

UNIVERSIDAD DE CUENCA



**Facultad de Ingeniería
Carrera de Ingeniería Eléctrica**

“Diseño y construcción de un arrancador suave con potencia eléctrica escalable aplicado a motores de inducción trifásicos”

Trabajo de titulación previo a la obtención del Título de Ingeniero Eléctrico

AUTORES:

MILTON EDUARDO LUDEÑA JIMENEZ

C.I. 1104018393

DOUGLAS LUCIANO LAPO CAMISAN

C.I. 1104452809

DIRECTOR:

ING. MARTIN EDUARDO ORTEGA ORTEGA, Mgs.

C.I. 0301449450

CUENCA – ECUADOR

2018



RESUMEN

En el mercado ecuatoriano se dispone de sistemas integrados de arrancadores suaves para motores eléctricos de inducción trifásicos en diversas marcas y de potencia eléctrica fija, pero no existen sistemas modulares escalables en potencia eléctrica que faciliten las maniobras y la reutilización de un mismo sistema de arrancador suave en otros motores de diferente potencia eléctrica.

En el Capítulo 2 se abordan los principios del electromagnetismo aplicados en los motores eléctricos de inducción, se consolida las diferencias entre las técnicas denominadas ángulo de fase y variación de frecuencia aplicadas en el arranque de motores asíncronos y se analiza la modulación por ancho de pulso senoidal, sinusoidal pulse width modulation (SPWM) que será usada para el diseño del arrancador suave.

El diseño del arrancador suave detallado en el Capítulo 3, conlleva la aplicación de modelos matemáticos preestablecidos. Se confirman los cálculos de diseño al utilizar programas informáticos que permiten modelar y prever complicaciones futuras en la elección, construcción y pruebas del prototipo.

En el Capítulo 4 se presenta la construcción del arrancador suave, que inicia con la selección de los equipos y materiales acordes al diseño que posteriormente son integrados en forma modular en un tablero eléctrico.



Las pruebas del arrancador suave visualizadas en el Capítulo 5 son un proceso minucioso para demostrar la forma de onda (SPWM), los tiempos de conmutación, el solapamiento entre semi-ciclo positivo y semi-ciclo negativo por fase, la secuencia de fases en el sistema trifásico que se realiza a nivel de microcontrolador.

Palabras Clave

Arrancador suave modular trifásico, rectificación trifásica, inversores de potencia variable, modulación senoidal por ancho de pulso SPWM, módulos IGBT.



ABSTRACT

In the Ecuadorian market, there are integrated systems of soft starters for three-phase induction electric motors in different brands and fixed electric power, but there are not scalable modular systems in electrical power that facilitate the maneuvers and the reuse of the same soft starter system in other motors of different electrical power.

Chapter II deals with the principles of electromagnetism applied in electric induction motors, consolidates the differences between the techniques called trigger angle and frequency variation applied in the starting of asynchronous motors and analyzes the modulation by sinusoidal pulse width SPWM that will be used for the design of the soft starter.

The design of the soft starter detailed in Chapter III entails the application of pre-established mathematical models. Design calculations are confirmed by using computer programs that allow modeling and anticipating future complications in the choice, construction and testing of the prototype.

Chapter IV presents the construction of the soft starter, which begins with the selection of equipment and materials according to the design that are then integrated in a modular form on an electrical panel.

The soft starter tests displayed in Chapter V are a thorough process to demonstrate the SPWM waveform, switching times, overlap between positive half-cycle and negative half-cycle per phase and the phase

Lapo Camisan Douglas
Ludeña Jimenez Milton



sequence in the three-phase system that it is done at the microcontroller level.

Keywords

Modular three-phase soft starter, three-phase rectification, variable power inverters, SPWM sinusoidal pulse width modulation, IGBT modules.



INDICE DE CONTENIDOS

RESUMEN	2
ABSTRACT	4
INDICE DE CONTENIDOS	6
ÍNDICE DE FIGURAS	10
INDICE DE TABLAS	13
INDICE DE ECUACIONES	13
AGRADECIMIENTO	22
DEDICATORIA	24
GLOSARIO	25
CAPÍTULO 1	29
INTRODUCCIÓN, ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN	29
1.1. INTRODUCCIÓN	29
1.2. ANTECEDENTES	31
1.3. JUSTIFICACION	31
1.4. ALCANCE.....	32
1.5. OBJETIVOS	32
1.5.1. Objetivo general.....	32
1.5.2. Objetivos específicos.....	32
CAPÍTULO 2	33
MARCO TEÓRICO	33
2.1. MOTORES ELÉCTRICOS	33
2.1.1. Motores eléctricos de inducción	33
2.1.2. Velocidad en los motores de inducción trifásicos.....	36
2.1.3. Par en los motores de inducción trifásicos.....	40



2.2.	ARRANQUE EN MOTORES ELÉCTRICOS DE INDUCCIÓN	43
2.3.	TIPOS DE ARRANQUE EN MOTORES ELÉCTRICOS DE INDUCCIÓN	45
2.4.	ARRANQUE PARA MOTORES DE INDUCCIÓN CON LIMITACIÓN DE CORRIENTE Y VOLTAJE MEDIANTE EL CONTROL DEL ÁNGULO DE FASE..	49
2.5.	CONTROL DE VOLTAJE AC TRIFÁSICO POR ÁNGULO DE FASE.....	57
2.6.	ARRANQUE PARA MOTORES DE INDUCCIÓN TRIFÁSICOS MEDIANTE EL CONTROL DE LA FRECUENCIA	68
2.6.1.	Fallas de los IGBTs por cortocircuito en un inversor trifásico	71
2.7.	MODULACIÓN SPWM EN UN INVERSOR TRIFÁSICO	73
2.7.1.	Arrancadores para motores de inducción trifásicos en el mercado.	79
2.8.	SISTEMAS MODULARES DE POTENCIA ELÉCTRICA.....	80
CAPÍTULO 3		82
DISEÑO DEL ARRANCADOR SUAVE MODULAR.....		82
3.1.	DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA	83
3.1.1.	Módulo de protección en ac	83
3.1.2.	Módulo rectificador AC-DC	84
3.1.3.	Módulo de filtrado.....	86
3.1.4.	Módulo resistencia de precarga.....	92
3.1.5.	Módulo de protección en el bus de dc.....	98
3.1.6.	Módulo inversor IGBT.....	99
3.2.	DISEÑO DE LA ETAPA DE CONTROL.....	102
3.2.1.	Módulo de control SPWM.....	102
3.2.2.	Algoritmo de programación	104
3.2.3.	Módulo opto-acoplador	107
3.2.4.	Módulo para rutina de arranque.....	111
3.2.5.	Control del arrancador suave	115
CAPITULO 4		116
CONSTRUCCION DEL ARRANCADOR SUAVE.....		116
4.1.	BREAKER DE PROTECCIÓN GENERAL AC	116
4.2.	MÓDULO RECTIFICADOR.....	117
4.3.	RESISTENCIA DE PRECARGA	118



4.3.1.	Fuentes aisladas	119
4.3.2.	Capacitores.....	120
4.3.3.	Resistencias de ecualización	122
4.4.	MODULO IGBT	122
4.5.	MÓDULO DE CONTROL.....	125
CAPITULO 5	127
	PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO DEL ARRANCADOR SUAVE	127
5.1	PRUEBA DEL MÓDULO RECTIFICADOR.....	127
5.2	PRUEBAS DE MICROCONTROLADOR	128
5.3	PRUEBAS A LA SALIDA DEL DRIVER OPTO ACOPLADOR	132
5.4	PRUEBAS A LA SALIDA DE LOS IGBTs CON UNA FUENTE DE 12V DC EN EL BUS DE CONTINUA.....	133
5.5	PRUEBAS A LA SALIDA DEL IGBT CON CARGA	135
CAPITULO 6	136
	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	136
	CONCLUSIONES	136
	RECOMENDACIONES	138
	REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS	139
ANEXO 5.1:	INFORME DE MANTENIMIENTO CORRECTIVO A LA MAQUINA PICADORA INDUSTRIAL DE FORRAJE DE LA GRANJA DE IRQUIS DE LA UNIVERSIDAD DE CUENCA	141
1.	ANTECEDENTES	143
2.	OBJETIVO	144
3.	MANTENIMIENTO CORRECTIVO	144
3.1.	MANTENIMIENTO MECÁNICO DE LA MÁQUINA	144
3.1.1.	Transporte de la maquinas al taller	144
3.1.2.	Reconstrucción de piezas de maniobra faltantes	145
3.1.3.	Afilado de cuchillas	145
3.1.4.	Cambio de ruedas dentadas y piñones de la caja de transmisión	146
3.1.5.	Cambio de aceite de caja de transmisión	146
3.1.6.	Limpieza y desoxidación	147



