



S.E.P.

S.E.S.T.N.M.

T.N.M.

INSTITUTO TECNOLÓGICO TOLUCA

**DESARROLLO DE UN INVERSOR MONOFÁSICO DE 150 WATTS
APLICADO A SISTEMAS DE ILUMINACIÓN MEDIANTE UNA ISF**

**OPCIÓN I
TESIS PROFESIONAL**

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO ELECTRONICO**

**PRESENTA:
LUIS ALBERTO REYES LÓPEZ
NO. DE CONTROL 08280895**

**ASESOR:
ING. GABRIEL LÓPEZ REYES**

Metepéc, Méx., 24 de Mayo de 2016.

Ingeniería Eléctrica y Electrónica
No. de Oficio: IEE-3500-135/2016.
Asunto: Dictamen de Impresión de Tesis.

ING. ARTURO BARAJAS HIDALGO
Jefe de la División de Estudios Profesionales
P R E S E N T E .

Por este medio comunicamos a usted, que la Comisión Revisora designada para analizar el trabajo Profesional denominado: **"DESARROLLO DE UN INVERSOR MONOFÁSICO DE 150 WATTS APLICADO A SISTEMAS DE ILUMINACIÓN MEDIANTE UNA ISF"**, que presenta el C. LUIS ALBERTO REYES LÓPEZ, para obtener el Título de Ingeniero en Electrónica a través de la **Opción I: TESIS PROFESIONAL**, para sustentar el Acto de Recepción Profesional, ha dictaminado que dicho trabajo reúne las características de contenido y calidad necesarios para proceder a la impresión del mismo.

Sin otro particular, quedamos de usted.

A T E N T A M E N T E

ING. GABRIEL LÓPEZ REYES
ASESOR

M. C. VÍCTOR MANUEL CARRILLO RIVERA
REVISOR



SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA
TECNOLÓGICO NACIONAL
DE MÉXICO
INSTITUTO TECNOLÓGICO DE TOLUCA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA
ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

M. C. JAVIER CONDE ENRÍQUEZ
REVISOR

M. C. SERGIO JIMÉNEZ GARCÍA
REVISOR

c.c.p. Coordinador de apoyo a la titulación.
Archivo.

AGS:jpm.



Av. Tecnológico S/N, Col. Agrícola C.P. 52149
Metepéc Estado de México. Tels. Dirección (01722) 208 7205, Subd. Académica 208 7207,
Subd. de Planeación 208 7206, Subd. Administrativa 208 7208, Conmut. 208 72 00
e-mail: info@ittoluca.tecnm.mx, www.toluca.tecnm.mx





Metepec, Edo. de Méx., a 26 de mayo de 2016.

DIVISIÓN DE ESTUDIOS PROFESIONALES

ASUNTO: Se Autoriza Impresión de Trabajo Profesional

**C. LUIS ALBERTO REYES LÓPEZ
PASANTE DE LA CARRERA DE
INGENIERÍA ELECTRÓNICA.**

De acuerdo con el Reglamento de Titulación del Sistema Nacional de Educación Superior Tecnológica, dependiente de la Subsecretaría de Educación Superior de la Secretaría de Educación Pública y habiendo cumplido con todas las indicaciones que la Comisión Revisora realizó, con respecto a su trabajo profesional en la **OPCIÓN I: TESIS PROFESIONAL**, con el tema denominado: **"DESARROLLO DE UN INVERSOR MONOFÁSICO DE 150 WATTS APLICADO A SISTEMAS DE ILUMINACIÓN MEDIANTE UNA ISF."** La División de Estudios Profesionales concede su autorización para que proceda la impresión del mismo.

ATENTAMENTE

"Educación, Integridad y Ciencia"


ING. ARTURO BARAJAS HIDALGO
JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS PROFESIONALES.

ESTADOS UNIDOS MEXICANOS
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA
INSTITUTO TECNOLÓGICO DE TOLUCA
DIVISIÓN DE
ESTUDIOS PROFESIONALES

ABH/jps

C.c.p. Expediente



Av. Tecnológico S/N, Col. Agrícola Bellavista, C.P. 52149,
Metepec, Estado de México. Tels. Dirección (01722) 208 7205, Subd. Académica 208 7207,
Subd. de Planeación 208 7206, Subd. Administrativa 208 7208, Conmut. 208 72 00
e-mail: info@toluca.tecnm.mx, www.toluca.tecnm.mx



Resumen

Los dispositivos de la electrónica de potencia son los encargados de trabajar y transformar la energía eléctrica, en la actualidad son empleados en el desarrollo de nuevas tecnologías y topologías favorables para el medio ambiente, la eficiencia de dichos dispositivos obliga a proponer o desarrollar nuevas topologías de los convertidores conocidos en la actualidad.

El trabajo describe el análisis, desarrollo y fabricación de una de las topologías de elevación de voltaje en corriente directa, mediante el desarrollo de un convertidor o fuente conmutada llamado convertidor BOOST.

El cual es alimentado por una instalación solar fotovoltaica (ISF), capaz de alimentar una carga no mayor de 150 Watts, utilizando un par de convertidores BOOST conectados en paralelo y un inversor monofásico de onda cuadrada, los cuales se encargan de hacer la conversión de corriente directa a corriente alterna (CD-CA).

De manera que para obtener mejores resultados se propone un estudio metodológico para el desarrollo del proyecto el cual consiste en: investigar, calcular, desarrollar y probar el convertidor BOOST.

Los resultados del desarrollo del proyecto dan pauta a la investigación de nuevos circuitos en la conversión y almacenamiento de la energía eléctrica.

Índice

Capitulo 1 Fundamentación	1
1.1 Antecedentes	2
1.2 Planteamiento del problema	3
1.3 Justificación	3
1.4 Objetivo general	3
1.5 Objetivos específicos	4
1.6 Fundamentación inicial	5
1.6.1 La energía solar	5
1.6.2 Instalación Solar Fotovoltaica (ISF)	5
1.6.3 Elementos de una instalación solar fotovoltaica	6
Capitulo 2 Tipos de convertidores & circuitos de conmutación	11
2.1 Teoría del convertidor elevador	12
2.1.1 Convertidor CC-CC	12
2.2 Convertidor elevador (BOOST)	12
2.2.1 Modo de operación continuo	14
2.3 Convertidor BOOST en cascada	18
2.3.1 Desarrollo del convertidor BOOST en cascada	18
2.4 Circuitos de excitación y de protección (Conmutación del transistor)	20
2.4.1 Dispositivo de control LM3524 (PWM)	20
2.4.2 Funcionamiento del dispositivo	20
2.4.3 Funcionamiento interno	21
2.4.3.1 Regulador de voltaje referencia	21
2.4.3.2 Oscilador	21
2.4.3.3 Etapa de salida	22
2.4.4 Circuito de conexión del LM3524	23

2.5 Excitación de compuerta del MOSFET (IR2109)	23
2.5.1 Principales características	24
2.6 Corriente de compuerta requerida	25
2.7 Protección térmica del MOSFET	27
2.8 Disipador de calor	28
2.8.1 Pérdida de disipación de temperatura en los dispositivos de potencia	29
2.8.2 Pérdidas de potencia en el dispositivo de potencia	30
2.9 Diseño del inductor	32
2.9.1 Núcleo de polvo de hierro	33
2.9.2 Tipo de núcleo a utilizar	34
2.9.3 Propiedades del núcleo de polvo de hierro de material #26	35
2.9.4 Expresiones para el cálculo del valor del inductor	36
2.10 Inversor monofásico de puente completo	37
2.10.1 Funcionamiento del inversor monofásico de puente completo	37
2.11 Protecciones del convertidor BOOST y del inversor monofásico de puente completo	39
2.11.1 Protección del MOSFET contra di/dt y dv/dt	39
2.11.2 Funcionamiento de la red snubber	41
2.11.3 Protecciones adicionales del proyecto	41
Capítulo 3 Desarrollo del proyecto	42
3 Desarrollo del proyecto	43
3.1 Parámetros del módulo solar fotovoltaico	43
3.2 Parámetros de la batería	44
3.3 Parámetros del regulador de carga	45
3.4 Desarrollo del convertidor BOOST en cascada y del inversor de	

punto completo	46
3.4.1 Parámetros de desarrollo del convertidor BOOS en cascada	46
3.4.2 Diseño del inductor	49
3.4.3 Calculo de la protección contra dv/dt del convertidor BOOST en cascada	50
3.4.4 Calculo para el circuito de control LM3524	51
3.5 Desarrollo del inversor monofásico	54
3.5.1 Calculo de la protección contra dv/dt del inversor monofásico	55
Capitulo 4 Resultados	58
4 Resultados	59
4.1 Resultados del convertidor BOOST en cascada	59
4.2 Resultados del inversor de punto completo	61
4.3 Conclusiones	66
4.4 Observaciones	67
Referencias	69
Anexos	71

Introducción

Debido a la gran demanda de energía eléctrica y el alto impacto ecológico que tiene la producción de la misma, el hombre se ha dado a la búsqueda de encontrar nuevas formas de generación de la energía, las cuales tengan un mínimo impacto ecológico.

Una de las principales formas de obtención de energía es la energía solar, en la cual se obtiene la energía mediante la luz o los rayos del sol, y es almacenada en baterías para después ser utilizada en aplicaciones residenciales o industriales.

La elaboración del proyecto prototipo se eligió como tema principal de la materia de Taller de Investigación 2, con el fin de tener el conocimiento amplio de una de las energías renovables, la cual es la energía solar, y también para conocer el sistema de recolección de esta energía el cual es una Instalación Solar Fotovoltaica (ISF) y sus elementos que la conforman.

En los capítulos iniciales se mencionan cuales son los elementos básico de una Instalación Solar Fotovoltaica (ISF), como obtener una salida de 135 VCD a partir del voltaje de 12 VCD de la batería. Para el objetivo de elevación de voltaje se describe la topología de convertidores BOOST en cascada.

Otra etapa importante para el desarrollo del proyecto es el inversor monofásico de onda cuadrada, el cual se encarga de tener una salida de 135 VCA a partir del voltaje de salida de los convertidores BOOST, esto se hizo mediante 4 MOSFETS de canal N, los cuales se conmutan a una frecuencia de 60 Hz, para así poder conectar las lámparas incandescentes.

Para la parte de las protecciones se dejan para un trabajo a futuro, el cual puede ser retomado por un compañero de la carrera.

En el Instituto Tecnológico de Toluca se han realizado varios trabajos, que utilizan como base los convertidores de voltaje CD-CD, a partir de las topologías de elevación de voltaje, cabe mencionar dos trabajos que sirvieron para la elaboración de este, las cuales son:

“Diseño de la etapa elevadora de voltaje para sistemas fotovoltaicos basado en el convertidor elevador”

Este trabajo fue desarrollado por los Ingenieros Jairzinho Villalobos Leónides y Antonio Velázquez Morales, el cual hace uso de un solo convertidor BOOST en modo continuo diseñado para elevar un voltaje de 24 VCD a un voltaje de 120 VCD con una corriente de salida de 3 Amperes, la aplicación de este trabajo fue para la alimentación de un televisor, focos ahorradores y un ventilador.

“Convertidor BOOST en cascada e inversor para alimentar una bomba de agua de bajo caudal”

Este trabajo fue desarrollado por el ingeniero Omar Alejandro Pichardo Camacho, el cual hace el uso de dos convertidores BOOST conectados en cascada diseñados para elevar un voltaje de 24 VCD a un voltaje de salida de 130VCD con una corriente de salida de 4.0 Amperes, el cual se empleo para alimentar una bomba de bajo caudal de ½ Hp de potencia.

La diferencia de estos dos trabajos con respecto al mencionado que lleva como nombre **“Desarrollo de un inversor monofásico de 150 Watts aplicado a sistemas de iluminación mediante una ISF.”**, son las siguientes:

- Con el primer trabajo la diferencia, es el uso de dos convertidores en cascada, el voltaje de alimentación de entrada y la aplicación dada.
- Con el segundo trabajo la diferencia es el voltaje de alimentación y la aplicación por la cual se desarrollo el proyecto.

Debido a que el objetivo general, es el siguiente:

Desarrollar y construir un prototipo de un inversor monofásico con un voltaje de salida 135VCA y una potencia de salida de 150W, a partir de un sistema solar fotovoltaico.

Este objetivo se desarrollo con el fin de tener el conocimiento básico de una Instalación Solar Fotovoltaica (ISF), como funciona, que elementos la conformar y cual es la principal función de cada uno de los mismos.

Para el desarrollo del proyecto se utilizo parte del circuito del trabajo de Omar, debido a que el convertidor y el inversor son para fines demostrativos de cómo se puede utilizar la energía obtenida mediante la Instalación Solar Fotovoltaica

Capitulo 1

Fundamentación

1.1 Antecedentes

Desde hace tiempo y en la actualidad ha existido la necesidad de controlar la potencia eléctrica industrial, por lo cual resulta útil auxiliarse de la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia.

Para la obtención de la respuesta variable en las máquinas y motores industriales es necesario modificar la magnitud del voltaje, la corriente o la frecuencia, pero para lograr estas modificaciones variables es necesario realizar una doble conversión de la alimentación, primeramente de CA-CD y posteriormente CD-CA.

Los convertidores de CD a CA se conocen como inversores, en estos la forma de onda del voltaje de salida es senoidal cuadrada, pero en los inversores reales esto no es así debido a que contienen ciertas armónicas, para las aplicaciones de mediana y baja potencia, pero se puede aceptar los voltajes de onda cuadrada o cuasi-cuadrada, pero lo ideal es tener una salida tipo senoidal pura, pero con técnicas de conmutación diferente, pero no es el objetivo del presente trabajo.

Dada a la disponibilidad de los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad de conmutación es posible minimizar o reducir el contenido de armónica del voltaje de salida mediante las técnicas de conmutación.

El uso de inversores es muy común en aplicaciones industriales y de tipo residencial dado que la entrada puede ser una batería u otra fuente de CD, y su salida va desde los 120 a 240VCA.

Los inversores utilizan por lo general señales de control PWM (Modulación por Ancho de Pulso) para producir un voltaje de salida en CA.

1.2 Planteamiento del problema

De las diferentes topologías de elevación o reducción de voltaje CD-CD, la más optima para el desarrollo del proyecto es la de elevación de voltaje y de corriente directa (BOOST), la cual tiene el objetivo de elevar el voltaje partiendo de una batería o un conjunto de celdas solares a un valor deseado, el cual a su vez está conectado a un sistema solar fotovoltaico.

Debido a que es solo para aplicación de iluminación no es necesario corregir el factor de potencia, dado que solo se utiliza para alimentar carga tipo resistiva (lámpara incandescente).

1.3 Justificación

Considerando el costo y el impacto ecológico que tiene el generar la energía eléctrica con los métodos tradicionales, ya sea por quema de combustible fósiles, se tomo la decisión de aprovechar la energía que brinda el sol, la cual se almacena en una batería de aplicaciones solares y es obtenida mediante un sistema solar fotovoltaico, con la finalidad para propósitos de iluminación de una vivienda en zonas rurales o marginadas.

Otra razón por lo cual se desarrolla el proyecto es con el fin de aprender cómo se compone una instalación solar fotovoltaica (ISF) la cual es una de las energías que están en investigación para el aprovechamiento de la misma, aplicar los conocimientos obtenidos durante la formación académica acerca de los convertidores de voltaje y de los inversores.

1.4 Objetivo general

Desarrollar y construir un prototipo de un inversor monofásico con un voltaje de salida 135 VCA y una potencia de salida de 150W, a partir de un sistema solar fotovoltaico.

1.5 Objetivos específicos.

- Desarrollar y construir un inversor monofásico con una frecuencia de conmutación de 60Hz, un voltaje de salida de 135 VCA y una potencia de salida de 150 Watts.
- Desarrollar un convertidor tipo CD-CD con un voltaje de salida de 135 VCD y una potencia de 150 Watts, a partir de una batería de 12VCD

1.6 Fundamentación inicial

1.6.1 La energía solar

Es la energía que aprovecha la luz emitida por el sol para transformarla en energía eléctrica, teniendo dos principales formas de recolección de la luz, las cuales son:

- **Forma indirecta** la cual aprovecha el sol para calentar un fluido (pudiendo ser agua) y convertirlo en vapor, con el fin de producir electricidad mediante el movimiento de un alternador.
- **Forma directa** aprovecha la luz del sol al convertirla en electricidad mediante el uso de las células o celdas solares.

1.6.2 Instalación Solar Fotovoltaica (ISF)

La Instalación Solar Fotovoltaica se clasifica en dos tipos de aplicaciones dependiendo de la aplicación a la que está destinada, las cuales son:

- **Aplicaciones autónomas** las cuales producen electricidad sin ningún tipo de conexión a la red eléctrica, con el fin de suministrar la energía al lugar donde se encuentran instaladas, ya sea para aplicaciones espaciales y aplicaciones terrestres tales como las telecomunicaciones, electrificación de zonas rurales y aisladas, señalización, alumbrado público, etc.
- **Aplicaciones conectadas a la red eléctrica** en estas la energía generada es vendida al organismo encargado de suministrar la energía eléctrica a las principales ciudades del país, ya sea mediante centrales fotovoltaicas, huertos solares o edificios solares.

1.6.3 Elementos de una instalación solar fotovoltaica.

Los elementos de una instalación solar fotovoltaica se muestran en la figura No1, los cuales son:

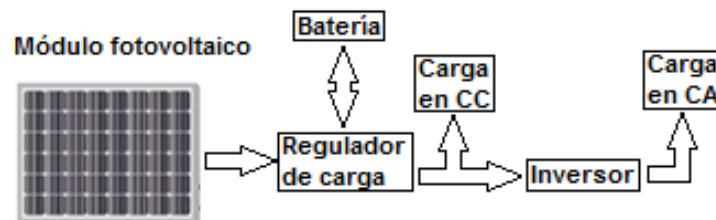


Figura No1.- Elementos de una instalación solar fotovoltaica.

- Modulo fotovoltaico
- Batería o acumulador
- Regulador de carga
- Inversor
- Carga

Modulo fotovoltaico.

