

DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

OPCIÓN I.- TESIS

TRABAJO PROFESIONAL

“Sistema de Monitoreo y Variador de Frecuencia para
Motores de Corriente Alterna con Alimentación
Basada en Paneles Solares”.

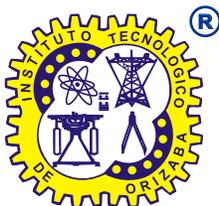
QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
**Maestra en
Ingeniería Electrónica**

PRESENTA:

Ing. Karina Romero Guizasola

DIRECTOR DE TESIS:

M.C. Blanca Estela González Sánchez



FECHA: 07/12/2018
DEPENDENCIA: POSGRADO
ASUNTO: Autorización de Impresión
OPCIÓN: I

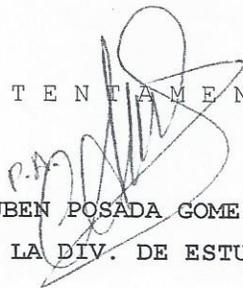
C. KARINA ROMERO GUIZASOLA
CANDIDATO A GRADO DE MAESTRO EN:
INGENIERIA ELECTRONICA

De acuerdo con el Reglamento de Titulación vigente de los Centros de Enseñanza Técnica Superior, dependiente de la Dirección General de Institutos Tecnológicos de la Secretaría de Educación Pública y habiendo cumplido con todas las indicaciones que la Comisión Revisora le hizo respecto a su Trabajo Profesional titulado:

"SISTEMA DE MONITOREO Y VARIADOR DE FRECUENCIA PARA MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA CON ALIMENTACION BASADA EN PANELES SOLARES".

Comunico a Usted que este Departamento concede su autorización para que proceda a la impresión del mismo.

A T E N T A M E N T E


DR. RUBEN POSADA GOMEZ
JEFE DE LA DIV. DE ESTUDIOS DE POSGRADO

C.A. TITULACIÓN



**SECRETARIA DE
EDUCACIÓN PÚBLICA
INSTITUTO
TECNOLÓGICO
DE ORIZABA**

ggc



FECHA : 16/11/2018

ASUNTO: Revisión de Trabajo Escrito

C. DR. RUBEN POSADA GOMEZ
JEFE DE LA DIVISION DE ESTUDIOS
DE POSGRADO E INVESTIGACION.
P R E S E N T E

Los que suscriben, miembros del jurado, han realizado la revisión de la Tesis del (la) C. :

KARINA ROMERO GUIZASOLA

la cual lleva el título de:

"SISTEMA DE MONITOREO Y VARIADOR DE FRECUENCIA PARA MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA CON ALIMENTACION BASADA EN PANELES SOLARES".

Y concluyen que se acepta.

A T E N T A M E N T E

PRESIDENTE : M.C. BLANCA ESTELA GONZALEZ SANCHEZ



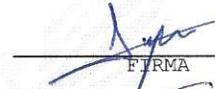
FIRMA

SECRETARIO : DR. ALBINO MARTINEZ SIBAJA



FIRMA

VOCAL : M. I. JOSE PASTOR RODRIGUEZ JARQUIN



FIRMA

VOCAL SUP. : DR. OSCAR OSVALDO SANDOVAL GONZALEZ



FIRMA

EGRESADO(A) DE LA MAESTRIA EN INGENIERIA ELECTRONICA

OPCION: I Tesis





RESUMEN

Este documento contiene el desarrollo teórico y experimental de un sistema de monitoreo y variador de corriente alterna con alimentación basada en paneles solares con el propósito de dar energía a un motor y poder variar su frecuencia. Esta tesis tiene como contenido el desarrollo de la programación del variador de frecuencia en un microcontrolador de 8 bits con programación a nivel registros, este es para controlar un motor monofásico de corriente alterna, a través de este microcontrolador, superando sus restricciones de memoria, se logre tener una señal PWM filtrada que tenga la mayor calidad posible y se asemeje a una senoidal pura.

Por medio del microcontrolador se implementó un sistema de control, que a través de una pantalla LCD se puede visualizar la frecuencia de fase, la velocidad del rotor, el voltaje de motor, la corriente en el motor, estas últimas variables sirven para el sistema de monitoreo, si el sistema muestra alguna irregularidad en las variables medidas se puede tomar una acción preventiva, el valor de la frecuencia se puede variar por el encoder.

El sistema está diseñado para alto voltaje para tener una potencia de 1Hp, se realizó el diseño de un Full-Bridge Step Up que proporciona un voltaje máximo de 312 Volts con un filtro pasa bajas RLC, al igual que el diseño de un inversor monofásico con un filtro pasa bajas RLC



ABSTRACT

This document contains the theoretical and experimental development of a system of monitoring and alternating current with power supply based on solar panels with the purpose of giving energy to a motor and being able to vary its frequency. This thesis has as its content the development of the programming of the frequency driver in an 8-bit microcontroller with register level programming, this is to control a single-phase alternating current motor, through this microcontroller it is that due to its restrictions of memory is overcome to have a filtered PWM signal that has the highest possible quality and resembles a pure sine.

Through the microcontroller a control system was implemented, by LCD you can also visualize the phase frequency, the rotor speed, the motor voltage, the current in the motor, these last variables they serve for the monitoring system, if the system shows some irregularity in the measured variables a preventive action can be taken, the value of the frequency can be varied by the encoder.

The system is designed for high voltage to have a power of 1Hp, the design of a Full-Bridge Step Up was carried out that takes out a voltage of 312 volts with a low pass filter RLC, and the design of a single phase inverter with a low pass filter RLC.



ÍNDICE

RESUMEN	2
ABSTRACT	3
ÍNDICE DE FIGURAS	7
ÍNDICE DE TABLAS	9
INTRODUCCIÓN	10
<i>Problemática</i>	10
<i>Hipótesis</i>	11
<i>Metodología</i>	12
<i>Objetivos</i>	15
Objetivo general	15
Objetivos específicos.	15
<i>Alcances y limitaciones</i>	15
<i>Descripción del documento</i>	15
CAPÍTULO 1 ESTADOS DEL ARTE	17
1.1 <i>Justificación del Proyecto</i>	17
1.2 <i>Estado del arte</i>	17
1.2.1 Paneles Solares para alimentar a un inversor.	17
1.2.2 Convertidor DC-DC o Fuentes Conmutadas.....	19
1.2.3 Tipos De Convertidores CD-CA.	22
1.2.4 Filtros.	23
1.2.5 Generación de señales PWM.	24
CAPÍTULO 2 MARCO TEÓRICO	27
2.1 <i>Marco teórico</i>	27
2.1.1 Módulos Fotovoltaicos.	27
2.1.1.1 Celdas fotovoltaicos.....	27
2.1.1.1.1 Tipos P, N y campo eléctrico.	27
2.1.2 Convertidores.	28
2.1.2.1 Fuentes Conmutadas.	28
2.1.2.1.1 Convertidor Full-Bridge.	28
2.1.2.2 Inversores.....	30
2.1.2.2.1 Estructura del inversor.....	30



2.1.2.2.1.1 Inversor en puente H de onda completa.	31
2.1.2.2.1.2 Inversor de medio puente.	34
2.1.2.3 Variador de Frecuencia.	35
2.1.2.3.1 Principio de funcionamiento.....	36
2.1.2.3.2 Ventajas.....	38
2.1.3 Distorsión Armónica.	38
2.1.3.1 Definición de armónicas.	38
2.1.3.2 Efectos y consecuencias de los armónicos.....	39
2.1.3.3 Distorsión Armónica Total.	40
2.1.4 Filtros Pasabajas.....	40
2.1.5 Modulación PWM.....	41
2.1.5.1 Conmutación Bipolar.....	41
CAPÍTULO 3 DESARROLLO TEÓRICO.....	43
3.1 Estructura del prototipo.	43
3.2 Técnica de Modulación por ancho de pulso(PWM).	44
3.2.1 Generación PWM en microcontroladores.	44
3.2.1.1 Limitaciones de la técnica digital PWM y de los parámetros.....	47
3.3 Algoritmo para la selección de frecuencia.....	48
3.4 Hardware en los microcontroladores.....	50
3.5 Diseño de la técnica PWM de conmutación para la generación de la senoidal monofásica en el inversor.	51
3.5.1 Algoritmo para la implementación.....	51
3.6 Hardware.	52
3.6.1 Sistema Fotovoltaico.....	52
3.6.2 Tarjeta de distribución de bajo voltaje.	53
3.6.3 Tarjeta de Control Principal.	54
3.6.3.1 Periféricos y pines empleados del ATMEGA 2560.....	54
3.6.3.2 Componentes de la tarjeta.	58
3.6.3.3 Entradas y salidas de la tarjeta.....	58
3.6.4 Convertidor Full Bridge.....	59
3.6.4.1 Tarjeta de control, adquisición y drivers.....	59
3.6.4.2 Circuito de potencia.....	60
3.6.4.2.1 Diseño general del Step-Up Full Bridge Converter.....	60
3.6.4.2.2 Diseño II del transformador.....	64
3.6.5 Inversor.....	68
3.6.5.1 Tarjeta de control, drivers y adquisición.....	68
3.6.5.2 Circuito de potencia.....	69
3.6.5.2.1 Diseño del filtro LC a la salida del inversor.....	70
3.6.6 Sistema de monitoreo.	71
3.7 Simulación.....	72
3.7.1 Simulación del filtro para el Full-Bridge Step Up Converter con los valores calculados.	72
3.7.2 Simulación del filtro para el Inversor con los valores calculados.	75



CAPÍTULO 4 DESARROLLO EXPERIMENTAL	78
4.1 Construcción	78
4.1.1 Software	78
4.1.2 Prototipos físicos	78
4.2 Pruebas experimentales por módulo	79
4.2.1 Placa de distribución de bajo voltaje	79
4.2.2 Sistema de control principal	79
4.2.2.1 Descripción y pruebas del software	79
4.2.2.2 Pruebas físicas de la placa de control principal	83
4.2.3 Sistema de control del Full Bridge Converter	83
4.2.3.1 Descripción y pruebas del software	83
4.2.3.2 Pruebas físicas de la placa de control del Full Bridge Converter	84
4.2.4 Sistema de control del Inversor	84
4.2.4.1 Descripción y pruebas del software	84
4.2.4.2 Pruebas físicas de la placa de control del Inversor	85
4.2.5 Placa prototipo Inversor monofásico de bajo voltaje	85
4.3 Integración	86
4.4 Sistema de Monitoreo	86
4.4.1 Medición de la velocidad del motor	86
4.4 Experimentos finales	88
4.4.1 Pruebas	89
4.4.1.1 Variación de Frecuencia	89
4.4.1.2 Variación de Voltaje Full-Bridge Step Up Converter	94
4.5 Análisis de resultados	96
CONCLUSIONES	98
Conclusiones generales	98
Trabajo futuro	99
BIBLIOGRAFÍA	100
ANEXOS	102
Artículo I	102
Artículo II	111



ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1 CONFIGURACIÓN DE UN INVERSOR MULTINIVEL ALIMENTADO POR UN SISTEMA FV.[1]	18
FIGURA 2 SISTEMA DE GENERACIÓN FOTOVOLTAICO.[2]	18
FIGURA 3 SISTEMA DE GENERACIÓN DE ENERGÍA A LA RED.[4]	19
FIGURA 4 TÉCNICA DE CONMUTACIÓN DE VOLTAJE CERO (ZERO VOLTAGE SWITCHING).	21
FIGURA 5 FILTRO CON AMORTIGUAMIENTO (A) Y RESPUESTA EN FRECUENCIA (B).[14]	23
FIGURA 6 SEÑAL PWM ANALÓGICA.[15]	24
FIGURA 7 GENERADOR DE SEÑALES PWM (A), SEÑAL QUE SE PUEDE OBTENER(B) [15]	25
FIGURA 8 SIMÉTRICA Y ASIMÉTRICA REGULAR SAMPLED PWM. [15]	26
FIGURA 9 CONVERTIDOR PUENTE COMPLETO. (FULL-BRIDGE CONVERTER) [23].	29
FIGURA 10 ESQUEMA GENERAL DE UN INVERSOR MONOFÁSICO. [24] [25]	31
FIGURA 11 INVERSOR MONOFÁSICO DE PUENTE H COMPLETO. [26]	32
FIGURA 12 SALIDA DE ONDA CUADRADA, CON CARGA RESISTIVA Y CON CARGA INDUCTIVA. [26]	33
FIGURA 13 EN (A) CIRCUITO DE UN INVERSOR DE PUENTE COMPLETO CON PROTECCIONES, EN (G) GRAFICA DE LOS TIEMPOS DE TRABAJO DE LOS DIODOS E INTERRUPTORES. [26]	34
FIGURA 14 DIAGRAMA DE UN INVERSOR DE MEDIO PUENTE. [26]	35
FIGURA 15 VARIADOR DE FRECUENCIA, (A) ESQUEMA GENERAL Y (B) PARTES DE UN INVERSOR TRIFÁSICO. [27]	37
FIGURA 16 FILTRO PASA-BAJAS LC.	41
FIGURA 17 PWM DE CONMUTACIÓN BIPOLAR Y SALIDA DEL INVERSOR. [26]	42
FIGURA 18 ESTRUCTURA DEL PROTOTIPO.	43
FIGURA 19 MUESTREO DE UNA SENOIDAL.	45
FIGURA 20 SEÑAL PWM GENERADA POR UN MICROCONTROLADOR.	45
FIGURA 21 DIAGRAMA DEL ALGORITMO SELECTOR DE FRECUENCIA.	49
FIGURA 22 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE LA TARJETA DE DISTRIBUCIÓN.	53
FIGURA 23 ESQUEMÁTICO PLACA MADRE.	54
FIGURA 24 DIAGRAMA DEL ARDUINO, LOS CÍRCULOS ROJOS MUESTRAN LOS PINES QUE SE UTILIZARON DE LA TARJETA. ...	57
FIGURA 25 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE LA PLACA DE CONTROL, DRIVERS Y ADQUISICIÓN DEL CONVERTIDOR DE PUENTE COMPLETO.	59
FIGURA 26 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL CIRCUITO DE POTENCIA PARA EL CONVERTIDOR DE PUENTE COMPLETO.	60
FIGURA 27 DIAGRAMA DE LA PLACA DE CONTROL, DRIVERS Y ADQUISICIÓN DEL INVERSOR MONOFÁSICO.	68
FIGURA 28 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL CIRCUITO DE POTENCIA DE UN INVERSOR MONOFÁSICO.	69
FIGURA 29 FILTRO LC.	70
FIGURA 30 CIRCUITO ELÉCTRICO DEL FILTRO DE LA ELEVADORA EN MULTISIM.	72
FIGURA 31 SIMULACIÓN DEL FILTRO LC PARA LA ELEVADORA. ENTRADA 70 KHZ AL 50% DEL PWM.	73
FIGURA 32 SIMULACIÓN DEL FILTRO LC PARA LA ELEVADORA. ENTRADA 40 KHZ A 50% DEL PWM.	73
FIGURA 33 SIMULACIÓN DEL FILTRO LC PASA-BAJAS DE LA ELEVADORA. ENTRADA DE 20KHZ AL 25% DEL PWM.	74
FIGURA 34 SIMULACIÓN DEL FILTRO LC PASA-BAJAS DE LA ELEVADORA. ENTRADA DE 10 KHZ AL 25% DEL PWM	74
FIGURA 35 CIRCUITO ELECTRÓNICO EN MULTISIM DEL INVERSOR.	75
FIGURA 36 SIMULACIÓN PARA EL FILTRO LC DEL INVERSOR. ENTRADA 70KHZ AL 50% DEL PWM.	76
FIGURA 37 SIMULACIÓN PARA EL FILTRO LC DEL INVERSOR. ENTRADA 50KHZ AL 50% DEL PWM.	76
FIGURA 38 SIMULACIÓN PARA EL FILTRO LC DEL INVERSOR. ENTRADA 25KHZ AL 50% DEL PWM.	77
FIGURA 39 SIMULACIÓN PARA EL FILTRO LC DEL INVERSOR. ENTRADA 10KHZ AL 50% DEL PWM.	77
FIGURA 40 INVERSOR MONOFÁSICO EN EL CUAL SE REALIZARON LAS PRUEBAS FINALES.	88



FIGURA 41 PRUEBAS REALIZADAS A TRAVÉS DE OTRO OSCILOSCOPIO CON EL INVERSOR.	89
FIGURA 42 PRUEBA DE LA SENOIDAL A 60HZ A TRAVÉS DE UN OSCILOSCOPIO PORTÁTIL.....	90
FIGURA 43 PRUEBA DE LA SENOIDAL A 60HZ A TRAVÉS DE UN OSCILOSCOPIO.	91
FIGURA 44 PRUEBA DE SEÑAL DE LA SENOIDAL A 40HZ.....	92
FIGURA 45 PRUEBA DE SEÑAL DE LA SENOIDAL A 20HZ.....	92
FIGURA 46 PRUEBA DE SEÑAL DE LA SENOIDAL A 5HZ.....	93
FIGURA 47 PRUEBA DE LA SEÑAL DE LA SENOIDAL A 0.9HZ.....	93
FIGURA 48 SEÑAL DE SALIDA DE LA ELEVADORA A 60HZ.	94
FIGURA 49 SEÑAL DE SALIDA DE LA ELEVADORA A 30HZ.	95
FIGURA 50 FTT DE LA SENOIDAL A 60 HZ.....	96
FIGURA 51 FTT PARA LA SENOIDAL A 1HZ.	97
FIGURA 52 FFT PARA LA SENOIDAL A 0.9HZ.	97



ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1 MATERIAL MAGNÉTICO Y SUS CARACTERÍSTICAS.[7].....	20
TABLA 2 SELECCIÓN DE FUENTE CONMUTADA DE ACUERDO A LOS REQUERIMIENTOS DE POTENCIA.[7].....	20
TABLA 3 CARACTERÍSTICAS DE CSI Y VSI. [11].....	22
TABLA 4 SECUENCIA DE INTERRUPTORES Y SALIDAS QUE SE OBTIENEN. [26].....	32
TABLA 5. RESULTADOS DEL DISEÑO DEL TRASFORMADOR OPCIÓN 1.	64



INTRODUCCIÓN

En la actualidad el uso de la energía eléctrica es una necesidad que no se puede prescindir y cada día va en aumento, la energía eléctrica se puede producir de fuentes renovables y no renovables, más del 70% de la energía que se consume en el mundo se produce de fuentes de energía no renovables las cuales son el carbón, el gas natural y de combustibles nucleares, pero producir electricidad por medio de estos combustibles conlleva la producción de una serie de contaminantes que llegan a causar serios daños al medio ambiente.

Las energías renovables son fuentes de energía limpia, inagotable y crecientemente competitiva. Se diferencia de los combustibles fósiles principalmente por su diversidad, abundancia y potencial de aprovechamiento en cualquier parte del planeta, pero sobre todo en que no producen gases de efecto invernadero causantes del cambio climático ni emisiones contaminantes. Las energías renovables son aquellas producidas a partir de fuentes naturales no sujetas a agotamiento como son el sol y el viento entre otras.

En el mundo la energía que se produce a través de energías renovables es del 20%, con un mayor crecimiento en la energía solar, en tanto en México la generación de energía a través de estas fuentes es de tan solo el 14%.

Actualmente una de las fuentes de energía renovables que está en un boom es la energía solar, debido a que el sol se considera una fuente inagotable de energía. La generación de energía solar se basa en la conversión de la captación de la radiación solar y su transformación en electricidad por medio de celdas fotovoltaicas que son dispositivos formados por metales sensibles a la luz. Estas celdas se colocan en serie sobre paneles o módulos para conseguir una cantidad de voltaje que pueda ser utilizado para aplicaciones eléctricas. La energía que se capta por los paneles se transforma directamente a energía en forma de corriente continua, la cual es almacenada para que pueda ser utilizada en cualquier momento.

Pero para que esta energía pueda ser utilizada para el consumo de las familias u hogares se requiere que la energía en corriente continua se convierta en corriente alterna debido a que la mayoría de dispositivos que se utiliza en una casa son alimentados por corriente alterna. La conversión se realiza por medio de un inversor, este dispositivo es el encargado de recibir corriente directa para después entregarla en forma de corriente alterna con el fin de proporcionar la energía que se requiere.

Problemática

Sistema de Monitoreo y Variador de Frecuencia para Motores de Corriente Alterna con Alimentación Basada en Paneles Solares.



Los módulos fotovoltaicos son una estructura que mantiene a un número de celdas solares eléctricamente conectadas unas con otras. Los módulos son diseñados para suplir una cierta cantidad de voltaje, la cual comúnmente son sistemas de 12 volts, la corriente producida es variable, esto es debido a cuanto luz incide en el módulo. Esta energía eléctrica es almacenada en baterías de 12 volts con una proporción de corriente de 10 hasta 350 amperes-hora dependiendo de la capacidad de los módulos. La energía eléctrica almacenada para poder utilizarlo como suministro de energía eléctrica para un motor requiere de un sistema capaz de modificar el voltaje y corriente para después convertirlas a corriente alterna con las características que la carga requiere.

La mayoría de motores tiene como suministro eléctrico corriente alterna que es la forma de energía eléctrica más utilizada, por consiguiente, es el tipo de energía más producido por su facilidad de transporte en comparación con la energía eléctrica en forma de corriente continua. Los motores son sistemas que en ciertas aplicaciones requieren de sistemas que puedan variar su velocidad para lograr un proceso óptimo que se logra a través de controles que son conocidos como variadores de frecuencia que a través de un suministro de corriente alterna rectificadas y un inversor logran variar la frecuencia del motor.

Pero cuando solo se tiene corriente directa para suministrar la energía a un motor que requiere variar su velocidad se necesita un sistema capaz de suministrar las características de potencia y tener la capacidad de variar el voltaje y la frecuencia con el objetivo de realizar una variación en la velocidad del motor.

Hipótesis

Mediante la implementación de un convertidor dc-dc para elevar corriente directa de un sistema fotovoltaico a corriente directa regulada de 311 volts, se pretende aprovechar la energía de un banco de baterías en un variador de frecuencia para controlar la velocidad de un motor de inducción monofásico.



Metodología

- 1 • Diseño de una fuente conmutada que acondicione la energía eléctrica almacenada en una batería que proviene de los paneles solares a las características en corriente continua que se requiere.
- 2 • Diseño del circuito de potencia del inversor para modificar la energía eléctrica que se le suministra a la requerida por la carga.
- 3 • Diseño de un algoritmo para la selección precisa de la frecuencia de fase entregada por el inversor.
- 4 • Diseño del algoritmo para la generación de las señales de control para el circuito de potencia del inversor a través del cálculo de la frecuencia.
- 5 • Programación del algoritmo selector de frecuencias, de las señales PWM para el inversor, de los sensores para el monitoreo, de la interfaz del sistema.
- 6 • Diseño del circuito de control y acoplamiento para que las señales de control que se generen en el microcontrolador tengan las características que requieren los dispositivos de potencia.
- 7 • Diseño del filtro pasa bajas para obtener una salida en forma de onda senoidal.
- 8 • Diseño de los circuitos impresos de control del inversor, de la fuente conmutada y del hardware.
- 9 • Implementación física del hardware y los circuitos impresos del inversor y la conmutada.
- 10 • Unión de hardware, software y pruebas del inversor.



1) Diseño de una fuente conmutada que acondicione la energía eléctrica almacenada en una batería que proviene de los paneles solares a las características en corriente continua que se requiere.

Debido a que los paneles solares entregan energía eléctrica en corriente eléctrica que se almacena en baterías de 12 volts a 100 amperes, es necesario una fuente conmutada para elevar el voltaje a las características que requiere el inversor para la carga. Se realizará una topología de fuente de voltaje tipo full-bridge debido a que se requiere una potencia de 1hp. La carga es un motor de corriente alterna monofásica de 220 V_{rms} , el inversor requiere la energía eléctrica que se le suministré sea el valor pico del voltaje esto equivale a $V_{rms} \times \sqrt{2} = 312 \text{ Volts}$. Entonces para poder usar la energía de los paneles solares la topología debe elevar el voltaje de 12 a 312 volts en corriente continua.

Debido a que elevar de 12 a 312 Volts requiere un transformador que en el primario pueda soportar corriente de hasta 100 A., se decidió realizar un arreglo de baterías para reducir la alta demanda de corriente.

La topología del convertidor contará con cuatro interruptores para la generación de la onda y un transformador con derivación central.

2)Diseño del circuito de potencia del inversor para modificar la energía eléctrica que se le suministra a las requerida por la carga.

El diseño del inversor debe considerar las características de la carga, que es un motor de corriente alterna monofásica de 1 hp de potencia, también en el diseño se debe considerar que se requiere variar la frecuencia del motor de 0 hasta 60 Hertz y producir un voltaje senoidal de una fase de 0 a 220 V_{rms} . La topología del inversor que se realizará es un puente H completo que consiste en 4 interruptores electrónicos para generar la fase, 2 interruptores generar la mitad de la fase y un filtro LC.

3) Diseño de un algoritmo para la selección de la frecuencia de fase entregada por el inversor.

Este algoritmo consiste en generar la frecuencia de la señal PWM y el número de muestras que se requiere para generar la onda senoidal con la frecuencia de fase que se desea obtener. Este algoritmo trata de equilibrar estos parámetros para que no sean ni muy grandes ni pequeños.

4) Diseño del algoritmo para la generación de las señales de control para el circuito de potencia del inversor a través del cálculo de la frecuencia.

Debido a que el algoritmo de selección de frecuencia determina el número de muestras para la senoidal es necesario hacer el cálculo para el valor de número de ciclos de reloj por cada muestra de la senoidal tomando en cuenta el tiempo muerto necesario para los interruptores se apaguen.

5) Programación del algoritmo selector de frecuencias, de las señales PWM para el inversor y del convertidor, de los sensores para el monitoreo, de la interfaz del sistema.

El desarrollo de las señales de control y de los algoritmos de los sistemas de monitoreo e interfaz se realizará en la tarjeta ARDUINOMEGA con un microprocesador ATMEGA 2560 de 8 bits.



6) Diseño del circuito de control y acoplamiento para que las señales que se generen en el microcontrolador tengan las características que requieren los dispositivos de potencia.

El diseño del circuito de control se utilizarán optoacopladores HCPL2531 para la transmisión de las señales PWM del microcontrolador, también se utilizan transistores BC548 y amplificadores operacionales LM358 para la transmisión de señales digitales y analógicas de monitoreo o censado del sistema. El sistema también contará con herramientas para el manejo de cambio de frecuencia con un botón para el cambio de esta, una interfaz que muestre datos del sistema. Los datos del sistema se mostrarán en un display que recibe los datos a través de un módulo I2C en el microcontrolador.

Para el control de los interruptores de los convertidores se utilizará el driver IR2110.

7) Diseño del filtro pasa bajas para obtener una salida en forma de onda senoidal.

Debido a la potencia que el sistema requiere, es necesario usar un filtro que disipe poca potencia. Se realizará un filtro pasivo de segundo orden LC que filtra la señal de salida de los interruptores para obtener la forma de onda senoidal que requiere el motor.

8) Diseño de los circuitos impresos de control del inversor, de la fuente conmutada y del hardware.

Se diseñarán las placas por módulos, el módulo principal es el de control constará de un zócalo para el microcontrolador, el display, el módulo I2C y dispositivos para el mejor acoplamiento de las señales que se enviarán a los otros módulos.

La placa de control para los interruptores del convertidor-elevador que consta de dos drivers IR2110 y un filtro.

La placa de control para los interruptores del inversor que consta de dos drivers y el filtro LC.

9) Implementación física del hardware y los circuitos impresos del inversor y la conmutada.

Se harán las placas por medio de los circuitos impresos, se montaron los componentes de cada placa, se soldarán. Por otro lado, se realizará el hardware que contará de los interruptores del inversor sobre un disipador de aluminio. Las placas de control se conectarán a través de cables al hardware.

10) Unión de hardware, software y pruebas del inversor.

Cuando las placas ya se tengan unidas se montará la tarjeta ARDUINOMEGA en su correspondiente lugar, se revisará que los parámetros estén en sus correspondientes valores y se terminarán las conexiones. Se verificará que las características de las fases sean las correspondientes a las requeridas en cuanto a calidad, frecuencia y potencia.



Objetivos

Objetivo general.

Diseñar e implementar un sistema para el control de motores de corriente alterna con bajo contenido armónico y con capacidad de variación de frecuencia.

Objetivos específicos.

1. Diseñar el dispositivo para elevar el voltaje de un banco de baterías.
2. Realizar la programación requerida para el control del sistema.
3. Diseñar e implementar los circuitos de potencia y control del inversor.

Alcances y limitaciones

El sistema está diseñado con un convertidor-elevador y un inversor para alimentar a una carga de 1 hp (750 Watts). Debido a que se tiene como fuente de voltaje una batería se requiere una fuente elevadora que solo puede trabajar hasta el rango de 1000 watts, se diseñará para que trabaje a 850 watts. El inversor que se diseñará solo genera una fase, solo puede ser aplicado para motores de corriente alterna monofásica.

El algoritmo que se diseñó para la selección de frecuencia que está limitado en frecuencia máxima de conmutación de PWM a 40 KHz, esto es debido a que los dispositivos que se utilizaron para acoplar las señales no pueden conmutar a una mayor velocidad y debido a esto solo puede tener un máximo de 1500 muestras por la fase.

La técnica de conmutación para los interruptores del inversor se basa en el cálculo de los ciclos de reloj que requiere cada muestra considerando el tiempo muerto que se requiere y la capacidad de conmutación de los interruptores.

Descripción del documento

El documento está dividido en 4 capítulos el primero es el estado del arte, el marco teórico, el desarrollo teórico y el desarrollo experimental. El primer capítulo está dividido en paneles solares, convertidores dc-dc o fuentes conmutadas, convertidores cd-ca, los tipos de filtros y la generación de señales PWM. En el segundo capítulo es una recopilación de la teoría que existe de lo que se desarrollara lo primero es sobre paneles solares, después los convertidores, la distorsión armónica, modulación PWM y filtros. El capítulo 3 se muestra el diseño teórico de cada parte del sistema y sus respectivas simulaciones si se llevaron a cabo. El último capítulo se divide en 4 partes, la primera parte es la construcción donde se muestra como todo lo que se realizó para tener el prototipo físico y las consideraciones que se deben tomar en cuenta,

Sistema de Monitoreo y Variador de Frecuencia para Motores de Corriente Alterna con Alimentación Basada en Paneles Solares.



aquí también se hicieron las pruebas por cada módulo. Posterior a esto es la integración donde se describe el ensamble de los módulos a la placa principal, de ahí se encuentran los experimentos finales donde se muestran los datos del inversor en funcionamiento, sus errores. Por último se presenta el análisis de resultados donde se realiza una interpretación del funcionamiento del sistema.



CAPÍTULO 1 ESTADOS DEL ARTE

1.1 Justificación del Proyecto

La obtención actual de la energía eléctrica se basa en combustibles de origen no renovable, que son el carbón, gasóleo, entre otros que al procesarlos para obtener la energía eléctrica se producen gases que afectan al planeta, el uso de energías renovables que no contaminen el ambiente es necesario para poder ayudar al planeta. Una de las fuentes de energía menos explotada en el mundo es la solar y México tiene una posición geográfica que le permite hacer un mayor uso de esta fuente de energía.

Un sistema que a través del suministro de un banco de baterías sea capaz de variar la frecuencia y suministrar energía a un motor de corriente alterna. Este sistema acondiciona la energía que se obtiene de las baterías para después convertirla en corriente alterna con un contenido armónico bajo, y que el motor pueda realizar los procesos sin ningún problema. Para un mayor análisis del sistema se tienen sensores que permiten al usuario ver que los dispositivos están funcionando de la manera correcta.

1.2 Estado del arte

El desarrollo de un inversor al que su suministro de energía es por medio de paneles solares se realizó una investigación de las técnicas utilizadas.

1.2.1 Paneles Solares para alimentar a un inversor.

La corriente que producen los paneles solares es en forma de corriente directa, es necesario que tenga ciertas características de voltaje o corriente para ser convertida en corriente alterna para el uso en el hogar o la alimentación de motores. Existen dos tipos de inversores que se alimentan a través de paneles fotovoltaicos, en [1] se investigó un sistema de conversión de potencia multinivel donde la energía que utilizan es a partir de niveles de voltaje que se obtienen a partir de una batería que a través de un arreglo de capacitores se obtienen los niveles, el sistema se puede observar en la figura 1, el otro es un convertidor PWM en [2] la batería se conecta a un convertidor dc-dc con el objetivo de elevar el voltaje que entra a los requerimientos del inversor para alimentar una carga (figura 2).

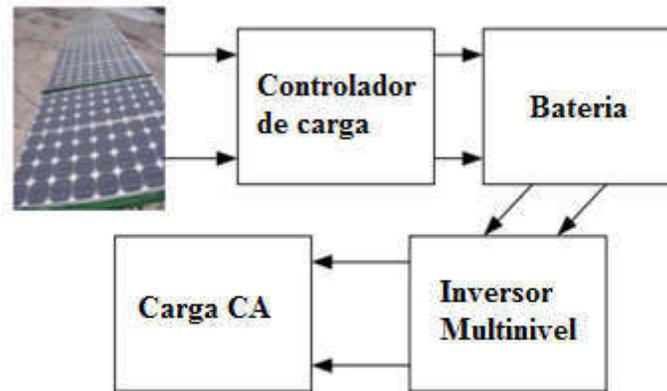


Figura 1 Configuración de un inversor multinivel alimentado por un sistema FV.[1]

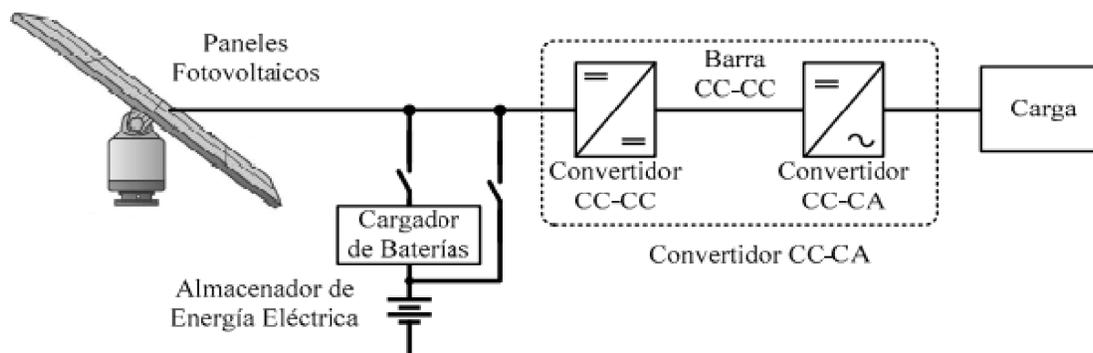


Figura 2 Sistema de Generación Fotovoltaico.[2]

Los inversores multinivel en [3] se proponen ciertas ventajas para su implementación sobre los inversores, las cuales son que tienen un menor número de pérdidas de conmutación, que no es necesario en un convertidor dc-dc y tienen un menor tamaño. En [4] se mencionan las ventajas que tiene un inversor PWM que requiere un menor número de componentes de conmutación y que provee de un aislamiento entre la fuente de voltaje y el inversor.

Los sistemas de generación de energía eléctrica pueden ser de dos tipos autónomos o conectados a la red, los primeros hacen referencia a que su carga es para alimentar a un dispositivo o aparato y los conectados a la red pueden alimentar a un aparato pero también mandarla al suministro eléctrico del lugar como [5], el sistema se muestra en la figura 3.

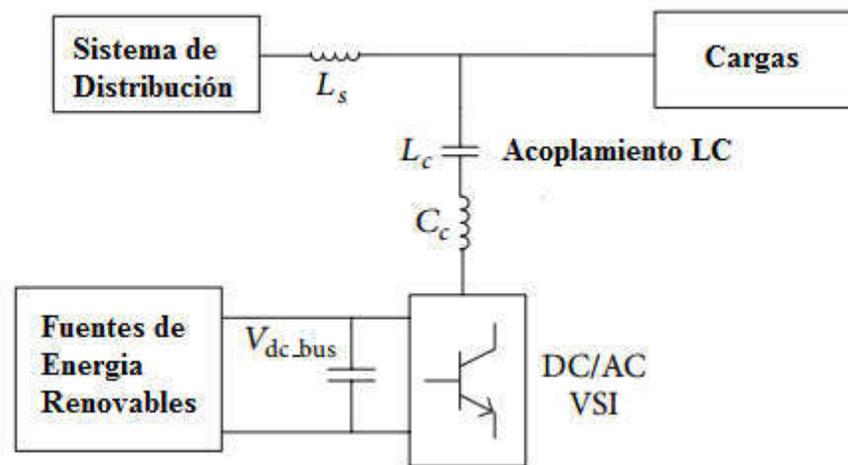


Figura 3 Sistema de generación de energía a la red.[4]

El sistema que se realizará es un inversor PWM con un convertidor dc-dc de enlace entre en sistema fotovoltaico y el inversor, debido a que se requieren menos dispositivos de conmutación para un mejor monitoreo del sistema.