3.1.7. Pintura	147
3.1.8. Cambio de bandas	148
3.1.9. Armado y pruebas	149
4. Mantenimiento Eléctrico	149
4.1. Marco referencial	150
4.1.1. Aislamiento eléctrico de los bobinados	150
4.1.2. Índice de polarización	152
4.1.3. Índice de absorción	153
4.2. Mantenimiento electromecánico del motor	153
4.2.1. Barnizado	157
4.3. Cambio de cojinetes de las puntas del rotor	158
4.4. Armado y pruebas	159
4.5. Transporte de la maquina a la Granja de Iruis	160
Recomendaciones	161
ANEXO 5.2: DATASHEET ARDUINO DUE	162
ANEXO 5.3: DATASHEET ARDUINO MEGA	166
ANEXO 5. 4: DATASHEET CAPACITOR DCMX242T450CD2B	173
ANEXO 5. 5: DATASHEET MOSFET TLP251	178
ANEXO 5. 6: DATASHEET CAPACITOR EPCOS	185
ANEXO 5.7: DATASHEET CAPACITOR 3186GH372T350APA3	192
ANEXO 5.8: DATASHEET IGBT CM100DU-12H	194
ANEXO 5.9: DATASHEET IGBT FUENTE S-60-12	199
ANEXO 5.10: MODULO RERFIFICADOR SEMIKRON SKD 110/12	202



ÍNDICE DE FIGURAS

CAPÍTULO 2

Figura 2.1. Clasificación según la variación de velocidad de los motores eléctricos. (Fink & Wayne, 1995).....	34
Figura 2.2. Circuito equivalente por fase de un motor de inducción con pérdidas. (Chapman, Máquinas Eléctricas, 2004)	41
Figura 2.3. Curva característica del arranque de un motor trifásico asíncrono. (Eaton Industries, 2011).....	43
Figura 2.4. Clasificación de los semiconductores por su corriente y frecuencia de operación. (Gonzalez, 2009)	51
Figura 2.5. Controlador AC de voltaje bidireccional monofásico	52
Figura 2.6. Controlador CA de voltaje bidireccional monofásico en un motor de inducción sin Red Snubber	55
Figura 2.7. Formas de onda al aplicar un Controlador AC de voltaje bidireccional monofásico en un motor de inducción sin Red Snubber	55
Figura 2.8. Controlador AC de voltaje bidireccional monofásico en un motor de inducción con red Snubber.....	56
Figura 2.9. Formas de onda al aplicar un Controlador AC de voltaje bidireccional monofásico en un motor de inducción con red Snubber	56
Figura 2.10. Controlador AC de voltaje unidireccional trifásico en un motor de inducción	58
Figura 2.11. Gráficas de controlador AC de voltaje unidireccional trifásico.....	59
Figura 2.12. Controlador AC de voltaje triásico bidireccional en Y	60
Figura 2.13. Gráficas de controlador AC de voltaje triásico bidireccional en Y	61
Figura 2.14. Controlador AC de voltaje triásico unidireccional en delta)	62
Figura 2.15. Gráficas de controlador AC de voltaje triásico unidireccional en delta	63
Figura 2.16. Controlador AC de voltaje triásico Bidireccional en delta	64
Figura 2.17. Gráficas Controlador AC de voltaje triásico Bidireccional en delta	65
Figura 2.18. Controlador AC de voltaje triásico Bidireccional en delta (tiristores dentro del delta).....	66



Figura 2.19. Gráfica de controlador AC de voltaje trifásico Bidireccional en delta (tiristores dentro del delta) 67

Figura 2.20. Diagrama de un IGBT 70

Figura 2.21. Cortocircuito directo en módulo trifásico IGBT 71

Figura 2.22. Cortocircuito de rama en módulo trifásico IGBT 72

Figura 2.23. Cortocircuito a tierra en módulo trifásico IGBT 72

Figura 2.24. Portadora y moduladora de SPWM 73

Figura 2.25. Modulación SPWM trifásica 74

Figura 2.26. Forma de onda SPWM 75

Figura 2.27. Efecto de la Sobre modulación. (Ned Mohan, Tore M. Undeland, Williams P. Robbins, 2009) 78

CAPÍTULO 3

Figura 3.1. Diagrama de bloques del Arrancador suave 82

Figura 3.2. Rectificador trifásico de onda completa no controlado 85

Figura 3.3. Forma de onda a la salida de un rectificador trifásico 86

Figura 3.4. Banco de condensadores 89

Figura 3.5. Circuito con etapa de rectificación y filtrado. (fuente autores) 90

Figura 3.6. Corrección de rizado al %96.5 con plena carga. Fuente (autores) .. 91

Figura 3.7. Resistencias de ecualización..... 92

Figura 3.8. Circuito carga de capacitor sin R en serie..... 93

Figura 3.9. Pico de arranque de carga capacitiva 94

Figura 3.10. Curva corriente de carga para banco de condensadores de 14750uF sin resistencia en serie 95

Figura 3.11. Circuito carga de capacitor con R en serie..... 95

Figura 3.12. Pico de arranque de carga capacitiva atenuado con resistencia en serie..... 96

Figura 3.13. Curva corriente de carga para banco de condensadores de 14750uF con resistencia de precarga en serie 96

Figura 3.14. Circuito de carga de capacitores con resistencia -de precarga... 97

Figura 3.15. Curva corriente de carga para banco de condensadores de 14750uF con resistencia de precarga de 33Ω en serie..... 98

Figura 3.16. Diagrama de módulo IGBT. Fuente (MODULES, 2009) 99

Figura 3.17. Módulo IGBT. Fuente (MODULES, 2009) 100

Figura 3.18. Curva característica de voltaje compuerta - emisor. (MODULES, 2009)..... 101

Figura 3.19. Curva característica de corriente colector - emisor. (MODULES, 2009) 101

Figura 3.20. Algoritmo de programación de SPWM..... 105

Figura 3.21. Diagrama de modulación por fase con divisiones de 60° eléctricos 106



Figura 3.22. Simulación SPWM por semi-ciclo de fase 107
Figura 3.23. Circuito de fase para IGBT 110
Figura 3.24. Circuito de control de IGBTs, con fuentes aisladas 110
Figura 3.25. Diagrama funcional del opto-acoplador TLP125. (TOSHIBA, 2017) 111
Figura 3.26. Circuito de carga de los capacitores 112
Figura 3.27. Forma de onda en la carga de los capacitores..... 113
Figura 3.28. Circuito rutina de arranque 114
Figura 3.29. Circuito de control para la rutina de arranque 115

CAPÍTULO 4

Figura 4.1. Breaker de protección AC 117
Figura 4.2. Módulo rectificador 118
Figura 4.3. Resistencia de precarga 118
Figura 4.4. Fuentes aisladas 119
Figura 4.5. Capacitores de 3700uF 120
Figura 4.6. Capacitor de 2400uF 121
Figura 4.7. Capacitor de 6800u 121
Figura 4.8. Resistencias de ecualización..... 122
Figura 4.9. Módulo IGBT CM100DU-12H 124
Figura 4.10. Módulo IGBT MG75J2YS40 124
Figura 4.11. Módulo de control para IGBTs 125
Figura 4.12. Arrancador suave para motores de inducción Trifásicos..... 126

CAPÍTULO 5

Figura 5.1. Forma de onda a la salida del rectificador 127
Figura 5.2. Forma de onda SPWM a la salida del microcontrolador..... 128
Figura 5.3. Tiempos mínimos de conmutación del microcontrolador 129
Figura 5.4. Sincronía entre semi-ciclo positivo y semi-ciclo negativo..... 130
Figura 5.5. Tiempo entre inicio de entre semi-ciclo positivo y semi-ciclo negativo 130
Figura 5.6. Tiempo entre final de entre semi-ciclo positivo y semi-ciclo negativo 131
Figura 5.7. Desfase de -120° eléctricos entre fases 1 y 3..... 131
Figura 5.8. Desfase de 120° eléctricos entre fases 1 y 2 132
Figura 5.9. Señal de salida SPWM por semi-ciclo a la salida de los opto-acopladores 133
Figura 5.10. Señal de salida SPWM en onda completa 134
Figura 5.11. Señal de salida SPWM en onda completa 134



Figura 5.12. Señal de salida SPWM en onda completa 135

INDICE DE TABLAS

CAPÍTULO 2

Tabla 2.1. Características de los Motores de Inducción Trifásicos. (Harper, 2000) 35

Tabla 2.2. Comparativa entre arranque de motor de inducción trifásico por ángulo de fase y por variación de frecuencia. (EATON, 2011) 48

Tabla 2.3. Aplicaciones de encendido de motores eléctricos por arranque suave y por variación de frecuencia. (Rockwell Automation, 2014) 80

CAPITULO 3

Tabla 3.1. Características del Arduino Due. (ARDUINO, 2018) 103

Tabla 3.2. Vectores puntero indicador de fase 106

Tabla 3.3. Vectores de adaptación de señal 107

INDICE DE ECUACIONES

CAPÍTULO 2

Ecuación 2. 1. Campo Giratorio del Motor de Inducción. (Fink & Wayne, 1995) 36

Ecuación 2.2. Vector Oscilante. (Fink & Wayne, 1995)..... 37

Ecuación 2.3. Fasor resultante de dos vectores de igual magnitud constante en direcciones opuestas. (Fink & Wayne, 1995) 38