El modulo fotovoltaico o mejor conocido como panel solar es la base en los sistemas fotovoltaicos. Es de material semiconductor (Silicio en general), en la que tiene lugar el efecto fotovoltaico al incidir en ella la luz solar. Dicho efecto genera una diferencia de potencial en las terminales de la misma permitiendo la circulación de corriente al conectar una carga.

Las características eléctricas del módulo dependen del número y del tipo de interconexión de las células entre sí, así como de los procesos tecnológicos involucrados en su fabricación.

Pueden construirse así paneles fotovoltaicos de distinta potencia dependiendo del número total de células contenidas en el panel, que combinen distintos niveles de tensión y corriente dependiendo del número de células conectadas en serie y paralelo respectivamente, como se puede observar en la figura 1.

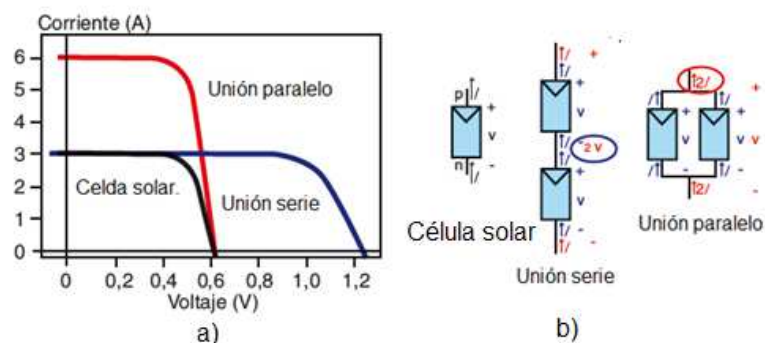


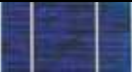
Figura 1.- a) rendimiento de una célula solar b) tipos de conexión. [3]

Se observa que si se necesita aumentar la tensión es necesario hacer un arreglo en serie, y si se necesita un aumento de la corriente será necesario un arreglo en paralelo.

El rendimiento de los tipos de paneles, está dado por la tecnología de fabricación, el cual se presenta en la tabla 1, además se muestra algunas características de las mismas:

- Silicio cristalino (monocristalino y policristalino).
- Silicio amorfo.

Tabla 1.- Comparación de los diferentes tipos de paneles solares.[3]

Celdas	Silicio	Rendimiento	Características
	Monocristalino	15%-18%	Son típicos los azules homogéneos y la conexión de las células individuales entre si.
	Policristalino	12%-14%	La superficie esta estructurada en cristales y contiene distintos tonos azules.
	Amorfo	<10%	Tiene un color homogéneo, pero no existe conexión visible entre las células.

Batería o acumulador

El acumulador o la batería es un dispositivo capaz de transformar la energía química en energía eléctrica. Las baterías se recargan a través de la electricidad de los paneles solares y de un regulador de carga, teniendo el propósito de almacenar la energía y así utilizarla en donde esté instalado el circuito fotovoltaico:

- Almacenar energía durante un determinado tiempo
- Proporcionar una potencia elevada
- Fijar la tensión de trabajo deseada

Un parámetro importante a la hora de elegir un acumulador es la capacidad, que se define como la cantidad de electricidad que puede proporcionar en un periodo de tiempo, ya sea largo o corto según el tiempo de uso y la demanda que se le haga. Por ello se expresa generalmente en Amperios hora (Ah).

Acumuladores de ciclado profundo

Están especialmente diseñados para proveer cantidades bajas o grandes de corriente por largos periodos de tiempo y recargarlos sin afectar su desempeño. A esto se le denomina descarga profunda, a diferencia con los acumuladores automotrices, que al ser sometidos a una descarga profunda pierden su capacidad y desempeño.

Un ciclo se describe como una descarga y una carga del acumulador, no importando el porcentaje de descarga que haya sufrido. Estos acumuladores se utilizan principalmente, para proveer energía eléctrica a equipos que no tienen un sistema de generación propia, como pueden ser: pequeños vehículos eléctricos, luces de emergencia, equipos de navegación o de comunicación, casas móviles, sistemas de energía solar, entre otros.

Diferencias entre los acumuladores de Ciclado Profundo y los acumuladores automotrices.

La demanda de energía en ambos tipos de acumuladores son diferentes, ya que los acumuladores de ciclado profundo proveen cantidades relativamente bajas o grandes de corriente por largos periodos de tiempo, mientras que un acumulador automotriz se le demanda grandes cantidades de energía por sólo unos cuantos segundos.

Un acumulador automotriz descargado de manera profunda, puede perder su capacidad de uso en 50 ciclos o menos, mientras que un acumulador de ciclado profundo continúa con óptimo desempeño aún después de los 300 ciclos.

- Acumulador de ciclado profundo
 1. Están diseñados para recibir descargas profundas de hasta el 70% de su capacidad.
 2. Se diseñan para proporcionar bajas o grandes cantidades de corriente por varias horas.
- Acumulador de arranque automotriz
 1. Están diseñados para recibir descargas de hasta un 10-15% de su capacidad.
 2. Están diseñados para proporcionar grandes cantidades de corriente en pocos segundos.

Diferentes tipos de conexiones

La conexión en serie de los acumuladores nos proporciona el beneficio de aumentar el voltaje de salida del sistema, sumando el voltaje de cada una de ellas y manteniendo constante la corriente. **La conexión en paralelo** de los acumuladores nos proporciona el beneficio de aumentar la corriente, conservando el mismo voltaje de cada acumulador para todo el sistema, como se observa en la figura 2.

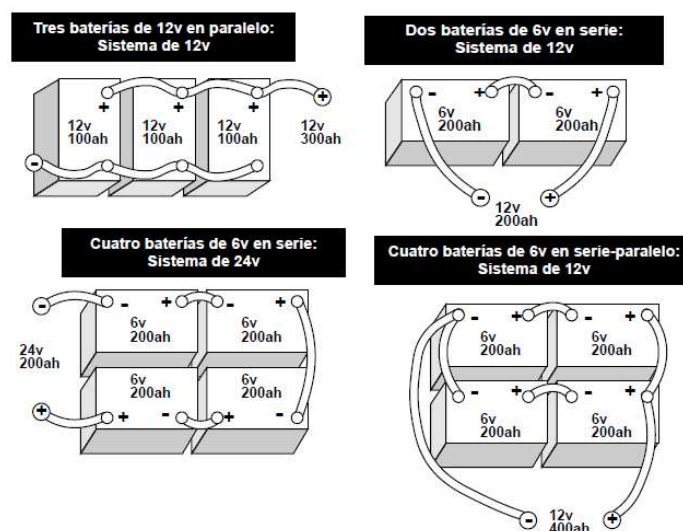


Figura 2.- Tipo de conexión de los acumuladores, serie, paralelo y serie-paralelo. [4]

Regulador de carga

El regulador tiene como propósito controlar el flujo de la corriente de carga proveniente de los paneles solares hacia la batería; de igual forma controla la corriente de descarga que va desde la batería hacia la carga

Por lo tanto trabaja en dos zonas, las cuales son:

- En la parte de carga, el propósito es de garantizar una carga suficiente al acumulador y evitar las situaciones de sobrecarga.
- En la parte de descarga, el propósito es de asegurar el suministro eléctrico suficiente y evitar la descarga excesiva del acumulador.

Debido a que los paneles solares proporcionan una tensión nominal mayor que el del acumulador, si no se conectara el regulador se producirían sobrecargas, haciendo que sea menor la vida del mismo.

Inversor

Los convertidores de CD a CA se conocen como inversores. Su forma de onda del voltaje de salida es senoidal. En los inversores reales esto no es así, debido a que contienen ciertas armónicas, pero se puede aceptar los voltajes de onda cuadrada o cuasi-cuadrada.

El uso de inversores es muy común en aplicaciones industriales dado que la entrada puede ser una batería, un convertidor de CC-CC u otra fuente de CD, y su salida va desde los 110 a 240VCA.

Tipos de inversores:

- Inversor monofásico de medio puente
- Inversor monofásico de puente completo
- Inversores trifásicos

Capitulo 2

Tipos de convertidores & circuitos de conmutación

2.1 Teoría del convertidor elevador

2.1.1 Convertidor CC-CC

Los convertidores CC a CC son circuitos electrónicos de potencia, se emplean para convertir la tensión de entrada no regulada a una tensión de salida regulada de un nivel deseado, esta regulación se puede obtener mediante modulación de ancho de pulso (PWM), mejor conocidos como fuentes de alimentación conmutadas, como se muestra en la figura No. 3.1 por lo general la entrada se obtiene mediante la rectificación del voltaje de línea o de un banco de baterías.

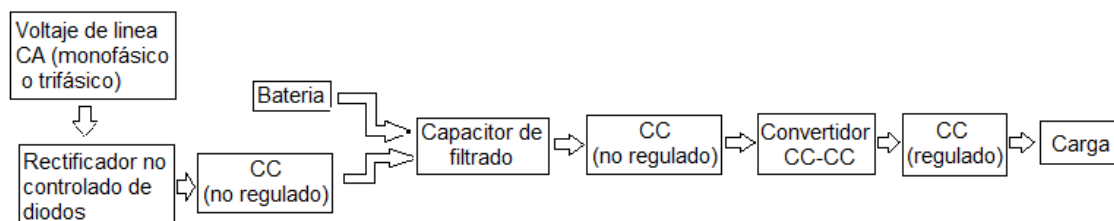


Figura No. 2.1 Elementos de un convertidor CC-CC

Se explicara el funcionamiento así como la construcción del convertidor elevador BOOST, para posteriormente pasar a la explicación del convertidor elevador BOOST conectado en cascada.

2.2 Convertidor elevador (BOOST)

En el convertidor elevador el voltaje de salida es mayor que el voltaje de entrada, en la figura No. 2.2 se muestra el convertidor elevado, el cual usa un MOSFET (Q) de potencia.

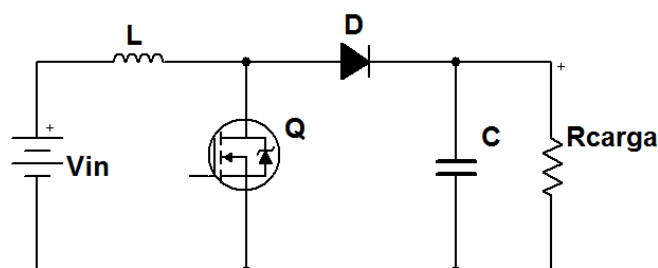


Figura No. 2.2 Diagrama del convertidor BOOST

Teniendo dos estados de funcionamiento, los cuales se mencionan a continuación:

- Estado 1.- Cuando el interruptor (transistor o MOSFET) se encuentra cerrado.
- Estado 2.- Cuando el interruptor (transistor o MOSFET) se encuentra abierto.

Estado 1 empieza cuando se pone en saturación el MOSFET (se cierra el interruptor S1), la corriente entrada (I_{in}) carga al inductor (L), y el voltaje de salida que suministra a la carga (R_{carga}) es suministrado por el capacitor (C), como se aprecia en la figura No. 2.3.

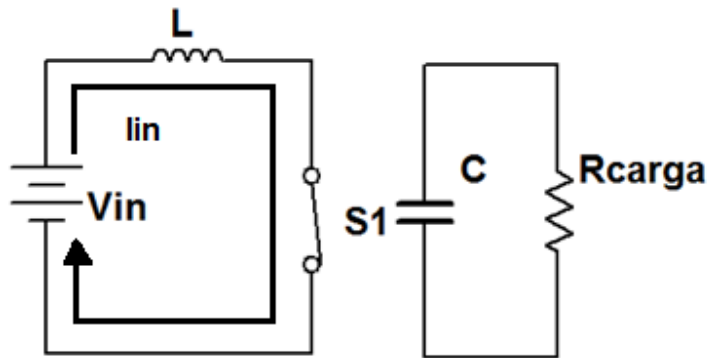


Figura No. 2.3 Modo de Funcionamiento 1 del convertidor

Estado 2 comienza cuando se pasa a estado de corte el MOSFET (se abre interruptor S1) como se aprecia en la figura No. 2.4, la corriente que se encuentra almacenada en el inductor (I_L) ahora se descarga sobre la carga (R_{carga}), produciendo así un voltaje de salida (V_o) mayor al voltaje de entrada (V_{in}).

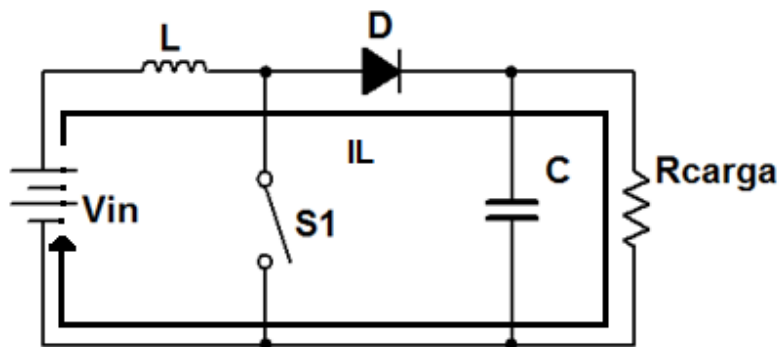


Figura No. 2.4 Modo de funcionamiento 2 del convertidor.

El convertidor trabaja en dos modos de operación, los cuales se mencionan a continuación:

- Modo de operación continuo.- Este modo de operación la corriente que pasa a través de la bobina jamás llega al valor de cero ampers.
- Modo de operación discontinuo.- En este modo de operación la corriente que pasa a través de la bobina llega al valor de cero ampers.

Pero para la elaboración del proyecto se trabajara el convertidor en modo de operación continuo, a continuación se explica el funcionamiento y se muestran las ecuaciones para el desarrollo.

2.2.1 Modo de operación continuo.

Este modo de operación trabaja cuando la corriente que fluye por el inductor de manera continua ($I_L > 0$), esto es que la corriente no llega a un valor de cero ampers, como se muestra en la figura No 2.5

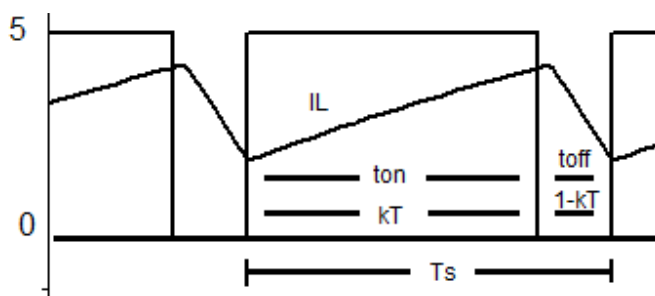


Figura No. 2.5 Modo de operación continuo

Para el análisis se tiene la malla 1 del circuito (SW1=ON) que se observa en la figura No. 2.3, aplicando la ley de voltaje de Kirchhoff, lo cual define:

$$V_{in} = V_L \quad 2.1$$

Se sabe que:

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad 2.2$$

Sustituyendo la ecuación 2.2 en la ecuación 2.1, se tiene:

$$V_{in} = L \frac{di}{dt} \quad 2.3$$

De la onda de corriente de la figura No. 2.5 se toman los valores y sustituyéndolos en la ecuación 2.3, se obtiene:

$$V_{in} = L \frac{\Delta i}{kT} \quad 2.4$$

Despejando Δi de la expresión, se tiene que:

$$\Delta i = \frac{V_{in} kT}{L} \quad 2.5$$

Para el caso donde el transistor esta en modo de corte (SW1=OFF), se tiene la malla 2 del circuito como se aprecia en la figura No. 2.4, de igual forma aplicándole la ley de voltaje de Kirchhoff, se define como:

$$V_o = V_{in} + V_L \quad 2.6$$

De igual forma de acuerdo a la figura No. 2.5, en la zona off del transistor (toff), se tiene que:

$$V_o = V_{in} + L \frac{\Delta i}{(1-K)T} \quad 2.7$$

Despejando Δi , se obtiene:

$$\Delta i = \frac{(V_o - V_{in})(1-k)T}{L} \quad 2.8$$

Sustituyendo la expresión 2.8 en la expresión 2.5, quedando así:

$$\frac{V_{in} kT}{L} = \frac{(V_o - V_{in})(1-k)T}{L} \quad 2.9$$

Despejando V_o , se tiene:

$$V_o = \frac{V_{in}}{1-k} \quad 2.10$$

Siendo así:

V_o .- Voltaje de salida del convertidor

V_{in} .- Voltaje de entrada del convertidor

k .- Ciclo de trabajo

Para conocer la corriente que circula por el MOSFET (SW1), se toma el circuito de la figura No. 2.3, que es donde el mismo se encuentra en conducción, se iguala la potencia de entrada y la potencia de salida como se muestra:

$$P_{in} = P_o \quad 2.11$$

De igual forma aplicando la ley de Ohm, se tiene que:

$$V_{in} I_{in} = V_o I_o \quad 2.12$$

Dado que el inductor esta en serie con la fuente de entrada, la corriente del inductor es la misma que la corriente de entrada, y despejando la expresión 2.12, queda de la siguiente manera:

$$I_{in} = I_L = \left(\frac{V_o}{V_{in}} \right) (I_o) \quad 2.13$$

Se sustituye la expresión 2.10 en la expresión 2.13, quedando así:

$$I_L = \frac{I_o}{1-k} \quad 2.14$$

Para calcular la corriente a la que se somete el MOSFET, se tiene la expresión que dice:

$$I_T = k I_L \quad 2.15$$

Se sustituye la expresión 2.14 en la expresión 2.15, obteniendo así:

$$I_T = \frac{k}{1-k} I_o \quad 2.16$$

Para el cálculo del inductor L, se emplea la expresión que dice:

$$L = \frac{V_{in} k}{f_s \Delta i} \quad 2.17$$

Donde:

V_{in} .- Voltaje de la fuente de alimentación del convertidor

k.- Ciclo de trabajo

f_s .- Frecuencia de conmutación

Δi .- Rizo de corriente pico- pico $0.2 I_L$

Otro parámetro a calcular es el valor de capacitor C, a lo cual se tiene la siguiente expresión:

$$C = \frac{I_o k}{f_s \Delta v} \quad 2.18$$

Donde:

I_o .- Corriente de salida del convertidor

Δv .- Rizo del voltaje de salida del convertidor

2.3 Convertidor BOOST en cascada

2.3.1 Desarrollo del convertidor BOOST en cascada

Como se observa en la figura No. 2.6, los convertidores se encuentran conectados en paralelo (cascada), esto se hace con el fin de poder elevar el voltaje de salida (V_{out2}), sin llevar el ciclo de trabajo a un nivel alto, para poder así reducir que los transistores ($Q1$, $Q2$) se llegasen a dañar.

