



ESPE
UNIVERSIDAD DE LAS FUERZAS ARMADAS
INNOVACIÓN PARA LA EXCELENCIA

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

**CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y
CONTROL**

**TRABAJO DE TITULACIÓN, PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO
DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA EN AUTOMATIZACIÓN Y
CONTROL**

**TEMA: “IMPLEMENTACIÓN DE UN MÓDULO DIDÁCTICO DE UN
INVERSOR DE ONDA SENOIDAL PARA EL LABORATORIO DE
ELECTRÓNICA DE POTENCIA”**

AUTOR: ANDRADE LOGACHO, LENIN JAVIER

DIRECTOR: ING. PROAÑO ROSERO, VICTOR GONZALO

SANGOLQUÍ

2018

CERTIFICADO DEL DIRECTOR**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA****CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA,
AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL****CERTIFICACIÓN**

Certifico que el trabajo de titulación, “IMPLEMENTACIÓN DE UN MÓDULO DIDÁCTICO DE UN INVERSOR DE ONDA SENOIDAL PARA EL LABORATORIO DE ELECTRÓNICA DE POTENCIA” fue realizado por el señor **Andrade Logacho, Lenin Javier** el mismo que ha sido revisado en su totalidad, analizado por la herramienta de verificación de similitud de contenido; por lo tanto cumple con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de Fuerzas Armadas ESPE, razón por la cual me permito acreditar y autorizar para que lo sustente públicamente.

Sangolquí, Agosto del 2018

Firma:

Ing. Víctor Gonzalo Proaño Rosero

C.C 1706457924

AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA****CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA,
AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL****AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD**

Yo, **Andrade Logacho, Lenin Javier**, declaro que el contenido, ideas y criterios del trabajo de titulación: **Implementación de un módulo didáctico de un inversor de onda senoidal para el laboratorio de electrónica de potencia** es de mi autoría y responsabilidad, cumpliendo con los requisitos teóricos, científicos, técnicos, metodológicos y legales establecidos por la Universidad de Fuerzas Armadas ESPE, respetando los derechos intelectuales de terceros y referenciando las citas bibliográficas. Consecuentemente el contenido de la investigación mencionada es veraz

Sangolquí, Agosto del 2018

LENIN JAVIER ANDRADE LOGACHO

C.C.: 1721614459

AUTORIZACIÓN**DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA****CARRERA DE INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y
CONTROL****AUTORIZACIÓN**

Yo, Andrade Logacho, Lenin Javier autorizo a la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE publicar el trabajo de titulación: **Implementación de un módulo didáctico de un inversor de onda senoidal para el laboratorio de electrónica de potencia** en el Repositorio Institucional, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi responsabilidad.

SANGOLQUÍ, Agosto del 2018**LENIN JAVIER ANDRADE LOGACHO****C.C.: 1721614459**

DEDICATORIA

El presente trabajo lo dedico con humildad de corazón primeramente a Dios por darme vida, sabiduría y fortaleza durante todo el proceso que he tenido que seguir en la realización de la tesis.

También dedico a mis padres, por su amor y por todo el apoyo incondicional que he recibido día a día.

AGRADECIMIENTO

Agradezco a Dios quien me dio vida, salud y sabiduría para que pueda terminar mi carrera profesional, sin Él creo que no hubiera logrado nunca este objetivo.

A las autoridades y profesores de la Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE y en especial al Ing. Víctor Proaño, tutor de tesis, por su gran aporte a la educación, por impartir liberalmente sus conocimientos, gracias por su paciencia durante todo este proceso de la elaboración de la tesis.

También quiero dejar plasmada mi gratitud a mis queridos padres, que han sido el motor principal en mi vida, siempre han velado por mi bienestar y educación, siendo mi apoyo en las buenas y en las malas.

ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICADO DEL DIRECTOR.....	i
AUTORÍA DE RESPONSABILIDAD.....	ii
AUTORIZACIÓN.....	iii
DEDICATORIA.....	iv
AGRADECIMIENTO.....	v
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	vi
ÍNDICE DE TABLAS	ix
ÍNDICE DE FIGURAS.....	x
RESUMEN.....	xii
ABSTRACT	xiii
CAPÍTULO I.....	1
1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA DE INVESTIGACIÓN	1
1.1 Antecedentes.....	1
1.2 Justificación.....	4
1.3 Alcance	5
1.4 Objetivos.....	6
1.4.1 Objetivo general	6
1.4.2 Objetivos específicos.....	6
CAPÍTULO II	8
2 MARCO TEÓRICO.....	8
2.1 Introducción a la electrónica de potencia	8
2.2 Dispositivos electrónicos relacionados con la electrónica de potencia	9

2.2.1	Diodo de potencia.....	9
2.2.2	Transistor de efecto de campo de metal-óxido-semiconductor mosfet.....	11
2.2.3	Otros dispositivos electrónicos de potencia	12
2.2.4	Capacidades de los dispositivos electrónicos de potencia.....	13
2.3	Inversores de voltaje.....	15
2.3.1	Inversores de fuentes de voltaje	16
2.3.1.1	Inversores de medio puente	16
2.3.1.2	Inversores de puente completo	17
2.3.1.3	Inversores tipo push-pull	18
2.3.2	Inversores de fuente de corriente.....	19
2.4	Tipos de modulación	20
2.4.1	Modulación tipo PWM sinusoidal (SPWM)	24
2.5	Diagramas de bloques del trabajo.....	26
CAPÍTULO III		28
3	DISEÑOS UTILIZADOS EN LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO	28
3.1	Análisis del generador de onda cuadrada PWM.....	28
3.2	Driver de acople para control de los mosfet.....	32
3.3	Mosfet IRF3205 como etapa de potencia (puente H).....	36
3.4	Transformador elevador toroidal.....	38
3.5	Etapa de rectificación de la señal utilizando un puente de diodos de alta frecuencia	42
3.6	Etapa de filtrado	42
3.7	Etapa de control SPWM	43
3.8	Etapa de potencia del SPWM	44
3.9	Etapa de filtrado LC	45

CAPÍTULO IV	47
4 RESULTADOS OBTENIDOS	47
4.1 Banco de baterías.....	47
4.2 Generador de onda cuadrada PWM.....	47
4.3 Etapa de potencia puente H	49
4.4 Etapa de transformador.....	49
4.5 Etapa de rectificación	50
4.6 Generador SPWM y puente H.....	50
4.7 Filtro LC y protección de salida	51
4.8 Diseño del arte de la maqueta.....	51
CAPÍTULO V	55
5 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	55
5.1 Conclusiones.....	55
5.2 Recomendaciones	56

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1	<i>Comparación de dispositivos electrónicos de potencia</i>	13
Tabla 2	<i>Estados de operación de los interruptores de un inversor de puente completo.....</i>	18
Tabla 3	<i>Condiciones de operación recomendada SG3525.....</i>	31

ÍDICE DE FIGURAS

<i>Figura 1.</i> Concepto de circuitos rectificador e inversor de Prince	3
<i>Figura 2.</i> Diodo, características y modelos	10
<i>Figura 3.</i> Símbolo del mosfet, canal “N”	11
<i>Figura 4.</i> Curva característica del mosfet, canal n y “modelo ideal”	12
<i>Figura 5.</i> Capacidades de algunos dispositivos electrónicos de potencia	14
<i>Figura 6.</i> Configuración del inversor de medio puente.....	16
<i>Figura 7.</i> Diagrama del circuito inversor de puente completo	17
<i>Figura 8.</i> Circuito básico del inversor push-pull	19
<i>Figura 9.</i> Configuración del inversor de fuente de corriente	19
<i>Figura 10.</i> Inversor monofásico tipo puente completo.....	21
<i>Figura 11.</i> Contenido armónico del voltaje de salida a 60 [hz] en.....	23
<i>Figura 12.</i> Modulación sinusoidal de ancho de pulso PWM	25
<i>Figura 13.</i> Diagrama de bloques del módulo didáctico.....	27
<i>Figura 14.</i> Diagrama en bloques del SG3525A	29
<i>Figura 15.</i> Diagrama de prueba SG3525A.....	30
<i>Figura 16.</i> Circuito de generación de onda cuadrada y frecuencia variable	32
<i>Figura 17.</i> Diagrama en bloques del IR2110	33
<i>Figura 18.</i> Configuración típica del driver IR2110.....	33
<i>Figura 19.</i> Cuadro de la temperatura.....	36
<i>Figura 20.</i> Puente H completo utilizando los mosfets para la etapa de potencia	37
<i>Figura 21.</i> Onda de señal cuadrada a la salida del puente H.....	38
<i>Figura 22.</i> Circuito generador de PWM onda cuadrada.....	38
<i>Figura 23.</i> Transformador toroidal.....	40
<i>Figura 24.</i> Toroide vista frontal	40
<i>Figura 25.</i> Diagrama del circuito rectificador del filtro de rizado	43
<i>Figura 26.</i> Diagrama en bloques del circuito integrado EG8010.....	44
<i>Figura 27.</i> Circuito de potencia para el módulo EGS002	45
<i>Figura 28.</i> Voltaje DC de la batería seca.....	47
<i>Figura 29.</i> Resultados obtenidos de la etapa PWM onda cuadrada	48

Figura 30. Forma de onda a la salida del puente H.....	49
Figura 31. Onda cuadrada a la salida del transformador.....	50
Figura 32. Gráfica de la señal de salida de control para un mosfet SPWM.....	50
Figura 33. Salida sinusoidal del inversor de voltaje	51
Figura 34. Arte del proyecto de grado	52
Figura 35. Cambio de mosfets dañados	53
Figura 36. Cambios de mosfets dañados.....	53
Figura 37. Modularidad del proyecto de grado	54

RESUMEN

El presente proyecto de Titulación comprende la elaboración de un inversor, el cual permita identificar de manera rápida, las diferentes etapas necesarias para la obtención de un voltaje de salida sinusoidal puro a partir de una batería VRLA (batería de ácido-plomo regulada por válvula), el inversor tendrá 2 módulos DC-DC / DC-AC con el propósito de trabajar a altas frecuencias (20khz), para reducir el tamaño del transformador en el módulo DC-DC; contará con un diagrama en bloques y contactos a la salida de cada etapa, los cuales permitirán indicar a los estudiantes las diferentes formas de ondas previas a la obtención del voltaje sinusoidal que al final se presenta sin distorsión armónica, con frecuencia y voltaje fijo. El desarrollo de dos prácticas de laboratorio ayudará a reforzar el conocimiento en el diseño y construcción de inversores SPWM; es importante considerar que, desde hace algunos años atrás, se proponen proyectos los cuales buscan soluciones para evitar el consumo de energía que se obtiene a partir del petróleo y reemplazarla por energía libre de contaminantes como la energía fotovoltaica que trabaja con controladores que almacenan la energía en bancos de baterías para su posterior uso, lo cual permitirá la correcta implementación del módulo didáctico del inversor de onda senoidal para el laboratorio de electrónica de potencia.

PALABRAS CLAVE:

- **INVERSOR SENOIDAL**
- **MÓDULO DIDÁCTICO SPWM**
- **INVERSOR DC-DC/DC-AC**

ABSTRACT

The actual certification project comprises the development of an inverter, which allows a faster identification of the different stages necessary to obtain a pure sinusoidal output voltage from a VRLA battery (valve-regulated lead-acid battery) , the inverter will have two DC-DC / DC-AC modules with the purpose of working at high frequencies (20khz), to reduce the size of the transformer in the DC-DC module; It will have a diagram in blocks and electrical contacts at the exit of each stage, which will allow students to indicate the different waveforms prior to obtaining the sinusoidal voltage that at the end is presented without harmonic distortion, with a fixed frequency and voltage. The development of two laboratory practices will help reinforce knowledge in the design and construction of SPWM inverters; It is important to consider that, some years ago, projects proposed to seek solutions to avoid the consumption of energy obtained from oil and replace it with energy free of contaminants such as photovoltaic energy that works with controllers which store energy in battery banks for prior use.

KEY WORDS:

- **INVERTER WAVE**
- **DIDATIC MODULE**
- **INVENTER DC-DC**

CAPÍTULO I

1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA DE INVESTIGACIÓN

El presente trabajo de titulación está basado en el diseño y fabricación de un módulo didáctico constituido por un tipo de inversor sinusoidal de onda pura SPWM (convertidor de voltaje DC-DC/DC-AC), para ser parte de los equipos que conforman el Laboratorio de Electrónica de Potencia.

Para ello se menciona los antecedentes de generación y uso de equipos en corriente directa DC (Direct Current) y en corriente alterna AC (Alternating Current), para establecer las relaciones correspondientes con uno de los equipos electrónicos de potencia, que tienen un amplio uso en general.

Posteriormente se indica la importancia (justificación) de haber escogido este tema, para resaltar el alcance y los objetivos del presente trabajo.

1.1 Antecedentes

A finales de la década de los 1880, los científicos Thomas Alva Edison y Nikola Tesla, protagonizaron la denominada “guerra de las corrientes”. Esto, debido a la defensa que cada uno de ellos efectuaba con relación al uso de la corriente DC (corriente que fluye en un solo sentido o corriente directa) y la corriente AC (corriente alterna), respectivamente.

Ya, en 1879 Thomas Alva Edison (Inventor, empresario y científico estadounidense), había inventado la bombilla incandescente y para 1882, su compañía Edison General Electric

Company, había desarrollado e instalado un sistema de generación de DC (corriente que fluye en un solo sentido) de 100 Voltios, en Manhattan, New York (Barazarte, 2013).

El problema que se presentaba con la corriente directa es que no podía ser transformada de manera fácil, económica y eficiente, a otros valores de voltaje (mayores o menores), con la consecuencia de grandes pérdidas en su conducción (por su bajo voltaje).

En 1884 Nikola Tesla (Ingeniero, inventor y científico, nacido en Smiljan, Imperio Austrohúngaro) viaja a Estados Unidos, conoce a Edison, e incluso llega a trabajar en su fábrica. Sin embargo, en 1885 renuncia, entre otros motivos, al no poder desarrollar su concepto de generación de corriente AC (Soledad Media Group, Inc. , 2016).

En 1888, luego de haber desarrollado y patentado varios elementos de uso en sistemas de transmisión AC: motores, generadores y transformadores polifásicos, Tesla decide vender sus patentes a George Westinghouse (Ingeniero, inventor e Inversionista estadounidense, fundador de Westinghouse Electric) y comienza a trabajar con su compañía.

Desde ese entonces Westinghouse Electric comienza a desarrollar e instalar varios sistemas de generación y transmisión en AC, que por sus bondades tecnológicas y por su costo no tenía competencia con la generación en DC.

Es entonces en 1892 Edison, desiste de continuar la inversión en sistemas generadores DC para altos consumidores y su empresa se fusiona con Thomson-Houston, para constituir la compañía General Electric Company, encargada del desarrollo de proyectos en AC; dando por terminado la guerra de las corrientes. (Barazarte, 2013).

Desde entonces la corriente AC es el estándar de generación y transmisión de energía eléctrica para todas las aplicaciones como: casas, oficinas, comercios, industrias y escuelas (incluye todos los niveles).

No obstante, se ha desarrollado industrias de energía alternativa (gran parte de la generación eléctrica AC es por medio de centrales termoeléctricas las cuales son alta emisoras de gases CO₂ y a su vez utilizan para su funcionamiento fuentes no renovables), cuya salida es un voltaje DC.

Para estos tipos de sistemas generadores de voltaje DC, se requiere efectuar la transformación de la señal a voltaje AC, para ello se requiere el uso de inversores.

El concepto inicial de inversor fue desarrollado por David Prince en 1925 (Owen, 1996) como el inverso del rectificador. La configuración desarrollada por Prince es mostrada en la Figura 1, (donde se sustituye los tubos de vacío, por símbolos con diodos).

