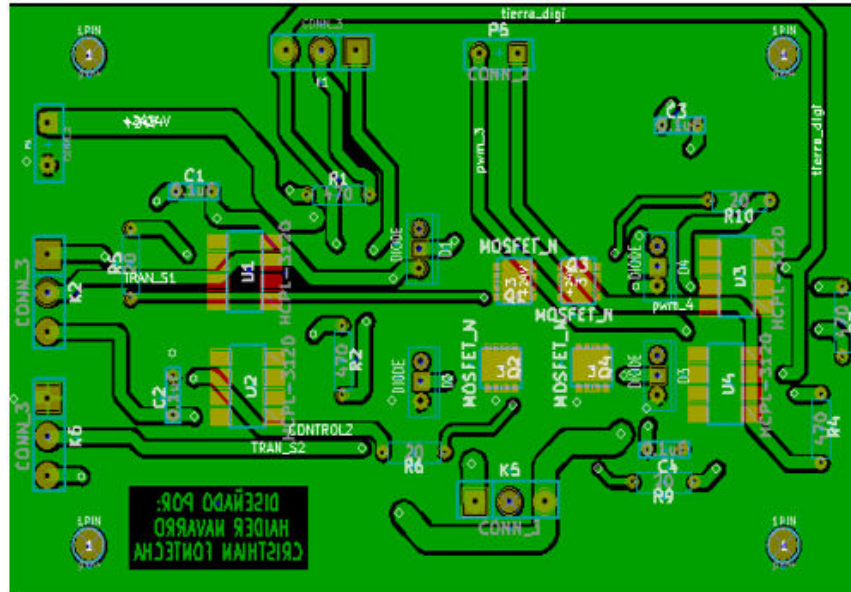


(a) Esquemático drivers.

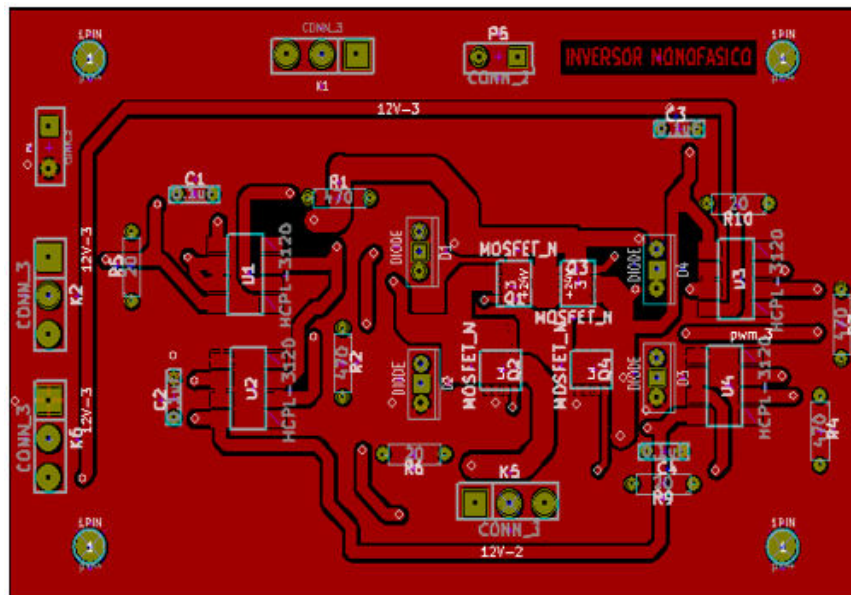


(b) Esquemático puente inversor.

Figura 41. Circuito tarjeta etapa de potencia.



(a) Cara superficial tarjeta etapa de potencia.



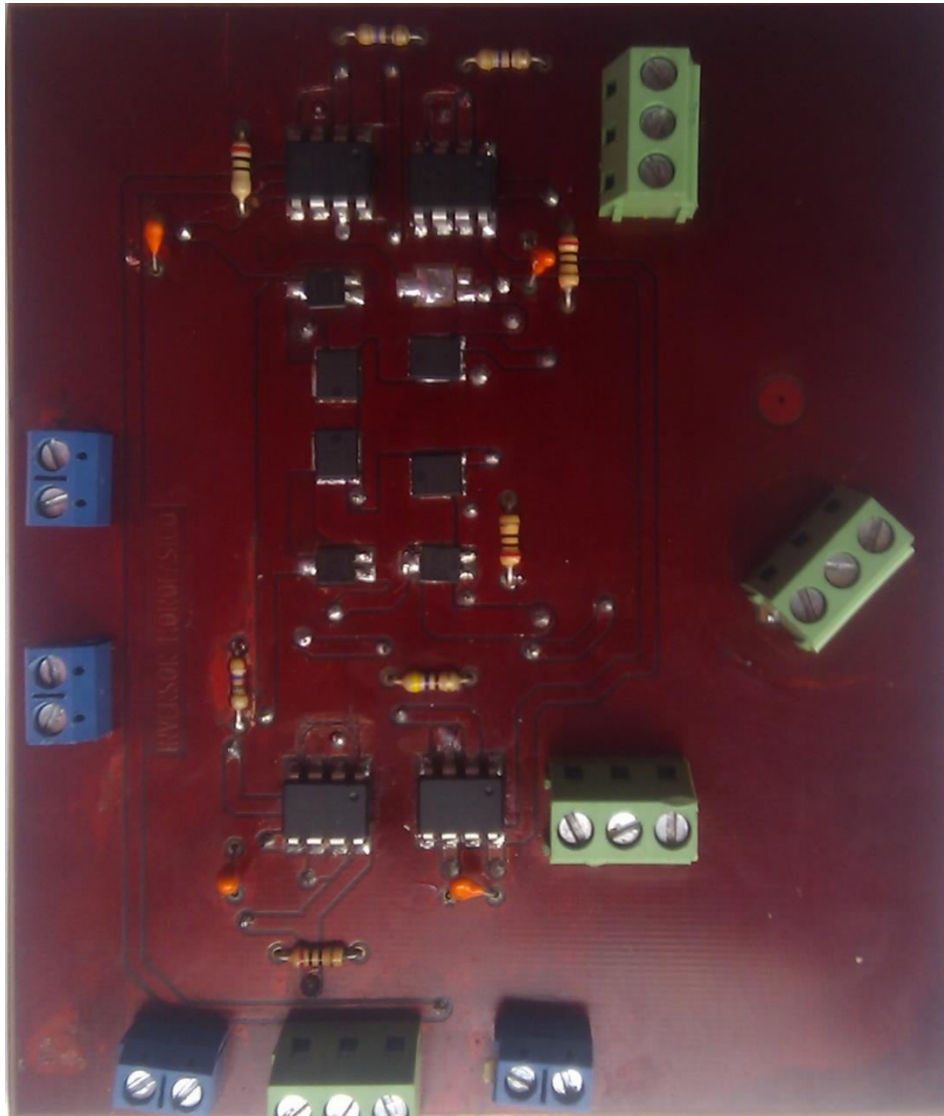
(b) Cara de inserción tarjeta etapa de potencia.

En el circuito impreso se puede observar que hay pistas con un grosor más ancho, esto se debe a que por ellas circulará la corriente de carga (5A máximo); por lo tanto la pista debe de soportar más de 5A. El grosor de esta pista es de 3.81mm,

la cual teóricamente soporta 6A. También observamos en el impreso grandes círculos cerca de las pistas gruesas.

A continuación en las figuras 42, se muestra el circuito de potencia construido, así mismo podemos observar el conector de salida del puente inversor, que irá al filtro; en esta figura sólo se ilustra una de las etapas del inversor.

Figura 42. Una etapa del circuito de puente inversor, vista superior.