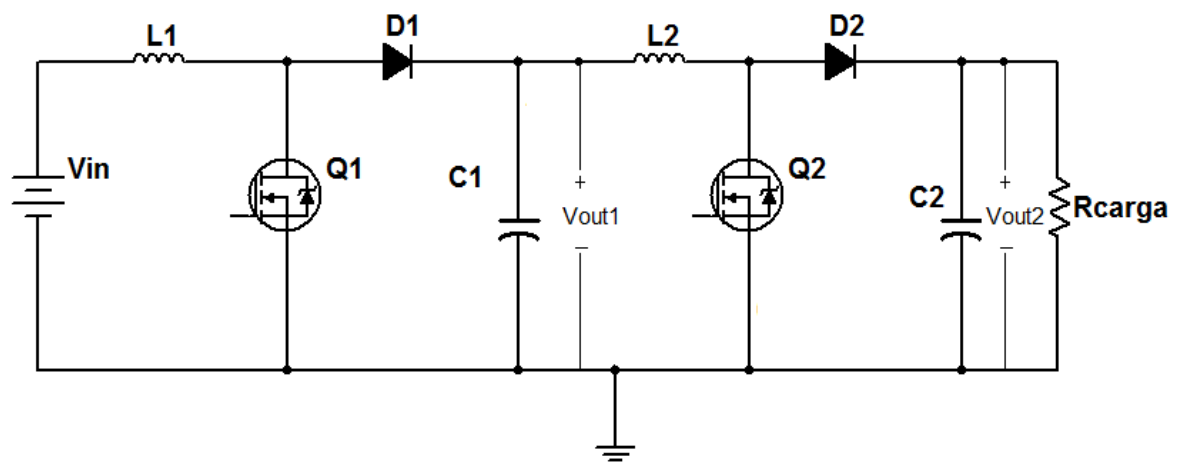


Figura No. 2.6.- Convertidor BOOST en cascada

Como se observa el voltaje de salida del primer convertidor (V_{out1}) es el voltaje de entrada del segundo, que a su vez la corriente de salida del primer convertidor es la corriente del inductor ($L2$) del segundo convertidor, esto quiere decir que la corriente del primer convertidor será mucho mayor que la corriente del segundo convertidor.

Tomando en cuenta las expresiones del convertidor BOOST, se pueden obtener las expresiones necesarias para el arreglo o la conexión en cascada, como se muestra a continuación:

Igualando las corrientes en los transistores, se tiene:

$$IT1=IT2$$

Se sabe que la corriente del inductor (L1) del primer convertidor está dada por:

$$IL1 = \frac{Io1}{(1-k1)} \quad 2.19$$

La corriente del inductor (L2) del segundo convertidor es la misma que la corriente de salida del primer convertidor (Io1), se tiene que:

$$Io1 = IL2 = \frac{Io2}{1-k2} \quad 2.20$$

Se sustituyen valores, se observa que:

$$IT1 = \frac{k1*Io1}{1-k1} \quad IT2 = \frac{k2*Io2}{1-k2}$$

$$\frac{k1*Io1}{1-k1} = \frac{k2*Io2}{1-k2} \quad 2.21$$

Despejando Io1 y sustituyéndola en la expresión 2.20, se obtiene:

$$k2 = \left(\frac{k1}{1-k1} \right) \quad 2.22$$

Se tiene que el voltaje de salida del primer convertidor esta dado por:

$$Vout1 = \frac{Vin}{1-k1} \quad 2.23$$

Se sabe que el voltaje de salida del primer convertidor (Vout1) es el voltaje de entrada del segundo convertidor, se obtiene:

$$Vout2 = \frac{Vout1}{(1-k2)} \quad 2.24$$

Despejando Vout1 y sustituyéndolo en la expresión 2.23 queda así:

$$k1 = \frac{Vout2-Vin}{2*Vout2} \quad 2.25$$

2.4 Circuitos de excitación y de protección (Conmutación del transistor)

2.4.1 Dispositivo de control LM3524 (PWM)

El dispositivo o circuito de control LM3524 es la parte principal de los convertidores ya que es el encargado de generar la modulación por ancho de pulso (PWM), la cual genera las señales o pulsos de disparo de compuerta requeridos por el MOSFET o cualquier otro dispositivo de conmutación, teniendo la ventaja de variar la frecuencia y el ciclo de trabajo a cierto valor que se requiera utilizar.

2.4.2 Funcionamiento del dispositivo

El diagrama interno del dispositivo se muestra a bloques en la figura No. 2.7, para generar la modulación por ancho de pulso de frecuencia, se logra comparando una señal tipo diente de sierra (pin 7) con un valor de voltaje de corriente directa (pin 6).

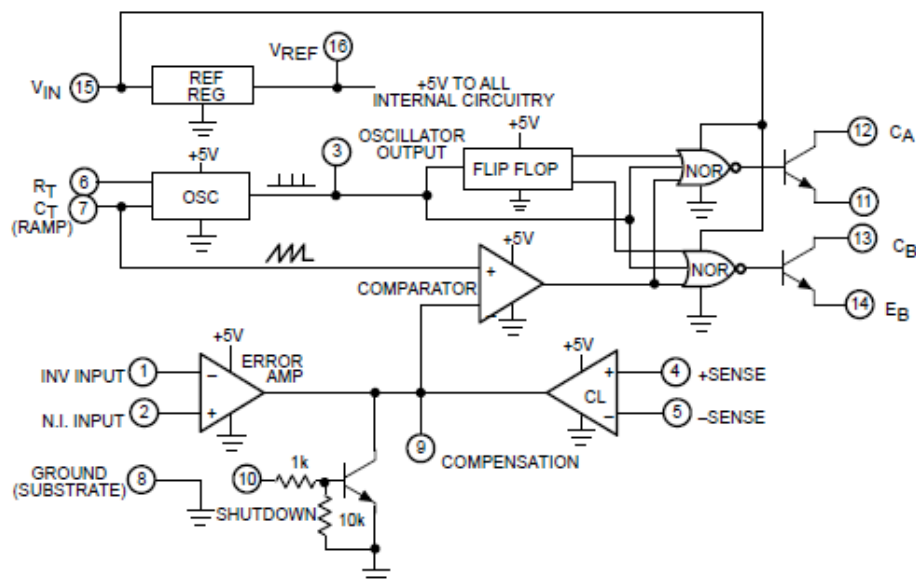


Figura No. 2.7.- Diagrama interno del dispositivo LM3524

2.4.3 Funcionamiento interno

2.4.3.1 Regulador de voltaje de referencia

El dispositivo tiene un regulador interno encargado de proveer un voltaje de 5v fijos y una corriente máxima de 50 mA (pin 16), el cual es utilizado para alimentar la parte del oscilador, en amplificador de error, el amplificador de control, el comparador, la etapa de los Flip Flop y toda la circuitería interna.

2.4.3.2 Oscilador

El oscilador interno proporciona una señal tipo diente de sierra positiva a las terminales entradas del comparador de tiempo muerto, para ser comparadas con las señales de control de entrada.

La frecuencia del oscilador se obtiene mediante una relación de una resistencia externa (RT) y un capacitor externo (CT). El oscilador carga al capacitor con una corriente determinada por RT, quedando así la expresión para calcular la frecuencia de oscilación:

$$F_{osc} = \frac{1}{RTCT} \quad 2.26$$

La frecuencia de operación de se encuentra en un rango de los 10 Hz hasta los 300kHz, el rango de valores de RT y CT son:

- RT es de 1.8 KΩ a 100KΩ
- CT es de 0.001μF a 0.1μF

En la figura No. 2.8 se aprecia la variación de la frecuencia de oscilación con respecto a la variación de RT y CT.

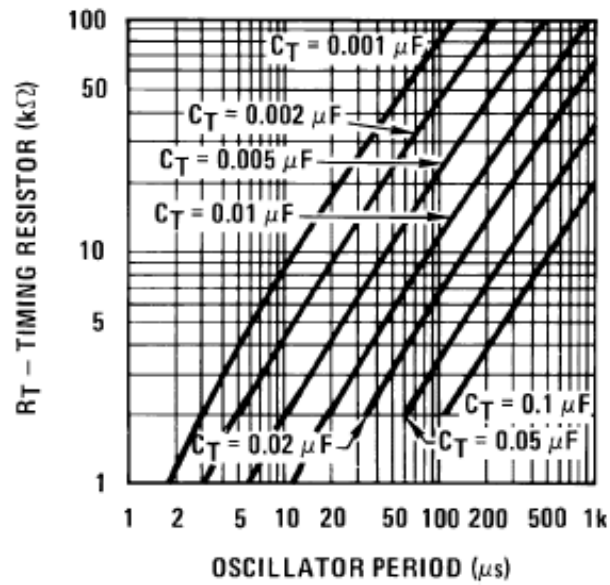


Figura No. 2.8.- Variación de frecuencia de oscilación.

2.4.3.3 Etapa de salida

La etapa de salida del LM3524 es un par de transistores tipo NPN, con una capacidad de 200mA de corriente máxima de salida, y están desfasados 180° , teniendo así el colector como el emisor abiertos, como se puede observar en la figura No. 2.9.

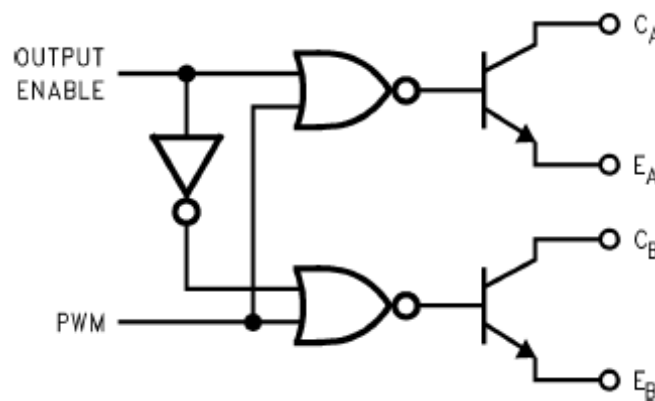


Figura No. 2.9 Etapa de salida

2.4.4 Circuito de conexión del LM3524

Una vez descritas las principales etapas del dispositivo, en la figura No. 2.10 se muestra el diagrama de conexión, el cual se aplicara en el desarrollo del convertidor.

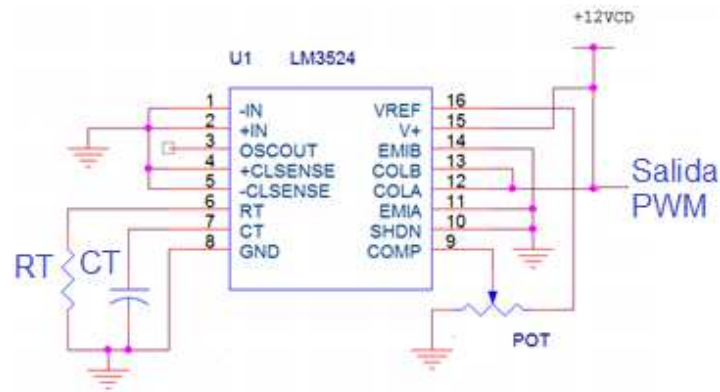


Figura No. 2.10.- Diagrama de conexión del LM3524.

2.5 Excitación de compuerta del MOSFET (IR2109)

Una forma de minimizar la perdidas de potencia por conmutación, se reducen con un circuito excitador, diseñado para proporcionar rápidas transiciones de conmutación.

Debido a que los MOSFETs son dispositivos de potencia controlados por voltaje en la compuerta, solo se necesita una pequeña cantidad de corriente en la compuerta, para controlar una gran cantidad de corriente entra las terminales de drenaje y fuente.

Un circuito de excitación para MOSFET de ser capaz de generar y absorber corrientes en lapsos de tiempo del orden de microsegundos, para así generar una conmutación de alta velocidad.

Los excitadores de puerta para MOSFET se tienen en forma de circuito integrado, tal como es el caso del circuito integrado IR2109, a continuación se muestra en la figura No. 2.11 el diagrama de distribución interno.

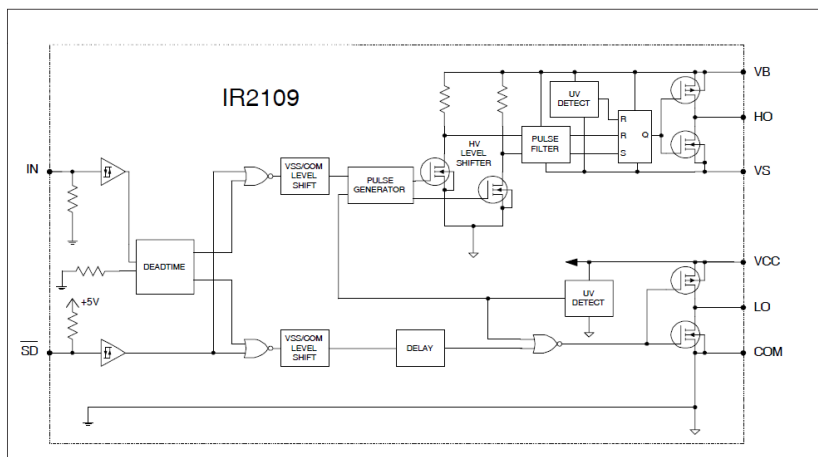


Figura No. 2.11.- Diagrama de distribución interno del circuito de excitación IR2109.

El Ir2109 es un circuito excitador que maneja alto voltaje a una velocidad alta para los MOSFET e IGBT de potencia, con un par de canales de salida alto y bajo independientes uno del otro, teniendo dos entradas lógicas compatibles con los estándares CMOS o LSTTL.

2.5.1 Principales características son:

- Tiene un canal flotado designado para la utilización del capacitor bootstrap, totalmente operable hasta los 600 volts.
- El rango de voltaje de compuerta es de 10 a 20 volts.
- Tiene protección de salida de canales contra bajo voltaje a la entrada.
- Las entradas lógicas son operables en un rango de de 3.3 a 15 volts.
- Tiene un tiempo muerto de 540 ns en la conmutación de señales de salida.
- Una corriente máxima de 120 mA en cada una de las salidas.

En la figura No. 2.12 se observa el circuito que se utiliza para la conmutación de los MOSFET de los convertidores.

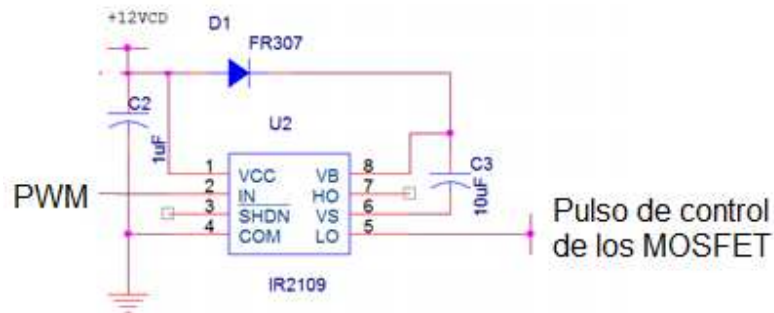


Figura No. 2.12.- Circuito excitador del MOSFET.

2.6 Corriente de compuerta requerida.

Uno de los parámetros de vital importancia es el cálculo de la corriente de compuerta necesaria para asegurar la conmutación de los MOSFET de una forma adecuada.

Los MOSFET presentan capacitancias parasitas, como se muestra en la figura No. 2.13.

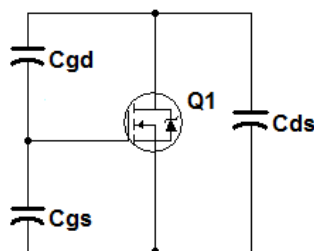


Figura No. 2.13.- Capacitancias parasitas de un MOSFET.

Es importante calcular la corriente pico, para las capacitancias parasitas, para que se carguen completamente, esto quiere decir que el MOSFET quede totalmente saturado en la parte de encendido, a la hora de conmutación.

Por parte del fabricante de MOSFETS, se representa la acción de carga y descarga de dichas capacitancias parasitas, mediante valores conocidos como capacitancia de entrada (Ciss) y capacitancia de transferencia inversa (Crss), de manera que la carga y descarga de las capacitancias a la tensión de operación del MOSFET se obtiene o se calcula la cantidad de corriente pico necesaria, dichas capacitancias se observan en la figura No. 2.14.

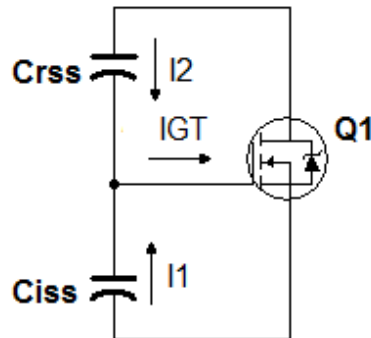


Figura No. 2.14.- Capacitancias representadas por el fabricante.

De acuerdo a la corriente de un capacitor por medio de las características fundamentales se tiene:

$$i_c = C \frac{dv}{dt} \quad 2.27$$

Aplicando análisis nodal, se observa que las corrientes entran y por lo tanto queda así:

$$I_{GT} = I_1 + I_2 \quad 2.28$$

De acuerdo a la figura No. 2.14, se tiene que las corrientes I1 e I2, son:

$$I_1 = C_{iss} \frac{V_{GS}}{t_r} \quad I_2 = C_{rss} \frac{V_{GS} + V_{DSoff}}{t_r} \quad 2.29$$

Teniendo así en valor de la corriente total necesaria para poder conmutar al MOSFET, de acuerdo a los valores proporcionados por el fabricante de las capacitancias parasitas.

