



UNIVERSIDAD DE TALCA
FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA DE INGENIERÍA CIVIL MECATRÓNICA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN CONVERTIDOR DC/AC
PARA APLICACIONES DE LABORATORIO Y PRUEBAS DE
CONTROL

Memoria para optar al Título de
Ingeniero Civil Mecatrónico

Profesor Guía:
Roberto Ramírez Alegría

DIEGO IVÁN MORALES VALENZUELA

CURICÓ-CHILE

2021

CONSTANCIA

La Dirección del Sistema de Bibliotecas a través de su encargado Biblioteca Campus Curicó certifica que el autor del siguiente trabajo de titulación ha firmado su autorización para la reproducción en forma total o parcial e ilimitada del mismo.



Two circular official stamps and handwritten signatures in blue ink. The left stamp is from the 'DIRECCIÓN SISTEMA DE BIBLIOTECAS UNIVERSIDAD DE TALCA' and the right stamp is from the 'SISTEMA DE BIBLIOTECAS CAMPUS CURICO'.

Curicó, 2023

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN
CONVERTIDOR DC/AC PARA
APLICACIONES DE LABORATORIO Y
PRUEBAS DE CONTROL

Diego Iván Morales Valenzuela

Enero 2021

© Diego Iván Morales Valenzuela, 2021

Resumen

En esta memoria de título se diseñó y construyó un convertidor modular trifásico, de fácil manipulación y transportable, para realizar pruebas de esquemas de control.

Se presenta el marco teórico del proyecto, los distintos tipos de semiconductores disponibles y las topologías de convertidores utilizadas con mayor frecuencia. Se muestra el diseño del inversor trifásico, compuesto por el módulo integrado de potencia FSBB20CH60C, el diseño de los sensores de voltaje y corriente con salida de 4 a 20 mA, el diseño de la comunicación por fibra óptica y la implementación de un control de voltaje en un motor DC.

Se exponen los resultados experimentales para evaluar el desempeño de los sensores, eficacia del módulo integrado de potencia FSBB20CH60C y validez de todo el conjunto como estación de prueba para algoritmos de control.

Para terminar, se exponen las conclusiones obtenidas a partir de la implementación.





Dedicado a mis padres, familiares, amigos y seres queridos.

Agradecimientos

Realizar este trabajo ha representado un gran desafío en mi carrera universitaria, desafío que no hubiese podido superar sin el gran apoyo que mi familia me brindó durante todos estos años. Sin dejar de mencionar a mis amigos, profesores y a todos aquellos que de una u otra forma ayudaron a hacer esto posible. Es difícil nombrar a cada uno, pero si puedo destacar.

A mis padres, Angélica y Alfonso que fueron un pilar fundamental durante todo este largo proceso. Gracias por cuidarme y guiarme durante todos estos años.

A mi padrino Francisco y a mi tía Claudia, gracias por siempre darme palabras de aliento y ayudarme de una u otra forma.

A mi abuelo Francisco Miguel, que, aunque no esté con vida para presenciar este momento, pudo ser parte del inicio del proceso y sé que donde esté debe estar orgulloso.

A mi mami, gracias por todo el cariño entregado.

A mis tíos Richard y Gisela, gracias por alentarme a seguir adelante y siempre preocuparse de mí.

A Mauricio y el Felipe Gallegos, por ayudarme siempre cuando no entendía, por enseñarme, por incluirme en sus grupos de trabajo, por la paciencia de muchos años, por nunca dejarme solo, gracias.

A mi profesor guía, Dr Roberto Ramírez por su apoyo y guía durante todo el desarrollo del proyecto, gracias por aceptarme como su estudiante.

A mis compañeros del LaSiR y laboratorios contiguos que de una u otra forma fueron parte de este proceso.

A Javiera, gracias por ser mi amiga, mi compañera, por ayudar a desarrollarme como persona. Gracias por estar a mi lado siempre, en los buenos y malos momentos.

Tabla de Contenidos

| | |
|--|-----------|
| RESUMEN | II |
| AGRADECIMIENTOS..... | IV |
| TABLA DE CONTENIDOS..... | V |
| LISTA DE TABLAS..... | VII |
| LISTA DE FIGURAS..... | VIII |
| ABREVIACIONES..... | X |
| CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN | 1 |
| 1.1. INTRODUCCIÓN..... | 1 |
| CAPÍTULO 2. ESTADO DEL ARTE | 3 |
| 2.1. INTRODUCCIÓN..... | 3 |
| 2.2. ESTADO DEL ARTE..... | 3 |
| 2.2.1 <i>Convertidores</i> | 3 |
| 2.2.2 <i>Dispositivos semiconductores</i> | 8 |
| 2.2.3 <i>Módulo Integrado de Potencia</i> | 12 |
| 2.2.4 <i>Disipador de Calor</i> | 20 |
| 2.3. DISCUSIÓN..... | 21 |
| 2.4. HIPÓTESIS DE TRABAJO..... | 24 |
| 2.5. OBJETIVOS..... | 25 |
| 2.5.1 <i>Objetivo General</i> | 25 |
| 2.5.2 <i>Objetivos Específicos</i> | 25 |
| 2.6. ALCANCES Y LIMITACIONES..... | 25 |
| CAPÍTULO 3. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN | 26 |
| 3.1. INTRODUCCIÓN..... | 26 |
| 3.2. DISEÑO DEL CONVERTIDOR..... | 26 |
| 3.2.1 <i>Inversor trifásico</i> | 26 |
| 3.2.2 <i>Módulo de Poder Inteligente</i> | 29 |
| 3.3. DISIPADOR DE CALOR..... | 32 |
| 3.3.1 <i>Cálculo y fabricación</i> | 32 |
| 3.4. COMUNICACIÓN ÓPTICA..... | 34 |
| 3.4.1 <i>Transmisor</i> | 34 |
| 3.4.2 <i>Receptor</i> | 35 |
| 3.5. SENSOR DE VOLTAJE..... | 37 |
| 3.5.1 <i>Diseño</i> | 37 |
| 3.5.2 <i>Cálculos</i> | 38 |
| 3.6. SENSOR DE CORRIENTE..... | 40 |
| 3.6.1 <i>LTS 25 NP</i> | 40 |
| 3.6.2 <i>Diseño</i> | 41 |
| 3.6.3 <i>Cálculos</i> | 43 |
| 3.7. ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES..... | 45 |
| 3.7.1 <i>Voltaje a Corriente</i> | 45 |
| 3.7.2 <i>Corriente a Voltaje</i> | 47 |
| 3.8. FUENTE DE PODER..... | 49 |
| 3.8.1 <i>Especificaciones</i> | 50 |
| 3.9. IMPLEMENTACIÓN..... | 50 |
| CAPÍTULO 4. RESULTADOS EXPERIMENTALES | 54 |
| 4.1. INTRODUCCIÓN..... | 54 |
| 4.1.1 <i>Resultados experimentales</i> | 55 |
| CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES | 63 |
| 5.1. SUMARIO..... | 63 |
| 5.2. CONCLUSIONES..... | 63 |
| 5.3. TRABAJOS FUTUROS..... | 63 |

BIBLIOGRAFÍA.....65
ANEXO A. ANEXO A. PLANOS ELÉCTRICOS Y ELECTRÓNICOS67
 ÍNDICE PLANOS ELÉCTRICOS Y ELECTRÓNICOS67



Lista de Tablas

Tabla 2.1 Tabla comparativa semiconductores20
Tabla 3.1 Estados válidos Inversor trifásico27
Tabla 3.2 Condiciones de conmutación29
Tabla 3.3 Pines FSBB20CH60C30
Tabla 3.4 Configuraciones sensor de corriente41
Tabla 3.5 Voltajes fuente de poder.....50
Tabla 4.1 Parámetros implementación55
Tabla 4.2 Valores esperados sensor de voltaje.....55
Tabla 4.3 Resultados esperados sensor de corriente57



Lista de Figuras

| | |
|---|----|
| Fig. 1.1 Diagrama modular inversor trifásico | 2 |
| Fig. 2.1 Inversor trifásico | 4 |
| Fig. 2.2 Rectificador trifásico de media onda | 4 |
| Fig. 2.3 Formas de onda Rectificador trifásico media onda | 5 |
| Fig. 2.4 Rectificador trifásico onda completa | 5 |
| Fig. 2.5 Formas de onda Rectificador trifásico onda completa | 6 |
| Fig. 2.6 Topología VSI | 7 |
| Fig. 2.7 Topología CSI | 7 |
| Fig. 2.8 Símbolo MOSFET canal N | 9 |
| Fig. 2.9 Funcionamiento ideal MOSFET | 9 |
| Fig. 2.10 Filtro RC compuerta Gate MOSFET | 10 |
| Fig. 2.11 Símbolos IGBTs | 11 |
| Fig. 2.12 Características idealizadas IGBT | 11 |
| Fig. 2.13 Circuito equivalente a un IGBT | 12 |
| Fig. 2.14 Módulo integrado de potencia EMP25P12B | 12 |
| Fig. 2.15 Circuito esquemático módulo EMP25P12B | 13 |
| Fig. 2.16 Ciclos de trabajo trifásicos: a) SPWM b) SPWM mas tercera armónica | 14 |
| Fig. 2.17 Módulo 40MT120UH | 14 |
| Fig. 2.18 Diagrama interno módulo 40MT120UH | 15 |
| Fig. 2.19 Esquema inversor trifásico de 3 niveles | 15 |
| Fig. 2.20 Módulo integrado FNA25060 | 16 |
| Fig. 2.21 Diagrama interno módulo FNA25060 | 17 |
| Fig. 2.22 Diagrama interno PPF1C2P5BF07A | 18 |
| Fig. 2.23 Diagrama interno F423MR12W1M1B11BOMA1 | 19 |
| Fig. 2.24 Disipador de aletas rectangulares de sección uniforme | 21 |
| Fig. 2.25 (a) Pérdidas por conducción MOSFET (b) Pérdidas por conducción IGBT | 22 |
| Fig. 2.26 Módulo integrado de potencia FSBB20CH60C | 24 |
| Fig. 2.27 IGBT encapsulado TO-247AC | 24 |
| Fig. 3.1 Inversor trifásico puente completo | 26 |
| Fig. 3.2 Esquema de conmutación inversor Trifásico | 27 |
| Fig. 3.3 Voltajes de línea | 28 |
| Fig. 3.4 Señales sinusoidales y señal portadora | 28 |
| Fig. 3.5 Vista superior FSBB20CH60C | 30 |
| Fig. 3.6 Esquema sugerido fabricante | 31 |
| Fig. 3.7 Placa inversor | 32 |
| Fig. 3.8 Modelo térmico | 33 |
| Fig. 3.9 Esquema circuito transmisor | 35 |
| Fig. 3.10 Placa transmisora señal óptica | 35 |
| Fig. 3.11 Esquema circuito receptor señal óptica | 36 |
| Fig. 3.12 Placa receptora señal óptica | 36 |
| Fig. 3.13 Sensor de Voltaje diferencial de 3 canales | 37 |
| Fig. 3.14 Placa sensor de voltaje | 38 |
| Fig. 3.15 Arreglo resistivo canal 1 | 38 |
| Fig. 3.16 Arreglo resistivo canal 2 | 39 |
| Fig. 3.17 Arreglo resistivo canal 3 | 40 |
| Fig. 3.18 LTS-25NP | 40 |
| Fig. 3.19 Sensor de corriente | 42 |
| Fig. 3.20 Circuito para la medición de corriente | 43 |
| Fig. 3.21 Circuito conversor voltaje a corriente | 45 |
| Fig. 3.22 Circuito conversor de corriente a voltaje | 47 |
| Fig. 3.23 Circuito convertidor de corriente a voltaje | 49 |
| Fig. 3.24 fuente de poder regulada | 49 |
| Fig. 3.25 Inversor trifásico vista lateral | 51 |
| Fig. 3.26 Inversor trifásico vista frontal | 51 |

| | |
|---|----|
| Fig. 3.27 Sensor de corriente..... | 52 |
| Fig. 3.28 Sensor de Voltaje..... | 53 |
| Fig. 3.29 Tarjeta Arduino Uno..... | 53 |
| Fig. 4.1 Montaje motor y encoder..... | 54 |
| Fig. 4.2 Resultados experimentales sensor de voltaje..... | 56 |
| Fig. 4.3 Medición con corriente de 0 A..... | 57 |
| Fig. 4.4 Medición con corriente de -5 A..... | 58 |
| Fig. 4.5 Medición con corriente de 5 A..... | 59 |
| Fig. 4.6 Esquema de control en cascada..... | 60 |
| Fig. 4.7 Medición salida del convertidor..... | 60 |
| Fig. 4.8 Señal Encoder..... | 61 |
| Fig. 4.9 Medición de corriente..... | 62 |



Abreviaciones

| | | |
|-------------|---|--|
| CSR | : | Rectificador fuente de corriente (C urrent S ource R ectifier). |
| VSI | : | Inversor fuente de voltaje (V oltage S ource I nverter) |
| DC | : | Corriente directa (D irect C urrent). |
| AC | : | Corriente alterna (A ltern C urrent). |
| IGBT | : | Transistor bipolar de compuerta aislada (I nsulated G ate B ipolar T ransistor). |
| MOSFET | : | Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor (M etal- O xide- S emiconductor F ield- E ffect T ransistor). |
| SiC-MOSFET: | | Mosfet de carburo de silicio (S ilicon C arbide MOSFET). |
| RMS | : | Valor eficaz de voltaje (R oot M ean S quare). |
| SMD | : | Dispositivo de montaje superficial (S urface M ounted D evice). |



Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción

En la actualidad, los convertidores son fundamentales para el accionamiento de máquinas eléctricas. Los inversores, por ejemplo, permiten variar la velocidad en motores AC, estos sistemas de control de velocidad tienen infinitas aplicaciones en bombas, ventiladores, ascensores, autos eléctricos, etc.[1] Es por esto que se han llevado a cabo una gran cantidad de trabajos en búsqueda de una mayor eficiencia en el proceso de conversión eléctrica, tanto para investigación como para fines comerciales. Esto se ha logrado gracias a la inclusión de nuevas tecnologías tanto en microprocesadores como en conmutadores electrónicos, lo que se traduce en una importante reducción en cuanto a los costos de construir un convertidor. Sin embargo, el área con mayor avance continúa siendo el algoritmo de control[2][3].

El uso de convertidores estáticos de potencia ha permitido grandes avances en el área de energía sustentable, siendo una pieza fundamental en la generación de energías renovables y su posterior distribución e inyección a la red. Además, son elementos esenciales en el funcionamiento de los vehículos híbridos o eléctricos[4][5].

Los convertidores, en particular el inversor, permite controlar la velocidad de motores AC, estos han sido utilizados ampliamente en aplicaciones que requieren de una velocidad variable desplazando a los motores DC, su principal ventaja con respecto a los motores de corriente continua es la densidad de potencia, en donde las máquinas trifásicas superan por mucho a los motores DC[1][6].

Para lograr obtener buenos resultados al momento de realizar pruebas de control es necesario tener un diseño de convertidor que sea confiable, junto con sensores de voltaje y corriente de calidad para recopilar los datos necesarios de forma correcta[7].

En este trabajo se presenta el diseño y construcción de un inversor trifásico modular, donde el módulo principal corresponde a un módulo integrado de potencia FSBB20CH60C, que incluye todos los elementos necesarios para una correcta conmutación del semiconductor simplificando el diseño de manera significativa. Posee el módulo de comunicación por fibra óptica que consta de un emisor y un receptor, lo que permite enviar las señales de conmutación desde el microcontrolador de manera segura e inmune a cualquier tipo de ruido eléctrico o magnético. Otro módulo corresponde a los sensores de voltaje y corriente que constan de selectores con los cuales es posible modificar el rango de medición sin afectar la calidad de la misma, cabe destacar que los sensores envían esta información

en forma de corriente de 4-20 mA asegurando así una correcta entrega de la información al microcontrolador. El último módulo corresponde a la fuente de poder, la que debe ser confiable y estable para lograr un buen desempeño en todos los diseños realizados, un esquema visual es presentado en la Fig. 1.1.

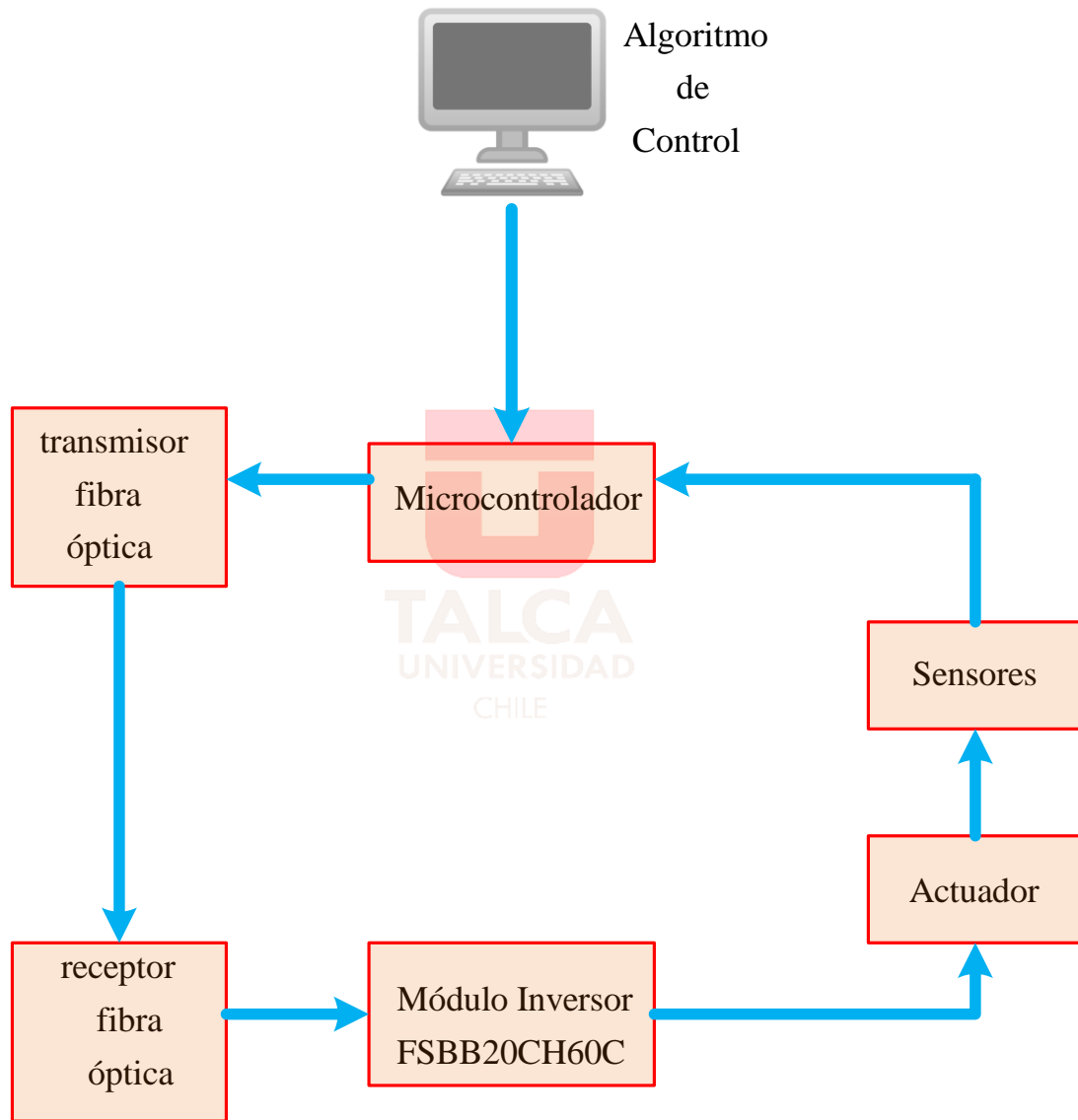


Fig. 1.1 Diagrama modular inversor trifásico.

Capítulo 2. Estado del Arte

2.1. Introducción

La finalidad de este proyecto es construir una estación de prueba que nos permita validar distintos esquemas de control. La estación de prueba contará con un inversor trifásico, sensores de voltaje y sensores de corriente. En este capítulo se presenta, en primera instancia, el estado del arte del proyecto, dentro del cual se encuentra toda la información recopilada, primero se encuentra todo lo que respecta al inversor de corriente, siguiente a este punto se encuentra toda la información necesaria para el diseño de los sensores y el disipador de calor. Además, se presentará la hipótesis del trabajo, en donde se menciona porque existe la necesidad de realizar este proyecto. Luego está la discusión; en este punto se define como se realizará el proyecto, componentes y diseño, en base a la información recopilada anteriormente. Y finalmente se dan a conocer los objetivos y cuáles serían los alcances y limitaciones que se propusieron para el desarrollo del proyecto.

2.2. Estado del Arte

A partir de la segunda mitad del siglo XX se ha masificado el uso de convertidores estáticos debido a su gran versatilidad en la electrónica de potencia, la cual será desarrollada con mayor detalle a lo largo de este documento. El proceso de conversión de potencia puede suponer un proceso de varias fases y puede requerir más de un tipo de convertidor. Por ejemplo, se puede utilizar la topología AC/AC para modificar la energía de la red, logrando así, disminuir o amplificar el voltaje de manera sencilla y controlada como lo demuestra Daniel W. Hart en su libro “Electrónica de Potencia”[8]. Una de las ventajas de usar un convertidor con respecto a un transformador es el hecho de que se requiere un menor espacio para su montaje, esto sumado a que se obtienen menores pérdidas de potencia[9]. Además, no es necesario realizar modificaciones físicas para variar el nivel de voltaje en la salida, basta con modificar el algoritmo de control como se explica en el artículo “diseño didáctico de un rectificador controlado”[7].

2.2.1 Convertidores

La topología del inversor estudiado en este proyecto, y otras similares como los rectificadores, están siendo utilizados con mayor frecuencia en la actualidad debido a las variadas configuraciones

llevadas a cabo en los últimos años, en los trabajos [10]-[3] se observan diversas topologías de convertidores y algunas técnicas de control.

Existen convertidores fuente corriente, fuente voltaje, multinivel, etc. El tipo de convertidor a construir debe basarse del uso para el cual fue diseñado. Una buena idea de diseño es construir el convertidor de manera modular, lo que permite realizar el reemplazo de zonas defectuosas de manera mucho más sencilla, facilitando, además la detección de fallas.

