

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTA MARÍA
**FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍAS FÍSICAS
Y FORMALES**
**PROGRAMA PROFESIONAL DE INGENIERÍA
ELECTRÓNICA**



“Diseño e implementación de un variador de velocidad
para motores de inducción trifásicos”

TESIS PARA OBTENER EL GRADO PROFESIONAL DE:
INGENIERO ELECTRÓNICO

AUTOR:

MONTÁNCHEZ MONTESINOS, EDGAR ADLAI

AREQUIPA – PERÚ

2015

PAGINA DEL JURADO



VOCAL

DECLARACIÓN JURADA

Yo, EDGAR ADLAI MONTANCHEZ MONTESINOS, estudiante del Programa Profesional de Ingeniería Electrónica de la Universidad Católica de Santa María, identificado con DNI 44644724 con la tesis titulada “DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN VARIADOR DE VELOCIDAD PARA MOTORES DE INDUCCIÓN TRIFÁSICOS”.

Declaro bajo juramento que:

- 1) La tesis es de mi autoría.
- 2) La tesis no ha sido autoplagiada; es decir, no ha sido publicada ni presentada anteriormente para obtener algún grado académico previo o título profesional.
- 3) Los datos presentados en los resultados son reales, no han sido falseados, ni duplicados, ni copiados y por tanto los resultados que se presenten en la tesis se constituirán en aportes a la realidad investigada.

De identificarse la falta de fraude (datos falsos), plagio (información sin citar de autores), autoplagio (presentar como nuevo algún trabajo de investigación propio que ya ha sido publicado), o falsificación (representar falsamente las ideas de otros), asumo las consecuencias y sanciones que de mi acción se deriven, sometiéndome a la normatividad vigente de la Universidad Católica de Santa María.

Arequipa, 14 de noviembre de 2015

Edgar Adlai Montánchez Montesinos

44644724

RESUMEN

En este trabajo de tesis se diseña e implementa un variador de velocidad para motores de inducción trifásicos con una capacidad máxima de 1HP. Este diseño permite variar la frecuencia y el voltaje; es decir, la velocidad de un motor de inducción implementado por un algoritmo de control en un microcontrolador de 8 bits de la familia Microchip. Este microcontrolador genera las señales de control correspondientes hacia unos optoacopladores y luego enviados a unos driver que generan señales complementarias para finalmente dirigirse hacia el módulo de potencia que contiene los IGBT's del inversor.

El método de control utilizado es la técnica PWM sinusoidal o SPWM. El voltaje de salida del inversor depende solamente de las señales de control implementadas, este circuito también consta de protecciones de sobrevoltajes, bajovoltajes, sobrecorriente, desbalance de corriente, y sobretemperaturas.

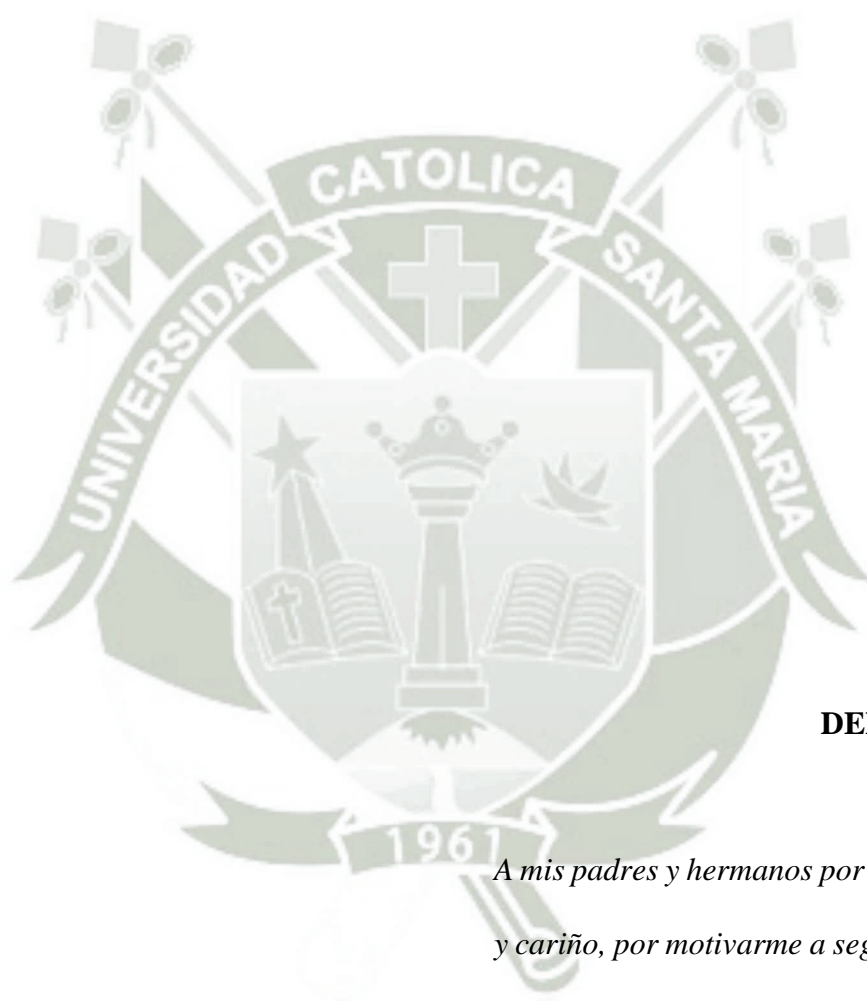
Este sistema es compacto que integra un mínimo número de componentes electrónicos de reciente introducción al mercado. La circuitería fue implementada mediante varios circuitos impresos, diseñados mediante un software llamado EAGLE Cadsoft. En este trabajo también se presentan lecturas experimentales que fueron tomadas con el prototipo experimental.

ABSTRACT

In this a variable speed drive to vary the three-phase induction motor with a maximum capacity of 1 HP is designed and implemented. This design allows varying the motor frequency and voltage, this means the speed of an induction motor implemented by a control algorithm on a 8-bit microcontroller Microchip family. This microcontroller generates the corresponding control signals to optocouplers and then sent to a driver that generates complementary signals and finally for the power module containing the IGBT inverter.

The control method used is the sinusoidal PWM or SPWM technique. The inverter output voltage depends only on the implemented control signals, this circuit also has surge protection, undervoltage protection, overcurrent, current unbalance and overheating.

This system is compact which includes a minimum number of electronic components in recent market introduction. The circuitry was implemented by several printed circuits using a software called Cadsoft EAGLE. In this work, experimental readings were taken with the prototype.



DEDICATORIA

*A mis padres y hermanos por su gran apoyo
y cariño, por motivarme a seguir adelante y
estar pendiente de mí en cada momento,
¡Muchas Gracias!.*

AGRADECIMIENTO

Le agradezco a Dios por bendecirme en todo momento y en especial al Ing. Eduardo Esquivel Zenteno por su apoyo, consejos y motivación para la realización de esta tesis, como también agradecer a todas aquellas personas por su gran apoyo en la elaboración de este proyecto.



CONTENIDO

PAGINA DEL JURADO	I
DECLARACIÓN JURADA.....	II
RESUMEN	III
ABSTRACT.....	IV
DEDICATORIA	V
AGRADECIMIENTO	VI
CONTENIDO.....	VII
ÍNDICE DE FIGURAS	XI
NOMENCLATURA.....	XV
CAPÍTULO 1	18
INTRODUCCIÓN	18
I. IDENTIFICACIÓN DEL PROBLEMA.....	19
II. DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA.....	20
III. JUSTIFICACIÓN.....	21
IV. OBJETIVOS.....	22
4.1. GENERAL.....	22
4.2. ESPECÍFICOS.....	22
V. APORTACIONES.....	23
VI. ESTRUCTURA DE LA TESIS.....	23
CAPÍTULO 2	25
MARCO TEÓRICO.....	25
I. MOTOR ELÉCTRICO.....	26
II. CLASIFICACIÓN DE LOS MOTORES ELÉCTRICOS.....	27
2.1. MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA.....	27
2.1.1 Motor de Inducción.....	28
a) Estator.....	29
b) Rotor.....	30
c) Placa de bornes y conexionado.....	30
III. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.....	32
3.1. VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN.....	32
3.2. CARACTERÍSTICAS DE ARRANQUE.....	33
3.3. CARACTERÍSTICAS DE TRABAJO DEL MOTOR.....	35
IV. METODOS DE VARIACION DE VELOCIDAD.....	36
4.1. VARIACIÓN DE DESLIZAMIENTO DEL ROTOR.....	37
4.2. CAMBIO DE NÚMERO DE POLOS DEL ESTATOR.....	38
4.3. VARIACIÓN DE FRECUENCIA DE ALIMENTACIÓN.....	39
4.3.1 Saturación del núcleo de motor.....	40
4.4. CONTROL DE VELOCIDAD MEDIANTE RELACIÓN VOLTAJE/FRECUENCIA.....	43
V. CONTROL ESCALAR DE VELOCIDAD.....	47
5.1. PATRÓN DE CONTROL ESCALAR.....	47
VI. MODULACIÓN SINUSOIDAL DE ANCHO DE PULSO (SPWM).....	48
6.1. PWM por muestreo regular.....	49
6.2. Ecuaciones en la Modulación SPWM.....	52
VII. INVERSORES DE POTENCIA CD – CA TRIFÁSICOS.....	55
VIII. CARACTERÍSTICAS DEL VARIADOR DE VELOCIDAD.....	57

CAPÍTULO 3	61
DISEÑO DE HARDWARE	61
I. DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL	62
1.1. DISPOSICIÓN DE CIRCUITOS:	62
II. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE PROTECCIÓN	63
2.1 FUNCIONAMIENTO:	63
2.1.1 Filtro EMI:	63
2.1.2 Interruptor Termomagnético:	64
2.1.3 Varistor:	64
2.2 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DEL CIRCUITO:	65
2.3 SELECCIÓN Y CALCULOS:	65
2.3.1 Filtro EMI:	65
2.3.2 Termomagnético:	67
2.3.3 Varistor:	68
2.4 DISEÑO DEL CIRCUITO:	72
2.5 DISPOSITIVOS SELECCIONADOS:	72
2.5.1 Filtro EMI:	72
2.5.2 Termomagnético:	73
2.5.3 Varistor:	73
2.6 SIMULACIÓN:	73
2.6.1 Circuito (PSpice Capture):	73
2.6.2 Simulación (PSpice A/D):.....	75
III. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO RECTIFICADOR Y FILTROS	77
3.1 FUNCIONAMIENTO:	77
3.1.1 Puente Rectificador:.....	77
3.1.2 Limitador de corriente (carga de capacitores):.....	78
3.1.3 DC-Link Choke	80
3.1.4 Capacitores Bus DC	80
3.2 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS:	81
3.3 SELECCIÓN Y CÁLCULOS:	81
3.3.1 Puente Rectificador:	81
3.3.2 Limitador de corriente (carga de capacitores):.....	83
3.3.3 Capacitores Bus DC:	84
3.3.4 DC-Link Choke:.....	91
3.4 DISEÑO DEL CIRCUITO:	92
3.5 DISPOSITIVOS SELECCIONADOS:	92
3.5.1 Puente Rectificador:	92
3.5.2 Termistores:.....	93
3.5.3 Condensadores:	94
3.6 SIMULACIÓN:	94
3.6.1 Circuito (PSpice Capture):	94
3.6.2 Simulación (PSpice A/D):.....	96
IV. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE POTENCIA INVERSOR	98
4.1 FUNCIONAMIENTO:	99
4.1.1 SMART POWER MODULE (SPM):.....	99
4.1.2 Circuitos de protección - Snubber:	100
4.1.3 Circuitos de Alimentación – Bootstrap:	104
4.2 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS:	107
4.3 SELECCIÓN Y CÁLCULOS:	108
4.3.1 SMART POWER MODULE:	108
4.3.2 Circuito Snubber:	110
4.3.3 Circuito Bootstrap:.....	115
4.4 DISEÑO DEL CIRCUITO:	118
4.5 DISPOSITIVOS SELECCIONADOS:	119
4.5.1 SMART POWER MODULE (SPM):.....	119
4.5.2 CIRCUITO SNUBBER:	119
4.6 SIMULACIÓN:	120

4.6.1	Circuito (PSpice Capture):	120
4.6.2	Simulación (PSpice A/D):	121
V.	DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE PROCESAMIENTO Y CONTROL.....	123
5.1	FUNCIONAMIENTO:.....	123
5.1.1	Sistema de procesamiento y control:.....	123
5.1.2	Entradas al sistema de procesamiento:	124
5.1.3	Salidas del sistema de procesamiento:	125
5.2	ESPECIFICACIONES TÉCNICAS:.....	126
5.3	SELECCIÓN Y CÁLCULOS:	126
5.3.1	Sistema de procesamiento y control:.....	126
5.3.2	Entradas al sistema de procesamiento:	127
5.3.3	Salidas del sistema de procesamiento:	128
5.4	DISEÑO DEL CIRCUITO:.....	130
5.5	DISPOSITIVOS SELECCIONADOS:.....	130
5.5.1	MICROCONTROLADOR PIC16F777:	130
5.5.2	OPTOACOPLADOR HCPL2531:	131
5.5.3	DRIVER DE IGBT'S:	131
5.6	SIMULACIÓN:.....	131
5.6.1	Simulación (MPLAB):	131
VI.	DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE MEDICIÓN DE PARÁMETROS.....	134
6.1	FUNCIONAMIENTO:.....	134
6.2	ESPECIFICACIONES TÉCNICAS:.....	135
6.3	SELECCIÓN Y CÁLCULOS:	135
6.3.1	Medición de corriente en fases:.....	135
6.3.2	Medición de voltaje en Bus DC:.....	138
6.3.3	Medición de Temperatura en módulo de potencia:	140
6.4	DISEÑO DEL CIRCUITO:.....	142
6.5	DISPOSITIVOS SELECCIONADOS:.....	143
6.5.1	Medición de corriente – IR2175:	143
6.5.2	Medición de voltaje en Bus DC – HCPL7510:	143
6.6	SIMULACIÓN:.....	143
6.6.1	Simulación (PSpice A/D):	144
VII.	DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE VISUALIZACIÓN.	145
7.1	FUNCIONAMIENTO:.....	145
7.2	ESPECIFICACIONES TÉCNICAS:.....	146
7.3	SELECCIÓN Y CÁLCULOS:	146
7.4	DISEÑO DEL CIRCUITO:.....	148
7.5	DISPOSITIVOS SELECCIONADOS:.....	149
7.5.1	Display gráfico GLCD:.....	149
7.6	SIMULACIÓN:.....	149
VIII.	DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE FUENTE DE ALIMENTACIÓN.....	151
8.1	FUNCIONAMIENTO:.....	151
8.2	ESPECIFICACIONES TÉCNICAS:.....	152
8.3	SELECCIÓN Y CÁLCULOS:	152
8.3.1	Fuente de 5 Vdc:	152
8.3.2	Fuente de 15 Vdc:	155
8.3.3	Protección en Fuentes de Tensión:	157
8.4	DISEÑO DEL CIRCUITO:.....	158
8.5	DISPOSITIVOS SELECCIONADOS:.....	158
8.5.1	Transformador AC/AC:	158
8.5.2	Puente rectificador:.....	159
8.5.3	Capacitor para filtro:	159
8.5.4	Regulador de voltaje LM1084:	159
8.6	SIMULACIÓN:.....	160
8.6.1	Simulación (PSpice A/D):	160
8.6.2	Circuito (PSpice Capture):	161
CAPÍTULO 4	163

DISEÑO DE SOFTWARE	163
I. DIAGRAMA DE FLUJO GENERAL DEL SISTEMA DE CONTROL.....	164
1.1 INICIALIZACIÓN DE REGISTROS, PARÁMETROS Y PERIFÉRICOS.....	169
1.2 PARAR MOTOR Y REINICIALIZACIÓN DEL SISTEMA.....	173
1.3 COPIA DE TABLA SINUSOIDAL A MICROCONTROLADOR.....	175
1.4 OVERFLOW EN TIMER1.....	177
1.4.1 Actualización de ciclo de servicio UPDATE_PWM_DUTYCYCLES.....	177
1.4.2 Actualización de offset UPDATE_TABLE_OFFSET.....	179
1.5 CONVERSIÓN ADC.....	181
1.5.1 Conversión de frecuencia de motor.....	182
1.6 CAMBIO DE ESTADO EN PULSADORES.....	185
1.7 INTERRUPCIONES.....	187
1.7.1 Revisión Falla en módulo de potencia.....	189
CAPÍTULO 5	200
PRUEBAS Y RESULTADOS.....	200
I. CIRCUITO N°1: CIRCUITO DE PROTECCIÓN.....	201
II. CIRCUITO N° 2: CIRCUITO RECTIFICADOR Y FILTRO.....	202
III. CIRCUITO N° 3: CIRCUITO DE POTENCIA INVERSOR.....	203
IV. CIRCUITO N° 5: CIRCUITO DE MEDICIÓN DE PARÁMETROS.....	208
V. CIRCUITO N°7: CIRCUITO DE FUENTE DE ALIMENTACIÓN.....	210
CAPÍTULO 6	212
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS	212
I. CONCLUSIONES.....	213
II. RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.....	215
REFERENCIAS.....	216
BIBLIOGRAFÍA.....	219
APÉNDICES	221
APÉNDICE A	222
PROGRAMA EN ASSEMBLER PARA CONTROL PWM SINUSOIDAL USANDO COMPILADOR MPLAB.....	222
APÉNDICE B	244
PROGRAMA EN C PARA CIRCUITO DE VISUALIZACIÓN USANDO COMPILADOR MPLAB Y CCS.....	244
APÉNDICE C	251
DISEÑO DE CIRCUITO Y PLACA IMPRESA EN EAGLE CADSOFT.....	251
APÉNDICE D	257
FOTOS DE LA IMPLEMENTACIÓN DEL VARIADOR DE VELOCIDAD.....	257
APÉNDICE E.....	259
ESPECIFICACIONES TÉCNICAS.....	259

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 Componentes del Motor Eléctrico.....	28
Figura 2.2 Devanado de estator y ranuras de armadura.....	29
Figura 2.3 Disposición de fases desplazadas 120°	29
Figura 2.4 Rotor Jaula de ardilla.....	30
Figura 2.5 a) Placa de bornes b) Conexión estrella c) Conexión Triángulo.....	31
Figura 2.6 Conexiones en los bobinados trifásicos: a) Conexión estrella y b) Conexión triángulo.....	32
Figura 2.7 Curva de Torque y Velocidad a plena carga.....	34
Figura 2.8 Curva Torque - Deslizamiento.....	35
Figura 2.9 Control de velocidad por relación de voltaje de línea.....	38
Figura 2.10 Motor de inducción con control de velocidad por cambio en el número de polos.....	39
Figura 2.11 Curvas par-velocidad para frecuencia diferente a N_b	40
Figura 2.12 a) Curva de magnetización del motor b) Corriente de magnetización causada por el flujo en el motor.....	42
Figura 2.13 Efecto del flujo máximo en el núcleo sobre la corriente de magnetización requerida.....	43
Figura 2.14 Curvas par-velocidad para Par constante.....	46
Figura 2.15 Patrón de relación V/f estándar.....	48
Figura 2.16 PWM por muestreo regular: (a) señal sinusoidal modulante y versión sample-and-hold; (b) voltajes de entrada del comparador; (c) voltaje de salida del comparador o voltaje de polo.....	51
Figura 2.17 Relación señal PWM y voltaje generado.....	52
Figura 2.18 Ramas de inversor con respectivos IGBT's.....	53
Figura 2.19 Señal trifásica y señal de control correspondiente.....	55
Figura 2.20 Arreglo de 6 transistores de potencia o IGBT's.....	56
Figura 2.21 Componentes de variador de velocidad.....	57
Figura 2.22 Forma de onda con modulación PWM.....	58
Figura 3.1 Diagrama de bloques general de Variador de Velocidad.....	62
Figura 3.2 Diagrama de bloques del circuito de protección.....	63
Figura 3.3 Diagrama de Filtro EMI.....	66
Figura 3.4 Máximo Voltaje pico vs Corriente pico.....	70
Figura 3.5 Corriente de choque vs Duración de impulso.....	71
Figura 3.6 Circuito de Protección.....	72
Figura 3.7 Filtro EMI.....	72
Figura 3.8 Termomagnético.....	73
Figura 3.9 Varistor.....	73
Figura 3.10 Funcionamiento Filtro EMI y Varistor.....	74
Figura 3.11 Funcionamiento Varistor.....	74
Figura 3.12 Efecto de variación de filtro EMI.....	75
Figura 3.13 Voltaje en Varistor hasta 1000V.....	76
Figura 3.14 Corriente en Varistor.....	76
Figura 3.15 Diagrama de bloques de circuito Rectificador y Filtros.....	77
Figura 3.16 Puente Rectificador.....	77
Figura 3.17 Forma de onda de tensión en carga resistiva.....	78
Figura 3.18 Curvas de corriente d entrada en un circuito simple DC.....	79

Figura 3.19 Posiciones de un termistor en un circuito protegido.	79
Figura 3.20 Circuito de Potencia con filtro LC.	80
Figura 3.21 Voltaje después de rectificado y filtrado.	81
Figura 3.22 Voltaje rizado de onda rectificada.	87
Figura 3.23 Rizado de onda.	88
Figura 3.24 Circuito Rectificador.	92
Figura 3.25 Puente Rectificador.	93
Figura 3.26 Termistor.	93
Figura 3.27 Capacitor Electrolítico.	94
Figura 3.28 Funcionamiento Puente Rectificador.	95
Figura 3.29 Funcionamiento banco condensadores.	95
Figura 3.30 Funcionamiento banco condensadores.	96
Figura 3.31 Funcionamiento Termistor.	97
Figura 3.32 Corriente a través de capacitores.	97
Figura 3.33 Amplitud de rizado en bus DC.	98
Figura 3.34 Diagrama de bloques de circuito de Potencia Inversor.	98
Figura 3.35 Circuito de un convertidor mostrando: a) las inductancias parásitas, b) Trayectoria de conmutación y c) Formas de onda de corriente y voltaje durante el encendido y el apagado del transistor.	101
Figura 3.36 Circuitos de snubbers individuales: a) Circuito de snubber RC, b) Circuito de snubber RCD de carga y descarga y c) Circuito de snubber RCD supresor en la descarga.	103
Figura 3.37 Circuitos de snubbers de una pieza: a) Circuitos de snubber C, b) Circuitos de snubber RCD.	104
Figura 3.38 Lazo de driver con IGBT.	105
Figura 3.39 Operación circuito Bootstrap.	106
Figura 3.40 Sentido de corriente circuito bootstrap.	107
Figura 3.41 Distribución pines módulo SPM.	108
Figura 3.42 Descripción de pines módulo SPM.	109
Figura 3.43 Esquema general módulo SPM.	110
Figura 3.44 Figura a) Snubber C b) Snubber RCD.	111
Figura 3.45 Valor recomendado capacitor snubber.	115
Figura 3.46 Carga capacitor bootstrap.	116
Figura 3.47 Valor recomendado capacitor bootstrap.	117
Figura 3.48 Circuito de Potencia.	118
Figura 3.49 Módulo SPM.	119
Figura 3.50 Diodo NTE575.	119
Figura 3.51 Circuito para simulación sin snubber.	120
Figura 3.52 Circuito para simulación con snubber.	121
Figura 3.53 Variación de voltaje sin snubber.	122
Figura 3.54 Variación de voltaje con snubber.	122
Figura 3.55 Diagrama de bloques de Sistema de Procesamiento y Control.	123
Figura 3.56 Disposición de pines de PIC16F777.	127
Figura 3.57 Diagrama de optoacoplador HCPL2531.	128
Figura 3.58 Diagrama de driver IR21094.	129
Figura 3.59 Diseño del circuito de Procesamiento y Control.	130
Figura 3.60 PIC16F777.	130
Figura 3.61 HCPL2531.	131

Figura 3.62 IR21094.....	131
Figura 3.63 Generación señal PWM al pulsar Start.....	132
Figura 3.64 Generación de señales PWM desfasados 120°.....	132
Figura 3.65 Cambio de giro de motor al pulsar Inversión de giro.....	133
Figura 3.66 Fallas generadas por módulo de potencia y sistema de visualización.....	133
Figura 3.67 Diagrama de bloques de Sistema de Medición.....	134
Figura 3.68 Diagrama de conexión IR2175.....	136
Figura 3.69 Diagrama de filtros pasabajos.....	137
Figura 3.70 Diagrama de conexión sensor de voltaje HCPL-7510.....	138
Figura 3.71 Voltaje de salida vs Voltaje de entrada HCPL-7510.....	139
Figura 3.72 Ubicación de termistor NTC en módulo SPM.....	140
Figura 3.73 Protección por sobretemperatura mediante microcontrolador.....	140
Figura 3.74 Tabla de valores resistivos y temperaturas de Rth.....	141
Figura 3.75 Diagrama de conexión para procesamiento de temperatura.....	142
Figura 3.76 IR2175.....	143
Figura 3.77 HCPL7510.....	143
Figura 3.78 Temperatura de módulo SPM vs Voltaje de salida.....	144
Figura 3.79 Dependencia de voltaje de salida respecto a la temperatura en módulo SPM.....	144
Figura 3.80 Circuito de termistor NTC en módulo de potencia SPM.....	145
Figura 3. 81 Diagrama de bloques de Circuito de Visualización.....	145
Figura 3.82 Diagrama de conexión general de GLCD.....	147
Figura 3.83 Descripción de pines de GLCD.....	148
Figura 3.84 Diagrama de sistema de visualización.....	148
Figura 3.85 GLCD NHD-12864AZ.....	149
Figura 3.86 Diagrama de simulación para GLCD en Proteus.....	150
Figura 3.87 Simulación de visualización de parámetros y de falla en variador.....	150
Figura 3.88 Diagrama de bloques de Fuente de Alimentación.....	151
Figura 3.89 Diseño fuentes de tensión para Variador de Velocidad.....	158
Figura 3.90 Transformador de tensión.....	158
Figura 3.91 Puente rectificador W04.....	159
Figura 3.92 Capacitor para fuentes de tensión.....	159
Figura 3.93 Regulador de tensión.....	159
Figura 3.94 Tensiones en fuente de alimentación de 5 Vdc.....	160
Figura 3.95 Tensiones en fuente de alimentación de 15 Vdc.....	161
Figura 3.96 Fuente de alimentación de 5 Vdc.....	161
Figura 3.97 Fuente de alimentación de 5 Vdc.....	162
Figura 4.1 Diagrama de flujo general del sistema de control.....	164
Figura 4.2 Onda trifásica generada por microcontrolador.....	165
Figura 4.3 Señales PWM generadas por driver IR21094.....	166
Figura 4.4 Función de Timer1 y Timer2 en Variador.....	168
Figura 4.5 Inicialización de Puertos y Timers.....	170
Figura 4.6 Inicialización de Registro ADC.....	170
Figura 4.7 Inicialización de Interrupciones.....	171
Figura 4.8 Diagrama de flujo de Parámetros de Motor.....	172
Figura 4.9 Inicialización de parámetros de Motor.....	173
Figura 4.10 Diagrama de flujo para parar Motor.....	174
Figura 4.11 Rutina de parada de Motor.....	175

Figura 4.12 Rutina para copiar tabla a RAM.	176
Figura 4.13 Datos de tabla de 270° a 90°.	176
Figura 4.14 Diagrama de flujo de overflow en Timer1.	177
Figura 4.15 Diagrama de flujo de actualización ciclos de servicio.	178
Figura 4.16 Diagrama de flujo de actualización de offset.	180
Figura 4.17 Diagrama de flujo de conversión ADC.	181
Figura 4.18 Rutina para conversión ADC.	182
Figura 4.19 Diagrama de flujo de conversión de frecuencia de motor.	183
Figura 4.20 Diagrama de flujo de cálculo de frecuencia.	184
Figura 4.21 Rutina de cálculo de frecuencia de motor.	184
Figura 4.22 Diagrama de flujo de arranque de motor.	186
Figura 4.23 Diagrama de flujo de cambio de estado de pulsadores.	186
Figura 4.24 Rutina de verificación de cambio en pulsadores.	187
Figura 4.25 Diagrama de flujo de rutina de Interrupciones.	188
Figura 4.26 Rutina de interrupciones.	189
Figura 4.27 Diagrama de flujo de falla en módulo de potencia.	190
Figura 4.28 Rutina para falla en módulo de potencia.	190
Figura 4.29 Diagrama de flujo de falla generado por circuito de visualización.	192
Figura 4.30 Rutina para falla por circuito de visualización.	192
Figura 4.31 Diagrama de flujo de overflow en Timer1.	194
Figura 4.32 Rutina para overflow en Timer1.	194
Figura 4.33 Diagrama de flujo de conversión A/D completa.	195
Figura 4.34 Rutina para conversión completa de Frecuencia y Voltaje bus DC.	196
Figura 4.35 Diagrama de flujo de rutina para ISR de Timer2.	197
Figura 4.36 Rutina de coincidencia PR2 con Timer2.	199
Figura 5.1 Medición de señal en voltaje de entrada.	201
Figura 5.2 Voltaje en bus DC sin carga.	202
Figura 5.3 Voltaje en bus DC con carga.	203
Figura 5.4 Salida de señales del microcontrolador.	204
Figura 5.5 Señales PWM en microcontrolador y optoacoplador.	205
Figura 5. 6 Verificación de tiempo muerto en señales de driver IR21094.	205
Figura 5.7 Formas de onda en frecuencias de: a) 15Hz b) 45 Hz c) 30 Hz d) 60Hz. ...	206
Figura 5.8 Ondas medidas después de filtro LC.	207
Figura 5.9 Voltajes de entrada y salida en integrado HCPL7510.	208
Figura 5.10 Voltaje de entrada y salida en integrado IR2175.	209
Figura 5.11 Voltajes para procesamiento de corrientes de fase.	210
Figura 5.12 Voltaje en fuente de 5Vdc.	211
Figura C.1 Diseño de circuito de protección y Bus DC.	251
Figura C.2 Placa impresa para circuito de protección y Bus DC.	252
Figura C.3 Diseño de circuito para Fuentes de Alimentación.	253
Figura C.4 Placa impresa para circuito de Fuentes de Alimentación.	254
Figura C.5 Diseño de Circuito de Control y Potencia.	255
Figura C.6 Diseño de Placa Impresa de circuito de Control y Potencia.	256
Figura D.1 Vista Superior de VFD.	257
Figura D.2 Vista anterior de VFD.	257
Figura D.3 Vista lateral de VFD.	258
Figura D.4 Vista interior de VFD.	258

NOMENCLATURA

A	Amper.
CA	Corriente Alterna.
Cbs	Capacitor de bootstrap.
CCP	Corriente a carga plena.
CD	Corriente Directa.
CI	Circuito Integrado.
Cmín	Capacitancia mínima del bus de CD.
COM	Tierra lógica.
CRB	Corriente de Rotor Bloqueado.
Csn	Capacitor de snubber.
D	Diámetro del cable.
dB	Decibelios.
DbS	Diodo de bootstrap.
DC	Corriente directa.
Dfwd	Diodo de libre camino.
di/dt	Cambio o pendiente de corriente.
DSP	Procesador de Señales Digitales – Digital Signals Processor.
dV/dt	Cambio o pendiente de voltaje.
$\frac{d\phi}{dt}$	Cambio flujo magnético respecto al tiempo.
\hat{E}_{max}	Absorción de energía máxima.
EN	Entrada lógica para habilitar la funcionalidad I/O (Input/Output).
EMI	ElectroMagnetic Interference.
ESR	Equivalent series resistance.
f	Frecuencia eléctrica.
FAULT	Pin de falla negativo lógico, salida open-drain.
fs	Frecuencia de conmutación o carrier de la forma de onda triangular.
fsw	Frecuencia de conmutación.
HIN	Entradas lógicas para las salidas del controlador de compuertas de lado alto.
HO1, 2, 3	Salidas del controlador de compuertas del lado alto.
HP	Caballos de Potencia – Horse Power.
Hz	Hertz.
I_F	Corriente de fase.
I_L	Corriente de línea.
$I_{C_{pico}}$	Corriente de carga pico.
$I_{C_{RMS}}$	Corriente de carga rms.
$I_{DC_{pico}}$	Corriente de descarga pico.
$I_{DC_{RMS}}$	Corriente de descarga rms.
IGBT	Transistor Bipolar de Compuerta Aislada – Insulated Gate Bipolar Transistor.
IR	International Rectifier.
I_{rms}	Corriente rms.
I_{ripple}	Corriente de rizado.
J	Jolues.
k, k1	Constantes.

kHZ	Kilo-Hertz.
L	Inductancia.
LC	Longitud del cable.
LIN	Entradas lógicas para las salidas del controlador de compuertas de lado bajo.
LO1, 2, 3	Salidas del controlador de compuertas del lado bajo.
Ls	Inductancias parásitas.
m	Metro.
MHz	Mega-Hertz.
mm	Milímetro.
MOSFET	Transistor de Efecto de Campo de Óxido de Metal Semiconductor - Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor.
n	Neutro de la carga.
N	Espiras efectivas.
N _b	Velocidad base.
N _s	Velocidad síncrona.
NC	No Conexión.
NTC	Negative Temperature Coefficient.
PCB	Placa de Circuito Impreso – Printed Circuit Board.
PF	Factor de Potencia – Power Factor.
Pin	Potencia de la carga.
P loss	Pérdida de potencia.
PO	Salida PWM del sensor de corriente IR2175.
PR	Pérdidas en la resistencia de snubber.
PWM	Modulación de Ancho de Pulso – Pulse Width Modulation.
P	Números de polos.
R	Resistencia.
RAM	Read Access memory.
R _{BS}	Resistencia bootstrap.
RF	Factor de Rizo de un rectificador – Ripple Factor.
RFI	Radio Frequency Interference.
rms	Raíz Cuadrada Media.
RPM	Revoluciones por minuto.
Rsn	Resistencia de la red de snubber.
Slip	Deslizamiento.
SPM	Smart Power Module.
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation.
t	Tiempo.
TA	Temperatura ambiente.
Tmax	Máxima temperatura ambiente permitida.
Tn	Temperatura ambiente máxima a la que se define la corriente nominal.
T _C	Tiempo de carga.
T _{DC}	Tiempo de descarga.
t	Tiempo de retardo de encendido.
T	Torque.
Th+	Terminal positiva del termoresistor del módulo de potencia.
Th-	Terminal negativa del termoresistor del módulo de potencia.
TJ	Temperatura de la unión del dispositivo.

t_{off}	Tiempo de apagado.
t_{on}	Tiempo de encendido.
TRB	Torque de Rotor Bloqueado.
T_R	Tiempo duración de impulso.
U_S	Voltaje de inducción originada por rayo.
u_i (i = a, b, c)	Representación voltaje instantáneo.
Vab	Voltaje rms entre la fase "A" y la fase "B".
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Voltajes instantáneos de fase.
V_{choke}	Voltaje en bobina de bus DC.
V_{eff}	Tensión de servicio de varistor.
$V_{O_{RMS}}$	Tensión eficaz en la carga.
VB	Suministro de voltaje del lado alto del sensor de corriente IR2175.
Vbs	Voltaje de bootstrap.
Vcc	Fuente fija de voltaje.
Vcd, Vd	Voltaje promedio a la salida del rectificador.
Vce	Voltaje Colector-Emisor
V_F	Voltaje de fase.
V_L	Voltaje de línea.
$\frac{V}{f}$	Relación voltaje – frecuencia.
VF	Voltaje de polarización directa.
VFD	Variable Frequency drive.
VGE _{mín}	Voltaje Gate-Emisor mínimo para mantener la conducción en IGBT.
VIN+	Entrada de voltaje positivo del sensor de corriente IR2175.
V_{LS}	Caída de voltaje en IGBT inferior o en la carga.
Vpk	Voltaje pico máximo del capacitor de snubber.
Vrms	Voltaje rms.
Z	Impedancia de carga.
Z_w	Impedancia de línea servicio eléctrico.
Ω	Ohm.
η	Eficiencia o razón de rectificación.
ω	Velocidad angular.
Φ_m	Flujo Magnético.
θ	Ángulo de la impedancia de carga.



En este capítulo expondremos la Identificación del Problema, Descripción del Problema, Justificación, Objetivos, Aportaciones y la Estructura del proyecto de Tesis. Se da a conocer lo empleado para la solución del problema, como también los métodos a utilizar, se indican los aportes de esta tesis y se puntualiza la estructura del trabajo por capítulos.

I. IDENTIFICACIÓN DEL PROBLEMA.

En la industria moderna, gran parte de máquinas y equipos están implementados con motores, lo cual permite llevar a cabo diferentes procesos de fabricación y manufactura. Durante dichos procesos se requiere el funcionamiento de equipos a velocidades variables. El control del parámetro velocidad permite a su vez una mejor performance de los procesos que inciden en lo siguiente:

- Obtención de mejor calidad de producto.
- Reducción de consumo de energía eléctrica.
- Mejora en el control de la producción.
- Facilidad en la implementación de estrategias de control.

En la actualidad, el control de velocidad de los motores de inducción se lleva a cabo con denominados variadores de velocidad o variadores electrónicos de frecuencia.

II. DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA.

Hasta hace algunos años, antes de la llegada de los modernos controladores de estado sólido, cuando se necesitaba variar la velocidad de accionamientos y/o motores, se recurría a sistemas mecánicos o a motores de corriente continua ya que los sistemas de control de motores de inducción no permitían un control adecuado de la velocidad manteniendo parámetros como el torque. Los avances de la electrónica y la reducción de costos fueron desplazando a los sistemas mecánicos debido al costo de su mantenimiento, tendiendo así al uso del motor de corriente continua controlado electrónicamente. Sin embargo este tipo de motor requiere mantenimiento periódico, como el cambio de escobillas y rectificación de colector, que insume costo y tiempo afectando fuertemente los procesos industriales continuos.

El motor más barato y robusto de la industria es el motor de inducción. Al acoplársele un sistema electrónico de control de velocidad, se obtienen las mismas prestaciones de un motor de corriente continua, esto es, control de arranque, velocidad y aceleración. Las ventajas del motor de inducción con la confiabilidad del controlador electrónico asociado, hacen que los costos de utilización se reduzcan, resultando en la actualidad, competitivos.

III. JUSTIFICACIÓN.

La velocidad variable es una necesidad en cualquier industria, ya que permite el control de un proceso o sistema con el gasto mínimo de materia prima y energía. El motor de corriente alterna, es un motor que requiere poco mantenimiento y es robusto e ideal para la mayoría de las aplicaciones industriales; pero tiene el inconveniente de ser un motor rígido en cuanto a control de velocidad. La velocidad del motor asíncrono depende de la forma constructiva del motor y también de la frecuencia de alimentación. Debido a que la frecuencia y voltaje de alimentación entregada por las compañías de electricidad es constante, la velocidad de los motores asíncronos es también constante, salvo que varíe el número de polos, o la frecuencia del motor. El método más eficiente para controlar la velocidad de un motor es por medio de un variador electrónico de frecuencia. El variador de velocidad regula la frecuencia aplicada al motor, logrando modificar así su velocidad pero manteniendo constante la relación voltaje/frecuencia para que permita mantener el torque del motor.

El presente proyecto se basa en diseñar e implementar un variador de velocidad de altas prestaciones y bajo costo, mediante el concepto de mantener constante la relación voltaje/frecuencia.

IV. OBJETIVOS.

4.1. GENERAL.

Diseñar e implementar un prototipo de un Variador de Velocidad para Motores de Inducción Trifásicos con una capacidad de 1HP con una técnica de modulación de ancho de pulso PWM sinusoidal y con funcionalidades de un relé electrónico de protección para motores AC.

4.2. ESPECÍFICOS.

- Aplicar los conceptos de Electrónica de Potencia en el diseño de equipos industriales.
- Aplicar los sistemas de control en la implementación de un variador de velocidad.
- Diseñar una aplicación gráfica para adquirir y visualizar los principales parámetros del variador como velocidad, frecuencia, voltaje, corriente y temperatura.
- Estudiar y mostrar el funcionamiento del procesamiento de señales de cada etapa del variador de frecuencia.
- Diseñar e implementar las funcionalidades de un relé electrónico de protección de motores AC.
- Estudiar métodos respectivos de control basados en un microcontrolador, para la etapa de potencia del variador.

- Investigar y analizar las características de las técnicas de modulación de ancho de pulso PWM sinusoidal.
- Llevar a cabo la evaluación de la performance del prototipo construido.

V. APORTACIONES.

Las aportaciones que brinda esta tesis son las siguientes:

- Un prototipo de bajo costo a comparación con los existentes en el mercado.
- Un prototipo modular capaz de ser implementado y probado con diferentes tipos de control para la etapa de potencia.
- Un software de diseño como lo es el programa EAGLE CADSOFT, que permite crear nuestros propios modelos de circuitos integrados como también reducir problemas por conexiones faltantes y erróneas, como por ejemplo los “overlap” de pistas que puedan existir al realizarlos manualmente.
- Una metodología que sirve como guía para realizar un diseño de variador de velocidad, su implementación y también facilidad de cambio en cualquier etapa.

VI. ESTRUCTURA DE LA TESIS

Esta tesis está conformada por 6 capítulos organizados de la siguiente manera:

CAPÍTULO 1. En este capítulo se da una introducción del problema a tratar dando a conocer la Identificación del Problema, Descripción del Problema, Justificación, Objetivos, Aportaciones y la Estructura de la Tesis.

CAPÍTULO 2. En este capítulo se da a conocer acerca de los tipos de motores; su clasificación, fundamentos teóricos principales, principio de funcionamiento y el tipo de control a utilizar que será implementado en nuestro variador de velocidad.

CAPÍTULO 3. En este capítulo se presenta un esquema completo a bloques de todo el variador de velocidad, se da a conocer la disposición de los circuitos a implementar, el funcionamiento, especificaciones técnicas, selección su implementación y simulaciones de los circuitos.

CAPÍTULO 4. En este capítulo se presenta un esquema general como diagrama de flujo del software a implementar para control del variador de velocidad. Se profundiza cada etapa del programa realizado por diagramas de flujo y su explicación.

CAPÍTULO 5. En este capítulo se da a conocer las pruebas realizadas a cada uno de los circuitos que conforma el variador de velocidad y se presentan los resultados obtenidos. Las pruebas se hicieron en cada etapa de potencia, como también a la salida del microcontrolador, Optoacopladores, Drivers y en el Módulo de Potencia.

CAPÍTULO 6. En este capítulo se presentan las conclusiones del trabajo y las recomendaciones para trabajos futuros.



En este capítulo se da a conocer acerca del motor eléctrico, tipos de motores; su clasificación, principio de funcionamiento y el tipo de control a implementar, como también convertidores DC/AC y características de un variador.

I. MOTOR ELÉCTRICO.

Un motor eléctrico es un dispositivo electromotriz, quiere decir que puede convertir energía eléctrica, que proviene de la red eléctrica o energía almacenada en un banco de baterías, en energía mecánica (Compañía Suramericana de Seguros S.A., 2002). Los motores eléctricos desarrollan este tipo de conversión a través de campos magnéticos, estos motores se encuentran en varios lugares como por ejemplo, hacen funcionar a los refrigeradores, lavadoras, aire acondicionado, bandas transportadoras, trituradoras, cortadoras, molinos, etc.

Generalmente un motor está constituido por dos partes, una fija denominada *Estator*, y otra móvil respecto a esta última denominada *Rotor*. Ambas están fabricadas de material ferromagnético y contienen una serie de ranuras en las que se alojan los hilos conductores de cobre los cuales forman el devanado eléctrico (Compañía Suramericana de Seguros S.A., 2002). En todo motor eléctrico existen dos tipos de devanados: el inductor: este origina un campo magnético para poder inducir tensiones en el segundo devanado denominado inducido; puesto que en este último aparecen corrientes eléctricas las cuales producen el par de funcionamiento deseado llamado también *torque*.

El rotor y el estator están separados entre sí por una región de aire pequeña, este espacio es constante y se denomina *entrehierro*. Por efecto de las intensidades que atraviesan el rotor y el estator; se crean campos magnéticos en el entrehierro. La interacción de los campos magnéticos con las intensidades en los conductores del rotor produce fuerzas tangenciales que hacen girar el rotor generándose así la energía mecánica.

II. CLASIFICACIÓN DE LOS MOTORES ELÉCTRICOS.

Los motores eléctricos se clasifican en dos tipos (Harper, 2005):

- Motores CD (Corriente Directa).
- Motores CA (Corriente Alterna).

Para nuestro diseño nos enfocaremos a los de motores de inducción CA.

2.1. MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA.

Los dos componentes básicos de todo motor eléctrico son el rotor y el estator (figura 2.1). El rotor es un componente giratorio, un electroimán móvil y el estator se encuentra alrededor del rotor, éste es un electroimán fijo. Según su sistema de funcionamiento, se clasifican en (Saenz Feito, 2002):

- Motores de inducción o asíncronos.
- Motores sincrónicos.
- Motores de colector.

Para nuestro caso nos enfocaremos en los motores de inducción con los cuales se realizará el diseño.

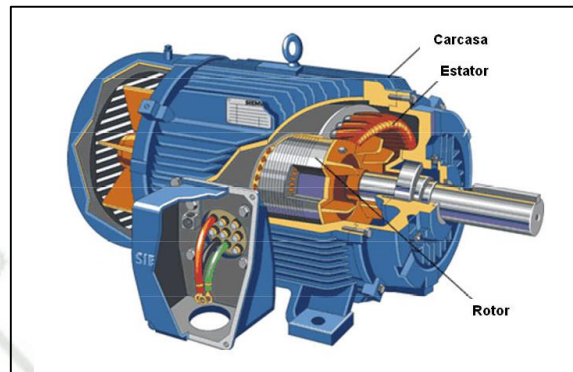


Figura 2.1 Componentes del Motor Eléctrico.

2.1.1 Motor de Inducción.

El motor de inducción trifásico es el motor de C.A. más ampliamente utilizado, éstos motores son robustos tienen un bajo costo y necesitan poco mantenimiento. Los motores trifásicos de inducción básicamente son de dos tipos construidos de acuerdo al tipo de rotor (Saenz Feito, 2002):

- De jaula de ardilla o de rotor en corto circuito.
- De rotor devanado.

De estos dos tipos, el de jaula de ardilla es el más usado en la industria y es el tipo de motor el cual utilizaremos.

a) **Estator.**

El estator está formado por un núcleo de chapas magnéticas apiladas y aisladas entre sí, éstas alojan un devanado trifásico entre sus ranuras (figura 2.2).



Figura 2.2 Devanado de estator y ranuras de armadura.

El bobinado del estator está formado por tres bobinados individuales que se superponen y están separados con un ángulo eléctrico de 120° (figura 2.3).

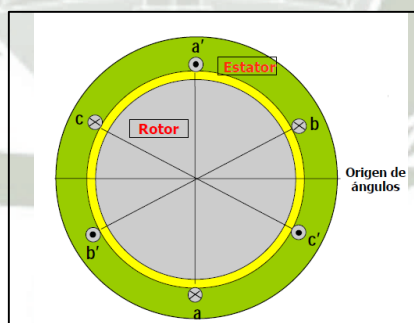


Figura 2.3 Disposición de fases desplazadas 120° .

b) Rotor.

En los motores de inducción con rotor de jaula de ardilla, el rotor está formado por un bloque laminar de núcleo de rotor cilíndrico y ranurado provisto de barras de aluminio unidas por delante con anillas para formar una jaula cerrada (figura 2.4), los huecos de las ranuras se rellenan de barras de aluminio fundido (u otro material conductor) que se unen en ambos extremos del rotor mediante unos anillos de corto circuito igualmente conductores, adoptando la forma de jaula de ardilla.

**Figura 2.4** Rotor Jaula de ardilla.**c) Placa de bornes y conexionado.**

La placa de bornes de un motor de inducción lleva seis terminales unidos a cada una de las tres fases del estator. Estos terminales reciben denominaciones normalizadas, los principios de fase con letras U_1 , V_1 , W_1 , y los finales con las letras U_2 , V_2 , W_2 . Para facilitar el conexionado en la placa de bornes del motor, los extremos del bobinado inductor se disponen como muestra en la figura 2.5 (Saenz Feito, 2002).

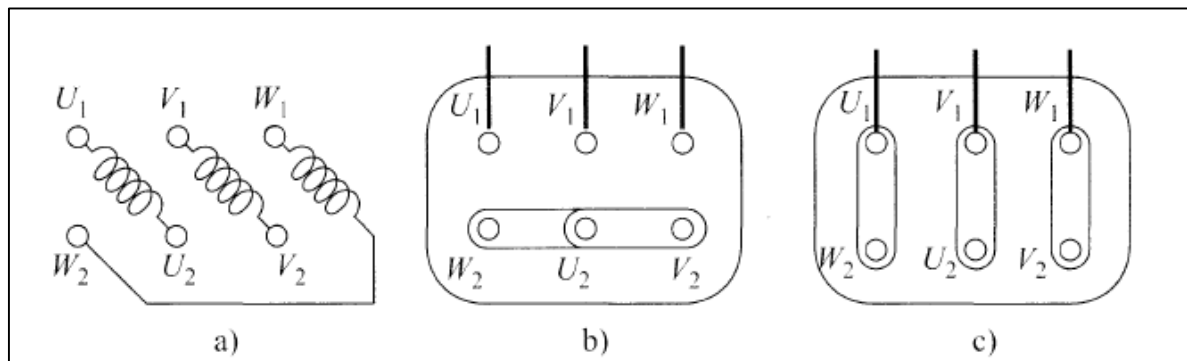


Figura 2.5 a) Placa de bornes b) Conexión estrella c) Conexión Triángulo.

Todo bobinado trifásico se puede conectar en estrella (Y), todos los finales conectados en un punto común, alimentando el sistema por los otros extremos libres, o bien en triángulo (Δ), conectando el final de cada fase al principio de la fase siguiente, alimentando el sistema por los puntos de unión, como se puede apreciar en la figura 2.6.

- En la conexión estrella, la intensidad que recorre cada fase coincide con la intensidad de línea, mientras que la tensión que se aplica a cada fase es $\sqrt{3}$ menor que la tensión de línea (Castillo & Marrufo, s.f.).

$$V_F = \frac{V_L}{\sqrt{3}}$$

$$I_F = I_L$$

- En la conexión triángulo la intensidad que recorre cada fase es $\sqrt{3}$ menor que la intensidad de línea, mientras que la tensión a la que queda sometida cada fase coincide con la tensión de línea (Castillo & Marrufo, s.f.).

$$I_F = \frac{I_L}{\sqrt{3}}$$

$$V_F = V_L$$

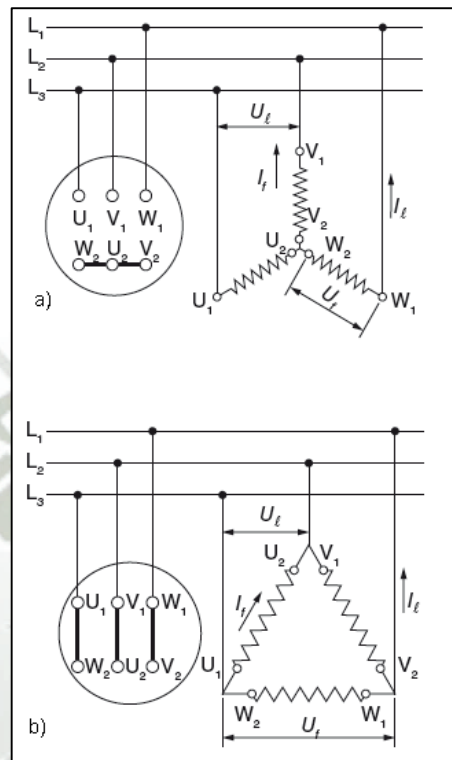


Figura 2.6 Conexiones en los bobinados trifásicos: a) Conexión estrella y b) Conexión triángulo.

III. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO.

3.1. VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN:

El campo magnético creado en el estator rota a una velocidad síncrona (N_s) (ecuación 2.1) en revoluciones por minuto (rpm).

$$N_s = 120 * \frac{f}{P} \quad (2.1)$$

donde P = número de polos y f = frecuencia eléctrica en Hertz.

Naturalmente, el campo magnético producido en el rotor es alterno a causa del voltaje inducido. Para reducir la velocidad relativa con respecto al estator, el rotor comienza a girar en la misma dirección del flujo rotatorio del estator, e intenta sincronizarse con él, en la práctica nunca lo logra y permanece girando a una velocidad menor llamada velocidad base (N_b). La diferencia entre (N_s) y (N_b) es conocida como deslizamiento. El deslizamiento varía dependiendo del trabajo mecánico. Un incremento en la carga causará una disminución de la velocidad del rotor y un incremento del porcentaje de deslizamiento. El decremento en carga causará el aumento de la velocidad del rotor y un decremento del porcentaje de deslizamiento. El factor de deslizamiento se expresa como porcentaje y se determina mediante la ecuación 2.2:

$$\text{Porcentaje de deslizamiento (\%slip)} = \frac{N_s - N_b}{N_s} * 100 \quad (2.2)$$

donde N_s = velocidad síncrona y N_b = velocidad base en rpm.

3.2. CARACTERÍSTICAS DE ARRANQUE:

Los motores de inducción al conectarse a un voltaje de alimentación pleno, demandan una corriente muy alta conocida como Corriente de Rotor Bloqueado (CRB), a la par con un Torque de Rotor Bloqueado (TRB). Ambos parámetros son función tanto del voltaje de alimentación como del diseño de la máquina. Si el voltaje se mantiene

constante, a medida que el motor acelera, el torque y la corriente se incrementarán junto con la velocidad del rotor.

En un motor de buen desempeño, la Corriente de Rotor Bloqueado debe encontrarse en el rango de 550% al 750% de la Corriente a Carga Plena (CCP). El torque inicial de un motor de inducción alimentado con un voltaje fijo es menor al torque mínimo, conocido como Torque de Entrada, el cual llega a su punto máximo conocido como Torque de Salida que ocurre cerca de la velocidad nominal del motor. Al llegar a su velocidad síncrona, el torque se vuelve casi cero, observe esta respuesta en la figura 2.7.

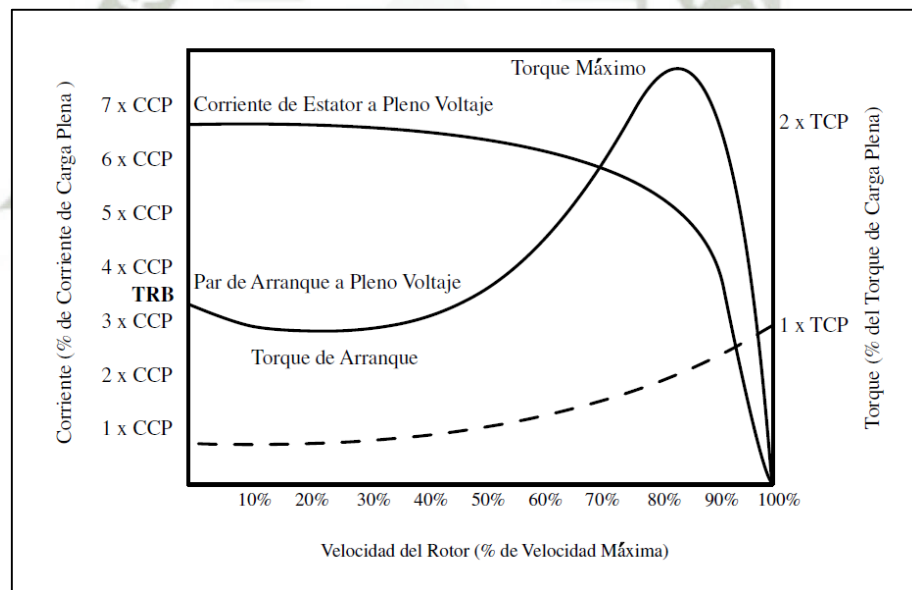


Figura 2.7 Curva de Torque y Velocidad a plena carga.

3.3. CARACTERÍSTICAS DE TRABAJO DEL MOTOR:

Una vez que el motor alcanza su velocidad, comienza a operar con un bajo porcentaje de deslizamiento y a una velocidad determinada por el número de polos del estator. Su factor de deslizamiento es regularmente menor al 5%.

Si un motor de 4 polos se excita a partir de una frecuencia de 60Hz, su velocidad base será de 1710 a 1770 rpm, mientras que su velocidad síncrona permanecerá en 1800 rpm. La figura 2.8 ilustra las características de torque contra factor de deslizamiento.

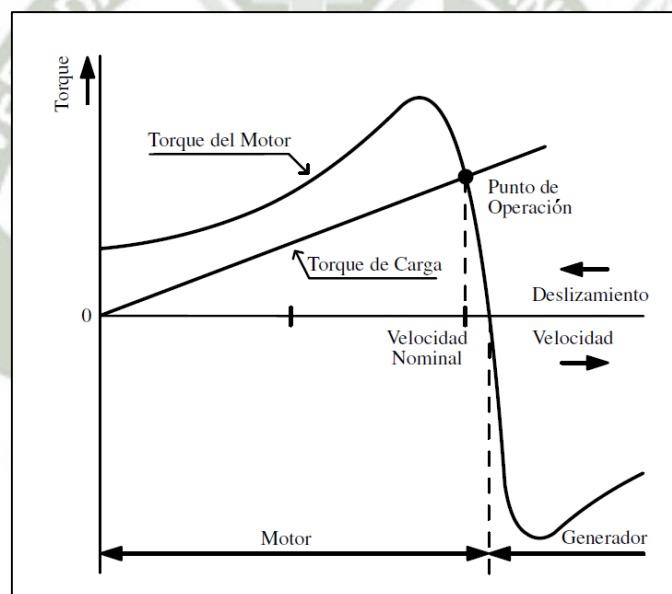


Figura 2.8 Curva Torque - Deslizamiento.

La corriente requerida por el motor tiene 2 componentes: el reactivo (corriente magnetizante) y el activo (corriente de trabajo) (Rodríguez Almendárez). La corriente magnetizante depende del diseño del estator y de su voltaje, no así de la carga. La corriente magnetizante del motor de inducción puede variar desde un 20% de la Corriente

de Carga Plena para una máquina grande de 2 polos, hasta 60% para una máquina pequeña de 8 polos. La Corriente de Trabajo es directamente proporcional a la carga.

La tendencia para motores grandes o de alta velocidad es exhibir una baja corriente magnetizante mientras que en los casos opuestos máquinas pequeñas o de baja velocidad prevalece una alta corriente que sugiere altas pérdidas en los conductores del motor y baja eficiencia.

IV. METODOS DE VARIACION DE VELOCIDAD.

La velocidad variable es una necesidad en todos los sectores de la industria, pues permite el control de la producción de un proceso o de un sistema con el gasto mínimo de energía y de materia prima. Así, para poder variar la velocidad de un motor asíncrono de inducción debemos recordar que de las fórmulas (2.1) y (2.2) tenemos:

$$\%slip = \frac{N_s - N_b}{N_s} \rightarrow N_b = N_s(1 - \%slip) \text{ entonces;}$$

$$N_b = 120 * \frac{f}{P} (1 - \%slip) \quad (2.3)$$

donde N_s = velocidad síncrona, N_b = velocidad base en rpm, f = frecuencia de red, P = número de polos

Por lo tanto, se puede regular la velocidad de un motor asíncrono de inducción variando el deslizamiento, la frecuencia de la red eléctrica de alimentación o el número de polos del motor.

4.1. VARIACIÓN DE DESLIZAMIENTO DEL ROTOR.

El deslizamiento de un motor se puede variar modificando la tensión de alimentación. El par del motor de inducción en los estados de arranque y de marcha varía con voltaje aplicado al primario del estator. Si la tensión disminuye, reduce el par disminuyendo la velocidad de giro del rotor, y por tanto aumenta el deslizamiento (Chapman Stephen, Máquinas Eléctricas 3ra Ed.).

Reducir el voltaje de línea y el par como método de incrementar el deslizamiento solo servirá para controlar la velocidad hasta cierto grado, por ende resulta el método menos satisfactorio de control de la velocidad ya que el par máximo, a la mitad del voltaje nominal, es un cuarto del par a tensión nominal. Para que este método funcione, es necesario que el par de carga se reduzca considerablemente a medida que se reducen el voltaje y la velocidad en el estator; por lo que funcionará de forma aceptable en un motor parcialmente cargado.

Si una carga tiene una característica par-velocidad como la mostrada en la figura 2.9, la velocidad del motor puede ser controlada en un rango limitado, variando el voltaje de línea. Este método de control de velocidad se utiliza a veces para manejar pequeños motores de ventilación.

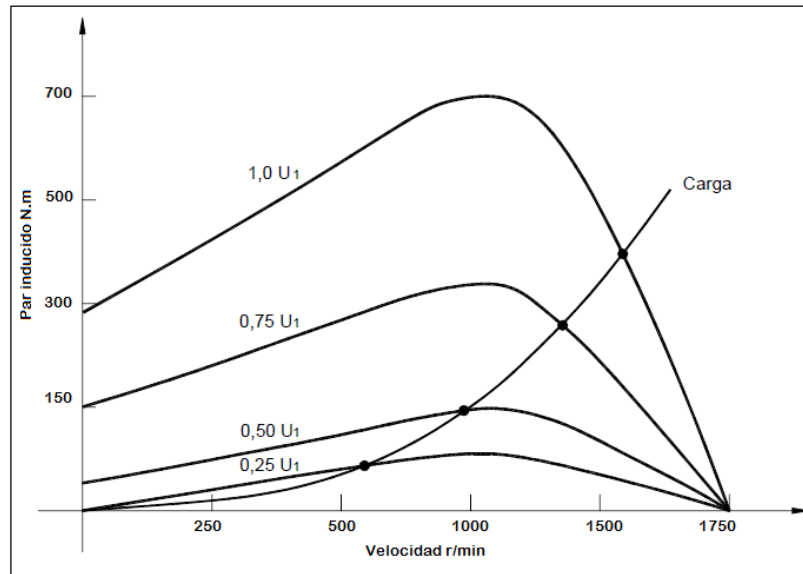


Figura 2.9 Control de velocidad por relación de voltaje de línea.

4.2. CAMBIO DE NÚMERO DE POLOS DEL ESTATOR.

Al cambiar el número de polos de un motor de inducción se está cambiando la velocidad síncrona del campo rotatorio, por lo cual se varía la velocidad de operación de la máquina. Este método no es muy utilizado ya que sólo permite velocidades discretas (el número de polos es una cantidad entera), además para más de 3 combinaciones de número de polos la cantidad de conexiones en el estator se vuelve sumamente compleja, por lo que este método entrega 2 o 3 tipos de velocidades solamente. En la figura 2.10 se aprecia cómo cambia la curva Torque-velocidad de un motor de inducción para distintos números de pares de polos (Chapman Stephen, Máquinas Eléctricas 4ta Ed.).

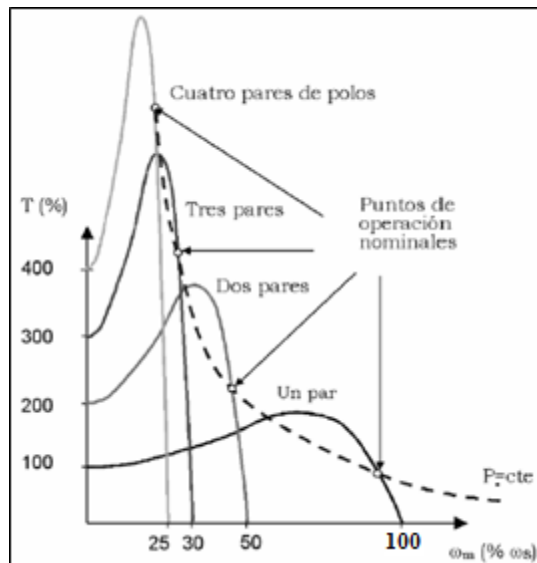


Figura 2.10 Motor de inducción con control de velocidad por cambio en el número de polos.

4.3. VARIACIÓN DE FRECUENCIA DE ALIMENTACIÓN.

Si se cambia la frecuencia eléctrica aplicada al estator de un motor de inducción, la velocidad de rotación de sus campos magnéticos N_s cambiará en proporción directa al cambio de frecuencia eléctrica, la curva característica par-velocidad cambiará con ella. Utilizando control de frecuencia variable, es posible ajustar la velocidad del motor por encima o por debajo de la velocidad base, tal como se muestra en la figura 2.11; en donde la velocidad base es de 1500 r.p.m., sin embargo no sólo reduce la velocidad sino que presenta más capacidad para producir par, debido a que el campo estático tiene más inducción y más flujo (ver ecuación 2.4). Este aumento por encima de las nominales produce graves daños en los circuitos magnéticos (varía la saturación del núcleo magnético).

$$V = 4,44k_1 \cdot f \cdot N \cdot \Phi_m, \text{ entonces:}$$

$$\Phi_m = \frac{1}{4,44 \cdot k_1 \cdot N} \cdot \frac{V}{f}$$

$$\Phi_m = k \cdot \left(\frac{V}{f}\right) \quad (2.4)$$

donde: V = voltaje valor eficaz, f = frecuencia de alimentación, N = espiras efectivas,

Φ_m = flujo magnético, k_1 y k = constantes

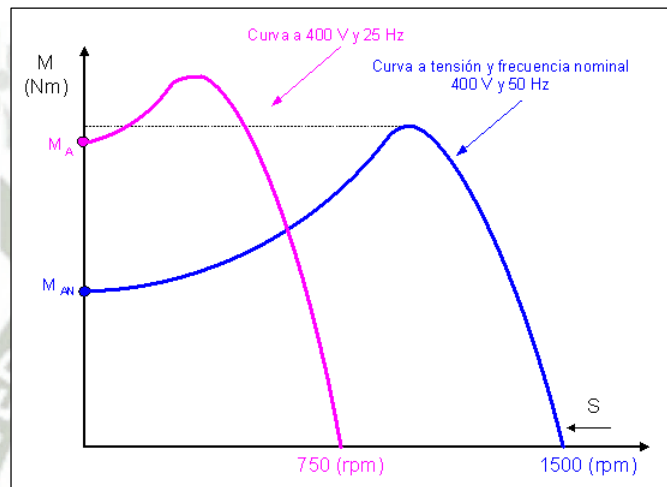


Figura 2.11 Curvas par-velocidad para frecuencia diferente a N_b .

4.3.1 Saturación del núcleo de motor:

Un motor de inducción es básicamente un transformador rotante, como en cualquier transformador el flujo en el núcleo de un motor de inducción se puede encontrar aplicando la ley de Faraday:

$$v(t) = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.5)$$

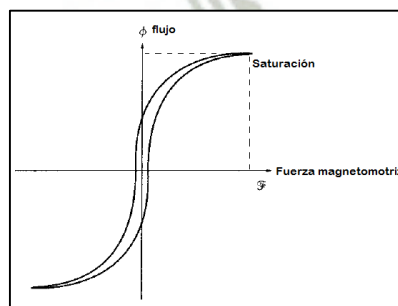
donde: $v(t)$ = voltaje aplicado a núcleo, N = espiras efectivas, Φ = flujo magnético

Si se aplica un voltaje $v(t) = V_M \text{sen}(\omega t)$ al núcleo, el flujo resultante es como muestra la ecuación 2.6:

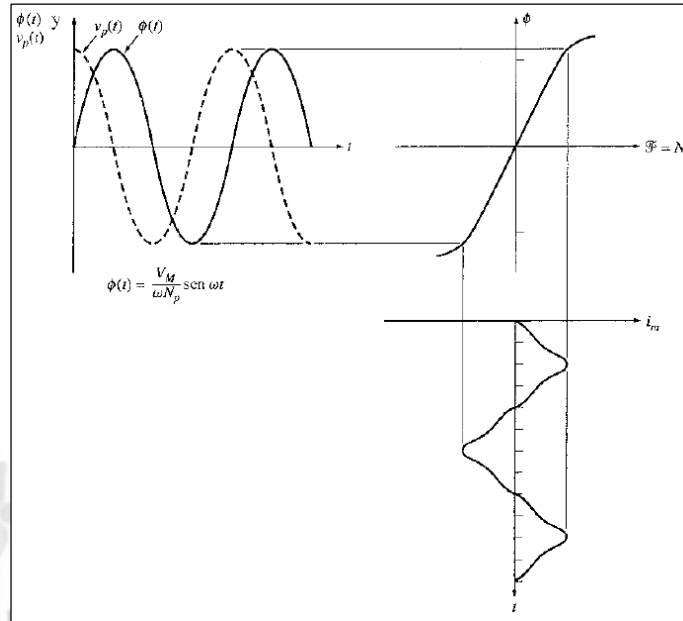
$$\phi(t) = \frac{1}{N} \int v(t) dt$$
$$\phi(t) = \frac{-V_M}{\omega N} \cos \omega t \quad (2.6)$$

donde: $V_M =$ voltaje máximo, $N =$ espiras efectivas, $\omega =$ frecuencia angular

La frecuencia eléctrica aparece en el denominador de la expresión. Si la frecuencia eléctrica aplicada al estator disminuye un 10% mientras que la magnitud del voltaje aplicado al estator permanece constante, el flujo en el núcleo del motor se incrementará en cerca del 10% y la corriente de magnetización se incrementará también. Sin embargo, por encima de cierto punto de la curva de magnetización, un incremento del 10% en el flujo requiere un incremento mucho mayor en la corriente de magnetización, ver figura 2.13. Los motores de inducción están diseñados para trabajar cerca del punto de saturación de sus curvas de magnetización, ver figura 2.12; entonces, el aumento del flujo debido a la disminución de la frecuencia causará un flujo excesivo de corriente de magnetización del motor (Chapman Sthepen, Máquinas Eléctricas 3ra Ed.).



a)



b)

Figura 2.12 a) Curva de magnetización del motor b) Corriente de magnetización causada por el flujo en el motor.

Cuando se incrementa el voltaje o disminuye la frecuencia, las corrientes de magnetización llegan a ser altamente inaceptables. El voltaje máximo aplicado (voltaje nominal) queda fijado por la máxima corriente de magnetización aceptable en el rotor.

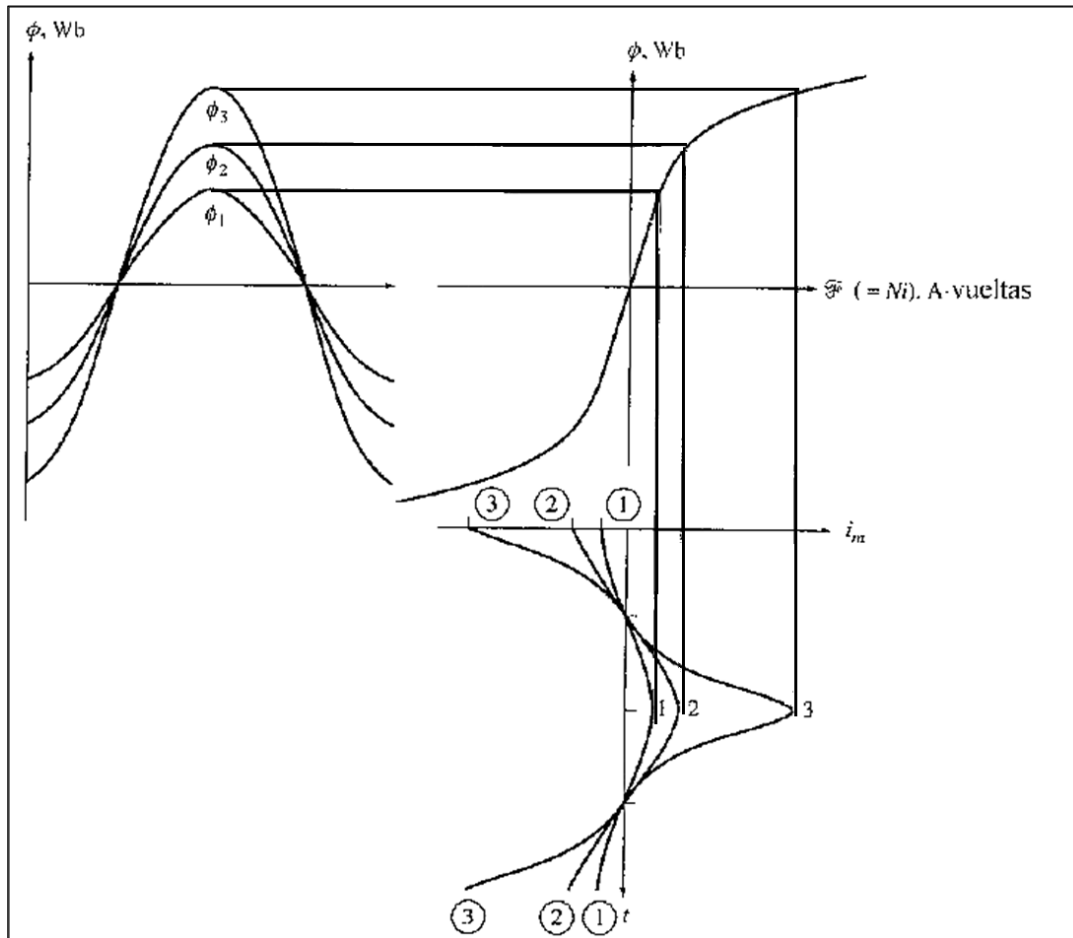


Figura 2.13 Efecto del flujo máximo en el núcleo sobre la corriente de magnetización requerida.