2.7 Protección térmica del MOSFET

Por el proceso de recuperación en sentido inverso de los dispositivos de potencia y la acción de conmutación de los mismos en presencia de inductancias, pueden generar transitorios de voltaje, dando como resultado un flujo de corriente excesivo por los dispositivos de potencia, transformándolo en calor.

El calor producido se debe disipar de una manera eficaz para que el circuito trabaje en las condiciones de los dispositivos de potencia, proporcionando así protección contra sobre voltaje, sobre corriente y sobrecalentamiento.

Para el enfriamiento del dispositivo de potencia se debe transferir mediante la convección natural o forzada con aire.

El calor se hace pasar del dispositivo a su encapsulado y después al disipador o radiador de calor.

En la figura No. 2.15, se observa el modelo térmico en forma de un circuito eléctrico.

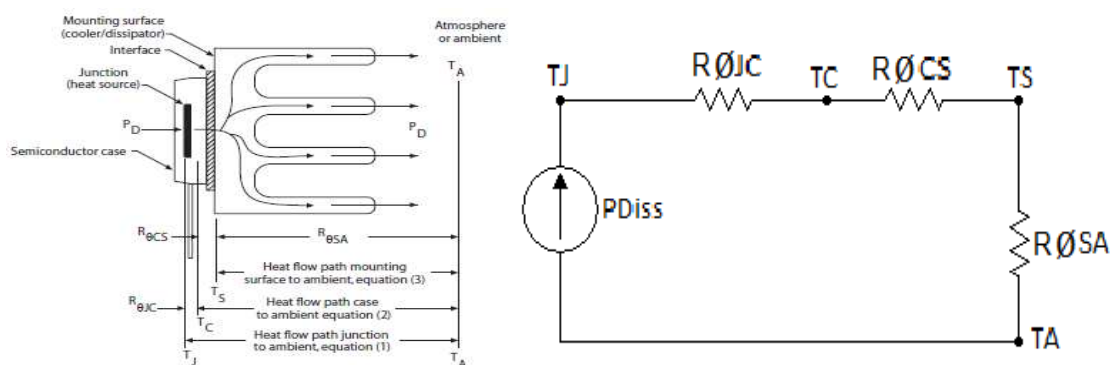


Figura No. 2.15.- Representación térmica y eléctrica de la transferencia de calor.

Siendo así:

P_{Diss} , P_D = Pérdida de potencia generada por la disipación de calor de los dispositivos

T_J = Temperatura de unión del dispositivo

$R_{\theta JC}$ = Resistencia térmica de unión a encapsulado ($^{\circ}C/W$)

T_C = Temperatura del encapsulado

$R_{\theta CS}$ = Resistencia térmica del encapsulado al disipador ($^{\circ}C/W$)

T_S = Temperatura del disipador de calor

$R_{\theta SA}$ = Resistencia térmica del disipador de calor al ambiente ($^{\circ}C$)

T_A = Temperatura ambiente

2.8 Disipador de calor

El calor debe pasar del dispositivo al encapsulador y después al disipador de calor. Existe una gran variedad de disipadores de calor en el mercado como se observa en la figura No. 2.16, hechos principalmente de aluminio, que a su vez usan aletas de enfriamiento para aumentar la capacidad de transferencia de calor, bajo el concepto de Free air.

Al usarse el enfriamiento forzado, la resistencia térmica disminuye al aumentar la velocidad del aire.

El área de contacto entre el dispositivo y el disipador de calor, tiene una principal importancia, la cual es el minimizar la resistencia térmica entre el encapsulado y el disipador, las superficies deben ser planas, lisas, sin polvo o corrosión ni óxidos superficiales.

Se aplican grasas especiales de silicona para mejorar la capacidad de transferencia térmica y para reducir la formación de óxidos y corrosiones.



Figura No. 2.16.- Variedad de disipadores de calor en el mercado

2.8.1 Pérdida de disipación de temperatura en los dispositivos de potencia

Basándose en la figura No. 2.15, para calcular las pérdidas de potencia por disipación en un dispositivo, se tiene:

$$PDiss = \frac{T_J - T_A}{R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}} \quad 2.30$$

Los valores T_J , $R_{\theta JC}$, $R_{\theta CS}$, $R_{\theta SA}$, están dados como especificaciones o características en la hoja de datos del fabricante.

Para calcular las temperaturas T_J , T_C , T_S reales, se tienen las siguientes expresiones las cuales dicen:

La temperatura de la unión

$$T_J = PDiss(R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) + T_A \quad 2.31$$

Temperatura en el encapsulado

$$T_C = P_{Diss}(R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) + T_A \quad 2.32$$

Temperatura en el disipador de calor

$$T_S = P_{Diss}(R_{\theta SA}) + T_A \quad 2.33$$

2.8.2 Pérdidas de potencia en el dispositivo de potencia

Las pérdidas de potencia en un dispositivo de potencia (MOSFET) se deben a dos casos, los cuales son:

1. Pérdidas por conducción

Este tipo de pérdidas se dan en el tiempo de encendido o de conducción del dispositivo de potencia y en el diodo en el tiempo de apagado, lo que define como:

$$PCD = P(Q) = V_Q I_T \frac{T_{on}}{T} \quad 2.34$$

Si se define $V_{DS(on)} = V_Q$, en la expresión 2.34, se obtiene las pérdidas por conducción, como se observa.

$$PCD = V_{DS(on)} * I_T \quad 2.35$$

Donde cada parámetro es:

PCD= Pérdidas por conducción del dispositivo de potencia (MOSFET)

V_{DS(on)}= Voltaje entre las terminales drain y source del dispositivo de potencia, durante el tiempo de encendido.

I_T= Corriente total que maneja el MOSFET.

2. Pérdidas por conmutación

Este tipo de pérdidas se tiene por la conmutación (encendido y el apagado) del MOSFET, en la figura No. 2.17 se definen mediante las pendientes.

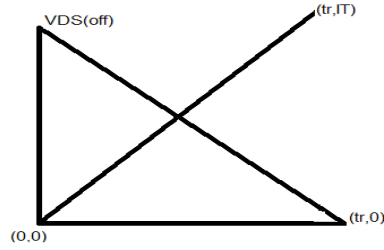


Figura No. 2.17.- Pendientes de voltaje y corriente del MOSFET durante el tiempo de encendido.

$$i(t) = \frac{I_T}{t_r} t \quad 2.36$$

$$v(t) = \frac{-V_{DS(off)}}{t_r} t + V_{DS(off)} \quad 2.37$$

Con respecto a la figura No. 2.17, las pérdidas en el estado de encendido se calcula con la siguiente expresión:

$$P_{CA(on)} = \frac{1}{T} \int_0^{t_r} v(t) i(t) dt \quad 2.38$$

Sustituyendo las expresiones 2.36 y 2.37 en la expresión 2.38, se tiene:

$$P_{CA(on)} = \frac{V_{DS(off)} T_p I_T}{6T} \quad 2.39$$

De igual manera en el estado apagado del MOSFET, se tiene:

$$P_{CA(off)} = \frac{V_{DS(off)} T_p I_T}{6T} \quad 2.40$$

Dado esto las pérdidas por conmutación son:

$$P_{CA} = P_{CA(on)} + P_{CA(off)} \quad 2.41$$

$$P_{CA} = \frac{V_{DS(off)} I_p I_T f_s}{3} \quad 2.42$$

Donde cada parámetro es:

V_{DS(off)} = voltaje entre las terminales drain y source del MOSFET durante el tiempo de apagado.

I_T = Corriente total que maneja el MOSFET.

f_s = Frecuencia de conmutación del MOSFET

T_p = Tiempo total de la conmutación.

Quedando así las pérdidas totales de potencia del MOSFET

$$P_T = P_{CD} + P_{CA} \quad 2.43$$

$$P_T = V_{DS(on)} I_T + \frac{V_{DS(off)} T_p I_T f_s}{3} \quad 2.44$$

2.9 Diseño del inductor

Los inductores son una parte importante en los convertidores de la electrónica de potencia, con la desventaja de no estar disponibles en un amplio rango de propiedades, dado esto suelen diseñarse y fabricarse para la aplicación.

Un inductor tiene la característica de almacenar la energía debido a una corriente que circula a través del mismo, formando un campo magnético alrededor del mismo siendo capaz de almacenar la energía en el núcleo del inductor, para después entregar la energía en un intervalo de tiempo.

Todo tipo de inductor se caracteriza por el tipo de material que está conformado el núcleo, por ejemplo el material del núcleo puede estar conformado por aire, un material no magnético, hierro con aleaciones de otros metales, o polvo de hierro y ferrita, dependiendo la aplicación se escoge el tipo de material del núcleo.

Para aplicaciones de electrónica de potencia se utilizan los núcleos de hierro o polvo de hierro

2.9.1 Núcleo de polvo de Hierro

Todos los núcleos de polvo de hierro están compuestos por polvo de hierro con una porción baja de otros tipos de compuestos, las características se determinan mediante el tamaño, la densidad y las propiedades de la mezcla del polvo de hierro, teniendo una alta estabilidad a las variaciones de temperatura, haciéndolos útiles para aplicaciones tales como sistemas de suministro de potencia eléctrica, filtros, osciladores, etc.

Se encuentran una gran variedad de núcleos de polvo de hierro, en tamaño y en forma, tales como los núcleos de forma E, de forma toroide, blindados, etc: como observan en la figura No. 2.18.



Figura No. 2.18.- Núcleos de polvo de hierro.

Los núcleos que son más eficientes y más utilizados en la electrónica, son los núcleos de forma toroide, debido a que el campo magnético se concentra en el área del núcleo, teniendo una alta estabilidad a la respuesta a la frecuencia.

Los núcleos de polvo de hierro se clasifican en dos grupos, los cuales son:

- Núcleo de hierro Carbonyl.- Son utilizados por su estabilidad en un rango de temperatura y en un rango de flujo, el rango de permeabilidad (μ) ronda de 3 a 35 μ , ofreciendo puntos de operación (Q) que van desde los 50 KHz a los 200 MHz, siendo utilizados principalmente en filtros de banda ancha y en equipos de radio frecuencia.
- Hierro reducido de hidrogeno.- Estos núcleos de hierro reducido de hidrogeno tiene permeabilidades más altas que van de 35 a 90 μ , tiene el punto de operación mas bajo, son utilizados principalmente fuentes de alimentación.

2.9.2 Tipo de núcleo a utilizar

Como la aplicación es una fuente de alimentación se escoge un núcleo de hierro reducido de hidrogeno, y es un tipo de material #26.

Material #26.- es un material reducido de hidrogeno, teniendo la permeabilidad más alta de todos los materiales de polvo de hierro, siendo esta 75 μ , utilizado principalmente por su característica de almacenamiento de energía, proporcionando un rango de frecuencia aceptable para la aplicación, teniendo un color amarillo con blanco, en la figura No 2.19 se aprecia el núcleo de forma toroide.



Figura No. 2.19.- Núcleo de forma toroide de material #26

2.9.3 Propiedades del núcleo de polvo de hierro de material #26

En la tabla No. 2.1 se muestran las propiedades físicas de los diferentes tamaños de núcleo de polvo de hierro de material #26, así como el valor de índice de inductancia en mH/100 vueltas de alambre tipo magneto (A_L).

Tabla No. 2.1.- Propiedades físicas de diferentes tamaños de núcleo de polvo de hierro de material #26

MATERIAL 26		Permeability 75		DC to 1 MHz (Low 'Q')		Color - Yellow & White	
Core number	O.D. (inches)	I.D. (inches)	Hgt. (inches)	ℓ_e (cm)	A_e (cm) ²	V_e (cm) ³	A_L Value μ h/100 turns
T-30-26	.307	.151	.128	1.83	.065	.119	325
T-37-26	.375	.205	.128	2.32	.070	.162	275
T-44-26	.440	.229	.159	2.67	.107	.286	360
T-50-26	.500	.303	.190	3.03	.121	.367	320
T-68-26	.690	.370	.190	4.24	.196	.831	420
T-80-26	.795	.495	.250	5.15	.242	1.246	450
T-94-26	.942	.560	.312	6.00	.385	2.310	590
T-106-26	1.060	.570	.437	6.50	.690	4.485	900
T-130-26	1.300	.780	.437	8.29	.730	6.052	785
T-157-26	1.570	.950	.570	10.05	1.140	11.457	970
T-184-26	1.840	.950	.710	11.12	2.040	22.685	1640
T-200-26	2.000	1.250	.550	12.97	1.330	17.250	895
T-200A-26	2.000	1.250	1.000	12.97	2.240	29.050	1525
T-225-26	2.250	1.405	.550	14.56	1.508	21.956	950
T-225A-26	2.250	1.485	1.000	14.56	2.730	39.749	1600
T-300-26	3.058	1.925	.500	19.83	1.810	35.892	800
T-300A-26	3.048	1.925	1.000	19.83	3.580	70.991	1600
T-400-26	4.000	2.250	.650	24.93	3.660	91.244	1300
T-400A-26	4.000	2.250	1.300	24.93	7.432	185.280	2600
T-520-26	5.200	3.080	.800	33.16	5.460	181.000	1460

Donde:

O.D. = Diámetro exterior del núcleo

I.D. = Diámetro interior del núcleo

Hgt. = Grosor del núcleo

ℓ_e = Longitud del núcleo

A_e = Área sección transversal del núcleo

V_e = Volumen del núcleo

A_L = Índice de inductancia

En la tabla No. 2.2 se presentan diferentes tamaños de núcleos de material #26, donde se presenta el valor de inductancia y el número de vueltas de alambre tipo magneto para cada valor de inductancia.

Tabla No. 2.2.- Valores de inductancias, para varios calibres de alambre tipo magneto ya diferentes tamaños de núcleo de polvo de hierro # 26

DC Amps > Wire Size >	1 Amp 28 AWG	2 Amps 24 AWG	4 Amps 21 AWG	6 Amps 19 AWG	10 Amps 16 AWG	15 Amps 14 AWG	20 Amps 12 AWG	30 Amps 10 AWG
Part No. T37-26*	35 µh 41 turns	13.5 µh 27 turns	4.0 µh 15 turns	1.8 µh 10 turns	.8 µh 7 turns	.38 µh 5 turns	.16 µh 3 turns	.012 1 turn
T50-26*	92 µh 63 turns	29.0 µh 37 turns	11.3 µh 25 turns	5.5 µh 18 turns	2.1 µh 8 turns	1.1 µh 8 turns	.59 µh 6 turns	.36 µh 5 turns
T80-26	380 µh 108 turns	130 µh 66 turns	51.3 µh 45 turns	27.8 µh 35 turns	11.2 µh 23 turns	5.7 µh 17 turns	3 µh 12 turns	1.3 µh 8 turns
T94-26	650 µh 123 turns	220 µh 75 turns	87.5 µh 52 turns	47.2 µh 40 turns	20.0 µh 27 turns	10.2 µh 20 turns	5.3 µh 14 turns	2.6 µh 10 turns
T130-26	1660 µh 173 turns	575 µh 107 turns	231 µh 75 turns	27 µh 58 turns	55.0 µh 40 turns	28.0 µh 30 turns	16.5 µh 23 turns	10.4 µh 17 turns
T157-26	3200 µh 213 turns	1100 µh 122 turns	438 µh 93 turns	244 µh 73 turns	106 µh 50 turns	55.6 µh 38 turns	32 µh 29 turns	16.4 µh 22 turns
T184-26*	5600 µh 213 turns	1950 µh 122 turns	788 µh 93 turns	439 µh 73 turns	190 µh 50 turns	99.6 µh 38 turns	57.5 µh 29 turns	29.3 µh 22 turns
T225-26	8600 µh 317 turns	2300 µh 198 turns	938 µh 139 turns	528 µh 110 turns	230 µh 77 turns	127 µh 60 turns	72.5 µh 46 turns	40 µh 36 turns
T300A-26*	22.4 µh 435 turns	7850 µh 272 turns	3120 µh 190 turns	1750 µh 151 turns	760 µh 105 turns	418 µh 82 turns	250 µh 63 turns	129 µh 44 turns
T400A-26*	51.0 µh 507 turns	17.5 µh 317 turns	7120 µh 223 turns	4000 µh 176 turns	1760 µh 122 turns	951 µh 95 turns	550 µh 73 turns	293 µh 57 turns

2.9.4 Expresiones para el cálculo del valor del inductor.

Para saber el número de vueltas que se debe de dar al núcleo con el alambre tipo magneto, sabiendo el valor del inductor, se utiliza la siguiente expresión:

$$N = 100 \sqrt{\frac{L(\mu H)}{AL(\mu H/100 \text{ vueltas})}} \quad 2.45$$

Si se quiere conocer el valor del inductor, sabiendo el índice de inductancia y el número de vueltas del alambre tipo magneto, se tiene:

$$L(\mu H) = \frac{AL(\mu H/100 \text{ vueltas}) \cdot N^2}{10,000} \quad 2.46$$

De igual manera si se desea conocer el valor del índice de inductancia del núcleo que se utiliza, teniendo en cuenta el valor del inductor y el numero de vueltas, se puede obtener de la siguiente manera:

$$AL(\mu H/100vueltas) = \frac{10,000 * L(\mu H)}{N^2} \quad 2.47$$

Donde:

N = Numero de vueltas de alambre tipo magneto

L = Valor del inductor en μH

AL = Índice de inductancia en ($\mu H/100vueltas$)

2.10 Inversor monofásico de puente completo

Los convertidores de CD a CA se conocen como inversores. Su forma de onda del voltaje de salida es senoidal. En los inversores reales esto no es así, debido a que contienen ciertas armónicas, pero se puede aceptar los voltajes de onda cuadrada o cuasi-senoidal

El uso de inversores es muy común en aplicaciones industriales dado que la entrada puede ser una batería, un convertidor de CC-CC u otra fuente de CD, con una salida de voltaje fijo o variable a una frecuencia fija o variable.