Ecuación 2.4. Velocidad síncrona de un motor de inducción. (Fink & Wayne, 1995)	38
Ecuación 2.5. Velocidad de deslizamiento de la máquina. (Chapman, Máquinas Eléctricas, 2004).....	39
Ecuación 2.6. Velocidad mecánica del eje del motor. (Chapman, Máquinas Eléctricas, 2004).....	39
Ecuación 2.7. Impedancia equivalente del motor. (Chapman, Máquinas Eléctricas, 2004).....	41
Ecuación 2.8. Corriente en el motor de inducción. (Chapman, Máquinas Eléctricas, 2004).....	41
Ecuación 2.9. Par en el motor de inducción. (Chapman, Máquinas Eléctricas, 2004)	42
Ecuación 2.10. Angulo de fase en unidad de tiempo. (Rockwell Automation, 2014)	53
Ecuación 2.11. Voltaje en la carga de un rectificador con control de ángulo de fase. (Gonzalez, 2009)	54
Ecuación 2.12. Corriente en la carga de un rectificador con control de ángulo de fase. (Gonzalez, 2009).....	54
Ecuación 2.13. Armónicos asociados a la frecuencia fundamental en modulación SPWM. (Ned Mohan, Tore M. Undeland, Williams P. Robbins, 2009)	74
Ecuación 2.14. Frecuencia fundamental en modulación SPWM. (Ned Mohan, Tore M. Undeland, Williams P. Robbins, 2009).....	75
Ecuación 2.15. Índice de modulación en frecuencia. (Ned Mohan, Tore M. Undeland, Williams P. Robbins, 2009).....	75
Ecuación 2.16. Función impar.....	76
Ecuación 2.17. Índice de modulación en Amplitud. (Ned Mohan, Tore M. Undeland, Williams P. Robbins, 2009).....	77
Ecuación 2.18. Voltaje a la salida del inversor con Ma menor a 1. (Ned Mohan, Tore M. Undeland, Williams P. Robbins, 2009).....	77

CAPÍTULO 3

Ecuación 3. 1. Potencia Activa. (Chapman, Máquinas Eléctricas, 2004)	83
Ecuación 3.2. Voltaje DC a la salida del rectificador en función del voltaje AC de fase. (Honorat, 1995)	84
Ecuación 3.3. Voltaje DC a la salida del rectificador en función del voltaje AC de línea. (Honorat, 1995).....	85
Ecuación 3.4. Porcentaje de rizo. (Honorat, 1995)	86
Ecuación 3.5. Voltaje en el condensador. (Honorat, 1995).....	87
Ecuación 3.6. Tiempo de descarga del filtro capacitivo en rectificador trifásico. (Honorat, 1995).....	88
Ecuación 3.7. Suma de capacitores. (Mora, 2012)	89



Ecuación 3.8. Corriente de carga de un capacitor (Mora, 2012)	92
Ecuación 3.9. Sumatoria de corriente en la carga del capacitor en 1 segundo	97
Ecuación 3.10. Resistencia del opto-acoplador.....	111



Cláusula de licencia y autorización para publicación en el Repositorio
Institucional

Douglas Luciano Lapo Camisan en calidad de autor y titular de los derechos morales y patrimoniales del trabajo de titulación "Diseño y construcción de un arrancador suave con potencia eléctrica escalable aplicado a motores de inducción trifásicos", de conformidad con el Art. 114 del CÓDIGO ORGÁNICO DE LA ECONOMÍA SOCIAL DE LOS CONOCIMIENTOS, CREATIVIDAD E INNOVACIÓN reconozco a favor de la Universidad de Cuenca una licencia gratuita, intransferible y no exclusiva para el uso no comercial de la obra, con fines estrictamente académicos.

Asimismo, autorizo a la Universidad de Cuenca para que realice la publicación de este trabajo de titulación en el repositorio institucional, de conformidad a lo dispuesto en el Art. 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior.

Cuenca, octubre de 2018

Douglas Luciano Lapo Camisan

C.I: 1103452809



Cláusula de Propiedad Intelectual

Douglas Luciano Lapo Camisan, autor del trabajo de titulación "Diseño y construcción de un arrancador suave con potencia eléctrica escalable aplicado a motores de inducción trifásicos", certifico que todas las ideas, opiniones y contenidos expuestos en la presente investigación son de exclusiva responsabilidad de su autor.

Cuenca, octubre de 2018

A handwritten signature in blue ink, appearing to read "Douglas Lapo Camisan", written over a horizontal line.

Douglas Luciano Lapo Camisan

C.I: 1103452809



Cláusula de Licencia y Autorización para Publicación en el Repositorio
Institucional

Milton Eduardo Ludeña Jimenez en calidad de autor y titular de los derechos morales y patrimoniales del trabajo de titulación "**Diseño y construcción de un arrancador suave con potencia eléctrica escalable aplicado a motores de inducción trifásicos**", de conformidad con el Art. 114 del CÓDIGO ORGÁNICO DE LA ECONOMÍA SOCIAL DE LOS CONOCIMIENTOS, CREATIVIDAD E INNOVACIÓN reconozco a favor de la Universidad de Cuenca una licencia gratuita, intransferible y no exclusiva para el uso no comercial de la obra, con fines estrictamente académicos.

Asimismo, autorizo a la Universidad de Cuenca para que realice la publicación de este trabajo de titulación en el Repositorio Institucional, de conformidad a lo dispuesto en el Art. 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior.

Cuenca, octubre 2018



Milton Eduardo Ludeña Jimenez

1104018393



Cláusula de Propiedad Intelectual

Milton Eduardo Ludeña Jimenez, autor del trabajo de titulación "Diseño y construcción de un arrancador suave con potencia eléctrica escalable aplicado a motores de inducción trifásicos", certifico que todas las ideas, opiniones y contenidos expuestos en la presente investigación son de exclusiva responsabilidad de su autor/a.

Cuenca, octubre 2018



Milton Eduardo Ludeña Jimenez
1104018393



Certifico que el trabajo de titulación “Diseño y construcción de un arrancador suave con potencia eléctrica escalable aplicado a motores de inducción trifásicos”, ha sido desarrollado por los estudiantes: Milton Eduardo Ludeña Jimenez con C.I.: 1104018393 y Douglas Luciano Lapo Camisan con C.I.: 11034528090

Cuenca, Agosto de 2018

ING. MARTIN EDUARDO ORTEGA ORTEGA, Mgs.

DOCENTE DE LA FACULTAD DE INGENIERIA DE LA UNIVERSIDAD DE
CUENCA

DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

Lapo Camisan Douglas
Ludeña Jimenez Milton



**ESTA TESIS HA SIDO DESARROLLADA EN COORDINACION CON LA UNIDAD
ADMINISTRATIVA DE LA GRANJA DE IRQUIS DE LA UNIVERSIDAD DE
CUENCA**



AGRADECIMIENTO

Los recuerdos del ser humano cuando se conjugan con los valores morales los denomino gratitud, mis imperecederas gracias al personal administrativo y académico de la Carrera de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Cuenca, a los Ingenieros Rodrigo Sempertegui y Juan Sanango por guiar este valioso proyecto académico a feliz puerto, al Laboratorio de Máquinas Eléctricas y al Laboratorio de Energía de Balzay quienes facilitaron equipos de medición y demás para el desarrollo de la presente Tesis. Al ingeniero Martin Ortega, como Tutor de Tesis por su valiosa dedicación y aporte de conocimientos en el presente tema.

Milton



Mi gratitud a la Universidad de Cuenca y de manera sincera a la Carrera de Ingeniería Eléctrica, a cada uno de los docentes quienes impartieron sus conocimientos y fueron testigos de nuestros triunfos y fracasos durante nuestra vida estudiantil, que gracias a su dedicación y paciencia hoy culminamos una etapa de nuestra vida de formación profesional. Pero, sobre todo, gracias a mi Esposa y a mi hijo, por su paciencia, comprensión y solidaridad con este proyecto, por el tiempo que me han concedido, sin su apoyo este trabajo no sería posible.

Douglas



DEDICATORIA

Me llevo la mejor de las recompensas, la unión fraternal de mi familia Yadira, Julian y Daniel plasmada en este trabajo, a quienes dedico los frutos presentes y futuros.

Milton



En este momento que he culminado mi formación superior, le dedico este trabajo a mi familia que gracias a su sacrificio diario ha hecho que logre la meta que me trace, a mi esposa y mi hijo por su apoyo y fortaleza en todo momento.

Douglas

GLOSARIO

%: Porcentaje

AC: Alternating current, Corriente Alterna

Amp: Amperio

BJT: Bipolar junction transistor, Transistor de unión bipolar

Breaker: Disyuntor

C: Capacitor

DC: Direct current, Corriente directa

DIAC: Diode for Alternating current, Diodo para corriente alterna

f: Frecuencia de corriente alterna



FP: Factor de potencia

GTO: Gate turn-off Thyristor, Tiristor de interrupción por compuerta

H: Campo magnético giratorio

hp: Horse Power, Caballos de Fuerza

I: Corriente

IA: Índice de absorción

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor, Transistor bipolar de compuerta aislada

IP: Índice de polarización

KA: Kilo amperes, Kilo amperios

KV: Kilo volt, Kilo voltios

KVA: Kilo volt ampere, Kilo voltamperios

KW: Kilo Watts, Kilo Vatios

M: Índice de modulación por frecuencia

Ma: Índice de modulación por amplitud

mA: Micro amperio

mS: Milisegundos



NA: Normalmente Abierto

nC: Nano Coulombs

NC: Normalmente Cerrado

PCB: Printed Circuit Board, Placa de circuito impreso

PLC: Programmable Logic Controller, Controlador Lógico Programable

PTR: Power transistor, Transistor de potencia

PWM: Pulse width modulation, Modulación por ancho de pulso

R: Resistencia

rmp: Revoluciones por minuto

RMS: Root mean square, Raíz media cuadrática

S: segundos

SCR: Silicon Controlled Rectifier, Rectificador controlado de silicio

Software: Conjunto de programas y rutinas que permiten a la computadora realizar determinadas tareas.