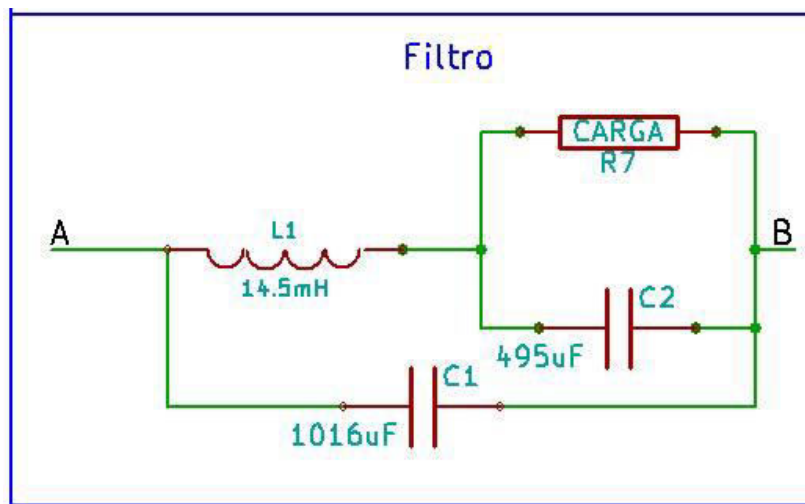


3.4 ETAPA DE FILTRADO

Con el objeto de mejorar la señal de salida del inversor, y debido a las pruebas realizadas en el simulador “*ORCAD PSPICE*”, las cuales mostraban que la señal sinusoidal del inversor tenía alteraciones o perturbaciones; la causa principal de esta situación se genera principalmente por los tiempos de retardos de las señales moduladas que se introducen de forma controlada en cada una de las ramas de los diferentes puente inversor, así mismo los mosfets cuando estos conmutan de encendido a apagado o viceversa, también contribuye el retardo indeseable de $2\mu\text{s}$.

El filtro utilizado para solucionar la situación mencionada, corresponde a un filtro PI (figura 43); un filtro muy sencillo y fácil de construir. La elección de este filtro es para formar una señal sinusoidal en la salida de la carga.

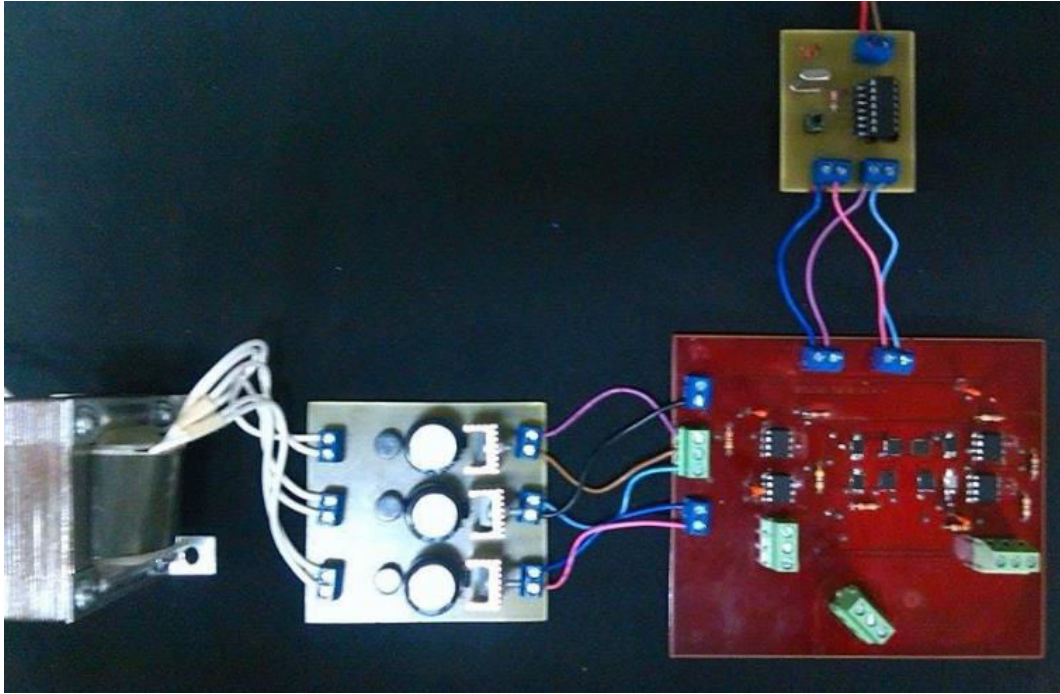
Figura 43. Filtro PI.



Después de realizar una serie de pruebas con el programa de simulación y en el laboratorio con los valores que se simuló tanto para el inductor como para el condensador, se logró determinar que los valores idóneos para obtener un filtro PI adecuado y correcto son: $L=14.5\text{mH}$ y condensadores de $C2=495\mu\text{F}$ y $C1=1016\mu\text{F}$; con estos valores obtenemos una señal sinusoidal con frecuencia de 60Hz. Los condensadores debe ser bipolares y el inductor fue construido con alambre esmaltado, sobre un núcleo de aire.

Este filtro va unido a las terminales (A, B) del puente inversor (ver imagen 40b).

Figura 44. Circuitos que conforman el inversor monofásico, vista superior.



4. ANALISIS Y COMPARACIÓN DE DATOS

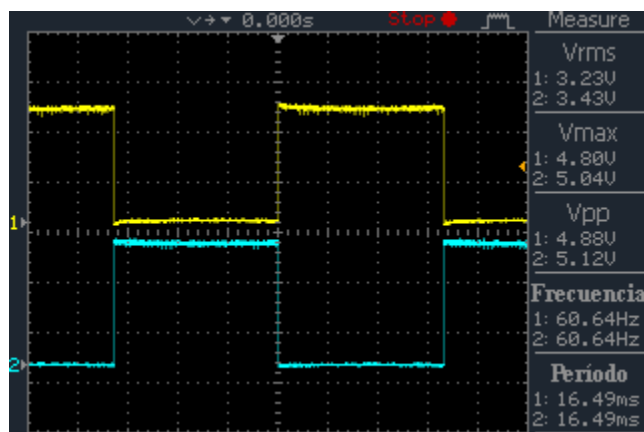
En esta sección se presentan y estudian los resultados obtenidos mediante las simulaciones tanto ideales como con componentes reales y, las mediciones hechas en el laboratorio. Por consiguiente, dichos resultados serán comparados entre sí para establecer las diferencias y semejanzas, y a su vez, su relación respectiva con lo que plantea la teoría acerca de los inversores monofásicos DC-AC.

Además se incluye el análisis de la eficiencia, determinación en los coeficientes de Fourier para analizar su distorsión armónica total (THD), frecuencia de 60 Hz en la salida de corriente de la carga y por ultimo; verificación de la señal de corriente en la carga con su forma de onda sinusoidal del prototipo.

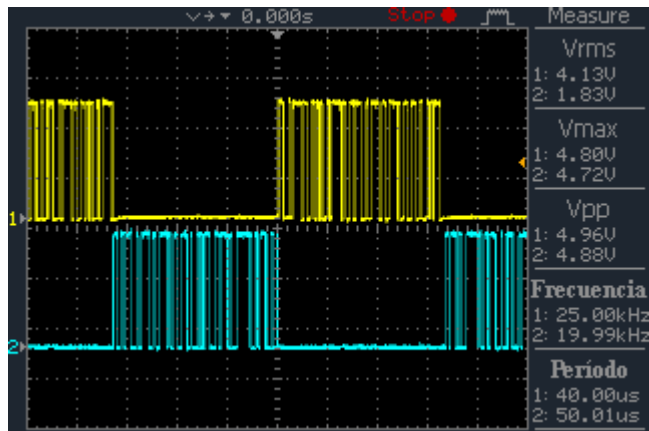
Es importante tener en cuenta, que los datos en las simulaciones ideales y con componentes reales, difieren debido a las pérdidas presentadas en los transistores, diodos y bobinas; por esta razón los datos medidos del prototipo son más cercanos a los datos de la simulación con componentes reales.