1.2.2 Convertidor DC-DC o Fuentes Conmutadas.

Debido a que el suministro de energía es a través de un sistema fotovoltaico se requiere de un convertidor dc-dc para elevar el voltaje a las características para la inversión de tipo de carga, pero también así se puede variar con mayor facilidad el voltaje del sistema. Se realizó una investigación de las diversas fuentes conmutadas que suministran el voltaje al inversor y sus características.

Las fuentes conmutadas o también conocidas como Switch Mode Power Supply (SMPS) son topologías que se encargan de elevar o disminuir el voltaje de entrada a los valores que se requieren para alimentar a un dispositivo. La implementación de estas topologías requiere de un amplio conocimiento y experiencia del tema, se encontró una investigación que te da un enfoque de que consideraciones debes de tener al elegir y calcular una fuente conmutada que se divide en dos partes. En la primera parte[6] menciona los diferentes tipos de topologías que existen, del número de salidas que se pueden obtener de cada una, la potencia que pueden generar, si son aislada o no, el ciclo de trabajo que pueden manejar también dan una explicación de las pérdidas que se generan en los dispositivos de conmutación o interruptores de cómo protegerlos y ayudar a disminuir las pérdidas a través de un arreglo de un circuito RCD Snubber. Dentro del diseño de una SMPS se deben considerar el diseño magnético de transformadores e inductores, en la tabla 1 se muestran ciertas características de los tipos de núcleos se utilizan.



Tabla 1 Material Magnético y sus características.[7]

Material	Buenas	Malas
Ferrita	Alta permeabilidad, puede ser usado para generar altas inductancias, la permeabilidad es relativamente constante con la densidad del flujo, y tipo de ferrita son capaces de optimizarse para la disipación mínima de potencia para varias frecuencias. Generalmente usada para transformadores de potencia.	Ferrita se satura rápidamente.
MPP	Saturación suave, una amplia variedad de permeabilidades son disponibles. Generalmente usada para inductores.	Considerablemente pérdidas mayores que la ferrita.
Fierro	Variedad de permeabilidades son disponibles, y es menos costoso que el MPP. Generalmente es usado para inductores de potencia donde el costo es más importante.	Saturación ligeramente más alta que el MPP, estos inductores serán más grandes que los hechos de MPP o ferrita.

En la segunda parte [7] habla más sobre el diseño de cada topología, las consideraciones que se deben tomar para el diseño de cada una de estas, muestra algunos ejemplos donde diseñan fuentes teniendo en cuenta la tabla 2 que muestra los rangos de potencia de las fuentes.

Tabla 2 Selección de fuente conmutada de acuerdo a los requerimientos de potencia.[7]

Voltaje de entrada	Potencia	Topología adecuada
Entrada Universal (90-264) VAC	$P_o < 150 \text{ watt}$, Corriente de carga $< 10A$	Flyback, Forward
Entrada Universal (90-264) VAC	$P_o < 150 \text{ watt}$, Corriente de Carga $> 10A$	Forward
Entrada Universal (90-264) VAC	$150 \text{ watt} < P_o < 350 \text{ watt}$	Two-Switch Forward, Half-Bridge, Push-Pull
Entrada Universal (90-264) VAC	$P_o < 500 \text{ watt}$	Half-Bridge, Push-Pull
$V_{in} > 350 \text{ VDC}$	$P_o < 750 \text{ watt}$	Half-Bridge
$V_{in} < 200 \text{ VDC}$	$P_o < 500 \text{ watt}$	Push-Pull
$V_{in} > 350 \text{ VDC}$	$500 < P_o < 1000 \text{ watt}$	Full-Bridge
$V_{in} > 350 \text{ VDC}$	$P_o > 1000 \text{ watt}$	ZVT Full-Bridge
$V_{in} > 350 \text{ VDC}$	$P_o > 2000 \text{ watt}$	Más de una ZVT full-bridge en paralelo, entrelazado con más de una ZVT full-bridge



Al final del documento se explica un poco de control para tener un lazo cerrado en el diseño de cualquier topología, lo cual es requerido para que entreguen los valores de carga correctamente.

Estas dos publicaciones son un panorama general de los tipos de topologías, pero se realizó una investigación más profunda en libros se llegó a la conclusión que por la potencia que requiere el sistema se seleccionó un Full-Bridge.

Para lograr que el sistema genere la señal se requiere de técnicas de control PWM, la técnica de control clásica es que se fija la conmutación (50%) del ciclo de trabajo y frecuencia. Se encontró en [8] y [9] una técnica de control PWM la cual es conocida como Zero Voltage Switching la cual hace que los interruptores conmuten de manera no lineal o no al mismo tiempo ya que conmutan a cero voltaje teniendo menos pérdidas de potencia lo que conlleva a que la misma topología puede generar una mayor potencia a la salida en la figura 4 se muestra la técnica de conmutación.

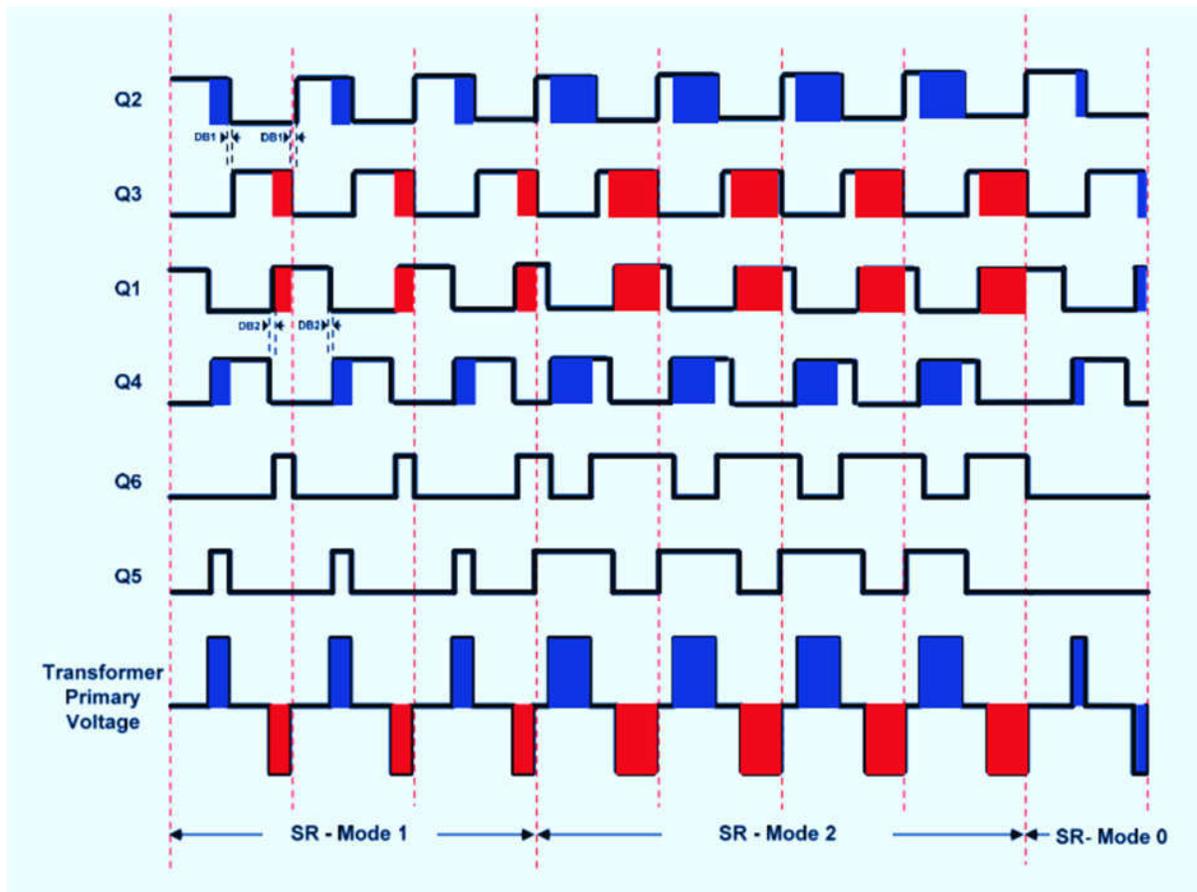


Figura 4 Técnica de conmutación de voltaje cero (Zero Voltage Switching).



1.2.3 Tipos De Convertidores CD-CA.

Los convertidores de CD-CA son mejor conocidos como inversores de los cuales existen dos tipos los monofásicos y los trifásicos que su diferencia radica en el número de fases que tienen, pero también existen otras clasificaciones que no tiene que ver con las fases en [10] si no por su fuente de voltaje que son inversores con fuente de voltaje (VSI), inversores con fuente de corriente (CSI) y enlace variable DC, se mencionan las técnicas de conmutación para los inversores más utilizadas. Un estudio más profundo para conocer más a fondo los tipos de inversores se muestra en [11] y [12] se analizan las ventajas y desventajas de cada técnica, el área donde mayormente se usan y actualmente cuales son más usados. La tabla 3 muestra un análisis donde se demuestra que, debido a su eficiencia, menor número de componentes, mejor estabilidad y fácil acoplamiento con el motor los inversores con fuente de voltaje son mayormente utilizados.

Tabla 3 Características de CSI y VSI. [11]

	CSI	VSI
Eficiencia		
Máxima potencia	95.7%	97.7%
Baja potencia	89.9%	97.8%
Confiabilidad		
Componentes	Baja, Alto número de componentes	Alta, Bajo número de componentes
Tiempo medio antes de fallar	1.5 años	11.2 años
Respuesta dinámica	Limitada por el inductor de DC, filtro	Rápida, no limitada por elementos reactivos.
Potencia de entrada		
Harmónicos	Altos, requiere aislamiento / filtro	Bajo, cumple con IEEE 519
Factor de potencia	Bajo, requiere PWM o transformador multipulso	Alto, transformador estándar de 24 pulsos.
Problemas de resonancia	Debe ajustarse el filtro de entrada.	No

El tipo de fuente que se utilizara en el prototipo que se realizara es una fuente de voltaje y solo se realizara un inversor monofásico.



1.2.4 Filtros.

La implementación de un filtro requiere de un alto conocimiento del área magnética y eléctrica, ya que es un arreglo que se ve fácil de realizar, pero requiere de muchas consideraciones para el diseño. En [13] para mejorar la calidad del inversor se realiza un estudio de un filtro de primer orden que consta de una bobina (L) y un filtro de segundo orden bobina-capacitor (LC) lo que el artículo concluye es que un sistema de segundo orden genera un menor pérdida de potencia y una mejor calidad de la señal.

También en [10] se realiza una breve explicación de los filtros de segundo orden y sus características.

Pero en [14] se realiza un estudio más completo de los filtros de primer, segundo y tercer orden y los tipos de configuraciones, haciendo énfasis en la disminución de la distorsión armónica de la señal filtrada pero requieren de sistemas para amortiguar la resonancia que produce el mismo filtro que también se incluyen. La figura 5 muestra una configuración de un filtro y su amortiguamiento.

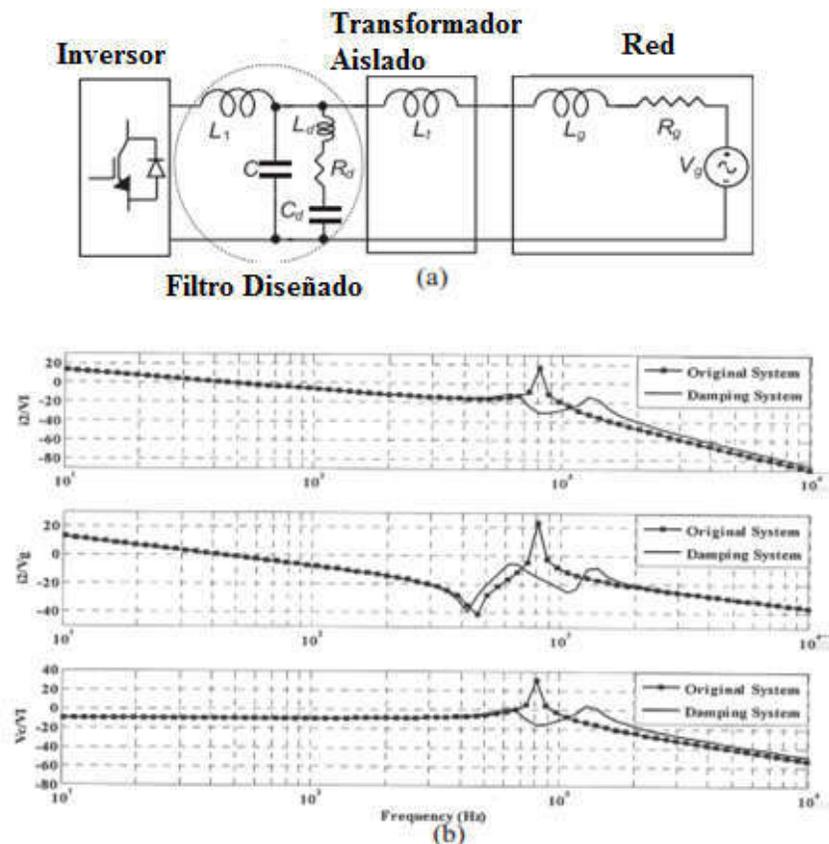


Figura 5 Filtro con amortiguamiento (a) y respuesta en frecuencia (b).[14]



1.2.5 Generación de señales PWM.

La técnica de control de ancho de pulsos (PWM) es una técnica de control la cual modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica. Esta técnica se ha utilizado para el control de dispositivos semiconductores de potencia (DSP) en la etapa de potencia, con el fin de suministrar una fuente de voltaje CD constante a un sistema o dispositivo que requiere ciertas características de carga que una fuente común no le puede proporcionar a estos dispositivos se le conoce como fuentes conmutadas, en estas topologías el ciclo de trabajo es constante en el tiempo para entregar un voltaje constante.

También es utilizada en el control de los DSP en un convertidor cd-ca conocidos como inversores, estos requieren la variación del ciclo de trabajo para conseguir una forma de onda senoidal referente a la que suministra la compañía eléctrica con una frecuencia específica, en algunas aplicaciones como en el control de velocidad en motores se requiere el sistema pueda variar su frecuencia y el voltaje, pero con la característica de que requieren que la señal generada de CA tenga la mejor calidad, esto se logra disminuyendo el contenido armónico de la señal.

Existen dos maneras para generar una señal PWM, de manera analógica y de manera digital con el fin de poder disminuir el contenido armónico de la señal, la técnica analógica usaba comparadores para generar las señales de control, a esta técnica se le denomina natural sampled PWM en [15] explican que consiste en comparar dos señales, la señal de referencia que es la señal senoidal y la señal de acarreo que es la triangular que genera los pulsos dependiendo del ancho de la señal de referencia (figura 6).

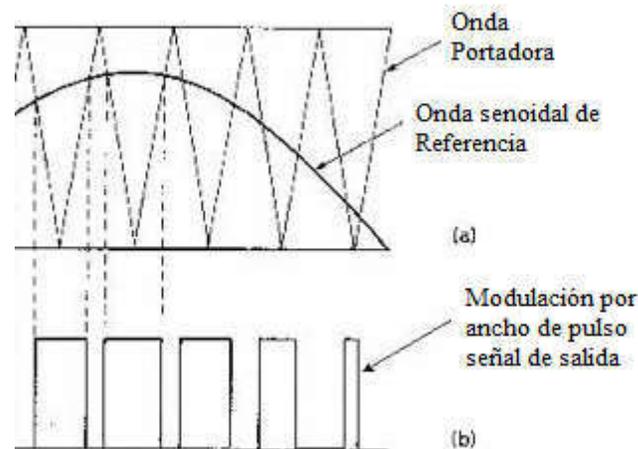


Figura 6 Señal PWM analógica.[15]

Las técnicas digitales son las más usadas en esta época debido a su amplio desarrollo, estas se han implementado en FPGA's [16] en el cual las señales PWM se hacen a través de un generador de señales



que está constituido de circuitos lógicos que se muestra en la figura 7 y también se puede apreciar el tipo de onda senoidal que se puede obtener.

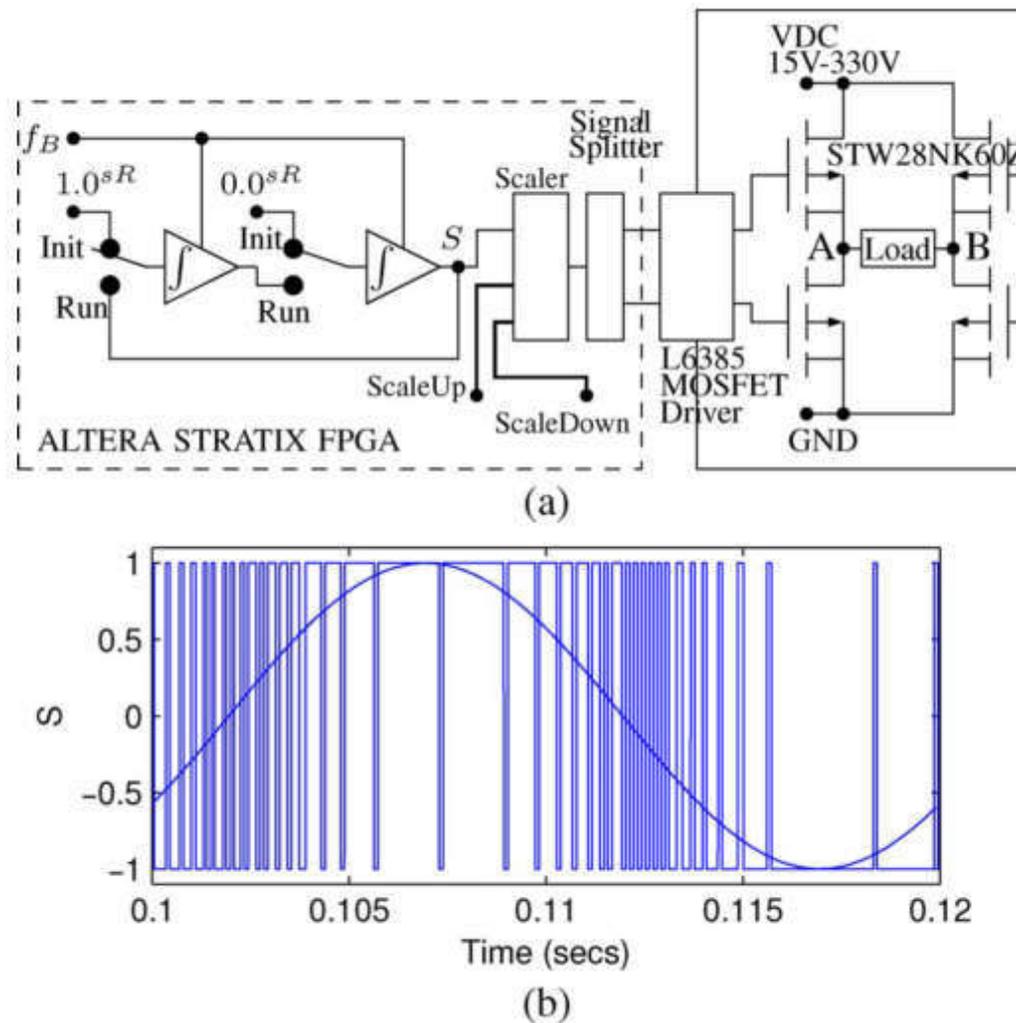


Figura 7 Generador de señales PWM (a), señal que se puede obtener(b) [15].

El otro tipo de señales digitales que se pueden obtener es a través de micro controladores que se conocen como regular sampled PWM. Este tipo de técnicas se realizan en el dominio de tiempo discreto esto sugiere que el cálculo de las señales se hacen en un tiempo regular que se comparan con un contador digital así se obtendrá el ancho de pulso de cada muestra. En [15] y [17] dan una explicación más amplia de cómo se generan las señales. En la figura 8 se muestran las señales simétrica y asimétrica que se pueden generar en un microcontrolador.

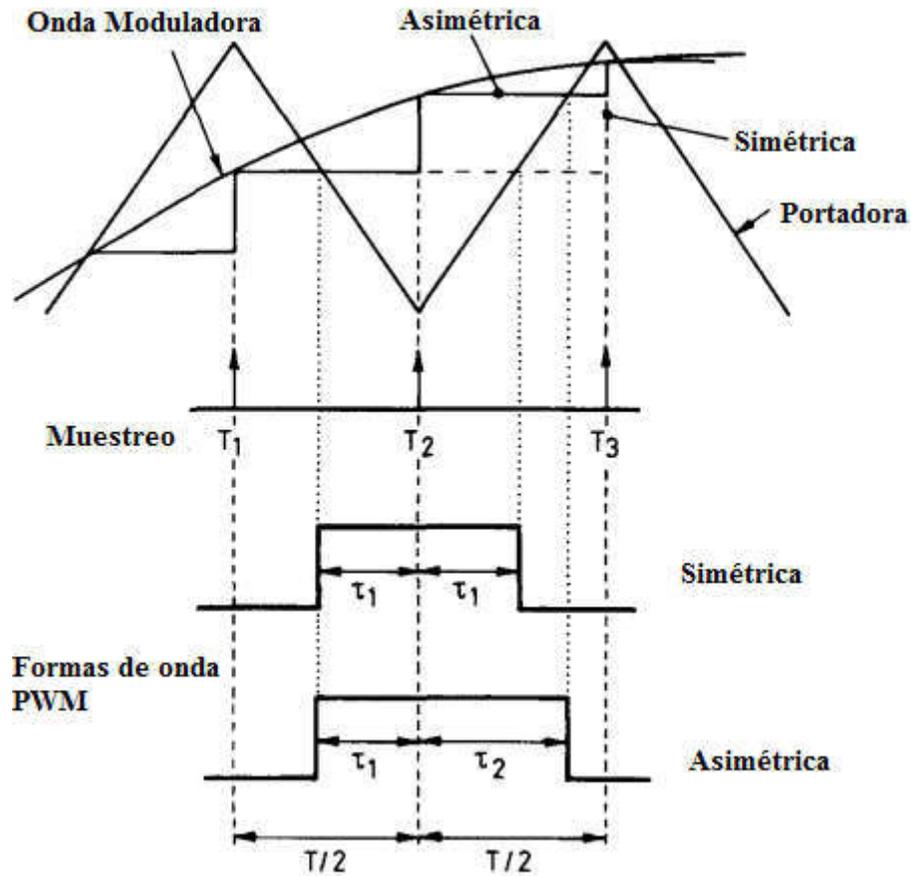


Figura 8 Simétrica y Asimétrica regular sampled PWM. [15]

Pero una prioridad en cuanto a generar la señal es que esta contenga un bajo contenido armónico con el fin que la señal generada sea de mayor calidad, en [18] y [19] se realizan optimizaciones de la técnica para mejorar la calidad de la señal. Pero para el control de velocidad es necesario poder variar el voltaje del sistema en [20] la técnica diseñada modifica la señal de acuerdo al voltaje requerido, en ocasiones es necesario tener una precisión de las señales requeridas debido a que los sistemas a los que se alimentan necesitan ser muy precisos lo cual realizan en [21] donde dan una explicación de cómo cerrar los lazos de control en los sistemas.

En el sistema se desarrolla la técnica de regular sampled PWM en un microcontrolador de 8 bits.



CAPÍTULO 2 MARCO TEÓRICO

2.1 Marco teórico

2.1.1 Módulos Fotovoltaicos.

Los sistemas fotovoltaicos transforman la luz solar en energía eléctrica, una partícula luminosa con energía (fotón) se convierte en una energía electromotriz (voltaica), de ahí su nombre fotovoltaico.

2.1.1.1 Celdas fotovoltaicos.

El efecto fotovoltaico es el proceso físico básico por el cual una celda fotovoltaica convierte la energía solar en electricidad. La luz solar está compuesta de fotones estos contienen una suma de energía correspondiente a las diferentes formas de onda del espectro solar. Cuando los fotones inciden en una celda, ellos podrían ser reflejados o absorbidos o ellos podrían pasar a través. Solo los fotones absorbidos generan electricidad. Cuando esto pasa, la energía del fotón es transferida a un electrón en un átomo de la celda (la cual es un semiconductor).

Cuando recién descubierta la energía, el electrón es capaz de su posición normal asociada con el átomo para ser parte de la corriente en un circuito eléctrico. Al dejar la posición, el electrón causa la formación de un agujero. Las propiedades eléctricas de la celda fotovoltaica proporcionan la tensión necesaria para impulsar la corriente a través de una carga externa.

2.1.1.1.1 Tipos P, N y campo eléctrico.

Para inducir el campo eléctrico en una celda fotovoltaico, dos semiconductores separados están interconectados. Los tipos P y N de semiconductores corresponde a positivo y negativo debido de su abundancia de huecos y electrones. Ambos materiales son eléctricamente neutros, tipo-n silicón tiene exceso de electrones y tipo-p silicón tiene exceso de huecos. Entrelazadas estas crean una unión p/n a su interfaz, creando un campo eléctrico. Cuando estos dos semiconductores se entrelazan, el exceso de electrones en el tipo n fluye a el tipo p, y los huecos durante este proceso fluyen a el tipo n. Los dos semiconductores actúan como una batería, creando un campo eléctrico en la superficie donde se encuentran. Es este campo el que hace que los electrones salten del semiconductor hacia la superficie y los pongan a disposición para el circuito eléctrico. Al mismo tiempo, los agujeros se mueven en la dirección opuesta, hacia la superficie positiva, donde esperan electrones entrantes.



2.1.2 Convertidores.

Los convertidores son circuitos que permiten cambiar las características de la corriente y tensión que reciben, transformándola de manera optimizada para el uso requerido. La clasificación de los convertidores se realiza de acuerdo a los tipos de señales:

Convertidores de CA-CC. Transforma la señal de corriente alterna de entrada a una señal de corriente continua de salida. Son también conocidos como rectificadores.

Convertidores de CC-CC. Transforma la señal de entrada de corriente continua a una señal de salida de corriente continua, pero con las características que requiere la carga.

Convertidores de CC-CA. Transforma la señal de entrada de corriente continua a una señal de salida de corriente alterna. Son también conocidos como inversores.

Convertidores de CA-CA. Transformar la señal de entrada alterna a una señal de salida alterna con las características que requiere la carga.

2.1.2.1 Fuentes Conmutadas.

También conocidas como Switch Mode Power Supply (SMPS) son dispositivos de conversión de energía de modo que estos encuentran los requerimientos específicos de una carga. Existen dos tipos principales: las lineales y las de conmutación. Aquí solo se hablará de fuentes conmutadas esto es debido a que tienen una mayor eficiencia con respecto a las otras. El principio de funcionamiento está basado en el uso de interruptores electrónicos, los cuales al conmutar generan una onda cuadrada de voltaje a través de una fuente CD, que pasa por una etapa de filtrado que proporciona un nivel de voltaje DC regulado. Existen diferentes tipos de fuentes conmutadas que su clasificación principal es si requieren elevar o disminuir el voltaje de entrada y la potencia que requiere entregar. Solo se describirán fuentes conmutadas elevadoras.

2.1.2.1.1 Convertidor Full-Bridge.

Esta topología somete a los interruptores a el voltaje de la fuente CD y no al doble como lo hace el convertidor de medio puente, por lo tanto, puede ser utilizado para mayores potencias. Este está compuesto por dos pares de interruptores (SW1, SW2) y (SW3, SW4), un transformador con derivación central, un par de diodos y un filtro LC se muestra en la figura 9a. Cuando Sw1 y Sw2 están cerrados, el voltaje en el primario del transformador es V_s . Cuando Sw3 y Sw4 están cerrados, el voltaje primario del transformador es $-V_s$. Para un transformador ideal, tener todos los interruptores abiertos hará que v_p sea igual a 0. Con la secuencia de conmutación correcta se generará una forma de onda alternada como en 9c. Los diodos D1 y D2 en el secundario del transformador rectifican esta forma de onda para producir el



voltaje v_x como se muestra en las figuras 9 a-d, la conversión del voltaje se debe a la relación N_s/N_p del transformador. Para evitar que el núcleo del transformador se sature el tiempo de encendido de cada par de interruptores debe ser igual, para el transformador se utilizó [22].

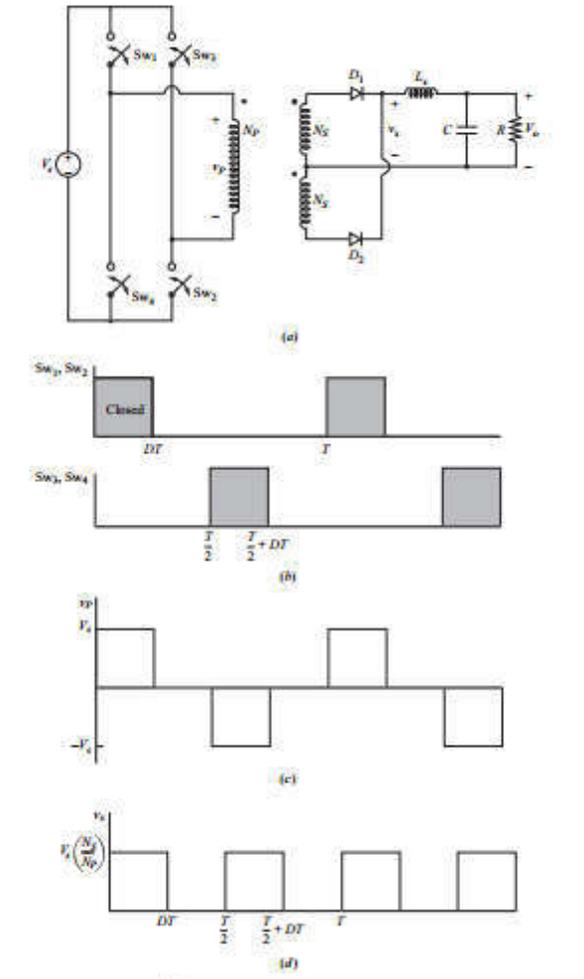


Figura 9 Convertidor puente completo. (Full-Bridge Converter) [23].

La parte fundamental de este convertidor es el transformador, que para el diseño es necesario saber que ocasiona pérdidas de potencia y como se pueden contrarrestar. En [22] se explica que se generan dos tipos de pérdidas en el cobre y en el hierro que ocasionan que la eficiencia del transformador baje notablemente. También se desarrolla una técnica de diseño donde se optimiza el flujo magnético del transformador, tomando como base una relación ni proporcional de las pérdidas de cobre y las de hierro que las disminuye al máximo posible. Los datos obtenidos se toman como base para posteriormente definir la geometría del núcleo del transformador y el tipo de alambre magneto que se requiere.



2.1.2.2 Inversores

Los inversores son circuitos que transforman de manera óptima una señal de corriente continua a una señal de corriente alterna cuyas características de magnitud y frecuencia deben estar en función de la carga que se alimentará.

Existen dos tipos de inversores, inversores monofásicos, estos a la salida solo generan una fase y los inversores trifásicos que generan tres fases de voltaje, este estudio se basará en un inversor monofásico.

Los inversores se clasifican de acuerdo al tipo de onda que generan a la salida que son onda cuadrada, onda senoidal pura y onda modificada.

Las aplicaciones de un inversor son en motores de velocidad ajustable, en sistemas de alimentación ininterrumpida, y dispositivos de corriente alterna.

2.1.2.2.1 Estructura del inversor.

Un inversor se forma de dos partes fundamentales, la etapa de potencia y la etapa de control, la etapa de potencia son los elementos que realizan la transformación de onda bajo el mando de la etapa de control.

La etapa de potencia tiene la función de convertir la corriente directa proveniente de una fuente a una carga de corriente alterna para realizar esto se hace a través de interruptores electrónicos, estos trabajan a diferentes niveles de potencia para entregar la carga requerida.

La etapa de control es la encargada de mandar señales de mando a la etapa de potencia para que los interruptores conmuten a través del tiempo para generar la onda requerida en la carga.

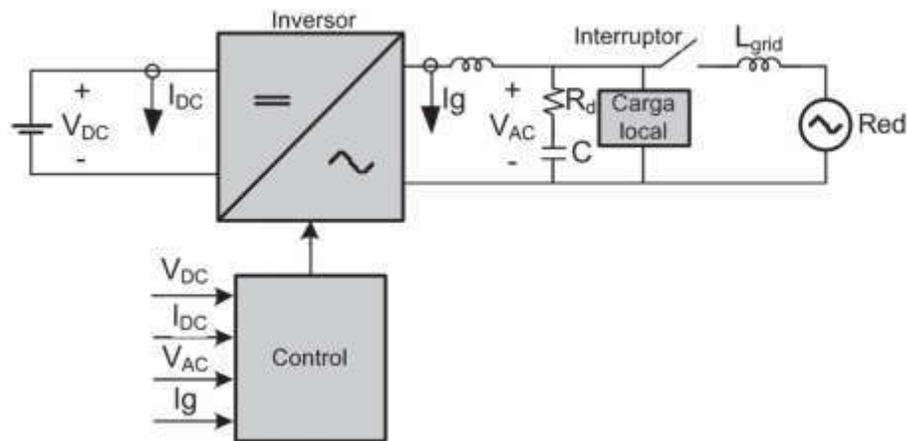


Figura 10 Esquema general de un inversor monofásico. [24] [25]

La figura 10 muestra el esquema general de un inversor monofásico, que consta de una fuente de alimentación de corriente directa, la etapa de potencia se conforma por los interruptores, un filtro y la carga, esto se encarga de convertir la corriente directa a la forma de onda requerida en la carga, la etapa de control es la encargada de mandar las señales para conmutar los interruptores en la etapa de potencia.

2.1.2.2.1.1 Inversor en puente H de onda completa.

La figura 11 muestra el circuito de un inversor en puente H de onda completa, es el básico que convierte corriente continua en corriente alterna, este se conforma de una entrada de corriente continua, cuatro interruptores y la carga, este circuito recibe corriente continua como entrada y en la salida se obtiene una corriente alterna, pero esto se logra cerrando y abriendo los interruptores en una secuencia determinada.

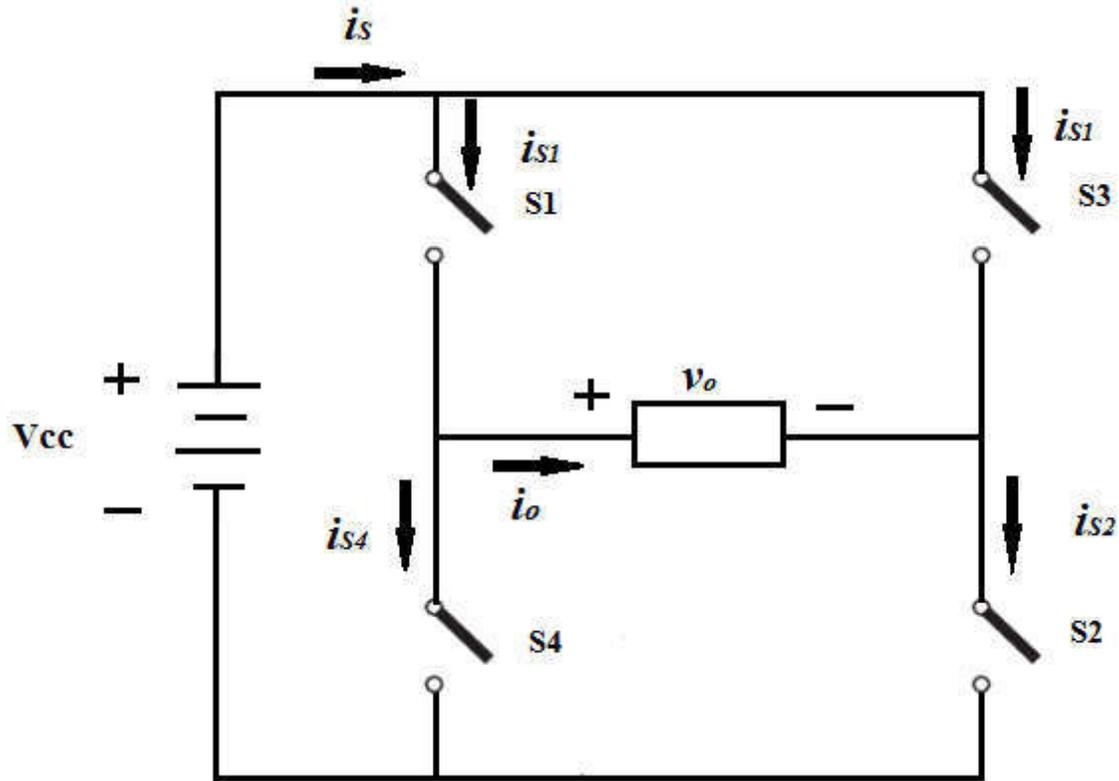


Figura 11 Inversor monofásico de puente H completo. [26]

La tensión de salida (V_o) dependerá de que interruptores estén cerrados, las salidas pueden ser $+V_{cc}$ $-V_{cc}$ o cero, en la tabla 5 se muestra que salida se obtiene a partir las combinaciones de interruptores cerrados.