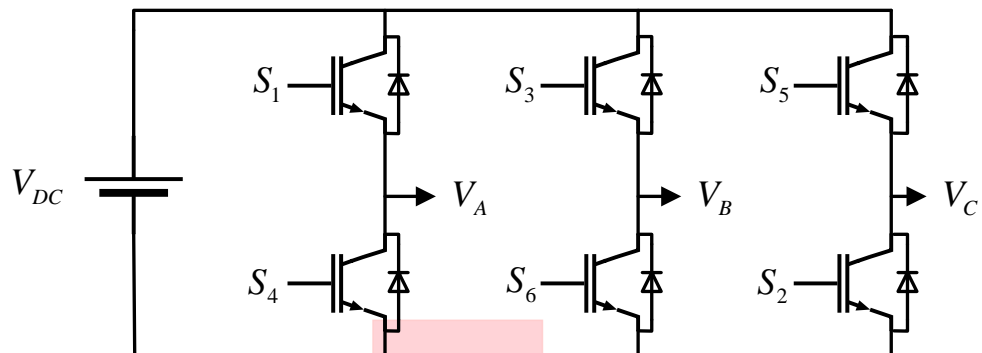


Fig. 2.1 Inversor trifásico

A continuación, se explicará en qué consisten 2 de los convertidores más comunes.

A. Rectificadores trifásicos

Es posible encontrar rectificadores trifásicos no controlados y controlados[7], aunque los más frecuentes son los primeros. Dentro de esta categoría, se encuentran los rectificadores trifásicos de media onda, y los rectificadores trifásicos de onda completa [9][8].

El circuito de un rectificador trifásico de media onda es como el presentado en la Fig. 2.2, se observa que es similar a tener tres rectificadores monofásicos de media onda.

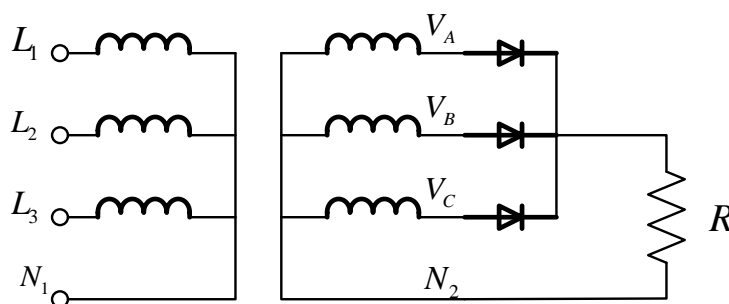


Fig. 2.2 Rectificador trifásico de media onda

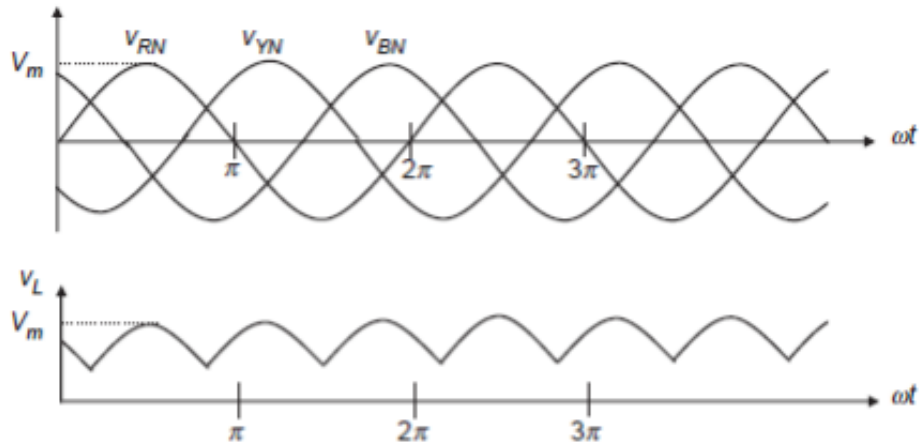


Fig. 2.3 Formas de onda Rectificador trifásico media onda

La Fig. 2.3 muestra la forma de onda obtenida con este tipo de rectificador, se observa que cada diodo conduce durante un tercio del período de cada fase, a diferencia del rectificador monofásico que conduce durante la mitad de un periodo [8][2]. El diodo que conduce es aquel que se encuentra en la fase con mayor voltaje, ya que los otros dos quedan polarizados inversamente durante ese periodo de tiempo.

El rectificador trifásico de onda completa es presentado en la Fig. 2.4 Rectificador trifásico onda completa, al igual que en el rectificador trifásico de media onda, cada diodo conduce durante un tercio del periodo de cada fase, los diodos conducen en pares, el par que conduce es aquel que se encuentra al mayor voltaje de línea a línea[2]. Las formas de onda resultantes son mostradas en la Fig. 2.5.

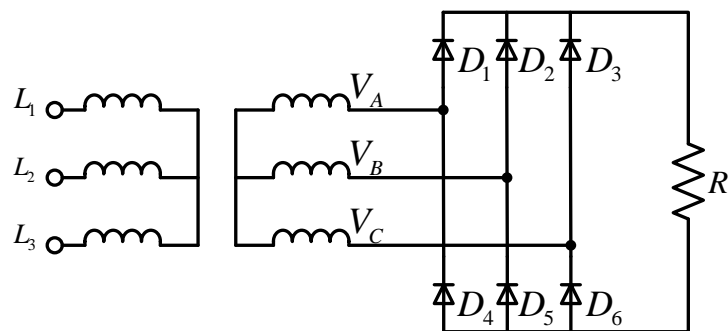


Fig. 2.4 Rectificador trifásico onda completa

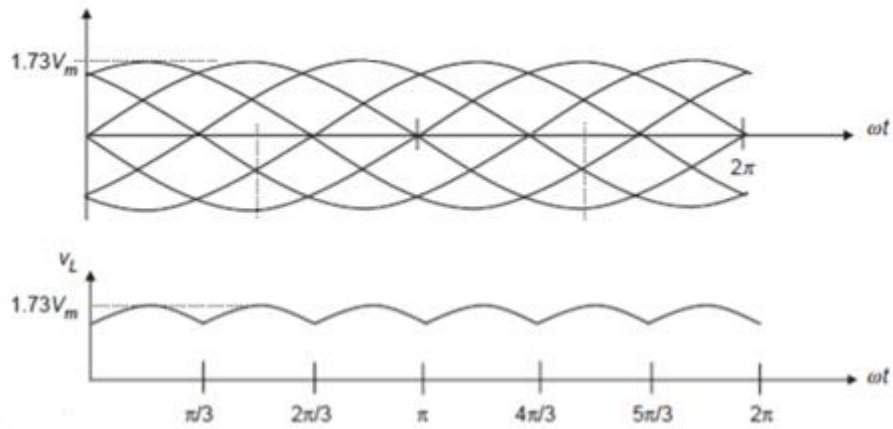


Fig. 2.5 Formas de onda Rectificador trifásico onda completa

B. *Inversores trifásicos*

Los inversores son circuitos que convierten la corriente continua en corriente alterna. Más exacto, sería decir que los inversores transfieren la potencia desde una fuente continua a una carga alterna[8].

Los inversores trifásicos se utilizan normalmente para aplicaciones de alta potencia. Es posible formar un inversor trifásico conectando 3 inversores monofásicos en paralelo, así lo explica Ned Mohan en su libro[9]. Además, señala que, en este caso las señales de los inversores monofásicos deben estar desplazadas 120° uno respecto al otro, con el fin de obtener voltajes balanceados. El principal problema de este método es que requiere de muchos componentes, 3 transformadores monofásicos, 12 switches y 12 diodos. Una forma más simple de obtener una salida trifásica similar es a partir de una configuración de 6 switches, estos se pueden configurar de dos modos: conducción a 180° o conducción a 120° [2].

El objetivo de los inversores es obtener una fuente de alimentación de corriente alterna cuya magnitud y frecuencia puedan ser controlables de manera sencilla[9].

Los inversores trifásicos pueden clasificarse de dos formas:

- VSI (inversor fuente de voltaje)
- CSI (inversor fuente de corriente)

Un inversor VSI se utiliza cuando el objetivo es obtener un voltaje estable, normalmente en mediana y baja tensión, por su parte, un inversor CSI se utiliza para garantizar una corriente que se

mantenga dentro de ciertos parámetros, es frecuente encontrar este tipo de inversores en control de motores[2].

La Fig. 2.6 muestra la topología de un inversor VSI, se debe tener precaución de no conectar simultáneamente los switches de una misma pierna, es decir, s1-s4; s3-s6; s5-s2. Si esto ocurre, se produce un corto circuito en el lado DC del inversor, estos estados son considerados estados prohibidos.

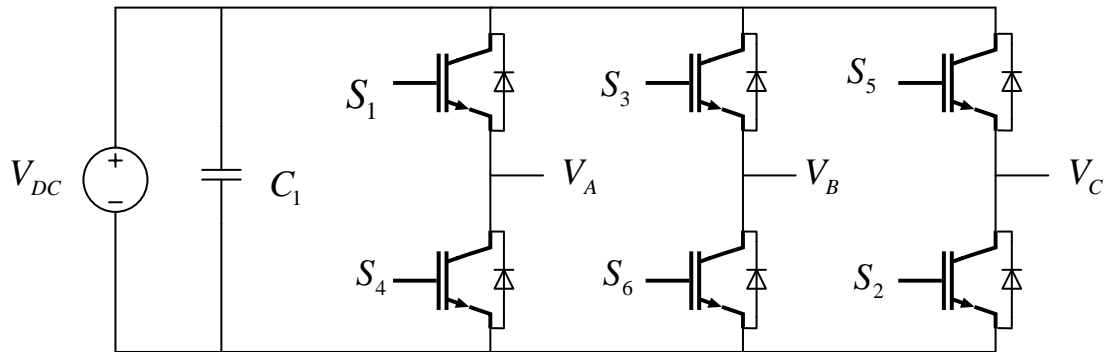


Fig. 2.6 Topología VSI

La topología de un inversor CSI es presentada en la Fig. 2.7, lo más notorio es que se utiliza una fuente de corriente en vez de una fuente de voltaje para la alimentación del circuito, esto nos garantiza una corriente de salida estable independiente de la carga que se conecte a la salida. Si la carga, por ejemplo, es mayormente inductiva, es necesario un filtro capacitivo entre la salida y la carga, así no se generan picos de voltaje[9].

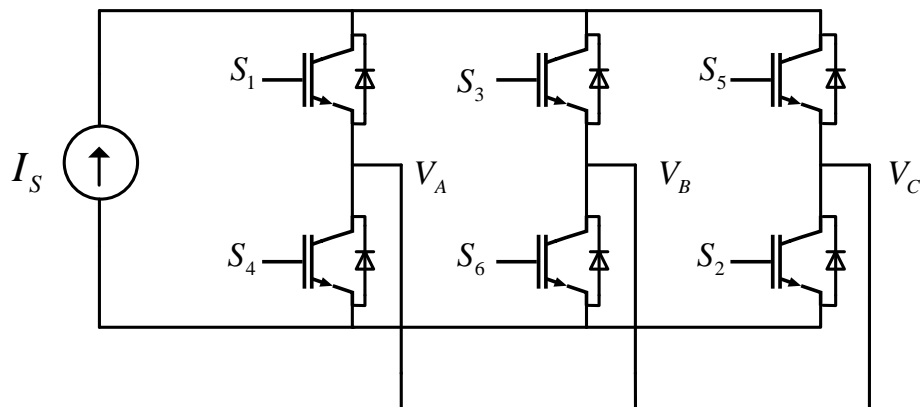


Fig. 2.7 Topología CSI

Un inversor CSI tiene 2 restricciones para realizar un correcto accionamiento de los switches:

- En primer lugar, el lado AC no debe ser cortocircuitado, por lo tanto, como máximo debe estar accionado un interruptor de la zona superior y un interruptor de la zona inferior del inversor.
- Segundo, como el lado DC es una fuente de corriente, no se debe abrir el circuito, por lo tanto, mínimo debe estar accionado un interruptor de la zona superior y un interruptor de la zona inferior del inversor.

Ambas reglas pueden resumirse asegurándose de que en todo momento solo un interruptor de la zona superior y un interruptor de la zona inferior del inversor se encuentre accionado[2].

2.2.2 Dispositivos semiconductores

Parte fundamental de un convertidor es la correcta elección del interruptor electrónico de potencia. Los avances en fabricación permiten acceder a dispositivos cada vez más rápidos, con mayores características de voltaje y corriente[11][12].

Normalmente el enfoque está en el funcionamiento de los circuitos, en lugar de centrarse en las prestaciones de los dispositivos semiconductores. Comúnmente, el comportamiento de los circuitos electrónicos de potencia no se ve afectado en forma particular por el dispositivo real que se utilice para la conmutación, especialmente si las caídas de tensión del interruptor en estado de conducción son pequeñas comparadas con otras tensiones del circuito. Por lo tanto, los dispositivos semiconductores se modelan frecuentemente como interruptores ideales, con el fin de poder centrarse en el comportamiento del circuito[8][2].

Entre los interruptores de potencia, se destacan cuatro categorías:

- 1.- Transistores bipolares de juntura (BJT).
- 2.- Transistores semiconductores de metal de óxido de efecto de campo (MOSFET).
- 3.- Transistores de inducción estática (SIT).
- 4.- Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT).
- 5.- SiC Mosfet.

La elección entre un IGBT o un Mosfet para reemplazar a un tiristor en un circuito de un convertidor debe realizarse con precaución, deben considerarse sus especificaciones de voltaje y corriente para que cumplan con los requisitos de salida del convertidor. A pesar de que frecuentemente

se consideran como interruptores ideales, en la realidad no lo son, debe realizarse una correcta revisión de las especificaciones para obtener los mejores resultados posibles[2].

A continuación, se explicarán características y detalles técnicos de los MOSFET e IGBT.

A. *MOSFET*

El símbolo de un MOSFET de canal n se muestra en la Fig. 2.8, Los MOSFET, a diferencia de los transistores BJT, son dispositivos que se activan por voltaje y no por corriente. Al activar el dispositivo es similar a un interruptor cerrado, al retirar el voltaje de Gate se parece a un interruptor abierto. Su funcionamiento como interruptor ideal se muestra en la Fig. 2.9[9].

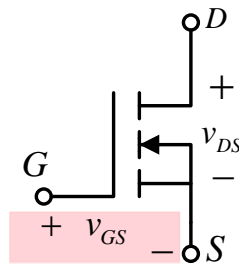


Fig. 2.8 Símbolo MOSFET canal N

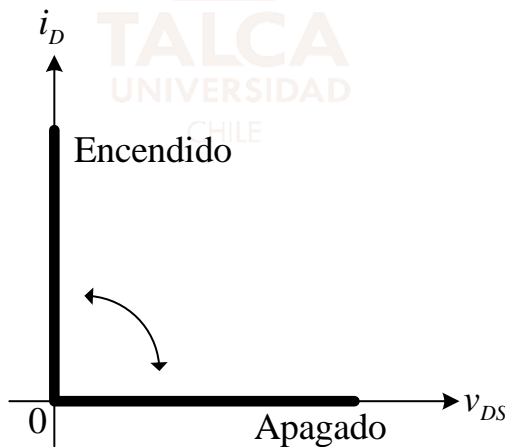


Fig. 2.9 Funcionamiento ideal MOSFET

Los MOSFET requieren una diferencia de potencial continua entre los terminales Gate-Source. NO existe circulación de corriente en el terminal Gate, excepto al momento de la activación y la desactivación, esto debido a una capacitancia de entrada que requiere cargarse y descargarse. Poseen una velocidad de conmutación muy rápida, por lo que los tiempos de conmutación están en el rango de los nanosegundos[9][2].

Los MOSFET se utilizan con mayor frecuencia en convertidores de baja potencia y alta frecuencia. Sin embargo, presentan problemas de descargas electrostáticas por lo que adquiere mayor complejidad en su manejo, junto con esto se hace complicado protegerlos de cortos circuitos en el sistema[2][11].

Existen 2 tipos de MOSFET, del tipo enriquecimiento y del tipo agotamiento. Los del tipo agotamiento pueden tener un voltaje de Gate positivo o negativo, mientras que los MOSFET del tipo agotamiento solo pueden ser excitados con voltajes positivos en Gate[2].

El tiempo que demora en activarse un MOSFET depende del tiempo de carga del capacitor presente internamente en GATE, este tiempo puede disminuir al conectar un circuito RC en la entrada, tal como se muestra en la Fig. 2.10 [2].

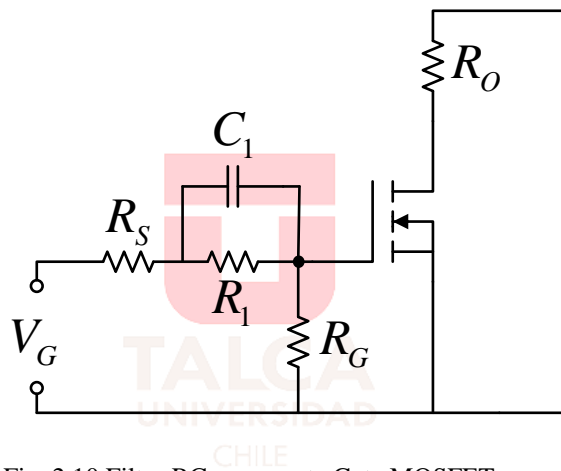


Fig. 2.10 Filtro RC compuerta Gate MOSFET

B. SiC MOSFET

El SiC MOSFET es la evolución natural del MOSFET, posee menores pérdidas por conmutación, menores pérdidas por conducción, una mayor resistencia a la temperatura y una densidad de potencia que alcanza el triple de la capacidad de un MOSFET tradicional de silicio.

La tecnología de carburo de silicio (SiC) ha permitido lograr una eficiencia cercana al 85%, mientras que el MOSFET obtiene una eficiencia del 80%. El uso de esta tecnología ha permitido disminuir los materiales necesarios para la construcción de convertidores ayudando a reducir espacio y peso.

El símbolo de un SiC MOSFET es el mismo que un MOSFET de silicio y su método de operación es idéntica. Nuevas tecnologías como esta y el Nitruro de Galio (GaN) han retrasado su masificación debido a su alto costo de producción[13].

C. IGBT

El IGBT nace a partir de la combinación entre un transistor bipolar BJT y un MOSFET como se muestra en la Fig. 2.13, es por esto que adquiere características de ambos componentes, posee una alta impedancia en Gate por lo que necesitas pequeñas cantidades de energía para lograr su activación. Del BJT adquiere sus bajas pérdidas por conducción [9]. Esto lo hace ideal para aplicaciones de mediana y alta potencia donde se requiera conmutar a grandes velocidades [2]. El símbolo de un IGBT se muestra en la Fig. 2.11, mientras que sus características idealizadas se muestran en la Fig. 2.12.

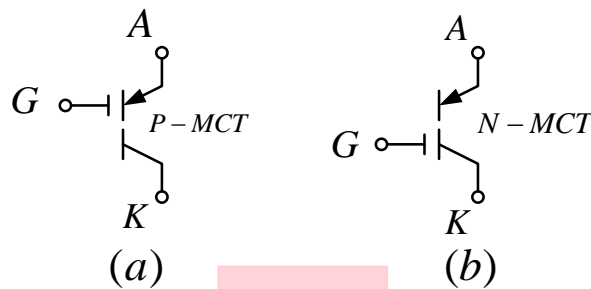


Fig. 2.11 Símbolos IGBTs

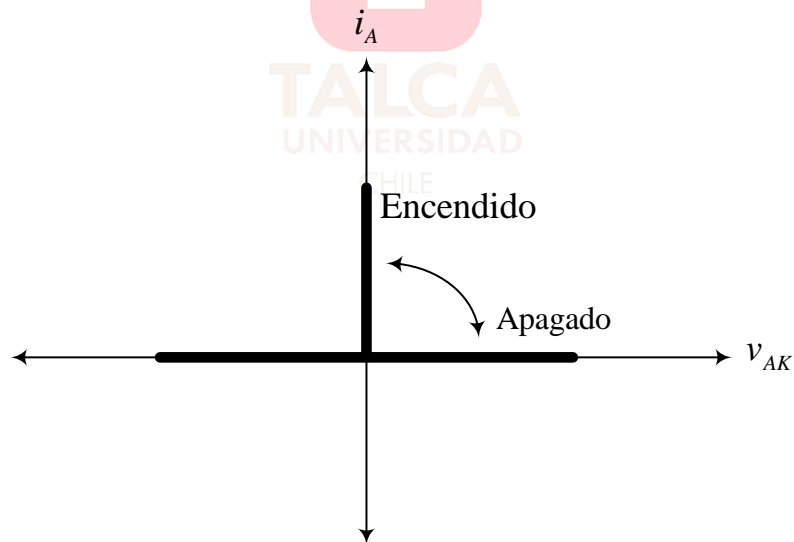


Fig. 2.12 Características idealizadas IGBT

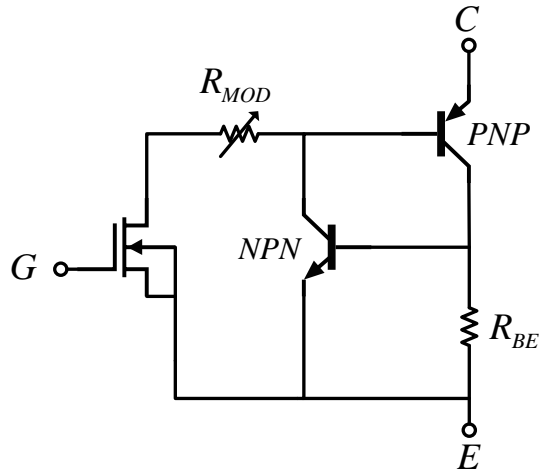


Fig. 2.13 Circuito equivalente a un IGBT

2.2.3 Módulo Integrado de Potencia

Se conoce como módulo integrado a un CI que contiene en su interior un pack de dispositivos interruptores de potencia, ya sea IGBT, MOSFET o SIC MOSFET. Este dispositivo, en algunos casos, no requiere la utilización de opto-acopladores externos para la activación de los interruptores, ya que internamente se encarga de la activación y desactivación de cada interruptor, básicamente el circuito integrado requiere de la conexión DC de potencia, y de los 6 pulsos para activar cada interruptor.

En el año 2005, en [14] se utilizó el módulo integrado de potencia EMP25P12B diseñado por International Rectifier (Fig. 2.14) para la construcción de una interfaz de potencia para accionar un motor de inducción.



Fig. 2.14 Módulo integrado de potencia EMP25P12B

Este módulo posee en su interior 6 interruptores IGBT's con su respectivo diodo volante, además tiene una resistencia de medición de corriente en cada una de las fases. La Fig. 2.15 muestra el circuito esquemático del módulo EMP25P12B.