4.1 VERIFICACIÓN DE LAS SEÑALES DE CONTROL EN EL MICRO CONTROLADOR.

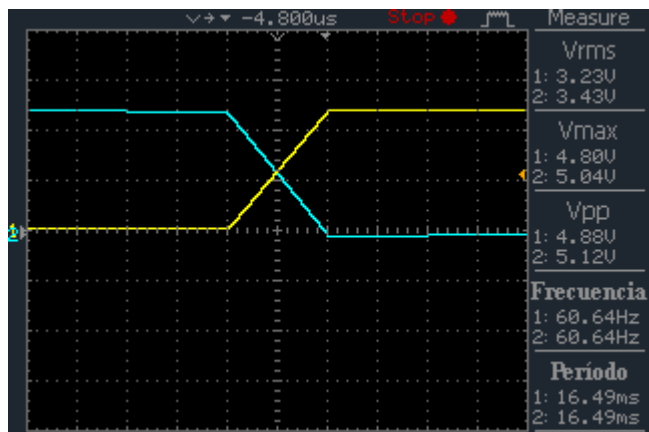
Figura 45. Análisis de laboratorio en el micro controlador.



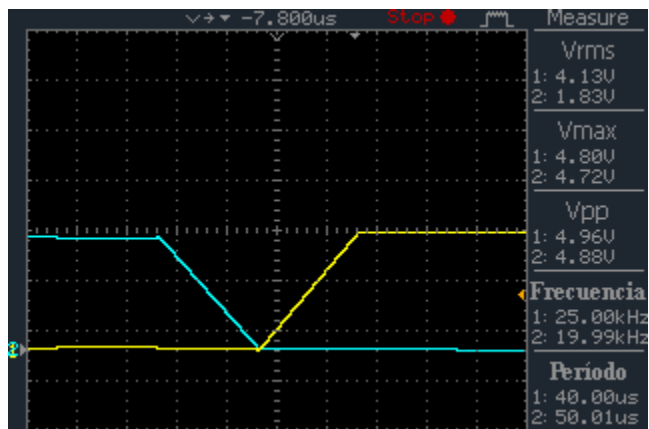
(a) Señales micro no moduladas.



(b) Señales micro controlador modulado.



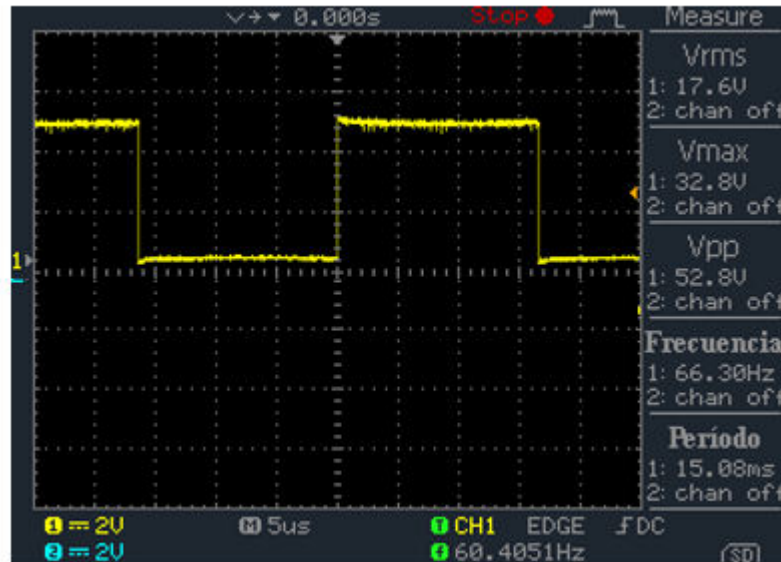
(c) Señales micro controlador Tf y Tr No moduladas.



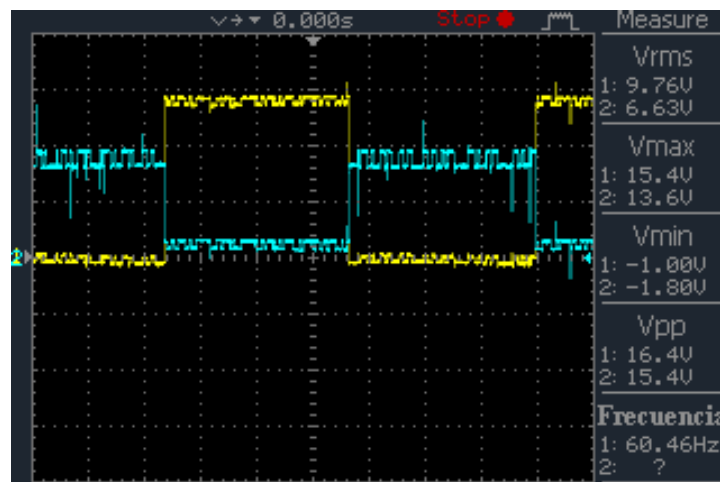
(d) Señales micro controlador Tf y Tr Moduladas.

De las figuras 45, se encontró una relación muy cercana tanto en la simulación en *proteus*; como en las señales del micro controlador ya implementadas.

Figura 46. Señal de salida de tensión puente inversor en circuito abierto.



(a) Señal de salida de tensión puente inversor en circuito abierto.



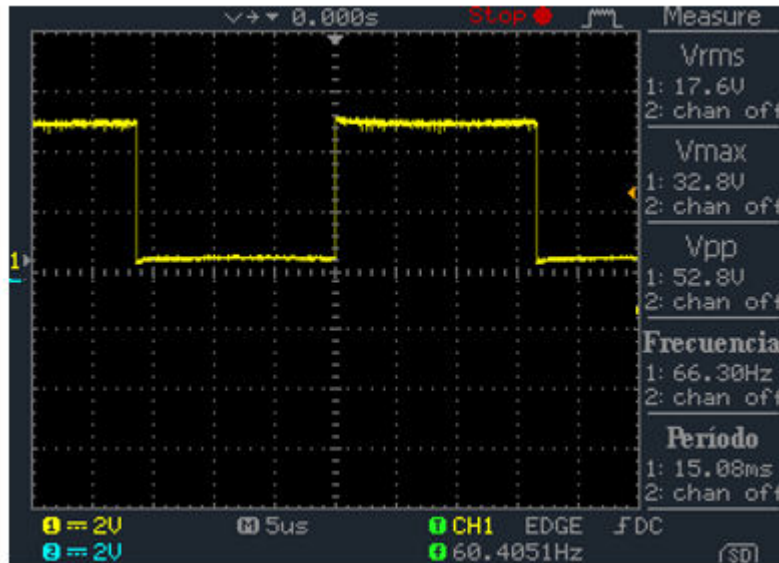
(b) verificación del comportamiento VDS y VGS en los transistores del puente inversor.

De la figura 46(a), se energiza el puente inversor con: $V_{DC}=32.6V$ y su salida $V_{AB}=V_{out}=17.6V_{rms}$.