4.4. CONTROL DE VELOCIDAD MEDIANTE RELACIÓN VOLTAJE/FRECUENCIA.

La velocidad sincrónica N_s es directamente proporcional a la frecuencia aplicada (ecuación 2.1), por lo que una forma de conseguir variar la velocidad es logrando frecuencia variable. Cuando la frecuencia eléctrica aplicada al estator de un motor de inducción es modificada, la velocidad de rotación de sus campos magnéticos cambia en proporción directa. Mediante un control de frecuencia variable es posible ajustar la

velocidad del motor, ya sea por encima o debajo de su velocidad base. El torque máximo permanece invariable si la relación V/f permanece constante, observemos la ecuación 2.7.

$$T = K \left(\frac{V}{f}\right)^2 \quad (2.7)$$

donde: T = torque o par, V = tensión aplicada al estator, f = frecuencia de alimentación a motor, K = constante

Por otro lado, el flujo magnético en los polos del motor depende de la tensión (Sevillano Calvo, 2010-2011):

$$V = K \cdot \Phi \cdot f \quad (2.8)$$

donde: V = tensión aplicada al estator, Φ = flujo magnético,
 f = frecuencia de alimentación a motor.

Con estas dos ecuaciones se obtuvo la ecuación 2.4., donde el flujo magnético es igual a:

$$\Phi_m = K \cdot \left(\frac{V}{f}\right)$$

El valor de Φ_m para el cual se dimensiona una máquina determina su tamaño físico, por lo que toda variación de frecuencia (con vistas a cambiar la velocidad del rotor) traerá aparejado un cambio en las condiciones magnéticas del núcleo, salvo si se mantiene V/f constante:

$$\text{Par constante} = \text{Flujo constante} = \frac{V}{f} \text{ cte.}$$

El voltaje fase a fase aplicado al estator debe ser decrementado linealmente al decrementar la frecuencia eléctrica. Este proceso es llamado de-rateo. Si no es efectuado, el hierro del núcleo del motor se saturará y las corrientes de magnetización que fluyen hacia la máquina serán excesivas.

La variación conjunta de V y f provoca desplazamientos horizontales de las curvas características de par-velocidad del motor. No cambian ni la forma ni las dimensiones, pero si varía su posición, como se observa en la figura 2.14. De esta forma se logra el máximo aprovechamiento del par del motor en todo el rango de velocidad.

Cada curva característica posee un punto de equilibrio entre el par motor y el par resistente de la máquina accionada, denominado punto de funcionamiento del motor. El par motor permanece constante sólo desde bajas velocidades hasta la velocidad nominal del motor, como se observa en la figura 2.14. Las razones por las cuales no se puede obtener par constante en todo el rango pueden describirse así:

- En bajas velocidades (menores al 10% de la nominal), las corrientes necesarias para producir un par elevado provocarían un calentamiento del motor imposible de disipar por la propia ventilación del motor, haciendo que el motor se “queme”.

- Cuando la frecuencia sobrepasa la nominal del motor, para mantener $V/f=\text{cte}$. Sería necesario aumentar la tensión de entrada por encima de la tensión de red. Puesto que esto no es posible, se limita V a su valor nominal, perdiéndose flujo magnético, con lo que se pierde potencia.

- Para frecuencias bajas (< 5 Hz), para mantener $V/f=\text{cte}$. sería necesario disminuir la tensión de entrada a valores muy bajos en los que se pierde la ley de mantenimiento del flujo magnético, con la consecuente parada de la máquina.

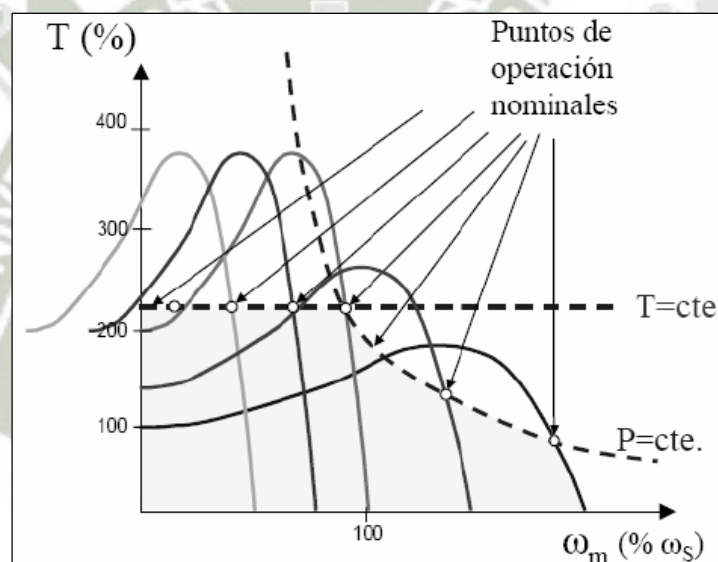


Figura 2.14 Curvas par-velocidad para Par constante.

V. CONTROL ESCALAR DE VELOCIDAD.

El control escalar de velocidad es el método más común encontrado en variadores de velocidad para motores de inducción. Es llamado así porque las magnitudes de las variables frecuencia y voltaje son controladas a una tasa constante, como ya se ha visto en el punto anterior.

5.1. PATRÓN DE CONTROL ESCALAR.

Las distintas cargas mecánicas a movilizar por parte de un motor de inducción son de características particulares, algunas requieren de un muy pequeño torque de arranque que se incrementa conforme al cuadrado de la velocidad. Otro tipo de cargas exigirán el torque máximo del motor tan sólo para iniciar su movimiento con el fin de armonizar el torque del motor con el requerido por la carga mecánica (Constant Volts/Hertz Operation for Variable Speed Control of Induction Motors, s.f.).

La figura 2.15 muestra el patrón estándar de variación Voltaje/Frecuencia, el cual se implementará, este patrón produce un voltaje proporcional con la frecuencia en forma lineal, para velocidades por debajo de la velocidad base y mantiene el voltaje de salida constante para velocidades superiores. La región de voltaje constante, a bajas frecuencias, es necesaria para asegurar un mínimo torque de arranque a velocidades bajas.

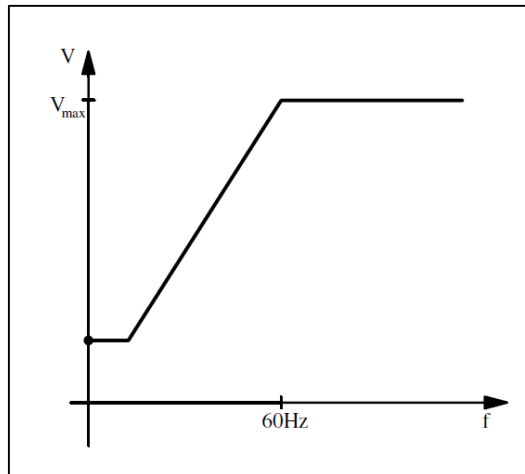


Figura 2.15 Patrón de relación V/f estándar.

En resumen, el control escalar tiene las siguientes ventajas:

- Seleccionando la tasa correcta de incremento para cierta máquina, la corriente inicial puede mantenerse bajo control, evitando disturbios en la red eléctrica y el calentamiento del motor.
- Puede implementarse sin ningún tipo de dispositivos de retroalimentación, es decir, en la modalidad de control en lazo abierto.
- Un conocimiento mínimo sobre el motor es requerido para controlarlo.

VI. MODULACIÓN SINUSOIDAL DE ANCHO DE PULSO (SPWM).

Diversas técnicas de modulación de ancho de pulso (PWM), existen para el control de inversores trifásicos, cada una con ventajas propias y de diversos grados de dificultad en su implementación.

En los últimos años, se ha hecho énfasis en el uso de técnicas digitales para la generación de ondas PWM. La técnica de PWM sinusoidal emplea una onda sinusoidal modulante, la cual es comparada con una portadora triangular para determinar los instantes de conmutación del inversor. Esta técnica es conocida como *PWM por muestreo natural*, y ha sido adoptada ampliamente por su fácil implementación analógica. Mediante técnicas digitales, la onda sinusoidal de referencia puede ser almacenada como una tabla en memoria RAM, y los valores de la onda sinusoidal son accedidos a una velocidad correspondiente a la frecuencia fundamental requerida.

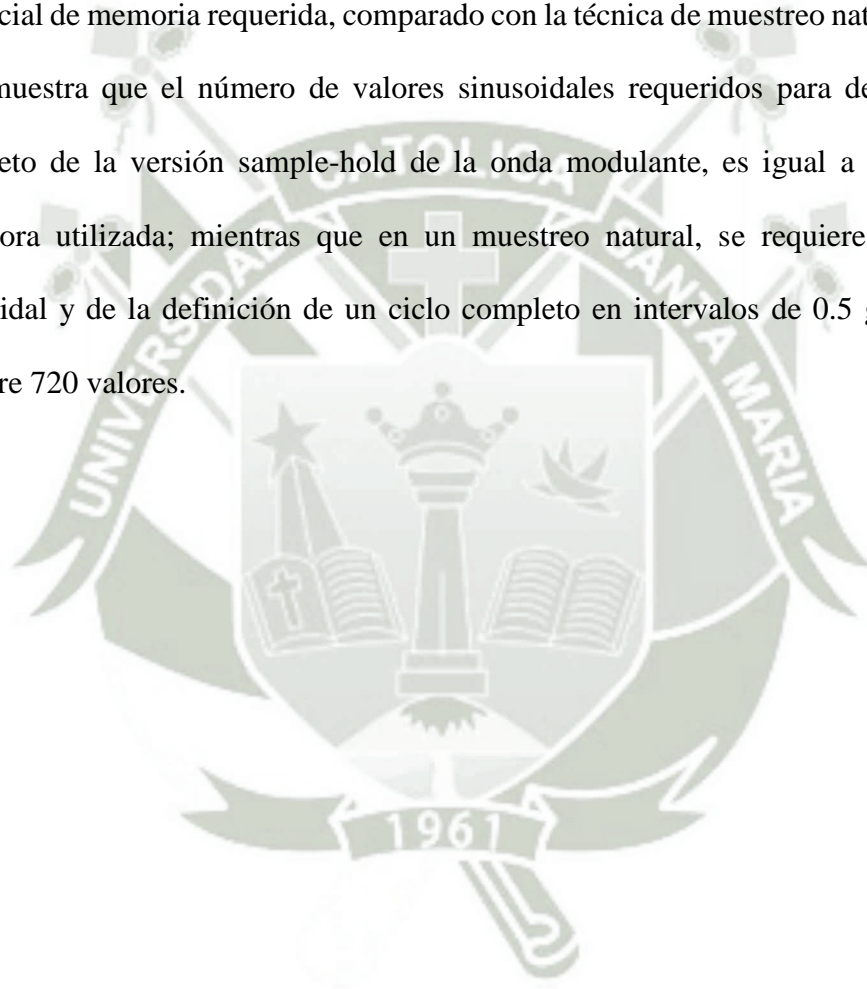
Una onda portadora triangular es generada usando un contador, y las dos ondas se comparan digitalmente. Sin embargo, el muestreo natural es esencialmente una técnica analógica; y esta forma de implementación digital no es muy efectiva: en un inversor PWM controlado por un microprocesador, es difícil calcular los anchos de pulso de la señal por muestreo natural porque no están definidos por alguna expresión analítica.

6.1. PWM por muestreo regular.

Una forma alternativa similar, de naturaleza digital, se muestra en la figura 2.16. La onda modulante sinusoidal es ahora muestreada en intervalos regulares correspondiendo a los picos positivos o negativos de la portadora (Murphy & Tunbull). El circuito sample-and-hold mantiene un nivel constante hasta que se realiza la siguiente muestra. Este proceso resulta en una versión escalonada, o modulada en amplitud; de la onda de referencia. Esta onda escalonada, es comparada con la portadora triangular, y los puntos de intersección determinan los instantes de conmutación del inversor. La versión

sample-and-hold de la onda modulante tiene una magnitud constante para cada pulso. Por lo tanto, el ancho de pulso es proporcional a la altura del escalón, y el centro de cada pulso ocurre a intervalos uniformemente espaciados. De ahí que se le llame *muestreo regular o uniforme*.

En un sistema implementado mediante una memoria RAM, hay una reducción sustancial de memoria requerida, comparado con la técnica de muestreo natural. La figura 2.16 muestra que el número de valores sinusoidales requeridos para definir un ciclo completo de la versión sample-hold de la onda modulante, es igual a la relación de portadora utilizada; mientras que en un muestreo natural, se requiere de una onda sinusoidal y de la definición de un ciclo completo en intervalos de 0.5 grados, lo que requiere 720 valores.



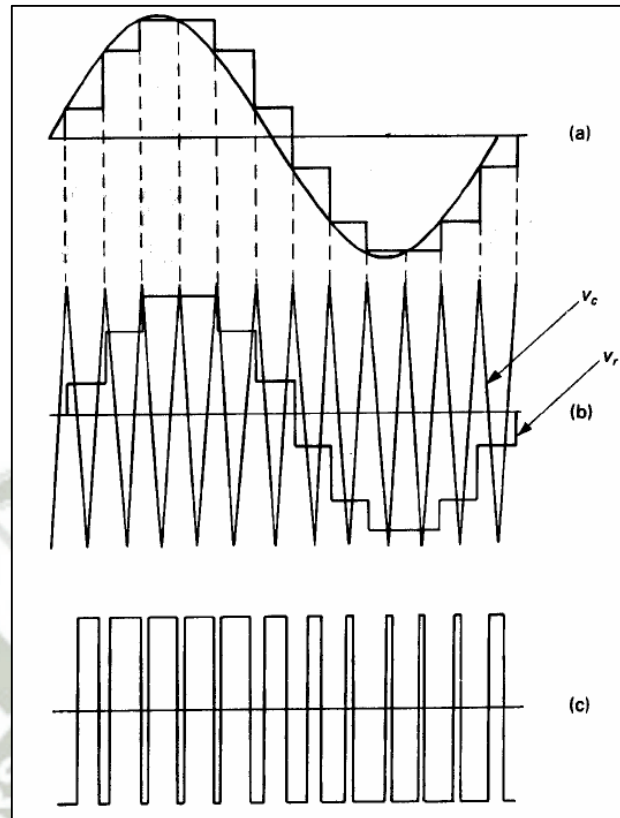


Figura 2.16 PWM por muestreo regular: (a) señal sinusoidal modulante y versión sample-and-hold; (b) voltajes de entrada del comparador; (c) voltaje de salida del comparador o voltaje de polo.

En este método, un conjunto de valores representativos de la deseada forma de onda sinusoidal, son almacenados en la memoria de un microcontrolador; valores que leídos secuencialmente a cierta tasa de tiempo múltiple de un período PWM, dictan el ancho de pulso para dicho intervalo. La ventaja de esta técnica es que el cálculo requerido es mínimo y al encontrarse las fases desplazadas por 120 grados eléctricos, una sola tabla sinusoidal es suficiente. La figura 2.17 muestra la relación entre una señal de modulación PWM y los correspondientes voltajes instantáneos y promedios capaz de generar.

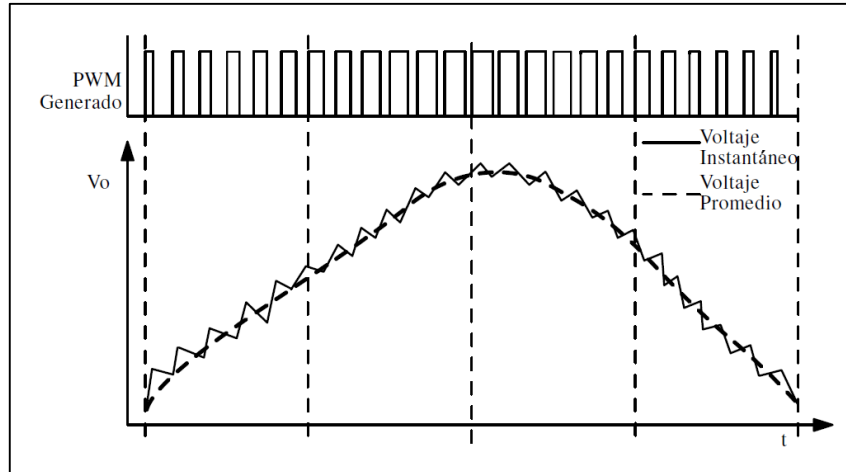


Figura 2.17 Relación señal PWM y voltaje generado.

6.2. Ecuaciones en la Modulación SPWM.

En cualquier instante ya sea el transistor IGBT superior o inferior de cada rama se encuentre encendido como se muestra en la figura 2.18, el voltaje resultante de cada fase al neutro (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}) puede representarse como en las siguientes ecuaciones (Rodríguez Almendárez):

$$V_{iN} = \frac{V_{CD}}{2} * u_i \quad (i = a, b, c) \quad (2.9)$$

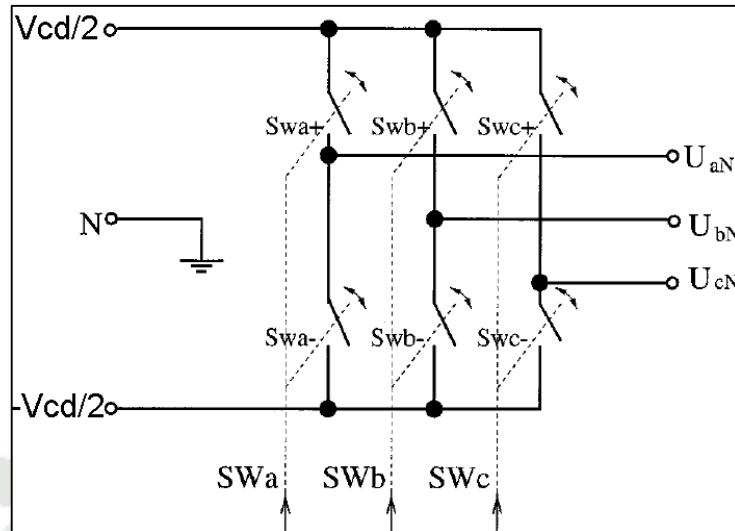


Figura 2.18 Ramas de inversor con respectivos IGBT's.

Una representación universal de $u_i(t)$ ($i = a, b, c$), para el sistema PWM trifásico viene especificado como:

$$u_i(t) = u_i^*(t) + e_i(t) \quad (2.10)$$

Donde $e_i(t)$ son los armónicos y $u_i^*(t)$ llamadas señales fundamentales las cuales son señales simétricas trifásicas desplazadas en el espacio por $2\pi/3$ radianes (120°) entre ellas y se expresan como:

$$Va^*(t) = m * \text{sen}(wt)$$

$$Vb^*(t) = m * \text{sen}\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$Vc^*(t) = m * \text{sen}\left(wt + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.11)$$

donde m representa a un índice de modulación que toma valores de 0 a 1.

Substituyendo el conjunto de ecuaciones 2.11 en 2.10 y luego en 2.9 se obtiene:

$$\begin{aligned} V_{aN}(t) &= \frac{V_{CD}}{2} (m * \text{sen } \omega t + e_i(t)) \\ V_{bN}(t) &= \frac{V_{CD}}{2} \left(m * \text{sen} \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + e_i(t) \right) \\ V_{cN}(t) &= \frac{V_{CD}}{2} \left(m * \text{sen} \left(\omega t + \frac{4\pi}{3} \right) + e_i(t) \right) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Y los voltajes línea a línea, resultantes son:

$$\begin{aligned} V_{ab}(t) &= V_{aN}(t) - V_{bN}(t) = \frac{\sqrt{3} * V_{CD}}{2} \left(m * \text{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right) \\ V_{bc}(t) &= V_{bN}(t) - V_{cN}(t) = \frac{\sqrt{3} * V_{CD}}{2} \left(m * \text{sen} \left(\omega t + \frac{5\pi}{6} \right) \right) \\ V_{ca}(t) &= V_{cN}(t) - V_{aN}(t) = \frac{\sqrt{3} * V_{CD}}{2} \left(m * \text{sen} \left(\omega t + \frac{3\pi}{2} \right) \right) \end{aligned} \quad (2.13)$$

A partir de las ecuaciones 2.13 es claro que el voltaje máximo línea a línea dentro del rango de operación lineal se logra cuando $m = 1$:

$$V_{max} = \frac{\sqrt{3} * V_{CD}}{2} \approx 0.866 V_{CD} \quad (2.14)$$

Lo que demuestra que en la modulación PWM sinusoidal, la utilización de voltaje de alimentación de CD es similar al 90 %.

VII. INVERSORES DE POTENCIA CD – CA TRIFÁSICOS.

Los convertidores CD/CA tienen por objetivo la transformación de tensión CD a CA, de amplitud y/o frecuencia variable dependiendo de la aplicación. El proceso de conversión de voltaje se logra mediante la implementación de técnicas de modulación, las cuales actúan sobre un puente inversor trifásico generando una salida trifásica de corriente alterna y alta potencia cuyo voltaje eficaz, sea directamente proporcional a la señal de control disponible (Rodríguez Almendárez), véase la figura 2.19.

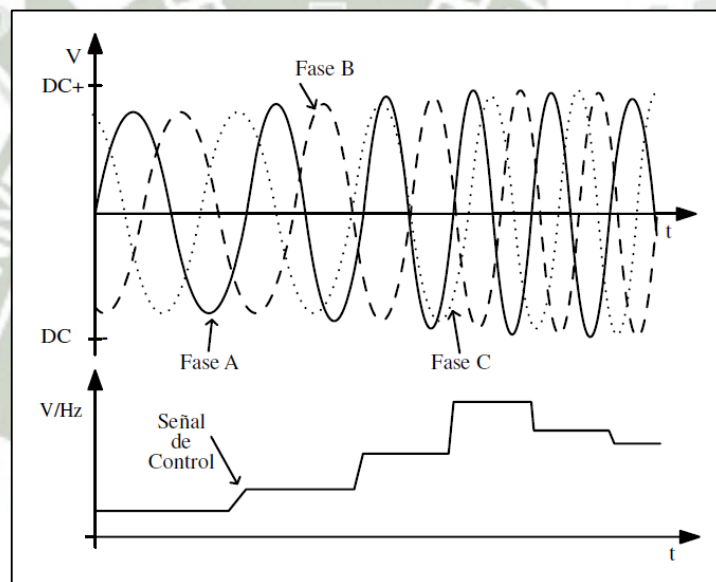


Figura 2.19 Señal trifásica y señal de control correspondiente.

Un inversor como el de la figura 2.20, está conformado por un arreglo de 6 transistores de potencia cuyos patrones de conmutación son generados mediante alguna unidad de procesamiento. En todo momento, sólo 3 de los 6 transistores se encontrarán en conducción; ya sea uno inferior y 2 superiores, o uno superior y 2 inferiores. Las conmutaciones producen formas de onda rectangulares ricas en armónicos.

Las frecuencias de modulación PWM son tan altas como 20kHz; por lo que los interruptores de un inversor conmutan unas 40,000 veces por segundo.

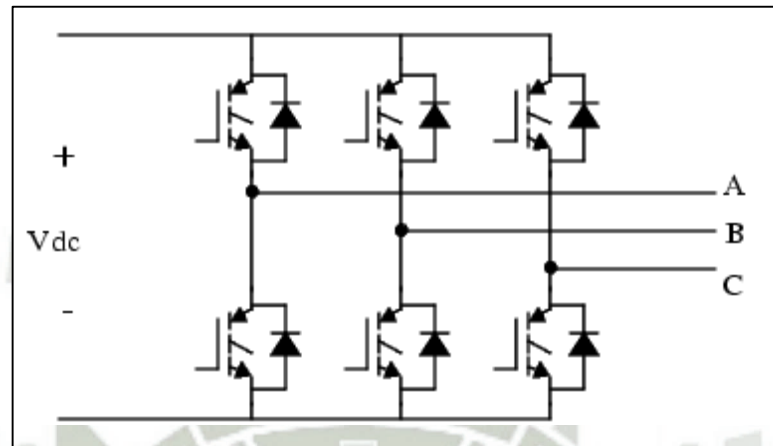


Figura 2.20 Arreglo de 6 transistores de potencia o IGBT's.

La naturaleza inductiva de los devanados del estator operan como filtro para obtener corrientes sinusoidales trifásicas con armónicos de magnitudes despreciables. Cuando los transistores son desactivados, la naturaleza inductiva se opone a los cambios bruscos de dirección en el flujo de corriente hasta que toda la energía almacenada se disipa. Para facilitar este proceso, un diodo de marcha libre (rápida recuperación) se conecta en los extremos de cada interruptor.

Previendo la puesta en cortocircuito de la fuente alimentación de CD, los interruptores superior e inferior de cada rama no deben ser activados al mismo tiempo. Un tiempo de retardo de protección de unos cuantos microsegundos se establece entre cada transición evitando su conducción simultánea.

VIII. CARACTERÍSTICAS DEL VARIADOR DE VELOCIDAD.

La función básica de un variador de velocidad es la de actuar como un generador de frecuencia variable controlando la velocidad del motor como respuesta ante un valor de referencia proporcionado. Los componentes usuales de un variador de velocidad se muestran en la figura 2.21 (Rodríguez Almendárez).

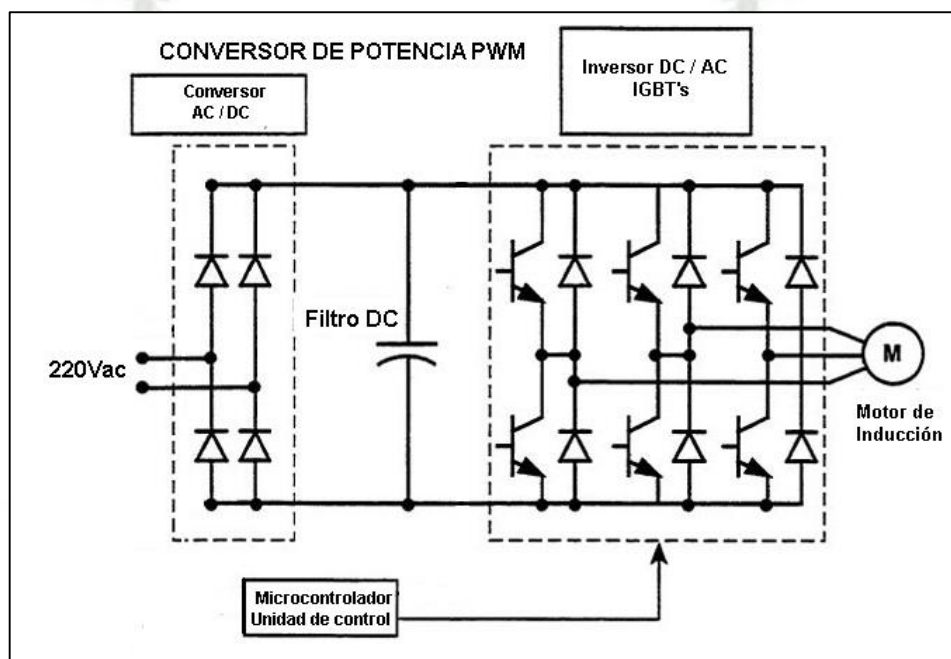


Figura 2.21 Componentes de variador de velocidad.

La fuente, que puede ser monofásica (generalmente de baja potencia) o trifásica, se aplica a un rectificador de onda completa que alimenta a los capacitores, denominado bus DC. Los capacitores reducen los rizados de voltaje (especialmente los rizados en fuentes monofásicas) y suministra energía en lapsos cortos cuando existe una interrupción de la energía de entrada. La tensión en el bus DC no es controlada, sólo depende de la tensión máxima de la fuente de entrada monofásica o trifásica CA.

La tensión en el bus DC es convertida nuevamente a CA generalmente a través de la Modulación por Ancho de Pulso (PWM, Pulse Width Modulation), esto se puede generar bajo el control de un microprocesador o DSP. La forma de onda deseada es creada conmutando los transistores de potencia en la salida *IGBTs* (Insulated Gate Bipolar Transistors) entre encendido y apagado a una frecuencia fija (la frecuencia de conmutación), ver figura 2.22. Se puede generar la corriente deseada al variar el tiempo de encendido y apagado de los transistores IGBT, pero la tensión de salida todavía es una serie de pulsos de onda cuadrada. En la siguiente figura se ilustra la Modulación por Ancho de Pulso.

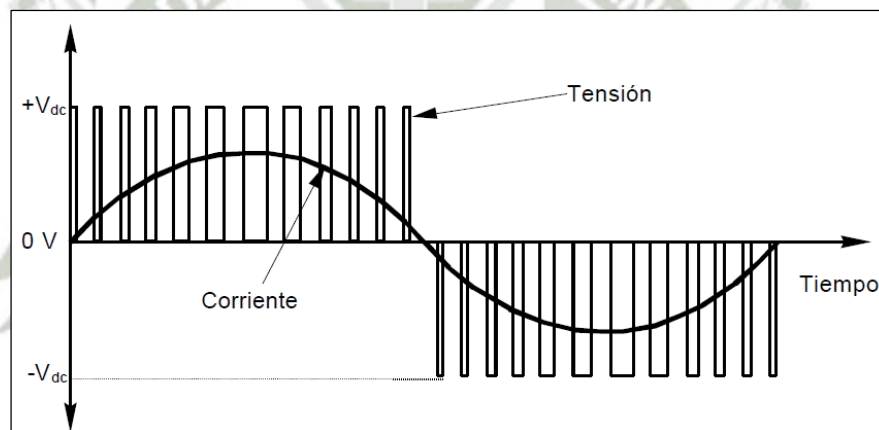


Figura 2.22 Forma de onda con modulación PWM.

Existen muchos aspectos complejos de los Variadores de frecuencia que deben considerarse durante el diseño:

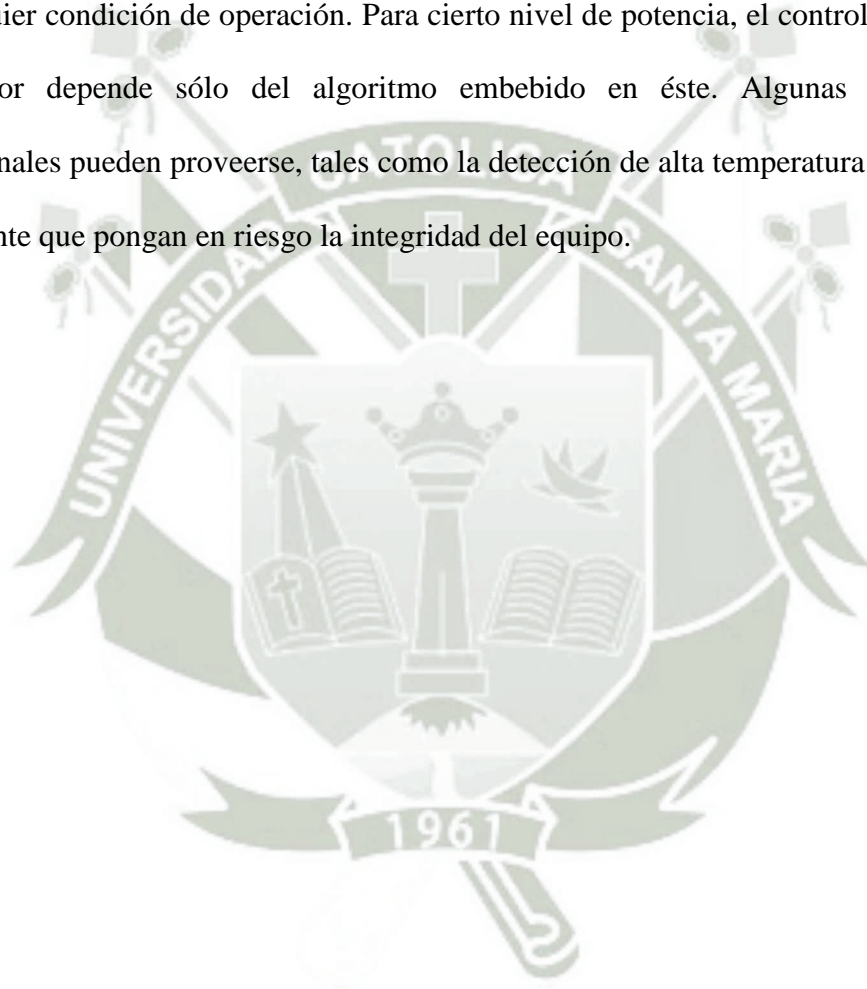
- La electrónica de control a menudo se encuentra conectada al circuito intermedio, el cual está a su vez conectado a la fuente, por lo que las conexiones del usuario como pantalla, teclado etc. deben de aislarse en forma segura.

- Es necesario monitorear cuidadosamente la corriente de salida para proteger el inversor y el motor durante alguna sobrecarga y/o cortocircuito.
- Los capacitores del circuito rectificador están descargados en la primera conmutación del circuito intermedio por lo que es necesario limitar la corriente de arranque utilizando, por lo general, un resistor que es desconectado (bypass) mediante un relé, después de algunos segundos de haber energizado el equipo.
- Todas las conexiones al VFD, en especial la fuente y las conexiones de control están expuestas a ruido tanto EMI como RFI y pueden llevar mucha interferencia por lo que deben incluir filtros y dispositivos de protección.
- Se requiere una fuente de alimentación interna con distintas tensiones de salida para alimentar la electrónica de control.
- El VFD, en especial los transistores IGBT y diodos rectificadores, producen calor que debe ser disipado mediante el uso de un disipador y si se requiere de un ventilador.
- La tensión de salida PWM contiene muchos armónicos de alta frecuencia (debido a la rápida conmutación) que pueden ser una fuente importante de interferencia electromagnética (EMI).
- El diseño de un VFD práctico debe ser de fácil uso e instalación. El diseño o ingeniería de los variadores de gran tamaño es por lo general específico para cada aplicación; el diseño de los variadores de menor tamaño es para aplicaciones generales y por tanto es estándar.

En el variador, el usuario establece la velocidad de acuerdo al requerimiento de carga, logrando una mayor eficiencia. La operación del motor es suave durante casi todo su rango excepto a velocidades muy bajas. Esta restricción se debe principalmente a las

inherentes pérdidas mecánicas en fricción y eléctricas en las bobinas del estator. Consecuentemente, para arrancar el motor se requiere suficiente potencia para superar estas pérdidas y un torque mínimo debe desarrollarse para contrarrestar la inercia de la carga.

Un mismo variador de velocidad es adaptable a una diversidad de motores y a casi cualquier condición de operación. Para cierto nivel de potencia, el control que provee el variador depende sólo del algoritmo embebido en éste. Algunas características adicionales pueden proveerse, tales como la detección de alta temperatura y/o niveles de corriente que pongan en riesgo la integridad del equipo.





En este capítulo se describe el proceso de diseño de los diferentes circuitos que conforman cada etapa del variador de velocidad trifásico así como también su operación y funcionamiento. Se muestra un diagrama de bloques general del sistema y diagrama de bloques por etapas de diseño.

I. DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL.

En este diagrama especificamos cada etapa de circuito a utilizar y cómo se interrelacionan unos con otros. Identificamos dos etapas bien separadas como son la etapa de control que consta de circuitos de medición, visualización e interface; y una etapa de potencia que consta de circuitos de protección, rectificación y potencia como se puede observar en la Figura 3.1.

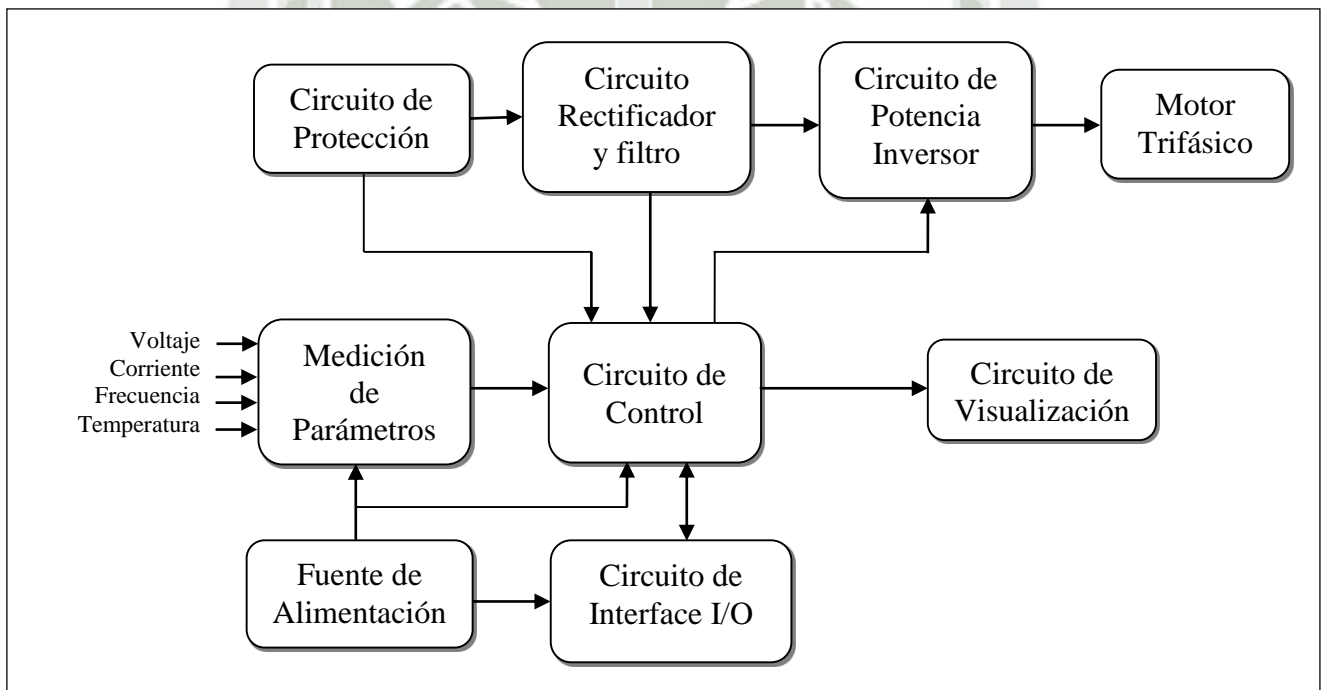


Figura 3.1 Diagrama de bloques general de Variador de Velocidad.

1.1. DISPOSICIÓN DE CIRCUITOS:

- 1.1.1. Circuito N° 1: Circuito de Protección.
- 1.1.2. Circuito N° 2: Circuito Rectificador y filtro.
- 1.1.3. Circuito N° 3: Circuito de Potencia Inversor.

- 1.1.4. Circuito N° 4: Circuito de Control.
- 1.1.5. Circuito N° 5: Circuito de Medición de Parámetros.
- 1.1.6. Circuito N° 6: Circuito de Visualización.
- 1.1.7. Circuito N°7. Circuito de Fuente de Alimentación.

II. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE PROTECCIÓN.

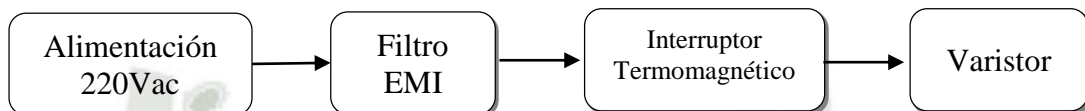


Figura 3.2 Diagrama de bloques del circuito de protección.

2.1 FUNCIONAMIENTO:

Este circuito se enfoca en la protección de las variaciones que puedan existir en la alimentación 220Vac que nos brinda la empresa eléctrica, como también en la protección del consumo eléctrico que requiere nuestro variador. El circuito de protección consta de tres principales bloques los cuales son:

2.1.1 Filtro EMI:

Existen interferencias electromagnéticas en la entrada de alimentación las cuales son perjudiciales para todo nuestro sistema, es por esto que el filtro EMI es de gran importancia ya que su función es la de proveer una atenuación adecuada y necesaria hacia los armónicos de la corriente de línea en una cantidad apropiada, por ende el filtro que utilizaremos es un componente encapsulado, se añade entre la línea de alimentación y el sistema a proteger. Este dispositivo permite atenuar el ruido de radiofrecuencia en una determinada banda, generalmente entre 10Khz o 150Khz y 30Mhz (Rojas, 2011). La efectividad de un filtro EMI viene dada por las pérdidas de inserción:

$$Insertion\ loss\ (dB) = 20 \log \frac{V_1}{V_2} \quad (3.1)$$

donde: V_1 = Voltaje EMI sin filtro y V_2 = voltaje EMI con filtro.

Existen tres requisitos que un filtro EMI debe satisfacer:

1. Atenuar y reducir las perturbaciones en su origen y en los posibles circuitos afectados por interferencias.
2. No tiene que producir un desplazamiento de fase entre la tensión y la corriente de línea.
3. Asegurar que se mantenga la estabilidad del sistema.

2.1.2 Interruptor Termomagnético:

Un interruptor termomagnético, es un dispositivo capaz de interrumpir la corriente eléctrica de un circuito cuando ésta sobrepasa ciertos valores máximos. Su funcionamiento se basa en dos de los efectos producidos por la circulación de corriente eléctrica en un circuito: el magnético y el térmico (efecto Joule).

La sobrecarga y el cortocircuito son condiciones de peligro que pueden presentarse en nuestro sistema, por este motivo utilizaremos un interruptor termomagnético, un equipo destinado a la protección de una instalación eléctrica, que protege y realiza una rápida desconexión a base de elementos mecánicos de fácil accionamiento y de rápida respuesta a la falla eléctrica (Antúnez Soria).

2.1.3 Varistor:

Un varistor proporciona una protección fiable como también económica contra aquellos transitorios de alto voltaje que pueden ser producidos, en este caso, por corriente alterna. Cuando aparece un transitorio el varistor cambia su resistencia de un valor muy alto a uno muy bajo, casi cero, de esta manera el transitorio es absorbido por el varistor protegiendo los componentes que son sensibles en nuestro sistema (Martorell, 1999-2005).

2.2 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DEL CIRCUITO:

2.2.1 Voltaje de Entrada: 220 Vac.

2.2.2 Voltaje de Salida: 220 Vac.

2.2.3 Frecuencia de entrada y salida: 60 Hz.

2.2.4 Protecciones: Filtro EMI, Termomagnético, Varistor.

2.3 SELECCIÓN Y CALCULOS:

2.3.1 Filtro EMI:

La selección correcta del tipo de filtro viene dada por el tipo de fuente de ruido y también por la impedancia vista desde la carga. Aquí entra el concepto de filtro como “red de desadaptación de impedancia”, de manera que cuanto más desadaptado esté el filtro frente a la red (LINE) y frente al aparato o fuente de ruido (LOAD) más efectivo será (Rojas, 2011). Esto quiere decir que un mismo filtro proveerá diferentes valores de atenuación real dependiendo de la impedancia de la carga que varía tanto en magnitud como en fase.

A parte de las pérdidas de inserción, otro factor importante es la corriente de fuga que viene determinada por la capacidad entre fase (o neutro) y el cable de protección (o chasis). Este filtro EMI impide que la distorsión de alta frecuencia que genera el receptor sea devuelta a la red eléctrica, sin embargo es derivada a través de los condensadores del filtro a tierra, es por esto que siempre se está inyectando una corriente permanentemente a tierra generalmente desde los 0.1mA hasta los 5 mA.

Por último, es importante tener en cuenta la corriente nominal o de trabajo del filtro en el entorno del trabajo del dispositivo, es decir, debemos seleccionar el rango de corriente del filtro teniendo en cuenta la temperatura máxima de trabajo, o mejor dicho la temperatura a la cual trabajará durante un 80% de su vida útil (Rojas, 2011):

$$I = I_n \sqrt{\frac{T_{max} - T_a}{T_{max} - T_n}} \quad (3.2)$$

donde: I = Corriente de funcionamiento admisible a T° elevada, I_n = Corriente nominal, T_{max} = Máxima temperatura ambiente permitida, T_a = Temperatura ambiente, T_n = temperatura ambiente máxima a la que se define la corriente nominal.

Por ejemplo, un filtro de 10A definido a 40°C y una temperatura máxima de funcionamiento de 85°C, si queremos usarlo a 65°C la corriente nominal debe reducirse a:

$$I = 10 \sqrt{\frac{85 - 65}{85 - 40}} = 6.6A$$

Entonces, para seleccionar el filtro EMI, se debe tener en cuenta (How to select EMC Filter?, s.f.):

- Voltaje de entrada: 220Vac.
- Frecuencia de operación: 60Hz.
- Fases: 2 Línea y Neutro.
- Corriente máxima: 10A (ver punto 2.3.2).
- Pérdida de inserción: >20dB
- Corriente de fuga: < 1mA

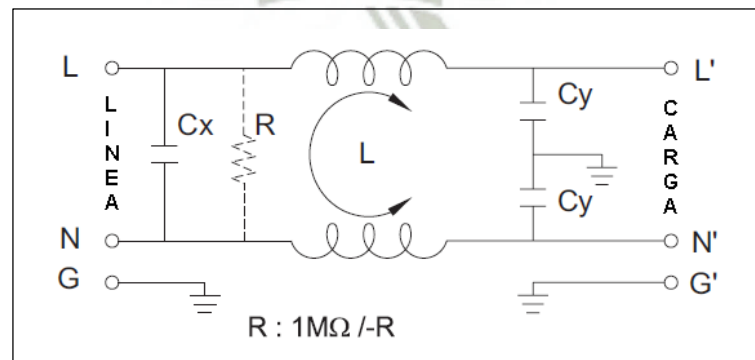


Figura 3.3 Diagrama de Filtro EMI.

2.3.2 Termomagnético:

Para conocer qué termomagnético utilizar, se debe conocer la corriente máxima que consumirá nuestro motor.

a) Potencia de motor:

$$P(HP) \text{ motor} = 0.5 \text{ HP}$$

$$\text{Donde: } 1\text{HP} = 0.75 \text{ Kw}$$

$$\text{Entonces: } P(\text{Kw}) = 0.375 \text{ Kw}$$

Nuestro motor tiene como características de fabricación las siguientes:

- Tensión de alimentación: 220V
- Factor de servicio: 1.00
- Factor de potencia: 0.80
- Eficiencia (η): 0.85

b) Corriente nominal:

$$I_n = \frac{746 \times H.P. \times F.S.}{\sqrt{3} \times V \times \eta \times F.P.} \quad (3.3)$$

$$I_n = \frac{746 \times 0.5 \times 1}{\sqrt{3} \times 220 \times 0.85 \times 0.80}$$

$$I_n = 1.44\text{A}$$

c) Calibre en termomagnético (I_n):

Considerando un factor de 125% como rango de ajuste mínimo y 250% para un ajuste máximo del dispositivo de protección dado por la norma peruana en el punto denominado “Capacidad Nominal o Selección de Disparo de los Dispositivos de Sobrecarga” (MINEM, 2006).

$$I_n = 1.25 * I_n \quad (3.4)$$

$$I_n = 1.25 * 1.44 A$$

$$I_n = 1.8 A$$

Podemos utilizar un termomagnético de 3A.

2.3.3 Varistor:

Para la selección del varistor, debemos tener en cuenta:

- Tensión de servicio (V_{eff})
- Corriente de choque ($i \leq i_{max}$)
- Absorción de energía ($E \leq E_{max}$)

a) Tensión de servicio:

Los varistores deben ser seleccionados de forma que la tensión de servicio (considerando sus variaciones) sea más baja que la tensión señalada en el varistor. La tensión de servicio (V_{eff}) sirve adicionalmente para la selección de los varistores. En esta selección se debe tener en cuenta una posible fluctuación de tensión de servicio como mínimo un 10% aproximadamente (Volts, s.f.).

$$V_{eff} = 220 Vac$$

$$V_{(varistor)} = 250 V$$

Tomaremos como ejemplo varistores de la serie LA de Littelfuse, escogemos el varistor V250LA40AP para analizar si cumple con las condiciones.

b) Amplitud de tensión de choque (surge voltage amplitude):

Esta tensión, es un voltaje indeseable que aparece en las redes eléctricas de gran amplitud, entonces para tomar protección contra influencias fuertes, tomaremos incluso influencias de inducción de energía de un rayo que son encontradas en redes contaminadas.

$$U_S = 5 \text{ kV}$$

c) Impedancia característica de línea de red:

La impedancia de la línea que nos brinda el servicio eléctrico es generalmente $Z_w = 50 \Omega$.

d) Duración de impulso:

Se refiere a la duración del impulso de la onda de choque que soporta el Varistor.

$$T_R = 100 \mu s$$

e) Iteraciones durante tiempo de servicio:

Tomaremos un aproximado de 100 veces las iteraciones en todo el tiempo de servicio (vida útil).

f) Corriente de choque:

La amplitud de la onda de corriente que corresponde a la onda de tensión de choque, es calculada con la impedancia característica que es 50Ω .

$$\hat{I}_{aprox} = \frac{U_S}{Z_w} \quad (3.5)$$

$$\hat{I}_{aprox} = \frac{5 \text{ KV}}{50 \Omega}$$

$$\hat{I}_{aprox} = 100 \text{ A}$$

De la curva del varistor V250LA40AP (Figura 3.4), la caída de voltaje en el varistor a 100A aproximadamente es de 680V.

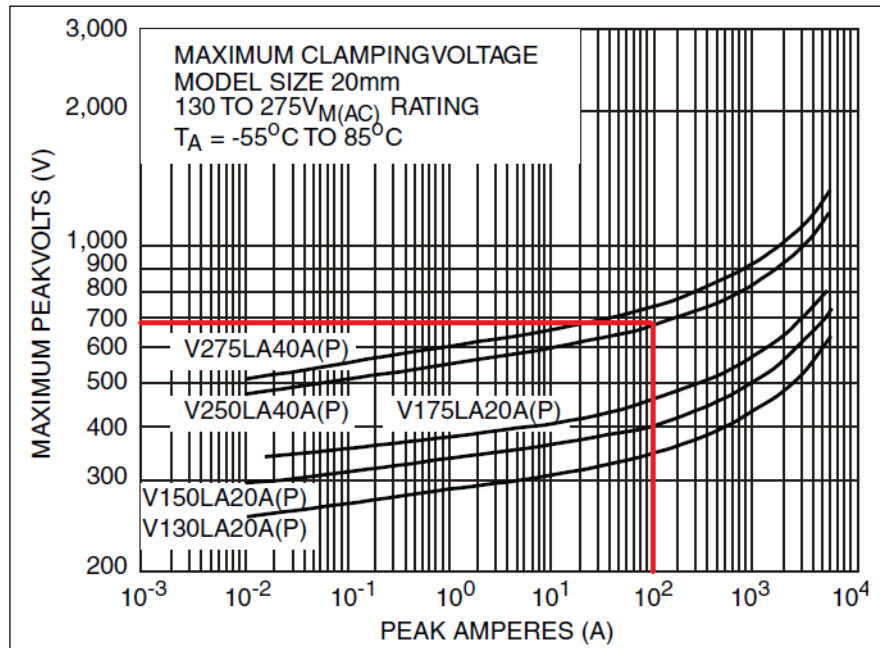


Figura 3.4 Máximo Voltaje pico vs Corriente pico.

La aproximación matemática de la corriente de choque según la siguiente ecuación sería:

$$\hat{I} = \frac{U_s - U_{drop}}{Z_w} \quad (3.6)$$

$$\hat{I} = \frac{5000 - 680}{50}$$

$$\hat{I} = 86.4A$$

g) Corriente de choque máxima:

La corriente de choque máxima la sacamos de la Figura 3.5, que existe en el datasheet de todo Varistor. Teniendo en cuenta en este caso 100us de duración y número de iteraciones como 100 veces obtenemos que:

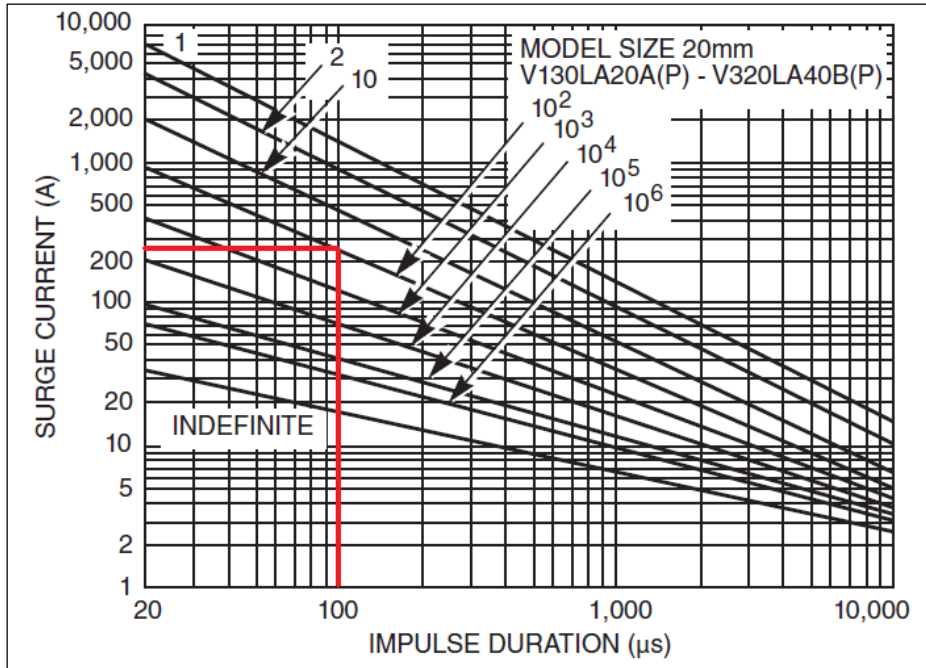


Figura 3.5 Corriente de choque vs Duración de impulso.

Aproximadamente la corriente máxima es de 270A, mayor a los 86.4A calculados. Esto quiere decir que cumple con la condición de selección ($i \leq i_{max}$).

h) Absorción de energía:

La absorción de energía máxima se calcula a partir de la ecuación:

$$\hat{E}_{max} = \hat{U}_{max} * \hat{I}_{max} * Tr \quad (3.7)$$

$$\hat{E}_{max} = 5 \text{ KV} * 270 \text{ A} * 100 \mu s$$

$$\hat{E}_{max} = 135 \text{ J}$$

2.4 DISEÑO DEL CIRCUITO:

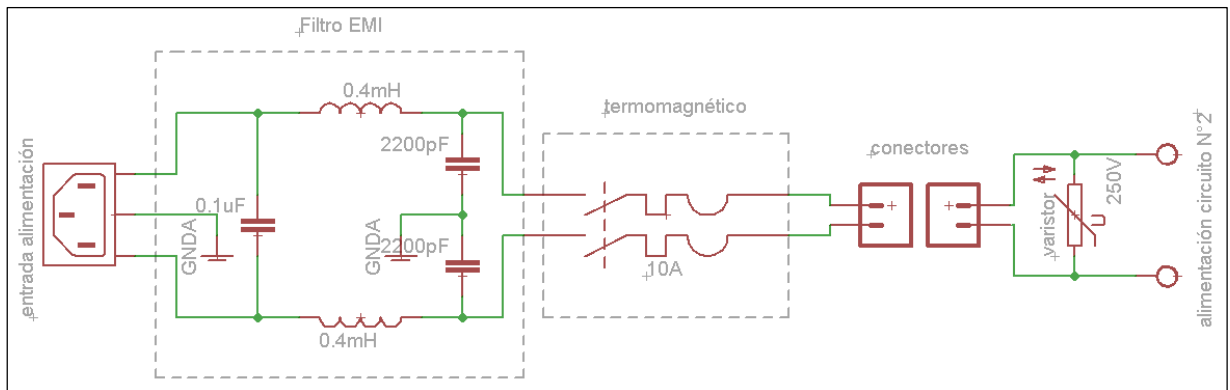


Figura 3.6 Circuito de Protección.

2.5 DISPOSITIVOS SELECCIONADOS:

2.5.1 Filtro EMI:

HIGH PERFORMANCE IEC CONNECTOR FITLERS

- Marca: DELTA ELECTRONICS GE Series
- Modelo: 10GEEG3C
- Voltaje: 115/250 Vac
- Corriente: 10A
- Frecuencia: 50/60 Hz

Valores utilizados en filtro EMI (encapsulado):

- Cx: 0.1µF
- Cy: 2200pF
- L: 0.4mH



Figura 3.7 Filtro EMI.

2.5.2 Termomagnético:

INTERRUPTORES MULTI 9

- Marca: Merlin Gerin
- Modelo: Interruptor C60N
- Tipo: 2P (polos)
- Referencia: 24076
- Calibre In: 10A
- Tensión empleo: 440Vac

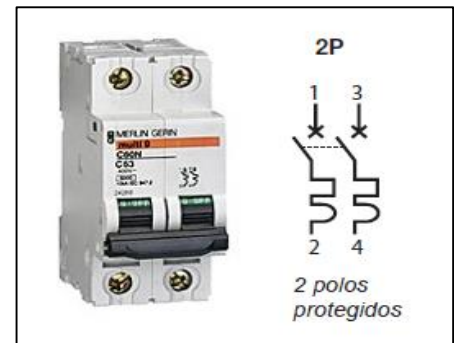


Figura 3.8 Termomagnético.

2.5.3 Varistor:

LINE VOLTAGE OPERATION, RADIAL LEAD

- Marca: Littelfuse
- Modelo: LA Varistor
- Referencia: V250LA40A
- Diametro: 20mm
- Voltaje: 250Vac
- Energía: 130J



Figura 3.9 Varistor.

2.6 SIMULACIÓN:

Se presenta en la simulación (PSPICE 9.1) el funcionamiento del filtro EMI así como también la protección que realiza el varistor.

2.6.1 Circuito (P Spice Capture):

Simulación de filtro EMI, usando los mismos valores de bobina y condensadores.

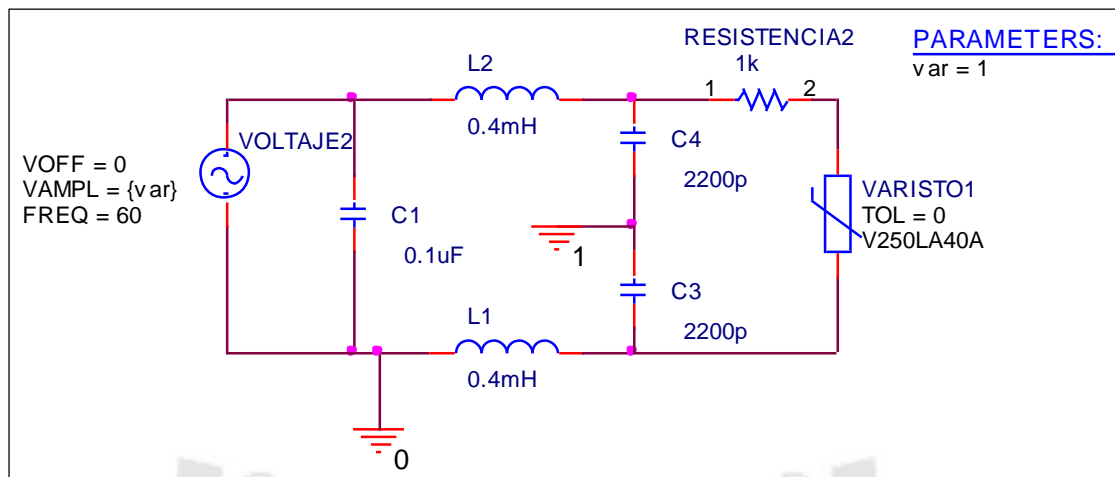


Figura 3.10 Funcionamiento Filtro EMI y Varistor.

Simulación de Varistor seleccionado.

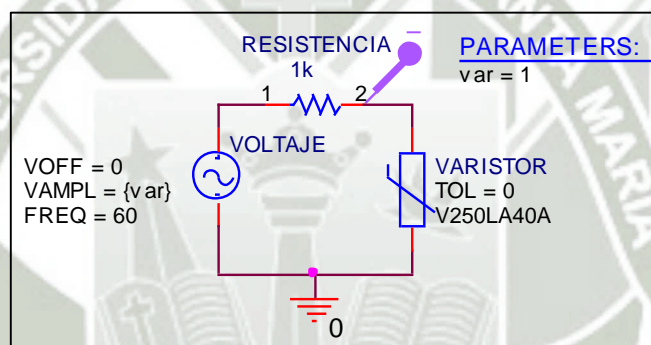


Figura 3.11 Funcionamiento Varistor.

a) Características de la variable “var”:

- Start Value: 220 (V)
- End value: 1000 (V)
- Increment: 200 (V)

2.6.2 Simulación (PSpice A/D):

En la Figura 3.12, se muestra cuanto afecta el filtro EMI a la señal de tensión que ingresará a nuestro Variador, como se observa no varía en nada la amplitud, frecuencia ni fase.



Figura 3.12 Efecto de variación de filtro EMI.

En la Figura 3.13, se observa cómo actúa el varistor mientras va aumentando la amplitud en la fuente de tensión, llegando a limitar a un cierto valor el voltaje para proteger el circuito.

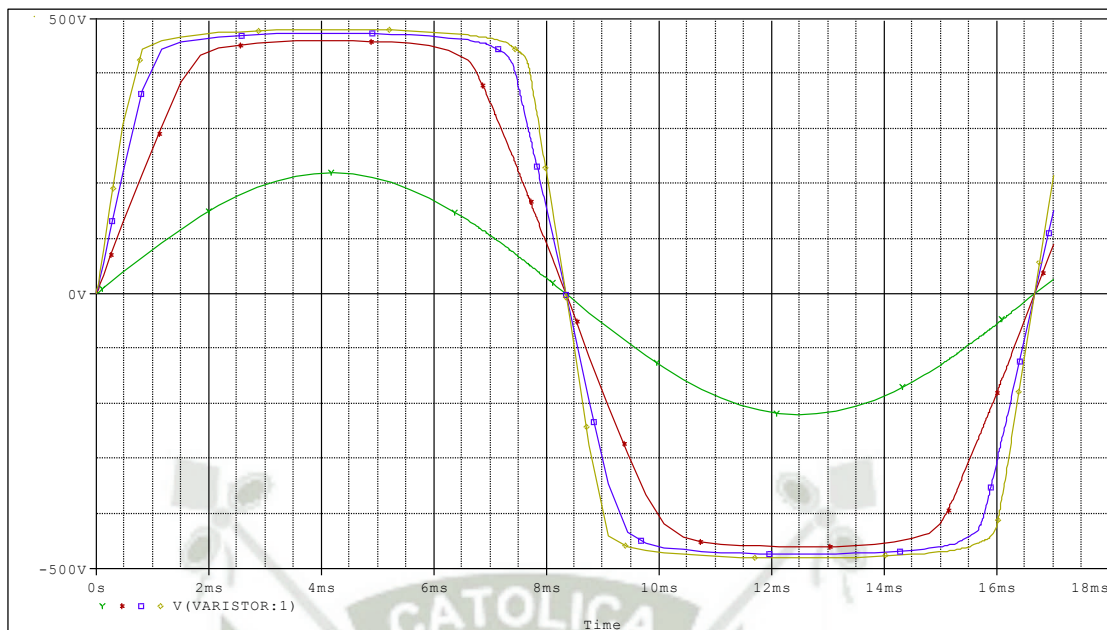


Figura 3.13 Voltaje en Varistor hasta 1000V.

En la Figura 3.14 se observa cómo aumenta la corriente a través del varistor mientras aumenta el voltaje hasta 1000V.

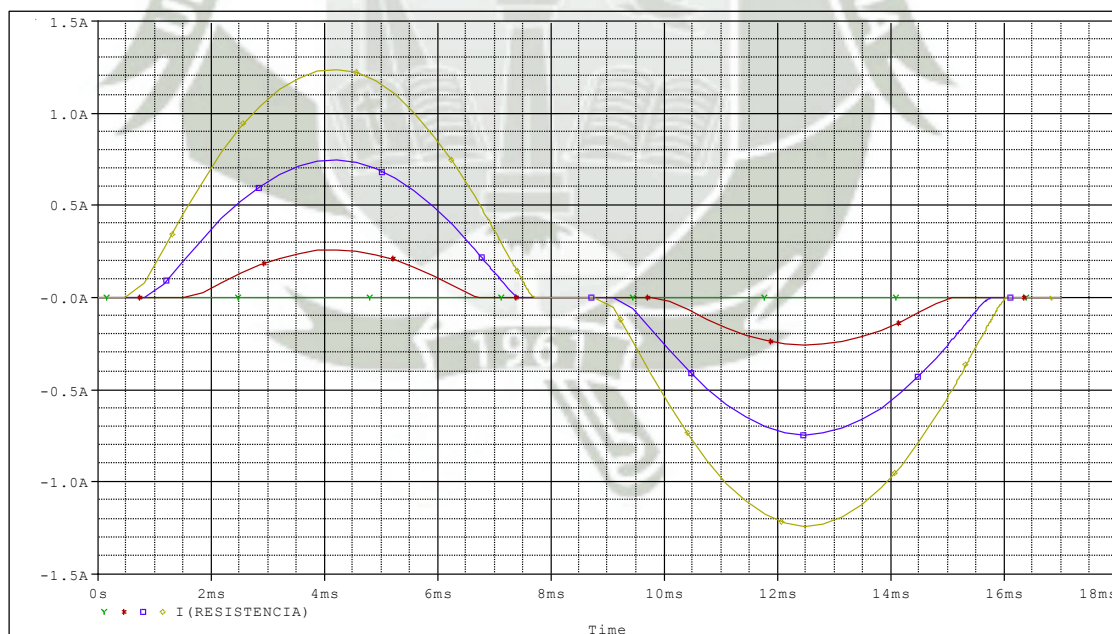


Figura 3.14 Corriente en Varistor.

III. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO RECTIFICADOR Y FILTROS.

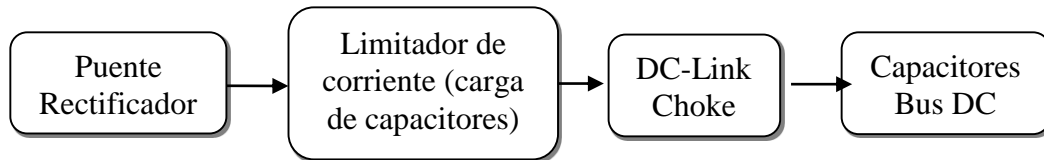


Figura 3.15 Diagrama de bloques de circuito Rectificador y Filtros.

3.1 FUNCIONAMIENTO:

Este circuito se encarga de tomar la alimentación eléctrica del circuito N°1 para rectificarla, filtrarla y así obtener un voltaje continuo elevado y estable para que pueda ser usado por el circuito de potencia.

3.1.1 Puente Rectificador:

Para rectificar la onda sinusoidal de entrada se utilizan 4 diodos en una configuración denominada puente de onda completa o puente de Graetz, en esta configuración conducen siempre 2 diodos simultáneamente. En el semiciclo positivo conducirán D1 y D4 mientras en el semiciclo negativo conducirán D2 y D3.

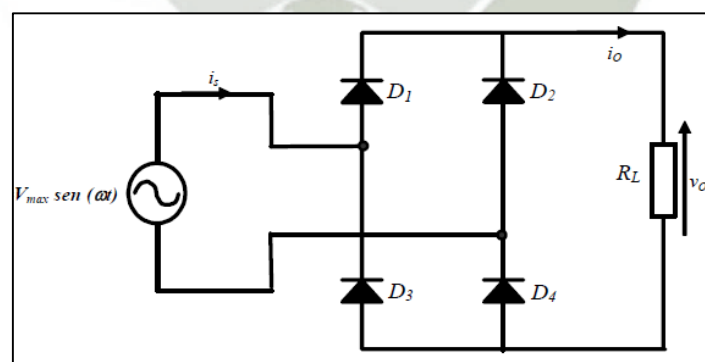


Figura 3.16 Puente Rectificador.

La Figura 3.17 muestra la forma de onda a la salida del puente rectificador con carga resistiva.

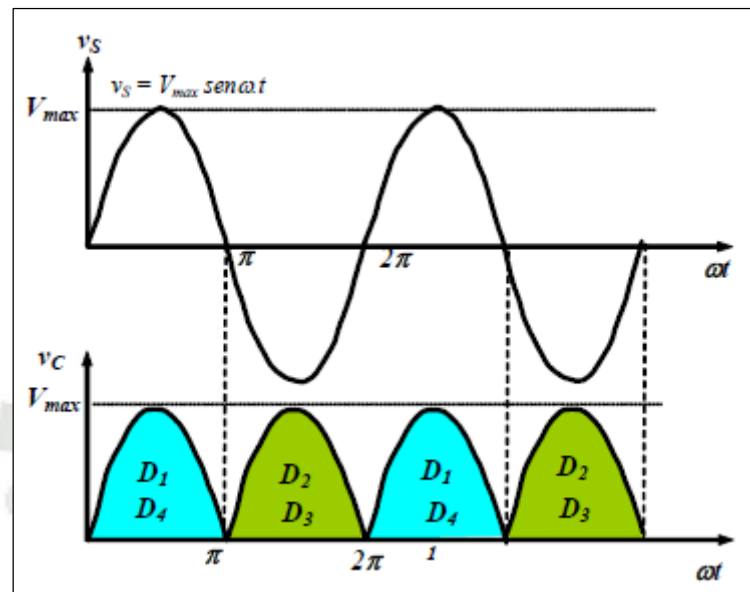


Figura 3.17 Forma de onda de tensión en carga resistiva.

La tensión eficaz en la carga viene dada por la siguiente fórmula:

$$V_{ORMS} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} (V_{max} \text{sen} \omega t)^2 d\omega t} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} = 0.707V_{max} \quad (3.8)$$

3.1.2 Limitador de corriente (carga de capacitores):

Para poder evitar el pico de corriente que se genera al cargar los capacitores, se puede utilizar termistores (NTC current limit inrush) ya que pueden ser usados para amortiguar picos de voltaje como también los picos de corriente iniciales en la carga del bus DC. La corriente inicial será menor debido a la resistencia del termistor, y mientras el termistor se caliente su resistencia disminuirá por un factor de 10 a 50 y la corriente gradualmente se incrementará. Los termistores NTC especialmente desarrollados para esta aplicación, limitan la corriente en el encendido debido a su resistencia a comparación de resistencias con valor fijo (EPCOS, 2009).

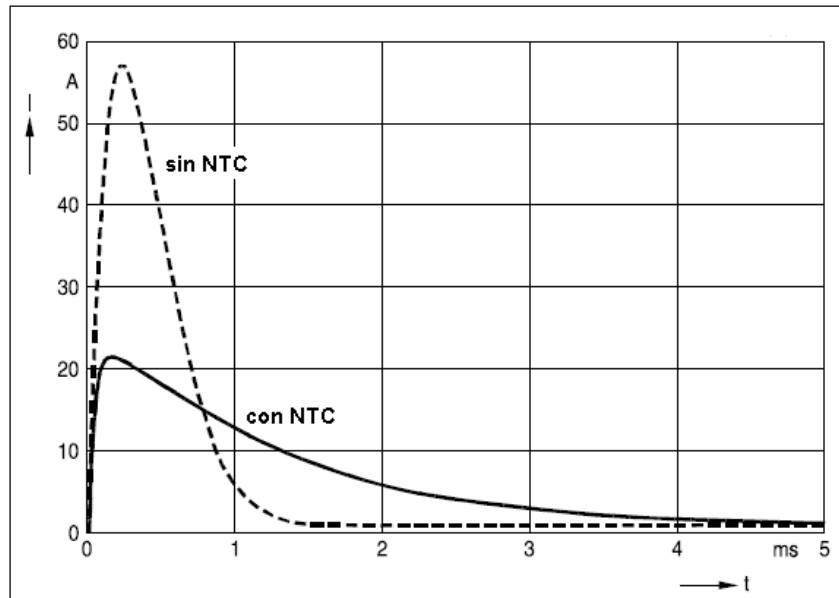


Figura 3.18 Curvas de corriente d entrada en un circuito simple DC.

Un termistor siempre se debe conectar en serie con la carga a proteger, si la corriente de entrada no puede ser manejada por un solo termistor, pueden usarse dos o más termistores conectados en serie. Colocar termistores en paralelo ocasionaría que la corriente esté desbalanceada. Uno de los termistores se calentará hasta recibir toda la corriente de carga (puede resultar en destrucción del termistor) mientras que los otros termistores estarán fríos.