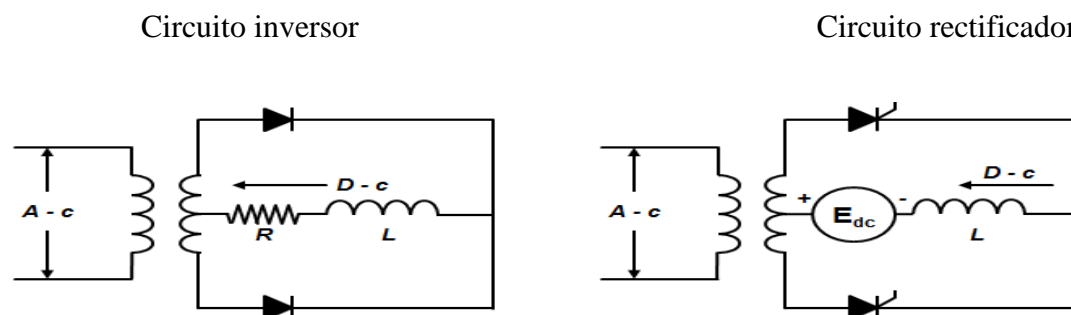


Figura 1. Concepto de circuitos rectificador e inversor de Prince

Muy pocos avances fueron logrados en el diseño y construcción de los inversores, hasta que, en 1948, con la invención del transistor bipolar de unión (BJT), se dió un impulso al desarrollo de circuitería en general.

Sin embargo, con la aparición de los tiristores en 1957, fue cuando se pudo ampliar los usos de los inversores, ya que la tecnología de los transistores para ese entonces no permitía incrementar la potencia de la señal de salida.

Desde entonces, hasta la fecha se han desarrollado distintos tipos de inversores. Así se pueden tener diferentes diseños con transistores para inversores en configuración medio puente y puente

completo. También inversores con tiristores con conmutación forzada, inversores en serie, inversores en paralelo, inversores de impulso conmutado complementario, Inversores con control de salida de voltaje, inversores con modulación de ancho de pulso, entre otros.

1.2 Justificación

Los circuitos inversores tienen varios usos desde aplicaciones industriales, hasta aplicaciones particulares como la utilización en oficinas, comercios y casas de estudio.

Entre otras se tienen las siguientes aplicaciones de los inversores:

- Utilización de fuente de alimentación DC (como por ejemplo generación de una fuente de 115 VAC desde la batería de un automóvil).
- Fuentes de alimentación ininterrumpible. Para sistema de respaldo en caso de pérdida de energía eléctrica principal.
- Variadores de frecuencia.
- Manejo de motores AC.
- Calentamiento por inducción.
- Manejo de vehículos eléctricos.
- Inversores fotovoltaicos

En vista del amplio rango de uso de los inversores, para el estudiante de eléctrica y de electrónica, resulta de gran importancia el tener un conocimiento adecuado de los inversores y sus aplicaciones. Una gran ventaja es poder contar con este tipo de sistemas en nuestros laboratorios.

Por lo que se puede observar la necesidad de tener circuitos de inversión de voltaje DC a voltaje AC, con una frecuencia de 60Hz en los laboratorios de eléctrica y electrónica ya que permiten efectuar prácticas de la especialidad para:

- Prácticas en el diseño de circuitos rectificadores.
- Prácticas de diseño de circuitos amplificadores de potencia.
- Realizar medición de las armónicas generadas en el proceso de inversión.
- Diseño de sistemas ininterrumpidos de energía UPS.

En vista de las diferentes aplicaciones en las que puede utilizar un circuito inversor, se justifica su implementación para el uso en laboratorios de eléctrica y de electrónica.

1.3 Alcance

En este trabajo de titulación se diseñará y posteriormente se construirá un circuito inversor a partir de una señal DC de 12 voltios (entrada proveniente de un sistema de banco de baterías) para la generación de un voltaje fijo de salida de 110 [VAC], con una frecuencia de salida de 60 [hz], de onda sinusoidal pura.

Este circuito inversor constará de un diagrama en bloques para realizar las mediciones pertinentes al proceso de generación de:

- Modulación de ancho de pulsos PWM (Pulse Width Modulation).

El proyecto abarcará hasta el diseño y construcción de los circuitos impreso, con el montaje de los componentes y el armado de la(s) tarjeta(s) electrónica(s) en el cajón de protección (*Frame*) de los circuitos.

Debido a que su uso es didáctico para aplicaciones experimentales de electricidad y de electrónica su diseño debe ser simple, para formar parte de un trabajo de titulación.

El proyecto incluye igualmente la elaboración de 2 prácticas de laboratorio para la enseñanza del tema Inversores de la Catedra de Electrónica de Potencia impartida en las instalaciones de Universidad de las Fuerzas Armadas ESPE, y ayudará en la verificación de los resultados obtenidos cuando se realicen prácticas simuladas sobre el tema de inversores de voltaje por parte de los estudiantes.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo general

Diseñar e Implementar un módulo didáctico de un Inversor de onda senoidal pura de 110 [VAC], con una entrada de 12 VDC para el laboratorio de electrónica de potencia. Este módulo didáctico estará conformado por un circuito inversor por medio de la técnica: Modulación de ancho de pulsos Sinusoidal (SPWM).

1.4.2 Objetivos específicos

- Analizar la documentación bibliográfica acerca de los tipos de configuraciones y las técnicas de control del inversor de DC a AC, para el cálculo de la relación de conversión y eficiencia.
- Definir el circuito más adecuado de modulación basado en: modulación de ancho de pulsos Sinusoidal SPWM.
- Definir la frecuencia más adecuada de trabajo en base al tipo de Transformador que se utilizará.

- Comparar las mediciones obtenidas con los cálculos realizados.
- Explicar la razón del porque se realizó un conversor DC-DC/DC-AC.
- Describir el funcionamiento de los diferentes módulos necesarios para obtener a la salida una señal sinusoidal SPWM.

CAPÍTULO II

2 MARCO TEÓRICO

En este capítulo se expone el uso de los diferentes circuitos electrónicos que conforman la electrónica de potencia, en particular sobre los inversores de voltaje, los tipos de inversores y su diagrama en bloque para lograr definir los tipos de modulación que son empleados para el módulo didáctico.

2.1 Introducción a la electrónica de potencia

En el mundo moderno en que vivimos la demanda de la energía eléctrica ha aumentado para mejoras en la calidad de vida de los seres humanos y su interrelación con la comunidad.

Lograr un uso eficiente de esta energía y por consiguiente una reducción del consumo de potencia, pérdidas asociadas; es primordial el uso de la electrónica de potencia con el suministro de equipos confiables, de vida útil adecuada y que sean seguros para su operación por parte de los usuarios.

En este sentido, los dispositivos semiconductores al ser utilizados como interruptores o conmutadores para el procesamiento y/o conversión de la potencia, aseguran un uso más eficiente para el control de la cantidad de potencia y el flujo de la energía.

De acuerdo con (Version 2 EE IIT, Kharagpur), la diferencia entre la electrónica de potencia con respecto a la electrónica lineal no es la potencia, sino la operación de sus componentes en los estados “completamente encendido” (*Fully-On*) o “completamente apagado” (*Fully-Off*). Al operar en saturación o cuando los dispositivos están apagados, la disipación de la potencia a través del dispositivo electrónico es mínima, lo que incrementa su eficiencia.

En la electrónica de potencia la eficiencia es un factor crítico ya que el costo del calor disipado y el costo de la potencia desperdiciada son significativos comparados con el costo total de los equipos (J. W. Motto, Jr., 1977).

2.2 Dispositivos electrónicos relacionados con la electrónica de potencia

Existen diferentes dispositivos electrónicos semiconductores utilizados en la electrónica de potencia. Estos operan como interruptores o conmutadores desde su estado *ON* a su estado *OFF* y viceversa.

Entre los dispositivos más usados se tienen los que conforman componentes controlables (transistores, tiristores, rectificadores de silicón controlados SCR's (*Silicon controlled rectifiers*), triacs y sus derivados) y los componentes no controlables (diodos). A continuación, se describen los dispositivos semiconductores más usados.

2.2.1 Diodo de potencia

Los diodos de potencia son componentes no controlados de dos terminales: ánodo y cátodo. Pueden ser de los siguientes tipos: diodo rectificador, diodo rectificador de avalancha, diodo rectificador de avalancha con ruptura controlada y diodo de pulso.

De estos el más conocido es el diodo rectificador de potencia que, aunque, en su característica de operación es similar al diodo de señal de unión, tiene rangos de operación con mayor corriente y voltaje, además de presentar un diseño más robusto.

La propiedad principal de un diodo de potencia (al igual que el de señal) es permitir el paso de corriente en una dirección, mientras que bloquea el flujo de corriente en sentido inverso.

En la Figura 2, se muestra el símbolo del diodo, su curva característica dinámica y su representación.

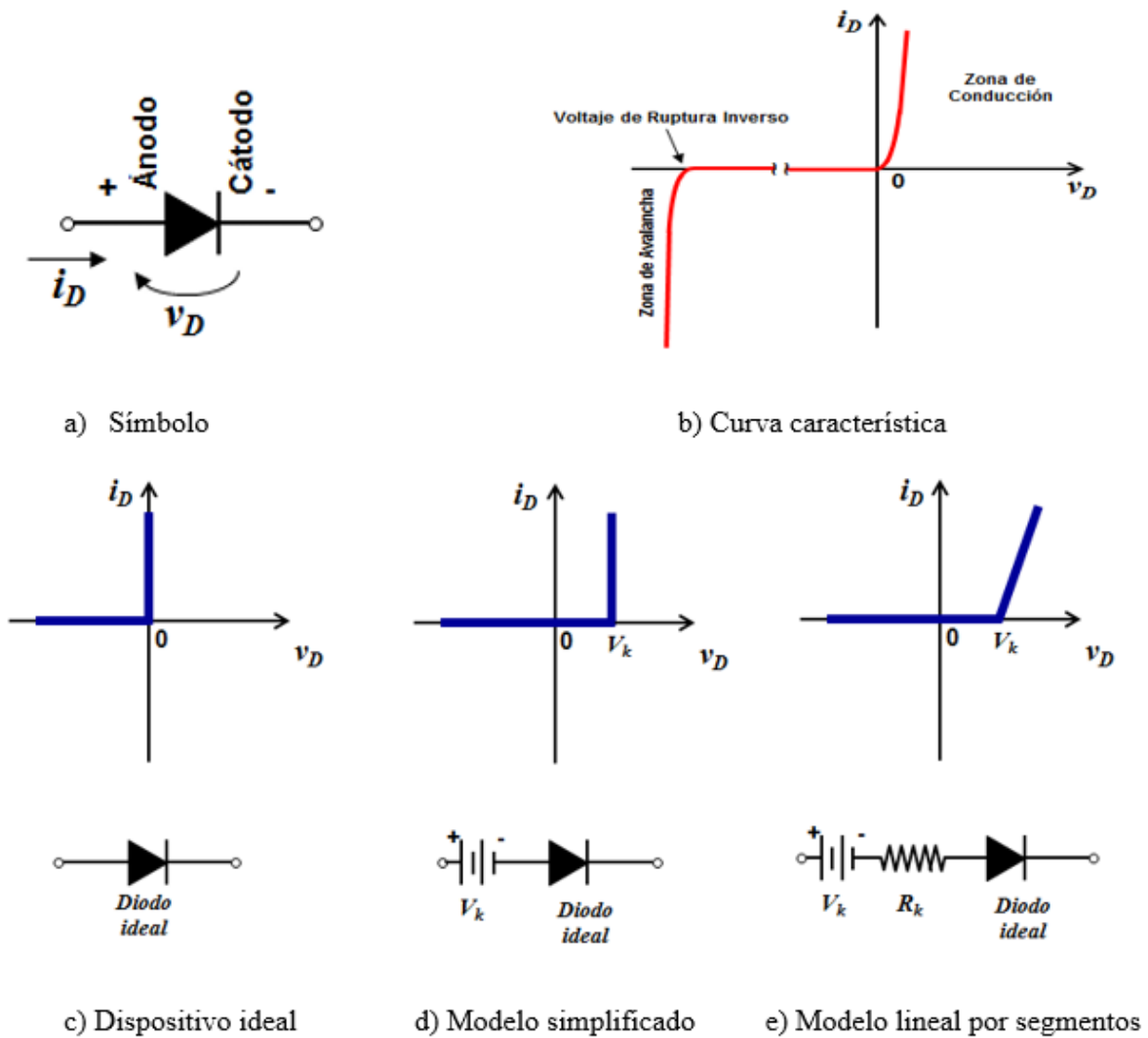


Figura 2. Diodo, características y modelos

2.2.2 Transistor de efecto de campo de metal-óxido-semiconductor mosfet

El mosfet (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), de potencia fue desarrollado en 1975 (Muhammad H. Rashid, Ph.D., 2011). Es un componente controlado, constituidos por tres terminales: compuerta, fuente y drenaje.

Su principio de funcionamiento es similar al BJT el cual es un dispositivo semiconductor controlado por corriente, Sin embargo, en el caso del mosfet el control es efectuado por medio de la aplicación voltaje a la compuerta. Su símbolo es presentado en la Figura 3.

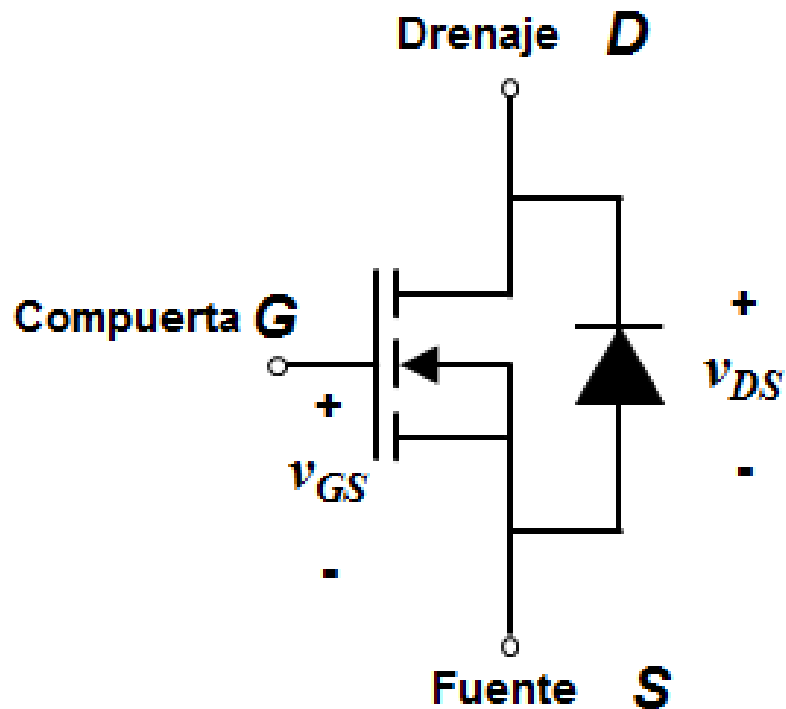


Figura 3. Símbolo del mosfet, canal "N"

El modelo ideal es idéntico al del BJT, mientras que su curva característica también presenta similitudes a la curva del BJT. Estas se pueden apreciar en la Figura 4.

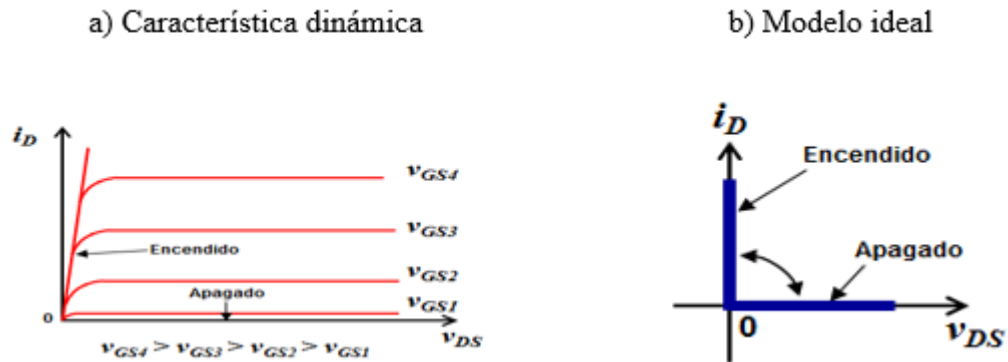


Figura 4. Curva característica del mosfet, canal n y “modelo ideal”

En esta figura se puede observar la zona de Encendido como de Apagado, importantes para la elaboración del proyecto.

