



Centro de Investigación Científica de Yucatán, A.C.

Posgrado en Ciencias en Energía Renovable

**DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y EXPERIMENTACIÓN
DE DOS INVERSORES TIPO HERIC COMPARANDO
LA TECNOLOGÍA DE SI VS LA DE SIC PARA UN
SISTEMA FOTOVOLTAICO**

Tesis que presenta

Luis Daniel Marin Uc

En opción al título de

**MAESTRO EN CIENCIAS EN ENERGÍA
RENOVABLE**

**Mérida, Yucatán a 18 de
Noviembre de 2016**

AGRADECIMIENTOS

A mi familia quienes siempre me han apoyado a lo largo de mi vida, otorgándome las facilidades para crecer como persona y profesionalmente, especialmente a mis padres quienes sin ellos no estaría donde me encuentro en este momento, realizando el mayor esfuerzo para poder salir adelante, pues sin sus consejos, alegrías y motivaciones han hecho de mi la persona que soy ahora. A mi pareja y futura esposa quien ha estado acompañándome y motivándome para continuar sin rendirme, esto desde el inicio del posgrado.

A mis asesores, el Dr. Víctor Ramírez y al Dr. Manuel Flota, quienes con su paciencia y dedicación han sabido resolver mis dudas, inquietudes y problemas que surgieron durante la elaboración de este trabajo.

A los técnicos de laboratorio por las convivencias, enseñanzas y consejos que nunca faltaron durante la realización del trabajo, especialmente al Maestro Enrique Escobedo, que siempre estuvo presente para apoyarme en toda duda técnica que apareciera.

A los diversos maestros y personas cercanas que estuvieron ahí para apoyarme, a las instituciones que me facilitaron el uso de sus equipos para elaborar el trabajo.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) por otorgarme las facilidades económicas durante el tiempo que se me otorgo.

Y finalmente, a Dios que con sus bendiciones pude llegar hasta el final

INDICE

AGRADECIMIENTOS	i
LISTADO DE TABLAS	iii
LISTADO DE FIGURAS.....	iv
RESUMEN.....	ix
INTRODUCCIÓN.....	1
CAPÍTULO 1 ANTECEDENTES	3
1.1 Inversor de topología Medio Puente	5
1.2 Inversor en puente completo.....	6
1.2.1 Inversor HERIC.....	7
1.6 Hipótesis	10
1.7 Objetivos generales	11
1.7.1 Objetivos específicos.....	11
CAPÍTULO 2 ETAPA DE SIMULACIÓN	12
2.1 Simulación de los inversores	13
2.2 Inversor Medio Puente	13
2.3 Inversor Puente Completo	16
2.4 Inversor HERIC.....	19
CAPÍTULO 3 METODOLOGÍA.....	23
3.1 Diseño y construcción de un inversor de topología HERIC con su instrumentación.....	23
3.2 Inversor	23
3.2.1 Inversor Si	25
3.2.2 Inversor SiC	28
3.3 Circuito de disparo.....	30
3.4 Implementación del PWM	33
3.5 Sensor de intensidad de corriente.....	34
CAPÍTULO 4 RESULTADOS	37
4.1 Inversor	37
4.2 Circuito de disparo.....	40
4.3 Implementación de la señal PWM	41
4.4 Sensor de intensidad de corriente.....	42

4.5 Integración y pruebas de los inversores Si y SiC.....	45
4.5.1 Inversor Si	46
4.5.2 Inversor con tecnología SiC	61
CONCLUSIONES.....	74
PERSPECTIVAS	76
BIBLIOGRAFÍA.....	77
ANEXOS	79
Anexo 1. Hoja de datos 4N25.	80
Anexo 3 Hoja de datos PSoC 4.....	82
Anexo 4 Hoja de datos del sensor de intensidad de corriente	83
Anexo 5 Convertidor CD-CD NME0505.....	84
Anexo 6 Convertidor CD CD AM1S 0155SZ.....	85
Anexo 7 Hoja de datos del MOSFET IRF640	86
Anexo 8 Hoja de datos del MOSFET CMF10120D.....	87
Anexo 9 Hoja de datos del diodo 30CTH03	88
Anexo 10 Hoja de datos del diodo C3D06060F	89
Anexo 11 Driver 4N25.....	90
Anexo 12 Generación del PWM	94
Anexo 13 Creación y uso del programa para obtener la lectura de los sensores de intensidad de corriente.....	98
Anexo 14. Norma IPC-2221	101
Anexo 15 Hoja de datos 30CTH03.....	102
Anexo 16. Disipador HHS-2002.....	103
Anexo 17. Disipador HHS-3612.....	104

LISTADO DE TABLAS

Tabla 4.1.- Porcentaje de eficiencia, potencia de entrada y salida en inversores HERIC y puente completo con dispositivos SiC a una frecuencia de 12 kHz

Tabla 4.2.- Porcentaje de eficiencia, potencia de entrada y salida en inversores HERIC y puente completo con dispositivos SiC a una frecuencia de 12 kHz

Tabla 4.3.- Comparación de potencia de entrada y salida en un inversor puente completo con tecnología Si y SiC

Tabla 4.4.- Comparación de potencia de entrada y salida en un inversor de topología HERIC con tecnología Si y SiC

LISTADO DE FIGURAS

Figura 1.1 Esquema de un sistema de transformación y suministro de corriente eléctrica proveniente de fuentes alternas de energía.	3
Figura 1.2 Diagrama de la topología medio puente.	6
Figura 1.3 Diagrama del inversor puente completo.	7
Figura 1.4 Diagrama de un inversor con topología HERIC.	8
Figura 2.1 Secciones de un inversor. a) fuente CD, b) puente H, donde se ubica el controlador, c) filtro LC y d) la carga aislada o conexión a la red.	13
Figura 2.2 Diagrama de simulación de un inversor medio puente.	14
Figura 2.3 Tensión obtenida mediante simulación en un inversor medio puente.	15
Figura 2.4 Intensidad de corriente mediante simulación en un inversor medio puente.	16
Figura 2.5 Armónicos mediante simulación de un medio puente.	16
Figura 2.6 Simulación del inversor en puente completo	17
Figura 2.7 BPWM con tiempo muerto.	18
Figura 2.8 Tensión obtenida mediante simulación en un inversor puente completo.	18
Figura 2.9 Intensidad de corriente obtenida mediante simulación en un inversor puente completo.	19
Figura 2.10 Armónicos generados por simulación en un inversor puente completo.	19
Figura 2.11 Compuerta lógica NOR y su tabla de verdad.	20
Figura 2.12 Diagrama de simulación de un inversor HERIC.	20
Figura 2.13 Tensión obtenida mediante simulación en un inversor HERIC.	21
Figura 2.14 Intensidad de corriente obtenida mediante simulación en un inversor HERIC.	21
Figura 2.15 Las armónicas en HERIC.	22
Figura 3.1 Inversor HERIC con un filtro L y una resistencia de prueba igual a $42\ \Omega$.	25
Figura 3.2 Diagrama del diseño del inversor diseñado a partir de la tecnología Si. lado visto desde abajo.	26
Figura 3.3 Diagrama del diseño del inversor hecho con tecnología SiC. Lado visto desde abajo.	29
Figura 3.4 Diagrama del circuito de disparo. Contiene al optoacoplador VO3120 y convertidor DC-DC.	32
Figura 3.5 Diseño en software del circuito de disparo.	33

Figura 3.6 Interfaz del programa para generar la tabla que contiene la onda sinusoidal.	34
Figura 3.7 Diagrama del sensor ACS758 que integra los componentes requeridos para su diseño, i_p es la intensidad de corriente a probar. (figura tomada de la hoja de datos).	35
Figura 3.8 Diagrama del sensor de intensidad de corriente diseñado en CAD.	36
Figura 4.1 Inversor construido con tecnología Si. 4.1a muestra el diseño desde la vista de abajo. 4.1b muestra el diseño de la vista hacia arriba	38
Figura 4.2 Prototipo del inversor hecho con dispositivos de tecnología SiC. 4.2a. vista desde abajo y 4.2b vista desde arriba	39
Figura 4.3 Circuito de disparo VO3120.	40
Figura 4.4 Señal obtenida luego de pasar por el driver, donde se ve a ambas señales de manera inversa. En el eje x se representa el tiempo en μs , el eje y la tensión en V.	41
Figura 4.5 Señal de tiempo muerto entre cada señal BPWM. El tiempo está representado en el eje x y el nivel de tensión en el eje y.	42
Figura 4.6 Sensor de intensidad de corriente. donde se observan los elementos que realizan los filtros y el diseño del sensor de corriente.	44
Figura 4.7 Interfaz del programa utilizado para obtener los valores de intensidad de corriente.	44
Figura 4.8 Sensores de intensidad de corriente, posición y forma de conectarse.	45
Figura 4.9 Conexiones de los sensores de intensidad de corriente y drivers.	46
Figura 4.10 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	47
Figura 4.11 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 3 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	48
Figura 4.12 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 5 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	49
Figura 4.13 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 7 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	50

Figura 4.14 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	51
Figura 4.15 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 3 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	51
Figura 4.16 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 5 mH. El eje x muestra el tiempo en μs de la señal y el eje y la tensión en V.	52
Figura 4.17 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 7 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	53
Figura 4.18 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	55
Figura 4.19 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 7 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	55
Figura 4.20 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 5 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	56
Figura 4.21 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 3 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	57
Figura 4.22 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	58
Figura 4.23 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 3 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	58

Figura 4.24 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 5 mh. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	59
Figura 4.25 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 7 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	60
Figura 4.26 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología sic a una frecuencia de conmutación de 12 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	61
Figura 4.27 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 3 mh. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	62
Figura 4.28 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 5 mh. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	62
Figura 4.29 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 7 mh. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	63
Figura 4.30 Fracción de la señal en un inversor puente HERIC con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 12 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	64
Figura 4.31 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 2 mh. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	64
Figura 4.32 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 5 mh. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	65
Figura 4.33 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 7 mh. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	65

Figura 4.34 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	67
Figura 4.35 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 3 mh. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	68
Figura 4.36 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 5 mh. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	68
Figura 4.37 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 7 mh. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	69
Figura 4.38 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	69
Figura 4.39 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 3 mh. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	70
Figura 4.40 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 5 mh. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	71
Figura 4.41 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 7 mh. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .	71
Figura anexo 11.1 Esquema del circuito de disparo con el optoacoplador 4n25.	91
Figura anexo 11.2 Diseño en software del circuito de disparo.	92
Figura anexo 11.3 Driver resultante con un opto acoplador 4n25 y un dispositivo cd-cd.	93
Figura anexo 12.4 Bloque del psoc pwm.	95
Figura anexo 12.5 Pines para la conexión en el programa psoc.	97
Figura anexo 12.6 Código fuente para la generación de la tabla.	97

RESUMEN

Las fuentes de energía alterna como son: el sol, las mareas, el viento han sido explotadas de manera creciente y a ritmos acelerados. En particular, la energía solar requiere paneles fotovoltaicos para su conversión a energía eléctrica de corriente directa. Sin embargo, para su uso en aplicaciones reales es necesario hacer la conversión a corriente alterna a través de un inversor. Los inversores son circuitos electrónicos de potencia los cuales convierten la energía eléctrica de corriente directa a corriente alterna, la cual debe ser idealmente sinusoidal con frecuencia y amplitud constante. La selección de la topología del inversor es un punto crítico pues con la correcta elección del circuito se reduce la presencia de señales no deseables que afecten a la carga. Para el presente trabajo se seleccionaron dos topologías conocidas como inversor en puente completo e inversor HERIC. Se partió de la simulación, diseño, construcción e implementación a una frecuencia de conmutación de 12 y 30 kHz. Los inversores se construyeron mediante transistores de potencia con dispositivos de tecnología Si y SiC, estos últimos trabajan con mayores frecuencias que los primeros y resisten mayores temperaturas. Como resultado, se observaron los picos de tensión característicos del inversor tipo puente completo, mientras que, en la señal resultante del inversor HERIC disminuyen estos picos de tensión. Adicionalmente al introducir dispositivos SiC en el inversor HERIC disminuyeron las señales armónicas.

ABSTRACT

Alternative energy sources like the sun, tides, wind have been exploited in a way that its use has grown at a rapid pace. Particularity, solar energy requires photovoltaic panels to convert solar light to power energy, nevertheless, these energy cannot used in real application because the result energy is current direct. Inverters are electrical devices that convert the output signal from direct to alternate current, this signal must be a perfect sinusoidal signal and should have constant voltage and frequency. The selection of an inverter topology is a critical point for the correct performance of the circuit, the presence of undesirable signals affecting the load is reduced. For this work inverter topologies has been choosing known as full bridge and HERIC inverters, based on simulation, design, construction and implementation at a commutation frequency of 12 and 30kHz: Inverters are made by power transistor technology devices Si and SiC. SiC work with frequencies higher and higher temperatures. The full bridge inverter topology generates a sinusoidal signal voltage with high power peaks typical of him, while the resulting signal in inverter HERIC decreases these presence of these surges. Introducing SiC devices to inverter HERIC helps reduce the obtained interference signals.

INTRODUCCIÓN

La energía que proviene de las fuentes de energía renovable como la del sol, obtenida mediante paneles fotovoltaicos, típicamente es de corriente directa (CD) y requiere ser distribuida y suministrada con calidad a cargas eléctricas que utilizan corriente alterna (CA). La conversión de corriente directa a corriente alterna se realiza mediante circuitos de potencia, los cuales son sistemas de interconexión que tienen como objetivo transferir energía y regular tensión o corriente de salida. Un inversor es un circuito electrónico de potencia capaz de transformar corriente directa a alterna además de regular tensión y corriente de salida [1]. Los transistores de potencia se construyen con materiales de Silicio (Si) o carburo de silicio (SiC). Para los primeros, la principal limitante que es la frecuencia (0-50 kHz [2]) a las cuales trabajan. Los dispositivos de potencia construidos con carburo de silicio (SiC) están diseñados para trabajar con frecuencias mayores que aquellos que se basan en Si, además de proporcionar menores pérdidas por conmutación de la potencia en la señal resultante [2]. Los inversores tienen varias topologías, entre ellas la de puente completo y de medio puente, las cuales son utilizadas para una determinada aplicación como por ejemplo la transformación de una corriente eléctrica de tipo directa a corriente eléctrica de tipo alterna. El inversor del tipo puente completo y el de topología tipo HERIC (High Efficient and Reliable Inverter Concept, por sus siglas en inglés) fueron seleccionados para el presente trabajo. El primero es el más usado para sistemas fotovoltaicos [3], mientras el segundo es una derivación del puente completo que agrega a la salida en CA dos transistores de potencia. El inversor HERIC sobresale en la señal resultante ya que se obtiene una eficiencia del 96% en la conversión de la energía [2]. De ahí el concepto de alta eficiencia y confiabilidad. Construir el inversor HERIC con dispositivos SiC debe mejorar la eficiencia o al menos la forma de onda con respecto a otro inversor hecho con semiconductores de tecnología Si. El capítulo 1 abarca las características de cada inversor, lo que se requiere para su activación y los métodos empleados para su uso. En el capítulo 2 se aplican los conceptos vistos en el capítulo 1 y se realizan simulaciones con cargas y valores de tensión del diseño, prediciendo el resultado de la señal de tensión a la salida. En el capítulo 3 se presenta el diseño, construcción e implementación de ambos inversores (HERIC y puente completo), ya sea con tecnologías Si o SiC. De igual forma, se presenta el diseño de lo requerido para su activación como es: la implementación de un circuito de

disparo, un sensor de intensidad de corriente y una interfaz para la lectura del sensor. Finalmente, en el capítulo 4 se presentan los resultados obtenidos por los inversores HERIC y puente completo contruidos con semiconductores de Si o SiC

CAPÍTULO 1 ANTECEDENTES

En años recientes ha incrementado el uso de las fuentes de energía renovable en las diferentes regiones del planeta, utilizando la fuente que cada territorio posee y explotándolas de manera controlada para proveer corriente eléctrica. Algunas fuentes de energía renovable son: el sol, la marea y el viento, etc. Para la utilización de la energía generada por estas fuentes ha sido necesaria la ayuda de otras áreas de investigación, como la electrónica y el control. Estas áreas manipulan la señal de corriente eléctrica que se obtiene con el fin de generar una señal libre de armónicas y con una mayor claridad de la forma de onda, acercándose o siendo igual a la sinusoidal. Lo que ha propiciado el desarrollo de nuevos métodos y circuitos de potencia que mejoran los resultados de la señal sinusoidal obtenida. En la Figura 1.1 se muestra las etapas que conforman el sistema: la fuente de energía, el sistema de control de la corriente eléctrica, un convertidor y la inyección de la corriente eléctrica a la red eléctrica. Estos dos últimos se estudian con la electrónica de potencia. La corriente eléctrica suministrada por la fuente renovable, es convertida y entregada a la red o a una carga a través de los dispositivos de potencia y, la etapa de control ayuda a obtener una señal eficiente y clara mediante una señal de referencia.

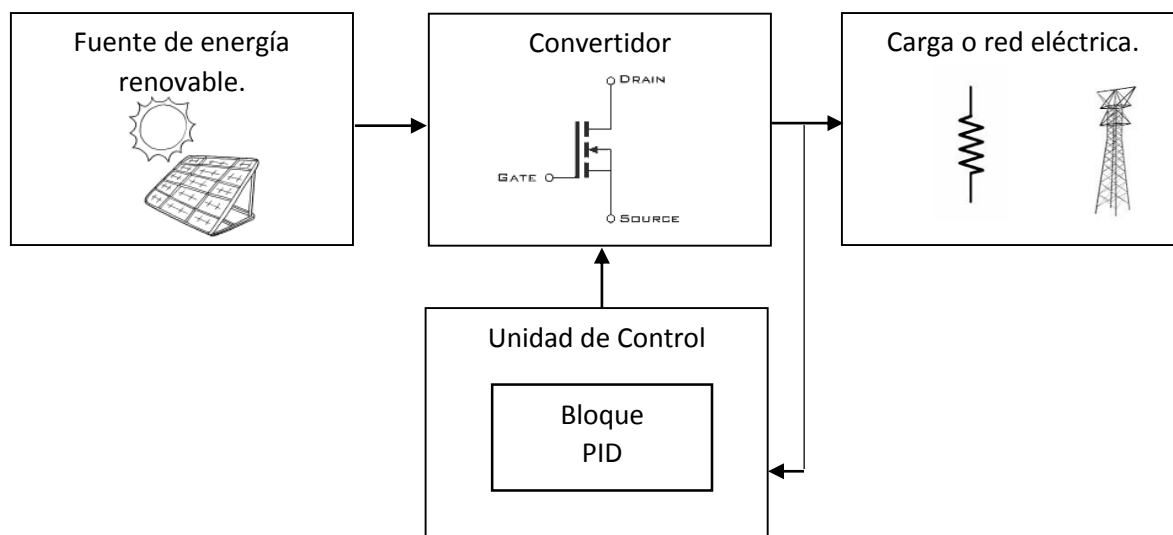


Figura 1.1 Esquema de un sistema de transformación y suministro de corriente eléctrica proveniente de fuentes alternas de energía.

Un inversor es un circuito electrónico de potencia que convierte energía eléctrica de CD a CA. Suministra la corriente eléctrica a cargas aisladas como motores y a la conexión de la red eléctrica. La energía transformada debe tener una forma sinusoidal, sin embargo, esto no sucede idealmente, debido a que los componentes que forman al inversor generan señales parasitas no deseables, además, la frecuencia de la señal que se suministra a los dispositivos y el filtro de salida también generan este tipo de señales, conocidas como armónicas que son definidas como los componentes de orden superior a 1 de la serie de Fourier de una señal periódica [1] y son capaces de ocasionar problemas como son: el mal funcionamiento de la carga conectada e inclusive su pérdida, mal funcionamiento de los aparatos que se conecten a la red eléctrica ó daños a los dispositivos que forman al inversor. En aplicaciones de mediana y baja potencia la señal obtenida por el inversor puede ser idéntica o similar a una onda cuadrada, pero en aplicaciones de alta potencia es necesario tener una forma cuadrada y con el filtro adecuado obtener una señal sinusoidal perfecta, libre de frecuencias armónicas. El inversor se puede dividir en monofásico y trifásico, está formado por elementos de conmutación (diodos, transistores), elementos pasivos (resistencias, capacitores, inductores). Algunas topologías incluyen dentro de su diseño un transformador pero su uso provoca que el inversor tenga una dimensión mayor comparado con aquellos que no tienen al embobinado en su diseño. Los convertidores que no cuentan con un transformador tienen mayor eficiencia, con un circuito convertidor barato y compacto [4]. Son nombrados según la fuente de alimentación que se le coloque: inversores alimentados por corriente (CFI), donde la corriente de entrada se mantiene constante; inversores alimentados por voltaje (VFI), donde el voltaje de alimentación se mantiene constante e inversor enlazado en CD variable, si el voltaje de entrada es controlable [6]. Cuando la tensión de entrada no es constante ni controlable y se requiere un diferencial de potencial con salida variable es necesario aplicar una señal de control capaz de lograr dicha acción. Es común aplicar una modulación por ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés) que hace conmutar a los componentes en una frecuencia deseada, a esta etapa del inversor se le agrega un circuito de control que pueda manipular la frecuencia PWM.

Los inversores se pueden agrupar dependiendo de su topología en: medio puente, puente completo e inversores multinivel. Cada una de las agrupaciones anteriores puede variar en

algunas cosas como la adición de otros componentes o manipular el control que se le añade.

1.1 Inversor de topología Medio Puente

El esquema del inversor con topología de medio puente se muestra en la Figura 1.2, donde se tienen dos componentes de conmutación conectados a una fuente de alimentación CD, nombrados como Q_1 y Q_2 , ellos no deben estar activos simultáneamente. Además el inversor contiene un par de diodos D_1 y D_2 . El convertidor tiene un comportamiento como sigue: cuando Q_1 este activo durante un tiempo $T/2$, el voltaje instantáneo a través de la carga, V_0 es $V_s/2$. Expresada como:

$$V_0 = \left(\frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{V_s^2}{4} dt \right)^{t/2} = \frac{V_s}{2} \quad (1.1)$$

A pesar del bajo costo y el diseño simple del inversor (debido a que está formado por dos transistores) esta topología no es muy usada por la forma de onda en la salida ya que contiene dos niveles de tensión: la corriente de salida contiene una cantidad alta de señales armónicas y tiene alta emisión de interferencia electromagnética, además de que los transistores soportan el doble de voltaje [5]. Un problema que se presenta con mayor frecuencia es la elección de los transistores pues deben soportar una mayor potencia ocasionando pérdidas durante la conmutación.

Esta topología tiene variaciones que se han desarrollado a través de los años, podemos mencionar: Medio puente de dos niveles, medio puente con tres niveles sujeto a un punto neutral (NPC, por sus siglas en inglés) y medio puente con generación de un circuito de control. (GCC, por sus siglas en inglés), además existen algunas configuraciones que continúan en desarrollo (al igual que el NPC y GCC) que forman parte de los inversores multiniveles como el capacitor sobrante (FC, por sus siglas en inglés).

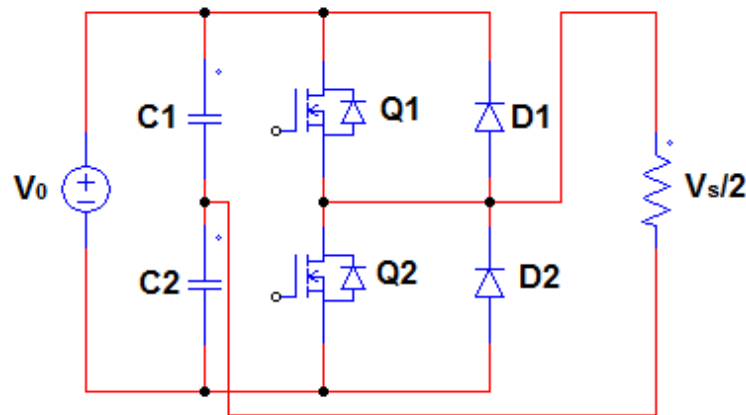


Figura 1.2 Diagrama de la topología Medio Puente.

1.2 Inversor en puente completo

Diseño usado con mayor frecuencia en los inversores, de su circuito se derivan convertidores como el H5, que han eliminado en gran parte los picos de tensión y de intensidad de corriente, presentes en la conmutación, además de tener una alta eficiencia. En la Figura 1.3 se representa este tipo de circuito eléctrico, se observan los cuatro transistores (Q_1, Q_2, Q_3 y Q_4), representados por MOSFET's, que actúan de manera diagonal, es decir, Q_1 y Q_4 se activan al mismo tiempo, mientras Q_2 y Q_3 se encuentran desactivados, obteniendo a la salida un valor positivo de tensión, en caso contrario cuando Q_2 y Q_3 se encuentran activados y Q_1 y Q_4 desactivados ocasionando que la tensión de salida obtenga un rango negativo, ambos estados generan una señal de onda en forma cuadrada, se le añade una resistencia conectada en paralelo a la salida que obtiene un valor de diferencial V_s .

La intensidad de corriente i_0 tiene una forma cortante con variaciones en la pendiente, es decir, en ocasiones tendrá una pendiente positiva y en otras ocasiones una pendiente negativa.

La señal suministrada a los transistores tienen características únicas, de esta manera podemos hallar: Bipolar Pulse Width Modulated (BPWM, por sus siglas en inglés) que suministra una misma frecuencia a cada pareja de transistores Q_1, Q_4 y Q_2, Q_3 resultando en dos niveles de tensión que son moduladas a la frecuencia de conmutación. El cambio a

una señal sinusoidal la realiza un filtro a la salida del inversor. La principal ventaja del inversor con este tipo de señal se haya en no contar con un nodo común de voltaje.

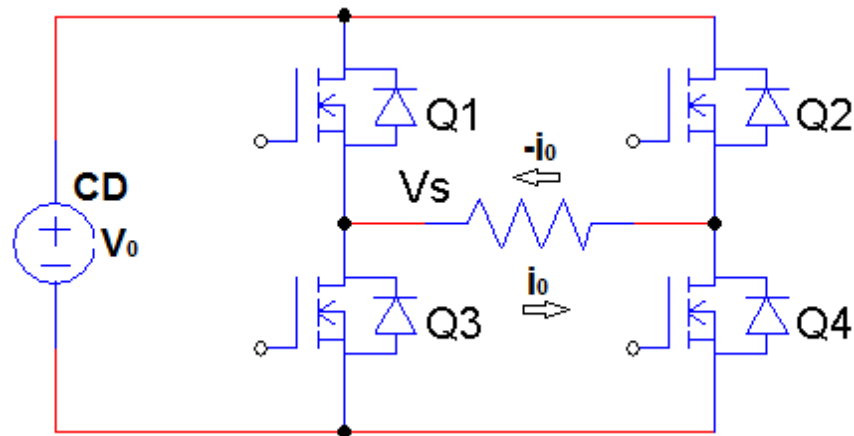


Figura 1.3 Diagrama del inversor puente completo.

Los inversores de Modulación de ancho de pulso unipolar (UPWM, por sus siglas en inglés) manejan a los componentes Q_1 y Q_4 con una frecuencia de 50 Hz, mientras los dispositivos restantes son conmutados a altas frecuencias. Lo anterior resulta en una topología de tres niveles: tensión nula, baja y alta. La ventaja de este inversor es en tener pérdidas de conmutación bajas.

El inversor de puente completo es usado para conexiones a la red eléctrica donde la fuente de energía de CD es el panel fotovoltaico[6] y debido al éxito alcanzado por su uso se han realizado varias modificaciones al circuito de potencia, como el inversor H5 y HERIC aumentando la eficiencia en la tensión y corriente generada en su salida. De las modificaciones que se han realizado en los inversores de puente completo modificados, se destaca la topología conocida como Highly Efficient and reliable Inverter Concept (HERIC, por sus siglas en inglés) debido a su alta eficiencia que se puede obtener (96% [2])

1.2.1 Inversor HERIC

El inversor HERIC se diseñó a partir del puente completo presentando variaciones en el esquema. Este inversor pertenece al grupo de “bypass en CA” debido a que contiene componentes extras de conmutación localizado entre el puente H y el filtro colocado a la salida. En la Figura 1.4 se muestran dos transistores y dos diodos adicionales al puente completo. Los transistores Q_5 y Q_6 , forman el bypass, durante un medio ciclo en la tensión,

uno de ellos estará abierto, mientras el restante cambiara su estado a la frecuencia de la red. Al igual que un puente completo maneja dos transistores conduciendo y dos transistores abiertos para obtener la señal cuadrada deseada, tiene la misma conducción y pérdida que un inversor UPWM [5]. Otra forma de explicarlo es como sigue: Durante el medio ciclo positivo de la red el componente Q_6 está en modo activo, al momento en que Q_1 y Q_4 conmutan al mismo tiempo que la frecuencia deseada suministran una tensión positiva a la carga, mientras Q_2 y Q_3 se mantienen desactivados, así la fuente CD suministra a la carga o red eléctrica. La tensión nula aparece cuando Q_1 y Q_4 se encuentran desactivados y el flujo de corriente se da en Q_6 y D_2 realizando el proceso conocido como el periodo “freewheeling”. Por el contrario, cuando la tensión es negativa Q_6 se encuentra apagado y Q_5 se encuentra activado, Q_2 y Q_3 se encuentran en estado apagados, suministrando la diferencia de potencial hacia la carga, cuando Q_2 y Q_3 se encuentran encendidos, Q_5 y D_1 tienen una tensión de valor cero, de esta manera Q_5 y Q_6 se encienden y apagan dependiendo del signo de la señal CA, por lo que usar Q_1 , Q_2 , Q_3 y Q_4 y al estar todos los dispositivos en modo apagado, se genera una tensión de valor positivo y negativo a la salida. Por lo que este tipo de inversor tiene tres niveles de tensión en la salida, manteniendo la misma frecuencia. El convertidor fue propuesto y se encuentra actualmente patentada por Sunway.

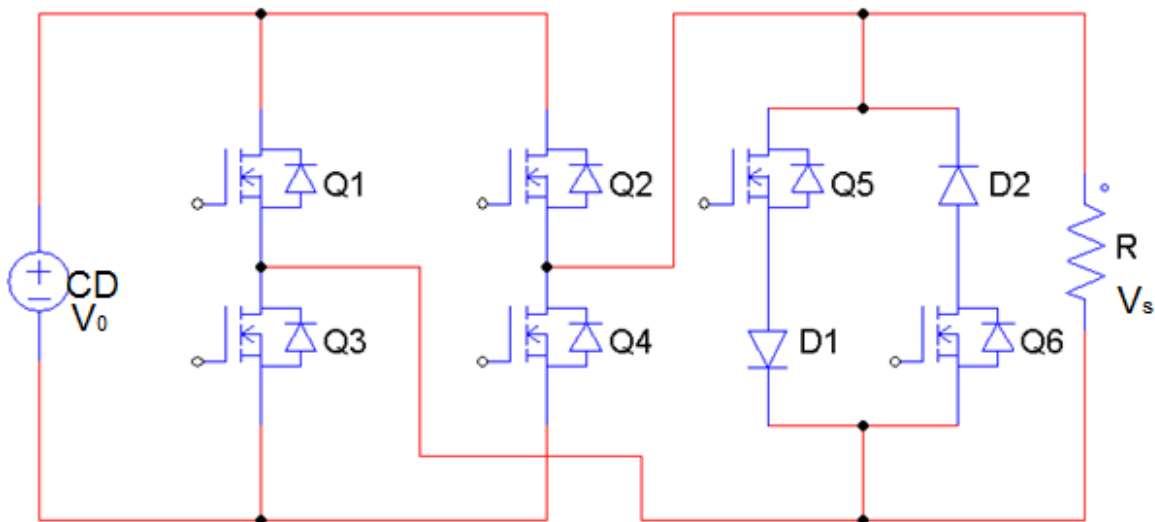


Figura 1.4 Diagrama de un Inversor con topología HERIC.