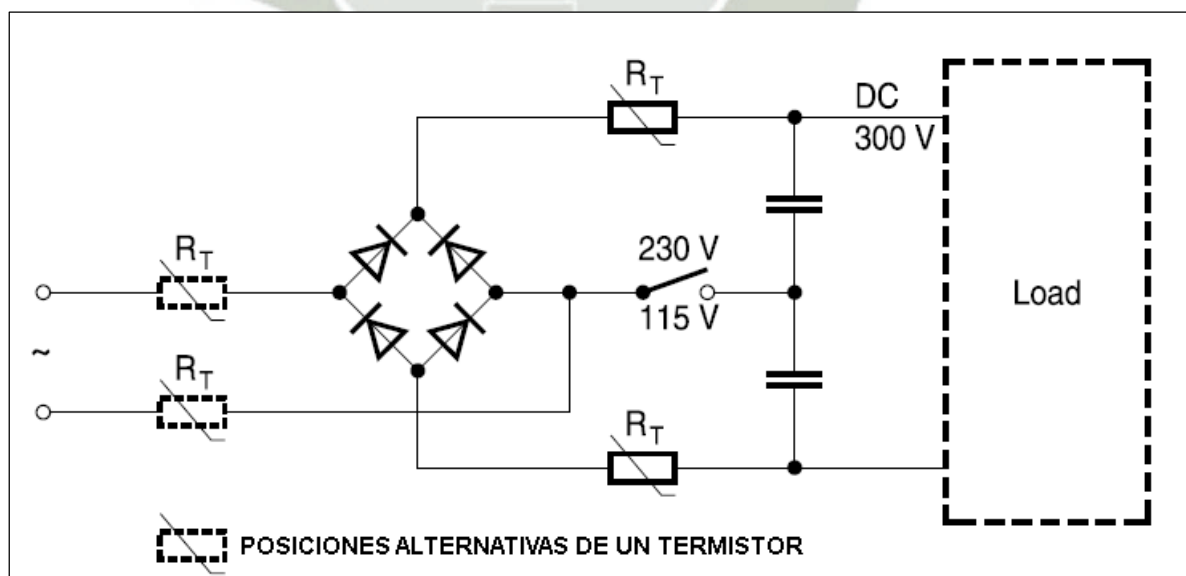


Figura 3.19 Posiciones de un termistor en un circuito protegido.

3.1.3 DC-Link Choke

Esta bobina o llamado también inductor, es usado para mejorar la acción de filtrado en el bus DC. La función de la bobina es de suavizar las variaciones de corriente, el valor de la bobina debe ser lo suficientemente alta para mantener el rizado de corriente dentro de un 5-10% de la corriente de carga promedio, en la Figura 3.20 se muestra el uso de una bobina y el banco de capacitores formando un filtro LC (Andersson, 2011).

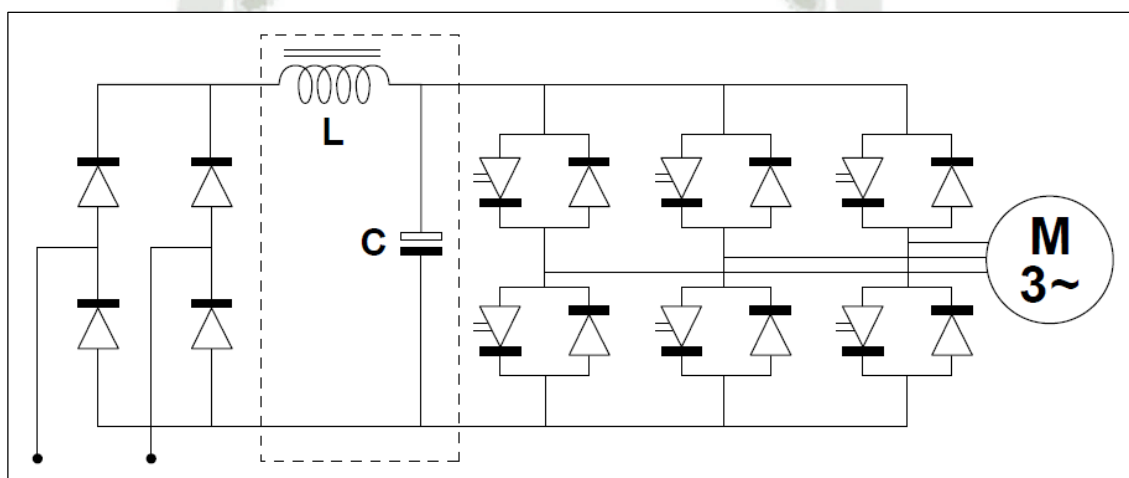


Figura 3.20 Circuito de Potencia con filtro LC.

La bobina en serie con el banco de capacitores tiene las siguientes ventajas:

- Reduce los armónicos de la entrada AC.
- Absorbe los picos de voltaje/corriente.
- Reduce el rizado AC en el bus DC.
- Reduce los transitorios de sobrevoltaje en el bus DC.

3.1.4 Capacitores Bus DC

A partir de una señal rectificadora, se puede obtener una señal con tensión continua, el mecanismo para obtener esta señal es con un filtrado en baja frecuencia de la señal rectificadora empleando capacitores o llamados también condensadores. El voltaje de

salida después de ser rectificado tiene la forma como se muestra en la Figura 3.21, sin condensadores el voltaje promedio es pequeño por lo cual es necesario filtrarlo usando estos condensadores electrolíticos y así aumentar el voltaje y disminuir el rizado que se genera.

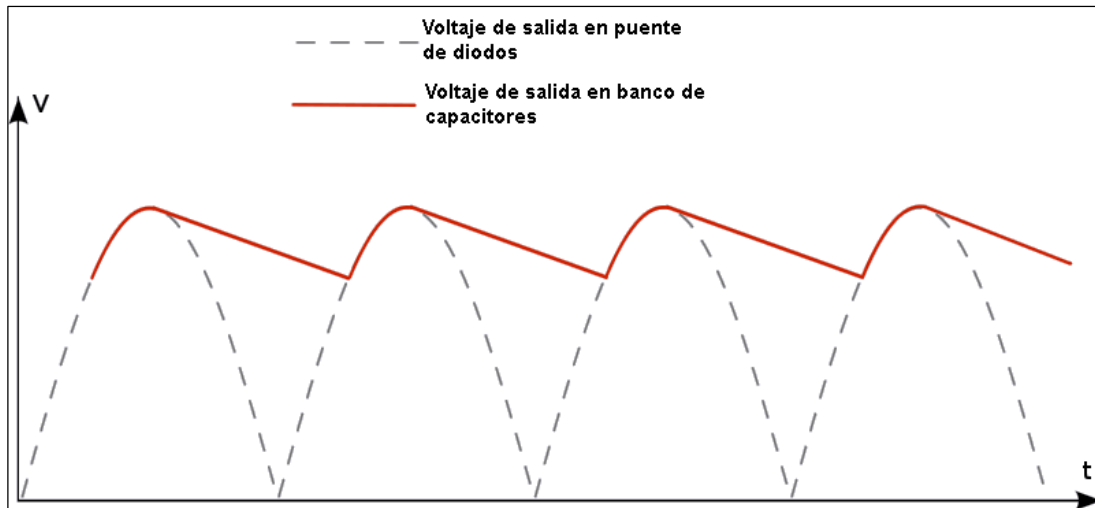


Figura 3.21 Voltaje después de rectificado y filtrado.

3.2 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS:

- 3.2.1 Voltaje entrada: 220 Vac
- 3.2.2 Voltaje de salida: 311 Vdc
- 3.2.3 Frecuencia de entrada: 60 Hz

3.3 SELECCIÓN Y CÁLCULOS:

3.3.1 Puente Rectificador:

Para la selección del puente rectificador se debe tener en cuenta:

- Voltaje de entrada: monofásica o trifásica.
- Corriente de carga de arranque.

En este caso estamos utilizando:

- a) Voltaje de entrada:

$$V_{in} = 220 \text{ Vac monofásico}$$

- b) Corriente de carga:

Para un motor de 0.5 HP, como se vió en el punto 2.3.2

$$I_n = 1.25 * I_n$$

$$I_n = 1.25 * 1.44 \text{ A}$$

$$I_n = 1.8 \text{ A}$$

Tomaremos en cuenta un puente rectificador de 10A, disponible en mercado.

- c) Tensión Máxima en puente de diodos:

$$V_{max} = V_{rms} * \sqrt{2} \quad (3.9)$$

$$V_{max} = 220 \text{ Vac} * \sqrt{2}$$

$$V_{max} = 311.12 \text{ Vac}$$

- d) Tensión Eficaz en puente de diodos:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{T/2} (V_{max} \text{ sen}(wt))^2 dt} \quad (3.10)$$

$$V_{rms} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}}$$

$$V_{rms} = 0.707 V_{max}$$

3.3.2 Limitador de corriente (carga de capacitores):

Al encender el equipo, los capacitores tienen que cargarse y esto producirá una alta corriente que circulará por nuestro circuito del Bus DC esto sucede en pocos milisegundos, el cual puede provocar daños ya sea al filtro EMI, a nuestro puente de diodos y hasta los propios capacitores.

Para la selección del termistor es necesario tener en cuenta:

- Máxima corriente permisible en encendido.
- Resistencia a temperatura ambiente (25°C).
- Energía absorbida.
- Máxima corriente estable.
- Resistencia al 100% de la corriente máxima.
- Temperatura a máxima corriente.

a) Cálculo de resistencia mínima del termistor:

El pico de corriente que se da en el encendido puede llegar hasta unos 300A en milisegundos como veremos en la simulación, por lo cual limitaremos este pico de corriente hasta unos 10A (General Electric, 2012).

$$R_{25} = \frac{V_{max}}{I_{max}} \quad (3.11)$$

$$R_{25} = \frac{311.12}{10}$$

$$R_{25} = 31.1\Omega$$

Considerando una tolerancia dentro del 10%-20%, entonces necesitaremos una resistencia de 30Ω aproximadamente.

b) Energía absorbida por el termistor:

En el encendido, los capacitores se asemejan a un corto circuito y se cargarán, esta carga es la cantidad de energía que debe soportar el termistor como limitador de corriente.

$$E = \frac{1}{2} CV^2 \quad (3.12)$$

$$E = \frac{1}{2} (0.004)(311.12^2)$$

$$E = 193.6J$$

Esta energía es almacenada por los capacitores (tomando en cuenta banco de 4000uF), por ende seleccionaremos un termistor que pueda almacenar esta cantidad de energía.

c) Corriente en estado estable:

La máxima corriente que estará consumiendo el motor, viene a ser la corriente en estado estable por lo cual viene dado por la fórmula 3.4 que es de 1.8A. Consideramos como corriente un valor mucho mayor al valor anterior para que el componente no sufra daños.

3.3.3 Capacitores Bus DC:

Para la selección del bus DC, es necesario tener en cuenta las siguientes condiciones:

- Calcular la capacitancia para mantener un cierto nivel de voltaje de rizado.
- Calcular la corriente de rizado de la línea AC y de la carga.
- Tamaño del banco de capacitores.
- Voltaje de rizado en onda filtrada.

a) Cálculo de Capacitancia:

La capacitancia está dada en función inversa del voltaje de rizado permitido, y en función directa con la potencia de la carga. La capacitancia mínima se puede derivar de la siguiente ecuación (IEEE, s.f.):

$$C_{min} = \frac{2P_{in}}{(V_{max}^2 - V_{min}^2) f_{rect}} \quad (3.13)$$

Datos:

$$V_{m\acute{a}x} = 311.12 \text{ V}$$

$$V_{m\acute{i}n} = 305 \text{ V (propuesto)}$$

$$P_{in} = 0.375 \text{ Kw Potencia del motor}$$

$$f_{rect} = \text{fl\`{i}nea} \times 2(\text{ondas en ciclo}) = 60 \times 2 = 120\text{Hz}$$

$$C_{min} = \frac{2 \times 0.375 \text{ Kw}}{(311.12^2 - 305^2) 120}$$

$$C_{min} = \frac{0.75 \times 10^3}{(311.12^2 - 305^2) 120}$$

$$C_{min} = 1657.5 \mu\text{F}$$

Este resultado es la capacitancia mínima, y teniendo en consideración que los capacitores electrolíticos pierden capacitancia en el tiempo, por ende, usaremos una capacitancia mayor o igual a 2000 μ F.

b) Tiempo de carga, descarga, corriente pico de carga y descarga de capacitores:

Calcularemos primero el tiempo de carga del banco de capacitores.

$$T_C = \frac{\arccos\left(\frac{V_{min}}{V_{max}}\right)}{2\pi \cdot f} \quad (3.14)$$

$$T_C = \frac{\arccos\left(\frac{305}{311.12}\right)}{2 \cdot \pi \cdot 60}$$

$$T_C = 0.000527s$$

El tiempo de descarga equivale a:

$$T_{DC} = \frac{1}{f_{rect}} - T_C \quad (3.15)$$

$$T_{DC} = \frac{1}{120} - 0.000711$$

$$T_{DC} = 0.0078s$$

Calculamos la corriente pico de carga de capacitores.

$$I_{C_{pico}} = C \frac{\Delta V}{T_C} \quad (3.16)$$

$$I_{C_{pico}} = 0.002 \frac{311.12 - 305}{0.000527}$$

$$I_{C_{pico}} = 23.22A$$

Donde la corriente rms de carga es:

$$I_{CRMS} = \sqrt{I_{C_{pico}}^2 \cdot T_C \cdot f_{rect}} \quad (3.17)$$

$$I_{CRMS} = \sqrt{23.22^2 \times 0.000527 \times 120}$$

$$I_{CRMS} = 5.84A$$

Calculamos la corriente pico de descarga de capacitores.

$$I_{DC_{pico}} = C \frac{\Delta V}{T_{DC}} \quad (3.18)$$

$$I_{DC_{pico}} = 0.002 \frac{311.12 - 305}{0.007806}$$

$$I_{DC_{pico}} = 1.56A$$

La corriente rms de descarga es:

$$I_{DC_{RMS}} = \sqrt{I_{DC_{pico}}^2 \cdot T_{DC} \cdot f_{rect}} \quad (3.19)$$

$$I_{DC_{RMS}} = \sqrt{1.56^2 \times 0.007806 \times 120}$$

$$I_{DC_{RMS}} = 1.51A$$

c) Corriente total RMS:

El rizado de corriente como resultado de la rectificación de la línea AC puede calcularse de la siguiente manera:

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{C_{RMS}}^2 + I_{DC_{RMS}}^2} \quad (3.20)$$

$$I_{RMS} = \sqrt{5.84^2 + 1.51^2}$$

$$I_{RMS} = 6.03A$$

d) Voltaje de rizado en onda filtrada:

Para este caso, supondremos que el rizado que se produce es un rizado bajo, esto quiere decir que la forma de onda será como nos muestra la Figura 3.22, en forma de diente de sierra.

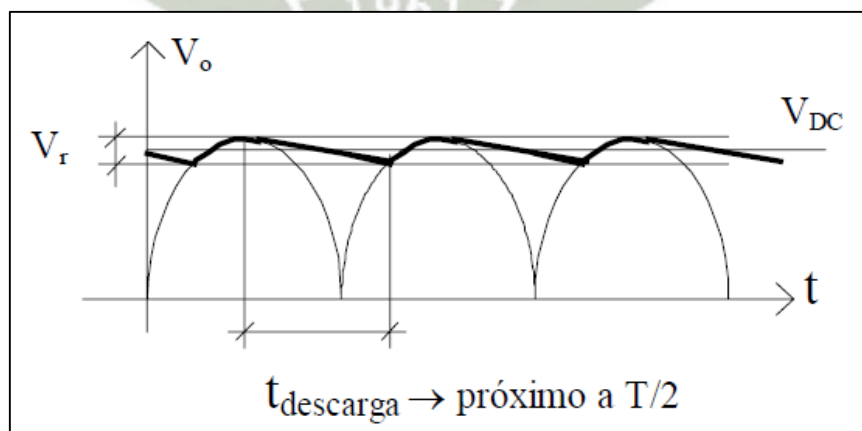


Figura 3.22 Voltaje rizado de onda rectificada.

A partir de este tipo de señal, deducimos que la tensión continua de salida viene dada como la ecuación 3.21.

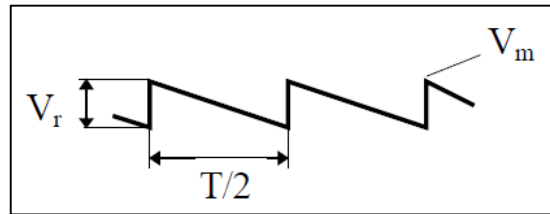


Figura 3.23 Rizado de onda.

$$V_{dc} = V_{max} - \frac{V_r}{2} \quad V_r: \text{Voltaje rizado} \quad (3.21)$$

El condensador se descarga linealmente durante $T/2$, entonces la carga perdida se puede expresar como $I_{DC} \frac{T}{2}$, entonces nos queda que la tensión de rizado equivale a:

$$V_r = \frac{Q}{C} = \frac{I_{dc} T}{2C} = \frac{I_{dc}}{2fC} \quad Q: \text{carga perdida} \quad (3.22)$$

$$V_{dc} = V_{max} - \frac{I_{dc}}{4 \cdot f \cdot C}$$

El rizado se puede definir como:

$$r = \frac{V_{RMS}}{V_{DC}} \quad (3.23)$$

donde: V_{rms} es el valor eficaz de la componente alterna y V_{dc} es la componente continua.

Calculamos el valor eficaz del rizado tipo sierra y nos queda:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left[\frac{V_r}{2} - \frac{V_r}{\pi} \alpha \right]^2 d\alpha} \quad (3.24)$$

$$V_{RMS} = \frac{V_r}{2\sqrt{3}}$$

Ahora sustituimos el valor V_{rms} en la ecuación de rizado.

$$r = \frac{V_r}{2\sqrt{3}V_{DC}} \quad (3.25)$$

$$r = \frac{I_{dc}}{4\sqrt{3}fCV_{DC}}$$

$$r = \frac{1}{4\sqrt{3}fCR_L}$$

La carga que tendremos será inductiva, con los datos de motor se obtuvo la reactancia inductiva con un valor de 635Ω Entonces:

$$r = \frac{1}{4\sqrt{3}fCR_L} \quad (3.26)$$

$$r = \frac{1}{4\sqrt{3} \times 60 \times 0.002 \times 635}$$

$$r = 0.00189$$

Entonces el voltaje de rizado se calcula a través de:

$$r = \frac{V_r}{2\sqrt{3}V_{DC}} \quad (3.27)$$

$$r = \frac{V_r}{2\sqrt{3} \left(V_{max} - \frac{V_r}{2} \right)}$$

$$0.00189 = \frac{V_r}{2\sqrt{3} \left(311.12 - \frac{V_r}{2} \right)}$$

$$V_r = 2.03V$$

e) Reducción de potencia en capacitores:

El calor generado en el bobinado del capacitor es proporcional a la pérdida de potencia y depende del rizado de corriente que fluye a través del bobinado y de la resistencia del capacitor ESR (IEEE, s.f.). La temperatura como punto caliente del

capacitor (Th) puede estar a 35°C más de la temperatura ambiente (Ta = 35°C en gabinete).

Los siguientes valores de ESR pueden ser usados (datos de datasheet):

- ESR (120Hz): 0.155
- ESR (20Khz): 0.098

Tomaremos un valor de resistencia térmica (Rth) del capacitor como 3°C/W (generalmente en enfriamiento por libre convección). Entonces calcularemos la pérdida de potencia en el capacitor con la siguiente fórmula:

$$P_{loss} = ESR \times I_{RMS}^2 \quad (3.28)$$

$$P_{120hz} = 0.155 \times 6.03^2$$

$$P_{120hz} = 5.644W$$

Por la carga pasa un total de corriente:

$$\frac{375W}{\frac{(311 + 305)}{2}} = 1.217A$$

$$P_{20khz} = 0.098 \times 1.217^2$$

$$P_{20khz} = 0.1451W$$

La pérdida total de potencia en los capacitores está dado por:

$$P_{total} = P_{120hz} + P_{20khz} \quad (3.29)$$

$$P_{total} = 5.644 + 0.1451$$

$$P_{total} = 5.79W$$

Analizaremos cuanta pérdida de potencia puede soportar el banco de capacitores, tomamos como diferencial de temperatura unos 5°C (Th – Ta), con lo cual tenemos:

$$P_{cap} = \frac{\Delta T}{R_{th}} \quad (3.30)$$

$$P_{cap} = \frac{5}{3}$$

$$P_{cap} = 1.66W$$

Entonces la reducción de pérdida de potencia necesaria está dado por:

$$P_{red} = P_{total} - P_{cap} \quad (3.31)$$

$$P_{red} = 5.79 - 1.66$$

$$P_{red} = 4.12W$$

Será necesario una reducción en el rizado de potencia de 5.64W a 4.12W para que los capacitores mantengan un vida útil de aproximadamente 100000 horas. Para hacer esta reducción es necesario el uso de una bobina que reducirá el espectro en baja frecuencia, que es favorable para minimizar el ESR del capacitor.

3.3.4 DC-Link Choke:

El cálculo para la bobina puede ser realizado utilizando los 6.12V de rizado máximo en el banco de capacitores, una reducción de potencia puede ser derivada con un voltaje en la bobina de (IEEE, s.f.):

$$V_{choke} = (V_{max} - V_{min}) \times \frac{P_{red}}{P_{120hz}} \quad (3.32)$$

$$V_{choke} = 6.12 \times \frac{4.12}{5.644}$$

$$V_{choke} = 4.46V_{pk-pk}$$

El rizado de corriente remanente en el banco de capacitores puede ser calculado como:

$$I_{ripple} = \sqrt{\frac{P_{120hz} - P_{red}}{ESR(120Hz)}} \quad (3.33)$$

$$I_{ripple} = \sqrt{\frac{5.644 - 4.12}{0.155}}$$

$$I_{ripple} = 3.135A$$

La bobina puede ser calculada por:

$$X_L = 2\pi fL = \frac{V_{choke\ rms}}{I_{ripple}} \quad (3.34)$$

$$L = \frac{V_{choke\ rms}}{2\pi f I_{ripple}}$$

$$L = \frac{2.11}{\frac{3.135}{753.98}}$$

$$L = 894.5\mu H$$

Utilizaremos un inductor de 1mH, disponible en el mercado.

3.4 DISEÑO DEL CIRCUITO:

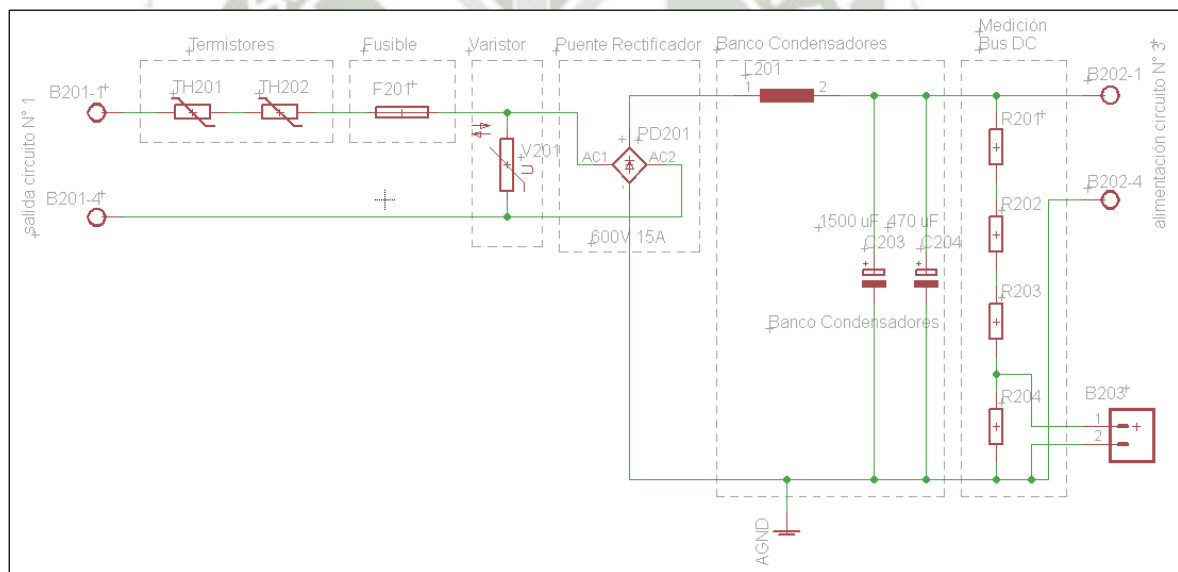


Figura 3.24 Circuito Rectificador.

3.5 DISPOSITIVOS SELECCIONADOS:

3.5.1 Puente Rectificador:

GLASS PASSIVATED SINGLE-
PHASE BRIDGE RECTIFIER

- Marca: VISHAY
- Case: GBPC-W
- Voltaje RMS máximo: 420 Vac
- Voltaje DC máximo: 600 Vdc
- Corriente maxima de salida:



15A

- Corriente pico: 300A

Figura 3.25 Puente Rectificador.

3.5.2 Termistores:

CIRCUIT PROTECTION

THERMISTORS

- Marca: EPCOS
- Tipo: B57464
- Resistencia @ 25°C: 10 ohm
- Tolerancia: 20%
- Máxima corriente estable
0...65°C: 8A
- Energía máxima recomendada:
100J
- Resistencia @ 100% de corriente
máxima: 0.1 ohm



Figura 3.26 Termistor.

3.5.3 Condensadores:

SNAP MOUNT CAP

- Marca: KMR
- Tipo: Electrolítico Voltaje: 400V y 450V
- Tolerancia: 20%
- Capacitancia: 1500uF y 470 uF



Figura 3.27 Capacitor Electrolítico.

3.6 SIMULACIÓN:

3.6.1 Circuito (PSPICE Capture):

a) Circuito de Funcionamiento de Termistor:

En este caso se está variando la temperatura de funcionamiento del termistor desde los 25°C hasta los 75°C con el cual la corriente del circuito va aumentando. Esto quiere decir que a más temperatura tenga el termistor, circulará más corriente por nuestro circuito, demostrando que la carga inicial de los capacitores se dará de manera suave.

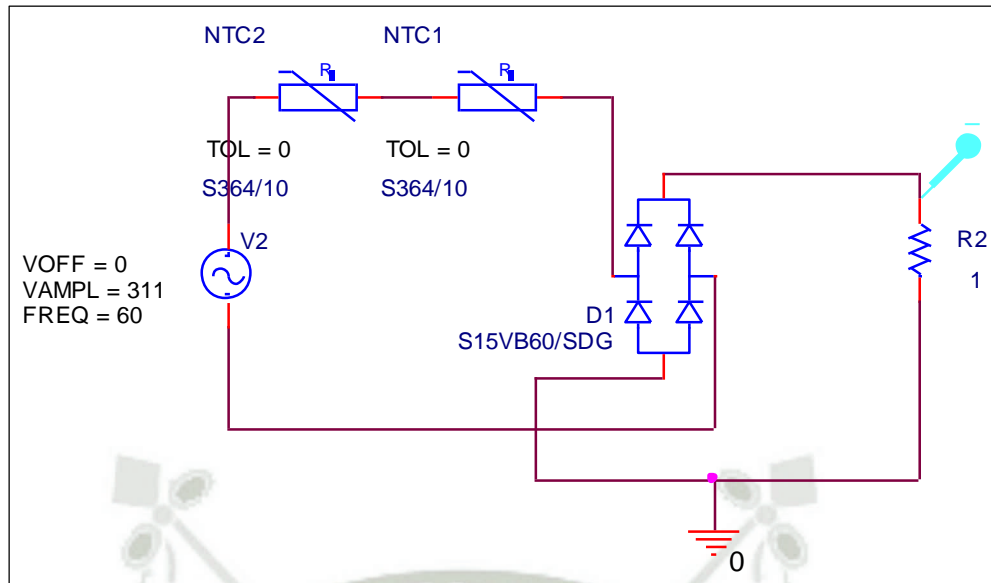


Figura 3.28 Funcionamiento Puente Rectificador.

b) Circuito de Funcionamiento de Capacitores:

En este circuito, veremos el efecto que tiene el termistor (current inrush) en la carga de los capacitores, compararemos el consumo de corriente con y sin termistores.

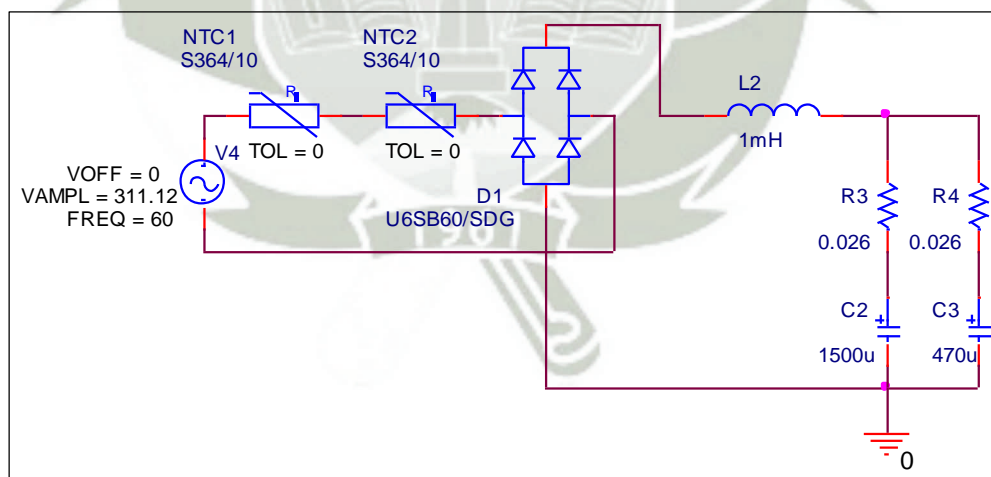


Figura 3.29 Funcionamiento banco condensadores.

c) Circuito rizado en capacitores:

En este caso se está utilizando una carga resistiva para observar la señal de salida correspondiente. La tensión de salida será estable y con poco rizado.

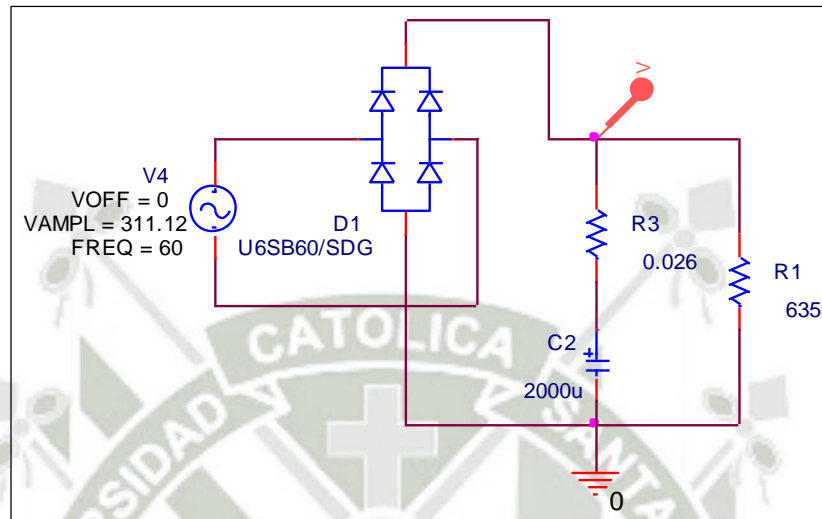


Figura 3.30 Funcionamiento banco condensadores.

3.6.2 Simulación (PSpice A/D):

a) Simulación Funcionamiento Termistor:

En esta figura, observamos que a los 25°C la corriente aproximadamente es de 16A y mientras va aumentando la temperatura hasta los 75°C la corriente llega a los 72A. Esto quiere decir que mientras esté frío el termistor, la corriente que circulará por el circuito será mucho menor.

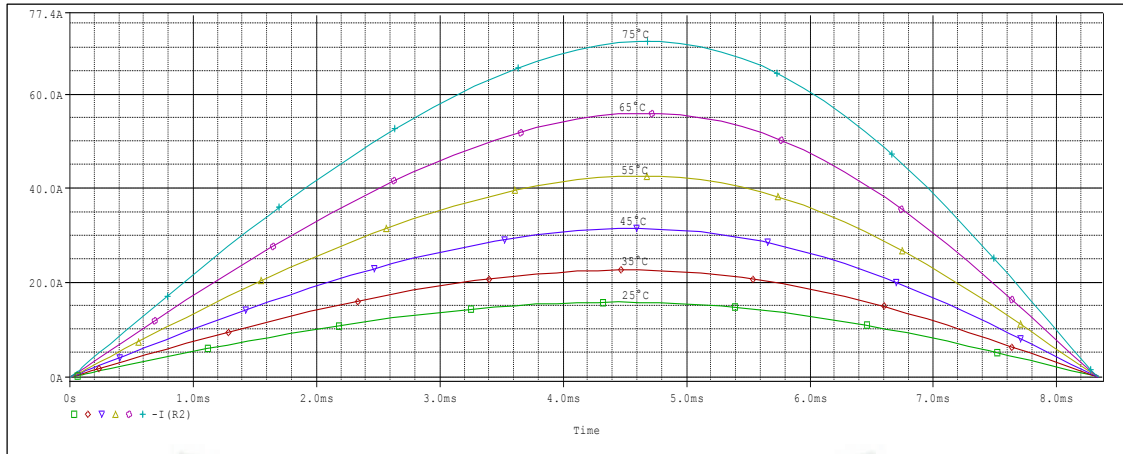


Figura 3.31 Funcionamiento Termistor.

b) Simulación Funcionamiento de Capacitores:

En estas dos figuras veremos que la corriente en la Figura 3.32 superior llega en un capacitor hasta los 173A y en el otro a 54A (sin termistores), esto ocasiona que la carga sea muy brusca aunque sea por pocos milisegundos, en cambio en la Figura 3.32 inferior la corriente en el primer capacitor llega a los 12A mientras que en el otro a los 4A, llegando a estabilizarse en un tiempo mucho más largo.

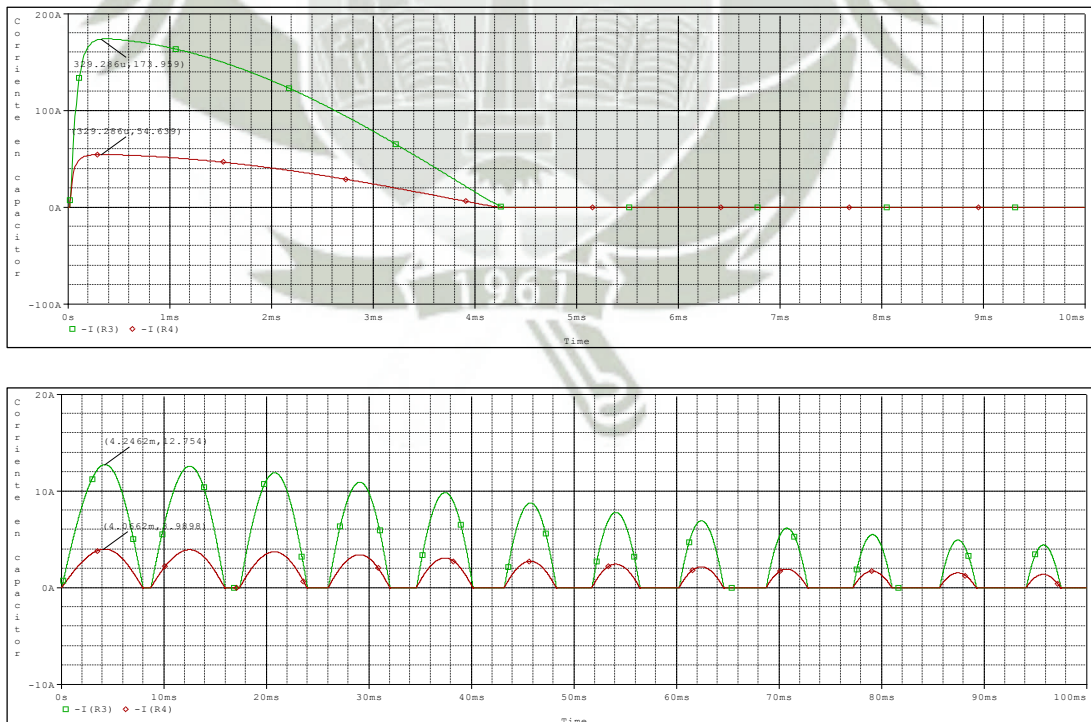


Figura 3.32 Corriente a través de capacitores.

c) Simulación rizado en Capacitores:

En la Figura 3.33 veremos que la amplitud total de rizado y el voltaje en el cual se estabiliza nuestro banco de capacitores, se observa que el voltaje de rizado es muy similar al calculado (1.94V de rizado).

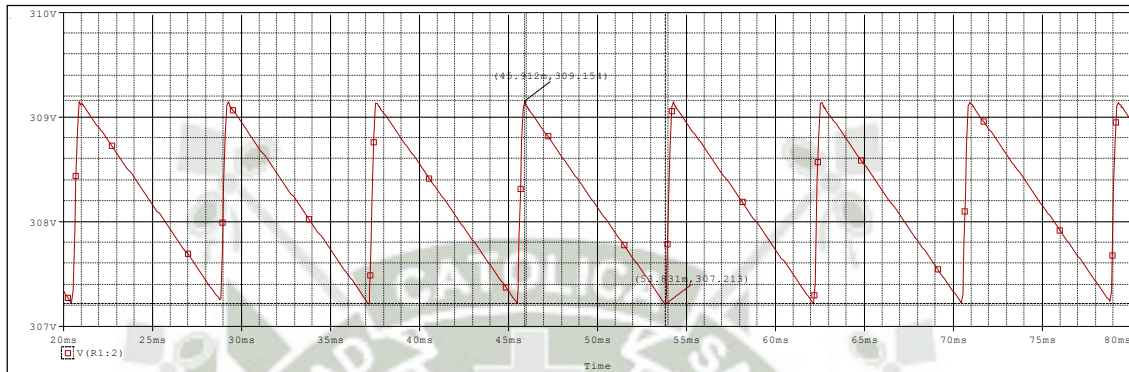


Figura 3.33 Amplitud de rizado en bus DC.

IV. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE POTENCIA INVERSOR.

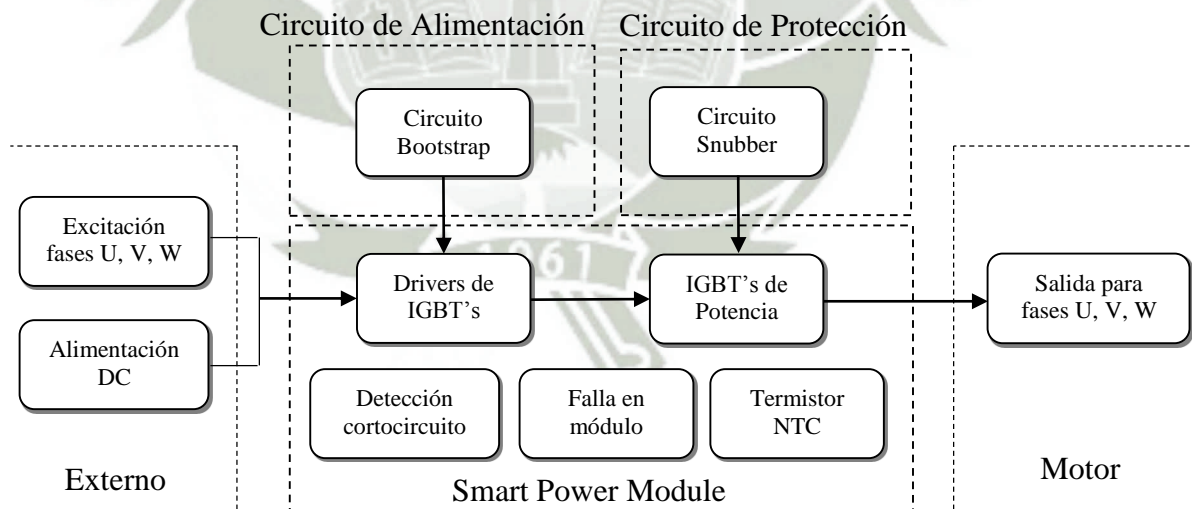


Figura 3.34 Diagrama de bloques de circuito de Potencia Inversor.

4.1 FUNCIONAMIENTO:

4.1.1 SMART POWER MODULE (SPM):

Este es un módulo integrado que Fairchild ha desarrollado como una nueva serie de dispositivos compactos de potencia de alta funcionabilidad y gran eficiencia llamados “MOTION – SPM”. Este dispositivo, basado en inversores, son ahora considerados una eficiente alternativa para accionamientos de motores utilizados en máquinas de lavadora, aires acondicionados y bombas de agua. Este MOTION – SPM combina los óptimos circuitos de protección y el manejo de las características de los IGBT’s. La fiabilidad del sistema proporciona protección contra bajos voltajes y cortos circuitos. Una importante consideración justificando el uso de los inversores en éstas aplicaciones es para optimizar el desempeño en proporción al control total del sistema. En otras palabras, los sistemas tienen que ser menos ruidosos, más eficientes, más pequeños y ligeros, más avanzados en su funcionamiento y más exactos en el control con un bajo costo.

En conclusión, este es un circuito inversor trifásico y su objetivo es controlar los voltajes trifásicos de salida en magnitud y frecuencia dependiendo de un voltaje constante de entrada. Consta de seis IGBT, dos por cada para cada fase, el voltaje de salida es independiente de la corriente de carga ya que uno de los dos interruptores de una fase se encuentra alternamente encendido.

Algunas de las ventajas que tiene el SPM son (Fairchild, 2009):

- Circuito integrado de muy bajo consumo.
- Diseñado para inversores de baja potencia, la familia FNA4XX60X se especializa en bajas frecuencias $<5\text{Khz}$ y la familia FNB4XX60X especializada en frecuencias altas $>5\text{Khz}$.
- Tiene un termistor NTC integrado para medir la temperatura directa en el chip.

Algunas de las funciones y características del SPM son:

- Tamaño de 39mm x 23mm para inversores trifásicos.
- Termistor NTC integrado para medición de temperatura.
- Fácil integración a diseño de placa por sus diodos bootstrap integrados y pin VS independiente.
- 600V/5A a 20A en un circuito integrado con mismas características mecánicas.
- Contiene un Inversor trifásico incluyendo drivers para su control y protección.
- Voltaje de aislamiento de 2000Vrms.

4.1.2 Circuitos de protección - Snubber:

Es un conjunto de componentes (pasivos y/o activos) que protegen los dispositivos de conmutación contra las transiciones de encendido y apagado. Absorben la energía procedente de elementos reactivos del circuito durante la conmutación controlando la tensión y corriente en el interruptor (Krause, 2002).

La función de un circuito de snubber, también llamados circuitos de ayuda a la conmutación, es reducir el estrés eléctrico en los dispositivos durante la conmutación en un convertidor a niveles que están dentro de los límites especificados del dispositivo, es decir:

- Limita el voltaje aplicado al dispositivo durante los transitorios de apagado.
- Limita las corrientes del dispositivo durante los transitorios de encendido.
- Limita la pendiente di/dt en el dispositivo al encendido.
- Limita la pendiente dv/dt en el dispositivo al apagado.

La necesidad de los circuitos de snubber se presenta cuando las inductancias parásitas debido al propio alambrado del circuito están presentes en diferentes partes de

éste en un convertidor. Para entender esta necesidad se muestra un convertidor sin éstos circuitos en la Figura 3.35 (a).

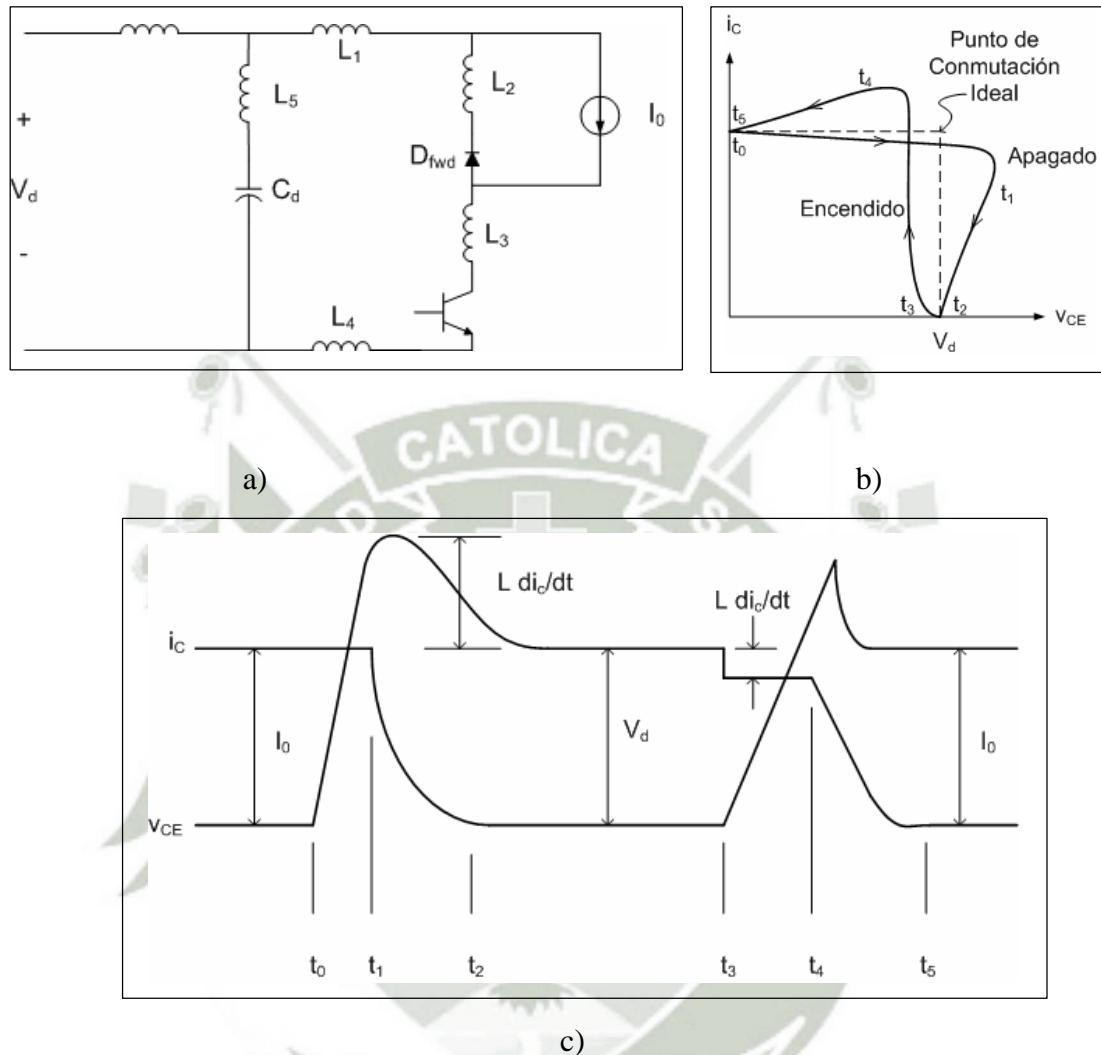


Figura 3.35 Circuito de un convertidor mostrando: a) las inductancias parásitas, b) Trayectoria de conmutación y c) Formas de onda de corriente y voltaje durante el encendido y el apagado del transistor.

Inicialmente, el transistor está conduciendo e $i_c = I_0$. Durante el apagado, en $t = t_0$, el voltaje del transistor empieza a subir, Figura 3.35 (c) pero la corriente en varias partes del circuito permanece constante hasta t_1 , cuando el diodo de libre camino D_{fwd} empieza a conducir entonces la corriente del transistor empieza a decrecer hasta t_2 . La razón a la cual decrece se determina por las propiedades del transistor y su accionamiento (Krause, 2002).

El voltaje del transistor se puede expresar como sigue:

$$V_{CE} = V_d - L \frac{di_c}{dt} \quad (3.35)$$

$$\text{Donde: } L = L_1 + L_2 + \dots$$

La presencia de inductancias parásitas da como resultado sobrevoltajes debido a que di_c/dt es negativo. En t_2 , el voltaje baja a V_d y permanece constante. Durante la transición de encendido, la corriente del transistor empieza a subir en t_3 . La ecuación 3.35 todavía es válida pero debido al di_c/dt positivo el voltaje del transistor V_{ce} es ligeramente menor que V_d . Debido a la corriente de recuperación inversa del diodo de libre camino, i_c excede i_0 . La recuperación del diodo de libre camino en t_4 y el voltaje en el transistor decrece a cero en t_5 , a una razón también determinada por las propiedades del dispositivo.

Estas formas de onda de conmutación se pueden ver comparadas con el punto de conmutación ideal como se muestra en la Figura 3.35 (b), La línea punteada representa el punto de conmutación ideal para el encendido y el apagado asumiendo que no hay inductancias parásitas y que no hay corriente de recuperación inversa en el diodo de libre camino. También, se puede ver que el transistor experimenta alto estrés en el encendido y en el apagado cuando el voltaje y la corriente están simultáneamente arriba causando una alta disipación de potencia instantánea. Las inductancias parásitas dan como resultado un sobrevoltaje por arriba de V_d , y la corriente de recuperación inversa del diodo de libre camino causa sobrecorrientes por arriba de i_0 (Krause, 2002).

a) Clasificación de los circuitos de snubber

Los circuitos snubber se pueden clasificar de distintas formas, snubbers R-C en serie no polarizados, snubbers R-C polarizados y snubbers L-R polarizados. Otra clasificación hace referencia a si la energía almacenada en los snubbers se disipa en una

resistencia, snubbers disipativos, o si dicha energía se transfiere a la fuente primaria o a la carga, snubbers no disipativos.

En aplicaciones con transistores también hay diferentes clasificaciones: Se pueden dividir en dos tipos, snubbers individuales donde el circuito va conectado en cada IGBT y snubbers de una rama donde el circuito va conectado en el Bus DC, Figura 3.36. Estos a su vez se dividen en (Fuji Electric, 2004):

- **Snubbers individuales**
 - Circuito de snubber RC .
 - Circuito de snubber RCD de carga y descarga.
 - Circuito de snubber RCD supresor en la descarga.
- **Snubbers de una rama**
 - Circuitos de snubber C .
 - Circuitos de snubber RCD .

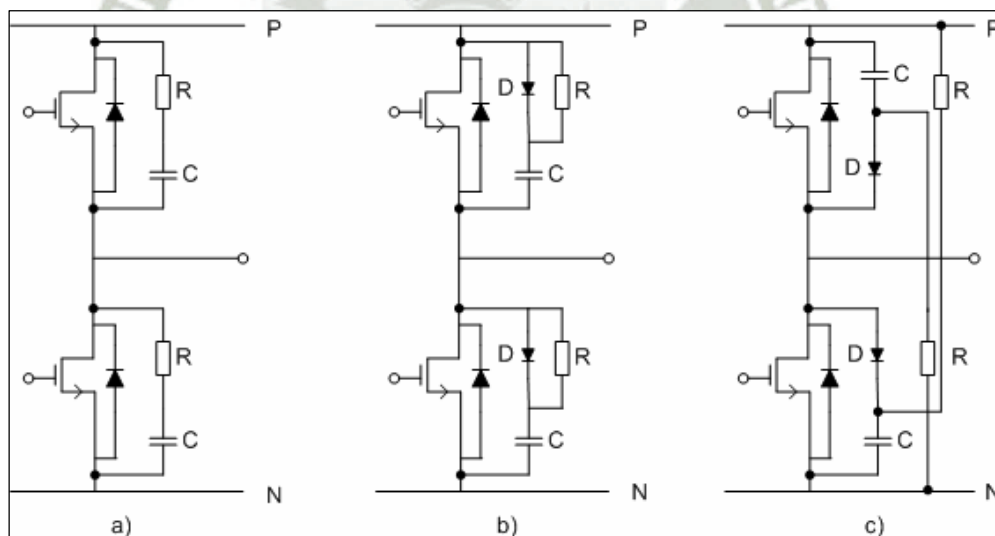


Figura 3.36 Circuitos de snubbers individuales: a) Circuito de snubber RC , b) Circuito de snubber RCD de carga y descarga y c) Circuito de snubber RCD supresor en la descarga.

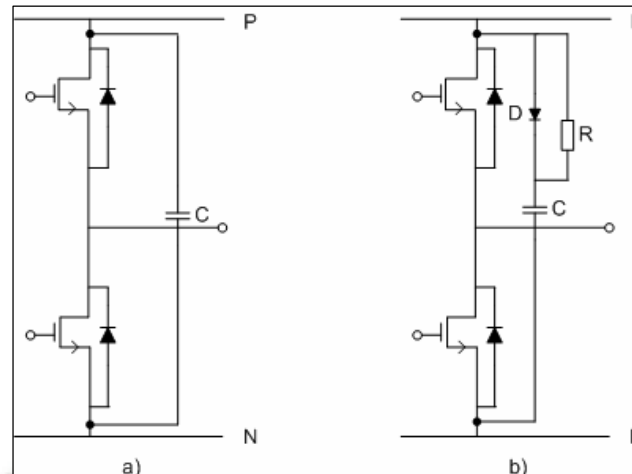


Figura 3.37 Circuitos de snubbers de una pieza: a) Circuitos de snubber C, b) Circuitos de snubber RCD.

Otra de las clasificaciones en aplicaciones con transistores son, snubbers para el apagado, turn-off y snubbers para el encendido, turn-on. Estas dos últimas clasificaciones son empleadas en convertidores. Como se puede ver estos circuitos se clasifican de diferentes formas pero finalmente todas las clasificaciones se resumen en las Figuras 3.36 y 3.37, solo que los diferentes autores las clasifican según la aplicación y/o el tipo.

4.1.3 Circuitos de Alimentación – Bootstrap:

Este circuito es una red diodo, resistencia, capacitor que sirve de fuente a los IGBT's de la parte superior del inversor, llamado circuito autodependiente. En la Figura 3.38 se puede ver como la tensión de puerta del transistor S2, VG2, se aplica entre la puerta y la masa de nuestro sistema, por tanto si aplicamos en ese punto 15 voltios, VG2 es igual a 15V. En cambio, VG1 tiene como referencia el punto intermedio de ambos transistores de la rama, y esto es un problema, pero no demasiado grande. Si aplicamos 15 voltios de nuestra fuente con referencia a masa en la puerta de S1, la tensión que realmente tenemos como VG1 es la de la puerta (15V), menos la que tenemos en el punto central que puede llegar a ser muy alta (300 Vdc). Por ejemplo, con una tensión Vdc de 24 voltios, imaginemos que tenemos activado S2, por tanto la tensión en el punto del medio es 0, y ahora queremos activar S1. Obviamente para activar S1 debemos desactivar antes S2 si no queremos producir un cortocircuito, por tanto la secuencia es, desactivar

S2 y luego activar S1. En el instante en que desactivamos S2, la tensión del punto del medio se queda sin conectar a nada, es decir, flotante. En el mejor de los casos que consigamos activar S1, la tensión en el punto del medio será de V_{dc} , es decir 24, y en ese momento a la puerta le estamos aplicando $15V - 24V = -9V$, por tanto el transistor no se va a activar, y encima corremos el riesgo de dañarlo (Trujillo, 2014).

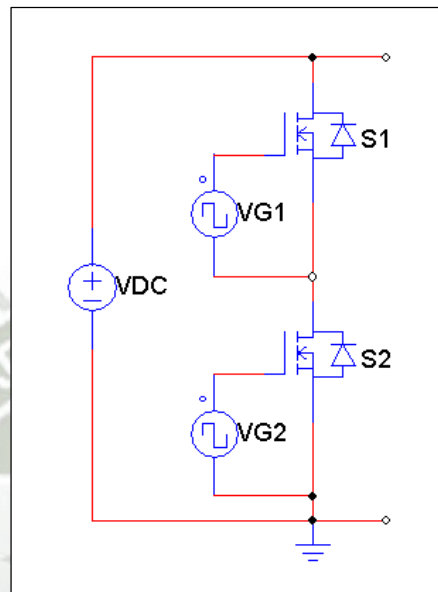


Figura 3.38 Lazo de driver con IGBT.

Hay muchos métodos para conseguir esta tensión pero el método más común es mediante la técnica bootstrap que se muestra en la Figura 3.39. La alimentación bootstrap está formada por un diodo (D_{bs}) una resistencia (R_{bs} se encuentra incluida en D_{bs} en el integrado de potencia SPM) y un condensador bootstrap (C_{bs}). Este método tiene como ventajas que es muy simple y barato; pero tiene inconvenientes impuestos por el proceso de carga del condensador. Estos son que el tiempo que está conduciendo el transistor superior es limitado porque depende del tiempo que tarda en descargarse C_{bs} , y que la frecuencia máxima de trabajo se limita al tiempo que dura la carga de dicho capacitor.

a) Operación del circuito bootstrap:

Cuando V_s cae a un voltaje menor a V_{DD} o es llevado a tierra (transistor S_2 en ‘ON’ y transistor S_1 en ‘OFF’) el capacitor bootstrap se carga a través de la resistencia y el diodo bootstrap a un valor aproximadamente de $+V_{DD}$. (Figura 3.39) (International Rectifier, s.f.).

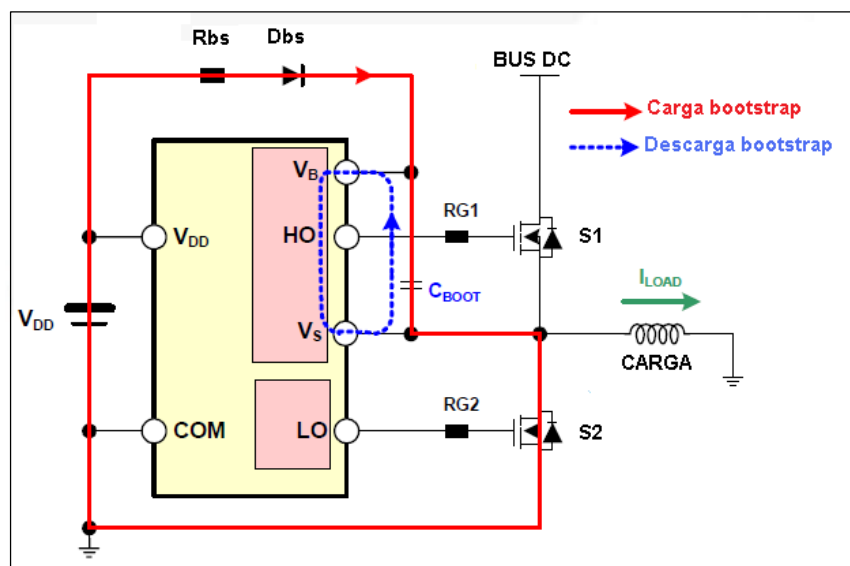


Figura 3.39 Operación circuito Bootstrap.

Cuando S_2 pasa a ‘OFF’ y se desea que S_1 pase a estado ‘ON’, el diodo D_{bs} queda polarizado en inverso. Con la tensión almacenada en C_{bs} durante el estado anterior, se polariza al driver superior del circuito de control con el que se excita a S_1 , de tal forma que pasa al estado ‘ON’.

La carga del capacitor es muy rápida (Figura 3.40) con lo cual el tiempo debe ser adecuado para cargar totalmente al capacitor, este tiempo obedece a la siguiente ecuación:

$$t_{charge} = C_{BS} \times R_{BS} \times \frac{1}{\delta} \times \ln \frac{V_{cc}}{V_{cc} - V_{BS_{min}} - V_F - V_{LS}} \quad (3.36)$$

Donde: V_F = Voltaje directo de caída en el diodo bootstrap, $V_{BS_{min}}$ valor mínimo de capacitor bootstrap, V_{LS} caída de voltaje en IGBT inferior o en la carga y δ ratio PWM.

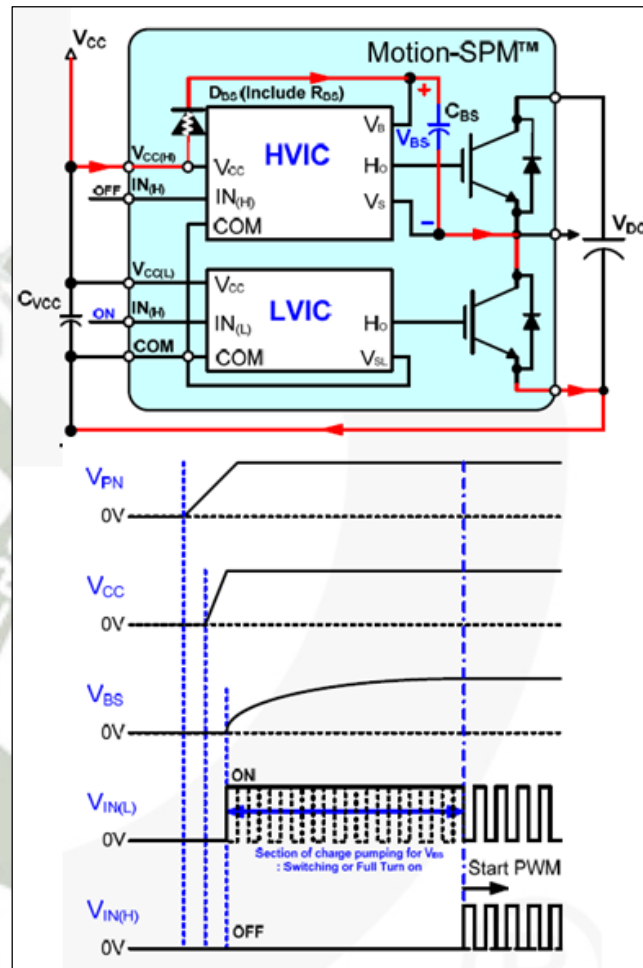


Figura 3.40 Sentido de corriente circuito bootstrap.

4.2 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS:

- 4.2.1 Voltaje de entrada: 311 Vdc
- 4.2.2 Voltaje de salida: 220 Vac trifásico
- 4.2.3 Corriente máxima: 15 A
- 4.2.4 Frecuencia de salida: Variable de 5-60 Hz (en este caso).
- 4.2.5 Frecuencia de conmutación: 20Khz

4.3 SELECCIÓN Y CÁLCULOS:

4.3.1 SMART POWER MODULE:

El inversor que se requiere en esta aplicación de acuerdo al tipo de carga que se quiere accionar es un inversor trifásico fuente de voltaje. Este inversor se selecciona a base de IGBTs debido a que estos dispositivos son menos sensibles a las temperaturas y están diseñados para este tipo de aplicaciones. El módulo que cubre las necesidades que se tienen en el accionamiento de motores trifásicos de inducción de este diseño y que se tiene disponible es el FNB41560B2-ND (Figura 3.41).

- Voltaje colector-emisor: 400Vac
- Corriente de IGBT por colector: 15A
- Temperatura: medición por termistor
- Protecciones: Salida por falla en driver y deshabilitación por cortocircuito.

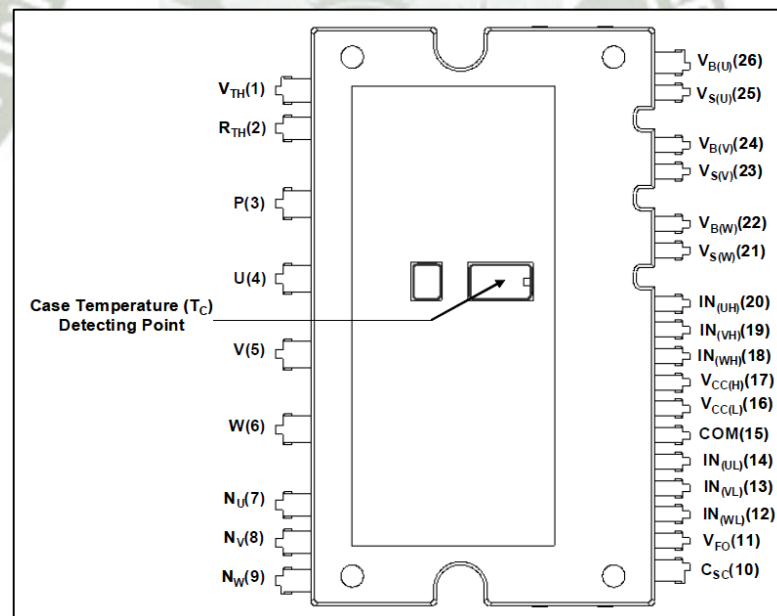


Figura 3.41 Distribución pines módulo SPM.

La disposición y descripción de los pines es de la siguiente forma:

NRO. PIN	NOMBRE	DESCRIPCION
1	V_{TH}	Thermistor Bias Voltage
2	R_{TH}	Series Resistor for the Use of Thermistor (Temperature Detection)
3	P	Positive DC-Link Input
4	U	Output for U-Phase
5	V	Output for V-Phase
6	W	Output for W-Phase
7	N_U	Negative DC-Link Input for U-Phase
8	N_V	Negative DC-Link Input for V-Phase
9	N_W	Negative DC-Link Input for W-Phase
10	C_{SC}	Capacitor (Low-Pass Filter) for Short-circuit Current Detection Input
11	V_{FO}	Fault Output
12	$IN_{(WL)}$	Signal Input for Low-Side W-Phase
13	$IN_{(VL)}$	Signal Input for Low-Side V-Phase
14	$IN_{(UL)}$	Signal Input for Low-Side U-Phase
15	COM	Common Supply Ground
16	$V_{CC(L)}$	Low-Side Common Bias Voltage for IC and IGBTs Driving
17	$V_{CC(H)}$	High-Side Common Bias Voltage for IC and IGBTs Driving
18	$IN_{(WH)}$	Signal Input for High-Side W-Phase
19	$IN_{(VH)}$	Signal Input for High-Side V-Phase
20	$IN_{(UH)}$	Signal Input for High-Side U-Phase
21	$V_{S(W)}$	High-Side Bias Voltage Ground for W-Phase IGBT Driving
22	$V_{B(W)}$	High-Side Bias Voltage for W-Phase IGBT Driving
23	$V_{S(V)}$	High-Side Bias Voltage Ground for V-Phase IGBT Driving
24	$V_{B(V)}$	High-Side Bias Voltage for V-Phase IGBT Driving
25	$V_{S(U)}$	High-Side Bias Voltage Ground for U-Phase IGBT Driving
26	$V_{B(U)}$	High-Side Bias Voltage for U-Phase IGBT Driving

Figura 3.42 Descripción de pines módulo SPM.

El módulo tiene seis IGBT's, con sus respectivos diodos en antiparalelo o de libre camino (freewheeling), estos IGBT's soportan 450V – 7.5A (corriente máxima medida a 100°C). Gracias a los nuevos diseños y a la tecnología estos dispositivos no necesitan voltaje negativo de compuerta para su apagado completo, en la estructura de este dispositivo también se incluye un sensor térmico con un coeficiente térmico negativo, V_{th} y R_{th} en la Figura 3.43:

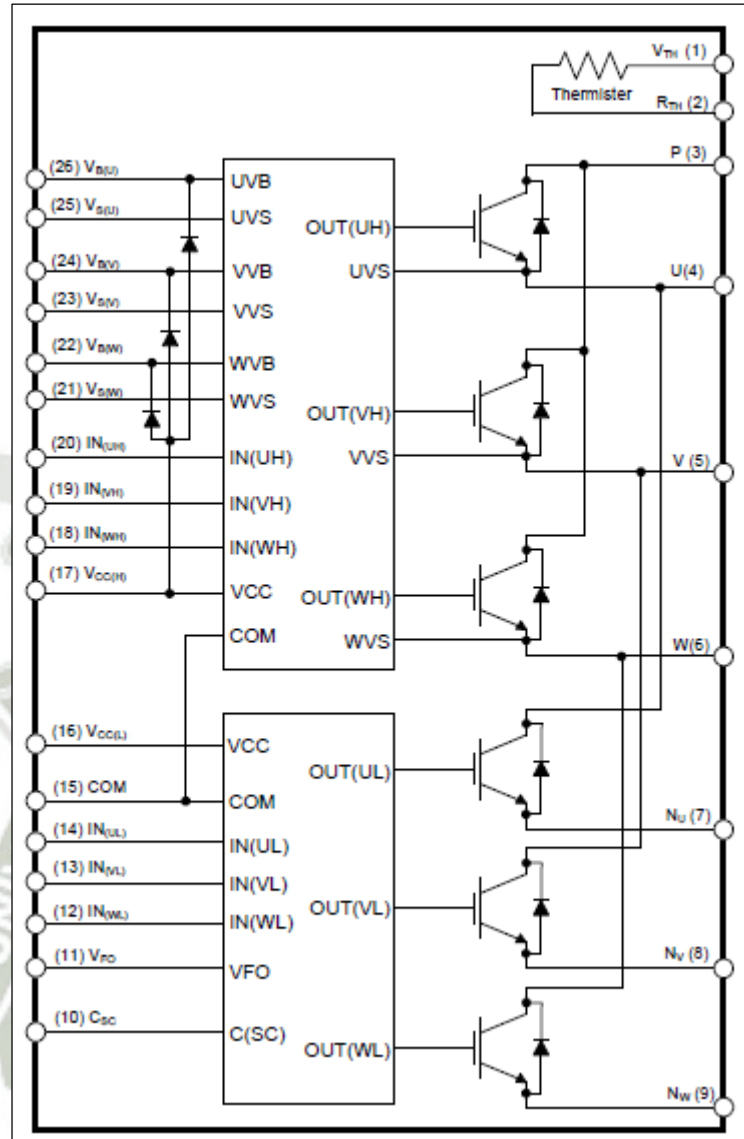


Figura 3.43 Esquema general módulo SPM.

4.3.2 Circuito Snubber:

Como se ha visto, existen diferentes clases de circuitos snubber, en este caso utilizaremos un circuito snubber C (capacitor de desacople) y circuito snubber RCD (de una pieza).

- Circuito Snubber C:

Este circuito es el más simple como se muestra en la Figura 3.44, tiene la ventaja de eliminar las sobre corrientes a un costo mínimo. Es efectivo para aplicaciones de baja potencia, si la potencia es muy grande comenzará a oscilar ya que la inductancia del bus DC con el este capacitor de desacople formará un circuito resonante (Fuji Electric, 2004), (The Schutze.).

- Circuito Snubber RCD:

Este circuito opera de la misma manera que el circuito snubber tipo C, y opera durante el apagado de los IGBT. Este circuito resuelve el problema de oscilación del snubber tipo C usando un diodo de recuperación rápida. La energía que se almacena en las inductancias del bus DC hace cargar el capacitor del snubber cada vez que los IGBT se apaguen, la carga del capacitor se descarga a través de la resistencia snubber (la constante de tiempo RC debe ser $1/3$ del ciclo de switcheo, $\tau = 1/3f$). Este circuito, Figura 3.44, reduce los transitorios provocados en el apagado de los IGBT, con los cual las formas de onda de los switcheos son más suaves y las pérdidas son pequeñas. Los efectos de los transitorios en el encendido son manejables ya que el diodo ayuda a que no se produzcan oscilaciones (Zhang, Sobhani, & Chokhawala).

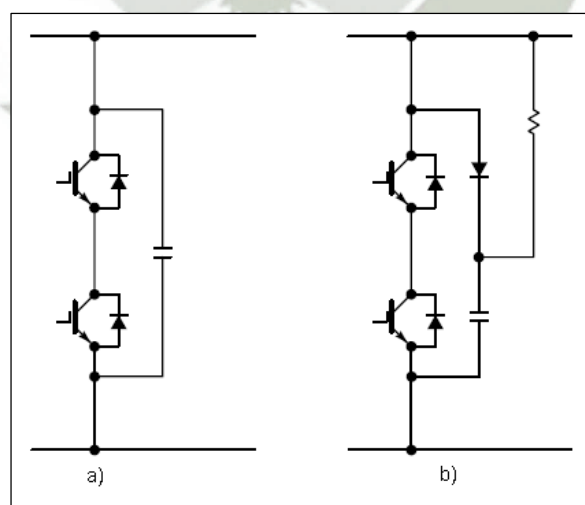


Figura 3.44 Figura a) Snubber C b) Snubber RCD.

a) **Cálculo del capacitor snubber RCD:**

$$C_{sn} = \frac{L_s * I_o^2}{(V_{pk} - V_{cc})^2} \quad (3.37)$$

Donde:

L_s = Inductancias parásitas del circuito principal

I_o = Corriente máxima de colector IGBT

V_{cc} = Voltaje en bus DC

V_{pk} = Voltaje pico máximo de capacitor snubber

Utilizaremos la fórmula para calcular la inductancia en un tramo de alambre recto (Purdie, s.f.):

$$L_s = (0.002 * L_c) \left[(2.3) \log \left\{ \left(\frac{4 * L_c}{D} \right) - 0.75 \right\} \right] \quad (3.38)$$

Donde:

L_s = Inductancia en μH .