2.2.3 Otros dispositivos electrónicos de potencia

Además de los elementos descritos anteriormente, existen otros dispositivos electrónicos de potencia: transistores de inducción estáticos SIT (*Static Induction Transistor*), tiristor desactivado por compuerta GTO (*Gate Turn-Off Thyristor*), rectificador controlado de silicio fotoactivado LASCR – (*Light Activated Silicon Control Rectifier*), tiristor controlado por semiconductores de óxido de metal MCT (*Metal Oxide Semiconductor Controlled Thyristor*), tiristor de conducción inversa RCT (*Reverse Conducting Thyristor*), tiristor de inducción estático SITH (*Static Induction Thyristor*), tiristor desactivado con asistencia de compuerta GATT (*Gate-Assisted Turn-Off Thyristor*), IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) y diodos Schottky (entre otros) (Rashid, M. H., 2005).

2.2.4 Capacidades de los dispositivos electrónicos de potencia

La selección de un dispositivo electrónico de potencia para una aplicación en particular debe realizarse sobre la base de la tensión, la corriente, el rango de frecuencia de la señal que deben manejar, la velocidad de conmutación, el bloque de voltaje inverso y la capacidad total de potencia del semiconductor.

En la Tabla 1, puede apreciarse una comparación entre los principales tipos de dispositivos de electrónica de potencia.

Tabla 1

Comparación de dispositivos electrónicos de potencia

Tipo de dispositivo	Disponible desde:	Voltaje nominal [kV]	Corriente nominal [A]	Frecuencia nominal [Hz]	Potencia nominal	Voltaje en directo [V]
Tiristor	1957	6	3.500	500	100's MW	1,5 - 2,5
Triac	1958	1	100	500	100's kW	1,5 - 2
GTO	1962	4,5	3.000	2×10^3	10's MW	3 - 4
BJT (Darlington)	1960s	1,2	800	1×10^4	1 MW	1,5 - 3
MOSFET	1976	0,5	50	1×10^6	100 kW	3 - 4
IGBT	1983	1,2	400	2×10^4	100's kW	3 - 4
SIT		1,2	300	1×10^5	10's kW	10 - 20
SITH		1,5	300	1×10^4	10's kW	2 - 4

Fuente: (Muhammad H. Rashid, Ph.D., 2011)

En la Figura 5 puede apreciarse las capacidades de algunos dispositivos semiconductores de potencia. De acuerdo con (Mohan, Robbins, & Undeland, 2009) “Todos los dispositivos, con excepción del MCT (MOS Controlled Thyristor), tienen una tecnología relativamente desarrollada,

y en los próximos años sólo se anticipan mejoras evolutivas en las capacidades de los dispositivos mosfet, estos dispositivos de la marca Cree se desarrollan con carburo de silicio y llegan a tener las mismas prestaciones que un IGBT, pero con la ventaja de no calentarse al trabajar en altas frecuencias. (Wolfspeed, 2017). Esta ventaja ayuda a tener fuentes conmutadas de mayor potencia con menor tamaño, ya que al aumentar la frecuencia se disminuye el volumen del transformador.

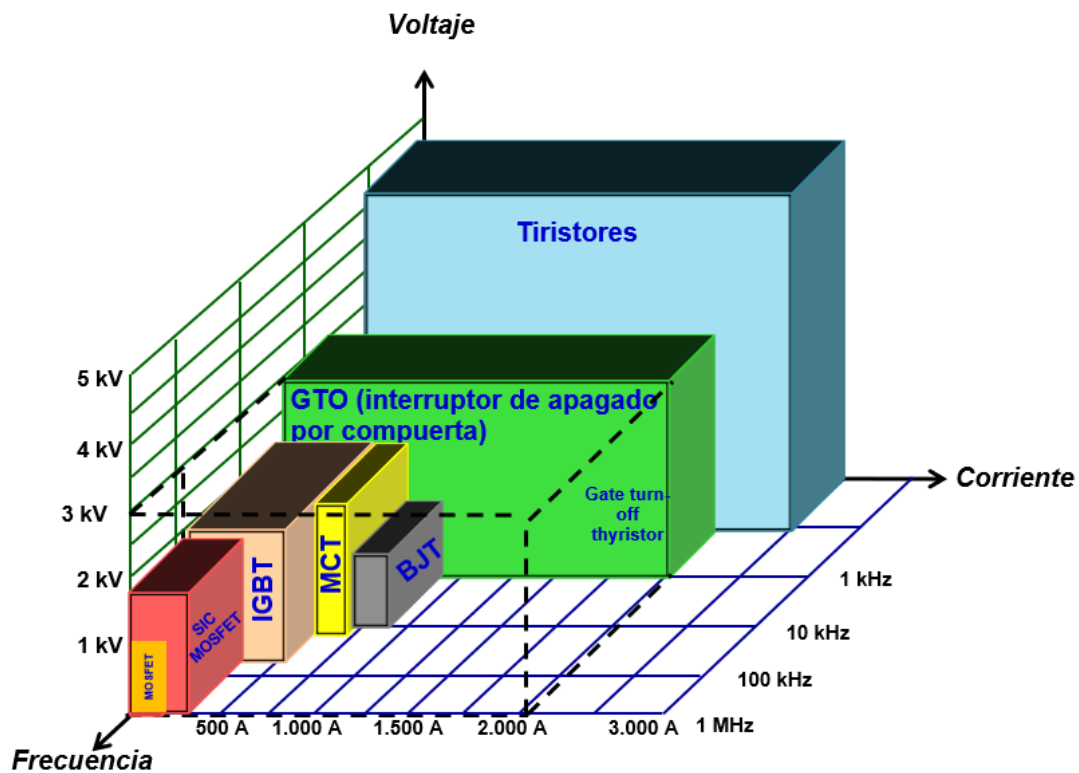


Figura 5. Capacidades de algunos dispositivos electrónicos de potencia

En alta frecuencia, para el desarrollo de inversores conmutados. Se debe considerar que los mosfet de carburo de silicio (SiC mosfet) ha mejorado los rendimientos tanto de voltaje como de corriente, dejando a los IGBT los cuales tienden a recalentar al momento de trabajar a frecuencias altas. (Wolfspeed, 2017).

2.3 Inversores de voltaje

La función de un inversor es la de convertir un voltaje de entrada DC en un voltaje de salida AC. El nivel del voltaje y la frecuencia de salida pueden ser fijos o variables para cada aplicación (J. C. Whitaker, 2005). Si se mantiene el voltaje de entrada constante en un inversor y se varía la ganancia (Relación entre el voltaje de salida AC y el voltaje de entrada DC) se puede tener un voltaje de salida variable.

En los inversores de voltaje la forma de onda del voltaje de salida debe ser sinusoidal pura. No obstante, en los inversores reales el voltaje de salida presenta en mucho de los casos señales armónicas las cuales deforman la señal sinusoidal. En aplicaciones de mediana y baja potencia, que supondría la utilización en hogares, departamentos, pequeñas oficinas, etc., se pueden aceptar señales de voltajes de onda cuadrada. Sin embargo, para aplicaciones de alta potencia como industrias con motores trifásicos, fuentes de energía ininterrumpida, etc., se requieren ondas sinusoidales de baja distorsión para evitar recalentamiento en motores, calentamiento en el neutro. Con los dispositivos semiconductores de potencia de alta velocidad, se puede disminuir de manera significativa los armónicos del voltaje de salida. (Rashid, M. H., 2005)

Los inversores, ya sean monofásicos o trifásicos, pueden ser clasificados como:

- Inversores de fuente de voltaje.
- Inversores de fuente de corriente.

2.3.1 Inversores de fuentes de voltaje

Para los inversores de fuente de voltaje VSI (*Voltage Source Inverter*) se utiliza a su entrada una fuente de voltaje DC, además el circuito VSI debe tener control directo sobre el voltaje de salida.

De estos se puede mencionar la siguiente clasificación:

- Medio puente.
- Puente completo.
- Push-pull.

2.3.1.1 Inversores de medio puente

El medio puente es la configuración más sencilla, y se compone de dos fuentes de tensión del mismo valor colocadas en serie y de dos interruptores que deben ser controlados para que se logre obtener una señal de onda cuadrada.

Mediante la aplicación de pulsos en los interruptores S1 y S2 de forma alterna, se crea una forma de onda cuadrada en la carga. Esto puede apreciarse en la Figura 6.

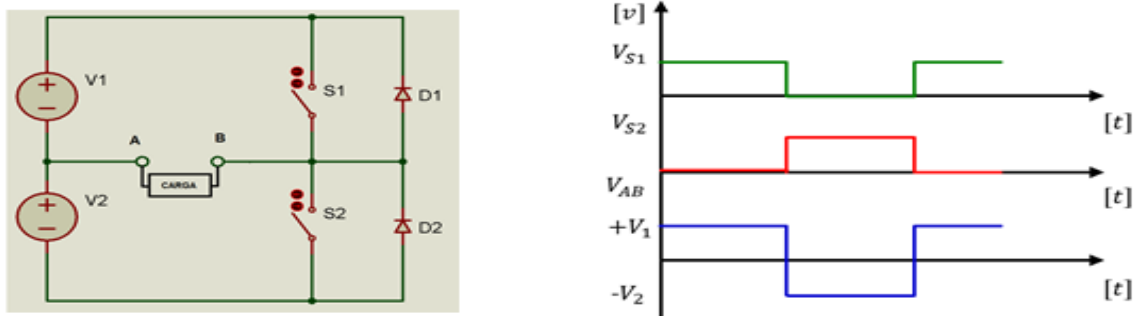


Figura 6. Configuración del inversor de medio puente

2.3.1.2 Inversores de puente completo

Un inversor de puente completo tiene el mismo principio de funcionamiento que el inversor de medio puente, por lo que la forma de onda cuadrada de salida es la misma.

El control de la potencia en un circuito inversor de puente completo se puede lograr con modulación de ancho de pulso PWM (*Pulse Width Modulated*).

En la Figura 7 se presenta el circuito básico del inversor de puente completo.

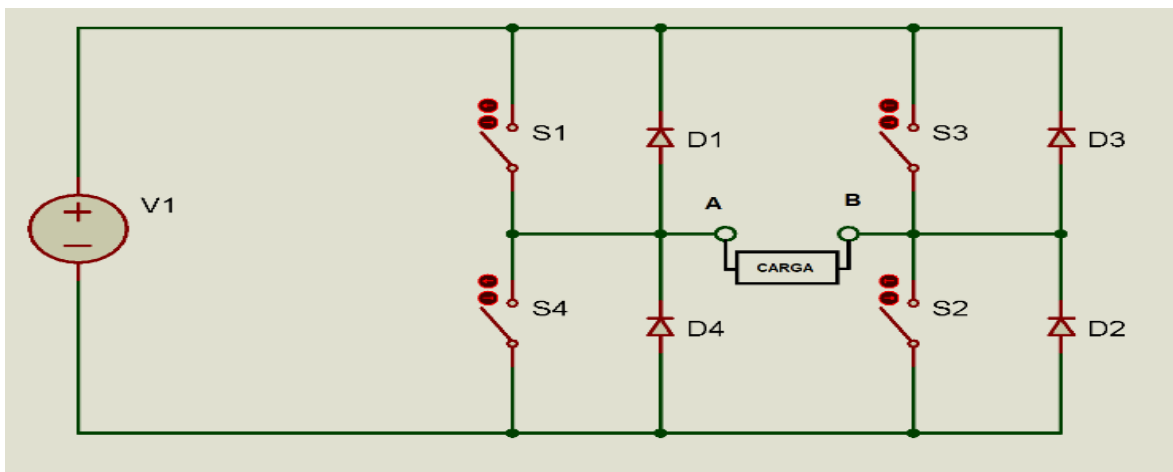


Figura 7. Diagrama del circuito inversor de puente completo

Con la única diferencia que la fuente de voltaje es una sola y no es necesario colocar dos capacitores en serie para tener los dos voltajes requeridos en medio puente. Lo que vuelve a este circuito el más utilizado en aplicaciones de inversores de voltaje SPWM.

Para la operación de este inversor hay cuatro (4) estados definidos y un estado indefinido de operación. Estos estados pueden apreciarse en la Tabla 2, la cual describe el funcionamiento de un inversor de onda completa y el voltaje de onda cuadrada obtenido a la salida.

Tabla 2

Estados de operación de los interruptores de un inversor de puente completo

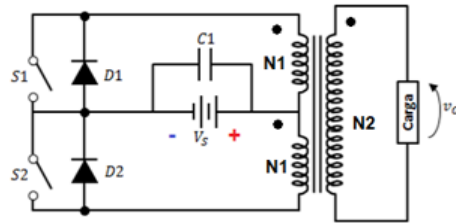
Estado	# Estado	v_o	Dispositivos conduciendo
$S1$ y $S2$ cerrados, y $S3$ y $S4$ abiertos	1	V_s	$S1$ y $S2$ $D1$ y $D2$ $si i_o > 0$ $si i_o < 0$
$S3$ y $S4$ cerrados, y $S1$ y $S2$ abiertos	2	$-V_s$	$D3$ y $D4$ $S3$ y $S4$ $si i_o > 0$ $si i_o < 0$
$S1$ y $S3$ cerrados, y $S2$ y $S4$ abiertos	3	0	$S1$ y $D3$ $D1$ y $S3$ $si i_o > 0$ $si i_o < 0$
$S2$ y $S4$ cerrados, y $S1$ y $S3$ abiertos	4	0	$D4$ y $S2$ $S4$ y $D2$ $si i_o > 0$ $si i_o < 0$
$S1$, $S2$, $S3$ y $S4$ todos cerrados, estado no deseado	5	-	Cortocircuito

Fuente: (Muhammad H. Rashid, Ph.D., 2011)

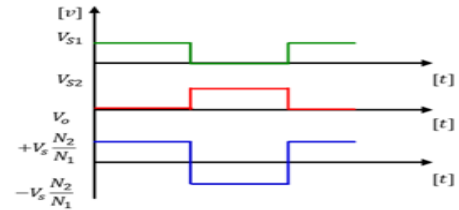
2.3.1.3 Inversores tipo push-pull

El inversor push-pull es una topología que emplea dos interruptores controlados con un transformador con toma intermedia en el bobinado primario (TAP). La salida de señal de voltaje de este tipo de inversor es de tipo cuadrada. La Figura 8 muestra la configuración del inversor tipo push-pull y las formas de ondas.

a) Inversor tipo push-pull



b) Formas de onda de control y salida

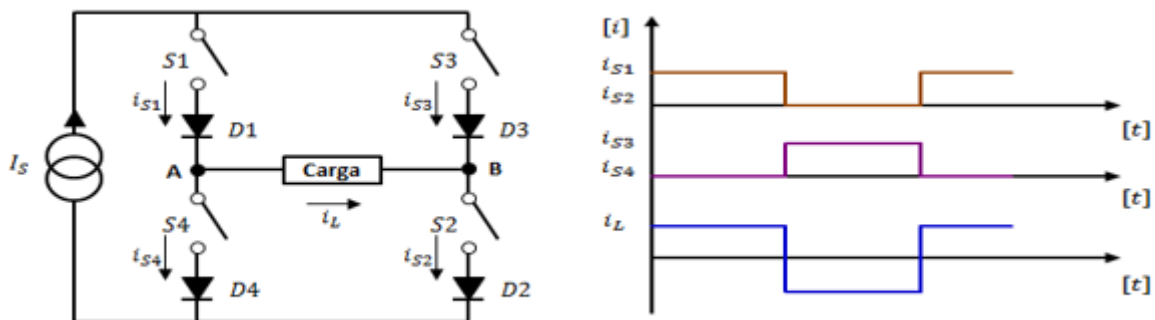
**Figura 8.** Circuito básico del inversor push-pull

Al igual que los anteriores circuitos este último también genera a su salida una señal de onda cuadrada, pero con cierta ganancia en su voltaje la cual está definida por la relación $\frac{N_1}{N_2}$, que hace referencia a la relación del número de vueltas del transformador en el primario y secundario.