En cuanto a la figura 46(b), se puede ver que la tensión V_{GS} (señal amarilla) cuando se activa a un valor $V_{GS}>0$, permite la circulación de corriente de drenador

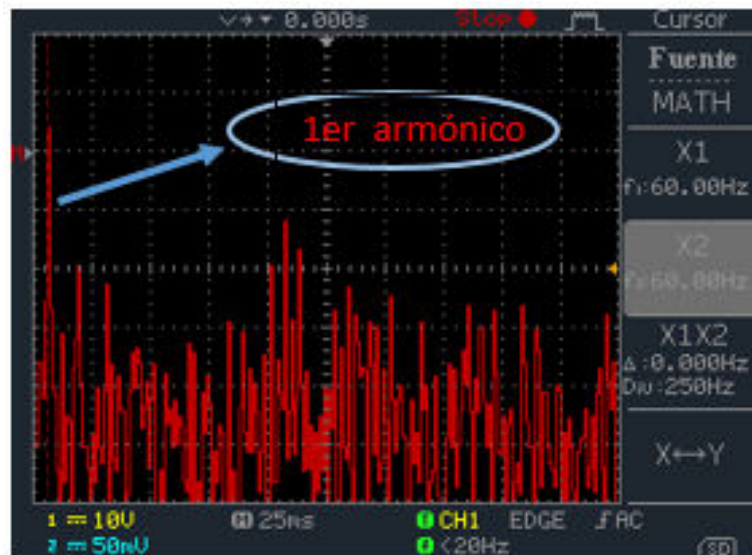
a surtidor y su caída de tensión en V_{DS} (señal azul) es $V_{DS} \approx V_{(th)} \approx 0.7V$; cuando $V_{GS}=0$, deja de circular corriente por el transistor y existe una caída de tensión $V_{DS} \approx V_{dc}$

Figura 47. Señal de salida de tensión con carga resistiva de $R_c=50\Omega$



De la figura 47, Con carga resistiva $R_c= 50\Omega$ en la salida del inversor con tensión de alimentación de $V_{DC}=32.6V$, $I_{dc}=0.15A$ y tensión de salida $V_{out}=V_{AB}=17V_{rms}$ $I_{carga}=0.34A$

Figura 48. Análisis armónicos logarítmicos en la salida de tensión del puente inversor con carga resistiva $R_c=50\Omega$.



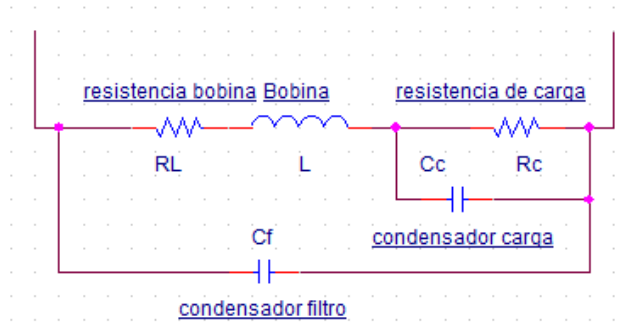
(a) Armónicos logarítmicos en frecuencia de 60HZ.



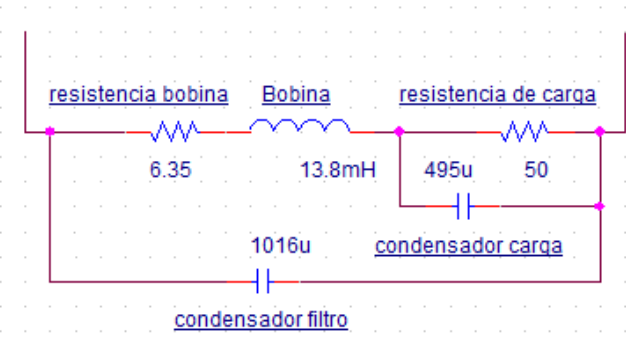
(b) Armónicos logarítmicos en frecuencia de 40KHz.

De las figuras 48, la comparación en los armónicos entregados en la corriente de carga; son están a la misma frecuencia con lo de la simulación, se muestra en el capítulo 2 (ver figura 25j); debido a su modulación SPWM unipolar.

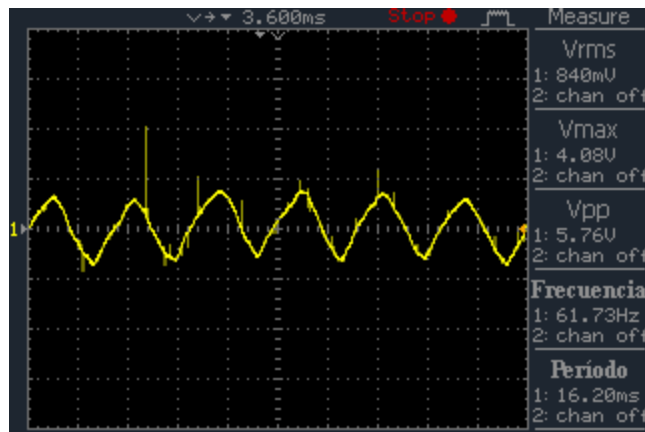
Figura 49. Implementación del filtro.



(a) Filtro elegido a implementar.



(b) valores comerciales en el filtro con carga resistiva $R_c=50\Omega$.



(c) Señal de salida de tensión en la resistencia de carga $R_c=50\Omega$.

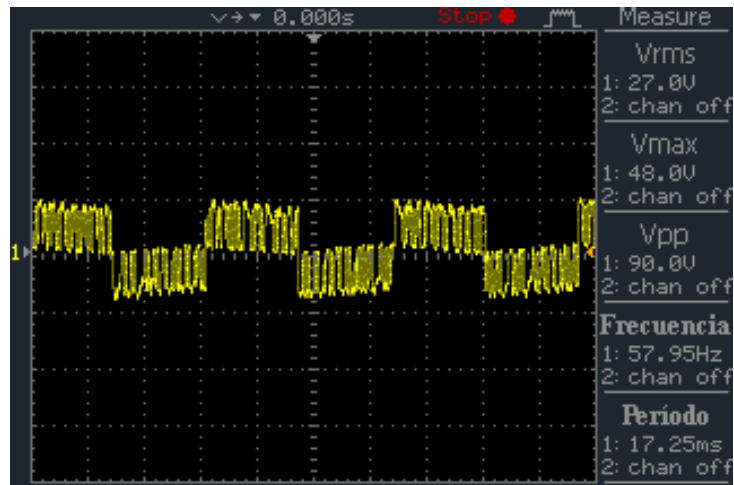
De la figura 49, se alimentó el puente inversor con $V_{dc}=24V$, $I_{dc}=0.12A$ y se obtiene en la salida $V_{ab}=V_{out}=V_{RC}=840mV$ $I_{carga}=16.8mA$

Podemos observar de la imagen 49c, la frecuencia de 60 Hz y la señal de tensión medida en la resistencia de carga; tiende a comportarse como una onda sinusoidal.

Ahora se conecta a la salida del puente inversor, únicamente un transformador elevador con las siguientes características:

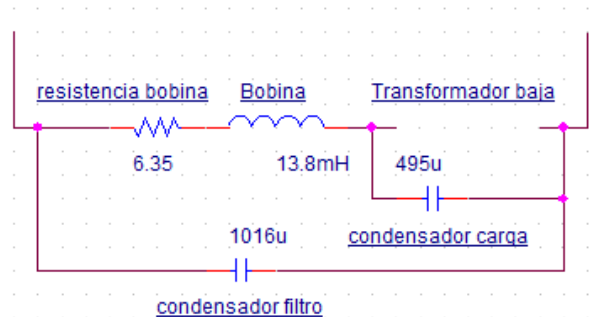
$V_S(\text{tensión primario})=6V_{\text{rms}}$, $V_P(\text{tensión secundario})=110V_{\text{rms}}$, corriente del transformador por el secundario es 18.33A.

Figura 50. Salida de tensión en el puente inversor con transformador conectado

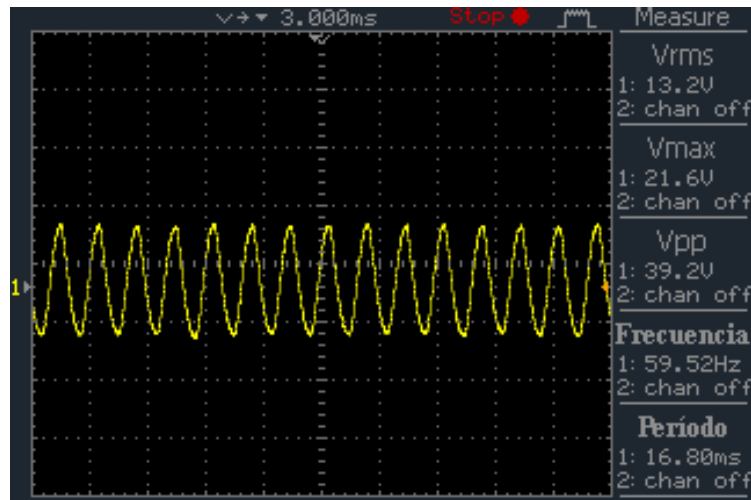


De la figura 50, se obtiene la señal de salida en el transformador en el lado de alta; se alimentó el puente inversor con $V_{dc}=11.9V$, $I_{dc}=4.6A$ y se obtiene valores de salida $V_{ac_s}=4.2V_{\text{rms}}$, $V_{ac_p}=27V_{\text{rms}}$, $I_{ac}=0.03A_{\text{rms}}$.