El cálculo de potencia para los diversos circuitos se realiza mediante la siguiente ecuación:

$$P = IV/2 \quad (1.2)$$

donde:

P = Potencia de disipación (W)

I = Intensidad de corriente (A)

V = Tensión (V)

Adicionalmente al diseño de los inversores comerciales, es importante mencionar el material con el cual fueron manufacturados [2]. La familia de semiconductores de mayor comercialización son aquellos compuestos por silicio (Si) y germanio (Ge) que han sido utilizados para la creación de los componentes electrónicos como: MOSFET, DIODOS e IGBT's. Comercialmente se hallan diferentes transistores hechos de Si, los cuales resultan baratos pero tienen características que limitan su uso, aunque siguen siendo utilizados con mayor frecuencia debido a la rapidez de adquirirlos y a la variedad de componentes que se puede seleccionar, sin embargo, en recientes años se han desarrollado nuevos componentes fabricados a partir de carburo de silicio (SiC). La utilización de los dispositivos discretos de alto poder preparados con SiC ha revolucionado la industria de la electrónica de potencia brindando mayor eficiencia, confiabilidad y la reducción de costos en los mercados internacionales. En 2001 se dio a conocer el primer dispositivo hecho por este material. Los transistores de SiC (MOSFET, IGBT's) tienen el potencial para revolucionar la industria electrónica, pues tienen una mayor banda prohibida de ruptura (10 veces mayor que el Si), es decir, permiten el paso de mayor tensión entre sus terminales. Son capaces de tener una mayor resistencia a la temperatura, además poseen un intervalo bajo de pérdidas por conmutación y son capaces de aguantar grandes cantidades de corriente (aproximadamente 3 o 4 veces mayor que dispositivos Si y arseniuro de galio).

Los SiC ofrecen una mayor velocidad de conmutación (aproximadamente 1 μ s) comparado con los dispositivos Si, debido a que el dispositivo se satura al doble que el de un Si (siendo esta característica la principal ventaja de los SiC).

Otra ventaja de los dispositivos SiC es la característica de poder operar en ambientes de condiciones extremos, esto se debe a que tienen un mayor ancho de banda, particularmente a altas temperaturas (en teoría arriba de los 600°C). Los cambios en sus características como la temperatura de juntura u otra característica del dispositivo no se presentan en mayor cantidad en los dispositivos SiC. El campo de ruptura es elevado en comparación a los dispositivos de silicio.

Los dispositivos de un inversor en cualquiera de sus topologías generan señales armónicas que pueden dañar o, en el peor de los casos, ocasionar la pérdida total del convertidor, es por ello que la elección de los componentes es de vital importancia. La elección de un inversor depende de características como confiabilidad, factibilidad y uso del inversor, que son características para la elección del dispositivo. Sin embargo, la generación de los armónicos depende del mismo sistema y aunque es producida y en parte solucionada por la topología un factor importante para la disminución o aumento de ellos es la etapa de control.

Lo anterior respecto al material de los dispositivos lleva a realizar las siguientes preguntas: ¿Los transistores de potencia SiC mejoraran la forma de la señal obtenida respecto a los transistores de potencia Si?, ¿En verdad un inversor diseñado con topología HERIC, es mejor respecto a un inversor con topología de puente completo?, ¿Agregar transistores de potencia de SiC a un inversor de topología HERIC y un inversor de puente completo ¿mejora la forma de onda de la señal?

Se construyó un inversor de topología HERIC, el cual presenta un diseño eficiente y confiable. Se construyeron dos inversores, uno con componentes de Si y otro con componentes de SiC, además, se caracterizaron e identificaron las diferencias que existen entre ellos.

1.6 Hipótesis

La topología HERIC en comparación con la topología puente completo obtiene una señal PWM óptima, con la menor cantidad de armónicas. Además la construcción de un inversor HERIC con dispositivos de tecnología SiC ayuda a mejorar la señal PWM resultante en contra de un inversor con la misma topología pero manufacturado con dispositivos Si. Ambos sistemas de potencia son alimentados con una fuente de energía renovable.

1.7 Objetivos generales

1. Diseñar y construir dos inversores, uno con topología en puente completo y otro con topología HERIC con componentes de Si, capaz de realizar la conversión de energía de tipo CD a CA con frecuencias mayores a 20 kHz, con una potencia de entrada de 280 W.
2. Diseñar y construir dos inversores, uno con topología en puente completo y otro con topología HERIC con componentes de SiC, capaz de realizar la conversión de energía de tipo CD a CA con frecuencias mayores a 20 kHz, con una potencia de entrada de 280 W.

1.7.1 Objetivos específicos

1. Simular un inversor de puente completo y HERIC.
2. Obtener una señal sinusoidal con la menor cantidad de ruido y picos de tensión.
3. Polarizar los inversores con una fuente de energía renovable (paneles fotovoltaicos).

CAPÍTULO 2

ETAPA DE SIMULACIÓN

Una simulación ayuda a predecir los resultados de una actividad, sin arriesgar los componentes que se requieren y disminuir en tiempo la etapa de construcción. El uso de software que emplea dispositivos de potencia como MOSFETS e IGBT's, además de componentes pasivos de electrónica como resistencias, capacitores y fuentes de poder de CD, permite realizar el simulacro de los inversores, necesario para la predicción de los efectos.

Un inversor se puede diseñar a partir de la Figura 2.1, donde se muestra de ejemplo la conexión de un inversor HERIC con los componentes requeridos para su aplicación. El recuadro amarillo 2.1a) es la fuente renovable de suministro de energía simulada por una fuente CD, el puente H junto con los transistores de potencia a la salida forman el inversor HERIC que se encierra en el recuadro rojo 2.1b), en esta sección se colocará la instrumentación necesaria, que está compuesta por sensores quienes servirán para obtener las gráficas correspondientes y algunos circuitos que ayuden a encender y apagar la conmutación de los transistores MOSFET, incluye el componente necesario para la aplicación del control. En el recuadro verde c) está un filtro de salida que puede llegar a ser desde un solo componente (inductor) o hasta la composición de varios componentes (capacitor, inductor y resistencia). Todo el circuito va antes del elemento de carga aislada o a la red eléctrica d).

Para el presente trabajo se han desarrollado simulaciones para los inversores en medio puente, puente completo y topología HERIC, todas ellas fueron simuladas antes del filtro que se observa en la Figura 2.1c).

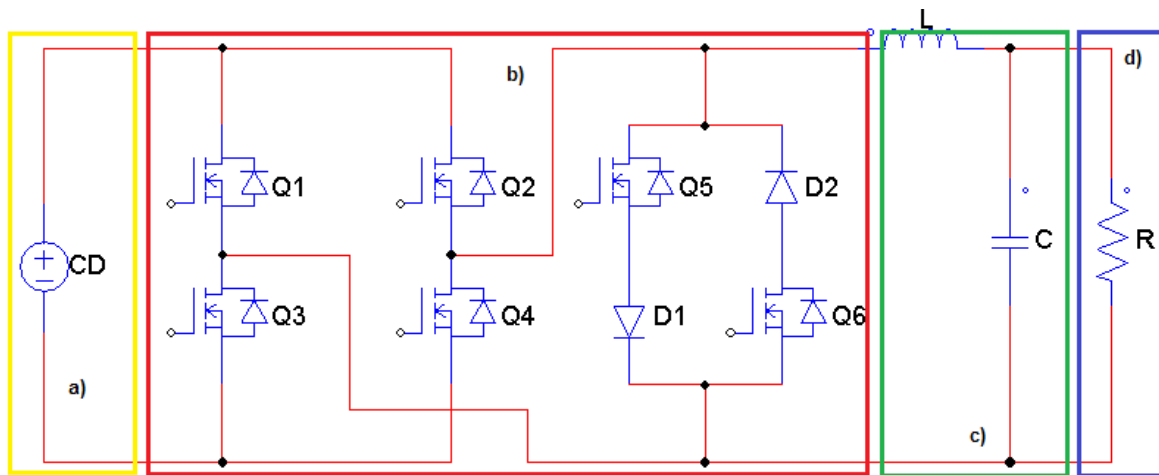


Figura 2.1 Secciones de un inversor. a) Fuente CD, b) Puente H, donde se ubica el controlador, c) Filtro LC y d) la carga aislada o conexión a la red.

2.1 Simulación de los inversores

La simulación de los inversores sirve para estimar y caracterizar a los inversores mediante las gráficas de tensión y corriente a la salida del circuito de potencia. La simulación utiliza transistores MOSFET, diodos y elementos pasivos (resistencias, inductores y capacitores). Primero se presenta la simulación del inversor con topología medio puente, luego la de un inversor de puente completo y finalmente para el inversor de topología HERIC.

2.2 Inversor Medio Puente

Simulación presentada en la Figura 2.2 donde se muestra el diseño antes de la conexión a un filtro. EL PWM se genera al comparar la señal moduladora de 60 Hz con el valor de tensión pico a pico de 1 V, agregando a cada señal un valor de offset de 0.04 V, con el objetivo de alcanzar el tiempo muerto y no cierran al mismo tiempo los transistores de potencia. La forma de onda es sinusoidal y la señal portadora tiene la forma de onda triangular con una frecuencia de 20 kHz y una tensión pico a pico de 2 V. La señal invertida se obtiene colocando de manera inversa las señales y la conexión que sigue al bloque comparador, es decir, la señal moduladora se acopla a la entrada positiva, mientras la señal portadora se conecta a la entrada negativa. Se coloca una fuente CD de 25 V paralelo a dos capacitores con valor de $470\ \mu\text{F}$, dos MOSFET y dos diodos ambos de potencia. Las características que rigen a la simulación son: tiempo de muestreo de $1\ \mu\text{s}$, con un tiempo

total de 0.1 s para la simulación, además se coloca una carga aislada de 42Ω . Esta resistencia permite exigir corriente de la fuente CD y permite observar la potencia que se disipa.

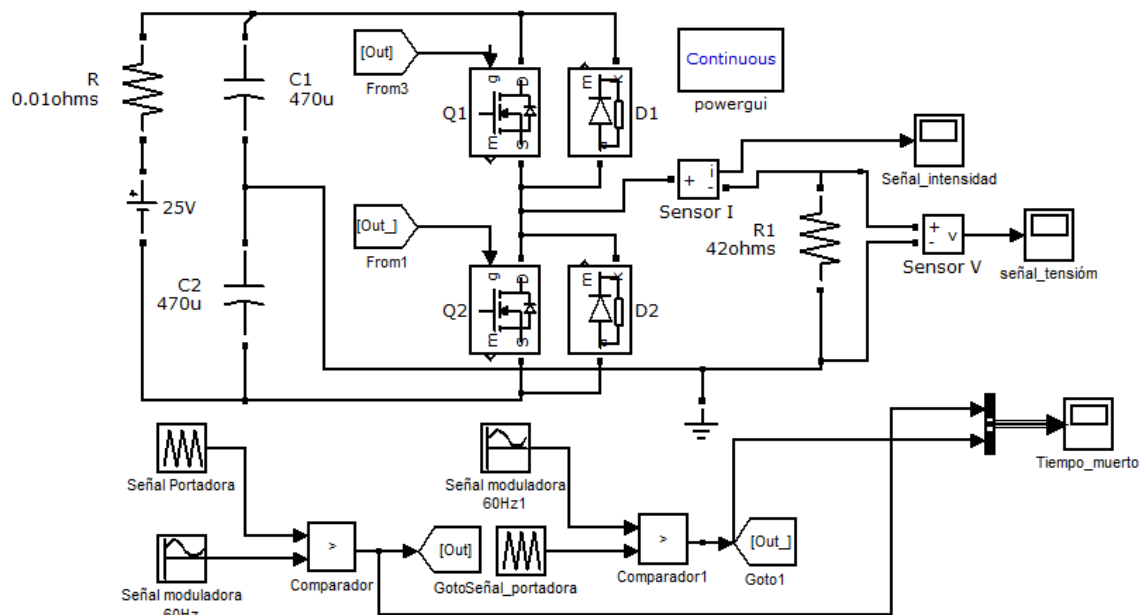


Figura 2.2 Diagrama de simulación de un inversor medio puente.

La Figura 2.2 muestra la conexión del inversor y los sensores requeridos para generar la forma de onda pertinente, los bloques señalados como Q1 y Q2 son los dispositivos de potencia MOSFET, D1 y D2 son diodos de conmutación rápida, el valor de la resistencia R es de 0.01Ω por lo que se considera despreciable. Sin embargo, la simulación requiere esta resistencia debido a que en la realidad los capacitores producen una pequeña oposición a la corriente que proviene de la fuente DC, el bloque “powergui” proporciona los valores mencionados con anterioridad que rigen la simulación.

La Figura 2.3 muestra el resultado de la tensión obtenida en la simulación con respecto al tiempo. Se observa que la tensión de salida no es la proporcionada por la fuente. En cuestión de la intensidad de corriente vemos que mediante la ley de ohm [1] se cumple que:

Por lo que la carga aislada colocada en la simulación con un valor $R1 = 42 \Omega$ y el diferencial de potencial es la mitad de la fuente DC $v = 12.5 \text{ V}$ y sustituyendo en 2) obtenemos:

$$I = \frac{12.5}{42} = 0.00125 \text{ A}$$

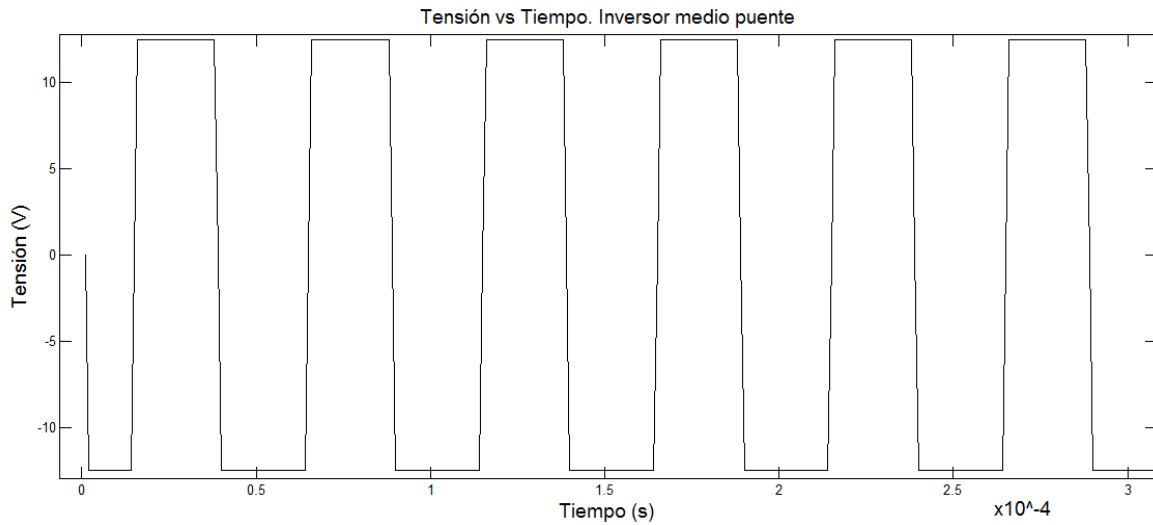


Figura 2.3 Tensión obtenida mediante simulación en un inversor medio puente.

La Figura 2.3 muestra una fracción de la señal obtenida para tensión en el medio puente, el valor pico a pico es de 30 V, esto a pesar de tener una entrada de 25 V. Lo que debe alcanzar 50 V aproximadamente, la frecuencia de conmutación para los MOSFET es de 20 kHz.

La figura 2.4 muestra una fracción de la señal obtenida en intensidad de corriente en el inversor medio puente, el valor no alcanza 0.6A de pico a pico.

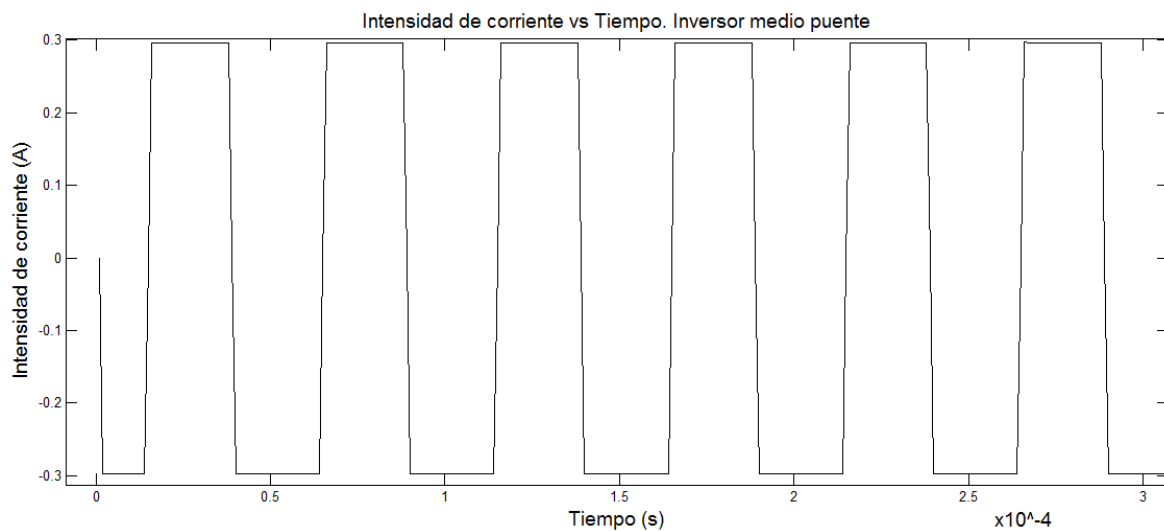


Figura 2.4 Intensidad de corriente mediante simulación en un inversor medio puente.

La Figura 2.5 muestra los armónicos generados por el inversor medio puente, el primer armónica que se genera se encuentra en la frecuencia de 60Hz.

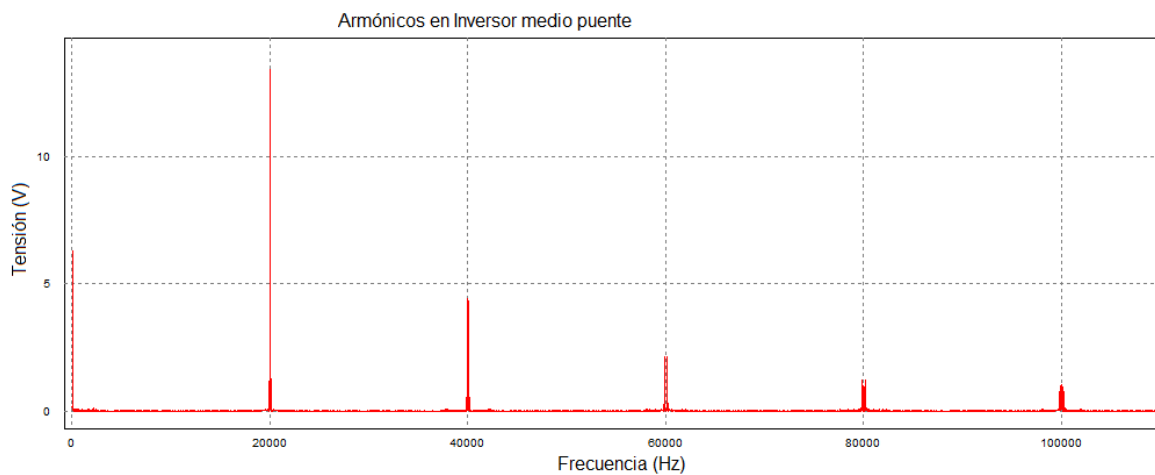


Figura 2.5 Armónicos mediante simulación de un medio puente.

2.3 Inversor Puente Completo

En el esquema de la simulación presentada en la Figura 2.6 se observan los transistores MOSFET como dispositivos de conmutación, diodos de potencia y una resistencia aislada con valor de 10 k Ω , para exigir la corriente necesaria y la fuente CD que tiene el valor de 25 V. En paralelo a la fuente CD se le agrega un capacitor de 470 μ F. La frecuencia de

conmutación se obtiene mediante la comparación de dos señales: una señal moduladora de 60 Hz de forma sinusoidal y tensión pico a pico de 2 V y una señal portadora de forma triangular con valor de tensión pico a pico de 0.2 V y una frecuencia de 20 kHz, frecuencia al cual conmutan los MOSFET. Además se observan los sensores necesarios que indicarán el valor de la intensidad de corriente de las señales generadas. Una condición requerida para este tipo de señales, antes de introducirlas a los transistores de potencia es el uso de la frecuencia conocida como tiempo muerto, que es un tiempo entre señal y señal en donde no existe un tiempo de subida o bajada, la Figura 2.7 muestra una fracción de la señal de salida (Out), la salida invertida (Out_) y la señal del tiempo muerto, en la Figura se observa la comparación que se realiza entre las dos señales (moduladora y portadora) que producen el PWM necesario para la inyección a los transistores de potencia, una resistencia con valor de $0.001\ \Omega$ que puede ser omitida, sin embargo necesaria en la simulación por la resistencia real que ofrecen los dispositivos, sensores de intensidad de corriente y tensión para detectar y mostrar las formas de ondas generadas y un bloque “powergui” que da las condiciones de simulación.

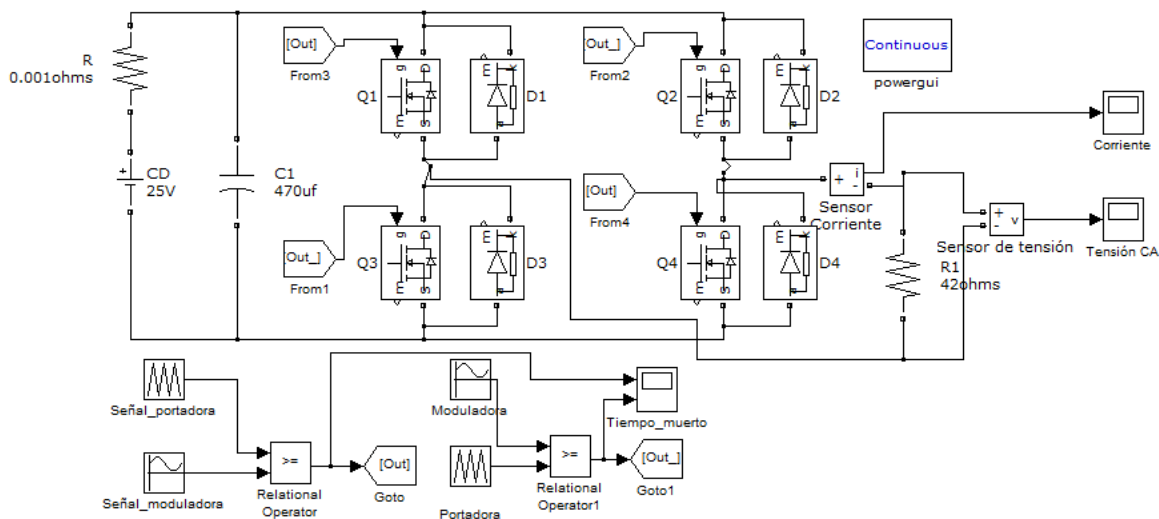


Figura 2.6 Simulación del inversor en puente completo

La Figura 2.8 muestra una fracción de la señal obtenida por el puente completo en la variable de diferencial de potencial. Se observa que la tensión se conserva y se acerca al valor suministrada por la fuente directa (25 V), retomando la ecuación 1.2) y aplicándola obtenemos un valor en corriente de $I = 0.59523\text{ A}$. La Figura 2.9 muestra una fracción de la

intensidad de corriente que cumple con la ecuación 1.2. La Figura 2.10 muestra una fracción de las armónicas generadas en tensión por puente completo, el primer armónico que se halla se encuentra en el valor de 60 Hz. Comparando los valores con el medio puente se concluye que este inversor mejora en resultados en todos los aspectos.

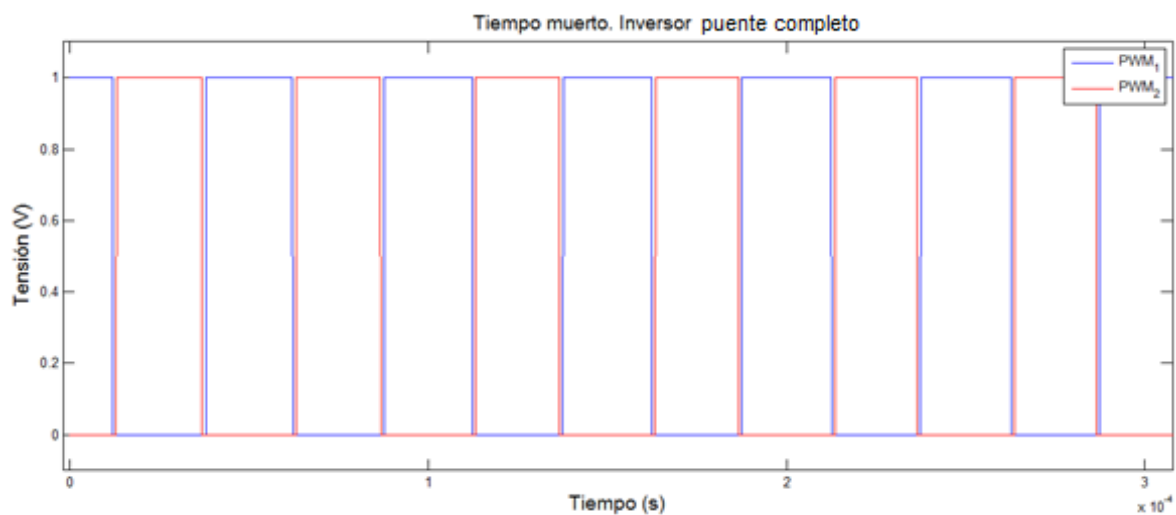


Figura 2.7 BPWM con tiempo muerto.

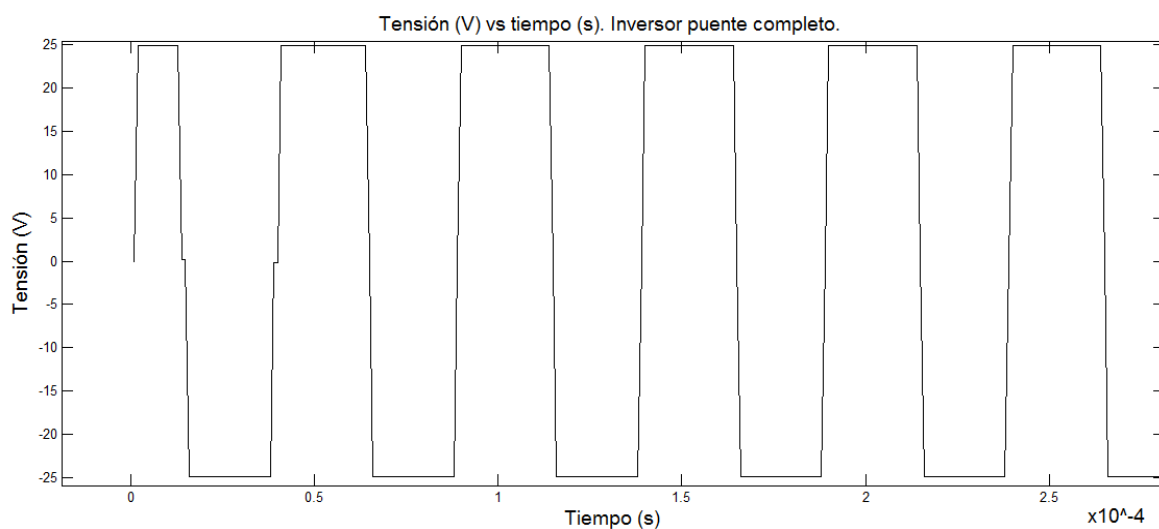


Figura 2.8 Tensión obtenida mediante simulación en un inversor puente completo.

La tensión resultante se aproxima a los 50 V pico a pico, valor que se aproxima a la tensión de fuente que se conecta de manera directa.

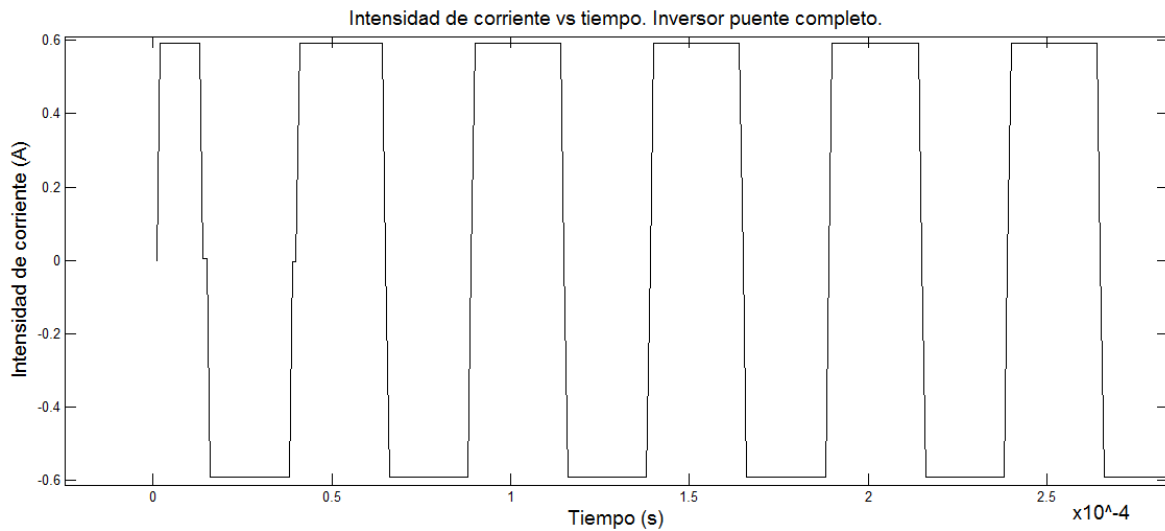


Figura 2.9 Intensidad de corriente obtenida mediante simulación en un inversor puente completo.

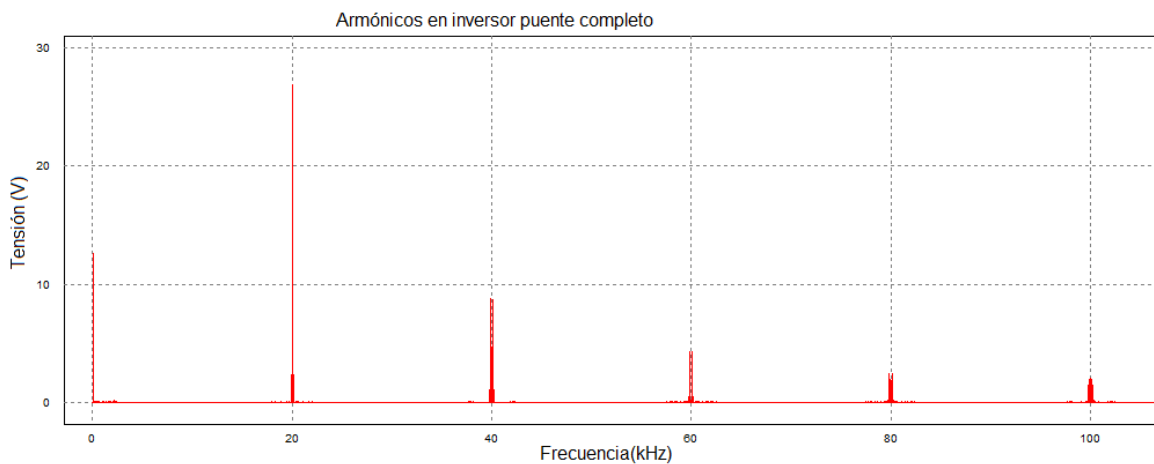


Figura 2.10 Armónicos generados por simulación en un inversor puente completo.