L_c = Longitud del cable en cm.

D = Diámetro del cable en cm.

Para este diseño se tiene un cable con una longitud de 15 cm, este cable es de calibre 14 AWG con un diámetro de 0.1621 mm, con una capacidad máxima de corriente de 16A.

Entonces podemos realizar el cálculo de la inductancia en un tramo de alambre recto:

$$L_s = (0.002 * 15) \left[(2.3) \log \left\{ \left(\frac{4 * 15}{0.1621} \right) - 0.75 \right\} \right]$$

$$L_s = 0.1771 \mu H$$

En este diseño se tienen como datos:

$$L_s = 0.1771 \mu\text{H}.$$

$$I_o = 10 \text{ A}.$$

$$V_{cc} = 311 \text{ Vdc}$$

$V_{pk} = 350 \text{ Vdc}$, se toma en este diseño como valor máximo.

Entonces:

$$C_{sn} = \frac{0.1771 * 10^{-6} * 15^2}{(350 - 311)^2}$$

$$C_{sn} = 0.016 \mu\text{F} \approx 0.033 \mu\text{F}$$

b) Cálculo de la resistencia snubber RCD:

La resistencia del circuito snubber está dado por (Zhang, Sobhani, & Chokhawala):

$$R_{sn} = \frac{1}{(6 * C_{sn} * f_{sn})} \quad (3.39)$$

Donde:

C_{sn} = Capacitor snubber.

f_{sn} = Frecuencia de conmutación.

En este diseño se tienen los siguientes datos:

$$C_{sn} = 0.016 \mu\text{F}$$

$$f_{sn} = 20 \text{ Khz}$$

De este modo la resistencia snubber viene dada por:

$$R_{sn} \leq \frac{1}{(6 * 0.016 * 10^{-6} * 20 * 10^3)}$$

$$R_{sn} \leq 521 \Omega \approx 500 \Omega$$

De este modo cumplimos también con $\tau = 1/3f$, para que la descarga del capacitor snubber sea lo máximo posible.

c) Cálculo de pérdidas en resistencia snubber:

Las pérdidas en la resistencia snubber están dadas por la fórmula siguiente (Zhang, Sobhani, & Chokhawala):

$$P_R = \frac{C_{sn} * (V_{pk}^2 - V_{cc}^2) * f_{sn}}{2} \quad (3.40)$$

Entonces según el diseño, las pérdidas en la resistencia es equivalente a:

$$P_R = \frac{0.01 * 10^{-6} * (350^2 - 311^2) * 20 * 10^3}{2}$$

$$P_R = 2.5 W \approx 5 W$$

d) Selección de diodo snubber RCD:

Para la selección del diodo snubber debemos tener en cuenta (Zhang, Sobhani, & Chokhawala):

- Sea de bajo transitorio de voltaje directo ya que un transitorio que se presente en el diodo de forma directa puede apagar al IGBT.
- Sea de recuperación inversa rápida, ya que si el tiempo de recuperación es muy grande aumentarán las pérdidas (disipación de potencia).

Por estas condiciones se seleccionó el diodo rectificador de recuperación rápida **NTE575**.

e) **Selección capacitor de desacople:**

Este capacitor de desacople forma parte del circuito snubber, y es importante tener en cuenta que este capacitor se emplea para:

- Elimina transitorios de voltaje.
- Disminuye el rizado.

Se puede calcular de la misma manera que se calculó el capacitor snubber, pero se recomienda un capacitor de valor de 0.1 - 0.47 μF , esto según (Microchip Technology Inc., 2014). Por tal motivo seleccionamos un capacitor de 0.33 μF .

Module Type	Suggested Design Values				
	Main Bus	Snubber Type (Figure)	Snubber Loop Inductance	Snubber Capacitor Value	Snubber Diode
10A-50A 6-Pack and 7-Pack Types	200nH	3.7B	20nH	0.1-0.47 μF	n/a

Figura 3.45 Valor recomendado capacitor snubber.

4.3.3 **Circuito Bootstrap:**

Para una buena selección de los componentes del circuito bootstrap debemos tener en cuenta:

- Carga inicial del capacitor bootstrap.
- La carga dV_{bs}/dt sea lenta.

a) **Carga inicial del capacitor bootstrap:**

Debe existir un adecuado tiempo de duración cuando el IGBT (lado inferior) se encuentre en estado encendido. Esto se requiere para que el capacitor bootstrap sea cargado totalmente. El tiempo inicial de carga puede ser calculado de la siguiente manera (Fairchild, 2009):

$$t_{carga} = C_{bs} * R_{bs} * \frac{1}{\delta} * \ln \left(\frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{bs(min)} - V_F - V_{LS}} \right) \quad (3.41)$$

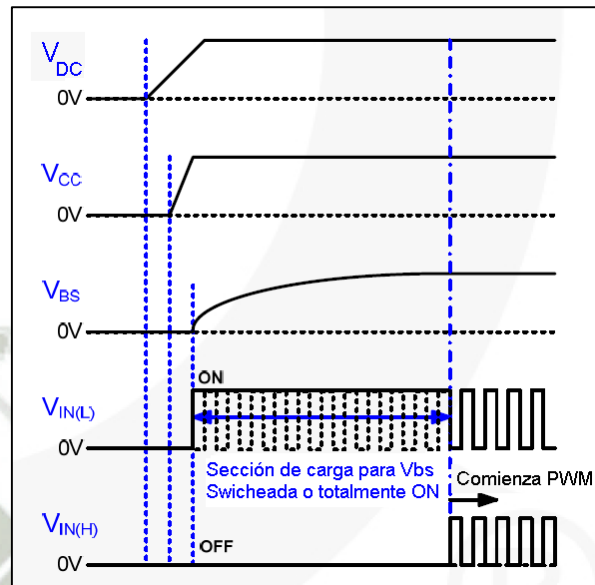


Figura 3.46 Carga capacitor bootstrap.

b) Selección del capacitor bootstrap:

El capacitor bootstrap puede ser calculado de la siguiente manera:

$$C_{bs} = \frac{I_{fuga} * \Delta t}{\Delta V_{bs}} \quad (3.42)$$

Δt = Máximo ancho de pulso (encendido) del lado superior IGBT.

ΔV_{bs} = Voltaje de descarga permisible de C_{bs} (voltaje de rizado).

I_{fuga} = Máxima corriente de descarga de C_{bs} .

Donde los valores recomendados:

$\Delta t = 0.045$ ms (fijado por programa, 90% de 20Khz)

$\Delta V_{bs} = 0.1$ V (valor recomendado).

$I_{fuga} = 2.0$ mA (valor recomendado para Motion-SPM).

Entonces:

$$C_{bs} = \frac{2.0 * 10^{-3} * 0.045 * 10^{-3}}{0.1}$$

$$C_{bs} = 0.9 \mu\text{F}$$

La capacitancia generalmente es seleccionada con un valor de 2 a 3 veces la calculada, utilizaremos un capacitor de 2.2uF. Podemos confirmar este valor aproximadamente usando la gráfica que se muestra en la Figura 3.47 (Fairchild, 2009):

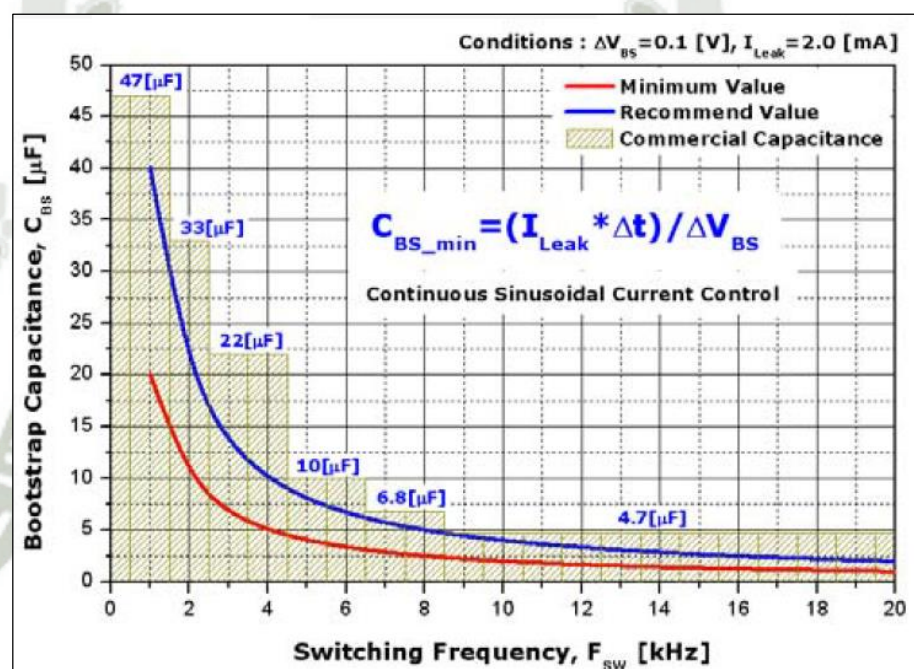


Figura 3.47 Valor recomendado capacitor bootstrap.

Como se puede observar, el valor recomendado a 20Khz se encuentra menor a 2.5uF, siendo correcta la elección previamente hecha.

c) **Diodo bootstrap interno de SPM:**

Cuando el IGBT del lado superior conduce, el diodo bootstrap soporta todo el voltaje del bus. Para la selección del diodo es importante tener en cuenta (Fairchild, 2009):

- Voltaje de aproximadamente 600V, para soportar el voltaje de bus DC.
- Diodo de rápida recuperación (<100ns), para minimizar la carga que regresa desde el capacitor hacia la fuente Vcc.
- La resistencia interna ralentiza el diferencial dV_{bs}/dt y limita la corriente inicial de carga al capacitor C_{bs} .

Normalmente el circuito bootstrap consta de un diodo, una resistencia y un capacitor como se mencionó anteriormente. El diodo interno del módulo SPM tiene una resistencia con características especiales y también tiene las características siguientes:

- Diodo de rápida recuperación: 600 V/0.5 A
- Tiempo recuperación: 80 ns
- Resistencia equivalente: 15 Ω

4.4 DISEÑO DEL CIRCUITO:

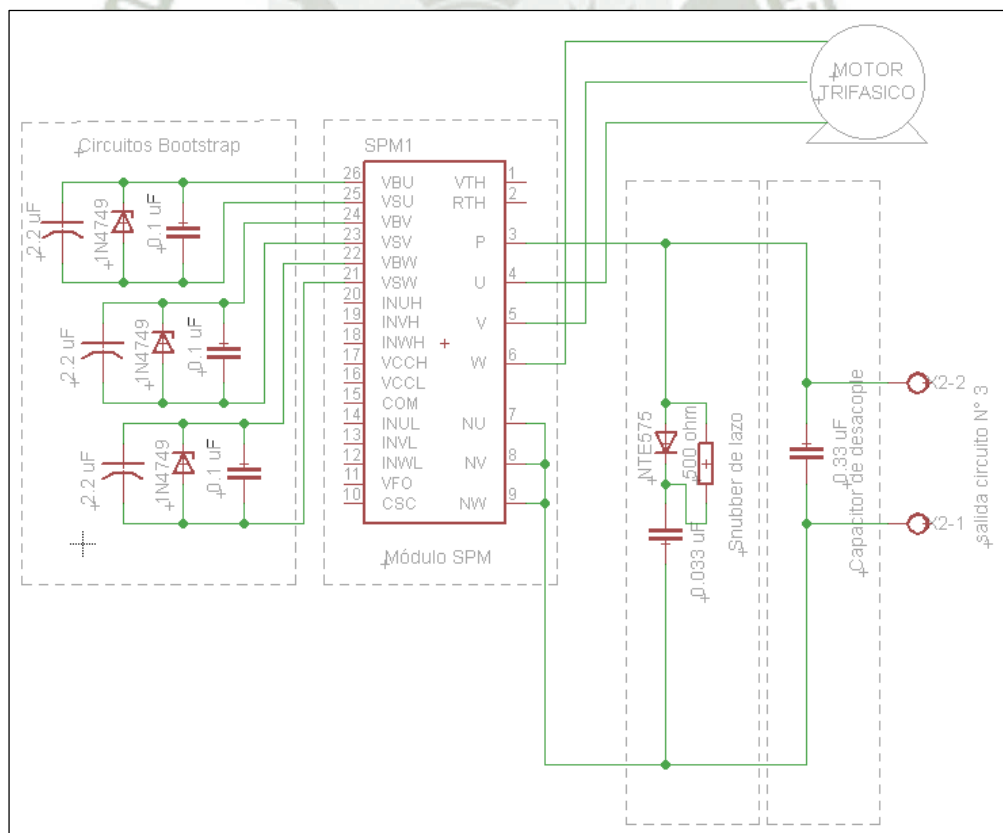


Figura 3.48 Circuito de Potencia.

4.5 DISPOSITIVOS SELECCIONADOS:

4.5.1 SMART POWER MODULE (SPM):

SMART POWER MODULE SPM

- Marca: Fairchild
- Modelo: FNB41560/B2
- Voltaje: 600V
- Amperaje: 15A
- Sistema: Trifásico

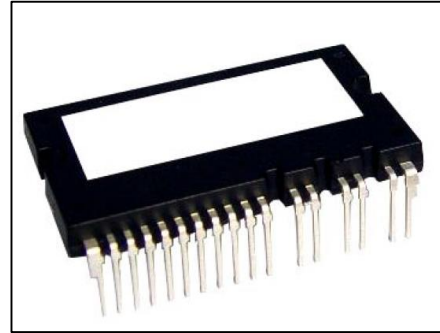


Figura 3.49 Módulo SPM.

4.5.2 CIRCUITO SNUBBER:

En el circuito snubber se utilizan componentes que son comunes, excepto el diodo de respuesta rápida.

GENERAL PURPOSE SILICON RECTIFIER FAST RECOVERY

- Marca: NTE ELECTRONICS
- Modelo: NTE575
- Voltaje RMS máximo: 700V
- Corriente máxima de salida: 1A
- Tiempo de recuperación máxima: 70ns

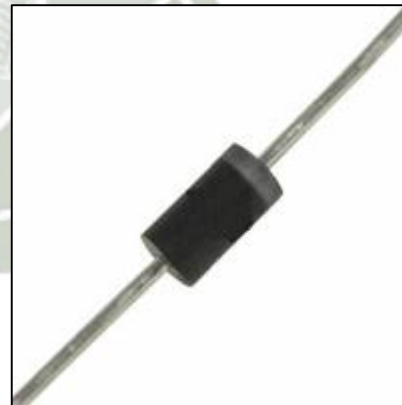


Figura 3.50 Diodo NTE575.

4.6 SIMULACIÓN:

4.6.1 Circuito (PSpice Capture):

a) Circuito de IGBT sin snubber RCD:

En el siguiente circuito, veremos los transitorios provocados en el apagado de los IGBT que ocasionan que el voltaje en el bus DC se vea afectado por oscilaciones en el voltaje.

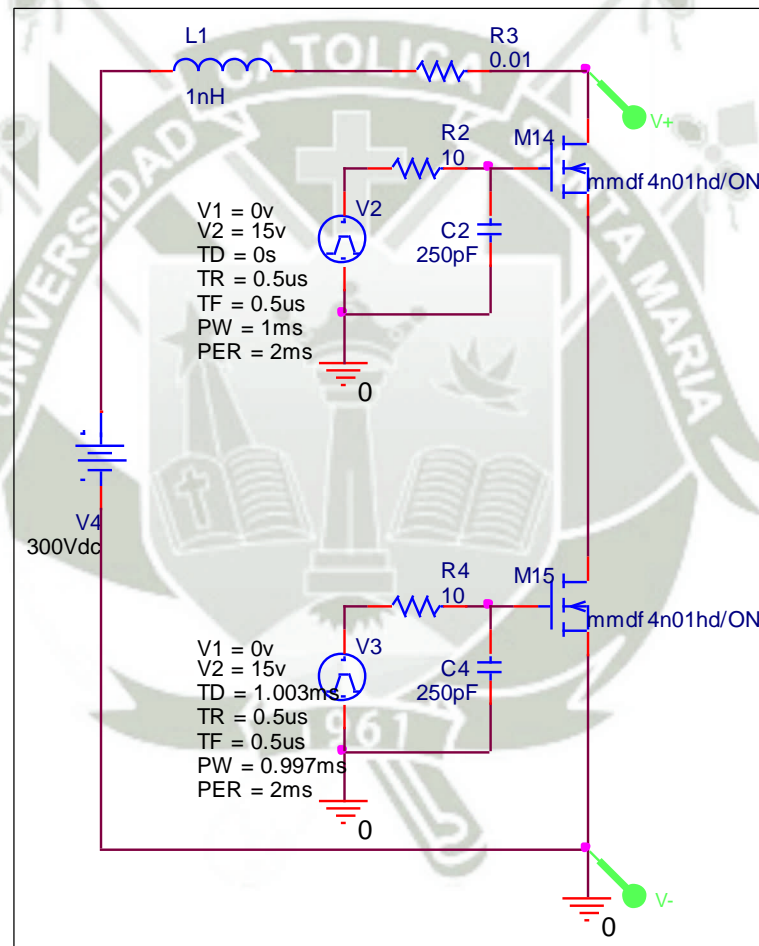


Figura 3.51 Circuito para simulación sin snubber.

b) Circuito de IGBT con snubber RCD:

Este circuito veremos los efectos del circuito snubber RCD y snubber C, donde las formas de onda de los switcheos son más suaves y las pérdidas son pequeñas.

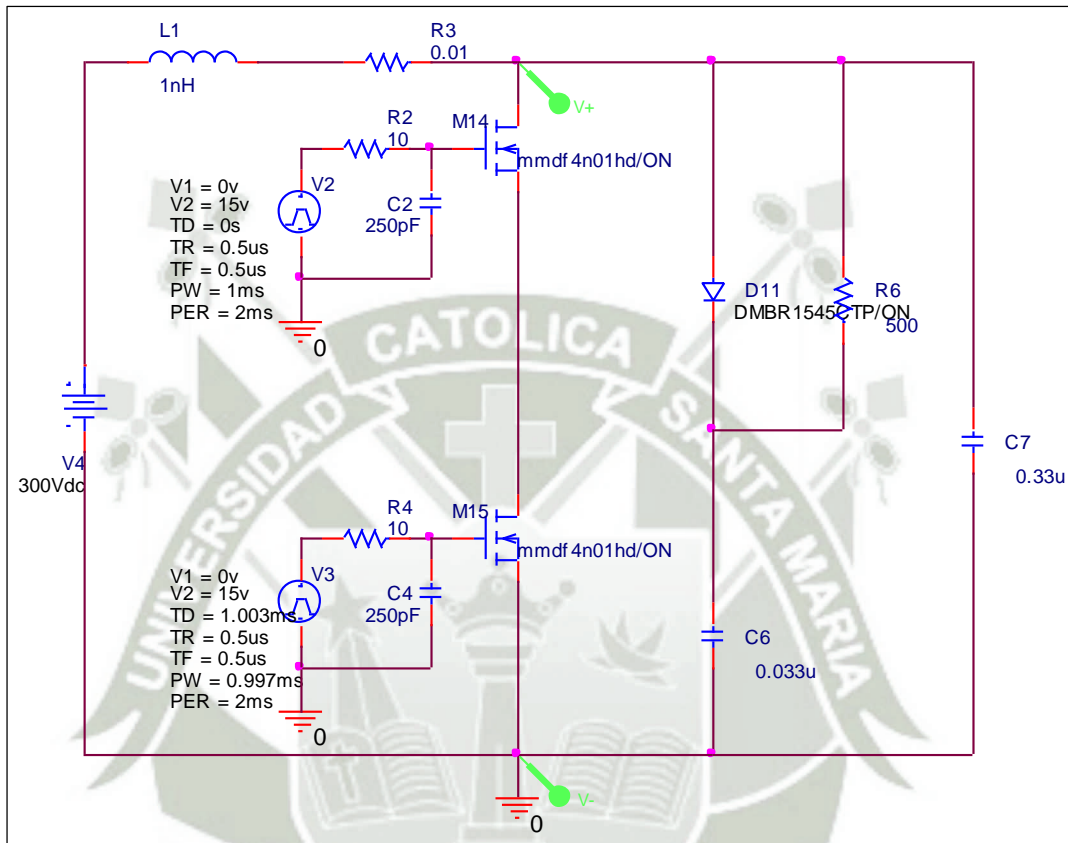


Figura 3.52 Circuito para simulación con snubber.

4.6.2 Simulación (PSPICE A/D):

a) Simulación de circuito sin snubber:

En la simulación del circuito sin el circuito snubber, ocasiona que el voltaje del bus DC tenga una oscilación de voltaje que baja hasta unos 260V ocasionando que la potencia entregada por el variador al motor no sea estable.



Figura 3.53 Variación de voltaje sin snubber.

b) Simulación de circuito con snubber RCD:

En esta simulación vemos que la variación del voltaje se recorta considerablemente, siendo mucho más estable con poca variación.

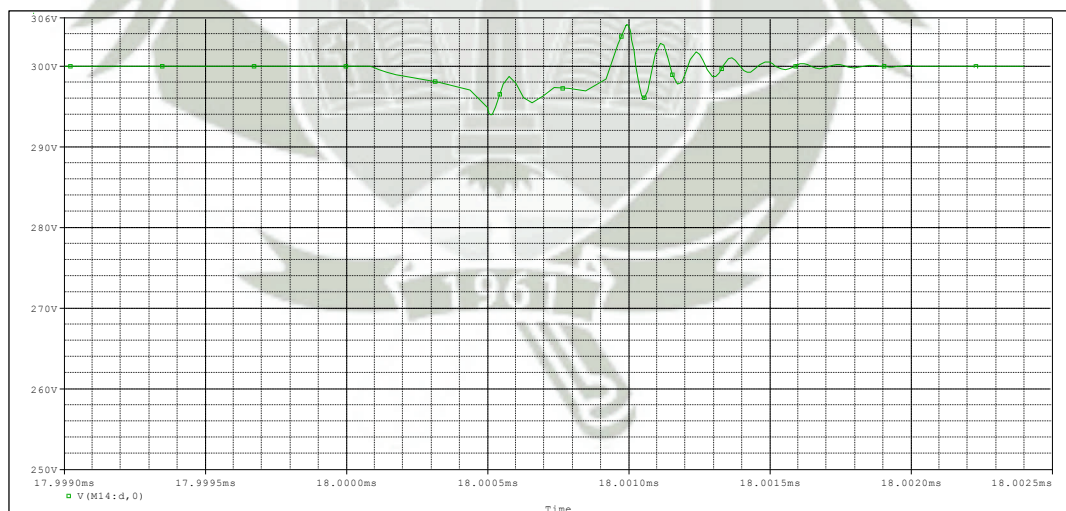


Figura 3.54 Variación de voltaje con snubber.

V. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE PROCESAMIENTO Y CONTROL.

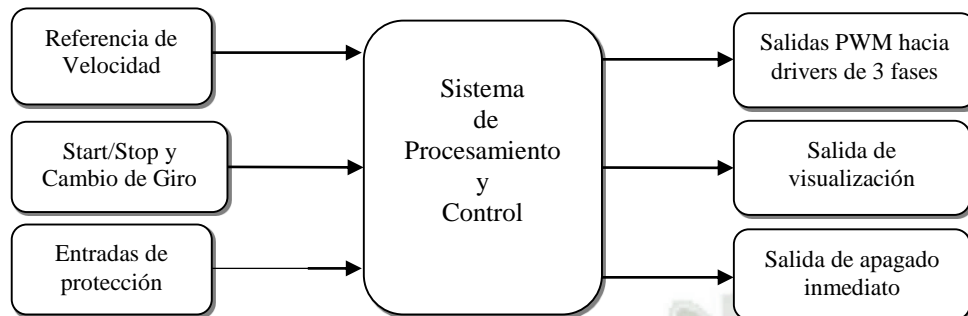


Figura 3.55 Diagrama de bloques de Sistema de Procesamiento y Control.

5.1 FUNCIONAMIENTO:

5.1.1 Sistema de procesamiento y control:

El inversor trifásico consta de 6 IGBT's que son controlados para generar una señal trifásica desde el bus DC. Las señales PWM generadas por un microcontrolador controlan estos 6 IGBT, donde la amplitud del voltaje en cada fase está determinada por el ciclo de servicio de las señales PWM.

Mientras el motor esté en funcionamiento, tres de los seis IGBT's estarán activos en cualquier momento; puede ser uno superior y dos inferiores como también uno inferior y dos superiores. Estos IGBT's producen a la salida una forma de onda rectangular rica en armónicos. La naturaleza inductiva del bobinado del estator filtra esta corriente y produce una onda trifásica sinusoidal con armónicos despreciables.

La familia de PIC 16F7X7 tiene 3 salidas de señales PWM de 10 bits cada uno implementados en hardware, este microcontrolador es el que procesa toda la información recibida por los periféricos de entrada y manda señales por los periféricos de salida para lograr el control de la velocidad del motor y su protección ante fallas.

Para prevenir que el bus DC entre en cortocircuito, el IGBT inferior y el superior no deben accionarse a la misma vez, por este motivo el sistema de procesamiento debe generar un tiempo muerto entre el apagado de un IGBT y el encendido del otro IGBT del mismo lazo, esto asegura que el bus DC no entrará en cortocircuito.

5.1.2 Entradas al sistema de procesamiento:

a) Referencia de Velocidad:

La referencia de velocidad viene dada por un potenciómetro conectado a un canal ADC de 10 bits, este potenciómetro determina la frecuencia de la señal trifásica para que gire el motor. El microcontrolador utiliza el resultado del canal ADC para calcular la frecuencia y la amplitud de la alimentación al motor, este cálculo se dará cada 4ms para obtener cambios suaves en el cambio de frecuencia.

b) Start/Stop y Cambio de Giro:

El arranque y parada del motor estará controlado por un pulsador externo. Cuando detecte que se ha pulsado el switch, el microcontrolador verificará si el motor está trabajando o no para realizar el arranque o parada correspondiente.

El variador de velocidad tendrá un pulsador externo para un cambio de giro, de esta manera si es que se requiera cambiar el giro se podrá lograr sólo pulsando el switch, de esta forma el microcontrolador detendrá de forma progresiva al motor y lo volverá a arrancar, con giro contrario, a la frecuencia seteada y progresivamente.

c) Entradas de protección:

Este microcontrolador tiene dos entradas de protección para poder detener el funcionamiento del motor, una de estas entradas viene del mismo módulo de potencia que contiene los 6 IGBT's, este módulo manda una señal al microcontrolador principal cuando exista una sobrecorriente o cortocircuito en algún lazo del driver o también

cuando el voltaje que permite el accionamiento de los IGBT sea muy bajo. La otra señal proviene del microcontrolador de visualización, este microcontrolador calcula el rango de corrientes, el rango de temperatura del driver y el rango de voltaje en el Bus DC. Si existiera algún error con estos rangos ya sea por sobrecorriente, desbalance de carga, exceso de temperatura, o bajo/alto voltaje en el Bus DC, manda una señal al microcontrolador principal para detener el funcionamiento del motor.

5.1.3 Salidas del sistema de procesamiento:

a) Salidas PWM a drivers de 3 fases:

La familia del PIC16F7X7, tiene 3 salidas PWM implementadas en hardware, el ciclo de servicio de cada PWM puede ser variado independientemente para generar una forma de onda trifásica, la frecuencia del PWM es regulada por un Timer interno del microcontrolador.

Cada salida PWM sirve como entrada para un Driver el cual genera 2 señales a partir de la señal PWM de entrada, estas dos señales de salida son complementarias para poder activar los 2 IGBT de cada lazo realizando en total el control de los 6 IGBT's.

b) Salida de visualización:

A parte del microcontrolador principal, el cual nos proporciona visualización de funcionamiento del variador, inversión de giro, bajo voltaje DC, y alto voltaje DC por medio de 4 leds; tenemos otro microcontrolador encargado del circuito de medición de variables que controla también el display gráfico para visualizar todos los parámetros como son la frecuencia, temperatura, corrientes y tensión en Bus DC. Este display nos ayuda a visualizar la falla específica que origina la parada repentina del variador de velocidad, todo esto es controlado únicamente por el microcontrolador del circuito de visualización.

c) Salida de apagado inmediato:

Esta salida de apagado, viene del microcontrolador principal, la cual se dirige directamente a los 3 drivers donde cada una tiene una entrada de shutdown. Esta salida de apagado es activada al recibir alguna señal de falla del microcontrolador del circuito de medición o también una señal de falla del módulo de potencia SPM.

5.2 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS:

5.2.1 Voltaje de alimentación: 15 Vdc

5.2.2 Voltaje de entrada a microcontrolador: 0/5 Vdc

5.2.3 Voltaje de salida de microcontrolador: 0/5Vdc

5.2.4 Voltaje de entrada analógica: 0-5Vdc

5.2.5 Frecuencia de señal PWM: 20Khz.

5.3 SELECCIÓN Y CÁLCULOS:

5.3.1 Sistema de procesamiento y control:

El dispositivo PIC16F777 de Microchip es uno de los microcontroladores ideales para poder realizar el procesamiento de señales necesarias para el funcionamiento del variador de velocidad. Este microcontrolador tiene las siguientes características indispensables para el diseño del variador (Microchip Technology Inc., 2014):

- Oscilador tipo cristal hasta 20Mhz.
- 14 canales de conversión Análogo-Digital, con tiempo de adquisición programable.
- Corriente máxima en modo Sink/source de 25mA.
- 2 Timer de 8-bit con preescalamiento.
- Timer1 de 16-bit con preescalamiento.
- 3 módulos PWM con una resolución máxima de 10 bits.

La disposición de los pines es como se muestra en la Figura 3.56:

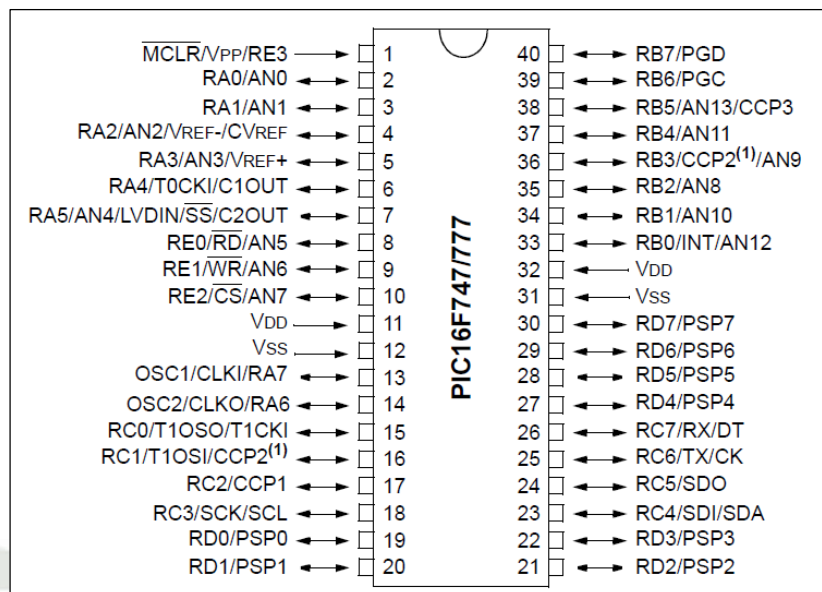


Figura 3.56 Disposición de pines de PIC16F777.

5.3.2 Entradas al sistema de procesamiento:

Las entradas que tenemos al microcontrolador principal, son mediante 2 pulsadores y un potenciómetro, un pulsador para arranque y parada, otro pulsador para inversión de giro, y el potenciómetro para dar la referencia de frecuencia para nuestro variador. Por otro lado tenemos dos entradas de protección, una entrada que viene directamente del microcontrolador del circuito de visualización y la otra entrada que viene del módulo de potencia.

El módulo de potencia tiene un pin VFO (Fault Output) de tipo open-drain, cuando existe un cortocircuito en este módulo o un bajo voltaje de alimentación, este pin da como salida un “0” lógico. Este pin debe ir conectado a 5V mediante una resistencia de 4.7KΩ (pull-up). Esta salida debe ir conectada a un optoacoplador para poder aislar la tierra de la parte de potencia con la tierra del sistema de procesamiento, para eso utilizamos el optoacoplador HCPL2531 que tiene las siguientes características (Fairchild Semiconductor, 2014):

- Compatible con tecnología TTL.
- Ancho de banda de 3Mhz.
- Salidas de colector abierto.
- Inmunidad de transitorios en modo común de 15kV/us.

Su diagrama se muestra en la figura 3.57:

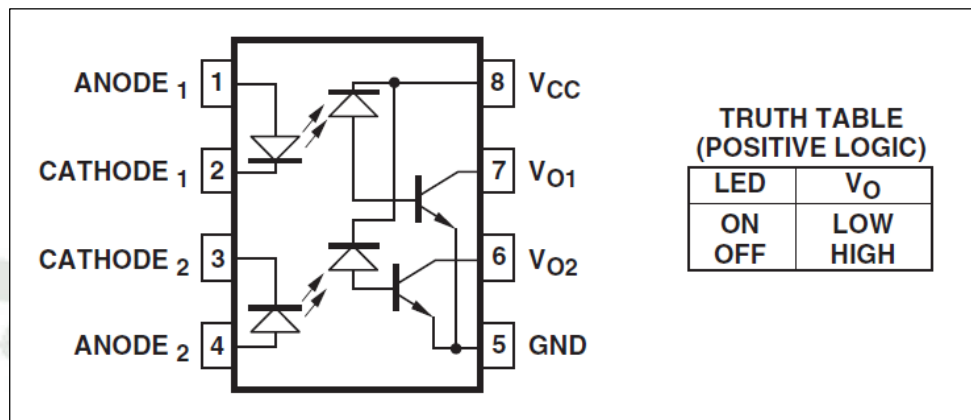


Figura 3.57 Diagrama de optoacoplador HCPL2531.

5.3.3 Salidas del sistema de procesamiento:

Las salidas que se tienen en el microcontrolador principal son las 3 señales PWM para poder realizar la alimentación trifásica al motor y otra señal de salida para poder activar o desactivar los driver's para la activación de los IGBT's. Estas señales PWM se conectan a unos driver de International Rectifier IR21094 mediante optoacopladores HCPL2531 para poder aislar lo que es parte de control y parte de potencia. El driver es un dispositivo para control de MOSFET e IGBT's de alto voltaje y velocidades altas, con dos salidas dependientes para el control, en este caso, de los IGBT's de lado superior e inferior de un mismo lazo, y su entrada es compatible con salidas LSTTL y CMOS desde un voltaje de 3.3V a 5V. Tiene un canal flotante lo cual permite activar los IGBT's del lado superior que operan hasta unos 600V sin problemas (International Rectifier, 2014). Estos driver también tienen un pin de control, para apagado inmediato si existe alguna falla o también para inicializar el driver y se puede regular el tiempo muerto que debe

existir entre las 2 señales de salida del driver que activan a los respectivos IGBT para que no exista problema de cortocircuito, este tiempo estará configurado entre 1.5us y 3us.

Este driver tiene las siguientes características:

- Canal flotante para uso de circuito bootstrap.
- Operacional hasta 600V.
- Alimentación de circuito de 10-20V.
- Compatibilidad con 3.3V, 5V y 15V en entrada.
- Señal de salida HO en fase con señal de entrada IN.
- Tiempo muerto interno de 540ns, programable hasta 5us con una resistencia externa.
- Señal de entrada de shutdown para ambos canales.
- Tiempos de ton de 750ns y toff de 200ns.

El diagrama del driver se muestra en la Figura 3.58:

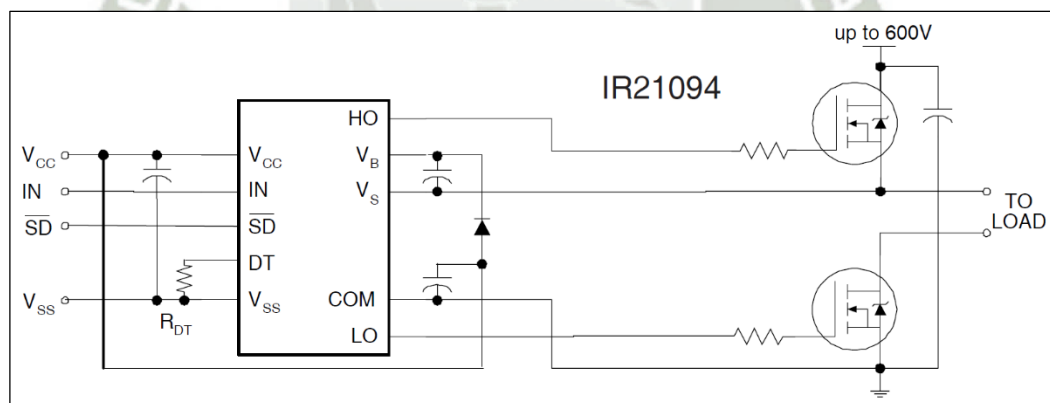


Figura 3.58 Diagrama de driver IR21094.

5.4 DISEÑO DEL CIRCUITO:

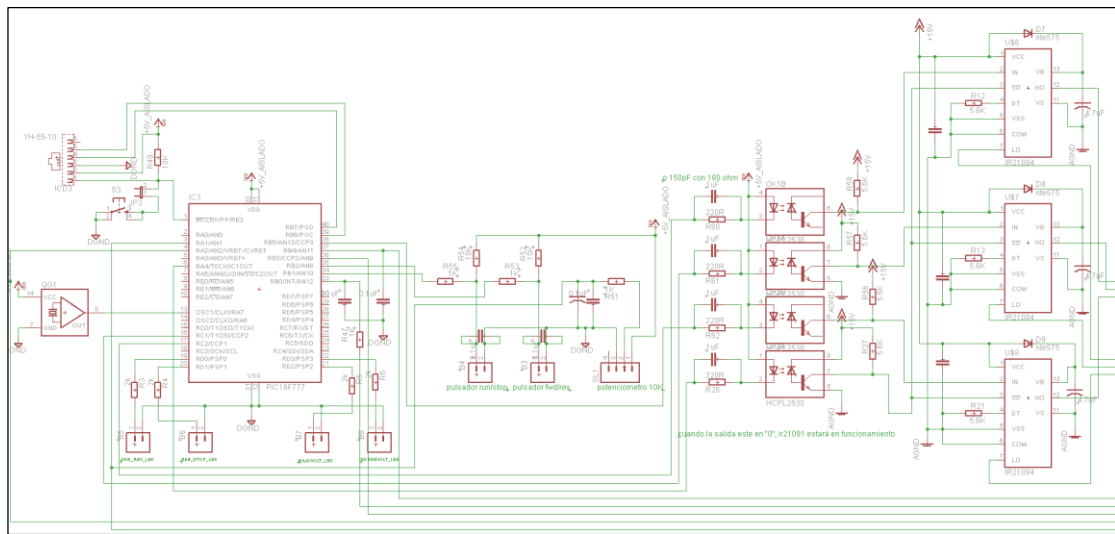


Figura 3.59 Diseño del circuito de Procesamiento y Control.

5.5 DISPOSITIVOS SELECCIONADOS:

5.5.1 MICROCONTROLADOR PIC16F777:

MICROCONTROLADOR

PIC16F777

- Marca: Microchip
- Modelo: PIC16F7X7
- Tipo: DIP
- N° pines: 40 pines
- Alimentación: 5V
- Frecuencia de cristal: 20Mhz

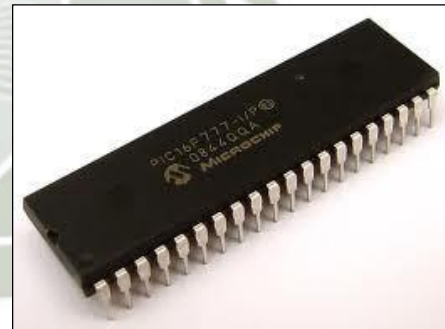


Figura 3.60 PIC16F777.

5.5.2 OPTOACOPLADOR HCPL2531:

OPTOACOPLADOR HCPL2531

- Marca: Avago Technologies
- Doble canal optoacoplador
- Tipo: DIP
- N° pines: 8 pines
- Ancho de banda: 3Mhz
- Compatibilidad TTL
- Configuración de salidas: Open-Collector

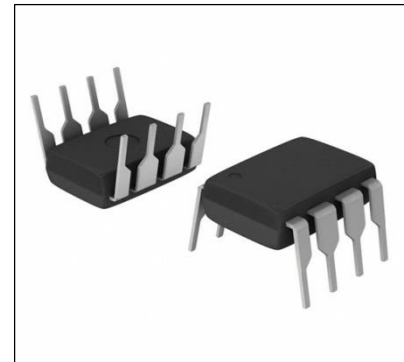


Figura 3.61 HCPL2531.

5.5.3 DRIVER DE IGBT'S:

DRIVER IR21094

- Marca: International Rectifier
- Voltaje offset: 600V máximo.
- Voltaje de salida: 10 – 20V.
- Ton/Toff: 750 & 200 ns.
- Tiempo muerto: 540ns, programable.
- Entrada de Shutdown.



Figura 3.62 IR21094.

5.6 SIMULACIÓN:

5.6.1 Simulación (MPLAB):

En la siguiente simulación realizada en MPLAB de Microchip, vemos que al activar el pulsador de Start, este manda una señal de nivel bajo hacia el microcontrolador

y comienza a ejecutar la variación de la señal PWM para sus 3 salidas, teniendo en cuenta el setpoint que el potenciómetro le da.

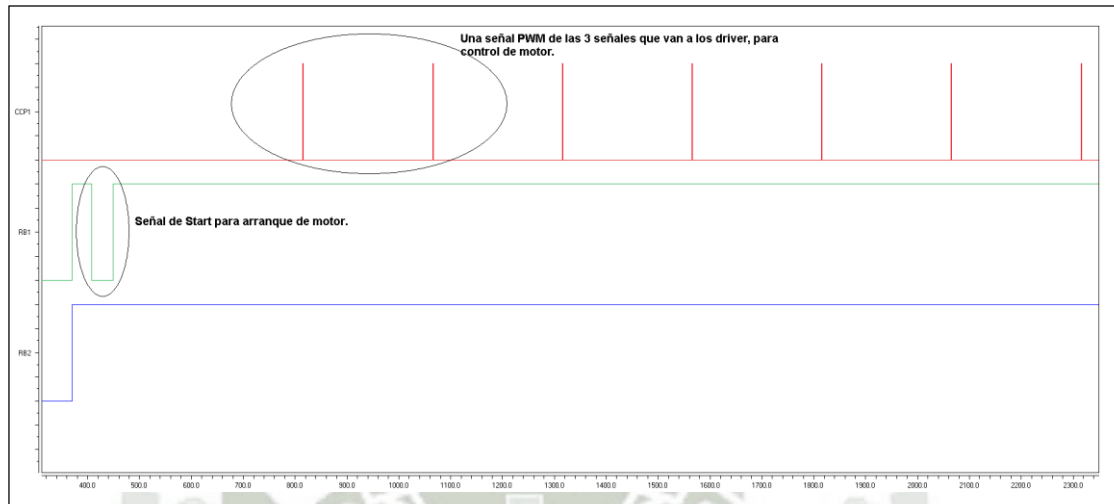


Figura 3.63 Generación señal PWM al pulsar Start.

En esta simulación, observamos las 3 salidas PWM del microcontrolador, desfasadas 120° respectivamente, estas 3 señales PWM van hacia los driver's IR21094 para poder tener 2 señales dependientes de las 3 señales que salen del microcontrolador.

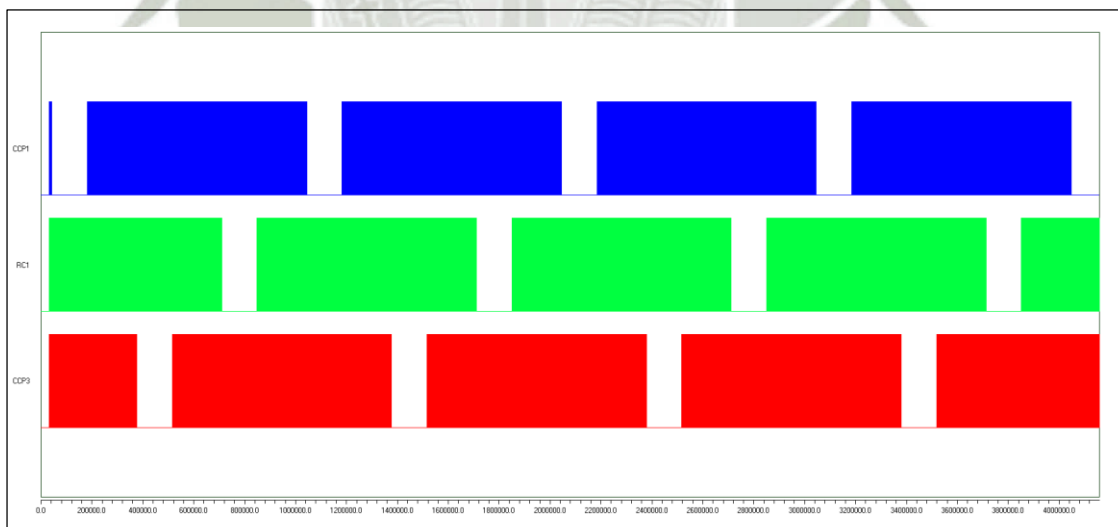


Figura 3.64 Generación de señales PWM desfasados 120° .

En esta simulación veremos que al activar el pulsador de inversión de giro, el motor se detendrá disminuyendo su velocidad hasta lo mínimo que son 5Hz y luego

parará, en este caso la velocidad a la que se ejecutaba era 5Hz. Luego de esperar un cierto tiempo detenido arranca nuevamente cambiando de sentido de giro, esto lo hace cambiando el desplazamiento de 2 señales PWM como se muestra en la Figura 3.65.

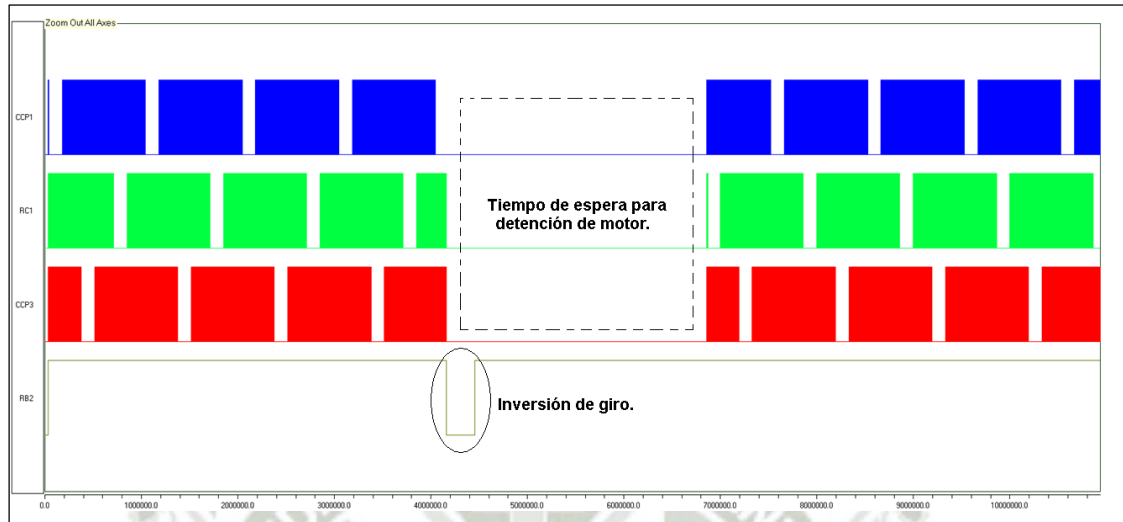


Figura 3.65 Cambio de giro de motor al pulsar Inversión de giro.

En esta simulación vemos la reacción del microcontrolador cuando recibe una falla ya sea por la entrada desde el sistema de visualización o por el módulo de potencia. Vemos que el variador hace que se detenga la generación de señales PWM apenas detecte el fallo (Figura 3.66).

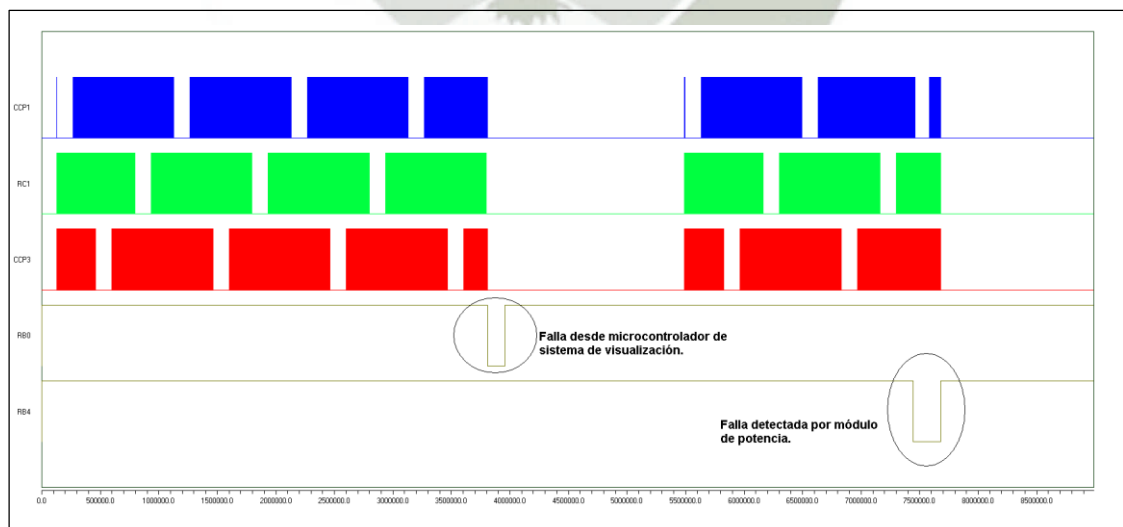


Figura 3.66 Fallas generadas por módulo de potencia y sistema de visualización.

VI. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA DE MEDICIÓN DE PARÁMETROS.

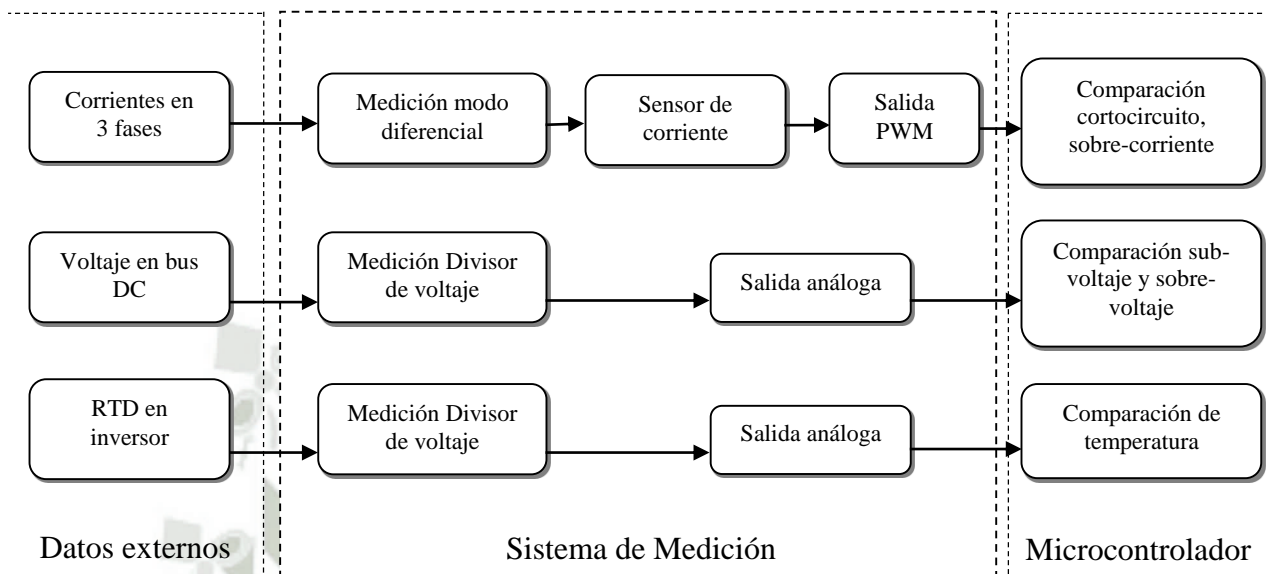


Figura 3.67 Diagrama de bloques de Sistema de Medición.

6.1 FUNCIONAMIENTO:

En esta etapa realizamos las medidas de las señales correspondientes a corriente, voltaje y temperatura. Estas medidas son necesarias para que nuestro variador opere en las mejores condiciones y que también detecte algún cambio de señal que sea incorrecto y pueda dañar al equipo.

Debido al proceso de recuperación en sentido inverso de los dispositivos de potencia y las acciones de conmutación del circuito, pueden presentarse voltajes transitorios y condiciones de falla por cortocircuito, dando como resultado un flujo excesivo de corriente por los dispositivos, causando el daño de éstos o disminuyendo su vida útil. Por este motivo es necesaria la medición de corriente, y se realiza en las 3 fases siendo cada medición independiente.

También tenemos la medición de temperatura, ya que debido a las conmutaciones de los IGBT en el módulo de potencia se genera calor el cual es medido para que no se exceda de una temperatura adecuada de funcionamiento.

Y por último tenemos una medición de voltaje del bus DC, este voltaje debe mantenerse constante sin ninguna o mínima variación de voltaje cuando el motor esté funcionando para que no produzca un control inestable en el variador o que se generen daños en el sistema.

6.2 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS:

- 6.2.1 Voltaje de alimentación: 15 y 5 Vdc.
- 6.2.2 Voltaje de entrada analógica: 0 a 5 Vdc.
- 6.2.3 Frecuencia salida de sensor corriente: 130 Khz.
- 6.2.4 Frecuencia de señal PWM: 20Khz.
- 6.2.5 Voltaje de medición bus DC: 320Vdc máximo.

6.3 SELECCIÓN Y CÁLCULOS:

6.3.1 Medición de corriente en fases:

La medición de corriente de fases la realizaremos mediante un integrado de la familia International Rectifier IR2175. Este integrado convierte la señal análoga de corriente a una señal digital por medio de una resistencia Shunt. La señal de salida del sensor de corriente es una señal discreta PWM para eliminar la necesidad de usar un conversor A/D; también podemos adecuar esta señal con filtros pasivos o activos para el uso de conversores análogos-digitales como el microcontrolador. Esta salida es open-drain lo que facilita el uso de diferentes tensiones como son 3.3V a 15V (International Rectifier, 2014).

Su diagrama de conexión se muestra en la Figura 3.68:

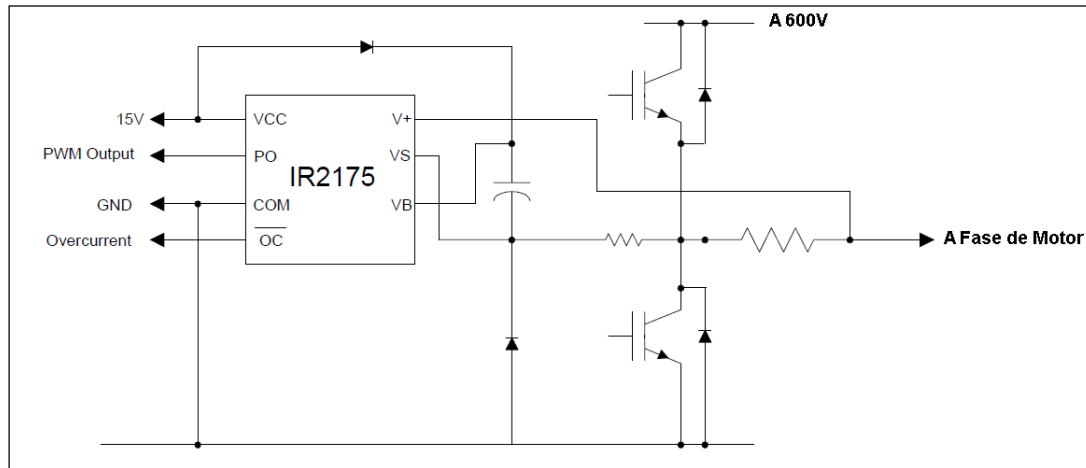


Figura 3.68 Diagrama de conexión IR2175.

La señal analógica de entrada es realmente un voltaje que proviene de la caída generada por la resistencia Shunt, esta resistencia genera un pequeño voltaje AC que va a la entrada de IR2175. La máxima señal de entrada permisible por este integrado es de +/- 260mV de tal manera que la resistencia Shunt debe ser escogida para que la sobrecorriente genere 260mV.

Este integrado consta de un circuito bootstrap como ya se ha visto para el módulo de potencia, para esto utilizaremos un diodo de recuperación rápida y un capacitor del mismo valor calculado anteriormente. La señal de salida debe ser conectada por medio de una resistencia pull-up generalmente usando resistencias de 1-10KΩ.

La señal que vamos a utilizar es la señal PWM filtrada esto a través de un filtro pasivo RC pasa bajo de dos etapas, para el cálculo de la frecuencia de corte utilizamos la ecuación 3.43 como se muestra:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.43)$$

Para la primera etapa el punto de corte de -3dB debe estar diseñado para estar lo más cerca de la frecuencia fundamental de la señal de corriente, lo cual en este caso es de 20Khz. Para esto necesitamos una frecuencia de corte de aproximadamente 19Khz, usando la ecuación antes mencionada tenemos que $R=3.8K\Omega$ y $C=2.2nF$, de esta manera se atenuará la frecuencia portadora.

Para la segunda etapa atenuaremos más la frecuencia de conmutación y con menos efecto para la frecuencia portadora, para esto necesitaremos una frecuencia de corte de aproximadamente de 33Khz, usando la ecuación de frecuencia de corte tendremos que el valor de $R=10K\Omega$ y $C=470pF$. Teniendo en cuenta que la resistencia de la primera etapa debe ser mucho menor que la resistencia de la segunda etapa, para poder disminuir la carga sobre la primera (Adams, 2003).

De esta manera conseguimos un filtro de la señal PWM para que pueda ser procesada por el microcontrolador del sistema de visualización, el diagrama de los filtros se muestra en la Figura 3.69:

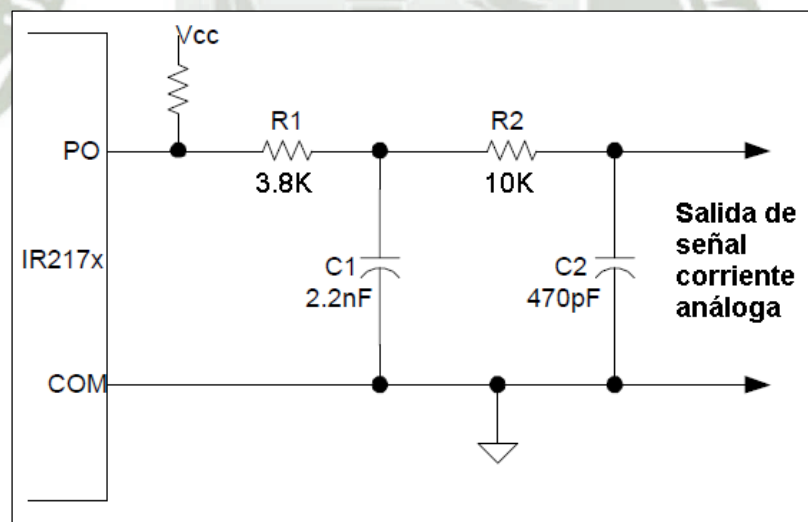


Figura 3.69 Diagrama de filtros pasabajos.

6.3.2 Medición de voltaje en Bus DC:

La medición de voltaje lo realizaremos mediante un integrado HCPL-7510 de la familia AVAGO Technologies, este integrado es un sensor de corriente o voltaje lineal aislado necesario para separar el circuito de potencia con el circuito de control, de esta manera toma un voltaje por su entrada y lo refleja en la salida pero totalmente aislada. Su diagrama de conexión se muestra en la Figura 3.70:

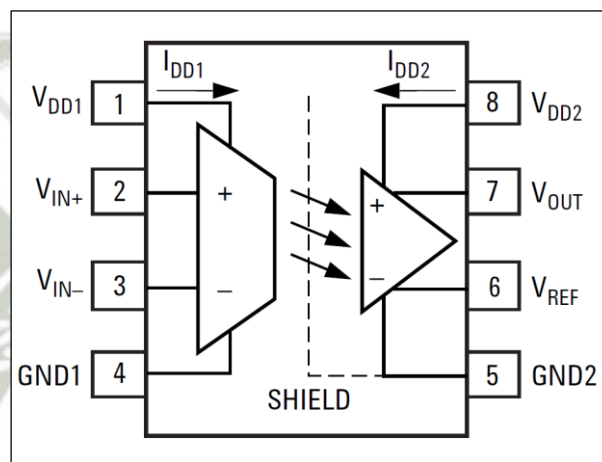


Figura 3.70 Diagrama de conexión sensor de voltaje HCPL-7510.

Su rango de operación es de $\pm 200\text{mV}$ la cual es procesada mediante un convertidor analógico-digital sigma-delta, su resultado es modulado a través de una barrera de aislamiento óptico. Luego la señal original es recuperada en el otro lado de la barrera y es se amplifica para convertirla en un voltaje con un rango de 0.5 a 3.75V en la salida del integrado para procesamiento en microcontrolador como se muestra en la Figura 3.71.

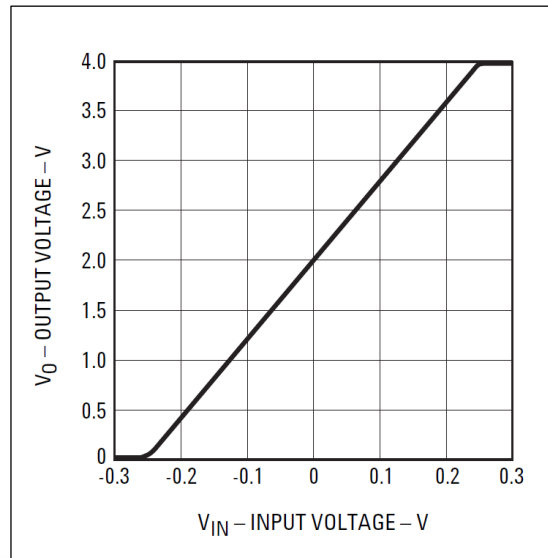


Figura 3.71 Voltaje de salida vs Voltaje de entrada HCPL-7510.

En esta prueba se ha implementado un divisor de tensión entre los terminales del bus DC y se ha tomado un voltaje máximo de 400 Vdc. Realizando el divisor de tensión, estos 400Vdc vienen a ser equivalentes al rango máximo de entrada del integrado que es 200mV. Para que coincida el voltaje máximo del bus DC con el voltaje máximo de entrada del circuito HCPL-7510 se aplicó la siguiente fórmula para divisor de voltaje (Avagotech, s.f.):

$$V_{in_{max}} \geq \frac{R_b}{R_a + R_b} \cdot V_{dc_{max}} \quad (3.44)$$

$$0.2V_{dc} \geq \frac{R_b}{3M\Omega + R_b} \cdot 400V_{dc}$$

$$3 \times 10^6 + R_b \geq 2000R_b$$

$$1999R_b \leq 3 \times 10^6$$

$$\mathbf{R_b \leq 1.5K\Omega}$$

Donde:

$R_a = R_1 + R_2 + R_3$ ($1M\Omega$ c/u)

$R_b =$ Resistencia de entrada a HCPL-7510

$V_{in_{max}} =$ Voltaje máximo de entrada HCPL-7510

$V_{dc_{max}} =$ Voltaje máximo bus DC

6.3.3 Medición de Temperatura en módulo de potencia:

El Módulo de potencia Motion-SPM, tiene un termistor NTC interno para la medición de temperatura del mismo integrado, de esta manera puede medir la temperatura de forma precisa al chip de potencia interno, esto lo muestra la Figura 3.72:

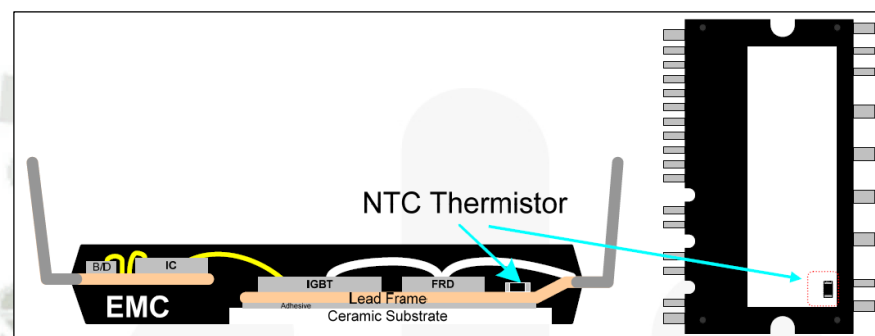


Figura 3.72 Ubicación de termistor NTC en módulo SPM.

Normalmente el diseño de un circuito de protección de temperatura lo realizan de 2 maneras, una mediante un circuito conversor ADC y otro mediante un circuito comparador para entrada digital. Nosotros utilizaremos la conversión analógica que nos permite nuestro microcontrolador para obtener una mayor visualización del comportamiento de la temperatura en nuestro módulo de potencia (figura 3.73).

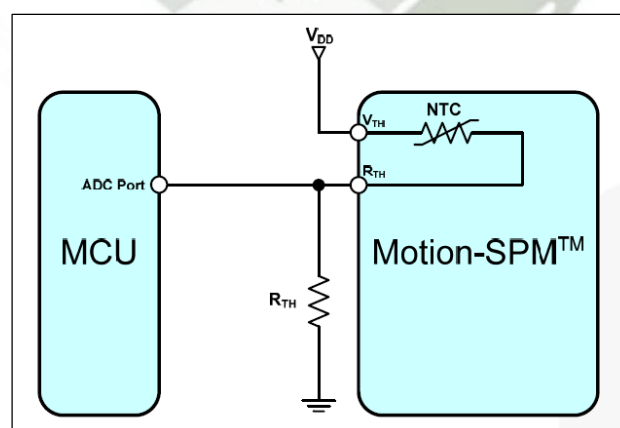


Figura 3.73 Protección por sobretensión mediante microcontrolador.

Este termistor nos adjunta una tabla con sus valores de temperatura y resistencia para poder realizar nuestro cálculo necesario y seleccionar la resistencia R_{th} adecuada (Fairchild, 2009), en nuestro caso vamos a proteger a nuestro módulo cuando la temperatura sea mayor a 70°C (Figura 3.74).

$T_{NTC}(^{\circ}\text{C})$	$R_{min}(k\Omega)$	$R_{cent}(k\Omega)$	$R_{max}(k\Omega)$	$T(^{\circ}\text{C})$	$R_{min}(k\Omega)$	$R_{cent}(k\Omega)$	$R_{max}(k\Omega)$
61	10.4594	10.8007	11.152	91	3.6675	3.8463	4.0334
62	10.0746	10.4091	10.7536	92	3.5505	3.7253	3.9084
63	9.7058	10.0336	10.3714	93	3.4377	3.6087	3.7879
64	9.3522	9.6734	10.0046	94	3.329	3.4963	3.6716
65	9.0133	9.3279	9.6525	95	3.2242	3.3878	3.5593
66	8.6882	8.9963	9.3145	96	3.1235	3.2836	3.4515
67	8.3764	8.6782	8.9899	97	3.0264	3.183	3.3473
68	8.0773	8.3727	8.6782	98	2.9328	3.086	3.2468
69	7.7902	8.0795	8.3787	99	2.8425	2.9923	3.1497
70	7.5147	7.7979	8.091	100	2.7553	2.9019	3.0559
71	7.2496	7.5268	7.8138	101	2.6712	2.8146	2.9654
72	6.995	7.2663	7.5474	102	2.5901	2.7303	2.8779
73	6.7505	7.016	7.2913	103	2.5117	2.6489	2.7933
74	6.5157	6.7755	7.045	104	2.436	2.5703	2.7117
75	6.2901	6.5443	6.8082	105	2.363	2.4943	2.6327
76	6.0739	6.3227	6.581	106	2.2921	2.4206	2.556
77	5.8662	6.1096	6.3624	107	2.2236	2.3493	2.4819
78	5.6665	5.9046	6.1521	108	2.1575	2.2805	2.4102
79	5.4745	5.7075	5.9498	109	2.0936	2.2139	2.3409
80	5.2899	5.5178	5.7549	110	2.0319	2.1496	2.2739
81	5.1129	5.3358	5.568	111	1.9725	2.0877	2.2094
82	4.9426	5.1607	5.3879	112	1.9151	2.0278	2.147
83	4.7788	4.9921	5.2145	113	1.8596	1.9699	2.0866
84	4.6211	4.8299	5.0475	114	1.806	1.9139	2.0282
85	4.4694	4.6736	4.8866	115	1.7541	1.8598	1.9716
86	4.3228	4.5226	4.731	116	1.7042	1.8076	1.9171
87	4.1817	4.3771	4.5811	117	1.6559	1.7572	1.8644
88	4.0459	4.2369	4.4366	118	1.6092	1.7083	1.8134
89	3.915	4.1019	4.2973	119	1.564	1.6611	1.7639
90	3.789	3.9717	4.1629	120	1.5203	1.6153	1.7161

Figura 3.74 Tabla de valores resistivos y temperaturas de R_{th} .

Para esto necesitamos un valor de resistencia R_{th} el cual nos permita obtener un voltaje de entrada al microcontrolador cercano a 4V, esto para dejar un margen de voltaje hasta los 5V y poder visualizar la temperatura mayor a 70°C por algún caso, entonces realizaremos un cálculo de divisor de tensión con el valor de la tabla a los 70°C .

$$V_o = \frac{V_{in}.R_{th}}{R_{th}+R_{cent}} \quad (3.45)$$

$$4V = \frac{5V \cdot R_{th}}{R_{th} + 7.7979}$$

$$4R_{th} = 5R_{th} - 31.1916$$

$$R_{th} = 31.2 \text{ K}\Omega$$

Como resultado tenemos un valor de resistencia R_{th} de $31.2\text{k}\Omega$, tomaremos un valor de resistencia comercial de $33\text{k}\Omega$ con el cual trabajaremos el procesamiento de señal para la temperatura del módulo de potencia.

6.4 DISEÑO DEL CIRCUITO:

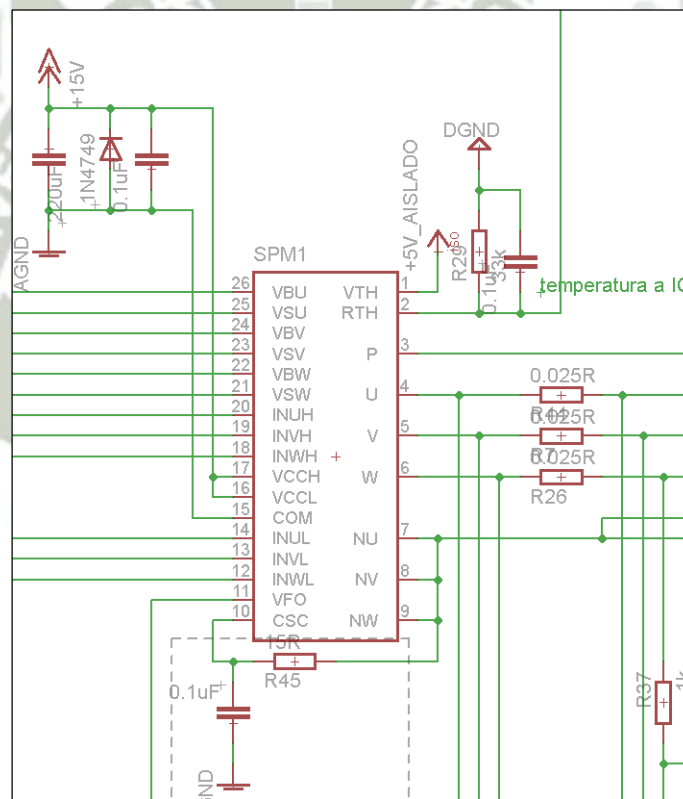


Figura 3.75 Diagrama de conexión para procesamiento de temperatura.

6.5 DISPOSITIVOS SELECCIONADOS:

6.5.1 Medición de corriente – IR2175:

INTEGRADO IR2175.

- Marca: International Rectifier.
- Voltaje in: +/- 200mV máximo.
- Frecuencia salida: 130Khz.
- Salida: open-drain.
- Duty cycle mínimo: 9%.
- Duty cycle máximo: 91%.



Figura 3.76 IR2175.