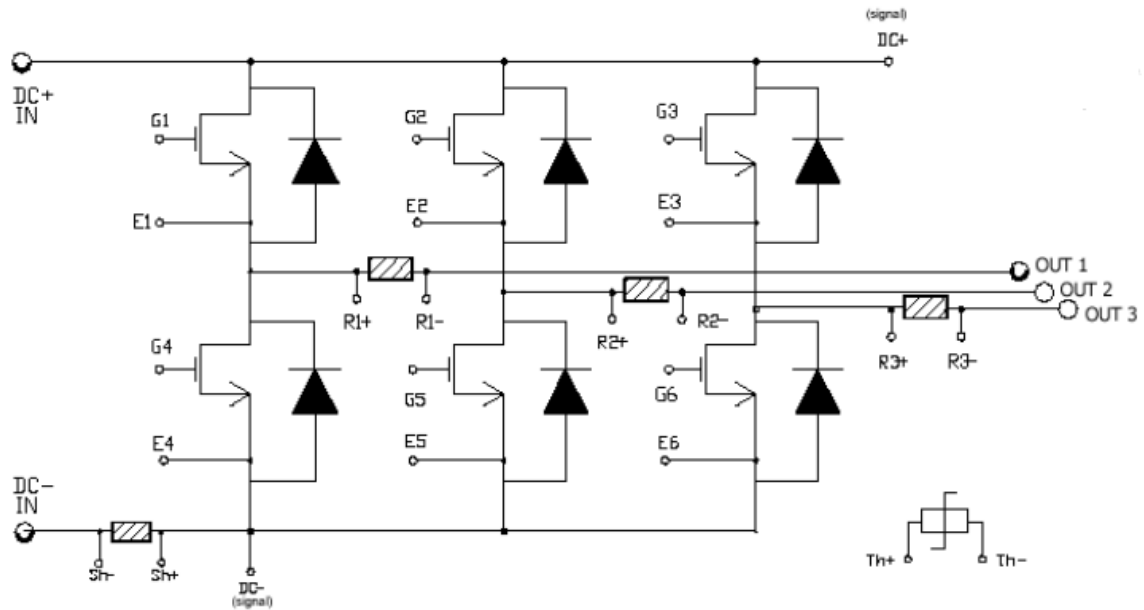


Fig. 2.15 Circuito esquemático módulo EMP25P12B

Los resultados de [14] fueron satisfactorios ya que se logró controlar un motor de inducción a lazo abierto, en este caso se utilizó una frecuencia de conmutación de 10 KHz y se logró obtener una potencia correspondiente a un cuarto del máximo especificado por el fabricante para el módulo integrado. Fue necesaria la utilización del circuito integrado IR2136 como etapa intermedia entre la etapa de control y la etapa de potencia, ya que necesita de un voltaje mayor que el proporcionado por el microcontrolador para lograr accionar los interruptores.

En 2006, en [1] se utilizó el mismo módulo integrado de potencia EMP25P12B presentado en la, en este proyecto se logró controlar un motor de inducción de 1.5 HP. Se utilizó el módulo integrado de potencia como un inversor fuente de voltaje, con esta interfaz de potencia se logra variar la frecuencia y voltaje en la salida, por lo que se pudo variar la velocidad del motor de inducción.

En [1] se realiza la comparación de dos métodos de control, SPWM el primero y SPWM mas tercera armónica el segundo.

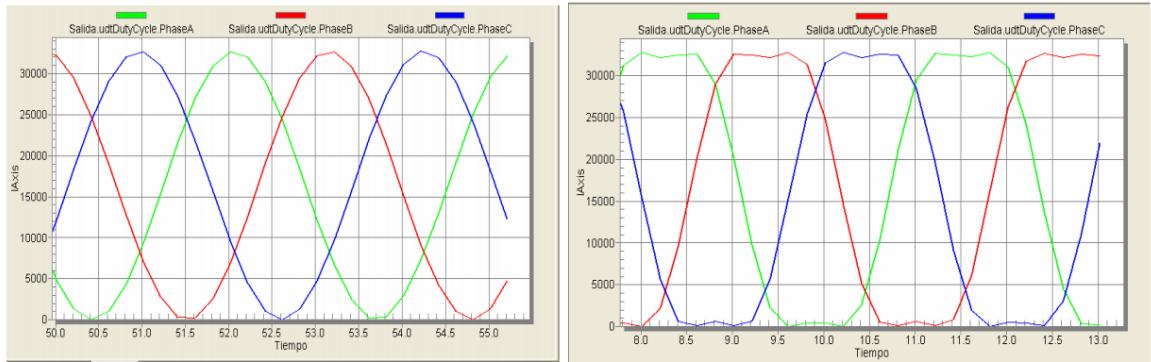


Fig. 2.16 Ciclos de trabajo trifásicos: a) SPWM b) SPWM mas tercera armónica

En la Fig. 2.16 se muestran los ciclos de trabajo para ambos esquemas de control, se concluye que el método THSPWM tiene un mejor aprovechamiento de la fuente DC, esto ya que al agregar la tercera armónica produce una deformación en la cresta de la señal, lo que es conveniente ya que aumenta el voltaje promedio en la salida.

En el año 2010, en [6] se utilizó el módulo integrado de potencia 40MT120UH presentado en la Fig. 2.17 para la construcción de un inversor trifásico de 3 niveles.

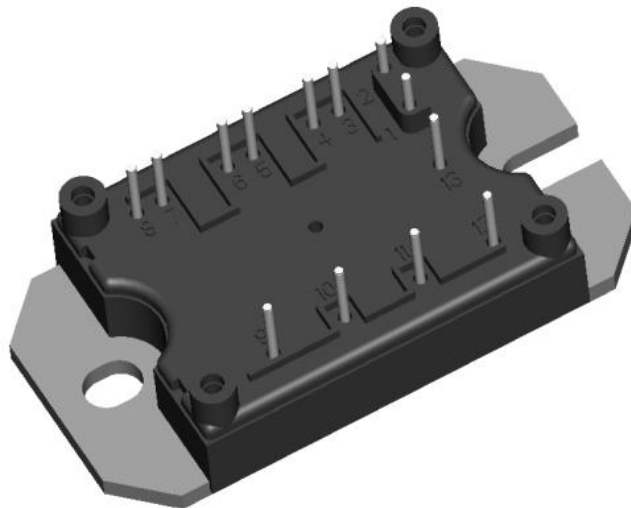


Fig. 2.17 Módulo 40MT120UH

Internamente este módulo (Fig. 2.18) posee dos interruptores IGBT capaces de soportar hasta 1200V y 80A. Cada IGBT con su respectivo diodo volante.

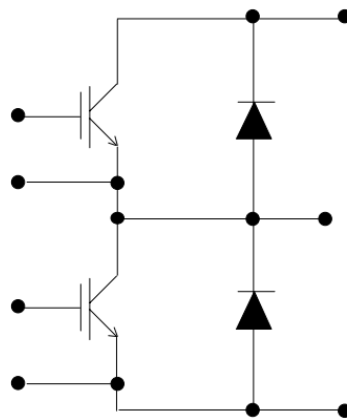


Fig. 2.18 Diagrama interno módulo 40MT120UH

Debido a que este módulo solo posee solo 2 interruptores, es necesaria la utilización de 6 módulos iguales para la construcción de un inversor trifásico de 3 niveles. El esquema completo es presentado en la Fig. 2.19.

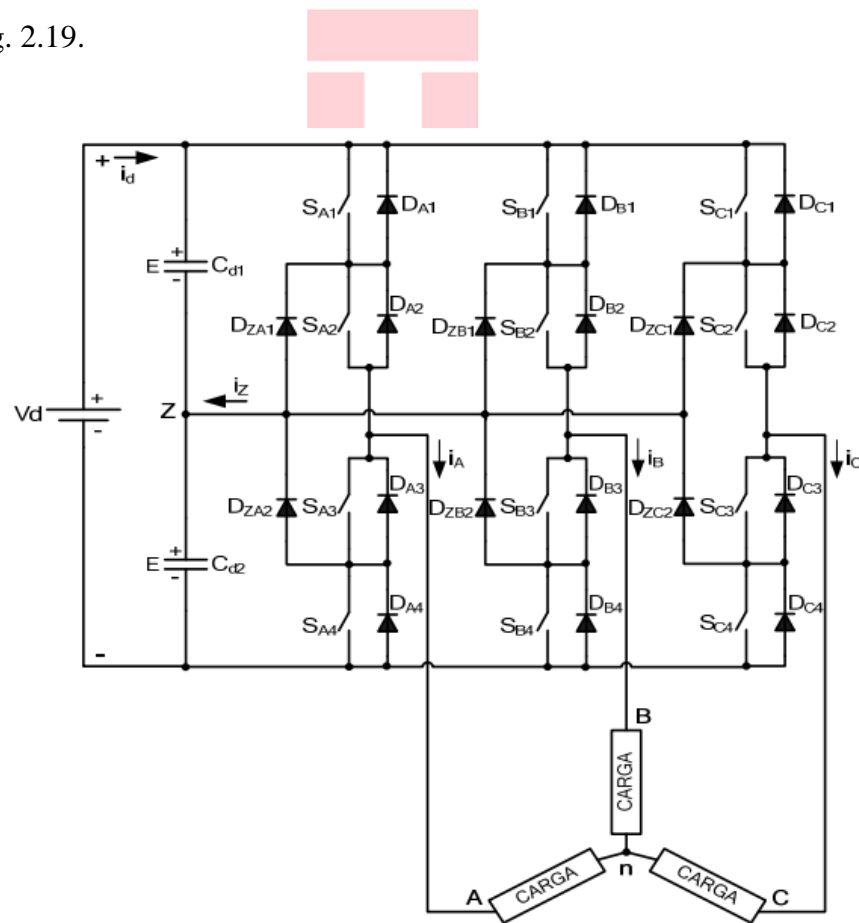


Fig. 2.19 Esquema inversor trifásico de 3 niveles

En el año 2017, en [15] se utilizó el módulo integrado FNA25060 (Fig. 2.20) para lograr el accionamiento de un motor de inducción.

El diagrama interno del módulo FNA25060 es presentado en la Fig. 2.21, se observa que a diferencia de los módulos presentados anteriormente, este incorpora los drivers necesarios para lograr la activación y desactivación de los interruptores, solo requiere una señal de entrada a un voltaje específico. En este caso el diseño completo del proyecto se realiza para un motor de 10 HP pensando en un motor comercial corriente, sin embargo, las pruebas se realizaron con un motor de 1.5 HP.

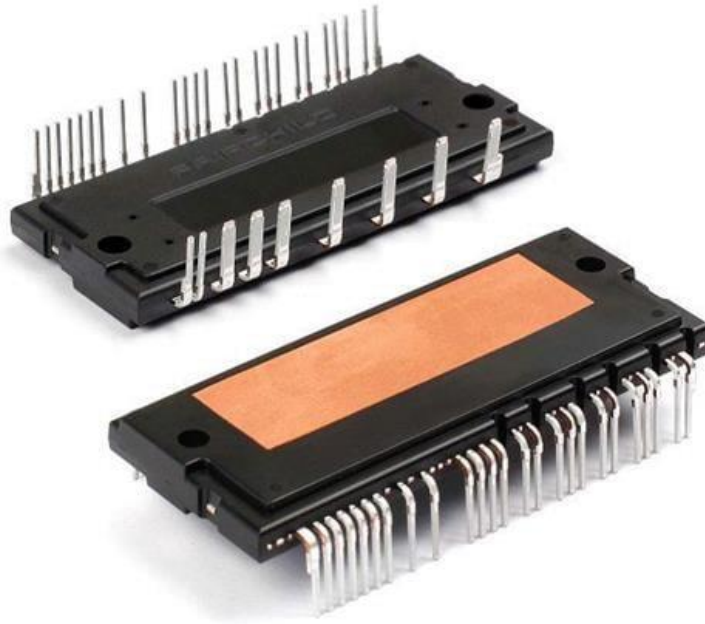


Fig. 2.20 Módulo integrado FNA25060

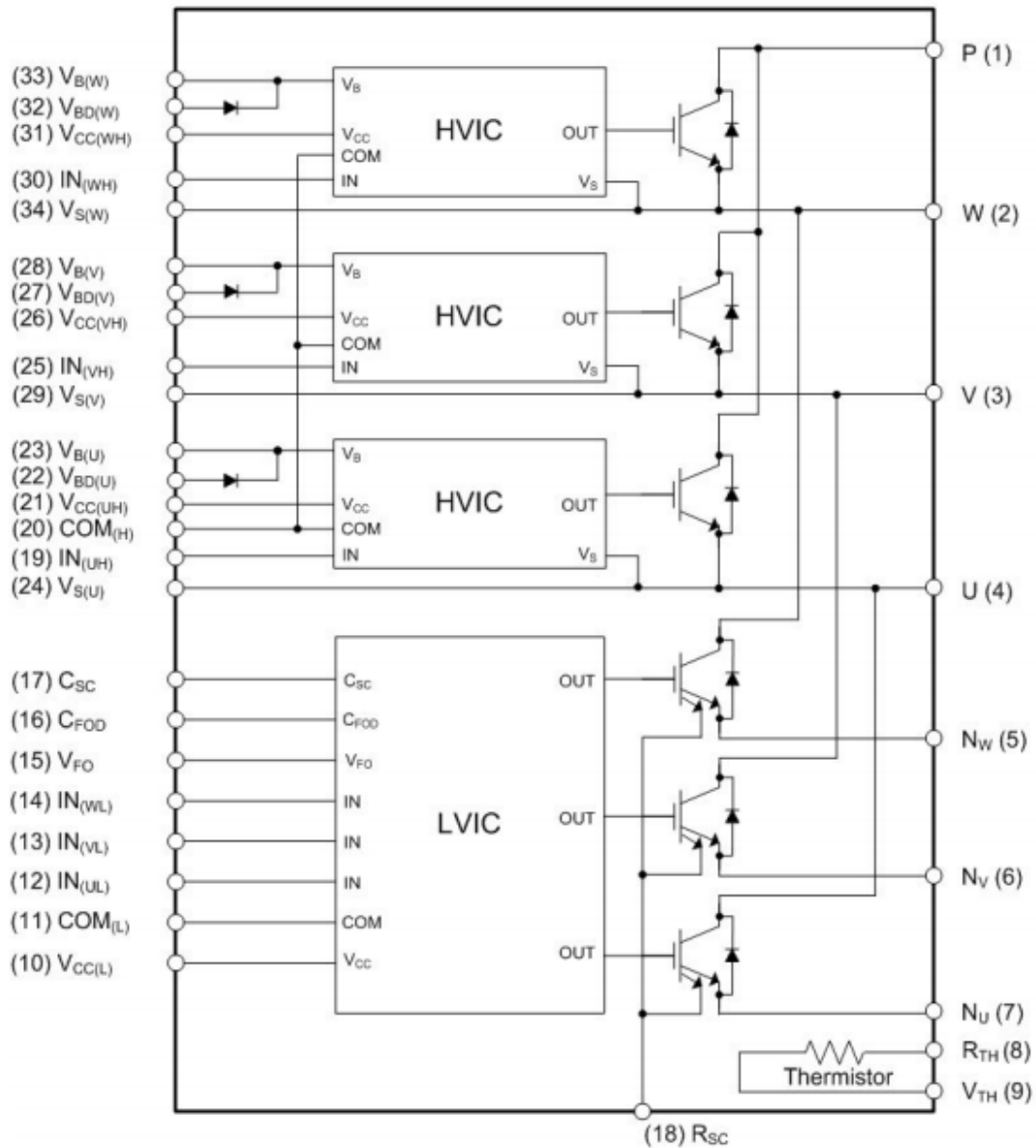


Fig. 2.21 Diagrama interno módulo FNA25060

En [15] el autor destaca que la utilización del módulo de potencia FNA25060 simplificó el diseño del circuito impreso, ya que como todos los componentes de potencia están incluidos en el integrado, es posible aprovechar de mejor manera el espacio físico en el circuito impreso, También es posible encontrar en el comercio módulos integrados de potencia compuestos por MOSFET, como es el caso del FPF1C2P5BF07A [16] que presenta una gran eficiencia y bajas pérdidas por conducción y conmutación. El diagrama interno de FPF1C2P5BF07A se presenta en la Fig. 2.22.

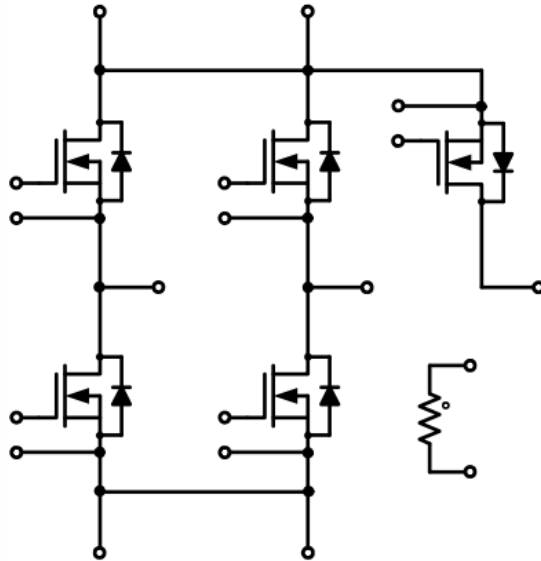


Fig. 2.22 Diagrama interno FPF1C2P5BF07A

Se destaca que este integrado no posee circuitos de disparo en su interior por lo que se debe incluir externamente en el diseño del inversor, este módulo soporta 650 Volts y 36 A, valores muy similares al módulo de IGBTs presentado anteriormente.

En cuanto al precio, el valor de este tipo de módulos es muy superior en comparación a un módulo de IGBT, pero el alto costo se justifica por sus bajas pérdidas de conmutación y conducción, altas frecuencias de conmutación y su capacidad para manejar mayores potencias. Su precio en el mercado actualmente está cercano a USD \$70 por unidad, precio bastante superior a un módulo compuesto por IGBT, cuyo valor ronda los USD \$15.

Existen tecnologías de semiconductores más recientes como lo son los SIC MOSFET, los cuales es posible encontrarlos en el mercado en forma de módulo integrado de potencia, por ejemplo, el F423MR12W1M1B11BOMA1 [17] básicamente es un puente H compuesto por SIC MOSFET.

El diagrama interno de este módulo es presentado en la Fig. 2.23.

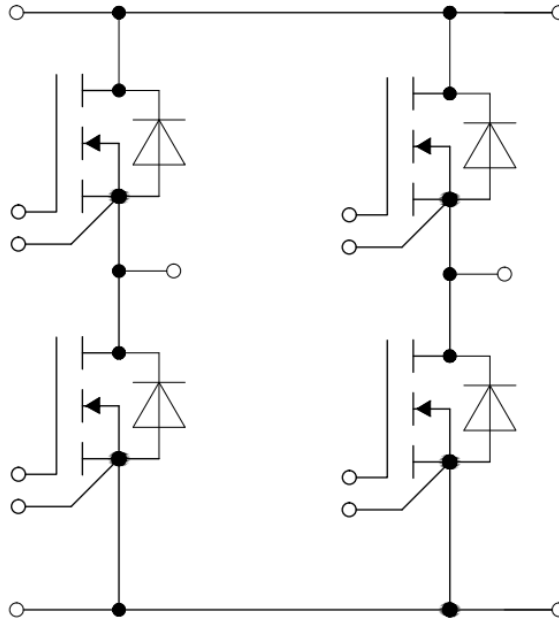


Fig. 2.23 Diagrama interno F423MR12W1M1B11BOMA1

Sus principales características eléctricas son una alta densidad de corriente y bajas pérdidas por conducción y conmutación, está diseñado para soportar voltajes de hasta 1200 Volts y corrientes de hasta 50 Amperes continuos, ahora si se habla de corriente pulsada, es capaz de manejar hasta 100 Amperes, son componentes ideales para convertidores DC/DC que requieran de una alta frecuencia de conmutación.

En el mercado, es posible encontrar módulos integrados de SIC MOSFET por USD \$200 aproximadamente.

La Tabla 2.1, realiza una comparación de características eléctricas y mecánicas de distintos tipos de semiconductores.

Tabla 2.1 Tabla comparativa semiconductores

| Semiconductor | IGBT | MOSFET | SIC MOSFET | - |
|---------------------|-------------|---------------|----------------------|------------------|
| Modelo | FSBB20CH60C | FPF1C2P5BF07A | F423MR12W1M1B11BOMA1 | Unidad de medida |
| Voltaje nominal | 600 | 650 | 1200 | [V] |
| Corriente nominal | 20 | 36 | 50 | [A] |
| T° de operación | -40~150 | -40~150 | -40~150 | [°C] |
| Resistencia térmica | 3 | 0.5 | 0.9 | [°C/W] |
| Potencia disipada | 62 | 250 | - | [W] |
| R_{DS} Switch ON | - | 90 | 22.5 | m Ω |
| Tamaño | 11.79 | 14.36 | 16.64 | cm ² |
| Costo | 16.80 | 68.99 | 139.98 | USD |

2.2.4 Disipador de Calor

Parte importante para que un convertidor no presente fallas a corto plazo es el diseño de un buen disipador de calor; un disipador de calor es un objeto que absorbe o disipa el calor de otro objeto usando un contacto térmico para así evitar un sobrecalentamiento. El principio de operación es el de transferir la energía térmica (calor) de un objeto con temperatura alta a un segundo objeto de temperatura baja. Con esta transferencia de energía se logra un equilibrio térmico entre los dos objetos[18].

El calor generado en un sistema electrónico de potencia se debe principalmente a su alta frecuencia de conmutación y a la alta densidad de los transistores utilizados (IGBT o MOSFET). Este sobrecalentamiento afecta directamente a todos los componentes del circuito, como las soldaduras y uniones. Otros efectos no deseados son los esfuerzos internos generados por la dilatación y la contracción térmica. Ambos factores, el incremento de la temperatura y el estrés interno, reducen la vida útil de los circuitos electrónicos a una cierta cantidad de ciclos de calentamiento y enfriamiento[19].

En la superficie del disipador ocurre la transferencia de calor hacia el ambiente, normalmente está compuesta por aletas o láminas cuyas características varían dependiendo, entre otros factores, si existe una circulación de aire forzada o solo convección natural. Su propósito es aumentar la superficie expuesta al ambiente para enfriar con mayor velocidad, en algunos casos se utiliza algún líquido refrigerante en lugar de exponerlo al aire del ambiente [20][21].

Los materiales utilizados con frecuencia son aleaciones de aluminio o cobre que poseen una alta conductividad térmica y un bajo coeficiente de expansión térmica. En las uniones de dos materiales distintos se debe considerar que ambos posean baja resistencia térmica, que garantice el contacto uniforme entre superficies, de esta manera la diferencia de coeficientes de expansión térmica entre componentes no comprometerá las propiedades mecánicas del dispositivo [22][23].

Según un estudio realizado en [20], los factores que más influyen en el desempeño de un disipador son la longitud en un 21,87%, el ancho en un 27,53%, y la altura en un 27,58%, para este caso se utilizó un disipador rectangular con aletas de sección uniforme con el mostrado en la Fig. 2.24. De igual manera se consideran el número de aletas y el espesor del disipador como variantes que pueden ayudar a obtener un mayor coeficiente de disipación[20].