2.4 Inversor HERIC

La simulación del inversor HERIC con transistores MOSFET se observa en la Figura 2.12, para la conmutación del puente H (Q_1 , Q_2 , Q_3 y Q_4), se requiere la generación de una señal PWM, obtenida mediante la comparación de dos señales, una señal sinusoidal de 60 Hz y un amplitud total de 1 V (señal moduladora), con una frecuencia de 20 kHz en una señal triangular de amplitud 0.02 V, quien es la señal portadora, ambas señales son introducidas

a un bloque comparador, la señal generada es un PWM modulado que se suministra a los MOSFET Q_1 y Q_4 , mientras el PWM negado se suministra a los MOSFET Q_2 y Q_3 al igual que en el inversor anterior (puente completo), la señal negada se genera al introducir ambas señales de manera inversa, es decir, la portadora se introduce a la entrada positiva del cuadro comparador, mientras que la moduladora se introduce a la entrada negativa. Las características de simulación son una frecuencia de muestreo de $1\mu s$ con un tiempo total de muestra de $0.5s$. Para realizar la conmutación en los MOSFET ubicados en la salida del puente H se realiza una detección del tiempo muerto, es decir, el momento en la que las señales de moduladora y portadora hacen que la señal de salida sea cero. Para lograr esta comparación se hace uso de una compuerta lógica negada conocida como NOR, la cual tiene una tabla de verdad como la que se muestra a continuación.

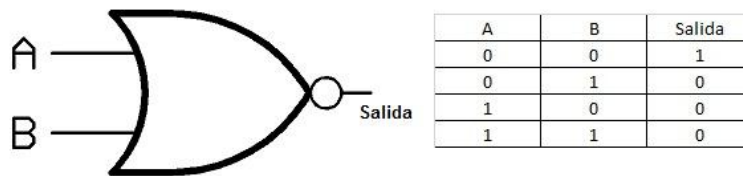


Figura 2.11 Compuerta lógica NOR y su tabla de verdad.

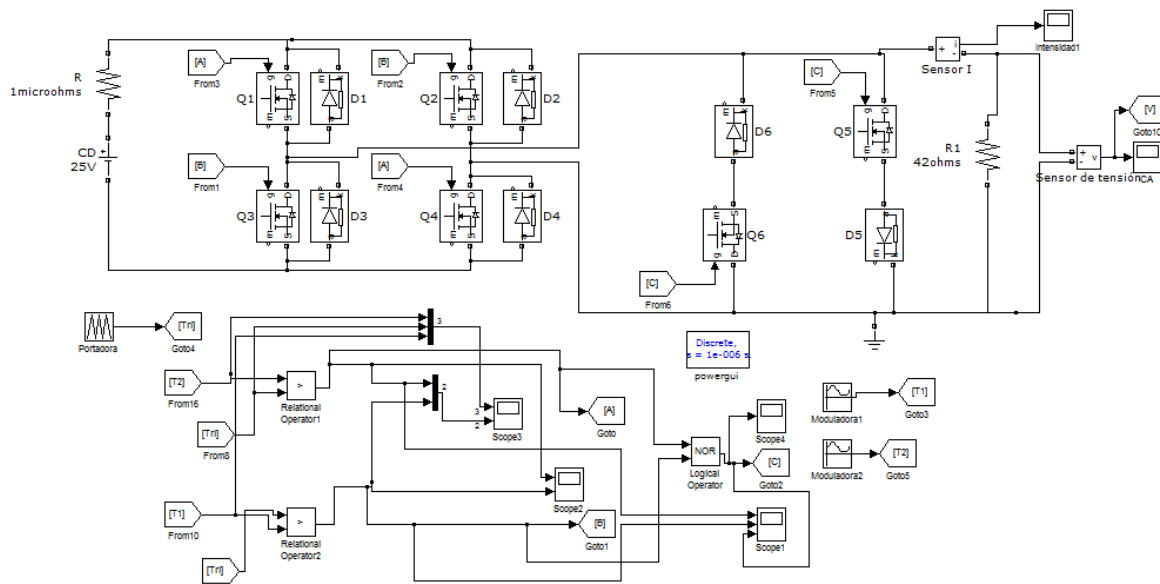


Figura 2.12 Diagrama de simulación de un inversor HERIC.

Una fracción de la señal de tensión obtenida mediante la simulación se puede observar en la Figura 2.13, donde la tensión generada tiene un valor aproximado de 50 V pico a pico.

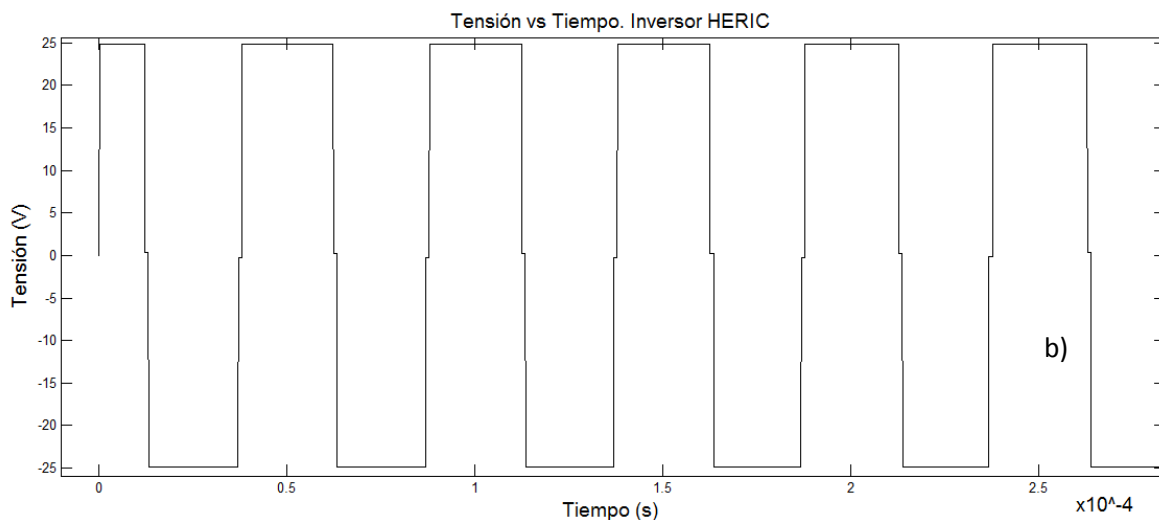


Figura 2.13 Tensión obtenida mediante simulación en un inversor HERIC.

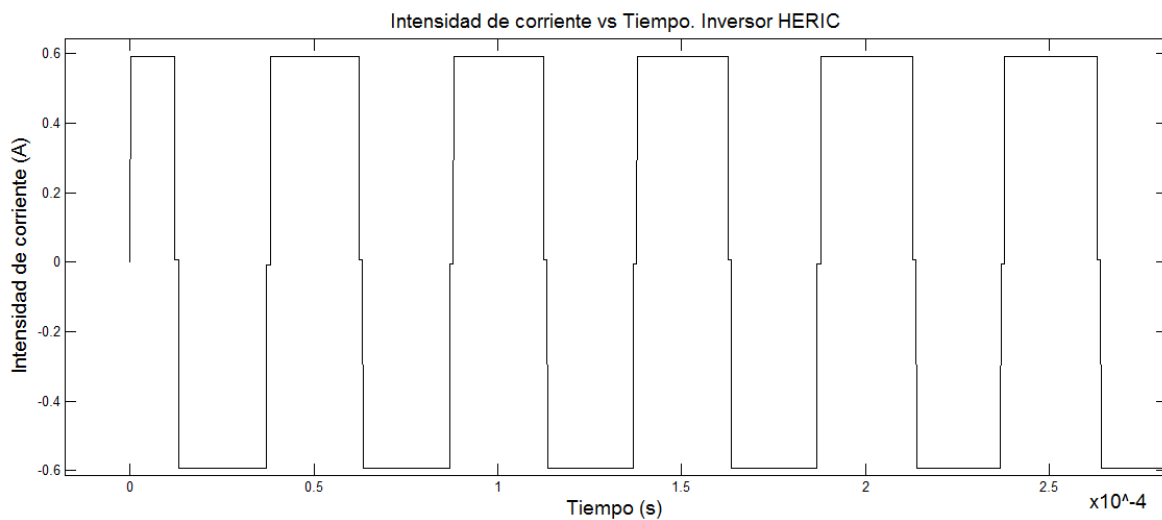


Figura 2.14 Intensidad de corriente obtenida mediante simulación en un inversor HERIC.

Haciendo uso de la ecuación 1.2 y aplicando los valores de tensión y resistencia de carga igual a 42Ω se debe llegar a tener un valor de intensidad de corriente igual 0.5952 A, en la figura 2.14 se tiene una fracción de la señal en intensidad de corriente que al observar cumple con el valor alcanzado por la ecuación 1.2.

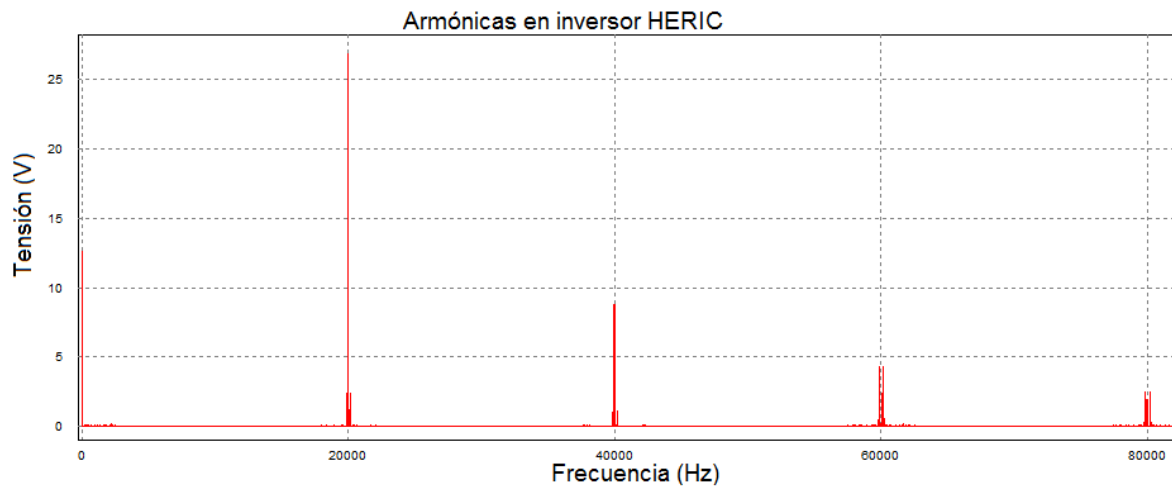


Figura 2.15 Las armónicas en HERIC.

Finalmente en la Figura 2.15 observamos los armónicos obtenidos en tensión de una topología HERIC, el primer armónico se halla en una frecuencia de 60Hz, pues la primera señal que se observa en la gráfica se ubica cerca del origen.

CAPÍTULO 3 METODOLOGÍA

3.1 Diseño y construcción de un inversor de topología HERIC con su instrumentación.

Para el diseño de un inversor se requiere el cálculo de la intensidad de corriente y tensión de salida que se desea transferir, para el presente trabajo el valor de tensión es de 50 V pico a pico lo cual sería el valor ideal con una entrada de DC de 25 V, la potencia máxima tuvo un valor de 280 W. Para la construcción de este convertidor de potencia se utilizaron circuitos auxiliares de medición, elementos como resistencias y filtros para acondicionar la señal generada y circuitos que fueron requeridos para la implementación del convertidor, conocidos como circuitos de disparo. Para su construcción se emplean semiconductores de tecnología basadas en los materiales de Si y SiC, un microcontrolador capaz de generar las señales PWM requeridas para el trabajo. Para el presente trabajo se eligió el MOSFET IR640 que es de tecnología Si, capaz de trabajar altas señales de tensión e intensidad de corriente (200 V y 18 A), para su accionamiento el valor de tensión tuvo un intervalo entre 0 a 20 V. Para el inversor basado en materiales de SiC se eligió el MOSFET modelo CMF10120D que se asemeja en características al IRF640 (Para conocer las características de ambos componentes ver anexos 7 y 8). Ambos componentes requirieron de un circuito de disparo (conocido como driver) que fuera capaz de mantener al MOSFET en modo saturación, esto fue con el objetivo de establecer al dispositivo de potencia en modo de conmutación [6].

Para la lectura de la intensidad de corriente que se realiza al inversor se añadieron dos sensores que miden esta variable. Fueron situados en sitios estratégicos para determinar la cantidad de corriente que consume el inversor.

3.2 Inversor

El inversor se diseñó de tal manera que se puedan diferenciar las arquitecturas de inversor de tipo puente completo con respecto al inversor HERIC. Además, que se pueda medir la intensidad de corriente de salida de cada uno de los inversores. Para el diseño del inversor se tomó en cuenta la intensidad de corriente y el diferencial de potencial que fueron suministrados. Para, efectos de prueba se tomó como valor inicial una cantidad de 32 V con una intensidad de 3 A (Cantidad que ofrece una fuente CD seleccionada para pruebas). La

elección de estos valores surgió debido a las pruebas del inversor fabricado con ambos materiales (Si y SiC). Como segunda fase se probaron los inversores conectados a paneles fotovoltaicos que ofrecen en su conjunto un valor de salida de 32 V con una intensidad de corriente de 9 A. Al obtener los valores de tensión y de intensidad de corriente se pudo hallar la potencia que ofrecen las fuentes. La ley de Ohm establece que la intensidad de corriente es igual a la tensión en relación a la resistencia del paso de la corriente.

$$I = V/R \quad (3.1)$$

donde:

I = Intensidad de corriente (A)

V = Tensión (V)

R = Resistencia (Ω)

Despejando V de la ecuación 3.1 se obtiene:

$$V = IR \quad (3.2)$$

Sustituyendo 3.2 en 1.2, obtenemos

$$P = I^2R \quad (3.3)$$

A partir de la ecuación 3.3, se pudo calcular que la potencia que ofrecen los paneles fotovoltaicos fue de 280 W, valor que da la pauta sobre el grosor y longitud de las pistas que deben tener ambos inversores. La carga situada a la salida del inversor tiene un valor de 42 Ω y puede soportar 250 W, por lo que en base a la norma IPC-2221 (ver anexo 14) y a que los valores de temperatura entre 25 a 80 °C (intervalo de temperatura que alcanza la resistencia de carga), valores obtenidos mediante pruebas sobre la resistencia mencionada. Los valores nos arrojó un resultado de capa externa en el circuito de 2.33mm de grosor para ambos inversores.

La Figura 3.1 muestra la arquitectura del inversor HERIC. Este diagrama incluye un filtro L y la resistencia de prueba con el valor de 42 Ω . El valor de L fue probado con 3 diferentes inductores.

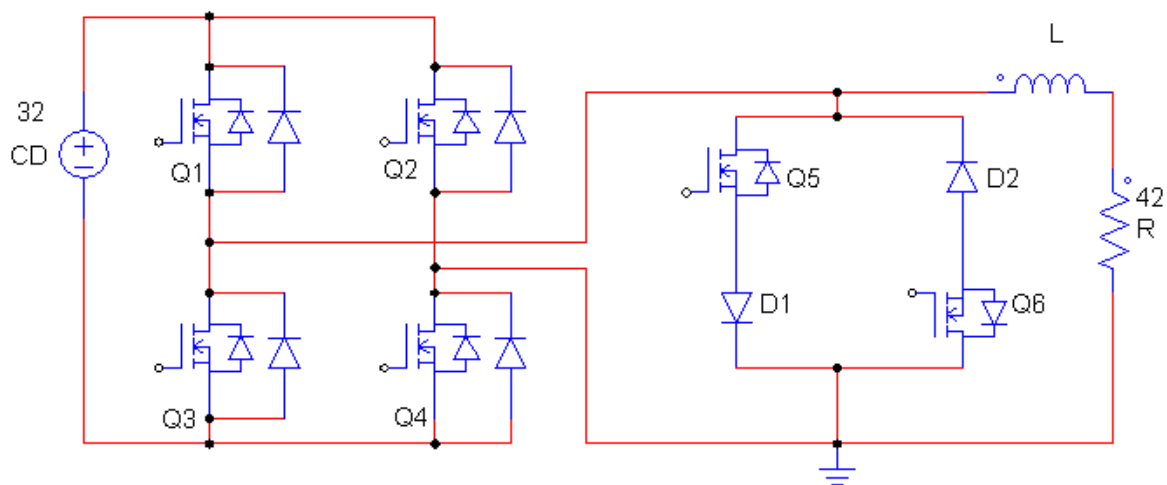


Figura 3.1 Inversor HERIC con un filtro L y una resistencia de prueba igual a 42 Ω .

Como se mencionó con anterioridad (sección 1.2) Q5 y Q6 son activados con la frecuencia que se genera cuando aparece el tiempo muerto de la señal BPWM que se introduce a los MOSFET que forman el puente completo, lo que implica que la sección HERIC se cierra al mismo tiempo lo que podría parecer que entra es un estado de cortocircuito, sin embargo, esto no sucede así puesto que en serie con los MOSFET Q5 y Q6 se encuentran dos diodos (D1 y D2) que permiten o no pasar la intensidad de corriente que circula entre sus terminales, actuando como un circuito abierto. Lo anterior señala que el inversor funciona de la siguiente manera: Q1 y Q4 se activan al momento lo que provoca que la intensidad de corriente que circula se dirija a la etapa HERIC, cuando la intensidad de corriente llegue al diodo D2, éste no permitirá que pase, caso contrario al momento que pase por D1. De manera inversa cuando Q2 y Q3 se activan, la intensidad de corriente se dirige a la etapa HERIC provocando que el diodo D2 conduzca en ese momento y D1 no permita el paso [2].

3.2.1 Inversor Si

El diagrama a seguir para la creación del inversor se basa en la Figura 3.1, los valores obtenidos en el ancho de pista se muestra en la Figura 3.2 la cual muestra el diseño del circuito obtenido por un programa computacional. La sección encerrada en un recuadro verde señala al inversor en puente completo, mientras la sección encerrada en un cuadro amarillo nos muestra el complemento del primer inversor, generando un inversor tipo HERIC, el tamaño de pistas corresponde a una dimensión total de 2.5 mm, los puntos 1 y

2 muestran el lugar donde se colocará la conexión del sensor de intensidad de corriente, 3 y 4 muestran la localización del segundo sensor. A y B señalan donde se debe colocar la fuente CD de entrada y finalmente C y D señala los puntos donde se obtiene la señal de salida.

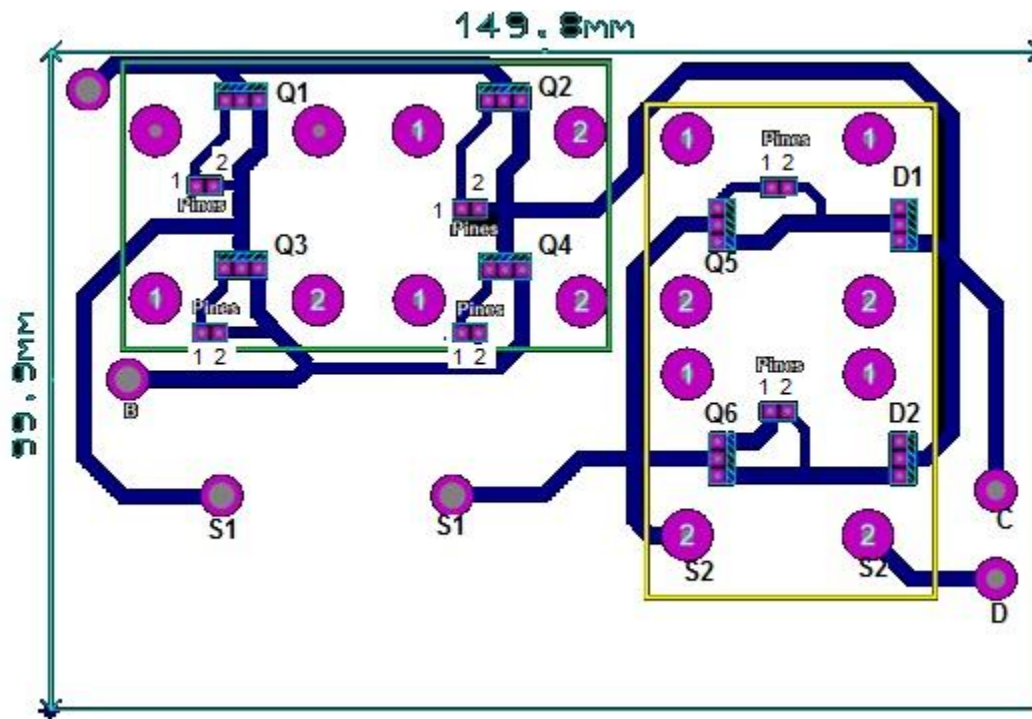


Figura 3.2 Diagrama del diseño del Inversor diseñado a partir de la tecnología Si. Lado visto desde abajo.

En ambas secciones sobresalen pequeñas conexiones denominadas con el nombre de pines. En la sección del inversor en puente completo (recuadro verde), los pines marcados con el número 1, que se hallan cuatro veces, representan la entrada positiva del PWM. Los pines marcados con el número 2, corresponden a las entradas de referencia a tierra de la señal PWM, las cuales son las señales que provienen del driver VO3120. La sección de complemento (recuadro amarillo), tiene varios pares de pines donde, en el par superior, el pin derecho es la entrada de la señal PWM, mientras el pin izquierdo es la entrada de referencia o “tierra”, en el par de pines inferior el izquierdo es la entrada de la señal PWM mientras el izquierdo es el de referencia o “tierra”, ambas conexiones provienen de drivers VO3120. Se debe verificar si los dispositivos de potencia requieren el uso de un disipador, para ello se tiene:

$$T_{J-est} = (P)(R_{TH-JA}) + T_a \quad (3.4)$$

donde:

T_{J-est} = Temperatura máxima de la unión estimada (°C)

P = Potencia (W)

R_{TH-JA} = Resistencia térmica entre la unión y el aire circundante (°C/W)

T_a = Temperatura ambiente (°C)

La ecuación 3.4 muestra que, si se requiere un disipador, resolviendo para la potencia de 288 W que podrá soportar la placa fenólica, una temperatura ambiente de 35 °C y la resistencia térmica entre la unión y el aire circundante, dato que se halla de la hoja de datos con un valor de 62 °C/W (anexo 7), resulta que T_{J-est} tiene un valor de 17891 °C, como T_{J-est} es mayor a la T_J máxima de 155 °C, entonces fue necesario colocar el disipador. Para seleccionar el disipador se debe contar con los datos anteriores y sumar la resistencia térmica desde la unión a la capsula (R_{TH-JC}), hallando la resistencia térmica entre el disipador y el aire, para ello se utilizó la siguiente ecuación:

$$R_{TH-amb} = \frac{T_J - T_a}{P} - R_{TH-JC} + R_{TH-CD} \quad (3.5)$$

donde:

R_{TH-amb} = Resistencia térmica entre el disipador y el aire (°C/W)

T_J = Temperatura de la unión (°C)

T_a = Temperatura ambiente (°C)

P = Potencia (W)

R_{TH-JC} = Resistencia térmica de la unión a la capsula (°C/W)

R_{TH-CD} = Resistencia térmica de la capsula al disipador (°C/W)

El valor de R_{TH-CD} generalmente toma el valor entre 1.5 y 2 °C/W, debido al uso de grasa disipadora y mica (ver anexo 14). Resolviendo la ecuación 3.5, donde T_a adquiere un valor de 35 °C, P igual a 288 W y valores obtenidos de la hoja de datos donde T_J es igual a 155 °C, R_{TH-JC} igual a 1 °C/W y al usar un valor de R_{TH-CD} de 1.50 °C/W, se obtiene una R_{TH-amb} de 0.93 °C/W. Por tal el disipador seleccionado fue el HHS-2002 que tiene una

resistencia R_{TH-amb} de 10.4 °C/W, lo cual resulta sobrado al valor resultante, sin embargo, se seleccionó por las pruebas a realizar, ya que los picos de tensión a obtener podrán elevarse a valores altos, aumentando la potencia que requerirá disipar el transistor, además de que es un disipador hecho para la unión con empaquetados del tipo TO220 (tipo del empaquetado que es el IRF640).

Con el uso de una máquina constructora de placas, se perforó la placa fenólica y se maquinaron las pistas con el ancho requerido, tomando en cuenta una separación mayor a 0.8 mm entre cada pista con el fin de evitar arcos eléctricos. Se utilizó un cortador con zanco de 1/8" y con un diámetro de 0.8 mm, una placa de material fenólico con grosor de 0.18 μm y libre de impurezas. Posteriormente se procedió a soldar los componentes, usando la información de la hoja de datos que indica la temperatura necesaria para soldar cada componente. Los dispositivos de potencia requieren de un disipador pues al dejar pasar la intensidad de corriente se eleva la temperatura, pudiendo provocar en algún momento alguna falla. El disipador aumenta el área al dispositivo, favoreciendo que la temperatura se distribuya y el componente se enfríe por mecanismos de conducción o convección. Seleccionar un disipador adecuado se puede obtener a través de una serie de cálculos que se muestran a continuación. La unión del disipador con el MOSFET se hace mediante una tuerca y tornillo con diámetro de 1/8 de pulgada, además se coloca un separador entre ellos.

3.2.2 Inversor SiC

El diagrama a seguir para la creación del inversor se basa en la Figura 3.1 al igual que en el apartado 3.2.1, el ancho de las pistas se obtienen mediante la consulta de la norma IPC-2221. Los valores iniciales fueron enunciados en la sección 3.2, el ancho de pista fue de 2.5 mm. El MOSFET elegido fue el CMF10120D fabricado con SiC. En la Figura 3.3 se muestra el diseño del circuito, encerrado en el círculo amarillo se tiene al inversor en puente completo, Q1, Q2, Q3 y Q4 son los dispositivos de potencia que forman a este inversor y se encuentran conectados a dos pines que sirven para la conexión con el driver VO3120 que transmite la señal PWM proveniente del micro controlador, mientras que el círculo negro muestra el complemento de cuatro dispositivos de potencia, dos MOSFET CMF10120D (Q5 y Q6) conectados en serie a dos diodos de recuperación rápida (D1 y D2) formando un inversor de topología HERIC. Los dispositivos de conmutación reciben la señal PWM a

través de unos pares de pines, los pines con el número 1 son las entradas de la señal del pulso, mientras que los pines numerados con 2 son las entradas de referencia o “tierra”.

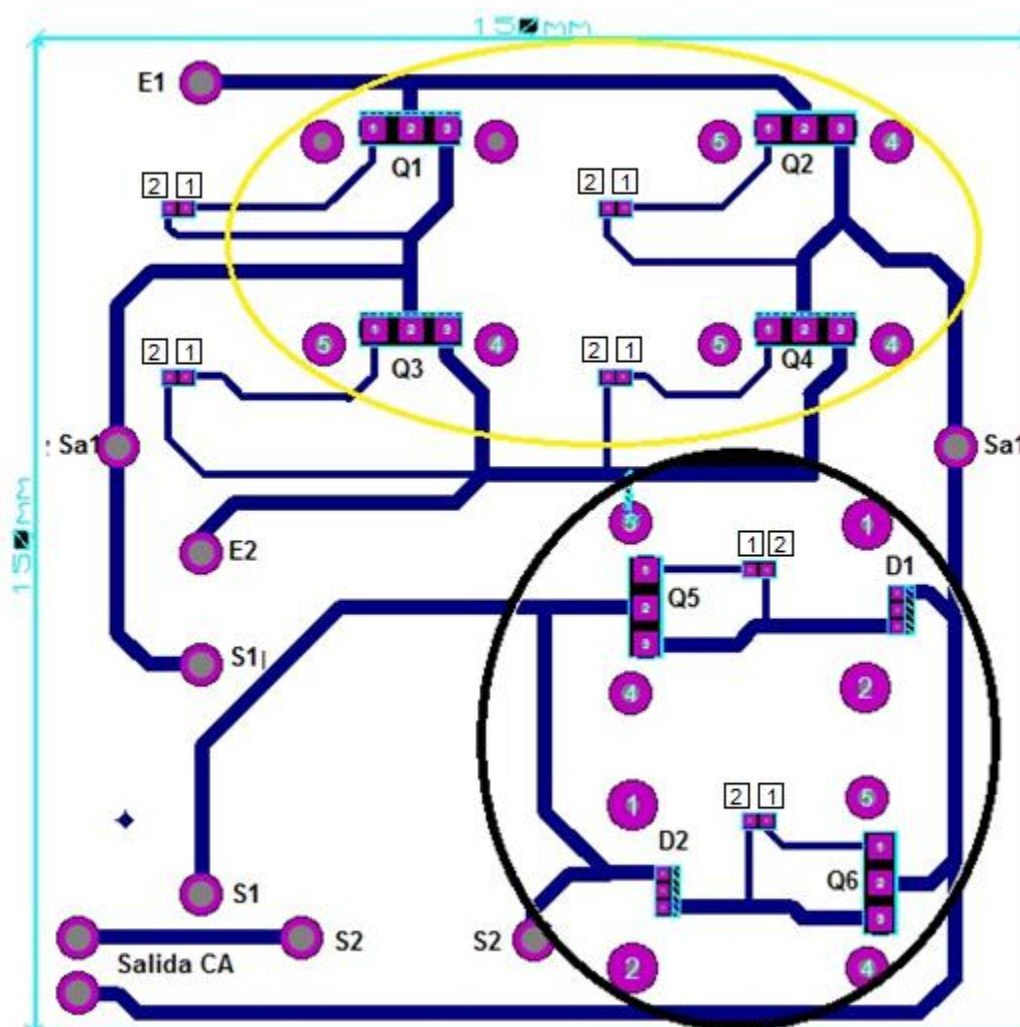


Figura 3.3 Diagrama del diseño del Inversor hecho con tecnología SiC. Lado visto desde abajo.

E1 y E2 son las entradas de la fuente CD para el sistema, el par Sa1 son las conexiones para poder medir la salida en tensión del inversor en puente completo, los pares S1 y S2 son las conexiones de los sensores de intensidad de corriente, el primero para medir la magnitud en el inversor en puente completo y el par S2 para el inversor en HERIC.

Al igual que el inversor diseñado en la sección 3.1.1, las pistas del inversor diseñado con tecnología SiC tienen una separación de 0.8 mm. Se construyó con la ayuda de una

máquina perforadora de placas, se utilizó un cortador con diámetro de 0.8 mm y zanco de 1/8 de pulgada. La dimensión de las perforaciones se puede observar en el anexo 14, las brocas usadas tienen un diámetro de 0.7 mm y 1.1 mm. La selección del disipador se realizó d

e igual manera que en la sección anterior. Primero se verifica si se requiere el uso de un disipador usando la ecuación 3.4 con los siguiente valores: P igual a 280 W, R_{TH-JA} igual a 40 °C/W y una T_a de 35 °C, se obtiene una T_{J-est} con un valor igual de 7035 °C. El valor de T_J del componente MOSFET CMF10120D es fue 135 °C (ver anexo 8), por lo que el valor de la temperatura estimada es mayor al de la hoja de datos por lo que si se requiere de un disipador. La ecuación 3.5 se usa para encontrar la resistencia térmica del aire con el disipador, para valores tomados del anexo 8 donde: T_J es igual 135 °C, T_a es igual a 35 °C, R_{TH-JC} es 0.82 °C/W y R_{TH-CD} de 1.5 °C/W, al resolver la ecuación 3.5 se obtiene que un resultado de R_{TH-amb} igual a 1.03 °C, por lo que el disipador seleccionado fue el HHS-3612 ya que está hecho para una resistencia térmica de 5.9 °C/W que en él pueden colocarse encapsulados TO-247, presentación en la que viene el transistor SiC.