SPWM: Sinusoidal pulse width modulation, Modulación por ancho de pulso senoidal

SVM: Modulation vectorial space, Modulación por vector espacial



TRIAC: Triode for alternating current. Triodo para corriente alterna

uS= Microsegundos

V: Voltaje

VAC: Voltage alternating current, Voltaje de corriente alterna

VDC: Voltage direct current, Voltaje de corriente directa



CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN, ANTECEDENTES Y JUSTIFICACIÓN

1.1. INTRODUCCIÓN

Con el advenimiento de la electrónica de potencia, los sistemas eléctricos de control y maniobra están percibiendo cambios acelerados, varios de estos cambios radican en los sistemas de control para motores de inducción que por sus altas potencias dificultan la optimización del uso de la energía en los procesos de arranque y marcha.

El desarrollo tecnológico en el área de la potencia eléctrica está influenciado por las técnicas implementadas para el procesamiento digital de señales, que en comunión con la electrónica de potencia brindan beneficios en base a criterios de optimización y buen uso de la energía eléctrica.

El uso de la energía eléctrica desde diferentes fuentes y la posibilidad de modificar la forma de la energía eléctrica, hace que sea posible el desarrollo de los inversores de potencia, los rectificadores de potencia y los convertidores de potencia que son el fundamento de la tecnología eléctrica actual.

Los inversores de potencia al ser modificadas sus variables de frecuencia fundamental y portadora en la etapa de modulación,

Lapo Camisan Douglas
Ludeña Jimenez Milton



permiten ser usados en los sistemas de arranque para motores eléctricos de inducción, con base en la lógica de la teoría electromagnética permiten variar la velocidad de los motores eléctricos manteniendo sus prestaciones de torque.

Los tipos de arranque para motores de inducción basados en el procesamiento digital de señales y en la electrónica de potencia, se denominan arrancadores suaves de motores eléctricos, que se clasifican por su forma de actuar entre el motor y la fuente de energía. Si se varía el voltaje y la corriente entregada por la fuente al motor se denominan por ángulo de fase y si se varía la frecuencia fundamental se denomina variador de frecuencia.

Con la variación de la frecuencia fundamental, se evitan los picos de voltaje y corriente que se presentan con el método por ángulo de fase. Una de las desventajas de variar la frecuencia es la generación de armónicos, que pueden ser atenuados al armonizar el índice de modulación en amplitud y el índice de modulación en frecuencia.

Las técnicas de modulación apoyadas en el procesamiento digital de señales han evolucionado a la par con la escala de integración tecnológica, de tal manera que la modulación por ancho de pulso y la modulación de espacio vectorial requieren para su implementación de sistemas micro-procesados de alta gama.



1.2. ANTECEDENTES

Antecedentes a la presente tesis, las visitas realizadas a la Granja de Irquis de la Universidad de Cuenca, en las que se observa la necesidad de restaurar la picadora de forraje industrial e implementar un prototipo de arrancador suave para el motor eléctrico que la impulsa. Además, la Granja de Irquis al ser un centro en vías de desarrollo tecnológico con la implementación de energías alternativas, los principios de este tema de tesis pueden ser usados y desarrollados a nivel de inversores para el uso de las energías alternativas que se proyectan generar.

1.3. JUSTIFICACION

Los sistemas de arrancadores suaves en el mercado se caracterizan por ser equipos compactos sin la posibilidad de adaptarlos o modificarlos en sus partes constitutivas para una reutilización.

Los principios de sistemas modulares permiten la creación de equipos de un alto escalamiento tecnológico con beneficios técnicos y económicos al permitir poner en marcha los equipos con el cambio o modificación de uno o varios de sus módulos sin necesidad de adquirir un equipo completo.

Por lo tanto, el diseño, la construcción y la puesta en marcha de un prototipo de arrancador suave para motores de inducción trifásicos que cumpla con los beneficios de modularidad, se justifica desde una perspectiva académica técnica y social; ya que es una base para futuros estudios e implementaciones en el campo de los arrancadores suaves e inversores, se convierte en una propuesta de innovación tecnológica y fomenta el desarrollo social.



1.4. ALCANCE

El prototipo de arrancador suave para motores de inducción trifásicos, incluye la etapa de diseño, construcción y pruebas, para lo cual se dará mantenimiento correctivo a la picadora de forrajes industrial de la Granja de Irquis perteneciente a la Universidad de Cuenca en la que se efectuaran las pruebas correspondientes.

1.5. OBJETIVOS

1.5.1. Objetivo general

Diseño, construcción e implementación de un arrancador suave de potencia eléctrica escalable para motores trifásicos de inducción.

1.5.2. Objetivos específicos

- Implementación de un prototipo de arrancador suave con potencia eléctrica escalable propuesto, en un motor de inducción trifásico para la picadora de forrajes en la Granja de Irquis, perteneciente a la Universidad de Cuenca.
- Evaluar la performance y funcionamiento del sistema propuesto de arrancador suave con potencia eléctrica escalable.
- Rehabilitar y repotenciar la picadora de forrajes de la Granja de Irquis perteneciente a la Universidad de Cuenca.



CAPÍTULO 2

MARCO TEÓRICO

2.1. MOTORES ELÉCTRICOS

Los Motores eléctricos, son dispositivos capaces de convertir energía eléctrica en energía mecánica por medio de interacciones electromagnéticas que proporcionan potencia mecánica para realizar un trabajo, estas máquinas eléctricas tienen una aplicación más generalizada gracias a su fácil manejo, bajo costo de fabricación y mantenimiento.

La clasificación según la variación de velocidad de los motores eléctricos por la National Electric Manufacturers Association (NEMA) de los Estados Unidos es como se muestra en la Figura 2.1.

2.1.1. Motores eléctricos de inducción

Un motor eléctrico de inducción es un transformador eléctrico cuyo circuito magnético se separa por un entrehierro en dos posiciones y que posee un movimiento relativo, una posición lleva el devanado primario y la otra el devanado secundario, por tanto la corriente eléctrica de alimentación en el estator o primario, induce una corriente eléctrica en el rotor o secundario, teniendo presente que la frecuencia en el rotor no es la misma del estator por el deslizamiento; las corrientes en el estator

están determinadas por la magnitud de los voltajes inducidos en el rotor más las pérdidas en el estator. Las máquinas síncronas y de corriente continua o directa CD obtienen la corriente del rotor desde una fuente exterior para producir las fuerzas electromagnéticas internas. (Fink & Wayne, 1995).

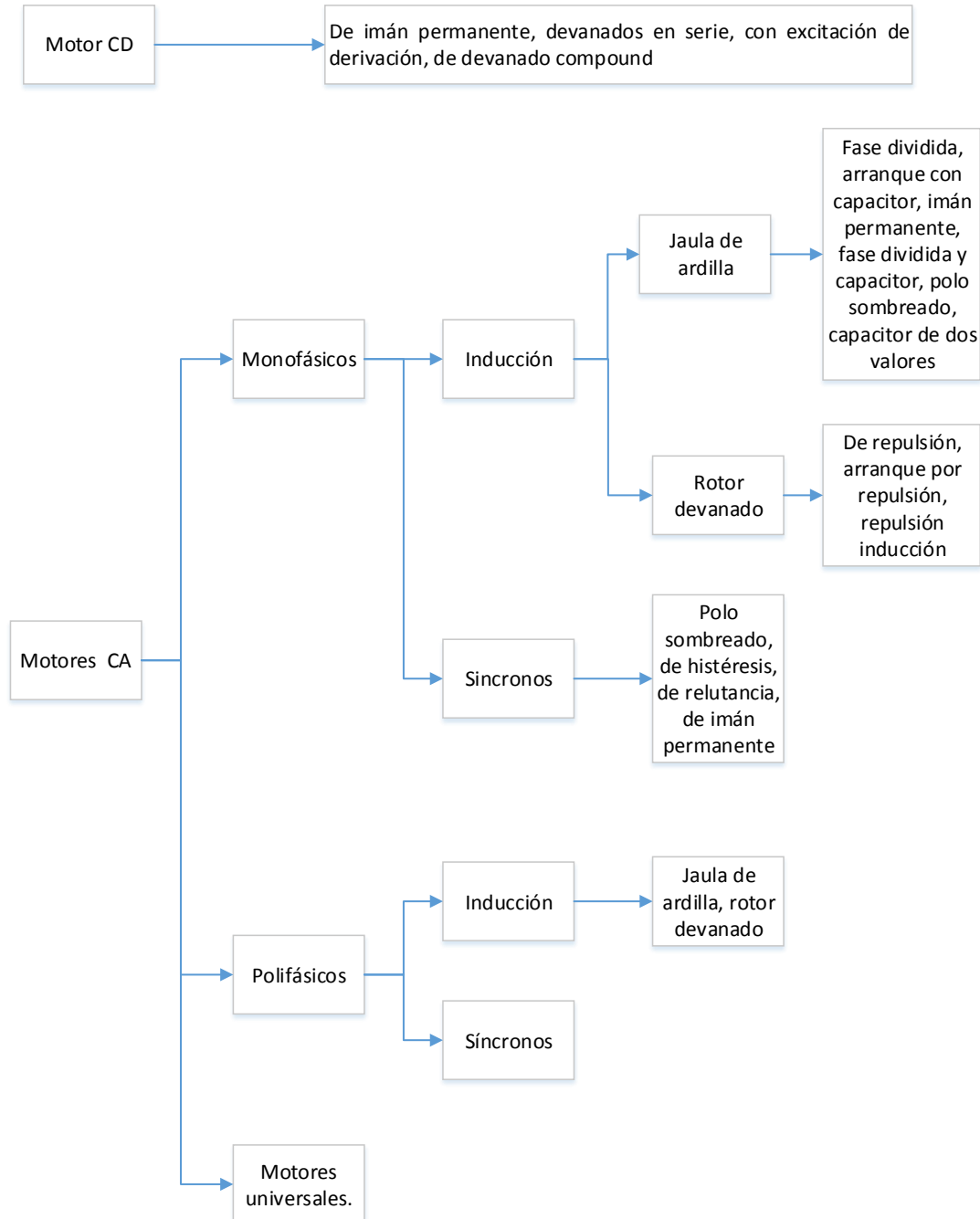


Figura 2.1. Clasificación según la variación de velocidad de los motores eléctricos. (Fink & Wayne, 1995)