6.5.2 Medición de voltaje en Bus DC – HCPL7510:

INTEGRADO HCPL7510.

- Marca: Agilent.
- Voltaje in: +/- 200mV lineal.
- Voltaje salida: 0V - 5V.
- Ancho de banda: 100Khz.



Figura 3.77 HCPL7510.

6.6 SIMULACIÓN:

Se presenta en la simulación (PSPICE 9.1) el funcionamiento del termistor NTC dentro del módulo de potencia.

6.6.1 Simulación (PSpice A/D):

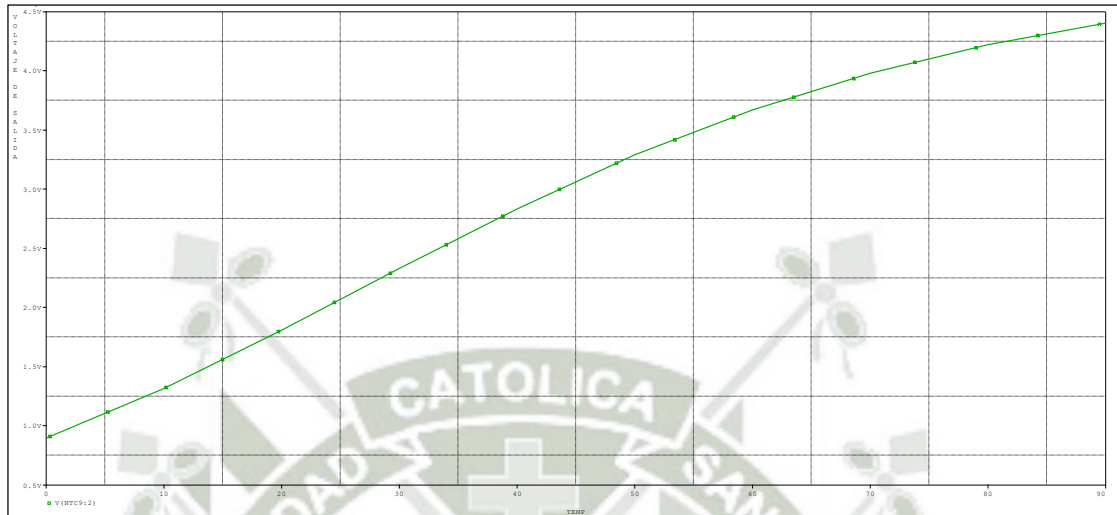


Figura 3.78 Temperatura de módulo SPM vs Voltaje de salida.

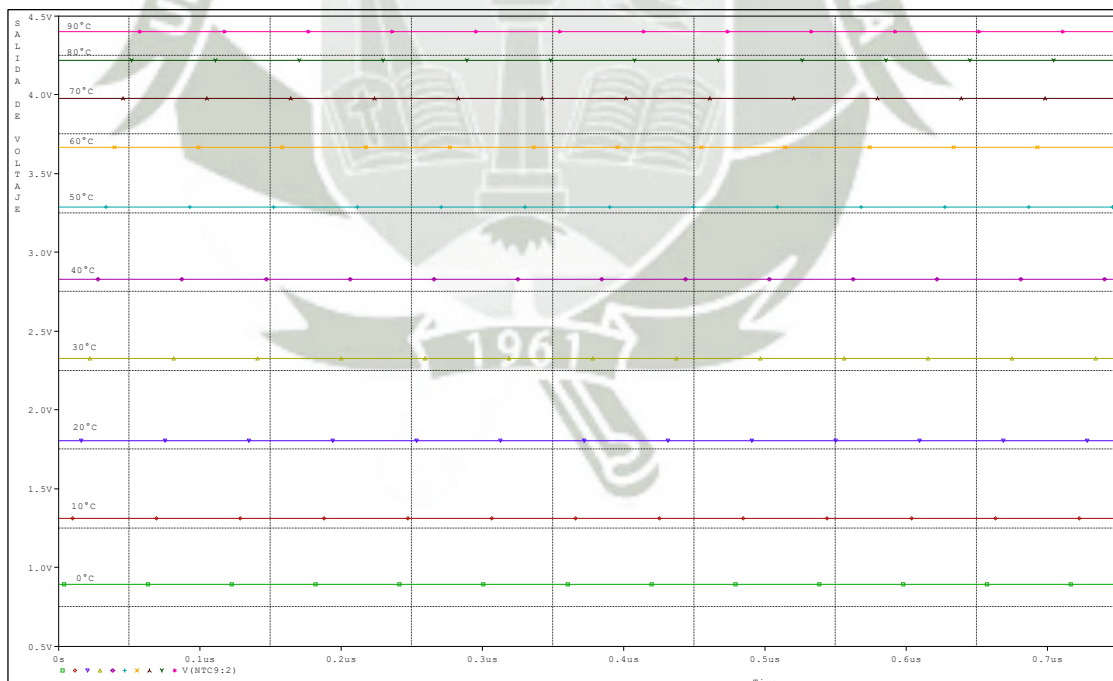


Figura 3.79 Dependencia de voltaje de salida respecto a la temperatura en módulo SPM.

Circuito representativo de termistor de temperatura NTC en módulo de potencia SPM con resistencia utilizada para obtener el rango necesario de voltaje para su procesamiento.

6.6.2 Circuito (PSpice Capture):

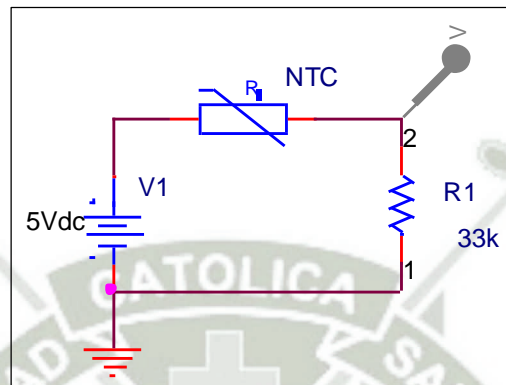


Figura 3.80 Circuito de termistor NTC en módulo de potencia SPM.

VII. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE VISUALIZACIÓN.

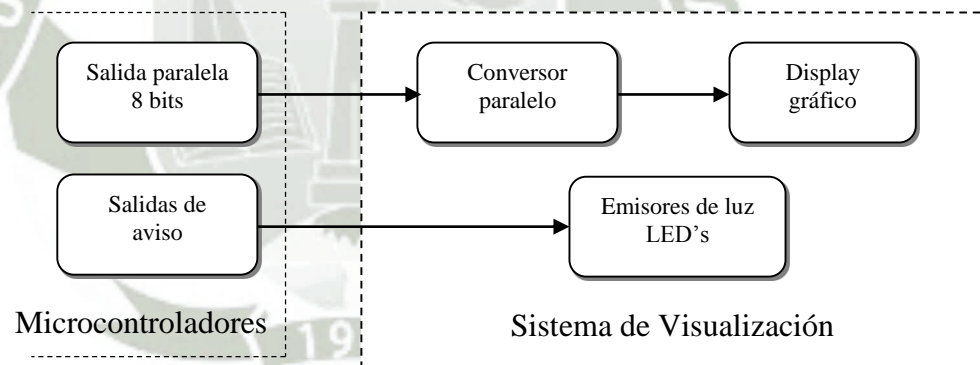


Figura 3. 81 Diagrama de bloques de Circuito de Visualización.

7.1 FUNCIONAMIENTO:

En este sistema tenemos un sistema de visualización que consta de un display gráfico GLCD para la visualización del cambio de parámetros respecto al tiempo, como también unos LED's de aviso de falla para un reconocimiento rápido de la falla a tratar. Los parámetros que se visualizarán en el display gráfico son:

- Voltaje en bus DC.
- Frecuencia seteada.
- Corrientes de línea.
- Temperatura de módulo SPM.

Estos parámetros son procesados por el microcontrolador de visualización y tienen un rango de funcionamiento que se puede modificar al realizar la programación del microcontrolador, al pasar de este rango automáticamente nos indicará por pantalla la falla correspondiente y apagará de inmediato al variador.

Los avisos que tendremos a través de LED's son:

- Alto voltaje en bus DC.
- Bajo voltaje en bus DC.
- Falla general en variador de velocidad.

Estos avisos son procesados por el microcontrolador principal y también generarán una parada inmediata del variador de velocidad.

7.2 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS:

7.2.1 Voltaje de alimentación: 5 Vdc.

7.2.2 Voltaje de entrada analógica: 0 a 5 Vdc.

7.2.3 Voltaje de entrada/salida digital: 0 – 5 Vdc.

7.2.4 Salida paralela de microcontrolador de 8 bits a GLCD.

7.3 SELECCIÓN Y CÁLCULOS:

Para los LED's indicadores de falla, es necesario saber cuánta corriente puede proporcionar nuestro microcontrolador y eso lo podemos observar en el datasheet del microcontrolador PIC16F777, siendo la máxima corriente de 25mA.

Para encender un LED generalmente es necesario unos 12mA a 20mA, por lo cual calcularemos la resistencia necesaria para su encendido.

$$I_{led} = \frac{V_{\mu C}}{R_{led}} \quad (3.46)$$

$$12mA = \frac{5v}{R_{led}}$$

$$R_{led} = \frac{5v}{12mA}$$

$$R_{led} = 416.6\Omega$$

Para poder visualizar todos los parámetros en un mismo display, es necesario uno de regular tamaño por lo cual se escogió uno de 128x64, como también fue necesario tomar en cuenta que tenga alimentación de 5V y de fácil programación, se escogió un GLCD de la familia Newhaven Display y su conexión se realiza en general como la Figura 3.82.

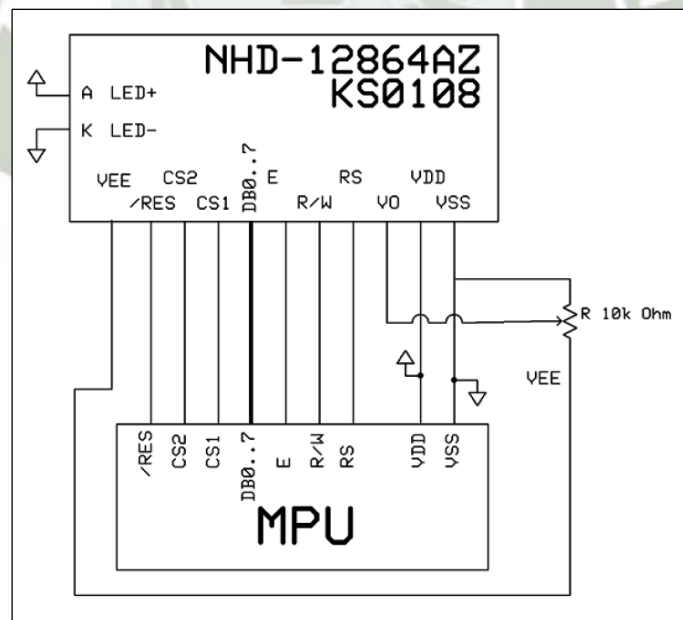


Figura 3.82 Diagrama de conexión general de GLCD.

La descripción de cada pin se encuentra detallada en la Figura 3.83.

Pin No.	Symbol	External Connection	Function Description
1	VSS	Power Supply	Ground
2	VDD	Power Supply	Power supply for Logic (+5.0V)
3	V0	Adj Power Supply	Power Supply for contrast (approx. -8.8V)
4	D/I	MPU	Register select: 1=Data, 0=Instruction
5	R/W	MPU	Read/Write select signal, R/W=1: Read R/W:=0: Write
6	E	MPU	Operation enable signal. Falling edge triggered.
7-14	DB0-DB7	MPU	This is an 8-bit Bi-directional data bus
15	CS1	MPU	Chip Selection: CS1=H, CS2=L → select IC1 (left side) CS1=L, CS2=H → select IC2 (right side)
16	CS2	MPU	
17	/RES	MPU	Active LOW Reset signal
18	VEE	Power Supply	Negative voltage output (-10V)
19	LED+	Power Supply	Power for LED backlight (+5.0V via on-board resistor)
20	LED-	Power Supply	Ground for Backlight

Figura 3.83 Descripción de pines de GLCD.

7.4 DISEÑO DEL CIRCUITO:

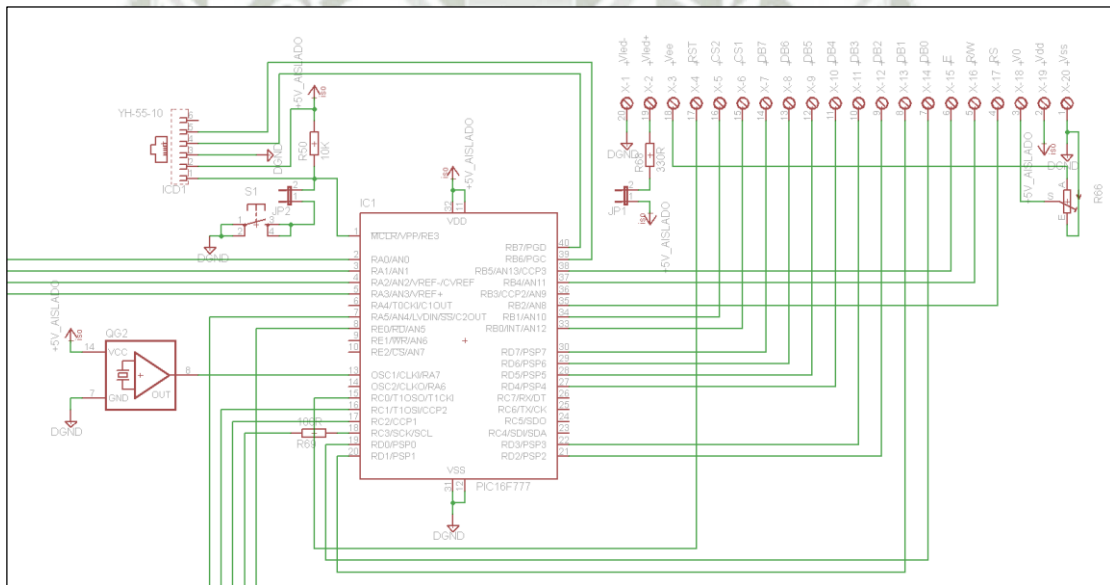


Figura 3.84 Diagrama de sistema de visualización.

7.5 DISPOSITIVOS SELECCIONADOS:

7.5.1 Display gráfico GLCD:

DISPLAY GLCD NHD-12864AZ-FSW-
GBW-VZ

- Marca: Newhaven Display International
- Voltaje: 5 V.
- Display: 128x64 pixeles.
- Temperatura de trabajo: $-20^{\circ}\text{C} - 70^{\circ}\text{C}$.
- Controlador interno: KS0108B
- Backlight: Blanco.



Figura 3.85 GLCD NHD-12864AZ.

7.6 SIMULACIÓN:

Para la simulación del GLCD, utilizamos el programa PROTEUS y el microcontrolador PIC16F877 ya que tiene el mismo número de pines y como también es de la misma familia PIC16F, también utilizaremos un display que tenga el mismo controlador KS0108B para poder realizar la misma programación. Para la simulación de visualización de parámetros, utilizaremos potenciómetros que simulen la variación de voltaje ya sea del voltaje en bus DC, frecuencia seteada, temperatura de módulo SPM o como también las corrientes de las 3 líneas. El circuito correspondiente se muestra en la Figura 3.86.

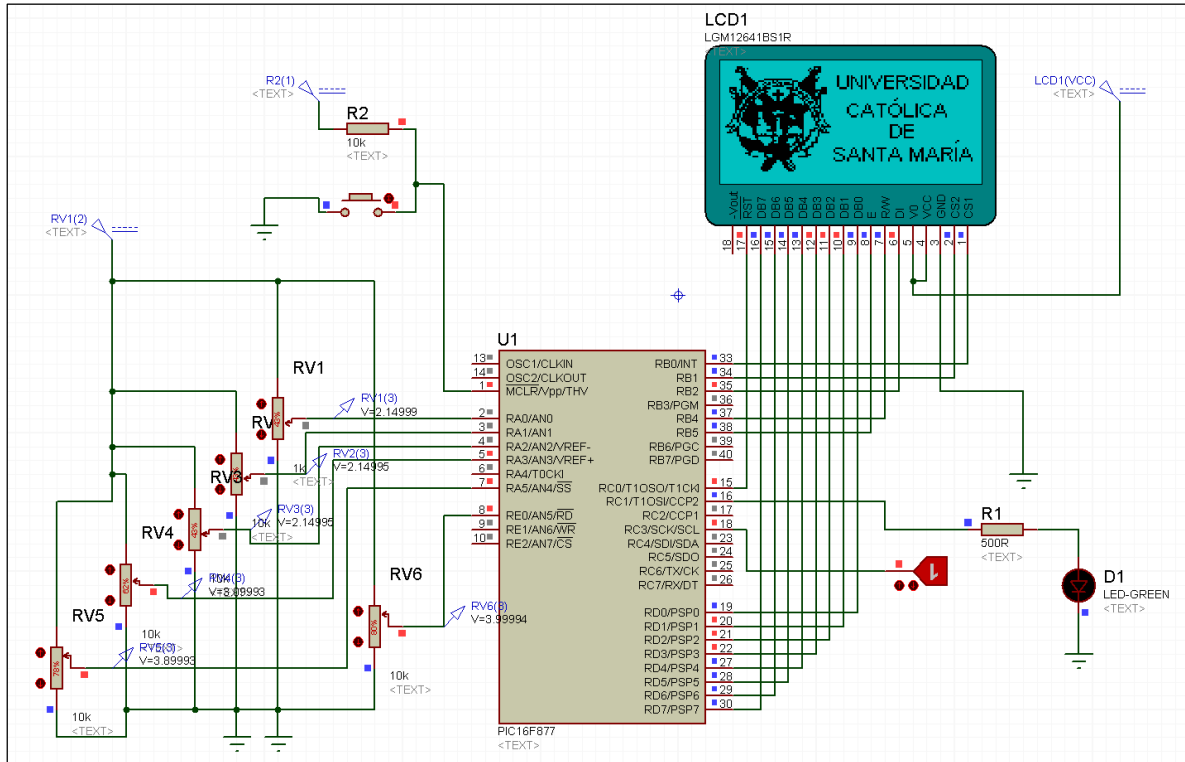


Figura 3.86 Diagrama de simulación para GLCD en Proteus.

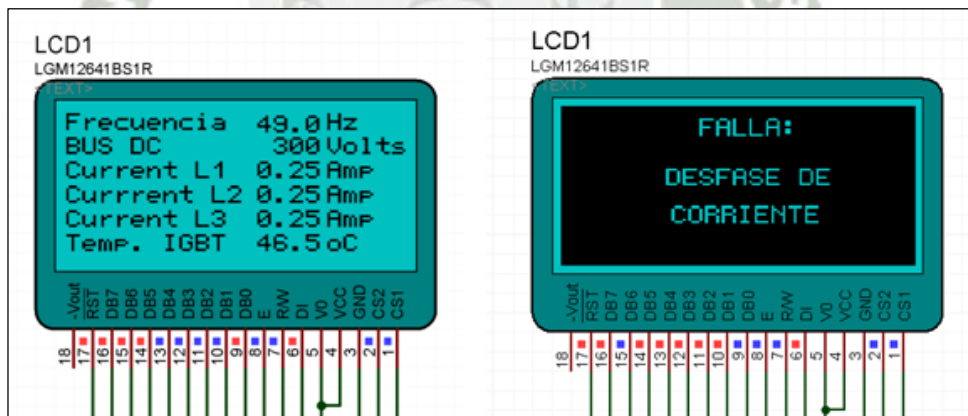


Figura 3.87 Simulación de visualización de parámetros y de falla en variador.

VIII. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CIRCUITO DE FUENTE DE ALIMENTACIÓN.



Figura 3.88 Diagrama de bloques de Fuente de Alimentación.

8.1 FUNCIONAMIENTO:

La función de la Fuente de Alimentación es de poder convertir la tensión alterna de entrada en tensión continua lo más estable posible, para el adecuado uso de nuestros circuitos del variador de velocidad.

Para el diseño del variador necesitamos 3 fuentes de diferentes voltajes, 2 fuentes de 5V y una fuente de 15V. Dos de estas fuentes (5V y 15V) compartirán la misma referencia con el circuito de potencia, y otra fuente de 5V estará totalmente aislada del circuito de potencia y ésta fuente se utilizará para todo el circuito de control y procesamiento.

Las fuentes de 5V y 15V alimentarán a los dispositivos siguientes:

- Salidas de optoacopladores de señales PWM.
- Alimentación de drivers IR21094.
- Alimentación de módulo de potencia SPM.
- Alimentación de sensores de corriente IR2175.
- Alimentación sensor de voltaje bus DC.
- Salida de falla de módulo de potencia VFO.
- Salida de sensores de corriente IR2175.

La fuente de 5V aislada, alimentará a los siguientes dispositivos:

- Salida de sensor de voltaje bus DC.

- Alimentación a módulo de programación ICD3.
- Alimentación a Microcontroladores PIC16F777.
- Alimentación a pulsadores y potenciómetro de referencia.
- Entrada de optoacopladores de señales PWM.
- Salida de optoacoplador de señal de falla en módulo de potencia VFO.
- Señal de referencia de temperatura en módulo de potencia.
- Salida de optoacopladores de sensores de corriente IR2175.
- Alimentación a cristales 20Mhz para Microcontroladores.
- Alimentación a display GLCD.

8.2 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS:

- 8.2.1 Voltaje de alimentación: 220Vac.
- 8.2.2 Voltajes de salida: 15 Vdc, 5 Vdc y 5 Vdc aislado.
- 8.2.3 Corrientes máximas en fuentes: 1.5 A.
- 8.2.4 Voltaje de entrada/salida digital: 0 – 5 Vdc.
- 8.2.5 Salida paralela de microcontrolador de 8 bits a GLCD.

8.3 SELECCIÓN Y CÁLCULOS:

Como hemos nombrado anteriormente, necesitamos 3 fuentes de tensión para el variador de velocidad, dos fuentes de 5 Vdc y una fuente de 15 Vdc. Por lo cual realizaremos los cálculos correspondientes para saber qué regulador, filtro y transformador de entrada son necesarios para su diseño.

8.3.1 Fuente de 5 Vdc:

Para obtener como salida estable de 5 Vdc, necesitamos un regulador de tensión ya sea de salida variable o de salida de voltaje único. Para obtener una mayor prestación en nuestro circuito se optó por usar un regulador con salida variable y con una entrega de amperaje mayor a 1A como el regulador LM1084IT de Texas Instruments el cual entrega una tensión variable de 1.25 Vdc a 15 Vdc y una corriente de hasta 5A.

- Si necesitamos 5 Vdc como salida de tensión, es necesario un voltaje de entrada al regulador mayor o igual a 7 Vdc.

$$V_{in} \geq V_{out} + 2V_{dc}$$

$$V_{in} \geq 7 V_{dc}$$

- Tomamos en consideración los voltajes de dos diodos en nuestro puente rectificador para un semiciclo, con lo cual tendremos el voltaje pico necesario del transformador.

$$V_{max} = V_{in} + 1.4 V_{dc}$$

$$V_{max} = 7 + 1.4$$

$$V_{max} = 8.4 V_p$$

- Ya al haber obtenido el voltaje pico del transformador, calculamos su voltaje rms necesario.

$$V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}$$

$$V_{rms} = \frac{8.4}{1.4142}$$

$$V_{rms} \approx 6 V_{rms}$$

- Necesitamos como mínimo un voltaje en el transformador de $6 V_{rms}$, entonces usaremos un transformador de $8 V_{rms}$.
- Para el cálculo de la capacitancia, tendremos como referencia la corriente de carga de aprox. 300mA y necesitaremos un voltaje de rizado de 0.075V.

$$C = \frac{I_L}{2x f_{rect} x V_r}$$

$$C = \frac{0.3}{2 \times 60 \times 0.075}$$

$$C = 33333 \mu F (25V)$$

- Cálculo de la potencia disipada por el regulador LM1084 con voltaje en transformador de $8 V_{rms}$.

$$P = (V_{in} - V_{out}) * I_L$$

$$P = (9.91 - 5) * 0.3$$

$$P = 1.3W$$

Ahora realizaremos cálculos para tener en cuenta un disipador de calor debido a las pérdidas en estado activo del regulador.

- Necesitamos como punto de partida la temperatura máxima que puede alcanzar la unión del transistor (T_j) y una constante $k=0.5$ para diseños normales con temperatura moderada.

$$T = kT_j - T_a = W(R_{jc} + R_{cd} + R_{da}) \quad (3.47)$$

Donde: T_j = Temperatura de unión, T_a = Temperatura ambiente, R_{jc} = Resist. Térmica unión-cápsula, R_{cd} = Resist. Térmica cápsula-disipador, R_{da} = Resist. Térmica disipador-ambiente.

- Con el datasheet del regulador tenemos que, $T_j=125^\circ C$, $R_{jc}=2.7^\circ C/W$, $R_{cd}=1.4^\circ C/W$ (separador de mica) y $T_a=25^\circ C$.
- Como los dos reguladores de $5 V_{dc}$ estarán colocados en el mismo disipador, las resistencias térmicas se consideran en paralelo con lo cual obtenemos una resistencia de:

$$= \frac{R_{jc} + R_{cd}}{2}$$

$$= \frac{2.7 + 1.4}{2}$$

$$= 2.05^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

- Calculamos entonces el valor del disipador R_{da} .

$$R_{da} = \left[\frac{kT_j - T_a}{W} \right] - R_{jc} - R_{cd}$$

$$R_{da} = \left[\frac{0.5 * 125 - 25}{1.3} \right] - 2.05$$

$$R_{da} \approx 27^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

Esto nos indica que la diferencia térmica entre disipador y la temperatura ambiente puede ser alta sin ningún problema, ya que la potencia disipada es baja, siendo posible dejar los reguladores al aire libre.

8.3.2 Fuente de 15 Vdc:

De la misma forma, para obtener una salida estable de 15 Vdc, utilizaremos el regulador LM1084IT, entonces:

- Voltaje de entrada necesario en regulador.

$$V_{in} \geq V_{out} + 2V_{dc}$$

$$V_{in} \geq 17 V_{dc}$$

- Considerando caída de voltaje con diodos de rectificador onda completa.

$$V_{max} = V_{in} + 1.4 V_{dc}$$

$$V_{max} = 17 + 1.4$$

$$V_{max} = 18.4 V_p$$

- Calculando voltaje rms en transformador.

$$V_{rms} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}$$

$$V_{rms} = \frac{18.4}{1.4142}$$

$$V_{rms} \approx 13 V_{rms}$$

- Utilizaremos un voltaje en transformador de $16 V_{rms}$. La capacitancia es la aproximadamente misma calculada para la fuente de 5 Vdc, entonces calcularemos la potencia disipada por el regulador con $16 V_{rms}$.

$$P = (V_{in} - V_{out}) * I_L$$

$$P = (21.22 - 15) * 0.3$$

$$P = 1.9W$$

De la misma manera realizaremos cálculos para tener en cuenta un disipador de calor debido a las pérdidas en estado activo del regulador.

- Con el datasheet del regulador tenemos que, $T_j=125^\circ\text{C}$, $R_{jc}=2.7^\circ\text{C/W}$, $R_{cd}=1.4^\circ\text{C/W}$ (separador de mica) y $T_a=25^\circ\text{C}$.
- Como los dos reguladores de 15 Vdc estarán colocados en el mismo disipador, las resistencias térmicas se consideran en paralelo con lo cual obtenemos una resistencia de:

$$= \frac{R_{jc} + R_{cd}}{2}$$

$$= \frac{2.7 + 1.4}{2}$$

$$= 2.05^\circ\text{C/W}$$

- Calculamos entonces el valor del disipador R_{da} .

$$R_{da} = \left[\frac{kT_j - T_a}{W} \right] - R_{jc} - R_{cd}$$

$$R_{da} = \left[\frac{0.5 * 125 - 25}{1.9} \right] - 2.05$$

$$R_{da} \approx 18^\circ\text{C}/\text{W}$$

Esto nos indica que la potencia disipada es baja, siendo posible dejar los reguladores al aire libre.

8.3.3 Protección en Fuentes de Tensión:

Para protección de las fuentes de tensión tendremos en consideración los siguientes detalles:

- Utilizaremos a la salida del transformador un fusible de 1A para protección, ya que nuestra carga no supera este valor.
- Utilizaremos un varistor después del fusible para proteger la entrada del regulador ante cualquier cambio de tensión en el transformador que supere lo calculado. Para las fuentes de 5Vdc utilizaremos el varistor 07D180K de $11 V_{RMS}$, y para la fuente de 15Vdc utilizaremos el varistor 07D270K de $17 V_{RMS}$.
- Utilizaremos diodos zener en cada fuente para mantener una tensión máxima, para las fuentes de 5Vdc utilizaremos el zener 1N4742A de 12V y para las fuentes de 15Vdc utilizaremos el zener 1N4748A de 22V ambos zener de 1W.
- A la salida de los reguladores utilizaremos un capacitor de tantalio de 0.1uF recomendado por el fabricante del regulador para mantener la estabilidad del voltaje de salida.

8.4 DISEÑO DEL CIRCUITO:

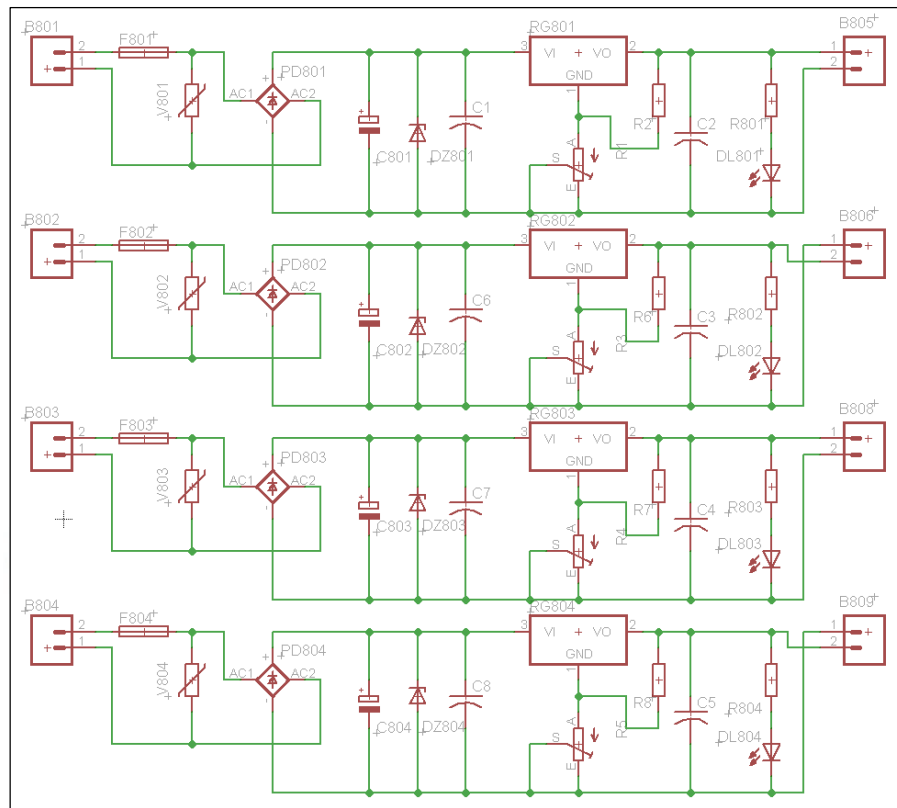


Figura 3.89 Diseño fuentes de tensión para Variador de Velocidad.

8.5 DISPOSITIVOS SELECCIONADOS:

8.5.1 Transformador AC/AC:

- Voltaje entrada: 220Vac.
- Bobinados secundarios: 4 independientes.
- Voltaje de salida: 5 Vac (2), 15 Vac (2).
- Corriente de salida: 2.5A máximo.

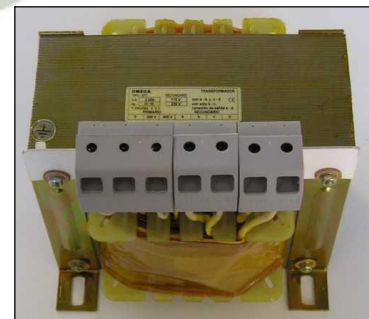


Figura 3.90 Transformador de tensión.

8.5.2 Puente rectificador:

SINGLE PHASE BRIDGE RECTIFIER W04.

- Marca: KD.
- Voltaje de entrada máxima: 280 Vac.
- Corriente de salida: 1.5 A.
- Temperatura de trabajo: $-55^{\circ}\text{C} - 150^{\circ}\text{C}$.



Figura 3.91 Puente rectificador W04.

8.5.3 Capacitor para filtro:

- Marca: MULTICOMP.
- Voltaje: 50 Vdc.
- Tolerancia: $\pm 20\%$.
- Temperatura de trabajo: $-40^{\circ}\text{C} - 85^{\circ}\text{C}$.
- Rizado AC: 5.97 A.



Figura 3.92 Capacitor para fuentes de tensión.

8.5.4 Regulador de voltaje LM1084:

- Marca: Texas Instruments.
- Máxima diferencia $V_{in} - V_{out}$: 29 V.
- Voltaje de salida: 1.2 Vdc – 15 Vdc.
- Corriente de trabajo: 5 A.
- Regulación lineal: 0.015%.
- Regulación con carga: 0.1%.

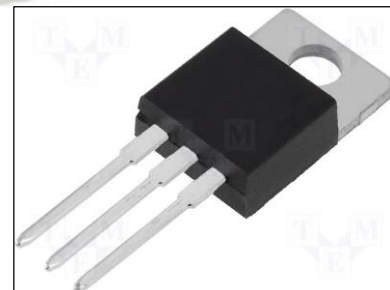


Figura 3.93 Regulador de tensión.

8.6 SIMULACIÓN:

Se presenta en la simulación (PSPICE 9.1) el funcionamiento de las fuentes de tensión, desde su alimentación hasta su salida estabilizada.

8.6.1 Simulación (P Spice A/D):

En la Figura 3.94 observamos la tensión del transformador con un voltaje pico de 11.31 V, observamos también el diferencial de tensión en la entrada del regulador con un valor de 0.074 V muy similar a lo calculado, un voltaje de salida del regulador de 4.994 Vdc, y una corriente de carga de 299.7 mA.

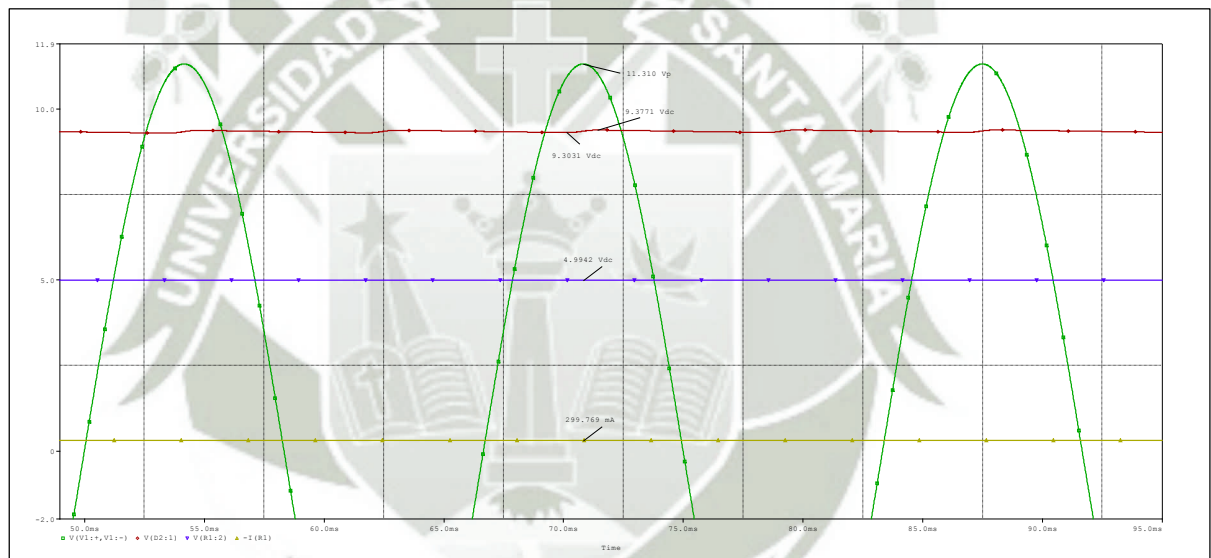


Figura 3.94 Tensiones en fuente de alimentación de 5 Vdc.

En la Figura 3.95 observamos la tensión del transformador con un voltaje pico de 22.62 V, observamos también el diferencial de tensión en la entrada del regulador con un valor de 0.074 V muy similar a lo calculado, un voltaje de salida del regulador de 15.102 Vdc, y una corriente de carga de 302.17 mA.

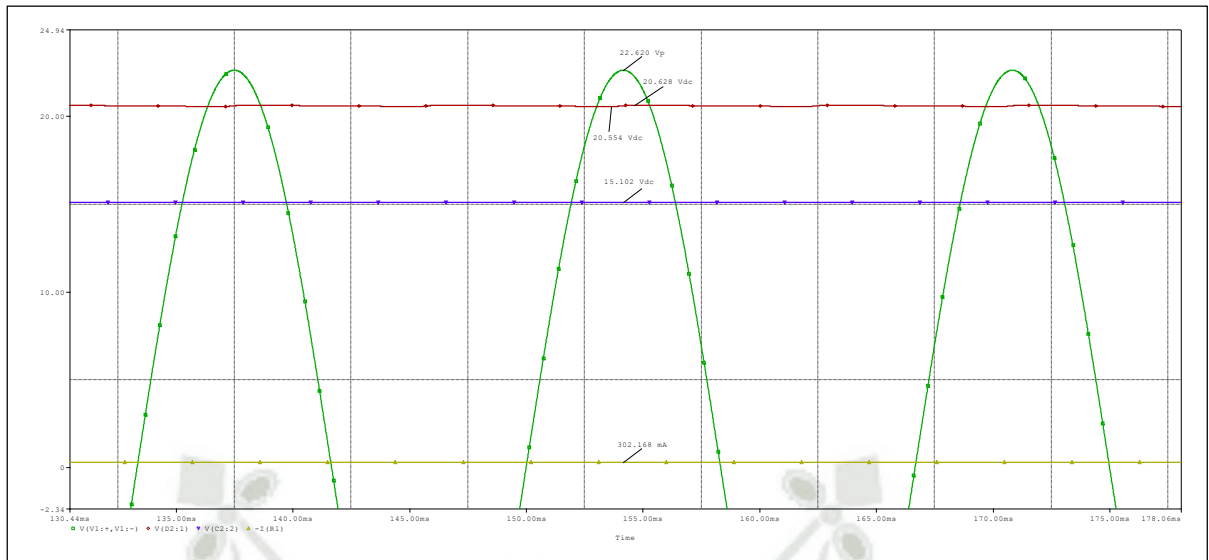


Figura 3.95 Tensiones en fuente de alimentación de 15 Vdc.

8.6.2 Circuito (PSpice Capture):

Observamos los circuitos correspondientes a la fuente de tensión de 5Vdc en la Figura 3.96 y a la fuente de tensión de 15Vdc en la Figura 3.97.

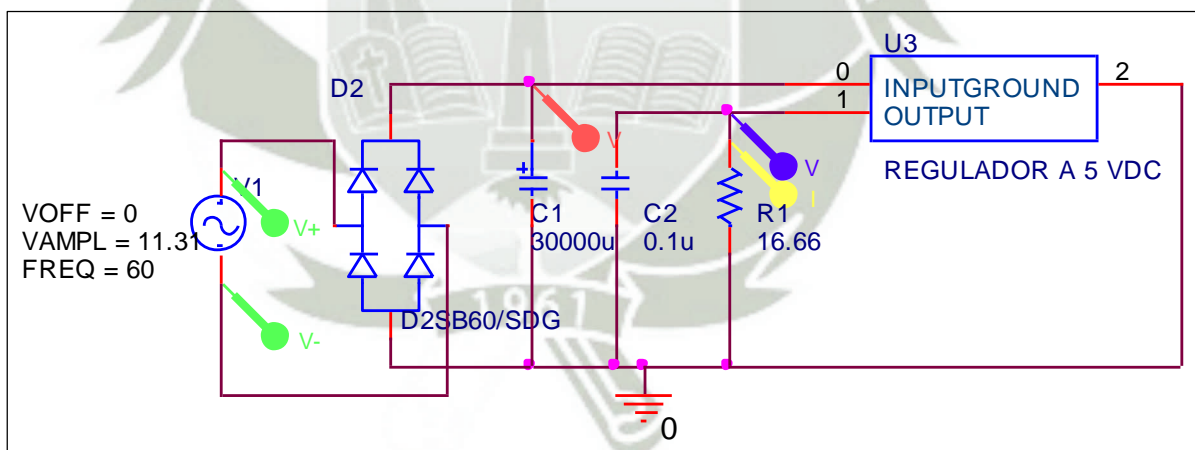


Figura 3.96 Fuente de alimentación de 5 Vdc.

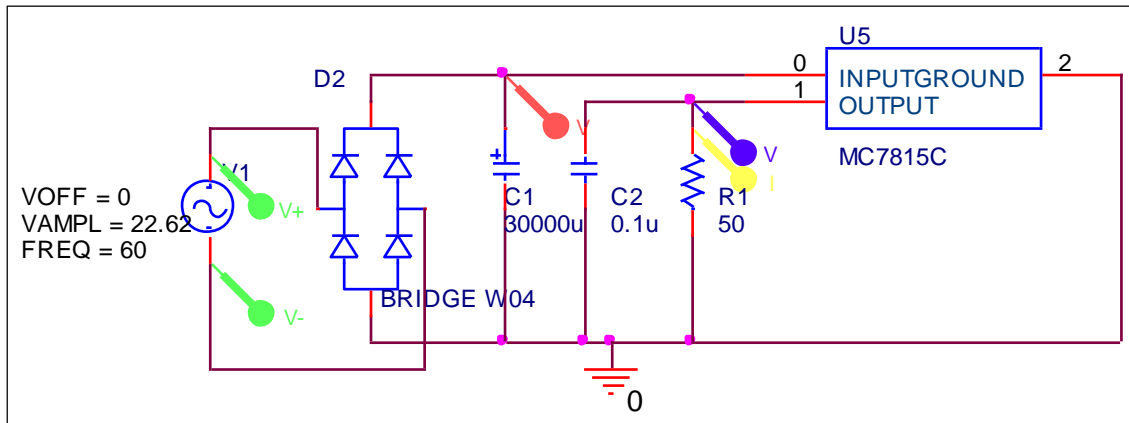


Figura 3.97 Fuente de alimentación de 5 Vdc.





CAPÍTULO 4

DISEÑO DE SOFTWARE

En este capítulo se describe la secuencia del programa tanto en el sistema de control como en el sistema de visualización, para poder controlar, variar la velocidad del motor y ver mediante el display gráfico los parámetros del motor como son la frecuencia, corrientes, voltaje en bus DC y temperatura en el módulo de potencia. Se muestra un diagrama de flujo general del sistema de control, diagramas de flujo por etapas para conocer cómo se realiza el control del variador y un diagrama de flujo general del sistema de visualización.

I. DIAGRAMA DE FLUJO GENERAL DEL SISTEMA DE CONTROL.

En la Figura 4.1 mostramos el diagrama de flujo en forma general, nos indica cuál es la secuencia que sigue nuestro programa para poder realizar el control como un variador de velocidad.

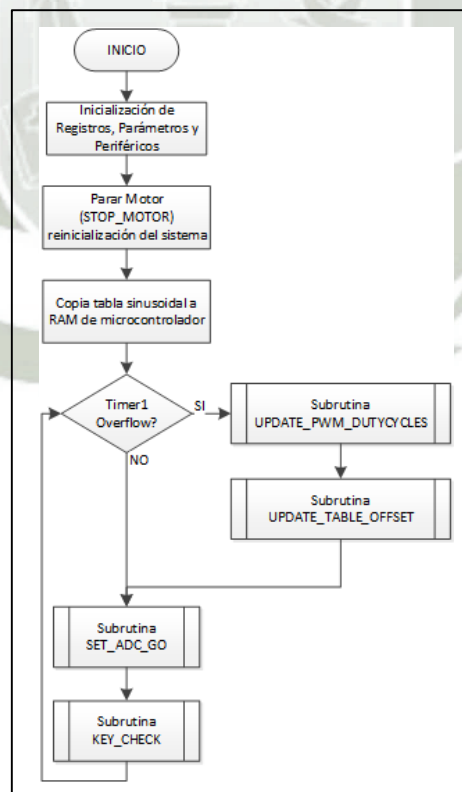


Figura 4.1 Diagrama de flujo general del sistema de control

El funcionamiento del sistema de control de velocidad se da mediante 3 salidas PWM de 10 bits implementadas en hardware en el PIC16F777, el ciclo de servicio de cada PWM puede ser variado individualmente para poder generar una onda trifásica AC como se muestra en la Figura 4.2.

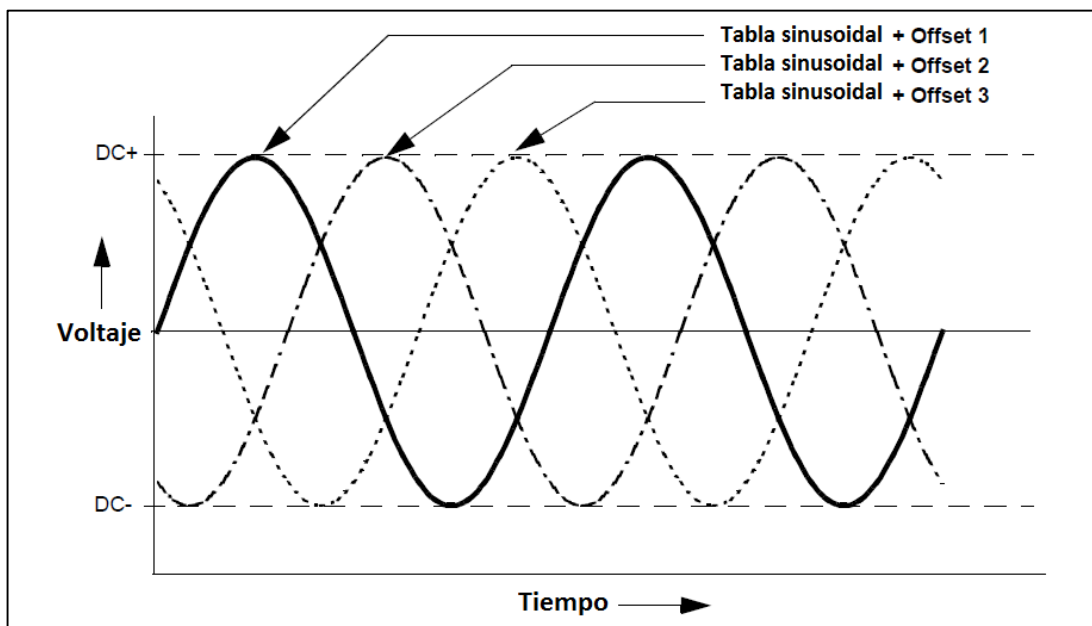


Figura 4.2 Onda trifásica generada por microcontrolador

Los 8 bits más altos del ciclo de servicio de la señal PWM se configuran usando el registro CCPRxL y los otros 2 bits más bajos son configurados en el registro CCPxCON en los bits 4 y 5, ahora la frecuencia de las señales PWM se programan usando el Timer2 del microcontrolador (PR2), como todas las señales PWM usan el Timer2 como base de tiempo para programar la frecuencia de switcheo y el ciclo de servicio, las 3 señales PWM tendrán la misma frecuencia.

Para generar una señal trifásica a partir del voltaje de bus DC, es necesario que las 3 señales PWM controlen los 6 transistores del módulo de potencia. Para lograr eso, estas 3 señales PWM deben ser conectadas a 3 driver IR21094, cada uno de estos driver toma como entrada una señal PWM y genera 2 señales PWM, una complementaria de la otra como se muestra en la Figura 4.3.

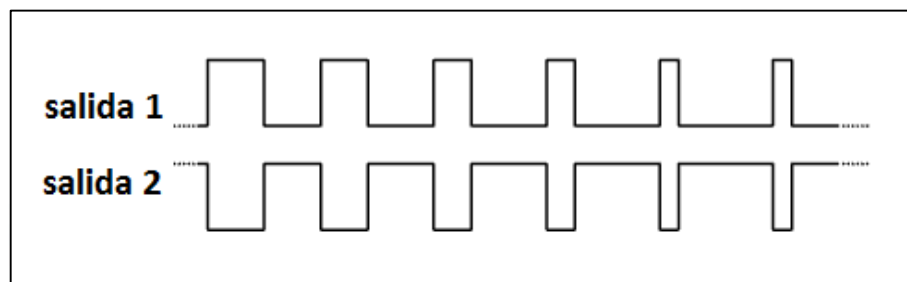


Figura 4.3 Señales PWM generadas por driver IR21094

Estas 2 señales son usadas para accionar los 2 transistores de una fase, uno para el transistor superior y otro para el inferior. Este driver también añade un tiempo muerto que es programable con una resistencia, esto para que no ocurra un cortocircuito entre el transistor superior e inferior.

Junto con las 3 señales PWM, el Timer1 de 16-bit es usado para controlar el desplazamiento de fase de cada señal, esto se realiza usando una tabla sinusoidal almacenada en la memoria del programa y luego transferida a la memoria de datos, esta tabla contiene 19 valores desde los 270° hasta los 90° y como los valores se leen 2 veces esto genera una onda sinusoidal completa de 0 a 360° , 3 registros son usados como offset de la tabla y cada uno de estos registros apunta a un valor de la tabla desfasados 120° para poder generar la onda trifásica con el respectivo desfase de 120° .

El potenciómetro conectado al canal ADC de 10-bit determina la frecuencia del motor y el microcontrolador usa este resultado para calcular el ciclo de servicio de la señal PWM, por lo tanto la frecuencia y la amplitud que alimenta al motor. Y para obtener cambios más suaves respecto a la frecuencia, el canal AN1 es convertido cada 4ms.

El valor de recarga del Timer1 se basa en el resultado de la conversión ADC del canal AN1, de la frecuencia de reloj usado (F_{osc}) y del número de entradas en la tabla senoidal (36 entradas). Después de cada overflow del Timer1 es leído un valor de la tabla que está apuntado por el registro de offset, este valor es escalado según la frecuencia del motor. Luego el valor de la tabla es multiplicado con la entrada de frecuencia para poder calcular el ciclo de servicio de las señales PWM los cuales son guardados en el registro de ciclo de servicio correspondiente, y los registros offset son actualizados para la siguiente lectura.

El nuevo valor de ciclo de servicio de las señales PWM tomarán efecto en el siguiente overflow del Timer2, también el ciclo de servicio permanecerá igual hasta que ocurra un overflow en el Timer1. La frecuencia de la nueva actualización del ciclo de servicio de las señales PWM determinan la frecuencia del motor mientras que el valor cargado en el registro del ciclo de servicio determina la amplitud de voltaje en el motor, esto se muestra en la Figura 4.4.

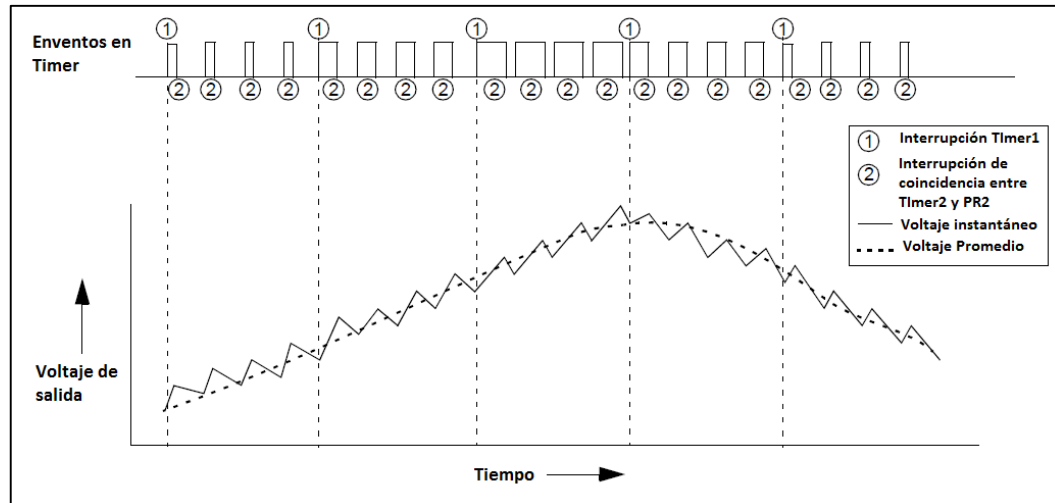


Figura 4.4 Función de Timer1 y Timer2 en Variador

La ecuación utilizada para calcular el valor de recarga del Timer1 se da en la ecuación 4.1. En esta ecuación el prescaler del Timer1 es 1:8, PR2 es configurado para generar una frecuencia PWM de 20Khz y la frecuencia base es de 20Mhz (F_{osc}).

$$Recarga\ Timer1 = FFFFh - 2 \times \left(\frac{\frac{F_{osc}}{4}}{Entradas\ tabla \times Prescaler\ Timer1 \times Valor\ de\ AN1} \right) \quad (4.1)$$

Daremos a conocer a qué se refiere cada etapa con su respectivo diagrama de flujo y su respectiva programación en el microcontrolador PIC16F777.

1.1 INICIALIZACIÓN DE REGISTROS, PARÁMETROS Y PERIFÉRICOS.

Como primer paso inicializamos los puertos que utilizaremos como entrada y salida, inicializaremos las 3 salidas PWM y también el Timer 2 necesario para ejecutar la frecuencia de los pulsos PWM. Los pasos a seguir son:

- Apagar el Watchdog.
- Colocamos todos los bits del registro FLAGS en cero. Estos comprenden: dirección del motor, motor funcionando, overflow de timer1, flag de offset1, flag de offset2, flag de offset3, conversión de voltaje o frecuencia.
- Colocamos todos los bits del registro FLAG_FREQ en cero. Estos comprenden: aceleración o desaceleración, cambio de frecuencia, delay de 4ms.
- Configuramos todas las entradas y salidas del microcontrolador.
- Colocamos el puerto conectados a los Led's en 0 para apagarlos.
- Configuramos los registros CCP como PWM.
- Configuramos la frecuencia de switcheo con el registro PR2.

```

;*****
;INICIALIZACIÓN DE PUERTOS Y TIMERS
;*****
BANKSEL WDTCON           ;selecciona banco donde se localiza WDTCON.
CLRF WDTCON              ;WDT (watchdog) apagado.
CLRF FLAGS               ;a cero todo el byte de FLAGS
BANKSEL FLAG_FREQ       ;selecciona banco donde se localiza FLAG_FREQ.
CLRF FLAG_FREQ          ;a cero todo el byte de FLAG_FREQ
BCF STATUS,RP1         ;selección de banco 1.
BSF STATUS,RP0
MOVLW 0X17              ;00010111
MOVWF TRISE             ;RB0-2 y RB4,RE3 y RE5-RE7 configurados como entrada y salida respectivamente.
MOVLW 0XF9              ;11111001
MOVWF TRISC             ;RC1,RC2 configurados como salida respectivamente
MOVLW 0XF0              ;11110000
MOVWF TRISD            ;RD0-3 y RD4-RD7 configurados como salida y entrada respectivamente.
BCF TRISE,4            ;---0--- configurado como salida.
BCF STATUS,RP0         ;regresa a banco 0.
MOVE PORTE,W           ;mueve valor PORTE a W.
MOVLW 0XF0              ;apaga todos los Leds.
MOVWF PORTD
MOVLW 0X0C              ;00001100 PWM encendido.
MOVWF CCP1CON          ;CCP1 configurado como PWM.
MOVWF CCP2CON          ;CCP2 configurado como PWM.
BSF STATUS,RP0         ;selecciona banco 1.
MOVWF CCP3CON          ;CCP3 configurado como PWM.
CRLI STOP_MOTOR        ;parar motor
BANKSEL PR2             ;selecciona banco PR2.
MOVLW PR2_VALUE        ;mueve valor de PR2_VALUE (parametros)
MOVWF PR2              ;a registro PR2
BCF STATUS,RP0         ;pasa a banco 0.
BSF T2CON,TMR2ON       ;enciende Timer2.
CRLI COPY_TABLE_TO_RAM ;copia tabla senoidal del programa hacia RAM para rapido acceso.

```

Figura 4.5 Inicialización de Puertos y Timers

Después de inicializar los puertos y timers, inicializamos el registro ADC, configuramos el tiempo de conversión, configuramos qué entradas serán análogas y configuramos el tiempo de adquisición.

```

;*****
;INICIALIZACIÓN DE REGISTRO ADC
;*****
BANKSEL ADCON0
MOVLW 0X91              ;valor 10010001
MOVWF ADCON0           ;Fosc/32, AN2(RA2), conversión AD operando (Conversión Bus DC)
BSF STATUS,RP0         ;tiempo conversión:TAD = (1/Fosc)*divisor == 1.6us
MOVLW 0x0B             ;valor 00001011
MOVWF ADCON1           ;Configurar AN0:AN3 como entradas análogas
MOVLW 0X31             ;valor 00110001
MOVWF ADCON2           ;tiempo adquisición: TACQ = 16TAD = ~25.6usec
MOVLW 0X0F             ;00001111
MOVWF TRISA            ;RA0-RA3 como entradas y RA4-RA7 salidas
BCF STATUS,RP0         ;regresa a banco 0.
BSF PORTA,DRIVER_ENABLE ;enciende driver - IR21094

```

Figura 4.6 Inicialización de Registro ADC

Luego inicializaremos las interrupciones deshabilitando todas las interrupciones sin excepción al inicio y luego configuramos las interrupciones necesarias para nuestro variador, los cuales son:

- Habilitamos la interrupción externa desde el sistema de visualización.
- Interrupción del puerto RB, que viene del módulo de potencia.
- Habilitamos interrupción de periféricos y globales.

```

;*****
;INICIALIZACIÓN DE INTERRUPTONES
;*****
BCF STATUS,RPO ;selecciona banco 0.
CLRF INTCON ;Inhabilita todas las interrupciones y flags asociados
CLRF PIR1 ;Inhabilita todas las interrupciones
CLRF PIR2 ;Inhabilita todas las interrupciones
BSE STATUS,RPO
CLRF PIE1 ;Inhabilita todas las interrupciones
CLRF PIE2 ;Inhabilita todas las interrupciones

MOVLW 0X03 ;valor 00000011
MOVWF PCON ;Power-on reset y Brown-out reset inhabilitados
BCF STATUS,RPO
BSF INTCON,INTOIE ;habilita interrupción externa de microcontrolador visualización
BANKSEL OPTION_REG
BCF OPTION_REG,INTEDG ;interrupción en falling-edge para RB0
BSF INTCON,RBIE ;Habilita la interrupción de puerto RB (para RB4)
BSF INTCON,PEIE ;Habilita interrupciones periféricos
BSF INTCON,GIE ;Habilita interrupciones Globales
    
```

Figura 4.7 Inicialización de Interrupciones

Como proceso de inicialización, tenemos también que iniciar los parámetros utilizados para generar la onda trifásica, lo llamamos INIT_MOTOR_PARAMETERS.

En esta subrutina ejecutamos el programa de la siguiente manera:

- Colocamos valores correspondientes a formar 120° de desfase en los registros offset. Offset1 con 180° (equivalente a 0° en amplitud), offset2 con 240°, offset3 con 120°.

- Definimos el sentido de giro del motor cambiando el valor de los registros CCPR1L por el valor de CCPR2L y viceversa.
- Inicializamos los flags de los registros offset para definir el sentido de recorrido de la tabla ascendente o descendente de los 19 valores.
- Inicializamos los valores de los registros de Timer1 para que nuestra frecuencia inicial corresponda a 5Hz.
- Inicializamos el overflow de Timer1 y habilitamos los driver IR21094 para que se activen las salidas al módulo de potencia.

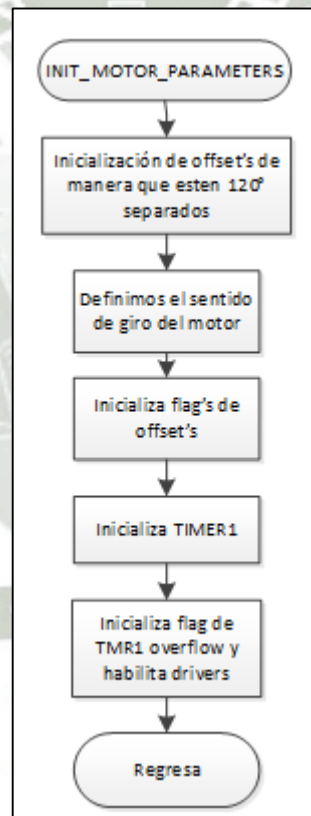


Figura 4.8 Diagrama de flujo de Parámetros de Motor

En la Figura 4.9 mostramos la programación para poder inicializar los parámetros del motor.

```

;*****
;RUTINA QUE INICIALIZA PARAMETROS REQUERIDOS PARA INICIALIZACIÓN DE MOTOR.
;*****

INIT_MOTOR_PARAMETERS                ;Inicializa los offsets de tal manera que estén separados 120°
BANKSEL TABLE_OFFSET1              ;selecciona banco para TABLE_OFFSET1
MOVLW 0X09                          ;valor de 9
MOVWF TABLE_OFFSET1                ;a TABLE_OFFSET1

BANKSEL TABLE_OFFSET2              ;selecciona banco para TABLE_OFFSET2
MOVLW 0X03                          ;valor de 3
MOVWF TABLE_OFFSET2                ;a TABLE_OFFSET2

BANKSEL TABLE_OFFSET3              ;selecciona banco para TABLE_OFFSET3
MOVLW 0X0F                          ;valor de 15
MOVWF TABLE_OFFSET3                ;a TABLE_OFFSET3

BSE FLAGS_OFFSET1_FLAG              ;Inicialización de los flag de los offsets
BCE FLAGS_OFFSET2_FLAG
BCE FLAGS_OFFSET3_FLAG

BANKSEL TMR1H                       ;inicialización de TIMER1
MOVLW 0XF9                          ;valor de 249
MOVWF FREQ_REF_H                    ;a FREQ_REF_H
MOVWF TMR1H                          ;a TMR1H
MOVLW 0X37                          ;valor de 55
MOVWF TMR1L                          ;a TMR1L
MOVWF FREQ_REF_L                    ;a FREQ_REF_L
MOVLW 0XE1                          ;valor de 177
MOVWF TMRO                          ;a TMRO
BSE FLAGS_TIMER1_OV_FLAG             ;bit 2 en 1.
BCE PORTA_DRIVER_ENABLE              ;bit RA4 en 1.
RETURN
    
```

Figura 4.9 Inicialización de parámetros de Motor

1.2 PARAR MOTOR Y REINICIALIZACIÓN DEL SISTEMA.

Como segundo paso programamos la subrutina STOP_MOTOR, esta subrutina se utiliza para varias etapas dentro del funcionamiento del variador entre las cuales están:

- Lectura inicial del microcontrolador.
- Al suceder cualquier tipo de falla.
- Para realizar cambio de sentido de giro.
- Para parar el Motor.

El funcionamiento de esta subrutina se ejecuta de la siguiente manera:

- Deshabilita toda interrupción ya sea de Timer1, Timer2, o conversión ADC ya que lo que se desea es parar el motor.
- Colocamos a 0 los registros CCPRx que nos sirven para saber el ciclo de servicio.
- Deshabilitamos los driver IR21094 para que ya no exista activación alguna en los módulos SPM.
- Todos los registros offset los colocamos a 0.
- Los registros usados para almacenar la frecuencia establecida como son SET_FREQ, NEW_FREQ, TEMP_FREQ toman el valor inicial de 5Hz.

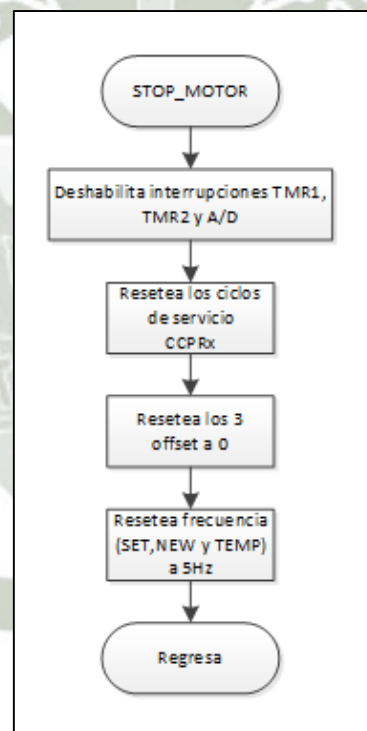


Figura 4.10 Diagrama de flujo para parar Motor.

En la Figura 4.11 mostramos la rutina para ejecutar la subrutina de STOP_MOTOR.

```

;*****
;RUTINA QUE PARA MOTOR COLOCANDO 0% EL CICLO DE SERVICIO.
;DESHABILITA INTERRUPCIONES PARA MANTENER CONDICIÓN DE PARADA DE MOTOR
;*****
STOP_MOTOR
    BANKSEL PIEL                ;selección banco PERIPHERAL INTERRUPT.
    BCF   PIEL,THMR1E           ;deshabilita interrupción de overflow de THMR1.
    BCF   PIEL,THMR2IE         ;Deshabilita interrupción de coincidencia de TMR2 con PR2.
    BCF   PIEL,ADIE            ;deshabilita interrupción conversor A/D.
    BCF   FLAGS,TIMER1_OV_FLAG ;Bit Timer1 overflow = 0.
    CLRF  CCPR3L               ;pone a 0 byte CCPR3 low. CCPRXL se usa para el ciclo de servicio de PWM.
    BCF   STATUS,RPO           ;regresa a banco 0.
    BSF   PORTA,DRIVER_ENABLE  ;Deshabilita los driver's.
    CLRF  CCPR1L               ;pone a 0 byte CCPR1 low.
    CLRF  CCPR2L               ;pone a 0 byte CCPR2 low.
    BANKSEL TABLE_OFFSET1     ;selecciona banco de offset 1.
    CLRF  TABLE_OFFSET1      ;offset1 en 0.
    BANKSEL TABLE_OFFSET2     ;selecciona banco de offset 2.
    CLRF  TABLE_OFFSET2      ;offset2 en 0.
    BANKSEL TABLE_OFFSET3     ;selecciona banco de offset 3.
    CLRF  TABLE_OFFSET3      ;offset3 en 0.
    MOVW  0x14                 ;mueve valor de 20 a W.
    MOVWF SET_FREQ             ;Resetea frecuencia de motor a 5Hz.
    BANKSEL NEW_FREQ           ;selecciona banco de NEW_FREQ.
    MOVWF NEW_FREQ             ;frecuencia a 5Hz.
    BANKSEL TEMP_FREQ          ;selecciona banco de TEMP_FREQ.
    MOVWF TEMP_FREQ           ;frecuencia a 5Hz.
    BCF   PORTB,INIT_CURRENT   ;deshabilita medicion de corriente
    RETURN

```

Figura 4.11 Rutina de parada de Motor.

1.3 COPIA DE TABLA SINUSOIDAL A MICROCONTROLADOR.

Nuestra tabla sinusoidal consta de 19 datos, es por esto que al momento de declarar variables, creamos una variable SINE_TABLE_RAM con una reserva de memoria de 20 (esto incluye el parámetro ADDWF necesario para uso de tablas). Estos datos se almacenan en la memoria RAM del microcontrolador de la siguiente manera:

- Seleccionamos la primera dirección del registro SINE_TABLE_RAM y lo movemos al registro FSR para apuntar el comienzo de la tabla.
- Seleccionamos cada valor de la tabla, uno por uno, y lo copiamos a la memoria RAM.
- Para esto utilizamos los registros FSR e INDF que sirven de direccionamiento indirecto para la tabla de datos.

```

;*****
;EN LA INICIALIZACIÓN EL CONTENIDO DE TABLA ES COPIADA A LA RAM DESDE LA
;MEMORIA DE PROGRAMA
;*****
COPY_TABLE_TO_RAM
    BANKSEL SINE_TABLE_RAM           ;seleccion directa de banco para SINE_TABLE_RAM
    BANKISEL SINE_TABLE_RAM         ;seleccion indirecta de banco para SINE_TABLE_RAM
    MOVLW LOW(SINE_TABLE_RAM)       ;primera dirección de tabla de SINE_TABLE_RAM
    MOVWF FSR                        ;mueve a File select register (apunta al comienzo de la tabla)
    MOVLW 0X13                       ;19 en decimal
    MOVWF TEMP_LOC                  ;mueve 19 a TEMP_LOC
    CLRF TEMP_LOC_1                 ;pone en 0 TEMP_LOC_1
COPY_AGAIN
    MOVLW HIGH(SINE_TABLE)           ;bits de la dirección 15:8 donde comienza la tabla se carga en PCLATH
    MOVWF PCLATH                    ;mueve a PCLATH
    MOVE TEMP_LOC_1,W                ;mueve TEMP_LOC_1 a W
    CALL SINE_TABLE                  ;llama subrutina SINE_TABLE
    MOVWF INDF                       ;mueve valor de W a la tabla en RAM
    INCF TEMP_LOC_1,F                ;Suma TEMP_LOC_1 + 1 == TEMP_LOC_1
    INCF FSR,F                       ;Suma FSR + 1 == FSR
    DECFEZ TEMP_LOC,F               ;Resta TEMP_LOC - 1 == TEMP_LOC y compara si = 0.
    GOTO COPY_AGAIN

    MOVLW LOW(SINE_TABLE_RAM)        ;FSR apunta al comienzo de la tabla
    MOVWF FSR
    RETURN
    
```

Figura 4.12 Rutina para copiar tabla a RAM.

```

;*****
;ECUACIÓN USADA PARA CALCULO DE TABLA = (SIN(ANGULO)+1)*FF/2 (YA QUE SENO DE 0° O 180° = 0,
;FACILIDAD DE CALCULO CON SENO DE 90° Y 270°)
;LOS ANGULOS ESTAN DADOS DE 270 GRADOS A 90 GRADOS; TAMAÑO DE PASO = 10 GRADOS
;*****
TABLE CODE 0X0005
SINE_TABLE
    ADDWF PCL,F           ;suma PCL + W == PCL
    RETLW 0X00           ;270°
    RETLW 0X02           ;260° 02
    RETLW 0X08           ;250° 07
    RETLW 0X11           ;240° 11
    RETLW 0X1E           ;230° 1D
    RETLW 0X2E           ;220° 2D
    RETLW 0X40           ;210° 3F
    RETLW 0X54           ;200° 53
    RETLW 0X69           ;190° 69
    RETLW 0X80           ;180° 7F
    RETLW 0X96           ;170° 95
    RETLW 0XAB           ;160° AB
    RETLW 0XBF           ;150° BF
    RETLW 0XD1           ;140° D1
    RETLW 0XE1           ;130° E1
    RETLW 0XEE           ;120° ED
    RETLW 0XF8           ;110° F7
    RETLW 0XFD           ;100° FD
    RETLW 0XFF           ;90° FF
;*****
;TERMINO DE PROGRAMA
;*****
END
    
```

Figura 4.13 Datos de tabla de 270° a 90°.

1.4 OVERFLOW EN TIMER1.

Como observamos en la Figura 4.14, el overflow del Timer1 nos sirve para poder ejecutar las subrutinas de actualización de los ciclos de servicio de las señales PWM para variar la amplitud y también para desplazar los offset con los 19 datos de la tabla para que de esta forma vaya tomando cada señal PWM el aspecto de una onda sinusoidal.

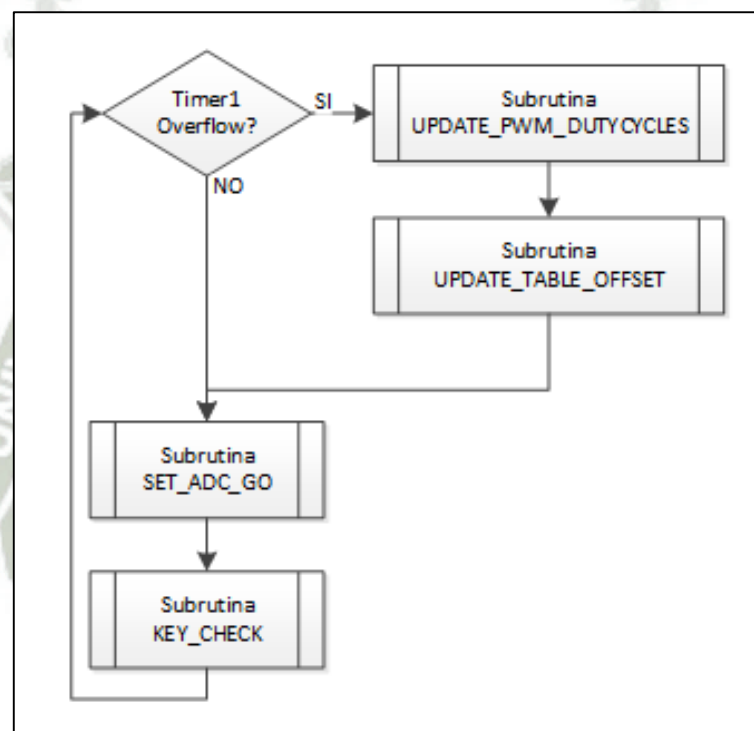


Figura 4.14 Diagrama de flujo de overflow en Timer1.