Tabla 4 Secuencia de interruptores y salidas que se obtienen. [26]

Interruptores cerrados	Tensión de salida
S_1 y S_2	$+V_{cc}$
S_3 y S_4	$-V_{cc}$
S_1 y S_3	0
S_2 y S_4	0

Este puente generalmente produce una onda cuadrada que no es senoidal, pero si es alterna y puede servir en algunas aplicaciones.

Un inversor la forma de onda de la corriente será afectada por los componentes de la carga. En una carga resistiva la forma de voltaje y corriente serán iguales, pero en una carga inductiva la corriente tendrá una forma parecida a la senoidal generando corrientes bidireccionales que podrían dañar a los interruptores,



por esta razón se debe considerar un diseño del circuito que proteja a los interruptores de la corriente bidireccional que se produce.

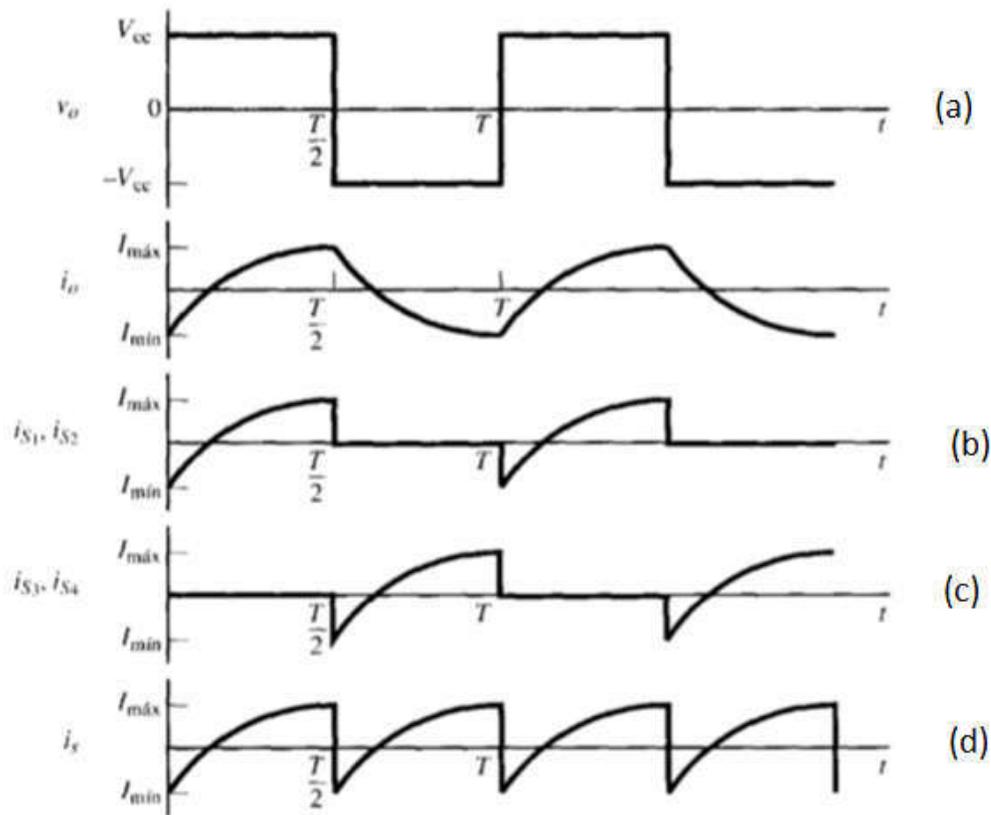
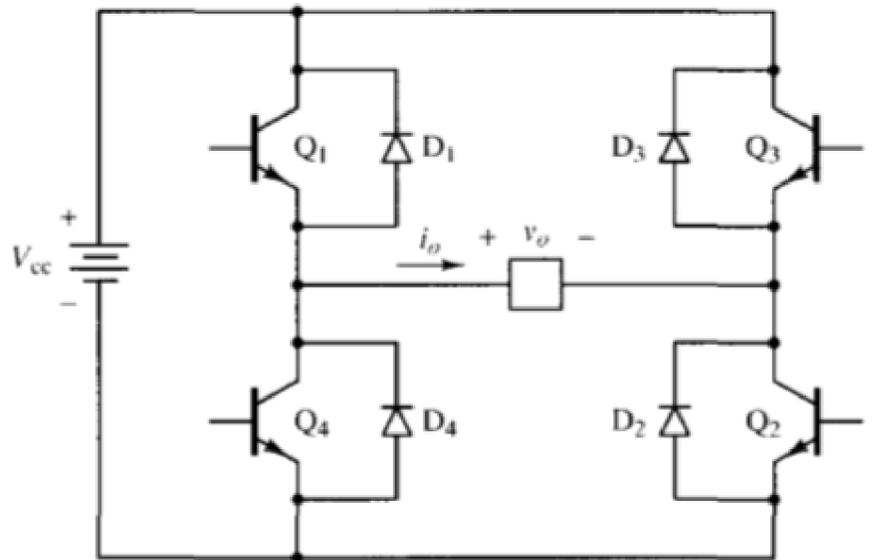


Figura 12 Salida de onda cuadrada, con carga resistiva y con carga inductiva. [26]

En la figura 12, en (a) se muestra la salida de voltaje (v_o) y corriente (i_o) en un inversor de puente H completo con una carga resistiva, cuando la salida es una carga inductiva, se observa en (b) y (c) que se producen picos de corriente bidireccionales, en las salidas de los interruptores cerrados, que hacen que la corriente de salida (i_s) en (d) tenga en una forma de onda bidireccional.

Cuando se produce una corriente bidireccional debido a la carga R-L se debe de hacer un diseño que proteja a los interruptores debido a que la mayoría de dispositivos electrónicos conducen la corriente solo en una dirección. En la figura 13 (a) se muestra el diseño de un inversor de puente completo con una carga R-L con diodos en paralelo a los interruptores, estos diodos están polarizados inversamente debido a que, si se genera una corriente en sentido inverso pase a través de él y no dañe a los interruptores, en (b) se puede apreciar los tiempos de trabajo de los diodos para evitar que se dañen los interruptores debido a la corriente en sentido inverso a su polarización.



(a)

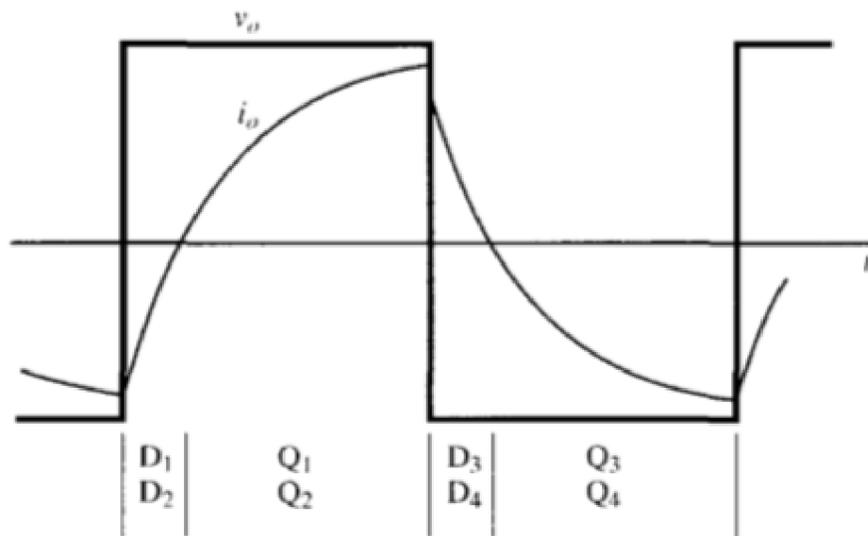


Figura 13 En (a) Circuito de un inversor de puente completo con protecciones, en (g) Grafica de los tiempos de trabajo de los diodos e interruptores. [26]

2.1.2.2.1.2 Inversor de medio puente.

Este inversor se le conoce como medio puente debido a que solo se utilizan dos interruptores para generar la onda alterna, esto ocasiona que el valor de la fuente se divida en dos. La figura 14 muestra el circuito de un inversor de medio puente, que genera el voltaje alterno por medio de los dos interruptores, cuando



S_1 conmuta la tensión de la carga es $-V_{cc}/2$ y cuando S_2 conmuta la carga es $+V_{cc}/2$, este tiene la característica que reduce el voltaje de salida a la mitad del voltaje de entrada.

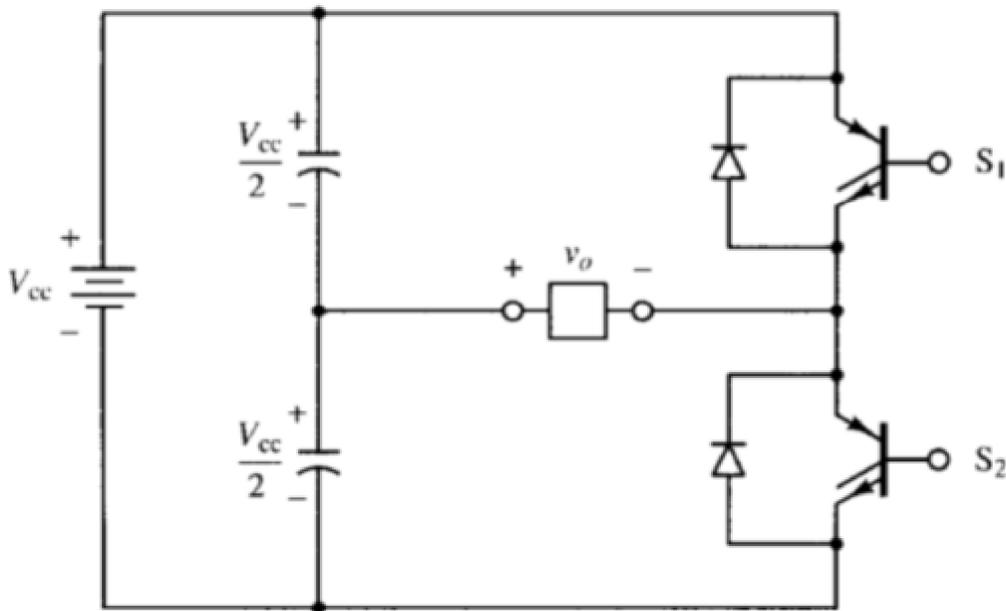


Figura 14 Diagrama de un inversor de medio puente. [26]

2.1.2.3 Variador de Frecuencia.

Un variador de frecuencia es un sistema para el control rotacional de un motor de corriente alterna por medio de un control de frecuencia en la alimentación suministrada al motor. Los variadores de frecuencia son también conocidos como drivers de frecuencia ajustable (AFD), drivers de CA, micro drivers. Dado que el voltaje es variado a la vez que la frecuencia.

Para arrancar los motores eléctricos y controlar su velocidad, han sido una primera solución los reóstatos de arranque, los variadores mecánicos y los grupos giratorios; posteriormente los arrancadores y variadores electrónicos se han impuesto en la industria como la solución moderna, económica, fiable. Un variador electrónico es un convertidor de energía cuya misión es controlar la que se proporciona al motor. Los variadores de velocidad aseguran una aceleración y deceleración progresivas y permiten fijar con precisión la velocidad en las condiciones de explotación. Se puede encontrar una mayor información en [27][22][28].



2.1.2.3.1 Principio de funcionamiento.

Estos dispositivos entregan voltaje y frecuencia variable conforme a la necesidad del motor y la carga conectada. Para poder usar como fuente de alimentación la red eléctrica, la cual tiene un voltaje y frecuencia fija que se debe transformar en un voltaje continuo (rectificador más filtro) y luego se transforma en un voltaje alterno de magnitud y frecuencia variable a través de un inversor. También se puede contar como suministro de corriente continua (banco de baterías).

La forma de onda del voltaje de salida en estricto rigor no es una senoidal perfecta, toda vez que entregan una señal de pulso modulada a partir de una frecuencia de conmutación alta. En todo caso con los equipos actuales, donde podemos encontrar frecuencias de conmutación del orden de los 50 KHz, los contenidos de armónica son bastante bajos, por lo que agregando filtros pasivos cumplen las exigencias normativas impuestas por muchos países.

En la figura 15 un diagrama de un variador de frecuencia, que tiene como alimentación corriente alterna para convertirla en corriente directa, por un medio de un puente rectificador de diodos, posteriormente es filtrado por un capacitor para tener un voltaje en cd sin variaciones y al final pasa por una etapa de inversión donde a través de la conmutación de interruptores se genera un tren de pulsos que al promediarlo generan una señal a la frecuencia y voltaje específicos.

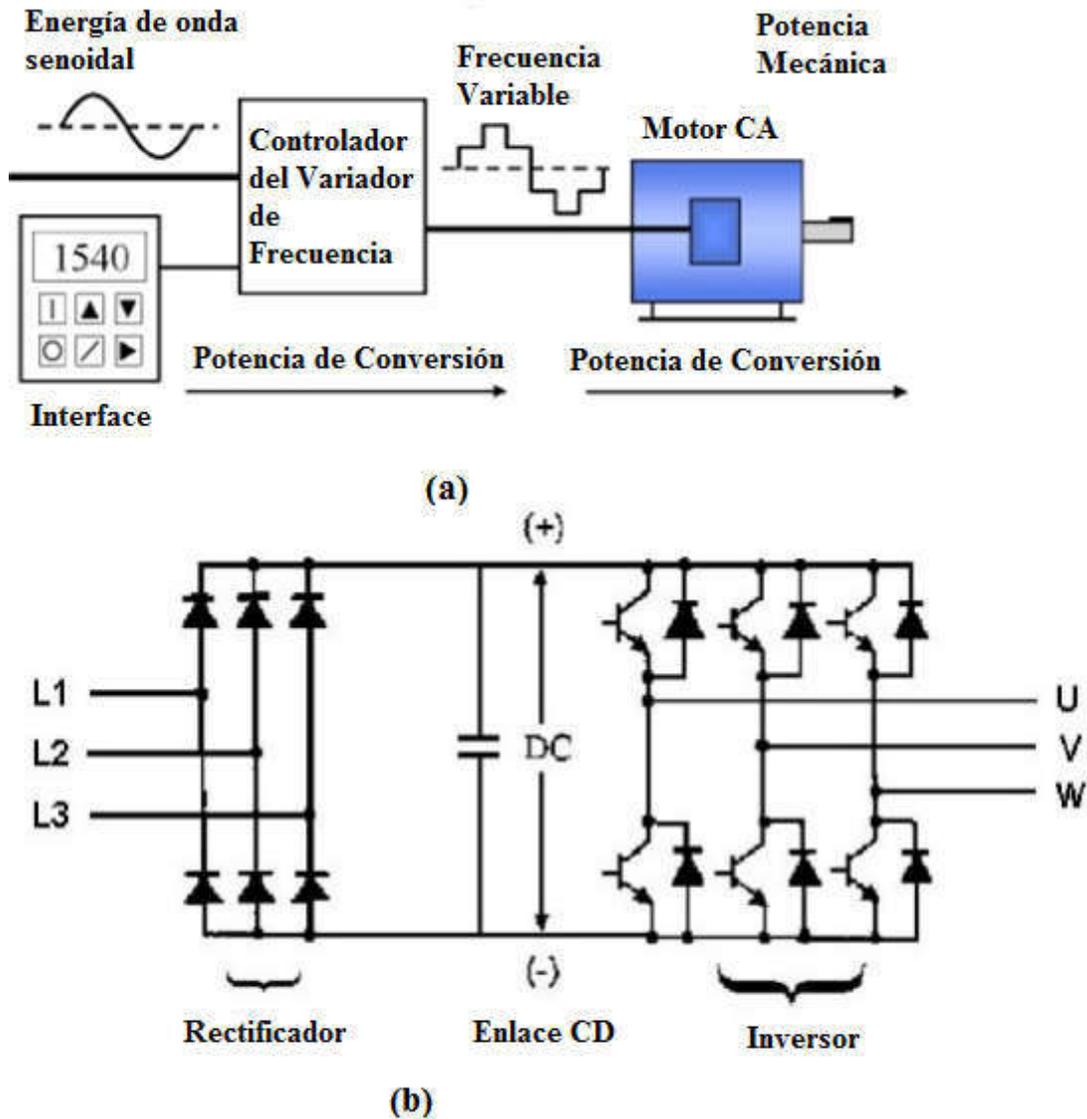


Figura 15 Variador de Frecuencia, (a) Esquema general y (b) partes de un inversor trifásico. [27]

La relación de frecuencia-voltaje es configurada linealmente, produciendo un torque constante en todo el rango de velocidad o una relación cuadrática, la que el torque disminuye a medida que la velocidad baja, se entregará al motor un voltaje de magnitud según la relación V/F configurada y de frecuencia conforme a la consigna. Esto hará que el motor gire a una velocidad proporcional a la frecuencia.



2.1.2.3.2 Ventajas

Como debe saberse, el uso de convertidores de frecuencia añade un enorme potencial para el ahorro de energía disminuyendo la velocidad del motor en muchas aplicaciones. Además, aportan los siguientes beneficios:

- Mejora el proceso de control y por lo tanto la calidad del producto.
- Se puede programar un arranque suave, parada y freno (funciones de arrancador progresivo).
- Amplio rango de velocidad, par y potencia. (velocidades continuas y discretas).
- Bucles de velocidad.
- Puede controlar varios motores.
- Factor de potencia unitario.
- Respuesta dinámica comparable con los drivers de DC.
- Protección integrada del motor.
- Marcha paso a paso.

2.1.3 Distorsión Armónica.

Cuando el voltaje o la corriente de un sistema eléctrico tiene deformaciones con respecto a la forma de onda senoidal, se considera que la señal está distorsionada. La distorsión se puede ocasionar por:

1. Fenómenos transitorios tales como arranque de motores, conmutación de capacitores, efectos de tormentas o fallas por cortocircuito entre otras
2. Condiciones permanentes que están relacionadas con armónicas de estado estable. En los sistemas eléctricos es común encontrar que las señales tendrán una cierta distorsión que cuando es baja, no ocasiona problemas en la operación de equipos y dispositivos.

2.1.3.1 Definición de armónicas.

Las armónicas son corrientes y/o voltajes presentes en un sistema eléctrico, con una frecuencia múltiplo de la frecuencia fundamental. Otra definición bajo el Teorema de Fourier, bajo ciertas condiciones analíticas, una función periódica cualquiera puede considerarse integrada por una suma de funciones senoidales, incluyendo un término constante en caso de asimetría respecto al eje de las abscisas, siendo la primera armónica, denominada también señal fundamental, del mismo período y frecuencia que la función original y el resto serán funciones senoidales cuyas frecuencias son múltiplos de la fundamental.



2.1.3.2 Efectos y consecuencias de los armónicos.

Cualquier señal que produzca el inversor, ya sea de corriente o de tensión, y cuya forma de onda no sea senoidal, puede provocar daños en ella o en los equipos conectados a la misma.

- a) Calentamientos (conductores, hilo de neutro y otros dispositivos). El calentamiento es uno de los efectos más importantes de los armónicos.
- b) Salto de protecciones. Las señales con armónicos pueden tener un valor de corriente eficaz rms muy pequeño y sin embargo alcanzar un valor de pico muy grande. Este hecho hace que equipos de protección puedan saltar.
- c) Resonancia. Un condensador en paralelo con una bobina forma un circuito resonante, capaz de amplificar las señales de una determinada frecuencia. Este circuito resonante puede amplificar ciertos armónicos, pudiendo hacer que los efectos de estos sean todavía más perjudiciales, llegando a quemar las baterías de condensadores.
- d) Vibraciones y acoplamientos. Las altas frecuencias de los armónicos y las subidas y bajadas rápidas de las señales distorsionadas provocan interferencias electromagnéticas.
- e) Tensión entre neutro y tierra distinta de cero. La circulación de corriente por el conductor de neutro provoca una caída de tensión entre neutro y tierra, ya que la resistencia del cable de neutro no es cero. Esta tensión perjudica la calidad de la red y puede tener efectos negativos sobre la instalación.
- f) Consecuencias de los armónicos en componentes conectados a un inversor.
 - o Motores asíncronos: La circulación de corrientes armónicas por los devanados del motor provocan calentamientos en los mismos, también puede producirse una pérdida de rendimiento y reducción de la vida del motor.
 - o Cables: Los cables presentan una impedancia que depende de la frecuencia. A mayor frecuencia, mayor es la impedancia del cable, con lo que la calidad de la alimentación eléctrica se deteriora y se puede producir un excesivo calentamiento.
 - o Condensadores: Éstos disminuyen su impedancia con la frecuencia, con lo que cuanto mayor sea la frecuencia mayores posibilidades de corrientes parásitas, acoplamientos entre cables, mal funcionamiento de las protecciones y relés. Hay peligro de sobrecarga por el efecto de la resonancia.
 - o Transformadores: Los armónicos producen varios efectos sobre los transformadores. Calentamiento del bobinado, aumenta la impedancia de fuente y produce pérdidas debidas a las corrientes de Foucault. La impedancia del transformador aumenta con la frecuencia, con lo que la distorsión armónica total de tensión (DAT_v) también aumenta.



2.1.3.3 Distorsión Armónica Total.

La distorsión armónica de una forma de onda representa el contenido en armónicos que tiene esa señal. La calidad de distorsión que presenta una forma de onda de tensión o corriente se cuantifica mediante un índice llamado distorsión armónica total (DAT)(1). Suponiendo que no hay componentes de continua en la salida.

$$DAT = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_{n,rms})^2}}{V_{1,rms}} = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{1,rms}^2}}{V_{1,rms}} \quad (1)$$

La DAT de la corriente de carga suele ser de más interés que la de la tensión de salida. La forma más óptima para realizar el cálculo de la DAT es el método de las series de Fourier.

2.1.4 Filtros Pasabajas.

Un filtro es un circuito, dispositivo o componente electrónico diseñado para separar, suprimir un grupo de señales en conjunto de las mismas. Su diseño es para seleccionar una frecuencia o un rango de frecuencias y es de diseño específico y predecible.

Los filtros se diseñan para dejar pasar o amplificar las señales de entrada de señales de frecuencia y bloquear todas aquellas señales de frecuencia que no se encuentran dentro de ese rango, existen diferentes tipos de filtros los cuales son pasa-bajas, pasa-altas, pasa-bandas, banda de para y pasa-todo.

El diseño de un filtro en esta tesis se requiere debido a que se necesitan filtrar las señales de salida del inversor y de la fuente conmutada, para esto se eligió un filtro pasa-bajas de segundo orden LC debido a que se obtienen un menor número de pérdidas de potencia ya que se llegaron a valores de potencia altos en los convertidores.

Para el diseño de este filtro se requiere de un análisis profundo y una selección cuidadosa de los parámetros como por ejemplo el factor de amortiguamiento que si se eligen de manera incorrecta puede que el filtro no se comporte de manera correcta. En la figura siguiente se puede observar un filtro LC y para un mayor entendimiento de los filtros se puede ver en [29].

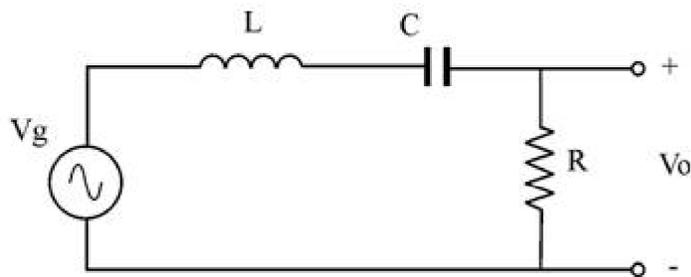


Figura 16 Filtro pasa-bajas LC.

2.1.5 Modulación PWM.

La modulación por anchura de impulsos (PWM, Pulse Width Modulation) proporciona un método de disminuir el factor DAT de la corriente de carga. En la técnica PWM, la amplitud de la tensión de salida se puede controlar por medio de las formas de onda moduladas. La técnica PWM tiene dos ventajas la primera es la reducción de los requerimientos de filtro para reducir los armónicos y la segunda es el control de la amplitud de salida. Entre las desventajas, los circuitos de control de los interruptores son más complejos y una mayor pérdida debido a la conmutación más frecuente.

El control de los interruptores para la salida sinusoidal PWM requiere:

1. Una señal de referencia, llamada a veces señal de control o moduladora.
2. Señal portadora que controla la frecuencia de conmutación.

2.1.5.1 Conmutación Bipolar.

En la figura 17 se muestra el principio de la modulación por anchura de impulsos bipolar sinusoidal. La parte superior muestra una señal sinusoidal de referencia y una señal portadora triangular, y la parte inferior se muestra la salida del inversor de acuerdo a (2):

$$\begin{aligned} v_0 &= +V_{cc} & v_{seno} > v_{tri} \\ v_0 &= -V_{cc} & v_{seno} < v_{tri} \end{aligned} \quad (2)$$

Cuando el valor instantáneo de la senoide de referencia es mayor que la portadora triangular la salida está en $+V_{cc}$, y cuando la referencia es menor que la portadora, la salida está en $-V_{cc}$.

La salida toma valores entre más y menos la tensión de la fuente de continua.

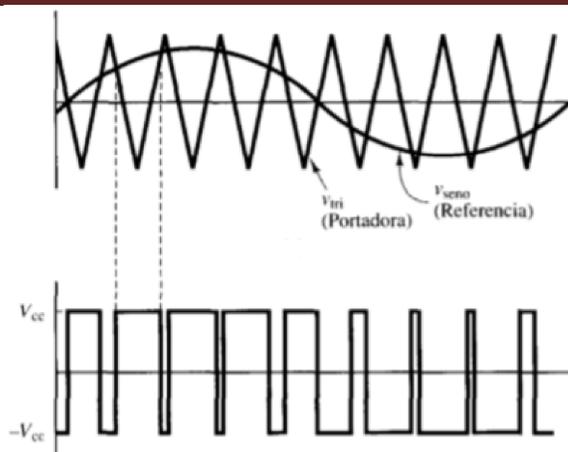


Figura 17 PWM de conmutación bipolar y salida del inversor. [26]



CAPÍTULO 3 DESARROLLO TEÓRICO

3.1 Estructura del prototipo.

El objetivo del prototipo que se va a construir es el sistema de monitoreo y un variador de frecuencia para motores de corriente alterna, debido a que la energía que se tiene como fuente de voltaje es un sistema fotovoltaico se realizó una investigación sobre cómo lograr la variación de frecuencia y se encontraron diferentes técnicas para lograr el objetivo, se decidió optar por esta técnica debido a que al sistema se le puede realizar un mejor monitoreo de sus etapas.

Para tener un panorama general de cómo está constituido se muestra en la figura 18 el sistema de monitoreo y variador de frecuencia para motores de corriente alterna con alimentación basada en paneles solares.

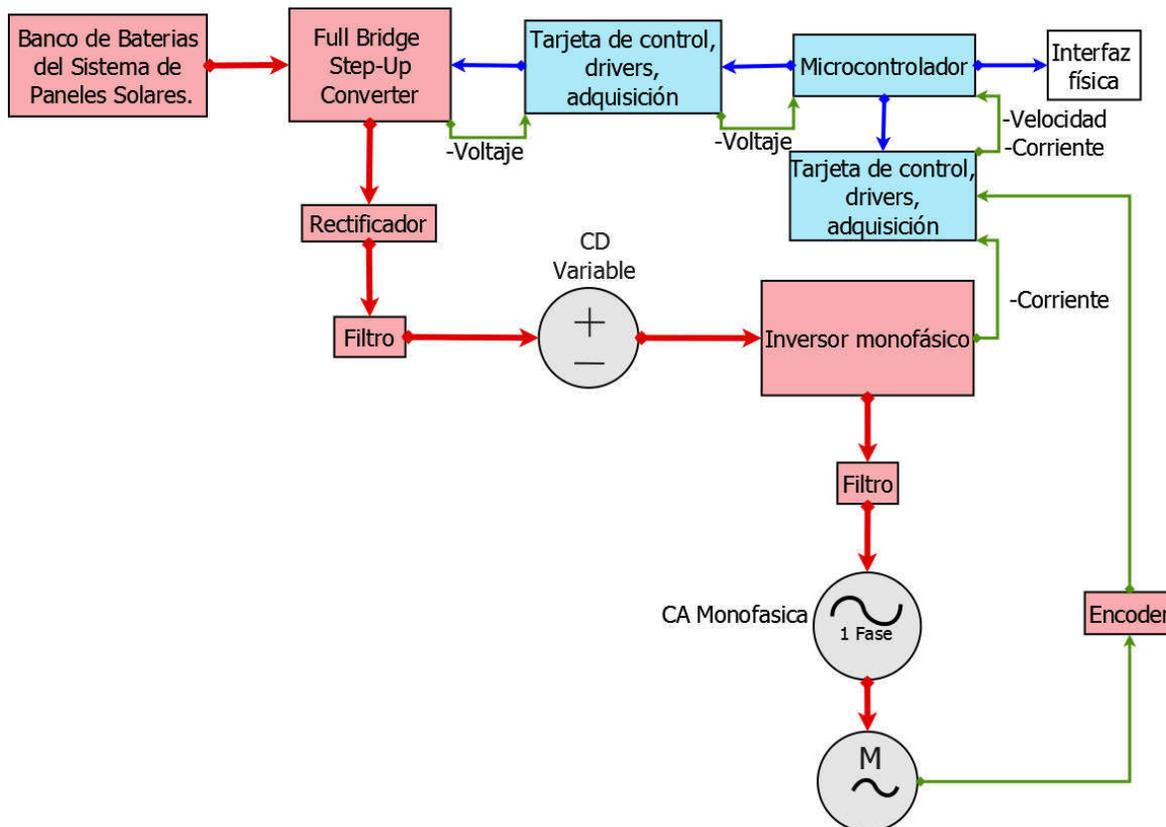


Figura 18 Estructura del prototipo.

El sistema está constituido por: una tarjeta de control principal (tarjeta madre) que en ella contiene el microcontrolador y la interfaz física, una tarjeta de control para los drivers y adquisición de datos del



convertidor Step Up Full Bridge, una tarjeta de control para los drivers y adquisición de datos del inversor monofásico, un circuito de potencia del inversor, un circuito de potencia del Step Up.

El sistema recibirá la energía de un sistema de paneles fotovoltaicos, cada panel suministra una cantidad de voltaje que ronda entre los 12-36 volts, por medio un arreglo en serias de las baterías se puede elevar el voltaje del sistema y a través de un convertidor tipo Full-Bridge se logra elevar el voltaje a las características que se requieren a la entrada del inversor. El arreglo del banco de baterías se debe a que los motores requieren niveles altos de voltaje y corriente para su funcionamiento y si se conservaba el sistema base de 12-36 volts el convertidor trabajaría con niveles muy altos de corriente que pueden ser muy peligrosos.

Para el control de la frecuencia de un motor también se requiere una disminución del voltaje que se le suministra, a través del inversor solo tendrá como tarea variar la frecuencia del sistema con una base de voltaje que será variada en el convertidor tipo Full-Bridge, esto mejora la calidad de la señal que se le entrega al motor.

La tarjeta madre cuenta con una interfaz física que está formado por un display de caracteres que muestra la velocidad del motor, la frecuencia del sistema establecida y la frecuencia seleccionada, tiene una perilla que es un encoder con el cual se puede variar la frecuencia y un led que al encenderse muestra que la frecuencia ya se actualizo. El cambio de frecuencia funciona de la siguiente manera: al seleccionar la nueva frecuencia requerida el microcontrolador manda una señal para que el sistema recalcule las señales PWM para la nueva frecuencia del inversor y las señales PWM para que el convertidor genere el nivel de voltaje que el sistema requiere.

Las tarjetas de control del convertidor y el inversor reciben señales de la tarjeta madre y a través de los drives de compuerta se pueden conmutar los interruptores, además aquí en estas se realiza el monitoreo de señales de interés. El encoder se utiliza para medir la velocidad del eje de rotación del motor.

3.2 Técnica de Modulación por ancho de pulso(PWM).

3.2.1 Generación PWM en microcontroladores.

La técnica de modulación por ancho de pulso es muy utilizada para la generación de señales senoidales, cuando se tiene una onda rectangular con una frecuencia fija, a la parte de la onda rectangular que ésta a mayor nivel o en alto se le llama pulso el cual tendrá un ancho, mediante la técnica PWM se modifica el ancho de ese pulso. Para poder lograr esto primero se requiere dividir el periodo de la señal senoidal en un numero de muestra o partes de la misma duración, esto es conocido como periodo de conmutación se muestra en la figura 19. Cuando se trata de generar la onda senoidal, cada muestra varia su ancho de pulso



con el propósito de igualar el valor de la señal senoidal en ese instante, hasta obtener una señal rectangular que contenga todos los valores de cada muestra esto se puede apreciar en la figura 20.

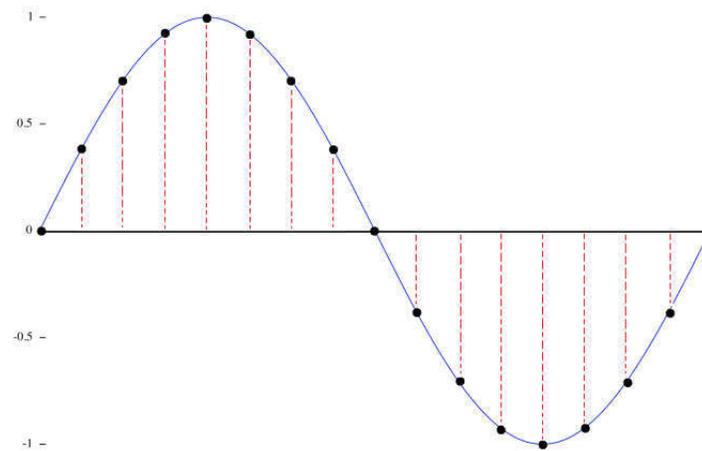


Figura 19 Muestreo de una senoidal.

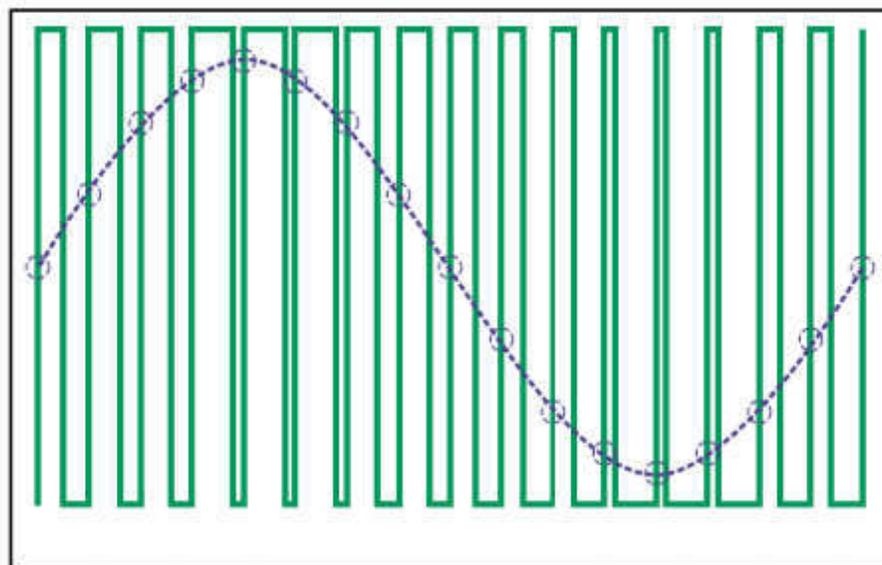


Figura 20 Señal PWM generada por un microcontrolador.

Para la generación de señales PWM a través de un microcontrolador es necesario saber la duración del periodo del reloj de esta, esto se requiere debido a cada muestra de la senoidal se divide en periodos iguales de menor tamaño, estas son las unidades de medida de tiempo del microcontrolador y con estos periodos que son de mucho menor tamaño se van contabilizando hasta completar el periodo de conmutación. Con esto tenemos que la onda senoidal se divide en un numero de muestras o periodos de la misma duración y



estas muestras se dividen en periodos de reloj de menor tamaño por esto sabemos que el periodo de la senoidal en ciclos de reloj del microcontrolador es igual a la multiplicación de las muestras de la senoidal por el periodo de conmutación de las muestras en ciclos de reloj, esta relación se muestra en la ecuación (3):

$$SINCLKCycles = (SwitchingPeriod)(SamplesNumber) \quad (3)$$

La duración del periodo de la senoidal en ciclos del reloj es para que el microcontrolador pueda saber los ciclos de reloj que debe esperar para poder volver a contar y realizar los cambios del ciclo de trabajo esto es para poder representar señales senoidales de frecuencia específica y la ecuación (4) también representa los ciclos de reloj de la senoidal (SINCLKCycles):

$$SINCLKCycles = \frac{T_{SINE}}{T_{CLOCK}} = \frac{\frac{1}{T_{CLOCK}}}{\frac{1}{T_{SINE}}} = \frac{F_{CLOCK}}{F_{SINE}} \quad (4)$$

Esto también se puede representar sustituyendo (3) en (4):

$$\frac{F_{CLOCK}}{F_{SINE}} = (SwitchingPeriod)(SamplesNumber) \quad (5)$$

En la ecuación (5) nos damos cuenta de la relación que existe entre las frecuencias de reloj y de la senoidal, el número de muestras de la senoidal y el periodo de conmutación (ciclos de reloj). Para poder generar ondas senoidales los más precisas posibles los parámetros de la derecha deben de ser lo más parecidos al valor de la división de la izquierda, la ecuación (5) también se puede describir como (6), para determinar el número de muestras:

$$\frac{1}{(T_{CLK})(SwitchingPeriod)} = (SamplesNumber) \quad (6)$$

Por lo tanto, la ecuación (5) es igual a la ecuación (6):

$$m_f = \frac{F_{SWITCHING}}{F_{SINE}} \quad (7)$$

La ecuación (7) la parte izquierda se le conoce como índice de modulación de frecuencia que es igual al número de muestras, la inversa del periodo de conmutación en ciclos de reloj por el periodo del reloj del



microcontrolador es igual a la frecuencia de conmutación que es la parte superior de la fracción y la parte inferior es la frecuencia de la onda senoidal, estos dos valores se miden en Hertz.