Fig. 2.24 Disipador de aletas rectangulares de sección uniforme

2.3. Discusión

Según lo visto en el capítulo 2.2.2 y al analizar la Tabla 2.1 se concluye que el SiC MOSFET presenta grandes ventajas por sobre el MOSFET y el IGBT (ver Tabla 2.1). El SiC MOSFET es capaz de conmutar mucho más rápido, permitiendo así disminuir el tamaño de los componentes magnéticos, lo que mejora el peso y dimensión total del sistema. En el caso de los modelo analizados en la Tabla 2.1 se observa que en tamaño del SiC MOSFET es ligeramente superior, pero es capaz de manejar el triple de potencia que el MOSFET lo que habla de su gran densidad de potencia, permitiendo reducir aún más el tamaño de un circuito. A pesar de esto su uso no es considerado debido a su muy elevado costo. Además, ya que este proyecto no se trata de obtener un producto comercial, sino que más bien

es un prototipo para realizar pruebas de laboratorio no es muy relevante tener una gran eficiencia energética como la que se obtendría utilizando SIC MOSFET.

En un MOSFET de canal N solo existe circulación de electrones, por lo tanto, es una corriente unipolar. En cambio, el IGBT es un dispositivo bipolar, lo que aumenta la densidad de corriente, por lo que disminuye el voltaje en conducción. Esta es la principal diferencia que existe entre ambos, afectando las pérdidas por conducción y por conmutación, lo que la convierte en la base para determinar las ventajas y desventajas entre utilizar MOSFET o IGBT en los convertidores estáticos de potencia[9][11].

A muy baja corriente, el IGBT se comporta más como diodo que como resistencia. El IGBT puede ser representado como un MOSFET y un transistor PNP en configuración Darlington. A diferencia del MOSFET, la corriente afecta muy poco el voltaje del IGBT cuando este se encuentra en conducción.

La principal desventaja de los MOSFET son sus pérdidas por conducción. El voltaje de conducción de un MOSFET regular a 54 A y 25 °C es de 9 V, en cambio el IGBT con la misma corriente presenta un voltaje de conducción cercano a 1,7 V, aproximadamente la quinta parte de un MOSFET[11].

Otro punto importante es la temperatura, por ejemplo, si se considera ambos a 125°C, el voltaje en conducción del MOSFET supera por mucho el voltaje presentado por el IGBT. De hecho, en algunos casos, solo a bajas temperaturas el MOSFET presenta pérdidas por conducción menores que el IGBT como se muestra en la Fig. 2.25 [24], [25].

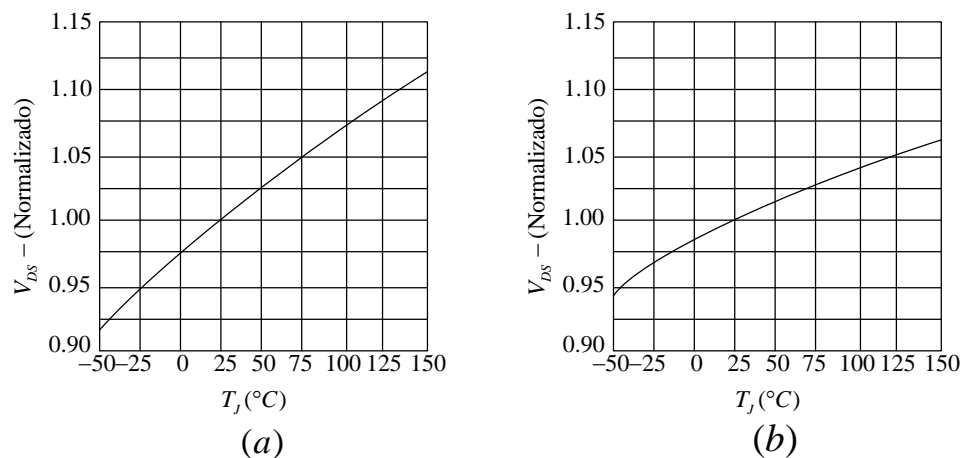


Fig. 2.25 (a) Pérdidas por conducción MOSFET (b) Pérdidas por conducción IGBT

El caso de voltaje en la compuerta GATE para ambos se consideran pérdidas insignificantes ya que se considera un voltaje de trabajo mucho mayor.

Cuando se habla de pérdidas por conmutación, ambos interruptores electrónicos presentan cualidades bastantes similares. En términos simples, los MOSFET operan mejor a bajas corrientes y altas frecuencias, donde toman ventaja de su velocidad de conmutación y bajas pérdidas por conducción. Dependiendo de las condiciones de funcionamiento, el IGBT puede funcionar hasta los 20 kHz, o incluso más rápido en aplicaciones de conmutación forzada, esto significa que el IGBT puede desplazar a los MOSFET, poseen un desempeño comparable y un menor costo en una gran variedad de aplicaciones[11].

Ahora, si se comparan los distintos tipos de IGBT disponibles en el mercado es posible encontrar una gran cantidad de modelos, presentados de igual forma en una gran diversidad de encapsulados.

Existen en la actualidad IGBT encapsulados individualmente (Fig. 2.27) e IGBT que han sido encapsulados de manera grupal en un solo circuito integrado (Fig. 2.26). Si bien es posible encontrar, para ambos casos, encapsulados con similares características, lo que se refiere a voltaje máximo, corriente máxima, pérdidas por conmutación, pérdidas por conducción, etc. Se debe destacar que para ambos casos existen ventajas y desventajas considerables al momento de seleccionar uno u otro.

El módulo integrado de potencia presenta varias ventajas, por ejemplo, el costo de adquirir un módulo integrado de potencia FSBB20CH60C (Fig. 2.26) es menor que adquirir el conjunto de elementos que se requieren para la construcción de un inversor, ya que no es necesaria la construcción de un circuito externo que actúe como driver de los interruptores electrónicos, es decir, es innecesario comprar ni utilizar opto-acopladores, gracias a esto además se facilita todo lo que es diseño y construcción de placas reduciendo el tamaño total del sistema y minimizando el uso de disipadores de calor. Otro punto a destacar es que posee un sistema de protección para corto circuitos muy útil en caso de posibles fallas del sistema[26][16].

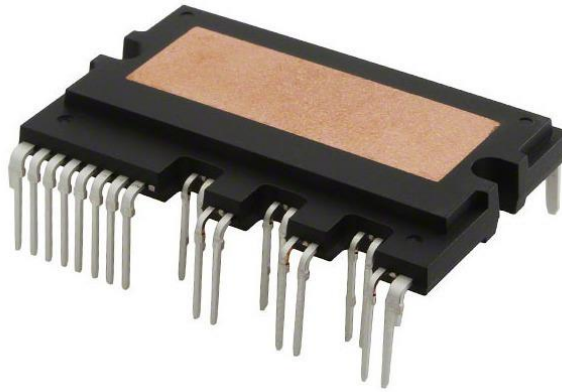


Fig. 2.26 Módulo integrado de potencia FSBB20CH60C

En caso de fallar cualquier componente del circuito integrado, es necesario el reemplazo del encapsulado, esto podría llegar a reducir los tiempos de búsqueda de fallas.

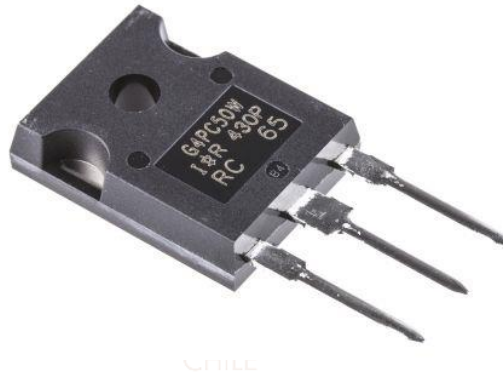


Fig. 2.27 IGBT encapsulado TO-247AC

2.4. Hipótesis de Trabajo

Es posible realizar el diseño, construcción y puesta en marcha de un inversor trifásico modular que incluye drivers ópticos e instrumentación para realizar pruebas de control.

2.5. Objetivos

2.5.1 Objetivo General

Diseñar y construir un inversor trifásico, para aplicaciones de laboratorio, tales como realizar pruebas a distintos esquemas de control.

2.5.2 Objetivos Específicos

- Diseñar y construir un inversor trifásico modular y sus respectivos drivers de conmutación.
- Diseñar y construir la instrumentación requerida.
- Diseñar y construir un “Setup” de fácil manipulación y traslado.

2.6. Alcances y Limitaciones

- El convertidor estará limitado a la potencia que puede entregar el laboratorio, por lo que la potencia máxima será de 2 kW.
- Se diseñarán, construirán y ensamblarán los diferentes módulos necesarios del sistema usando el software Eagle.
- Se diseñará y construirá un convertidor DC/AC para aplicaciones de laboratorio.
- Se diseñará un sensor de corriente que se adapte a distintos rangos de mediciones de forma sencilla.
- No se podrán realizar pruebas con motores AC como se había propuesto en un comienzo, ya que no se cuentan con los recursos necesarios por temas extracurriculares.
- Se validarán los diseños de los distintos circuitos de sensores realizando las pruebas de medición que hagan falta.

Capítulo 3. Diseño y construcción

3.1. Introducción

En el presente capítulo, primero se describe la topología a trabajar, se presenta el encapsulado con su respectivo circuito. Siguiendo a esto se presenta el disipador a utilizar y los cálculos requeridos, se presentan los diseños de las tarjetas que enviarán y recibirán las señales mediante fibra óptica. A continuación, se presentará el diseño del sensor de voltaje y el sensor de corriente que permitirán variar la resolución de la medición sin tener que realizar grandes cambios. Al final de este capítulo se mostrará el diseño final del convertidor en forma modular.

3.2. Diseño del Convertidor

3.2.1 Inversor trifásico

La topología a utilizar es la de un inversor trifásico de puente completo con una entrada DC, normalmente obtenida a partir de un rectificador.

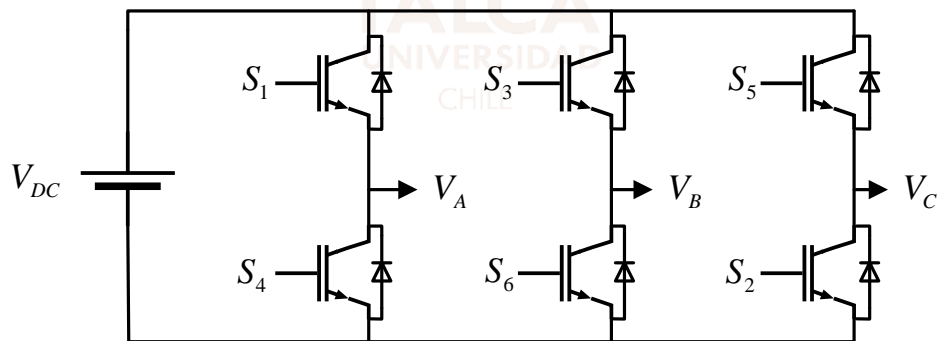


Fig. 3.1 Inversor trifásico puente completo

La principal aplicación de este tipo de circuito es controlar la velocidad de motores de CA, inyectar potencia a la red, controlar velocidad en turbinas eólicas, etc. esto se logra ya que con la topología de la Fig. 3.1 es posible controlar la frecuencia de salida.

Los interruptores S1 con S4, S3 con S6 y S5 con S2 son parejas que actúan de forma complementaria, ya que deben coordinarse para que no se cierren al mismo tiempo, si esto ocurre se produciría un corto circuito en la fuente DC con resultado catastrófico para los interruptores.

En la Tabla 3.1 Estados válidos Inversor trifásico se puede observar los estados válidos para este tipo de inversor.

Tabla 3.1 Estados válidos Inversor trifásico

| Estados | S1 | S3 | S5 | V _{AB} | V _{AC} | V _{BC} |
|---------|----|----|----|-----------------|-----------------|-----------------|
| E1 | 1 | 0 | 0 | +VCC | +VCC | 0 |
| E2 | 1 | 1 | 0 | 0 | +VCC | +VCC |
| E3 | 0 | 1 | 0 | -VCC | 0 | +VCC |
| E4 | 0 | 1 | 1 | -VCC | -VCC | 0 |
| E5 | 0 | 0 | 1 | 0 | -VCC | -VCC |
| E6 | 1 | 0 | 1 | +VCC | 0 | -VCC |

Si se considera un inversor de 6 pasos en condiciones ideales, es decir al no considerar tiempos muertos, cada interruptor tiene un ciclo de trabajo de un 50% y cada sexta parte del período (T) ocurre una conmutación como se muestra en la Fig. 3.2.

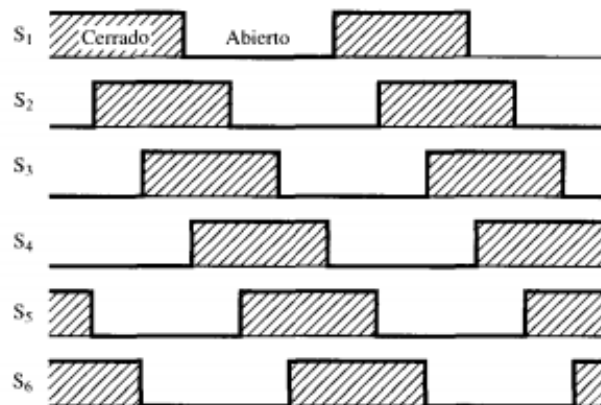


Fig. 3.2 Esquema de conmutación inversor Trifásico

Al medir el voltaje de cada fase con respecto a 0V, encontramos como posibles valores VCC o 0V, mientras que si realizamos la medición entre líneas encontramos como posibles valores de salida +VCC, 0V ó -VCC para V_{AB}, V_{AC} y V_{BC} como se muestra en la Fig. 3.3.

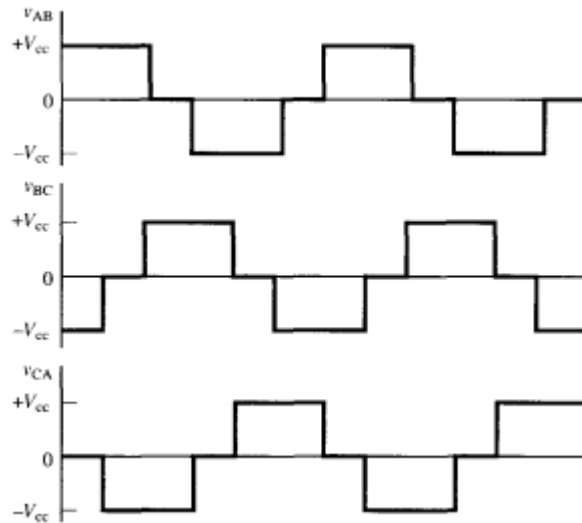


Fig. 3.3 Voltajes de línea

Para el caso del inversor trifásico PWM, cada interruptor se controla realizando una comparación entre una onda sinusoidal de referencia una señal portadora, normalmente triangular. La frecuencia fundamental de salida es igual a la frecuencia de la señal de referencia y la amplitud de la salida depende de las amplitudes de las señales de referencia y portadora.

Cada pareja de interruptores posee su propia señal sinusoidal de referencia independiente con un desfase de 120° una de otra. La señal de la portadora es la misma para todo el conjunto de interruptores como se muestra en la Fig. 3.4.

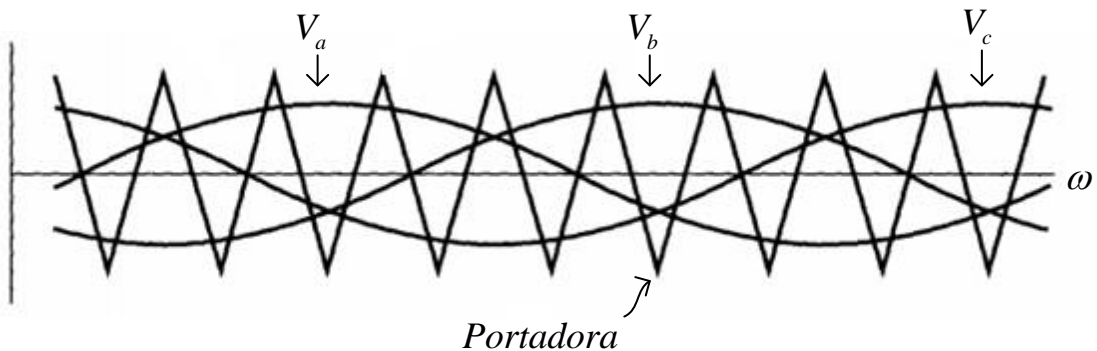


Fig. 3.4 Señales sinusoidales y señal portadora

La condición de conducción de cada interruptor se presenta en la Tabla 3.2 Condiciones de conmutación.

Tabla 3.2 Condiciones de conmutación

| Switch | Condición |
|--------|-----------------|
| S1 | $V_a > V_{tri}$ |
| S2 | $V_c > V_{tri}$ |
| S3 | $V_b > V_{tri}$ |
| S4 | $V_a < V_{tri}$ |
| S5 | $V_c < V_{tri}$ |
| S6 | $V_b < V_{tri}$ |

Las ventajas del inversor trifásico PWM es que requiere pocos requisitos de filtrado para la reducción de armónicos y sencillo control de la amplitud de la frecuencia fundamental.

Los armónicos se minimizan si se elige una frecuencia de portadora igual a un múltiplo impar de 3 veces la frecuencia de referencia, es decir; 3, 9, 15, ... veces la frecuencia de referencia.

3.2.2 Módulo de Poder Inteligente

El C.I. FSBB20CH60C es un módulo que posee en su interior un inversor trifásico de puente completo compuesto de interruptores IGBT, es capaz de soportar 600 V y 20 A, además posee control para el accionamiento de los interruptores incluyendo tiempos muertos y protección para cortos circuitos y sobre voltaje.

Otro punto favorable es que con este integrado se puede utilizar una única fuente para proporcionar energía, no es necesaria la utilización de dos fuentes aisladas entre sí.

La Fig. 3.5 corresponde al circuito integrado FSBB20CH60C visto desde arriba, en ella se puede apreciar la distribución de pines, y en la Tabla 3.3 se indica a que corresponde cada pin.

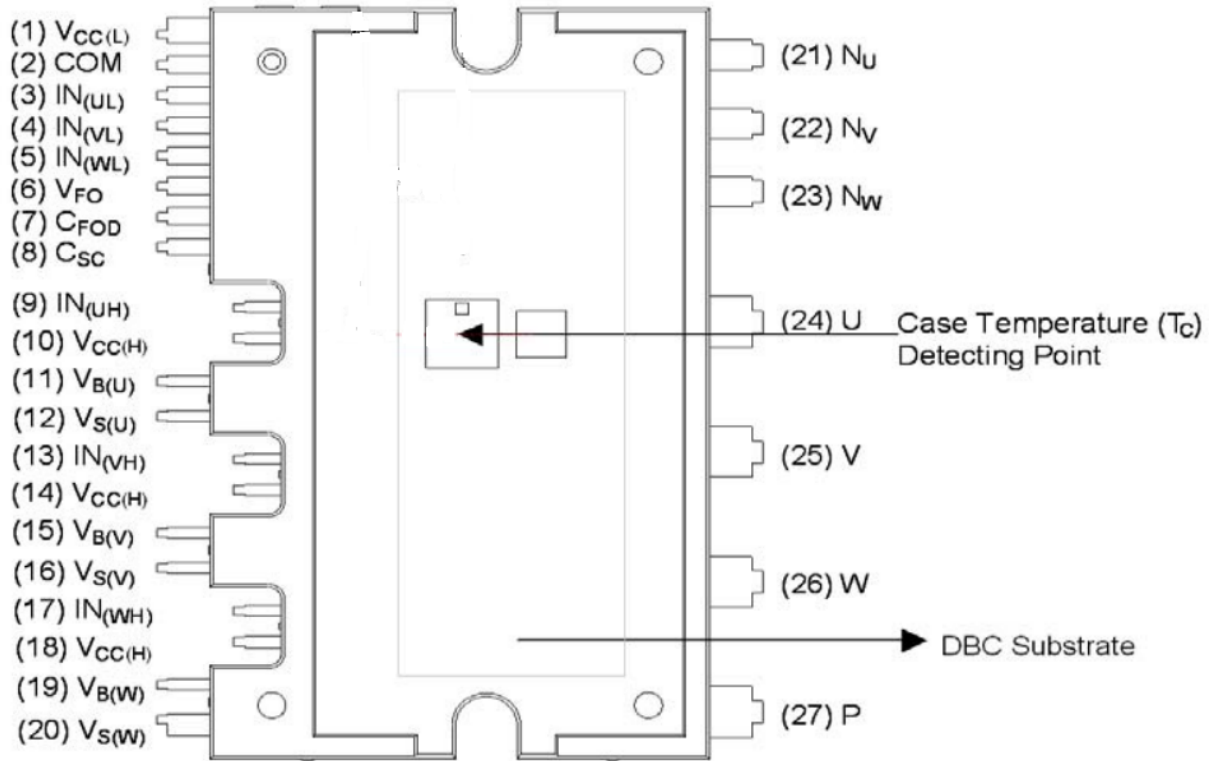


Fig. 3.5 Vista superior FSBB20CH60C

Tabla 3.3 Pines FSBB20CH60C

| Número | Nombre | Descripción |
|--------|-------------|---|
| 1 | $V_{CC(L)}$ | Voltaje de polarización común de lado bajo para conducción de IC e IGBT |
| 2 | COM | Tierra común |
| 3 | $IN_{(UL)}$ | Señal de entrada para lado bajo de fase U |
| 4 | $IN_{(VL)}$ | Señal de entrada para lado bajo de fase V |
| 5 | $IN_{(WL)}$ | Señal de entrada para lado bajo de fase W |
| 6 | V_{FO} | Salida de falla |
| 7 | C_{FOD} | Capacitor para seleccionar duración de salida de falla |
| 8 | C_{SC} | Capacitor (filtro pasa-bajos) para entrada de detección de corto circuito |
| 9 | $IN_{(UH)}$ | Señal de entrada para lado alto de fase U |
| 10 | $V_{CC(H)}$ | Voltaje de polarización común de lado alto para conducción de IC e IGBT |
| 11 | $V_{B(U)}$ | Voltaje de polarización de lado alto para conducción IGBT en fase U |
| 12 | $V_{S(U)}$ | Tierra de voltaje de polarización de lado alto para conducción IGBT en fase U |
| 13 | $IN_{(VH)}$ | Señal de entrada para lado alto de fase V |
| 14 | $V_{CC(H)}$ | Voltaje de polarización común de lado alto para conducción de IC e IGBT |

| | | |
|----|-------------|---|
| 15 | $V_{B(V)}$ | Voltaje de polarización de lado alto para conducción IGBT en fase V |
| 16 | $V_{S(V)}$ | Tierra de voltaje de polarización de lado alto para conducción IGBT en fase V |
| 17 | $IN_{(WH)}$ | Señal de entrada para lado alto de fase W |
| 18 | $V_{CC(H)}$ | Voltaje de polarización común de lado alto para conducción de IC e IGBT |
| 19 | $V_{B(W)}$ | Voltaje de polarización de lado alto para conducción IGBT en fase W |
| 20 | $V_{S(W)}$ | Tierra de voltaje de polarización de lado alto para conducción IGBT en fase W |
| 21 | N_U | Entrada negativa del Link-DC para fase U |
| 22 | N_V | Entrada negativa del Link-DC para fase V |
| 23 | N_W | Entrada negativa del Link-DC para fase W |
| 24 | U | Salida fase U |
| 25 | V | Salida fase V |
| 26 | W | Salida fase W |
| 27 | P | Entrada positiva Link-DC |

En la Fig. 3.6 se presenta el diagrama de un circuito sugerido por el fabricante para el correcto funcionamiento del integrado. Y será el cual se utilizará para el diseño y construcción de la placa del inversor (Fig. 3.7).