Con la placa perforada se procede a soldar los componentes, para el manejo de los MOSFET de SiC se requiere el uso de una pulsera antiestática, debido a que los componentes son sensibles a dañarse por la estática del cuerpo humano. La unión del MOSFET con el disipador se realizó a través de unos tornillos y tuercas con medida de 1/8 de pulgada, además se colocó un separador entre ellos. La temperatura a la que se soldaron los componentes fue obtenida de sus hojas de datos.

3.3 Circuito de disparo

El optoacoplador VO3120 es un LED acoplado ópticamente a un circuito integrado, con un estado de poder a la salida. Este dispositivo es polarizado con una tensión de 15 a 32 V y una intensidad de corriente con valor de 2.5 mA (anexo 2). Además de que la corriente necesaria para realizar la excitación a su base es pequeña, el optoacoplador tiene en su interior unos transistores que otorgan dos salidas a utilizar, para efectos del trabajo solo se requirió la utilización de una de ellas. El driver está conformado por el optoacoplador y una fuente DC-DC que realiza un aislamiento de tierras entre el dispositivo de entrada (dispositivo que genera la señal PWM) y el mismo optoacoplador. Una característica que

tiene el optoacoplador es que requiere de una tensión total de 15 V para poder activarse, por lo que la señal PWM suministrada obtiene la tensión pico a pico del mismo valor en la salida, este valor se encuentra en el rango de trabajo para la frecuencia de conmutación de ambos MOSFET (MOSFET IRF640 y CMF10120D [anexos 7 y 8]).

El diseño del circuito se basó en las normas IPC-2221(anexo 14), la cual establece medidas para las pistas en donde pasa una corriente, al observar la gráfica correspondiente para la entrada al componente VO3120 en una placa fenólica de 18 μm (ver anexo 2), se obtiene un ancho de pista de aproximadamente 0.985 mm como mínimo, sin embargo, el diseño propuesto tiene un ancho de aproximadamente 1 mm. El diseño incluye un convertidor CD-CD de 5 V a 15 V con número de parte AM1S-0515SZ, el componente VO3120, una conexión de cuatro pines, una conexión de dos pines y una resistencia de 100 Ω , como se puede observar en la Figura 3.4. El convertidor CD-CD obtiene un diferencial de potencial con valor de 5 V suministrado por una fuente externa, para fines del trabajo se plantea usar como fuente el mismo micro controlador, sin embargo, el diseño está hecho para poderse implementar sobre cualquier tipo de fuente de poder. El convertidor CD-CD obtiene la tensión de entrada con valor de 5 V y la eleva a un valor de 15 V, esta señal es introducida por el colector del optoacoplador. La señal tiene la forma PWM, las frecuencias de prueba del PWM serán iguales a 10 y 30 kHz.

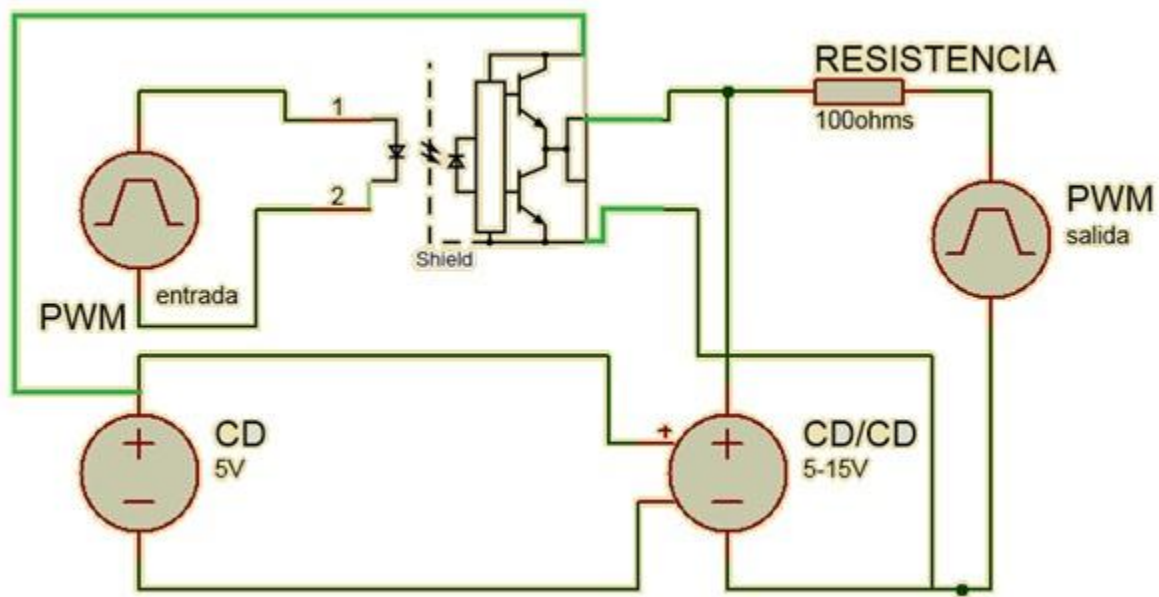


Figura 3.4 Diagrama del circuito de disparo. Contiene al optoacoplador VO3120 y convertidor DC-DC.

El diseño del circuito en CAD se muestra en la Figura 3.5, el ancho de pista es mayor al obtenido por el anexo 10 (1 mm). Los componentes que formaron parte del circuito son: cuatro pines del extremo superior, que representan la entrada de la alimentación del circuito y la entrada del PWM. En el extremo inferior se observan dos pines que indican la salida del PWM ya con una tensión pico a pico de 15V, conservando la frecuencia que tenga en la entrada. El PCB tuvo un largo de 2.5cm y un ancho de 1.4cm. El elemento VO3120 se halla en su empaquetado DIP, el convertidor CD/CD se halla en un empaquetado DIN de ocho pines, la resistencia tiene una longitud de 0.001524 cm.

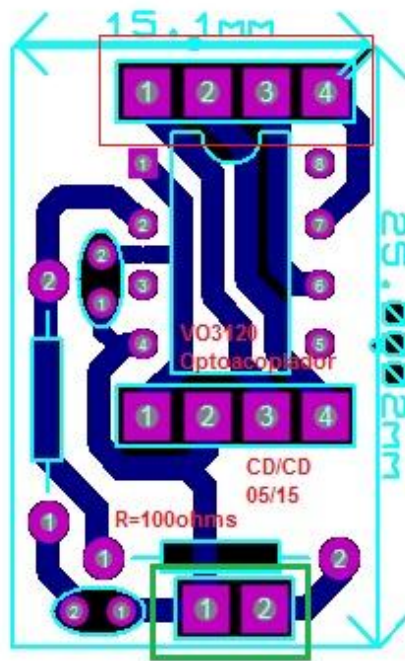


Figura 3.5 Diseño en software del circuito de disparo.

En el circuito de disparo representado en la figura 3.5, el PWM se introduce a través del pin cuatro de entre los pines encerrados en un cuadro rojo, tensión de alimentación y referencia o cero es introducido por 1 y en 2, el microcontrolador suministra el diferencial de potencial de referencia. La señal de salida encerrada en un cuadro verde PWM se ubica en el pin 2 de la parte inferior con la tensión y corriente necesaria para mantener en estado de conmutación al dispositivo de potencia MOSFET. El pin 1 inferior es de referencia o “tierra” de la señal PWM resultante.

3.4 Implementación del PWM

El PWM que se implementó en los componentes de potencia de la simulación fue generado mediante la comparación de dos señales (portadora, que es una señal triangular y moduladora que es la señal sinusoidal). Utilizando un micro controlador es necesario hacer esa misma comparación pero en formato digital. Para la generación de la señal sinusoidal se usó una tabla de números que se crean a partir de la frecuencia a obtener, la frecuencia del PWM con el cual se realizó el cambio sobre los dispositivos de potencia y la frecuencia de reloj con el que micro controlador pueda trabajar, esta última es la razón por la cual se

limita el uso de un micro controlador. Para el presente trabajo el PWM es implementado a través de una tarjeta de desarrollo que contiene una arquitectura de 32 bits y forma parte de un ARM (Advanced RISC Machine, por sus siglas en inglés), tiene bajo consumo de energía y se puede programar vía UART (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter, por sus siglas en inglés). Entre sus herramientas se encuentra la generación del pulso PWM y su manipulación del ciclo del trabajo. La realización de la tabla se crea a partir de la onda sinusoidal y la relación con el periodo que se necesita. Con los datos de la tabla generada se procede a realizar el programa que permita la creación de la señal PWM modulada, al hacer uso del programa se utiliza una herramienta digital conocida como intercepción que actúa como la señal portadora y realiza la comparación de la tabla creada (ver anexo 12).

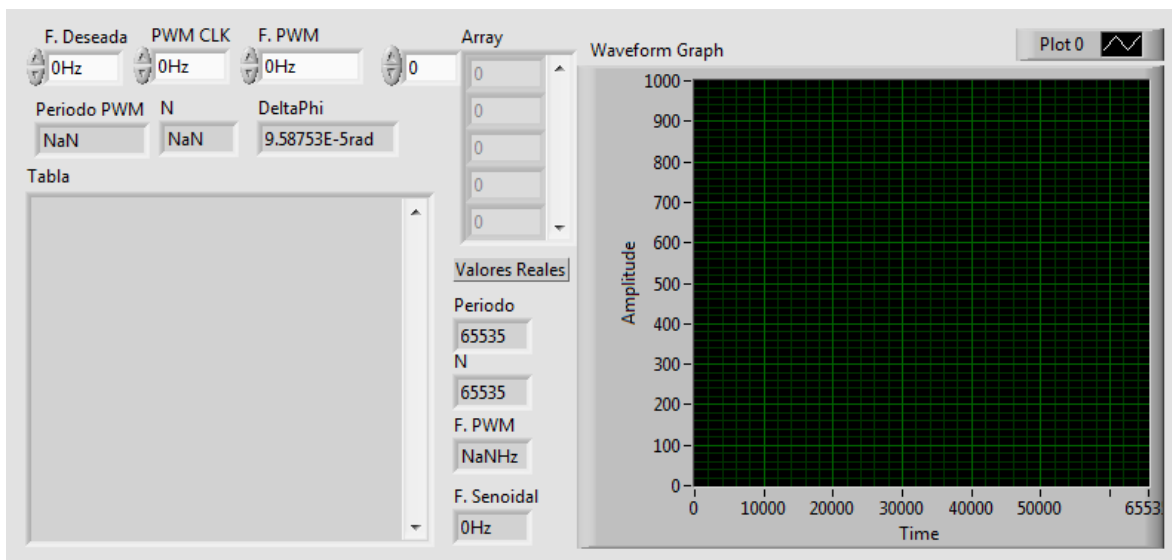


Figura 3.6 Interfaz del programa para generar la tabla que contiene la onda sinusoidal.

3.5 Sensor de intensidad de corriente.

El sensor seleccionado para determinar el valor de la variable eléctrica es el dispositivo ACS758 ECB-200B, por las características que tiene es capaz de medir altos valores de intensidad de corriente, la máxima cantidad que soporta es de 200 A (anexo 4). Para su polarización requiere de un valor entre 3 a 5.5 V. Es un dispositivo bidireccional (no requiere polaridad en las entradas) y la salida es dada en diferencial de potencial, para su lectura solo se requiere el uso de un convertidor Analogic Digital Converter (ADC) o convertido

analógico-digital. En la Figura 3.7 se observa el circuito para la construcción del mismo, VCC es la alimentación positiva, GND la alimentación negativa, VIOU_T la tensión de salida antes del filtro, V_{OUT} es la salida de tensión después del filtro. El ACS758 es un dispositivo en un empaque CB-5, además se requieren de dos capacitores y una resistencia para seguir el esquema, C_F y R_F obtienen valores de 0.01 μf y 100 Ω consecutivamente. Los valores son asignados dependiendo de la acción que realizará el sensor, C_F y R_F hacen un filtro pasabajas, que deja pasar rangos de señales por debajo de un valor seleccionado, el cual permite atenuar valores donde existan picos de corriente altos, sin embargo, para la aplicación de esta tesis, se requiere observar estos picos por lo que es necesario un filtro pasabajas con rangos mayores a la frecuencia moduladora para no atenuar los picos de corriente que se observará, es por eso que si seguimos la ecuación de un filtro pasabajas

$$f = 1/C_F R_F \quad (3.6)$$

donde

C_F = Capacitancia requerida para la frecuencia de corte (f)

R_F = Resistencia para la frecuencia de corte (Ω).

f = Frecuencia de corte (Hz)

Se asignan valores de 1 MHz y 0.01 μf a la frecuencia de corte y el capacitor consecutivamente y resolviendo la ecuación 3.6 obtenemos un valor de resistencia de 100 Ω .

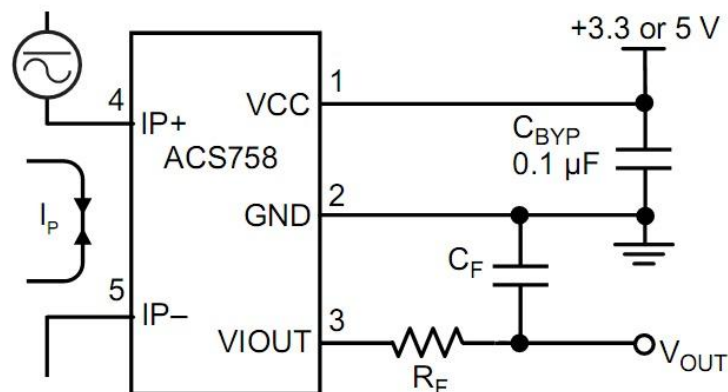


Figura 3.7 Diagrama del sensor ACS758 que integra los componentes requeridos para su diseño, I_p es la intensidad de corriente a probar. (Figura tomada de la hoja de datos).

La resistencia es un bloque con medida de 1.524 mm, las pistas fueron diseñadas con una medida de 127 mm, valor que asegura que la corriente que pasa entre ellas sea seguro. La distancia entre ellas es igual o mayor de 5 mm (dimensiones adquiridas por la norma IPC-D-2221 hallada en el anexo 14), además la placa tiene tres orificios donde se le colocaron pines, dos de ellos son de alimentación y uno de señal de salida.

Los pines A y B en el extremo superior de la placa que se muestra en la Figura 3.8, serán unas pinzas del tipo caimán para hacer sencillo la conexión para su medición. Los pines inferiores fungen para polarizar al sensor (1 y 2) y la señal de salida (3).

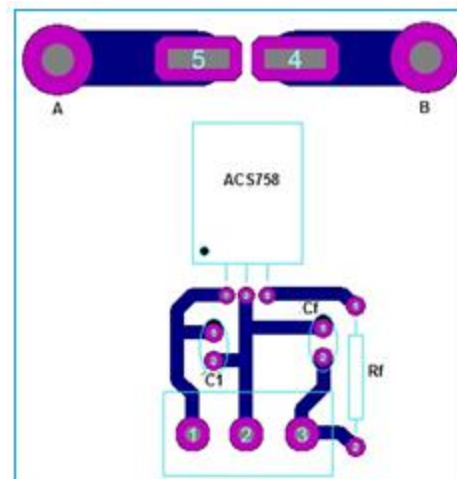


Figura 3.8 Diagrama del sensor de intensidad de corriente diseñado en CAD.

CAPÍTULO 4 RESULTADOS

4.1 Inversor

El resultado de los prototipos luego de su construcción se muestra en las siguientes imágenes. La Figura 4.1 corresponde al inversor manufacturado con materiales de tecnología Si, en la imagen 4.1A se observan dos recuadros que señalan un tipo de inversor para su experimento, el cuadro verde muestra al inversor en puente completo, mientras el cuadro amarillo muestra al inversor HERIC, A y B son las entradas de la fuente CD, el par S1 es la conexión del sensor de intensidad de corriente, el par s2 es la localización del segundo sensor utilizado y, finalmente, CA representa el lugar donde se obtiene la señal de salida en CA.

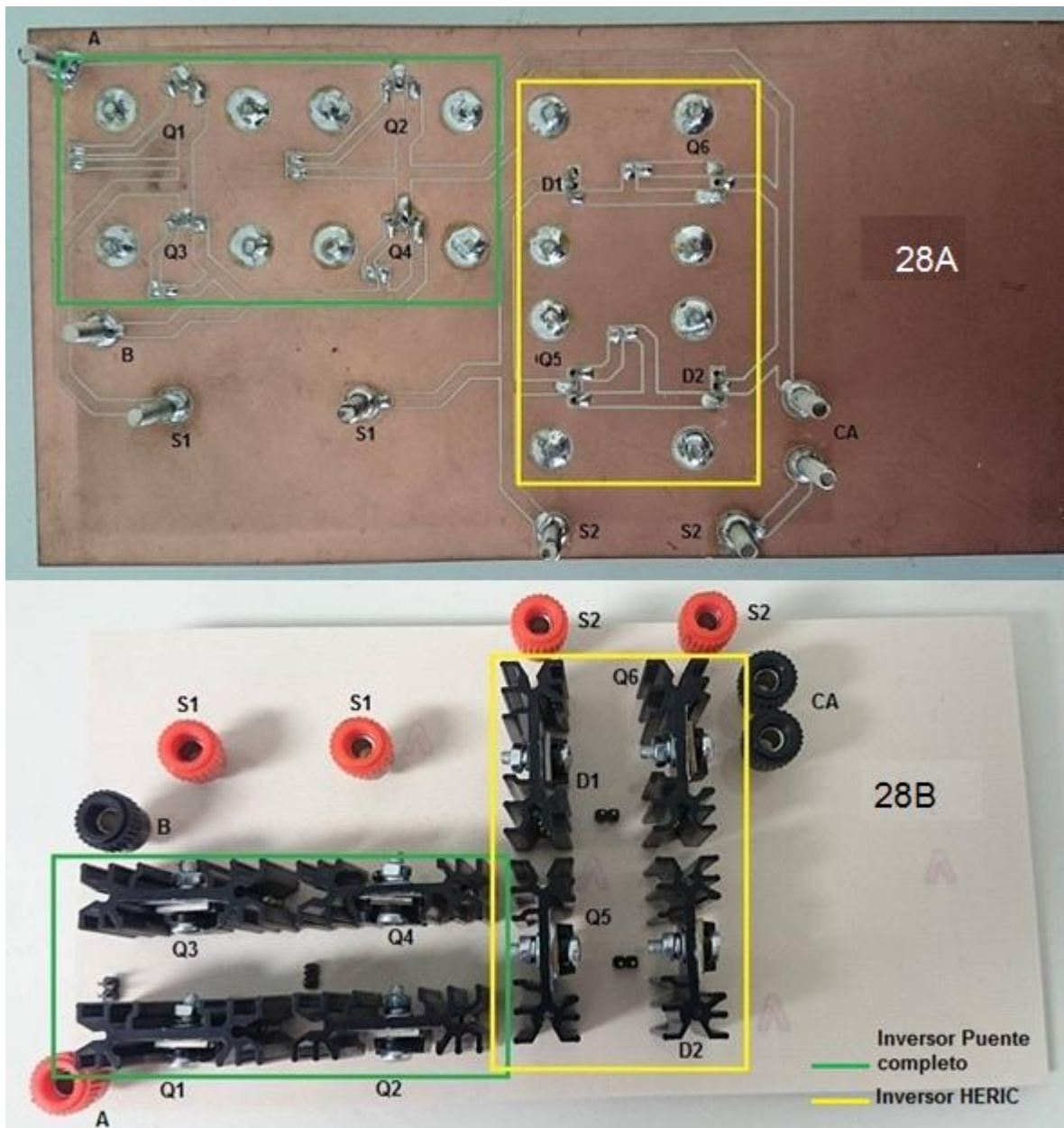


Figura 4.1 Inversor construido con tecnología Si. 4.1A muestra el diseño desde la vista de abajo. 4.1B muestra el diseño de la vista hacia arriba

La Figura 4.2 muestra al prototipo realizado con materiales SiC, la ubicación del inversor en puente completo se encuentra encerrado por un cuadro rojo y el inversor en puente HERIC por el cuadro amarillo, A y B son la entrada de la fuente CD, el par S1 es la conexión del sensor de intensidad de corriente, el par s2 es la localización del segundo sensor utilizado. El par V1 son las conexiones para medir tensión a la salida del inversor en puente

completo y finalmente CA representa el lugar donde se obtiene la señal de salida en CA. Las dimensiones totales de la placa son de 150 mm por 150 mm.

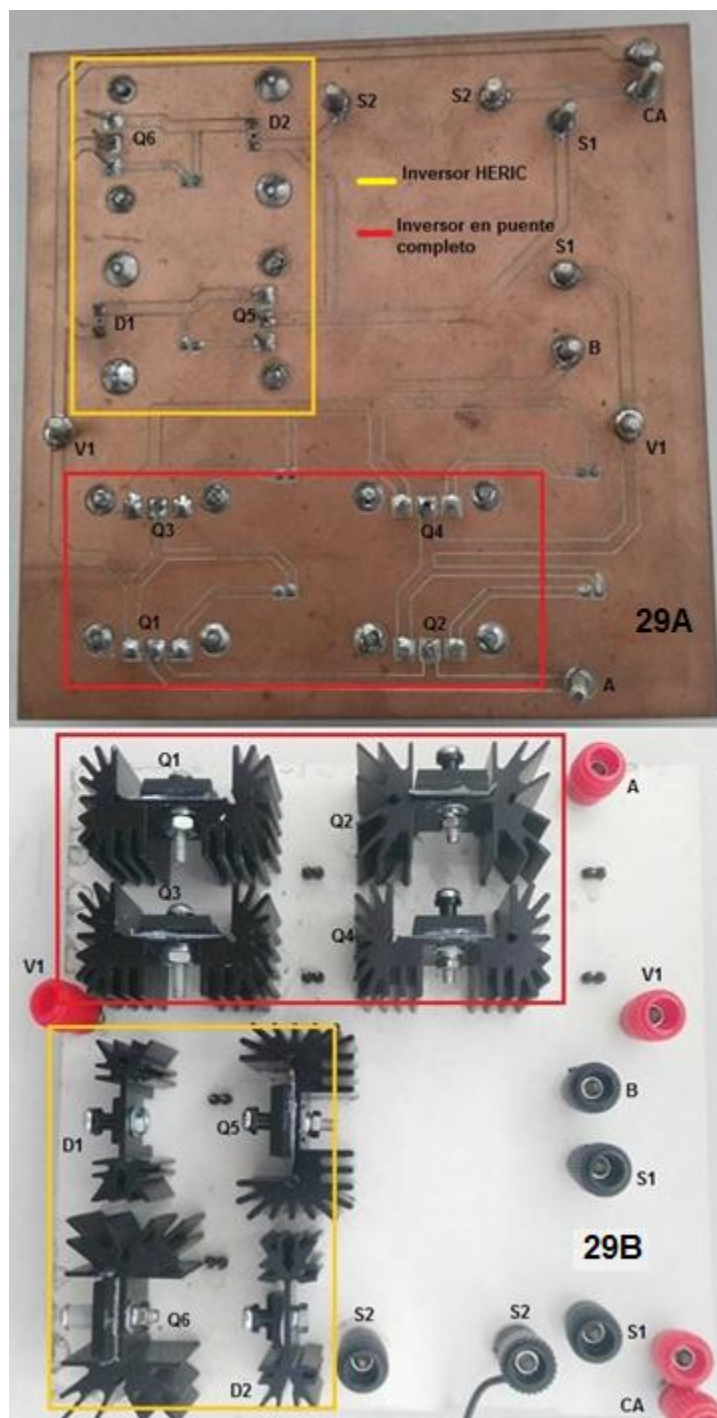


Figura 4.2 Prototipo del inversor hecho con dispositivos de tecnología SiC. 4.2A. vista desde abajo y 4.2B vista desde arriba

4.2 Circuito de disparo

El circuito fue manufacturado mediante una máquina PCB. Se utilizó un cortador con diámetro de 0.5mm y zanco de 1/8" y una placa fenólica con dieciocho micras de espesor. En la máquina se realizó todo la manufactura (agujeros y rayado) para posteriormente poder soldar los componentes a las temperaturas proporcionadas por las hojas de datos (anexo 2). El resultado se muestra en la Figura 4.3. Los pines inferiores se encuentran numerados, cada número indica lo siguiente:

- 1.- Entrada de la fuente CD de 5V
- 2.- Referencia o de la fuente CD de 5V.
- 3.- Referencia de la señal PWM modulada.
- 4.- Señal PWM modulada.

En la parte superior se observan dos pines de señal de salida, cada número indica:

- 1.- Referencia de salida de la señal PWM
- 2.- Señal de salida de la señal PWM

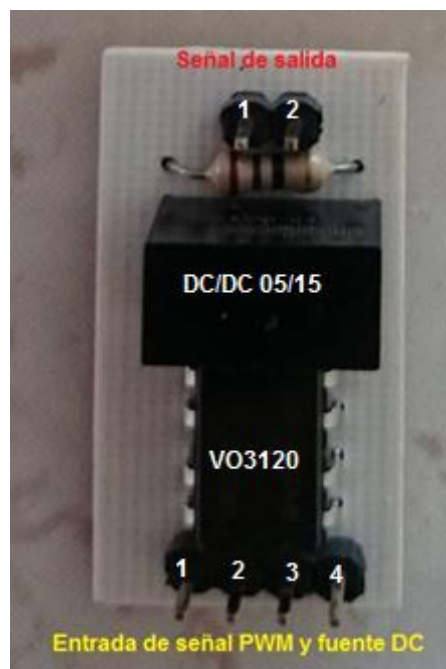


Figura 4.3 Circuito de disparo VO3120.

4.3 Implementación de la señal PWM

La señal modulada de ancho de pulso (PWM) se obtiene a través de una tabla de valores, generada mediante un programa computacional, el resultado es la generación de una PWM y la misma señal pero invertida. La interfaz para el programa y obtener la tabla para generar las señales es presentado en el anexo 12.

Luego de introducir las señales obtenidas mediante el programa al circuito disparador se obtiene la señal PWM modulada con un valor de tensión de 15 V. La Figura 4.4 muestra una fracción de las dos señales que contiene el PWM modulado y su negado formando el BPWM. La frecuencia es de 12 kHz. Se observa cómo que las dos señales se encuentran en un tiempo en modo activo o alto de 15 V y, en otro momento, en modo apagado o bajo 0 V. En la Figura 4.5 se muestra el tiempo muerto que se halla entre ambas señales, como se observa en la imagen en la sección derecha encerrada por un cuadro rojo con un valor de Δt es igual a 64ns que es el valor del tiempo muerto, lo suficiente para no tener un corto entre los transistores de potencia que se encuentran en la rama de cada inversor.

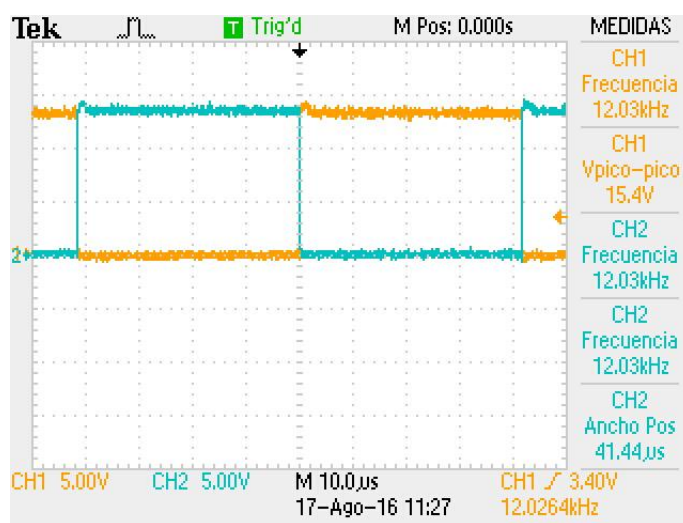


Figura 4.4 Señal obtenida luego de pasar por el driver, donde se ve a ambas señales de manera inversa. En el eje x se representa el tiempo en μs , el eje y la tensión en V.

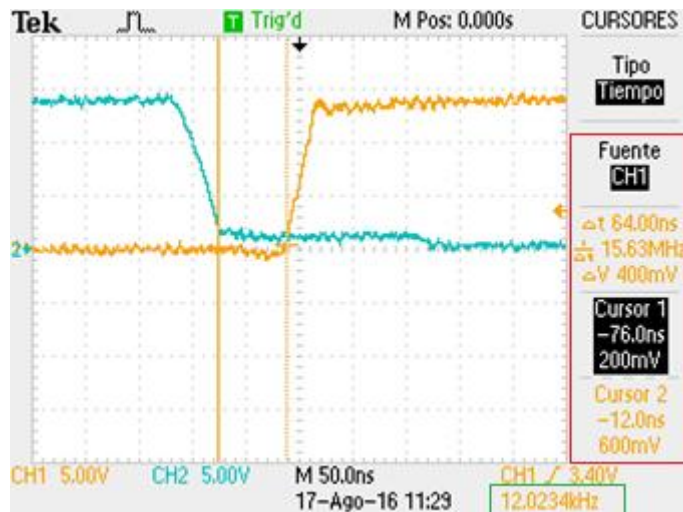


Figura 4.5 Señal de tiempo muerto entre cada señal BPWM. El tiempo está representado en el eje x y el nivel de tensión en el eje y.

4.4 Sensor de intensidad de corriente

El sensor de intensidad de corriente se muestra en la Figura 4.6. Se puede observar el componente ACS758-200B, en complemento con un filtro formado con una resistencia y un capacitor, los valores ya fueron dichos con anterioridad (sección 3.4): R_F con un valor de $100\ \Omega$ y C_F de $0.01\ \mu\text{f}$, en la parte inferior se ubican 3 conexiones, cada uno con la siguiente función:

- 1.- Entrada 5V.
- 2.- Señal de salida.
- 3.- Referencia de alimentación o 0V.

La medición se realiza mediante un convertidor digital-analógico (ADC) implementado por un microcontrolador. Para la lectura del sensor el voltaje de salida se mide de 2.5 a 5 V, lo que indica que si la intensidad de corriente que tiene entre sus conexiones es nula, la lectura será de 2.5 V y en caso de tener una intensidad de corriente de 200 A, la lectura del diferencial de potencial que se obtendrá en la señal de salida será de 5 V. Por lo que el valor de salida del dispositivo se halla mediante la ecuación:

$$I_s = \frac{x - 2.5}{0.01} \quad (4.1)$$

donde:

I_s = Intensidad de corriente

x = Valor de la señal de salida

Las medidas del circuito es de 70 mm de largo, esta longitud incluye las puntas del caimán y un ancho de 50 mm.

Los datos se obtienen y grafican en un programa de computadora hecho para este sensor. En la Figura 4.7 se observa el programa con la sección de gráficas y valores resultantes de las operaciones anteriores, donde se observa el valor de cada sensor de intensidad de corriente. Las gráficas se activan al momento de superar o igualar los 2.5 V en la señal de salida, el indicador de intensidad de corriente se activa al tener valores menores a 2.5 V. En la sección localizada en la parte izquierda de la ilustración se muestra el puerto a utilizar y los valores que se van obteniendo por cada sensor. En la sección de las generalidades del programa, mostrada en un polígono rojo en la Figura 4.7, es una sección que indica el orden de los datos para su lectura.