La aplicación de los motores eléctricos de inducción trifásicos, se encuentra generalizada gracias a sus características de manejo versátil, eficiencia, bajo costo de fabricación y corto mantenimiento.

Los motores trifásicos con rotor jaula de ardilla y rotor bobinado, pertenecen a la clasificación de los motores de inducción. En la Tabla 2.1. se muestran las características de los motores de inducción trifásicos.

Tabla 2.1. Características de los Motores de Inducción Trifásicos. (Harper, 2000)

Características de Motores de Inducción Trifásicos	
Motor rotor jaula de ardilla	Motor de rotor bobinado
<ul style="list-style-type: none">• Velocidad constante para diferentes cargas.• Posibilidad de soportar grandes sobrecargas.• Sencillez de arranque y posible automatización.• Factor de potencia y rendimiento más altos que en los motores de rotor bobinado.• Dificultad de regular el número de revoluciones.• Gran corriente de arranque.• Factor de potencia bajo, cuando la carga es poca.• Sensibilidad a las oscilaciones de la tensión	<ul style="list-style-type: none">• Gran par de arranque inicial.• Posibilidad de soportar grandes sobrecargas.• Velocidad aproximadamente constante, con cargas diferentes.• Menor corriente de arranque que el tipo jaula de ardilla.• Posibilidad de utilizar dispositivos de arranque automáticos.• Sensibilidad a oscilaciones de tensión.• Alto factor de potencia y rendimiento menores que en la jaula de ardilla.• Factor de potencia bajo en caso de cargas pequeñas

En el motor de inducción la parte estacionaria recibe el nombre de estator y la parte móvil de rotor. El motor de inducción con rotor tipo jaula de ardilla, está conformado en su rotor por barras conductoras ubicadas en un núcleo y a su vez en corto circuito mediante anillos. Los motores de inducción de rotor devanado, componen su rotor por la unión de devanados trifásicos, que por lo general están conectados en un extremo en estrella y su otro extremo conectado en corto circuito a los anillos rozantes ubicados en el mismo eje del rotor, esto provee la facultad de modificar el par de velocidad del motor de rotor bobinado al poder



intervenir en las escobillas del rotor. Se señala que el número de polos del estator es del mismo número de polos del rotor.

Para solventar las necesidades, en la industria y en el mercado en general, de forma generalizada existen motores trifásicos de inducción tipo jaula de ardilla por las prestaciones y el costo beneficio que se detalla en la Tabla 2.1.

2.1.2. Velocidad en los motores de inducción trifásicos

El campo magnético giratorio H , producto de una diferencia de potencial desde una fuente trifásica aplicada al estator, se puede analizar en función de sus componentes armónicas espaciales, sabiendo que el entrehierro entre el estator y el rotor es uniforme y despreciando los efectos de las aperturas en las ranuras, se analiza el campo resultante en una sola bobina; aplicando la serie de Fourier el H está representado por la Ecuación 2.1.

$$H(x) = \frac{4H}{\pi} \left(\sin x + \frac{1}{3} \sin 3x + \frac{1}{5} \sin 5x + \frac{1}{7} \sin 7x \dots \right)$$

Ecuación 2. 1. Campo Giratorio del Motor de Inducción. (Fink & Wayne, 1995)

Donde:

$H(x)$ = Campo Giratorio del motor de inducción

Cuando se sobreponen dos campos en bobinas adyacentes, y se visualiza el espectro de las componentes armónicas de la onda senoidal de voltaje podemos observar que, las componentes armónicas son desplazadas en ángulos iguales al ángulo físico de la separación en las ranuras del estator por lo tanto, las componentes de la tercera armónica



se desplazan en 3 veces al ángulo de la separación en las ranuras, las componentes de la quinta armónica se despazan 5 veces el ángulo de la separación en las ranuras y así sucesivamente, de tal forma que las componentes de frecuencia más altas son menos representativas.

La atenuación de las componentes armónicas se produce dependiendo de la forma en que están conectadas las bobinas en el estator.

El campo magnético que se produce en los bobinados de cada fase, varía en forma senoidal en función del tiempo en sincronismo con la fuente de alimentación; en tal virtud para el campo de una fase es posible representarlo como un vector que oscila a través de la Ecuación 2.2.

$$F = I \cos x \cos \omega t$$

Ecuación 2.2. Vector Oscilante. (Fink & Wayne, 1995)

Donde:

F = Vector oscilante

f = Frecuencia

$\omega = 2\pi f$

t = Tiempo

x = Angulo físico de separación entre las ranuras

I = Corriente escalar



El fasor resultante de dos vectores de igual magnitud en direcciones opuestas está representado en la Ecuación 2.3.

$$I \cos \cos wt = \frac{I}{2} [\cos(x - wt) + \cos(x + wt)]$$

Ecuación 2.3. Fasor resultante de dos vectores de igual magnitud constante en direcciones opuestas. (Fink & Wayne, 1995)

Los elementos del segundo miembro de la Ecuación 2.3, modelan un campo que gira a 180° eléctricos por cada medio ciclo de la frecuencia fundamental de alimentación, por lo tanto, la velocidad síncrona de un motor de inducción está dada por la Ecuación 2.4.

$$N_s = \frac{120 \times f}{P}$$

Ecuación 2.4. Velocidad síncrona de un motor de inducción. (Fink & Wayne, 1995)

Donde:

N_s = Velocidad (rpm)

P = Número de polos

f = Frecuencia

Existe un límite superior finito en la velocidad del motor de inducción, este límite se encuentra cerca a la velocidad síncrona. El rotor del motor deberá girar a una velocidad en revoluciones por minuto rpm menor a la velocidad de rotación de los campos magnéticos del estator, esta diferencia de velocidad se denomina velocidad de deslizamiento



de la máquina definida en la Ecuación 2.5. Si la frecuencia del estator y del rotor son iguales, el motor se bloquea.

$$n_{des} = n_{sinc} - n_m$$

Ecuación 2.5. Velocidad de deslizamiento de la máquina. (Chapman, Máquinas Eléctricas, 2004)

Donde:

n_{des} = Velocidad de deslizamiento de la máquina

n_{sinc} = Velocidad de los campos magnéticos

n_m = Velocidad mecánica del eje del motor

La velocidad de rotación mecánica del rotor en el motor esta expresada en la Ecuación 2.6

$$N_m = \frac{120 \times f}{P} (1 - s)$$

Ecuación 2.6. Velocidad mecánica del eje del motor. (Chapman, Máquinas Eléctricas, 2004)

Donde:

s = Deslizamiento

N_m = Velocidad (rpm)

P = Número de polos

f = Frecuencia



En función de lo antes señalado en la Ecuación 2.6, si se requiere variar la velocidad de un motor de inducción trifásico asíncrono, es posible hacerlo desde su parte constructiva con el cambio de: el número de polos, de la frecuencia eléctrica de alimentación o modificando el voltaje aplicado al rotor mediante el deslizamiento.

El control de velocidad por deslizamiento es aplicable en motores de inducción con rotor devanado, el rango para la variación del deslizamiento esta entre los valores escalares 0 y 1. Si el valor de S de la Ecuación 2.6, se acerca a 1 la velocidad mecánica del motor disminuye lo que significa reducir el voltaje en el rotor devanado.

Para un motor en reposo, el deslizamiento es igual a 1 y la frecuencia del rotor es igual a la del estator, en este momento la frecuencia del campo magnético del rotor y estator son iguales, posterior por efecto del campo magnético entre estator y rotor, se produce un par de arranque que procura hacer girar al rotor en la dirección del campo magnético del estator, luego de vencer el estado de reposo el rotor gira a una velocidad que no puede ser igual a la velocidad de sincronismo.

2.1.3. Par en los motores de inducción trifásicos

Si los campos magnéticos del rotor y del estator giran a velocidad síncrona, se entiende que estos se encuentran estacionarios y producen un par constante que se observa en la rotación del motor, este par se da en toda la velocidad del rotor que no es igual a la velocidad síncrona, por tanto, se denomina par asíncrono.