2.3.2 Inversores de fuente de corriente

Los inversores de fuente de corriente CSI (Current--Source Inverter) funcionan de manera similar al VSI, en estos la entrada del inversor es una fuente de corriente, la cual se obtiene generalmente utilizando un inductor de gran tamaño en serie con la fuente de voltaje en la entrada.

En la Figura 9 se presenta el diagrama del inversor de fuente de corriente y sus formas de onda.

**Figura 9.** Configuración del inversor de fuente de corriente

2.4 Tipos de modulación

Para todas las aplicaciones se necesita controlar el nivel del voltaje a la salida y en la mayoría de esas aplicaciones el control es usualmente requerido a fin de proveer un ajuste continuo del voltaje de salida, por lo que las técnicas de control pueden ser clasificados en tres grandes grupos:

- Control de voltaje suministrado al inversor.
- Control del voltaje entregado por el inversor.
- Control del voltaje dentro del inversor.

La manera más efectiva de controlar el nivel de voltaje de salida del inversor es mediante la aplicación de controles realimentados dentro del circuito del inversor, utilizando técnicas de modulación.

Antes de mencionar las técnicas de modulación existentes para los inversores, es importante conocer el funcionamiento del inversor no modulado.

En los sistemas no modulados se realiza el proceso de inversión en base a la conducción de los interruptores (ya sea en inversores tipo medio puente o en inversores tipo puente completo), a la frecuencia de la señal que se desea como salida, para generar una onda de voltaje cuadrada.

En la Figura 10 se presenta el inversor monofásico tipo puente completo con su respectiva forma de onda de salida. (Rashid, M. H., 2005)

a) Diagrama básico del circuito

b) Formas de onda

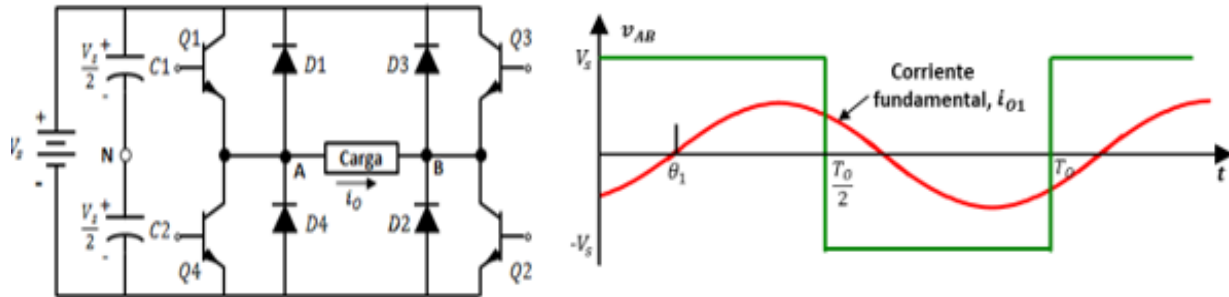


Figura 10. Inversor monofásico tipo puente completo

Siendo θ_1 , es el ángulo de desfase entre corriente y voltaje por el componente inductivo de la carga. Considerando una carga RL (motor, etc.).

Para el cálculo del voltaje RMS (Root Mean Square) de la salida se utiliza a la ecuación (2.1):

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{\frac{T_o}{2}} V_s^2 dt \right)^{\frac{1}{2}} = V_s \quad \text{Ec. 2.1}$$

Por otro lado, el voltaje instantáneo se puede representar por medio de series de Fourier:

$$v_o = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sen(n\omega t)] \quad \text{Ec. 2.2}$$

Debido a la simetría de cuarto de onda respecto al eje x, a_0 así como a_n son cero. Entonces b_n se determina como se indica en la ecuación (1.3).

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{-\frac{\pi}{2}}^0 -V_s d(\omega t) + \int_0^{\frac{\pi}{2}} V_s d(\omega t) \right] = \frac{4V_s}{n\pi} \quad \text{Ec.2.3}$$

Siendo $\omega = 2\pi/f_0$, la frecuencia del voltaje de salida $[rad/seg]$.

Entonces el voltaje instantáneo en la salida se representa con la ecuación (2.4)

$$v_o = \begin{cases} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_S}{n\pi} \text{sen}(n\omega t), & \text{Para } n=1,3,5,\dots \\ 0, & \text{Para } n=2,4,6,\dots \end{cases} \quad \text{Ec. 2.4}$$

Y para $n = 1$, en la ecuación 2.4 se obtiene el valor rms de la componente fundamental. Ver expresión (2.5):

$$V_1 = \frac{4V_S}{\sqrt{2\pi}} = 0,90V_S \quad \text{Ec. 2.5}$$

Los sistemas no modulados, aunque son muy sencillos de implementar, tienen en contraparte una serie de desventajas (Villarejo):

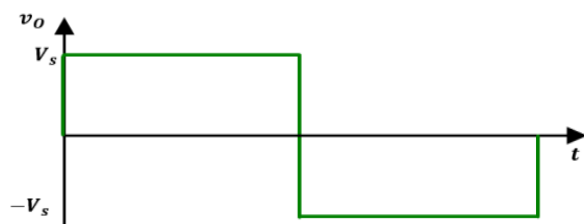
- La tensión obtenida presenta una distorsión elevada.
- Necesitan filtros voluminosos para eliminar los componentes armónicos no deseados.
- Como se trabaja con la señal a frecuencia de la fundamental (60 [hz]), las frecuencias de corte de los filtros pasan bajos son tan bajas que dificultan el funcionamiento.

Las armónicas son señales de frecuencias múltiplos de la señal de salida que deforman la señal de salida.

Una señal no modulada presenta armónicos muy próximos a la frecuencia fundamental (60 [hz]), por lo que requiere filtros con frecuencias de corte muy bajas. Estos filtros pueden llegar a atenuar no solo los armónicos sino también la frecuencia fundamental obligando al inversor a trabajar con tensiones elevadas.

En la Figura 16 se tiene una representación del contenido armónico de la tensión en un inversor de onda cuadrada.

a) Formas de onda cuadrada a la salida



b) Armónicos del voltaje de salida

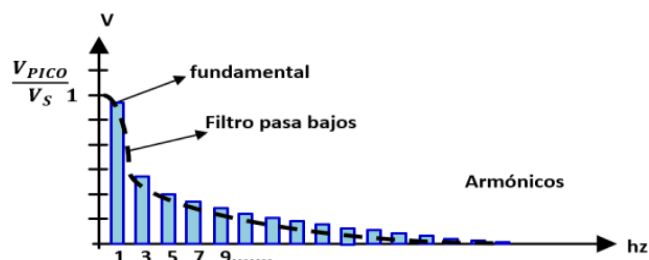


Figura 11. Contenido armónico del voltaje de salida a 60 [hz] en un inversor de onda cuadrada.

La presencia de armónicos en una instalación, o red de distribución eléctrica puede acarrear severos problemas, tales como (Canabal):

- Sobrecalentamientos en los conductores especialmente en el neutro de las instalaciones, debido al efecto pelicular.
- Disparos intempestivos de interruptores automáticos y diferenciales.
- Disminución del factor de potencia de una instalación y envejecimiento e incluso destrucción de las baterías de condensadores utilizadas para su corrección debido a fenómenos de resonancia y amplificación.
- Vibraciones en cuadros eléctricos y acoplamientos en redes de telefonía y de datos.
- Deterioro de la forma de onda de la tensión, y consiguiente malfuncionamiento de los aparatos eléctricos.
- Degradaciones del aislamiento de los transformadores, pérdida de capacidad de suministro de potencia en los mismos.

En la búsqueda de obtener voltajes de salida que disminuyan el contenido armónico, se han desarrollado diferentes estrategias de conmutación en los inversores, denominados como técnicas de modulación.

Las técnicas de modulación están clasificadas en (F. M. Gonzalez-Longatt, Mayo, 2004) (G. Luna, 31 de Marzo al 2 de Abril, 2004.):

- PWM sinusoidal (SPWM).
- Modulación uniforme de ancho de pulso (UPWM)
- Eliminación selectiva de armónicos SHE-PWM (Selected Harmonic Elimination).
- Modulación por inyección de armónicas
- PWM de mínimo rizado de corriente.
- PWM con control de corriente por banda de histéresis.
- Modulación sigma.
- PWM de vector de espacio (PVM).
- Modulación trapezoidal.

A continuación, se describirá el funcionamiento de la técnica de modulación tipo PWM sinusoidal (SPWM).

2.4.1 Modulación tipo PWM sinusoidal (SPWM)

La técnica de modulación más utilizada es la modulación sinusoidal de ancho de pulso SPWM. En un inversor monofásico se debe conmutar de manera adecuada 4 interruptores controlables con

el fin de generar una onda sinusoidal a la salida de magnitud y frecuencia ajustables. El patrón de conmutación se obtiene a partir de la comparación de una señal triangular de frecuencia y amplitud fija (portadora) con una señal sinusoidal de frecuencia y amplitud variables (moduladora) (G. Luna, 31 de Marzo al 2 de Abril, 2004.).

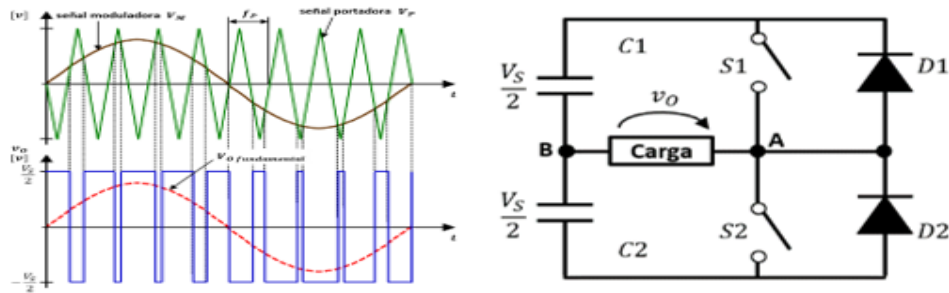


Figura 12. Modulación sinusoidal de ancho de pulso PWM

El voltaje de la señal portadora (señal triangular) tiene un valor de pico V_{PP} y una frecuencia f_p , mientras que para la señal moduladora (señal de control), posee un valor pico V_{MP} , con su frecuencia respectiva f_M .

La relación entre el voltaje de pico de la señal moduladora y la señal portadora se denomina “Índice de modulación en amplitud” m_a como se observa en la expresión (1.6).

$$m_a = \frac{V_{MP}}{V_{PP}} \quad \text{Ec.2.6}$$

De igual manera la relación entre la frecuencia de la señal portadora y la señal moduladora se denomina “índice de modulación en frecuencia” m_f como se indica en la expresión (1.7) (Mohan, Robbins, & Undeland, 2009).

$$m_f = \frac{f_p}{f_M} \quad \text{Ec.2.7}$$

Si analizamos la fórmula del Voltaje Medio para la señal SPWM:

$$\langle v \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v dt \quad \text{Ec.2.8}$$

$$\langle v \rangle = \frac{1}{T_S} \int_0^{D_{TS}} v dt + \frac{1}{T_S} \int_{D_{TS}}^{T_S} -v dt \quad \text{Ec. 2.9}$$

$$\langle v \rangle = \frac{1}{T_S} \int_0^{D_{TS}} v dt \quad \text{Ec. 2.10}$$

$$\langle v \rangle = \frac{D_{TS}}{T_S} \quad \text{Ec.2.11}$$

$$\langle v \rangle_{TS} = dV = \sin \omega t V \quad \text{Ec. 2.12}$$

2.5 Diagramas de bloques del trabajo

Una vez analizado los distintos dispositivos electrónicos de potencia, los tipos de circuitos inversores y las diferentes técnicas de modulación (incluyendo variación de frecuencia y voltaje), se elaboró el diagrama en bloques previo a los cálculos y diseño de la circuitería y determinación de la lista de materiales.

El objetivo es Implementar un módulo didáctico de un Inversor de onda sinusoidal para el laboratorio de electrónica de potencia. El alcance de este módulo prevé un circuito inversor a partir de una fuente de alimentación DC de 12 V (suministrada por baterías) para lograr un voltaje de

salida, con amplitud y frecuencia fijo (voltaje: 110 VAC, frecuencia: 60 Hz). Para ello se implementará la modulación SPWM.

El diagrama de bloques para todos estos requerimientos se presenta en la Figura 13.

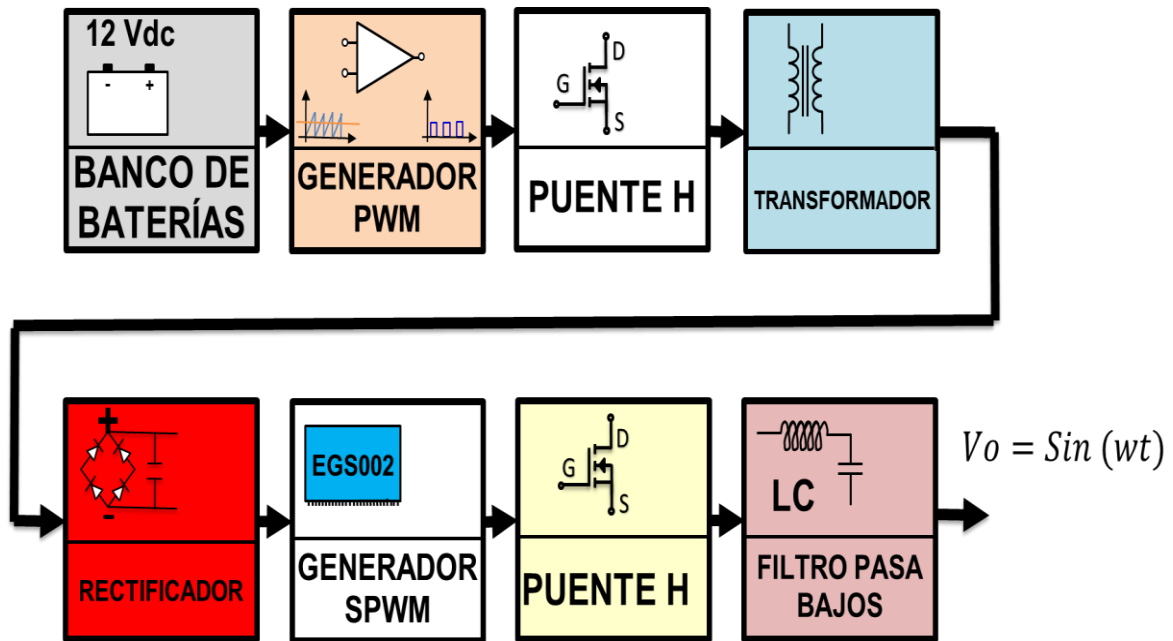


Figura 13. Diagrama de bloques del módulo didáctico

CAPÍTULO III

3 DISEÑOS UTILIZADOS EN LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO

En este capítulo se realizará el diseño y el estudio de los componentes a ser utilizados en la PCB (Printed Circuit Board o Placa de Circuito Impreso), así como también se desarrollarán los cálculos que sirvieron como soporte para el dimensionamiento del Inversor de voltaje con modulación SPWM. Con ayuda del alcance se limitan los elementos para cumplir con todo lo especificado en el trabajo.