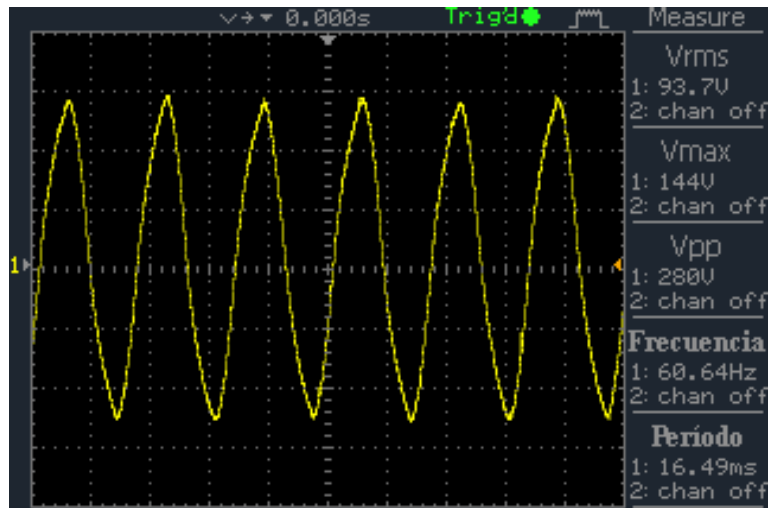
Figura 51. Filtro conectado con transformador.



(a) Filtro junto con el transformador conectado en su lado de baja tensión en la salida de carga R_c .



(b) Baja tensión de salida en el transformador.



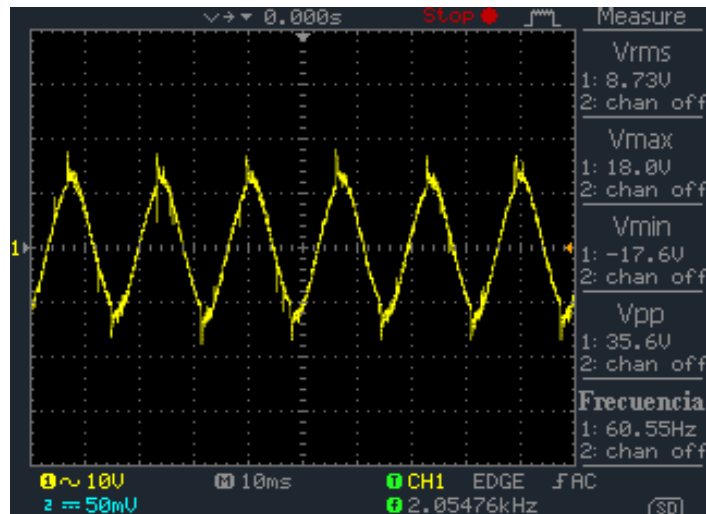
(c) Alta tensión de salida en el transformador.

De la figura 51(b), se alimentó el puente inversor $V_{dc}=15.5V$, $I_{dc}=0.27A$, y se obtuvo tensiones de salida en el transformador de $V_{ac_s}=2.2V_{rms}$, $V_{ac_p}=13.3V_{rms}$.

De la figura 51(c), se alimentó el puente inversor $V_{dc}=23.5V$, $I_{dc}=0.9A$, y se obtuvo tensiones de salida en el transformador de $V_{ac_s}=5.0V_{rms}$, $V_{ac_p}=93.7V_{rms}$. De esta imagen cabe resaltar que la señal de salida en el transformador es una onda sinusoidal a 60 Hz.

Por último nos disponemos a tomar como carga en nuestro filtro, un bombillo de 100W con resistencia interna $R_c=23\Omega$.

Figura 52. Análisis filtro con carga bombillo de 100w. Salida de tensión en la carga (bombillo 100W) con $R_c=23\Omega$.



Fuente: Autores.

De la figura 52, se tiene los siguientes datos de alimentación en el puente inversor $V_{DC}=13V$, $I_{DC}=3.43A$ y con valores de salida en la carga (bombillo de 100w) $V_{Rc}=V_{out}=8.7V_{RMS}$, $I_{Rc}=4.75A_{RMS}$.

Su eficiencia es:

Ecuación de la eficiencia para el montaje realizado en la figura 52.

$$\% \text{ eficiencia} = \frac{8.7 * 4.75}{13 * 3.43} * 100 = 92.67\%$$

5. CONCLUSIONES.

- El control de un inversor con modulación unipolar SPWM, se realiza variando el índice en modulación de frecuencia. Lo cual compensa el ancho de pulso ante perturbaciones como corrientes armónicas, con mejoramiento en la señal sinusoidal en la carga.
- Existen varias técnicas de modulación con las cuales puede realizarse el control de voltaje y frecuencia de los inversores. La técnica seleccionada debe enfocarse en lograr una salida con bajo contenido de armónicos, y en lograr una forma de onda sinusoidal. Por medio de los programas de simulación, se demostró que el algoritmo utilizado en la implementación del micro controlador es mejor.
- Entre más alto sea el índice de modulación en frecuencia, la eficiencia disminuye porque los transistores operan más por ciclo.
- Las señales de control generadas a través del micro controlador PIC16f684, son obligatorias, las señales de control que gobiernan el mosfet superior y el mosfet inferior de una misma rama debe tener un retardo o tiempo muerto entre ambas señales de control; si no se incluye el retardo entonces se genera un pequeño cortocircuito en la fuente de alimentación continua de entrada al puente 'H' y por lo tanto el resultado final no será satisfactorio.
- Es una buena usar opto acopladores, cuya función es la separación o aislamiento de tierras entre el circuito de control y el circuito de potencia con el objetivo de proteger la parte de control, que para este caso es el micro controlador, de alguna falla o desperfecto en el circuito de potencia.
- Los resultados obtenidos de la simulación y los obtenidos en lo implementado, demuestran una clara similitud entre las señales simuladas y las experimentales, sin embargo la señal de voltaje de salida del inversor construido presentaba una pequeña perturbación o alteración debido a la modulación de la señal.
- Si la energía almacenada en una bobina se descarga muy rápido provoca que el diodo asociado a esa misma rama entre en estado de no conducción, en este estado la corriente a través de la bobina es cero, pero el voltaje es V_L .
- Los resultados obtenidos por la simulaciones del puente inversor en *PSPICE* y modelo implementado en *PROTEUS*; son muy satisfactorios, debido a que se obtuvieron unos resultados THD, y eficiencia muy similares en todas sus etapas.

- Con la eficiencia encontrada, es una buena alternativa de utilizar fuentes de energía renovables (energía solar), es importante definir los componentes necesarios para obtener una muy buena salida de potencia en el inversor monofásico.
- Es importante utilizar diodos de protección entre el drenador y surtidor para cada transistor, debido a que en caso de corrientes y tensiones elevadas; proteja el transistor y así evite gastos adicionales en el desarrollo de este mismo.

5.1 OBSERVACIONES Y RECOMENDACIONES

- Se recomienda ampliar el conocimiento de las técnicas de programación para diseñar los sistemas de control de modulación para el micro controlador.
- Se recomienda en investigar varias clases de filtro, para que se genere una señal sinusoidal buena.
- Es bueno que la E3T adquiera la licencia de *PROTEUS*, para trabajar en simulación circuitos.
- Se dona tres tarjetas para la materia de electrónica industrial, para que lo estudiantes aprenda y trabaje con este recurso.
- Le agradecemos al ingeniero Syed Tahmid Mahbub, ya que con exponer su algoritmo para controlar nuestro puente inversor; nos fue de gran ayuda.