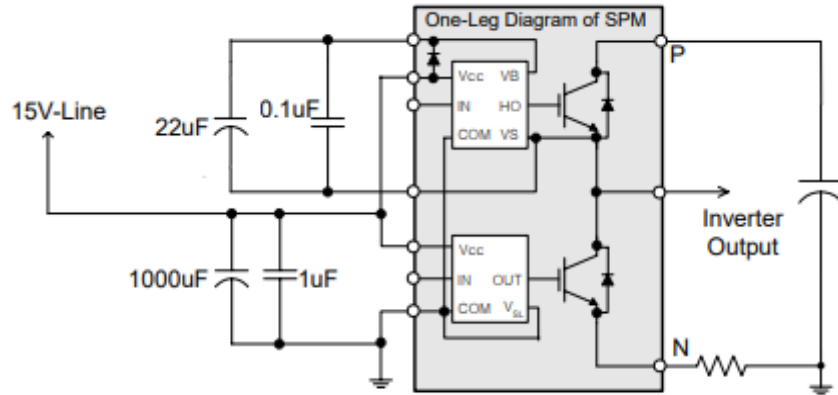


Fig. 3.6 Esquema sugerido fabricante



Fig. 3.7 Placa inversor

3.3. Disipador de Calor

3.3.1 Cálculo y fabricación

El disipador de calor en los circuitos electrónicos es una pieza clave, sobre todo si se trata de electrónica de potencia, donde las elevadas corrientes por los semiconductores pueden causar su destrucción. Tanto así, que, en muchas aplicaciones, la potencia máxima de un circuito de potencia está limitada por el diseño térmico del sistema [24].

A partir del modelo térmico presentado en la Fig. 3.8 es posible obtener la ecuación (3.1), se observa que la Fig. 3.8 es similar a un circuito eléctrico, esto se realiza para facilitar el cálculo usando la ley de Ohm, donde:

P : representa la potencia de pérdida disipada.

R_{JC} : Representa la resistencia térmica entre la juntura y la carcasa.

R_{CD} : Representa la resistencia térmica entre la carcasa y el disipador.

R_{DA} : Representa la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente.

T_J : Es la temperatura de la juntura.

T_C : Es la temperatura de la carcasa.

T_D : Es la temperatura del disipador.

T_A : Es la temperatura del ambiente.

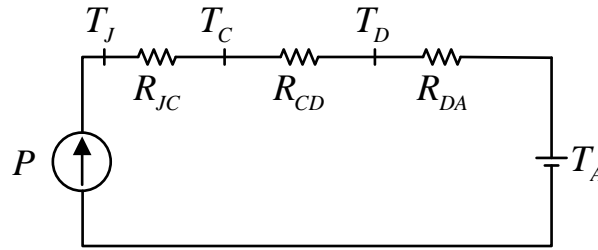


Fig. 3.8 Modelo térmico

$$T_J - T_A = P_{AVE}(R_{JC} + R_{CS} + R_{DA}) \quad (3.1)$$

Por la hoja de datos del componente es posible obtener la siguiente información:

$$P=62\text{W}$$

$$R_{JC} = 2^\circ\text{C/W}$$

$$T_J = 150^\circ\text{C}$$

$$T_C = 125^\circ\text{C}$$

$$T_A = 40^\circ\text{C}$$

Se necesita conocer R_{DA} para lograr dimensionar el disipador, pero para llegar a aquello, primero se debe obtener T_D mediante la ecuación (3.2).

$$T_D = T_C - P * R_{CD} \quad (3.2)$$

Para este cálculo se considera R_{CD} entre 0,5 y 1 °C/W siempre y cuando la unión que se haga entre el componente y el disipador sea directa y con silicona termo-conductora, para efecto de cálculos en este caso se considera $R_{CD} = 0,5^\circ\text{C/W}$, por lo tanto, tenemos :

$$T_D = 125 - 62 * 0,5 = 94^\circ\text{C}$$

$$\Delta_T = T_D - T_A = 94 - 40 = 54^\circ\text{C}$$

$$R_{DA} = \frac{\Delta_T}{P} = 0,871$$

Es necesario obtener una constante que depende del material para realizar el cálculo de las dimensiones del disipador, en nuestro caso por tabla se obtiene que el valor de $\theta = 0,0025 \frac{\text{W}}{^\circ\text{C}} * \text{cm}^2$.

$$A = \frac{1}{R_{DA} * \theta} \quad (3.3)$$

$$A = \frac{1}{0,871 * 0,0025} = 459 \text{ cm}^2 \quad (3.4)$$

Este valor es cuando el disipador es plano, pero en este caso al utilizar un disipador con aletas y más aún al agregar un extractor de aire permitiendo una convección forzada en el disipador; el tamaño disminuye hasta un cuarto del valor anteriormente calculado por lo que la dimensión elegida es de $114,75 \text{ cm}^2$.

3.4. Comunicación Óptica

La comunicación por fibra óptica consiste en enviar señales de un lugar a otro por medio de pulsos de luz que viajan a través de fibra óptica. Esta forma de comunicación ha evolucionado mucho con el paso de los años y reducido su costo considerablemente.

La comunicación por fibra óptica permite enviar información a grandes distancias con una mínima atenuación e interferencia electromagnética, lo que la hace tener cierta ventaja con respecto a la comunicación eléctrica.

La comunicación por fibra óptica requiere de un transmisor, que es el dispositivo que convierte una señal eléctrica en un haz de luz; cables de fibra óptica, por donde viaja la señal de luz; y finalmente un receptor, que se encarga de convertir la señal óptica en una señal eléctrica nuevamente. En algunos casos se puede incluir un amplificador en caso de ser necesario.

3.4.1 Transmisor

El circuito utilizado para transmitir la señal es presentado en la Fig. 3.9, se utiliza un transistor en saturación que actúa como interruptor para encender el diodo emisor de luz que tiene en su interior el dispositivo emisor de la señal óptica, se realiza de este modo para que el pulso sea compatible con 3,3 Volts o 5 Volts sin realizar modificaciones al circuito, de este modo es compatible con la mayoría de controladores disponibles hoy en día. El dispositivo utilizado para emitir la señal óptica es el HFBR-1521Z que posee una longitud de onda de 600 nm.

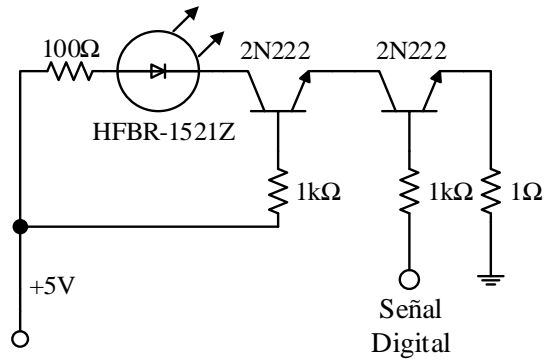


Fig. 3.9 Esquema circuito transmisor

La placa está construida con un total de 12 transmisores, se realiza de esta manera para que en un futuro sea posible realizar pruebas en inversores multinivel, por ejemplo, y no requiera realizar modificaciones o adicionar otros circuitos. En la Fig. 3.10 se observa el resultado de la tarjeta ya construida.

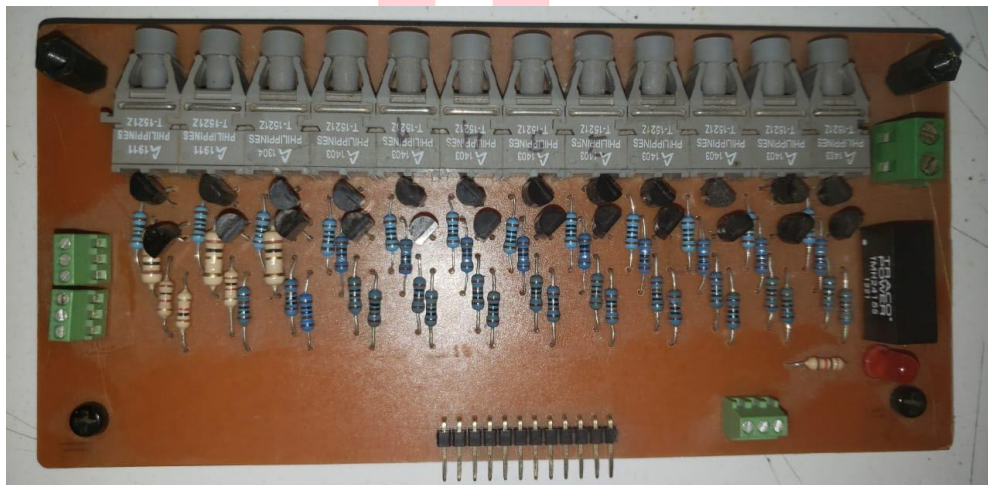


Fig. 3.10 Placa transmisora señal óptica

3.4.2 Receptor

El circuito utilizado como receptor de la señal óptica es presentado en la Fig. 3.11, se utiliza el componente HFBR-2521Z, el cual entrega una señal de 0 Volts cuando recibe la señal óptica, y cuando no está recibiendo la señal entrega 5 Volts, por lo que se incluye en el circuito un transistor BJT NPN, al cual se adhiere una resistencia PULL-UP, con esto logramos invertir la señal entregada por el

receptor. Se incluye un condensador pequeño en la alimentación del circuito, esto por recomendación del fabricante ya que ayuda a estabilizar el voltaje.

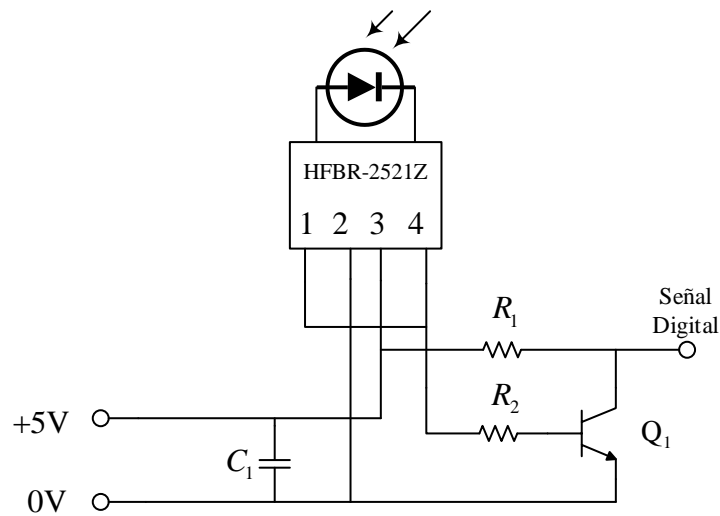


Fig. 3.11 Esquema circuito receptor señal óptica

La placa incluye 12 receptores de fibra óptica, lo ideal es no incluir cables, pero debido a que el diseño está pensado modularmente, y considerando la posibilidad de que algún día se requiera utilizar otro inversor o rectificador no se incluyeron los conmutadores dentro de la placa. Es recomendable utilizar la menor distancia posible entre esta placa y la placa de switches, esto para evitar la inducción de ruido electromagnético en el circuito de disparo de los conmutadores. La placa es presentada en la Fig. 3.12.

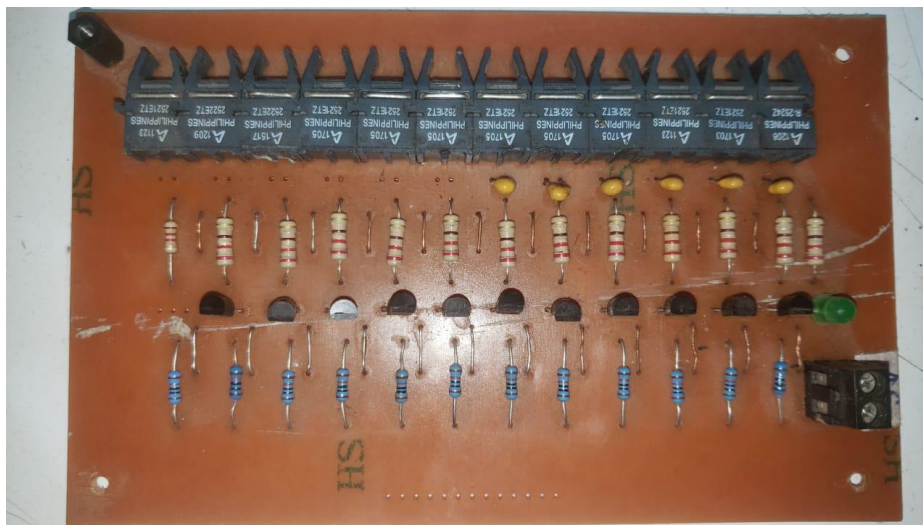


Fig. 3.12 Placa receptora señal óptica

3.5. Sensor de Voltaje

3.5.1 Diseño

El sensor de voltaje debe medir una señal de voltaje alterna, debe diseñarse de manera diferencial para que pueda ser capaz de medir voltajes de Fase-Fase y voltajes de Fase-Neutro. El circuito de entrada consta de un arreglo de resistencias dispuestas de manera simétrica, cuenta con tres canales de entrada. La finalidad del arreglo resistivo es asegurar una corriente máxima independiente de cual canal se esté utilizando. Luego el circuito incluye un amplificador operacional configurado como restador, gracias al arreglo de resistencias se sabe que el resultado de la resta siempre estará entre -2,5 Volts y 2,5 Volts, por lo que se incluye una tercera etapa en el sensor que suma 2,5 Volts. Con este último paso se asegura un voltaje entre 0 Volts y 5 Volts. La Fig. 3.13 muestra el diseño completo del sensor de voltaje diferencial.

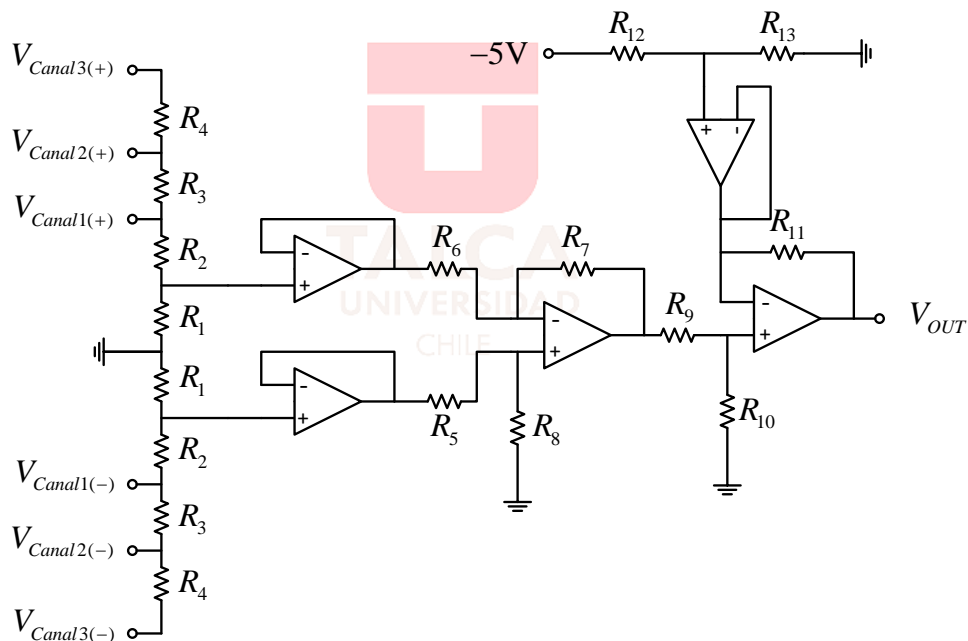


Fig. 3.13 Sensor de Voltaje diferencial de 3 canales

Parte del desafío es buscar como seleccionar que canal se utilizará, para esto se diseñó un módulo con un selector de 3 posiciones con el cual se podrá elegir el canal adecuado. La idea es asegurar que nunca se pueda seleccionar dos canales distintos al mismo tiempo. El resultado de la construcción del sensor se muestra en la Fig. 3.14.

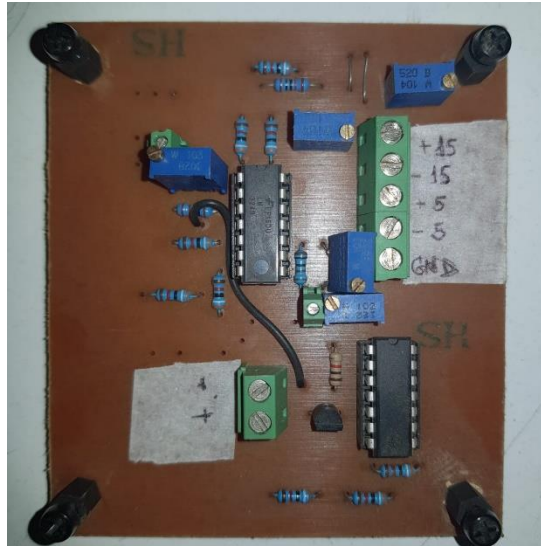


Fig. 3.14 Placa sensor de voltaje

3.5.2 Cálculos

A continuación, se realizan los cálculos necesarios para encontrar el valor de las resistencias de cada canal.

A. Canal 1

El canal 1 se diseña para medir un voltaje diferencial de $20 V_{p-p}$. Dado que el arreglo resistivo es simétrico, para simplificar los cálculos se considera un voltaje de $10 V_{peak}$ y solo una parte del arreglo resistivo [Fig. 3.15].

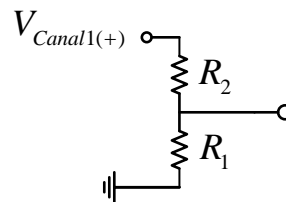


Fig. 3.15 Arreglo resistivo canal 1

La resistencia de medición es R_1 , se debe considerar una corriente pequeña para que no sea necesario utilizar resistencias de gran potencia, para simplificar todos los cálculos, se escoge una corriente (I) de 1,25 mA. El otro valor a elegir es la caída de tensión en R_1 , por conveniencia esta debe ser $V_{R1} = 1,25 \text{ Volts}$, por lo que solo falta calcular el Valor de R_1 , según Ley de Ohm se tiene que:

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I} \quad (3.5)$$

$$R_1 = \frac{1,25}{0,00125} = 1000 \Omega \quad (3.6)$$

Con estos valores es posible obtener el valor de R2 de manera que:

$$V_{C1} = R_2 * I + R_1 * I \quad (3.7)$$

$$R_2 = \frac{V_{C1}}{I} - R_1 \quad (3.8)$$

$$R_2 = 8000 - 1000 = 7000 \Omega \quad (3.9)$$

B. Canal 2

El canal 2 se diseña para medir un voltaje de $200 V_{p-p}$, por lo que se considera $100 V_{peak}$ y una parte del arreglo resistivo como se presenta en la Fig. 3.16.

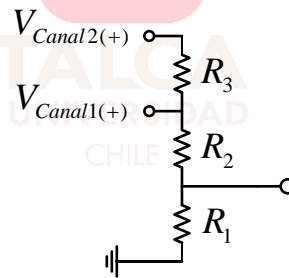


Fig. 3.16 Arreglo resistivo canal 2

A partir de las ecuaciones (3.6) y (3.9), se obtiene el valor de R_1 y R_2 respectivamente. R_3 se obtiene a partir de la ecuación (3.10).

$$R_3 = \frac{V_{c2}}{I} - R_2 - R_1 \quad (3.10)$$

$$R_3 = 80000 - 7000 - 1000 = 72000 \Omega \quad (3.11)$$

C. Canal 3

El canal 3 se diseña para un voltaje de $700 V_{p-p}$. Para efecto de simplificación de cálculos se considera un voltaje de 350 Volts. El Diseño del canal 3 se presenta en la Fig. 3.17.

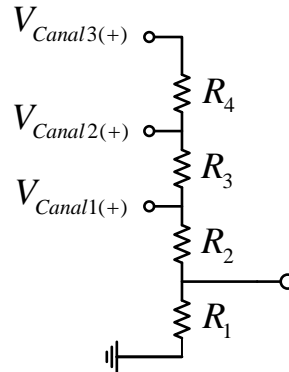


Fig. 3.17 Arreglo resistivo canal 3

A partir de la ecuación (3.10) se conoce el valor de R_1 , R_2 y R_3 . Luego, R_4 es obtenido a partir de la ecuación (3.12).

$$R_4 = \frac{V_{C3}}{I} - R_3 - R_2 - R_1 \quad (3.12)$$

$$R_4 = 280000 - 72000 - 7000 - 1000 = 200 \text{ k}\Omega \quad (3.13)$$

3.6. Sensor de Corriente

3.6.1 LTS 25 NP

El sensor de corriente utilizado es el LTS-25NP de la marca LEM (Fig. 3.18) el cual utiliza el efecto hall para la medición de la corriente, este elemento requiere de una alimentación de 5 Volts en corriente continua.

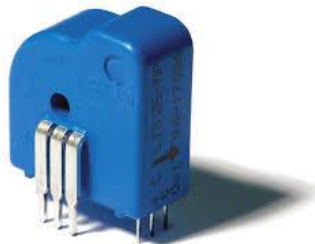


Fig. 3.18 LTS-25NP

El sensor entrega una señal de voltaje como resultado de la medición la cual tiene una base de 2.5 Volts con una variación de ± 0.6 Volts según corresponda si la medición es positiva o negativa.

La gran ventaja de este sensor es que permite la variación de la resolución en la medición en 3 modos, el primero permite medir corrientes de ± 25 amperes RMS, el segundo permite medir corrientes de ± 12 amperes RMS, y el último modo permite medir corriente de ± 8 amperes RMS. Lo anterior mencionado y la configuración correspondiente a cada modo se presenta en la Tabla 3.4.