Para el desarrollo del proyecto, la salida de tensión del BOOST en cascada se conectara o se usara como la tensión de entrada del inversor monofásico, el cual tendrá una salida en voltaje de 120 V con una frecuencia de 60 Hz y una salida de onda cuadrada.

2.10.1 Funcionamiento del inversor monofásico de puente completo

Este inversor monofásico de puente completo consiste en cuatro dispositivos de conmutación, como se observa en la figura No. 2.20.

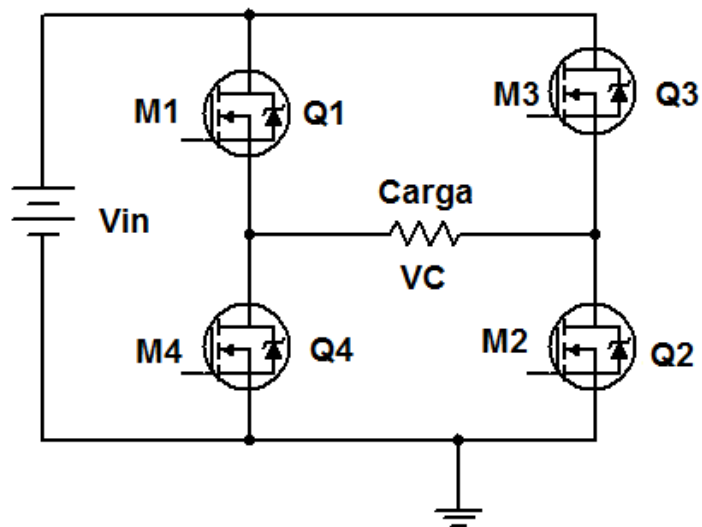


Figura No. 2.20.- inversor de puente completo

El voltaje de salida (V_C), puede ser $+V_{in}$ y $-V_{in}$, dependiendo de la conmutación de los MOSFETS, se conmutan por parejas, en intervalos de tiempo, en la tabla No. 2.3 se muestra la conmutación de los MOSFETS.

Tabla No. 2.3.- Voltaje de salida

Conmutación	Voltaje de salida V_C
Q1 y Q2	$+V_{in}$
Q3 y Q4	$-V_{in}$

El comportamiento ideal del inversor de puente completo se muestra en la figura No.2.21.

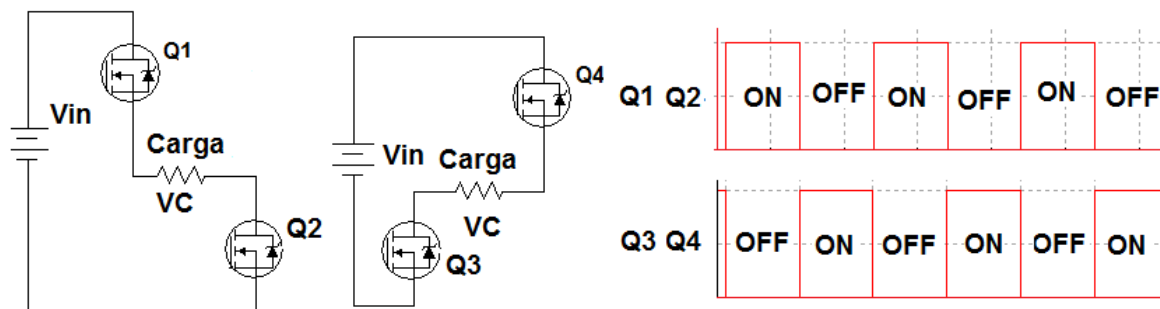


Figura No. 2.21 Estados de conmutación del inversor.

El voltaje en la carga (VC), es igual al voltaje de entrada o de la fuente de entrada, como se muestra en la figura No. 2.22.

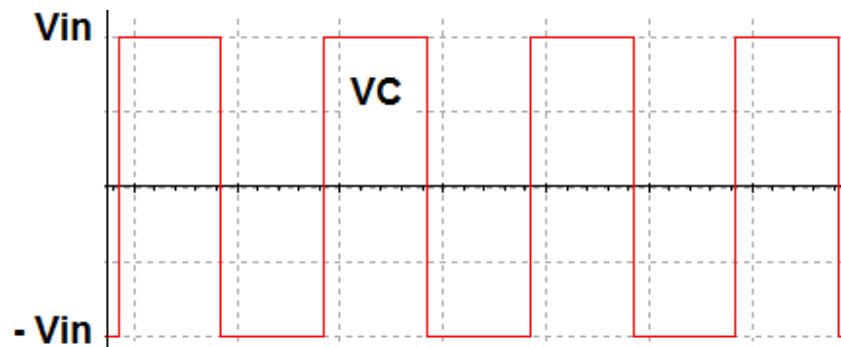


Figura No. 2.22.- Voltaje en la carga.

Se observa que nunca deben conducir los cuatro transistores, Q1 y Q3 o Q2 y Q4, dado que se provocaría un corto circuito, estropeándose el inversor de puente completo.

A la hora de la conmutación se debe tener en cuenta y considerar de vital importancia el tiempo muerto, el cual permite que en un instante los cuatro dispositivos de potencia estén apagados y se realice la conmutación.

2.11 Protecciones del convertidor BOOST y del Inversor monofásico de puente completo.

2.11.1 Protección del Mosfet contra di/dt y dv/dt

Los circuitos de protección o redes de protección reducen las pérdidas de potencia durante la conmutación del dispositivo de potencia, protegiéndolo de las altas tensiones y de las altas corrientes a las que se ve sometido, llamada comúnmente como red snubber.

Cuando se incorpora la red snubber de protección, el dispositivo de potencia disipa menores picos de potencia, de igual manera, el estrés generado por el trabajo será menor.

Las redes snubbers se utilizan para una de las siguientes aplicaciones:

- Red snubber de encendido (di/dt): Limita la corriente que circula por el Mosfet en el proceso de conmutación de encendido, está formada por un diodo de recuperación rápida en paralelo D_s , con un inductor en serie con una resistencia R_s .
- Red snubber de apagado (dv/dt): limita el voltaje en el Mosfet en el proceso de conmutación de apagado, está formada por un capacitor C_s en serie con la red snubber de encendido.

Las expresiones para el cálculo de los dispositivos (C_s y R_s) de la red snubber son:

Para C_s :

$$C_s = \frac{I_T \cdot t_f}{V_{DSoff}} \quad (3) \quad 2.48$$

Para R_s :

$$R_s = \frac{1}{3 \cdot f_s \cdot C_s} \quad 2.49$$

Donde la valor es:

V_{DSoff} = Voltaje aplicado entre la terminales de drenaje y fuente del Mosfet

I_T = Corriente del Mosfet

t_f = tiempo de caída del Mosfet

f_s = frecuencia de operación del Mosfet

El circuito de la red snubber se muestra en la figura No. 2.23.

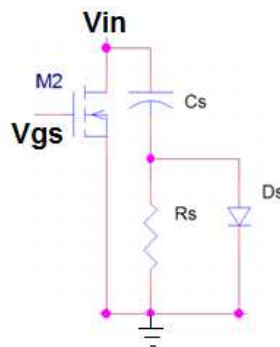


Figura No. 2.23.- Circuito de la red snubber

2.11.2 Funcionamiento de la red snubber

El funcionamiento de la red snubber es de la siguiente manera, cuando el Mosfet está apagado ($V_{gs} = 0$ volts), teniendo un voltaje presente en V_{in} , el capacitor C_s es cargado a través del diodo D_s al nivel de V_{in} , la resistencia R_s tiene el objetivo de descargar al capacitor C_s , cuando el Mosfet es activado ($V_{gs} > 0$ volts) así el capacitor es descargado a través del Mosfet y de la resistencia R_s , quedando polarizado inversamente el diodo D_s .

2.11.3 Protecciones adicionales del proyecto.

Las siguientes protecciones solo se mencionan debido a que se añadirán posteriormente al proyecto, las cuales son:

- **Protección contra bajo voltaje:**
- **Protección contra alto voltaje:**
- **Protección térmica:**

Capítulo III

Desarrollo del proyecto

3.- Desarrollo del proyecto

Los parámetros para el desarrollo del proyecto son los:

Se desea desarrollar dos convertidores BOOST conectados en paralelo, el primer convertidor estará alimentado por una batería de 12VCD y la salida de este convertidor es el voltaje de entrada del segundo convertido, el cual se desea que tenga un valor de 135 VCD, con una corriente de salida de 1.5 Amp. con un voltaje rizo de 100mV con una frecuencia de conmutación 40 KHz, que alimentara a un inversor de onda cuadrada el cual tendrá una frecuencia de conmutación de 60Hz y un voltaje de salida de 135 VCA

El desarrollo del proyecto se hace con el fin de conocer el funcionamiento y cada una de sus partes que constituyen a una Instalación Solar Fotovoltaica, el funcionamiento de los convertidores y del inversor de onda cuadrada, se realiza también con el fin de poder iluminar en puntos estratégicos en caso de que no haya energía eléctrica o la interrupción de la red eléctrica.

El proyecto estará alimentado por la Instalación Solar Fotovoltaica, el cual tiene los parámetros siguientes.

3.1 Parámetros de la modulo solar fotovoltaico

El modelo de la modulo a utilizar es M55 de la compañía ARCO Solar, con las siguientes características eléctricas, las cuales se observan en la tabla No. 3.1:

Tabla No. 3.1.- Características eléctricas del modulo

Características eléctricas	Modelo M55
Potencia (Watts típico $\pm 10\%$)	53 Watts
Voltaje en circuito abierto, típico	21.8 Volts
Corriente en corto circuito	3.27 Amp.
Voltaje en plena carga	17.4 Volts
Corriente en plena carga	3.05 Amp.

En la figura No. 3.1 se observan las características físicas y la curva característica de voltaje contra corriente, en un rango de operación de incidencia solar de 1000 W/m^2 a un máximo rango de temperatura de 47°C .

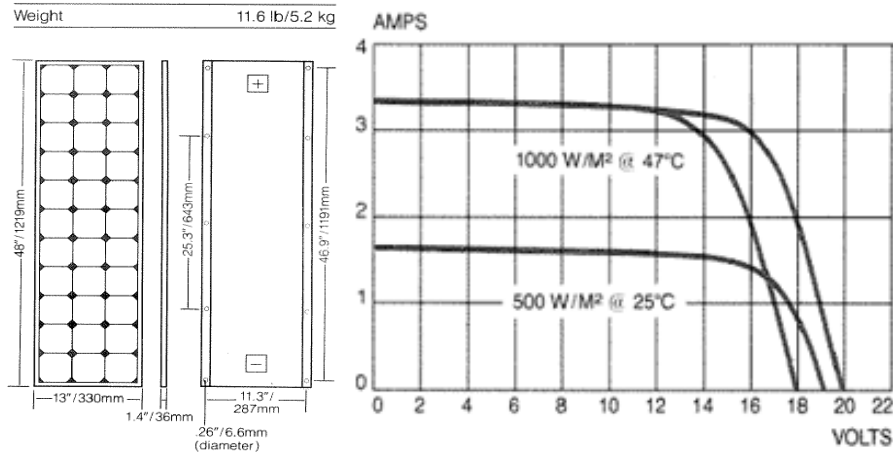


Figura No. 3.1.- Características físicas y curva característica de corriente vs voltaje.

Para el desarrollo del proyecto se utiliza un conjunto de cinco paneles solares en paralelo, teniendo un voltaje de salida a plena carga de 17.4 Volts y una corriente de salida de 15.25 Amp.

3.2 Parámetros de la batería.

Para el almacenamiento de la energía obtenida por la irradiación del sol a través de los módulos solares, se utiliza una batería LTH de aplicaciones solares, modelo L-31T/S-190, con las siguientes características eléctricas y físicas, en la tabla No. 3.2 se observan.

Tabla No. 3.2.- Características eléctricas y físicas de la batería.

LTH L-31T/S-190	
Voltaje	12 Voltios
Peso húmedo	29.84 Kg
Aplicación Fotovoltaica (AH)	104 Ampere-Hora
Capacidad reserva	190 Minutos
Polaridad (postes al frente)	(+)/(-)
Largo	329 mm
Ancho	171 mm
Alto	239 mm

3.3 Parámetros del regulador de carga.

El regulador de carga que se utiliza para la realización del proyecto es un Phocos CX 20, con las siguientes características eléctricas de funcionamiento, las cuales se muestran en la tabla No. 3.3:

Tabla No. 3.3.- Características eléctricas del regulador de carga.

CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS			
	CX 10	CX 20	CX 40
Tensión nominal de funcionamiento	12 ó 24 Vcc, reconocimiento automático.		
Máxima corriente de carga / consumo	10 A	20 A	40 A
Tensión de flotación	13,7 / 27,4 Vcc		
Tensión de absorción	14,4 / 28,8 Vcc (mínimo 30 minutos diarios)		
Tensión de absorción por pulsos	14,4 / 28,8 Vcc (tensión de ctivación: < 12,3 / 24,6 Vcc)		
Tensión de ecualización	14,8 / 29,6 Vcc (tensión de activación: < 12,1 / 24,2 Vcc)		
Protección contra sobre-descarga en función de SOC	A: 11,4 – 11,9 / 22,8 – 23,8 Vcc B: 11,0 – 11,75 / 22,0 – 23,5 Vcc		
Protección contra sobre-descarga en función de tensión	A: 11,0 / 22,0 Vcc B: 11,5 / 23,0 Vcc		
Protección contra sobre-descarga adaptativa	11,0 – 12,2 / 22,0 – 24,4 Vcc		
Reconexión de consumos después de sobre-descarga	12,8 / 25,6 Vcc		
Protección contra sobre-tensión	15,5 / 31,0 Vcc		
Protección contra baja tensión	10,5 / 21,0 Vcc		
Máxima tensión del campo solar	30 / 50 Vcc (sobrevoltaje protegido por varistor)		
Compensación de temperatura (tensión de carga)	-25 / -50 mV/K		
Autoconsumo	< 4 mA		
Tipo de baterías admitidas	Plomo abiertas, gel y AGM.		
Toma de tierra	Positiva		

El funcionamiento del controlador muestra el estado de carga de la batería (energía de almacenamiento disponible), cualquier descenso de energía de la batería, se visualiza en la pantalla (display) y se mostrara acústicamente, como se muestra en la figura No. 3.2:

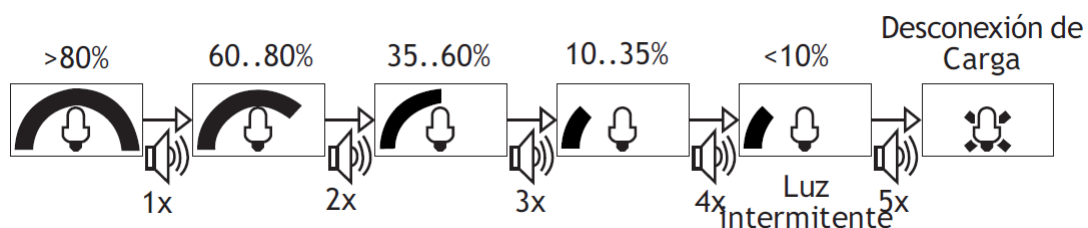


Figura No. 3.2.- Indicación del porcentaje de carga de la batería, visualmente y acústicamente

3.4 Desarrollo del convertidor BOOST en cascada y del inversor de puente completo.

3.4.1 Parámetros de desarrollo del convertidor BOOST en cascada

Los parámetros para el desarrollo del proyecto se muestran en la tabla No. 3.4: A la hora de obtener y hacer los cálculos correspondiente del convertidor BOOST en cascada, se tiene que a la corriente de salida de 1.3 Amp.

Tabla No.3.4.- Parámetros de diseño del convertidor BOOST.

Parámetro	Valor	Definición
V_i	12V	Voltaje de entrada
V_{o2}	135V	Voltaje de salida
I_{o2}	1.5 Amp	Corriente de salida
F_{s1}, F_{s2}	40KHz	Frecuencia de conmutación primer y segundo convertidor
$\Delta v_1, \Delta v_2$	100mV	Rizo de voltaje de salida primer y segundo convertidor

Utilizando las formulas que se aprecian en el capitulo dos, se tienen los cálculos siguientes:

Utilizando la expresión 2.25, se obtiene el ciclo de trabajo k_1 de la primera etapa del convertidor BOOST en cascada:

$$k_1 = \left(\frac{V_{o2} - V_{in}}{2V_{o2}} \right) = \left(\frac{135v - 12v}{2 * 135v} \right) = 0.45$$

Sustituyendo K_1 en la expresión número 2.22, se tendrá el ciclo de trabajo k_2 de la segunda etapa del convertidor BOOST, quedando así:

$$k_2 = \left(\frac{k_1}{1-k_1} \right) = \left(\frac{.45}{1-.45} \right) = 0.84$$

Para comprobar el voltaje de salida del convertidor BOOST en cascada se procede a sustituir el ciclo de trabajo K1 en la expresión 2.23 quedando así el voltaje de la primer parte del convertidor:

$$V_{o1} = \frac{V_{in}}{1 - k_1} = \frac{12v}{1 - .45} = 21.82v$$

Sustituyendo Vo1 y k2 en la expresión 2.24, se obtiene el voltaje de salida de la segunda parte del convertidor.

$$V_{out2} = \frac{V_{out1}}{(1 - k_2)} = \frac{21.82v}{1 - 0.84} = 134.8v$$

Ya conocido el voltaje de salida del primer convertidor BOOST, el cual es de 21.82 Volts, se continua con el cálculo de la corriente de salida, para este mismo, por medio de la ecuación 2.20, la corriente Io2, es la corriente de salida total de los convertidores.

$$I_{o1} = I_{L2} = \frac{I_{o2}}{1 - k_2} = \frac{1.3A}{1 - .82} = 7.22A$$

Sustituyendo el valor de la corriente de salida del primer convertidor Io1 = 8.33A, en la expresión 2.19, se obtiene el valor de la corriente de entrada mínima que pasa a través de la bobina L1 del primer convertidor BOOST es:

$$I_{L1} = \frac{I_{o1}}{(1 - k_1)} = \frac{7.22A}{1 - 0.45} = 13.13A$$

Esta corriente IL1 es la corriente mínima que suministrara el banco de baterías, que a su vez pasara por el regulador de carga, para así poder tener los 135 Volts y 1.3 Amp de salida.