5.2 MEJORAS Y SUGERENCIAS.

- La etapa de potencia debe ser completamente aislada de la etapa de control, cuidando especialmente que las señales de control PWM mantengan una distancia adecuada con los conectores y cables de potencia.
- La etapa de filtrado en la salida del puente inversor es muy importante, ya que permite darle una forma sinusoidal suave a la salida de la carga. pero

también es importante tener claro los valores comerciales de estos, un ejemplo son los condensadores que se usan en el filtro pi.

- Aislar las tierras digital con la análoga para proteger el circuito de etapa de control, también tener cuenta que la fuente de alimentación en corriente directa debe ser regulada.

BIBLIOGRAFIA

RASHID, Muhammad H. Ed. Power Electronics Handbook. 3ed. Oxford, UK, Elsevier, 2011

HART, Daniel W. Electrónica de potencia. 3ed. Madrid, 2001

SKVARENINA, Timothy L. Ed. Power Electronics Handbook (Industrial Electronics Series). 1ed. State of Colorado, 2001

FORERO SERRANO, Rubén Darío y NUÑEZ DUARTE, Luis Carlos. Inversores y troceadores: módulo didáctico. Trabajo de grado Ingeniero Electrónico. Bucaramanga: Universidad Industrial de Santander, Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas, Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, 2001.

GALLEGO-GÓMEZ, Juan D. *et al.* Análisis de Flujos de Potencias Ineficientes Producidos por Convertidores de Potencia. *Información Tecnológica*. [en línea] 2015, Vol. 26 N° 3, [citado 3 Julio 2015] p. 111-122. Disponible en: Scielo: http://www.scielo.cl/scielo.php?pid=S0718-07642014000300012&script=sci_arttext

LABCENTER ELECTRONICS. Download Proteus Professional Demonstration. [online] Proteus Professional Demonstration [Grassington, North Yorkshire, England] Labcenter Electronics Ltd. [citado 01 Febrero 2015] Disponible en Internet: <http://www.labcenter.com/other/dealers.cfm>

Cadence. Orcad® Capture. [online] Cadence: Pspice Orcad 16.3 [Oxford, USA] Headquarters Cadence Design Systems, 31 de May 2011 [Citado 01 Diciembre 2015] Disponible en Internet: <http://www.cadence.com/cadence/pages/default.aspx>

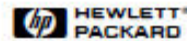
HEWLETT-PACKARD. 2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler. [online] HEWLETT-PACKARD: CPL-3120 [Miami,USA] Hewlett Packard Enterprise, June 1992 [citado 05 Enero 2015] Disponible en Internet: http://catalog.gaw.ru/index.php?page=component_detail&id=537

TEXAS INSTRUMENTS. CSD18533Q5A 60 V N-Channel NexFET™ Power MOSFET. [online] Texas Instruments: CSD18533Q5A [Dallas, Texas] Texas Instruments Incorporated, SEPTEMBER 2012–REVISED JANUARY 2015. [Citado

ANEXOS

Anexo A. HOJAS DE DATOS DE LOS ELEMENTOS ELECTRONICOS UTILIZADOS

Figura 53. Hoja de datos Opto driver HCPL3120



2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler

Technical Data

HCPL-3120

Features

- 2.0 A Minimum Peak Output Current
- 15 kV/ μ s Minimum Common Mode Rejection (CMR) at $V_{CM} = 1500$ V
- 0.5 V Maximum Low Level Output Voltage (V_{OL}) Eliminates Need for Negative Gate Drive
- $I_{CC} = 5$ mA Maximum Supply Current
- Under Voltage Lock-Out Protection (UVLO) with Hysteresis
- Wide Operating V_{CC} Range: 15 to 30 Volts
- 500 ns Maximum Switching Speeds
- Industrial Temperature Range: -40°C to 100°C
- Safety Approval
 UL Recognized - 2500 V rms for 1 minute per UL1577
 CSA Approval
 VDE 0884 Approved with $V_{IOEM} = 630$ V peak (Option 060 only)

Applications

- Isolated IGBT/MOSFET Gate Drive
- AC and Brushless DC Motor Drives

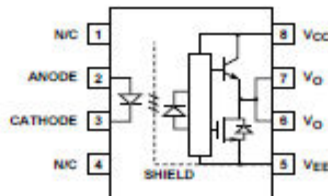
- Industrial Inverters
- Switch Mode Power Supplies (SMPS)

Description

The HCPL-3120 consists of a GaAsP LED optically coupled to an integrated circuit with a power output stage. This optocoupler is ideally suited for driving power IGBTs and MOSFETs used in

motor control inverter applications. The high operating voltage range of the output stage provides the drive voltages required by gate controlled devices. The voltage and current supplied by this optocoupler makes it ideally suited for directly driving IGBTs with ratings up to 1200 V/100 A. For IGBTs with higher ratings, the HCPL-3120 can be used to drive a discrete power stage which drives the IGBT gate.

Functional Diagram



TRUTH TABLE

LED	$V_{CC} - V_{EE}$ "POSITIVE GOING" (I.e., TURN-ON)	$V_{CC} - V_{EE}$ "NEGATIVE GOING" (I.e., TURN-OFF)	V_O
OFF	0 - 30 V	0 - 30 V	LOW
ON	0 - 11 V	0 - 9.5 V	LOW
ON	11 - 13.5 V	9.5 - 12 V	TRANSITION
ON	13.5 - 30 V	12 - 30 V	HIGH

A 0.1 μ F bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

Figura 54. Hoja de datos Diodo rectificador Schottky SBM1040



SBM1040

10A LOW VF SCHOTTKY BARRIER RECTIFIER

POWERMITE®3

SPICE MODEL: SBM1040

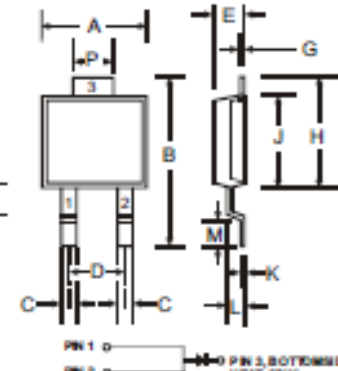
NEW PRODUCT

Features

- Guard Ring Die Construction for Transient Protection
- Low Power Loss, High Efficiency
- High Surge Capability
- High Max Junction Temperature Rating
- Low Forward Voltage Drop
- Very Low Leakage Current
- For Use in Low Voltage, High Frequency Inverters, Free Wheeling, and Polarity Protection Applications

Mechanical Data

- Case: POWERMITE®3, Molded Plastic
- Plastic Material: UL Flammability Classification Rating 94V-0
- Moisture sensitivity: Level 1 per J-STD-020A, Method 208
- Terminals: Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: See Diagram
- Weight: 0.072 grams (approx.)
- Marking Information: See sheet 3



POWERMITE®3		
Dim	Min	Max
A	4.03	4.00
B	6.40	6.61
C	.864	.914
D	1.83 NOM	
E	1.10	1.14
G	.173	.203
H	5.01	5.17
J	4.37	4.43
K	.173	.203
L	.71	.77
M	.36	.46
P	1.73	1.83

All Dimensions in mm

Maximum Ratings

⊗ $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

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

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V_{RRM}	40	V
Working Peak Reverse Voltage	V_{RSM}		
DC Blocking Voltage	V_R		
RMS Reverse Voltage	V_{RRMS}	28	V
Average Rectified Output Current (see also Figure 4)	I_O	10	A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single half sine-wave Superimposed on Rated Load (JEDEC Method) ⊗ $T_C = 88^\circ\text{C}$	I_{FSM}	150	A
Typical Thermal Resistance Junction to Soldering Point	$R_{\theta JS}$	2.5	$^\circ\text{C/W}$
Operating Temperature Range	T_J	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics

⊗ $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	Test Condition
Reverse Breakdown Voltage (Note 1)	V_{RRM}	40	—	—	V	$I_R = 1\text{mA}$
Forward Voltage (Note 1)	V_F	—	0.45	0.49	V	$I_F = 8\text{A}, T_S = 25^\circ\text{C}$
		—	—	0.41		$I_F = 8\text{A}, T_S = 125^\circ\text{C}$
		—	0.47	0.51		$I_F = 10\text{A}, T_S = 25^\circ\text{C}$
Reverse Current (Note 1)	I_R	—	0.1	0.3	mA	$T_S = 25^\circ\text{C}, V_R = 35\text{V}$
		—	12.5	25		$T_S = 100^\circ\text{C}, V_R = 35\text{V}$
Total Capacitance	C_T	—	700	—	pF	$f = 1.0\text{MHz}, V_R = 4.0\text{V DC}$

Notes: 1. Short duration test pulse used to minimize self-heating effect.