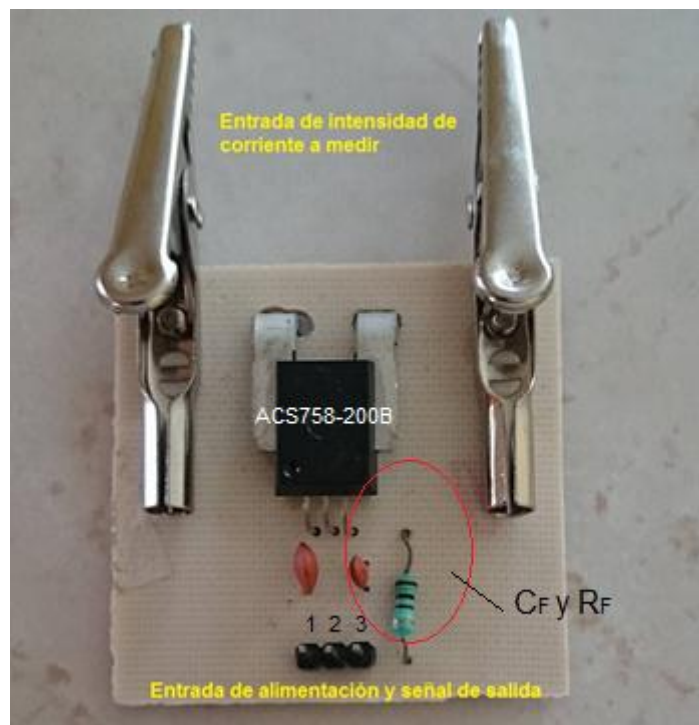


Figura 4.6 Sensor de intensidad de corriente. Donde se observan los elementos que realizan los filtros y el diseño del sensor de corriente.

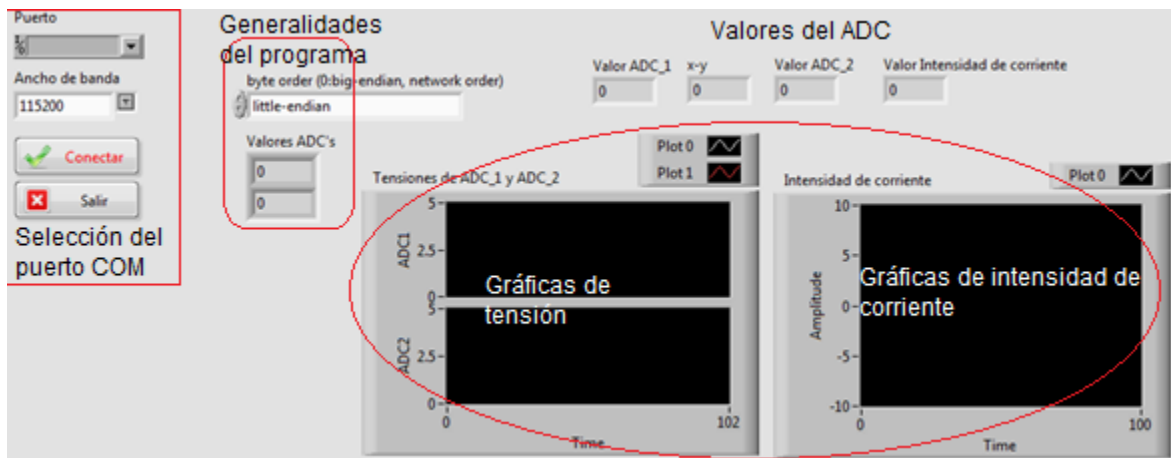


Figura 4.7 Interfaz del programa utilizado para obtener los valores de intensidad de corriente.

4.5 Integración y pruebas de los inversores Si y SiC

La conexión se realizó mediante cables de conexión para los drivers y los dispositivos de potencia mediante los pines antes mencionados (sección 3.3). En la Figura 4.8 se presenta una conexión de muestra de los dispositivos encerrados en un cuadro azul, la posición en la conexión del inversor con los sensores. La figura 4.9 muestra la conexión de los driver y los sensores para realizar las pruebas. Los circuitos de disparos y el inversor se encuentran encerrados en un cuadro verde, los sensores de intensidad de corriente en un cuadro amarillo y encerrado en un cuadro azul se encuentra el inductor de prueba junto con la carga utilizada.

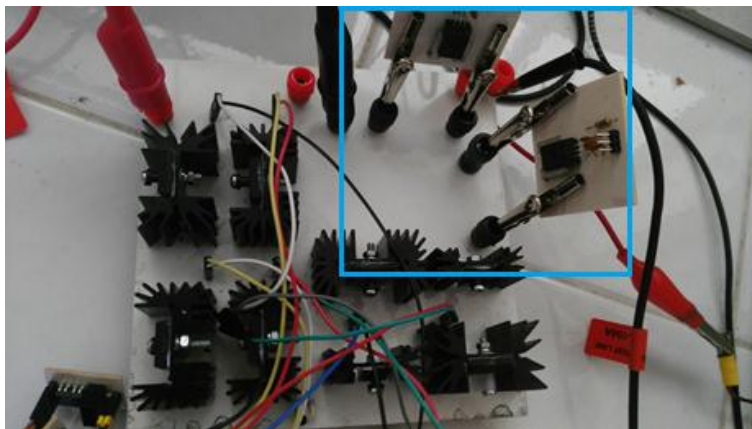


Figura 4.8 Sensores de intensidad de corriente, posición y forma de conectarse.

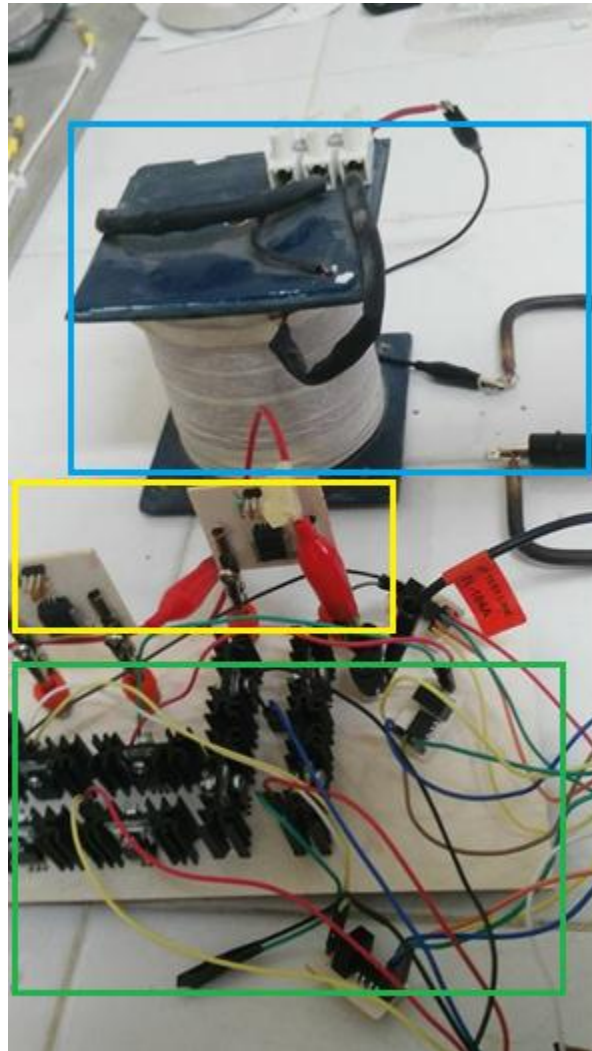


Figura 4.9 Conexiones de los sensores de intensidad de corriente y drivers.

4.5.1 Inversor Si

El inversor puente completo y el inversor HERIC son polarizados con una tensión de 25-28 V, la variación de tensión se debió a la hora e inclemencias del tiempo al momento de realizar cada prueba. Los MOSFET fueron conmutados a una frecuencia de 12 kHz y se tuvo un consumo de intensidad de corriente que fue variando dependiendo de la topología del inversor, posteriormente se detallara el valor de la intensidad de corriente. Una fracción de la señal obtenida en un inversor en puente completo se muestra en la Figura 4.10 obtenida antes de introducirla por un filtro. En la imagen se muestra la tensión pico a pico, además de que se puede deducir a partir de la imagen la frecuencia de cada periodo. El

diferencial de potencial por cada división es de 10 V por lo que la señal resultante tiene un valor aproximado de 50 V. La señal obtenida es introducida a un inductor que funge como filtro. Se utilizó un total de tres valores del inductor 3, 5 y 7 mH. La Figura 4.11 muestra la señal obtenida luego de introducirla al inductor con un valor de 3 mH, la intensidad de corriente que consumió a la entrada fue de 0.32 A.

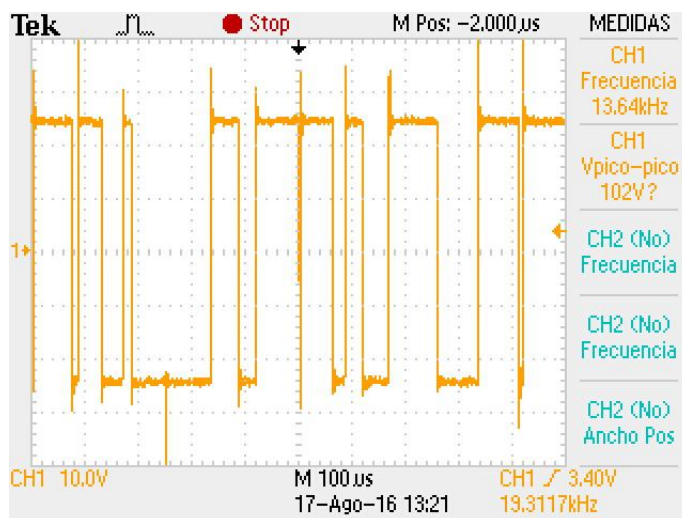


Figura 4.10 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

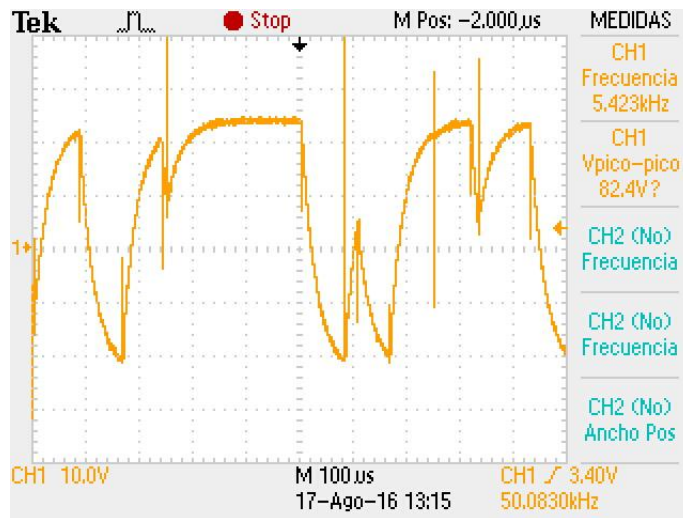


Figura 4.11 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 3 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

La señal de la Figura 4.11, se obtiene de esa forma debido al valor arbitrario del filtro, además de que la frecuencia de conmutación BPWM que se le suministra a los transistores es baja. Un factor que afecta al generar la señal BPWM se da con el número de elementos con la que está compuesta la tabla a utilizar. De la imagen se observa que la tensión pico a pico disminuye u aumenta de forma arbitraria y resulta imposible decir la frecuencia y tensión de la señal generada.

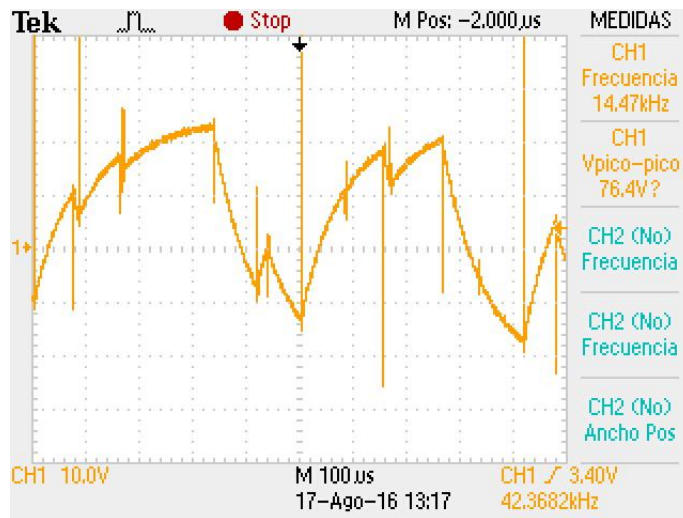


Figura 4.12 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 5 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

La Figura 4.12 muestra una fracción de la señal obtenida del inversor, introduciendo un inductor con valor de 5 mH que sustituye al inductor de 3 mH, la intensidad de corriente que se requiere a la entrada es de 0.17 A, la señal mejora y es posible predecir el periodo dando un valor aproximado de 2500 Hz. Sin embargo, la tensión pico a pico es menor, aproximadamente de 40 V, y se observan varios picos de tensión en toda la señal, provocando que llegue a valores por arriba de 70 V.

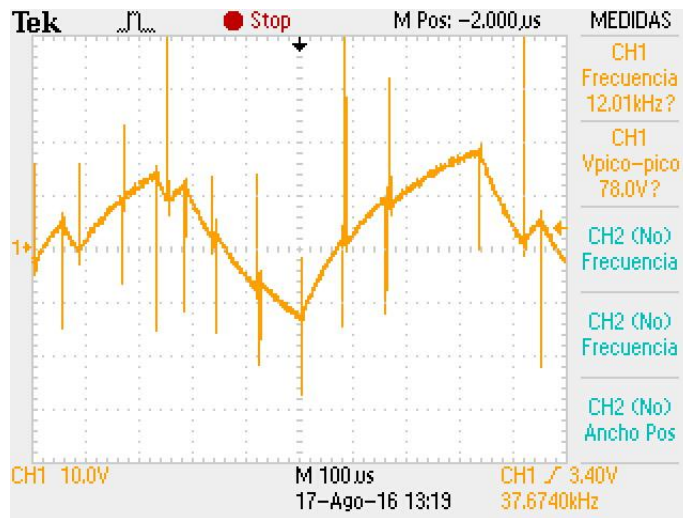


Figura 4.13 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 7 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

La Figura 4.13 muestra una fracción de la señal del inversor en puente completo con un filtro L de 7 mH, la frecuencia es de 1666 Hz aproximadamente, la intensidad de corriente que consume a la conexión de entrada es de 0.08 A lo que disminuye en comparación con un inductor de menor valor, la tensión resultante es de 30 V aproximadamente, lo que nos indica que a pesar de que disminuye la frecuencia del periodo, se tienen pérdidas de tensión.

La generación de la potencia en este tipo de inversor no es la adecuada para hallar la eficiencia del inversor, ya que las señales resultantes no tienen la forma sinusoidal requerida.

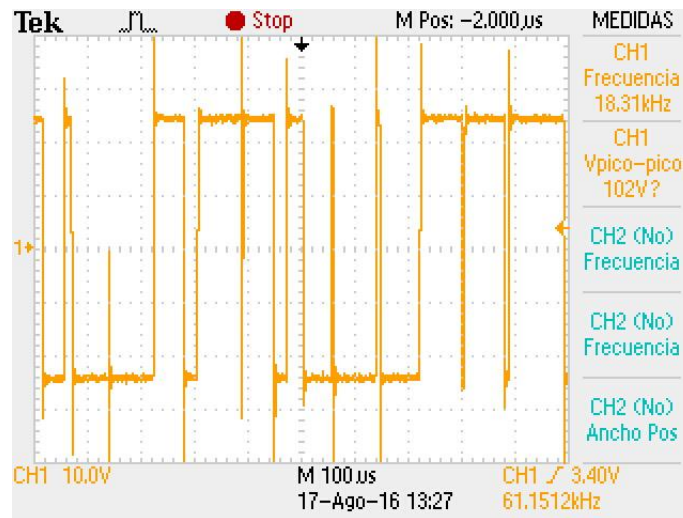


Figura 4.14 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

Una fracción de la señal que se muestra en la Figura 4.14 es la resultante de un inversor HERIC antes de un filtro. La intensidad de corriente que se consume a la entrada es de 0.80 A, la tensión de salida es aproximada a 55 V lo que conserva la tensión de la fuente CD, aunque aparecen varios picos de tensión por toda la señal.

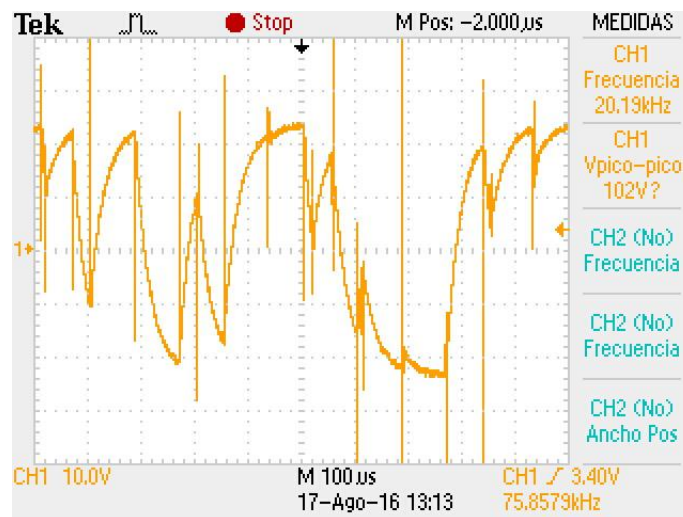


Figura 4.15 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 3 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

Una fracción de la Figura 4.15 muestra la señal resultante de un inversor HERIC con conexión a un inductor con valor de 3 mH, la intensidad de corriente que consume adquiere el valor de 0.33 A, la frecuencia de conmutación en los MOSFET es de 12 kHz, a pesar de que se presentan variaciones en la señal y picos de tensión altos, la tensión pico a pico de la señal generada se encuentra alrededor de 45 V con una frecuencia de 2000 Hz.

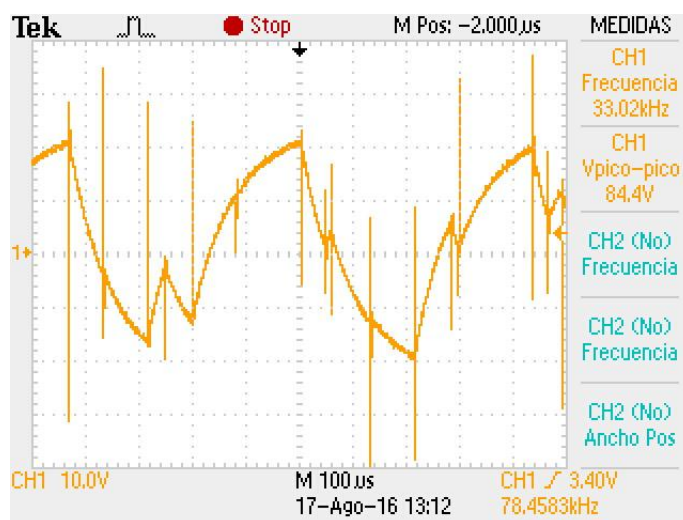


Figura 4.16 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 5 mH. El eje x muestra el tiempo en μs de la señal y el eje y la tensión en V.

La Figura 4.16 muestra una fracción de la señal obtenida de un inversor HERIC conectado a un inductor con valor de 5 mH, la intensidad de corriente que se requiere a la entrada es de 0.18 A, la frecuencia de conmutación en los MOSFET es de 12 kHz, la frecuencia de la señal obtenida adquiere un valor de 2300 Hz y una tensión pico a pico (sin incluir los picos de tensión) es de 40 V, incluyendo los picos de tensión se obtuvo un valor de 85.2 V.

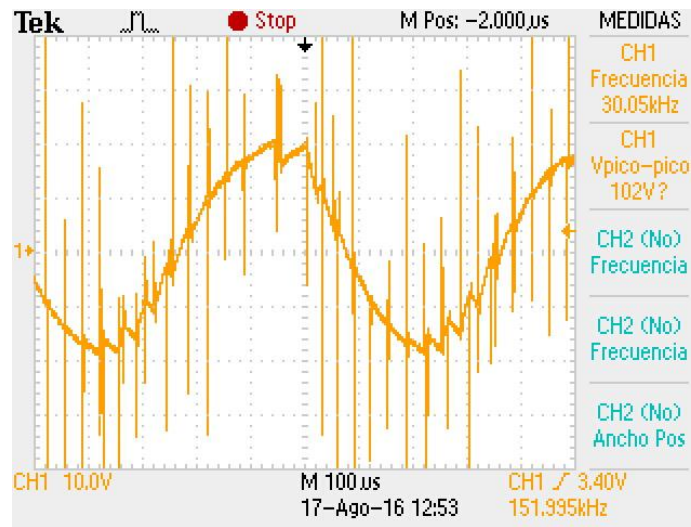


Figura 4.17 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 7 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en µs.

La Figura 4.17 ilustra una fracción de la señal obtenida de un inversor HERIC conectado a un inductor con valor de 7 mH, la intensidad de corriente que consume a la entrada es de 0.09 A, la frecuencia a la que van encendiendo y apagando los dispositivos de potencia es de 12 kHz. Con base a la figura 4.17, la frecuencia adquiere un valor de 2000 Hz, el valor de la tensión pico a pico sin incluir los picos generados es de aproximadamente 28 V y el pico a pico que incluye a los picos es de 85.2 V.

A pesar de observar una mejora en la señal resultante de los inversores tipo HERIC no se logra obtener un resultado eficiente o al menos sinusoidal. El porcentaje de eficiencia que se muestra en las tablas es obtenida mediante la ecuación:

$$E = \frac{\text{Potencia util}}{\text{Potencia esperada}} * 100\% \quad (4.2)$$

donde:

E = Eficiencia.

Tabla 4.1 Porcentaje de eficiencia, potencia de entrada y salida en inversores HERIC y puente completo con dispositivos Si a una frecuencia de 12 kHz

Tecnología Si	Frecuencia (kHz)	Inductor (mH)	Potencia de entrada (W)	Potencia de salida (W)	Eficiencia (%)
Inversor Puente completo	12	3	0	0	0
	12	5	4.76	3.4	71.42857143
	12	7	2	0.75	37.5
Inversor HERIC	12	3	9.24	3.36	36.36363636
	12	5	5.04	2.79	55.35714286
	12	7	2.52	0.75	29.76190476

Al conmutar los MOSFETS de los inversores en puente completo y HERIC hechos con tecnología Si a una frecuencia de 12 kHz, se observó la necesidad de aumentar la frecuencia de cambio, pues las señales obtenidas luego del inductor no son las adecuadas para ningún trabajo, es por ello que se realizan las pruebas pero en esta ocasión a una frecuencia de 30 kHz, frecuencia que es capaz de soportar los MOSFETS IRF640 y aplicando las ecuaciones que se detallan en el anexo 12, obtenemos un total de elementos de 800, la frecuencia de reloj del micro controlador se conserva a 24 MHz, la tensión de alimentación se conserva a un valor de 25-28 V, una resistencia de carga de 42 Ω y un inductor de diferente valor para cada prueba (valor de 3, 5 y 7 mH).

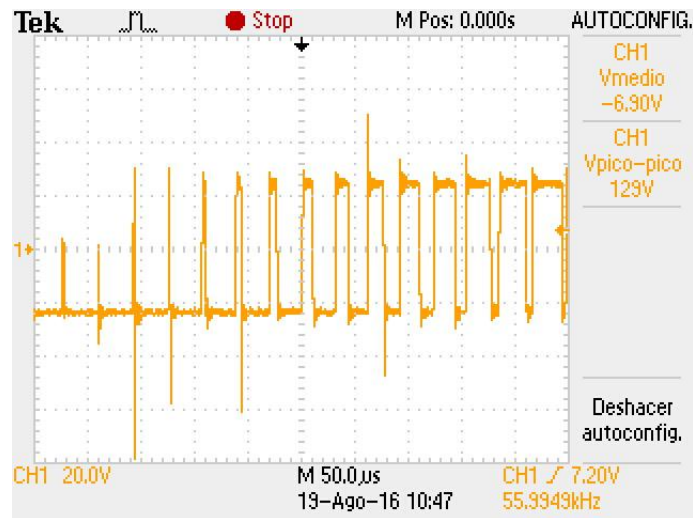


Figura 4.18 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

La Figura 4.18 muestra una fracción de la respuesta del inversor en puente completo antes de introducirse a un inductor, el diferencial de potencial es de aproximadamente 50V, en la imagen se aprecia unos picos de tensión lo que provoca que la tensión pico a pico sea de 129V.

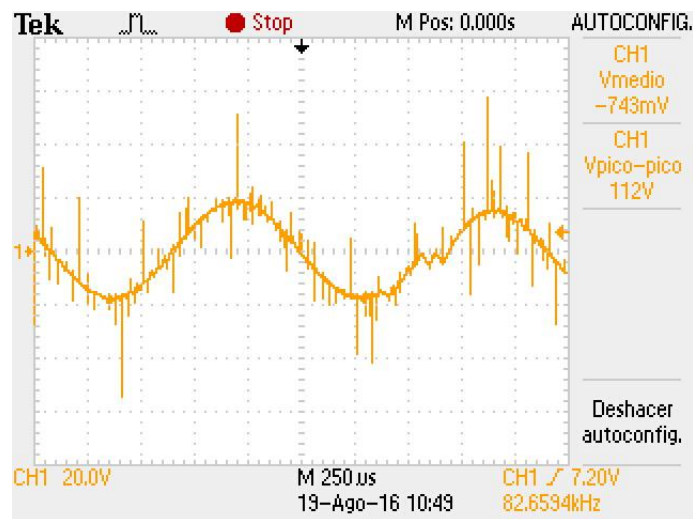


Figura 4.19 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 7 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

En la Figura 4.19 se observa una fracción de la señal obtenida al conectarle un inductor de 7 mH, la intensidad de corriente que se consume en la entrada es de 0.28 A, la tensión obtenida es de 32 V y la frecuencia de 800 Hz, aparecen picos de tensión lo que provoca que la tensión pico a pico sea de 112 V, la intensidad de corriente consumida a la entrada CD adquiere un valor de 0.28 A.

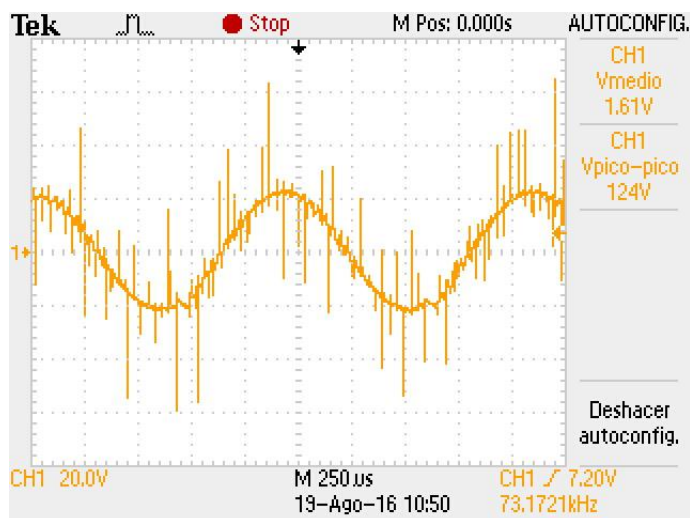


Figura 4.20 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 5 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

En la Figura 4.20 se observa el resultado de una fracción de la señal, conectando al inversor en puente completo un inductor de 5mH, la tensión tiene un valor de 40V, se aprecian picos de tensión provocando que la tensión pico a pico de 124V, la frecuencia de la señal es de 800Hz, la intensidad de corriente que se tiene en la entrada es de 0.34A.

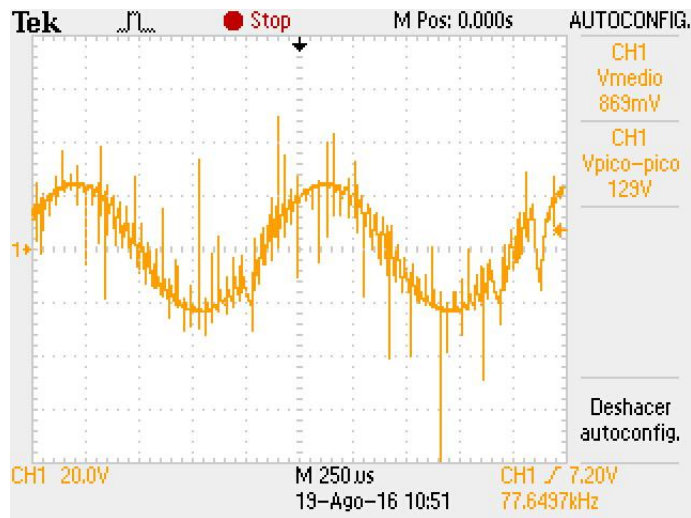


Figura 4.21 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 3 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

En la Figura 4.21 se ilustra una fracción de la señal sinusoidal producida por el inversor en puente completo con un inductor de 3 mH y muestra un valor de tensión de 48 V, tiene una frecuencia de 800 Hz. Se observaron varios picos de tensión durante toda la señal provocando una tensión pico a pico de 129 V, la intensidad de corriente consumida a la entrada es de 0.39 A.

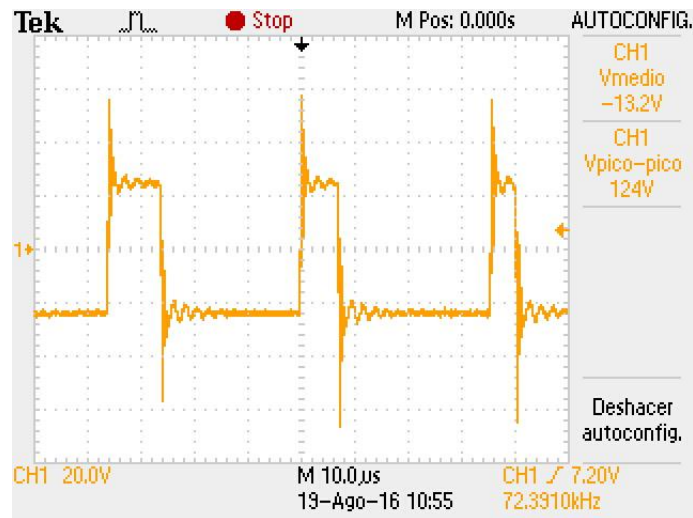


Figura 4.22 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

Una fracción de la señal obtenida mediante un inversor HERIC sin inductor a la salida se muestra en la Figura 4.22, la tensión pico a pico es de 129 V debido a los picos de tensión que se observa, la tensión sin tomar en cuenta picos pronunciados es de aproximadamente 48 V, la intensidad de corriente consumida a la entrada adquiere un valor de 0.30 A.

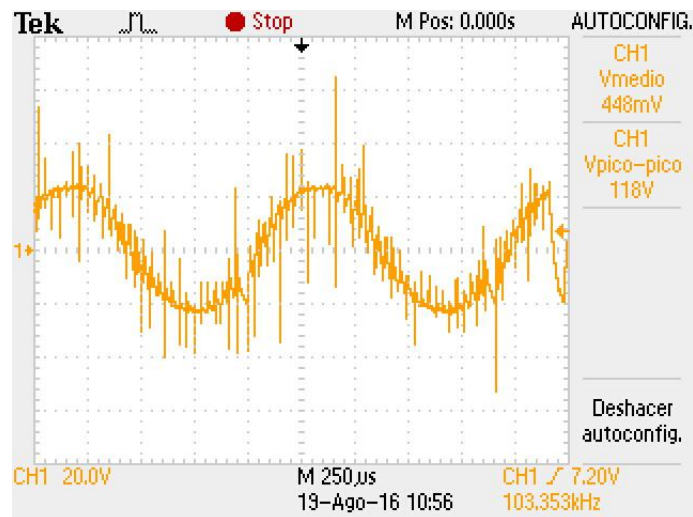


Figura 4.23 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 3 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

Una fracción de la señal obtenida luego de un inversor HERIC conectado a un inductor de 3 mH se muestra en la Figura 4.23, la tensión obtenida sin picos adquiere un valor de 48 V, incluyendo picos de tensión se observa un total de 118 V, la frecuencia adquiere un valor de 870 Hz, la intensidad de corriente consumida a la entrada del inversor es de 0.42 A.