1.4.1 Actualización de ciclo de servicio UPDATE_PWM_DUTYCYCLES.

Cuando exista un overflow en Timer1, lo primero que se ejecuta es la actualización de los ciclos de servicio de la forma como se observa en la Figura 4.15:

- Nos ubicamos en la primera dirección de la tabla con ayuda del registro FSR.
- Leeremos el valor correcto de la tabla con ayuda del offset para que siempre estén 120° desfasados.
- Comparamos el valor leído, si es igual a 0 el ciclo de servicio será cero, si es diferente se realiza una multiplicación del valor de la tabla con la frecuencia seteada, del resultado de 16 bits utilizamos sólo los 8 más significativos; este valor representa el ciclo de servicio de la señal PWM. Esto se realiza para los 3 PWM con su offset adecuado.

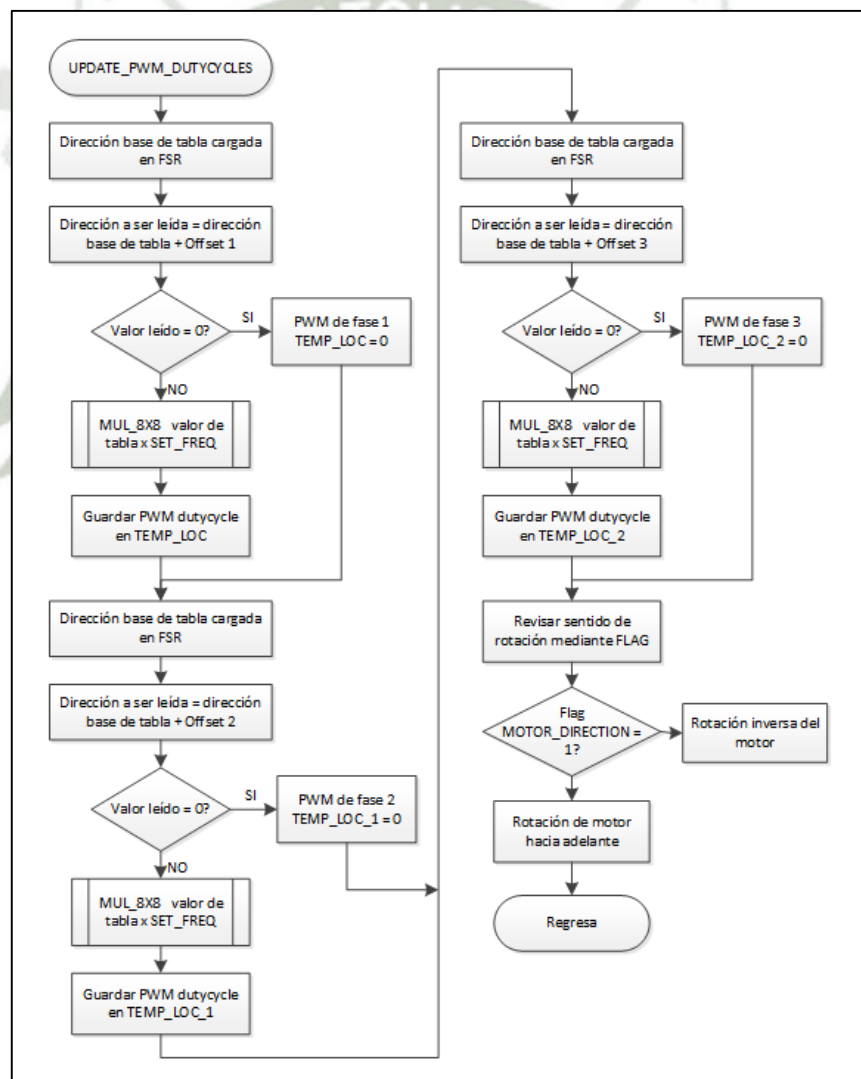


Figura 4.15 Diagrama de flujo de actualización ciclos de servicio.

1.4.2 Actualización de offset UPDATE_TABLE_OFFSET.

Después de haber realizado la actualización de los ciclos de servicio de las señales PWM, se realiza la actualización de los registros offset para que forme así la onda sinusoidal necesaria para formar una onda trifásica completa. El diagrama de flujo de la programación se observa en la Figura 4.16 y se realiza de la siguiente manera:

- Comparamos si el valor del flag del offset se encuentra en “1” lógico o en “0”.
- Si el flag de offset se encuentra en “1” comparamos si llegó al último valor de la tabla, si es así colocamos el flag de offset en “0” sino, incrementamos el offset en 1.
- Si el flag de offset se encuentra en “0” disminuimos el offset en 1 y luego comparamos si el offset llegó a 0.
- Si el offset llegó a 0 entonces colocamos el flag del offset en “1”.

Estos pasos se realizan para que se lean los valores de la tabla de arriba hacia abajo y luego de abajo hacia arriba y así sucesivamente, con el objetivo de generar la onda sinusoidal para cada PWM y como tenemos 3 registros de offset separados 120°, esto hace que se genere una onda trifásica completa.

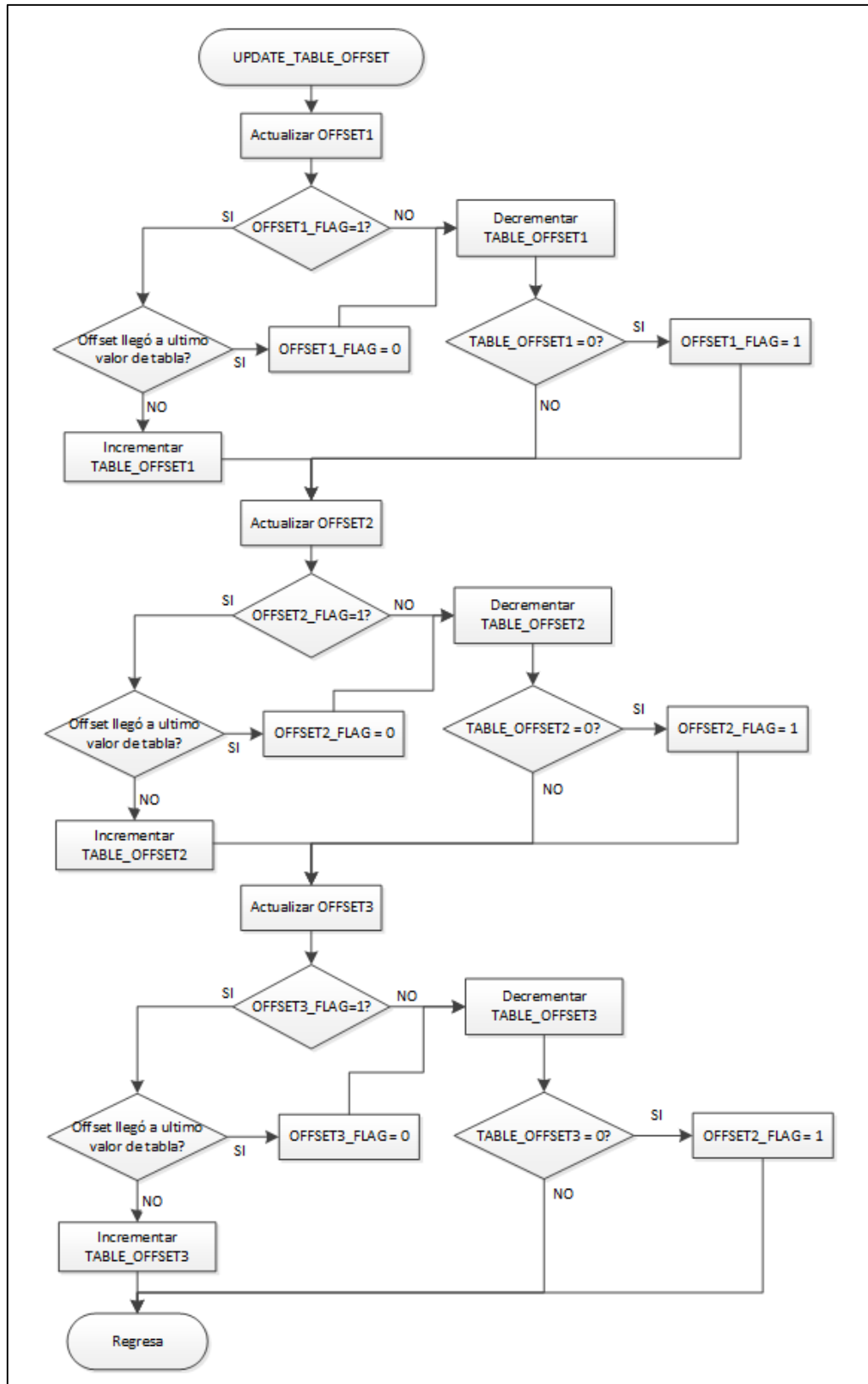


Figura 4.16 Diagrama de flujo de actualización de offset.

1.5 CONVERSIÓN ADC.

Después de analizar si se realizó un overflow en el Timer1, escogeremos qué conversión ADC realizar ya que tenemos dos opciones, conversión de voltaje de bus DC ó conversión de frecuencia. Lo analizamos de la siguiente forma:

- Comparamos el flag de Motor_running si se encuentra en “1” o no.
- Si se encuentra en estado “1” comparamos si se está ejecutando una conversión ADC en ese momento revisando el registro ADCON0,GO.
- Si no se está realizando ninguna conversión, entonces comparamos si el tiempo de delay de 4ms acabó para que se dé la conversión de frecuencia.
- Si no acabó el delay entonces realizamos una conversión del voltaje en el bus DC. Si acabó el delay de 4ms realizamos una conversión de frecuencia.

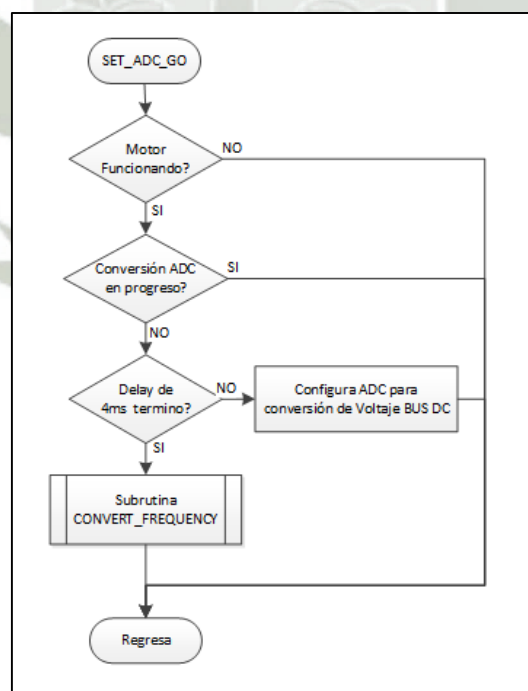


Figura 4.17 Diagrama de flujo de conversión ADC.

En la Figura 4.18, observamos la rutina necesaria para poder realizar esta conversión ADC ya sea para el voltaje del bus DC o para la conversión de frecuencia.

```

;*****
;SETEA EL BIT "GO" DE CONVERSIÓN ADC DESPUÉS DE UNA ADQUISICIÓN DE 20US APROXIMADAMENTE.
;*****
PROG CODE
SET_ADC_GO
    BTFS    FLAGS,MOTOR_RUNNING    ;bit 1 = 1?
    RETURN                                ;regresa a rutina
    BANKSEL ADCON0                    ;selecciona banco donde se ubica ADCON0
    BTFS    ADCON0,GO                ;Conversión en progreso (bit 2 = 1)?
    RETURN                                ;Si
                                        ;No
    BANKSEL FLAG_FREQ                ;Selecciona banco donde se ubica FLAG_FREQ
    BTFS    FLAG_FREQ,DELAY_4MS      ;Flag de Delay de 4ms en 1? (termino delay? bit 2 = 1?)
    GOTO    CONVERT_BUS_VOLTAGE      ;No. Setea ADC para lectura de BUS DC
                                        ;RAMP se encuentra definida en parámetros
                                        ;Si se encuentra definida RAMP entonces:
#IFDEF RAMP
    GOTO    CONVERT_FREQUENCY        ;Si. Setea ADC para lectura de Frecuencia.
#ELSE
    GOTO    EQUAL_FREQ
#ENDIF

```

Figura 4.18 Rutina para conversión ADC.

1.5.1 Conversión de frecuencia de motor.

La conversión de frecuencia de motor la utilizamos para saber si el motor tiene que mantener la velocidad con la que se encuentra trabajando, acelerar o desacelerar para lograr igualar la frecuencia ajustada por el potenciómetro de entrada. En la rutina implementada, utilizamos 3 registros para lograr este cambio de frecuencia los cuales son NEW_FREQ, SET_FREQ y TEMP_FREQ. Para realizar este proceso de conversión se establecen los pasos siguientes:

- Colocamos en 0 el flag que nos indica que el delay de 4ms finalizó, reiniciar el conteo y poder realizar de nuevo la conversión de frecuencia.
- Restamos NEW_FREQ (valor leído en cada conversión ADC) y SET_FREQ (valor con el cual se está trabajando) para ver si hubo cambio de frecuencia o no.

- Comparamos NEW_FREQ con TEMP_FREQ (registro de valor de frecuencia temporal), si son iguales indicamos si se está ejecutando un cambio de frecuencia ya sea aceleración o desaceleración.
- Si NEW_FREQ y TEMP_FREQ no son iguales, realizamos un cálculo de frecuencia con uso de SET_FREQ para poder colocar nuevos valores a FREQ_REF_H y FREQ_REF_L que nos dan el tiempo de recarga del Timer1.
- Después de este paso, en la siguiente ejecución de la subrutina CONVERT_FREQUENCY, se estará dando un cambio en progreso con lo cual calcularemos la aceleración o desaceleración según sea el caso y calcularemos de nuevo los valores de recarga de Timer1 hasta que llegue al punto de que NEW_FREQ y SET_FREQ sean iguales.

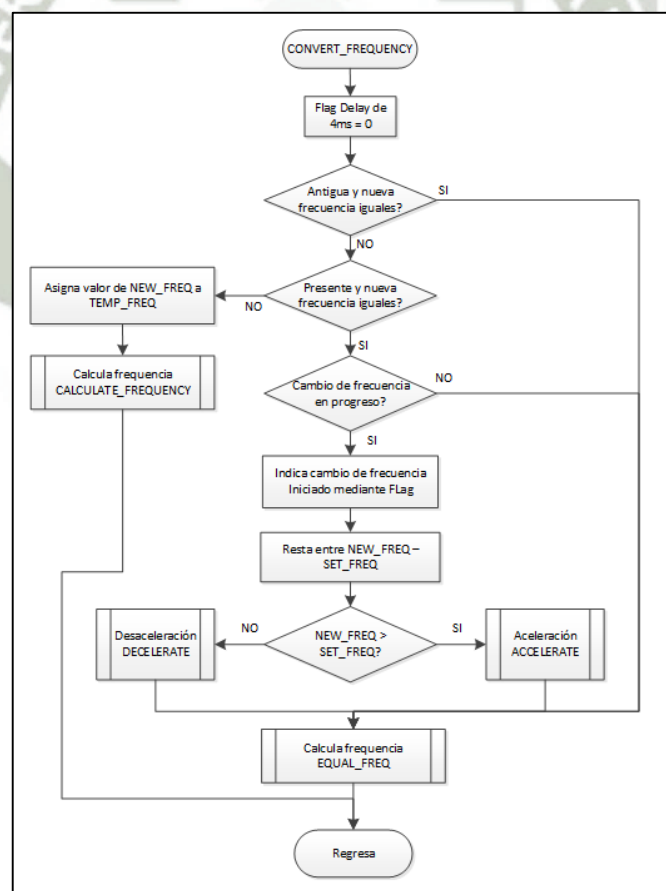


Figura 4.19 Diagrama de flujo de conversión de frecuencia de motor.

En la Figura 4.20 mostramos el diagrama de flujo de cómo calculamos el valor de frecuencia desde la entrada análoga, y en la Figura 4.21 mostramos parte de la rutina de cálculo de frecuencia de motor.

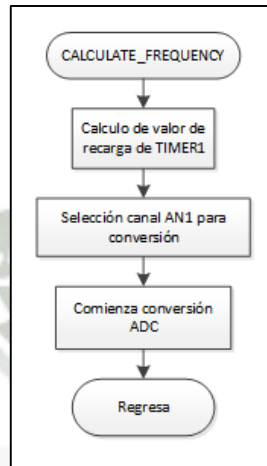


Figura 4.20 Diagrama de flujo de cálculo de frecuencia.

```

CONVERT_FREQUENCY
BCF    FLAG_FREQ,DELAY_4MS    ;a 0 flag de DELAY_4MS

BANKSEL NEW_FREQ             ;selecciona banco donde se ubica NEW_FREQ.
MOVE   SET_FREQ,W           ;mueve valor de SET_FREQ a W.
SUBWF  NEW_FREQ,W           ;Chequea si antigua frecuencia y nueva frecuencia son iguales?
BTFS   STATUS,Z             ;Chequea si resultado es 0.
GOTO   CHECK_LAST_NEW_F     ;No.
                                           ;Si.
BANKSEL FLAG_FREQ           ;selecciona banco donde se ubica FLAG_FREQ
BCF    FLAG_FREQ,CHANGE_FREQ ;bit 1 = 0. No hay cambio en frecuencia.
GOTO   EQUAL_FREQ           ;Ir a EQUAL_FREQ.

CHECK_LAST_NEW_F

BANKSEL TEMP_FREQ           ;selecciona banco donde se ubica TEMP_FREQ.
MOVE   TEMP_FREQ,W         ;mueve valor de TEMP_FREQ a W.
BANKSEL NEW_FREQ           ;selecciona banco donde se ubica NEW_FREQ.
SUBWF  NEW_FREQ,W           ;chequea si ultima nueva frecuencia y frecuencia presente son iguales?
BTFS   STATUS,Z             ;chequea si W = 0?.
GOTO   ASSIGN_NEW_TO_TEMP   ;No.
                                           ;Si.
BANKSEL FLAG_FREQ           ;Si.
BTFS   FLAG_FREQ,CHANGE_FREQ ;Cambio de frecuencia en progreso(bit 1)?
GOTO   EQUAL_FREQ           ;Si - Omitir calculo de frecuencia de rampa.
BSF    FLAG_FREQ,CHANGE_FREQ ;No, cambia flag a 1. Indica que cambio de frecuencia ha iniciado.

BANKSEL NEW_FREQ           ;selecciona banco donde se ubica NEW_FREQ.
MOVE   SET_FREQ,W           ;mueve SET_FREQ a W.
SUBWF  NEW_FREQ,W           ;Resta NEW_FREQ - SET_FREQ == W.
BTFS   STATUS,C             ;chequea que es necesario, aceleración o desaceleración?
GOTO   DECELERATE           ;SET_FREQ > NEW_FREQ, va a DECELERATE
GOTO   ACCELERATE           ;NEW_FREQ > SET_FREQ, va a ACCELERATE
  
```

Figura 4.21 Rutina de cálculo de frecuencia de motor.

1.6 CAMBIO DE ESTADO EN PULSADORES.

En la rutina KEY_CHECK, analizamos si existe algún cambio de estado en los pulsadores de Run_Stop o pulsador de cambio de giro. Esta rutina funciona de la siguiente manera:

- Como primer paso comparamos si ha sido presionado el pulsador de Run_Stop. Si no ha sido presionado comparamos si ha sido presionado el pulsador de cambio de giro.
- Si fue presionado en pulsador de Run_Stop, comparamos si el motor se encuentra en funcionamiento, si es que sí se encuentra en funcionamiento entonces paramos el motor y apagamos el led de funcionamiento. Si no se encuentra en funcionamiento arrancamos el motor.
- Al arrancar el motor inicializamos las interrupciones de Timer1, conversión A/D, y de Timer2, de la misma forma que encendemos el led de funcionamiento.
- Luego comparamos como en el primer punto si fue presionado el pulsador de cambio de giro. Si es así paramos el motor, esperamos un tiempo configurable de detención y arrancamos el motor con sentido cambiado, esto se hace cambiando 2 de los registros PWM.

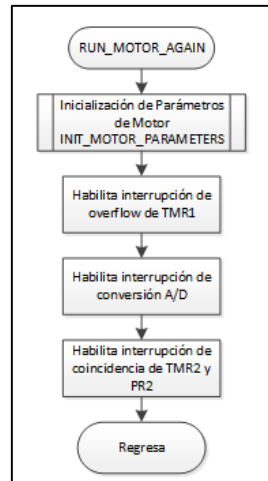


Figura 4.22 Diagrama de flujo de arranque de motor.

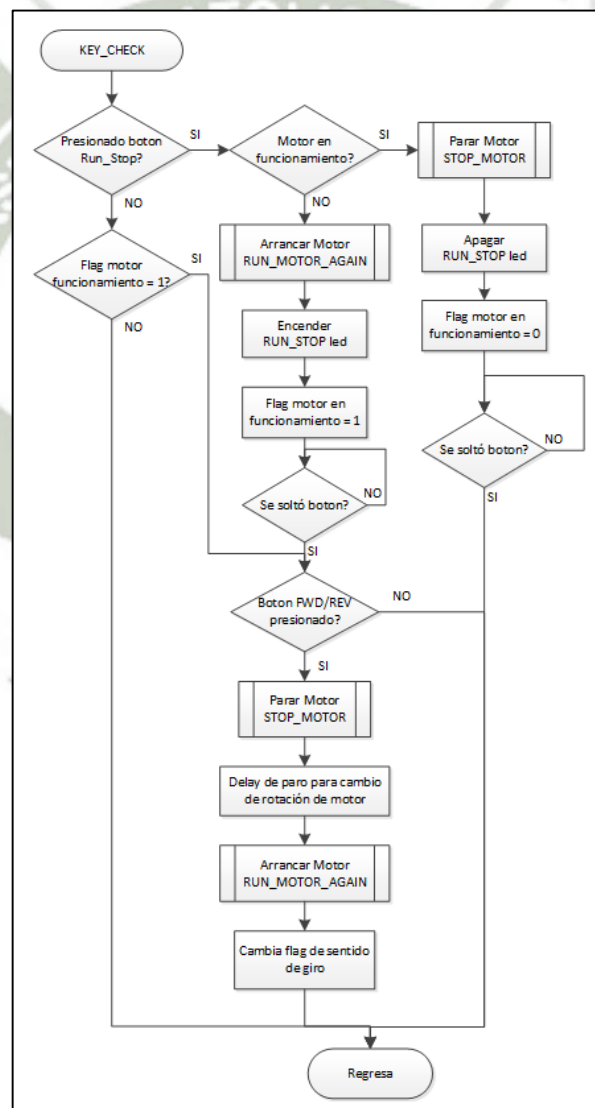


Figura 4.23 Diagrama de flujo de cambio de estado de pulsadores.

En la Figura 4.24 se muestra parte de la rutina para analizar cualquier cambio de estado en los pulsadores.

```

;*****
;RUTINA QUE ANALIZA ESTADOS DE PULSADORES. 2 PULSADORES SON ANALIZADOS RUN/STOP Y
;FORWARD (FWD) / REVERSE (REV)
;*****
KEY_CHECK
    BANKSEL PORTE                ;selección banco donde se ubica PORTE
    BTFSS PORTE,RUN_STOP_KEY     ;esta presionado el boton RUN_STOP_KEY(bit 1)? (Si = 0; entonces presionado)
    GOTO RUN_STOP_KEY_PRESSED    ;si
    BTFSC FLAGS,MOTOR_RUNNING   ;esta el motor en funcionamiento (bit 1)?
    GOTO FWD_REV_CHECK          ;si
    RETURN

RUN_STOP_KEY_PRESSED
    BTFSS FLAGS,MOTOR_RUNNING   ;esta el motor en funcionamiento(bit 1)?
    GOTO RUN_MOTOR              ;no
    CALL STOP_MOTOR             ;parar motor
    BANKSEL LED_PORT            ;selección de banco en LED_PORT
    BCF LED_PORT,RUN_STOP_LED   ;poner en 0 salida
    BCF FLAGS,MOTOR_RUNNING     ;borrar flag para colocar en 0 MOTOR_RUNNING

WAIT_1
    BTFSS PORTE,RUN_STOP_KEY     ;Bucle infinito hasta que boton sea soltado(bit 1)
    GOTO WAIT_1
    RETURN

RUN_MOTOR
    CALL RUN_MOTOR_AGAIN        ;llama a subrutina RUN_MOTOR_AGAIN.
    BANKSEL LED_PORT            ;selección de banco de LED_PORT.
    BSF LED_PORT,RUN_STOP_LED   ;enciende led de RUN_STOP.
    BSF PORTE,INIT_CURRENT      ;realiza medicion de corriente en otro microcontrolador
    BSF FLAGS,MOTOR_RUNNING     ;flag de motor en funcionamiento en 1.

WAIT_2
    BTFSS PORTE,RUN_STOP_KEY     ;Bucle infinito hasta que boton sea soltado(bit 1)
    GOTO WAIT_2
    
```

Figura 4.24 Rutina de verificación de cambio en pulsadores.

1.7 INTERRUPCIONES.

Mientras se está ejecutando todo el programa se generan interrupciones internas como también interrupciones externas, esto es necesario para que el variador funcione adecuadamente. Las interrupciones generadas internamente son por el overflow de Timer1 y también interrupción por Timer2, las interrupciones externas son generadas por el módulo de potencia SPM y por el microcontrolador del circuito de visualización.

En la Figura 4.25, se muestra toda la secuencia analizada cuando sucede una interrupción ya sea interna o externa, esta rutina es la llamada ISR (Interrupt Service

Routine) en la cual el programa se dirige para ejecutar la rutina generada por una interrupción.

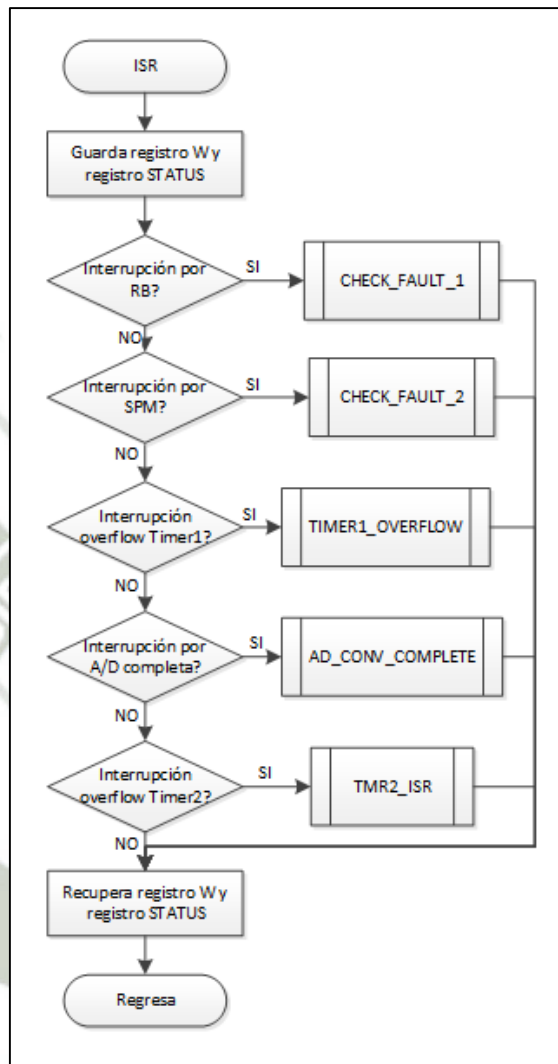


Figura 4.25 Diagrama de flujo de rutina de Interrupciones.

La rutina de interrupciones se programó como se muestra en la Figura 4.26, la cual nos indica la secuencia realizada y qué saltos de subrutina se genera para poder seguir con la programación.

```

;*****
;RUTINA DE INTERRUPCIONES
;*****
ISR_INT
MOVWF  W_TEMP          ;copia W a un registro temporal
SWAPF  STATUS,W        ;se intercambia bits de STATUS y lo almacena en W
MOVWF  STATUS_TEMP     ;se guarda STATUS en un registro temporal

BANKSEL PIR1
BTFSCL INTCON_RBIF     ;interrupción de RB (sobrecorriente)?
GOTO   CHECK_FAULT     ;Si - Falla por sobrecorriente
BTFSCL INTCON_INT0IF   ;INTERRUPCION EXTERNA EN RBO?
GOTO   CHECK_FAULT_2   ;Si - Falla desde microcontrolador 2.
BTFSCL PIR1_THR1IF    ;Interrupción por overflow Timer1?
GOTO   TIMER1_OVERFLOW ;Si - Interrupción para actualizar registros de THR1 en base a potenciómetro
BTFSCL PIR1_ADIF      ;Interrupción por conversión AD completa?
GOTO   AD_CONV_COMPLETE ;Si - Resultado de conversión ('F - Frecuencia de motor' o 'V - Voltaje DC BUS')
BTFSCL PIR1_THR2IF    ;Interrupción por overflow Timer2?
GOTO   THR2_ISR        ;Si - Ver si es necesario cambio de frecuencia (aceleración o desaceleración)

POPUP
SWAPF  STATUS_TEMP,W   ;recupera valores de WREG y STATUS grabados.
MOVWF  STATUS          ;recupera registro original de STATUS, lo mueve a W.
SWAPF  W_TEMP,F        ;recupera registro STATUS
SWAPF  W_TEMP,W        ;intercambia nibbles de W_TEMP para recuperar valor de W_TEMP
RETETE                ;intercambia W_TEMP hacia W para recuperar valor original de W sin afectar STATUS
                    ;regresa de la interrupción

```

Figura 4.26 Rutina de interrupciones.

1.7.1 Revisión Falla en módulo de potencia.

Esta interrupción es generada por el módulo de potencia SPM cuando existe una sobrecorriente. La señal digital originada por el módulo está conectada a la entrada 4 del puerto B del microcontrolador, para que pueda ser configurada como interrupción por cambio en puerto B, la secuencia de programación es la siguiente:

- Confirmamos que motor esté en funcionamiento, si no es así desactivamos el flag de interrupción y regresamos donde se quedó la ejecución del programa.
- Confirmamos si la falla fue por cambio en el pin RB4, si no es así se sigue con funcionamiento de motor.
- Si existe falla por cambio en RB4, paramos motor y finalmente desactivamos flag de interrupción.

En la Figura 4.27 mostramos el diagrama de flujo correspondiente a la falla por módulo de potencia y en la Figura 4.28 mostramos la rutina para verificar falla.

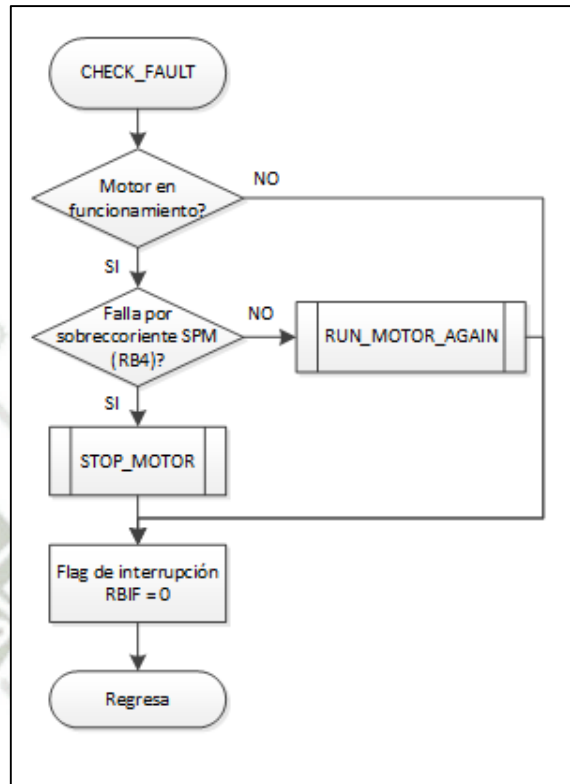


Figura 4.27 Diagrama de flujo de falla en módulo de potencia.

```

;*****
;*****
CHECK_FAULT
    MOVF    PORTE,F                ;PORTE se lee a si mismo para terminar condición de desigualdad.
    BTFS    FLAGS,MOTOR_RUNNING    ;motor en funcionamiento?
    GOTO    NO_ACTION              ;No.
    BTFS    PORTE,FAULT_BIT        ;Falla por bit RB4?
    GOTO    THERE_IS_FAULT         ;Si - falla ocurrió, parar motor.
    CALL    RUN_MOTOR_AGAIN        ;Falla eliminada?
NO_ACTION
    BCF     INTCON,RBIF            ;arrancar motor de nuevo
    GOTO    POPUP                  ;regresa de interrupción
THERE_IS_FAULT
    CALL    STOP_MOTOR             ;Si, existe una falla
    BCF     FLAGS,MOTOR_RUNNING    ;Parar motor
    BCF     INTCON,RBIF            ;borra flag de motor funcionando.
    GOTO    POPUP                  ;borra bit de interrupción por RB.
    
```

Figura 4.28 Rutina para falla en módulo de potencia.

1.7.2 Revisión Falla por circuito de visualización.

Esta interrupción es generada por el microcontrolador en el circuito de visualización cuando exista falla en el módulo de potencia por cortocircuito o también por bajo voltaje de accionamiento en IGBT's inferiores, ésta señal va conectada al pin RB0 para que el microcontrolador pueda ser configurado como interrupción INT0. De esta manera generamos la interrupción para que pueda apagar los driver IR21094 de manera inmediata, la secuencia de programación es la siguiente:

- Confirmamos que motor esté en funcionamiento, si no es así desactivamos el flag de interrupción y regresamos donde se quedó la ejecución del programa.
- Confirmamos si la falla fue por cambio en el pin RB0, si no es así se sigue con funcionamiento de motor.
- Si existe falla por cambio en RB0, paramos motor y finalmente desactivamos flag de interrupción.

En la Figura 4.29 mostramos el diagrama de flujo correspondiente a la falla generada por circuito de visualización y en la Figura 4.30 mostramos la rutina para verificar falla.

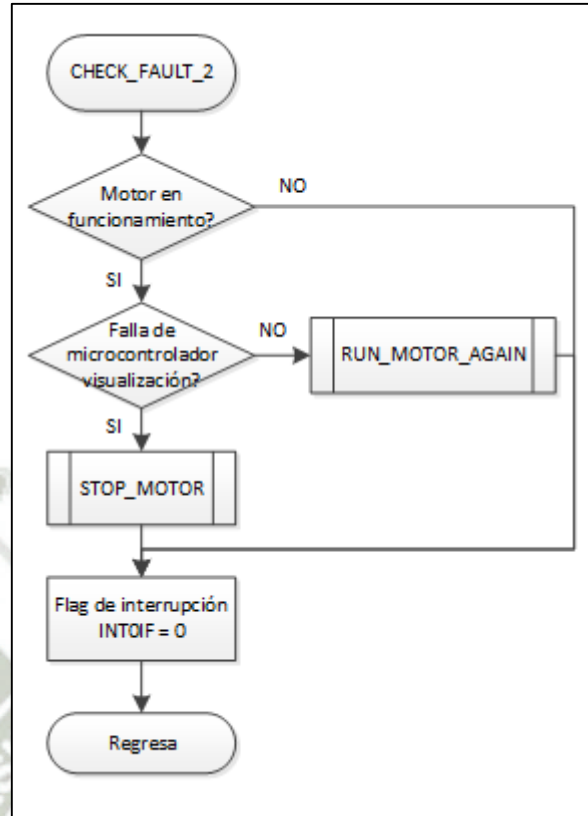


Figura 4.29 Diagrama de flujo de falla generado por circuito de visualización.

```

;*****
;*****
CHECK_FAULT_2
    MOVF    PORTB,F
    BTFSS  FLAGS,MOTOR_RUNNING      ;motor en funcionamiento?
    GOTO   NO_ACTION_2             ;No.
    BTFSS  PORTB,FAULT_BIT_2       ;Falla por bit RB0?
    GOTO   THERE_IS_FAULT_2       ;Si - falla ocurrió, parar motor.
    CALL   RUN_MOTOR_AGAIN        ;Falla eliminada?
NO_ACTION_2
    BCF    INTCON,INTOIF           ;arrancar motor de nuevo
    GOTO   POPUP                  ;regresa de interrupción
THERE_IS_FAULT_2
    CALL   STOP_MOTOR             ;Parar motor
    BCF    FLAGS,MOTOR_RUNNING     ;borra flag de motor funcionando.
    BCF    INTCON,INTOIF          ;borra bit de interrupción por RB0.
    GOTO   POPUP                  ;regresa de interrupción
    
```

Figura 4.30 Rutina para falla por circuito de visualización.

1.7.3 Revisión overflow en Timer1.

Una de las interrupciones internas es la de overflow en Timer1, como se ha visto anteriormente se utiliza Timer1 para poder variar la frecuencia de nuestro motor, también para poder cambiar el ciclo de servicio de la señal PWM y poder cambiar los offset de lectura de tabla. La secuencia de programación es la siguiente:

- Cargamos los valores calculados en la etapa CALCULATE_FREQUENCY, en TMR1H y TMR1L para que se acorte o se alargue el tiempo de interrupción de Timer1 y pueda cambiar la frecuencia según corresponda.
- Colocamos el flag TMR1_OV_FLAG en “1” para que después sepa que ha ocurrido un overflow y deba calcular los ciclos de servicio y también cambiar los offset's para lectura de tabla.
- Colocamos el flag de interrupción TMR1IF en “0”.

En la Figura 4.31 se muestra el diagrama de flujo de la interrupción de Timer1, y en la Figura 4.32 mostramos la rutina para ejecutar la programación correspondiente después del overflow.

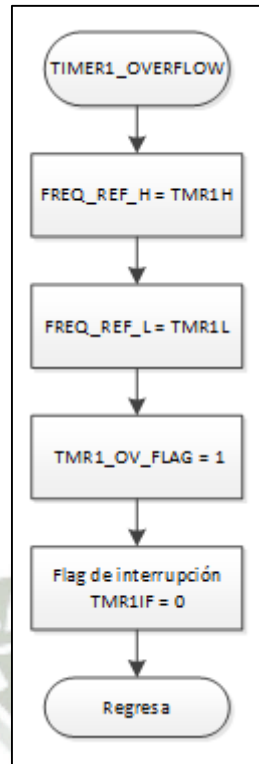


Figura 4.31 Diagrama de flujo de overflow en Timer1.

```

;*****
;*****
TIMER1_OVERFLOW                                ;Interrupción de overflow de TMR1
MOVWF   FREQ_REF_H,W                          ;mueve valor de FREQ_REF_H a W
MOVWF   TMR1H                                 ;carga el byte mas alto del comando de velocidad a TMR1H
MOVWF   FREQ_REF_L,W                          ;mueve valor de FREQ_REF_L a W
MOVWF   TMR1L                                 ;carga el byte mas bajo del comando de velocidad a TMR1L
BSF     FLAGS,TIMER1_OV_FLAG                  ;activa flag de TIMER1_OV_FLAG = 1.
BCF     PIR1,TMR1IF                           ;borra flag de interrupción TMR1IF
GOTO    POPUP                                ;regresa de interrupción
;*****
;*****
    
```

Figura 4.32 Rutina para overflow en Timer1.

1.7.4 Revisión conversión A/D completa.

La siguiente interrupción leída es por conversión A/D terminada, la conversión análoga-digital es llamada en el Loop Infinito como se ha visto. En la rutina SET_ADC_GO se elige si se realiza conversión de frecuencia (se da cada 4ms) o

conversión de bus DC, después de haber terminado cualquiera de estas conversiones se genera la interrupción dicha y se programa de la manera siguiente:

- Colocamos el flag de interrupción ADIF en “0” para que pueda generarse otra interrupción después.
- Elegimos si se ha convertido la señal de frecuencia o voltaje de bus DC.
- Leemos los resultados en ambos casos y los almacenamos en sus registros específicos.
- Comparamos en ambos casos si están los valores dentro de los límites permisibles; sino realizamos una acción particular para cada conversión.

En la Figura 4.33 observamos el diagrama de flujo para la conversión A/D completa y en la Figura 4.34 observamos parte de la rutina correspondiente para generar esta programación.

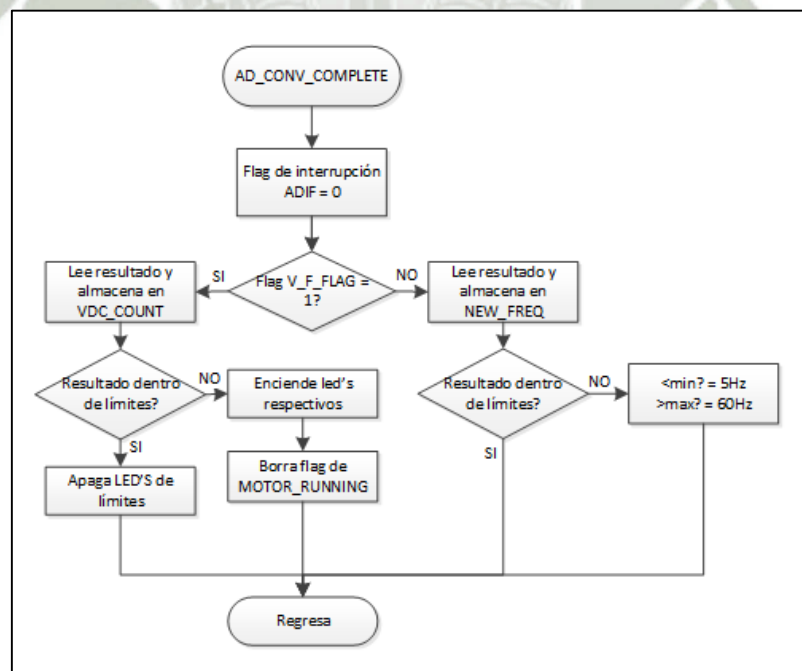


Figura 4.33 Diagrama de flujo de conversión A/D completa.

```

;*****
;*****
AD_CONV_COMPLETE           ;INTERRUPCION ADC
    BCF     PIR1,ADIF      ;flag ADIF se coloca a 0 para una siguiente interrupción.
    BTFS   FLAGS,V_FLAG   ;Conversión se hizo para voltaje de DC bus?
    GOTO   CONV_IS_FREQ   ;No - leer resultado como frecuencia desde potenciómetro.
    GOTO   CONV_IS_BUS_VOLTAGE ;Si - leer resultado como voltaje de DC bus.

CONV_IS_FREQ
BANKSEL NEW_FREQ
    MOVF   ADRESH,W       ;lee resultado de conversión A/D
    ADDLW  0X01
    SUBWF  TEMP_FREQ,W
    BTFS   STATUS,Z
    GOTO   FREQ_DIFFERENCE
    MOVF   ADRESH,W
    ADDLW  0X02
    SUBWF  TEMP_FREQ,W
    BTFS   STATUS,Z
    GOTO   FREQ_DIFFERENCE
    MOVF   ADRESH,W       ;lee resultado de conversión A/D
    SUBLW  0X01
    SUBWF  TEMP_FREQ,W
    BTFS   STATUS,Z
    GOTO   FREQ_DIFFERENCE
    MOVF   ADRESH,W       ;lee resultado de conversión A/D
    SUBLW  0X02
    SUBWF  TEMP_FREQ,W
    BTFS   STATUS,Z
    GOTO   FREQ_DIFFERENCE
BANKSEL NEW_FREQ

CONV_IS_BUS_VOLTAGE
    MOVF   ADRESH,W       ;lee resultado de conversión A/D
    MOVWF  VDC_COUNT      ;mueve valor a registro VDC_COUNT
    SUBLW  LIMIT_V_LOW    ;Límite de Bajovoltaje a 20% de 220VAC = 176VAC (LIMIT - W = W)
    BTFS   STATUS,C       ;El voltaje en DC Bus es menor que límite inferior?
    GOTO   CHECK_UPPER_LIMIT_VOLTAGE ;No - Ahora revisa límite superior
    BSF   LED_PORT,UV_LED ;Si - Enciende LED de bajo voltaje.
    CALL  STOP_MOTOR      ;Para motor.
    BCF   FLAGS,MOTOR_RUNNING ;borra flag de motor funcionando.
    GOTO  POPUP           ;regresa de la interrupción.

CHECK_UPPER_LIMIT_VOLTAGE
    MOVWF  LIMIT_V_HIGH   ;Límite de sobrevoltaje a 20% de 220VAC = 264VAC
    SUBWF  VDC_COUNT,W    ;VDC_COUNT - W = W
    BTFS   STATUS,C       ;El voltaje DC Bus es mayor al límite superior?
    GOTO   VOLTAGE_WITHIN_LIMIT ;No
    BSF   LED_PORT,OV_LED ;Si - Enciende Led de sobrevoltaje.
    CALL  STOP_MOTOR      ;Parar Motor
    BCF   FLAGS,MOTOR_RUNNING ;borra flag de motor funcionando.
    GOTO  POPUP           ;regresa de la interrupción.

VOLTAGE_WITHIN_LIMIT
    BCF   LED_PORT,UV_LED ;Voltaje DC Bus dentro de rango
    BCF   LED_PORT,OV_LED ;Apagan Led's de bajovoltaje y sobrevoltaje
    GOTO  POPUP           ;regresa de la interrupción.

```

Figura 4.34 Rutina para conversión completa de Frecuencia y Voltaje bus DC.

1.7.5 Revisión ISR de Timer2.

Como última interrupción, existe la de Timer2 al coincidir con PR2, el valor para este registro es calculado según la frecuencia de switcheo que se quiera generar, en este caso es de 20Khz. Esta interrupción es específica para poder generar aceleración o desaceleración del motor cuando cambie nuestra frecuencia por medio del potenciómetro, el proceso a seguir se muestra en la Figura 4.35.

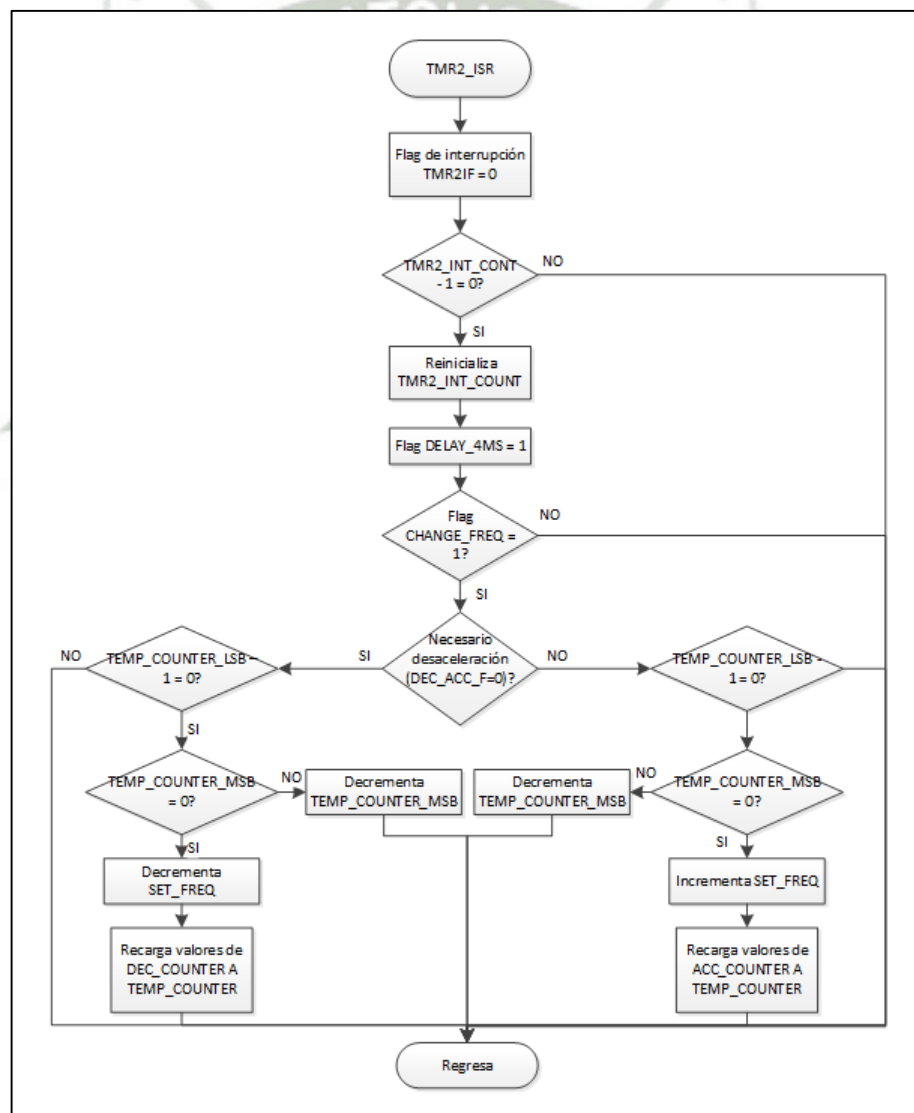


Figura 4.35 Diagrama de flujo de rutina para ISR de Timer2.

El tiempo de aceleración o desaceleración es especificado durante la compilación en el programa, no es configurable en tiempo real. La frecuencia del motor actual SET_FREQ y la frecuencia requerida por el usuario NEW_FREQ son comparadas, si SET_FREQ es diferente que NEW_FREQ entonces SET_FREQ es cambiada a pasos de 0.25Hz hasta igualar a NEW_FREQ. El tiempo para cambiar de uno a otro es calculado dependiendo según la diferencia entre estos dos registros y también dependiendo del tiempo de aceleración o desaceleración configurado en la compilación (colocado a 5s), si NEW_FREQ es cambiado durante este proceso, entonces el tiempo de paso es calculado nuevamente. Se muestra parte de la rutina del programa generado en la Figura 4.36.

```

;*****
;*****
TMR2_ISR
    BCF     PIR1,TMR2IF           ;coloca en 0 flag de interrupción
    BANKSEL TMR2_INT_COUNT       ;selección de banco donde se ubica TMR2_INT_COUNT
    DECFSZ TMR2_INT_COUNT,F      ;Decrementa en 1 TMR2_INT_COUNT
    GOTO   POPUP                 ;regresa de la interrupción.

    MOVLW  0X50                  ;Valor de 80d.
    MOVWF  TMR2_INT_COUNT        ;a TMR2_INT_COUNT

    BANKSEL FLAG_FREQ           ;selección banco donde se ubica FLAG_FREQ
    BSF    FLAG_FREQ,DELAY_4MS  ;coloca a 1 flag de DELAY_4MS
#IFDEF RAMP
    GOTO   POPUP                 ;regresa de la interrupción.
#else
    BTFS   FLAG_FREQ,CHANGE_FREQ ;Es necesario un cambio en frecuencia (bit 1)?
    GOTO   POPUP                 ;No - regresa a rutina principal

    BTFS   FLAG_FREQ,DEC_ACC_F   ;Es necesario una desaceleración?
    GOTO   ACC_FREQ              ;No - aceleración es necesaria.

DEC_FREQ
    BANKSEL TEMP_COUNTER_LSB     ;selecciona banco donde se ubica TEMP_COUNTER_LSB
    DECFSZ TEMP_COUNTER_LSB,F    ;Despues del decremento TEMP_COUNTER_LSB = 0?
    GOTO   POPUP                 ;No - regresa de la interrupción.

    BANKSEL TEMP_COUNTER_MSB     ;selecciona banco donde se ubica TEMP_COUNTER_MSB
    MOVE   TEMP_COUNTER_MSB,F    ;
    BTFS   STATUS,Z              ;TEMP_COUNTER_MSB = 0?
    GOTO   DECREASE_TEMP_DEC_COUNTER_MSB ;No

    DECF  SET_FREQ,F             ;decremento de SET_FREQ en 1.

    BANKSEL DEC_COUNTER_LSB      ;recarga valores de DEC_COUNTER a TEMP_COUNTER
    MOVE  DEC_COUNTER_LSB,W
    BANKSEL TEMP_COUNTER_LSB
    MOVWF TEMP_COUNTER_LSB

```

```

BANKSEL DEC_COUNTER_MSB
MOVE    DEC_COUNTER_MSB,W
BANKSEL TEMP_COUNTER_MSB
MOVWF  TEMP_COUNTER_MSB

GOTO    POPUP ;regresa de la interrupción.

DECREASE_TEMP_DEC_COUNTER_MSB
DECF   TEMP_COUNTER_MSB,F ;decrementa DEC_COUNTER_MSB en 1.
GOTO   POPUP ;regresa de la interrupción.

ACC_FREQ
BANKSEL TEMP_COUNTER_LSB ;selecciona banco donde se ubica TEMP_COUNTER_LSB
DECFSZ TEMP_COUNTER_LSB,F ;Despues del decremento TEMP_COUNTER_LSB = 0?
GOTO    POPUP ;No - regresa de la interrupción.

BANKSEL TEMP_COUNTER_MSB ;selecciona banco donde se ubica TEMP_COUNTER_MSB
MOVE    TEMP_COUNTER_MSB,F
BTFSZ   STATUS,Z ;TEMP_COUNTER_MSB = 0?
GOTO    DECREASE_TEMP_ACC_COUNTER_MSB ;No

INCF    SET_FREQ,F ;Incrementa conteo de SET_FREQ en 1

BANKSEL ACC_COUNTER_LSB ;recarga valores de ACC_COUNTER a TEMP_COUNTER
MOVE    ACC_COUNTER_LSB,W
BANKSEL TEMP_COUNTER_LSB
MOVWF  TEMP_COUNTER_LSB

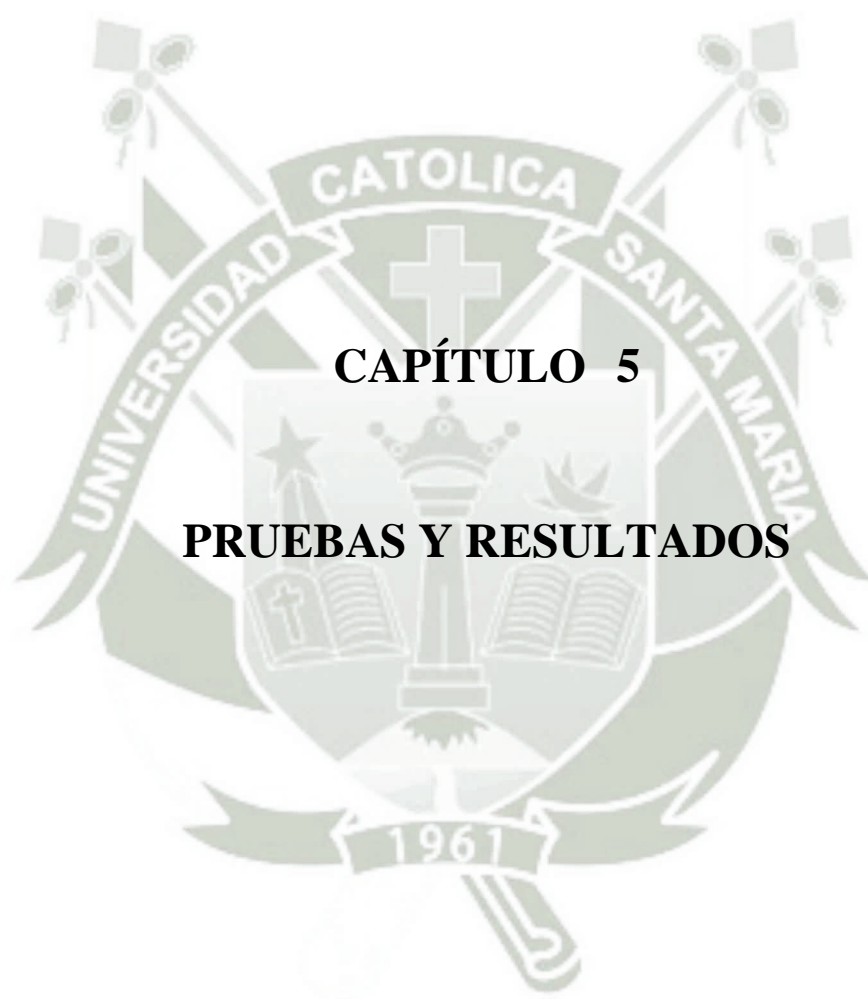
BANKSEL ACC_COUNTER_MSB
MOVE    ACC_COUNTER_MSB,W
BANKSEL TEMP_COUNTER_MSB
MOVWF  TEMP_COUNTER_MSB

GOTO    POPUP ;regresa de la interrupción.

DECREASE_TEMP_ACC_COUNTER_MSB
DECF   TEMP_COUNTER_MSB,F ;Decrementa ACC_COUNTER_MSB en 1.
GOTO   POPUP ;regresa de la interrupción.
#ENDIF

```

Figura 4.36 Rutina de coincidencia PR2 con Timer2.



CAPÍTULO 5

PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo se describen las pruebas realizadas en todos los circuitos diseñados del variador de velocidad como también se detallan los resultados obtenidos, estas pruebas se realizan según la disposición de circuitos.

I. CIRCUITO N°1: CIRCUITO DE PROTECCIÓN.

Se realizó la medida de voltaje y frecuencia, para observar que el circuito de protección no hace ninguna variación respecto a la amplitud de voltaje y su frecuencia. En la Figura 5.1, se observa que ni la amplitud ni la frecuencia cambio.

- Voltaje RMS: 230Vac.
- Frecuencia: 60 Hz.

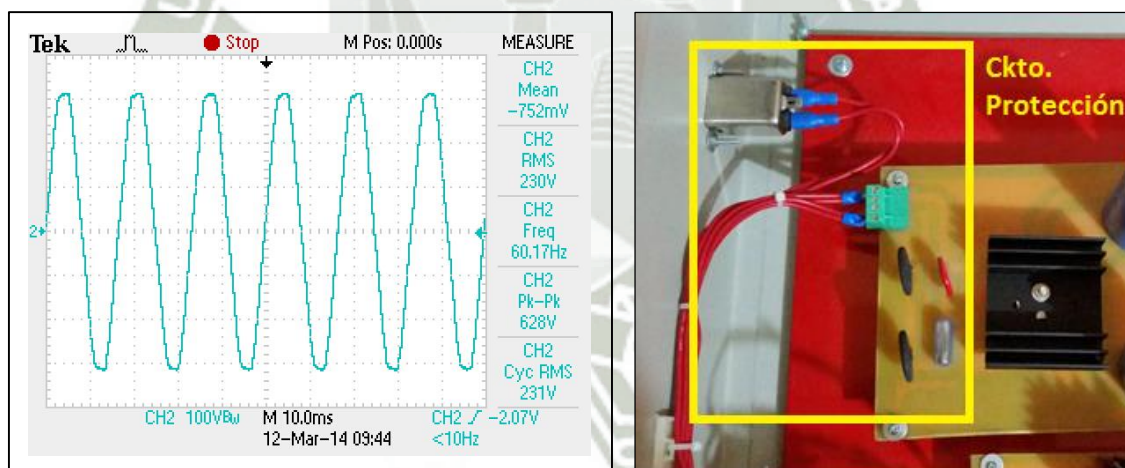


Figura 5.1 Medición de señal en voltaje de entrada.

II. CIRCUITO N° 2: CIRCUITO RECTIFICADOR Y FILTRO.

Se realizó la medición de voltaje en el bus DC sin estar el motor en estado RUN. Se observa en la Figura 5.2 que el voltaje es aproximadamente igual al calculado, con sólo una diferencia de 2 Vdc.

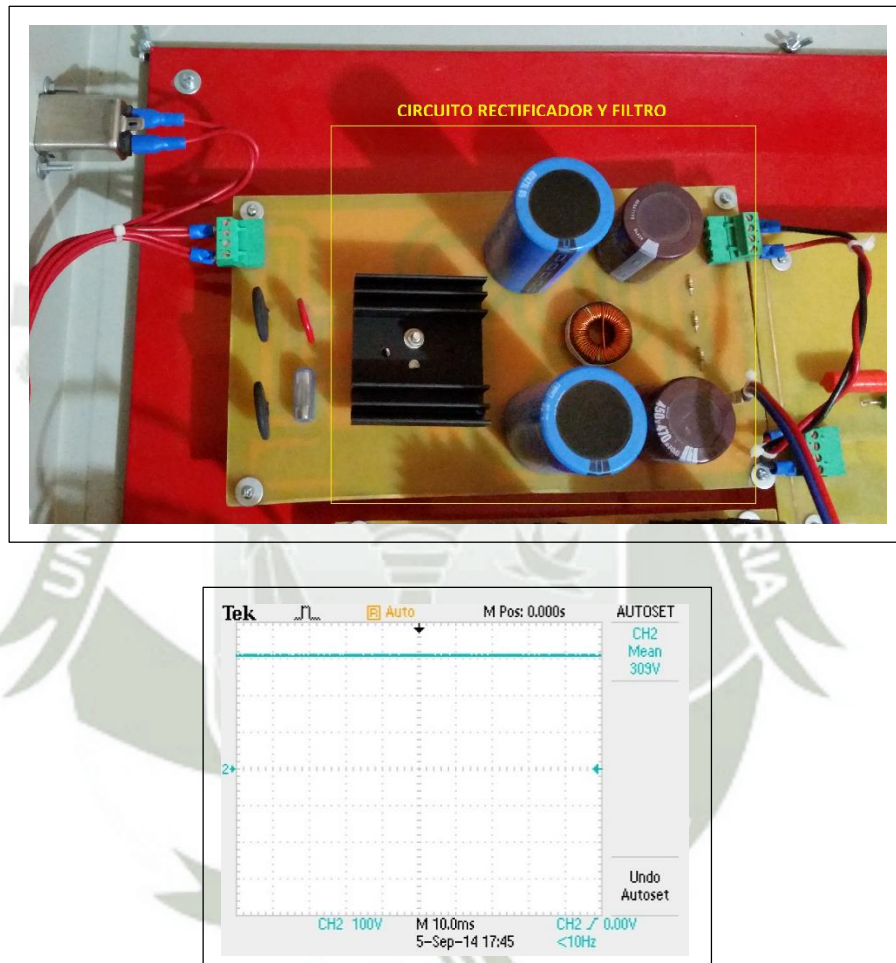


Figura 5.2 Voltaje en bus DC sin carga.

Se realizó la medición de voltaje en el bus DC con el motor corriendo a 60Hz, se observa que la variación de voltaje no supera los 5 V, siendo menor a lo calculado. Esto quiere decir que hay un mejor control en el bus DC, no existe mucha variación de voltaje aplicando la carga del motor.

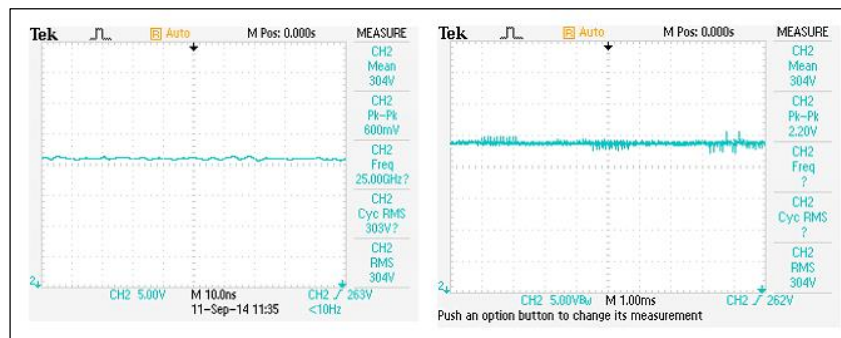


Figura 5.3 Voltaje en bus DC con carga.

III. CIRCUITO N° 3: CIRCUITO DE POTENCIA INVERSOR.

La generación de las señales de control se lleva a cabo en el microcontrolador PIC16F777, en el cual se carga el programa desde un computador. Este programa es desarrollado en lenguaje assembler utilizando un compilador llamado MPLAB de Microchip, el programa completo se encuentra en el apéndice A.

Como primera prueba revisaremos las 3 señales que salen del microcontrolador hacia los optoacopladores. Estas señales tienen una amplitud de 5Vdc desfasadas 120° una de la otra y son generadas con una frecuencia de 20Khz como se observa en la Figura 5.4.

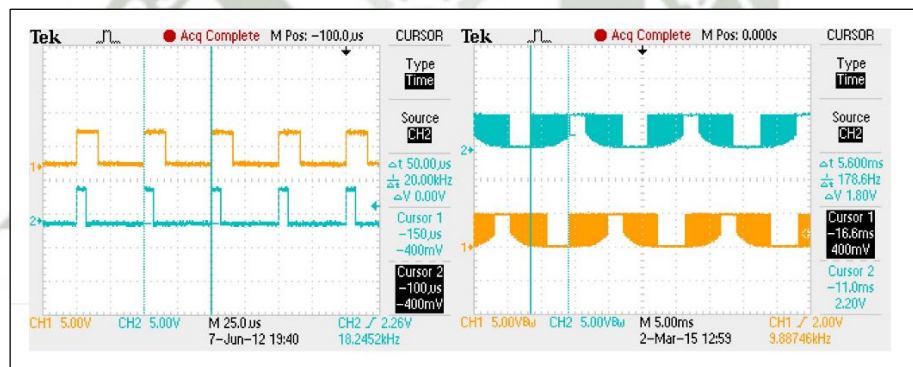
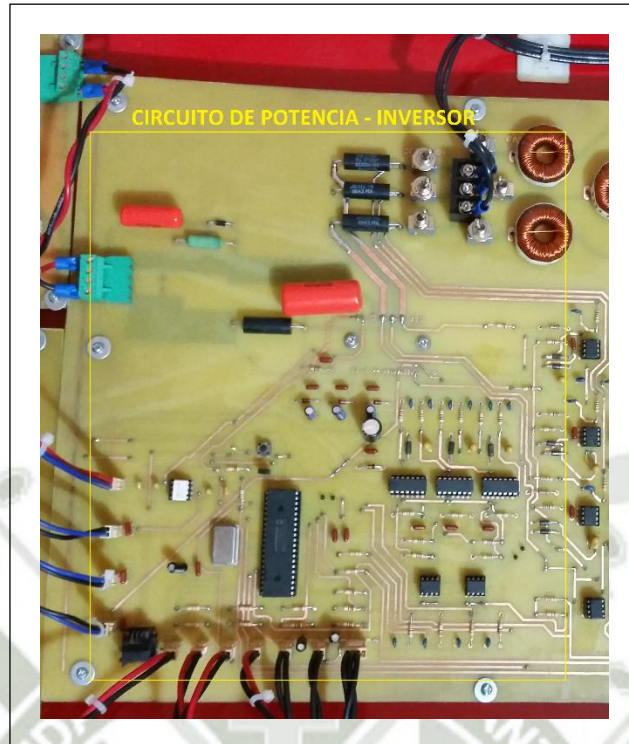


Figura 5.4 Salida de señales del microcontrolador.

En la Figura 5.5 se observa las 3 señales PWM tanto de la salida del microcontrolador con una amplitud de voltaje de 5.00 Vdc y a la salida de los optoacopladores con una amplitud de voltaje de 15.00 Vdc. Lo que realiza el optoacoplador es separar la parte de control de la parte de potencia sin variar la frecuencia de las señales provenientes del microcontrolador pero sí su amplitud ya que a la entrada de los driver IR21094 debe tener la amplitud de 15Vdc.

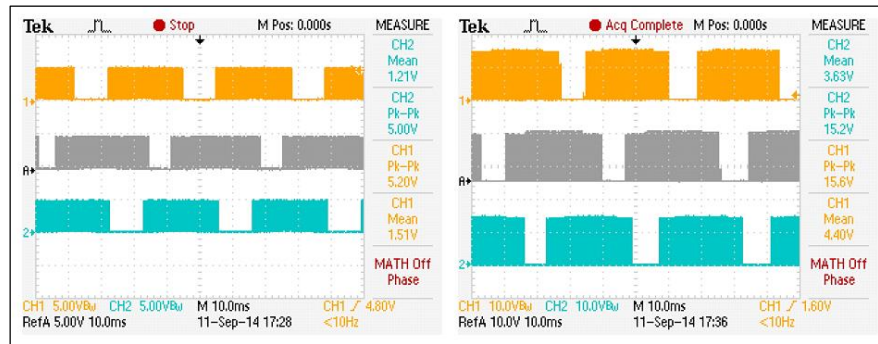


Figura 5.5 Señales PWM en microcontrolador y optoacoplador.

En la Figura 5.6, en la parte superior, se observan las señales a la salida de los driver IR21094, las 2 señales que salen del driver son complementarias para que activen los IGBT del módulo de potencia sin causar corto circuito, el tiempo muerto entre cada señal es la misma para las 3 fases. En la parte inferior, se observa la medición del tiempo muerto tanto antes con un valor de 1.6us y después con un valor de 1.4us para cada señal.

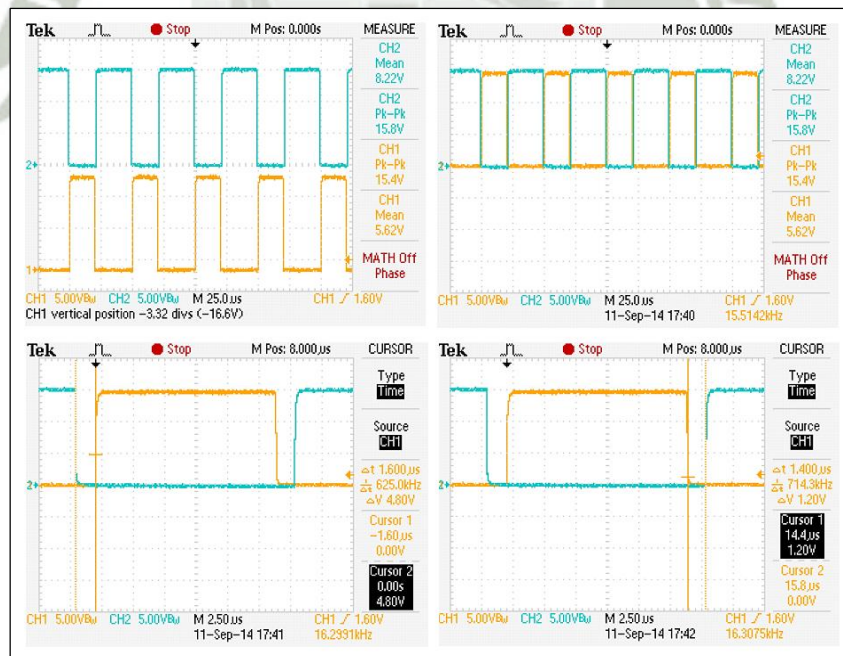


Figura 5. 6 Verificación de tiempo muerto en señales de driver IR21094.

En la Figura 5.7 veremos las señales de salida del módulo de potencia, estas señales forman el voltaje sinusoidal de cada fase. Estas pruebas se realizaron con 15 Hz, 30Hz, 45 Hz y 60Hz, tomando las medidas después del módulo de potencia.