La corriente mínima que deben soportar los transistores se calculan con las expresiones 2.21

$$I_{T1} = \frac{k_1 * I_{o1}}{1 - k_1} = \frac{.45 * 7.22A}{1 - .45} = 5.91A$$

$$I_{T2} = \frac{k_2 * I_{o2}}{1 - k_2} = \frac{0.82 * 1.3A}{1 - 0.82} = 5.92A$$

Obtenidos estos valores se pasa al cálculo de las inductancias de las bobinas L1 y L2, pero antes se debe obtener el valor del rizo de corriente Δi, que se calcula con la siguiente expresión:

$$\Delta i = 0.2I_L$$

Teniendo así el valor rizo de corriente de cada convertidor, como se muestra a continuación:

$$\Delta 1 = 0.2I_{L1} = 0.2 * 13.13A = 2.63A$$

$$\Delta 2 = 0.2I_{L2} = 0.2 * 7.22A = 1.44A$$

Finalmente se obtiene el valor de las inductancias, con la frecuencia propuesta al inicio del capítulo para el desarrollo del proyecto, con el uso de la expresión 2.17, como se muestra a continuación:

$$L1 = \frac{V_{in1}k1}{f_{s1}\Delta i1} = \frac{12V * 0.45}{40KHz * 2.63A} = 44.55\mu H$$

$$L2 = \frac{V_{in2}k2}{f_{s2}\Delta i2} = \frac{0.84 * 21.82V}{40kHz * 1.44A} = 267.85 \mu H$$

Se pasa a calcular el valor de los capacitores, con la utilización de la expresión 2.18, como se observa enseguida:

$$C1 = \frac{k1 * I_{o1}}{F_{s1} * \Delta v1} = \frac{0.45 * 7.22A}{40kHz * 100mV} = 937.46 \mu F$$

$$C2 = \frac{k2 * I_{o2}}{F_{s2} * \Delta v2} = \frac{0.82 * 1.3A}{40kHz * 100mV} = 307.5\mu F$$

Con estos valores obtenidos, se procede a seleccionar los componentes necesarios con las características apropiadas para la demanda de corriente y voltaje para el desarrollo de los convertidores BOOST.

En la figura No. 3.3 se muestra el diagrama con los valores de los capacitores y las inductancias, anteriormente obtenidos.

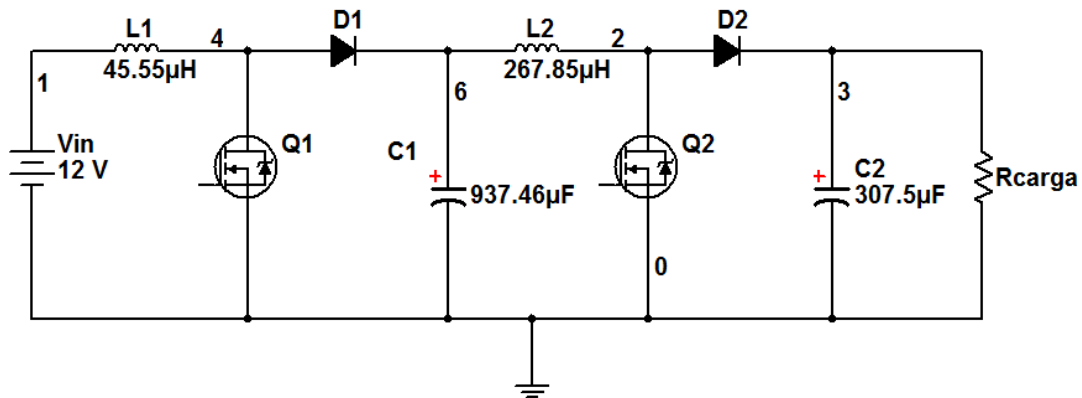


Figura No. 3.3.- Diagrama de los convertidores

3.4.2 Diseño del inductor

En el capítulo dos se mencionan las ecuaciones para el diseño de los inductores, que son utilizadas en esta sección.

Los núcleos de polvo de hierro que se tienen para el diseño de los inductores L1 y L2, son los modelos T'400'26, el cual tiene un valor de AL de 1300.

Como se sabe que por el inductor 1 (L1) circula una corriente de 13.13 Amp: y por el inductor 2 (L2) circula una corriente de 7.22 Amp: por lo cual se hace uso de la tabla No. 2.2 para saber el calibre óptimo para el desarrollo de los inductores, los cuales son calibre No. 12 para el inductor 1 y calibre No. 14 para el inductor 2.

Se saben los valores de los inductores para el desarrollo del convertidor son los siguientes:

Inductor 1 (L1) = 44.55 μH

Inductor 2 (L2) = 267.85 μH

Conforme a estos valores se obtienen el número de vueltas, que se deben dar al núcleo de polvo de hierro con el alambre magneto, estos valores se obtienen mediante 2.45.

$$N = 100 \sqrt{\frac{L(\mu H)}{AL(\mu H/100 \text{ vueltas})}}$$

$$N1 = 100 \sqrt{\frac{44.55 \mu H}{1300 \mu H}} = 18.5 \text{ vueltas}$$

$$N2 = 100 \sqrt{\frac{267.85 \mu H}{1300 \mu H}} = 45.39 \text{ vueltas}$$

3.4.3 Calculo de la protección contra dv/dt del convertidor BOOST en cascada

Para la obtención de los valores de la protección del dv/dt se utilizan las expresiones 2.48 y 2.49, el MOSFET utilizado es el IRFP240 el cual tiene un $t_f=36\text{ns}$, obteniendo así:

$$C_s = \frac{I_T * t_f}{V_{DSoff}} (3)$$

$$R_s = \frac{1}{3 * F_s * C_s}$$

Previamente se debe calcular el valor de la corriente del transistor (I_T), como se observa a continuación:

$$I_T = \frac{K}{1 - K} (I_o)$$

Teniendo así los valores para cada convertidor, como se muestra:

$$I_{T1} = \frac{K1}{1 - K1} (I_{o1}) = \frac{0.45}{1 - 0.45} (7.22\text{Amp}) = 5.91\text{Amp}$$

$$I_{T2} = \frac{K2}{1 - K2} (I_{o2}) = \frac{0.84}{1 - 0.84} (1.3\text{Amp}) = 6.83\text{Amp}$$

Sustituyendo los valores previamente obtenidos, se obtiene:

$$C_{s1} = \frac{I_{T1} * t_{f1}}{V_{DSoff1}} (3) = \frac{5.91\text{Amp} * 36\text{ns}}{21.82\text{V}} (3) = 33.76\text{nF}$$

$$R_{s1} = \frac{1}{3 * F_{s1} * C_{s1}} = \frac{1}{3 * 40\text{kHz} * 33.76\text{nF}} = 246.84\Omega$$

$$C_{s2} = \frac{I_{T2} * t_{f2}}{V_{DSoff2}} (3) = \frac{6.83\text{Amp} * 36\text{ns}}{135\text{V}} (3) = 6.3\text{nF}$$

$$R_{s2} = \frac{1}{3 * F_{s2} * C_{s2}} = \frac{1}{3 * 40\text{kHz} * 6.3\text{nF}} = 1.32\text{k}\Omega$$

Para conocer el valor de la potencia de la resistencia Rs, se obtiene de la siguiente manera:

$$P_{Rs} = (0.5)C_s * V_{DS(off)}^2 F_s$$

Sustituyendo valores, se tiene:

$$P_{Rs1} = (0.5)C_{s1} * V_{DS(off1)}^2 * F_{s1} = 0.5 * 33.76nF * 21.82^2 * 40KHz = 0.32W$$

$$P_{Rs2} = (0.5)C_{s2} * V_{DS(off2)}^2 * F_{s2} = 0.5 * 6.3nF * 135^2 * 40KHz = 2.30W$$

3.4.4 Calculo para el circuito de control LM3524

En el capitulo dos se presenta la teoría relevante acerca del circuito de control y las condiciones necesarias para el correcto funcionamiento del MOSFET, esto es, que ten una correcta conmutación.

La señal de onda cuadrada requerida para la conmutación del MOSFET se obtiene mediante el circuito de control que se muestra en la figura No. 2.10, y la frecuencia se calcula mediante la expresión 2.26.

$$F_{osc} = \frac{1}{RTCT}$$

Se requiere una frecuencia de 40 KHz para el desarrollo del proyecto, se propone el valor del capacitor el cual es de 10nF, despejando RT de la ecuación se obtiene:

$$RT = \frac{1}{(40KHz)(10nF)} = 2.5k\Omega$$

En el mercado no existe el valor de esta resistencia a lo cual se pone un potenciómetro para ajustarlo hasta la frecuencia de 40KHz.

Para la corriente necesaria de compuerta de los MOSFET's se obtiene mediante las expresiones No. 2.29, como se muestra a continuación.

$$IGT=I1+I2$$

$$I1=C_{iss} \frac{V_{GS}}{t_r} \quad I2=C_{rss} \frac{V_{GS}+V_{DSoff}}{t_r}$$

Sustituyendo valores tales como las capacitancias parasitas y el tiempo de encendido del MOSFET, los cuales son proporcionados por el fabricante en las hojas de especificaciones del mismo, se obtiene para el primer convertidor:

$$I1=1300pF \frac{12V}{51ns} = 305.88mA \quad I2=130pF \frac{12+21.82V}{51ns} = 86.208mA$$

$$IGT1=305.88mA+86.208mA=392.088mA$$

Para el Segundo convertidor, se tiene:

$$I1=1300pF \frac{21.82V}{51ns} = 556.196mA \quad I2=130pF \frac{21.82V+135}{51ns} = 399.73mA$$

$$IGT2= 556.196mA+399.73mA= 955.926mA$$

En la figura No. 3.4 se observa el diagrama del convertidor BOOST en cascada con la etapa de control.

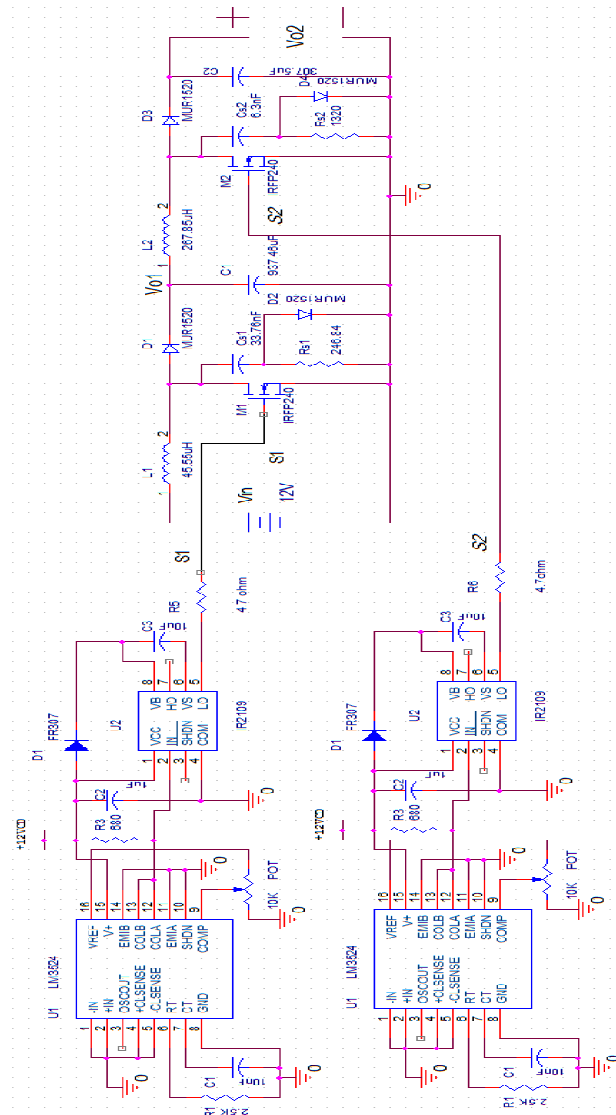


Figura No. 3.4.- Diagrama convertidor BOOST en cascada y de control.

En la figura No. 3.5 se muestra el PCB (Printed Circuit Board) o el circuito impreso el cual se pasara a la placa de baquelita.

$$R_T = \frac{1}{(60\text{Hz})(3.3\mu\text{F})} = 5.05\text{k}\Omega$$

De igual manera este valor se vuelve a ajustar con la ayuda de un potenciómetro, para tener la frecuencia de 60Hz deseada.

3.5.1 Calculo de la protección contra dv/dt del inversor monofásico

Para la obtención de los valores de la protección del dv/dt se utilizan las expresiones 2.48 y 2.49, el MOSFET utilizado es el IRF640 el cual tiene un $t_f=36\text{ns}$, obteniendo así:

$$C_s = \frac{I_T * t_f}{V_{DSoff}} \quad (3)$$

$$R_s = \frac{1}{3 * F_s * C_s}$$

Previamente se debe calcular el valor de la corriente del transistor (I_T), como se observa a continuación:

$$I_T = \frac{K}{1 - K} (I_o)$$

Teniendo así los valores para el inversor monofásico, como se muestra:

$$I_T = \frac{K3}{1 - K3} (I_{o3}) = \frac{0.5}{1 - 0.5} (1.3\text{Amp}) = 1.3\text{Amp}$$

Sustituyendo el valor previamente obtenido, resulta:

$$C_{s3} = \frac{I_{T1} * t_{f1}}{V_{DSoff1}} \quad (3) = \frac{1.3\text{Amp} * 36\text{ns}}{135\text{V}} \quad (3) = 1.2\text{nF}$$

$$R_{s3} = \frac{1}{3 * F_{s1} * C_{s3}} = \frac{1}{3 * 60\text{Hz} * 1.2\text{nF}} = 4.63\text{M}\Omega$$

Para conocer el valor de la potencia de la resistencia R_s , se obtiene de la siguiente manera:

$$P_{R_s} = (0.5) C_s * V_{DS(off)}^2 F_s$$

Sustituyendo valores, se tiene:

$$P_{R_{s1}} = (0.5) C_{s3} * V_{DS(off1)}^2 * F_{s3} = 0.5 * 1.2\text{nF} * 135^2 * 60\text{Hz} = 0.6561\text{mW}$$

En la figura No. 3.6 se muestra el diagrama del inversor monofásico con su etapa de control.

En la figura No. 3.7 se muestra el diseño del PCB del inversor monofásico con la etapa de control.

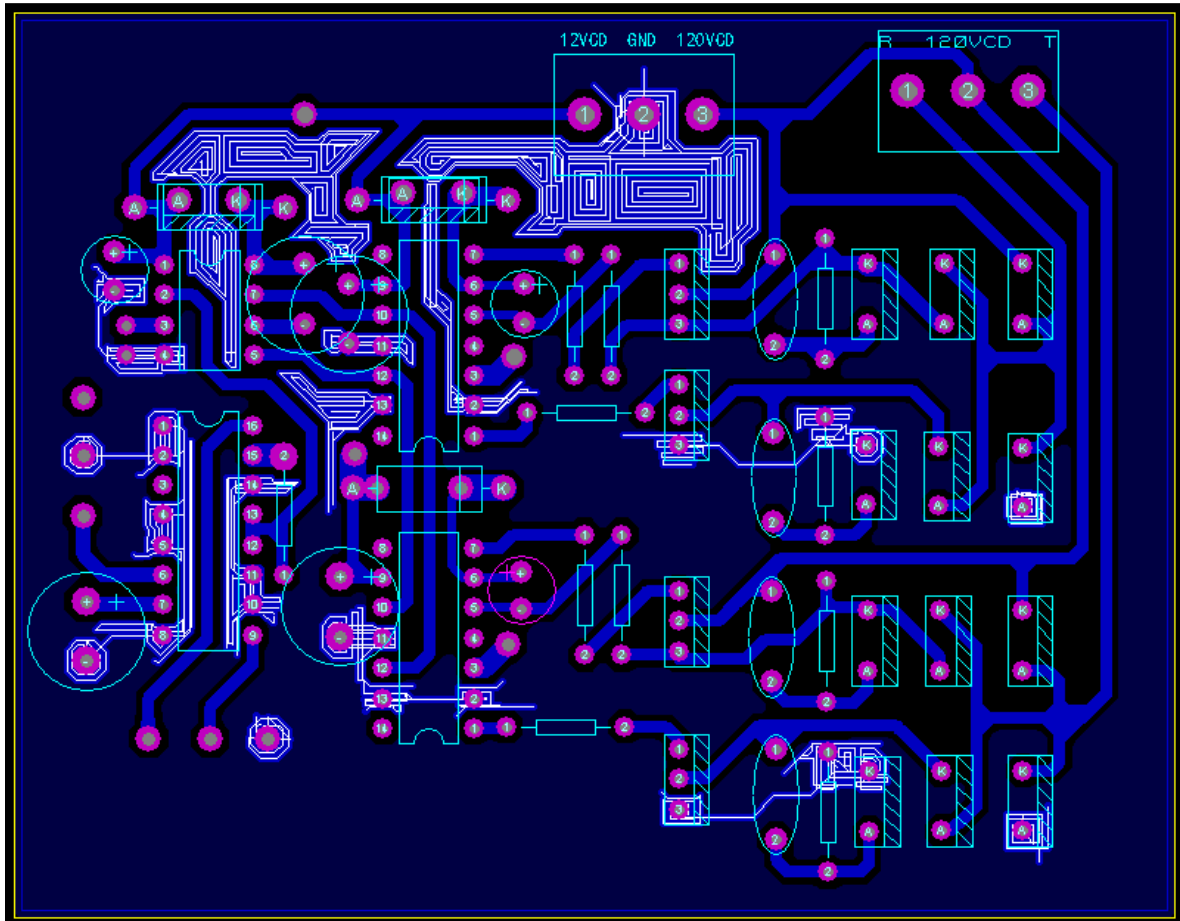


Figura No. 3.7.- PCB del inversor monofásico y la etapa de control.