La corriente de consumo de un motor de inducción se calcula en la Ecuación 2.8. en la que es posible determinarla al dividir el voltaje de entrada entre la impedancia equivalente total.

La impedancia total de un motor de inducción según (Chapman, Máquinas Eléctricas, 2004), tiene una parte real y otra imaginaria procedentes de las pérdidas en el cobre del estator, las pérdidas en el núcleo, y las pérdidas en el cobre del rotor. La impedancia total se calcula en la Ecuación 2.7 y el circuito equivalente por fase de un motor se observa en el Figura 2.2.

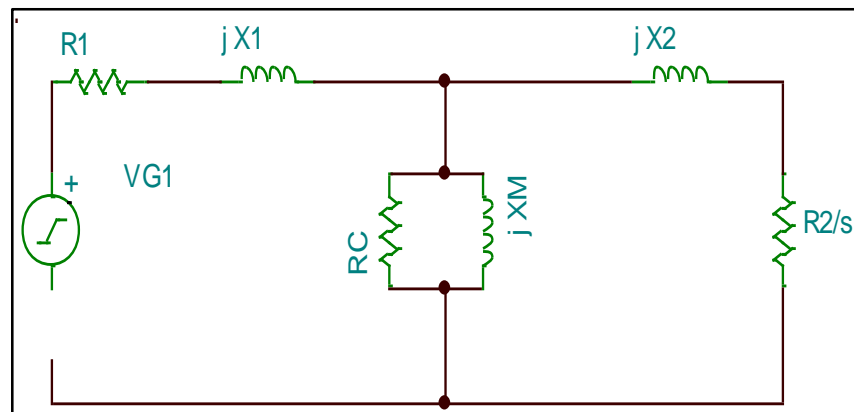


Figura 2.2. Circuito equivalente por fase de un motor de inducción con pérdidas. (Chapman, Máquinas Eléctricas, 2004)

$$Z_{eq} = R1 + jX1 + \frac{1}{\frac{1}{Rc} + \frac{1}{jXM} + \frac{1}{jX2 + \frac{R2}{S}}}$$

Ecuación 2.7. Impedancia equivalente del motor. (Chapman, Máquinas Eléctricas, 2004)

$$I = \frac{VG1}{Z_{eq}}$$

Ecuación 2.8. Corriente en el motor de inducción. (Chapman, Máquinas Eléctricas, 2004)



La potencia eléctrica de entrada en el motor menos la sumatoria de las pérdidas en el cobre del estator, en el núcleo y en el cobre del rotor, se convierte en potencia desarrollada del motor.

El par inducido, es el par generador por la conversión de energía eléctrica en mecánica. Matemáticamente el o par desarrollado expresa en la Ecuación 2.9.

$$Td = \frac{Pd}{\omega s}$$

Ecuación 2.9. Par en el motor de inducción.
(Chapman, Máquinas Eléctricas, 2004)

Donde:

Td = Par desarrollado

Pd = Potencia desarrollada

ωs = Velocidad angular del eje de la máquina

El par desarrollado Td de la Ecuación 2.9, es inversamente proporcional a la velocidad angular de la máquina y depende en forma directa de la potencia eléctrica disponible.

El motor de inducción cuando opera en vacío lo hace muy cerca de su velocidad de sincronismo, la corriente en el motor creada por el campo magnético giratorio H , es proporcional al voltaje aplicado que es constante.

2.2. ARRANQUE EN MOTORES ELÉCTRICOS DE INDUCCIÓN

En el arranque de un motor de inducción, la corriente es considerable y puede provocar caídas de tensión que afectan al desempeño de las cargas eléctricas del entorno, siendo la intensidad de arranque siempre mucho más alta que la intensidad nominal. Un exceso en el tiempo de arranque produce una elevada temperatura en el motor, lo cual perjudica a sus partes eléctricas y mecánicas.

El esfuerzo térmico en pequeños motores es mayor en el devanado del estator, mientras que en motores grandes es mayor en el devanado del rotor.

Las curvas características de arranque de un motor trifásico asíncrono de muestran en la Figura 2.3.

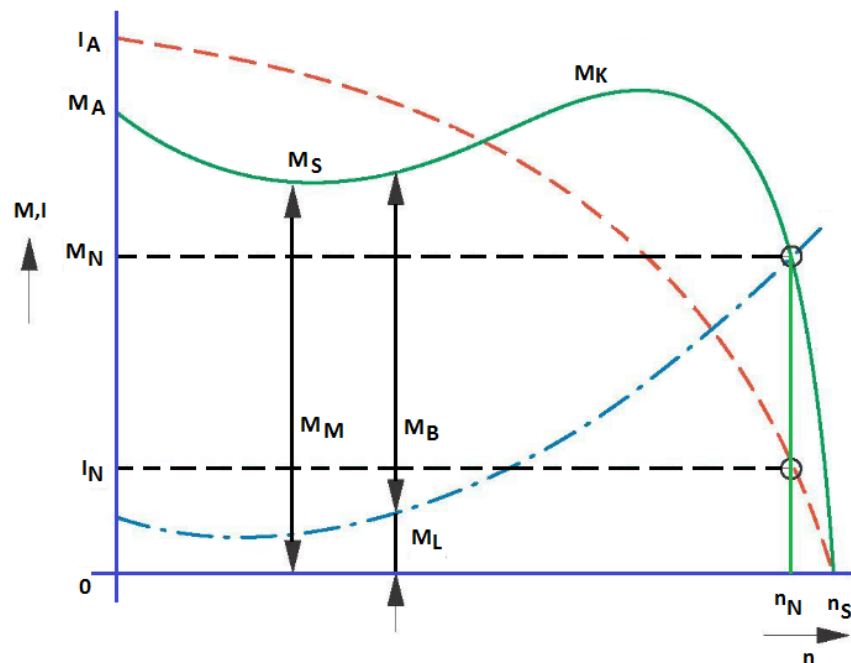


Figura 2.3. Curva característica del arranque de un motor trifásico asíncrono. (Eaton Industries, 2011)



Donde:

IA = Intensidad o corriente de arranque

IN = Intensidad nominal en el punto de trabajo

MA = Par de arranque

MB = Par de aceleración ($M_M > M_L$)

MK = Máximo valor del par

ML = Par de la carga

MM = Par del motor (punto de trabajo)

MN = Par nominal de la carga

n = Velocidad (valor actual)

nN = Velocidad nominal en el punto de trabajo

nS = Velocidad de sincronización

$(n_S - n_N)$ = Velocidad de deslizamiento

El principal objetivo del arranque de un motor desde la perspectiva eléctrica es la disminución de la corriente de arranque.



2.3. TIPOS DE ARRANQUE EN MOTORES ELÉCTRICOS DE INDUCCIÓN

Para disminuir las corrientes que se producen en el momento de la puesta en marcha de un motor eléctrico de inducción y procurar obtener el par mecánico deseado para mover la carga, a más de procurar la suavidad de rotación en el arranque, el mantenimiento, el factor de potencia, confiabilidad y eficiencia, según (Fink & Wayne, 1995) se emplea procesos especiales de arranque para motores. Estos procesos son:

- Arranque directo
- Arranque estrella triángulo
- Arranque por resistencias estáticas
- Arranque por autotransformador de arranque
- Arranque por medios electrónicos

Arranque directo

El sistema de arranque directo, es la forma más sencilla de arrancar un motor, se trata de conectar el estator directamente a la fuente de alimentación eléctrica, en cuyo caso el motor desarrolla durante el arranque el par que señala su característica par-velocidad.

En este arranque la corriente se limita tan solo a la impedancia del motor, a medida que el motor acelera, el deslizamiento y la corriente disminuye hasta que se alcanza la velocidad nominal. El tiempo que se requiere para llegar a su velocidad nominal depende de la carga de la máquina, de su inercia y de su fricción.



Arranque estrella triangulo

El arranque estrella triángulo, es un método basado en las distintas relaciones de la tensión de línea y fase, siendo una forma de arranque con voltaje reducido en los que se aplica el cincuenta y siete por ciento (57%) del voltaje de los devanados en el primer paso y todo el voltaje en el segundo paso, En consecuencia, este método de arranque es aplicado a motores trifásicos alimentados por una red trifásica.

Regularmente, la puesta en servicio y el cambio de conexión se realiza mediante un conmutador manual rotativo de tres posiciones: paro–estrella–triángulo, o se puede realizar mediante dispositivos automáticos a base de tres contactores y un temporizador que fija el tiempo de cambio de la conexión estrella a la conexión triángulo.

Arranque por resistencias estatóricas

Se conecta el motor a la fuente mediante una resistencia en serie, así se obtiene un voltaje reducido en el motor, conforme la máquina toma velocidad se reduce la corriente de línea o de fase y en consecuencia disminuye la caída de voltaje en el resistor. De esta forma aumenta el voltaje en las terminales del motor y por consiguiente el par entregado por el motor aumenta en forma constante.

Este proceso lo efectúa un dispositivo contador de tiempo que hace la función de contactor principal que pone en corto circuito las resistencias para que salgan de servicio.

Este proceso toma más energía de la red en el arranque, pero produce un arranque suave.