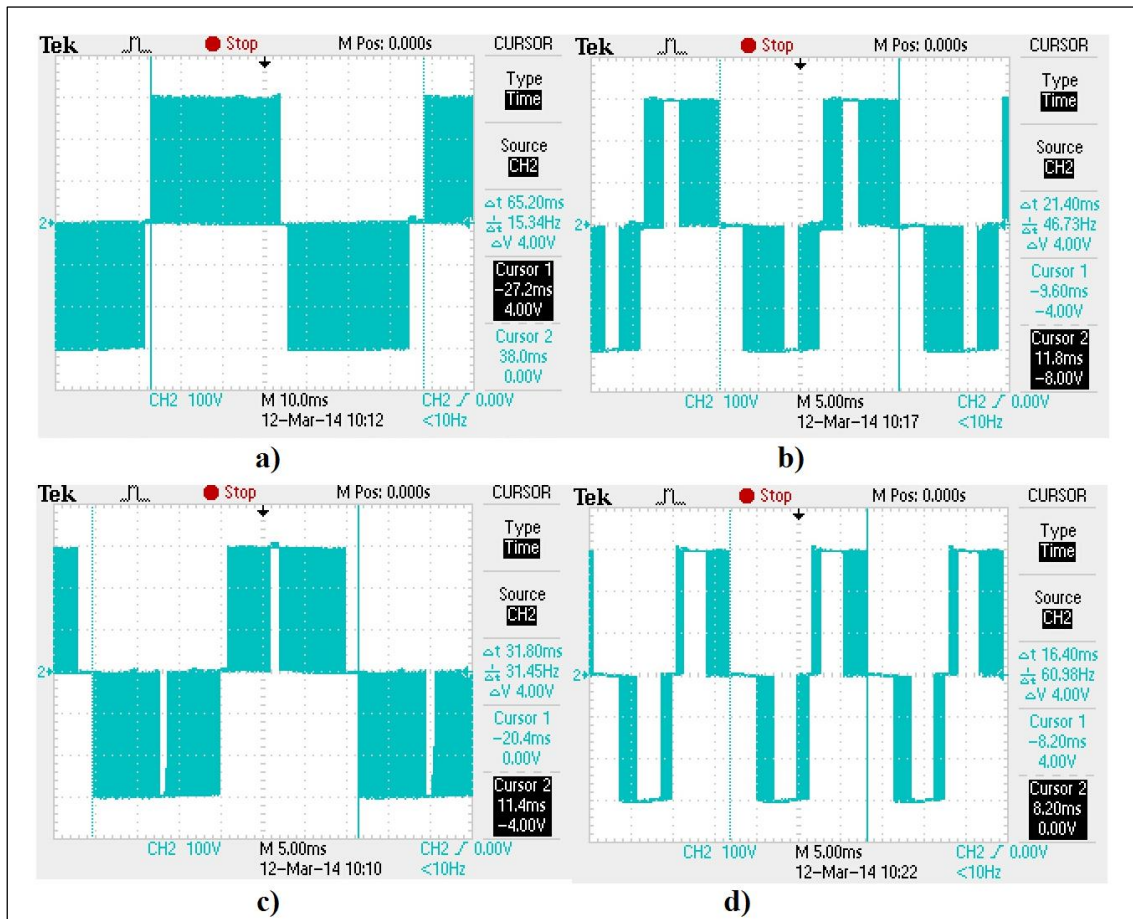


Figura 5.7 Formas de onda en frecuencias de: a) 15Hz b) 45 Hz c) 30 Hz d) 60Hz.

En la Figura 5.8, se realizaron las medidas de voltaje después del filtro LC, para poder ver la forma de onda sinusoidal y comparar si realmente se obtiene la frecuencia deseada. En los resultados obtenidos se observa que la frecuencia proporcionada por el potenciómetro es idéntica a la frecuencia obtenida.

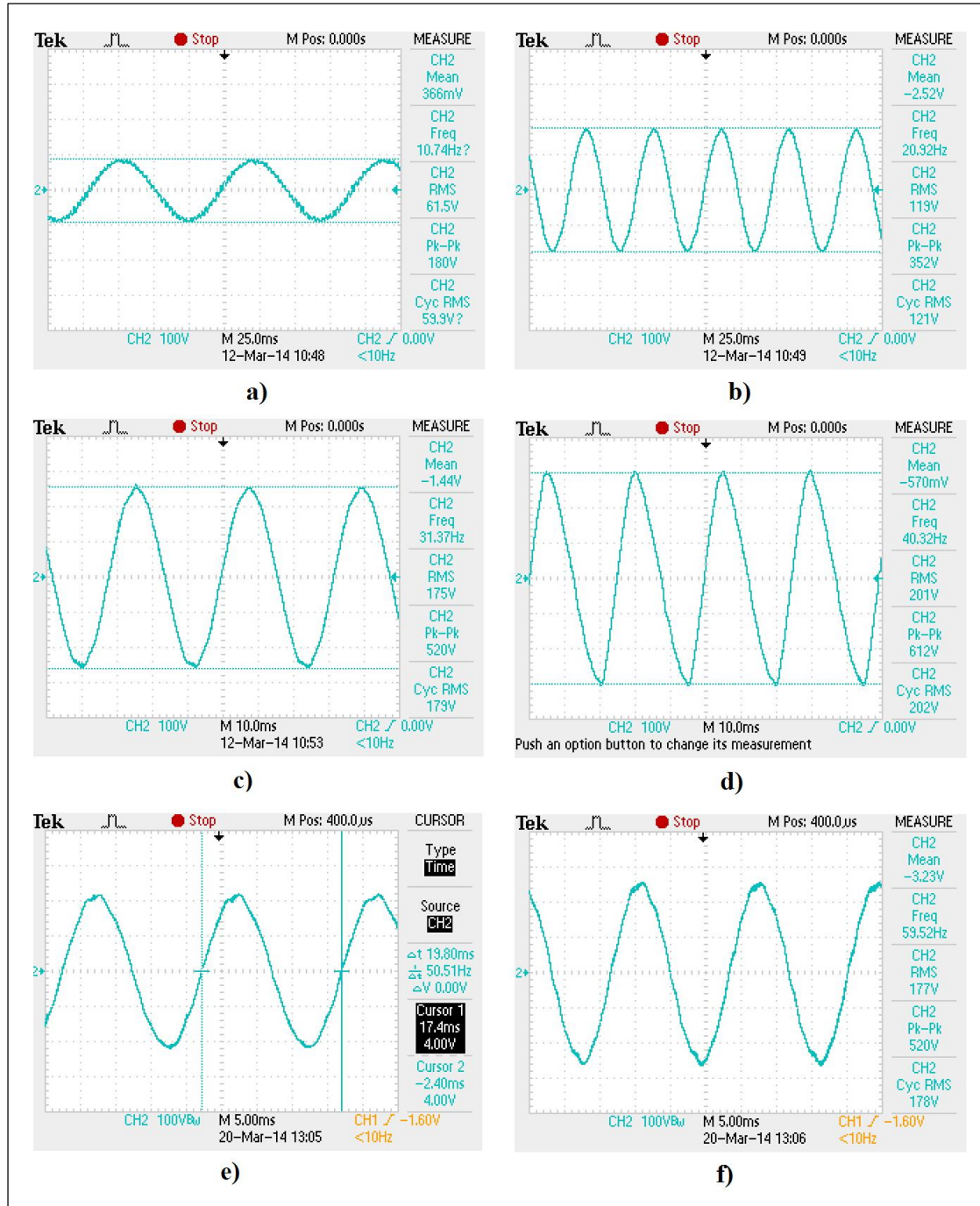


Figura 5.8 Ondas medidas después de filtro LC.

IV. CIRCUITO N° 5: CIRCUITO DE MEDICIÓN DE PARÁMETROS.

En la Figura 5.9 se observa las mediciones de voltaje al integrado HCPL7510 a la entrada (figura izquierda) y a la salida (figura derecha). Después de realizar el divisor de tensión en el bus DC obtenemos una entrada de voltaje para el integrado HCPL-7510 de 0mV a 200mV como máximo, el este caso se tiene 155mV para los 311V del bus DC. Y a la salida del integrado obtenemos un voltaje amplificado y proporcional a los 155mV en la entrada, este valor es de 1.40V que se procesará en el microcontrolador para poder visualizar el voltaje del bus DC en el display gráfico.

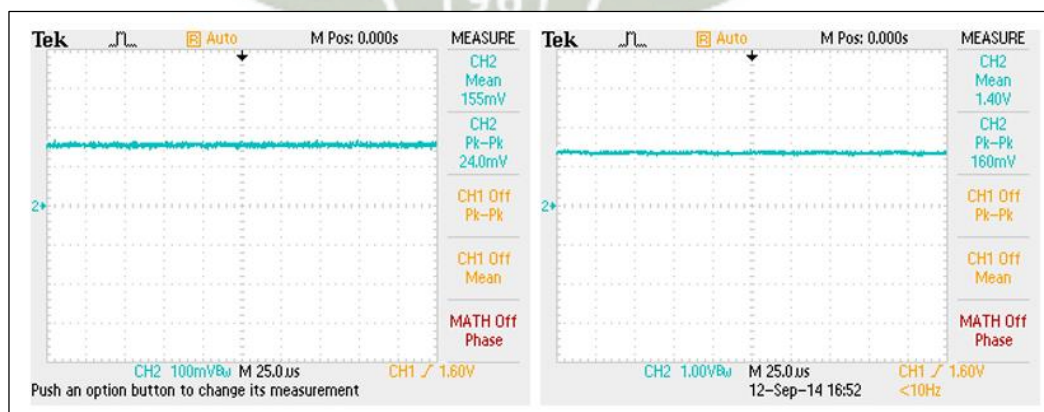
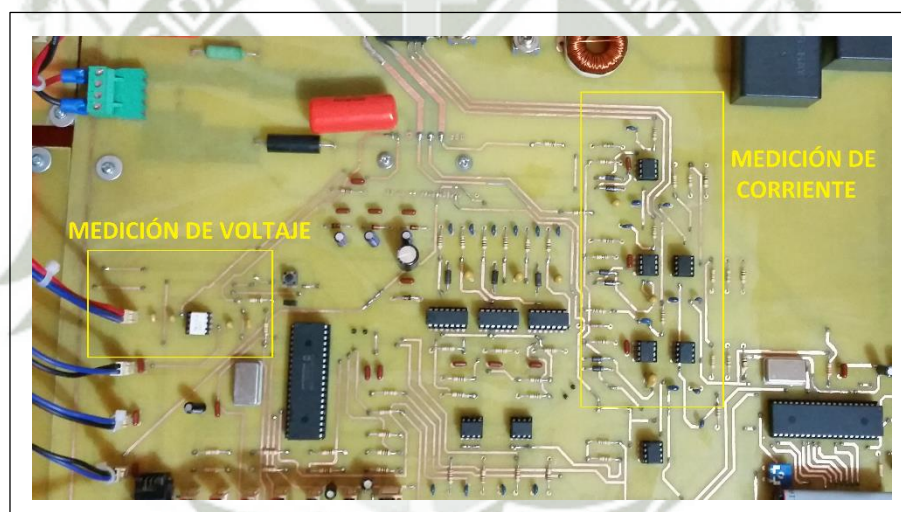


Figura 5.9 Voltajes de entrada y salida en integrado HCPL7510.

En la Figura 5.10 observamos, a la izquierda, el voltaje en la resistencia shunt que va conectado a la entrada de nuestro medidor de corriente IR2175, y a la derecha vemos la salida del integrado que va conectado al optoacoplador para aislarlo con la medición digital. Esta salida tiene una frecuencia de 145Khz y un ciclo de servicio variable proporcional al cambio de voltaje en la entrada.

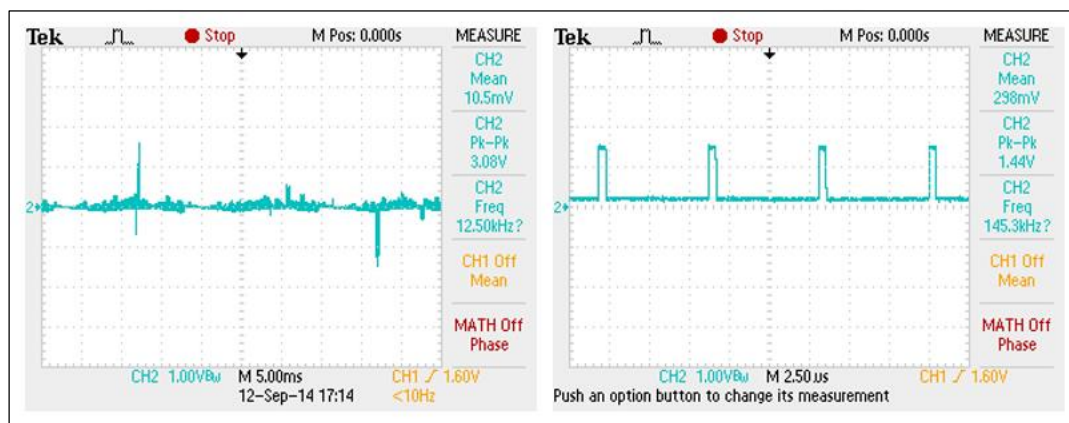


Figura 5.10 Voltaje de entrada y salida en integrado IR2175.

En la Figura 5.11 observamos el valor de voltaje a la salida del optoacoplador que aparte tiene dos filtros RC lo cual nos permite obtener una señal DC constante. A la izquierda obtenemos el voltaje con una magnitud de 4.25V a una frecuencia en el motor de 5Hz, y a la derecha una magnitud de voltaje de 3.4V con una frecuencia en el motor de 60Hz, esto nos permite realizar un procesamiento en el microcontrolador para poder visualizar la corriente en el display de cada fase.

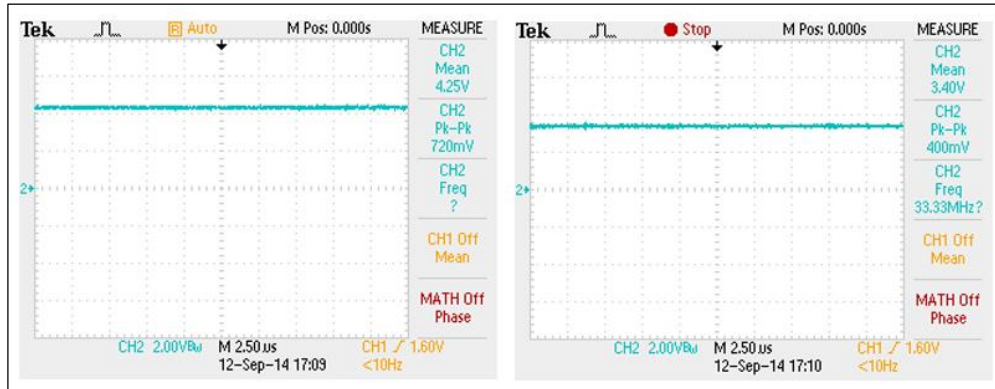
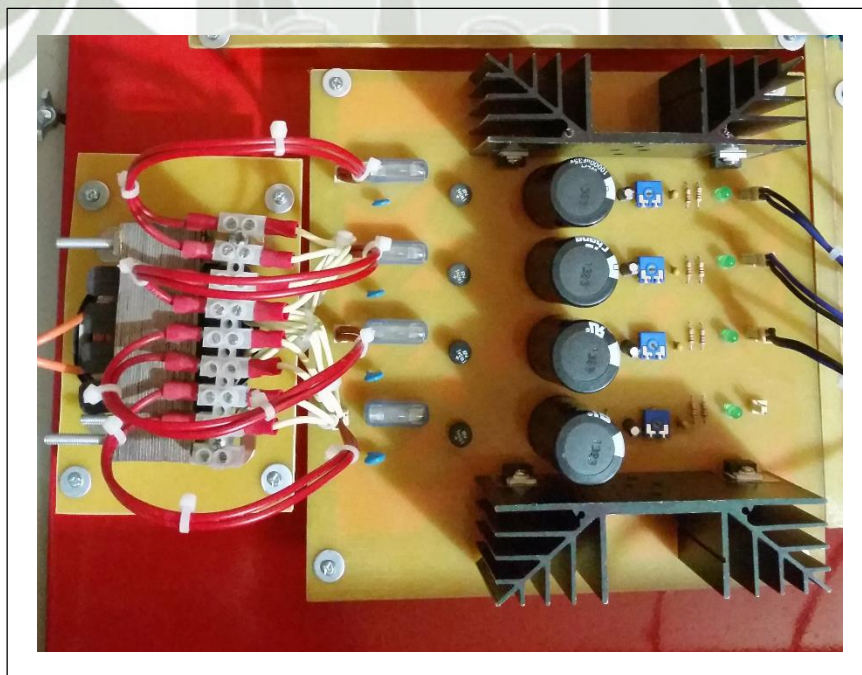


Figura 5.11 Voltajes para procesamiento de corrientes de fase.

V. CIRCUITO N°7: CIRCUITO DE FUENTE DE ALIMENTACIÓN

En la Figura 5.12 se realizó la medición de voltaje en la fuente de 5Vdc, vemos a la izquierda que la tensión es relativamente constante a 5.12V, y a la derecha el rizado que tiene esta fuente equivalente a aproximadamente 104mV pico a pico, lo cual es un rizado mínimo.



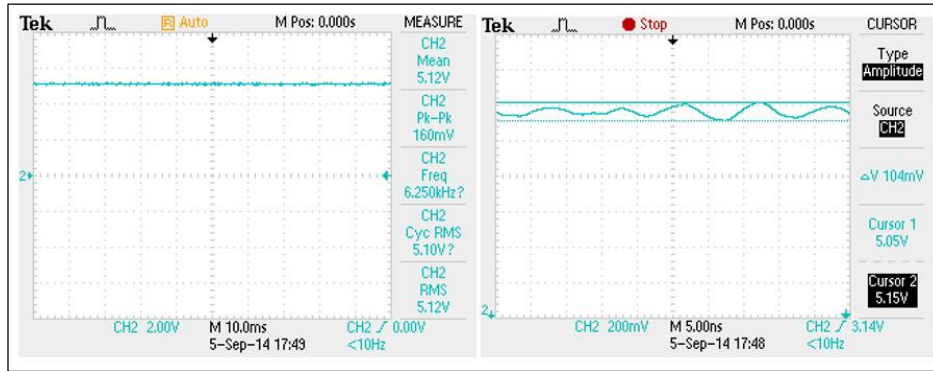


Figura 5.12 Voltaje en fuente de 5Vdc.

En la Figura 3.108 se realizó la medición de voltaje en la fuente de 15Vdc, vemos a la izquierda que la tensión es relativamente constante a 15.1V, y a la derecha el rizado que tiene esta fuente equivalente a aproximadamente 88mV pico a pico, lo cual es un rizado mínimo.

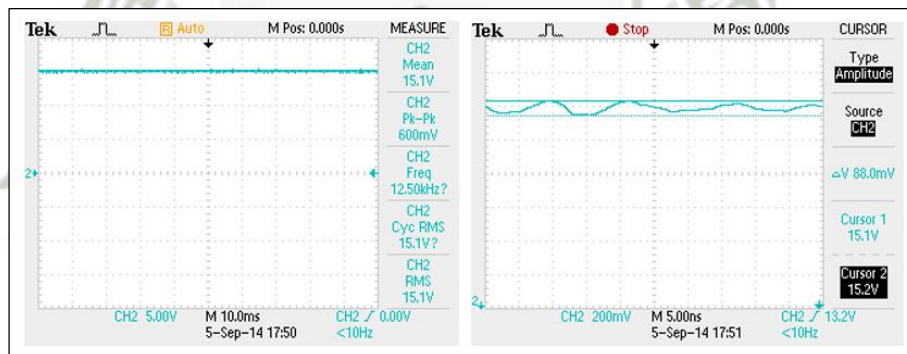


Figura 3.108 Voltaje en Fuente de 15Vdc.



CAPÍTULO 6

**CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES PARA
TRABAJOS FUTUROS**

Este trabajo de tesis se diseñó e implementó completamente un variador de velocidad para motores de inducción trifásicos, donde ha sido diseñado para motores de 1HP pero probado con un motor de 1/4HP. Se ha logrado también una integración de componentes electrónicos modernos para poder implementar este tipo de control SPWM con su respectiva interface visual. De las pruebas anteriores se puede concluir y recomendar lo siguiente:

I. CONCLUSIONES.

1. En este trabajo se diseñó un control de velocidad para motores de inducción de 220Vac, con un módulo de potencia inteligente como lo es el integrado FNB41560B2-ND de la Marca Fairchild y también un microcontrolador de gama baja como lo es el PIC16F777 de Microchip.
2. En cuanto a la técnica PWM sinusoidal o llamada también SPWM, logra un buen uso de todo el voltaje en el bus DC, permitiendo que la amplitud a la cual llega a recibir el motor a 60Hz sea aproximadamente de 200Vac.
3. El diseño de este sistema para el accionamiento de motores de inducción mediante un microcontrolador de 8 bits, permitió que se implemente un método de control eficaz pudiendo así variar la frecuencia desde los 5Hz hasta los 60Hz y poder variar los ciclos de servicio de manera necesaria para generar una amplitud variable, y poder así mantener nuestra relación V/f constante.

4. Las señales complementarias con sus tiempos muertos adecuados son importantes para la conmutación correcta de los IGBT's ya que sin estos tiempos muertos nuestro módulo de potencia se cortocircuitaría y provocaría graves daños al circuito interno hasta destruirlo.
5. Respecto al módulo de potencia, su estructura como módulo compacto permite que las inductancias parásitas se vean disminuidas a diferencia de usar IGBT's por separado que lleva a conmutaciones indebidas por picos de corrientes o voltajes. Además que al usar este módulo de potencia, nos brinda grandes características como son protección por voltajes bajos de los driver internos, protección por cortocircuito, y adquisición de temperatura interna.
6. Se logró adquirir señales relevantes como son las corrientes de fase, el voltaje en el bus DC y la temperatura en el módulo de potencia con el objetivo de poder implementar las funciones de un relé de protección para detectar sobrecorrientes, desfase de corrientes, sobretemperatura, y altos o bajos voltajes en el bus DC.
7. Este diseño de variador de velocidad permite utilizar diferentes controles a parte del SPWM como puede ser un control vectorial.
8. Los resultados obtenidos en este trabajo son satisfactorios, ya que se cumple con el objetivo de diseñar e implementar un variador de velocidad con control SPWM para motores de inducción trifásicos.

II. RECOMENDACIONES PARA TRABAJOS FUTUROS.

1. Utilizar un microcontrolador de gama alta como lo es un DSP, con la finalidad de aplicar un método de control más eficaz ya que tiene mucha más memoria y características aplicadas en hardware y ya no en software.
2. Poder implementar lazos de retroalimentación según la velocidad del motor y también utilizar retroalimentación en el bus DC para saber la variación de voltaje y utilizarlo en el control de frecuencia.
3. Realizar un análisis del contenido armónico que se inyecta a la red doméstica.
4. Utilizar otros tipos de redes snubber para aplicarlos a motores de mayor potencia y poder comparar el de mejor aplicación para variadores de velocidad.
5. Implementar otros tipos de control como son SPWM con tercera armónica, control vectorial o control de campo orientado.

REFERENCIAS

1. Adams, J. (2003). *Application Note AN-1052. Using the IR217x Linear Current sensing ICs.*
2. Antúnez Soria, F. (s.f.). Elaboración de la documentación técnica según el REBT para la instalación de locales, comercios y pequeñas empresas. *INNOVA.*
3. Avagotech. (s.f.). *HCPL-7510/7520 Isolated Linear Sensing IC Evaluation Board.*
4. C., A. (2011). Design of 2.5kW DC/DC Fullbridge Converter. Goteborg, Sweden.
5. Castillo, L., & Marrufo, E. (s.f.). *Instalaciones Eléctricas Básicas.* Recuperado el 2014, de Unidad 11: Motores Eléctricos: <http://www.mcgraw-hill.es/bcv/guide/capitulo/8448173104.pdf>
6. Chapman Stephen, J. (s.f.). *Máquinas Eléctricas.* McGrawHill 3ra Edición.
7. Chapman Stephen, J. (s.f.). *Máquinas Eléctricas.* McGrawHill 4ta Edición.
8. Company, G. E. (2012). *NTC Inrush Current Limiter.* Obtenido de <http://www.gemcs.com>
9. Compañía Sramericana de Seguros S.A. (2002). Recuperado el 2014, de Curso Motores Eléctricos: <http://www.ingeborda.com.ar/biblioteca/Biblioteca%20Internet/Articulos%20Tecnicos%20de%20Consulta/Motores%20electricos/Motores%20Electricos.pdf>
10. *Constant Volts/Hertz Operation for Variable Speed Control of Induction Motors.* (s.f.). Recuperado el 2014, de http://www.depeca.uah.es/docencia/INGECA/SECP/docu_pot/vfADMC401.pdf
11. Electric, F. (2004). IGBT Modules Application Manual Chapter 5.
12. EPCOS. (2009). Inrush Current Limiters. *Application Notes.*
13. Fairchild. (2009). AN-9070: Smart Power Module Motion-SPM.
14. Fairchild Semiconductor. (2014). Obtenido de <https://www.fairchildsemi.com/pf/HC/HCPL2531.html>
15. Harper, E. (2005). *El abc de las Máquinas Eléctricas.* México D.F.: Balderas 95.
16. *How to select EMC Filter?* (s.f.). Recuperado el 2014, de http://www.transfabtms.com/openfile.aspx?file=emc_eng.pdf.

17. IEEE. (s.f.). *Application Note*. Obtenido de Designing LC Filters for AC-Motor Drives:
http://www.eetkorea.com/ARTICLES/2001AUG/2001AUG23_AMD_AN.PDF?SOURCES=DOWNLOAD
18. International Rectifier. (2014). *IR2109*. Obtenido de <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2109.pdf>
19. International Rectifier. (2014). *IR2175*. Obtenido de <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2175.pdf>
20. Krause, P. (2002). *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. John Wiley & Sons INC.
21. Martorell, J. (1999-2005). *VARISTORES*. Recuperado el 2014, de Lecciones de Electrónica: <http://www.ifent.org/lecciones/varistores/>
22. Microchip Technology Inc. (2014). Obtenido de <http://www.microchip.com/wwwproducts/Devices.aspx?dDocName=en010225>
23. MINEM. (2006). *Dirección de Normas Eléctricas de la Dirección General de Electricidad*. Recuperado el 2014, de Código Nacional de Electricidad Utilización: <http://www.minem.gob.pe/>
24. MITSUBISHI SEMICONDUCTORS. (s.f.). GENERAL CONSIDERATIONS FOR IGBT AND INTELLIGENT POWER MODULES.
25. Murphy, J., & Tunbull, F. (s.f.). *Power Electronic Control of AC Motors*. PERGAMON PRESS.
26. Purdie, I. (s.f.). *Amateur Radio Tutorial Pages*. Obtenido de <http://my.integritynet.com.au/purdic/basic-electronic-units.htm>
27. Rectifier, I. (s.f.). Using the IR217x Linear Current Sensing ICs.
28. Rodríguez Almendárez, A. (s.f.). Sistema de Control Realimentado V/Hz para un motor de Inducción.
29. Rojas, A. (2011). *¿Qué es, cómo trabaja y cómo se realiza la selección más adecuada de un filtro EMC?* Recuperado el 2014, de <http://www.grupopremo.com/es/new/190/>
30. Saenz Feito, J. (2002). *Máquinas Eléctricas*. Prentice Hall.
31. Schutze, T. (s.f.). Design Aspects for Inverters with IGBT High Power Modules. Warstein, Germany.

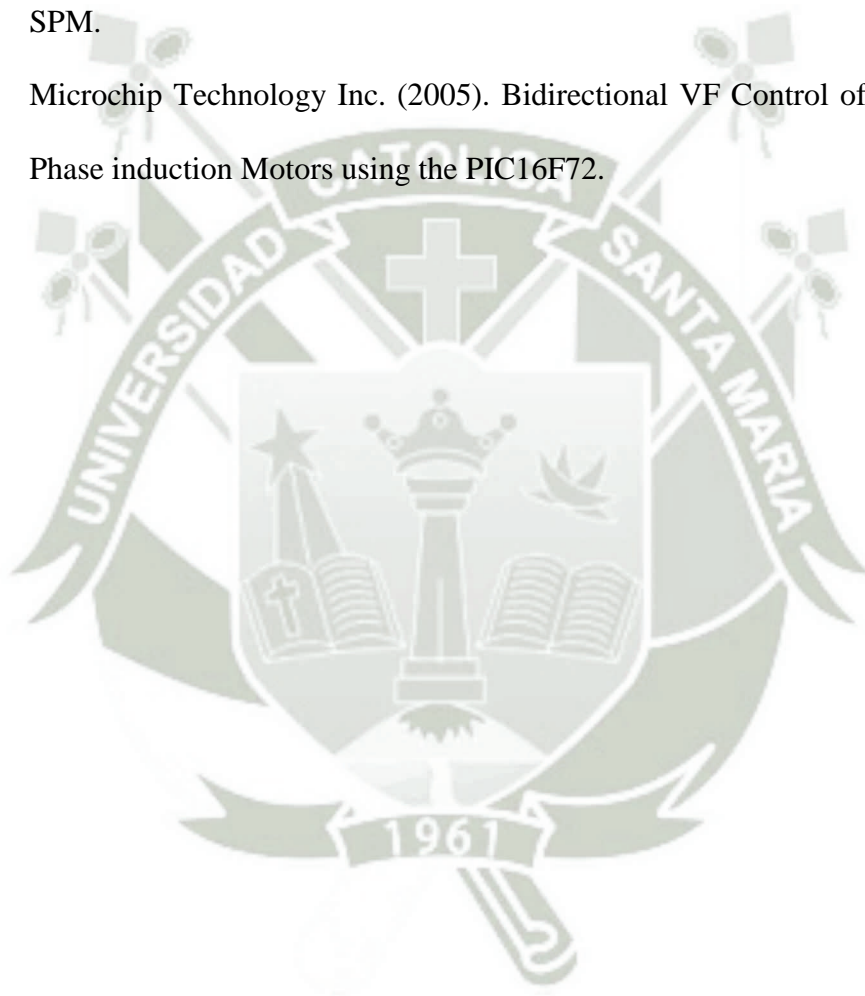
32. Sevillano Calvo, F. (2010-2011). Sistemas de Regulación y Control Automáticos. *Variadores de Frecuencia*.
33. Trujillo, P. (2014). *Puente en H. El bootstrap*. Obtenido de <http://www.mipsandchips.com.es/2014/05/puente-en-h-el-bootstrap-ii.html>
34. Voltts. (s.f.). *Varistores de Oxido Metálico*. Recuperado el 2014, de http://www.ebah.com.br/content/ABAAAA_74AK/voltts-varistores
35. Zhang, Y., Sobhani, S., & Chokhawala, R. (s.f.). Snubber Considerations ofr IGBT.



BIBLIOGRAFÍA

1. Microchip Technology Inc. (2003). VF Control of 3-Phase Induction Motors Using PIC16F7X7 Microcontrollers.
2. Microchip Technology Inc. (2002). Speed Control of 3-Phase Induction Motor Using PIC18 Microcontrollers.
3. Weg Motors. Motores de inducción alimentados por convertidores de frecuencia PWM.
4. Kilowatt Classroom (2003). VFD Fundamentals.
5. Mazzeo, L., Bertolotti F. Variación de velocidad en corriente alterna.
6. Rodríguez, A. (2006). Sistema de Control Retroalimentado V/Hz para un motor de inducción basado en microcontrolador.
7. Chávez, S. Jiménez, H. (2009). Diseño de un Control de Velocidad de un Motor de Inducción de 22VCA.
8. Bretón Schuwirth, A. (2003). Diseño y construcción de un Inversor Trifásico Multinivel de cuatro etapas para compensación armónica y de reactivos.
9. Universidad Autónoma de Occidente (2005). Modulación por ancho de pulso PWM y modulación vectorial SVM.
10. Freescale Semiconductor (2005). Using the MC3PHAC Motor Controller.
11. Calvopiña, G., Quimuña, G. (2011). Diseño e implementación de un controlador de velocidad de un motor monofásico utilizando la técnica de control mediante modulación de ancho de pulso sinusoidal de dos y tres niveles.
12. Severns, R. Design Snubbers for Power Circuits.
13. Pernía, A. (1999). Protección eléctrica de semiconductores: Redes de ayuda a la conmutación disipativas y no disipativas.

14. Nihon Inter Electronics Corporation (2005). IGBT Application Note.
15. EPCOS AG. (2009). Inrush Current Limiters.
16. Illinois Capacitor Inc. Capacitor design for an LC filter for AC-Motor drive.
17. Yaskawa (2010). How to calculate a DC choke?
18. International Rectifier. Managing Transients in Control IC driven Power Stages.
19. Fairchild Semiconductors (2009). AN-9070 Smart Power Modules Motion-SPM.
20. Microchip Technology Inc. (2005). Bidirectional VF Control of single and 3-Phase induction Motors using the PIC16F72.





APÉNDICE A

PROGRAMA EN ASSEMBLER PARA CONTROL PWM SINUSOIDAL USANDO COMPILADOR MPLAB.

PARAMETERS.INC

```

;PARÁMETROS DEFINIDOS POR EL USUARIO
;*****
;***
;FRECUENCIA DE OSCILACIÓN
#DEFINE OSC_FREQ      D'2000000'      ;se le asigna valor de 20Mhz a OSC_FREQ
;*****
;***
;PRESCALER DE TIMER1
#DEFINE      TIMER1_PRESCALE      D'16'
;*****
;***
;NÚMERO DE ENTRADAS EN LA TABLA SINUSOIDAL (O FRECUENCIA DE MUESTREO)
#DEFINE      SINE_TABLE_ENTRIES  D'19'
;*****
;***
SAMPLES_PER_CYCLE = (SINE_TABLE_ENTRIES-1)*D'2'
INSTRUCTION_CYCLE = (OSC_FREQ)/D'4'
FREQ_SCALE = (INSTRUCTION_CYCLE/SAMPLES_PER_CYCLE)/(TIMER1_PRESCALE/4)
;TIMER PRESCALE/4 ES REALIZADO PARA COMPENSAR LA MULTIPLICACIÓN EN ADC, POR EL
FACTOR DE 4 A LA FRECUENCIA (LA CONVERSIÓN DE POTENCIOMETRO NO ES DA COMO
RESULTADO DE 0 A 60, SINO DE 0 A 255 = 4.25 EL FACTOR)
;*****
;***
;FRECUENCIA PWM
#DEFINE TIMER2_PRESCALE      D'1'
#DEFINE      PWM_FREQUENCY      D'20000'
PR2_VALUE = (OSC_FREQ/(4*PWM_FREQUENCY*TIMER2_PRESCALE))-1      ;VER ECUACIÓN 9.1 PWM
MODE DE PIC16F7X7
;*****
;***
;PUERTOS Y BITS
#DEFINE      DRIVER_ENABLE      4      ;RA4
#DEFINE      FWD_REV_KEY        2      ;RB2
#DEFINE      RUN_STOP_KEY       1      ;RB1
#DEFINE      FAULT_BIT          4      ;RB4
#DEFINE      FAULT_BIT_2        0      ;RB0
#DEFINE      FWD_REV_LED        1      ;RD0
#DEFINE      RUN_STOP_LED       0      ;RD1
#DEFINE      FAULT_PROC         2      ;RD2
#DEFINE      FAULT_VISU         3      ;RD3
#DEFINE      INIT_CURRENT       3      ;RB3
#DEFINE      LED_PORT           PORTD

;DEFINICIÓN DE BIT PARA FLAG_FREQ
#DEFINE      DEC_ACC_F          0      ;0 PARA DESACELERACIÓN Y 1 PARA
ACELERACIÓN
#DEFINE      CHANGE_FREQ       1      ;0 PARA NINGÚN CAMBIO EN FRECUENCIA Y 1
PARA CAMBIO EN FRECUENCIA
#DEFINE      DELAY_4MS         2

;DEFINICIÓN DE FLAGS
#DEFINE      MOTOR_DIRECTION    0
#DEFINE      MOTOR_RUNNING      1
#DEFINE      TIMER1_OV_FLAG     2
#DEFINE      OFFSET1_FLAG       4

```

```

#DEFINE      OFFSET2_FLAG      5
#DEFINE      OFFSET3_FLAG      6
#DEFINE      V_F_FLAG          7

#DEFINE      DELAY_COUNT1      0XFF
#DEFINE      DELAY_COUNT2      0XFF
#DEFINE      LIMIT_V_LOW       0X20 ;LÍMITE DE BAJO VOLTAJE = -20%
(CONFIGURABLE) 51
#DEFINE      LIMIT_V_HIGH      0xD0 ;LÍMITE DE SOBREVOLTAJE = +20%
(CONFIGURABLE) 7A
;*****
;*****
;ACELERACIÓN Y DESACELERACIÓN EN SEGUNDOS
;*****
;*****
#DEFINE      RAMP
#DEFINE      DECELERATION_TIME D'5' ;SECONDS
#DEFINE      ACCELERATION_TIME D'5' ;SECONDS
DEC_CON = (DECELERATION_TIME)*D'250'
ACC_CON = (ACCELERATION_TIME)*D'250'
;*****
;*****
;FIN DE ARCHIVO
;*****
;*****

ADC OPERATION.ASM
;*****
;*****
;PROGRAMA : VARIADOR VELOCIDAD PARA MOTOR
INDUCCIÓN TRIFÁSICO - RUTINA PRINCIPAL
;MICROCONTROLADOR : PIC16F777
;FRECUENCIA DE CRISTAL : 20MHZ
;*****
;*****
;DESCRIPCIÓN:
;*****
;*****
;ESTE ARCHIVO CONTIENE RUTINAS PARA CONFIGURAR CONVERSIÓN ADC, CÁLCULO DE
PARÁMETROS DE ACELERACIÓN Y
;DESACELERACIÓN DEL MOTOR, COMO TAMBIÉN DIVISIÓN DE 16/8 BITS UNSIGNED.
;*****
;*****
LIST P = P16F777
INCLUDE <P16F777.INC>
INCLUDE <PARAMETERS.INC>
;*****
;*****
UDATA
NEW_FREQ RES 1 ;nueva referencia de entrada de frecuencia
FLAG_FREQ RES 1 ;byte usado par almacenar flags referente al manbio en operación de
frecuencia
TEMP_FREQ RES 1 ;actua como buffer entre nueva frecuencia requerida y frecuencia
seteada (replica de NEW_FREQ)
DEC_COUNTER_LSB RES 1 ;resultado 16 bits de (DEC_CON/ diferencia en frecuencia)
DEC_COUNTER_MSB RES 1 ;indica nro de interrupciones de TMR2 despues de que
SET_FREQ=SET_FREQ-1
ACC_COUNTER_LSB RES 1 ;resultado 16 bits de (ACC_CON/diferencia en frecuencia)
ACC_COUNTER_MSB RES 1 ;indica nro de interrupciones de TMR2 despues de que
SET_FREQ=SET_FREQ+1
TEMP_COUNTER_LSB RES 1 ;ubicación temporal par mantener DEC_COUNTER o
ACC_COUNTER

```

```

TEMP_COUNTER_MSB RES 1 ;ubicación temporal par mantener DEC_COUNTER o
ACC_COUNTER

GLOBAL NEW_FREQ
GLOBAL FLAG_FREQ
GLOBAL DEC_COUNTER_LSB
GLOBAL DEC_COUNTER_MSB
GLOBAL ACC_COUNTER_LSB
GLOBAL ACC_COUNTER_MSB
GLOBAL TEMP_COUNTER_LSB
GLOBAL TEMP_COUNTER_MSB
GLOBAL SET_ADC_GO
GLOBAL TEMP_FREQ

EXTERN NO_1_LSB
EXTERN NO_1_MSB
EXTERN NO_2_LSB
EXTERN NO_2_MSB
EXTERN SET_FREQ
EXTERN FLAGS
EXTERN FREQ_REF_H
EXTERN FREQ_REF_L
EXTERN TEMP_LOC
EXTERN TEMP_LOC_1
EXTERN TEMP_LOC_2
EXTERN RESULT_MSB
EXTERN RESULT_LSB

DIVMAC MACRO ;MACRO PARA DIVISIÓN
LOCAL NOCHK
LOCAL NOGO
BCF STATUS,C
RLF TEMP_LOC_2,F
RLF TEMP_LOC_1,F
RLF RESULT_LSB,F
RLF RESULT_MSB,F
MOVF NO_2_MSB,W
SUBWF RESULT_MSB,W
BTSS STATUS,Z
GOTO NOCHK
MOVF NO_2_LSB,W
SUBWF RESULT_LSB,W
NOCHK
BTSS STATUS,C
GOTO NOGO
MOVF NO_2_LSB,W
SUBWF RESULT_LSB,F
BTSS STATUS,C
DECF RESULT_MSB,F
MOVF NO_2_MSB,W
SUBWF RESULT_MSB,F
BSF STATUS,C
NOGO
RLF NO_1_LSB,F
RLF NO_1_MSB,F
ENDM ;FIN DE MACRO PARA DIVISIÓN
*****
****
;SETEA EL BIT "GO" DE CONVERSIÓN ADC DESPUÉS DE UNA ADQUISICIÓN DE 20US
APROXIMADAMENTE.
*****
****
PROG0 CODE
SET_ADC_GO
    
```

```

BTFS      FLAGS,MOTOR_RUNNING      ;bit 1 = 1?
RETURN                                         ;regresa a rutina
BANKSEL   ADCON0                      ;selecciona banco donde se ubica ADCON0
BTFS     ADCON0,GO                     ;Conversión en progreso (bit 2 = 1)?
RETURN                                         ;Si
                                                ;No

BANKSEL   FLAG_FREQ                   ;Selecciona banco donde se ubica FLAG_FREQ
BTFS     FLAG_FREQ,DELAY_4MS          ;Flag de Delay de 4ms en 1? (termino delay? bit 2 = 1?)
GOTO     CONVERT_BUS_VOLTAGE         ;No. Setea ADC para lectura de BUS DC
                                                ;RAMP se encuentra definida en parámetros
#IFDEF   RAMP                          ;Si se encuentra definida RAMP entonces:
GOTO     CONVERT_FREQUENCY           ;Si. Setea ADC para lectura de Frecuencia.
#ELSE
GOTO     EQUAL_FREQ
#ENDIF

#IFDEF   RAMP
CONVERT_FREQUENCY
BCF      FLAG_FREQ,DELAY_4MS          ;a 0 flag de DELAY_4MS

BANKSEL   NEW_FREQ                   ;selecciona banco donde se ubica NEW_FREQ.
MOVF     SET_FREQ,W                  ;mueve valor de SET_FREQ a W.
SUBWF   NEW_FREQ,W                    ;Chequea si antigua frecuencia y nueva frecuencia son
iguales?
BTFS     STATUS,Z                     ;Chequea si resultado es 0.
GOTO     CHECK_LAST_NEW_F            ;No.
                                                ;Si.

BANKSEL   FLAG_FREQ                   ;selecciona banco donde se ubica FLAG_FREQ
BCF      FLAG_FREQ,CHANGE_FREQ       ;bit 1 = 0. No hay cambio en frecuencia.
GOTO     EQUAL_FREQ                  ;Ir a EQUAL_FREQ.

CHECK_LAST_NEW_F

BANKSEL   TEMP_FREQ                   ;selecciona banco donde se ubica TEMP_FREQ.
MOVF     TEMP_FREQ,W                  ;mueve valor de TEMP_FREQ a W.
BANKSEL   NEW_FREQ                   ;selecciona banco donde se ubica NEW_FREQ.
SUBWF   NEW_FREQ,W                    ;chequea si ultima nueva frecuencia y frecuencia presente
son iguales?
BTFS     STATUS,Z                     ;chequea si W = 0?.
GOTO     ASSIGN_NEW_TO_TEMP          ;No.

BANKSEL   FLAG_FREQ                   ;Si.
BTFS     FLAG_FREQ,CHANGE_FREQ       ;Cambio de frecuencia en progreso(bit 1)?
GOTO     EQUAL_FREQ                  ;Si - Omitir calculo de frecuencia de rampa.
BSF      FLAG_FREQ,CHANGE_FREQ       ;No, cambia flag a 1. Indica que cambio de frecuencia ha
iniciado.

BANKSEL   NEW_FREQ                   ;selecciona banco donde se ubica NEW_FREQ.
MOVF     SET_FREQ,W                  ;mueve SET_FREQ a W.
SUBWF   NEW_FREQ,W                    ;Resta NEW_FREQ - SET_FREQ == W.
BTFS     STATUS,C                     ;chequea que es necesario, aceleración o desaceleración?
GOTO     DECELERATE                  ;SET_FREQ > NEW_FREQ, va a DECELERATE
GOTO     ACCELERATE                  ;NEW_FREQ > SET_FREQ, va a ACCELERATE

DECELERATE
BANKSEL   FLAG_FREQ                   ;selecciona banco donde se ubica FLAG_FREQ.
BCF      FLAG_FREQ,DEC_ACC_F          ;Flag DEC_ACC_F en 0. Indica que desacelera.

BANKSEL   NEW_FREQ                   ;selecciona banco donde se ubica NEW_FREQ.
MOVF     NEW_FREQ,W                  ;mueve NEW_FREQ a W.
SUBWF   SET_FREQ,W                    ;Resta SET_FREQ - NEW_FREQ == W.
MOVWF   NO_2_LSB                      ;Guarda la diferencia como divisor.
CLR     NO_2_MSB                       ;En 0 NO_2_MSB.

```

```

MOVWLOW (DEC_CON)           ;mueve bits 0:7 de DEC_CON (valor de 750 constante)
MOVWFNO_1_LSB              ;a NO_1_LSB
MOVWHIGH (DEC_CON)        ;mueve bits 8:15 de DEC_CON (valor de 750 constante)
MOVWFNO_1_MSB             ;a NO_1_MSB

CALL  DIV_16X8              ;Calcula el tamaño de paso para la desaceleración =
desaceleración cte/(SET_FREQ-NEW_FREQ)

BANKSEL  DEC_COUNTER_LSB   ;selección de banco donde se ubica DEC_COUNTER_LSB
MOVF  NO_1_LSB,W           ;mueve NO_1_LSB a W
MOVWFDEC_COUNTER_LSB      ;guarda el cociente bits 0:7 en DEC_COUNTER_LSB
BANKSEL  DEC_COUNTER_MSB   ;selección de banco donde se ubica
DEC_COUNTER_MSB
MOVF  NO_1_MSB,W           ;mueve NO_1_MSB a W
MOVWFDEC_COUNTER_MSB      ;guarda el cociente bits 8:15 en DEC_COUNTER_MSB
BANKSEL  TEMP_COUNTER_LSB  ;selección de banco donde se ubica
TEMP_COUNTER_LSB
MOVF  NO_1_LSB,W           ;mueve NO_1_LSB a W
MOVWFTEMP_COUNTER_LSB     ;guarda el cociente bits 0:7 en TEMP_COUNTER_LSB
BANKSEL  TEMP_COUNTER_MSB  ;selección de banco donde se ubica
TEMP_COUNTER_MSB
MOVF  NO_1_MSB,W           ;mueve NO_1_MSB a W
MOVWFTEMP_COUNTER_MSB     ;guarda el cociente bits 8:15 en TEMP_COUNTER_MSB
GOTO  EQUAL_FREQ

ACCELERATE
BANKSEL  FLAG_FREQ         ;selecciona banco donde se ubica FLAG_FREQ.
BSF      FLAG_FREQ,DEC_ACC_F ;Flag DEC_ACC_F en 1. Indica que acelera.

MOVWFNO_2_LSB              ;Guarda la diferencia como divisor.
CLRFB  NO_2_MSB           ;En 0 NO_2_MSB.

MOVWLOW (ACC_CON)         ;mueve bits 0:7 de ACC_CON (valor de 750 constante)
MOVWFNO_1_LSB              ;a NO_1_LSB
MOVWHIGH (ACC_CON)        ;mueve bits 8:15 de ACC_CON (valor de 750 constante)
MOVWFNO_1_MSB             ;a NO_1_MSB

CALL  DIV_16X8              ;Calcula el tamaño de paso para la aceleración = aceleración
cte/(SET_FREQ-NEW_FREQ)

BANKSEL  ACC_COUNTER_LSB   ;guarda bit de 16 de contador en ACC_COUNTER
MOVF  NO_1_LSB,W           ;y también en TEMP_COUNTER
MOVWFACC_COUNTER_LSB
BANKSEL  ACC_COUNTER_MSB
MOVF  NO_1_MSB,W
MOVWFACC_COUNTER_MSB
BANKSEL  TEMP_COUNTER_LSB
MOVF  NO_1_LSB,W
MOVWFTEMP_COUNTER_LSB
BANKSEL  TEMP_COUNTER_MSB
MOVF  NO_1_MSB,W
MOVWFTEMP_COUNTER_MSB
GOTO  EQUAL_FREQ

ASSIGN_NEW_TO_TEMP        ;asigna el valor de NEW_FREQ a TEMP_FREQ
MOVF  NEW_FREQ,W           ;mueve valor de NEW_FREQ a W
BANKSEL  TEMP_FREQ         ;selecciona banco donde se ubica TEMP_FREQ
MOVWFTEMP_FREQ           ;mueve valor de W a TEMP_FREQ
BANKSEL  FLAG_FREQ         ;selecciona banco donde se ubica TEMP_FREQ
BCF      FLAG_FREQ,CHANGE_FREQ ;coloca a 0 flag de CHANGE_FREQ (bit 1)

#ENDIF

EQUAL_FREQ
#IFNDEF  RAMP               ;si RAMP no está definida entonces:

```

```

MOVF NEW_FREQ,W
MOVWFSET_FREQ
BCF FLAG_FREQ,DELAY_4MS
BCF FLAGS,V_F_FLAG ;bit 7 en 0. Indicando se hará conversión de frecuencia.
#ENDIF
BCF FLAGS,V_F_FLAG ;bit 7 en 0. Indicando se hará conversión de frecuencia.
CALL CALCULATE_FREQUENCY ;Calcula tiempo de muestreo para valor de tabla.
BANKSEL ADCON0
BCF ADCON0,CHS1 ;Selección de
BSF ADCON0,CHS0 ;canal 1 (AN1).
BSF ADCON0,GO ;Setea bit GO para comenzar conversión.
RETURN

CONVERT_BUS_VOLTAGE
BSF FLAGS,V_F_FLAG ;setea bit 7, indica ADC convertira voltaje en BUS DC.
BANKSEL ADCON0 ;selección de banco ADCON0.
MOVLW0X91 ;palabra para inicializar conversión AD de RA2 (BUS DC).
MOVWFADCON0
BCF ADCON0,CHS0 ;Selección de
BSF ADCON0,CHS1 ;canal 2 (AN2).
BSF ADCON0,GO ;Setea bit GO para comenzar conversión.
RETURN

;*****
;*****
;ESTA RUTINA CALCULA EL VALOR DE TIMER1 BASADO EN LA LECTURA DE FRECUENCIA EN RA1
;Y EL FACTOR DE
;ESCALAMIENTO BASADO EN EL RELOJ PRINCIPAL Y EL NUMERO DE ENTRADAS EN LA TABLA
;SINUSOIDAL.
;TIMER1 VALUE = FFFF - 2*(FREQUENCY_SCALE/FREQUENCY) FREQ = (RESULTADO ADC DE
;RA1)
;*****
;*****
CALCULATE_FREQUENCY
MOVLWHIGH(FREQ_SCALE) ;bits 8:15 de FREQ_SCALE ubicado en parameters
MOVWFNO_1_MSB ;hacia NO_1_MSB
MOVLWLOW(FREQ_SCALE) ;bits 0:7 de FREQ_SCALE ubicado en parameters
MOVWFNO_1_LSB ;hacia NO_1_LSB
MOVF SET_FREQ,W ;SET_FREQ a W
MOVWFNO_2_LSB ;se mueve a NO_2_LSB como denominador
CLRF NO_2_MSB ;0 los bits de NO_2_MSB

CALL DIV_16X8 ;división entre FREQ_SCALE y SET_FREQ.
;Resultado en NO_1_LSB y NO_1_MSB.

KEEP_RESULT_IN_RPM ;TIMER1 VALUE = FFFF-
2*(FREQUENCY_SCALE/FREQUENCY)
BCF STATUS,C
RLF NO_1_LSB,F ;multiplicamos cociente por 2, para obtener un prescaler
RLF NO_1_MSB,F ;de TMR1 1:16. (Se dividio prescaler/4 en parameters)
MOVF NO_1_LSB,W ;mueve NO_1_LSB a W.
SUBLW 0XFF ;Resta FF - W y lo guarda en W.
MOVWFFREQ_REF_L ;Los valores de recarga de Timer1 se guardan en
MOVF NO_1_MSB,W ;FREQ_REF_H y FREQ_REF_L
SUBLW 0XFF ;estos valores seran cargados al Timer1 en
MOVWFFREQ_REF_H ;Timer1 Overflow Interrupt
RETURN

;*****
;*****
;RUTINA PARA DIVISIÓN 16/8 BITS
;*****
;*****
DIV_16X8
CALL SETUP
CLRF RESULT_MSB

```

CLRF RESULT_LSB

; USO DE MACRO "DIVMAC" 16 VECES

DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
DIVMAC
RETLW 0

SETUP

MOVLW 0X10
MOVWF TEMP_LOC
MOVF NO_1_MSB,W
MOVWF TEMP_LOC_1
MOVF NO_1_LSB,W
MOVWF TEMP_LOC_2
CLRF NO_1_MSB
CLRF NO_1_LSB
RETLW 0

;FIN DEL ARCHIVO

END

VF_CONTROL_WITH_7X7.ASM

;PROGRAMA : VARIADOR VELOCIDAD PARA MOTOR
INDUCCIÓN TRIFÁSICO - RUTINA PRINCIPAL
;MICROCONTROLADOR : PIC16F777
;FRECUENCIA DE CRISTAL : 20MHZ

;DESCRIPCIÓN:

;SE IMPLEMENTA UN CONTROL V/F PARA MOTORES TRIFÁSICOS CON EL PIC16F777.
;LA VARIACIÓN DE FRECUENCIA SE REALIZA A TRAVÉS DEL POTENCIÓMETRO, CONECTADO AL PIN RA1.
;EL RATIO DE V/F SE MANTIENE CONSTANTE EN TODO EL RANGO DE OPERACIÓN.

;CARACTERÍSTICAS:

;ARRANQUE DE MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO USANDO UN CONTROL V/F A LAZO ABIERTO
;RB1 = SWITCH DE START/STOP
;RB0 = SWITCH PARA CAMBIO DE ROTACIÓN DE MOTOR
;RA1 = FRECUENCIA SETEADA POR POTENCIÓMETRO
;FRECUENCIA DE MOTOR LIMITADA ENTRE 5Hz Y 60Hz.

```

;RD1 = LED INDICADOR DE RUN/STOP
;RD0 = LED INDICADOR DE FWD/REV
;LÍMITES DE BAJO Y SOBREVOLTAJE.
;RD2 = LED INDICADOR DE BAJOVOLTAJE
;RD3 = LED INDICADOR DE SOBREVOLTAJE
;CAMBIO DE TIEMPO PARA ACELERACIÓN Y DESACELERACIÓN
;*****
;*****
;FLAG MOTOR_DIRECTION = (0 PARA REVERSA) O (1 PARA AVANCE)
;FLAG MOTOR_RUNNING = (0 PARA PARADA) O (1 PARA ARRANCADO)
;RUN_STOP_LED = (ON PARA ARRANCADO) O (OFF PARA PARADO)
;FWD_REV_LED = (ON PARA AVANCE) O (OFF PARA REVERSA)
;V_F_FLAG = (0 CONVERSIÓN ADC PARA FRECUENCIA) O (1 CONVERSIÓN ADC PARA VOLTAJE)
;FAULT_PROC = (ON PARA LÍMITE DE VOLTAJE O FALLA SPM) O (OFF PARA SISTEMA CORRECTO)
;FAULT_VISU = (ON PARA FALLA CKTO VISUALIZACIÓN) O (OFF PARA SISTEMA CORRECTO)
;*****
;*****
;NOTAS:
;USUARIO PUEDE CAMBIAR LOS LÍMITES DE FRECUENCIA EN RUTINA AD_CONV_COMPLETE
;SI LA CARACTERÍSTICA DE ACELERACIÓN Y DESACELERACIÓN NO SON REQUERIDAS SE PUEDE
COMENTAR
;#DEFINE RAMP' EN PARAMETERS.INC
;*****
;*****
LIST          P = P16F777          ;informa el tipo de microcontrolador, en este caso 16f777
__CONFIG H'2007',H'3FAA'          ;3faa Registro 1 con valor 3FAA: CP off, Debug off,
                                   ;Vbor = 2V, MCLR
= MCLR, PWRT off, WDT off, oscilador HS.Con 37ea debug on con EA VBOREN on.
__CONFIG H'2008',H'3FBC'          ;Registro 2 con valor 3FBC: BOR off, IESO off, FCMEN
off.
INCLUDE       <P16F777.INC>       ;incluye nombre de registros de funciones especiales.
INCLUDE       <PARAMETERS.INC>    ;incluye parametros creados por usuario
;*****
;*****
UDATA_SHR          ;secciones que comparten mas de un banco de memoria.
                   ;RES(reservar memoria de datos): hace avanzar a contador
de localización.
W_TEMP            RES    1          ;ubicación para guardar WREG durante una interrupción.
STATUS_TEMP      RES    1          ;ubicación para guardar STATUS durante una interrupción.
FLAGS            RES    1          ;registros usados para indicar diferentes status.
FREQ_REF_H       RES    1          ;referencia de entrada de frecuencia (MSB)
FREQ_REF_L       RES    1          ;referencia de entrada de frecuencia (LSB)
SET_FREQ         RES    1          ;referencia de entrada de frecuencia en cuentas
TEMP_LOC         RES    1          ;ubicación de registro para propósito general
TEMP_LOC_1       RES    1          ;ubicación de registro para propósito general
TEMP_LOC_2       RES    1          ;ubicación de registro para propósito general
NO_1_LSB         RES    1          ;numerador(LSB) y cociente(LSB) o multiplicador(LSB)
NO_1_MSB         RES    1          ;numerador(MSB) y cociente(MSB) o multiplicador(MSB)
NO_2_LSB         RES    1          ;denominador(LSB) o multiplicando(LSB)
NO_2_MSB         RES    1          ;denominador(MSB) OR multiplicando(MSB)
RESULT_LSB       RES    1          ;resultado de multiplicación (LSB)/recordatorio(LSB)
RESULT_MSB       RES    1          ;resultado de multiplicación (MSB)/recordatorio(MSB)

UDATA
TABLE_OFFSET1RES 1                ;secciones que están en un unico banco de registros
TABLE_OFFSET2RES 1                ;offset de fase 1 de tabla(0)
TABLE_OFFSET3RES 1                ;offset de fase 2 de tabla(120)
TMR2_INT_COUNT   RES    1          ;offset de fase 3 de tabla(240)
VDC_COUNT        RES    1          ;contador para medir 4 ms usando TMR2 overload interrupt
SINE_TABLE_RAM   RES    0X14       ;cuenta digital de DC BUS
                                   ;tabla sinusoidal 0x14 = 20 decimal

;EXTERN: declara simbolos usados en modulo actual
;pero definidos en otro modulo como global (adc operation)

```

```

EXTERN    SET_ADC_GO
EXTERN    NEW_FREQ
EXTERN    FLAG_FREQ
EXTERN    DEC_COUNTER_LSB
EXTERN    DEC_COUNTER_MSB
EXTERN    ACC_COUNTER_LSB
EXTERN    ACC_COUNTER_MSB
EXTERN    TEMP_COUNTER_LSB
EXTERN    TEMP_COUNTER_MSB
EXTERN    TEMP_FREQ
    
```

;GLOBAL: declara simbolos en modulo actual
;pero disponibles en otros módulos (adc operation)

```

GLOBAL    SET_FREQ
GLOBAL    FLAGS
GLOBAL    NO_1_LSB
GLOBAL    NO_1_MSB
GLOBAL    NO_2_LSB
GLOBAL    NO_2_MSB
GLOBAL    SET_FREQ
GLOBAL    FREQ_REF_L
GLOBAL    FREQ_REF_H
GLOBAL    TEMP_LOC
GLOBAL    TEMP_LOC_1
GLOBAL    TEMP_LOC_2
GLOBAL    RESULT_MSB
GLOBAL    RESULT_LSB
    
```

```

;*****
;****
    
```

;MACRO PARA MULTIPLICACION - 8X8 UNSIGNED

```

;*****
;****
    
```

```

MULT MACRO BIT                                ;se crea una MACRO para la palabra MULT (MULT 0,1,2,3,...)
    BTFSC NO_1_LSB,BIT                        ;macro para multiplicación sin signo
    ADDWF RESULT_MSB,F                        ;testea si esta en 0 el bit N°"BIT" de NO_1_LSB
    RRF RESULT_MSB,F                          ;suma F + RESULT_MSB =: F
    RRF RESULT_LSB,F                          ;rota RESULT_MSB a derecha a través de C =: F
    ENDM                                       ;rota RESULT_LSB a derecha a través de C =: F
    ;termina macro para multiplicación
    
```

```

;*****
;****
    
```

;POWER ON RESET VECTOR LOCATION

```

;*****
;****
    
```

```

STARTUP    CODE    0X00                        ;Dirección vector de reset (etiqueta STARTUP)
           GOTO    START                       ;Ir a comienzo de programa
    
```

```

           CODE    0X04                        ;Dirección vector de interrupciones
           GOTO    ISR_INT                     ;Ir a la subrutina de interrupciones
           errorlevel -302                     ;No presenta mensaje de banco0 en compilación
    
```

```

;*****
;****
    
```

PROG0 CODE

START

```

;*****
;****
    
```

;INICIALIZACIÓN DE PUERTOS Y TIMERS

```

;*****
;****
    
```

```

BANKSEL    WDTCON                            ;selecciona banco donde se localiza WDTCON.
CLRF       WDTCON                            ;WDT (watchdog) apagado.
    
```

```

CLRF  FLAGS                                ;a cero todo el byte de FLAGS
BANKSEL  FLAG_FREQ                          ;selecciona banco donde se localiza FLAG_FREQ.
CLRF  FLAG_FREQ                              ;a cero todo el byte de FLAG_FREQ
BCF    STATUS,RP1                            ;selección de banco 1.
BSF    STATUS,RP0
MOVLW0X17                                    ;00010111 antes 1F con 00011110
MOVWF  TRISB                                ;RB1-4 y RB0,RB5-RB7 configurados como entrada y
salida respectivamente.
MOVLW0XF9                                    ;11111001
MOVWF  TRISC                                ;RC1-RC2 configurados como salida respectivamente
MOVLW0XF0                                    ;11110000
MOVWF  TRISD                                ;RD0-3 y RD4-RD7 configurados como salida y entrada
respectivamente.
BCF    TRISE,4                               ;---0--- configurado como I/O
BCF    STATUS,RP0                            ;regresa a banco 0.
MOVF  PORTB,W                               ;mueve valor PORTB a W
MOVLW0XF0                                    ;apaga todos los Leds.
MOVWF  PORTD
MOVLW0X0C                                    ;00001100 PWM encendido.
MOVWF  CCP1CON                              ;CCP1 configurado como PWM.
MOVWF  CCP2CON                              ;CCP2 configurado como PWM.
BSF    STATUS,RP0                            ;selecciona banco 1.
MOVWF  CCP3CON                              ;CCP3 configurado como PWM.
CALL  STOP_MOTOR                            ;parar motor
BANKSEL  PR2                                ;selecciona banco PR2.
MOVLWPR2_VALUE                              ;mueve valor de PR2_VALUE (parametros)
MOVWF  PR2                                  ;a registro PR2
BCF    STATUS,RP0                            ;pasa a banco 0.
BSF    T2CON,TMR2ON                          ;enciende Timer2.
CALL  COPY_TABLE_TO_RAM                    ;copia tabla senoidal del programa hacia RAM para rapido
acceso.

;*****
;****
;INICIALIZACIÓN DE REGISTRO ADC
;*****
;****
BANKSEL  ADCON0
MOVLW0X91                                    ;valor 10010001
MOVWF  ADCON0                                ;Fosc/32, AN2(RA2), conversión AD operando
(Conversión Bus DC)
BSF    STATUS,RP0                            ;tiempo conversión:TAD = (1/Fosc)*divisor == 1.6us
MOVLW0x0B                                    ;valor 00001011
MOVWF  ADCON1                                ;Configurar AN0:AN3 como entradas análogas
MOVLW0X31                                    ;valor 00110001
MOVWF  ADCON2                                ;tiempo adquisición: TACQ = 16TAD = ~25.6usec
MOVLW0X0F                                    ;00001111
MOVWF  TRISA                                ;RA0-RA3 como entradas y RA4-RA7 salidas
BCF    STATUS,RP0                            ;regresa a banco 0.
BSF    PORTA,DRIVER_ENABLE                  ;enciende driver - IR2109

;*****
;****
;INICIALIZACIÓN DE TIMER1 CON PRESCALER - USADO PARA SETEAR FRECUENCIA DE MOTOR.
;*****
;****
MOVLW0X31                                    ;valor 00110001
MOVWF  T1CON                                ;Enciende TMR1 con Prescaler 1:8 y reloj interno (Fosc/4)

;*****
;****
;INICIALIZACIÓN DE INTERRUPTOS

```



```

        SWAPF STATUS_TEMP,W           ;recupera registro original de STATUS, lo mueve a W.
        MOVWF STATUS                 ;recupera registro STATUS
        SWAPF W_TEMP,F               ;intercambia nibbles de W_TEMP para recuperar valor de
W_TEMP
        SWAPF W_TEMP,W               ;intercambia W_TEMP hacia W para recuperar valor
original de W sin afectar STATUS
        RETFIE                       ;regresa de la interrupción

;*****
;****
;*****
;****
TIMER1_OVERFLOW                     ;Interrupción de overflow de TMR1
        MOVF  FREQ_REF_H,W           ;mueve valor de FREQ_REF_H a W
        MOVWF TMR1H                  ;carga el byte mas alto del comando de velocidad a TMR1H
        MOVF  FREQ_REF_L,W           ;mueve valor de FREQ_REF_L a W
        MOVWF TMR1L                  ;carga el byte mas bajo del comando de velocidad a
TMR1L
        BSF   FLAGS,TIMER1_OV_FLAG   ;activa flag de TIMER1_OV_FLAG = 1.
        BCF   PIR1,TMR1IF            ;borra flag de interrupción TMR1IF
        GOTO  POPUP                   ;regresa de interrupción

;*****
;****
;*****
;****
CHECK_FAULT                          ;
        MOVF  PORTB,F                 ;PORTB se lee a si mismo si no coincide consigo mismo.
        BTSS  FLAGS,MOTOR_RUNNING   ;motor en funcionamiento?
        GOTO  NO_ACTION              ;No.
        BTSS  PORTB,FAULT_BIT       ;Falla por bit RB4?
        GOTO  THERE_IS_FAULT        ;Si - falla ocurrió, parar motor.
        CALL  RUN_MOTOR_AGAIN       ;Falla eliminada?
NO_ACTION
        BCF   INTCON,RBIF            ;arrancar motor de nuevo
        GOTO  POPUP                   ;regresa de interrupción

THERE_IS_FAULT                       ;Si, existe una falla
        CALL  STOP_MOTOR             ;Parar motor
        BANKSEL LED_PORT             ;selección de banco en LED_PORT
        BSF   LED_PORT,FAULT_PROC    ;Si - Enciende Led de falla por procesamiento.
        BCF   LED_PORT,RUN_STOP_LED  ;poner en 0 salida
;        BCF   FLAGS,MOTOR_RUNNING   ;borra flag de motor funcionando.
        BCF   INTCON,RBIF            ;borra bit de interrupción por RB.
        GOTO  POPUP                   ;regresa de interrupción

;*****
;****
;*****
;****
CHECK_FAULT_2                        ;
        MOVF  PORTB,F                 ;
        BTSS  FLAGS,MOTOR_RUNNING   ;motor en funcionamiento?
        GOTO  NO_ACTION_2            ;No.
        BTSS  PORTB,FAULT_BIT_2     ;Falla por bit RB0?
        GOTO  THERE_IS_FAULT_2      ;Si - falla ocurrió, parar motor.
        CALL  RUN_MOTOR_AGAIN       ;Falla eliminada?
NO_ACTION_2
        BCF   INTCON,INT0IF          ;arrancar motor de nuevo
        GOTO  POPUP                   ;regresa de interrupción
THERE_IS_FAULT_2                     ;Si, existe una falla
        CALL  STOP_MOTOR             ;Parar motor
        BANKSEL LED_PORT             ;selección de banco en LED_PORT
        BCF   LED_PORT,RUN_STOP_LED  ;poner en 0 salida

```

```

;      BSF          LED_PORT,FAULT_VISU      ;Si - Enciende Led de falla ckto de visualización.
;      BCF          FLAGS,MOTOR_RUNNING     ;borra flag de motor funcionando.
;      BCF          INTCON,INT0IF           ;borra bit de interrupción por RB0.
;      GOTO        POPUP                    ;regresa de interrupción

;*****
;****
;*****
;****
AD_CONV_COMPLETE                                ;INTERRUPCION ADC
;      BCF          PIR1,ADIF                ;flag ADIF se coloca a 0 para una siguiente interrupción.
;      BTFSS       FLAGS,V_F_FLAG           ;Conversión se hizo para voltaje de DC bus?
;      GOTO        CONV_IS_FREQ            ;No - leer resultado como frecuencia desde potenciómetro.
;      GOTO        CONV_IS_BUS_VOLTAGE     ;Si - leer resultado como voltaje de DC bus.

CONV_IS_FREQ

BANKSEL    NEW_FREQ
;      MOVF        ADRESH,W                ;lee resultado de conversión A/D
;      ADDLW      0X01
;      SUBWF      TEMP_FREQ,W
;      BTFSC     STATUS,Z
;      GOTO      FREQ_DIFFERENCE
;      MOVF      ADRESH,W
;      ADDLW      0X02
;      SUBWF      TEMP_FREQ,W
;      BTFSC     STATUS,Z
;      GOTO      FREQ_DIFFERENCE
;      MOVF      ADRESH,W                ;lee resultado de conversión A/D
;      SUBLW     0X01
;      SUBWF      TEMP_FREQ,W
;      BTFSC     STATUS,Z
;      GOTO      FREQ_DIFFERENCE
;      MOVF      ADRESH,W                ;lee resultado de conversión A/D
;      SUBLW     0X02
;      SUBWF      TEMP_FREQ,W
;      BTFSC     STATUS,Z
;      GOTO      FREQ_DIFFERENCE
;      BANKSEL   NEW_FREQ

;      MOVF      ADRESH,W
;      MOVWF     NEW_FREQ                ;y compara con mínimo y máximo límite de frecuencia.
;      GOTO      FREQ_OK

FREQ_DIFFERENCE
;      BANKSEL   TEMP_FREQ
;      MOVF      TEMP_FREQ,W
;      MOVWF     NEW_FREQ

FREQ_OK
;      SUBLW     0X13                    ;mínima frecuencia seteada a 5 Hz (factor de escalamiento
x4)
;      BTFSS     STATUS,C                ;es la frecuencia (potenciómetro) mayor al límite mínimo?
;      GOTO      CHECK_UPPER_LIMIT_FREQUENCY ;Si - ahora analiza el límite superior
;      MOVLW    0X14                    ;No - setea frecuencia a valor mínimo -5 Hz (x4)
;      MOVWF     NEW_FREQ
;      GOTO      POPUP                    ;regresa de interrupción

CHECK_UPPER_LIMIT_FREQUENCY
;      MOVLW    0XF1                    ;mueve valor de 241d a W
;      SUBWF     NEW_FREQ,W              ;resta NEW_FREQ - W
;      BTFSS     STATUS,C                ;es la frecuencia (valor del potenciómetro) mayor al límite máximo?
;      GOTO      POPUP                    ;No - regresa de la interrupción

```

```

MOVW0XF0 ;Si - setea frecuencia a 60Hz (x4)
MOVWFNEW_FREQ
GOTO POPUP ;regresa de interrupción

CONV_IS_BUS_VOLTAGE
MOVF ADRESH,W ;lee resultado de conversión A/D
MOVWFVDC_COUNT ;mueve valor a registro VDC_COUNT
SUBLW LIMIT_V_LOW ;Límite de Bajovoltaje a 20% de 220VAC = 176VAC
(LIMIT - W = W)
;BTFSS STATUS,C ;El voltaje en DC Bus es menor que límite inferior?
GOTO CHECK_UPPER_LIMIT_VOLTAGE ;No - Ahora revisa límite superior
BSF LED_PORT,FAULT_PROC ;Si - Enciende LED de falla procesamiento.
CALL STOP_MOTOR ;Para motor.
BCF FLAGS,MOTOR_RUNNING ;borra flag de motor funcionando.
GOTO POPUP ;regresa de la interrupción.

CHECK_UPPER_LIMIT_VOLTAGE
MOVWLIMIT_V_HIGH ;Límite de sobrevoltaje a 20% de 220VAC = 264VAC
SUBWF VDC_COUNT,W ;VDC_COUNT - W = W
;BTFSS STATUS,C ;El voltaje DC Bus es mayor al límite superior?
GOTO VOLTAGE_WITHIN_LIMIT ;No
BSF LED_PORT,FAULT_PROC ;Si - Enciende Led de falla ckto procesamiento.
CALL STOP_MOTOR ;Parar Motor
BCF FLAGS,MOTOR_RUNNING ;borra flag de motor funcionando.
GOTO POPUP ;regresa de la interrupción.

VOLTAGE_WITHIN_LIMIT
BCF LED_PORT,FAULT_PROC ;Voltaje DC Bus dentro de rango
GOTO POPUP ;regresa de la interrupción.

;*****
;****
;*****
;****
TMR2_ISR
BCF PIR1,TMR2IF ;coloca en 0 flag de interrupción
BANKSEL TMR2_INT_COUNT ;selección de banco donde se ubica
TMR2_INT_COUNT
DECFSZ TMR2_INT_COUNT,F ;Decrementa en 1 TMR2_INT_COUNT
GOTO POPUP ;regresa de la interrupción.

MOVW0X50 ;Valor de 80d.
MOVWFTMR2_INT_COUNT ;a TMR2_INT_COUNT

BANKSEL FLAG_FREQ ;selecciona banco donde se ubica FLAG_FREQ
BSF FLAG_FREQ,DELAY_4MS ;coloca a 1 flag de DELAY_4MS
#IFNDEF RAMP
GOTO POPUP ;regresa de la interrupción.
#ELSE
BTFSS FLAG_FREQ,CHANGE_FREQ ;Es necesario un cambio en frecuencia (bit 1)?
GOTO POPUP ;No - regresa a rutina principal

BTFSC FLAG_FREQ,DEC_ACC_F ;Es necesario una desaceleración?
GOTO ACC_FREQ ;No - aceleración es necesaria.

DEC_FREQ
BANKSEL TEMP_COUNTER_LSB ;selecciona banco donde se ubica
TEMP_COUNTER_LSB
DECFSZ TEMP_COUNTER_LSB,F ;Despues del decremento
TEMP_COUNTER_LSB = 0?
GOTO POPUP ;No - regresa de la interrupción.

BANKSEL TEMP_COUNTER_MSB ;selecciona banco donde se ubica
TEMP_COUNTER_MSB