Esta ecuación es una de las ecuaciones fundamentales para poder aumentar o disminuir el contenido armónico de una señal, como se dijo anteriormente el índice de modulación es igual al número de muestras por lo tanto si se tiene un mayor número de muestras los armónicos en una señal se disminuirán, esto se debe a que entre mayor sea la frecuencia de conmutación que la frecuencia de la onda fundamental, los armónicos se producirán a frecuencias mayores y por lo tanto serán más fáciles de filtrar.

3.2.1.1 Limitaciones de la técnica digital PWM y de los parámetros.

- Debido a que la mayoría de sistemas digitales solo puede representar números enteros para la generación de una señal rectangular por modulación de ancho de pulso, para los cálculos que se requieren realizar es complicado encontrar una relación para satisfacer la ecuación ().
- Como se explicó anteriormente un mayor número de muestras ayuda a disminuir el contenido armónico de la señal, pero también entre mayor sea el número de muestras los periodos de conmutación son más pequeños y esto podría ocasionar que el microcontrolador no sea capaz de representar ciclos de trabajo muy pequeños perdiendo la calidad de la señal generada, pero también si se tiene un periodo de conmutación demasiado grande, el número de muestras disminuirá y si llega a un número de muestras muy pequeña, la señal tendría un contenido armónico alto y también la señal sería muy difícil de reconstruir.

Es por esto que es necesario que para el cálculo del número de muestras se tenga una relación que contenga el mayor número de muestras posibles, pero con una frecuencia de conmutación que permita poder representar la variación de todos los ciclos de trabajo, con el propósito de mantener la mejor calidad de la señal.



3.3 Algoritmo para la selección de frecuencia.

Debido a que para poder generar una señal rectangular con diferentes anchos de pulsos que represente los valores dentro de una senoidal a una frecuencia determinada a través de un microcontrolador es necesario primero obtener un valor del periodo de la senoidal en ciclos de reloj que mantenga un valor que sea casi igual o muy cercano la relación de la frecuencia del reloj y la frecuencia de la senoidal, también es necesario calcular dos variables que son la frecuencia de conmutación y el número de muestras que son fundamentales para poder obtener la señal modulada.

El primer paso para realizar este algoritmo fue la generación de una base de datos de números primos (Criba de Eratóstenes) que se usaran posteriormente, el sistema recibe como datos de entrada la frecuencia de reloj del microcontrolador utilizado, la frecuencia de la senoidal y un parámetro de restricción, con la frecuencia del reloj y la frecuencia de la senoidal se calcula un valor de periodo de conmutación en ciclos de reloj, después este valor calculado se factoriza en números primos, esto se logra al dividir el periodo en ciclos de reloj con cada número de la matriz generada anteriormente, cuando este se puede dividir, el número con el que se dividió se almacena en una matriz y el periodo se divide, el resultado de la división vuelve a hacer el mismo proceso de factorización hasta que el número ya no se pueda dividir, todos los números primos por los que fue dividido se almacenan en una matriz. Después con los datos almacenados en esta matriz se realiza un cálculo de todas las posibles combinaciones de dos números que multiplicados den el valor del periodo, cuando se tiene este valor se generan todas las combinaciones de dos números, que son almacenados en dos matrices del tamaño de las combinaciones, la primera matriz guarda el número más grande mientras que la otra el más pequeño, el último paso es la comparación entre cada uno de los pares de números y proporciona como resultado el par que tenga la menor diferencia de valor. Finalmente, este resultado es verificado a través de la restricción dada, si este dato no cumple con los requerimientos dados, el valor del periodo en ciclos de reloj que se calculó al principio se modifica en valor de ± 1 hasta que cumpla con la restricción especificada. El diagrama del algoritmo se puede ver en la figura 21.

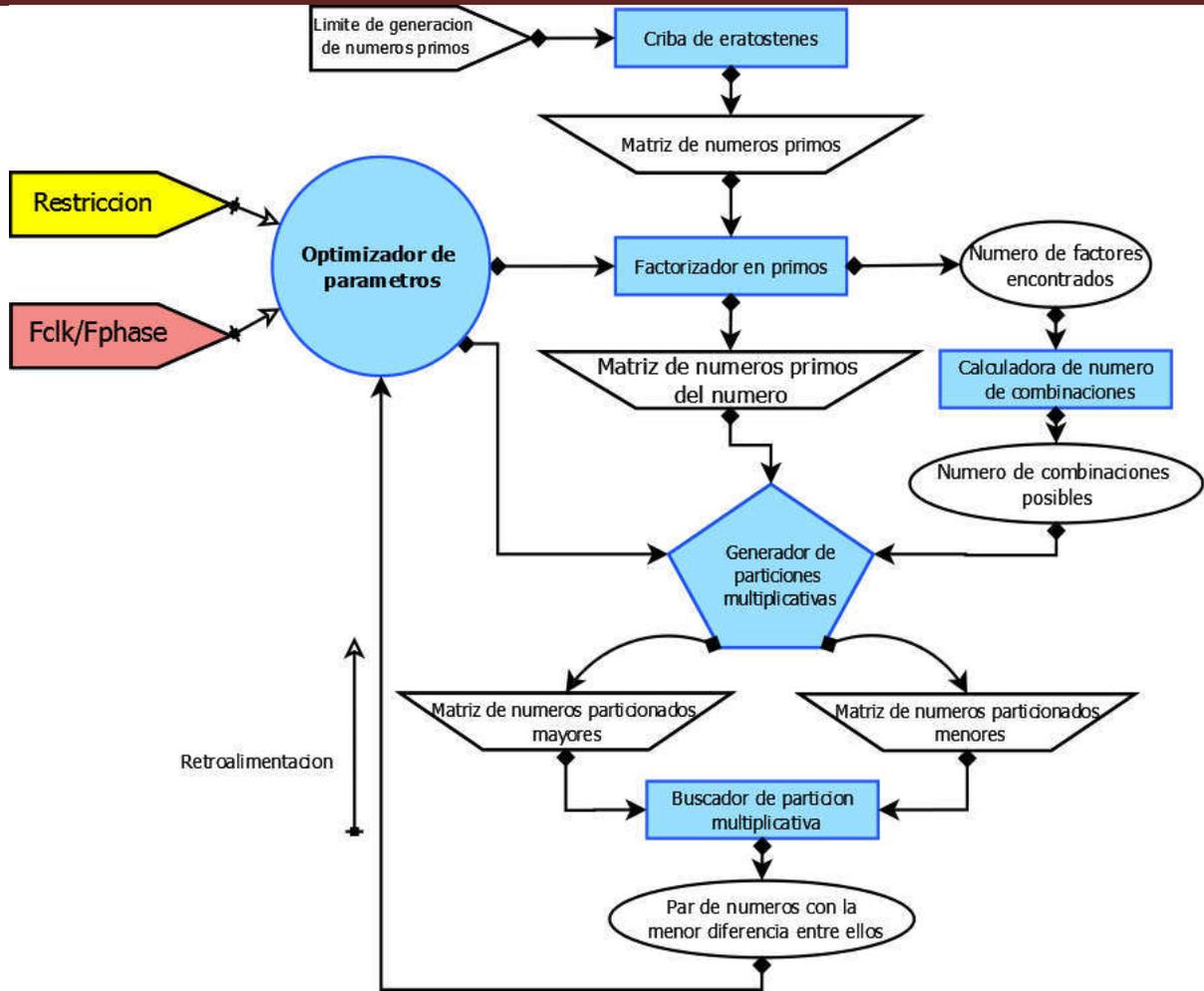


Figura 21 Diagrama del algoritmo selector de frecuencia.



3.4 Hardware en los microcontroladores.

El algoritmo se programó en el IDE Arduino, que como principal aspecto a considerar es los requerimientos de hardware que debe tener el microcontrolador para poder ejecutar el programa y también para poder realizar las acciones necesarias para utilizar estos datos.

1. Debido a que en el desarrollo de ciertas etapas de este algoritmo se utilizó una programación recursiva, esto ocasiona el consumo de mucha memoria de stack, cuando el microcontrolador que se utiliza no tiene la suficiente RAM el programa podría pararse o bloquearse, ocasionando que el microcontrolador se reinicie. El microcontrolador utilizado en esta tesis es el ATmega 2560 que solo puede procesar 10 factores primos para la generación de combinaciones de dos números. Como solución a el programa se modificó el número de factores primos que se pueden obtener al factorizar el periodo en ciclos de reloj, si este sobrepasa la restricción el sistema considera como que el cálculo fallo y se modifica el periodo en ciclos de reloj.
2. Para la generación PWM se requiere:
 - El uso de timers de 16 bits, esto se debe a que la mayoría de los resultados del algoritmo son mayores a 255 y el timer debe tener la capacidad de alcanzar el valor de periodos de conmutación para lograr un periodo completo. Con los timers de 16 bits se tiene un amplio rango de valores.
 - Otro punto importante es el tiempo de respuesta del sistema, este programa no afecta en la generación PWM debido a que son programas distintos, pero la generación PWM se ve afectada cuando se requiere generar otra onda senoidal de diferente frecuencia, debido a que tiene que esperar los resultados del algoritmo selector de frecuencia para procesarlos y generar la señal. Entonces la respuesta del sistema en general se podría ver afectada si la frecuencia requerida es difícil de calcular los datos necesarios para generar el PWM.



3.5 Diseño de la técnica PWM de conmutación para la generación de la senoidal monofásica en el inversor.

El diseño de esta se basa en la técnica clásica explicada anteriormente. Donde la seña senoidal se divide un numero de muestras periódicas, que se divide en muestras más pequeñas que es conocido como periodo de conmutación que se obtiene a partir del algoritmo de selección de frecuencia.

3.5.1 Algoritmo para la implementación.

Se utilizan los datos proporcionados por el algoritmo selector de frecuencia que son el número de muestras de la senoidal y el periodo de conmutación en ciclos del reloj del microcontrolador. Se realiza un algoritmo que está conformado por una matriz de tamaño igual al número de muestras, posterior a eso se calcula el valor del ciclo de trabajo para cada muestra para generar la senoidal, cada valor es guardado en la posición correspondiente 1,2,3 y así sucesivamente. A través de una interrupción las señales PWM se generan, primero las de la parte positiva de la senoidal y después la parte negativa. El tipo de señal PWM que se genera es en fase y frecuencia correcta, que tiene como principal objetivo generar cada ciclo de trabajo de manera centrada y el tiempo muerto dividido en las laterales.



3.6 Hardware.

3.6.1 Sistema Fotovoltaico.

El objetivo de esta tesis es proporcionarle energía a un motor de corriente alterna monofásico de 1Hp, para elegir el sistema fotovoltaico primero es necesario saber la potencia consumida por el dispositivo al día, así como cuantas son las horas de mayor incidencia de luz en el lugar donde lo vas a colocar.

En nuestro caso se hizo una consideración donde el sistema tendría que trabajar 12 horas y el promedio de horas de mayor incidencia en México es de 5 horas.

El consumo total del dispositivo se representa en la ecuación (8):

$$Potencia_{total \times dia} = Potencia_{Consumida} \times Tiempo_{trabajo} \dots \dots (8)$$

donde:

Las potencias tienen como unidad de medida Watts y el tiempo de trabajo se refiere a las horas que el sistema va estar funcionando.

Posterior a esto se sabe que la eficiencia del sistema fotovoltaico no es del 100 %, esto depende de la calidad de los materiales con los que se diseñó y esta ronda entre un 60% hasta un 90%, para nuestro calculo utilizamos una eficiencia de un 80 %.

Ahora se requiere elegir un panel solar, actualmente existen paneles solares que producen hasta 250 watts, para este proyecto se tomó como base un panel solar de 250 watts, para poder determinar cuanta potencia genera un panel solar por hora se utiliza la ecuación (9):

$$(Potencia_{Panel solar} \times Eficiencia_{Panel solar} \times Horas_{incidencia}) = Watts_{Panel \times dia} \dots (9)$$

Con la ecuación 9 se determina la potencia que genera un panel solar por día y para hacer el cálculo del número de paneles solares requeridos para alimentar por 12 horas a los motores se determina a través de la ecuación (10):

$$Potencia_{total \times dia} \div Watts_{Panel \times dia} = Numero_{Paneles} \dots \dots (10)$$

El resultado fue el siguiente:

Para poder alimentar por 12 horas al motor se requiere de un sistema fotovoltaico que conste de 10 paneles solares.



3.6.2 Tarjeta de distribución de bajo voltaje.

La fuente de voltaje para la fuente conmutada es un banco de baterías que proporciona un voltaje de 196 volts, pero cada batería individual proporciona un voltaje de 24 volts, pero el sistema de baja potencia requiere voltajes de 12 y 5 volts, se puede que a partir de una batería se le proporcione voltaje a través de un divisor de voltaje para suministrar 12 volts y otra alternativa es que se puede usar un dispositivo externo de 12 volts para alimentar la tarjeta. Se utilizará un cargador de 12 volts debido a que no se cuenta con la batería. La tarjeta de distribución recibirá 12 volts del cargador y lo manda a una tarjeta de distribución, a un dispositivo prefabricado que convertirá los 12 volts a 5 volts. Los 12 volts se utilizan para los drivers IR2110 y los 5 volts para alimentar a los demás dispositivos que requieren ese nivel de voltaje (LCD, optoacopladores, microcontrolador, etc.). La imagen 22 muestra el diagrama de la tarjeta.

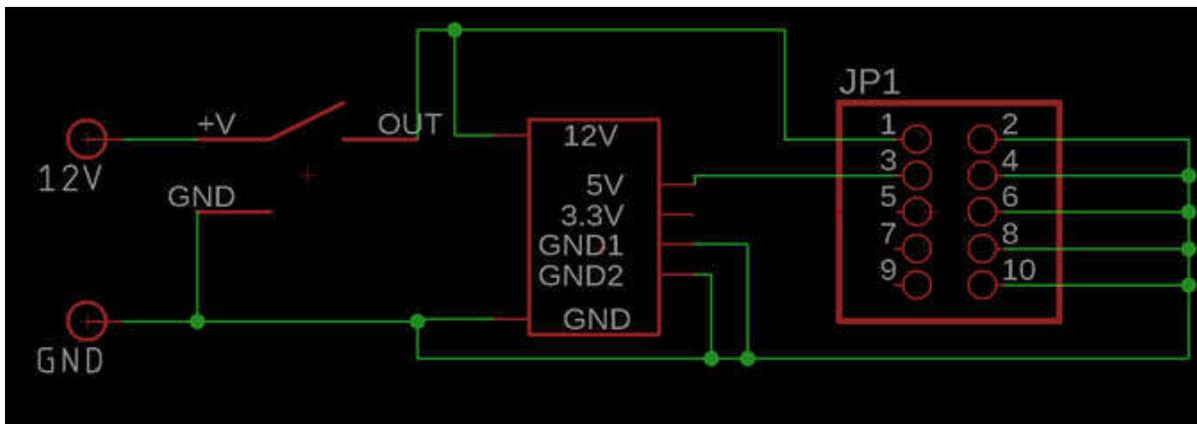


Figura 22 Diagrama esquemático de la tarjeta de distribución.



3.6.3 Tarjeta de Control Principal.

Esta tarjeta tiene un zócalo para la tarjeta Arduino Mega 2560 que permite la conexión fácil y rápida entre los componentes para acoplar y retransmitir estas señales. La figura 23 muestra el diagrama de la placa madre.

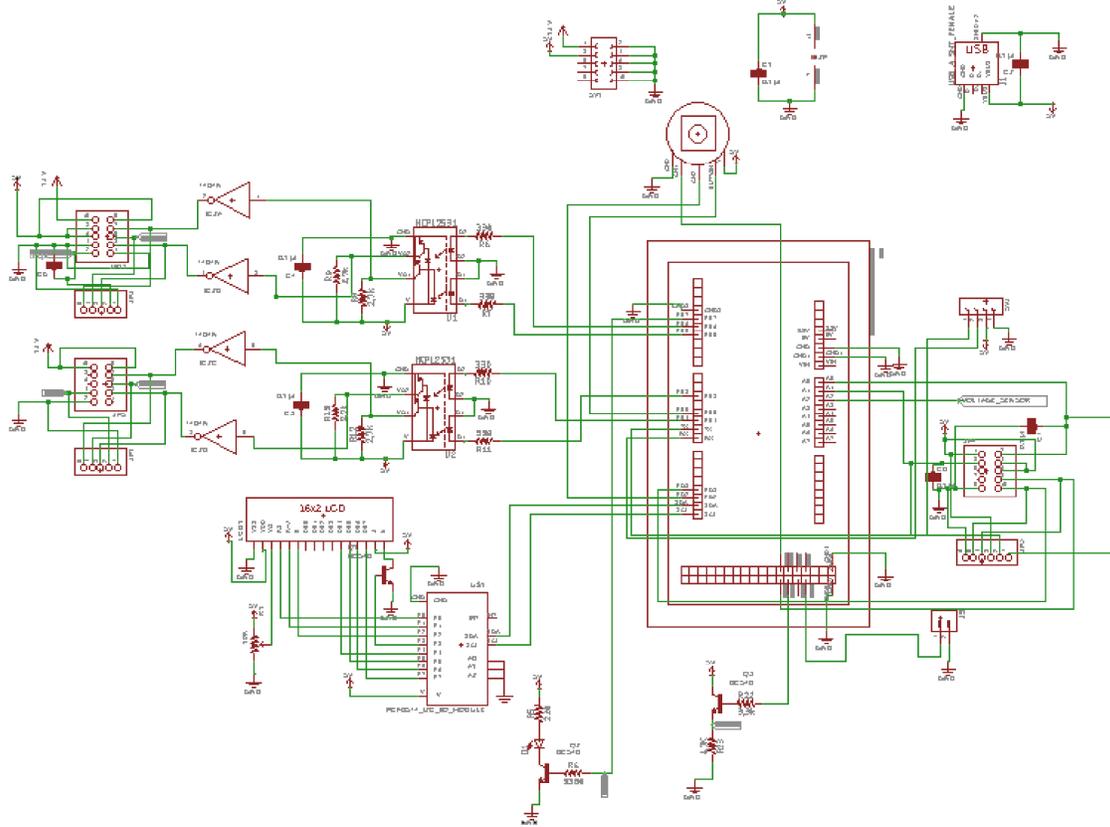


Figura 23 Esquemático placa madre.

3.6.3.1 Periféricos y pines empleados del ATMEGA 2560.

“Señales PWM del Convertidor Full-Bridge Step Up”.

TIMER 1

- OCR1A PIN PB5
- OCR1B PIN PB6



“Señales PWM del Inversor Monofásico”.

TIMER 3

- OCR3A PIN PE3
 - OCR3B PIN PE4
- TRIGGER PIN PB7

“Botón del encoder para la selección de frecuencia”.

INTERRUPCIÓN 1

- INT1 PIN PE5

Medición del encoder para la selección de frecuencia.

INTERRUPCIÓN 4

“Medición del canal A del encoder”.

- INT4 PIN PD2

“Medición del canal B por medio de un pin digital”.

PIN PL5

Medición del encoder para medir la velocidad del motor.

INTERRUPCIÓN 5

“Medición del canal A del encoder”.

- INT5 PIN PD3

“Medición del canal B por medio de un pin digital”.

PIN PL6

“Base de tiempo para medir la velocidad”.

TIMER 4

“Comunicación I2C”.

- SDA PD1
- SCL PD0



“Entradas Analógicas”.

- **A0** Shunt resistor para la medición de corriente en el motor **PIN PF0.**
- **A1** Sensor de efecto hall para la medición de corriente en el motor **PIN PF1.**
- **A2** Divisor resistivo para la medición del voltaje a la salida del Full Bridge Step-Up Converter **PIN PB1.**

“Salidas”.

- Señal de shutdown para el driver IR2110 **PIN PL6**
- Señal trigger y LED indicador **PIN PB7**



3.6.3.2 Componentes de la tarjeta.

- Zócalo para la tarjeta ARDUINOMEGA con conexiones para los pines que se utilizó del proyecto.
- Headers para entradas y salidas de la tarjeta.
- Puerto USB para la alimentación de la tarjeta ARDUINOMEGA a 5 Volts.
- Circuitos para la protección para las salidas PWM del microcontrolador. Se utilizaron optoacopladores HCPL2531 para aislar al microcontrolador al transmitir las señales PWM. Los optoacopladores permiten conmutar hasta 40KHz sin disminuir la calidad de la señal.
- Circuitos para proteger las salidas digitales del microcontrolador. Se utilizaron transistores BC548 como protección para el microcontrolador al transmitir las señales de shutdown y para el LED.
- Led para indicar el cambio de frecuencia.
- Modulo para la expansión de puertos I/O con comunicación I2C para controlar el Display.
- Display LCD de 16 caracteres y 2 líneas.
- Preset para ajustar el brillo del LCD.
- Encoder con perilla y botón incluido.

3.6.3.3 Entradas y salidas de la tarjeta

Entradas

- 12V,5V.
- Canal A y B del encoder para medir la velocidad del motor.
- Canal A y B del encoder para variar la frecuencia.
- Señal analógica del sensor de efecto hall.
- Señal analógica del sensor de corriente con shunt resistor.
- Señal analógica del divisor de voltaje a la salida del Full Bridge Converter.

Salidas hacia el Full Bridge Converter

- 12V,5V
- Señal digital de shutdown para el IR2110.
- Señales PWM para el control del Full Bridge.

Salidas hacia el Inversor Monofásico.

- 12V,5V.
- Señal digital de shutdown para el IR2110.
- Señales PWM para el control de los interruptores electrónicos.



3.6.4 Convertidor Full Bridge

3.6.4.1 Tarjeta de control, adquisición y drivers.

Por medio de esta tarjeta las señales PWM que se generan en la placa madre y por medio de el driver IR2110 se conmutan las compuertas de los transistores del circuito de potencia. En esta tarjeta también se realiza el censado de voltaje posterior al filtrado de la señal a través de un filtro LC y posteriormente se manda a la placa madre.

La figura 25 muestra un diagrama esquemático de la placa de control, drivers y adquisición del Full Bridge Converter.

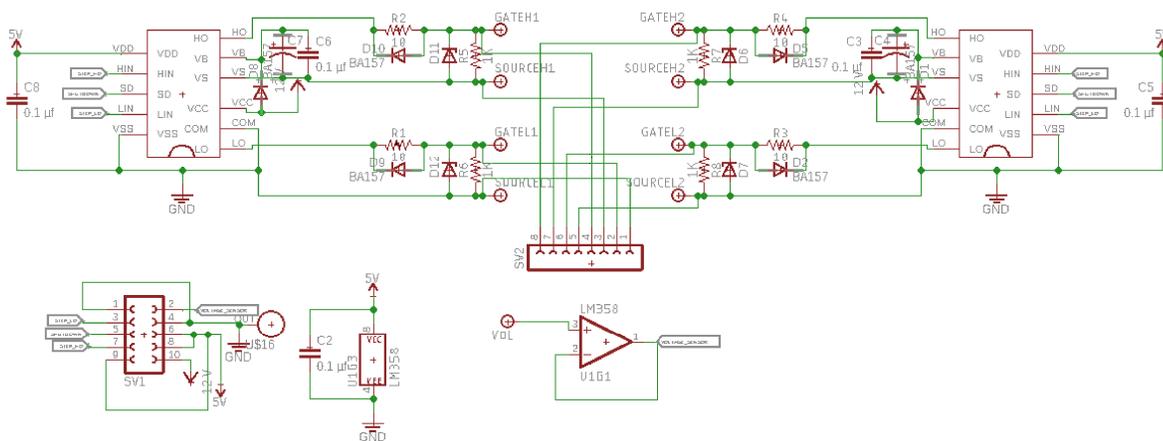


Figura 25 Diagrama esquemático de la placa de control, drivers y adquisición del convertidor de puente completo.

Salidas hacia el circuito de potencia

- Señales GATEH1 y SOURCEH1 del IR2110 para el transistor Q1
- Señales GATEL1 y SOURCEL1 del IR2110 para el transistor Q2
- Señales GATEH2 y SOURCEH2 del IR2110 para el transistor Q4
- Señales GATEL2 y SOURCEL2 del IR2110 para el transistor Q3

Salidas hacia la placa de control principal

- Nivel de voltaje medido y enviado a un pin analógico del microcontrolador.

Entradas

- Señales de control desde el microcontrolador para los drivers IR2110
- Señal de shutdown para el apagado.



3.6.4.2 Circuito de potencia

La figura 26 muestra el diagrama esquemático del circuito de potencia del convertidor Full-Bridge, el cual contiene un puente rectificador de onda completa, dos capacitores de filtro, cuatro interruptores electrónicos que conforman un puente H con un DC blocking capacitor en serie con el lado primario del transformador. Los interruptores (Q1, Q2, Q3, Q4) pueden ser transistores, IGBTs y MOSFET como los que se muestran en el esquemático. En secundario del transformador tiene derivación central, está conectado a un rectificador de onda completa y posterior se filtra la señal a través de un filtro LC. Aquí también se realiza el censado de voltaje por medio de un divisor de voltaje.

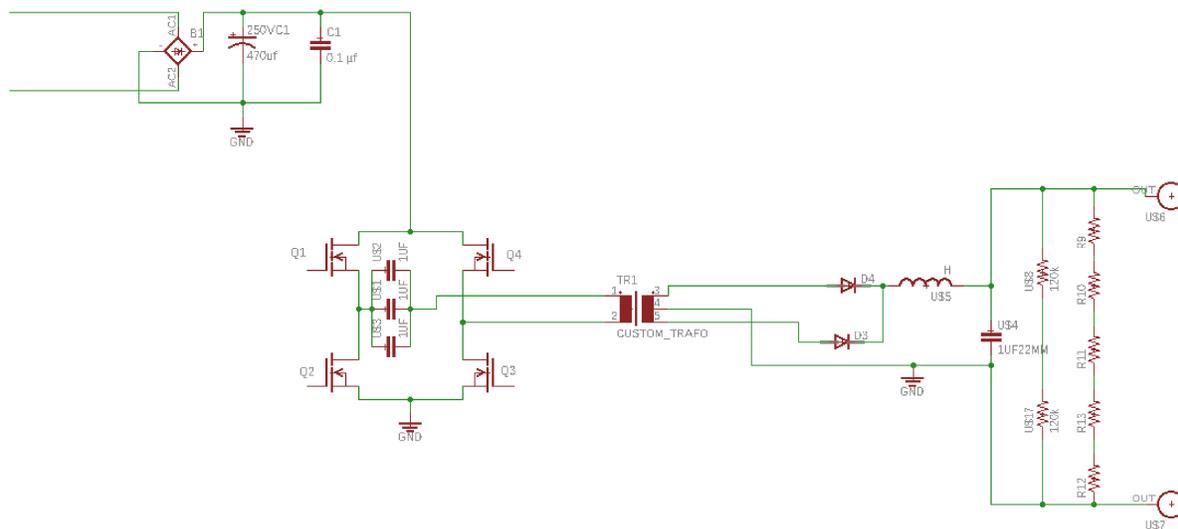


Figura 26 Diagrama esquemático del circuito de potencia para el convertidor de puente completo.

Para el cálculo del transformador del convertidor y el DC blocking Capacitor se utilizó una hoja de cálculo de Excel con ecuaciones de los libros, para el convertidor full bridge[24] y [30] para el transformador. A continuación, se explican y muestran las ecuaciones para el diseño del transformador.

3.6.4.2.1 Diseño general del Step-Up Full Bridge Converter.

En esta sección se describirán las ecuaciones que se utilizaron para el diseño de un transformador con una técnica que considera como base del cálculo una eficiencia del transformador de un 80% y para el diseño de un filtro LC.

La ecuación (11) sirve para determinar el voltaje de salida del Full-Bridge Converter.



$$V_o = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) 2V_s K \quad (11)$$

donde:

V_o = Voltaje de salida (V).

N_s = Numero de vueltas en el secundario.

N_p = Número de vueltas en el primario.

K = Ciclo de trabajo.

Las ecuaciones (12), (13), (14), (15), (16), (17) y (18) son para el cálculo de datos del transformador.

$$N_p = \frac{V_s (T_{on})}{A_e (\Delta B)} \quad (12)$$

donde:

N_p = Número de vueltas del primario.

T_{on} = Ciclo de trabajo x Periodo de conmutación (μs).

V_s = Voltaje de alimentación (V).

A_e = Área transversal del núcleo (mm^2).

ΔB = Cambio de densidad de flujo magnético máxima o un poco menor a la que soporta el núcleo (Tesla).

$$I_p = \frac{P_o}{2\eta(V_s)K} \quad (13)$$

donde:

I_p = Corriente del primario (Amperes).

P_o = Potencia (Watts).

V_s = Voltaje de alimentación (V).

K = Ciclo de trabajo.

η = Eficiencia esperada (convertidor común 0.8).

V_s = Voltaje de alimentación (V).

$$I_{p_{rms}} = I_p \sqrt{2K} \quad (14)$$

donde:



I_{Prms} = Corriente RMS del primario (Amperes).

I_p =Corriente del primario (Amperes).

K = Ciclo de trabajo.

$$I_s = \frac{P_o}{\eta(V_o)} \quad (15)$$

donde:

I_s =Corriente del secundario(Amperes).

P_o = Potencia (Watts).

η = Eficiencia esperada (convertidor común 0.8).

V_o = Voltaje de salida(V).

$$I_{s_{rms}} = I_s \sqrt{K} \quad (16)$$

donde:

$I_{s_{rms}}$ = Corriente RMS del secundario (Amperes).

I_s =Corriente del secundario (Amperes).

K = Ciclo de trabajo.

$$Circular _ mills = 500 I_{rms} \quad (17)$$

donde:

I_{rms} = Corriente RMS del conductor (Amperes).

$$C_b = \frac{I_p T_{on}}{(dV\%)V_s} \quad (18)$$

donde:

C_b =Capacitancia del capacitor de bloqueo(Faradios).

I_p =Corriente del primario (Amperes).

T_{on} = Ciclo de trabajo x Periodo de conmutación (segundos).

$dV\%$ =Máxima disminución permitida del voltaje de alimentación expresada como fracción del valor del voltaje de alimentación.

V_s =Voltaje de alimentación(V).

Las ecuaciones (19), (20) y (21) sirven para calcular datos del filtro que se requieren para el posterior mejoramiento del cálculo del mismo.



$$L_{O\min} = \frac{V_o}{2I_o} T(0.5 - K) \quad (19)$$

donde:

$L_{O\min}$ = Inductancia mínima para mantener operación en modo continuo (Henrys).

V_o = Voltaje de salida (V).

I_o = Corriente de salida (Amperes).

T = Periodo de conmutación (segundos).

K = Ciclo de trabajo.

$$C_o = \frac{1 - 2K}{32L_o \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) f^2} \quad (20)$$

donde:

C_o = Capacitor del filtro mínimo de salida para mantener operación en modo continuo (Faradios).

K = Ciclo de trabajo.

L_o = Inductancia mínima para mantener operación en modo continuo (Henrys).

$\Delta V_o/V_o$ = Máxima desviación permitida del voltaje de salida expresada como una fracción del valor del voltaje de salida.

f = Frecuencia (Hertz).

$$R_{\min} = \frac{V_o}{I_{o\min}} \quad (21)$$

donde:

R_{\min} = Resistencia mínima de carga para mantener la operación en modo continuo (Ohms).

V_o = Voltaje de salida (V).

$I_{o\min}$ = Corriente mínima esperada a la salida (Amperes).



Con esta técnica de diseño el transformador tiene el siguiente resultado en sus parámetros:

Tabla 5. Resultados del Diseño del Transformador Opción 1.

TRANSFORMADOR DISEÑO OPCIÓN 1 (80% eficiencia, diseño sobre calculado)								
Ns/Np	Np	Ip(A)	IpRMS	Área de alambre del primario(mm2)	Is(A)	IsRMS	Área de alambre del secundario(mm2)	(Capacitores de Bloqueo DC)Farads
2.051	130.250	8.218	7.796	1.975	4.006	2.687	0.680	4.3766E-05

3.6.4.2.2 Diseño II del transformador.

En este diseño no se considera un valor fijo de la eficiencia del transformador, el trabajo aquí se basa en tener en cuenta las pérdidas en el núcleo y las pérdidas en el cobre, a través de estos dos parámetros se busca un valor de la densidad de flujo magnético que ocasione un menor número de pérdidas en el transformador. Cuando ya se tiene seleccionado se procede a hacer los cálculos de los parámetros del transformador.

Primero se calcula el valor de la constante geométrica, que se genera de los datos de la aplicación del transformador, esta constante debe ser un parámetro para la selección del núcleo, en la ecuación (22) muestra cómo se calcula este parámetro.

$$K_{gfe} \geq \frac{\rho \lambda^2 (I_{tot}^2) (K_{fe}^{2/\beta})}{4K_u (P_{tot}^{(\beta+2)/\beta})} 10^8 \quad (22)$$

donde:

K_{gfe} = Constante geométrica del núcleo definidas por los parámetros de la aplicación.

ρ = Resistividad (Ω -cm).

λ = Volts-second aplicados al primario del transformador.

I_{tot} = Corriente RMS total referida al primario (Amperes).

K_{fe} = Coeficiente de pérdidas del núcleo ($W/cm^3 T^\beta$).

β = Exponente de pérdidas en el núcleo.

K_u = Factor de utilización de la ventana por el bobinado.

P_{tot} =Pérdidas totales de potencia permitidas.



Después del cálculo realizado, se realiza la evaluación de diferentes núcleos de ferrita físico y ver qué valor arrojan, si el valor que resulte es mayor al calculado en la ecuación (22), es el núcleo que debe ser seleccionado ya que esto evitara que este se sature, la ecuación (23) a través de datos geométricos y de material se puede calcular la constante geométrica.

$$K_{gfe} = \frac{(W_A)A_e^{(2(\beta-1)/\beta)}}{(MLT)\ell_m^{(2/\beta)}} \left[\frac{\beta}{2} \left(\frac{\beta}{\beta+2} \right) + \frac{\beta}{2} \left(\frac{2}{\beta+2} \right) \right]^{\left(\frac{\beta+2}{\beta} \right)} \quad (23)$$

donde:

K_{gfe} = Constante geométrica del núcleo definida por los valores geométricos y de material del núcleo.

W_A =Área de la ventana del núcleo(cm^2).

A_e =Área transversal del núcleo(cm^2).

MLT =Distancia media por vuelta del bobinado(cm).

ℓ_m =Distancia del circuito magnético (cm).

β = Exponente de pérdidas en el núcleo.

Al ya elegir el núcleo, por medio de la ecuación (24), se calcula el flujo magnético que ayudara a disminuir las pérdidas del transformador.

$$\Delta B = \left[\frac{\rho \lambda^2 I_{tot}^2}{2K_u} \frac{MLT}{W_A A_e^3 \ell_m} \frac{1}{\beta K_{fe}} 10^8 \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2} \right)} \quad (24)$$

donde:

ΔB = Cambio de flujo magnético (Teslas).

ρ = Resistividad ($\Omega\text{-cm}$).

λ = Volts-second aplicados al primario del transformador.

I_{tot} = Corriente RMS total referida al primario (Amperes).

K_u = Factor de utilización de la ventana por el bobinado.

MLT =Distancia media por vuelta del bobinado(cm).

W_A =Área de la ventana del núcleo(cm^2).

A_e =Área transversal del núcleo(cm^2).

ℓ_m =Distancia del circuito magnético (cm).

K_{fe} = Coeficiente de pérdidas del núcleo.

Ya teniendo estos datos se procede al calcular el número de vueltas en el primario y secundaria con las ecuaciones (25) y (26) respectivamente.



$$n_1 = \frac{\lambda}{2(\Delta B) A_e} 10^4 \quad (25)$$

donde:

n_1 = Número de vueltas del primario.

λ = Volts-segundo aplicados al primario del transformador.

A_e = Área transversal del núcleo (cm^2).

$$n_2 = n_1 \left(\frac{n_2}{n_1} \right) \quad (26)$$

donde:

n_1 = Número de vueltas del primario.

n_2 = Número de vueltas del secundario.

Posteriormente se calculan las constantes de área de cada bobina primario y secundario con las ecuaciones (27) y (28) que para su cálculo se requiere el cálculo de unas constantes que son las ecuaciones (29) y (30) respectivamente.

$$\alpha_1 = \frac{n_1 I_1}{n_1 I_{tot}} \quad (27)$$

donde:

α_1 = Constante del área del bobinado primario.

n_1 = Número de vueltas del primario.