Tabla 3.4 Configuraciones sensor de corriente

| Número de vueltas | Corriente nominal RMS | Voltaje de salida nominal V_{out} | Resistencia primaria $R_p [m\Omega]$ | Inductancia primaria $L_p [\mu H]$ | Conexiones recomendadas |
|-------------------|-----------------------|-------------------------------------|--------------------------------------|------------------------------------|-------------------------|
| 1 | ± 25 | 2.5 ± 0.625 | 0.18 | 0.013 | |
| 2 | ± 12 | 2.5 ± 0.600 | 0.81 | 0.05 | |
| 3 | ± 8 | 2.5 ± 0.600 | 1.62 | 0.12 | |

3.6.2 Diseño

Parte de los requerimientos del proyecto era poder otorgar la posibilidad al usuario de seleccionar la corriente máxima a medir en el sistema. En un comienzo se pensó en la posibilidad de aprovechar la característica del sensor de corriente LTS25NP que permite variar la corriente máxima a medir sin variar el voltaje nominal de salida, se desestimó esta idea ya que encontrar la combinación de interruptores que logran esta función se volvió muy complicado. La solución consiste en aprovechar que el voltaje de salida nominal debe pasar por un proceso de amplificado para normalizarlo entre 0 Volts y 5 Volts. Se calcularon las resistencias adecuadas para lograr medir corrientes de 5, 8 y 11 amperes y obtener el resultado de la medición en un voltaje entre 0 y 5 Volts.

Para este diseño se fijó la configuración del sensor de corriente en 2, permitiendo una medición de hasta ± 12 amperes. El diseño es presentado en la Fig. 3.19.

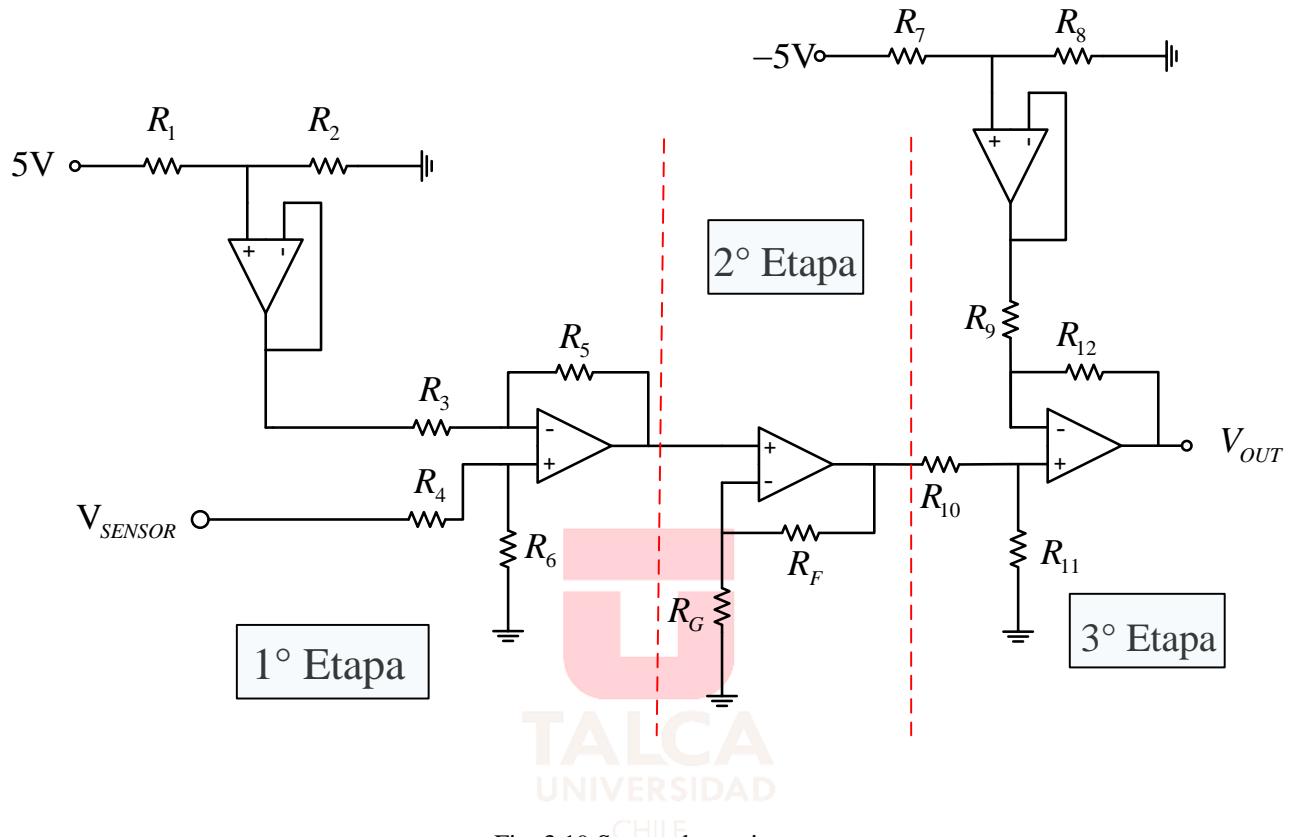


Fig. 3.19 Sensor de corriente

En la primera etapa, se recibe el voltaje desde el sensor LTS25NP y se resta 2.5 Volts para eliminar el *Offset*, ahora la señal varía entre ± 0.6 Volts. En la segunda etapa, se amplifica esta señal calculando el R_F adecuado según la corriente que se desee medir; la señal ahora variará entre ± 2.5 Volts. La tercera etapa añade un *Offset* de 2.5 Volts para que V_{OUT} esté entre 0 y 5 Volts. La construcción del sensor de corriente es presentado en la Fig. 3.20.

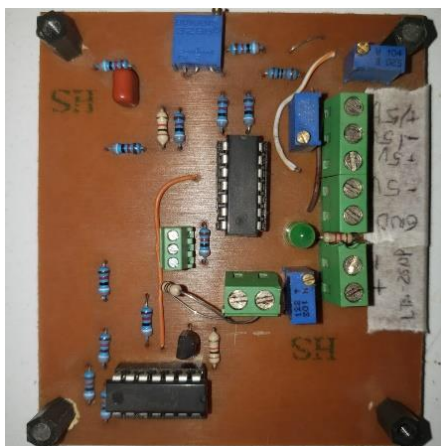


Fig. 3.20 Circuito para la medición de corriente

3.6.3 Cálculos

A continuación se deben calcular las resistencias R_F y R_G para que al medir 5, 8 u 11 amperes se logre obtener un voltaje entre 0 y 5 Volts en el terminal V_{OUT} considerando que la configuración del sensor LTS25NP corresponde a un máximo de ± 12 Amperes. Para simplificar los cálculos y diseño se asigna un valor a R_G equivalente a $1k\Omega$.

A. 5 Amperes

Lo primero es obtener la variación máxima de voltaje que entregará el sensor, para esto utilizamos la ecuación (3.14).

$$\frac{I_{max}}{I_{med}} = \frac{V_{max}}{x} \quad (3.14)$$

Donde:

- I_{max} = Corriente a la cual está configurada el sensor.
- V_{max} = Variación máxima del voltaje que entrega el sensor.
- I_{med} = Corriente máxima que deseamos medir con el sensor.

$$x = \frac{V_{max} * I_{med}}{I_{max}} \quad (3.15)$$

$$x = \frac{0.6 * 5}{12} = 0.25 \quad (3.16)$$

Ahora se debe calcular el valor de la ganancia (G) para que los 0.25 Volts obtenidos en la ecuación (3.16) se eleven a 2.5 Volts.

$$0.25 * G = 2.5 \quad (3.17)$$

$$G = \frac{2.5}{0.25} = 10 \quad (3.18)$$

Finalmente, se debe encontrar los valores de R_F y R_G para lograr la ganancia obtenida en (3.18). Para eso es necesario conocer la ecuación de un OPAM en modo amplificador.

$$G = 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad (3.19)$$

$$R_F = \frac{G - 1}{R_G} \quad (3.20)$$

$$R_F = \frac{10 - 1}{1} = 9 \quad (3.21)$$

De la ecuación (3.21) se obtiene que el valor adecuado para la medición de 5 Amperes es $R_F = 9 \text{ k}\Omega$.

B. 8 Amperes

Se utiliza la ecuación (3.15) con $i_{med}=8$ Amperes.

$$x = \frac{0.6 * 8}{12} = 0.4 \quad (3.22)$$

Ahora se aplica la ecuación (3.18).

$$G = \frac{2.5}{0.4} = 6.25 \quad (3.23)$$

Luego, a partir de la ecuación (3.20) se tiene que:

$$R_F = \frac{6.25 - 1}{1} = 5.25 \quad (3.24)$$

De la ecuación (3.24) se obtiene que el valor adecuado para la medición de 8 Amperes es $R_F = 5.25 \text{ k}\Omega$.

C. 11 Amperes

Se utiliza la ecuación (3.15) con $i_{med}=11$ Amperes.

$$x = \frac{0.6 * 11}{12} = 0.55 \quad (3.25)$$

Ahora se aplica la ecuación (3.18) para obtener G .

$$G = \frac{2.5}{0.55} = 4.54 \quad (3.26)$$

Luego, a partir de la ecuación (3.20) se tiene que:

$$R_F = \frac{4.54 - 1}{1} = 3.54 \quad (3.27)$$

De la ecuación (3.27) se obtiene que el valor adecuado para la medición de 8 Amperes es $R_F = 3.54 \text{ k}\Omega$.

3.7. Acondicionamiento de señales

Para otorgar una mayor robustez al sistema la transmisión de datos se realiza en lazos de corriente de 4-20 mA. Según la 1ª ley de Kirchoff, la corriente en un lazo cerrado es la misma en cualquier punto, por lo que es más inmune a ruidos eléctricos y electromagnéticos otorgando una mayor precisión y la posibilidad de transmitir a mayores distancias. En este proyecto la señal debe ser codificada a corriente y luego decodificada nuevamente a voltaje, ambos circuitos se muestran a continuación.

3.7.1 Voltaje a Corriente

La figura Fig. 3.21 corresponde al circuito que transforma la señal de voltaje en una señal de corriente de 4 a 20 mA.

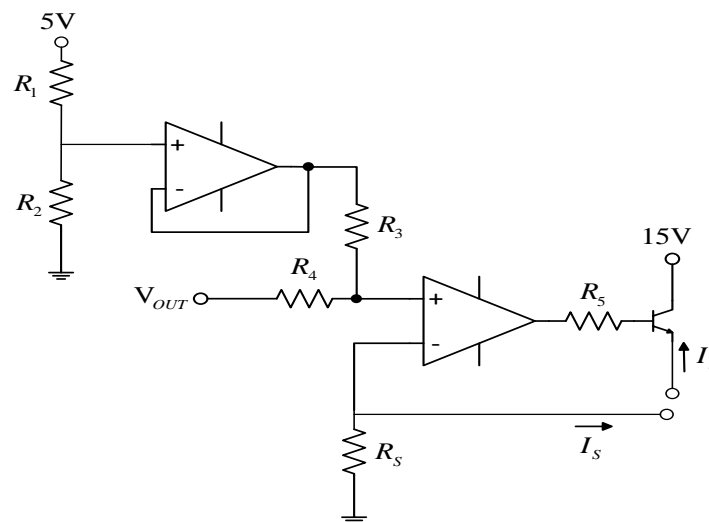


Fig. 3.21 Circuito conversor voltaje a corriente

Es necesario calcular un valor adecuado para R_S y V_{offset} de tal modo que I_S varíe entre 4-20 mA. Al realizar un análisis al circuito anterior se puede llegar a la ecuación (3.28).

$$I_S * R_S = \frac{(V_{offset} + V_{OUT})}{2} \quad (3.28)$$

Se conoce que la ecuación es lineal y además se conocen 2 igualdades, cuando V_{OUT} sea cero, I_S de ser 4 mA y cuando V_{OUT} sea 5 Volts, I_S debe ser 20 mA. Se pueden obtener 2 ecuaciones con 2 incógnitas, por lo que el problema tiene solución.

$$\frac{V_{offset}}{2} + \frac{0}{2} - 4 * 10^{-3} * R_S = 0 \quad (3.29)$$

$$\frac{V_{offset}}{2} + \frac{5}{2} - 20 * 10^{-3} * R_S = 0 \quad (3.30)$$

A partir de la ecuación (3.29) se despeja la incógnita V_{offset} .

$$R_S = \frac{V_{offset}}{8 * 10^{-3}} \quad (3.31)$$

Luego, se reemplaza (3.31) en la ecuación (3.30).

$$\frac{V_{offset}}{2} + \frac{5}{2} - 20 * 10^{-3} * \frac{V_{offset}}{8 * 10^{-3}} = 0 \quad (3.32)$$

$$V_{offset} = 1.25 \quad (3.33)$$

El siguiente paso es reemplazar (3.33) en la ecuación (3.29).

$$\frac{1.25}{2} - 4 * 10^{-3} * R_S = 0 \quad (3.34)$$

$$R_S = 156.25 \quad (3.35)$$

Para que tenga sentido la comunicación por corriente, se incluyó la transformación de voltaje a corriente en diseño de las placas correspondientes a los sensores de voltaje y corriente, que se observan

en Fig. 3.14 Placa sensor de voltaje y en Fig. 3.20 Circuito para la medición de corriente respectivamente.

3.7.2 Corriente a Voltaje

El circuito conversor de corriente a voltaje es mostrado en Fig. 3.22, este circuito fue diseñado para convertir corrientes de 4 a 20 mA en un voltaje de 0 a 5 Volts.

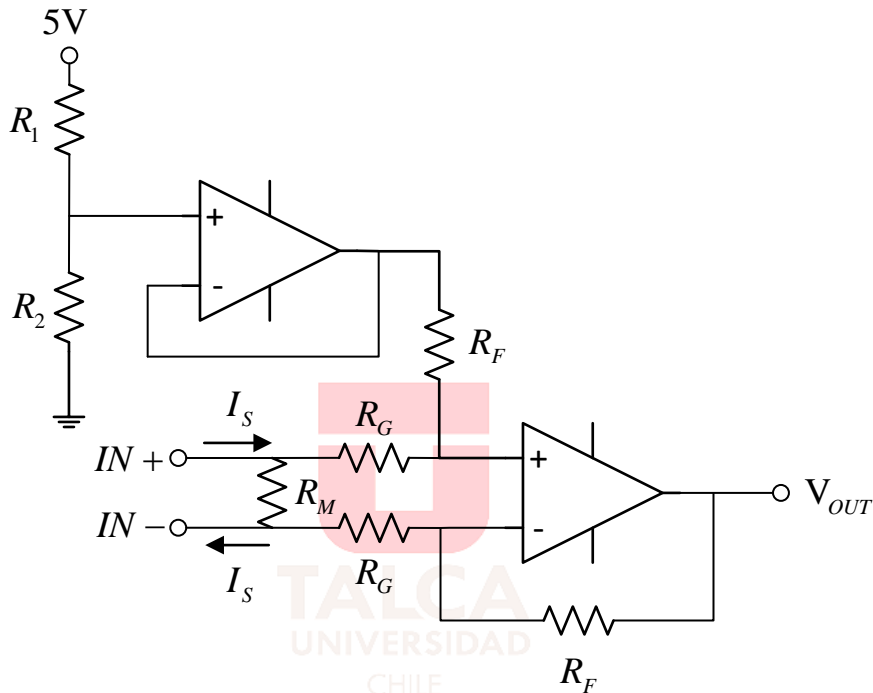


Fig. 3.22 Circuito conversor de corriente a voltaje

A partir de Fig. 3.22 Circuito conversor de corriente a voltaje obtenemos la ecuación (3.36).

$$V_{OUT} = \frac{R_F}{R_G} * I_S * R_M + V_{offset} \quad (3.36)$$

Para simplificar el problema se hace la igualdad $G = \frac{R_F}{R_G}$, además se conoce el valor de $R_M = 100 \Omega$, que es una pequeña resistencia de medición. Con esto, y considerando los valores ya conocidos para I_S y V_{OUT} , se tiene que:

$$G * 4 * 10^{-3} * 100 + V_{offset} - 0 = 0 \quad (3.37)$$

$$G * 20 * 10^{-3} * 100 + V_{offset} - 5 = 0 \quad (3.38)$$

Se obtienen 2 ecuaciones y 2 incógnitas por lo que se procede a despejar G a partir de la ecuación (3.37).

$$G = \frac{-V_{offset}}{4 * 10^{-3} * 100} \quad (3.39)$$

Ahora, reemplazando (3.39) en (3.38) se obtiene:

$$\frac{-V_{offset}}{4 * 10^{-3} * 100} * 20 * 10^{-3} + V_{offset} - 5 = 0 \quad (3.40)$$

$$V_{offset} = -1.25 \quad (3.41)$$

Luego, se reemplaza (3.41) en (3.37).

$$G * 4 * 10^{-3} * 100 - 1.25 - 0 = 0 \quad (3.42)$$

$$G = 3.125 \quad (3.43)$$

Finalmente, se considera R_G como $1.2 \text{ k}\Omega$.

$$R_F = R_G * G = 3.75 \quad (3.44)$$

La placa diseñada para convertir corriente en voltaje es mostrada en la Fig. 3.23

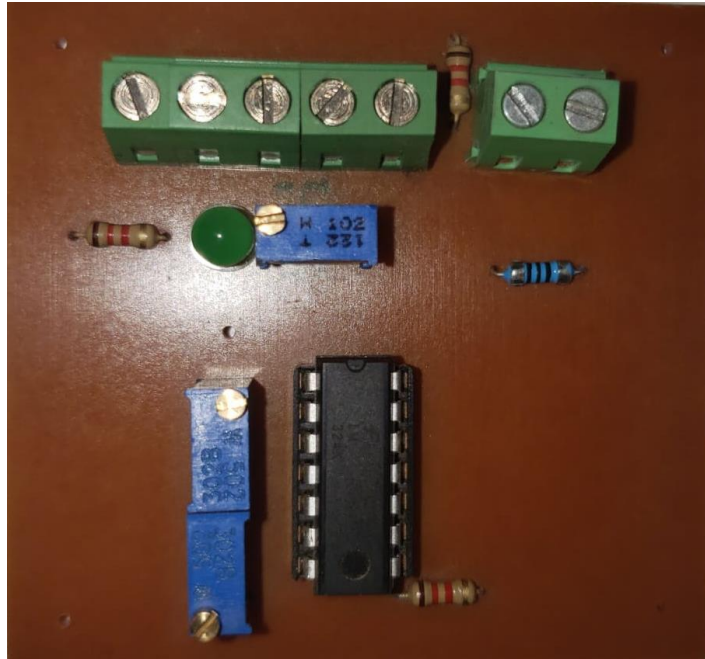


Fig. 3.23 Circuito convertidor de corriente a voltaje

3.8. Fuente de Poder

Como fuente de poder se optó por utilizar una fuente de poder regulada de un computador antiguo (Fig. 3.24). Se decidió utilizar este tipo de fuente por su gran confiabilidad y voltajes estables. Proporciona voltajes positivos y negativos diferenciados por color. En la Tabla 3.5 se muestra a que voltaje corresponde cada color.



Fig. 3.24 fuente de poder regulada

3.8.1 Especificaciones

Las especificaciones de la fuente utilizada son mostradas en la Tabla 3.5.

Tabla 3.5 Voltajes fuente de poder

| MODELO | | LPK2-30 (450W) | |
|------------|---------|----------------|------------|
| ENTRADA AC | VOLTAJE | CORRIENTE | FRECUENCIA |
| | 230 VAC | 2-5 A | 50 Hz |
| SALIDAS | | | |
| COLOR | VOLTAJE | CORRIENTE | |
| NARANJO | +3.3 V | 25 A | |
| ROJO | +5 V | 35 A | |
| BLANCO | -5 V | 0.5 A | |
| AMARILLO | +12 V | 18 A | |
| AZUL | -12 V | 0.5 A | |
| MORADO | +5 V | 2 A | |
| NEGRO | COM | - | |

3.9. Implementación

Para la implementación del inversor, se escogió un gabinete de un antiguo PC de escritorio, posee un tamaño adecuado y una ubicación ya definida para la fuente de poder en su interior se montó la placa del módulo integrado de potencia, junto con la placa receptora de señal óptica (ver Fig. 3.25).

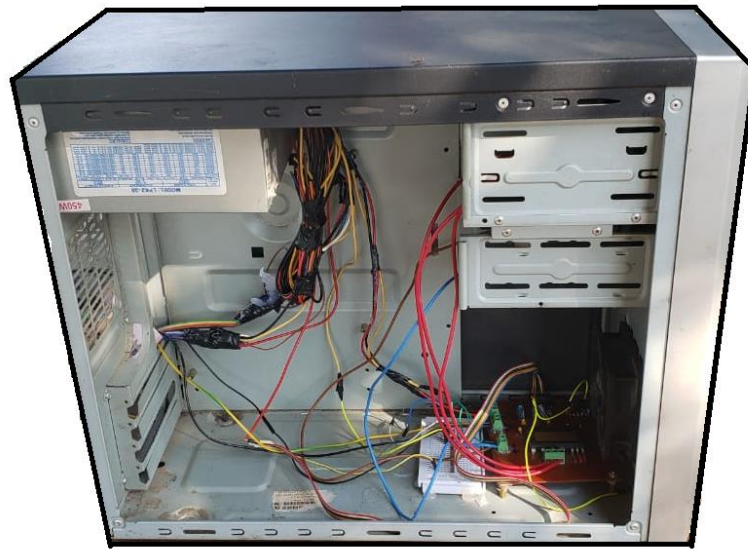


Fig. 3.25 Inversor trifásico vista lateral

En su parte frontal, cuenta con 3 bornes de conexión correspondiente a cada una de las fases del sistema trifásico. El borne rojo corresponde a la fase U, el verde es la fase V y el amarillo es la fase W. Un poco más abajo se encuentran dos bornes para la conexión de la fuente DC, donde el borne rojo corresponde a positivo y el borne negro a negativo (ver Fig. 3.26).



Fig. 3.26 Inversor trifásico vista frontal

Para el sensor de corriente, se organizó todo en una caja plástica de 100x100 mm, en su interior se ordenó la placa del sensor de corriente junto con el sensor LTS-25NP, en la tapa del sensor, se ubicó un Dip-Switch de cuatro canales, al activar cada canal se configura el sensor para un rango distinto de corriente, el canal 1 activa la medición de ± 5 Amperes, el canal 2 activa la medición de ± 8 Amperes y el canal 3 activa la medición de ± 11 Amperes. El canal 4 activa o desactiva el sensor.

Una vista superior del sensor es presentado en la Fig. 3.27.