Capítulo IV

Resultados

4.- Resultados

4.1 Resultados del convertidor BOOST en cascada

Antes de comprobar el correcto funcionamiento del convertidor BOOST en cascada, se debe obtener y comprobar el correcto funcionamiento de la etapa de control del mismo.

La etapa de control del convertidor debe presentar las señales de conmutación adecuadas para el funcionamiento del dispositivo de potencia

En las figuras No. 4.1 y No. 4.2 se muestran la señal de control PWM (LM3524) para cada convertidor BOOST.

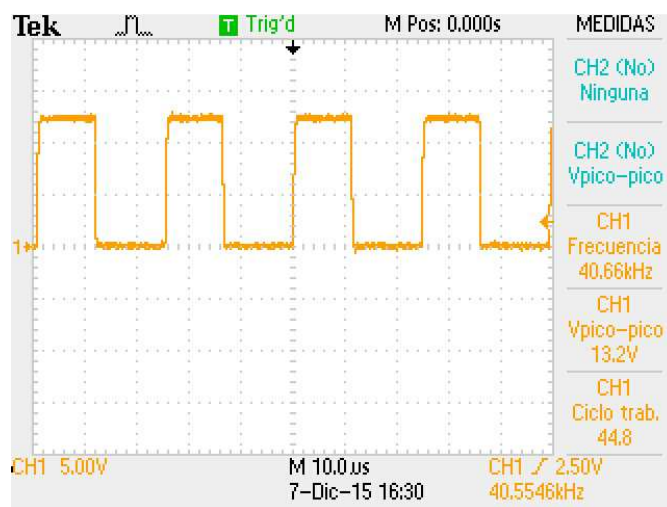


Figura No. 4.1.- Señal de control PWM para el primer convertidor

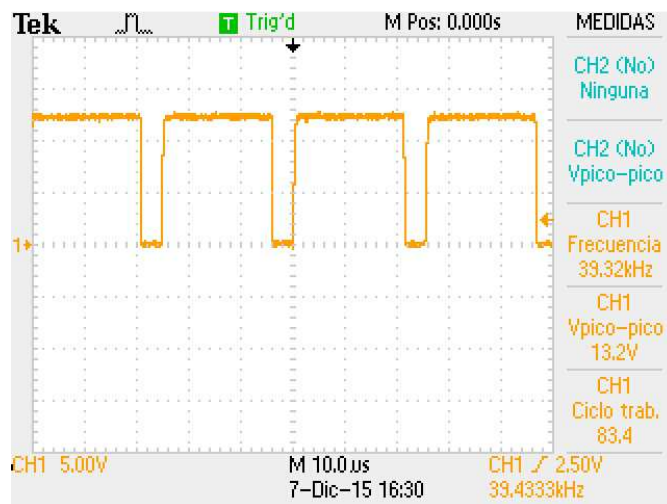


Figura No. 4.2.- Señal de control PWM para el segundo convertidor

Se observa que las señales de control para cada una de los convertidores trabajan correctamente, de modo que se tiene una correcta conmutación del dispositivo de potencia.

Dado lo anterior se muestra en la figura No. 4.3 la salida de tensión del convertidor, con un valor Pico- pico de 133VCD



Figura No. 4.3.- Salida de tensión del convertidor.

Como se observa que el convertidor tiene un buen desempeño, esto es que no tiene ruido en la tensión de salida que pueda provocar el mal funcionamiento del inversor de puente completo.

En la figura No. 4.4 se observa la vista general del convertidor BOOST en cascada.

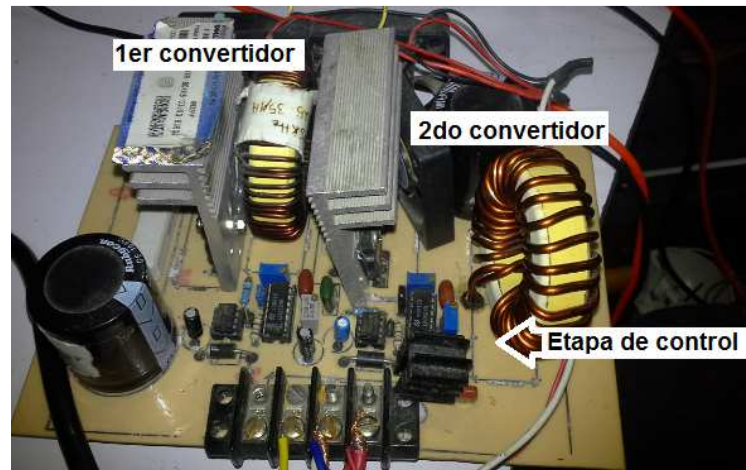


Figura No. 4.4.- Vista general del convertidor BOOST en cascada.

4.2 Resultados del inversor de puente completo.

De igual manera antes de comprobar el funcionamiento correcto del inversor se debe checar la etapa de control.

En la figura No. 4.5 se observa las señales de control para los dispositivos de potencia, y en la figura No. 4.6a y 4.6b los tiempos muertos entre cada señal de control.

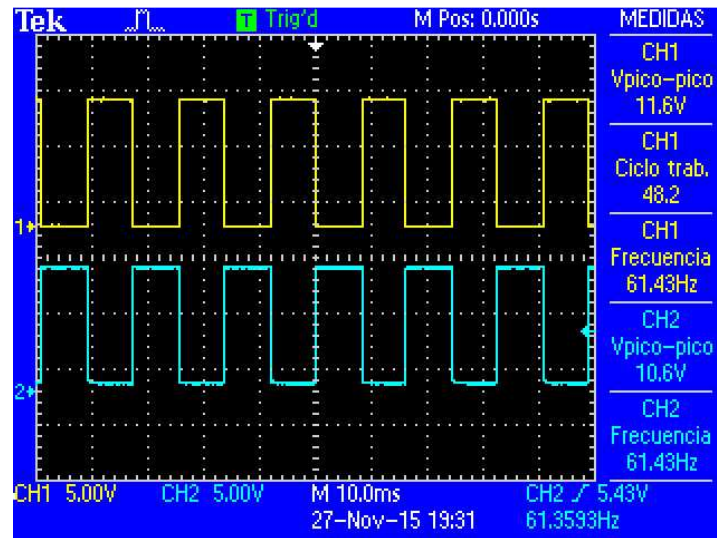


Figura No. 4.5.- Señales de control del inversor de puente completo

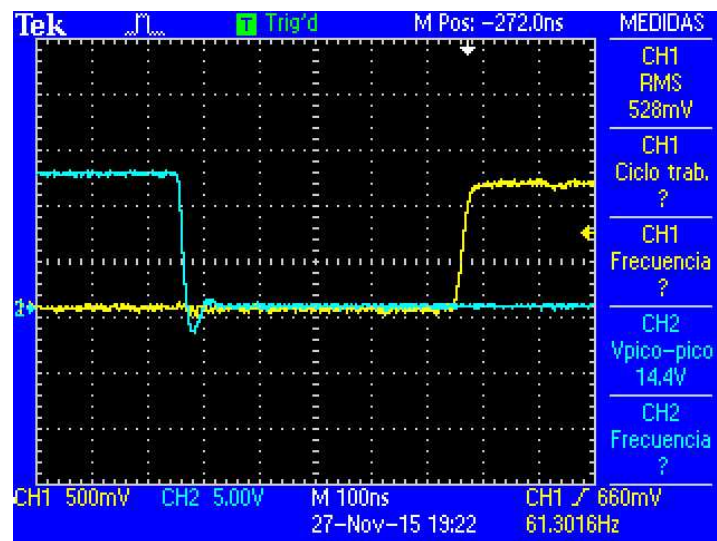


Figura No. 4.6a.- Tiempo muerto (Dead Time) de Q1 y Q2 con respecto Q3 y Q4.

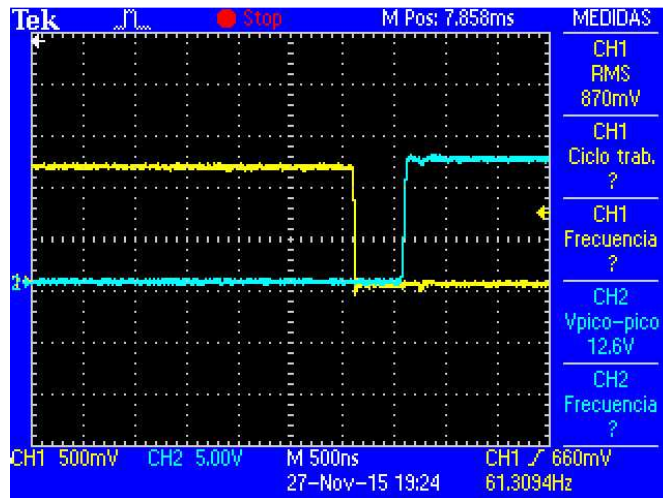


Figura No. 4.6b.- Tiempo muerto (Dead Time) de Q3 y Q4 con respecto Q1 y Q2.

En estas figuras se puede observar los tiempos muertos que son de gran importancia para la conmutación de los dispositivos o los MOSFET's de potencia.

Dadas las mediciones anteriores se realizo la prueba del convertidor en conjunto con el inversor de puente completo.

La serie de pruebas q se realizaron fueron con focos incandescentes de un valor de 100W y 40W.

Para la primer prueba solo se conecto el foco de 100W, la tensión resultante fue de 133 VCA, una corriente de 750mA y con una frecuencia de 61.42Hz, como se muestra en la figura No. 4.7.

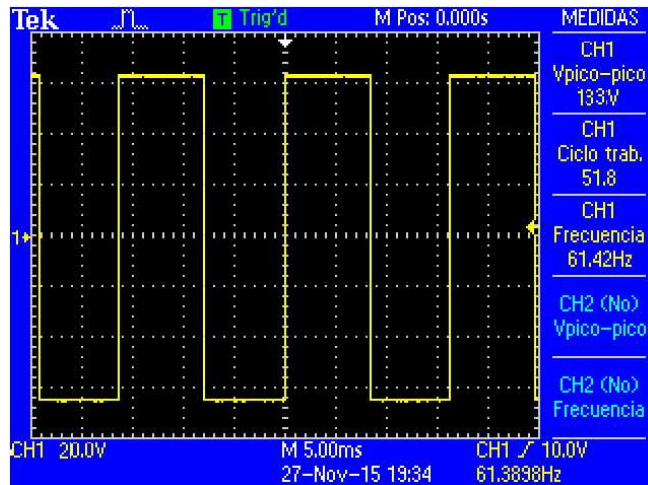


Figura No. 4.7.- Tensión de salida del inversor de puente completo con una carga de 100W.

Para la segunda prueba se utilizaron los dos focos como la carga teniendo así una potencia de 143W, la tensión resultante fue de 110 VCA, una corriente de 1.3 Amp. Y una frecuencia de 62 Hz, como se observa en la figura No. 4.8.

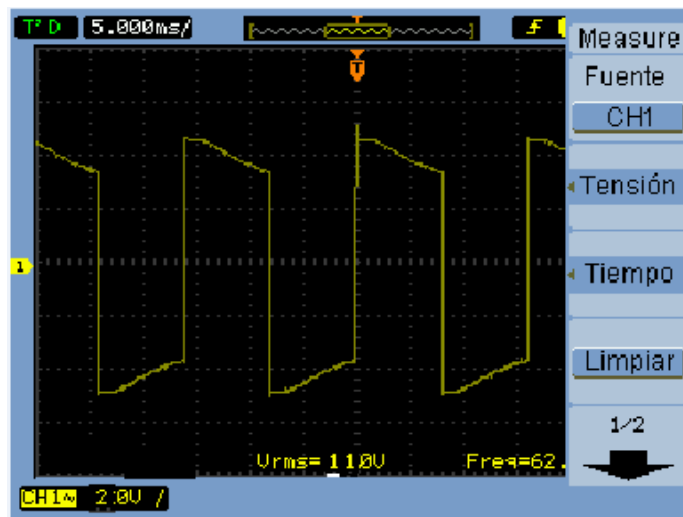


Figura No. 4.8.- Tensión de salida del inversor de puente completo con una carga de 140W.

De igual forma en la figura No. 4.9 se observa la vista general del inversor de puente completo.

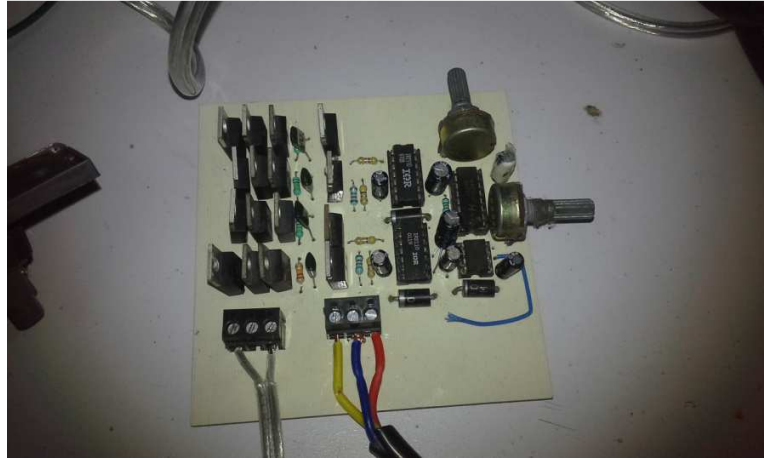


Figura No. 4.9.- Vista Frontal del inversor de puente completo

En la figura No, 4.10 se observa el convertidor BOOST en cascada acoplado al inversor de puente completo.

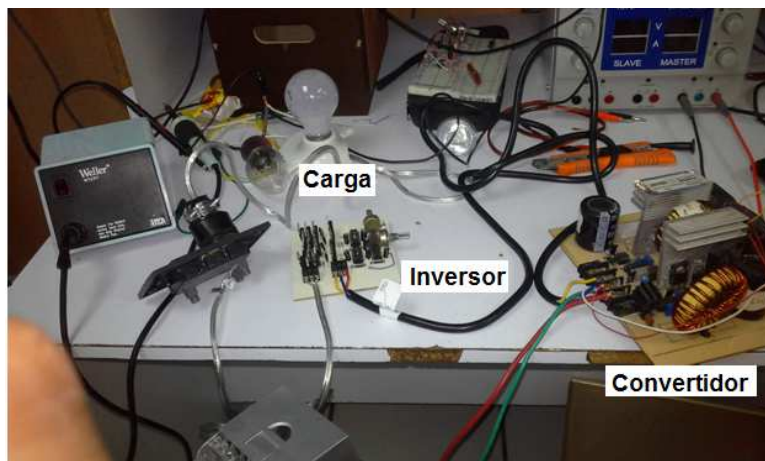


Figura No. 4.10.- Convertidor e Inversor acoplados a la carga.

4.3.-Conclusiones

En la primera parte de este trabajo se da una idea general de cómo se integra o conforma una ISF (Instalación Solar Fotovoltaica), así como de conocer la función que desempeña cada una de las partes que la conforman, para después desarrollar cada parte del circuito electrónico de este convertidor.

En la parte intermedia del trabajo se adentra a los Convertidores elevadores de tensión BOOST en cascada y el inversor de puente completo. Aquí se obtuvieron las expresiones necesarias para el cálculo de cada elemento de estos.

En el desarrollo del trabajo se realizaron todos los cálculos necesarios de los elementos, para llevar a cabo el desarrollo convertidor BOOST en cascada y el inversor de puente completo, así como los cálculos de las etapas de control, y los diseños de los PCB's, esto se hizo para corroborar la teoría con los circuitos que se desarrollaron, y así poder aplicar lo aprendido en la materia de potencia.

En la parte de las pruebas realizadas al proyecto se presentaron problemas de diseño y cálculos de los elementos, el más significativo y que apporto conocimiento para la realización del proyecto fue el siguiente:

- El cálculo y el diseño de los elementos del primer convertidor BOOST en cascada no se había hecho correctamente a lo que llevo que el dispositivo de potencia se quemaba a la hora de encender el convertidor, revisando cálculos se percato que la salida no suministraba la corriente necesaria para el segundo convertidor, el problema se corrigió rediseñando de nuevo y aumentando la salida de corriente del primer convertidor.
- Otro problema que se presento fue que la salida del inversor de puente completo tenia ruido, esto es, que a la hora de la conmutación de los dispositivos de potencia se presentaba un incremento de voltaje o mejor conocidos como picos, este problema se corrigió rediseñando el PCB del inversor y cambiando todos los diodos

de recuperación (FR307) a diodos de recuperación ultra rápida (MUR 1520), obteniendo la salida limpia como se observa en las figuras No. 4.7 y 4.8.

Como el proyecto se desarrollo con éxito, se concluyo el objetivo personal, el cual consistía en conocer una de la forma de obtención de energía naturalmente, cada una de las etapas de una Instalación Solar Fotovoltaica (ISF) y conocer el funcionamiento de las mismas, para poder aplicar lo aprendido teórico y practico en la formación de la carrera como Ingeniero Electrónico.

Con las pruebas realizadas se noto que el convertidor tiene una duración promedio de una hora a dos horas, pero el tiempo de duración se puede alargar aumentado el número de baterías así se elevaría el voltaje y la corriente de entrada se reduciría.

4.4 Observaciones

Previamente se hace referencia a dos trabajos que se realizaron en el Instituto Tecnológico de Toluca. [1][2]

El presente proyecto se desarrollo con el fin de conocer el funcionamiento y que partes son las que conformar a una ISF, el funcionamiento del convertidor BOOST en cascada y del inversor de puente completo.

Para la parte de las protecciones las cuales comprenden las protecciones térmicas, de bajo voltaje y de elevación de voltaje, se dejan pendientes para que otro usuario interesado pueda concluir las.

El diseño del convertidor se desarrollo para que se pueda modificar el voltaje de salida y la corriente de salida debido a el voltaje de entrada, cambiando solo el capacitor de salida y el inductor en cada uno de los convertidores, pero teniendo presente el valor de corriente soportado por el dispositivo de potencia, encaso que se sobrepasara este valor también será necesario cambiarlo.