I_1 = Corriente RMS del primario (Amperes).

I_{tot} = Corriente RMS total referida al primario (Amperes).

$$\alpha_2 = \frac{n_2 I_2}{n_1 I_{tot}} \quad (28)$$

donde:

α_2 = Constante del área del bobinado secundario.

n_2 = Número de vueltas del secundario.

I_2 = Corriente RMS del secundario (Amperes).

I_{tot} = Corriente RMS total referida al primario (Amperes).



$$I_2 = I_1 \left(\frac{n_1}{n_2} \right) \quad (29)$$

donde:

I_2 = Corriente RMS del secundario(Amperes).

I_1 = Corriente RMS del primario(Amperes).

n_1 = Número de vueltas del primario.

n_2 = Número de vueltas del secundario.

$$I_{tot} = I_1 + 2 \frac{n_2}{n_1} I_2 \quad (30)$$

Donde:

I_{tot} = Corriente RMS total referida al primario (Amperes).

I_1 = Corriente RMS del primario(Amperes).

n_1 = Número de vueltas del primario.

n_2 = Número de vueltas del secundario.

I_2 = Corriente RMS del secundario(Amperes).

Al final se calculan se calcula el área transversal de los alambres del primario y secundario por medio de las ecuaciones (31) y (32) respectivamente.

$$Aw_1 = \frac{\alpha_1 K_u W_A}{n_1} \quad (31)$$

donde:

Aw_1 =Área del alambre del primario(cm^2).

α_1 = Constante del área del bobinado primario.

K_u = Factor de utilización de la ventana por el bobinado.

W_A =Área de la ventana del núcleo(cm^2).

n_1 = Número de vueltas del primario.

$$Aw_2 = \frac{\alpha_2 K_u W_A}{n_2} \quad (32)$$

donde:

Aw_2 =Área del alambre del secundario(cm^2).

α_1 = Constante del área del bobinado primario.



K_u = Factor de utilización de la ventana por el bobinado.

W_A =Área de la ventana del núcleo(cm^2).

n_1 = Número de vueltas del primario.

3.6.5 Inversor

3.6.5.1 Tarjeta de control, drivers y adquisición.

Esta tarjeta recibe las señales PWM de la tarjeta madre y por medio del IR2110 se conmutan las compuertas de los interruptores electrónicos. Esta tarjeta también envía la señal sensada de corriente a la tarjeta madre y las señales para la medición del encoder de velocidad del motor.

La figura 27 muestra la tarjeta de control del inversor y posterior a esta figura se describen las entradas y salidas de esta.

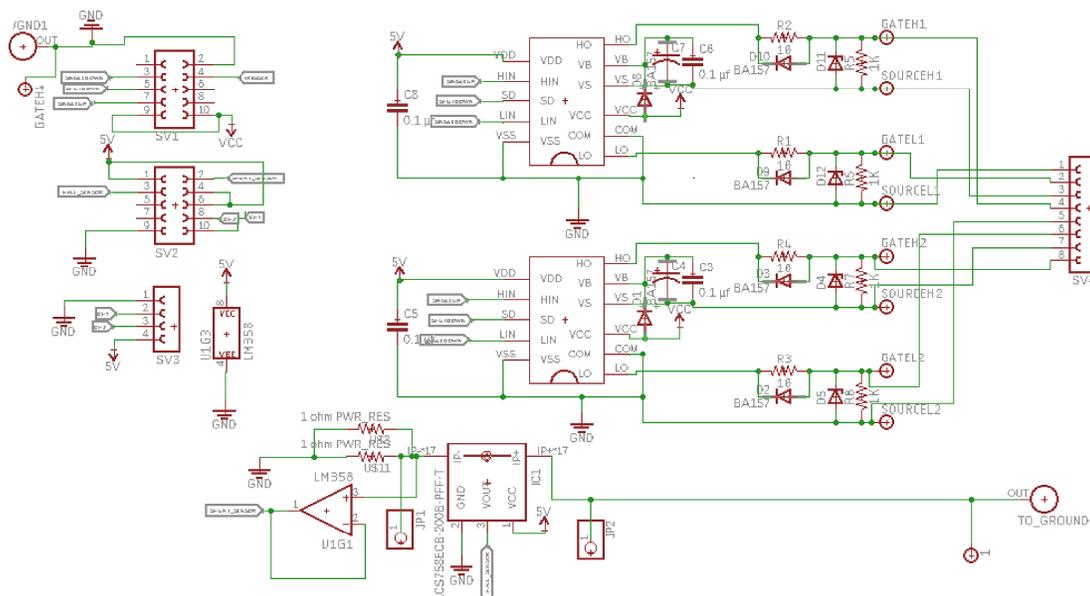


Figura 27 Diagrama de la placa de control, drivers y adquisición del inversor monofásico.

Salidas hacia el circuito de potencia

Señales GATEH1 y SOURCEH1 del IR2110 para el transistor Q1.

Señales GATEL1 y SOURCEL1 del IR2110 para el transistor Q2.



Señales GATEH2 y SOURCEH2 del IR2110 para el transistor Q4.

Señales GATEL2 y SOURCEL2 del IR2110 para el transistor Q3.

Salidas hacia la placa de control principal

- Señales medidas de corriente a través del shunt resistor y el sensor efecto hall enviadas a pines analógicos del microcontrolador.
- Canal A y B del encoder para la medición de la velocidad.

Entradas

- Señales de control del microcontrolador para el driver IR2110 y señal de shutdown para el encendido de los drivers.

3.6.5.2 Circuito de potencia

En la figura 28 se muestra el diagrama esquemático del circuito de potencia de un inversor monofásico, el circuito del esquemático tiene MOSFETs, pero el propósito de este circuito es usar posteriormente IGBTs. También en el circuito se muestra el filtro LC que se forma por una bobina, una resistencia y un capacitor.

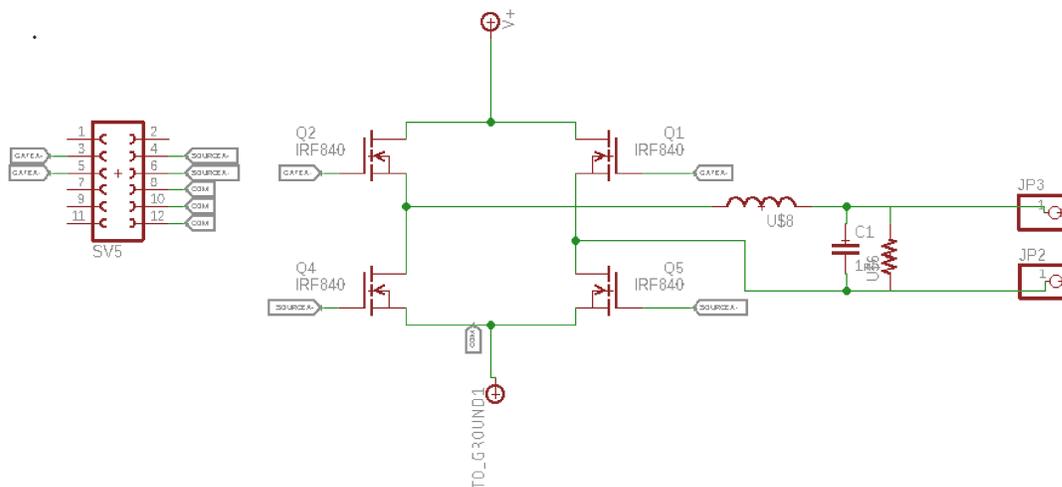


Figura 28 Diagrama Esquemático del circuito de potencia de un inversor monofásico.



3.6.5.2.1 Diseño del filtro LC a la salida del inversor

Se hicieron los cálculos para el filtro del inversor y del Full-Bridge Converter, se realizaron por medio de una hoja de Excel es a través de un análisis impedancias de la función de transferencia de Laplace para este tipo de filtro. Es un filtro LC que se puede ver en la figura 29 que tiene una resistencia en paralelo para amortiguar la respuesta del filtro.

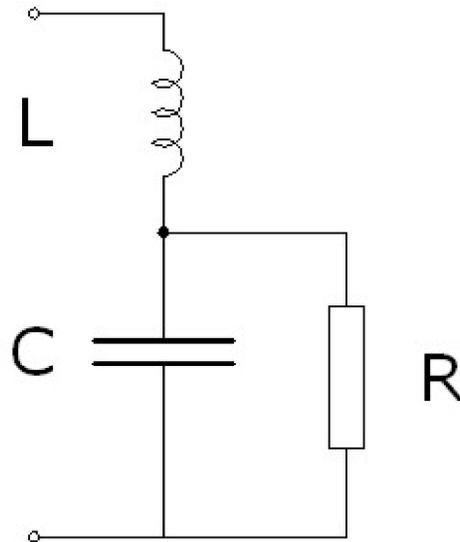


Figura 29 Filtro LC.

El diseño es de un filtro de segundo orden, este se calculó con un factor de amortiguamiento de 0.707 para tener una respuesta rápida y lo más plana posible.

La función de transferencia es (30):

$$F.T. = \frac{1}{LC}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (34)$$

Para un sistema de segundo orden la función de transferencia es (35):

$$F.T. = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (35)$$



A partir de lo anterior se observa que:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (36)$$

$$\xi = \frac{\sqrt{LC}}{2RC} \quad (37)$$

Para establecer la frecuencia de corte del filtro se utiliza (36), es recomendado que se seleccione una frecuencia de corte 10 veces más pequeña que la frecuencia que se desea filtrar y 10 veces más grande que la frecuencia de corte que no se desea filtrar.

La ecuación (37) se utiliza para amortiguar la respuesta del filtro por medio de una resistencia de carga seleccionada para la medición, para una respuesta más plana se recomienda una relación de amortiguamiento de 0.707.

Para los filtros quedaron los siguientes resultados.

Para el Full-Bridge Step Up Converter:

Frecuencia de corte 980 Hertz.

L = 1.88 H, C= 3 capacitores de 4.7nF y R = 8200 Ohms.

Para el inversor monofásico:

Frecuencia de corte de 1015 Hertz.

L = 1.5 H, C= 3 capacitores de 4.7 nF y 1 de 2.2 nF, y R= 6800 Ohms.

3.6.6 Sistema de monitoreo.

Este tiene como propósito la medición de algunas señales que si salen de sus rangos de operación establecidos es operador pueda darse cuenta y se realice una acción para que el sistema no sufra daños graves que ocasionen su avería.

Las señales que se monitorean son la medición del voltaje que entrega el full-bridge Step up converter, la corriente que se le entrega al motor o la corriente de consumo del motor y la velocidad del motor. En cada una de las tarjetas anteriormente descritas se especifican las partes donde se realizan las mediciones y posteriormente su interpretación. La medición del voltaje del convertidor se realiza a través de un divisor de voltaje que se puede apreciar en la figura 26 y para la medición de corriente se diseñó un shunt resistor figura 40, estas dos señales se procesan a través del convertidor ADC del microcontrolador seleccionado.



3.7 Simulación

Los filtros se simularon en multisim.

3.7.1 Simulación del filtro para el Full-Bridge Step Up Converter con los valores calculados.

En la figura 30 se puede ver el circuito que se realizó en multisim el cual está integrado por los elementos pasivos que forman al filtro los cuales son la bobina L1, los tres capacitores C1, C3 y C5, también tiene un generador de señales que se utiliza para generar una señal cuadrada y un osciloscopio que monitorea las señales de entrada y salida del filtro. Los elementos restantes son para simular una carga inductiva y mejorar la respuesta del filtro.

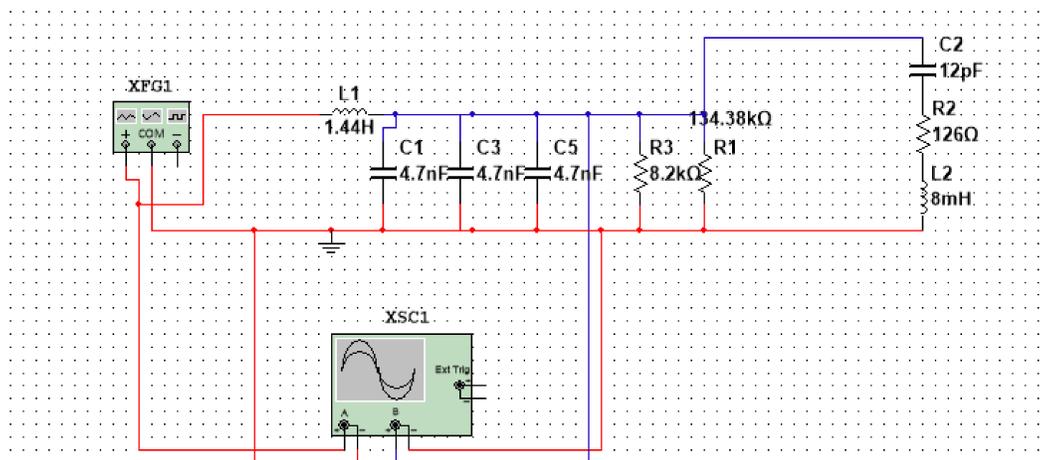


Figura 30 Circuito Eléctrico del filtro de la elevadora en multisim.

En las figuras 31,32 se muestra la respuesta del filtro a diferentes frecuencias, con un ciclo de trabajo al 50%, las figuras 33 y 34 el ciclo de trabajo varía al 25%.

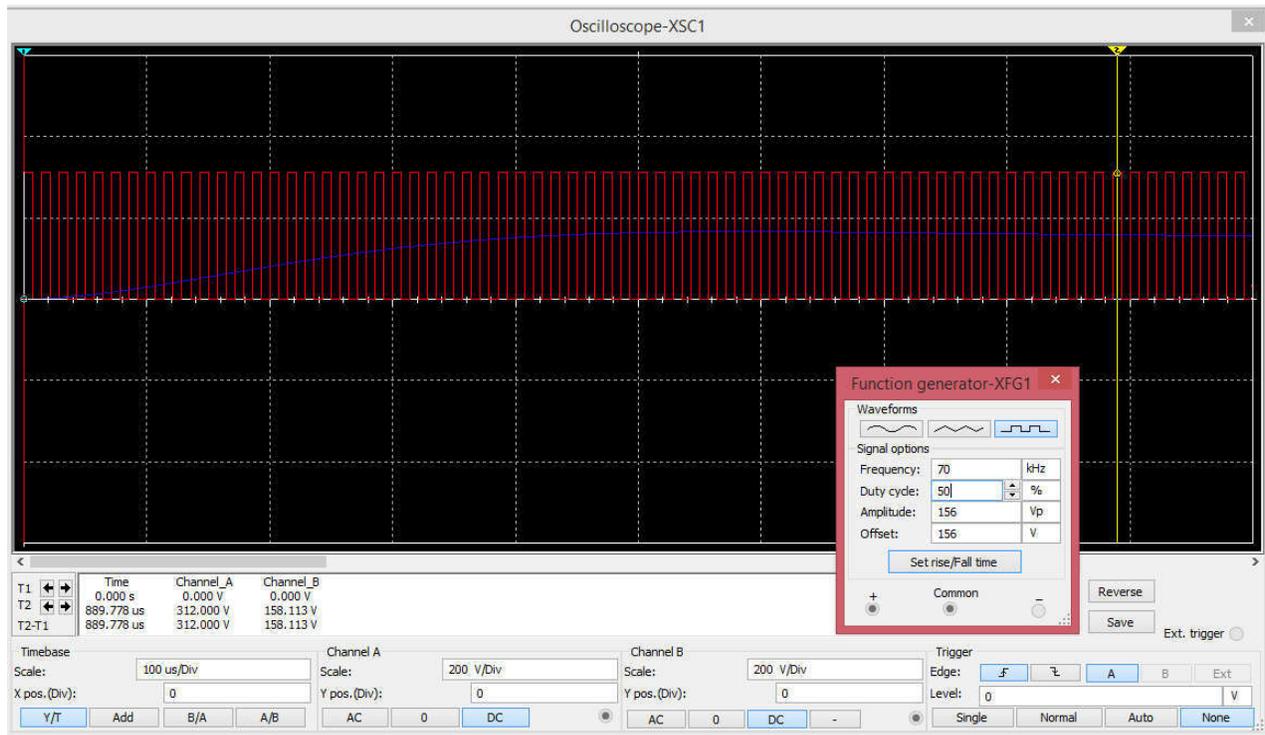


Figura 31 Simulación del filtro LC para la elevadora. Entrada 70 KHz al 50% del PWM.

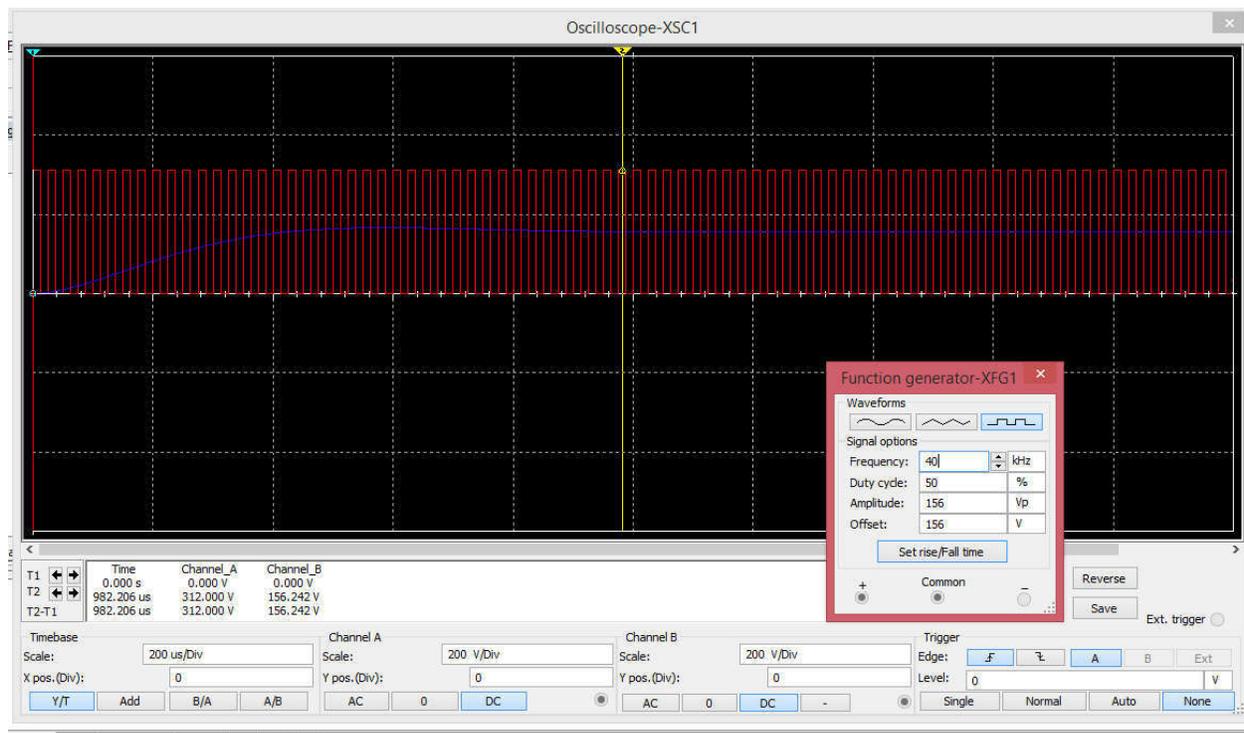


Figura 32 Simulación del filtro LC para la elevadora. Entrada 40 KHz a 50% del PWM.

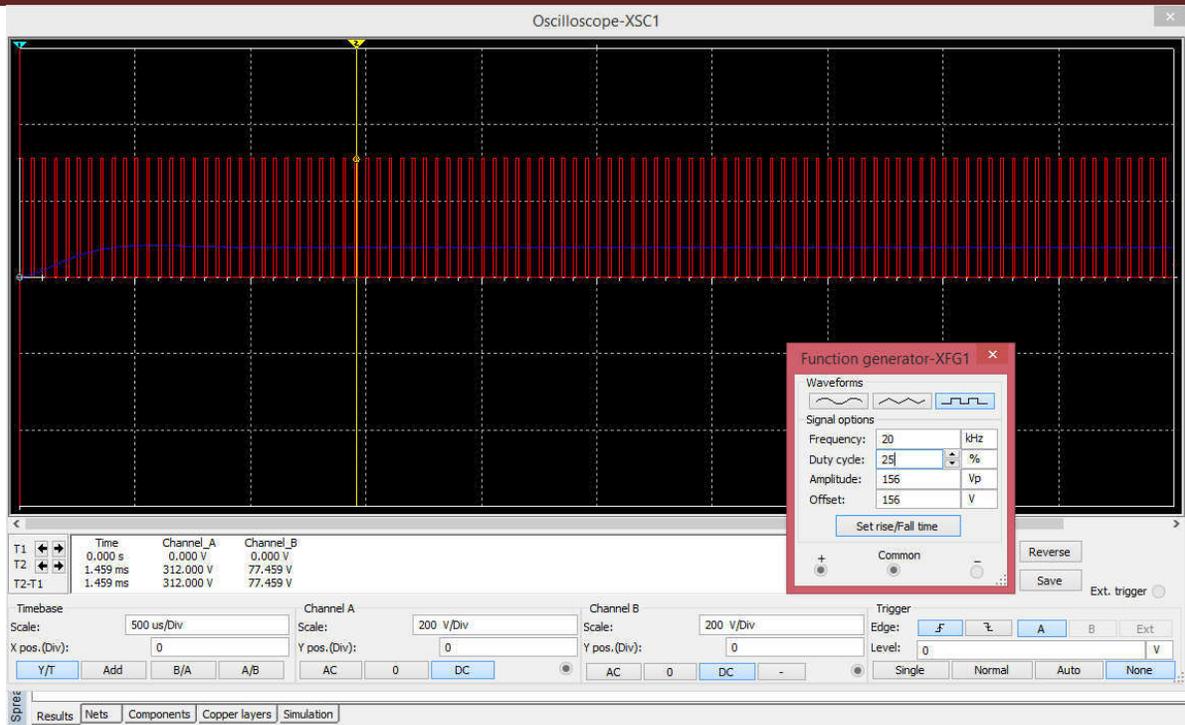


Figura 33 Simulación del filtro LC pasa-bajas de la elevadora. Entrada de 20KHz al 25% del PWM.

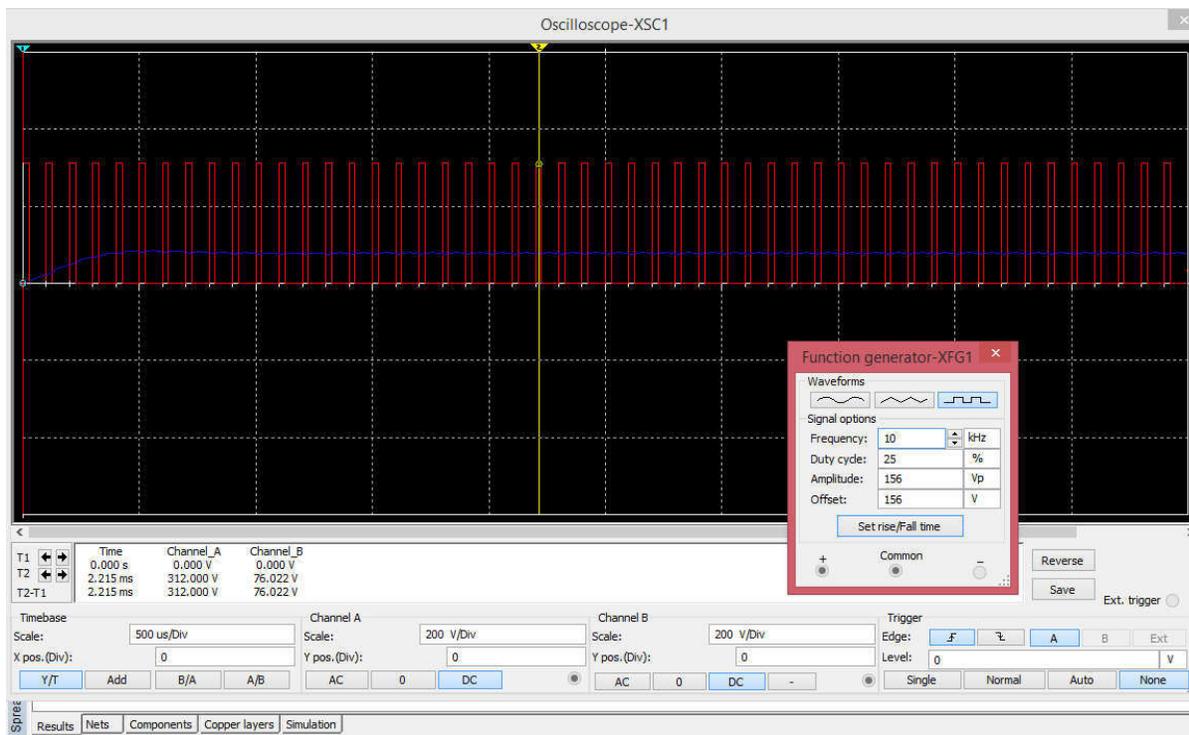


Figura 34 Simulación del filtro LC pasa-bajas de la elevadora. Entrada de 10 KHz al 25% del PWM



3.7.2 Simulación del filtro para el Inversor con los valores calculados.

Al igual que el filtro anterior la figura 35 muestra un filtro pasa bajas que está constituido por una bobina L1, 4 capacitores de los cuales 3 tienen la misma capacitancia C1, C3, C5 y uno es diferente C6, también cuenta con una resistencia que sirve para poder amortiguar la respuesta del filtro R3, el capacitor C2 es para mejorar la respuesta del filtro y la resistencia R2 y la bobina L2 tienen como propósito ser una carga inductiva básica de un motor. También se puede apreciar un generador de señales que se utiliza para generar señales de onda cuadrada y un osciloscopio para medir las señales de entrada y salida del filtro.

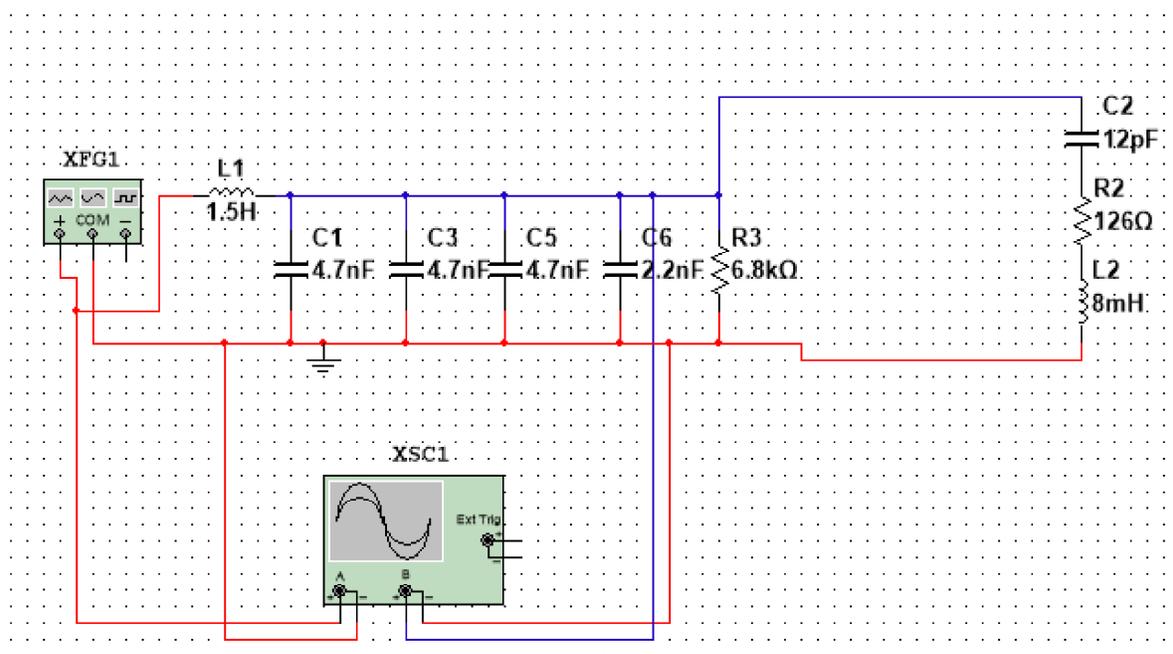


Figura 35 Circuito electrónico en multisim del inversor.

Las figuras 36, 37, 38 y 39 se muestran los resultados de la simulación del filtro con diferentes frecuencias y ciclos de trabajo.

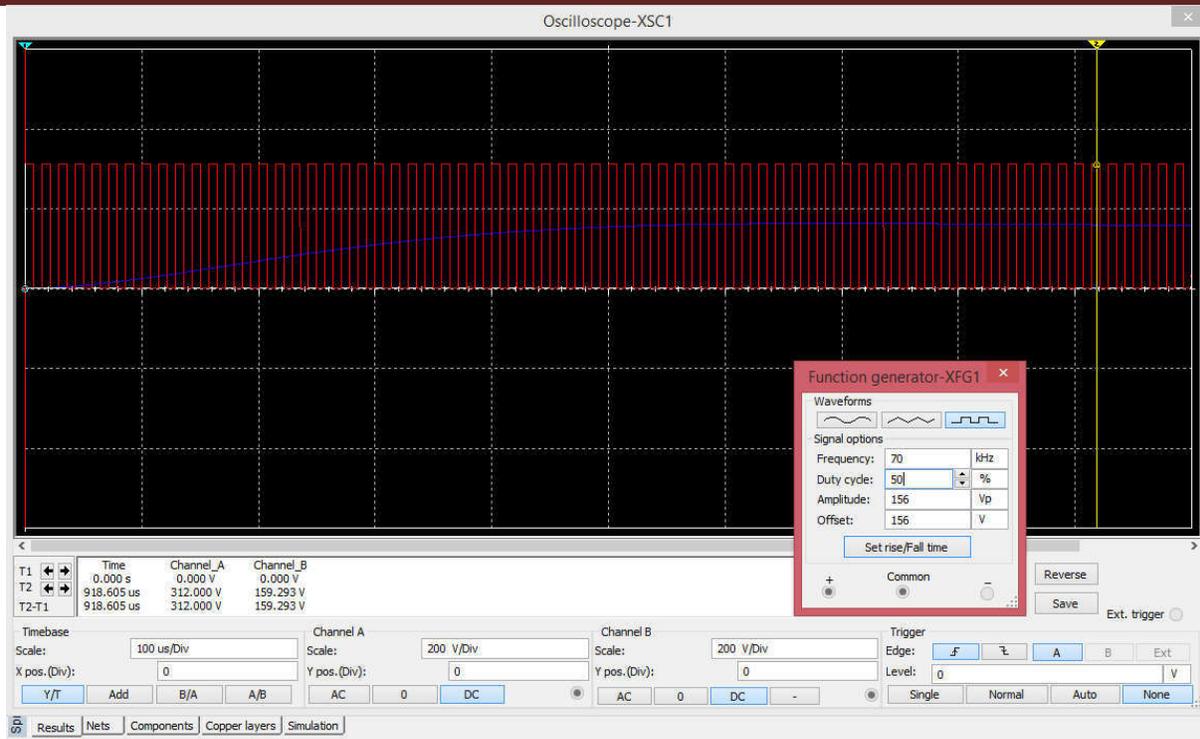


Figura 36 Simulación para el filtro LC del inversor. Entrada 70KHz al 50% del PWM.

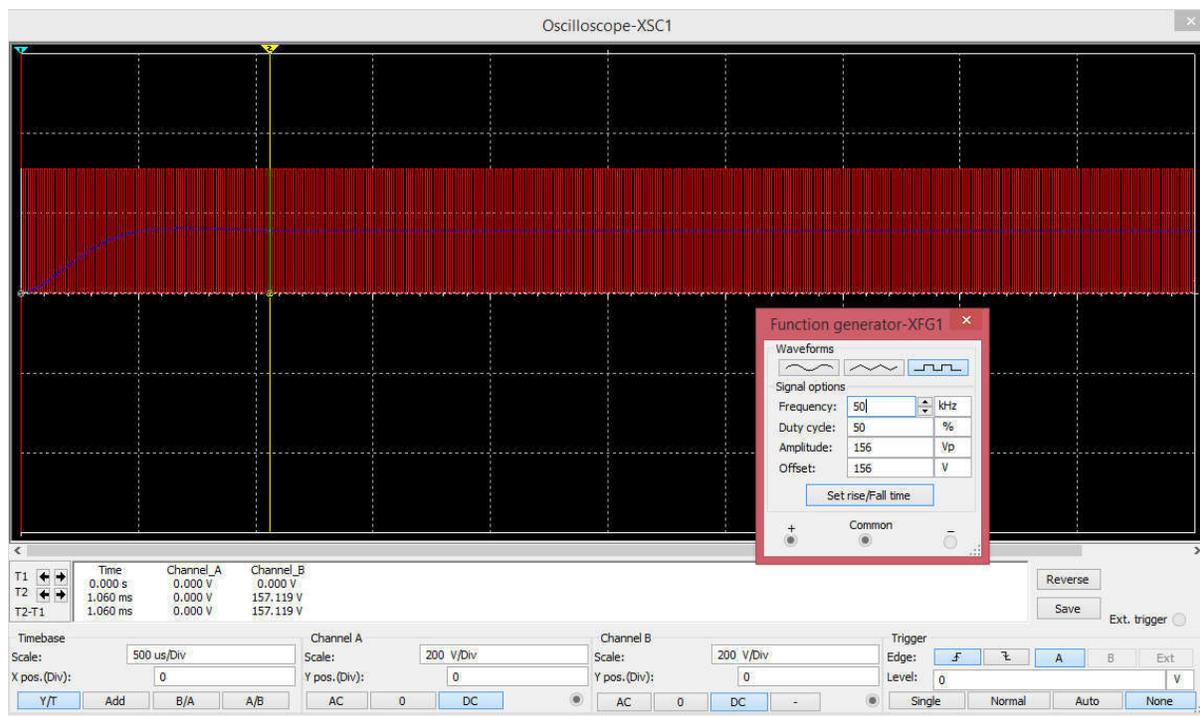


Figura 37 Simulación para el filtro LC del inversor. Entrada 50KHz al 50% del PWM.

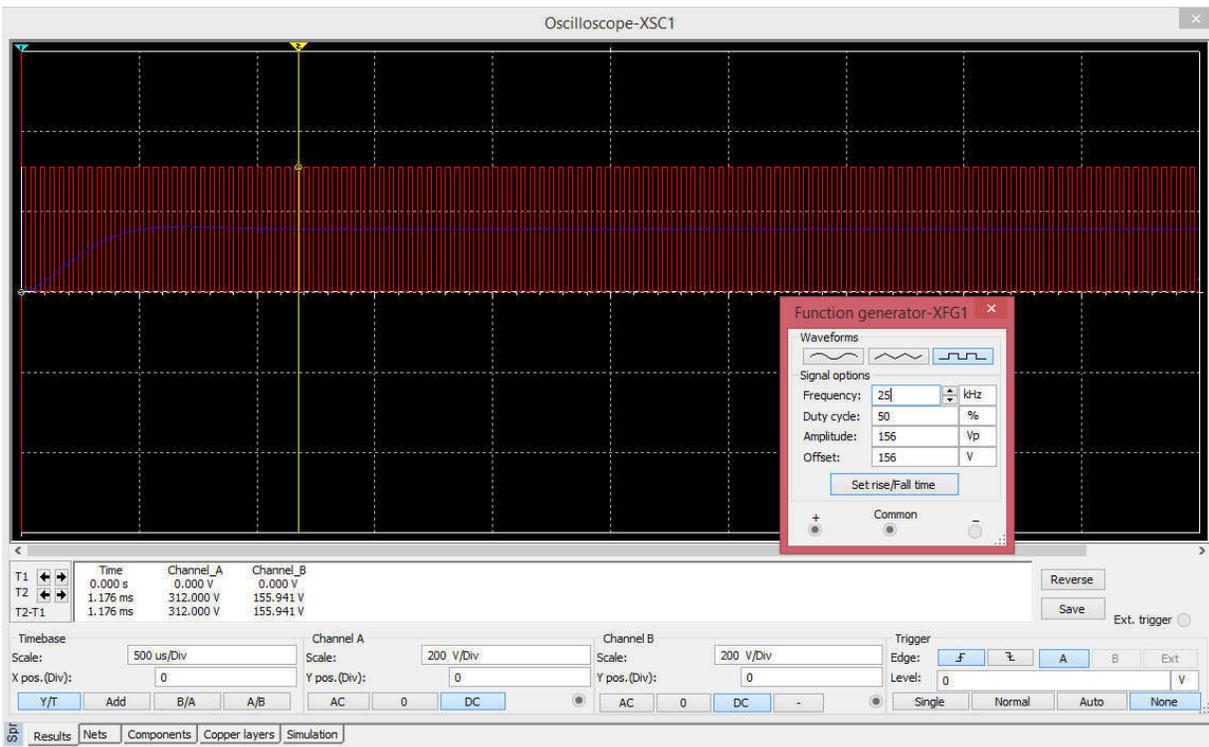


Figura 38 Simulación para el filtro LC del inversor. Entrada 25KHz al 50% del PWM.