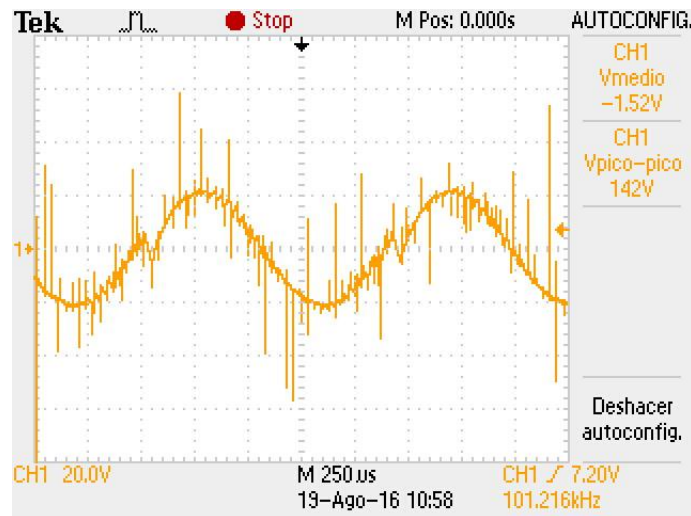


Figura 4.24 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 5 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

La Figura 4.24 muestra una fracción de la señal sinusoidal obtenida de un inversor HERIC conectado a un inductor de 5 mH, la tensión pico a pico incluyendo los picos de tensión que se observan tiene un valor de 142 V, la tensión sin los picos adquiere un valor de 40 V, la intensidad de corriente que consume a la entrada el circuito tiene un valor de 0.38 A.

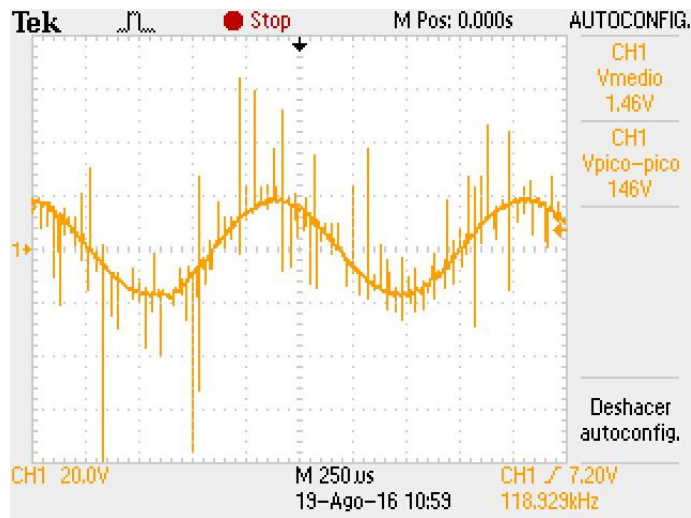


Figura 4.25 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología Si a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 7 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

La Figura 4.25 ilustra una fracción de la señal obtenida de un inversor HERIC conectado a un inductor de 7 mH, la tensión pico a pico incluyendo los picos que se observan es de 146 V mientras la tensión sin los picos adquiere un valor de 36 V, la frecuencia de la señal es de 800 Hz aproximadamente, la intensidad de corriente que se consume a la entrada tiene un valor de 0.30 A.

Al observar las características entre todas las señales obtenidas resalta la importancia de la frecuencia de conmutación que se introduce a los dispositivos de potencia. La diferencia entre 12 y 30 kHz, en cuestión de la señal resultante es muy clara pues a pesar de obtener frecuencias similares en las sinusoidales, la forma de onda resalta. Cabe mencionar que el valor del filtro no fue calculado, es decir, se colocó el filtro sin realizar un cálculo, aunque es alto, todas las señales obtenidas tienen picos de tensión pronunciados los cuales se deben a las condiciones de ensayo. Las conexiones entre el inversor y los drivers fueron hechas a través de cables de longitudes y diámetros pequeñas pero la revisión bibliográfica [6] dice que los drivers deben encontrarse dentro del circuito inversor, además de que la frecuencia de conmutación hace notar varios picos al momento de abrir y cerrar a los dispositivos de potencia. Sin embargo, si se hace énfasis solo en la frecuencia de 30 kHz y se revisa las diferencias entre un puente completo y puente HERIC, con la segunda topología se obtiene mejores resultados en forma de onda. Esto se puede observar desde

antes de colocar un resistor de carga. Al comparar una señal sinusoidal obtenida con un inductor de 3 mH se observa una señal fina la del inversor HERIC. Además de requerir una corriente menor, los picos de tensión que se generan y el “ruido” en todas las pruebas se deben a las conexiones de los circuitos de disparo con el inversor.

4.5.2 Inversor con tecnología SiC

El inversor en puente completo es visto a continuación, las condiciones de prueba se mantienen al igual que en el inversor anterior, es decir, una fuente CD (paneles fotovoltaicos) de 25-28 V, la primera prueba se realiza con una frecuencia de 12 kHz a los transistores de potencia (CMF10120D), una resistencia de carga con valor de $42\ \Omega$, inductor de prueba con un valor diferente de 3, 5 y 7 mH.

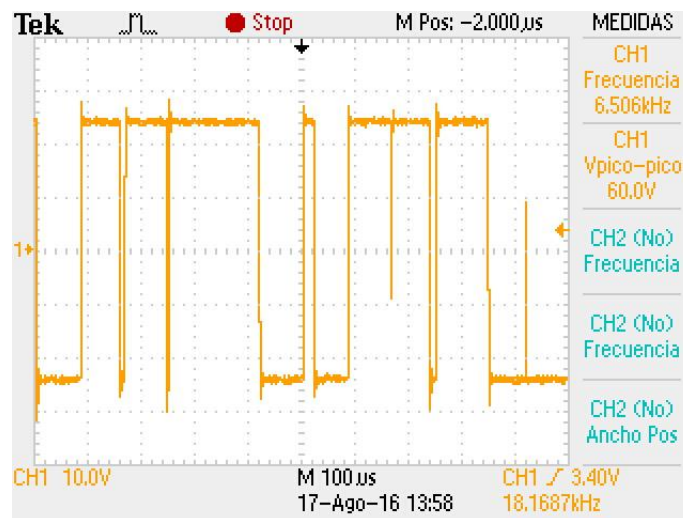


Figura 4.26 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 12 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

La Figura 4.26 muestra la respuesta del inversor sin el filtro L conectado, el valor de tensión obtenido es de 50 V y la intensidad de corriente que consume a la entrada adquiere el valor de 0.58 A, al conectar un inductor a la salida con valor de 3 mH se obtiene la señal mostrada en la Figura 4.27 donde se observa que la tensión de pico a pico es de 94.8 V. La señal no es una sinusoidal y se observa una tensión de cresta a cresta sin picos pronunciados de 40 V aproximadamente. La intensidad de corriente que consume a la entrada es de un valor de 0.31 A.

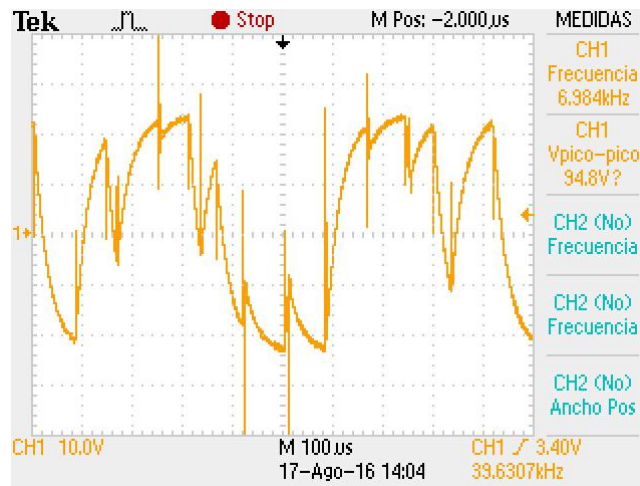


Figura 4.27 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 3 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

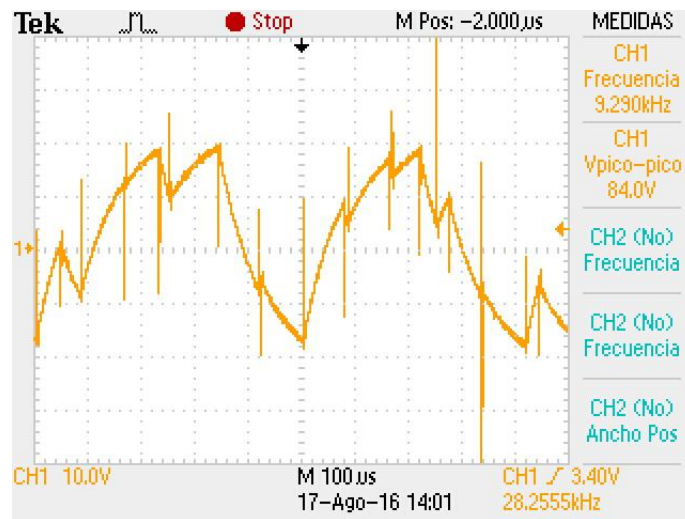


Figura 4.28 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 5 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

La Figura 4.28 es una fracción de la señal obtenida del inversor en puente completo conectado a un inductor con valor de 5 mH, la frecuencia de la señal es de 2000 Hz y el diferencial de potencial de pico a pico incluyendo los picos pronunciados tienen un valor de 84 V, sin los picos pronunciados se obtiene un valor de 40 V, la intensidad de corriente que se consume por el inversor a la entrada es de 0.17 A. La Figura 4.29 muestra la señal

obtenida del inversor en puente completo conectado a un inductor de 7 mH, la tensión en la señal adquiere un valor aproximado de 25 V a una frecuencia de 5000 Hz, el diferencial entre cresta y cresta incluyendo los pronunciados es de 51.2 V, la intensidad de corriente a la entrada es igual a 0.08 A.

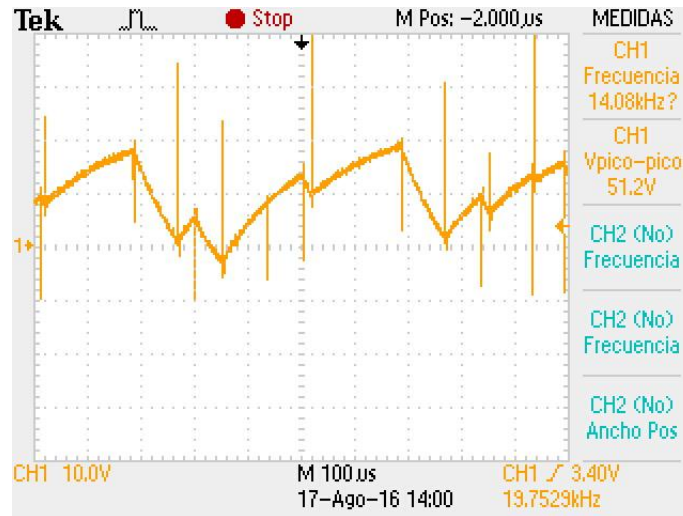


Figura 4.29 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 7 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

Las señales obtenidas de un inversor HERIC con tecnología SiC se muestran a continuación, los valores de prueba se preservan: 25-28 V de fuente CD, 12 kHz en la frecuencia de conmutación, resistencia de $42\ \Omega$ a la salida del inversor. La Figura 4.30 muestra la señal resultante al colocar solo la resistencia de carga. El valor de tensión entre cresta y cresta es de 50 V y la intensidad de corriente a la entrada es 0.58 A.

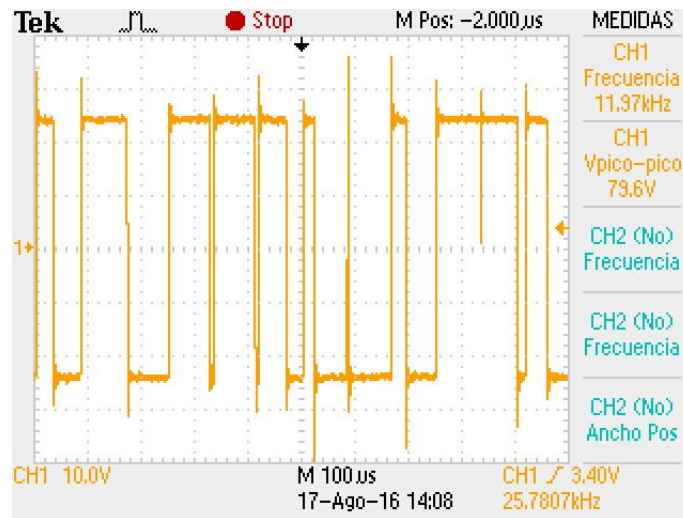


Figura 4.30 Fracción de la señal en un inversor puente HERIC con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 12 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

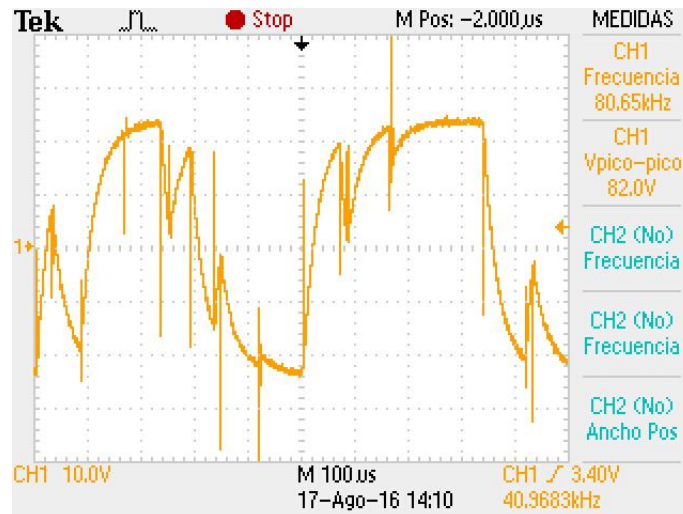


Figura 4.31 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 2 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

La Figura 4.31 muestra una señal obtenida en un inversor HERIC con un filtro L de valor de 3 mH, la señal resultante tiene una frecuencia de 2222 Hz, la tensión pico a pico obtenida no incluyendo las tensiones parásitas es de 48 V, la intensidad de corriente que consume es de 0.31 A. La Figura 4.32 ilustra una señal resultante al colocarle al inversor un inductor

L de valor 5 mH, la tensión pico a pico de la señal completa es de 67.6 V y no incluyendo los picos que se observan es de 40 V esto es a una frecuencia obtenida de 2222 Hz, la tensión que consume a la entrada CD es de 0.17 A.

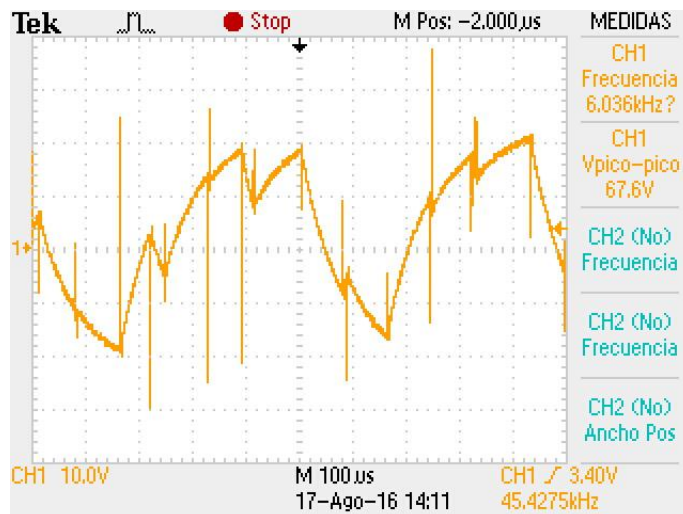


Figura 4.32 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 5 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

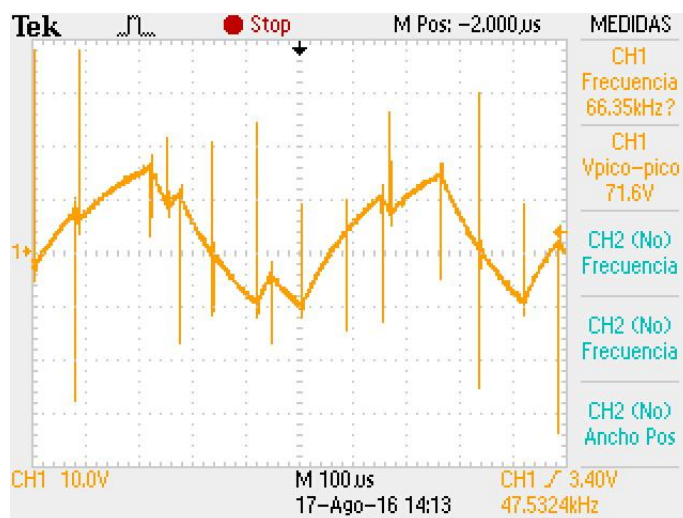


Figura 4.33 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 12 kHz con un inductor de 7 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

La Figura 4.33 muestra una señal semi sinusoidal con un voltaje pico a pico de 71.6 V incluyendo los picos pronunciados sin ellos el valor de diferencial de potencial es de 28 V con una frecuencia de 2000 Hz y la intensidad de corriente que requiere es de 0.09 A.

Tabla 4.2 Porcentaje de eficiencia, potencia de entrada y salida en inversores HERIC y puente completo con dispositivos SiC a una frecuencia de 12 kHz

Tecnología SiC	Frecuencia (kHz)	Inductor (mH)	Potencia de entrada (W)	Potencia de salida (W)	Eficiencia (%)
Inversor Puente completo	12	3	8.4	4.2	50
	12	5	4.76	3.6	75.6302521
	12	7	2.24	1.06	47.32142857
Inversor HERIC	12	3	8.68	6.72	77.41935484
	12	5	4.76	3.6	75.6302521
	12	7	2.52	1.96	77.77777778

Al igual que el inversor con tecnología Si, se prueban a los prototipos con una frecuencia de conmutación igual a 30 kHz teniendo una tabla de 500 elementos. Se mantiene las características para las pruebas, es decir, tensión de entrada entre 25-28 V, carga resistiva de 42 Ω y un inductor que variara en valores. A continuación se muestra las señales resultantes en un inversor en puente completo. La Figura 4.34 muestra la forma de onda aplicada a una carga resistiva, la tensión pico a pico incluyendo las señales pronunciadas es de 79.2 V y sin ellos adquiere un valor de 56 V, la intensidad de corriente que consume a la entrada el circuito adquiere un valor de 0.62 A.

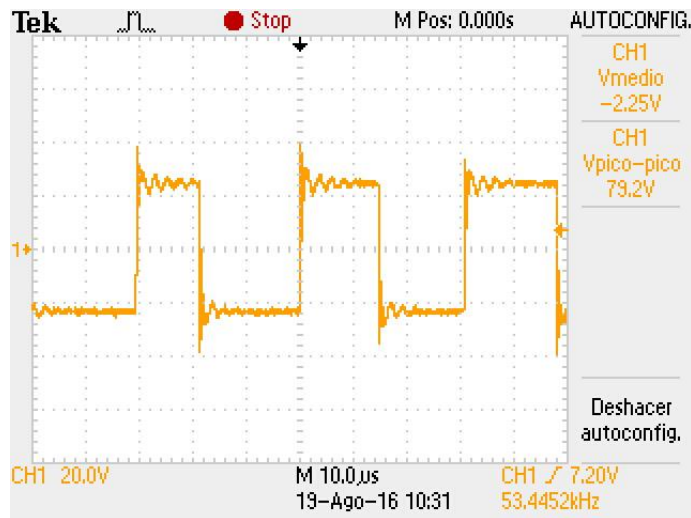


Figura 4.34 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

La Figura 4.35 muestra la señal adquirida de un inversor en puente completo conectado a un inductor con valor de 3 mH, la tensión pico a pico incluyendo los picos sobresalientes adquiere un valor de 94.4 V sin los picos de tensión es de un valor aproximado de 48 V a una frecuencia de 1000 Hz y consumiendo una intensidad de corriente de 0.37 A. La Figura 4.36 muestra el mismo inversor pero conectado a un filtro L con valor de 5 mH, la tensión final con picos parásitos adquiere un valor de 85.6 V y sin ellos adquiere un valor de 40 V a una frecuencia de 1000 Hz consumiendo una intensidad de corriente a la entrada de 0.35 A. La señal resultante del mismo inversor con un inductor de 7 mH se muestra en la Figura 4.37 en ella se observa un diferencial de potencial con picos no deseables de 63.2 V y sin ellos una tensión con valor de 36 V a una frecuencia de 833 Hz. La intensidad de corriente que consume a la entrada adquiere un valor de 0.39 A.

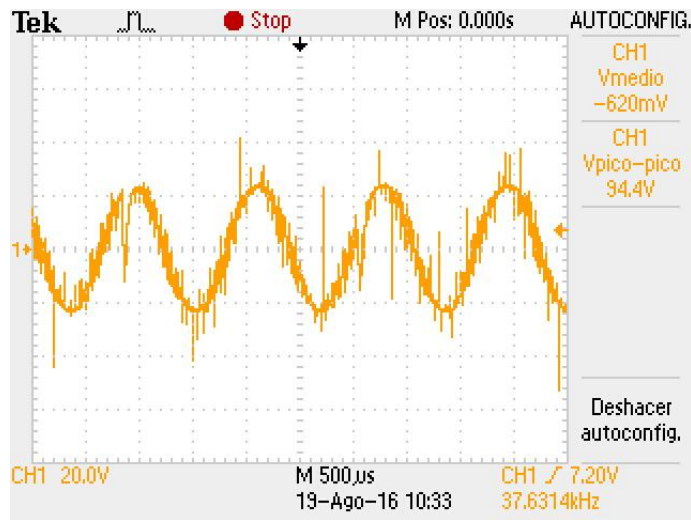


Figura 4.35 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 3 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

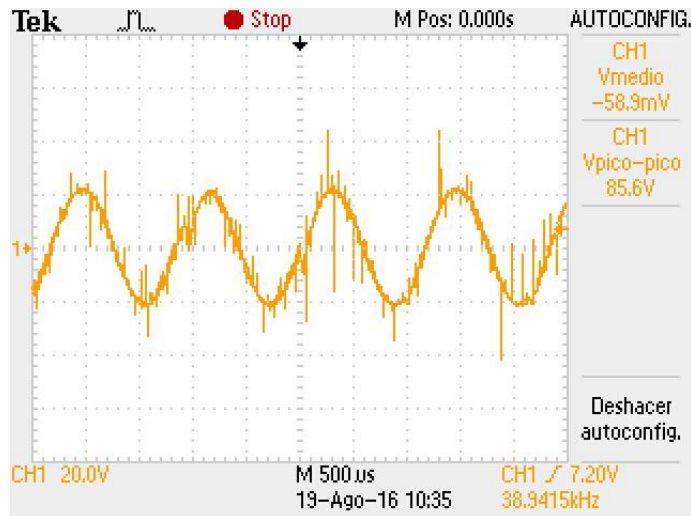


Figura 4.36 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 5 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

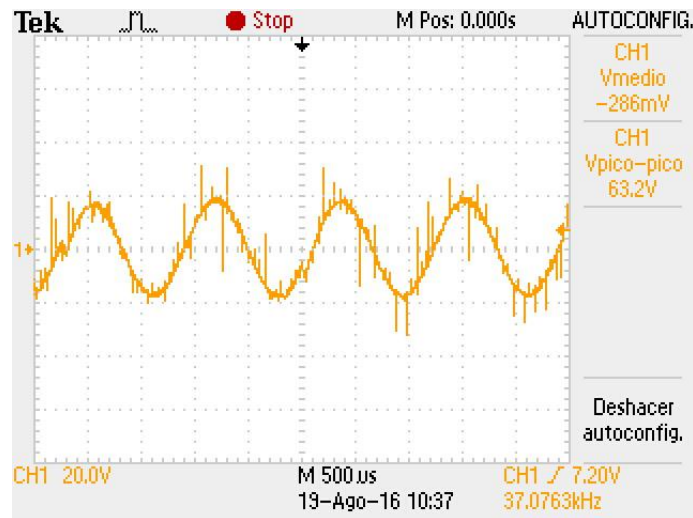


Figura 4.37 Fracción de la señal en un inversor puente completo hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 7 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

La Figura 4.38 muestra la señal obtenida a una carga resistiva, la tensión pico a pico total adquiere un valor de 129 V, sin los picos parásitos se tiene un valor de 48 V, la intensidad de corriente que consume el circuito a la entrada es igual a 0.56 A.

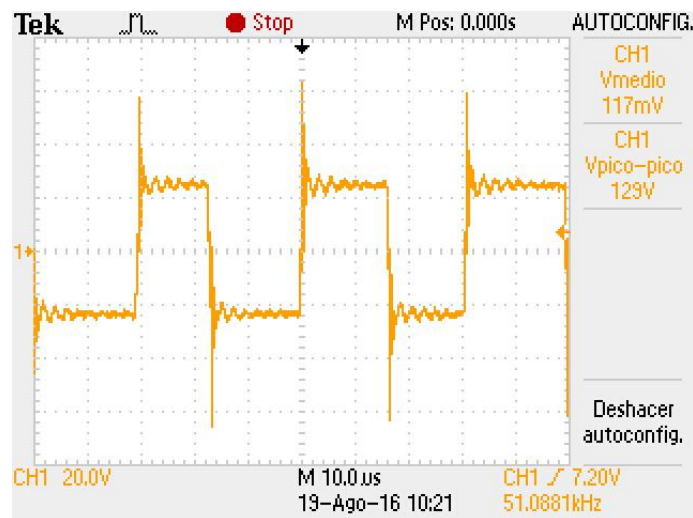


Figura 4.38 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

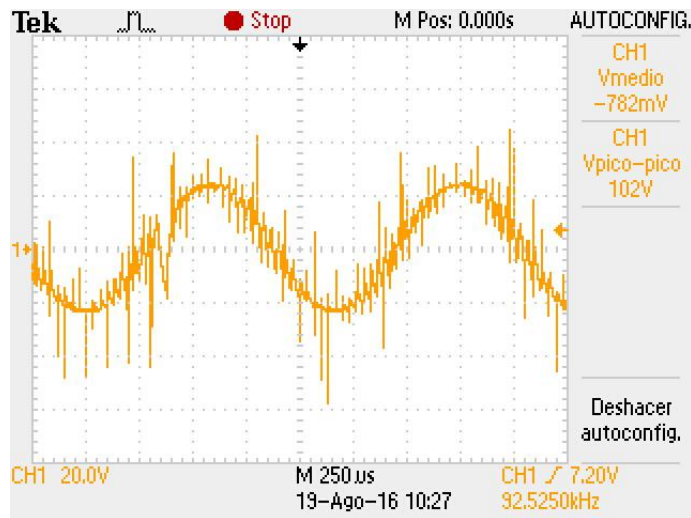


Figura 4.39 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 3 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

La Figura 4.39 muestra la señal resultante del inversor HERIC a un inductor con valor de 3 mH, la tensión pico a pico completa es de 102 V y sin los picos de tensión no deseables se obtiene un valor de 48 V a una frecuencia de 800 Hz, la intensidad que consume a la entrada es de 0.37 A. Cuando se conecta el inversor a un filtro L de valor 5 mH, se obtiene un pico de tensión completo de 102 V y una tensión deseable de 40 V a una frecuencia de 800 Hz consumiendo una intensidad de corriente a la entrada de 0.32 A. La señal resultante se muestra en la Figura 4.40. La Figura 4.41 muestra la señal del inversor conectado a una inductancia de 7 mH con una tensión pico a pico completo de 126 V y sin picos de tensión no deseables adquirió el valor aproximado de 40 V. La intensidad de corriente en la alimentación CD es de 0.37 A.

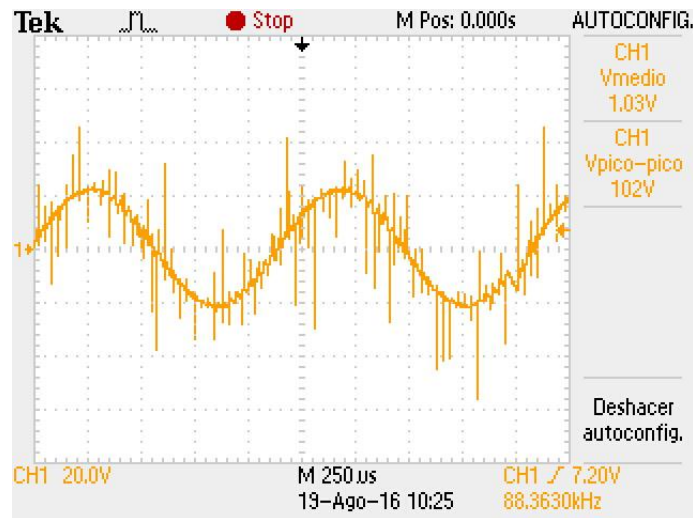


Figura 4.40 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 5 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

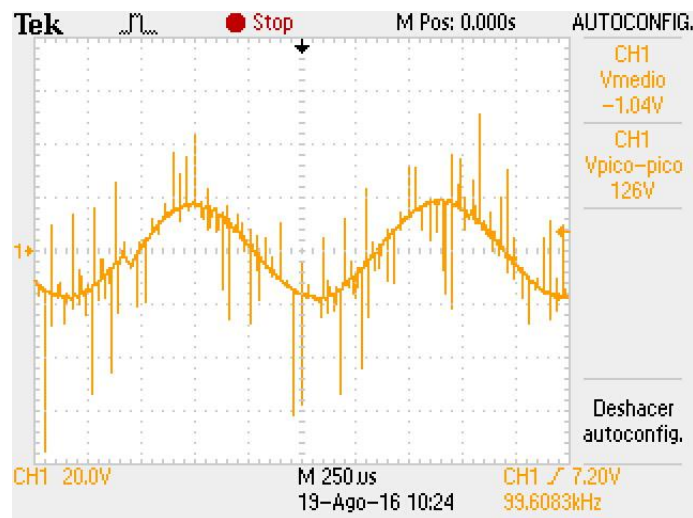


Figura 4.41 Fracción de la señal en un inversor HERIC hecho con tecnología SiC a una frecuencia de conmutación de 30 kHz con un inductor de 7 mH. El eje y muestra la tensión en V y el eje x muestra el tiempo en μs .

Al observar las señales obtenidas de los inversores con tecnología SiC resulta evidente que se debe manejar a una frecuencia mayor a 12 kHz, sin embargo, las tensiones parasitas que aparecen resultan ser de menor amplitud que con uno de tecnología basada en Si. Comparando las señales entre ambas tecnologías (Si y SiC), el inversor ya sea en puente

completo o HERIC tiene menores pérdidas por tensión, pues el diferencial pico a pico que se observa es menor en los SiC. La señal resultante tiene mayor afinidad que las primeras de Si, a partir de una frecuencia de 12 kHz en los inversores SiC ya se podría apreciar una forma de onda semi sinusoidal, con pérdidas de tensión y el consumo de corriente alto apareció pero en general si se podía distinguir la forma deseada o una aproximación de ella, estos picos son debido a las conexiones de los circuitos de disparo a los inversores. En los inversores con tecnología SiC, entre un puente completo y un HERIC no existe gran diferencia con respecto a la señal, de hecho en una prueba donde el inductor con valor de 7 mH en el inversor en puente completo la señal sinusoidal se establece durante todo el tiempo, incluso superando en la forma a un inversor HERIC. Con los datos resultantes se procede a relacionar la potencia de entrada con respecto a la salida de cada tecnología tomando en cuenta solo las señales que se aproximan a una sinusoidal, es decir, cuando la conmutación de los dispositivos de frecuencia es igual a 30 kHz, para obtener la potencia se hace uso de la ecuación 1.2, el valor de entrada respecto a tensión se establece fijo a 25 V.