Este proyecto se desarrollo para presentar la materia de taller de investigación II, la cual fue aprobada con 95 con el Dr. Fidel Alejandro Camarena Budoyra, y se trato de mejorar algunos aspectos de los convertidores antes mencionados, mejorando en muchos aspectos tanto en diseño y aspecto físico.

En lo personal siento que es necesario aprender más sobre el diseño de estos convertidores ya que otros países se trabajan y se investiga arduamente en esta materia, sobre el peso, el tamaño, la eficiencia entre otras variables.

Referencias

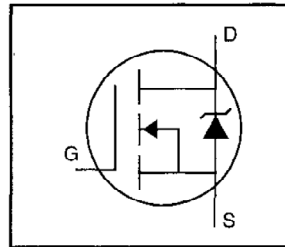
Referencias bibliográficas.

1. Jairzinho Villalobos Leónides, Antonio Velázquez Morales, "Diseño de la etapa elevadora de voltaje para sistemas fotovoltaicos basado en el convertidor elevador", Tesis de licenciatura, Instituto Tecnológico de Toluca.
2. Omar Alejandro Pichardo Camacho, "Convertidores Boost en cascada e inversor para alimentar una bomba de agua de bajo caudal", Tesis de licenciatura, Instituto Tecnológico de Toluca.
3. Díaz Tomas, "Instalaciones Solares Fotovoltáicas", McGraw Hill, Primera edición, 2010
4. LTH ciclado profundo, Manual técnico.
5. Ned Mohan, Electrónica de potencia, convertidores, aplicaciones y diseño. 3ª edición. Editorial McGraw Hill
6. Muhammad H. Rashid, Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones. 3ª edición. Editorial Pearson Prentice Hall
7. M. en C. Javier Conde Enríquez, apuntes de electrónica de potencia
8. Arco Solar, Installation Guide Solar Electric Modules

Anexos

HEXFET® Power MOSFET

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



$$V_{DSS} = 200V$$

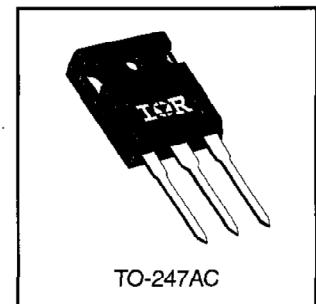
$$R_{DS(on)} = 0.18\Omega$$

$$I_D = 20A$$

Description

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

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



DATA
SHEETS

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	12	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	80	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	150	W
	Linear Derating Factor	1.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	510	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	20	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	15	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.0	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

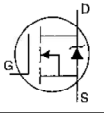
Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.83	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	200	—	—	V	$V_{GS}=0V$, $I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.29	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to 25°C , $I_D=1mA$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.18	Ω	$V_{GS}=10V$, $I_D=12A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}$, $I_D=250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	6.9	—	—	S	$V_{DS}=50V$, $I_D=12A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS}=200V$, $V_{GS}=0V$
		—	—	250		$V_{DS}=160V$, $V_{GS}=0V$, $T_J=125^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS}=-20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	70	nC	$I_D=18A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	13		$V_{DS}=160V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	39		$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	$V_{DD}=100V$
t_r	Rise Time	—	51	—		$I_D=18A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	45	—		$R_G=9.1\Omega$
t_f	Fall Time	—	36	—		$R_D=5.4\Omega$ See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1300	—	pF	$V_{GS}=0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	400	—		$V_{DS}=25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	130	—		$f=1.0MHz$ See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.0	V	$T_J=25^\circ\text{C}$, $I_S=20A$, $V_{GS}=0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	300	610	ns	$T_J=25^\circ\text{C}$, $I_F=18A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	3.4	7.1	μC	$di/dt=100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

③ $I_{SD} \leq 18A$, $di/dt \leq 150A/\mu s$, $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$

② $V_{DD}=50V$, starting $T_J=25^\circ\text{C}$, $L=1.9mH$, $R_G=25\Omega$, $I_{AS}=20A$ (See Figure 12)

④ Pulse width $\leq 300\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

LM2524D/LM3524D Regulating Pulse Width Modulator

Check for Samples: [LM2524D](#), [LM3524D](#)

FEATURES

- Fully Interchangeable With Standard LM3524 Family
- $\pm 1\%$ Precision 5V Reference With Thermal Shut-Down
- Output Current to 200 mA DC
- 60V Output Capability
- Wide Common Mode Input Range for Error-Amp
- One Pulse per Period (Noise Suppression)
- Improved Max. Duty Cycle at High Frequencies
- Double Pulse Suppression
- Synchronize Through Pin 3

DESCRIPTION

The LM3524D family is an improved version of the industry standard LM3524. It has improved specifications and additional features yet is pin compatible with existing 3524 families. New features reduce the need for additional external circuitry often required in the original version.

The LM3524D has a $\pm 1\%$ precision 5V reference. The current carrying capability of the output drive transistors has been raised to 200 mA while reducing V_{CEsat} and increasing V_{CE} breakdown to 60V. The common mode voltage range of the error-amp has been raised to 5.5V to eliminate the need for a resistive divider from the 5V reference.

In the LM3524D the circuit bias line has been isolated from the shut-down pin. This prevents the oscillator pulse amplitude and frequency from being disturbed by shut-down. Also at high frequencies (≈ 300 kHz) the max. duty cycle per output has been improved to 44% compared to 35% max. duty cycle in other 3524s.

In addition, the LM3524D can now be synchronized externally, through pin 3. Also a latch has been added to insure one pulse per period even in noisy environments. The LM3524D includes double pulse suppression logic that insures when a shut-down condition is removed the state of the T-flip-flop will change only after the first clock pulse has arrived. This feature prevents the same output from being pulsed twice in a row, thus reducing the possibility of core saturation in push-pull designs.

Connection Diagram

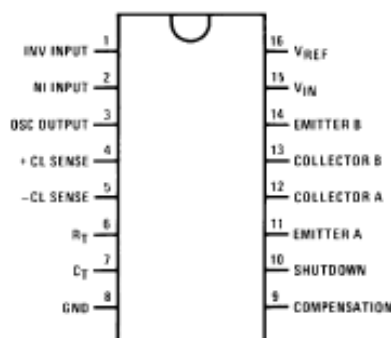


Figure 1. Top View
See Package Number NFG
See Package Number D

IR2109(4) (s) & (PbF) HALF-BRIDGE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V, 5V and 15V input logic compatible
- Cross-conduction prevention logic
- Matched propagation delay for both channels
- High side output in phase with IN input
- Logic and power ground +/- 5V offset
- Internal 540ns dead-time, and programmable
up to 5 μ s with one external R_{DT} resistor (IR21094)
- Lower di/dt gate driver for better noise immunity
- Shut down input turns off both channels.
- Available in Lead-Free

Description

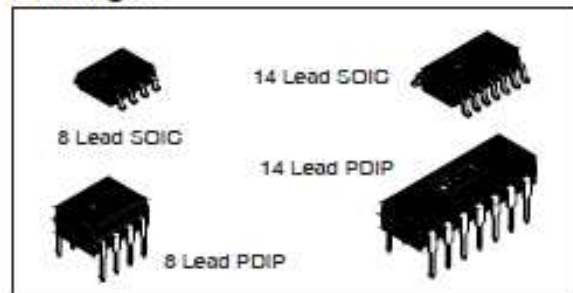
The IR2109(4)(S) are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with dependent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The logic input is compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high

pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 600 volts.

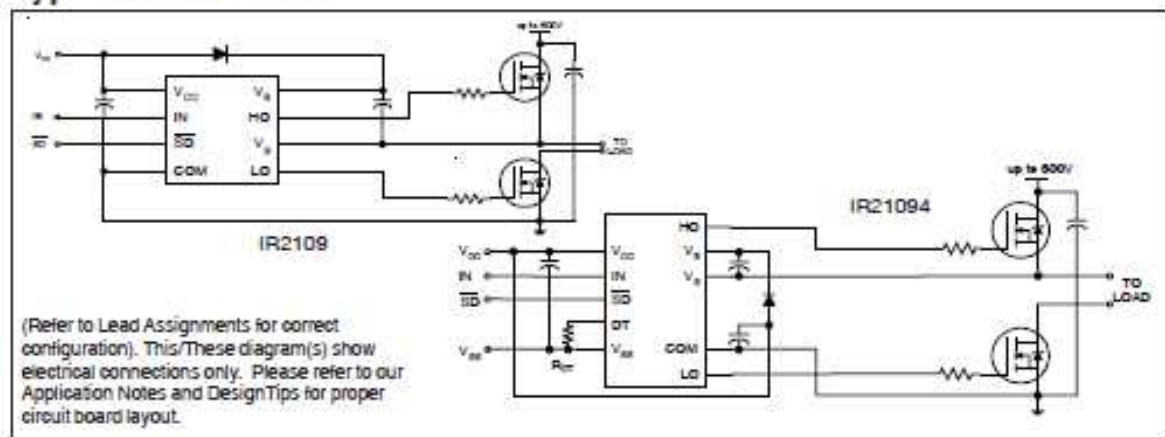
Product Summary

V _{OFFSET}	600V max.
I _{O+/-}	120 mA / 250 mA
V _{OUT}	10 - 20V
t _{on/off} (typ.)	750 & 200 ns
Dead Time	540 ns (programmable up to 5 μ s for IR21094)

Packages



Typical Connection



Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset rating are tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V_B	High side floating supply absolute voltage	$V_S + 10$	$V_S + 20$	V
V_S	High side floating supply offset voltage	Note 1	600	
V_{HO}	High side floating output voltage	V_S	V_B	
V_{OC}	Low side and logic fixed supply voltage	10	20	
V_{LO}	Low side output voltage	0	V_{OC}	
V_{IN}	Logic input voltage (IN & $\overline{SD}$)	V_{SS}	V_{OC}	
DT	Programmable dead-time pin voltage (IR21094 only)	V_{SS}	V_{OC}	
V_{SS}	Logic ground (IR21094 only)	-5	5	°C
T_A	Ambient temperature	-40	125	

Note 1: Logic operational for V_S of -5 to +600V. Logic state held for V_S of -5V to $-V_{BS}$. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Dynamic Electrical Characteristics

$V_{BIAS} (V_{OC}, V_{BS}) = 15V$, $V_{SS} = COM$, $C_L = 1000$ pF, $T_A = 25^\circ C$, DT = V_{SS} unless otherwise specified.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	—	750	950	nsec	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	—	200	280		$V_S = 0V$ or 600V
t_{sd}	Shut-down propagation delay	—	200	280		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	—	0	70		
t_r	Turn-on rise time	—	150	220		$V_S = 0V$
t_f	Turn-off fall time	—	50	80		$V_S = 0V$
DT	Deadtime: LO turn-off to HO turn-on (DT _{LO-HO}) & HO turn-off to LO turn-on (DT _{HO-LO})	400 4	540 5	680 6	usec	RDT = 0 RDT = 200k (IR21094)
MDT	Deadtime matching = DT _{LO-HO} - DT _{HO-LO}	— —	0 0	60 600	nsec	RDT=0 RDT = 200k (IR21094)

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs
- Also available LEAD-FREE

Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

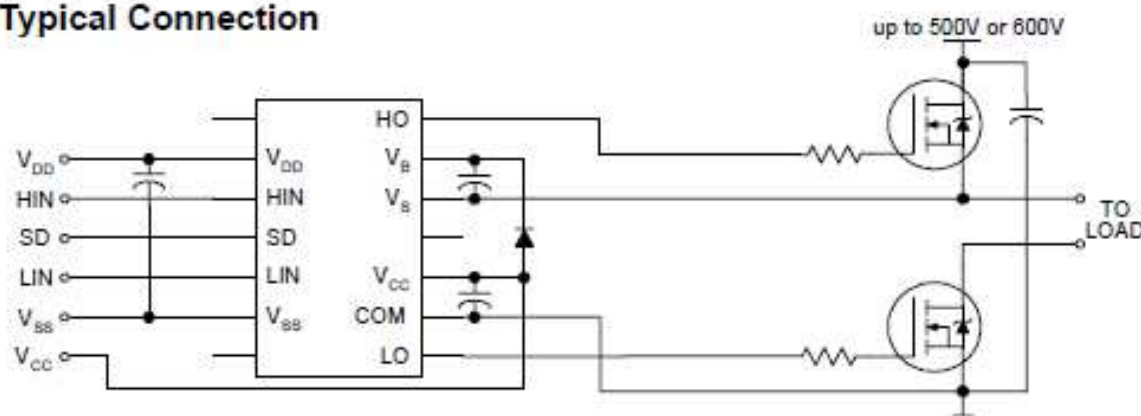
Packages



Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and DesignTips for proper circuit board layout.

IR2110(s)/IR2113(S) & (PbF)

International
IOR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V_B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V
	(IR2113)	-0.3	625	
V_S	High side floating supply offset voltage	$V_B - 25$	$V_B + 0.3$	
V_{HO}	High side floating output voltage	$V_S - 0.3$	$V_B + 0.3$	
V_{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25	
V_{LO}	Low side output voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$	
V_{DD}	Logic supply voltage	-0.3	$V_{SS} + 25$	
V_{SS}	Logic supply offset voltage	$V_{CC} - 25$	$V_{CC} + 0.3$	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	$V_{SS} - 0.3$	$V_{DD} + 0.3$	
dV_g/dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50	V/ns
P_D	Package power dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$	—	1.6	W
	(14 lead DIP)	—	1.25	
	(16 lead SOIC)	—	1.25	$^\circ\text{C/W}$
R_{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient	—	75	
	(14 lead DIP)	—	100	$^\circ\text{C}$
T_J	Junction temperature	—	150	
T_S	Storage temperature	-55	150	
T_L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300	

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V_B	High side floating supply absolute voltage	$V_S + 10$	$V_S + 20$	V
V_S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V_{HO}	High side floating output voltage	V_S	V_B	
V_{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V_{LO}	Low side output voltage	0	V_{CC}	
V_{DD}	Logic supply voltage	$V_{SS} + 3$	$V_{SS} + 20$	
V_{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V_{SS}	V_{DD}	
T_A	Ambient temperature	-40	125	$^\circ\text{C}$

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to $-V_{BS}$. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When $V_{DD} < 5V$, the minimum V_{SS} offset is limited to $-V_{DD}$.

International IOR Rectifier

MUR1520
MURB1520
MURB1520-1

Ultrafast Rectifier

Features

- Ultrafast Recovery Time
- Low Forward Voltage Drop
- Low Leakage Current
- 175°C Operating Junction Temperature

$$t_{rr} = 35\text{ns}$$

$$I_{F(AV)} = 15\text{Amp}$$

$$V_R = 200\text{V}$$

Description/ Applications

International Rectifier's MUR... series are the state of the art Ultra fast recovery rectifiers specifically designed with optimized performance of forward voltage drop and ultra fast recovery time.

The planar structure and the platinum doped life time control, guarantee the best overall performance, ruggedness and reliability characteristics.

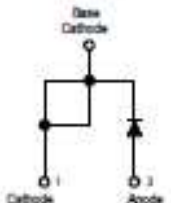
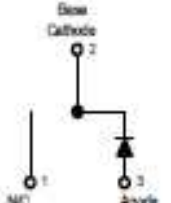
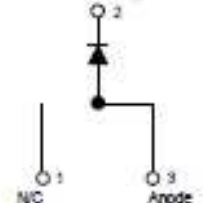
These devices are intended for use in the output rectification stage of SMPS, UPS, DC-DC converters as well as free-wheeling diode in low voltage inverters and chopper motor drives.

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 Peak Reverse Voltage	200	V
$I_{F(AV)}$ Average Rectified Forward Current Total Device, (Rated V_R), $T_C = 150^\circ\text{C}$	15	A
I_{FSM} Non Repetitive Peak Surge Current	200	
I_{FM} Peak Repetitive Forward Current (Rated V_R , Square wave, 20 KHz), $T_C = 150^\circ\text{C}$	30	
T_J, T_{STG} Operating Junction and Storage Temperatures	-65 to 175	$^\circ\text{C}$

Case Styles

MUR1520	MURB1520	MUR1520-1
  TO-220AC	  D ² PAK	  TO-262

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameters	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
V_{BR}, V_I Breakdown Voltage, Blocking Voltage	200	-	-	V	$I_R = 100\mu\text{A}$
V_F Forward Voltage	-	-	1.05	V	$I_F = 15\text{A}$
	-	-	0.85	V	$I_F = 15\text{A}, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_R Reverse Leakage Current	-	-	10	μA	$V_R = V_R \text{ Rated}$
	-	-	500	μA	$T_J = 150^\circ\text{C}, V_R = V_R \text{ Rated}$
C_T Junction Capacitance	-	55	-	pF	$V_R = 200\text{V}$
L_S Series Inductance	-	8.0	-	nH	Measured lead to lead 5mm from package body

Dynamic Recovery Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameters	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
t_{rr} Reverse Recovery Time	-	-	35	ns	$I_F = 1.0\text{A}, di/dt = 50\text{A}/\mu\text{s}, V_R = 30\text{V}$
	-	22	-		$T_J = 25^\circ\text{C}$
	-	39	-		$T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{RRM} Peak Recovery Current	-	1.6	-	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$
	-	4.1	-		$T_J = 125^\circ\text{C}$
Q_{rr} Reverse Recovery Charge	-	19	-	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$
	-	90	-		$T_J = 125^\circ\text{C}$

Thermal - Mechanical Characteristics

Parameters	Min	Typ	Max	Units
T_J Max. Junction Temperature Range	- 65	-	175	$^\circ\text{C}$
T_{stg} Max. Storage Temperature Range	- 65	-	175	
R_{thJC} Thermal Resistance, Junction to Case	-	-	1.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$
R_{thJA} Thermal Resistance, Junction to Ambient	-	-	50	
$R_{thCS}^{\text{①}}$ Thermal Resistance, Case to Heatsink	-	0.5	-	
Wt Weight	-	2.0	-	g
	-	0.07	-	(oz)
Mounting Torque	6.0	-	12	Kg-cm
	5.0	-	10	lbf.in

① Mounting Surface, Flat, Smooth and Greased