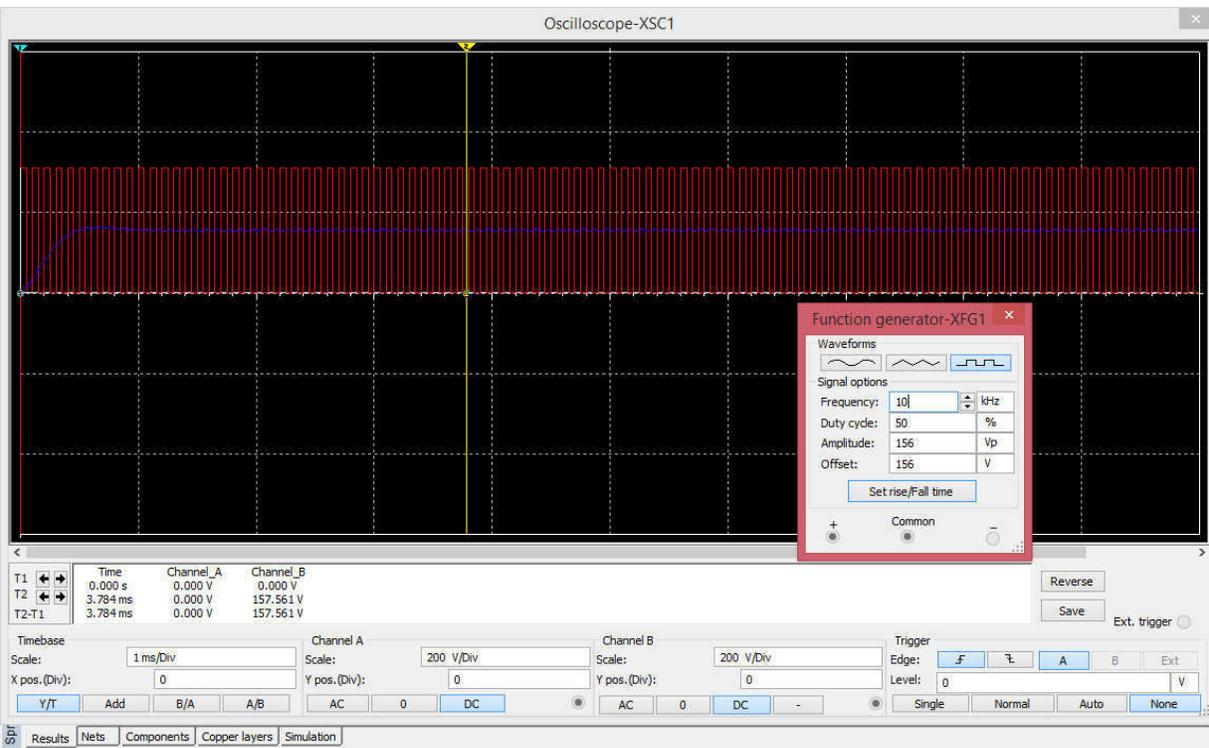


Figura 39 Simulación para el filtro LC del inversor. Entrada 10KHz al 50% del PWM.



CAPÍTULO 4 DESARROLLO EXPERIMENTAL

4.1 Construcción

4.1.1 Software.

Se desarrolló de acuerdo a las necesidades del sistema, se realizaron programas para cada parte que requería una señal para funcionar y también para recibir señales para monitorear ciertas señales del sistema, si alguno de los programas no funcionaba para lo que uno lo desarrolló se hacían las modificaciones dentro del programa para que realizara la función requerida. El desarrollo del algoritmo de cada programa fue de acuerdo a las señales que requiere el sistema, las señales se probaban en el osciloscopio, si estas eran diferentes a las requeridas en el programa se buscaba el error y corregía hasta obtener las señales adecuadas.

4.1.2 Prototipos físicos.

Se realizó un prototipo de inversor en protoboard para realizar pruebas de que cada parte funcionaria correctamente posterior a este se realizó el prototipo principal el cual se llevó a cabo en placas fenólicas, se realizó por módulos y una placa principal, el proceso es el siguiente:

- 1.- Se desarrollaron los esquemáticos de cada placa de acuerdo a las pruebas en la protoboard.
- 2.- Se hizo la lista de material para cada esquemático.
- 3.- Se cortaron las placas al tamaño de los esquemáticos.
- 4.- Se imprimieron los circuitos para las placas.
- 5.- Se plancharon los circuitos en las placas fenólicas.
- 6.- Se sumergieron las placas en cloruro férrico y posterior se sacaron y limpiaron.
- 7.- Se verificó que todas las pistas tuvieran las conexiones correctas, si alguna estaba conectada con alguna que no debería tener conexión físicamente se separaban y si alguna estaba cortada se arreglaba, se verificó varias veces esto.
- 8.- Se colocaron bolas de plastilina en cada pad, para posteriormente poner una capa de pintura anticorrosiva a cada placa.
- 9.- Se retiraron las bolitas de plastilina y se perforaron las placas en cada pad.



10.- Se colocaron los componentes electrónicos en cada placa y se soldaron.

4.2 Pruebas experimentales por módulo.

En el protoboard se realizaron pruebas por modulo y componentes, también se realizaron pruebas de los componentes con las señales de los programas, posterior a esto se hicieron las pruebas en cada módulo que se diseñó a partir de las pruebas en protoboard.

4.2.1 Placa de distribución de bajo voltaje.

Es una placa sencilla que contiene un módulo prefabricado adaptada para dar voltajes de 5V y 12V, para la alimentación de las placas, este módulo solo se probó para dar los valores de voltaje que se requerían.

4.2.2 Sistema de control principal.

4.2.2.1 Descripción y pruebas del software

El software de control principal se desarrolló en un microcontrolador en los cuales se programaron interrupciones y periféricos para generar las señales requeridas en el sistema.

Los periféricos empleados y la funciones de cada uno son las siguientes:

TIM1 → Señales PWM para el STEP-UP Full Bridge Converter.

TIM3 → Señales PWM para el Inversor A+ y A-.

TIM4 → Base de tiempo para el encoder medidor de velocidad.

INT0 → Interrupción para accionar el botón y se generan las nuevas señales.

INT4 → Input Capture del Canal A del Encoder selector de frecuencia.

PINE3 → Input del Canal B del Encoder selector de frecuencia.

INT5 → Input Capture del Canal A del Encoder para medir la velocidad del motor.

PINE4 → Input del Canal B del Encoder para medir la velocidad del motor.

I2C → Comunicación para configurar el DISPLAY de Caracteres.

ADC → Utilizados para medir señales analógicas de sensores.



Se requieren de ciertas cabeceras en el programa para poder usar interrupciones, también para poder configurar los pines, las cuales son las siguientes:

```
#include <lcd1.h>
```

```
#include <avr/io.h>
```

```
#include <avr/interrupt.h>
```

Estas son las cabeceras que se necesitan para que las interrupciones funcionen correctamente y también se pueda realizar la comunicación I2C con el display, debido a que en el microcontrolador las prioridades de cada interrupción ya están establecidas, el programa quedo de la siguiente forma:

```
attachInterrupt (1, BUTTON_ISR0,FALLING);
```

Esta interrupción se dispara al presionar el botón para la selección de frecuencia, al presionarlo se realizan las configuraciones necesarias para obtener las nuevas señales.

```
attachInterrupt (4, INT4_CAPTURE,FALLING);
```

Esta interrupción se dispara cuando el pin cambia de alto a bajo, esto es para el encoder selector de frecuencia cada que el encoder se gira cambia el valor y se ven en el display.

```
attachInterrupt (5, INT5_CAPTURE,FALLING);
```

Esta interrupción se dispara cuando el pin cambia de alto a bajo, esto es para el encoder conectado al motor, para medir las vueltas del motor y así poder determinar la velocidad.

```
TCCR1A = 0b11110010;
```

```
TCCR1B = 0b00011001;
```

```
TIMSK1 = 0b00000001;
```

Estas instrucciones son para activar la generación de señales PWM de Full Bridge Step Up Converter, se genera un PWM de modo rápido, que cambia el valor de comparación en el tope del valor.

```
DDRB = 0b11100000;
```

```
TCCR3A = 0b11000000;
```

```
TCCR3B = 0b00010001;
```

```
TIMSK3 = 0b00000001;
```



```
DDRE = 0b00011000;
```

```
PORTB |= ( 1 << 7);
```

Estas instrucciones son para activar las señales PWM del Inversor, esto genera un PWM de fase y frecuencia correcta, el cual cambia el valor de la comparación en el valor más bajo.

```
TCCR4A = 0b00000000;
```

```
TCCR4B = 0b00000101;
```

```
ICR4 = 15625;
```

```
TIMSK4 = 0b00000001;
```

Este timer sirve de base de tiempo, para que cada cierto tiempo tome la lectura del valor de la posición del encoder, para poder determinar la velocidad del motor.

Posterior a esto en el setup se inicializa el Arduino, también están configurado el programa a 60 Hertz, a continuación, se muestra:

```
Serial.begin(9600);
```

```
Wire.begin();
```

```
primCount=eratosthenesSieve(4000);
```

```
generatePhasesFreqTables(60,16,1000);
```

```
generatePhase(60,16,1000);
```

```
Serial.flush();
```

```
Serial.println();
```

```
Serial.println("TEST Frames ");
```

```
Serial.println("The last number ");
```

```
Serial.println( kln);
```

```
Serial.println("Phase");
```



```
for(int k=0;k<frames;++k){  
    Serial.print(loopFramesA[k]);  
    Serial.print(",");  
}
```

En el loop se imprime lo que se ve en el display, lo cual es la velocidad del motor, la frecuencia.

```
void loop () {  
    static int auxi;  
    static float fre;  
    if(auxi != count || fre!=Frecuency){  
        newcount = (float(count)/10);  
        sprintf(str2,"%2d.%0d ", (int)newcount, (int)(newcount*10)%10);  
        lcdWriteString(&LCDK,str2, 12);  
        sprintf(str1,"%2d.%0d ", (int)Frecuency,(int)(Frecuency*10)%10);  
        lcdWriteString(&LCDK,str1, 3);  
        //sprintf(str4,"%04d.%d ", (int)V3,(int)(V3*100)%100);  
        //lcdWriteString(&LCDK,str4, 43);  
        auxi =count;  
        fre=Frecuency;  
    }  
}
```

Para poder realizar las señales PWM se tienen que hacer configuraciones en los registros para cada tipo de señales que se requieren en el inversor, en el full-bridge converter y para el medidor del tiempo del encoder de velocidad. El programa se inicia a 60 Hertz.



4.2.2.2 Pruebas físicas de la placa de control principal

Esta placa tiene como función que las señales que se generan por el microcontrolador estén aisladas y tengas las características de voltaje que requieren los circuitos de potencia. Se probó cada salida de la placa y las señales tienen las características a lo que se diseñó.

4.2.3 Sistema de control del Full Bridge Converter

4.2.3.1 Descripción y pruebas del software

Las señales de control para el full Bridge se generaron a través de la función generatePhases, que se presenta a continuación:

```
long generatePhase(float phaseFreq,float microMHZFreq,long turnOffNSTime){  
ICR1 =800;  
  
long turnOffWaitMicroCLKPeriods=((2*turnOffNSTime)/(1000/microMHZFreq))+0.5;  
  
Newperiod = (800-(long (((phaseFreq*800)/60)+0.5)-turnOffWaitMicroCLKPeriods));
```

Por medio de esta función que toma como valores de entrada la frecuencia de la senoidal, la frecuencia del reloj del microcontrolador y el tiempo muerto, se genera el valor en ciclos de reloj del microcontrolador la duración del periodo del PWM que es directamente proporcional a la frecuencia de la senoidal y que considera en el cálculo al tiempo muerto. En este cálculo la frecuencia de conmutación es del doble de la frecuencia real, esto es debido a que se genera una onda cuadrada que la parte positiva toma el valor completo del periodo menos el tiempo muerto y la parte negativa lo mismo.

Esto se logra a través de la siguiente interrupción:

```
ISR(TIMER1_OVF_vect){  
  
long aux;  
  
static bool flag = true;  
  
if (flag){  
  
flag = false;  
  
OCR1A=Newperiod;  
  
OCR1B=800;
```



```
}  
  
aux=OCR1A;  
  
OCR1A=OCR1B;  
  
OCR1B=aux;  
  
}
```

Esta interrupción genera las señales PWM para la conmutación, genera una señal PWM de modo rápido que cambia su valor de comparación cuando llega al valor máximo, una salida se configuró de manera negada, por medio de una condición y una bandera se logra cambiar el valor de las salidas. Así se consigue la generación de la señal de control del Step Up Converter.

4.2.3.2 Pruebas físicas de la placa de control del Full Bridge Converter

En esta placa se reciben las señales de la placa principal de control, en esta las señales se modifican a 12 volts, están son para el control de los dispositivos semiconductores de potencia del full bridge converter.

4.2.4 Sistema de control del Inversor

4.2.4.1 Descripción y pruebas del software

Aquí se generan las señales PWM para el inversor a través del TIMER 3 las señales para A+ y A-, estas señales se generan a través de una interrupción que controla el flujo de datos para generar las señales PWM.

```
ISR(TIMER3_OVF_vect){  
  
    static int counter;  
  
    if ( counter == frames){  
  
        counter = 0;  
  
        TCCR3A = 0b11000000;  
  
        PORTB |= ( 1 << 7);  
  
    }  
  
    if ( counter == kfn){
```



```
TCCR3A = 0b00110000;

PORTB &= ~(1 << 7);

}

if(counter <= kln)

OCR3A=loopFramesA[counter];

else

OCR3B=loopFramesA[counter];

++counter;

}
```

Esta interrupción genera las señales PWM con la configuración de fase y frecuencia correcta, este cambia el valor de comparación en el valor más bajo o cero. Los valores de cada periodo PWM se generaron anteriormente y se guardan en una matriz que se llama en la interrupción donde los datos guardados son los valores de la senoidal completa, la mitad de los datos tienen de salida el output compare A y la otra mitad en el output compare B.

4.2.4.2 Pruebas físicas de la placa de control del Inversor

De la placa de control principal se mandan las señales donde en esta se modifican el voltaje a 12 volts para que los dispositivos semiconductores de potencia funcionen correctamente.

4.2.5 Placa prototipo Inversor monofásico de bajo voltaje

Se realizó una placa de bajo voltaje para el inversor, se utilizaron MOSFETs de baja potencia, solo para demostrar que las señales de la placa de control generen la senoidal.



4.3 Integración

Las placas se instalan de la siguiente manera, las placas de control se conectan a través de headers a la placa de control principal, esta tiene pines machos y las otras tienen pines hembra así se conectan. Los circuitos de potencia se conectan a través de cables y bornes.

4.4 Sistema de Monitoreo

4.4.1 Medición de la velocidad del motor.

La medición de la velocidad del motor se hizo de manera digital a través de un encoder, pero para poder obtener el valor de la velocidad no solo es medir cuantas vueltas da el encoder es necesaria una base de tiempo, lo primero que se programa es la medición del encoder que, por medio de una interrupción externa de un pin y un pin digital, se conecta cada canal del encoder y se puede determinar el número de vueltas por el código siguiente:

```
void INT5_CAPTURE(){
sei();

int ReadA ;

ReadA = (PINL & (1 << 6));

if ( ReadA > 0)

    counter++;

else

    counter--;

}
```

Pero para esto se requiere una base de tiempo que se logra con un timer de 16 bits, que, por la base de tiempo dada en ciclos de reloj, toma el valor del contador y realiza una operación para determinar el número de vueltas por a base de tiempo, esto se realiza lo siguiente:

```
TCCR4A = 0b00000000;
```

```
TCCR4B = 0b00000101;
```



```
ICR4 = 15625;
```

```
TIMSK4 = 0b00000001;
```

```
ISR(TIMER4_OVF_vect){
```

```
    static int oldvalue = 0;
```

```
    value= counter - oldvalue;
```

```
    oldvalue=counter;
```

```
}
```



4.4 Experimentos finales

La figura 40 muestra el inversor el cual está constituido por la placa de alimentación o distribución de voltaje, la placa de control principal que contienen al microcontrolador, la placa de control del inversor, la placa de un inversor de bajo voltaje el cual contiene un filtro RC, el resultado de la programación y de las placas se puede observar a través de un osciloscopio. La figura 41 muestra al sistema con un acercamiento mayor donde se pueden apreciar sus partes.



Figura 40 Inversor Monofásico en el cual se realizaron las pruebas finales.

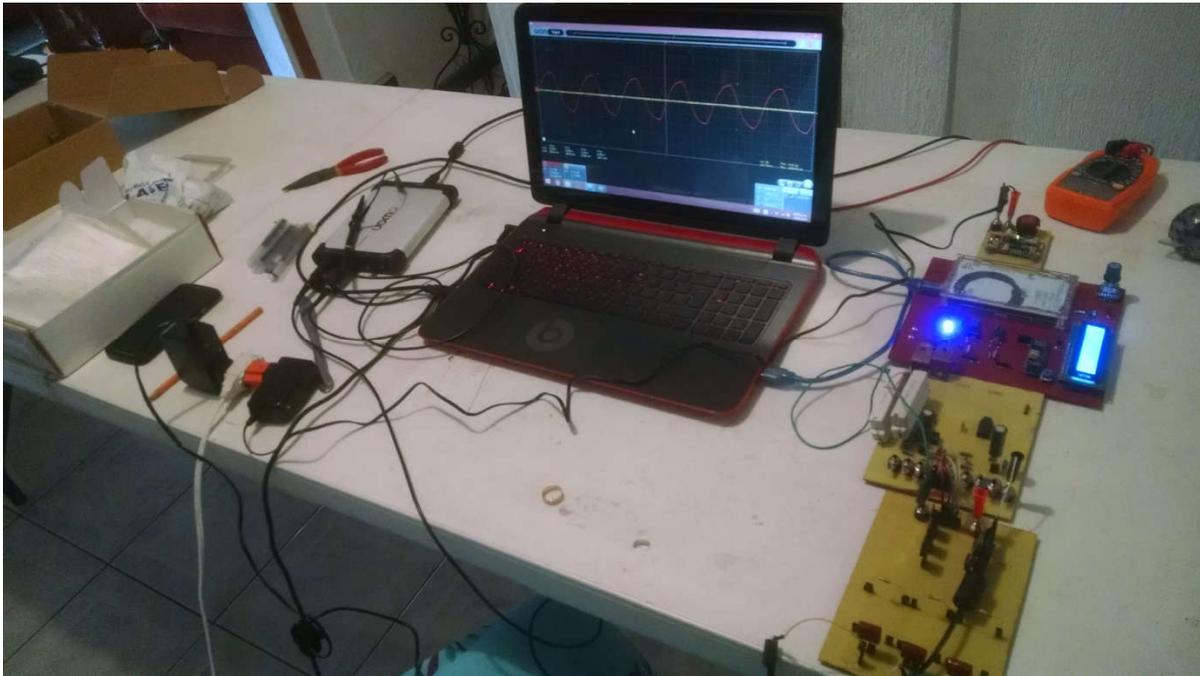


Figura 41 Pruebas realizadas a través de otro osciloscopio con el inversor.

4.4.1 Pruebas

4.4.1.1 Variación de Frecuencia.

Para lograr hacer estas pruebas a través de la interfaz física se realizaba el cambio a la frecuencia deseada, los resultados de estas se veían reflejadas a través del osciloscopio y se mostrarán a continuación.

Estas pruebas tienen ciertas condiciones para su realización que se describirán a continuación:

- 1.- En estas pruebas solo se varia la frecuencia de la senoidal y la amplitud se mantiene al 100%, esto es debido a que la amplitud se va a variar externamente a través del Step Up Converter donde de acuerdo a la frecuencia requerida el valor del voltaje disminuye proporcionalmente, es decir que a 60 Hertz la cantidad de voltaje entregada por la fuente es el 100% y va disminuyendo conforme a la frecuencia asignada de 1 a 60 Hertz.
- 2.- La frecuencia del reloj del microcontrolador es de 16MHz que es la que se usó como frecuencia de muestreo para generar las señales PWM.
- 3.- Se utilizó una fuente de voltaje de 12 Volts para alimentar a los interruptores, el valor de salida del inversor debe ser alrededor de ese valor.



4.- Para el circuito de prueba del inversor se usaron 4 interruptores, ya que es un inversor de puente completo.

Las figuras 42 y 43 muestran la señal de una senoidal a 60 Hertz con una amplitud del 100 %, en la primera imagen se puede apreciar que es una imagen de menor calidad esto es debido a que se realizó las pruebas a través de un osciloscopio portátil y la visualización es a través de una computadora. Lo que se puede apreciar en la figura 43 es que la señal que se genera tiene la correcta amplitud y una frecuencia de casi 60 Hertz. En el análisis de resultados se explica por qué la senoidal tiene una pequeña deformación.

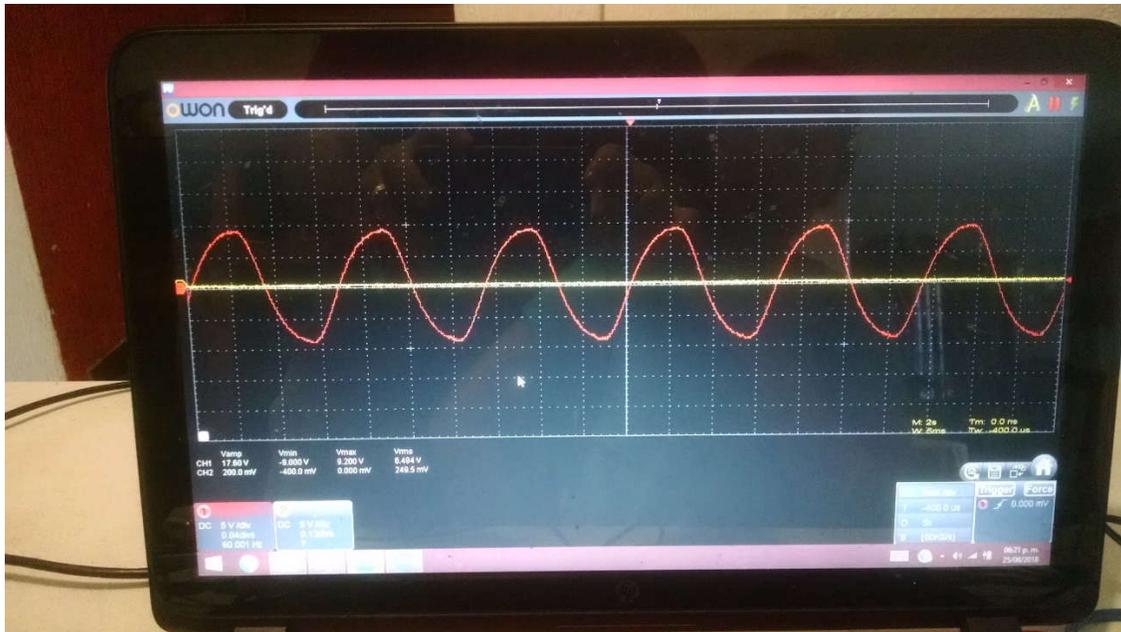


Figura 42 Prueba de la senoidal a 60Hz a través de un osciloscopio portátil.

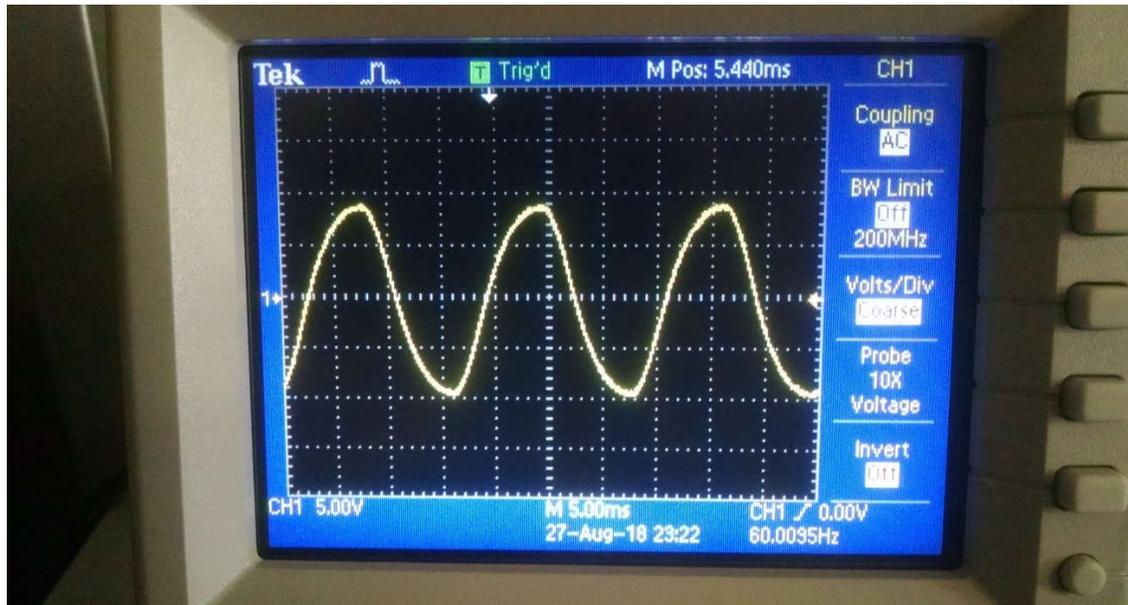


Figura 43 Prueba de la senoidal a 60Hz a través de un osciloscopio.

Las siguientes pruebas que se realizaron fueron a distintas frecuencias, pero la amplitud se mantiene constante. La figura 44 muestra una senoidal a 40 Hertz, la figura 45 es una senoidal a 20 Hertz, la figura 46 es una senoidal a 5Hz y la imagen 47 es una senoidal a 1 Hz.

Lo que se puede observar con referencia a la senoidal de 60 Hz es que se mantiene la misma calidad de senoidal, esto quiere decir que la señal mantiene el mismo grado de deformación. La figura 47 la señal no se pudo ver completa debido a que al osciloscopio no le alcanzo la memoria para representar a la señal de manera continua.

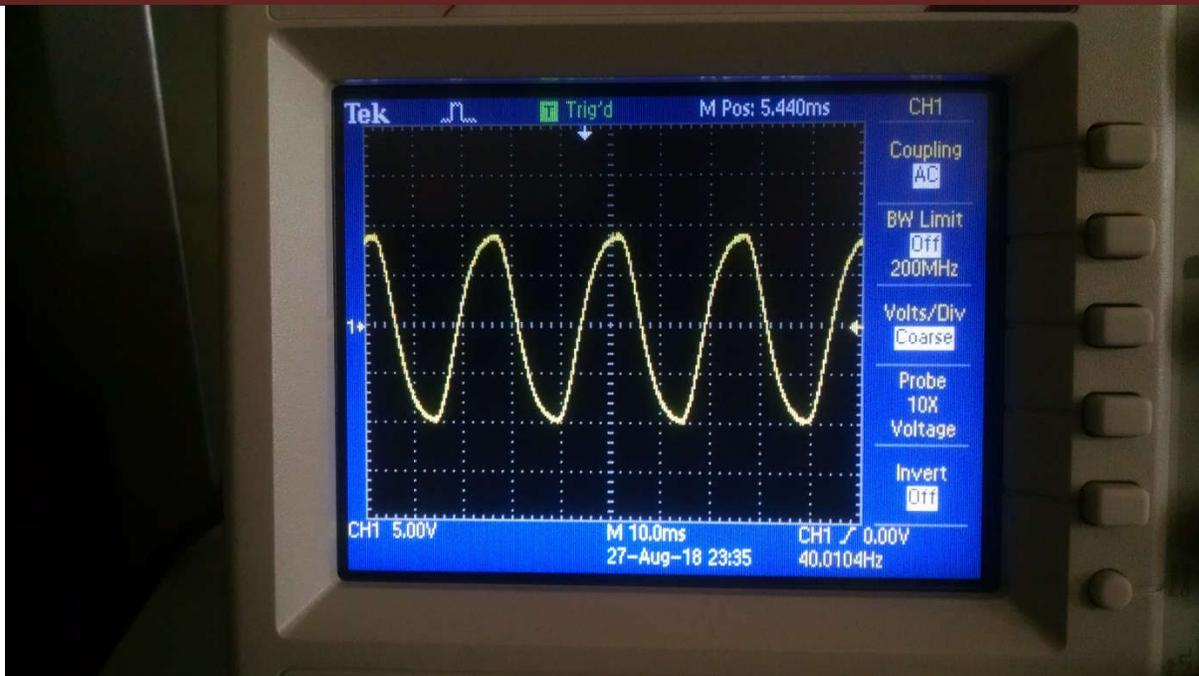


Figura 44 Prueba de señal de la senoidal a 40Hz.

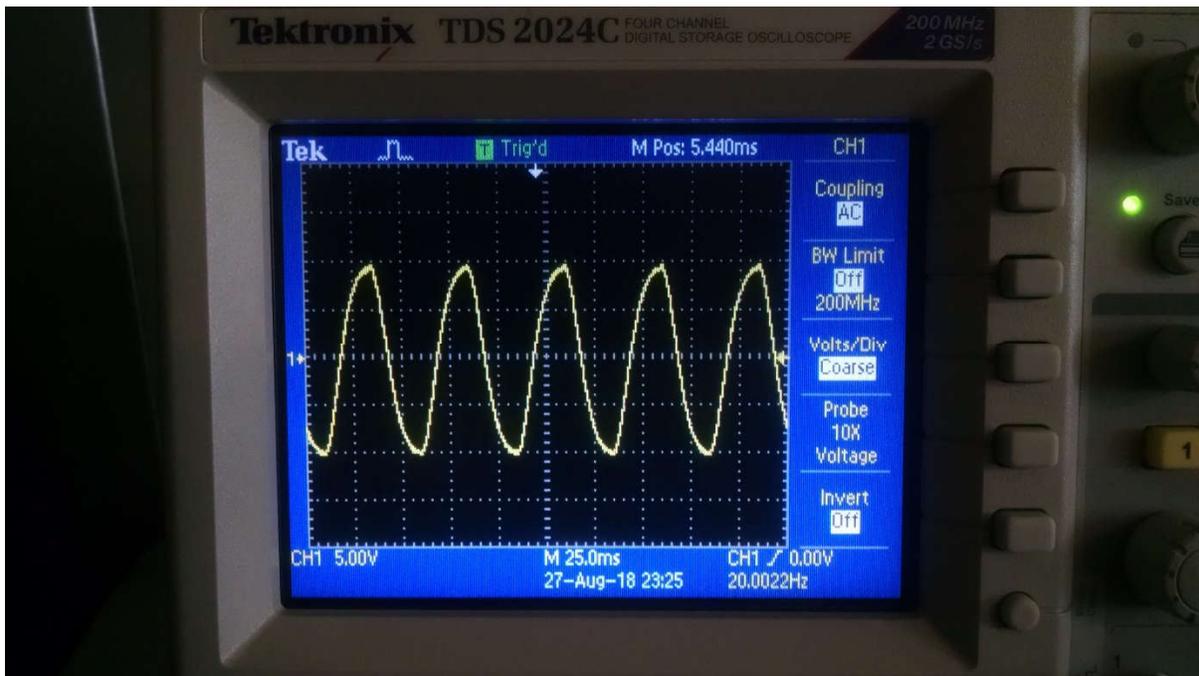


Figura 45 Prueba de señal de la senoidal a 20Hz.

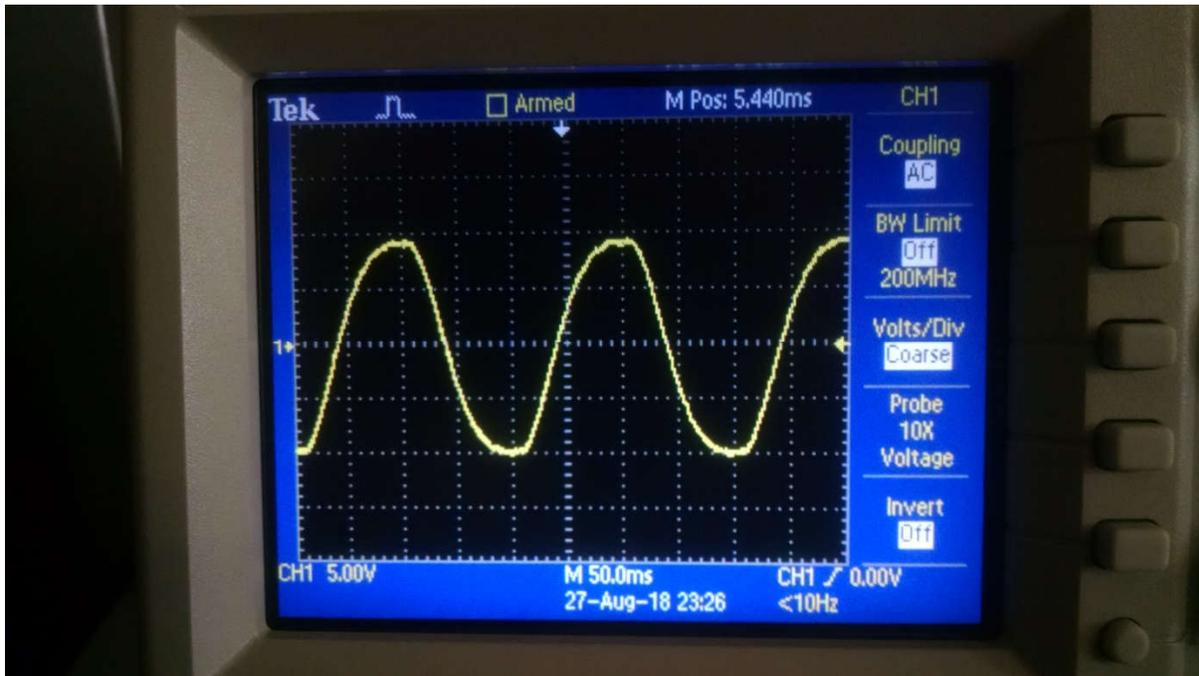


Figura 46 Prueba de señal de la senoidal a 5Hz.

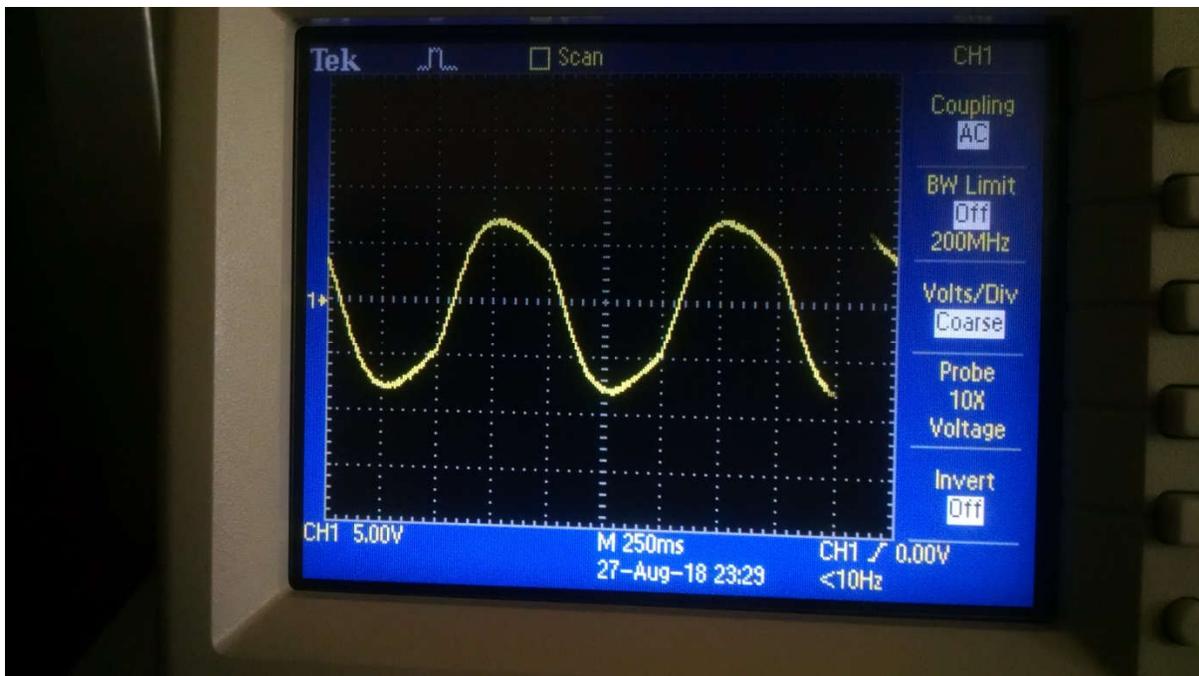


Figura 47 Prueba de la señal de la senoidal a 0.9Hz.

La senoidal más pequeña que se puede representar es de 0.9 Hz, la explicación se dará a continuación en el análisis de resultados.