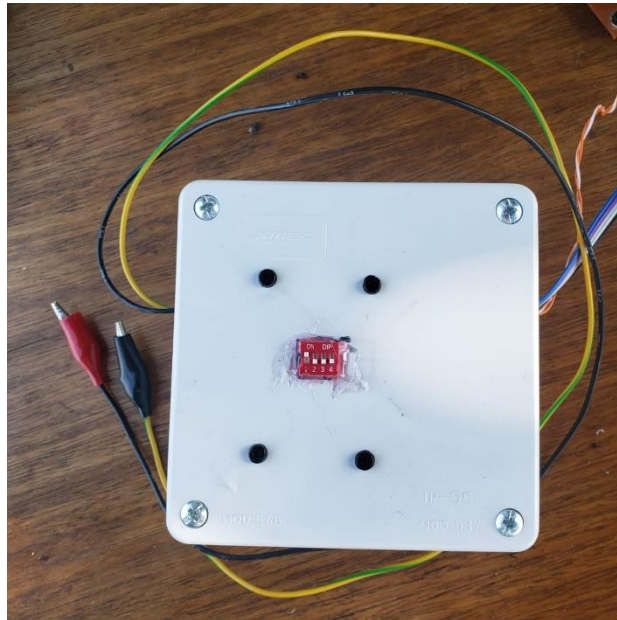


Fig. 3.27 Sensor de corriente

El sensor de voltaje se montó de igual forma en una caja plástica de 100x100 mm, en su interior se encuentra la placa encargada de sensar junto con el arreglo resistivo para lograr la medición de los 3 niveles de voltaje. En la tapa se ubica un Dip-Switch de 6 canales con los cuales es posible seleccionar el rango de voltaje que se desea medir, al activar el canal 1 y 2 es posible medir $20 V_{p-p}$, al activar el canal 3 y 4 es posible medir $200 V_{p-p}$, y finalmente al seleccionar el canal 5 y 6 es posible medir $700 V_{p-p}$. La Fig. 3.28 muestra el sensor de voltaje.



Fig. 3.28 Sensor de Voltaje

El microcontrolador utilizado es la tarjeta Arduino Uno, se selecciona por su fácil programación y bajo costo, además de que cuenta con las características suficientes para realizar la validación de todos los componentes diseñados (Fig. 3.29).



Fig. 3.29 Tarjeta Arduino Uno

Capítulo 4. Resultados experimentales

4.1. Introducción

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos a partir de la implementación del convertidor, se aplica un control PI al inversor con el cual es posible variar la velocidad de un motor DC controlando el voltaje de salida por medio de una señal PWM.

En este caso, las pruebas se realizarán utilizando 2 piernas del inversor formando un puente H capaz de controlar un motor DC, se quiere controlar velocidad, para lo cual se utiliza un encoder rotatorio fijado al eje que mide las RPM, por lo que es posible controlar el voltaje del motor mediante una salida PWM. Se destaca que el motor es de 12 Volts y cuenta con un reductor y su velocidad máxima es 50 RPM. El montaje del motor y el encoder se muestran en la Fig. 4.1.

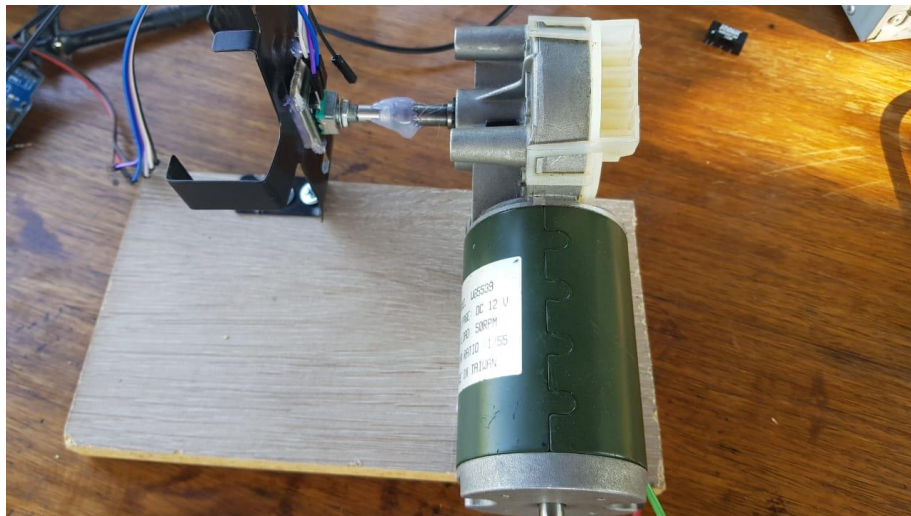


Fig. 4.1 Montaje motor y encoder

El sensor de voltaje está configurado para ser utilizado en el canal 1, permitiendo medir $\pm 20 V_{P-P}$, mientras que por su parte, el sensor de corriente está configurado para medir ± 5 Amperes.

Primero se valida el correcto funcionamiento de los sensores aplicándoles corriente y voltaje respectivamente de forma directa desde una fuente controlada, luego se mide el voltaje a la salida de la placa que transforma corriente en voltaje, de esta forma, se verifica también el funcionamiento de la comunicación en corriente (4-20 mA) entre el microcontrolador y el sensor. El resumen de los parámetros utilizados se presentan en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1 Parámetros implementación

| Parámetros | Valor |
|-----------------------------------|-----------------|
| Configuración sensor de voltaje | ± 20 Volts |
| Configuración sensor de corriente | ± 5 Amperes |
| Frecuencia de conmutación | 10 kHz |

4.1.1 Resultados experimentales

A continuación, se presentan los resultados experimentales obtenidos a partir de la implementación.

A. Validación sensor de voltaje

CH.2 corresponde al voltaje suministrado por la fuente DC, y CH.1 corresponde al voltaje obtenido de la transformación de corriente a voltaje, ya que la transformación es lineal, los resultados esperados se presentan en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2 Valores esperados sensor de voltaje

| CH.1 | CH.2 |
|--------|-------|
| 5 V | 20 V |
| 3.75 V | 10 V |
| 2.5 V | 0 V |
| 1.25 V | -10 V |
| 0 V | -20 V |

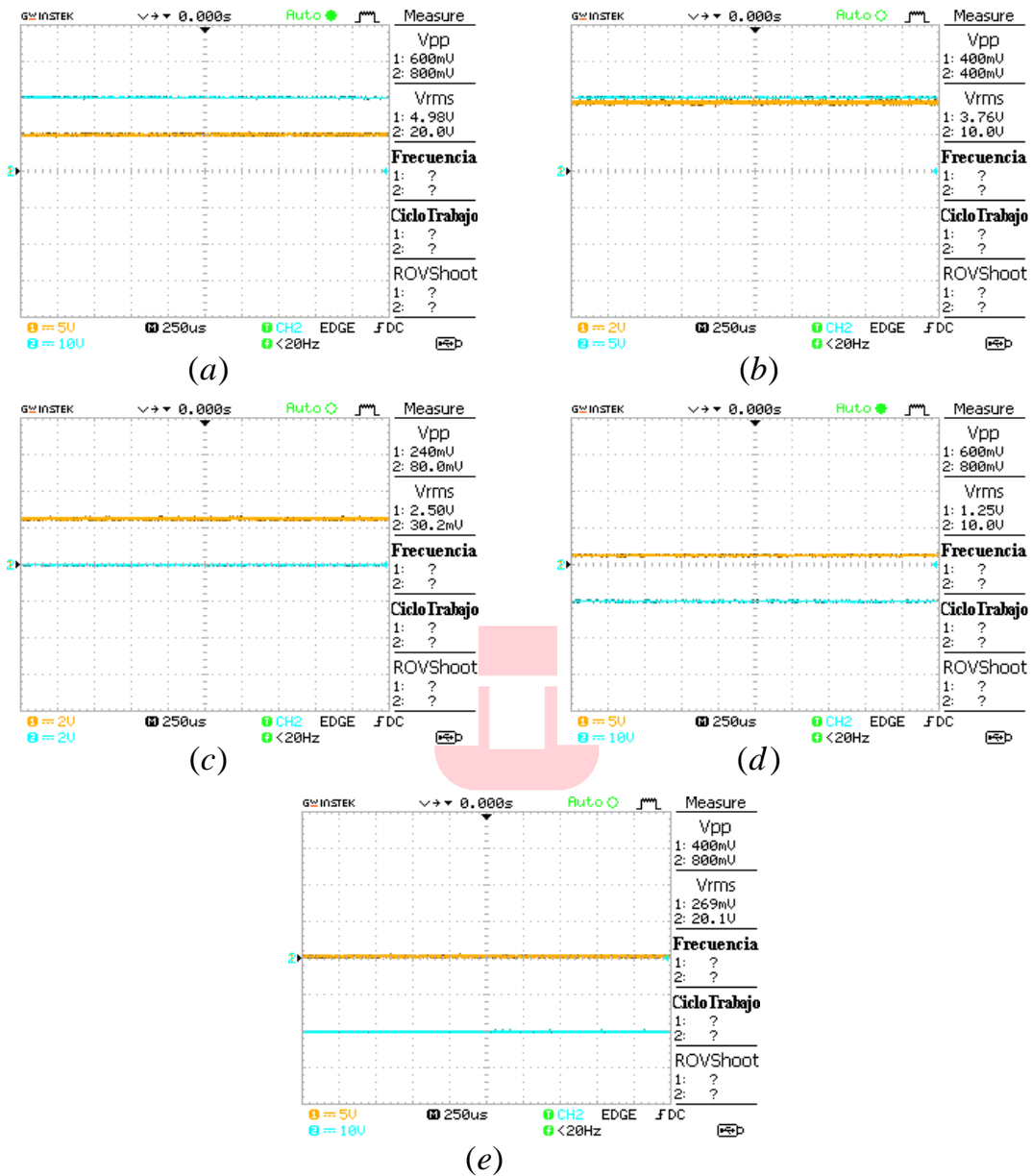


Fig. 4.2 Resultados experimentales sensor de voltaje

En la Fig. 4.2 se demuestra el correcto funcionamiento del sensor de voltaje, existiendo variaciones mínimas con respecto al resultado teórico mostrado en la Tabla 4.2. La diferencia mayor se observa en la Fig. 4.2 (e), donde al medir una diferencia de potencia de -20 Volts (CH.2), el sensor debería estar marcando 0 volts (CH.1), en cambio muestra una pequeña diferencia de potencial cercana a los 200 mV.

B. Validación sensor de Corriente

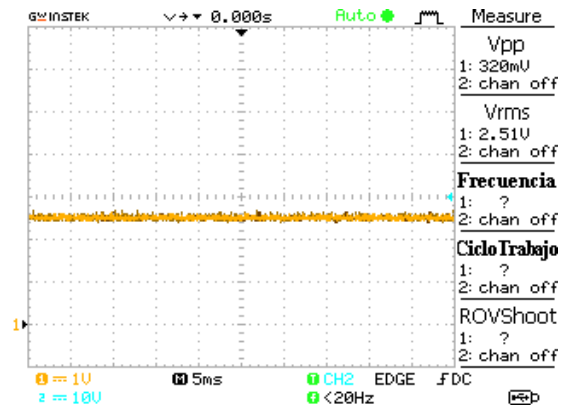
Para comprobar el correcto funcionamiento de este sensor se le aplicaron 3 niveles de corriente, luego en cada uno de los niveles se utilizó el Dip-switch dispuesto en el sensor para modificar el rango de medición y comprobar su correcto funcionamiento. La Tabla 4.3 muestra los valores esperados.

Tabla 4.3 Resultados esperados sensor de corriente

| CORRIENTE MEDIDA | RANGO DE MEDICIÓN | | |
|------------------|-------------------|-----------|------------|
| | $\pm 5 A$ | $\pm 8 A$ | $\pm 11 A$ |
| -5 A | 0 V | 0.94 V | 1.36 V |
| 0 A | 2.5 V | 0 V | 0 V |
| +5 A | 5 V | 4.06 V | 3.63 V |



(a)



(b)

Fig. 4.3 Medición con corriente de 0 A (a) Entrada en corriente del sensor (b) Salida en voltaje del sensor $\pm 5 A$

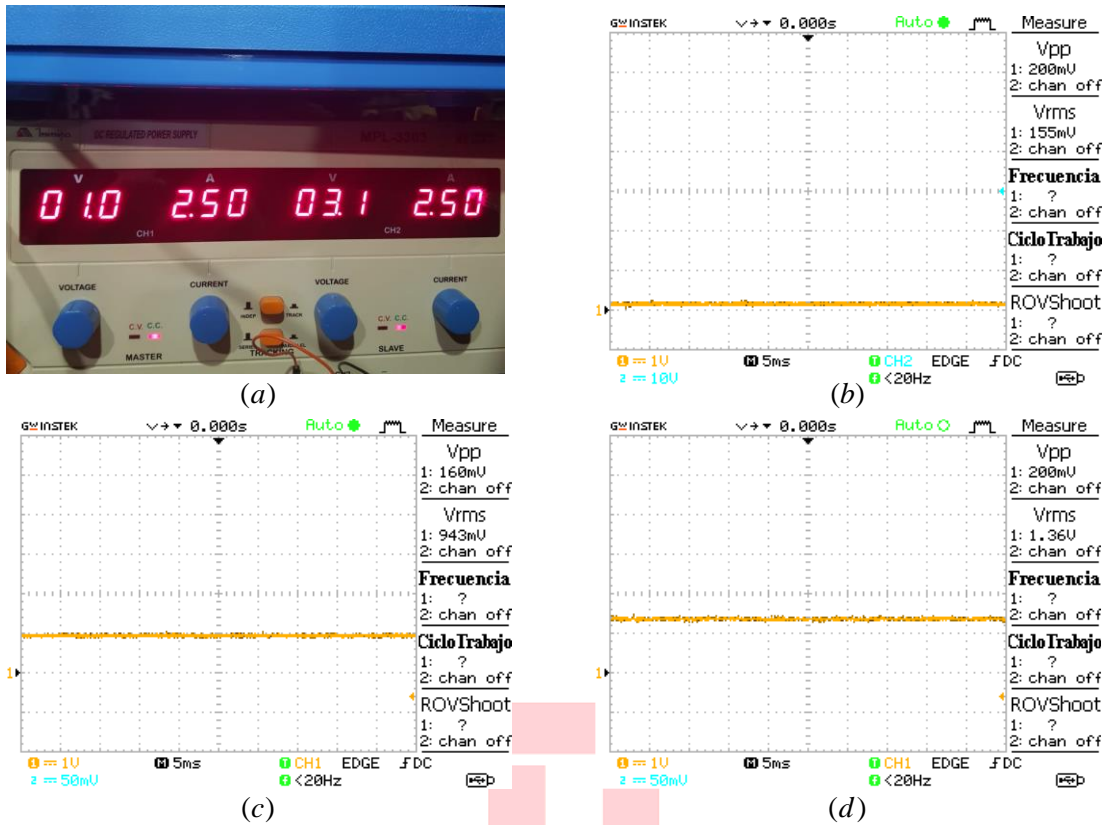


Fig. 4.4 Medición con corriente de -5 A (a) Entrada de corriente del sensor (b) Salida en configuración $\pm 5A$ (c) Salida en configuración $\pm 8A$ (d) Salida en configuración $\pm 11A$

Para la validación del sensor de corriente se consideró el Dip-Switch dispuesto en la parte superior del sensor, se le aplicaron 3 corrientes de entrada, y se cambió el rango de medición para cada una de estas corrientes. En la Fig. 4.3 (b) se observa el valor de voltaje obtenido al ingresar un corriente de 0 A (Fig. 4.3 (a)), en este caso, al cambiar el rango de medición, las 3 gráficas resultaron exactamente iguales, por lo que se muestra solo un ejemplo.

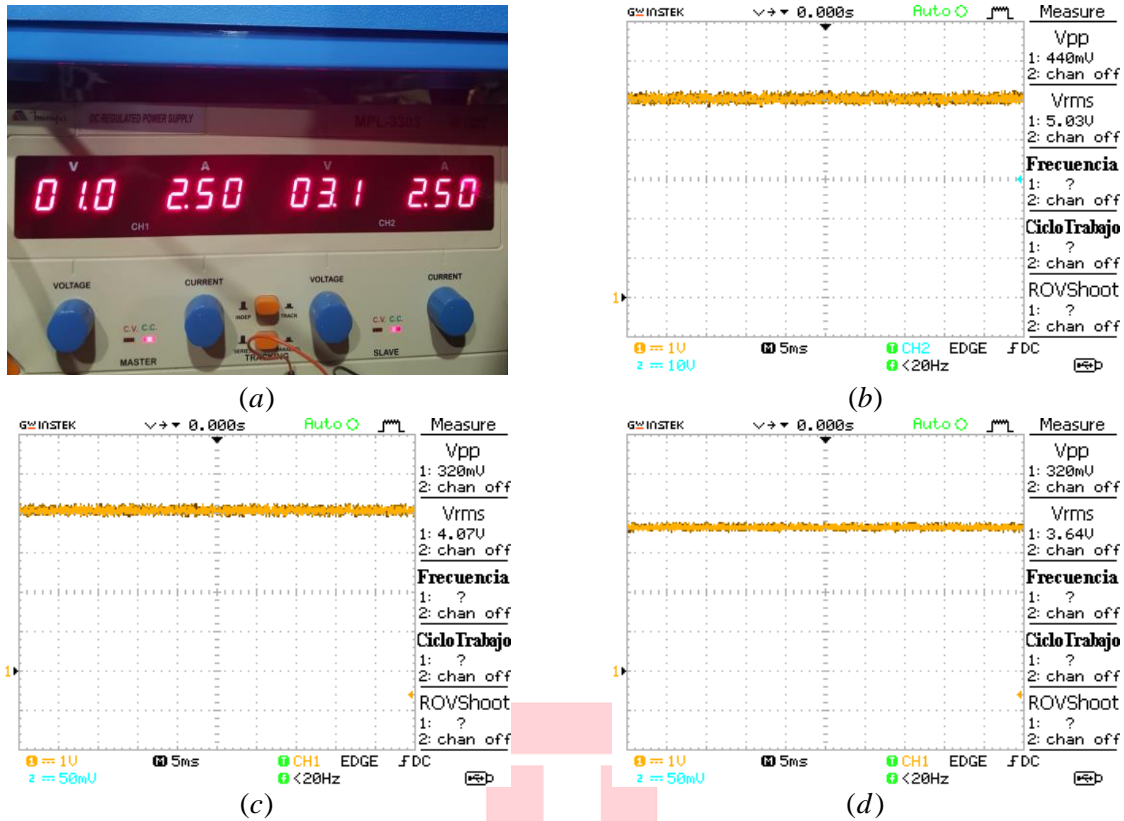


Fig. 4.5 Medición con corriente de 5 A (a) Entrada de corriente del sensor (b) Salida en configuración $\pm 5A$ (c) Salida en configuración $\pm 8A$ (d) Salida en configuración $\pm 11A$

La Fig. 4.4 muestra los resultados obtenidos al ingresar una corriente de -5 Amperes, en Fig. 4.4 (b) se observa un voltaje de 0.15 Volts, lo que es bastante cercano al valor deseado. En Fig. 4.4 (c) se observa una variación mínima de 0.01 volts con respecto al valor mostrado en la Tabla 4.3. Mientras que en Fig. 4.4 (d) el valor empírico es igual al obtenido de manera teórica.

Finalmente, en Fig. 4.5 se observan los resultados al medir una corriente de 5 Amperes, al observar los resultados empíricos con los resultados teóricos se observa una variación mínima de 0.01 Volts.

C. Control de un motor DC

El esquema de control que se utilizó se muestra en la Fig. 4.6.

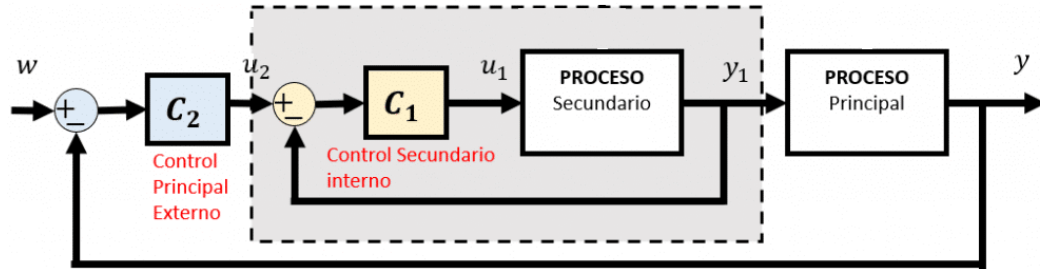


Fig. 4.6 Esquema de control en cascada

El esquema de control en cascada posee dos lazos de control, el principal es el lazo externo con el cual se controlará velocidad y se utilizará un encoder para realizar la medición de esta. El lazo de control interno regulará el voltaje del motor DC, este recibe la señal producto de la diferencia entre u_2 y y_1 , para luego ingresar al controlador como referencia. Para el controlador interno, se utilizará un control PI, mientras que para el control externo es suficiente con un control P.

Se controlará un motor DC utilizando 2 piernas del inversor trifásico a modo de puente H. La Fig. 4.7, en CH.2 muestra la gráfica obtenida a la salida del convertidor al aplicar una referencia de 15 RPM, mientras que CH.1 corresponde a la señal PWM enviada por el microcontrolador al inversor para lograr la conmutación del IGBT.

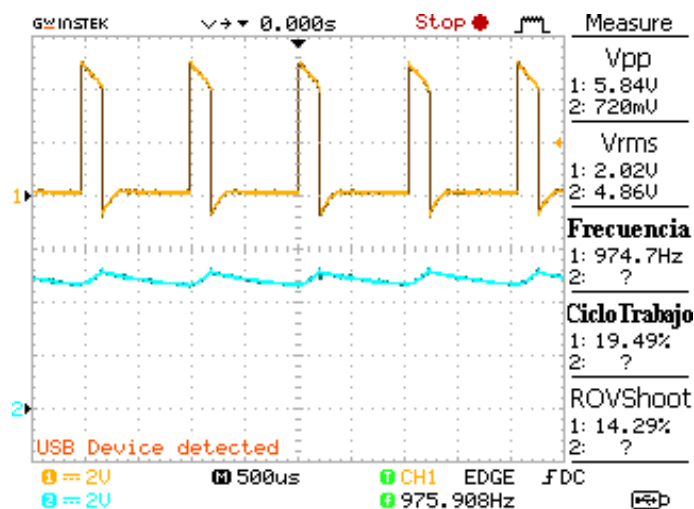


Fig. 4.7 Medición salida del convertidor

Para lograr sensar las RPM del motor se utilizó la señal enviada por el encoder al microcontrolador. En la Fig. 4.8 se observan los pulsos señalados, donde aproximadamente hay 3 pulsos cada 500 ms. Considerando que la resolución del encoder es de 20 pulsos por revolución, es posible obtener la velocidad aproximada del motor.