Figura 55. Hoja de Datos Transistor Mosfet CSD18533Q5A.

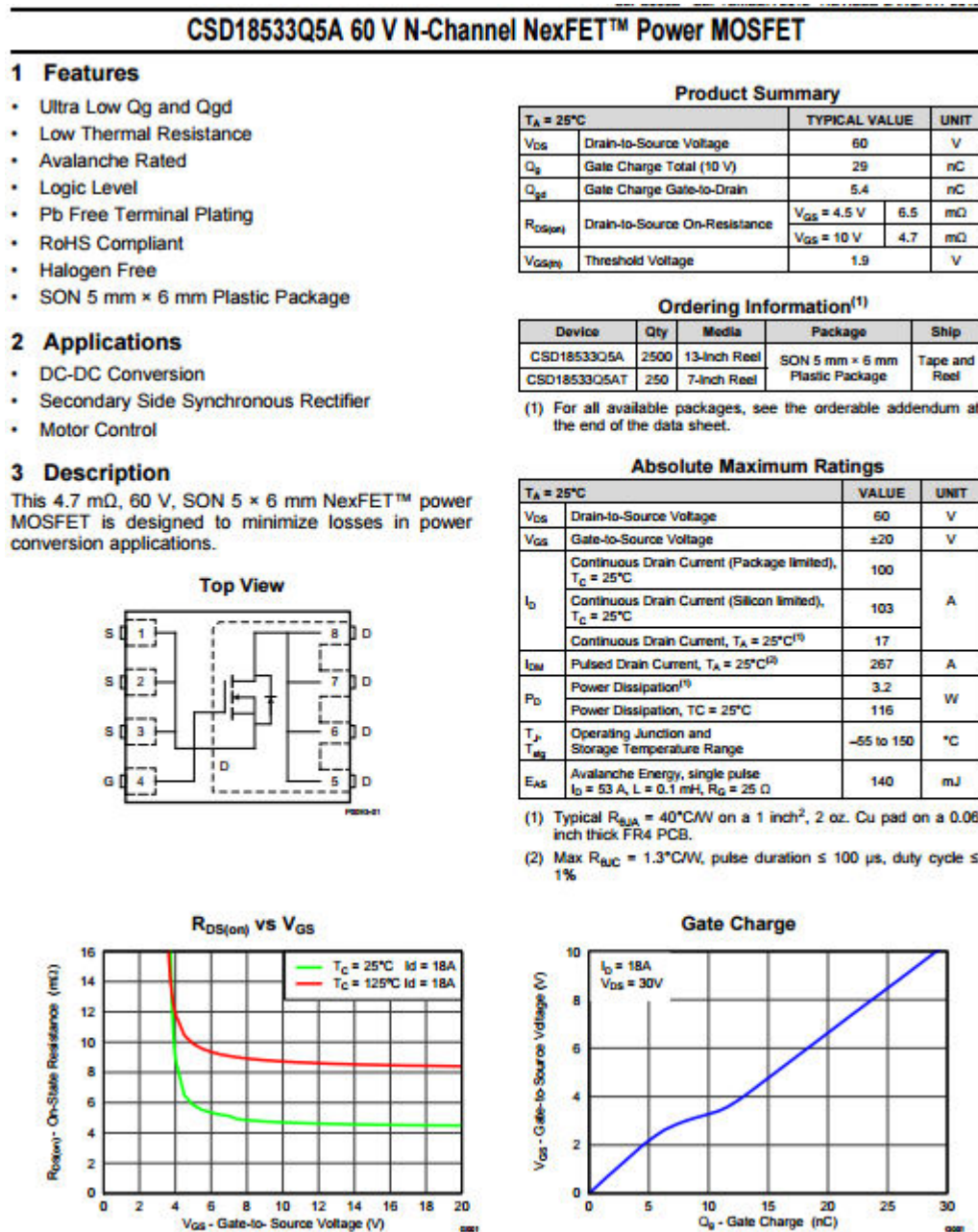
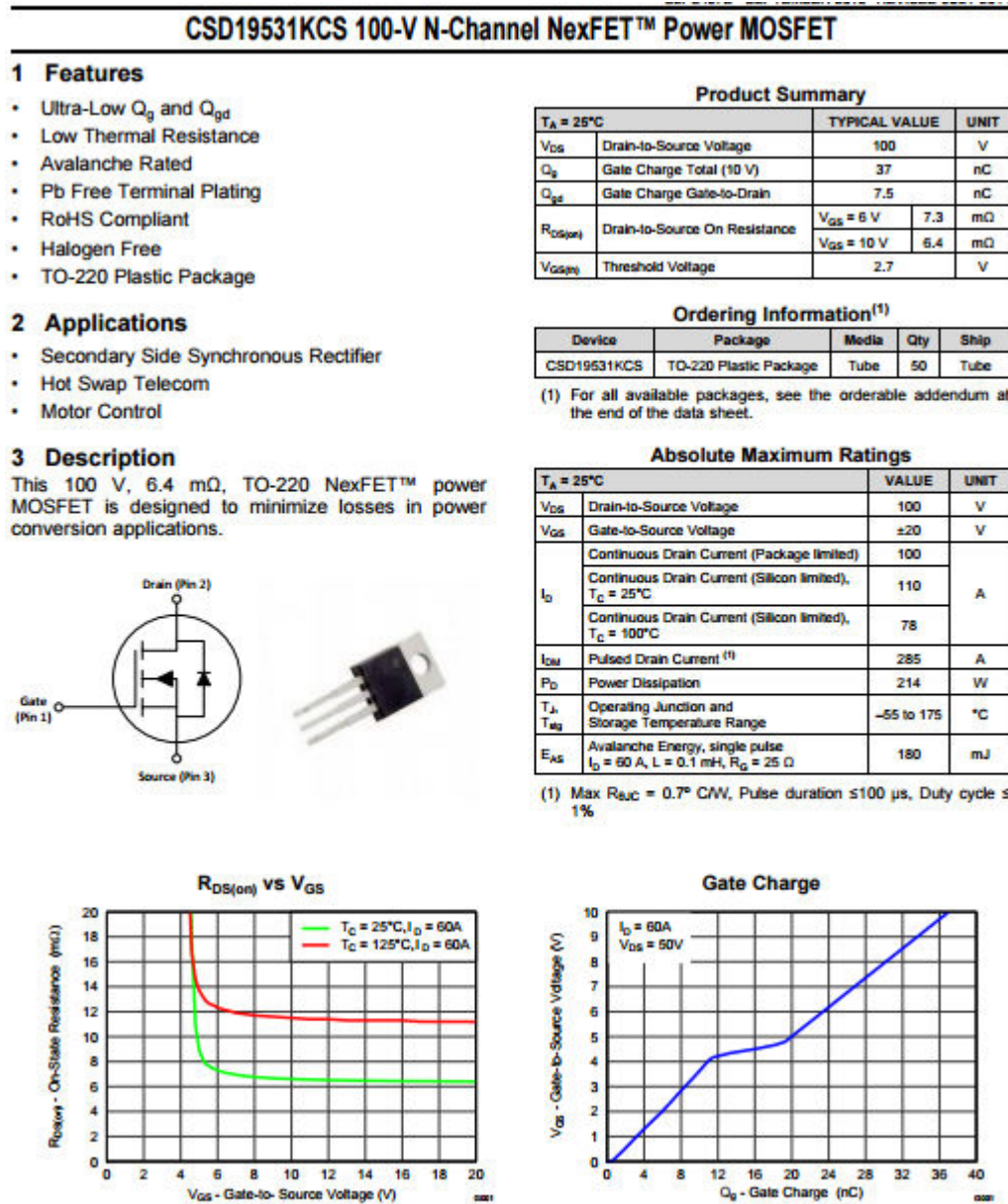


Figura 56. Hoja de datos transistor csd19531kcs usado como diodo.