Tabla 4.3 Valores en comparación de un inversor en puente completo con tecnología Si y SiC con una frecuencia de 30 kHz.

Inversor en puente completo	Inductor (mH)	Potencia de entrada (W)	Potencia de salida (W)	Eficiencia (%)
Tecnología Si	3	9.75	4.8	49.23
	5	8.5	8	94.11
	7	7	6.4	91.43
Tecnología SiC	3	9.75	7.2	73.85
	5	8.75	7.9	90.29
	7	6.25	6	96

La potencia de salida se halla utilizando la ecuación 1.2, utilizando para cada señal la tensión pico a pico sin tomar en cuenta aquella parte de diferencial de potencial no deseables, observando la potencia que se obtiene respecto a un inversor HERIC contra un puente completo se puede ver que el HERIC produce mayor potencia de salida y realizando una comparación entre ambas tecnologías, la SiC tiene mayor potencia que la Si a pesar de conservar las mismas variables de prueba.

Tabla 4.4 Valores en comparación de un inversor en HERIC con tecnología Si y SiC con una frecuencia de conmutación de 30 kHz.

Inversor en puente HERIC	Inductor (mH)	Potencia de entrada (W)	Potencia de salida (W)	Eficiencia (%)
Tecnología Si	3	10.5	9.6	91.42
	5	9.5	9.2	96.84
	7	7.5	7.2	96
Tecnología SiC	3	9.25	8.64	93.41
	5	8	7.8	97.5
	7	5.5	5.4	98.18

Las señales obtenidas mediante cualquier tecnología no cuentan con una señal sinusoidal perfecta, debido a que el optoacoplador no se encuentra dentro del dispositivo de potencia inversor (una sola placa). Sin embargo, esto fue realizado a propósito pues se mantuvo las mismas características de disparo para cada inversor ya sea HERIC o en puente completo en cualquiera de las versiones de los materiales de los dispositivos de construcción (Si o SiC). El inductor funge como un filtro para la señal PWM que resulta luego de cada inversor. La selección del filtro para cada inversor se debe realizar a través de estudios y procesos de prueba para obtener una señal en forma de seno con la frecuencia y con la menor potencia de pérdida que se pueda lograr. Otro factor que influye para no obtener la señal sinusoidal perfecta, es el de no usar un sistema de control sobre los dispositivos. Más adelante se enlista una serie de perspectivas que se pretenden realizar para continuar con el trabajo.

CONCLUSIONES

Los inversores con cualquier topología son de vital interés en el campo de las fuentes alternas de energía. La selección de la topología resulta un paso crucial para la transformación de la energía eléctrica y la elección de los dispositivos para manufacturar al inversor resulta un punto importante para la elaboración del mismo. Los dispositivos de tecnología de Si cumplen con los requerimientos en cuestión de la señal resultante. Una señal clara libre de la menor cantidad de señales parasitas, sin embargo, las señales armónicas se hacen presente con mayor frecuencia aun conectando valores de inductancias altas (7 mH). Si la aplicación del inversor con tecnología de Si requiere una señal con mucha eficiencia, entonces dicha tecnología no es la adecuada para su uso. Utilizar dispositivos de tecnología SiC, ayuda a mejorar la señal sinusoidal que se obtiene y reduce la cantidad de armónicas que se presentan, además de que por los resultados obtenidos requieren menor potencia para su activación, es decir, mejora en la señal obtenida y el requerimiento en cuestión de polarización al dispositivo. Los componentes SiC al manipularlos para su construcción requieren cuidado lo que provoca una desventaja al momento de la construcción.

Por su topología ya sea con tecnología SiC o Si, el inversor HERIC resulta mejor para la generación de la señal. Sin embargo, el número de componentes que lo constituyen hacen de él un inversor tequioso de controlar, ya que el mal funcionamiento de alguna señal podría dañar al sistema completo. El puente completo es útil para obtener la señal sinusoidal tiene un número menor de elementos que lo forman, sin embargo, la señal obtenida tiene mayores señales parasitas a pesar de introducir frecuencias altas. Seleccionando una topología HERIC y usando dispositivos SiC, la señal resultante queda mayor definida, con la menor cantidad de señales parasitas, sin embargo en base a la eficiencia obtenida de ambos prototipos con ambos materiales de los componentes, el inversor HERIC por su misma estructura tiene una eficiencia alta comparada con el puente completo. En un futuro ambos prototipos pueden ser usados para diversas aplicaciones, la señal obtenida varían en frecuencias de 800 a 1000 Hz, requeridas para comunicación de algún proyecto mayor o para el funcionamiento de algún sistema robótico. Por las características de las señales obtenidas el inversor HERIC con dispositivos SiC pueden ser probados para nuevos algoritmos de control que impliquen mayores frecuencias. El inversor Si puede ser usado

igual para estas pruebas pero podrían no dar los resultados esperados o ser inexactos, debido a los picos de tensión y de las pérdidas de potencia que se hallaron.

PERSPECTIVAS

1. Mejorar el diseño de ambos prototipos, anexando la etapa de disparo y generación de la señal BPWM.
2. Introducir una etapa de control en ambos inversores, para mejorar la calidad de la señal.
3. Ampliar el rango de potencia con el que puede trabajar el inversor.
4. Mejorar la señal de salida respecto a la frecuencia obtenida, esto es con la intención de poder introducir la señal a la red eléctrica.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Rashid M; Electrónica de potencia, Circuitos, dispositivos y aplicaciones . Prentice Hall hispanoamericana, S.A, México, 1995. vol. 4
- [2] Polisen M; Mastromauro R; A. Liserre M, High Efficiency Transformeless PV Power Converter, en International Symposium on Power Electronics, 2012, páginas de 93 a 98.
- [3] Patrao I; Figueres E; González-Espín F; Garcerá G, Transformeless topologies for grid-connected single-phase photovoltaic inverters. Elsevier, 3423-3430, 2011.
- [4] Lee J.S; Lee K.-B; Blaabjerg F, Open-Switch Fault Detection Method of an NPC Converter for Wind Turbine Systems. IEEE, 1696-1701, 2013.
- [5] Variath R; Andersen M; Nielsen O.; Hyldgard A., A review of module inverter topologies suitable for photovoltaics systems. IEEE, 310-316, 2010.
- [6] Vázquez G; Martínez-Rodríguez P; J.M S; Renteria-Soto J; Limones-Pozos C, Comparative Analysis of Single-Phase Grid Connected Transformeless Photovoltaic Inverter Topologies. IEEE, 2013.
- [7] Baichao C; Chen Y; Tian C; Yuan J, Analisis and Supression of Circulating Harmonic Current in a Modular Multilevel Converter Considering the impact of Dead Time. IEEE, 3542-3552. 2014
- [8] Wang H; Burton S; Liu Y; Sen P.C, A systematic Method to Synthesize New Transformerless Full-bridge Grid-tied Inverters. IEEE, 2760-2766. 2014
- [9] Dzung P; Dat D; Bao Anh N, Hiep L, Design of HERIC Inverter for PV System by Using hardware in the loop (HIL) Concept. IEEE, 2035-2040. 2014
- [10] Hazra S; De A.; Bhattacharya S, High Switching Perfomance of 1.7kV, 50A SiC Power MOSFET over Si IGBT for advanced Power Conversion Application. IEEE, 3447-3454. 2014
- [11] Sivkov O; Novak M, Implementation of SiC inverter for High frecuency, medium voltage application. 2014
- [12] Yang Y; Blaabjerg F; Wang H, Low-Voltage Ride-Trough of Single-Phase Transformerless Photovoltaic Inverters. IEEE. 1942-1952. 2014.

- [13] Maklakov A; Radionov A, EMC Evaluation of Three Level NPC Converter Based on Space Vector PWM. IEEE. 236-240. 2015
- [14] Sadow S; Frewin C, Nezafati M; Oliveros A; Afroz S; Register J; Reyes M; Thomas S, 3C-SiC on Si: A Bio- and Hemo-compatible Material for Advanced Nano-Bio Devices. 2015
- [15] Mohan N, Power electronic and drives; ed. MNPERE, United Of States of America, 2003.
- [16] Hart D, Electronica de potencia; Ed. Prentice Hall. España. 2001
- [17] Tsao B; Carr S, SiC as dielectrical material for High temperature applications. IEEE. 1994
- [18] Singh R; Ryu S; Capell D; Palmour J, High Temperature SiC Trench Gate p-IGBTs. IEEE. 2003.
- [19] Chang H; Hanna E; Radun A, Development and Demonstration of Silicon Carbide (SiC) Motor Drive Inverter Modules. IEEE. 2003

ANEXOS

Anexo 1. Hoja de datos 4N25

Anexo 2. Hoja de datos VO3120

Anexo 3. Hoja de datos PSoC 4

Anexo 4. Hoja de datos ACS-758

Anexo 5. Hoja de datos CD-CD NMC0505

Anexo 6. Hoja de datos CD-CD AM1S0515

Anexo 7. Hoja de datos IRF640

Anexo 8. Hoja de datos CMF10120D

Anexo 9. Hoja de datos 30CTH03

Anexo 10. Hoja de datos del diodo C3D06060F

Anexo 11. Diseño del driver 4N25.

Anexo 12 Generación PWM

Anexo 13 Creación y uso del programa para obtener la lectura de los sensores de intensidad de corriente.

Anexo 14. Norma IPC-2221

Anexo 15. Hoja de datos 30CTH03

Anexo 16. Disipador HHS-2002

Anexo 17. Disipador HHS-3612

Anexo 1. Hoja de datos 4N25.



4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28

Vishay Semiconductors

Optocoupler, Phototransistor Output, With Base Connection

Features

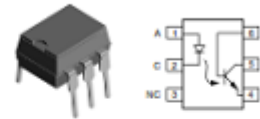
- Isolation Test Voltage 5300 V_{RMS}
- Interfaces with Common Logic Families
- Input-output Coupling Capacitance < 0.5 pF
- Industry Standard Dual-In-line 6-pin Package

Agency Approvals

- UL File #E52744 System Code H or J
- DIN EN 60747-5-2(VDE0884)
- DIN EN 60747-5-5 pending
- Available with Option 1

Applications

AC Mains Detection
Reed relay driving
Switch Mode Power Supply Feedback
Telephone Ring Detection
Logic Ground Isolation
Logic Coupling with High Frequency Noise Rejection



—00000

The devices are also available in lead formed configuration suitable for surface mounting and are available either on tape and reel, or in standard tube shipping containers.

Note:

For additional design information see Application Note 45 Normalized Curves

Description

The 4N25 family is an Industry Standard Single Channel Phototransistor Coupler. This family includes the 4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28. Each optocoupler consists of gallium arsenide infrared LED and a silicon NPN phototransistor.

These couplers are Underwriters Laboratories (UL) listed to comply with a 5300 V_{RMS} isolation test voltage. This isolation performance is accomplished through special Vishay manufacturing process.

Compliance to DIN EN 60747-5-2(VDE0884)/ DIN EN 60747-5-5 pending partial discharge isolation specification is available by ordering option 1.

These isolation processes and the Vishay ISO9001 quality program results in the highest isolation performance available for a commercial plastic phototransistor optocoupler.

Order Information

Part	Remarks
4N25	CTR > 20 %, DIP-6
4N26	CTR > 20 %, DIP-6
4N27	CTR > 10 %, DIP-6
4N28	CTR > 10 %, DIP-6
4N25-X006	CTR > 20 %, DIP-6 400 mil (option 6)
4N25-X007	CTR > 20 %, SMD-6 (option 7)
4N25-X009	CTR > 20 %, SMD-6 (option 9)
4N26-X006	CTR > 20 %, DIP-6 400 mil (option 6)
4N26-X007	CTR > 20 %, SMD-6 (option 7)
4N26-X009	CTR > 20 %, SMD-6 (option 9)
4N27-X007	CTR > 10 %, SMD-6 (option 7)
4N27-X009	CTR > 10 %, SMD-6 (option 9)
4N28-X009	CTR > 10 %, SMD-6 (option 9)

For additional information on the available options refer to Option Information.

Anexo 2 Opto acoplador VO3120

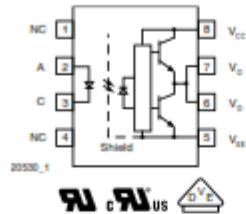
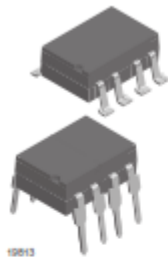


www.vishay.com

VO3120

Vishay Semiconductors

2.5 A Output Current IGBT and MOSFET Driver



DESCRIPTION

The VO3120 consists of a 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 800 V/50 A. For IGBTs with higher ratings, the VO3120 can be used to drive a discrete power stage which drives the IGBT gate.

FEATURES

- 2.5 A minimum peak output current
- 25 kV/ μ s minimum common mode rejection (CMR) at $V_{CM} = 1500$ V
- $I_{CC} = 2.5$ mA maximum supply current
- Under voltage lock-out (UVLO) with hysteresis
- Wide operating V_{CC} range: 15 V to 32 V
- 0.2 μ s maximum pulse width distortion
- Industrial temperature range: - 40 °C to 110 °C
- 0.5 V maximum low level output voltage (V_{OL})
- Reinforced insulation rated per DIN EN 60747-5-2
- Material categorization: For definitions of compliance please see www.vishay.com/doc299912



RoHS COMPLIANT

APPLICATIONS

- Isolated IGBT/MOSFET gate driver
- AC and brushless DC motor drives
- Induction stove top
- Industrial inverters
- Switch mode power supplies (SMPS)
- Uninterruptible power supplies (UPS)

AGENCY APPROVALS

- UL - file no. E52744 system code H, double protection
- cUL - file no. E52744, equivalent to CSA bulletin 5A
- DIN EN 60747-5-2 (VDE 0884) and reinforced insulation rating available with option 1

ORDERING INFORMATION		
V O 3 1 2 0 X - X 0 # # T PART NUMBER PACKAGE OPTION TAPE AND REEL		
DIP-8 7.62 mm Option 7 Option 9 > 0.7 mm > 0.1 mm		
PACKAGE	UL, cUL	UL, cUL, VDE
DIP-8, tubes	VO3120	VO3120-X001
SMD-8, option 7, tape and reel	VO3120-X007T	-
SMD-8, option 9, tape and reel	-	VO3120-X019T

Anexo 3 Hoja de datos PSoC 4



CY8CKIT-049-4xxx

PSoc 4 Prototyping Kit Guide

Doc. #: 001-90711 Rev. **

Cypress Semiconductor
198 Champion Court
San Jose, CA 95134-1709
Phone (USA): +1.800.858.1810
Phone (Intl): +1.408.943.2600
<http://www.cypress.com>

Anexo 4 Hoja de datos del sensor de intensidad de corriente



ACS758xCB

Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor

FEATURES AND BENEFITS

- Industry-leading noise performance through proprietary amplifier and filter design techniques
- Integrated shield greatly reduces capacitive coupling from current conductor to die due to high dV/dt signals, and prevents offset drift in high-side, high voltage applications
- Total output error improvement through gain and offset trim over temperature
- Small package size, with easy mounting capability
- Monolithic Hall IC for high reliability
- Ultra-low power loss: 100 $\mu\Omega$ internal conductor resistance
- Galvanic isolation allows use in economical, high-side current sensing in high voltage systems
- AEC Q-100 qualified

Continued on the next page...



PACKAGE: 5-PIN CB PACAKGE



DESCRIPTION

The Allegro™ ACS758 family of current sensor ICs provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing. Typical applications include motor control, load detection and management, power supply and DC-to-DC converter control, inverter control, and overcurrent fault detection.

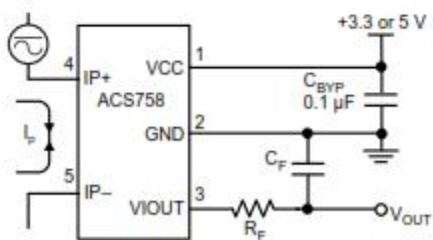
The device consists of a precision, low-offset linear Hall circuit with a copper conduction path located near the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which the Hall IC converts into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional output voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy at the factory.

High level immunity to current conductor dV/dt and stray electric fields, offered by Allegro proprietary integrated shield technology, provides low output voltage ripple and low offset drift in high-side, high voltage applications.

The output of the device has a positive slope ($> V_{CC}/2$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from terminal 4 to terminal 5), which is the path used for current sampling. The internal resistance of this conductive path is 100 $\mu\Omega$ typical, providing low power loss.

The thickness of the copper conductor allows survival of the device at high overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the signal leads

Continued on the next page...



Application 1: The ACS758 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sampled current, I_P , within the range specified. C_F is for optimal noise management, with values that depend on the application.

Typical Application

Anexo 5 Convertidor CD-CD NME0505



FEATURES

- RoHS compliant
- Single isolated output
- 1kVDC isolation
- Efficiency up to 80%
- Wide temperature performance at full 1 watt load, -40°C to 85°C
- Power density 1.53W/cm²
- UL 94V-0 package material
- Footprint from 0.69cm²
- Industry standard pinout
- 5V & 12V input
- 5V, 9V, 12V and 15V output
- No heatsink required
- Internal SMD construction
- Fully encapsulated with toroidal magnetics
- No external components required
- MTTF up to 3.4 million hours
- Custom solutions available
- Pin compatible with LME & NML series
- PCB mounting

DESCRIPTION

The NME series of DC/DC Converters is particularly suited to isolating and/or converting DC power rails. The galvanic isolation allows the device to be configured to provide an isolated negative rail in systems where only positive rails exist. The wide temperature range guarantees startup from -40°C and full 1 watt output at 85°C. For lower ripple, refer to output ripple reduction section.



For full details go to
www.murata-ps.com/rohs

NME 5V & 12V Series

Isolated 1W Single Output DC/DC Converters

SELECTION GUIDE

Order Code	Nominal Input Voltage	Output Voltage	Output Current	Input Current at Rated Load	Efficiency	Isolation Capacitance	MTTF ¹	Package Style
	V	V	mA	mA	%	pF	Mhrs	
NME0505DC	5	5	200	289	69	30	3415	DP
NME0509DC	5	9	111	260	77	37	3078	
NME0512DC	5	12	83	256	78	33	2205	
NME0515DC	5	15	66	250	80	40	1532	
NME0524DC	5	24	42	248	80	48		
NME0505SC	5	5	200	289	69	30	3415	SP
NME0509SC	5	9	111	260	77	37	3078	
NME0512SC	5	12	83	256	78	33	2205	
NME0515SC	5	15	66	250	80	40	1532	
NME0524SC	5	24	42	248	80	48		
NME1205DC	12	5	200	120	69	33	2493	DP
NME1209DC	12	9	111	115	74	48	2311	
NME1212DC	12	12	83	105	76	55	1780	
NME1215DC	12	15	66	110	75	52	1313	
NME1205SC	12	5	200	120	69	33	2493	SP
NME1209SC	12	9	111	115	74	48	2311	
NME1212SC	12	12	83	110	76	55	1780	
NME1215SC	12	15	66	111	75	52	1313	

INPUT CHARACTERISTICS

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Voltage range	Continuous operation, 5V input types	4.5	5.0	5.5	V
	Continuous operation, 12V input types	10.8	12.0	13.2	
Reflected ripple current			26	48	mA p-p

OUTPUT CHARACTERISTICS

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Rated Power ²	T _a = -40°C to 120°C			1.0	W
Voltage Set Point Accuracy	See tolerance envelope				
Line regulation	High V _{in} to low V _{in}		1.0	1.2	%/%
Load Regulation ²	10% load to rated load, 5V output types		14	15	
	10% load to rated load, 9V output types		9	10	
	10% load to rated load, 12V output types		7.5	9.5	%
	10% load to rated load, 15V output types		7.0	8.5	
	10% load to rated load, 24V output types		5.5	7.5	
Ripple and Noise	BW=DC to 20MHz, 5V output types		85	110	
	BW=DC to 20MHz, 9V output types		60	75	
	BW=DC to 20MHz, 12V output types		50	65	mV p-p
	BW=DC to 20MHz, 15V output types		40	55	
	BW=DC to 20MHz, 24V output types		140	180	

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Lead temperature 1.5mm from case for 10 seconds	300°C
Internal power dissipation	450mW
Input voltage V _{in} , NME05 types	7V
Input voltage V _{in} , NME12 types	15V

1. Calculated using MIL-HDBK-217F FN2 with nominal input voltage at full load.

2. See derating curve.

All specifications typical at T_a = 25°C, nominal input voltage and rated output current unless otherwise specified.

www.murata-ps.com/support

KDC_NME.F02 Page 1 of 6

Anexo 6 Convertidor CD CD AM1S 0155SZ



Series AM1S-Z 1 Watt | DC-DC Converter



FEATURES:

- RoHS compliant
- 4 Pin SIP Package
- Low ripple and noise
- High efficiency up to 83%
- Operating temperature -40°C to + 85°C
- Input / Output isolation 1000 and 3000VDC
- Pin compatible with multiple manufacturers

Models Single output



Model	Input Voltage (V)	Output Voltage (V)	Output Current max (mA)	Isolation (VDC)	Max Capacitive Load (μF)	Input Current Full Load No Load (mA)	Efficiency (%)
AM1S-0503SZ	4.5-5.5	3.3	300	1000	220	257 20	78
AM1S-0505SZ	4.5-5.5	5	200	1000	220	247 25	81
AM1S-0507SZ	4.5-5.5	7.2	140	1000	220	241 16	83
AM1S-0509SZ	4.5-5.5	9	110	1000	220	250 26	80
AM1S-0512SZ	4.5-5.5	12	83	1000	220	300 25	80
AM1S-0515SZ	4.5-5.5	15	67	1000	220	244 35	82
AM1S-0518SZ	4.5-5.5	18	56	1000	220	247 25	81
AM1S-0524SZ	4.5-5.5	24	42	1000	220	289 35	83
AM1S-1203SZ	10.8-13.2	3.3	300	1000	220	107 15	78
AM1S-1205SZ	10.8-13.2	5	200	1000	220	105 16	79
AM1S-1207SZ	10.8-13.2	7.2	140	1000	220	100 16	83
AM1S-1209SZ	10.8-13.2	9	110	1000	220	107 15	78
AM1S-1212SZ	10.8-13.2	12	83	1000	220	125 15	80
AM1S-1215SZ	10.8-13.2	15	67	1000	220	105 15	79
AM1S-1218SZ	10.8-13.2	18	56	1000	220	104 20	80
AM1S-1224SZ	10.8-13.2	24	42	1000	220	123 25	81
AM1S-2403SZ	21.6-26.4	3.3	300	1000	220	54 8	77
AM1S-2405SZ	21.6-26.4	5	200	1000	220	52 8	80
AM1S-2407SZ	21.6-26.4	7.2	140	1000	220	54 10	77
AM1S-2409SZ	21.6-26.4	9	110	1000	220	54 7	77
AM1S-2412SZ	21.6-26.4	12	83	1000	220	62 8	80
AM1S-2415SZ	21.6-26.4	15	67	1000	220	51 8	81
AM1S-2418SZ	21.6-26.4	18	56	1000	220	52 8	80
AM1S-2424SZ	21.6-26.4	24	42	1000	220	60 9	83
AM1S-4803SZ	43.2-52.8	3.3	300	1000	220	29 6	73
AM1S-4805SZ	43.2-52.8	5	200	1000	220	28 6	74
AM1S-4807SZ	43.2-52.8	7.2	140	1000	220	27 7	77
AM1S-4809SZ	43.2-52.8	9	110	1000	220	27 5	78
AM1S-4812SZ	43.2-52.8	12	83	1000	220	32 5	77
AM1S-4815SZ	43.2-52.8	15	67	1000	220	27 5	76
AM1S-4818SZ	43.2-52.8	18	56	1000	220	28 5	75
AM1S-4824SZ	43.2-52.8	24	42	1000	220	31 8	80
AM1S-0503SH30Z	4.5-5.5	3.3	300	3000	220	257 20	80
AM1S-0505SH30Z	4.5-5.5	5	200	3000	220	247 25	82
AM1S-0507SH30Z	4.5-5.5	7.2	140	3000	220	241 16	81
AM1S-0509SH30Z	4.5-5.5	9	110	3000	220	250 26	83
AM1S-0512SH30Z	4.5-5.5	12	83	3000	220	300 25	78
AM1S-0515SH30Z	4.5-5.5	15	67	3000	220	244 35	79
AM1S-0518SH30Z	4.5-5.5	18	56	3000	220	247 25	83
AM1S-0524SH30Z	4.5-5.5	24	42	3000	220	289 35	78
AM1S-1203SH30Z	10.8-13.2	3.3	300	3000	220	107 15	80
AM1S-1205SH30Z	10.8-13.2	5	200	3000	220	105 16	79
AM1S-1207SH30Z	10.8-13.2	7.2	140	3000	220	100 16	80
AM1S-1209SH30Z	10.8-13.2	9	110	3000	220	107 15	81
AM1S-1212SH30Z	10.8-13.2	12	83	3000	220	125 15	80
AM1S-1215SH30Z	10.8-13.2	15	67	3000	220	105 15	82
AM1S-1218SH30Z	10.8-13.2	18	56	3000	220	104 20	81
AM1S-1224SH30Z	10.8-13.2	24	42	3000	220	123 25	83

www.aimtec.com

Tel: +1 514 620 2722

Toll free: +1 888 9 AIMTEC

(924 6832)

F 051e R6.J

1 of 6

North America only

Anexo 7 Hoja de datos del MOSFET IRF640



IRF640, SiHF640

Vishay Siliconix

Power MOSFET

PRODUCT SUMMARY		
V_{DS} (V)	200	
$R_{DS(on)}$ (Ω)	$V_{GS} = 10\text{ V}$	0.18
Q_g (Max.) (nC)	70	
Q_{gs} (nC)	13	
Q_{gd} (nC)	39	
Configuration	Single	

FEATURES

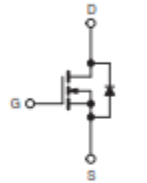
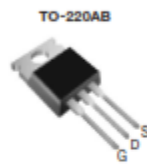
- Dynamic dV/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC



DESCRIPTION

Third generation Power MOSFETs from Vishay provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220AB package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 W. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220AB contribute to its wide acceptance throughout the industry.



N-Channel MOSFET

ORDERING INFORMATION	
Package	TO-220AB
Lead (Pb)-free	IRF640PbF
	SiHF640-E3
SnPb	IRF640
	SiHF640

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_C = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)				
PARAMETER	SYMBOL	LIMIT	UNIT	
Drain-Source Voltage	V_{DS}	200	V	
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 20		
Continuous Drain Current	V_{DS} at 10 V	$T_C = 25^\circ\text{C}$	18	A
		$T_C = 100^\circ\text{C}$	11	
Pulsed Drain Current ^a	I_{DM}	72		
Linear Derating Factor		1.0	W/ $^\circ\text{C}$	
Single Pulse Avalanche Energy ^b	E_{AS}	580	mJ	
Repetitive Avalanche Current ^a	I_{AR}	18	A	
Repetitive Avalanche Energy ^a	E_{AR}	13	mJ	
Maximum Power Dissipation	$T_C = 25^\circ\text{C}$	P_D	125	W
Peak Diode Recovery dV/dt ^c	dV/dt	5.0	V/ns	
Operating Junction and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to $+150$	$^\circ\text{C}$	
Soldering Recommendations (Peak Temperature)	for 10 s	300 ^d		
Mounting Torque	ϕ -32 or M3 screw	10	lbf · in	
		1.1	N · m	

Notes

- Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
- $V_{DS} = 50\text{ V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 2.7\text{ mH}$, $R_g = 25\ \Omega$, $I_{AS} = 18\text{ A}$ (see fig. 12).
- $I_{SD} \leq 18\text{ A}$, $dI/dt \leq 150\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DS} \leq V_{DD}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$.
- 1.6 mm from case.

* Pb containing terminations are not RoHS compliant, exemptions may apply

Document Number: 91036
S11-0509-Rev. B, 21-Mar-11

www.vishay.com
1

This datasheet is subject to change without notice.
THE PRODUCT DESCRIBED HEREIN AND THIS DATASHEET ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc791000

Anexo 8 Hoja de datos del MOSFET CMF10120D



CMF10120D-Silicon Carbide Power MOSFET

Z-FET™ MOSFET

N-Channel Enhancement Mode

V_{DS}	= 1200 V
$I_{D(MAX)}$	= 24 A
$R_{DS(on)}$	= 160mΩ

Features

- High Speed Switching with Low Capacitances
- High Blocking Voltage with Low $R_{DS(on)}$
- Easy to Parallel and Simple to Drive
- Avalanche Ruggedness
- Resistant to Latch-Up
- Halogen Free, RoHS Compliant

Benefits

- Higher System Efficiency
- Reduced Cooling Requirements
- Increased System Switching Frequency

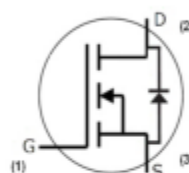
Applications

- Solar Inverters
- High Voltage DC/DC Converters
- Motor Drives
- Switch Mode Power Supplies

Package



TO-247-3



Part Number	Package
CMF10120D	TO-247-3

Maximum Ratings ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
I_D	Continuous Drain Current	24	A	$V_{GS}@20V, T_C = 25^\circ\text{C}$	Fig. 10
		13		$V_{GS}@20V, T_C = 100^\circ\text{C}$	
$I_{D(pulse)}$	Pulsed Drain Current	49	A	Pulse width t_p limited by T_{jmax} $T_C = 25^\circ\text{C}$	
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy	1.2	J	$I_D = 10A, V_{DD} = 50V, L = 20mH$ t_{AR} limited by T_{jmax}	Fig. 15
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy	0.8	J		
I_{AR}	Repetitive Avalanche Current	10	A	$I_D = 10A, V_{DD} = 50V, L = 15mH$ t_{AR} limited by T_{jmax}	
V_{GS}	Gate Source Voltage	-5/+25	V		
P_{tot}	Power Dissipation	134	W	$T_C = 25^\circ\text{C}$	Fig. 9
T_J, T_{stg}	Operating Junction and Storage Temperature	-55 to +135	$^\circ\text{C}$		
T_L	Solder Temperature	260	$^\circ\text{C}$	1.6mm (0.063") from case for 10s	
M_d	Mounting Torque	1 8.8	Nm lbf-in	M3 or 6-32 screw	

Anexo 9 Hoja de datos del diodo 30CTH03

Bulletin PD-20770 rev. B 10/06

International
IOR Rectifier

30CTH03

Hyperfast Rectifier

- Features**
- Hyperfast Recovery Time
 - Low Forward Voltage Drop
 - Low Leakage Current
 - 175°C Operating Junction Temperature

$t_{\text{r}} = 36\text{ns max.}$
 $I_{\text{F(AV)}} = 30\text{Amp}$
 $V_{\text{R}} = 300\text{V}$

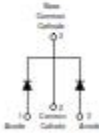
Description/ Applications

International Rectifier's 300V series are the state of the art Hyperfast recovery rectifiers designed with optimized performance of forward voltage drop and Hyperfast recovery time. The planar structure and the platinum doped life time control guarantee the best overall performance, ruggedness and reliability characteristics. These devices are intended for use in the output rectification stage of SMPS, UPS, DC-DC converters as well as freewheeling diodes in low voltage inverters and chopper motor drives. Their extremely optimized stored charge and low recovery current minimize the switching losses and reduce over dissipation in the switching element and snubbers.