Como fue señalado en el capítulo anterior se comienza desarrollando una etapa DC-DC, la cual eleva el voltaje de la batería de 12 [VDC] a un voltaje de aproximadamente 200 [VDC].

Para realizar esta tarea, es necesario convertir el voltaje de la batería en un voltaje alterno, por lo que se debe utilizar un generador de señal PWM. A continuación, se describe el circuito integrado SG3525 A.

3.1 Análisis del generador de onda cuadrada PWM

El circuito encargado de generar la señal de onda cuadrada que controla la activación y desactivación de los mosfet de potencia, consta de un oscilador el cual puede llegar a frecuencias desde los 100 [hz] hasta 400 [khz], razón por la cual fue seleccionado ya que permite realizar pruebas en un amplio rango de frecuencias y al mismo tiempo generar 2 señales cuadradas desfasadas las que controlan la activación y desactivación de los mosfet en el puente H.

Otras características importantes es el control del ciclo de trabajo que puede ser desde 0% hasta 49% y también el ajuste del control de tiempo muerto. En la siguiente imagen se muestra

el diagrama en bloques del circuito SG3525. Figura 14 (generador de 2 ondas cuadradas desfasadas, utilizadas para la activación y desactivación de la etapa de potencia).

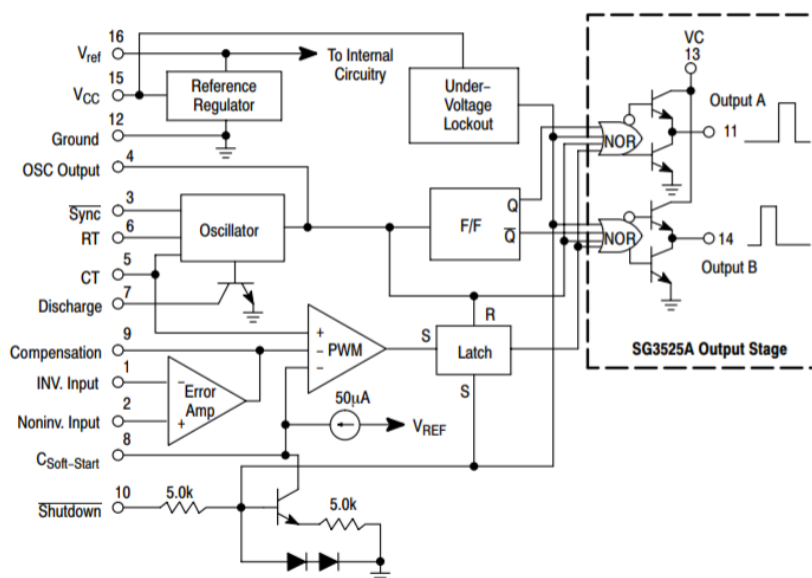


Figura 14. Diagrama en bloques del SG3525A

Las técnicas de modulación mencionadas hasta ahora, se basan en la suposición de que la activación y desactivación de los mosfet del inversor operen de manera ideal. Esto significa que los mosfet deberían trabajar de manera precisa y rápida tal como las señales del controlador PWM. Es decir que las señales conmuten en tiempo cero y respondan sin retardo a la señal de comando. En la práctica, estas señales provienen de transistores, los cuales tienen tiempos de conmutación finitos, donde el tiempo de apagado es de mayor importancia. Dado que el tiempo de apagado (t_{OFF}) es mayor que el de encendido (t_{ON}), debe introducirse un tiempo de seguridad para evitar un cortocircuito al activar 2 mosfet que se encuentren en la misma fila. Este tiempo de seguridad se denomina comúnmente tiempo muerto (T_d).

El SG3525A ofrece un rendimiento mejorado con un costo de implementación bajo cuando se lo utiliza como generador de PWM.

En la siguiente figura se muestra el circuito test, el cual es base de los cálculos para obtener una onda cuadrada con una frecuencia entre 10KHz y 50KHz, considerando un tiempo de trabajo de 49%. Figura 15

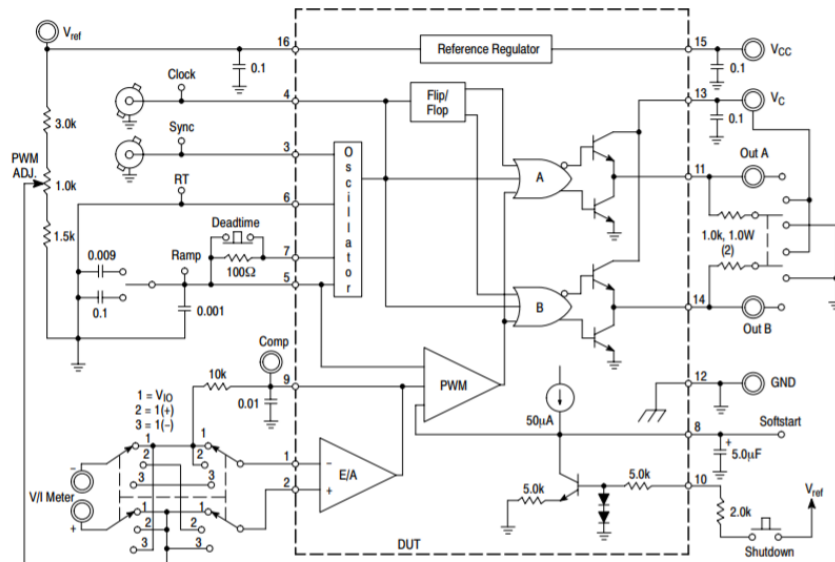


Figura 15. Diagrama de prueba SG3525A
Fuente: (ON Semiconductor, 2005)

Para definir el valor de frecuencia, tiempo de trabajo y tiempo muerto, se utiliza la siguiente formula:

$$f = \frac{1}{C_T(0.7 * R_T * 3R_D)} \quad \text{Ec. 3.1}$$

Donde:

f = Frecuencia en KHz

C_T = capacitor del oscilador en uf

R_T = Resistor del oscilador en kilo ohmios

R_D = Resistencia de tiempo muerto en ohmios

Con estos valores se puede alcanzar frecuencias que sean necesarias y permitan el trabajo óptimo para el circuito PWM elevador. En la implementación se colocó un potenciómetro R_T de 200 [k Ω], para poder modificar la frecuencia, además se trabajó con un capacitor C_T de 10[nf].

El resto de los valores de resistencias y capacitores fueron dimensionados según las recomendaciones del fabricante.

Tabla 3

Condiciones de operación recomendada SG3525

Voltaje de suministro	Vcc	8	35	Vdc
Voltaje de suministro del colector	Vcc	4,5	35	Vdc
Rango de frecuencia del oscilador	Fosc	0,1	400	Khz
Resistencia del oscilador	RT	2	150	K Ω
Capacitor del oscilador	CT	0,001	0,2	uF
Rango de resistencia de tiempo muerto	RD	0	500	Ω

Fuente: (ON Semiconductor, 2005)

A continuación, se muestra el diagrama del circuito con los valores de los elementos ya definidos. Figura 16

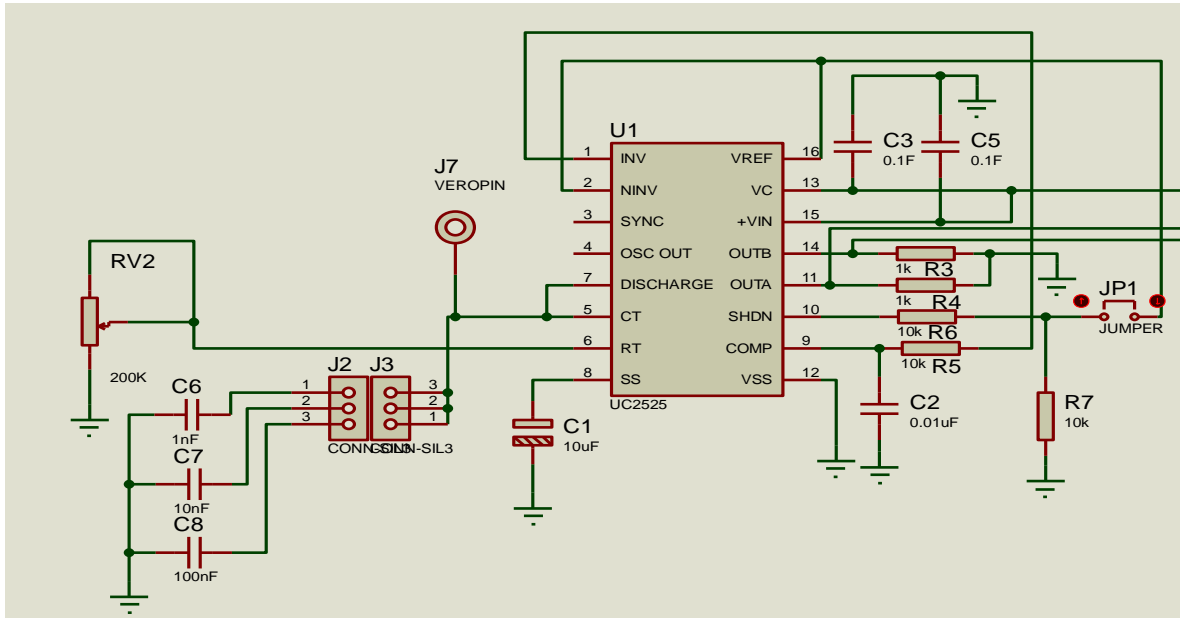


Figura 16. Circuito de generación de onda cuadrada y frecuencia variable

3.2 Driver de acople para control de los mosfet

Para el acople entre la etapa de control, con la etapa de potencia se utilizó el driver mosfet IR2110, el cual fue seleccionado por trabajar con un canal flotante de 500 [VDC] max, además de incorporar el control de 2 mosfets en el mismo integrado y permitir la desactivación del mosfet que se encuentra en el lado alto gracias al circuito de Bootstrap.

El circuito integrado IR2110 internamente cuenta con un arreglo de transistores los cuales mejoran el rendimiento del funcionamiento de los mosfet gracias a su rápida activación y desactivación, permitiendo que el tiempo que los mosfet pasan en la zona óhmica sea casi nulo.

En la siguiente imagen se muestra el diagrama en bloques del driver IR2110, el cual fue el seleccionado como pieza esencial para a activación del puente H. Figura 17

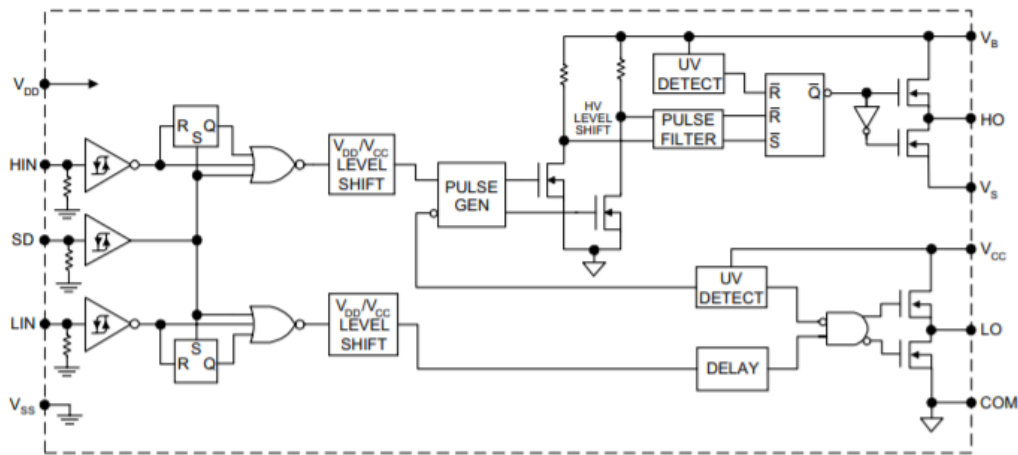


Figura 17. Diagrama en bloques del IR2110

En la siguiente imagen se muestra la configuración típica del driver IR2110 con los mosfets, los cuales van a ser nuestra etapa de potencia. Cabe mencionar que este circuito integrado trabaja con una cantidad limitada de elementos adicionales para su funcionamiento. Figura 18.

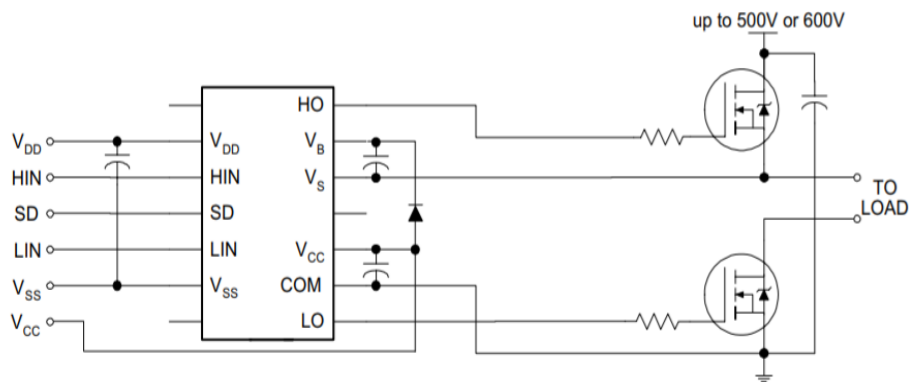


Figura 18. Configuración típica del driver IR2110
Fuente: (ON Semiconductor, 2005)

Donde los parámetros para la configuración de driver IR2110 son los siguientes:

V_B = Voltaje de suministro flotante de lado alto

V_S = Retorno de suministro flotante de lado alto

HO= Voltaje de salida flotante lado alto

LO=Salida de accionamiento de puerta lateral baja

SD= Entrada lógica para el apagado

V_{DD}=Suministro lógico

HIN=Entrada lógica para salida de controlador de puerta lateral alta (HO), en fase

LIN=Entrada lógica para salida de controlador de puerta lateral baja (LO), en fase

V_{SS}=Tierra lógica

V_{CC}=Suministro lateral bajo

COM=Retorno lateral bajo

La familia de controladores IR2110 e IR2113, trabajan con altos voltajes (500V - 600V respectivamente) lo que permite controlar las tensiones de la mayoría de los mosfets existentes en el mercado. Esto abre grandes posibilidades para la utilización en inversores de voltaje, circuitos de control de velocidad de motores, etc, gracias a su bajo costo.

El circuito de BOOTSTRAP, cuenta con 2 elementos indispensables para su funcionamiento, un diodo y un capacitor. La fórmula para el cálculo del capacitor de BOOTSRAP se muestran a continuación:

$$C \geq \frac{2[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f}]}{V_{cc} + V_f + V_{LS} + V_{Min}} \quad \text{Ec. 3.2}$$

Donde:

Q_g	Puerta de carga	15 [nC]
Q_{ts}	Carga de cambio de nivel requerido por ciclo	5 [nC]
V_{ls}	Caída de voltaje	10 [v]
V_f	Caída de tensión directa	1 [v]
I_{qbs}	VBS Corriente inactiva de suministro	230 [uA]
V_{cc}	Tensión de alimentación	12 [v]
f	Frecuencia	20Khz

$$C \geq 3,04\mu f$$

Ec.3.3

Como la corriente de fuga I_{cbs} es pequeña, se la puede despreciar, además es necesario considerar que el tener un valor más pequeño del valor calculado no permitiría que se descargue el canal alto del mosfet y generaría recalentamiento y posterior el deterioro del elemento, es indispensable colocar un capacitor de mayor valor al calculado. En el circuito se colocó un capacitor de 10[uf] a 25[V] de esta manera estamos considerando los comentarios del fabricante.

El diodo seleccionado para este circuito referido por el fabricante es de rápida recuperación y alto voltaje de reversa. Por lo que se recomienda utilizar el diodo FR107 el cual tiene un voltaje inverso pico máximo de 1000[V] y soporta hasta 700[v].

3.3 Mosfet IRF3205 como etapa de potencia (puente H)

El mosfet IRF-3205 es de tipo N, soporta un voltaje máximo de 55[V], útil en la etapa de potencia. La intensidad I_D máxima que soporta es de 110[A] a temperatura ambiente (aproximadamente 25°C).