Arranque por autotransformador

Consiste en alimentar el motor a tensión reducida a través de un autotransformador, de forma que las sucesivas tensiones en bornes del motor tengan un valor creciente durante el periodo de arranque hasta alcanzar el valor de la tensión nominal de línea, obteniéndose de esta forma una reducción de la corriente de arranque y del par motor en la misma proporción, por lo general los autotransformadores se equipan con tomas para el 55%, 65% y 80% de la tensión para arrancar máquinas de potencia elevada o de fuerte inercia donde es fundamental reducir los picos de corriente en el arranque, las características de este tipo de arranque son: baja corriente de línea, potencia baja de la línea y un bajo factor de potencia.

Arranque electrónico

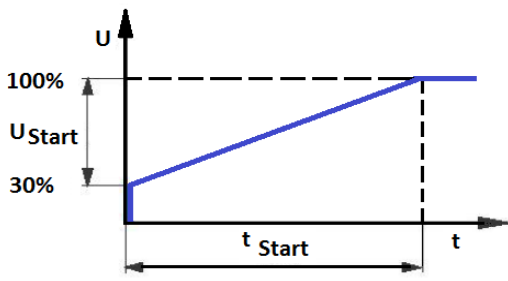
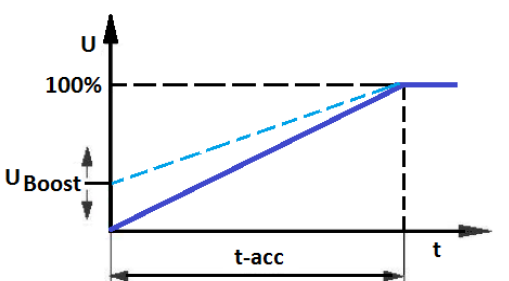
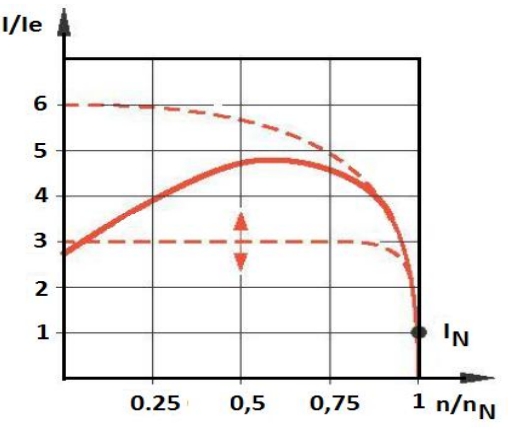
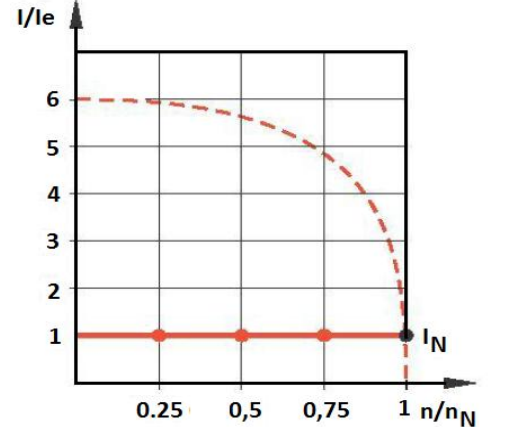
La electrónica de Potencia tiene efectos sobre el control de la energía eléctrica; con el objeto de adaptar de manera eficiente el uso de la electricidad, para el caso de los motores eléctricos de corriente alterna AC es posible su control por medio de elementos de estado sólido o semiconductores de alta potencia.

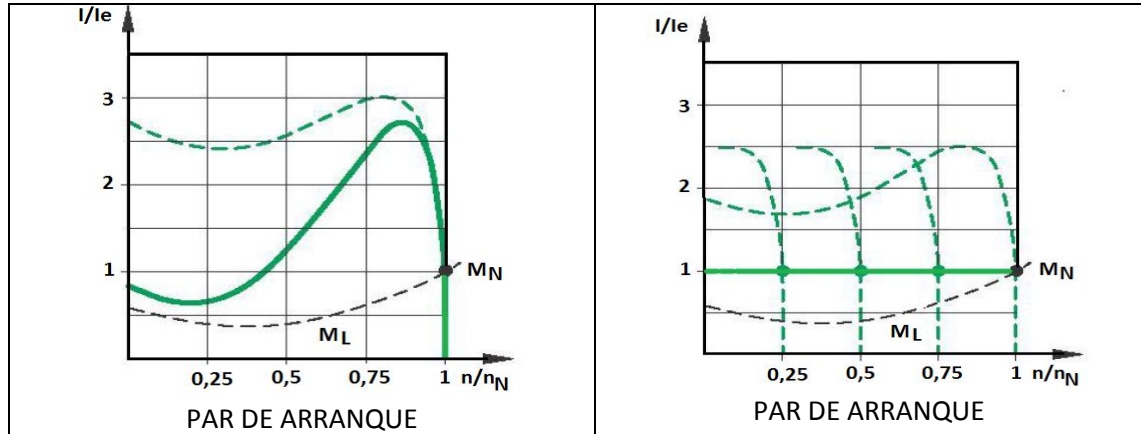
Los elementos electrónicos de alta potencia más usados son (Chapman, 2005). El diodo, el tiristor, el tiristor de tres hilos o rectificador controlado de silicio SCR, el tiristor de interrupción por compuerta GTO, el diodo de corriente alterna DIAC, el tríodo de corriente alterna TRIAC, el transistor de potencia PTR y el transistor bipolar de compuerta aislada IGBT.

Los arrancadores electrónicos o arrancadores estáticos son los que hoy en día más crecen en la industria, ya que con estos podemos regular el voltaje y la frecuencia que se aplica a un motor eléctrico.

Los métodos electrónicos usados para controlar el arranque en motores de inducción son: Control por variación de frecuencia, en el cual se varía la frecuencia base y Control por ángulo de fase, basado en la limitación de corriente y voltaje. La comparación de estos métodos se resume en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2. Comparativa entre arranque de motor de inducción trifásico por ángulo de fase y por variación de frecuencia. (EATON, 2011)

Comparación entre el arranque por ángulo de fase y arranque por variación de frecuencia.	
Por ángulo de fase.	Por variación de frecuencia.
 <p>CURVA DE TENSION</p>	 <p>CURVA DE TENSION</p>
 <p>CORRIENTE DE ARRANQUE</p>	 <p>CORRIENTE DE ARRANQUE</p>



2.4. ARRANQUE PARA MOTORES DE INDUCCIÓN CON LIMITACIÓN DE CORRIENTE Y VOLTAJE MEDIANTE EL CONTROL DEL ÁNGULO DE FASE

Cuando se requiere controlar la potencia eléctrica que fluye desde la fuente de voltaje AC variando el voltaje promedio root mean square, raíz media cuadrática RMS se denomina control de voltaje AC.

Para este cometido se usan sistemas controlados por método electrónicos en base a semiconductores.

Para la selección de los semiconductores, según (Honorat, 1995), depende de un factor económico y técnico que es preponderante en el diseño. La evolución de la tecnología electrónica permite obtener componentes con mejores prestaciones como: mayores voltajes de operación, mayores corrientes de control y más altas frecuencias de oscilación.

Los requerimientos técnicos en cuanto a semiconductores son:

- Mantener un voltaje lo más elevado posible
- Controlar una corriente lo más elevada posible
- Facilidad de control



- Facilidad de montaje y conexión
- Rapidez y sin desgaste
- Menor costo

Otro factor a tener en cuenta en la parte técnica es el mecanismo de conmutación de acuerdo a la potencia a manejar, en la Figura 2.4. Se muestran los semiconductores de acuerdo a su capacidad de voltaje y frecuencia de conmutación.

Las diferencias entre los tiristores y los transistores de potencia de describen a continuación:

En cuanto a las posibilidades de corriente, los tiristores pueden admitir sobre corrientes transitorias muy superiores a la corriente de conducción, puesto que la limitación de corriente en el tiristor se determina por la temperatura de unión que no debe sobrepasar los 125° centígrados, lo cual no sucede con el transistor de potencia que se mantiene en conducción cuando se activa la compuerta, este semiconductor no puede soportar sobrecargas de corriente superiores a la corriente nominal de trabajo. La caída de voltaje en el tiristor en estado de conducción es baja. En los tiristores la densidad de corriente no es proporcional a la superficie de silicio, pero el transistor requiere de una gran superficie de silicio cuando maneja altas corrientes.

Los semiconductores se clasifican en dos grandes grupos: semiconductores controlados y no controlados, para el propósito de control de voltaje, se tendrán presente los semiconductores controlados con mando de bloqueo y en base a lo analizado se hace referencia directa al triac.