Anexo B. PARAMETROS DE LOS SEMICONDUCTORES DE ORCAD/PSPICE

Símbolo en <i>PSpice</i>	Símbolo en algunos textos	Descripción
Transistores de unión bipolar		
IS	I_S	Corriente de saturación de transporte
BF	β	Ganancia de DC máxima
RB	r_b	Resistencia en serie con la base
RC	r_{ex}	Resistencia en serie con el colector
RE	r_c	Resistencia en serie con el emisor
CJE	C_{je0}	Capacitancia de agotamiento base-emisor a polaridad cero
CJC	$C_{\mu 0}$	Capacitancia de agotamiento base-colector a polaridad cero
CJS	C_{cs0}	Capacitancia de agotamiento colector-sustrato a polaridad cero
Transistores de unión de efecto de campo (JFET)		
VTO	V_p	Voltaje de umbral
LAMBDA	λ	Modulación de longitud del canal
BETA	I_{DSS}/V_P^2	Transconductancia del canal
RD	r_d	Resistencia en serie con el drenaje
CGS	C_{gs0}	Capacitancia de unión compuerta-fuente a polaridad cero
CGD	C_{gd0}	Capacitancia de unión compuerta-drenaje a polaridad cero
Transistores de unión de efecto de campo Metal Oxido Semiconductor (MOSFET)		
VTO	V_t	Voltaje de umbral
KP	μC_{ox}	Transconductancia del canal
LAMBDA	λ	Modulación de la longitud del canal
CGSO	C_{gs0}	Capacitancia de traslape compuerta-fuente por unidad de ancho de canal
CGDO	C_{gdo}	
Diodos		
IS	I_S	Corriente inversa de saturación
N	n	Coefficiente de emisión
RS	r_s	Resistencia parásita en serie
CJO	C_{jo}	Capacitancia de agotamiento con polaridad cero
VJ	V_j	Barrera de potencial
FC	m	Coefficiente de gradiente de unión

Anexo C. DISEÑO DE CIRCUITO IMPRESO LISTO PARA IMPRIMIR

Figura 57. Etapa de Potencia Inversor Monofásico Visto por la Parte Superior

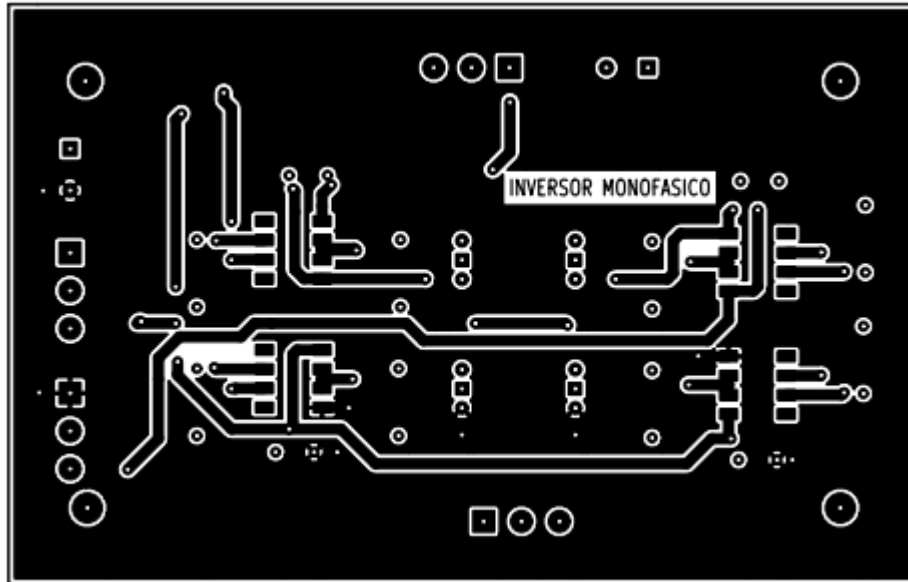


Figura 58. Etapa de Potencia Inversor Monofásico Visto por la Parte Inferior

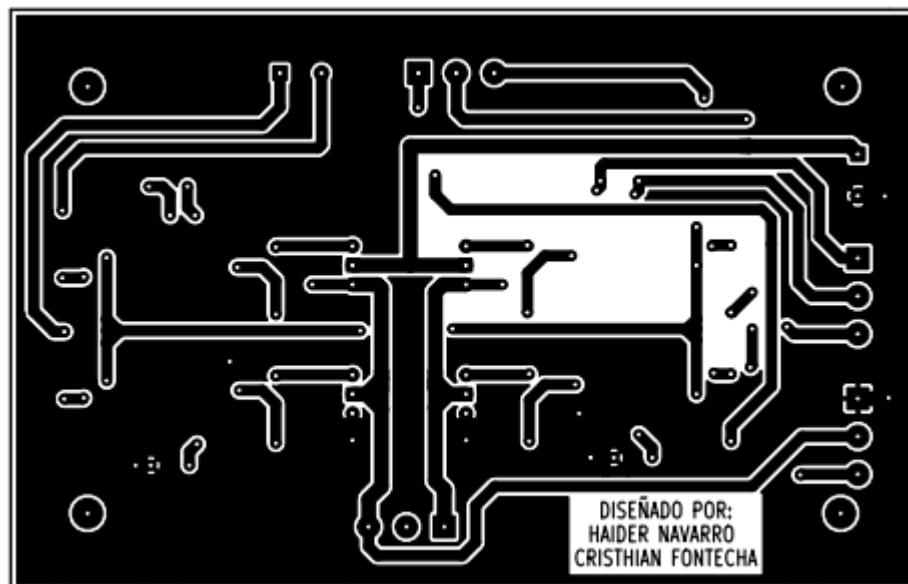


Figura 59. Etapa de Filtro del Inversor Monofásico Visto por la Parte Inferior

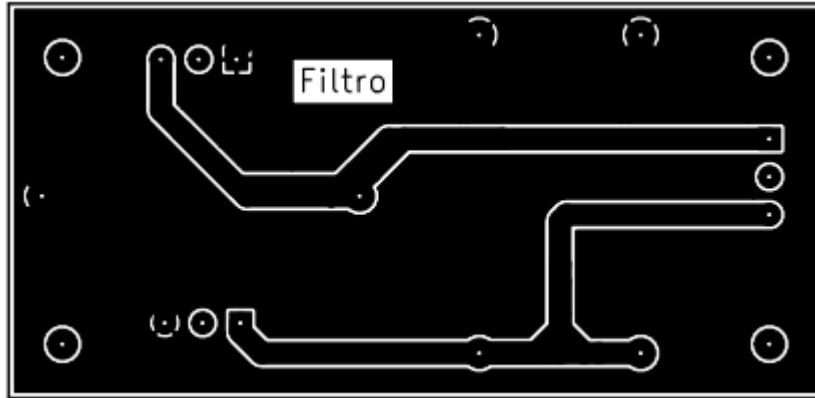


Figura 60. Etapa de Control del Inversor Monofásico Visto por la Parte Inferior