La temperatura tiene un punto importante al momento de utilizar mosfets como etapa de potencia, ya que al cambiar de saturación a corte o viceversa, es posible pasar por la zona óhmica (zona propensa a calentar el elemento) e incluso si el paso es inmediato, en este poco tiempo se comporta como una resistencia variable, razón por la cual se ve afectado por el efecto Joule. Se recomienda utilizar un disipador y ventilador, para mantener a los mosfets a temperatura ambiente y así aprovechar toda la potencia del elemento.

En la siguiente imagen podemos observar el mosfet IRF-3205 con su símbolo. Figura 19.

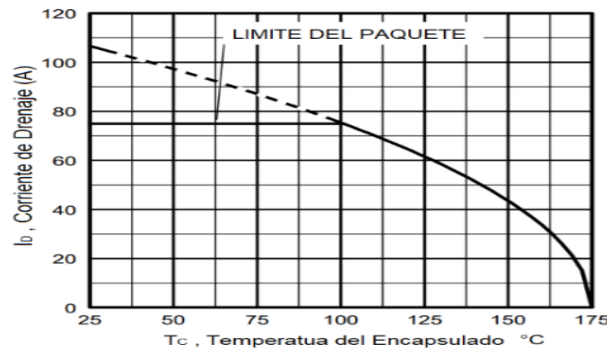


Figura 19. Cuadro de la temperatura con respecto a la corriente IRF3205

El puente H, es un arreglo de cuatro mosfets que tiene la apariencia a una H, de ahí su nombre. Es utilizado en robótica, electrónica industrial, etc., como inversor de giro de los motores, variador de voltaje, variador de frecuencia, etc.

El funcionamiento es simple, ya que la etapa de control va hacer la activación de dos mosfets (Q1 y Q4) y la desactivación de los otros dos (Q2 y Q3), luego los activos pasan a ser desactivados (Q1 y Q4) y los desactivados pasan a ser activos (Q2 y Q3), para el análisis del voltaje que llega a la carga se puede ver la siguiente imagen, donde se muestra que cuando Q1 y Q4 se activan, la carga recibe un voltaje en un sentido (color rojo + -), más si la activación es la de Q2 y Q3 el sentido del voltaje es al contrario (color azul - +). Figura 20.

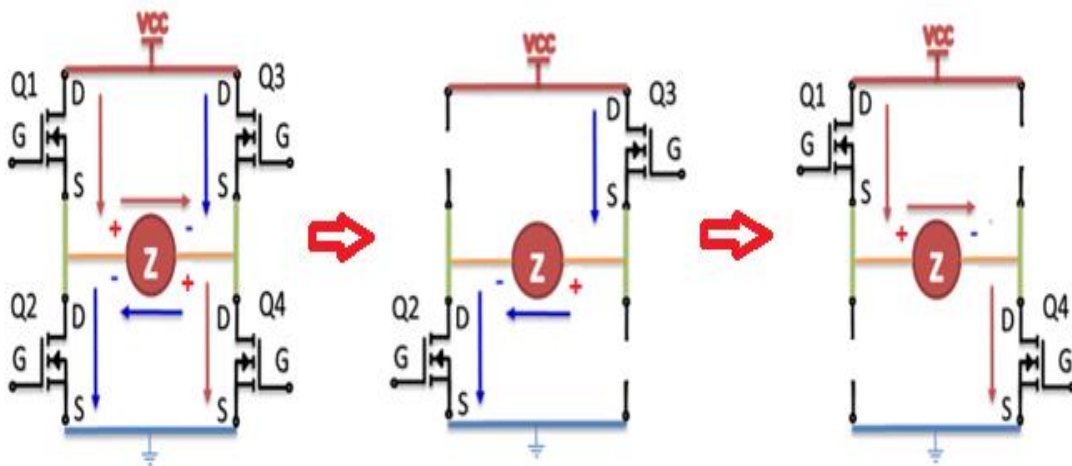


Figura 20. Puente H completo utilizando los mosfets para la etapa de potencia

Esta configuración permite obtener una onda cuadrada con un V_{pp} de aproximadamente 24[v], gracias a la etapa de control que activa y desactiva los mosfets. La frecuencia va a ser la mitad de la señal de control, además de permitir una frecuencia variable.

A continuación, se puede observar la señal de salida que se obtendría previa a la etapa de transformador. Figura 21

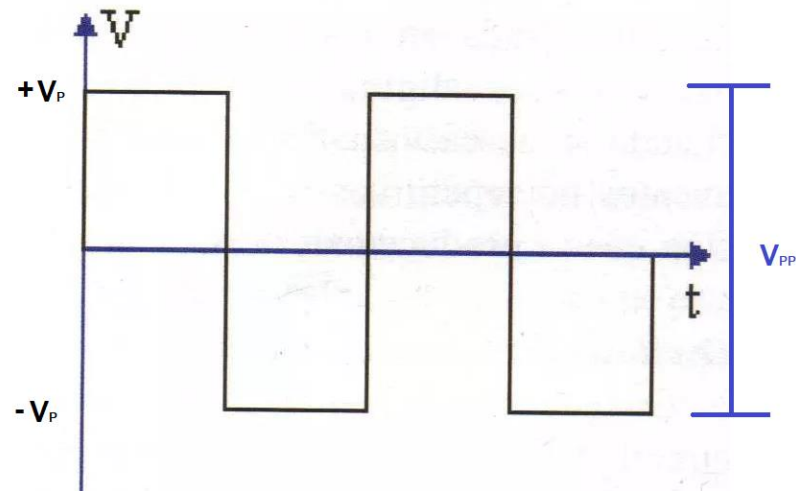


Figura 21. Onda de señal cuadrada a la salida del puente H

El diagrama completo de las etapas antes mencionadas se presenta a continuación, los valores de los demás elementos fueron seleccionados de las especificaciones del datasheet del fabricante.

Figura 22

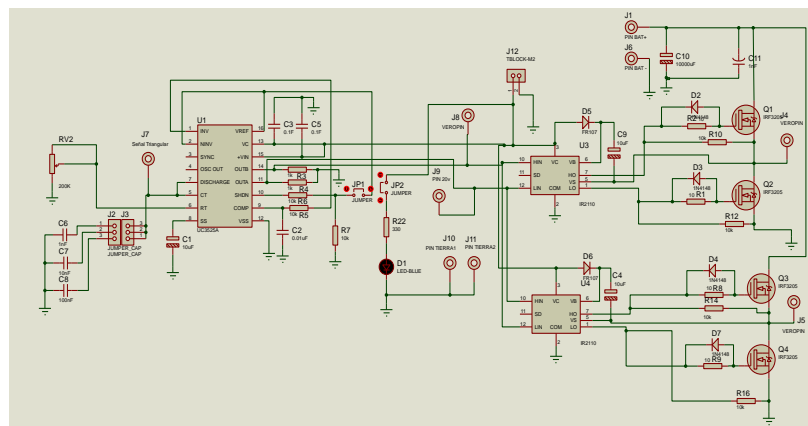


Figura 22. Circuito generador de PWM onda cuadrada

3.4 Transformador elevador toroidal

En esta se utiliza un transformador en forma de toroide elevador, el cual nos brinda el voltaje y potencia necesario para realizar pruebas con diferentes cargas. La ecuación para la obtención de la constante del número de vueltas es la siguiente:

$$N = \frac{10^8}{4.44 * f * B * S} \quad \text{Ec. 3.4}$$

Donde:

N = Constante del número de vueltas

f = frecuencia en hz

B = densidad del flujo magnético

S = Área o sección en [cm²]

Para el cálculo de vueltas del primario y secundario se realiza el siguiente calculo:

$$N1 = V_{in} * N \quad \text{Ec. 3.5}$$

$$N2 = V_{out} * N \quad \text{Ec. 3.6}$$

Donde:

$N1$ = número de vueltas en el primario

$N2$ = número de vueltas en el secundario

La siguiente imagen se muestra el toroide utilizado, el cual tiene un total de 40 vueltas en el primario y 367 en el secundario. Por razones de necesidad de elevar el voltaje en el secundario se procedió a aumentar el número de vueltas en el secundario. Figura 23



Figura 23. Transformador toroidal

Para calcular la sección del toroide se utiliza la siguiente ecuación considerando los datos de la siguiente imagen. Figura 24

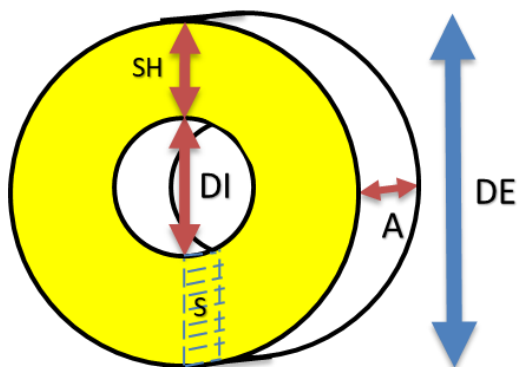


Figura 24. Toroide vista frontal

$$SH = \frac{DE - DI}{2}$$

Ec.3.7

Donde:

SH = sección horizontal

DE = diámetro exterior

DI = diámetro interior

$$S = SH * A \quad \text{Ec.3.8}$$

Dónde:

S = sección cm^2

SH = sección horizontal

A = ancho

La potencia máxima que soporta un toroide depende de la sección transversal, en la siguiente formula se muestra el cálculo necesario realizar para estimar un valor:

$$S = \sqrt{P} \quad \text{Ec.3.9}$$

Donde:

S =área del núcleo

P = potencia

Un punto importante al momento de seleccionar un toroide de ferrita es considerar el tipo de ferrita con el que está construido. Los toroides comerciales vienen de colores diferentes, lo que nos permite identificar las características de construcción, y esto afecta en la densidad de flujo magnético, lo que quiere decir que un núcleo con buenas especificaciones de ferrita, permite realizar bobinados con menos cantidad de vueltas. Esto se logró demostrar con pruebas realizadas a diferentes núcleos con diferentes tipos de ferrita.

3.5 Etapa de rectificación de la señal utilizando un puente de diodos de alta frecuencia

Un punto importante al momento de seleccionar un toroide de ferrita es considerar el tipo de ferrita con el que está construido. Los toroides comerciales vienen de colores diferentes, lo que nos permite identificar las características de construcción, y esto afecta en la densidad de flujo magnético, lo que quiere decir que un núcleo con buenas especificaciones de ferrita, permite realizar bobinados con menos cantidad de vueltas. Esto se logró demostrar con pruebas realizadas a diferentes núcleos con diferentes tipos de ferrita.

3.6 Etapa de filtrado

En la etapa de filtrado se utilizan capacitores para eliminar el rizado presentes en la señal de corriente continua que se desea obtener, para ello se utilizó capacitores electrolíticos que soporten la tensión requerida. Es importante seleccionar capacitores que soporten voltajes altos de 200[V] a 400[V] ya que, al variar la frecuencia del oscilador, el voltaje a la salida de los capacitores puede incrementarse en el rango antes mencionado. Este dato fue tomado de pruebas realizadas con el circuito ya en funcionamiento.

Es importante mencionar que se colocó una tarjeta elevadora de voltaje, necesaria para alimentar al oscilador SG3525, ya que al realizar pruebas de funcionamiento si bien en la hoja de especificaciones técnicas menciona que trabaja desde 8 [Vcc] en adelante, al conectar carga en el circuito, si la batería no tiene carga completa, existe una caída de voltaje por debajo de los 10 [Vcc] y el oscilador empieza a generar errores. Por lo que se vio necesario setear la alimentación de oscilador en 20[VCC].

El circuito completo de la etapa de rectificación se muestra en la siguiente imagen. Figura 25

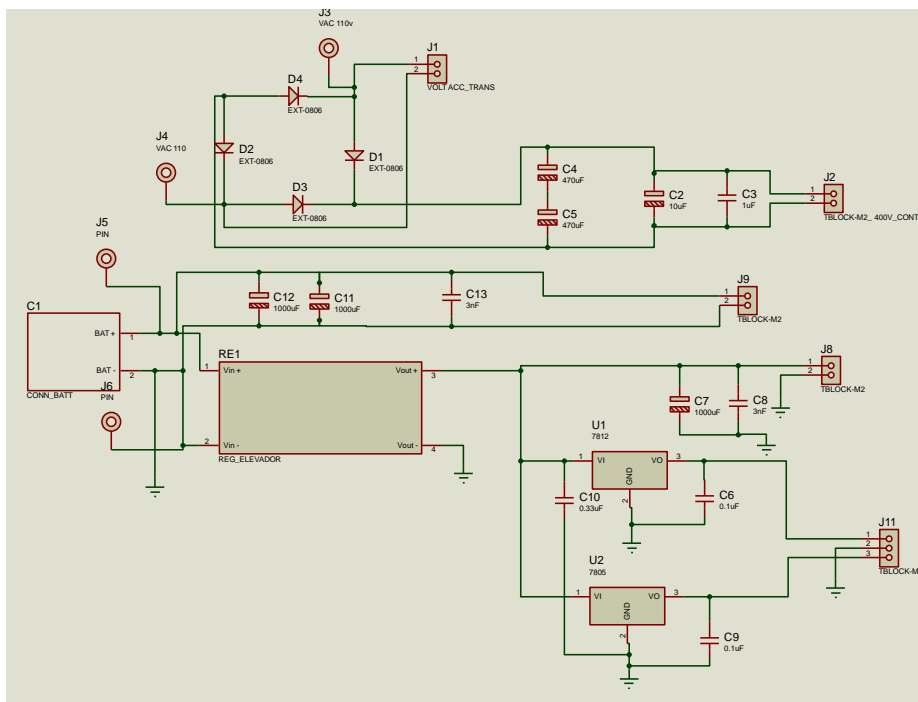


Figura 25. Diagrama del circuito rectificador del filtro de rizado

3.7 Etapa de control SPWM

Para la conversión del voltaje de CC a CA, se utiliza el módulo EGS-002, el cual contiene en su estructura el chip EG8010, mismo que en su interior realiza la comparación entre una onda senoidal 60 [hz] y una triangular con una frecuencia de 23,4[khz], obteniendo una señal SPWM con alta resolución, la cual se utilizará como etapa de control de los mosfet de potencia. El circuito integrado cuenta con un procesador de realimentación, comunicación serial, módulo driver LCD 12832, etc.

El chip EG8010 es un ASIC (circuito integrado de aplicación específica), por lo que todas sus características fueron diseñadas para inversores de onda SPWM.

Entre sus principales características se encuentra:

- Control de voltaje a la salida
- Control de tiempo muerto

- Control de temperatura
- Varios tipos de frecuencia de trabajo [0- 400] Hz
- Control de tipo de modulación (bipolar y unipolar)

Por todas estas características se decidió trabajar con la tarjeta EGS-002 la cual incluye los drivers en su circuitería el driver mosfet IR 2110 para el acople directo con la etapa de potencia.