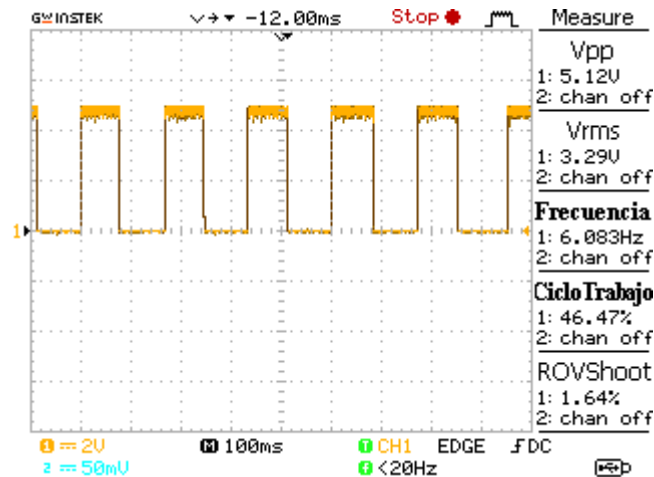


Fig. 4.8 Señal Encoder

Se observa que no todos los pulsos tienen el mismo ancho producto de la oscilación existente en el motor. A partir de los datos obtenidos se resuelve la ecuación (4.1) para obtener la velocidad, resultando un valor bastante cercano a la referencia.

$$RPM = \frac{60 * 3}{20 * 0.5} = 18 \quad (4.1)$$

La Fig. 4.9 muestra la corriente en la salida del convertidor, se observa que el voltaje medido por el osciloscopio es de $2.69 V_{rms}$ por lo que se debe resolver la ecuación para verificar que la medición sea correcta, reemplazando se tiene que la corriente consumida por el motor es de 0.38 amperes, un valor muy cercano al que marcaba la fuente en ese instante.

$$I = \frac{(V - 2.5) * 5}{2.5} = 0.38 A \quad (4.2)$$

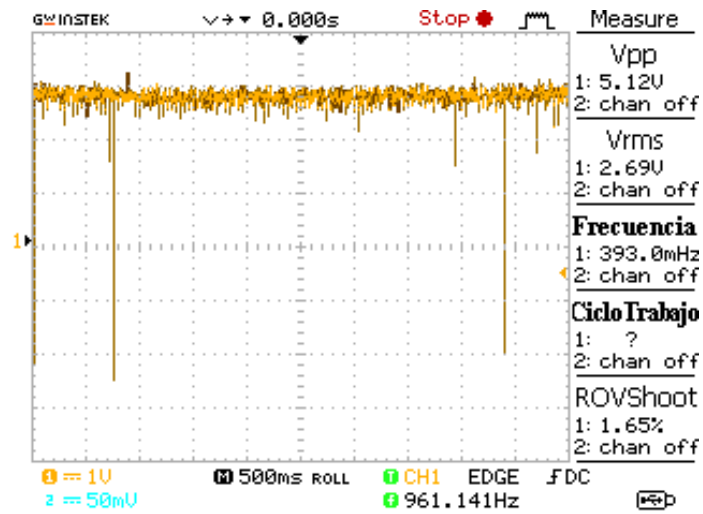


Fig. 4.9 Medición de corriente



Capítulo 5. Conclusiones

5.1. Sumario

En este trabajo se presentó la construcción de un convertidor modular para aplicaciones de laboratorio y pruebas de control, se construyeron sensores tanto para el voltaje como para la corriente, los que permiten una rápida variación del rango de medición. Se comprobó el funcionamiento del módulo integrado de potencia FSBB20CH60C realizando un control simple en cascada a un motor DC.

5.2. Conclusiones

Se logró el objetivo propuesto, si bien no fue posible probar el inversor con un motor trifásico, se demostró que es posible realizar la conmutación del módulo integrado de potencia FSBB20CH60C de una manera sencilla, lo que permitió simplificar de manera significativa el diseño de la placa.

El envío de información por corriente y por señales ópticas dan seguridad al momento de realizar pruebas, ya que no son susceptibles a ruidos que puedan provenir del entorno de trabajo entregando información más verídica y confiable. Además, en el caso de la comunicación por fibra óptica permite tener una aislación del micro contralor con respecto al circuito de control y de potencia.

La instrumentación diseñada e implementada cumplió con todos los requerimientos deseados ya que permitió realizar pruebas de control a lazo cerrado al motor.

El uso de la fuente DC de un computador antiguo entregó confiabilidad al sistema, principalmente a los sensores ya que, al entregar siempre un voltaje estable, no fue necesario realizar la calibración del sensor cada vez que se requirió utilizarlos.

5.3. Trabajos futuros

A pesar del correcto funcionamiento del inversor, es recomendable realizar un par de mejoras en cuanto al diseño. Lo principal sería realizar la construcción de los circuitos en tecnología SMD, para disminuir el tamaño total del convertidor y añadir mayor robustez al sistema.

Otro punto a tener en cuenta para futuros trabajos es utilizar solo componentes de precisión, tanto para las resistencias, amplificadores operacionales y diodos del sistema, ya que en su conjunto a veces era posible encontrar variaciones importantes con respecto a la referencia teórica.

Es importante realizar pruebas de control más precisas, ya sea con un PI que se encuentre mejor sintonizado, o algún otro tipo de control no lineal.

Si es posible, realizar pruebas con un motor trifásico, para poder corroborar el funcionamiento de todo el módulo integrado FSBB20CH60C.

Se recomienda implementar un sistema de acople rápido para la alimentación de los distintos sensores y tarjetas dispuestas en la estación de prueba.



Bibliografía

- [1] M. T. Sabino, “Diseño e Implementación de una Interfaz de Potencia para un Variador de Velocidad de Motores de Inducción.” 2006.
- [2] M. H. Rashid, “Convertidores CD-CD,” *Electrónica de Potencia: Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*. pp. 190–204, 2004.
- [3] k. M. Smedley, “Control Art of Switching Converters,” California Institute of Technology, 1991.
- [4] Z. Yang, C. Shen, L. Zhang, M. L. Crow, and S. Atcitty, “Integration of a StatCom and battery energy storage,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 16, no. 2, pp. 254–260, 2001, doi: 10.1109/59.918295.
- [5] J. Castaneda, J. Enslin, D. Elizondo, N. Abed, and S. Teleke, “Application of STATCOM with energy storage for wind farm integration,” *2010 IEEE PES Transm. Distrib. Conf. Expo. Smart Solut. a Chang. World*, pp. 1–6, 2010, doi: 10.1109/TDC.2010.5484308.
- [6] J. D. Betanzos, “Implementación de un inversor de tres niveles utilizando la modulación por vectores espaciales,” Instituto Politécnico Nacional, 2010.
- [7] V. H. Compeán, C. A. Lara, G. Moctezuma, G. G. Luna, and D. U. Campos, “Diseño Didáctico De Un Rectificador Controlado Trifásico,” no. April, 2017.
- [8] D. W. Hart, “ELECTRONICA DE POTENCIA (Daniel W. Hart).pdf.” p. 472, 2001.
- [9] N. M.-T. M. Undelnd-William, “Electronica de potencia,” vol. 3ra Edicio, 2001.
- [10] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, “Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: A survey,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 691–703, 1998, doi: 10.1109/41.720325.
- [11] F. H. M. Sarmiento, “Estudio de eficiencia en los MOSFET e IGBT para su utilización en convertidores de potencia conmutados,” *Tecnura*, vol. 8, no. 15, pp. 84–96, 2004, doi: 10.14483/22487638.6162.
- [12] Y. H. Zhang and C. T. Zhuang, “Semiconductor operational amplifiers and their Application,” *Chinese Publ.*, 1978.
- [13] G. Fernandez, “USO DE TECNOLOGÍA DE CARBURO DE SILICIO EN CONVERTIDORES CC / CC PARA APLICACIONES DE AERONÁUTICA :,” Universidad Politécnica de Madrid, 2019.
- [14] N. R. Lara, “Diseño de ina interfaz de potencia para el accionamiento de un motor de inducción utilizando la tarjeta DS1103 de dSpace,” Instituto Politecnico Nacional, 2010.
- [15] J. M. Alvarado Farías, “Implementación del accionamiento de un motor de inducción utilizando tecnología ARM.,” INSTITUTO POLITÉCINO NACIONAL, 2017.
- [16] N. S. I. I. Mosfet, “FAIRCHILD.” HGTG20N60B3D DATASHEET, 2001.
- [17] E. Modul, T. Mosfet, and V. Daten, “F4-23MR12W1M1 _ B11 Vorläufige Daten / Preliminary Data F4-23MR12W1M1 _ B11,” 2019.
- [18] J. A. Manrique, “Tranferencia de calor,” *Universidad Tecnológica de Pereira*, vol. 2, pererira, Colombia, 2008.
- [19] C. A. Harper, *Electronic Packaging and Interconnection Handbook*, 4th Ed. 2005.
- [20] S. Manivannan, S. P. Devi, R. Arumugam, and N. M. Sudharsan, “Multi-objective optimization of flat plate heat sink using Taguchi-based Grey relational analysis,” *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, vol. 52, no. 5–8, pp. 739–749, 2011, doi: 10.1007/s00170-010-2754-8.
- [21] M. Mira, “THE DESIGN, TESTING, AND MANUFACTURING OF A PIN FIN EXTRUSION HEATSINK,” *Calif. Polytech. State Univ.*, p. 71.

- [22] P. Asimakopoulos and T. Thiringer, "Heat sink design considerations in medium power electronic applications with long power cycles Keywords Method Simulation models," vol. 1.
- [23] M. Shaukatullah, W. R. Storr, B. J. Hansen, and M. A. Gaynes, "n and Optimization of inks for Low Velocity Appli," p. 494, 1996.
- [24] A. P. TECHNOLOGY, "POWER MOSFET." APT6010B2LL DATASHEET, 2001.
- [25] A. P. TECHNOLOGY, "Igbt, Power M O S." APT80GP60JDF3 DATASHEET, 2004.
- [26] FAIRCHILD, "Smart Power Module Features." FSBB20CH60C DATASHEET, 2008.

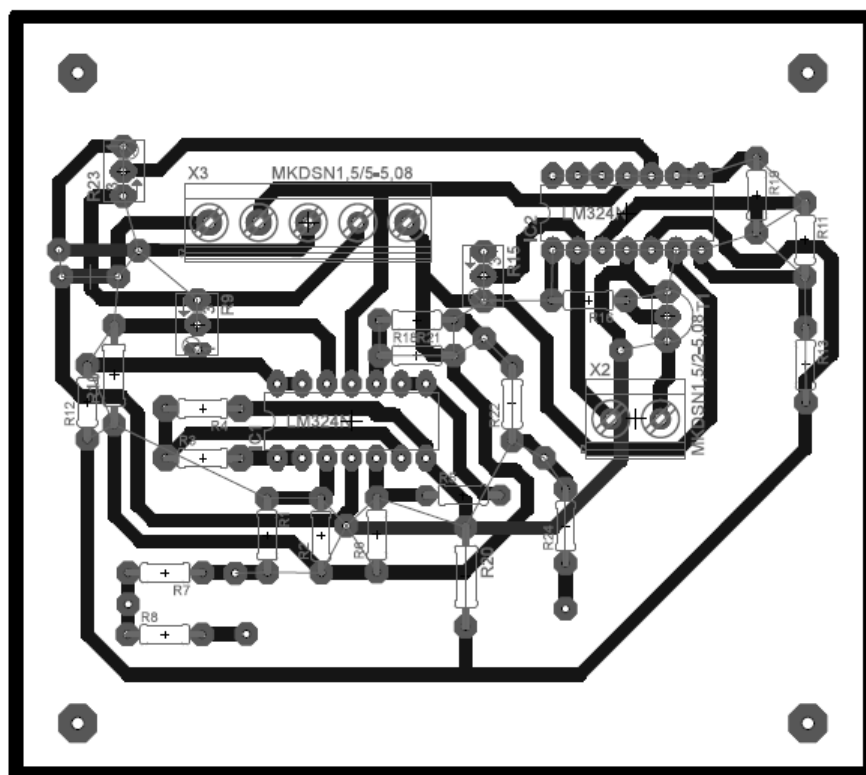


Anexo A. Anexo A. Planos eléctricos y electrónicos

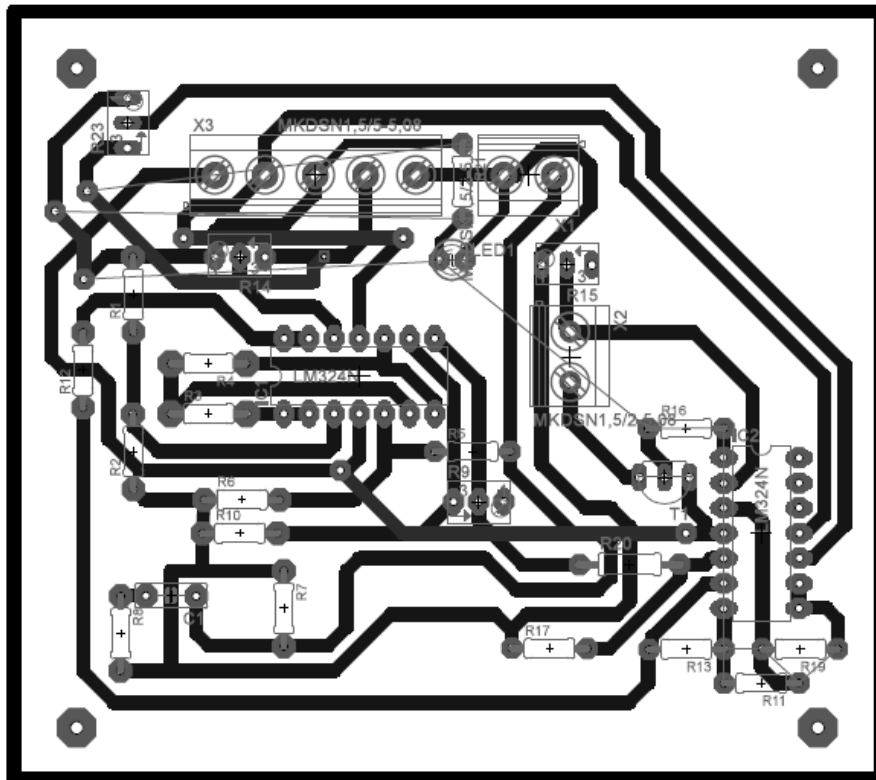
Índice planos eléctricos y electrónicos

| | |
|--|-----------|
| 1/6 Sensor de Voltaje | <u>68</u> |
| 2/6 Sensor de corriente..... | <u>69</u> |
| 3/6 Convertidor FSBB20CH60C | <u>70</u> |
| 4/6 Conversor de corriente a voltaje | <u>71</u> |
| 5/6 Emisor de Fibra óptica | <u>72</u> |
| 6/6 Receptor de Fibra óptica | <u>73</u> |

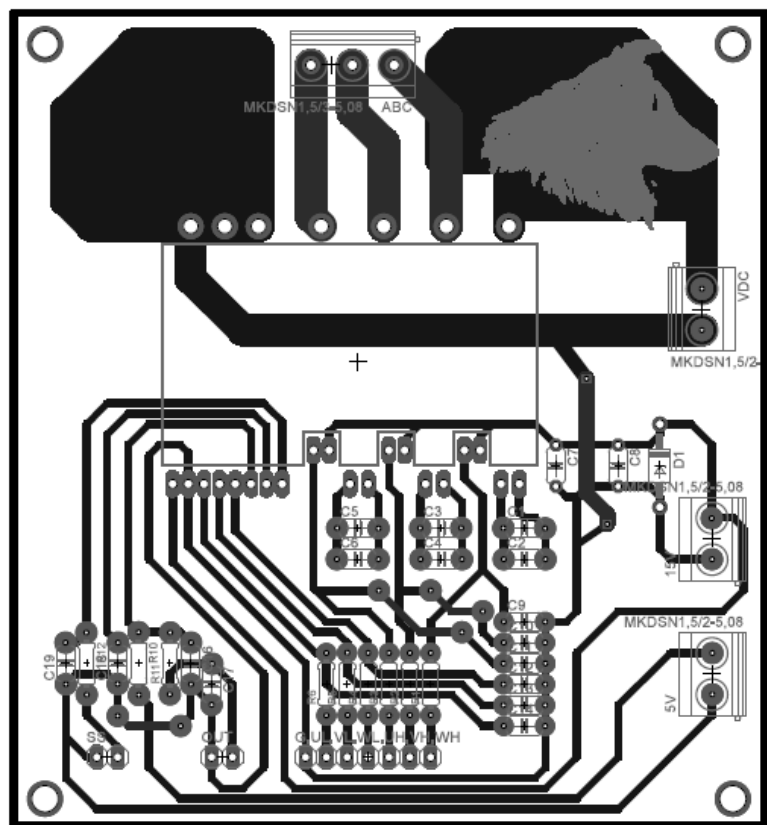




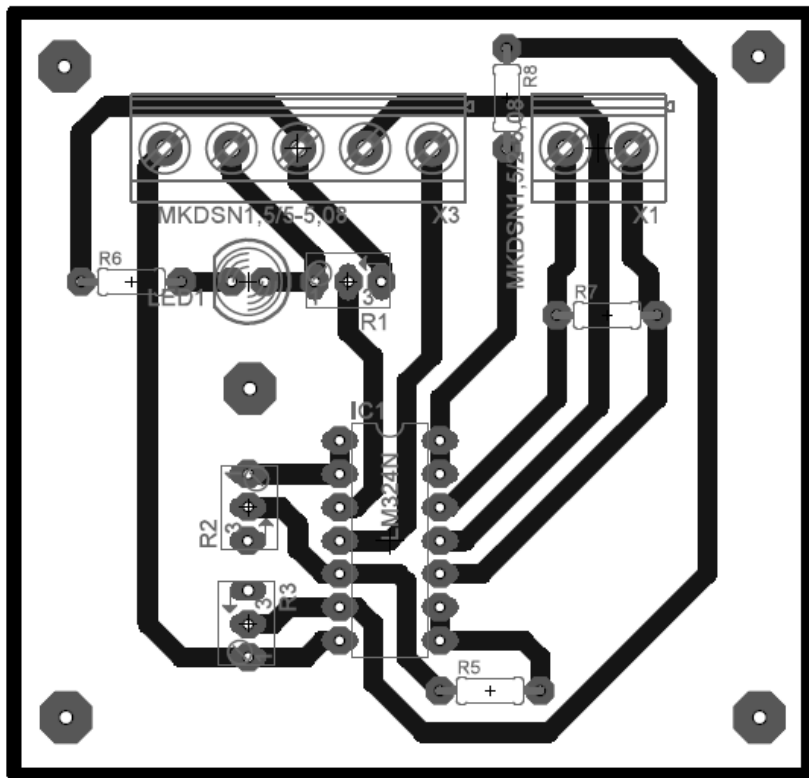
| | | | |
|---------------|----------------------|-------------------|--------------------|
| Diseñado por: | Diego I. Morales V. | Revisado por: | Roberto Ramírez A. |
| | Universidad de Talca | | Convertidor DC/AC |
| | | Sensor de Voltaje | Hoja 1/6 |



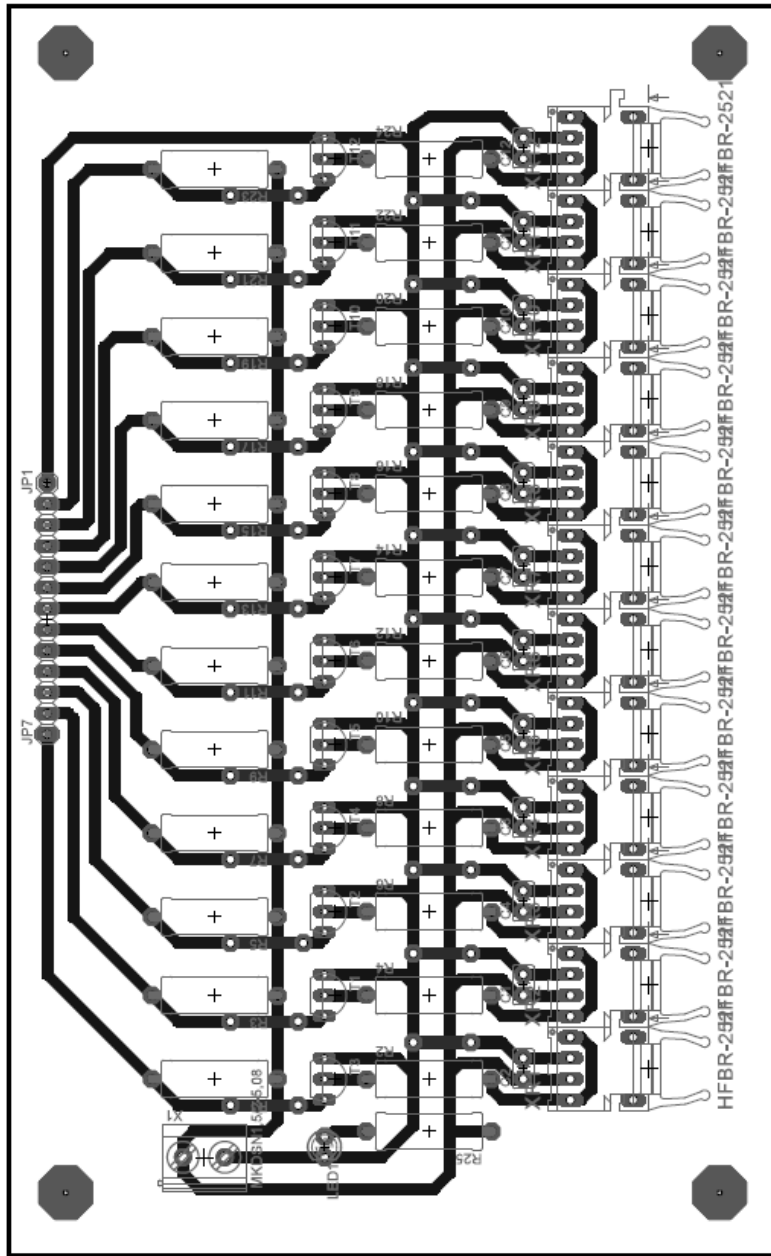
| | | | |
|---------------|-------------------------|---------------------|--------------------|
| Diseñado por: | Diego I. Morales V. | Revisado por: | Roberto Ramírez A. |
| | Universidad de Talca | | Convertidor DC/AC |
| | | Sensor de Corriente | Hoja 2 / 6 |



| | | | |
|---------------|----------------------|-------------------------|--------------------|
| Diseñado por: | Diego I. Morales V. | Revisado por: | Roberto Ramírez A. |
| | Universidad de Talca | | Convertidor DC/AC |
| | | Convertidor FSBB20CH60C | Hoja 3 / 6 |



| | | | |
|---------------|-------------------------|-------------------------------|--------------------|
| Diseñado por: | Diego I. Morales V. | Revisado por: | Roberto Ramírez A. |
| | Universidad de Talca | | Convertidor DC/AC |
| | | Convertor corriente a Voltaje | Hoja 4 / 6 |



| | | | | | |
|---------------|----------------------|--|---------------|--------------------|------------|
| Diseñado por: | Diego I. Morales V. | | Revisado por: | Roberto Ramírez A. | |
| | Universidad de Talca | | | Señal Fibra Óptica | |
| | | | | Receptor | Hoja 6 / 6 |