Absolute Maximum Ratings

Parameters	Max	Units
V_{RRM} Peak Repetitive Reverse Voltage	300	V
$I_{\text{F(AV)}}$ Average Rectified Forward Current @ $T_{\text{c}} = 153^{\circ}\text{C}$ Per Diode	15	A
	30	
I_{FSM} Non Repetitive Peak Surge Current @ $T_{\text{J}} = 25^{\circ}\text{C}$	150	
$T_{\text{J}}, T_{\text{STG}}$ Operating Junction and Storage Temperatures	-65 to 175	$^{\circ}\text{C}$

Case Styles



TO-220AB

Anexo 10 Hoja de datos del diodo C3D06060F



C3D06060F Silicon Carbide Schottky Diode Z-REC™ RECTIFIER (FULL-PAK)

V_{RRM}	=	600 V
$I_F (T_J=58^\circ\text{C})$	=	6 A
Q_c	=	16 nC

Features

- 600-Volt Schottky Rectifier
- Zero Reverse Recovery Current
- Zero Forward Recovery Voltage
- High-Frequency Operation
- Temperature-Independent Switching Behavior
- Extremely Fast Switching
- Positive Temperature Coefficient on V_F
- Fully Isolated Case

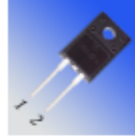
Benefits

- Replace Bipolar with Unipolar Rectifiers
- Essentially No Switching Losses
- Higher Efficiency
- Reduction of Heat Sink Requirements
- Parallel Devices Without Thermal Runaway

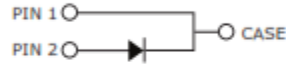
Applications

- Switch Mode Power Supplies
- Power Factor Correction

Package



TO-220-F2



Part Number	Package	Marking
C3D06060F	TO-220-F2	C3D06060

Maximum Ratings ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
V_{RRM}	Repetitive Peak Reverse Voltage	600	V		
V_{SRM}	Surge Peak Reverse Voltage	600	V		
V_{DC}	DC Blocking Voltage	600	V		
I_F	Continuous Forward Current	7 6 3	A	$T_J=25^\circ\text{C}$ $T_J=58^\circ\text{C}$ $T_J=135^\circ\text{C}$	
I_{FSM}	Repetitive Peak Forward Surge Current	27 18	A	$T_J=25^\circ\text{C}$, $t_F=10$ ms, Half Sine Wave, D=0.3 $T_J=110^\circ\text{C}$, $t_F=10$ ms, Half Sine Wave, D=0.3	
I_{NSM}	Non-Repetitive Peak Forward Surge Current	44 41	A	$T_J=25^\circ\text{C}$, $t_F=10$ mS, Half Sine Wave, D=0.3 $T_J=110^\circ\text{C}$, $t_F=10$ mS, Half Sine Wave, D=0.3	
I_{VSM}	Non-Repetitive Peak Forward Surge Current	200	A	$T_J=25^\circ\text{C}$, $t_F=10$ μs , Pulse	
P_{tot}	Power Dissipation	17 7.4	W	$T_J=25^\circ\text{C}$ $T_J=110^\circ\text{C}$	
T_J, T_{stg}	Operating Junction and Storage Temperature	-55 to +175	$^\circ\text{C}$		
	TO-220 Mounting Torque	1 8.8	Nm lbf-in	M3 Screw 6-32 Screw	

Anexo 11 Driver 4N25.

Consiste en amplificar y mantener la señal de entrada que requieren los MOSFET de potencia. El trabajo que realiza el driver es tomar una señal generada por un sistema digital (señales máximas de 5 – 5.5 V) y la amplifica a un nivel necesario para poder mantener al MOSFET en un estado de conmutación. El driver debe contar con características que deben cumplir en realizar el trabajo a una velocidad de conmutación alta pero con la menor cantidad de pérdidas, contener protecciones para asegurar el dispositivo de control y el dispositivo de potencia y el aislamiento del dispositivo de control con respecto al circuito completo [3]. Para el diseño con respecto al aislamiento se hace uso de convertidores de tensión CD-CD, los cuales son componentes que permiten proveer un aumento del diferencial de potencial sin realizar un diseño alterno y complejo además de cumplir con la característica del aislamiento en tierra de los componentes previamente mencionados.

El componente 4N25 es un opto acoplador que consiste en un transistor de silicón y en un LED infrarrojo de arseniuro de galio al estudiar la hoja de datos (anexo 1) este componente puede trabajar con frecuencias de 10 kHz, para su activación requiere de una tensión baja (5 V) y una intensidad de corriente con valor pequeño de 60 mA en la base para poder mantener el transistor en estado transitorio. El componente NME0505 es un circuito de aislamiento galvánico que permite mantener una señal de tensión positiva a pesar de tener una señal negativa (anexo 5). Se añade una señal PWM al dispositivo NME0505 que tendrá a su vez una conexión al componente 4N25, para finalmente obtener a la salida la misma señal PWM pero con la corriente y tensión requerida para implementar al MOSFET. En la siguiente figura se observa el esquema del circuito conectado.

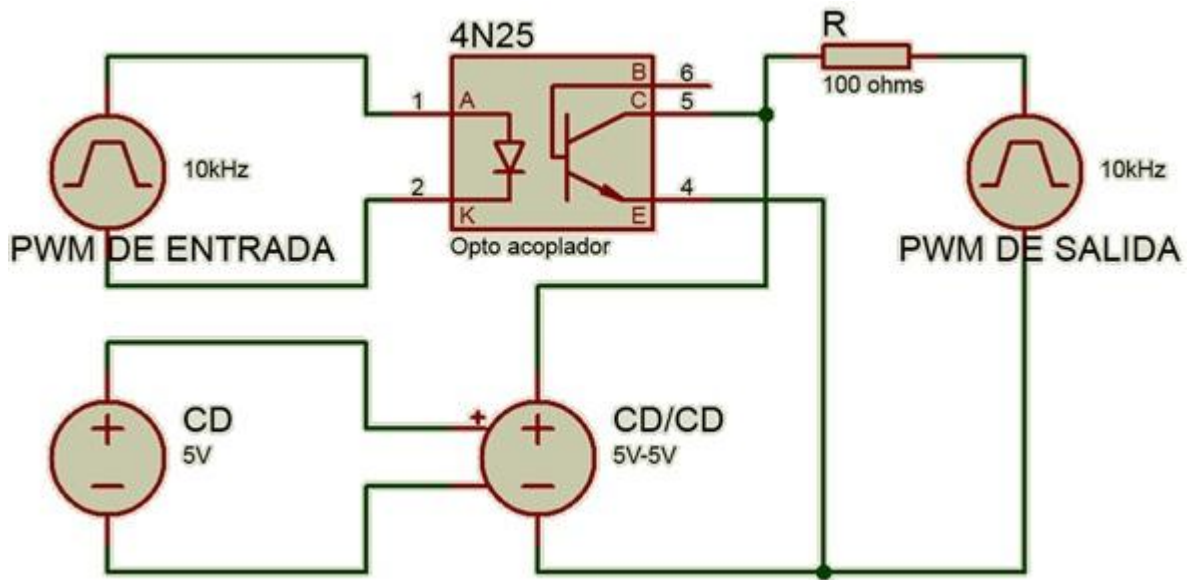


Figura Anexo 11.1 Esquema del circuito de disparo con el optoacoplador 4N25.

El valor de la resistencia fue obtenido mediante la ley de Ohm (ecuación 1.2), con el objetivo de poder mantener la corriente y saturar al mosfet de potencia.

La señal PWM la obtendremos a partir de un micro controlador que tiene en su salida un voltaje que oscila entre 5 y 5.5 V. Al tener una tensión de salida con este valor se requiere saber del valor de la resistencia, por características de la hoja de datos de ambos mosfet (anexos 7 y 8) requerimos de poca corriente por lo que seleccionamos un valor de resistencia de 100 Ω y al aplicar la ecuación 1.2 obtenemos una corriente de 55 mA, lo suficiente para poder mantener en estado de conmutación a ambos transistores.

Integrando el componente NME0505, el optoacoplador 4N25, resistencias y los pines requeridos se obtiene un diseño como se muestra en la Figura Anexo 11.1.

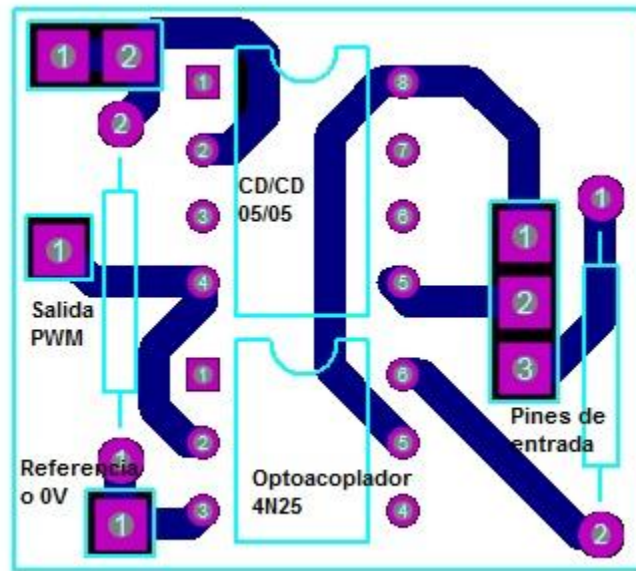


Figura Anexo 11.2 Diseño en software del circuito de disparo.

El resultado del diseño anterior se puede apreciar en la Figura Anexo 11.2. El circuito se hace sobre una placa fenólica con una micra de grosor en su parte de cobre, una dimensión total de 3 cm por lado y según las especificaciones de la norma IPC-2221 (anexo 14) en cuestión de las dimensiones de la pista se utiliza un diámetro de aproximadamente 2 mm.

La entrada se encuentra como sigue:

- 1.- Señal PWM positiva.
- 2.- Referencia o "tierra" común de la señal PWM y valor de tensión.
- 3.- Valor de tensión 5V.



Figura Anexo 11.3 Driver resultante con un opto acoplador 4N25 y un dispositivo CD-CD.

Anexo 12 Generación del PWM

Se realiza mediante el uso de una tabla quien tiene entre su contenido un número determinado de datos obtenidos al dividir entre 360 radianes, lo que significa realizar una división entre dos veces π para luego hacer una iteración con el periodo, las fórmulas requeridas para la obtención de la cantidad de números en la tabla depende de la frecuencia del reloj del micro controlador a utilizar y la frecuencia de conmutación que se requiere.

Para la obtención del tiempo muerto realiza la siguiente ecuación:

$$t_{bm} = \frac{1}{F_{clk}} \quad (A12.1)$$

donde:

t_{bm} = tiempo muerto

F_{clk} = frecuencia del reloj.

Al referirnos al anexo 7 y 8 observamos que el tiempo muerto mayor entre ambos transistores de potencia es el del compuesto de Si que tiene un valor de 48 ns, utilizando la ecuación A12.1 obtenemos un tiempo muerto por cada valor colocado de:

$$t_{bm} = \frac{1}{24 \text{ MHz}} = 41.6666 \times 10^{-8} s \approx 42 \text{ ns} \quad (A12.2)$$

Por lo que lo ideal es colocar un valor de 2 en el tiempo muerto del programa, sin embargo, cuando la señal PWM es introducida al driver antes de los MOSFETS la señal sufre un pequeño retraso por lo que es necesario compensarlo dando un valor de 5, debido al valor de tiempo de subida y bajada proporcionada por el opto acoplador.

Las siguientes Figuras muestran el interfaz del programa en PsoC para modificar el bloque PWM.

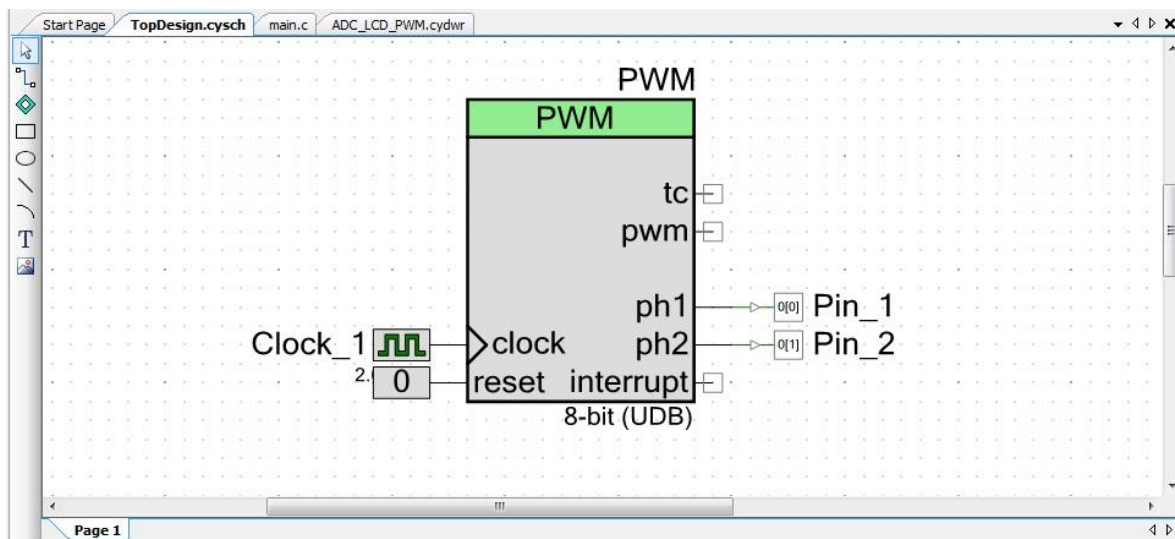


Figura Anexo 12.4 Bloque del PSoC PWM.

El código fuente para activar se presenta a continuación, la Figura Anexo 12.4 muestra el programa completo de las conexiones y configuraciones pertinentes para la elaboración de cada frecuencia a probar.

```

/*Autor: Luis Daniel Marin Uc.
Institución: Centro de Investigación Científica de Yucatán.
Programa: Generación de una señal PWM modulada mediante la utilización de
una tabla.
Micro controlador: PSoC 4*/
#include <project.h>

const uint16 Tabla[] = { 399, 404, 409, 414, 419, 424, 429, 434, 439,
444, 449, 454, 459, 464, 469, 474, 479, 484, 488, 493, 498, 503, 508,
513, 518, 522, 527, 532, 537, 541, 546, 551, 555, 560, 564, 569, 573,
578, 582, 587, 591, 596, 600, 604, 609, 613, 617, 621, 625, 629, 634,
638, 642, 646, 649, 653, 657, 661, 665, 668, 672, 676, 679, 683, 686,
690, 693, 697, 700, 703, 706, 710, 713, 716, 719, 722, 725, 728, 730,
733, 736, 739, 741, 744, 746, 749, 751, 753, 756, 758, 760, 762, 764,
766, 768, 770, 772, 774, 775, 777, 778, 780, 781, 783, 784, 785, 787,
788, 789, 790, 791, 792, 793, 793, 794, 795, 795, 796, 796, 797, 797,
797, 798, 798, 798, 798, 798, 798, 798, 797, 797, 797, 796, 796, 795,
795, 794, 793, 793, 792, 791, 790, 789, 788, 787, 785, 784, 783, 781,
780, 778, 777, 775, 774, 772, 770, 768, 766, 764, 762, 760, 758, 756,
753, 751, 749, 746, 744, 741, 739, 736, 733, 730, 728, 725, 722, 719,
716, 713, 710, 706, 703, 700, 697, 693, 690, 686, 683, 679, 676, 672,
668, 665, 661, 657, 653, 649, 646, 642, 638, 634, 629, 625, 621, 617,
613, 609, 604, 600, 596, 591, 587, 582, 578, 573, 569, 564, 560, 555,
551, 546, 541, 537, 532, 527, 522, 518, 513, 508, 503, 498, 493, 488,
484, 479, 474, 469, 464, 459, 454, 449, 444, 439, 434, 429, 424, 419,
414, 409, 404, 399, 394, 389, 384, 379, 374, 369, 364, 359, 354, 349,
344, 339, 334, 329, 324, 319, 314, 310, 305, 300, 295, 290, 285, 280,
276, 271, 266, 261, 257, 252, 247, 243, 238, 234, 229, 225, 220, 216,

```

```

211, 207, 202, 198, 194, 189, 185, 181, 177, 173, 169, 164, 160, 156,
152, 149, 145, 141, 137, 133, 130, 126, 122, 119, 115, 112, 108, 105,
101, 98, 95, 92, 88, 85, 82, 79, 76, 73, 70, 68, 65, 62, 59, 57, 54, 52,
49, 47, 45, 42, 40, 38, 36, 34, 32, 30, 28, 26, 24, 23, 21, 20, 18, 17,
15, 14, 13, 11, 10, 9, 8, 7, 6, 5, 5, 4, 3, 3, 2, 2, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0,
0, 0, 0, 1, 1, 1, 2, 2, 3, 3, 4, 5, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 13, 14, 15,
17, 18, 20, 21, 23, 24, 26, 28, 30, 32, 34, 36, 38, 40, 42, 45, 47, 49,
52, 54, 57, 59, 62, 65, 68, 70, 73, 76, 79, 82, 85, 88, 92, 95, 98, 101,
105, 108, 112, 115, 119, 122, 126, 130, 133, 137, 141, 145, 149, 152,
156, 160, 164, 169, 173, 177, 181, 185, 189, 194, 198, 202, 207, 211,
216, 220, 225, 229, 234, 238, 243, 247, 252, 257, 261, 266, 271, 276,
280, 285, 290, 295, 300, 305, 310, 314, 319, 324, 329, 334, 339, 344,
349, 354, 359, 364, 369, 374, 379, 384, 389, 394};
CY_ISR_PROTO(ISR_Senoidal);
uint16 Indice = 0;
uint16 N = 500;

int main()
{
    CyGlobalIntEnable; /* Enable global interrupts. */

    for(;;)
    {
        while(Boton_Read());
        while(!Boton_Read());

        CyDelay(50);

        while (Boton_Read()){
            isr_StartEx(ISR_Senoidal);
            PWM_Start();
            led_Write(1);

            /* Place your initialization/startup code here (e.g. MyInst_Start())
            */
        }
        while (!Boton_Read());

    }
}

CY_ISR(ISR_Senoidal)
{
    PWM_WriteCompare(Tabla[Indice]);
    Indice++;
    if (Indice == N){
        Indice = 0;
    }
}

```

```
/* [] END OF FILE */
```

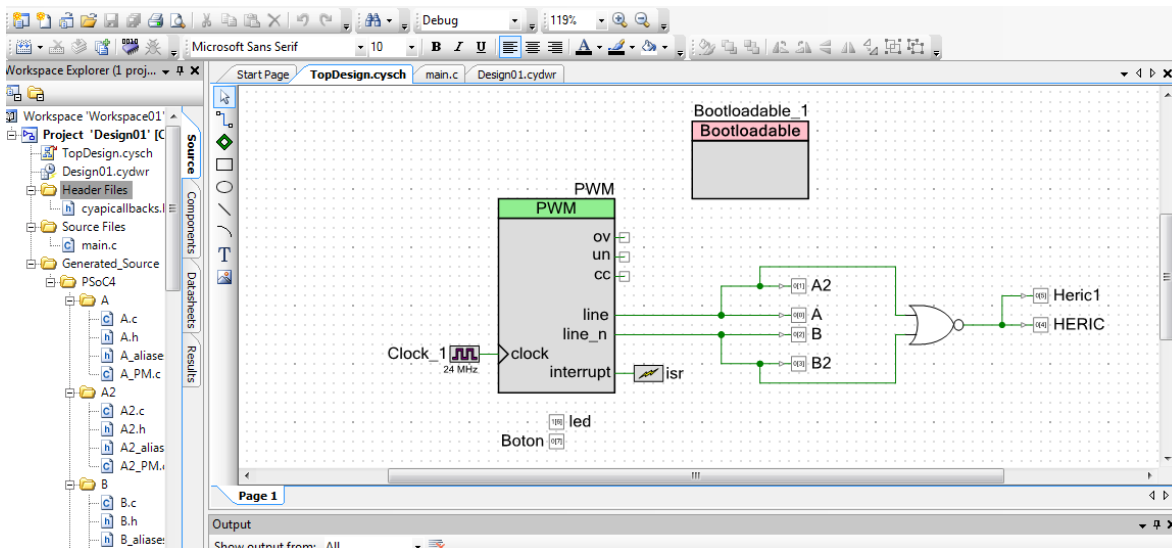
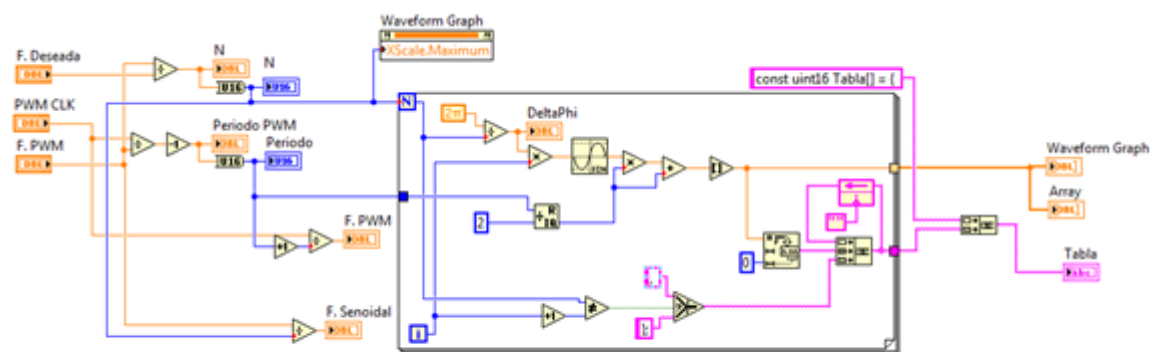


Figura Anexo 12.5 Pines para la conexión en el programa PSoC.

En la Figura 12.4 se muestran un botón nombrado “Botón” que acciona al micro controlador para poder activar la señal PWM, existe una salida nombrada como led, el cual indica en el micro controlador que la señal PWM se encuentra enviando.

La Figura 12.6 muestra el interior del programa utilizado para la generación de la tabla.

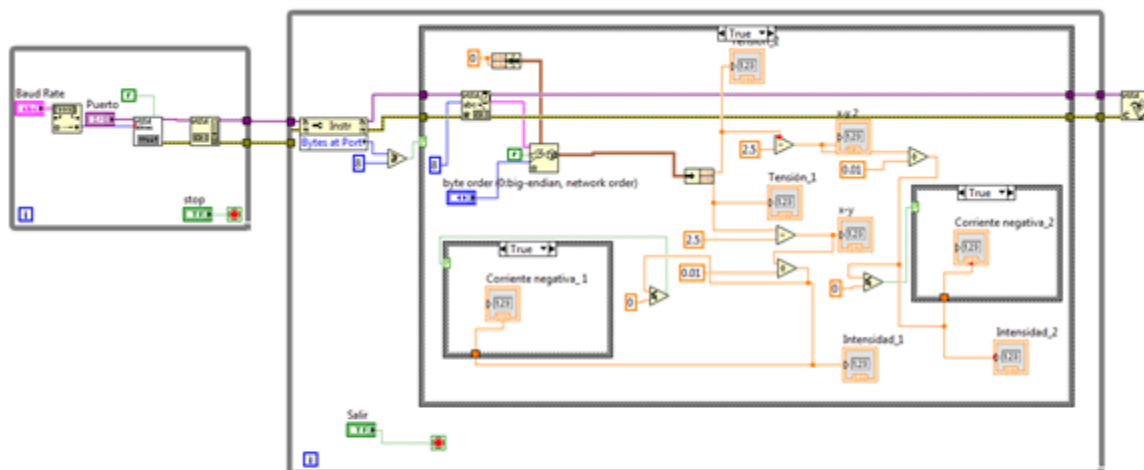


Autor: Luis Daniel Marin Uc
Institución: Centro de Investigación Científica de Yucatán (CICY)
Programa: Generación de una tabla para PWM modulada

Figura Anexo 12.6 Código fuente para la generación de la tabla.

Anexo 13 Creación y uso del programa para obtener la lectura de los sensores de intensidad de corriente.

El programa elegido para la creación del programa es en Labview 2011, este software es capaz de realizar la lectura mediante varias interfaces. El programa hace uso de algunas librerías dentro del programa, realizando los siguientes pasos: 1.- Interfaz con el Universal Series Bus o USB y 2.- Conexión con la lectura. El programa selecciona el puerto donde se hará la comunicación con el micro controlador que realiza la lectura del ADC. Al obtener los datos, el programa no lo mostrara hasta que presionemos el botón de conectar, cuando el botón es presionado empezará a mostrarse la lectura del puerto. Los datos son empaquetados en datos de un flotante es decir, un total de 8 bits, estos bits son enviados a través del puerto USB, el programa realiza la lectura de los paquetes de información los desempaca y los datos son modificados para poder predecir la lectura del ADC y su correspondiente valor de la intensidad de corriente. La siguiente Ilustración muestra el programa hecho en Labview.



Autor: Luis Daniel Marin Uc.
Institución: Centro de Investigación Científica de Yucatán (CICY)
Programa: Lectura de ADC mediante una interfaz UART.

Figura Anexo 13.1 Programa para leer los datos del sensor de intensidad de corriente.

El micro controlador utilizado para la lectura de los sensores es el PSoC 4, el código fuente se muestra a continuación, el procedimiento consiste en realizar la lectura del sensor mediante un bloque de la librería incorporada al micro controlador, el bloque es el ADC, los

datos obtenidos se “empaquetan” en 8 bits y son enviados mediante una interfaz UART, también manejada por el PSoC4.

```

/* Autor: Luis Daniel Marin Uc
Institución: Centro de Investigación Científica de Yucatán
Programa: Lectura y comunicación mediante interfaz UART de los sensores
de intensidad de corriente y la PC */
#include <project.h>
#include <stdio.h>
union ADC_2CH_Data{
    float Voltaje[2];
    uint8 DataBytes[8];
}ADC_Data;

int main()
{

    CyGlobalIntEnable; /* Enable global interrupts. */
    UART_Start();
    ADC_Start();

    LCD_Start();
    LCD_PrintString("Esperando    ");

    for(;;)
    {
        while(SW1_Read());           // Espera que se aprete el
    boton
        while(!SW1_Read());          // Espera que se suelte el
    boton
        LCD_Position(0,0);
        LCD_PrintString("Transmitiendo");
        CyDelay(50);
        ADC_StartConvert();           // Inicia las conversiones
        while(SW1_Read()){           // Transmite hasta que se
    aprete el boton
            LCD_ClearDisplay();
            if (ADC_IsEndConversion(ADC_RETURN_STATUS)){
                ADC_Data.Voltaje[0] = ADC_CountsTo_Volts(0,
    ADC_GetResult16(0));

                ADC_Data.Voltaje[1] = ADC_CountsTo_Volts(1,
    ADC_GetResult16(1));
            //
            // i=(ADC_Data.Voltaje[1]-2.5)/(.01);
            //
            //
            // if(i<=0){
            //     LCD_Position(1,8);
            //     LCD_PrintString("I:0.0");
            // }else if (i>0){
            //     LCD_Position(1,8);
            //     LCD_PrintString("I (A):");

```

```

//          sprintf(publicari, "%.1f",i);
//          LCD_Position(9,0);
//          LCD_PrintString(publicari);
//          }

        UART_SpiUartPutArray(ADC_Data.DataBytes, 8);
    }
}
ADC_StopConvert();          // Detiene las Conversiones
while(!SW1_Read());        // Espera que se suelte el
boton
    LCD_Position(0,0);
    LCD_PrintString("Esperando  ");
}
}

/* [] END OF FILE */

```

En el código fuente se observa la presencia de un LCD, este LCD es de uso general (2 líneas por 16 columnas), esto es para futuros trabajos en caso de continuar con la investigación (código de la pantalla se encuentra comentado dentro del código fuente).

Anexo 14. Norma IPC-2221



*The Institute for
Interconnecting
and Packaging
Electronic Circuits*

IPC-2221

Generic Standard on Printed Board Design

IPC-2221

February 1998

A standard developed by the Institute for Interconnecting
and Packaging Electronic Circuits

Supersedes IPC-D-275
September 1991

2215 Sanders Road
Northbrook, Illinois
60062-6135

Tel 847 509.9700
Fax 847 509.9798
URL: <http://www.ipc.org>

International
IR Rectifier

30CTH03

Hyperfast Rectifier

- Features**
- Hyperfast Recovery Time
 - Low Forward Voltage Drop
 - Low Leakage Current
 - 175°C Operating Junction Temperature

$t_{rr} = 36\text{ns max.}$
 $I_{F(AV)} = 30\text{Amp}$
 $V_R = 300\text{V}$

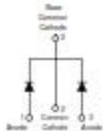
Description/ Applications

International Rectifier's 300V series are the state of the art Hyperfast recovery rectifiers designed with optimized performance of forward voltage drop and Hyperfast recovery time. The planar structure and the platinum doped life time control guarantee the best overall performance, ruggedness and reliability characteristics. These devices are intended for use in the output rectification stage of SMPS, UPS, DC-DC converters as well as freewheeling diodes in low voltage inverters and chopper motor drives. Their extremely optimized stored charge and low recovery current minimize the switching losses and reduce over dissipation in the switching element and snubbers.

Absolute Maximum Ratings

Parameters	Max	Units
V_{RRM} Peak Repetitive Reverse Voltage	300	V
$I_{n(AV)}$ Average Rectified Forward Current @ $T_c = 153^{\circ}\text{C}$ Per Diode	15	A
	30	
I_{FSM} Non Repetitive Peak Surge Current @ $T_j = 25^{\circ}\text{C}$	150	
T_j, T_{STG} Operating Junction and Storage Temperatures	- 65 to 175	$^{\circ}\text{C}$

Case Styles



TO-220AB

Anexo 16. Disipador HHS-2002

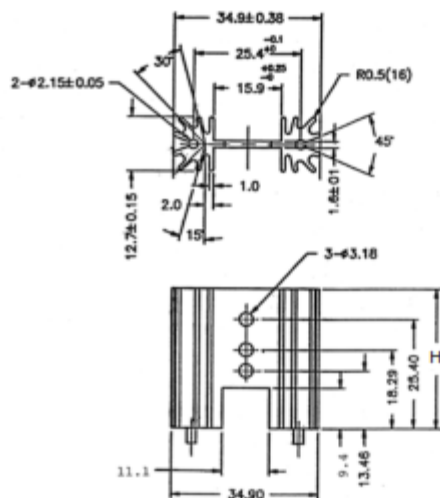


Heatsink Extruded

Compact, vertical mounting extruded heatsink with solderable fixing pins. Designed for a single TO220 package via clip available separately or mounting holes.

Product Features:

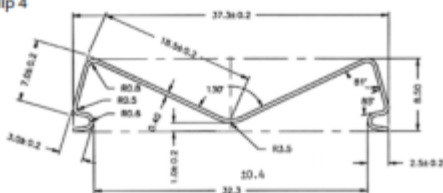
- Screw or clip mount
- Solderable mounting pins
- Black anodize finish



Ant Group No:	Thermal Resistance:	Height (mm):	Device Mtg:
HHS-2001	13.4°C/W	25.4	Clip 4
HHS-2002	10.4°C/W	38.1	Clip 4

Ant Group No:	Description:
HHS-3040	Clip 4

Clip 4



<http://www.farnell.com>
<http://www.newark.com>
<http://www.spc.co.uk>