A continuación, se presenta el diagrama en bloques de la tarjeta EG8010. Figura 26

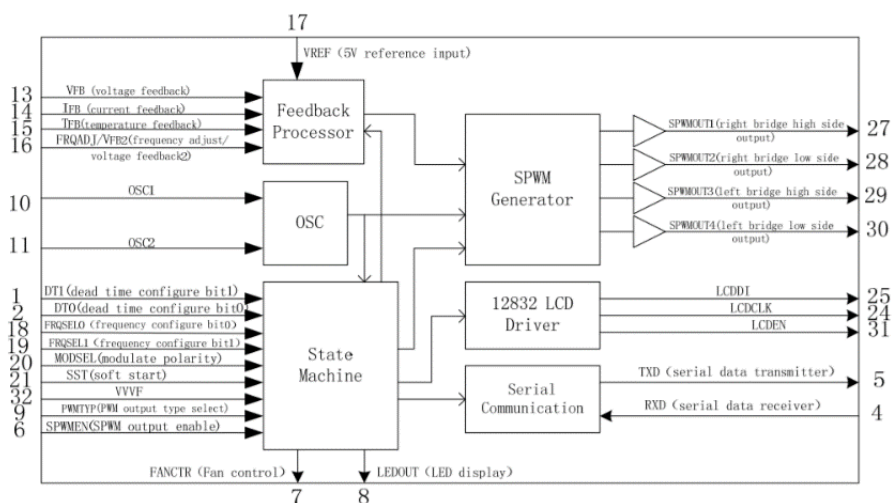


Figura 26. Diagrama en bloques del circuito integrado EG8010

3.8 Etapa de potencia del SPWM

Para desarrollar la etapa de potencia se utilizó un tipo mosfets que soportan hasta 500 [V], corriente I_D de hasta 20 [A] y con una resistencia R_{DS} de 0,27 Ω .

A continuación, se muestra el diagrama de la etapa de potencia utilizando los mosfet IRFP460.

Figura 27

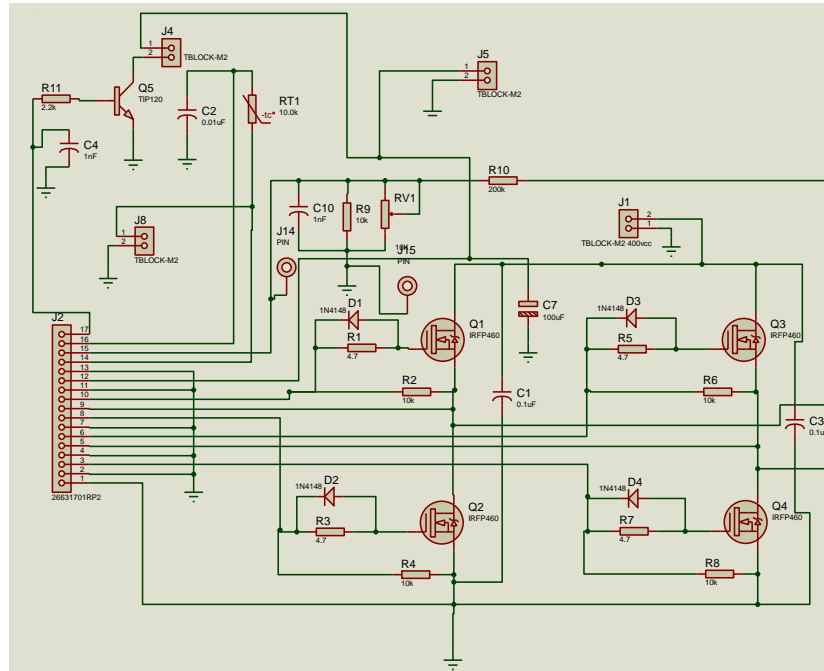


Figura 27. Circuito de potencia para el módulo EGS002

A temperatura ambiente los mosfets trabajan con una corriente de 20[A], por lo que se hace necesario mantener la temperatura controlada, para ello utilizamos un ventilador el cual va a ser accionado automáticamente por el módulo EGS002 cuando la temperatura alcance un valor de 45 °C. Esta etapa del circuito es parecida a la etapa antes mencionada, la diferencia es el voltaje de entrada de los mosfets que se incrementa a aproximadamente 200 [Vcc].

Al momento de la implementación, se consideró colocar disipadores de aluminio para mantener los elementos a temperaturas que permitan aprovechar al máximo las características técnicas de los elementos.

3.9 Etapa de filtrado LC

En esta etapa se procedió con el filtrado de la señal que proviene de la salida de los mosfets, para esto se utilizó un filtro pasa bajos, que el fabricante recomienda utilizar para eliminar el rizado

de la señal SPWM y así obtener una sinusoidal casi perfecta. El filtro que se utiliza trabaja en altas frecuencias.

Al ser un filtro pasa bajos, la única frecuencia que deja pasar es la Sinusoidal, por esta razón el filtro debe estar correctamente estructurado, así evitaremos perdidas por eliminación de la onda sinusoidal de 60 [hz], la cual nos interesa no sea atenuada.

CAPÍTULO IV

4 RESULTADOS OBTENIDOS

En el presente capítulo se muestra los resultados obtenidos al realizar pruebas con los circuitos. Es importante al realizar las pruebas, tener cuidado ya que se trabaja con voltajes altos.

4.1 Banco de baterías

Al montar el circuito todas las pruebas fueron realizadas con una batería seca de 12[V] 4 AMP, pero considera trabajar en el laboratorio con un banco de baterías secas de 12 [v]. Este tipo de baterías ofrecen un voltaje marcado de 12[v], pero al realizar las pruebas con el multímetro se determina que el voltaje es de 13.2[v]. Figura 28



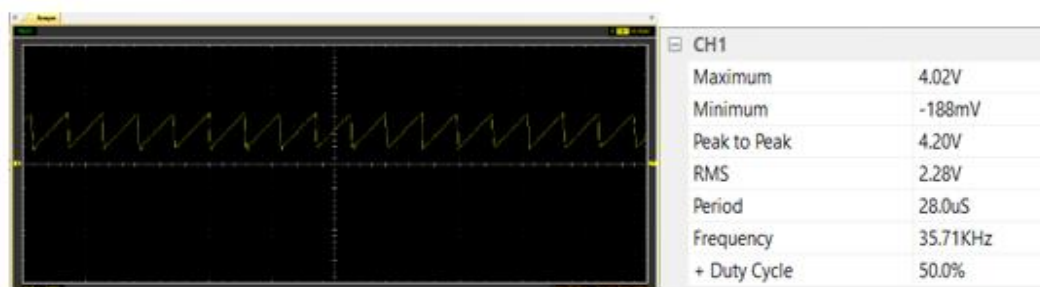
Figura 28. Voltaje DC de la batería seca

4.2 Generador de onda cuadrada PWM

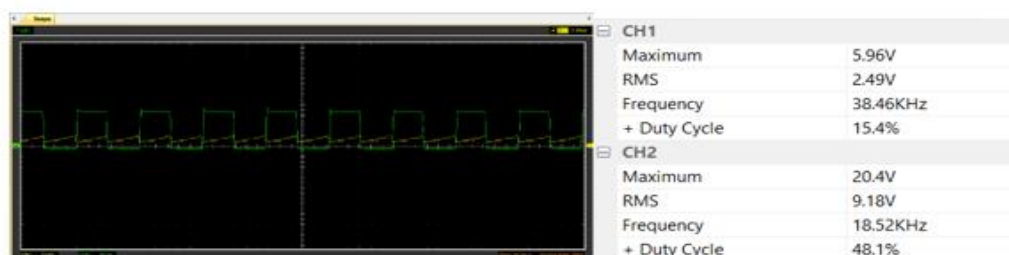
Para generar una señal PWM, se necesita de un comparador el cual trabaja con una señal de valor constante y una señal triangular, La señal triangular es generada por la carga y descarga de un capacitor y de acuerdo al capacitor que se coloque en el módulo de oscilación y a la resistencia de oscilación, varía su frecuencia.

El circuito integrado SG3525A nos permite obtener 2 señales de salida de onda cuadrada desfasada. Esto es importante al momento de conectar la etapa de control de los Mosfet. La siguiente imagen muestra tanto la señal triangular como una de las salidas de onda cuadrada las cuales fueron graficadas con él osciloscopio. Figura 29

a) Señal de la onda triangular, con un ciclo de trabajo del 50 %



b) Onda triangular en fase con una de las señales PWM



c) Imagen con las dos señales cuadradas obtenidas del oscilador.

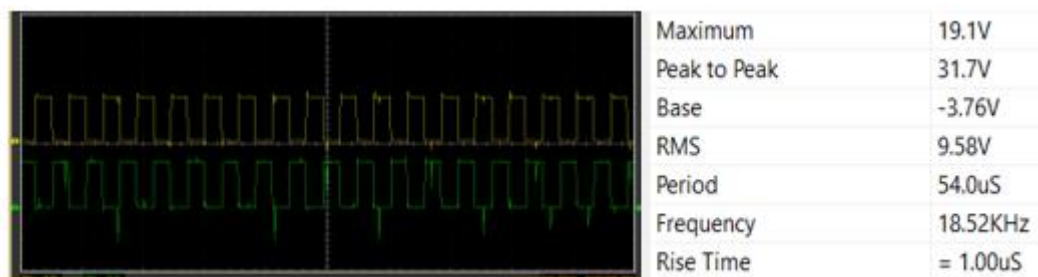


Figura 29. Resultados obtenidos de la etapa PWM onda cuadrada

Las señales cuadradas pueden controlar los dos mosfet que se encuentran a un lado del puente H, además se observa como en ningún momento existen 2 señales activas en un mismo tiempo.

4.3 Etapa de potencia puente H

En esta etapa las señales de onda cuadrada que genera el SG-3525^a, permite controlar los mosfets que se encuentra en la configuración de puente H, para obtener una onda cuadrada con la suficiente corriente para posteriormente amplificar su voltaje en el transformador. En esta etapa, lo más importante fue utilizar mosfets que trabajen con altas corrientes.

A continuación, se muestra la imagen de la forma de onda resultante, la cual es la etapa previa a la del transformador. Figura 30 (esta onda trabaja a una frecuencia aproximada de 20 [khz], frecuencia que fue seleccionada reducir el tamaño del transformador y para evitar ruidos innecesarios.



Figura 30. Forma de onda a la salida del puente H

4.4 Etapa de transformador

Esta etapa es la que amplifica el voltaje a niveles sobre los 215 [Vrms], se utilizó un transformador toroidal, el cual eleva el voltaje de onda cuadrada. A continuación, se muestra la imagen de la onda cuadrada a la salida del transformador. Figura 31

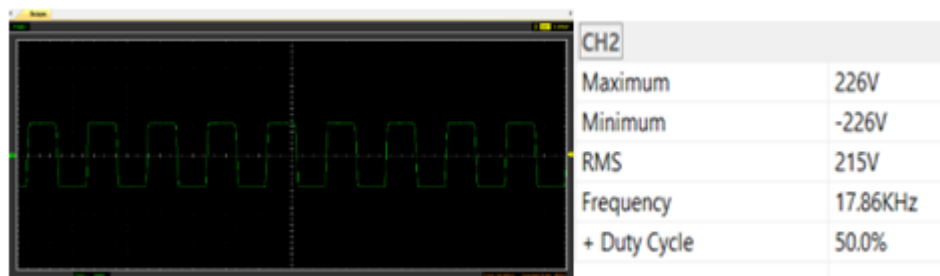


Figura 31. Onda cuadrada a la salida del transformador

4.5 Etapa de rectificación

En esta etapa el voltaje alterno de onda cuadrada vuelve a convertirse en voltaje continuo, al utilizar el puente de diodos de alta frecuencia (20 [khz]) en conjunto con el filtro de rizado. Obteniendo un voltaje de 226[VDC].

4.6 Generador SPWM y puente H

En esta etapa se genera los pulsos SPWM necesarios para la activación de los mosfets de potencia. La tarjeta que realiza todas las funciones de control es la EGS002. A continuación, vamos a observar una de las salidas de esta tarjeta hasta uno de los mosfet IRFP 460.

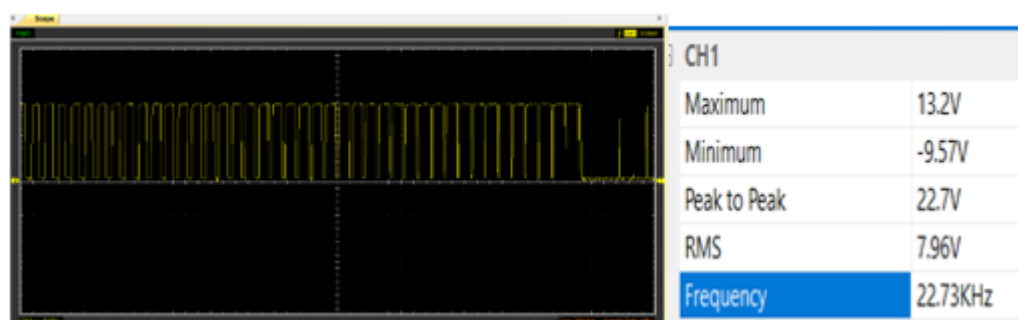


Figura 32. Gráfica de la señal de salida de control para un mosfet SPWM

Las especificaciones de trabajo del SPWM en frecuencia se observa en la Figura 32 (Frecuencia 22.73 [khz]), y concuerda con las especificaciones técnicas antes mencionadas. La señal unipolar en su totalidad no se la puede medir directamente, ya que para que el circuito funcione

correctamente, la tarjeta EGS002 necesita la señal realimentada, razón por la cual no se puede desconectar el filtro LC que rectifica la señal.

4.7 Filtro LC y protección de salida

Esta es la última etapa y la que elimina frecuencias altas y deja pasar la señal de 60 [hz]. Este filtro pasa bajos ayuda a que la salida tenga la apreciación de señal sinusoidal. Adicional a esto a la salida se colocaron dos de fusibles los cuales ayudan con la protección del circuito frente a posibles sobre cargas.

La siguiente imagen muestra la salida de voltaje sinusoidal, y se aprecia que la onda no presenta ningún tipo de distorsión.

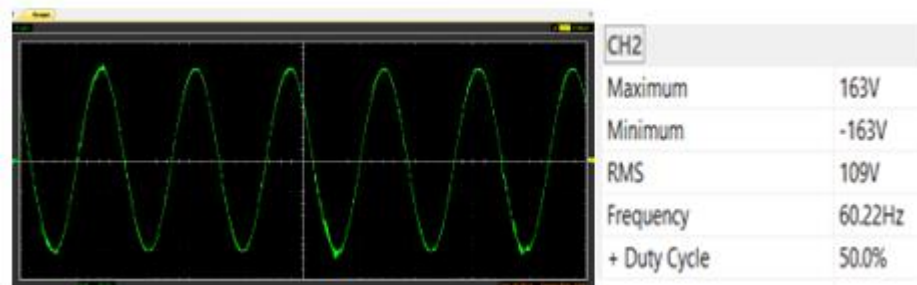


Figura 33. Salida sinusoidal del inversor de voltaje

Como se puede observar, la salida es una sinusoidal pura, la cual tiene una frecuencia de 60 [hz] y un voltaje RMS de 109 [VAC].

4.8 Diseño del arte de la maqueta

El proyecto de grado tiene como uno de sus principales objetivos el diseñar un inversor que permita al profesor mostrar a los estudiantes las diferentes etapas necesarias para la conversión de voltaje directo a alterno, por lo que el diseño debe ser fácil e intuitivo de usar, además de tener

contactos de salidas en cada uno de los diferentes bloques para poder visualizar las señales de voltaje en el osciloscopio.

Razón por la que en el diseño se consideró el trabajar de tal manera que la tapa de la caja donde se colocó el circuito tenga las tomas de señales de voltaje más importantes y además el diagrama en bloques impreso en la parte superior de la caja, para que el estudiante pueda realizar las mediciones de manera rápida. En la siguiente imagen se muestra el arte del proyecto de grado.