4.4.1.2 Variación de Voltaje Full-Bridge Step Up Converter.

Como se mencionó anteriormente la amplitud no se varia a través del programa del inversor, esta se varia a través del voltaje que entra en el inversor. Se realizó un programa para que la elevadora o el step up converter entregue la energía de manera proporcional a la frecuencia requerida. El sistema está compuesto por ua placa de distribución de voltaje, la placa de control principal, la placa de control de Step Up Converter y la placa del puente H del Step Up Converter los resultados se observaron a través del osciloscopio.

Las siguientes figuras 48 y 49 muestran el cambio de ancho de pulso de la salida de la elevadora a 60Hz comparada con la de 30Hz respectivamente. No se puede observar el cambio del nivel de voltaje debido a que no se ha conectado a un rectificador de señal para ver el nivel de voltaje en cd.

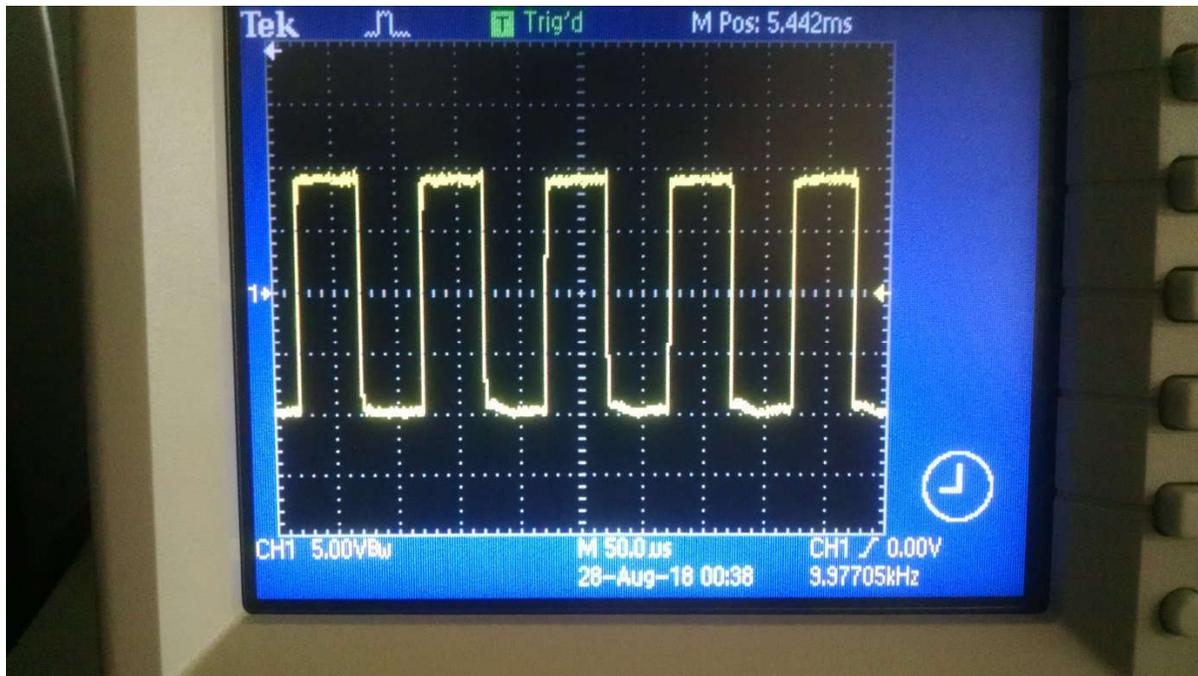


Figura 48 Señal de salida de la elevadora a 60Hz.

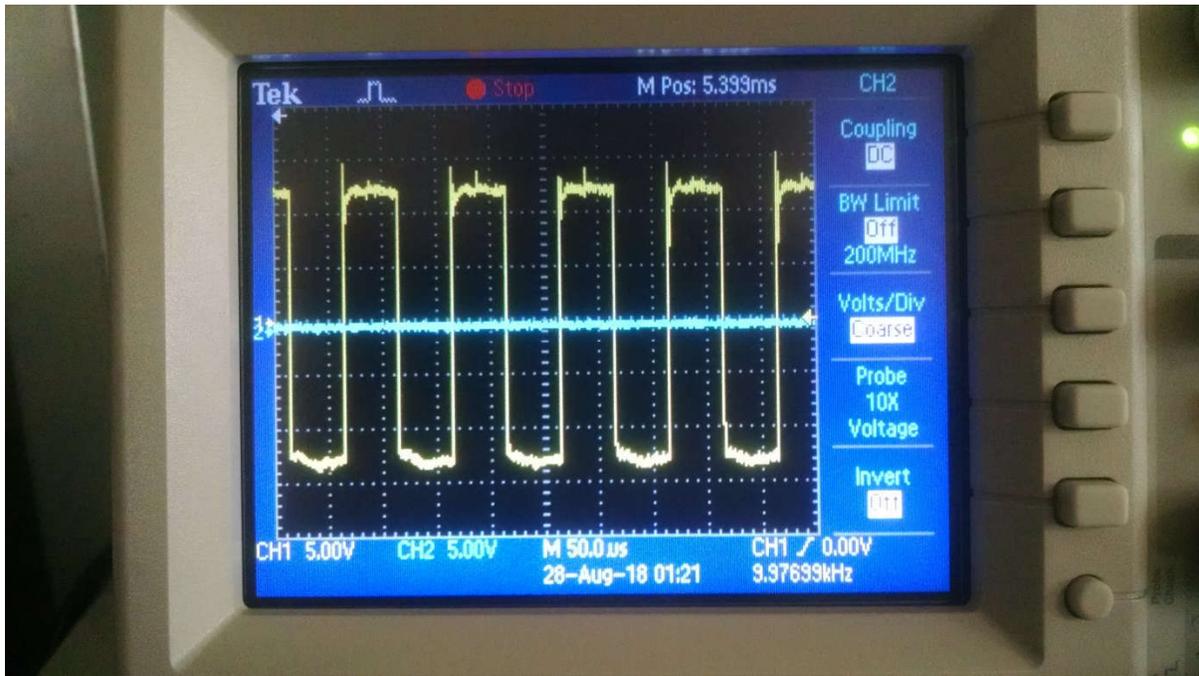


Figura 49 Señal de salida de la elevadora a 30Hz.



4.5 Análisis de resultados

Para el primer análisis se puede interpretar la imagen 50, que es un análisis de la transformada rápida de Fourier (FFT) este es a través del osciloscopio con la función math, esta es una prueba a la senoidal generada a 60 Hz con una amplitud del 100%, esto nos da como resultado visible una señal fundamental pero también se ve que existen otras señales que están generando un contenido armónico, esto se debe a que en el cálculo de los valores de cada PWM en ciclos de reloj se está teniendo algunos errores.

La mayoría de valores de frecuencia entre 60-5Hz muestran el mismo contenido armónico, pero en menores a como la figura 51 y 52 que son frecuencias muy bajas se puede observar un alto contenido armónico y esto es debido a que al microcontrolador tiene mayores restricciones para calcular esos valores, debido a eso el microcontrolador después de 0.9Hz se traba debido a que no encuentra las combinaciones para realizar esas frecuencias.

El sistema tiene muy pocas pérdidas de calidad al variar de una senoidal a otra esto son debido a que la amplitud de la senoidal variar a través de una fuente externa, que le proporciona voltaje de acuerdo a un arreglo de programación donde 60Hz es el 100% y va disminuyendo proporcionalmente hasta 0 Hz.

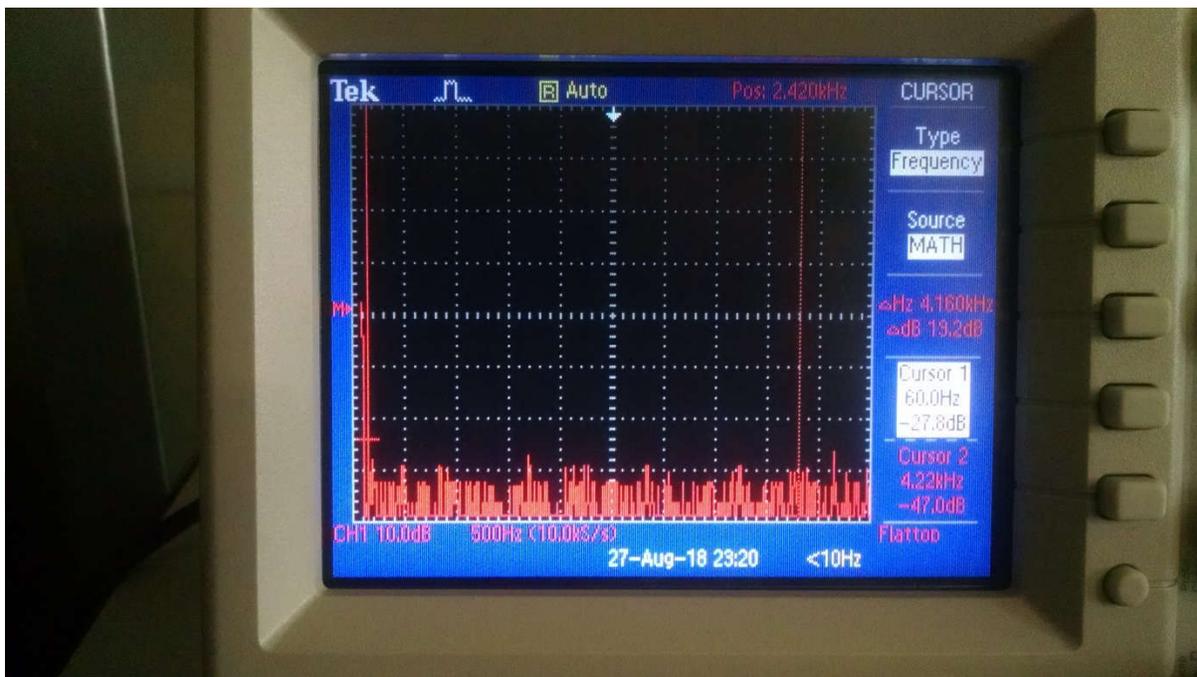


Figura 50 FFT de la senoidal a 60 Hz.

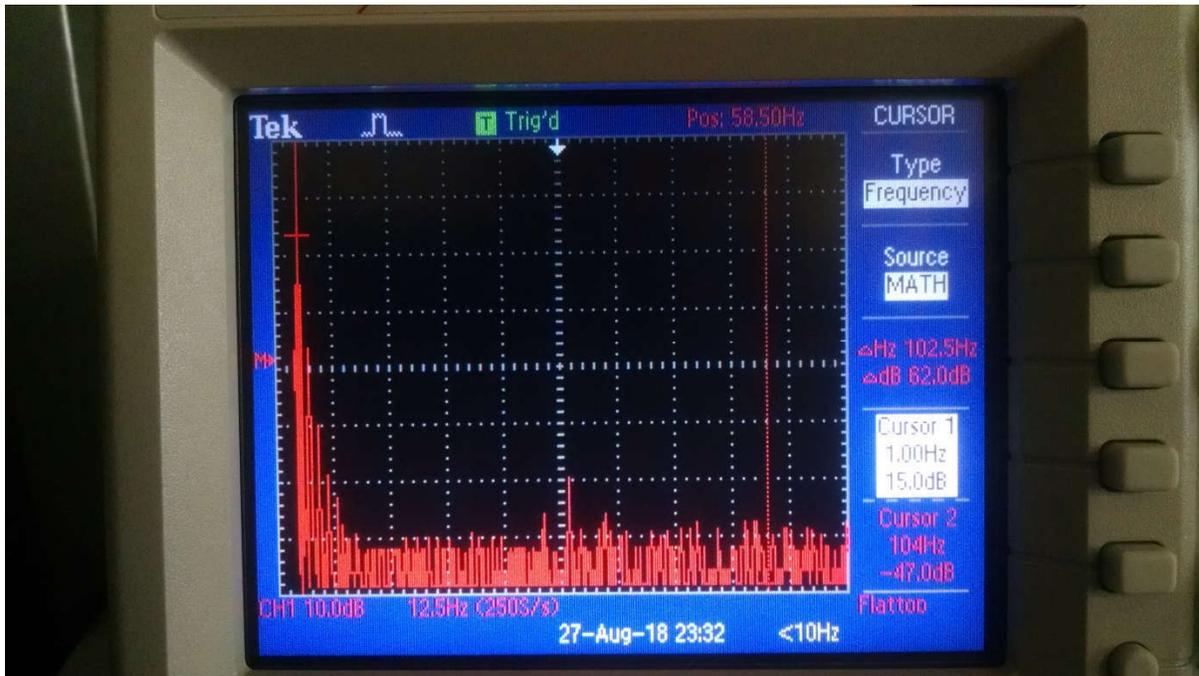


Figura 51 FFT para la senoidal a 1Hz.

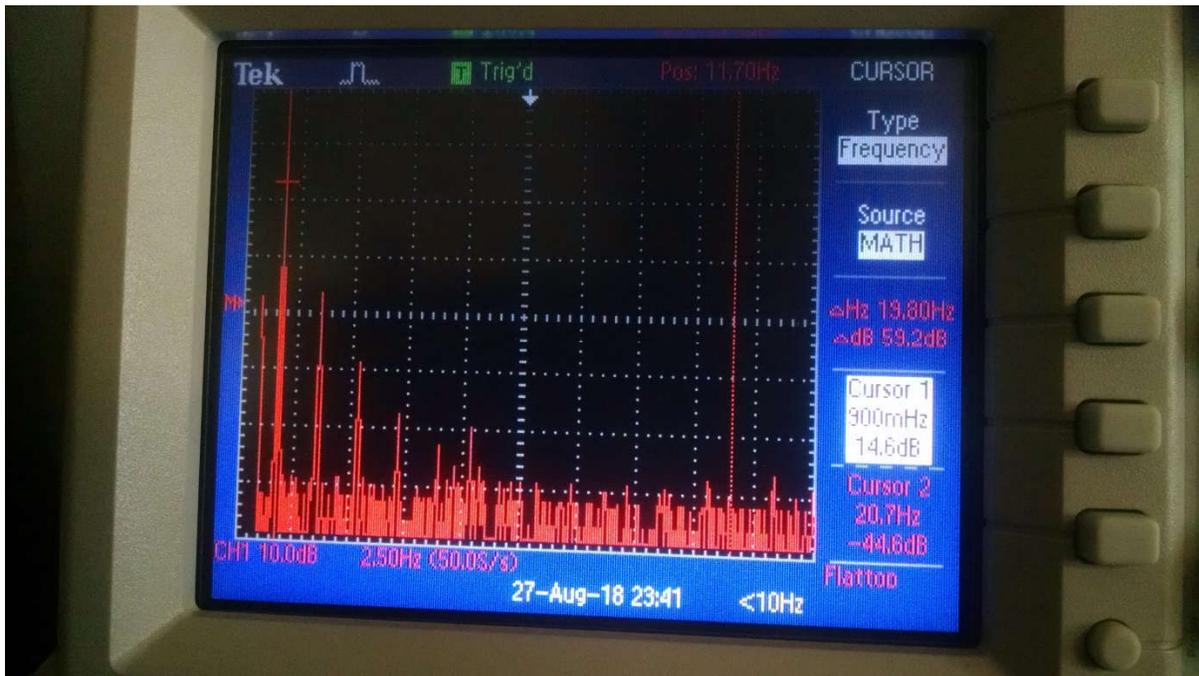


Figura 52 FFT para la senoidal a 0.9Hz.

La señal senoidal generada del sistema solo presenta un problema y este es que está un poco deformada, este problema se puede solucionar mejorando el programa que calcula la matriz de valores de los ciclos de reloj de cada PWM.



CONCLUSIONES

Conclusiones generales

En las pruebas realizadas en la parte denominada experimentos finales se puede apreciar cómo se generan senoidales con diferentes frecuencias y esto demuestra que la variación de frecuencia el sistema la puede realizar, pero como se dijo anteriormente para el control de un motor de corriente alterna no solo se requiere que se varíe la frecuencia, también es necesaria la variación de la cantidad de energía suministrada al motor y esto se logra variando el ciclo de trabajo de la señal que se genera para el step up converter que es el encargado de suministrar la energía al inversor, también esto se demuestra en los experimentos finales. Debido a que se programó en un timer de 8 bits, en algunos cálculos para la generación de la onda con modulación por ancho de pulso tardaba mucho en procesarla y realizar dichos cálculos, pero esto se presentó con frecuencias menores a 0.9 Hertz.

El sistema de monitoreo el análisis de la corriente en el motor, el voltaje que entregaba la fuente conmutada y la medición de la velocidad del motor, solo se pudieron diseñar teóricamente, debido a que no se contaba con el prototipo final del inversor, que era a alta potencia para hacer funcionar al motor y poder medir todos esos parámetros. Se desarrolló el algoritmo para la medición de velocidad, se probó con el encoder que se utilizó como interfaz física para la variar la frecuencia manualmente y a pequeña velocidad funciona, pero no se pudo demostrar en rangos mayores de velocidad. La parte física que ayudaba a la medición de estas variables se implementó en las placas del sistema control.

Uno de los problemas fundamentales de esta tesis fue que la programación de los algoritmos para que el sistema funcionaria en un microcontrolador de 8 bits son las restricciones que este tiene con las prioridades de las interrupciones, debido a que para le generación y la lectura de ciertos parámetros era necesario el uso de estas, se tuvo que hacer varios reacomodos de las interrupciones para que se generaran las señales con la mayor calidad posible, pero esto se ve reflejado también en el análisis de FFT, que se ve que la señal si presenta un contenido armónico.



Trabajo futuro

- El sistema puede tener una mejora en los algoritmos programados, donde se puede hacer más eficiente y mejores.
- El sistema se diseñó para alta potencia, se pueden realizar el inversor y la elevadora para alto voltaje.
- El sistema de monitoreo se puede probar cuando se diseñe el inversor a
- Se puede implementar un sistema de lazo cerrado para el control de velocidades del motor.
- El sistema se diseñó con filtros de segundo orden para tener un menor número de pérdidas, estos se podrían implementar.



BIBLIOGRAFÍA

- [1] N. Abd, H. Wooi, and J. Selvaraj, “The 3 rd International Conference on Sustainable Future for Human Security Elimination of harmonics in photovoltaic seven-level inverter with Newton-Raphson optimization,” *Procedia Environ. Sci.*, vol. 17, pp. 519–528, 2013.
- [2] F. B. Member, R. E. C. Member, R. O. Núñez, A. P. Quintana, and G. A. Fernández, “High Reliability and Performance PWM Inverter for Standalone Microgrids,” vol. 11, no. 1, pp. 505–511, 2013.
- [3] V. Gerardo and S. J. Miguel, “High Efficiency Single-Phase Transformer-less Inverter for Photovoltaic Applications Inversor monofásico de alta eficiencia sin transformador para aplicaciones fotovoltaicas,” vol. 16, no. número 2, pp. 173–184, 2015.
- [4] A. Ravi, P. S. Manoharan, and J. Vijay Anand, “Modeling and simulation of three phase multilevel inverter for grid connected photovoltaic systems,” *Sol. Energy*, vol. 85, no. 11, pp. 2811–2818, 2011.
- [5] M. Kaliamoorthy, V. Rajasekaran, and G. Praveenraj, “A Novel Single Phase Cascaded Multilevel Inverter for Hybrid Renewable Energy Sources,” pp. 1–10, 2015.
- [6] M. Kamil, “Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies,” *Microchip Technol.*, no. Part I, pp. 1–31, 2007.
- [7] S. Mode, P. Supply, S. Topologies, P. Ii, and A. Bersani, “Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part II),” no. Part II, pp. 1–108, 2009.
- [8] D. D. Francesco and M. René, “ZVS Phase Shift Full Bridge ZVS Phase Shift Full Bridge,” *Infineon Technol. Austria AG*, vol. 1, pp. 1–25, 2013.
- [9] Texas Instruments, “Phase-Shifted Full Bridge DC / DC Power Converter Design,” no. TIDU248, pp. 1–56, 2014.
- [10] D. Subjetivo and D. Jur, “Tema 11 Introduccion a la Electronica de Potencia.,” vol. 1, pp. 1–12, 2007.
- [11] A. VanderMeulen and J. Maurin, “Current source inverter vs . Voltage source inverter topology,” *Eaton*, no. June, pp. 1–8, 2014.
- [12] D. W. N. Lipo, T.A, “Induction Motor Application Considerations for Adjustable Speed Drivers.” pp. 1–14, 1998.
- [13] N. Dai, C. Lam, and W. Zhang, “Multifunctional Voltage Source Inverter for Renewable Energy Integration and Power Quality Conditioning,” *Sci. World J.*, vol. 2014, p. 10, 2014.
- [14] K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, “Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation,” *Electr. Power Quqlity Util.*, vol. XIII, no. 2, pp. 49–58, 2007.
- [15] S. R. Bowes and M. J. Mount, “Microprocessor control of PWM inverters,” *IEE Proc. B, Electr. Power Appl.*, vol. 128, pp. 293–305, 1981.
- [16] N. D. Patel, U. K. Madawala, and S. Member, “A Bit-Stream-Based PWM Technique for Sine-Wave Generation,” vol. 56, no. 7, pp. 2530–2539, 2009.
- [17] J. Richardson and O. T. Kukrer, “Implementation of a PWM Regular Sampling Strategy for AC Drives,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 4, pp. 645–655, 1991.
- [18] S. R. Bowes and D. Holliday, “Optimal regular-sampled PWM inverter control techniques,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, pp. 1547–1559, 2007.
- [19] Y. S. S.R. Bowes, Lai, “Investigation into optimising high switching frequency regular sampled,”



- IEE Proc. B, Electr. Power Appl.*, vol. 143, pp. 281–293, 1996.
- [20] A. A. Qazalbash, A. Amin, A. Manan, and M. Khalid, “Design and implementation of microcontroller based PWM technique for sine wave inverter,” *POWERENG 2009 - 2nd Int. Conf. Power Eng. Energy Electr. Drives Proc.*, pp. 163–167, 2009.
- [21] J. Holtz, “Pulsewidth Modulation-A,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 39, no. 5, pp. 410–420, 1992.
- [22] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronic*, Second. 2004.
- [23] D. W. Hart, *Power Electronics*. 2011.
- [24] A. Pressman, *Switching power supply design*, Third. 1997.
- [25] D. Velasco, C. T. Rodríguez, and J. H. Mora, “Algoritmo de detección en modo isla de un inversor , basado en la medición del segundo armónico *,” vol. 10, no. 1, pp. 62–74, 2013.
- [26] “ELECTRONICA DE POTENCIA (Daniel W. Hart).pdf.” .
- [27] M. H. Rashid, *Electrónica de Potencia*, Pearson. Tercera, 2010.
- [28] S. J. Chapman, *Maquinas Electricas*, Quinta. 2015.
- [29] J. D. P. Gene F. Franklin and A. E. Neaini, *FEEDBACK CONTROL OF DYNAMIC SYSTEMS*, Seventh. 2014.
- [30] S. Eliezer, *Fundamentals of Power Electronics*. 2015



ANEXOS

Artículo I.

Journal CIM Vol.5, Num. 2
Coloquio de Investigación Multidisciplinario 2017

ISSN 2007-5102

Árbol de Fallas de un Inversor Monofásico.

K. Romero Guizasola¹, B.E. González Sánchez¹, J.P. Rodríguez Jarquin¹, H. Bolaños Cerrud¹,
A. Martínez Sibaja¹.

¹División de Posgrado e Investigación, Instituto Tecnológico de Orizaba, Oriente 9 No. 852, Col. Emiliano Zapata,
C.P. 94320, Orizaba Ver. México.

*karina.rogui@gmail.com

Área de participación: Ingeniería Electrónica

Resumen

En este trabajo se realizó una investigación sobre las fallas que se presentan en un inversor monofásico alimentado por voltaje y controlado por un microcontrolador, se elaboró una descripción de las etapas que conforman al sistema, así como se desarrollaron esquemas de las fallas que se presentan en los componentes principales de cada etapa.

Palabras claves: *inversor, fallas, esquema, etapas.*

Abstract

In this paper an investigation was developed on the faults that are presented in a single-phase inverter fed by voltage and controlled by a microcontroller, a description of the stages that conform to the system was elaborated, as well as schemes of the faults were developed that are presented in the main components of each stage.

Key words: *inverter, faults, diagram, stages.*

Introducción

En la actualidad los procesos industriales tienen rigurosos procedimientos, que se deben cumplir en un tiempo determinado, pero si algún equipo llega a tener alguna falla que obligue el paro del proceso, posterior al paro se realizara una inspección del equipo para conocer las causas por lo que se detuvo, si no se encuentra rápidamente que ocasiono la falla, puede tardar horas el análisis, pudiendo generar pérdidas económicas sustanciales debido



a que el proceso está detenido. La implementación de un sistema de diagnóstico de fallas es con el propósito de localizar con mayor eficiencia la falla, para que el usuario le dé el mantenimiento necesario para corregir la falla.

El estudio de las fallas que se pueden llegar a presentar en inversor es necesario ya que son dispositivos utilizados en el control de velocidades de motores de corriente alterna en el sector industrial, pero si estos llegaran a tener una falla podrían dañar a los dispositivos conectados a él.

Un árbol de fallas es una representación que a través de la identificación y análisis de las condiciones y factores que causan o tienen el potencial de contribuir a las fallas principales de un sistema, este esquema se realizó por primera vez en la industria militar para los sistemas de misiles, posterior se desarrolló en otras áreas y en la actualidad es un método utilizado en el diagnóstico de fallas en el área de mantenimiento y confiabilidad de sistemas.

Realizar un árbol de fallas tiene como finalidad mostrar las desviaciones del estado de trabajo que fue diseñado un dispositivo que podrían ocasionar daños significativos en el equipo por su ocurrencia, esto quiere decir que podrían dañar al sistema hasta dejarlo inservible a esto se le conoce como una avería. Para el desarrollo de este esquema en un inversor, como primer paso es conocer las fallas principales o máximas, estas son las que pueden dañar más al sistema si llegan a presentarse, el segundo paso es encontrar las fallas secundarias que son las que contribuyen a la principal, y el paso final es encontrar las causas subyacentes.

El proceso de diagnóstico y monitoreo en un sistema inversor-motor, es necesario hoy debido a su uso recurrente en la industria,[1] Fush [2003] realizó un resumen sobre algunos métodos de diagnóstico en un inversor-motor, teniendo como base principal el mayor número de fallas que se pueden presentar al sistema, por otro lado[2] Campos y col. [2007], escribieron sobre el mismo sistema, pero solo consideraban las fallas de los componentes que pueden causar más daño al sistema si fallan. [3]Bolognani y col. [2000] y[4] Rodríguez y col. [2011], describieron las fallas que se presentan en un interruptor y sus causas. En el estudio del motor, [5]Kadanik [1998], [6]Nandi y col. [2005] y [7]Thakur y col. [2015], generaron resúmenes de las posibles fallas en un motor, describiendo posteriormente las fallas en el rotor, estator, rodamientos y por excentricidad que pueden causar que el motor se averíe. [8]Siddique y Singh [2005] escribieron sobre las fallas en el estator y sus causas.

Este trabajo tiene como finalidad el uso de esta información para generar un esquema de árbol de fallas de los componentes principales del sistema inversor-motor.

Descripción del Sistema a Estudiar

El estudio se realizó en inversores monofásicos. Un inversor es un sistema encargado de convertir corriente directa en corriente alterna, este sistema es utilizado en el control de velocidades de motores, sistemas de alimentación ininterrumpida y sistemas de alimentación de motores. El sistema para su mejor estudio se dividió en 4 etapas, como se muestra en la figura 1, la primera etapa es la etapa de alimentación que es la encargada de suministrar las características de corriente y voltaje para alimentar al sistema, la segunda etapa es la etapa de control que tiene la tarea de mandar las señales para activar a la tercera etapa que es la de potencia, en la que se convierte la corriente directa que suministra de la etapa de alimentación a corriente alterna monofásica con las características que requiera la última etapa que es la carga, esta es un motor monofásico. También se puede apreciar la etapa de acoplamiento, que es una etapa intermedia encargada de acondicionar las señales de control para poder controlar la etapa de potencia.

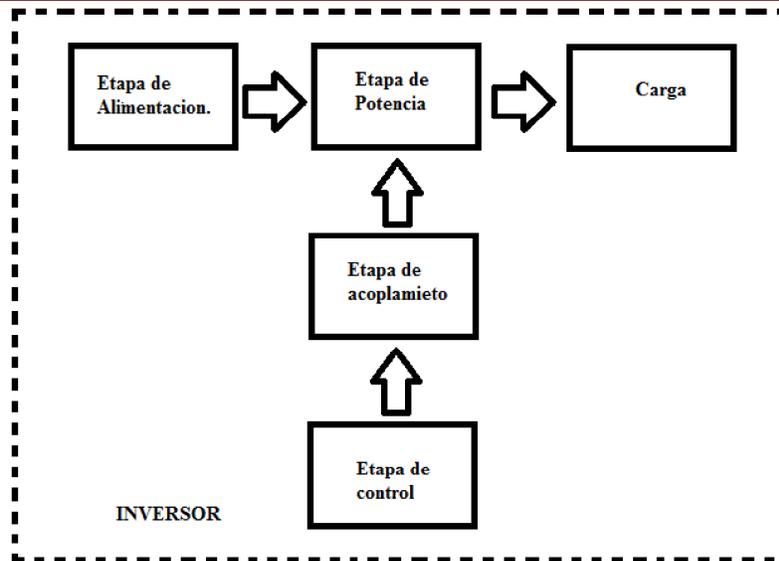


Fig. 1 Etapas de un inversor.

Cada etapa tiene una tarea específica a realizar, que si llega a fallar alguna de ellas puede tener una repercusión en el sistema, por esa razón a continuación se realizara una explicación más detallada del sistema.

A. Etapa de Alimentación.

La etapa de alimentación está conformada de una fuente de voltaje (batería) que por medio de una topología elevadora DC-DC entrega las características de voltaje y corriente que requiere la etapa de potencia. Esta topología su componente principal es un puente H, este nombre proviene de su típica representación gráfica del circuito y está compuesta por 4 interruptores, que en este caso se estudian los dispositivos semiconductores de potencia (DSEP)

B. Etapa de Control.

La etapa de control es un sistema digital que es el encargado de generar señales para la apertura y cierre de los dispositivos semiconductores, para generar la señal de salida requerida, en este documento se hace referencia a micro controladores que por medio de la técnica PWM programado se realiza el encendido y apagado de los componentes

C. Etapa de Potencia.

La etapa de potencia es un puente H explicado anteriormente, es la encargada de realizar la conmutación para generar la frecuencia y la señal de voltaje en forma senoidal.

C1. Etapa de acoplamiento.

Entre las etapas de potencia y control se encuentra otra etapa que es la de acoplamiento de señales que es la encargada de las señales que provienen del sistema de control tengan las características (voltaje, corriente) que requieren los dispositivos semiconductores de potencia. En este trabajo se utilizará un driver de compuerta para MOSFETs/IGBTs. El driver está basado en un circuito bootstrap que consiste en colocar una fuente flotante



momentánea para activar el DSEP del lado alto del inversor, este circuito está compuesto de un diodo y un capacitor, el capacitor tiene como función cargarse cuando el DSEP está desactivado y cuando esta activado simula una fuente flotante que suministra la energía para activar el DSEP, el diodo es un circuito protector por si algún voltaje de salida podría filtrarse y dañar el circuito de control.

D. Carga

El inversor va a proporcionar un voltaje en forma de onda senoidal a una frecuencia determinada con la potencia que requiere la carga, para hacer funcionar un motor de inducción monofásico.

Clasificación de las Fallas.

La clasificación de las fallas como se muestra en la figura 2 se realizó de acuerdo a la división del sistema en etapas, la etapa de potencia y la etapa de alimentación se toman en conjunto debido a que los dispositivos que tienden a presentar un mayor número de fallas son los dispositivos semiconductores de potencia (DSEP).

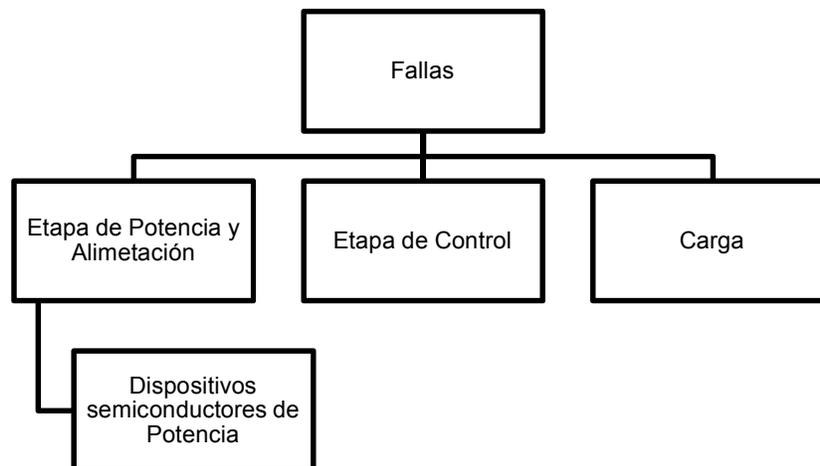


Fig. 2 División de fallas en el inversor.

En la etapa de potencia y alimentación, sus componentes principales son los DSEP, estos presentan fallas en corto circuito y circuito abierto. En la figura 3 se muestra las posibles causas de estas fallas, cuando en un circuito se presenta un corto circuito el sistema en general puede tener daños severos si no se usan protecciones necesarias para impedir que el corto circuito se propague, estas inhiben la falla apagando el sistema o cortando la fuente de energía del sistema. Una falla en circuito abierto puede ocasionar una mala señal de salida que podría ocasionar daños en la carga, pero no las etapas.

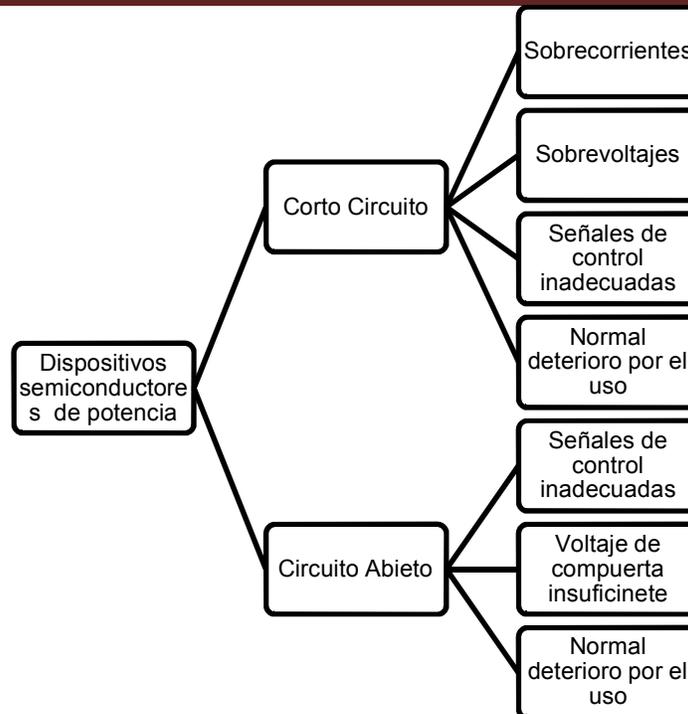


Fig. 3 Fallas en los dispositivos semiconductores de potencia(DSP).

En la etapa de control debido a que se utilizó un microcontrolador las únicas fallas que se pueden presentar son las pérdidas de secuencia como se puede ver en la figura 4, ya que pueden llegar a causar serios problemas en las etapas conectadas a este, también se pueden presentar fallas en el driver de acoplamiento de las señales de control a la de potencia.

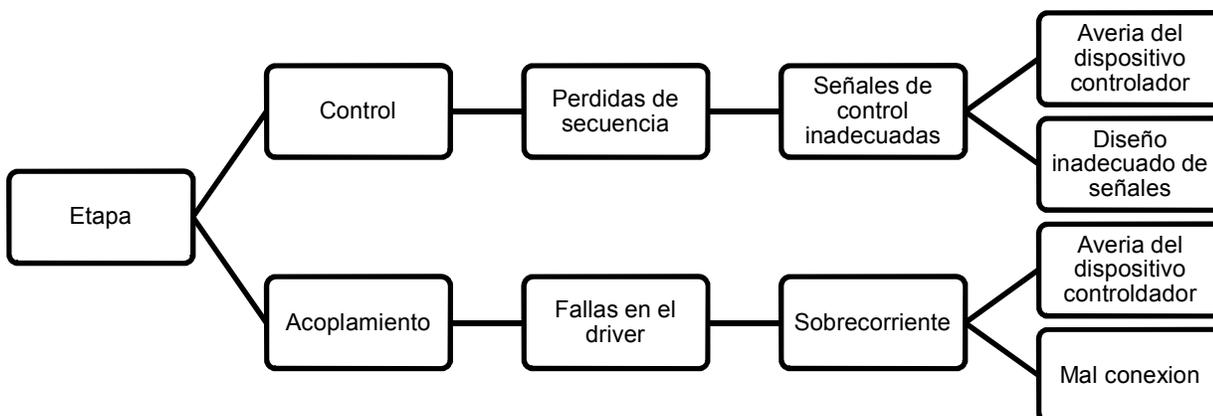


Fig. 4 Fallas en la Etapa de control.