```

```

MOVF  TEMP_COUNTER_MSB,F          ;
BTFS  STATUS,Z                    ;TEMP_COUNTER_MSB = 0?
GOTO  DECREASE_TEMP_DEC_COUNTER_MSB ;No

DECF  SET_FREQ,F                    ;decremento de SET_FREQ en 1.

BANKSEL  DEC_COUNTER_LSB          ;recarga valores de DEC_COUNTER a
TEMP_COUNTER
MOVF  DEC_COUNTER_LSB,W
BANKSEL  TEMP_COUNTER_LSB
MOVWF TEMP_COUNTER_LSB

BANKSEL  DEC_COUNTER_MSB
MOVF  DEC_COUNTER_MSB,W
BANKSEL  TEMP_COUNTER_MSB
MOVWF TEMP_COUNTER_MSB

GOTO  POPUP                          ;regresa de la interrupción.

DECREASE_TEMP_DEC_COUNTER_MSB
DECF  TEMP_COUNTER_MSB,F          ;decrementa DEC_COUNTER_MSB en 1.
GOTO  POPUP                          ;regresa de la interrupción.

ACC_FREQ
BANKSEL  TEMP_COUNTER_LSB          ;selecciona banco donde se ubica
TEMP_COUNTER_LSB
DECFSZ TEMP_COUNTER_LSB,F          ;Despues del decremento TEMP_COUNTER_LSB = 0?
GOTO  POPUP                          ;No - regresa de la interrupción.

BANKSEL  TEMP_COUNTER_MSB          ;selecciona banco donde se ubica
TEMP_COUNTER_MSB
MOVF  TEMP_COUNTER_MSB,F
BTFS  STATUS,Z                    ;TEMP_COUNTER_MSB = 0?
GOTO  DECREASE_TEMP_ACC_COUNTER_MSB ;No

INCF  SET_FREQ,F                    ;Incrementa conteo de SET_FREQ en 1

BANKSEL  ACC_COUNTER_LSB          ;recarga valores de ACC_COUNTER a TEMP_COUNTER
MOVF  ACC_COUNTER_LSB,W
BANKSEL  TEMP_COUNTER_LSB
MOVWF TEMP_COUNTER_LSB

BANKSEL  ACC_COUNTER_MSB
MOVF  ACC_COUNTER_MSB,W
BANKSEL  TEMP_COUNTER_MSB
MOVWF TEMP_COUNTER_MSB

GOTO  POPUP                          ;regresa de la interrupción.

DECREASE_TEMP_ACC_COUNTER_MSB
DECF  TEMP_COUNTER_MSB,F          ;Decrementa ACC_COUNTER_MSB en 1.
GOTO  POPUP                          ;regresa de la interrupción.

#ENDIF

;*****
;****
;RUTINA QUE ACTUALIZA EL CICLO DE SERVICIO PWM EN CCPx DE ACUERDO AL OFFSET DE LA
;TABLA CON 0-120-240 GRADOS.
;ESTA RUTINA ESCALA EL VALOR DE PWM DESDE LA TABLA BASADO EN LA FRECUENCIA PARA
;MANTENER V/F CONSTANTE
;Y CARGA LOS VALORES EN EL REGISTRO CCPx APROPIADO DEPENDIENDO EN EL SENTIDO DE GIRO
;(FWD/REV FLAG)
;*****
;****

```

```

UPDATE_PWM_DUTYCYCLES
    MOVLWLOW(SINE_TABLE_RAM)           ;primera dirección de tabla es 2D = 45d.
    MOVWFFSR                             ;dirección base de la tabla en la RAM es cargada en registro
FSR
    BANKSEL        TABLE_OFFSET1
    MOVF  TABLE_OFFSET1,W               ;TABLE_OFFSET1 se copia a W
    ADDWF FSR,F                           ;dirección a ser leída = dirección base de tabla +
TABLE_OFFSET1
    BANKSEL        SINE_TABLE_RAM        ;selección indirecta de banco
    MOVF  INDF,W                          ;copiamos valor de tabla, apuntada por FSR hacia W
    BTFSC STATUS,Z                       ;valor leído es cero?
    GOTO  PWM1_IS_0                       ;Si - ve a PWM1_IS_0
    MOVWFNO_1_LSB                          ;No - valor de tabla x SET_FREQ para escalar valor de tabla
basada en frecuencia seteada
    CALL  MUL_8X8                          ;multiplicación 8x8 sin signo
    MOVF  RESULT_MSB,W                    ;8 bits MSB de los 16 bits es guardado
    MOVWFTEMP_LOC                          ;en TEMP_LOC esto representa PWM dutycycle para fase
1.
    GOTO  UPDATE_PWM2                       ;actualizar PWM fase 2
PWM1_IS_0
    CLRF  TEMP_LOC                          ;borrar PWM dutycycle de fase 1.

UPDATE_PWM2
    MOVLWLOW(SINE_TABLE_RAM)           ;primera dirección de tabla es 2D = 45d.
    MOVWFFSR                             ;dirección base de la tabla en la RAM es cargada en registro
FSR
    BANKSEL        TABLE_OFFSET2
    MOVF  TABLE_OFFSET2,W               ;TABLE_OFFSET2 se copia a W
    ADDWF FSR,F                           ;dirección a ser leída = dirección base de tabla +
TABLE_OFFSET2
    BANKSEL        SINE_TABLE_RAM        ;selección indirecta de banco
    MOVF  INDF,W                          ;copiamos valor de tabla, apuntada por FSR hacia W
    BTFSC STATUS,Z                       ;valor leído es cero?
    GOTO  PWM2_IS_0                       ;Si - ve a PWM2_IS_0
    MOVWFNO_1_LSB                          ;No - valor de tabla x SET_FREQ para escalar valor de tabla
basada en frecuencia seteada
    CALL  MUL_8X8                          ;multiplicación 8x8 sin signo
    MOVF  RESULT_MSB,W                    ;8 bits MSB de los 16 bits es guardado
    MOVWFTEMP_LOC_1                          ;en TEMP_LOC_1 esto representa PWM dutycycle para
fase 1.
    GOTO  UPDATE_PWM3                       ;actualizar PWM fase 3

PWM2_IS_0
    CLRF  TEMP_LOC_1                          ;borrar PWM dutycycle de fase 2.

UPDATE_PWM3
    MOVLWLOW(SINE_TABLE_RAM)           ;primera dirección de tabla es 2D = 45d.
    MOVWFFSR                             ;dirección base de la tabla en la RAM es cargada en registro
FSR
    BANKSEL        TABLE_OFFSET3
    MOVF  TABLE_OFFSET3,W               ;TABLE_OFFSET3 se copia a W
    ADDWF FSR,F                           ;dirección a ser leída = dirección base de tabla +
TABLE_OFFSET3
    BANKSEL        SINE_TABLE_RAM        ;selección indirecta de banco
    MOVF  INDF,W                          ;copiamos valor de tabla, apuntada por FSR hacia W
    BTFSC STATUS,Z                       ;valor leído es cero?
    GOTO  PWM3_IS_0                       ;Si - ve a PWM3_IS_0
    MOVWFNO_1_LSB                          ;No - valor de tabla x SET_FREQ para escalar valor de tabla
basada en frecuencia seteada
    CALL  MUL_8X8                          ;multiplicación 8x8 sin signo
    MOVF  RESULT_MSB,W                    ;8 bits MSB de los 16 bits es guardado
    MOVWFTEMP_LOC_2                          ;en TEMP_LOC_2 esto representa PWM dutycycle para
fase 3.
    GOTO  SET_PWM12                          ;revisa dirección de rotación requerida.
    
```

```

PWM3_IS_0
    CLRF    TEMP_LOC_2                ;borrar PWM dutycycle de fase 3.

SET_PWM12
    BANKSEL    CCPR1L
    BTFSS    FLAGS,MOTOR_DIRECTION ;El flag MOTOR_DIRECTION (bit 0) se encuentra en 1
para rotación hacia adelante?
    GOTO    ROTATE_REVERSE          ;No - ir a rotación inversa
    MOVF    TEMP_LOC,W              ;
    MOVWF    CCPR1L                 ;copiar valores de TEMP_LOC y TEMP_LOC_1 a
    MOVF    TEMP_LOC_1,W            ;CCPR1L y CCPR2L respectivamente para
    MOVWF    CCPR2L                 ;rotación hacia adelante del motor.
    BSF     STATUS,RP0
    MOVF    TEMP_LOC_2,W
    MOVWF    CCPR3L                 ;copiar TEMP_LOC_2 a CCPR3L
    BCF     STATUS,RP0
    BSF     LED_PORT,FWD_REV_LED    ;enciende led FWD_REV_LED para indicar
rotación hacia adelante
    RETURN

ROTATE_REVERSE
    MOVF    TEMP_LOC_1,W            ;copiar valor TEMP_LOC_1 y TEMP_LOC hacia
    MOVWF    CCPR1L                 ;CCPR1L y CCPR2L respectivamente
    MOVF    TEMP_LOC,W              ;para rotación inversa del motor
    MOVWF    CCPR2L
    BSF     STATUS,RP0
    MOVF    TEMP_LOC_2,W
    MOVWF    CCPR3L                 ;copiar TEMP_LOC_2 hacia CCPR3L
    BCF     STATUS,RP0
    BCF     LED_PORT,FWD_REV_LED    ;apagar led FWD_REV_LED para indicar
rotación inversa del motor.
    RETURN

;*****
;****
;RUTINA QUE ACTUALIZA EL PUNTERO DE OFFSET PARA LA TABLA DESPUES DE CADA ACCESO A
;ELLA
;*****
;****
UPDATE_TABLE_OFFSET
    BANKSEL    TABLE_OFFSET1
    BTFSS    FLAGS,OFFSET1_FLAG    ;Si está en "1" entonces incrementar en tabla (bit 4).
    GOTO    DECREMENT_OFFSET1      ;Ir a DECREMENT_OFFSET1
    MOVLW(SINE_TABLE_ENTRIES-1)    ;revisar último valor de tabla.
    SUBWF    TABLE_OFFSET1,W      ;Resta TABLE_OFFSET1 - W = W.
    BTFSC    STATUS,C
    GOTO    CLEAR_OFFSET1_FLAG
    INCF     TABLE_OFFSET1,F      ;incrementar OFFSET1
    GOTO    UPDATE_OFFSET2

CLEAR_OFFSET1_FLAG
    BCF     FLAGS,OFFSET1_FLAG

DECREMENT_OFFSET1
    DECFSZ    TABLE_OFFSET1,F      ;disminuir OFFSET1
    GOTO    UPDATE_OFFSET2
    BSF     FLAGS,OFFSET1_FLAG

UPDATE_OFFSET2
    BANKSEL    TABLE_OFFSET2
    BTFSS    FLAGS,OFFSET2_FLAG    ;Si está en "1" entonces incrementar en tabla (bit 5).
    GOTO    DECREMENT_OFFSET2      ;Ir a DECREMENT_OFFSET2
    MOVLW(SINE_TABLE_ENTRIES-1)    ;revisar último valor de tabla.
    SUBWF    TABLE_OFFSET2,W      ;Resta TABLE_OFFSET2 - W = W.
    BTFSC    STATUS,C

```

```

GOTO CLEAR_OFFSET2_FLAG
INCF TABLE_OFFSET2,F           ;incrementar OFFSET1
GOTO UPDATE_OFFSET3
CLEAR_OFFSET2_FLAG
BCF  FLAGS,OFFSET2_FLAG
DECREMENT_OFFSET2
DECFSZ TABLE_OFFSET2,F         ;disminuir OFFSET1
GOTO UPDATE_OFFSET3
BSF  FLAGS,OFFSET2_FLAG

UPDATE_OFFSET3
BANKSEL TABLE_OFFSET3
BTFS  FLAGS,OFFSET3_FLAG        ;Si está en "1" entonces incrementar en tabla (bit 6).
GOTO DECREMENT_OFFSET3         ;Ir a DECREMENT_OFFSET3
MOVLW(SINE_TABLE_ENTRIES-1)    ;revisar último valor de tabla.
SUBWF TABLE_OFFSET3,W         ;Resta TABLE_OFFSET3 - W = W.
BTFS  STATUS,C
GOTO CLEAR_OFFSET3_FLAG
INCF TABLE_OFFSET3,F           ;incrementar OFFSET1
RETURN
CLEAR_OFFSET3_FLAG
BCF  FLAGS,OFFSET3_FLAG
DECREMENT_OFFSET3
DECFSZ TABLE_OFFSET3,F         ;disminuir OFFSET1
RETURN
BSF  FLAGS,OFFSET3_FLAG
RETURN

;*****
;*****
;RUTINA QUE ANALIZA ESTADOS DE PULSADORES. 2 PULSADORES SON ANALIZADOS RUN/STOP Y
;FORWARD(FWD)/REVERSE(REV)
;*****
;*****
KEY_CHECK
BANKSEL PORTB                   ;selección banco donde se ubica PORTB
BTFS  PORTB,RUN_STOP_KEY        ;esta presionado el boton RUN_STOP_KEY(bit 1)? (Si = 0;
entonces presionado)
GOTO RUN_STOP_KEY_PRESSED       ;si
BTFS  FLAGS,MOTOR_RUNNING       ;esta el motor en funcionamiento (bit 1)?
GOTO FWD_REV_CHECK              ;si
RETURN

RUN_STOP_KEY_PRESSED
CALL DELAY
BTFS  FLAGS,MOTOR_RUNNING       ;esta el motor en funcionamiento(bit 1)?
GOTO RUN_MOTOR                  ;no
CALL STOP_MOTOR                 ;parar motor
BANKSEL LED_PORT                ;selección de banco en LED_PORT
BCF  LED_PORT,RUN_STOP_LED      ;poner en 0 salida
BCF  FLAGS,MOTOR_RUNNING       ;borrar flag para colocar en 0

MOTOR_RUNNING
WAIT_1
BTFS  PORTB,RUN_STOP_KEY        ;Bucle infinito hasta que boton sea soltado(bit 1)
GOTO WAIT_1
CALL DELAY
RETURN

RUN_MOTOR
CALL RUN_MOTOR_AGAIN            ;llama a subrutina RUN_MOTOR_AGAIN.
BANKSEL LED_PORT                ;selección de banco de LED_PORT.
BSF  LED_PORT,RUN_STOP_LED      ;enciende led de RUN_STOP.
BCF  LED_PORT,FAULT_VISU
BCF  LED_PORT,FAULT_PROC

```

```

        BSF          PORTB,INIT_CURRENT ;realiza medicion de corriente en otro microcontrolador
        BSF          FLAGS,MOTOR_RUNNING ;flag de motor en funcionamiento en 1.
WAIT_2
        BTFSS PORTB,RUN_STOP_KEY ;Bucle infinito hasta que boton sea soltado(bit 1)
        GOTO WAIT_2

FWD_REV_CHECK
        BANKSEL PORTB ;selecciona banco donde se ubica PORTB.
        BTFSC PORTB,FWD_REV_KEY ;Boton FWD/REV (adelante/atrás) presionado?
                SE CAMBIO POR BTFSC

        RETURN ;No
        CALL STOP_MOTOR ;Si. Llama subrutina STOP_MOTOR.
        MOVLW0X83 ;Se debe ajustar este valor para setear un bucle de
tiempo
        MOVWFTEMP_LOC_2 ;entre el cambio de dirección de rotación del
motor
WAIT_FOR_MOTOR_TO_STOP
        CALL DELAY ;Delay aprox. de 38ms.
        DECFSZ TEMP_LOC_2,F ;Delay total: 38*83h = 5s.
        GOTO WAIT_FOR_MOTOR_TO_STOP ;regresa a bucle hasta que TEMP_LOC_2 = 0.

        CALL RUN_MOTOR_AGAIN ;llama a subrutina RUN_MOTOR_AGAIN
        BANKSEL PORTB ;selecciona banco donde se ubica PORTB.
        MOVF FLAGS,W ;mueve valor de FLAGS a W
        ANDLW 0X01 ;se multiplica con 1 (verifica si W es 0), donde bit
1 es flag de dirección
        BTFSS STATUS,Z ;para saber si cambia o no de dirección.
        GOTO SET_REV_DIRECTION ;W = 1.

SET_FWD_DIRECTION
        BSF          FLAGS,MOTOR_DIRECTION ;W = 0. Activa Flag de sentido de giro (adelante).
        BSF          PORTB,INIT_CURRENT ;habilita medicion de corriente
WAIT_3
        BTFSS PORTB,FWD_REV_KEY ;Bucle infinito hasta que boton sea soltado(bit 0)
        GOTO WAIT_3
        RETURN

SET_REV_DIRECTION
        BCF          FLAGS,MOTOR_DIRECTION ;Desactiva flag de sentido de giro (atrás).
        BSF          PORTB,INIT_CURRENT ;habilita medicion de corriente
WAIT_4
        BTFSS PORTB,FWD_REV_KEY ;Bucle infinito hasta que boton sea soltado(bit 0)
        GOTO WAIT_4
        RETURN

;*****
;***.ROUTINA QUE PARA MOTOR COLOCANDO 0% EL CICLO DE SERVICIO.
;DESHABILITA INTERRUPCIONES PARA MANTENER CONDICIÓN DE PARADA DE MOTOR
;*****
**** STOP_MOTOR
        BANKSEL PIE1 ;selección banco PERIPHERAL INTERRUPT.
        BCF PIE1,TMR1IE ;deshabilita interrupción de overflow de TMR1.
        BCF PIE1,TMR2IE ;Deshabilita interrupción de coincidencia de
TMR2 con PR2.
        BCF PIE1,ADIE ;deshabilita interrupción conversor A/D.
        BCF FLAGS,TIMER1_OV_FLAG ;Bit Timer1 overflow = 0.
        CLRF CCPR3L ;pone a 0 byte CCPR3 low. CCPRXL se usa para
el ciclo de servicio de PWM.
        BCF STATUS,RP0 ;regresa a banco 0.
        BCF PORTA,DRIVER_ENABLE ;Deshabilita los driver's.
        CLRF CCPR1L ;pone a 0 byte CCPR1 low.
        CLRF CCPR2L ;pone a 0 byte CCPR2 low.
        BANKSEL TABLE_OFFSET1 ;selecciona banco de offset 1.
        CLRF TABLE_OFFSET1 ;offset1 en 0.

```

```

BANKSEL     TABLE_OFFSET2           ;selecciona banco de offset 2.
CLRFB      TABLE_OFFSET2           ;offset2 en 0.
BANKSEL     TABLE_OFFSET3           ;selecciona banco de offset 3.
CLRFB      TABLE_OFFSET3           ;offset3 en 0.
MOVLW0X14                                     ;mueve valor de 20 a W.
MOVWFSET_FREQ                                     ;Resetea frecuencia de motor a 5Hz.
BANKSEL     NEW_FREQ                   ;selecciona banco de NEW_FREQ.
MOVWFNEW_FREQ                                     ;frecuencia a 5Hz.
BANKSEL     TEMP_FREQ                  ;selecciona banco de TEMP_FREQ.
MOVWFTEMP_FREQ                                     ;frecuencia a 5Hz.
BCF        PORTB,INIT_CURRENT          ;deshabilita medicion de corriente
RETURN

;*****
;*****
;RUTINA QUE ENCIENDE MOTOR DE UNA PARADA PREVIA CON PARAMETROS YA INICIALIZADOS
;*****
;*****
RUN_MOTOR_AGAIN
    CALL    INIT_MOTOR_PARAMETERS          ;subrutina de inicialización de parámetros de
motor (TMR1 y TMR0)
    BANKSEL    PIE1                       ;Selecciona banco de interrupciones periféricos
    BSF        PIE1,TMR1IE                ;Habilita interrupción de overflow de TMR1
    BSF        PIE1,ADIE                  ;Habilita interrupción de conversión A/D
    BSF        PIE1,TMR2IE                ;Habilita interrupción de coincidencia de TMR2
y PR2
    BANKSEL    TMR2_INT_COUNT              ;Selecciona banco donde se ubica
TMR2_INT_COUNT
    MOVLW0X50                               ;valor de 80
    MOVWFTMR2_INT_COUNT                    ;en TMR2_INT_COUNT
    RETURN

;*****
;*****
;RUTINA QUE INICIALIZA PARAMETROS REQUERIDOS PARA INICIALIZACIÓN DE MOTOR.
;*****
;*****
INIT_MOTOR_PARAMETERS                          ;Inicializa los offsets de tal manera que estén
separados 120°
    BANKSEL    TABLE_OFFSET1              ;selecciona banco para TABLE_OFFSET1
    MOVLW0X09                               ;valor de 9
    MOVWFTABLE_OFFSET1                      ;a TABLE_OFFSET1

    BANKSEL    TABLE_OFFSET2              ;selecciona banco para TABLE_OFFSET2
    MOVLW0X03                               ;valor de 3
    MOVWFTABLE_OFFSET2                      ;a TABLE_OFFSET2

    BANKSEL    TABLE_OFFSET3              ;selecciona banco para TABLE_OFFSET3
    MOVLW0X0F                               ;valor de 15
    MOVWFTABLE_OFFSET3                      ;a TABLE_OFFSET3

    BSF        FLAGS,OFFSET1_FLAG          ;Inicialización de los flag de los offsets
    BCF        FLAGS,OFFSET2_FLAG
    BCF        FLAGS,OFFSET3_FLAG

    BANKSEL    TMR1H                       ;inicialización de TIMER1
    MOVLW0XF9                               ;valor de 249
    MOVWFFREQ_REF_H                         ;a FREQ_REF_H
    MOVWFTMR1H                             ;a TMR1H
    MOVLW0X37                               ;valor de 55
    MOVWFTMR1L                             ;a TMR1L
    MOVWFFREQ_REF_L                         ;a FREQ_REF_L
    MOVLW0XB1                               ;valor de 177

```

```

MOVWFTMR0                ;a TMR0
BSF      FLAGS,TIMER1_OV_FLAG ;bit 2 en 1.
BSF      PORTA,DRIVER_ENABLE  ;bit RA4 en 1.
SE CAMBIOO A BCF POR BSF

RETURN

;*****
;*****
;RUTINA PARA MULTIPLICACIÓN DE 8*8 BITS
;*****
*** MUL_8X8
  CLRF  RESULT_MSB
  CLRF  RESULT_LSB
  MOVF  SET_FREQ,W           ;mueve el multiplicando al registro W.
  BCF   STATUS,C            ;borra el bit de acarreo en el regsitro STATUS.
  MULT  0
  MULT  1
  MULT  2
  MULT  3
  MULT  4
  MULT  5
  MULT  6
  MULT  7
  RETLW 0

;*****
;*****
;EN LA INICIALIZACIÓN EL CONTENIDO DE TABLA ES COPIADA A LA RAM DESDE LA
;MEMORIA DE PROGRAMA
;*****
;*****
COPY_TABLE_TO_RAM
  BANKSEL  SINE_TABLE_RAM ;seleccion directa de banco para
SINE_TABLE_RAM
  BANKSEL  SINE_TABLE_RAM ;seleccion indirecta de banco para
SINE_TABLE_RAM
  MOVLWLOW(SINE_TABLE_RAM) ;bits 0:7 de SINE_TABLE_RAM
  MOVWFFSR ;mueve a File select register (apunta al comienzo
de la tabla)
  MOVLW0X13 ;19 en decimal
  MOVWFTEMP_LOC
  CLRF  TEMP_LOC_1 ;pone en 0 TEMP_LOC_1
COPY_AGAIN
  MOVLWHIGH(SINE_TABLE) ;bits de la direccion 15:8 donde comienza la tabla
se carga en PCLATH
  MOVWFPCLATH ;mueve a PCLATH
  MOVF  TEMP_LOC_1,W ;mueve TEMP_LOC_1 a W
  CALL  SINE_TABLE ;llama subrutina SINE_TABLE
  MOVWFINDF ;mueve valor de W a la tabla en RAM
  INCF  TEMP_LOC_1,F ;Suma TEMP_LOC_1 + 1 == TEMP_LOC_1
  INCF  FSR,F ;Suma FSR + 1 == FSR
  DECFSZ TEMP_LOC,F ;Resta TEMP_LOC - 1 == TEMP_LOC y
compara si = 0.
  GOTO  COPY_AGAIN

  MOVLWLOW(SINE_TABLE_RAM) ;FSR apunta al comienzo de la tabla
  MOVWFFSR
  RETURN

;*****
;*****
;RUTINA DE DELAY PARA PROPOSITO GENERAL - DELAY DE ~38msec
;*****
;*****

```

```

DELAY
    MOVLWDELAY_COUNT1
    MOVWFTEMP_LOC
DEC_TEMP_LOC
    MOVLWDELAY_COUNT2
    MOVWFTEMP_LOC_1
DEC_TEMP_LOC_1
    DECFSZ TEMP_LOC_1,F
    GOTO DEC_TEMP_LOC_1
    DECFSZ TEMP_LOC,F
    GOTO DEC_TEMP_LOC
    RETURN

;*****
;*****
;ECUACIÓN USADA PARA CALCULO DE TABLA = (SIN(ANGULO)+1)*FF/2 (YA QUE SENO DE 0° O 180°
= 0,
;FACILIDAD DE CALCULO CON SENO DE 90° Y 270°)
;LOS ANGULOS ESTAN DADOS DE 270 GRADOS A 90 GRADOS; TAMAÑO DE PASO = 10 GRADOS
;*****
;*****
TABLE CODE 0X0005
SINE_TABLE
    ADDWF PCL,F           ;suma PCL + W == PCL
    RETLW 0X00           ;270°
    RETLW 0X02           ;260° 02
    RETLW 0X08           ;250° 07
    RETLW 0X11           ;240° 11
    RETLW 0X1E           ;230° 1D
    RETLW 0X2E           ;220° 2D
    RETLW 0X40           ;210° 3F
    RETLW 0X54           ;200° 53
    RETLW 0X69           ;190° 69
    RETLW 0X80           ;180° 7F
    RETLW 0X96           ;170° 95
    RETLW 0XAB           ;160° AB
    RETLW 0XBF           ;150° BF
    RETLW 0XD1           ;140° D1
    RETLW 0XE1           ;130° E1
    RETLW 0XEE           ;120° ED
    RETLW 0XF8           ;110° F7
    RETLW 0XFD           ;100° FD
    RETLW 0XFF           ;90°  FF
;*****
;*****
;TERMINO DE PROGRAMA
;*****
;*****
    END
    
```

APÉNDICE B

PROGRAMA EN C PARA CIRCUITO DE VISUALIZACIÓN USANDO COMPILADOR MPLAB Y CCS.

PROGRAMA EN C

```
#include <16F777.h>
#fuses HS,NOWDT,NOPROTECT //,DEBUG
#use delay(clock=2000000) //Frecuencia de reloj 20Mhz
#include <HM64GS12.c> //Librería de controlador de GLCD
#include <graphics.c> //Librería de diseño de gráficos
#include <math.h> //Librería Matemática

const int8 imagen[64][16] = {
    0x03,0x80,0x00,0x00,0x00,0x07,0x80,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x03,0xd0,0x00,0x00,0x00,0x15,0x80,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x06,0xc0,0x00,0x00,0x00,0x2f,0x80,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x07,0xe0,0x00,0x00,0x00,0x1f,0x80,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x00,0xe0,0x00,0x00,0x00,0x1e,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x00,0x70,0x00,0x00,0x00,0x3c,0x00,0x42,0x85,0x41,0x7d,0xf1,0xe5,0xe0,0x43,0xc0,
    0x00,0xf8,0x00,0x00,0x00,0x7d,0x00,0x42,0xc5,0x41,0x41,0x0a,0x15,0x10,0xa2,0x20,
    0x01,0xfc,0x0f,0xff,0xc0,0xfe,0x00,0x42,0xa5,0x22,0x41,0x0a,0x05,0x08,0xa2,0x10,
    0x00,0xfe,0x70,0xa0,0x39,0xfe,0x00,0x42,0xa5,0x22,0x7d,0xf1,0x85,0x08,0xa2,0x10,
    0x00,0xff,0x8a,0xdb,0xa7,0xfc,0x00,0x42,0x95,0x14,0x41,0x20,0x65,0x09,0x12,0x10,
    0x00,0xff,0x96,0x2b,0xe7,0xfc,0x00,0x42,0x95,0x14,0x41,0x10,0x15,0x09,0xf2,0x10,
    0x00,0xbf,0x88,0xfc,0x27,0xfc,0x00,0x42,0x8d,0x08,0x41,0x12,0x15,0x12,0x0a,0x20,
    0x3c,0x9f,0x5e,0x01,0xeb,0xfc,0x70,0x3c,0x85,0x08,0x7d,0x09,0xe5,0xe2,0x0b,0xc0,
    0x2d,0x8e,0xf8,0x30,0x79,0xff,0xf0,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x34,0x8d,0x4c,0x30,0x46,0x7e,0xf0,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x1e,0xd3,0xb8,0xfc,0x77,0x3d,0xf0,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x06,0xf3,0x7c,0xfc,0xf9,0x5d,0x80,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x17,0xee,0xfe,0x31,0xe5,0xcf,0x80,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x0f,0xdf,0x7f,0x33,0xe3,0xaf,0x80,0x00,0x00,0x00,0x01,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x07,0xba,0x3f,0xb7,0xe1,0x46,0x80,0x00,0x00,0x00,0x02,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x07,0xbe,0x1f,0xff,0xe0,0xba,0x80,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x07,0x6f,0x1f,0xff,0xfe,0xd2,0x80,0x00,0xe0,0x87,0xc7,0x10,0x47,0x04,0x00,0x00,
    0x06,0x7f,0xff,0xff,0xe5,0x80,0x01,0x11,0x41,0x08,0x90,0x48,0x8a,0x00,0x00,
    0x06,0xdf,0xff,0xff,0xff,0xef,0x80,0x02,0x01,0x41,0x10,0x50,0x50,0x0a,0x00,0x00,
    0x07,0xff,0xff,0xff,0xff,0xf4,0x80,0x02,0x01,0x41,0x10,0x50,0x50,0x0a,0x00,0x00,
    0x05,0xbf,0xff,0xcf,0xff,0xd6,0x80,0x02,0x02,0x21,0x10,0x50,0x50,0x11,0x00,0x00,
    0x05,0x7f,0x9f,0x03,0xff,0x8b,0x80,0x02,0x03,0xe1,0x10,0x50,0x50,0x1f,0x00,0x00,
    0x0b,0x7f,0x9f,0xbf,0xff,0x0b,0x40,0x01,0x14,0x11,0x08,0x90,0x48,0xa0,0x80,0x00,
    0x0b,0x7f,0x9f,0xff,0x9f,0x0f,0x40,0x00,0xe4,0x11,0x07,0x1f,0x47,0x20,0x80,0x00,
    0x0e,0xff,0xdf,0xcf,0xcf,0x05,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x12,0xff,0x8f,0xef,0xff,0x05,0xa0,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x12,0x7f,0x8f,0xcf,0xff,0x03,0x20,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x21,0x3f,0x87,0xcf,0xff,0x02,0x10,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x49,0x1f,0xc7,0xcf,0xff,0x03,0x48,0x00,0x00,0x00,0x0f,0x1f,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0xfa,0x07,0x01,0xcf,0x47,0x01,0x7c,0x00,0x00,0x00,0x08,0x90,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x16,0x03,0x01,0xcf,0x83,0x06,0xa0,0x00,0x00,0x00,0x08,0x50,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x2e,0x03,0x07,0xc7,0x01,0x1d,0xd0,0x00,0x00,0x00,0x00,0x08,0x5f,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x72,0x03,0x00,0x87,0x01,0x11,0x78,0x00,0x00,0x00,0x08,0x50,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x02,0x03,0xa8,0xc6,0xfb,0x11,0x00,0x00,0x00,0x00,0x08,0x50,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x03,0x01,0xff,0xef,0xff,0x31,0x00,0x00,0x00,0x00,0x08,0x90,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x01,0xe1,0x81,0x9f,0xeb,0x62,0x00,0x00,0x00,0x00,0xf0,0x1f,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x01,0xf8,0x80,0x9f,0xd0,0x62,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
    0x01,0xff,0xc0,0xdf,0xd0,0xc2,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x02,0x00,
    0x00,0xff,0xe1,0x9e,0x1f,0x8e,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x04,0x00,
    0x00,0xff,0xf3,0xff,0xb7,0x88,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,0x00,
```



```

void displayAmp1(int adc) {
    char corriente1[6];
    float resultado;
    resultado = ((float)adc*0.0039)-0.1739;
    resultado = (resultado <= 0) ? 0 : resultado;
    sprintf(corriente1, "%4.2f", (float)resultado);
    glcd_rect(72, 22, 95, 30, YES, OFF);
    glcd_text57(72, 22, corriente1, 1, ON);
}
void displayAmp2(int adc) {
    char corriente2[6];
    float resultado;
    resultado = ((float)adc*0.0039)-0.1739;
    resultado = (resultado <= 0) ? 0 : resultado;
    sprintf(corriente2, "%4.2f", (float)resultado);
    glcd_rect(72, 32, 95, 40, YES, OFF);
    glcd_text57(72, 32, corriente2, 1, ON);
}
void displayAmp3(int adc) {
    char corriente3[6];
    float resultado;
    resultado = ((float)adc*0.0039)-0.1739;
    resultado = (resultado <= 0) ? 0 : resultado;
    sprintf(corriente3, "%4.2f", (float)resultado);
    glcd_rect(72, 42, 95, 50, YES, OFF);
    glcd_text57(72, 42, corriente3, 1, ON);
}
void displayTemp(int adc) {
    char temperatura[6];
    float resultado;
    resultado = ((float)adc*0.4806)-29.396;
    sprintf(temperatura, "%3.1f", (float)resultado);
    glcd_rect(72, 52, 95, 60, YES, OFF);
    glcd_text57(72, 52, temperatura, 1, ON);
}

void Menu(){
    char frecText[] = "Hz";           //inicialización de variables
    char voltText[] = "Volts";
    char amp1Text[] = "Amp";
    char amp2Text[] = "Amp";
    char amp3Text[] = "Amp";
    char tempText[] = "oC";

    char frec[] = "Frecuencia";
    char volt[] = "BUS DC";
    char amp1[] = "Current L1";
    char amp2[] = "Current L2";
    char amp3[] = "Current L3";
    char temp[] = "Temp. IGBT";

    glcd_text57(98, 2, frecText, 1, ON);           //Displaya Hz
    glcd_text57(98, 12, voltText, 1, ON);        //Displaya Volts
    glcd_text57(98, 22, amp1Text, 1, ON);
    glcd_text57(98, 32, amp2Text, 1, ON);
    glcd_text57(98, 42, amp3Text, 1, ON);
    glcd_text57(98, 52, tempText, 1, ON);

    glcd_text57(1, 2, frec, 1, ON);              //Displaya Frecuencia
    glcd_text57(1, 12, volt, 1, ON);            //Displaya Bus DC
    glcd_text57(1, 22, amp1, 1, ON);
    glcd_text57(1, 32, amp2, 1, ON);
    glcd_text57(1, 42, amp3, 1, ON);
    glcd_text57(1, 52, temp, 1, ON);
}

```

```

}

void Desfase_corriente() { //Si sucede una falla de Desfase de Corriente
    char desfase1[] = "FALLA:"; //Displaya Falla: Desfase de Corriente
    char desfase2[] = "DESFASE DE";
    char desfase3[] = "CORRIENTE";
    output_bit (PIN_C1,1); //Activa salida C1 de falla
    glcd_fillScreen(1); //Coloca Pantalla en negro
    glcd_text57(50, 5, desfase1, 1, OFF); //Displaya las 3 frases
    glcd_text57(38, 25, desfase2, 1, OFF);
    glcd_text57(40, 40, desfase3, 1, OFF);
    delay_ms(1000); //Hace una espera de 3 segundos para que se note falla en display
    glcd_fillScreen(0); //Coloca la pantalla en blanco dirante 50ms
    delay_ms(10);
    Menu(); //Realiza displayado de todo el menu
}

void Sobre_temperatura() {
    char temp1[] = "FALLA: ";
    char temp2[] = "SOBRE TEMPERATURA";
    char temp3[] = "EN IGBT's";
    output_bit (PIN_C1,1);
    glcd_fillScreen(1);
    glcd_text57(50, 5, temp1, 1, OFF);
    glcd_text57(15, 25, temp2, 1, OFF);
    glcd_text57(40, 40, temp3, 1, OFF);
    delay_ms(1000);
    glcd_fillScreen(0);
    delay_ms(10);
    Menu();
}

void Sobre_tension() {
    char sobre1[] = "FALLA: ";
    char sobre2[] = "SOBRE TENSION";
    char sobre3[] = "EN BUS DC";
    output_bit (PIN_C1,1);
    glcd_fillScreen(1);
    glcd_text57(50, 5, sobre1, 1, OFF);
    glcd_text57(28, 25, sobre2, 1, OFF);
    glcd_text57(40, 40, sobre3, 1, OFF);
    delay_ms(1000);
    glcd_fillScreen(0);
    delay_ms(10);
    Menu();
}

void Baja_tension() {
    char baja1[] = "FALLA: ";
    char baja2[] = "BAJA TENSION";
    char baja3[] = "EN BUS DC";
    output_bit (PIN_C1,1);
    glcd_fillScreen(1);
    glcd_text57(50, 5, baja1, 1, OFF);
    glcd_text57(30, 25, baja2, 1, OFF);
    glcd_text57(40, 40, baja3, 1, OFF);
    delay_ms(1000);
    glcd_fillScreen(0);
    delay_ms(10);
    Menu();
}

void Sobre_corriente() {
    char sobre1[] = "FALLA: ";
    char sobre2[] = "SOBRE CORRIENTE";
}

```

```

char sobre3[] = "EN MOTOR";
  output_bit (PIN_C1,1);
  glcd_fillScreen(1);
  glcd_text57(50, 5, sobre1, 1, OFF);
  glcd_text57(22, 25, sobre2, 1, OFF);
  glcd_text57(40, 40, sobre3, 1, OFF);
  delay_ms(1000);
  glcd_fillScreen(0);
  delay_ms(10);
  Menu();
}

void main() {
char tesis1[] = "TESIS PRESENTADA POR:";
char tesis2[] = "EDGAR ADLAI";
char tesis3[] = "MONTANCHEZ MONTESINOS";
int8  adc0 = 0, adc1 = 0, adc2 = 0; //Declara variables enteras
int8  adc = 0, adc4 = 0, adc5 = 0;
      signed int8 desfase1=0, desfase2=0, desfase3=0;
  setup_adc_ports(AN0_TO_AN4);           //Configura entradas análogas
  setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);        //Reloj interno
  delay_ms(1000);                        //Demora de 1 segundo para inicialización
  glcd_init(ON);                          //Iniciamos el GLCD
  glcd_fillScreen(0);                     //Limpiamos pantalla
  glcd_imagen();                          //Displaya imagen de UCSM
  delay_ms(4000);                         //Permanece 4s.
  glcd_fillScreen(0);                     //Limpiamos pantalla
  glcd_text57(2, 5, tesis1, 1, ON);
  glcd_text57(30, 25, tesis2, 1, ON);
  glcd_text57(2, 40, tesis3, 1, ON);
  delay_ms(4000);
  glcd_fillScreen(0);
  //set_tris_C(0xFA);
  Menu();                                //Displaya Menu

  for(;;) {
  if (INPUT(PIN_C3))
  {
    set_adc_channel(0);                   //Corriente L1
    delay_ms(10);
    adc0 = read_adc();                    //Lee un valor de ADC
    adc0 = (adc0 > 254) ? 254 : adc0;     //Mantiene el valor menor o igual a 249
    displayAmp1(adc0); //Displaya la lectura

    set_adc_channel(1);                   //Corriente L2
    delay_ms(10);
    adc1 = read_adc();
    adc1 = (adc1 > 254) ? 254 : adc1;
    displayAmp2(adc1);

    set_adc_channel(2);                   //Corriente L3
    delay_ms(10);
    adc2 = read_adc();
    adc2 = (adc2 > 254) ? 254 : adc2;
    displayAmp3(adc2);
  }
  else
  {
  displayAmp1(0);
  displayAmp2(0);
  displayAmp3(0);
  }

    set_adc_channel(3);                   //Temperatura IGBT

```

```

delay_ms(10);
adc = read_adc();
adc = (adc > 254) ? 254 : adc;
displayTemp(adc);

set_adc_channel(4); //Voltaje Bus DC
delay_ms(10);
adc4 = read_adc();
adc4 = (adc4 > 254) ? 254 : adc4;
displayVoltaje(adc4);

set_adc_channel(5); //Frecuencia
delay_ms(10);
adc5 = read_adc();
adc5 = (adc5 > 254) ? 254 : adc5;
displayFrec(adc5);

delay_ms(600); // Reduce el flicker de los valores displayados

//*****RUTINA DE DESFASE DE
CORRIENTE*****//
if (input(PIN_C3))
{
    delay_ms(200);
    desfase1=adc0 - adc1;
    desfase2=adc0 - adc2;
    desfase3=adc1 - adc2;
    if ((abs(desfase1) > 50) || (abs(desfase2) > 50) || (abs(desfase3) > 50) )
    {
        output_bit (PIN_C1,1);
        delay_ms(1);
        output_bit (PIN_C1,0);
        delay_ms(1);
        Desfase_corriente(); //si es asi, manda falla de desfase de corriente
    }
    else //sino
    output_bit (PIN_C1,0);

    if ((adc0) >= 255 || (adc1) >= 255 || (adc2) >= 255 ) //si las 3 corrientes son mayores a aprox. 0.72A.
    {output_bit (PIN_C1,1);
        delay_ms(1);
        output_bit (PIN_C1,0);
        delay_ms(1);
        Sobre_corriente(); //entonces manda falla de sobrecorriente
    }
    else //sino,
    output_bit (PIN_C1,0); //no realiza ningún envío a microcontrolador
}
else
output_bit (PIN_C1,0);

//*****RUTINA DE FALLA POR
TEMPERATURA*****//

if (adc > 205) //Si temperatura es mayor a 70°C
{output_bit (PIN_C1,1);
    delay_ms(1);
    output_bit (PIN_C1,0);
    delay_ms(1);
    Sobre_temperatura(); //manda falla de sobretemperatura
}

```

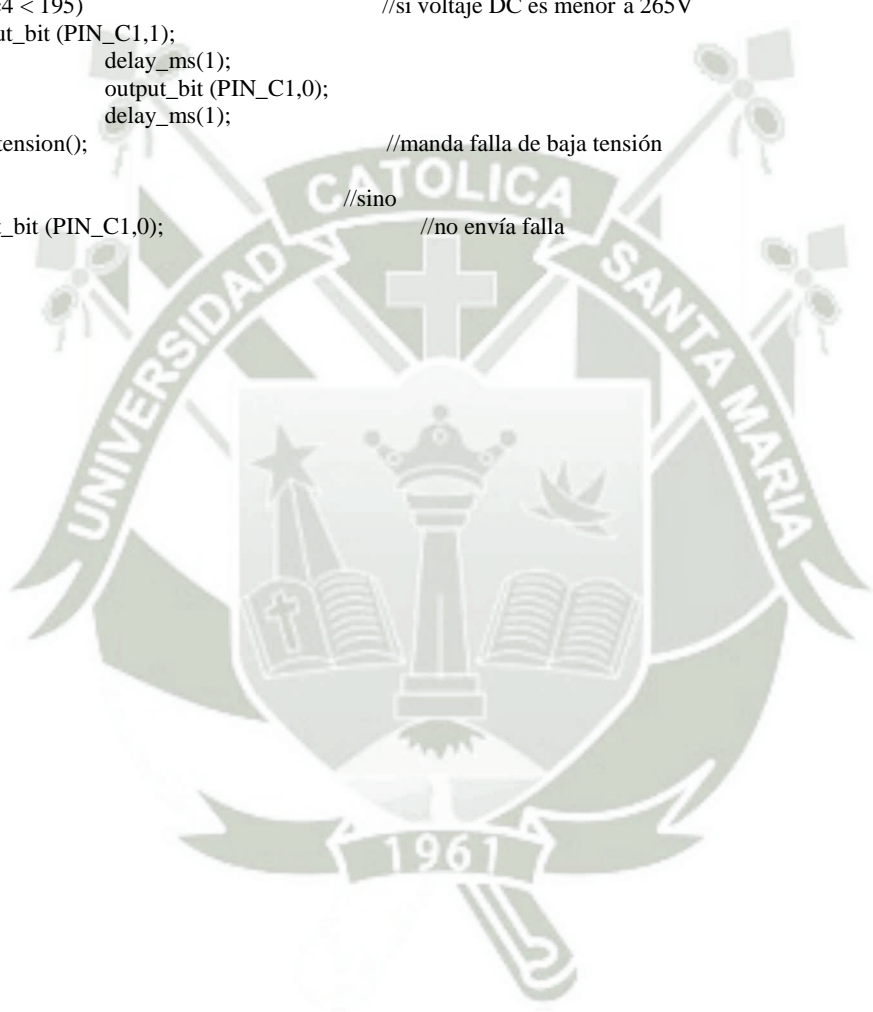
```

else                                     //si no;
output_bit (PIN_C1,0);                  //no envía ninguna falla

//*****RUTINA DE FALLA EN VOLTAJE BUS
DC*****//

if (adc4 > 203)                          //Si el voltaje DC es mayor a 318V
{output_bit (PIN_C1,1);
  delay_ms(1);
  output_bit (PIN_C1,0);
  delay_ms(1);
  Sobre_tension();                       //manda falla de sobre tensión
}
else                                     //sino
output_bit (PIN_C1,0);                   //no envía falla
if (adc4 < 195)                          //si voltaje DC es menor a 265V
{output_bit (PIN_C1,1);
  delay_ms(1);
  output_bit (PIN_C1,0);
  delay_ms(1);
  Baja_tension();                        //manda falla de baja tensión
}
else                                     //sino
output_bit (PIN_C1,0);                   //no envía falla
}
}

```



APÉNDICE C

DISEÑO DE CIRCUITO Y PLACA IMPRESA EN EAGLE CADSOFT.

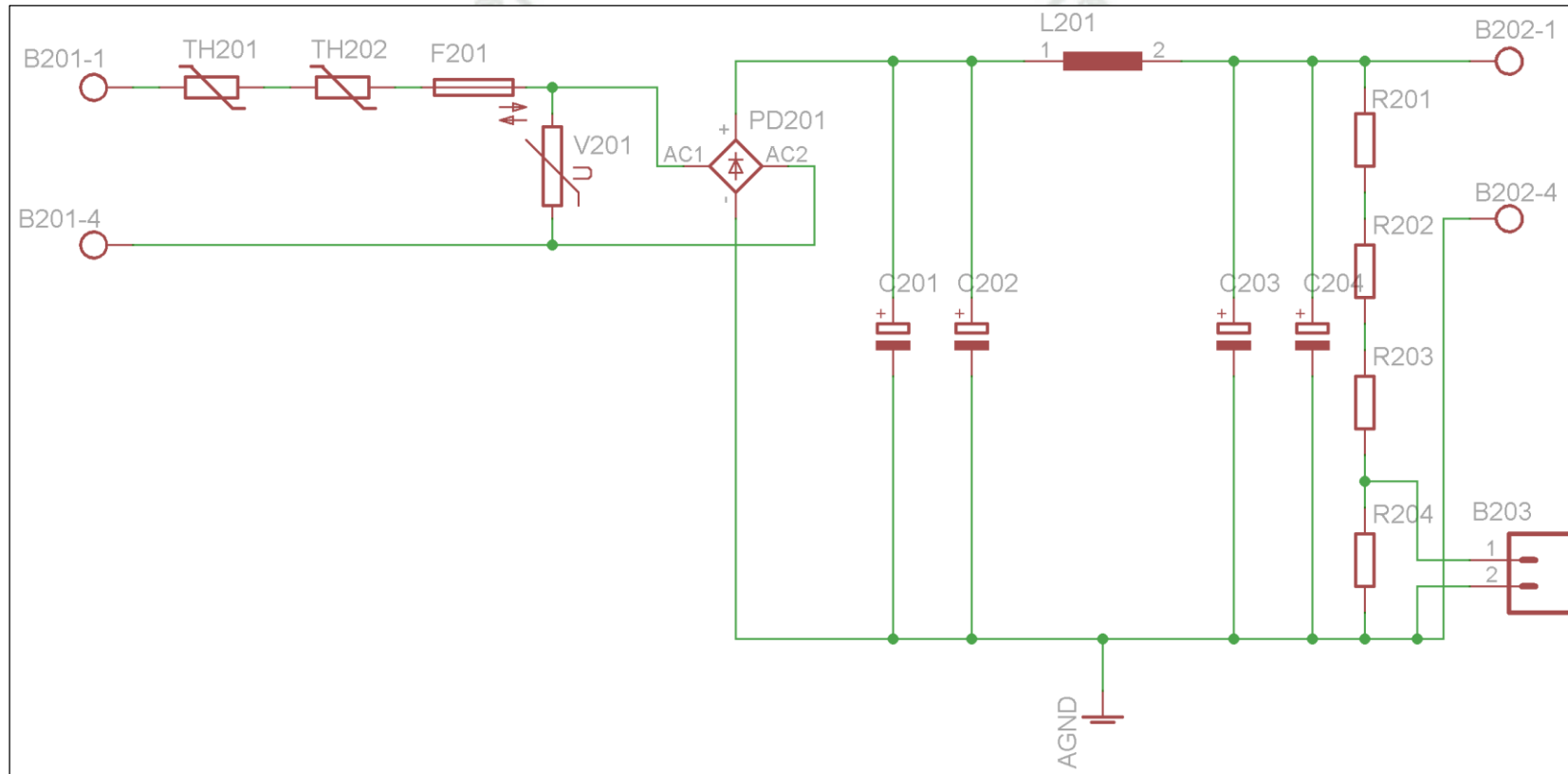


Figura C.1 Diseño de circuito de protección y Bus DC.

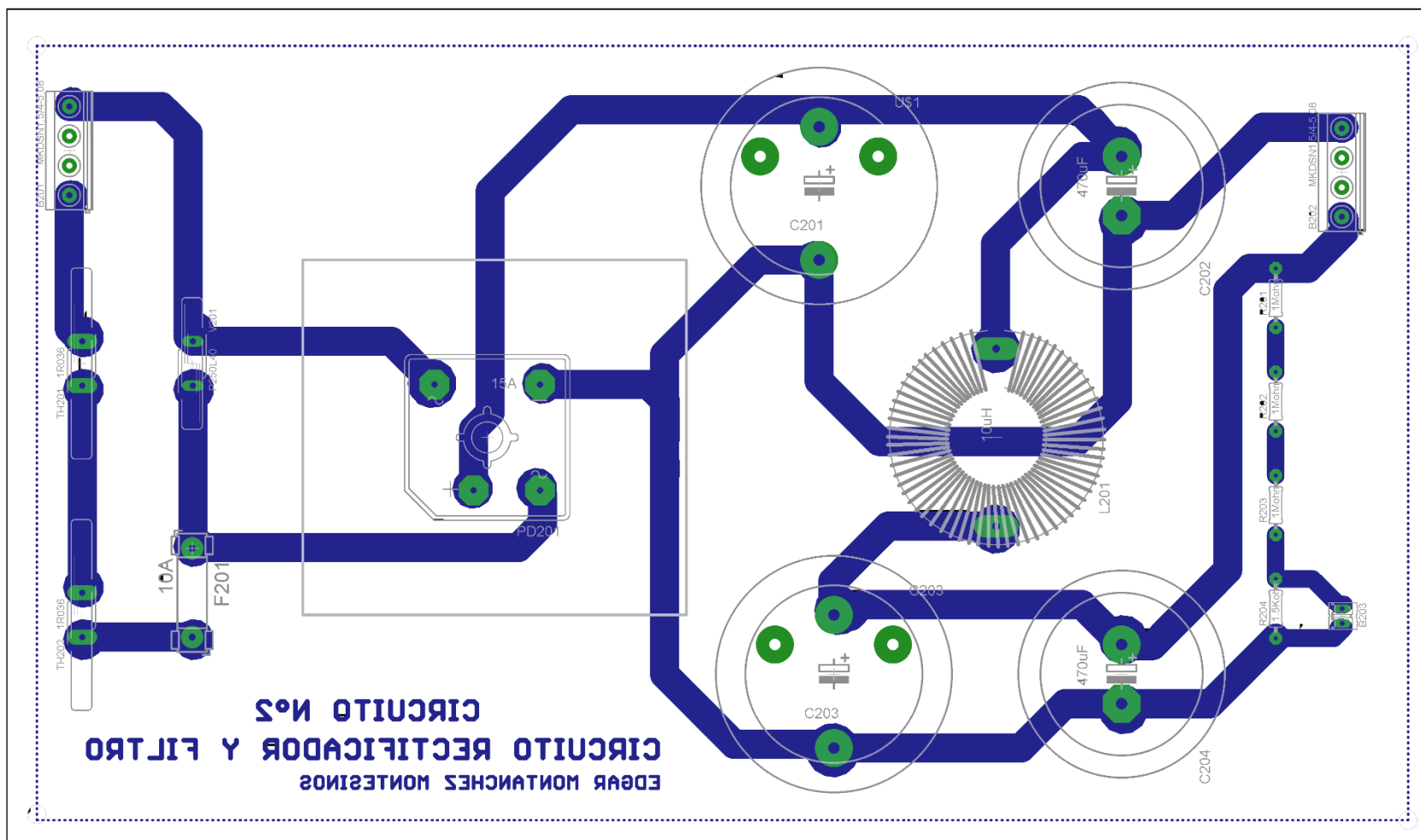


Figura C.2 Placa impresa para circuito de protección y Bus DC.

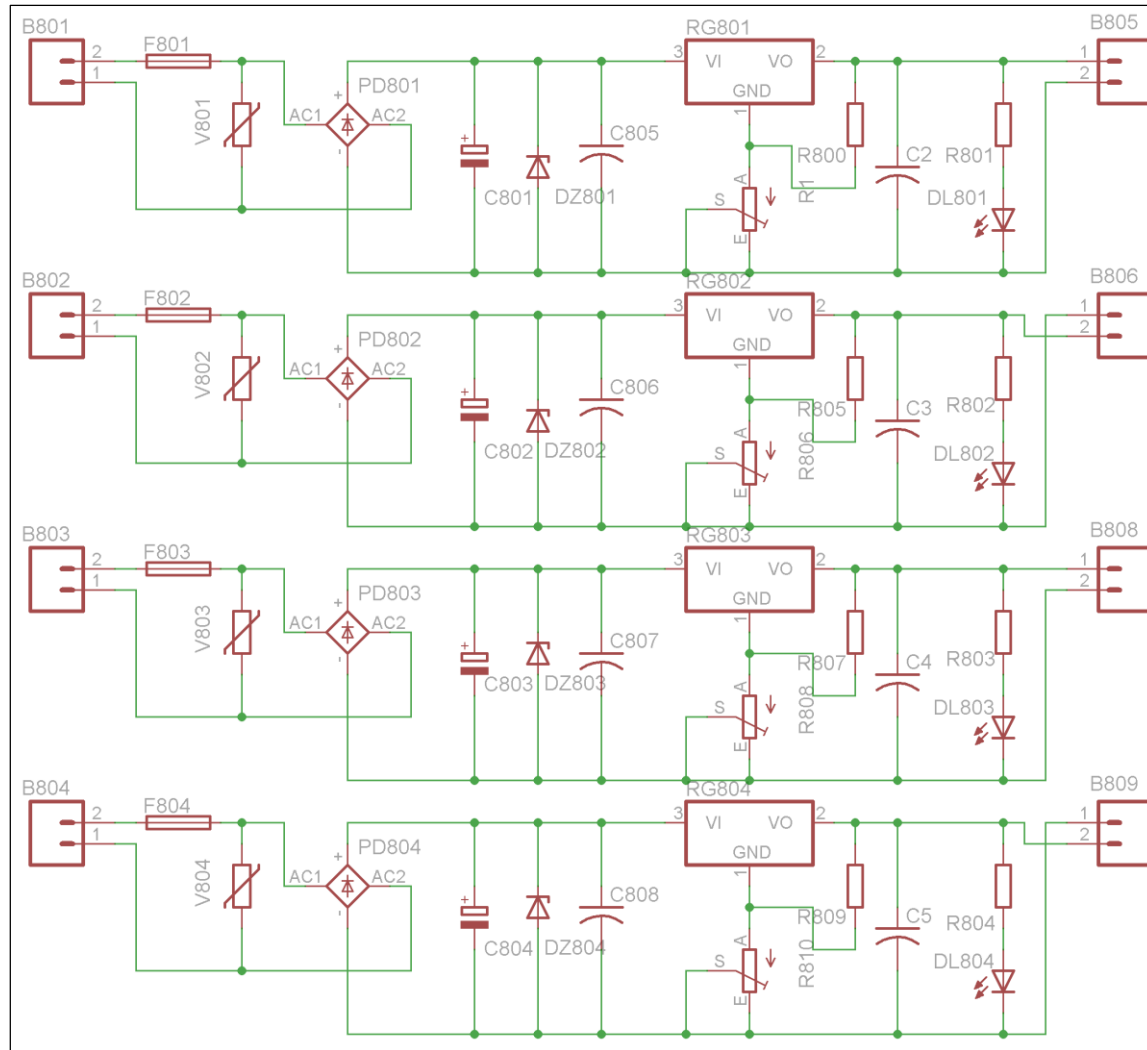


Figura C.3 Diseño de circuito para Fuentes de Alimentación.

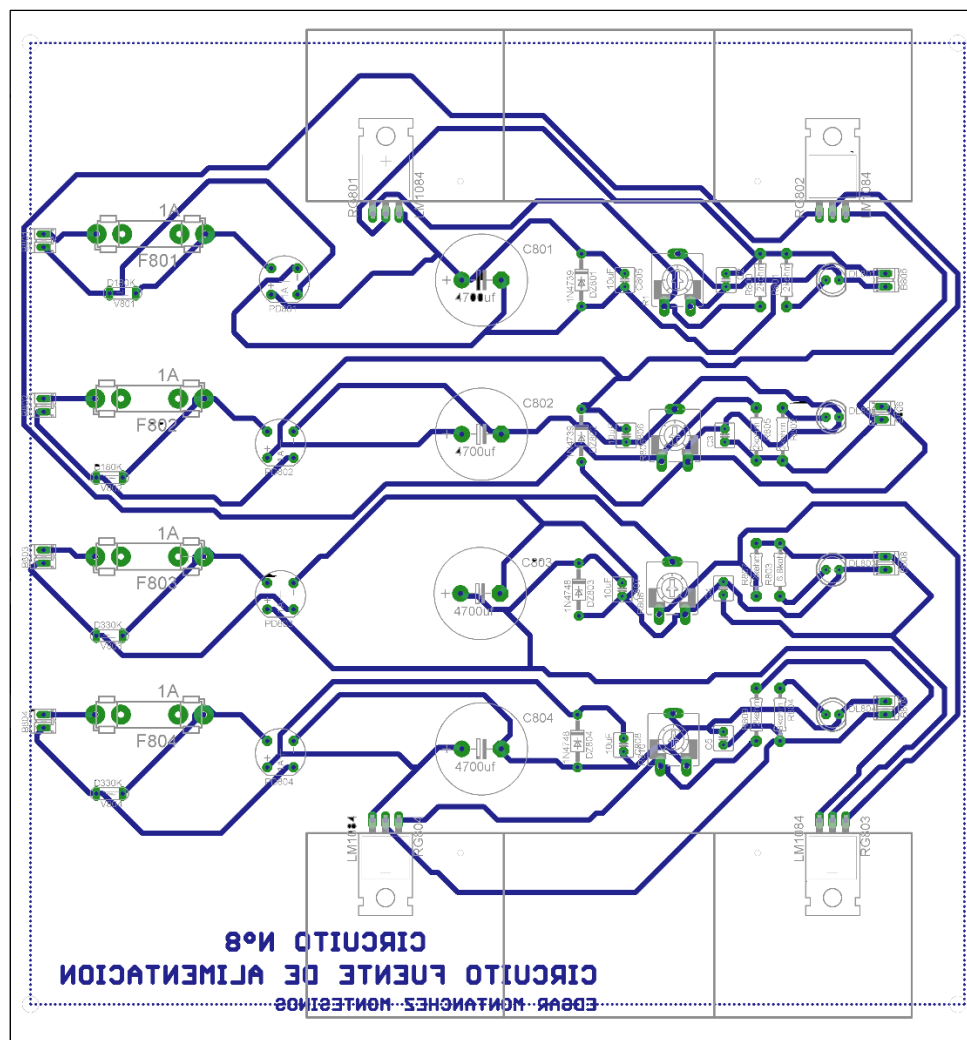


Figura C.4 Placa impresa para circuito de Fuentes de Alimentación.

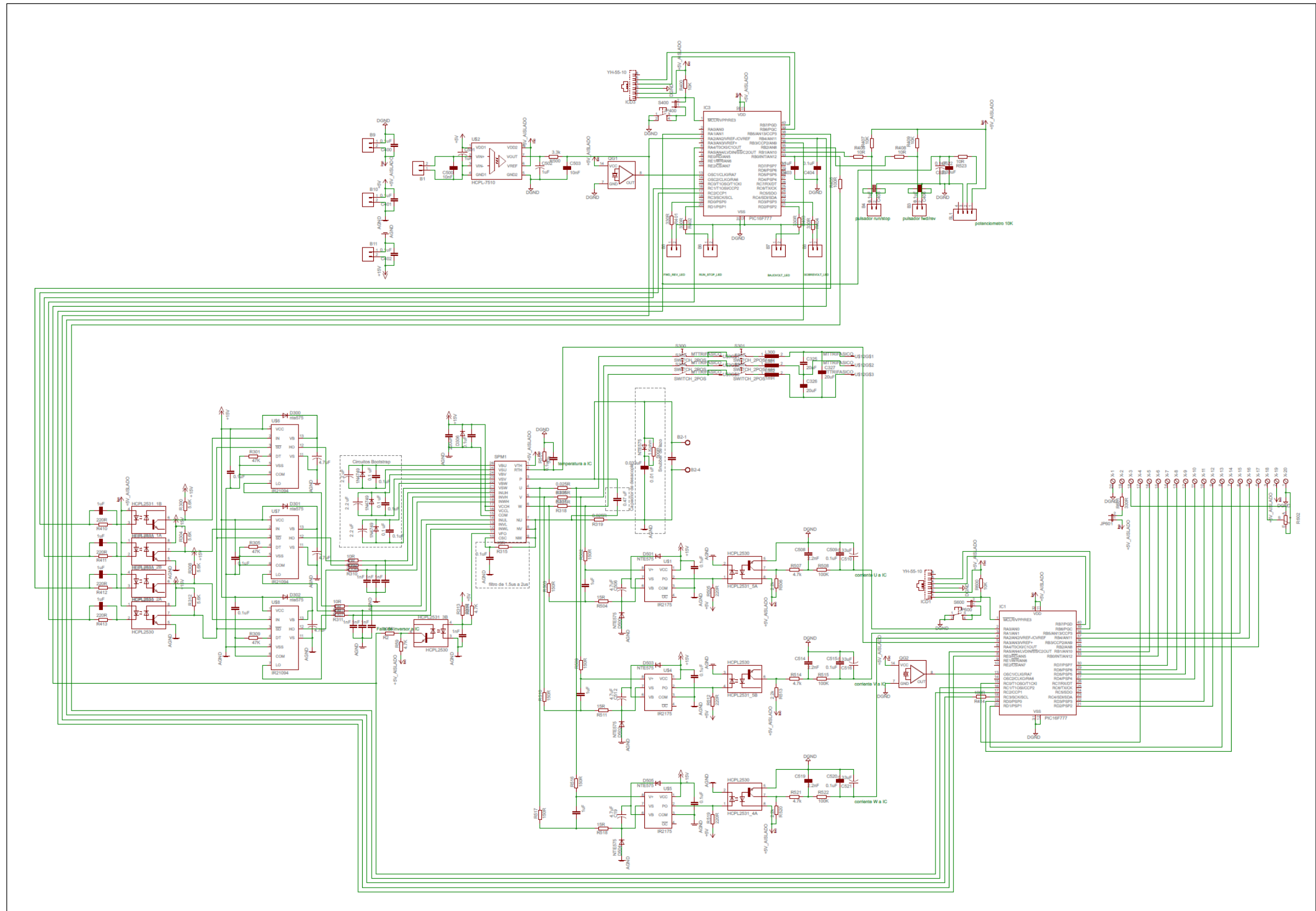


Figura C.5 Diseño de Circuito de Control y Potencia.

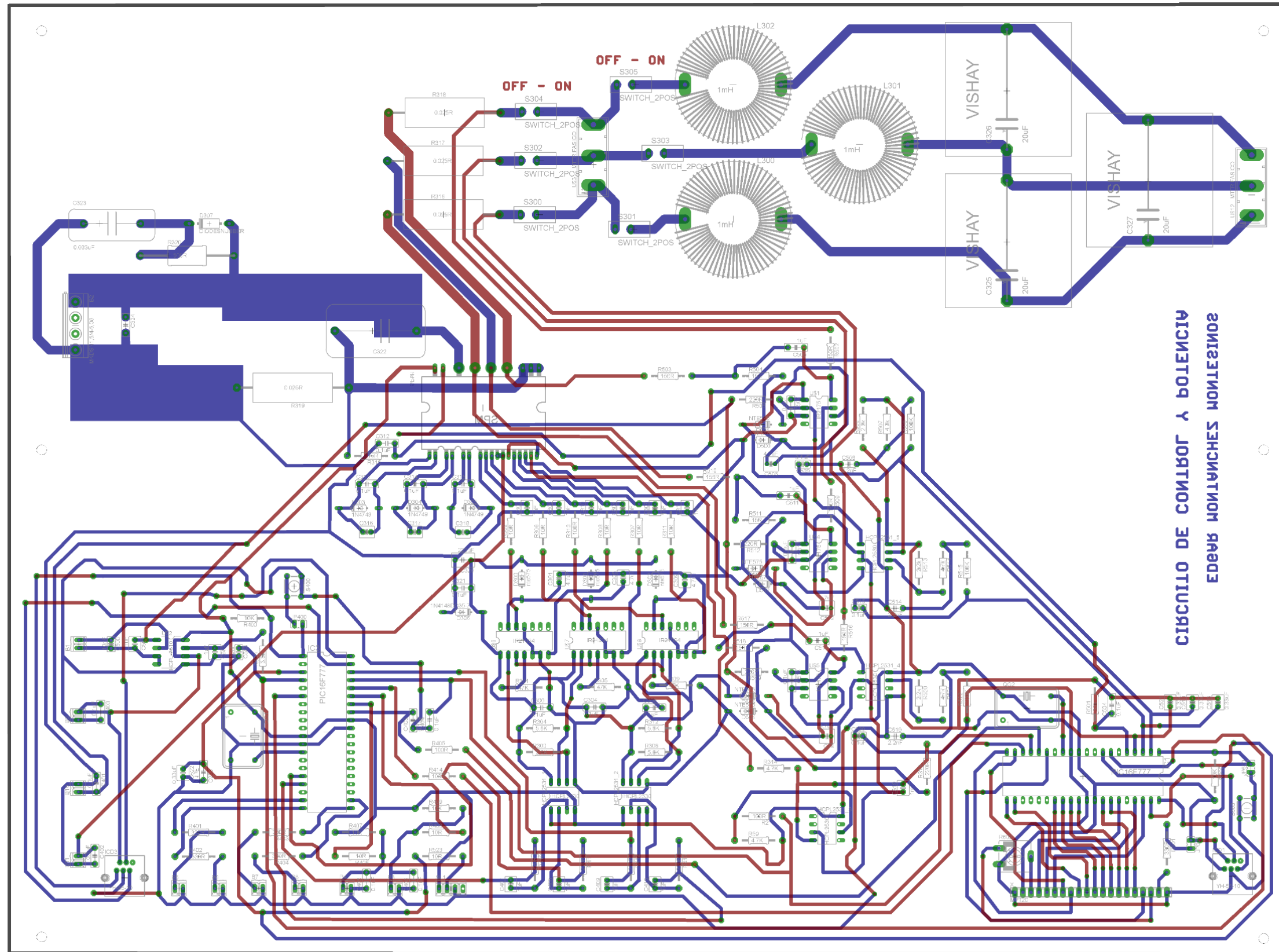


Figura C.6 Diseño de Placa Impresa de circuito de Control y Potencia.

APENDICE D

FOTOS DE LA IMPLEMENTACIÓN DEL VARIADOR DE VELOCIDAD.



Figura D.1 Vista Superior de VFD.



Figura D.2 Vista anterior de VFD.



Figura D.3 Vista lateral de VFD.



Figura D.4 Vista interior de VFD.

APENDICE E

ESPECIFICACIONES TÉCNICAS.

1. ESPECIFICACIONES TÉCNICAS GENERALES.

- Potencia : 1 KW.
- Voltaje de línea : 220 Vac +/- 10 %.
- Sistema : Monofásico.
- Frecuencia de línea : 40 - 60 Hz.
- Frecuencia de salida : 5 – 60 Hz.
- Eficiencia del Inversor : 90% respecto Voltaje de línea.
- Capacidad de Sobrecarga : 10A.
- Método de Control : Lineal, relación de voltaje frecuencia.
- Resolución de frecuencia : 0,05 Hz.
- Entradas Digitales externas : 3 entradas digitales.
- Entradas análogas : 5 entradas análogas.
- Salida digital : 03 aislada vía opto acoplador canales PWM.
- Compatibilidad EMI : Filtro integrado, cable apantallado máximo 5 ms.
- Grado de protección : IP20.
- Temperatura de Operación : 0- 65°C.
- Humedad Relativa : 95% sin condensación.
- Altura de instalación : Reducción de 10% para alturas hasta 4000 m.

2. CARACTERÍSTICAS DE PROTECCIÓN.

Son automáticas y deshabilitan el equipo con indicación vía LCD.

- Sub-voltaje.
- Sobre-voltaje.
- Cortocircuito.
- Sobre-corriente.
- Desbalance de corriente.
- Pérdida de fase del inversor.
- Sobre temperatura del módulo de potencia.

3. ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DE ENTRADA.

- Voltaje de entrada : 220 Vac +/-10%.
- Sistema : Monofásico.
- Frecuencia de entrada : 60 Hz.
- Protección contra EMI : Filtro LC a la entrada.
- Protección entrada para corriente : Fusible / Termomagnético.
- Protección a transitorios : Varistor.

4. ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DE SALIDA

- Tensión de salida : 220 Vac.
- Sistema : Trifásico.
- Rango de frecuencia : 5 – 60 Hz.
- Corriente máxima : 10 A.
- Potencia : 1 kW

5. ESPECIFICACIONES DEL SISTEMA DE CONTROL

- Procesamiento : Basado en Microcontrolador
- Número de Bits del procesador : 8 Bits
- Velocidad de Procesamiento : 20 Mhz
- Método de Control : Relación de voltaje / frecuencia
- Conversores A/D : 10 Bits

6. ESPECIFICACIONES DE MÓDULO HMI

- El módulo de interfaz para el usuario es una pantalla LCD que es utilizada para:
 - Configuración
 - Visualización de parámetros (Frecuencia, Voltaje, Corriente, Temperatura)
 - Visualización de alarmas
- Visualizador : Pantalla LCD 2 x 16 tipo alfanumérico serial