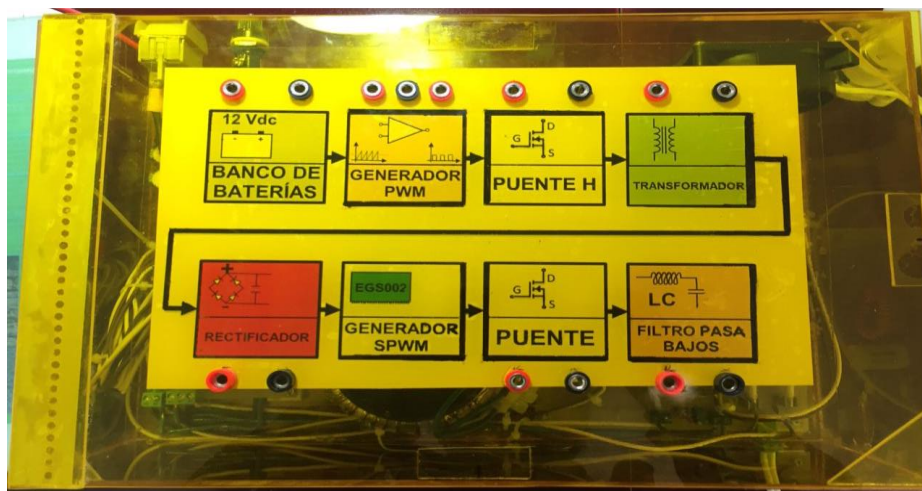


Figura 34. Arte del proyecto de grado

También se consideró la posibilidad de realizar cambios rápidos de los elementos, con la finalidad de mejorar el circuito colocando mosfets de mayor potencia, incluso realizar cambios de elementos con daños. Los cambios se pueden realizar gracias a borneras enchufables, donde se atornillan los mosfets y sin la necesidad de desoldar los elementos.

A continuación, se muestra cómo realizar los cambios mencionados.

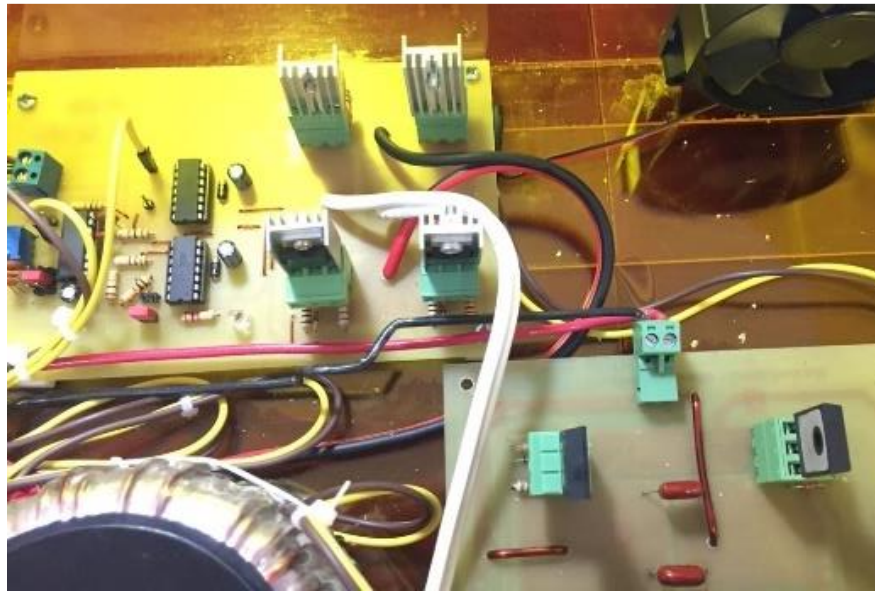


Figura 35. Cambio de mosfets dañados

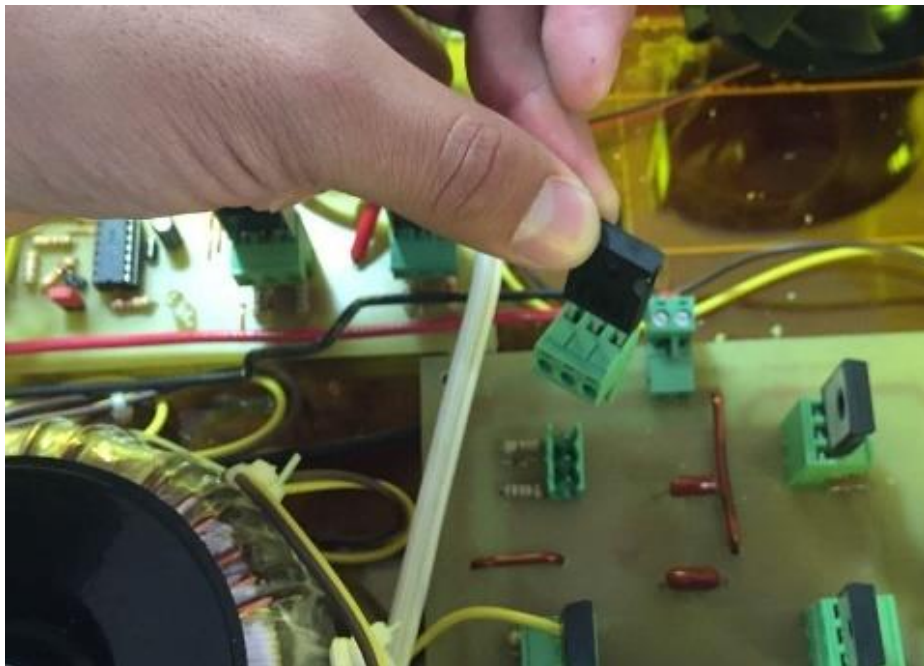


Figura 36. Cambios de mosfets dañados

Por último, se consideró el trabajar con módulos los cuales pueden ser reemplazados y mejorados en caso de que se lo requiera. Cada uno de los módulos funciona independiente del otro, por lo que permitiría trabajar de manera adecuada incluso si uno de ellos presente fallas.

En la siguiente imagen se muestra la modularidad con la que se proyectó el circuito eléctrico.

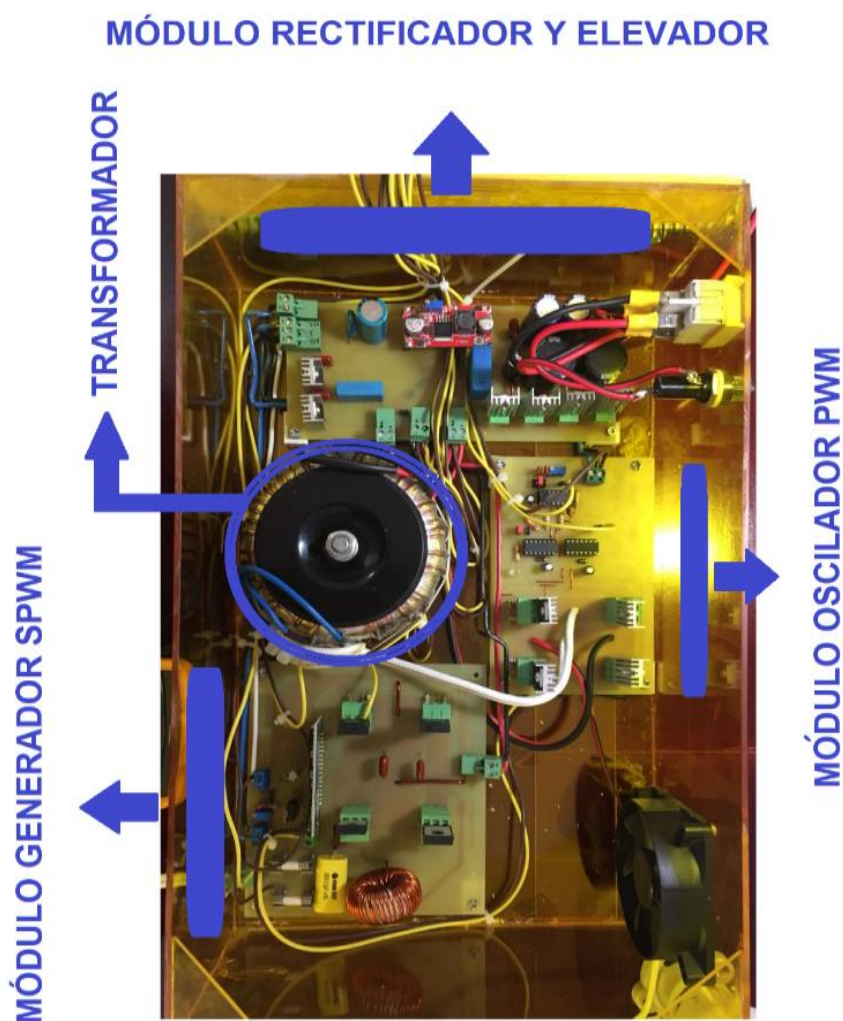


Figura 37. Modularidad del proyecto de grado

CAPÍTULO V

5 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 Conclusiones

- A mayor frecuencia en el oscilador PWM de onda cuadrada, el voltaje en el transformador toroidal aumenta, lo cual valida la ecuación de la relación del número de vueltas.
- La reducción de armónicos es más efectiva utilizando la modulación SPWM ya que se trabaja con frecuencia de portadora superior (22.4 [khz]) a la frecuencia de modulación (60 [hz]). Razón por la cual los filtros son más efectivos.
- La utilización de circuitos integrados desarrollados específicamente para inversores, cuenta con características necesarias para la implementación y control de fuentes SMPS, ya que el trabajar con circuitos osciladores con propósito general darían mayor complejidad en la elaboración del circuito y su rendimiento sería inferior al trabajar con frecuencias bajas.
- El módulo EGS002 cuenta con realimentaciones de control, las cuales al detectar inconvenientes apagan el circuito para salvaguardar la integridad de los componentes, mismas que fueron probadas con diferentes cargas para validar su funcionamiento.

- Se recomienda utilizar como oscilador al circuito integrado SG3525 ya que puede trabajar a altas frecuencias con estabilidad.

5.2 Recomendaciones

- Se recomienda trabajar a frecuencias superiores a los 20 [khz], para evitar ruidos en el transformador.
- Utilizar disipadores en los elementos de potencia ayuda a que se mantenga temperaturas bajas y su trabajo sea efectivo.
- Si bien se menciona que los mosfets soportan corrientes y voltajes altos, no es recomendable trabajar al límite. En caso de necesitar mayor cantidad de potencia, se sugiere diseñar un circuito con mosfets en paralelo para reducir la corriente en cada uno.

BIBLIOGRAFÍA

- Barazarte, R. Y. (2013). *La Batalla de las Corrientes: Edison, Tesla y el nacimiento del sistema de potencia*. (n. 1. Prisma Tecnológico Vol. 4, Productor) Obtenido de Universidad Tecnológica de Panamá:
http://www.utp.ac.pa/documentos/2014/pdf/15_Batalla_de_las_corrientes.pdf
- Bose, B. K. (2002). *Modern power electronics an AC drives*. New Jersey, USA: Prentice Hall PTR.
- Boylestad, R. L., & Nashelsky, L. (2009). *Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos*. Mexico: Pearson Educación de México, S.A. de C.V. (Authorized by Prentice Hall Inc.).
- Canabal, E. (s.f.). *Los armónicos: causas, consecuencias y soluciones*. Obtenido de Gesternova: Empresa española comercializadora de electricidad de origen 100% renovable:
<http://blog.gesternova.com/los-armonicos-causas-consecuencias-y-soluciones/>
- Chakraborty S., Simoes M. G., Kramer W. E. (2013). *Power Electronics for Renewable and Distributed Energy Systems*. London: Springer-Verlag.
- E. R. C. da Silva, M. E. (2013). Chapter 2 - Fundamentals of Power Electronics. En S. Chakraborty, *Power Electronics for Renewable and Distributed Energy Systems*, (págs. 8-17). London: Springer-Verlag.
- E. Sato, I. m. (IEEJ Trans 2007; 2). Permanent Magnet Synchronous Motor Drives for Hybrid Electric Vehicles. *Transactions on electrical and electronic engineering*, 162–168.
- F. M. Gonzalez-Longatt, M. I. (Mayo, 2004). Modulación de Ancho de Pulso - Una Introducción. *Grupo de Investigaciones Avanzadas en Energía Eléctrica*, 1-9.

- G. Luna, G. M. (31 de Marzo al 2 de Abril, 2004.). Diseño Didáctico de Convertidores CD-CA - (a): Inversor Monofásico. . *Congreso Interuniversitario de Electrónica, Computación y Eléctrica* (págs. 1-5). Guadalajara, México: Facultad de ciencias, Universidad Autónoma de San Luis Potosí.
- Gana, J. A. (april de 2010). *Design and Development of Inverter with AVR Using Switch Mode Square Wave Switching Scheme*. (Department of Electrical and Computer Engineering) Obtenido de Federal University of Technology: <http://www.journal.au.edu/au techno/2010/apr2010/13-4-7Inverter.pdf>
- J. C. Whitaker. (2005). *The Electronics Handbook, Second Edition*. Boca Raton, USA: CRC Press - Taylor & Francis Group.
- J. W. Motto, Jr. (1977). *Introduction to Solid State Power Electronics*. Youngwood, PA USA: POWEREX, Inc.
- Lantero, A. (18 de noviembre de 2014). <https://energy.gov/articles/war-currents-ac-vs-dc-power>. Obtenido de US Department of Energy: <https://energy.gov/management/office-management>
- Mohan, N., Robbins, W. P., & Undeland, T. M. (2009). *Electrónica de Potencia*. México, D. F.: McGraw-Hill/Interamericana editores, S.A. DE C.V.
- Muhammad H. Rashid, Ph.D. (2011). *Power electronics handbook - devices, circuits, and applications*. Oxford: Elsevier Inc.
- ON Semiconductor. (Enero de 2005). *ON Semiconductor*. Obtenido de SG3525: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/SG3525A-D.PDF>

- Owen, E. L. (January de 1996). *History [origin of the inverter]*. (I. I. Magazine, Productor)
Obtenido de IEEE , “Institute of Electrical and Electronics Engineers”:
<http://ieeexplore.ieee.org/document/476602/>
- Rashid, M. H. (2005). *Electrónica de potencia - Circuitos, dispositivos y aplicaciones, 3ra edición*.
Mexico city: Prentice Hall Hispanoamericana, S.A.
- Rim, C. T. (January 2016). *Phasor Power Electronics*. Singapore: Springer Science+Business
Media Singapore Pte Ltd.
- Rožanov, Y., Ryvkin, S., Chaplygin, E., & Voronin, P. (2016). *Power Electronics Basics -
Operating principles, design, formulas and applications*. Boca Raton, FL: CRC Press.
- Šoja, M., Lubura, S., Jokić, D., Radmanovic, M. D., Đorđević, G., & Dokić, B. (June 2009). Design
of Transformer and Power stage of Push-Pull Inverter. *Electronics, VOL. 13, NO. 1 (Faculty
of Electrical Engineering Banja Luka, Bosnia and Herzegovina)*, 23-29.
- Soledad Media Group, Inc. . (6 de August de 2016). *History things*. Obtenido de Nikola Tesla and
His Magnificent Inventions: <http://historythings.com/nikola-tesla-famous-inventions/>
- Tapia, J. C. (2015). *Requisitos trabajos de titulación*. Obtenido de Universidad de las Fuerzas
Armadas - ESPE.: <http://biblioteca.espe.edu.ec/requisitos-tesis/>
- Version 2 EE IIT, Kharagpur. (s.f.). *Module 1 - Power Semiconductor Devices*. Obtenido de
NPTEL "National Programme on Technology Enhanced Learning":
<http://nptel.ac.in/courses/108105066/>

Villarejo, J. A. (s.f.). *Inversores modulados, Tema 8-Lección 13*. Obtenido de IES Sociedades de Electrónica de Potencia del IEEE (PELS, Power Electronics Society) y de Electrónica Industrial (PELS, Industrial Electronics Society): <http://www.ieee-pels-ies.es/Pels/downloads.htm>

Vishay Intertechnology INC. (08 de Febrero de 2017). IRFP460, SiHFP460. *Power Mosfet*. www.vishay.com.

Weber V., S. J. (2002). Diseño y construcción de un inversor monofásico de Voltaje y frecuencia variables. *Trabajo de graduación, previa a la obtención del título de: Ingeniero en Electricidad, Especialización: Industrial* . Guayaquil, Ecuador: Escuela Superior Politécnica del Litoral, Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación .

Wolfspeed. (2017). Next-Gen Semiconductors. *Charged Electric Vehicles Magazine*, 88. Obtenido de Wolfspeed.