Por último, se desarrolló un estudio teórico de las fallas presentes en la carga del inversor, que es un motor de corriente alterna, la investigación arrojó que las fallas principales pueden ser clasificado de la siguiente manera: 1) fallas en los rodamientos, 2) fallas en el estator o armadura, 3) fallas en el rotor, barras rotas o anillos rotos y 4) fallas por excentricidad y pueden llegar a causar daños severos en el motor. En la figura 5 se muestra un esquema general de la parte mecánica y eléctrica del motor que pueden producir una avería al motor.

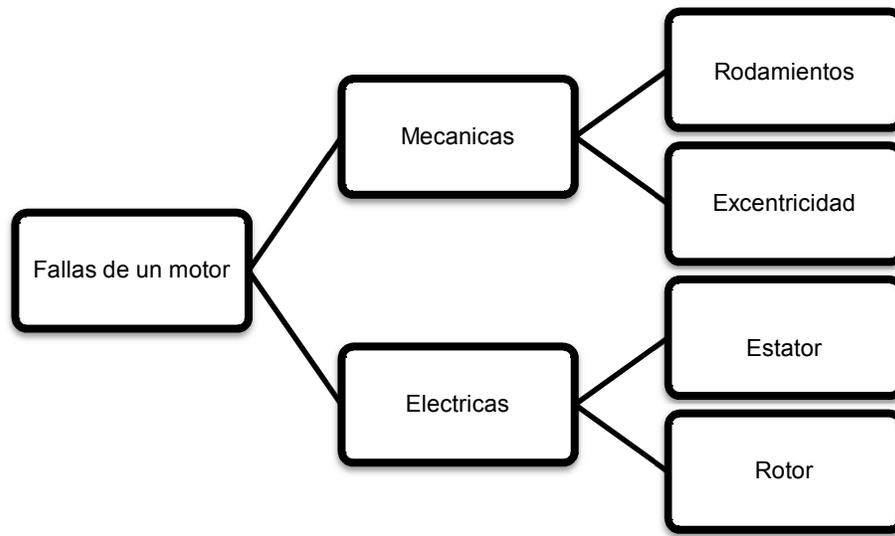


Fig.5 Mapa general de las fallas en un motor.

En la parte mecánica, los rodamientos consisten en dos anillos uno interno y otro externo, dentro de estos anillos se encuentra una pista donde se colocan unas bolas o elementos rotatorios. En el motor al menos de un 40-50% de sus averías están relacionadas con los rodamientos. Otra falla es por excentricidad que es una condición en la que el espacio de aire entre el rotor y el estator no es igual. Existen dos tipos la estática y la dinámica. La excentricidad estática es cuando la posición de la longitud radial del espacio de aire es mínima, esto quiere decir que durante el giro del rotor siempre hay un punto en el que el hueco entre él y el estator es mínimo y otro en el que es máximo. La excentricidad dinámica es cuando el rotor no se en el centro de la rotación y la longitud mínima del espacio de aire varía con el tiempo. En la tabla 1 se muestran las causas y consecuencias de estos dos tipos de fallas, en los rodamientos las consecuencias se pueden presentar en: el anillo interior, el anillo exterior o los elementos rotatorios.



Tabla 1. Causas y consecuencias de las fallas en los rodamientos y por excentricidad.

Falla de los rodamientos		Falla por Excentricidad		
Causas	Consecuencias	Dinámica	Estática	Consecuencias
		Causas	Causas	
Fatiga	Se descarapela .	El rotor no está centrado	El núcleo del estator esta ovalado	Desbalance del flujo magnético
Vibración local		Eje de rotor con deflexión	Mala posición del estator o rotor.	Frotamiento entre el estator y rotor
Contaminación		Desalineación del rodamiento	Desalineación del rodamiento	
Desalineación		Resonancia Mecánica		
Corrientes de distorsión				
Ambiente corrosivo				
Lubricación deficiente.				

En el motor se presentan fallas en la parte eléctrica que lo conforman el estator y el rotor, los problemas que se producen en el estator son causantes del 30-40% de las averías de un motor y esto es debido a que se producen dos tipos de fallas principales en el estator que son las pérdidas de láminas y las fallas en las bobinas que pueden ocasionar fallas en el aislamiento y por lo tanto presentarse un corto circuito o la desconexión de alguna bobina. Las fallas en rotor ocasionan del 5-10 % de las averías totales del motor, las cuales son: el rompimiento de las barras o anillos del rotor podría dar como resultado un flujo de corriente nulo en el mismo. En la tabla 2 se muestran las fallas secundarias y las causas.



Tabla 2. Causas y tipos de fallas en el estator y en el rotor.

Estator			Rotor	
Fallas en laminas	Fallas en las bobinas		Fallas en las barras y anillos	
	Porción final de la bobina.	Ranura		
Fallas secundarias	Fallas secundarias	Fallas secundarias.	Causas	Causas
Calentamiento del núcleo	Local en el aislamiento	Corrosión del aislamiento.	Esfuerzo térmico	Defectos de manufactura
Núcleo flojo	Corrosión en el aislamiento	Desplazamiento de conductores.	Esfuerzo eléctrico	Esfuerzo térmico
Vibración	Contaminación del aislamiento.		Esfuerzo ambiental	Esfuerzo mecánico
Corrientes circulantes	En los conectores		Esfuerzo mecánico	Frecuentes encendidos del motor
Perdida de refrigerante	Ruptura del aislante			Esfuerzo magnético
Aterrizaje a tierra.	Erosión de descarga del aislante			Esfuerzo Dinámico
	Desplazamiento de conectores			Fatiga

Detección y Localización De La Falla.

En la industria la maquinaria que tiene un uso frecuente en los procesos diarios, requiere de sistemas para diagnosticar fallas, para la implementación de estos es necesario el uso herramientas que puedan proporcionar información sobre el sistema. Estas herramientas son mejor conocidos como sensores, estos son los encargados de tomar medidas de los sistemas y transfórmalas en variables que sean más fáciles de interpretar. La detección de una falla se realiza cuando una de las señales medidas tiene una variación con respecto a la referencia en su funcionamiento normal de trabajo. Posterior a eso se procede a la localización de la falla, esta se lleva a cabo a través de las medidas tomadas de los demás instrumentos de medición. Esto quiere decir conocer los sensores se están desviando de lo normal y encontrar que falla puede ocasionar todos esos síntomas.

Conclusiones

Las fallas que se pueden presentar en un sistema convertidor-motor, se representan en cada una de las etapas, que son él en la etapa de alimentación, control y potencia, también en la carga. La mayoría de fallas en un sistema inversor se da en sus dispositivos semiconductores de potencia que también pueden ocasionar daños en la carga que afectan el desempeño del sistema, otras fallas que pueden causar daños en el inversor son las que ocurren en la carga (motor de inducción). El esquema presentado da una idea general de todas las fallas en el sistema,



además tiene como objetivo dar a conocer el mayor número de incidencias presentes en el inversor y que ocasionan estas. La mayoría de sistemas tiende a tener fallas, pero conocer las que producen los daños mayores tiene como finalidad ayudar al usuario del sistema a proporcionarle un mejor mantenimiento al sistema.

Referencias

- [1] F. W. Fuchs, "Some Diagnosis Methods for Voltage Source Inverters In Variable Speed Drives with Induction Machines A Survey," *IEEE Ind. Application Soc.*, pp. 1378–1385, 2003.
- [2] D. U. Campos Delgado, D. R. Espinoza Trejo, and E. Palacios, "Fault-tolerant control in variable speed drives : a survey," *IET*, vol. 2, no. 2, pp. 121–134, 2008.
- [3] S. Bolognani, M. Zordan, and M. Zigliotto, "Experimental Fault-Tolerant Control of a PMSM Drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pp. 1134–1141, 2000.
- [4] M. Rodríguez Blanco *et al.*, "A Failure-Detection Strategy for IGBT Based on Gate-Voltage Behavior Applied to a Motor Drive System," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 5, pp. 1625–1633, 2011.
- [5] P. Kadaník, "AC Drive Fault Diagnosis & Detection," pp. 1–24, 1998.
- [6] S. Nandi, H. A. Toliyat, S. Member, X. Li, and S. Member, "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors — A Review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 719–729, 2005.
- [7] A. . Thakur, Alka, Wadhwani, S. y Wadwani, "Motor Current Signature Analysis as a Tool for Induction Machine Fault Diagnosis," *Int. Journal Comput. Sci. Inf. Technol. Res.*, vol. 3, no. 3, pp. 309–313, 2015.
- [8] A. Siddique, G. S. Yadava, and B. Singh, "A Review of Stator Fault Monitoring Techniques of Induction Motors," vol. 20, no. 1, pp. 106–114, 2005.

pp. 621 – 628;
rec. 13/ago/2017, acc. 22/sep/2017

Ingeniería Electrónica



Artículo II.

2017 14th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE), Mexico City, Mexico. September

20-22, 2017

Optimization Algorithm for Accurate Frequency Sine Wave PWM Generation with Microcontrollers

Humberto Bolaños-Cerrud
*División de estudios de posgrado
e investigación*
Instituto Tecnológico de Orizaba
Orizaba, México
humberto.bolcer@gmail.com

Albino Martínez-Sibaja
*División de estudios de posgrado
e investigación*
Instituto Tecnológico de Orizaba
Orizaba, México
amartinez@ito-depi.edu.mx

Jose P. Rodríguez-Jarquín
*División de estudios de posgrado
e investigación*
Instituto Tecnológico de Orizaba
Orizaba, México
jrodriguezj@ito-depi.edu.mx

Karina Guizasola-Romero
*División de estudios de posgrado
e investigación*
Instituto Tecnológico de Orizaba
Orizaba, México
karina.rogui@gmail.com

Ignacio Herrera-Aguilar
*División de estudios de posgrado
e investigación*
Instituto Tecnológico de Orizaba
Orizaba, México
iherrera@ito-depi.edu.mx

Rubén Posada-Gomez
*División de estudios de posgrado
e investigación*
Instituto Tecnológico de Orizaba
Orizaba, México
rposada@itorizaba.edu.mx

Abstract— This paper shows the relationship between switching/sampling frequency, samples number and sine wave fundamental frequency with the intention of giving a basis to understand how the algorithm was designed. It also punctuates mathematical and implementation constraints considered in the optimization algorithm design. Similarly it explains the numerical methods and procedures used in the algorithm to solve the numerical obstacles into achieving accurate frequency sine wave PWM generation.

Keywords— microcontroller, pwm, sine, accuracy, frequency, algorithm, optimization.

I. INTRODUCTION

Pulse Width Modulation (PWM) is a technique in which the duty cycle of a periodic signal is modified to encode and transmit information; therefore it has been used in power electronics as a control element that allows the regulation of the power supplied by the power stage to the load. Many power electronic devices, like switched mode power supplies, are designed to deliver a constant energy level to the load, in other words they deliver a constant DC voltage, so the kind of PWM signal used to control them doesn't require dynamic duty cycle variation[1]. However

there are also power electronic devices like inverters that, for certain applications, must deliver a time-variable energy level and indeed they do require dynamic duty cycle variation each period. Inverters have the purpose of generating AC voltage at a specific frequency, but although in occasions is enough for an inverter to deliver square wave AC voltage (Energy with high harmonic content) applications like energy supply/speed control (Variable frequency drive) of single phase and three phase induction motors require inverters capable of supplying AC voltage at an accurate frequency and low harmonic content.

Over several decades different PWM techniques have been employed to generate control signals for inverters in order to allow them deliver AC voltage at an accurate frequency and with low harmonic content. Initially, analogic techniques with comparators[1] were used. These techniques are commonly known as "natural sampled" PWM. In these techniques two signals are compared in continuous time domain, the modulated signal and a periodic triangular signal that allows establishing pulse widths as a function of modulated signal amplitude. Digital techniques implemented in FPGAs [2] whose operation is based just in logic circuits have been also used. There is also one more group of digital PWM techniques, this ones



are oriented towards microcontroller implementation and are known as "regular sampled" PWM. These techniques make the whole process in discrete time domain, consequently modulated signal samples are calculated every certain fixed time (regular) interval and subsequently those samples are compared with a digital counter that allows establishing pulse width for each sample. The "regular" PWM techniques are deeply explained in [3] and [4].

One essential part of "natural" and "regular" sampled PWM techniques is a parameter known as frequency modulation index [3] which relates switching frequency/PWM frequency and modulated signal fundamental frequency. So, in order to obtain an accurate fundamental frequency signal modulated by a particular PWM frequency signal it's a requirement to ensure the frequency modulation index is also accurate. However, since the frequency modulation index was born as a concept employed in "natural sampled" PWM, its equivalent concept in "regular sampled" PWM requires the addition of some digital concepts and ideas not present in the classic frequency modulation index definition. Thus, a fraction of this paper is focused on clarifying this new definition of frequency modulation index.

The main purpose of this paper is focused on, despite typical digital systems limitations like finite sampling frequencies and the "restricted to integers" use of numbers, obtain high accuracy frequency modulation indexes for "regular sampled" PWM techniques. It is important to note that due to these limitations as a digital technique, the regular sampled PWM involves complicated processes into calculating an accurate frequency modulation index and therefore it should be properly documented but, despite papers like [5] and [6] discuss "regular sampled" PWM optimization, they only consider harmonic content. Moreover it was only found in [7] a vaguely similar approach to the one this document pretends.

Perhaps as expected, most of the papers, books and, in general, publications about "regular sampled" PWM are more concerned about improving harmonic content than concerned about frequency modulation index accuracy and therefore they don't explain the processes they followed to select an specific frequency modulation index. Because of this, not a single paper about a method or process to achieve an accurate frequency modulation index for the "regular sampled" PWM technique was found.

II. MICROCONTROLLER PULSE WIDTH MODULATION

To generate a sine wave signal with a microcontroller using PWM the whole sine wave period must be divided into smaller periods of equal duration, this time period is the PWM period and each one of those smaller periods will be called sample(Fig. 1). To clarify concepts, when using a PWM signal to control electronic switches the PWM

period corresponds to the switching period. The main role of PWM in sine wave signal generation is the ability to modify the duty cycle for each PWM period so that average energy for each period equals the value that in the same instant the real sine wave amplitude (the sample for that instant) should have(Fig. 2).

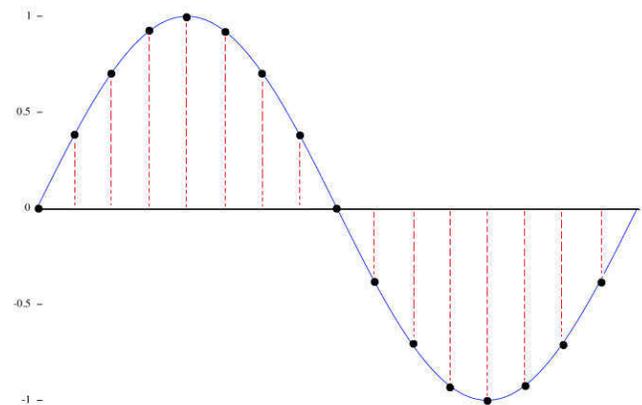


Fig. 1 Sampled sine wave. Each sample represents the value to which the average energy in each PWM period must be equal.

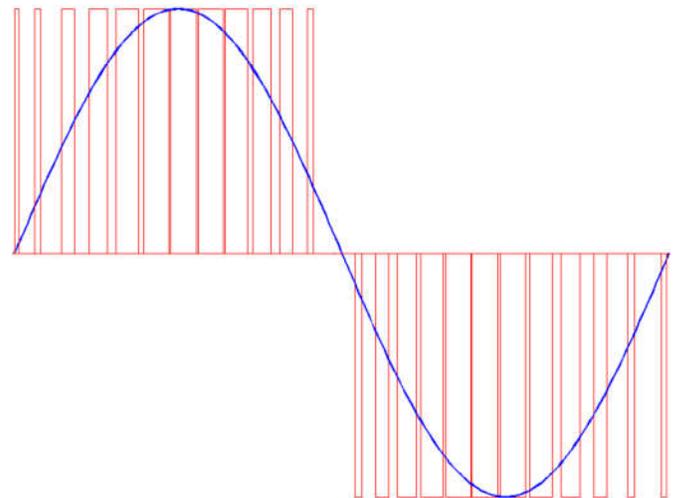


Fig. 2 Duty cycle variation for each PWM period(blue) in order to reach the energy level that corresponds to the sample of sine wave signal(red) for the same instant.

In the same way, the switching period must be divided again into smaller periods of equal duration (commonly microcontroller clock period or a prescaler) which the microcontroller is able to count as the smaller time measurement unit so that the microcontroller can accumulate enough of them to complete a full switching period. This period is the smallest duty cycle change possible to represent, which in percentage form, will vary



as a function of the selected switching period. Thus, keeping in mind that the sine wave period is divided into a fixed number of equal duration samples and each sample is also divided into several clock cycles, it can be said that the total sine wave period in clock cycles is equal to multiplying the switching period in clock cycles by the number of samples the sine wave period is divided into. This relation is summarized in (1).

$$SINCLKCycles = (SwitchingPeriod)(SamplesNumber) \quad (1)$$

In addition, to generate sine waves at a certain fundamental frequency it is required to know how many clock cycles the microcontroller must wait to complete a full sine wave period at that specific frequency. Better said, it is required to know the duration, in clock cycles, of the sine wave period at that specific fundamental frequency. It can be calculated with (2).

$$SINCLKCycles = \frac{T_{SINE}}{T_{CLOCK}} = \frac{1}{\frac{T_{CLOCK}}{T_{SINE}}} = \frac{F_{CLOCK}}{F_{SINE}} \quad (2)$$

Replacing (2) in (1) is obtained (3)

$$\frac{F_{CLOCK}}{F_{SINE}} = (SwitchingPeriod)(SamplesNumber) \quad (3)$$

Equation (3) shows the relationship between microcontroller clock frequency/preescaler frequency, sine wave fundamental frequency, sine wave samples number and switching period. It's key to remember that switching period is given in clock/preescaler cycles. The frequency accuracy of a sine wave signal generated with a microcontroller using PWM will rely on how much the product of the parameters on the right side of the equal sign matches the number resulting from the division of clock frequency divided by sine wave fundamental frequency.

With some effort it can be noticed that equation (3) can also be expressed as (4)

$$\frac{1}{(T_{CLK})(SwitchingPeriod)} = (SamplesNumber) \quad (4)$$

Equation (4) is equivalent to (5), the typical frequency modulation index equation used in "natural sampling" PWM. On the left side of (4), the inverse of multiplying microcontroller clock period by the switching period in clock cycles which is placed on top of the fraction, corresponds in (5) to the switching frequency in hertz. On the right side of (4), samples number corresponds in (5) to the frequency modulation index.

$$m_f = \frac{F_{SWITCHING}}{F_{SINE}} \quad (5)$$

From (5) is known that if frequency modulation index is increased, then it also raises frequency at which switching harmonics take place. Harmonics at way much higher frequencies than fundamental frequency will be easier to filter. Thus, given that in this case m_f is equivalent to samples number, increasing samples number decreases harmonic content of modulated sine wave after filtering it.

III. PARAMETERS SELECTION CONSTRAINTS

This paper's aim is to select proper values of switching period given in clock cycles and frames number in equation (3). At first glance it seems to be a numerical problem easy to solve but there are some constraints that must be taken into account:

- It's only feasible to digitally represent integer values of switching period and integer values of frames number since microcontroller timers can only use integers to count, which complicates the possibility of easily finding a combination that exactly satisfies the frequencies ratio on the left side of equation (3).

- It must be emphasized the fact that increasing switching period unavoidably implies a decrease in samples number to keep constant the frequencies ratio. This same behavior results from increasing frames number.

- It's not suitable to select switching periods too short, neither is it to select samples number too small. Switching periods too short diminish the viability of doing small duty cycle variations as it will require higher microcontroller clock frequencies; hence, it won't be possible to represent precise duty cycle values. Samples numbers too small restricts the quantity of information which can be obtained from the desired real sine wave to build it; hence, the modulated sine wave won't be a sine wave because it will have too much harmonic content.

Because of the previous constraints, finding the specific combination of switching period and samples number



which best meets the frequencies ratio among the other multiple possible combinations and which also keeps both variables big enough to not lose significant sine wave modulation quality becomes a problem not easy to solve with a simple calculation.

IV. ALGORITHM

The algorithm is integrated by six modules: a sieve of eratosthenes, a prime factorization calculator, a combinations number calculator, a multiplicative partitions calculator, a multiplicative partition finder and a SINCLKCycles selector. Fig. 3 shows a block diagram of this algorithm.

This algorithm searches the integer SINCLKCycles value closest to the frequencies ratio which, at the same time is composed by a multiplicative partition of two integer factors with the least difference between them. These two factors are switching frequency and samples number. The difference between multiplicative partition factors is a tolerance parameter which can be reconfigured inside algorithm.

A. Modules description

1) *Sieve of eratosthenes*: It generates a primes array to a given number. The only purpose of this module is to provide a prime numbers database to use in trial division.

2) *SINCLKCycles selector*: It receives as input parameters the clock frequency, a tolerance parameter (given as a restraint in Fig.3) and the sine wave frequency. It calculates an integer value of SINCLKCycles based on (2) and then shifts it to module 3 to follow the cycle which Fig. 1 shows. When the algorithm cycle is finished, this module takes from a feedback loop the results from module 6 as a multiplicative partition and verifies that the tolerance parameter given is met. If verification fails, the originally calculated SINCLKCycles value is changed in a ratio of (+/- 1). First, algorithm tries with +1, shifts the new value and if it fails again then tries -1, if -1 fails again, then tries +2, then -2, then +3, -3 and consecutively until it finds a multiplicative partition which fulfills the specified tolerance parameter.

3) *Prime factorization calculator*: It gets SINCLKCycles prime factorization. To do it, this module does trial division by comparing SINCLKCycles with each number in the array generated at module 1, if it is possible to divide SINCLKCycles by a prime, then the prime is saved in an array and the division gets done. The resulting number is compared again with each number in the matrix and this process continues until it is reduced to a prime number. This module gives an array of every prime factor found on SINCLKCycles.

4) *Combinations number calculator*: This module is based on recursive programming. It gives the multiplicative partitions number of a certain

SINCLKCycles. The result from this module is used in module 5 as the array size to create matrices big enough to contain all multiplicative partitions.

5) *Multiplicative partitions calculator*: This module is also based on recursive programming. This is the core of the algorithm; here the algorithm generates each one of the possible multiplicative partitions for SINCLKCycles and saves them in two arrays of a size given by module 4.

One of the arrays stores the bigger factor from each multiplicative partition and the other one stores the smaller factor from each multiplicative partition.

6) *Multiplicative partition finder*: This module compares the difference between each of the pairs of data stored in the arrays generated in module 5 and returns as results the pair of data with the least difference between them. This is done to avoid returning an unbalanced pair of numbers, 5 and 678,456 for instance, and at the same time this also saves some extra iterations by avoiding the comparison of the pair of numbers for each multiplicative partition with the tolerance parameter given in module 1. It's important to remember that the pair of data corresponds to the SINCLKCycles being evaluated in that respective cycle. It can be that for a certain cycle the result of this module fails the verification from module 2 and then algorithm shifts another SINCLKCycles value into the cycle which again at the end of the cycle will be a result from this module for that respective calculation cycle.

B. Program calculation example

1) *Data input*: Fclk: 16 MH Fphase: 0.5 Hz

2) *Multiplicative partition restraint parameter*:

Algorithm will give a multiplicative partition in which one of the numbers is between 360 and 800 and it will be used as the frames number.

3) *Procedure*: Because of the simplicity of this example, if it is desired, the procedure can be verified step by step using a paper and a pencil without the need of actually running the algorithm on a computer. This example is taken from Table I.

To begin, the algorithm generates a primes number array to 4000 using module 1. This primes data base is enough to cover the requirements of this algorithm. Then, module 2 calculates SINCLKCycles based on (2), in this case SINCLKCycles equals to 32,000,001. After this, 2 shifts SINCLKCycles to module which returns all prime factors of SINCLKCycles in an array; in this case they are: 3, 11, 17 and 57041. The number of primes factors found by module 3 is shifted to module 4 which finds that 7 different multiplicative partitions can be made. The next step is performed by module 5; this module generates every single one of the multiplicative partitions of 32,000,001 based on the primes factors found and following a hierarchical way to combine them. The possible different

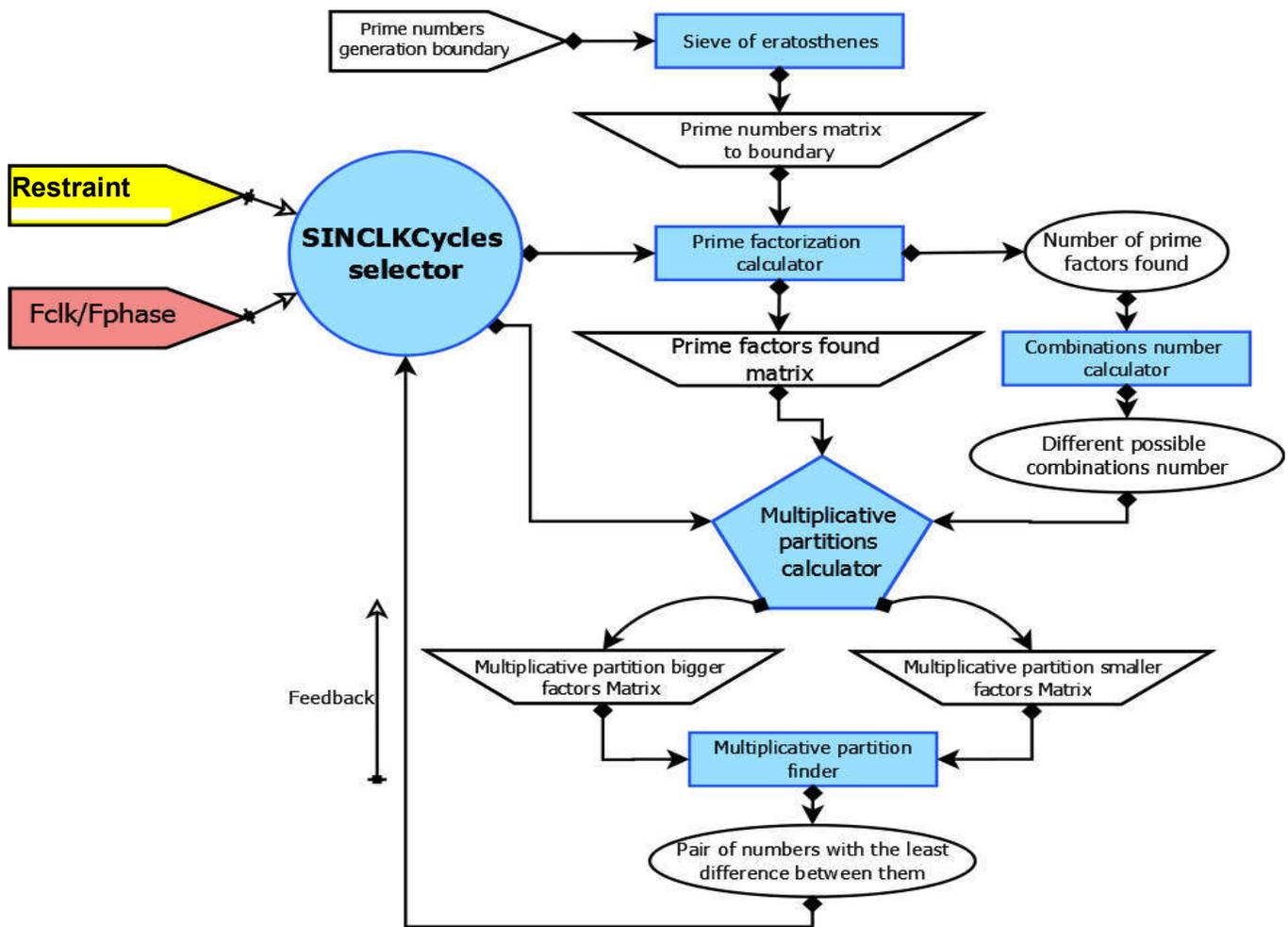


Fig. 3 Algorithm Block Diagram

multiplicative partitions for 32,000,001 are 33 x 969697, 51 x 627451, 187 x 171123, 3 x 10666667, 11 x 2909091, 17 x 1882353 and 561 x 57041. The final step is done by module 6. In this example, $969697-33=969664$, $627451-51=627400$, $171123-187=170936$, $10666667-3=10666664$, $2909091-11=2909080$, $1882353-17=1882336$ and $57041-561=56480$ are the results from the subtractions and since 56480 is the smallest number, module 6 returns 57041 and 561. At this point, passing through module 2 to module 6 a complete calculation cycle is done, now the multiplicative partition given by module 6 is verified by module 2 and if it meets the restraint parameter (one of the numbers must be between 360 and 800) a result is declared found and the algorithm is terminated. Since module 6 returned 57041 and 561, the

restraint parameter is met by 561 (It is a number between 360 and 800) but if this was not the case module 2 would increase 32,000,001 in a unit and therefore 32,000,002 would be shifted through the entire calculation cycle and if it failed verification again then SINCLKCycles would be decreased in a unit; therefore 32,000,000 would be shifted to the calculation cycle and then 32,000,003 would be shifted and then 31,999,999 would be shifted until finding a multiplicative partition that satisfies the restraint parameter. In this way the algorithm achieves good to perfect accuracy.

V. HARDWARE REQUIREMENTS

The algorithm was tested on the Atmel ATmega 2560 (16 bits) and the Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3 (32 bits). It was programmed in c++ using the arduino IDE to



run on arduino boards but it could be easily modified to compile and run on other platforms like Nucleo boards based on STM32 ARM-based microcontrollers. One thing to notice about hardware requirements for this algorithm is that, it is different to be able to run this algorithm in a microcontroller and obtain the results this algorithm is designed to give and other completely different is to have a microcontroller with enough power to implement the results given by this algorithm in a real sine wave PWM generation.

A. Requirements to just run the algorithm and obtain the results

Every microcontroller can run this algorithm and obtain the results but it must be taken into account that the smaller the power of the microcontroller (8, 16, 32 bits), the less the RAM to store variables and to stack functions (in a programming language this means to make use of functions inside functions). Since this algorithm uses a very demanding recursive module (module 5), a lot of stack memory gets consumed during module 5 execution, so, in practical terms, the less the RAM the microcontroller has, the more possible the module 5 consumes all the RAM and microcontroller resets. To avoid this, the algorithm can be easily modified to do less recursion stages by modifying the maximum primes factors number to be processed inside the module (an extra factor found means and extra recursion stage), so, if the algorithm finds a SINCLKCycles with more prime factors than the given limit it just skips it and module 2 continues as if SINCLKCycles have failed the restraint parameter verification. For the ATmega 2560 the maximum prime factors number that can be processed in module 5 before a memory collision is 10. The calculation time for the whole algorithm was tested on ATmega 2560 with a 16 MHz and 8 MHz clock frequency and the time range is between 0.2 s and 1.5 s depending on the given Fphase.

B. Requirements to run the algorithm, obtain the results and be able to implement the results in a real PWM

Added to the requirements from section V.A, if it is also desired to implement the results given by the algorithm in the same microcontroller the next features must be met:

1) *16 bits timer*: Since most of the switching periods values given by this algorithm are bigger than 255 and the timer must be able to count up to the switching periods value to achieve a complete period, an 8 bit timer is not enough. A 16 bit timer can count up to 65535 so it will cover all practical cases. It can be verified in Table I.

1) *Operations per clock cycle*: It doesn't matter operations per second but operations per clock cycle because the setup for next period must be done before a given value of clock cycles have passed (switching period) and it is know that a microprocessor can only process a fixed number of operations per clock cycle. Of course, this

requirement depends on how big is the selected switching period and how well programmed is the code block that setups the features for the next period. Notice that in this way the processing time (operations per clock cycle) does not affect this algorithm since another algorithm is in charge of setting up the results given by this optimization algorithm but certainly processing time could be an important feature to consider if this algorithm is going to be used in a controlled variable frequency drive, in this case processing time of this algorithm will increase the plant total response time.

VII. RESULTS AND CONCLUSIONS

Test results for different data inputs and are shown in TABLE I. The algorithm was restrained to giving a multiplicative partition in which one of the numbers is clocks smaller than 8 Mhz are not shown in this paper because they do not offer nothing interesting besides decreasing performance in general. The first ten test cases corresponds to a 16 MHz microcontroller clock starting from a required frequency of 0.5 Hz up to 120 Hz which is the bigger required frequency that can keep a frames number between 360 and 800. The last ten test cases corresponds to an 8 MHz microcontroller clock starting from a required frequency of 0.1 Hz up to 60 Hz which in this case it is also the bigger required frequency that can keep a frames number between 360 and 800. As can be seen in TABLE I. for both microcontroller clock frequencies, the result error and switching frequency increase as required frequency is also increased. So, higher required frequency means less accuracy and higher switching frequency. Notice that using an 8MHz clack frequency values which is good for a real implementation in power electronics. In the opposite as sine frequency increases, switching period decreases. From this point of view, microcontroller clock period becomes relatively big in comparison to switching period and therefore if frequencies above 120 Hz are needed, samples number must be decreased below 360 or clock frequency must be increased above 16 MHz. Decreasing samples is not always a good choice since it compromises the amount of data which PWM can use to rebuild a signal, so it is better to use a higher frequency clock.

To make an approximation, if a certain fundamental frequency sine wave is going to be generated using PWM, then, approximately a 100,000 times bigger frequency clock is required to keep harmonic content low Because of this modulating a high frequency sine wave signals using PWM is hardly feasible as it would need bigger and bigger clock frequencies as required frequency increases.



TABLE I. Test results for different data input

Test case	DATA INPUT		DATA OUTPUT							
	Microcontroller Clock (MHz)	Required Frequency (Hz)	Achieved Frequency (Hz)	Result error	Switching Frequency (Hz)	Switching Period (Clock Cycles)	Frames	Factors	Possible Partitions	Partition Arrays size
1	16	0.5	0.5	0.00000000	280.5	57041	561	4	7	7
2	16	1.369	1.36899936	-0.00000064	843.3	18973	616	6	31	31
3	16	25.654	25.65389442	-0.00010558	10184.6	1571	397	2	1	1
4	16	35.379	35.37905502	0.00005502	21192.05	755	599	3	3	3
5	16	40	40.00009918	0.00009918	18120.05	883	453	3	3	3
6	16	59.98	59.97900772	-0.00099228	30769.23	520	513	10	511	511
7	16	80.986	80.98805236	0.00205236	35634.74	449	440	7	63	63
8	16	107.432	107.4315796	-0.00042042	40609.14	394	378	8	127	127
9	16	119.8	119.7963486	-0.00365143	43126.68	371	360	9	255	255
10	16	120	120.09758	0.09757995	43835.62	365	365	5	15	15
11	8	0.1	0.10000001	0.00000001	40.9	195599	409	2	1	1
12	8	0.249	0.24900004	0.00000004	129.73	61667	521	2	1	1
13	8	0.9764	0.97640094	0.00000094	678.6	11789	695	3	3	3
14	8	8.538	8.53802394	0.00002394	5677.79	1409	665	5	15	15
15	8	18.3567	18.35662269	-0.00007731	10958.9	730	597	6	31	31
16	8	25.965	25.96492195	-0.00007805	10230.18	782	394	6	31	31
17	8	36.758	36.75710296	-0.00089704	14519.06	551	395	5	15	15
18	8	43.876	43.87672805	0.00072805	18735.36	427	427	5	15	15
19	8	54.259	54.25936126	0.00036126	20618.56	388	380	8	127	127
20	8	60	60.04878997	0.04878997	21917.81	365	365	5	15	15

REFERENCES

- [1] Muhammad H. Rashid, *Electrónica de Potencia. Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones.*, Third Edit. Prentice Hall, 2003.
- [2] N. D. Patel and U. K. Madawala, "A Bit-Stream-Based PWM Technique for Sine-Wave Generation," *Ieee Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 7, pp. 2530–2539, 2009.
- [3] S. R. Bowes and M. J. Mount, "Microprocessor control of PWM inverters," *IEE Proc. B, Electr. Power Appl.*, vol. 128, pp. 293–305, 1981.
- [4] J. Richardson and O. T. Kukrer, "Implementation of a PWM Regular Sampling Strategy for AC Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 4, pp. 645–655, 1991.
- [5] S. R. Bowes and Y. S. Lai, "Investigation into optimising high switching frequency regular sampled PWM control for drives and static power converters," *Electr. Power Appl. IEE Proc.*, vol. 143, no. 4, pp. 281–293, 1996.
- [6] S. R. Bowes and D. Holliday, "Optimal regular-sampled PWM inverter control techniques," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 3, pp. 1547–1559, 2007.
- [7] A. A. Qazalbash, A. Amin, A. Manan, and M. Khalid, "Design and implementation of microcontroller based PWM technique for sine wave inverter," *POWERENG 2009 - 2nd Int. Conf. Power Eng. Energy Electr. Drives Proc.*, pp. 163–167, 2009.

978-1-5386-3406-6/17/\$31.00 ©2017 IEEE