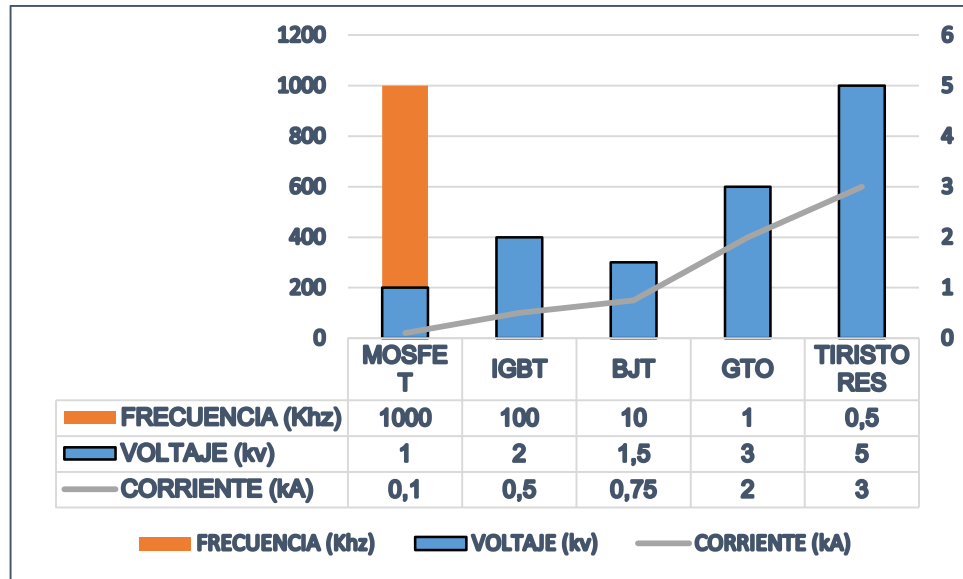


Figura 2.4. Clasificación de los semiconductores por su corriente y frecuencia de operación. (Gonzalez, 2009)

El rectificador controlado de silicio SCR o triac, es un tiristor bidireccional, compuesto por tres electrodos, uno de compuerta y dos de conducción, este semiconductor puede conmutar del estado de conducción a bloqueo y viceversa por medio del control aplicado en la compuerta, por inversión de polaridad o por atenuación del nivel de tensión de la señal aplicada a la compuerta en el caso de bloqueo.

Una de las aplicaciones del triac es el control del ángulo de fase aplicado a variación de velocidad de motores universales y pequeños motores de inducción que por lo general se usan en electrodomésticos, cuya conexión básica se muestra en el circuito de la Figura 2.5.

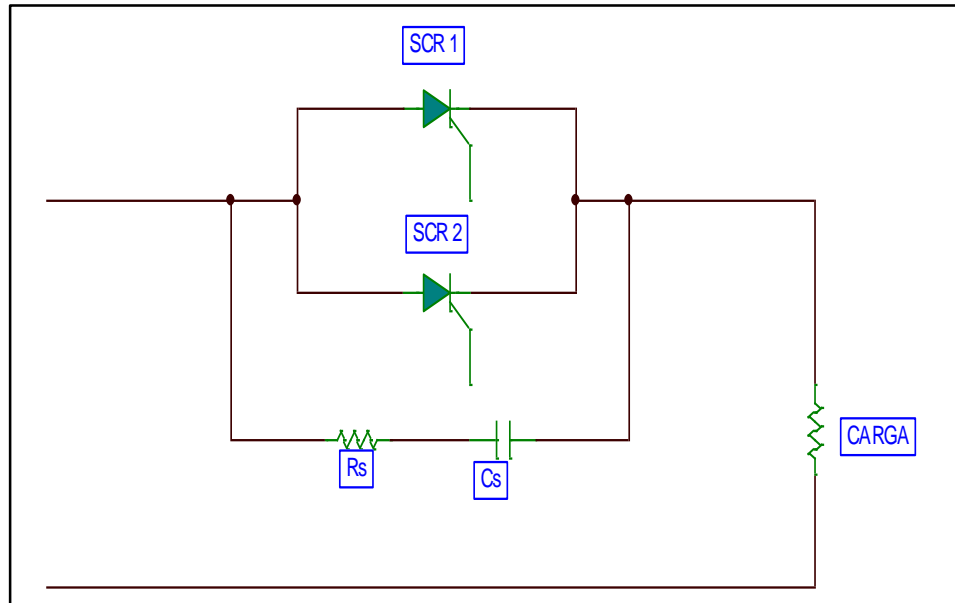


Figura 2.5. Controlador AC de voltaje bidireccional monofásico

Las características de los semiconductores poseen limitaciones de trabajo en cuanto al voltaje y corriente; de igual forma los transitorios de voltaje son uno de los factores que atañen al correcto funcionamiento de los semiconductores, por tanto, se implementa una red RC; hay que tener presente que esta red puede entregar falsos valores de encendido a un tiristor. A esta red se la conoce con el nombre de Red Snubber cuyo objetivo principal es absorber los transitorios eléctricos de los reactivos. En las Figuras 2.6 a la 2.9, se observa el efecto de la Red Snubber. Esta red compuesta por una resistencia R y un capacitor C en serie, se ubica la red en paralelo a las terminales del tiristor, estos componentes con una carga inductiva L conforman un circuito RLC.

El criterio de selección para R y C se basa en la conmutación del voltaje con respecto al tiempo $\frac{dv}{dt}$ cuando se activa y desactiva el tiristor, este circuito recibe un impulso de la tensión de línea que depende del tipo de carga o de su factor de potencia FP. El valor de C se aumenta



para reducir la conmutación de $\frac{dv}{dt}$ y R se aumenta para atenuar la resonancia y obtener una mejor amortiguación.

El factor $\frac{dv}{dt}$ en el tiristor indica la capacidad de este para mantenerse en estado bloqueado bajo influencias de tensiones transitorias.

De esta forma, el control de transferencia de la potencia de corriente alterna AC, desde la fuente hacia la carga puede ser efectuado por la cantidad de energía entregada a la carga en función del tiempo, es decir por ángulo de fase tanto en el semi-ciclo positivo como en el semi-ciclo negativo.

El cálculo del ángulo de fase en tiempo se efectúa en la Ecuación 2.10.

$$tr1 = (P)\left(\frac{a}{360}\right)$$
$$tr2 = (P)\left(\frac{a+120}{360}\right)$$

Ecuación 2.10. Angulo de fase en unidad de tiempo.
(Rockwell Automation, 2014)

Donde:

P = Periodo de 16.67 ms

a = Angulo de retraso, semi-siclo positivo de 0°-180° eléctricos; semi siclo negativo de 180°-360° eléctricos

$tr1$ = Tiempo en segundos de retraso en semi-siclo positivo

tr_2 = Tiempo en segundos de retraso en semi-siclo negativo

Por lo tanto, el voltaje aplicado a la carga está determinado por la Ecuación 2.11.

$$V_{a(rms)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_a^\pi (V_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = V_{i(rms)} \times \sqrt{\left(1 - \frac{a}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2a\right)}$$

Ecuación 2.11. Voltaje en la carga de un rectificador con control de ángulo de fase. (Gonzalez, 2009)

Y la corriente aplicada a la carga está determinada por la Ecuación 2.12.

$$I_{a(rms)} = \sqrt{I_{Q1(a)}^2 + I_{Q2(a)}^2} = \sqrt{2I_{Q1}} = \sqrt{2I_{Q1}}$$

Ecuación 2.12. Corriente en la carga de un rectificador con control de ángulo de fase. (Gonzalez, 2009)

Al implementar el circuito Controlador de AC bidireccional monofásico en un motor de inducción se obtienen los siguientes resultados simulando la señal por ángulo de fase en función del tiempo. Remitirse a las Figuras 2.6 a 2.9.

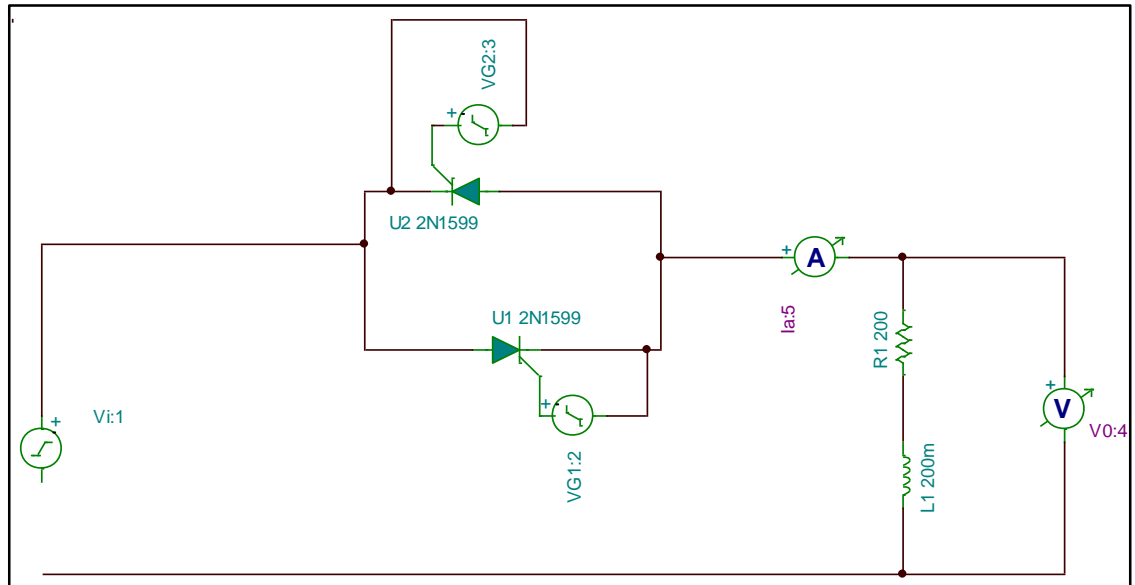


Figura 2.6. Controlador CA de voltaje bidireccional monofásico en un motor de inducción sin Red Snubber

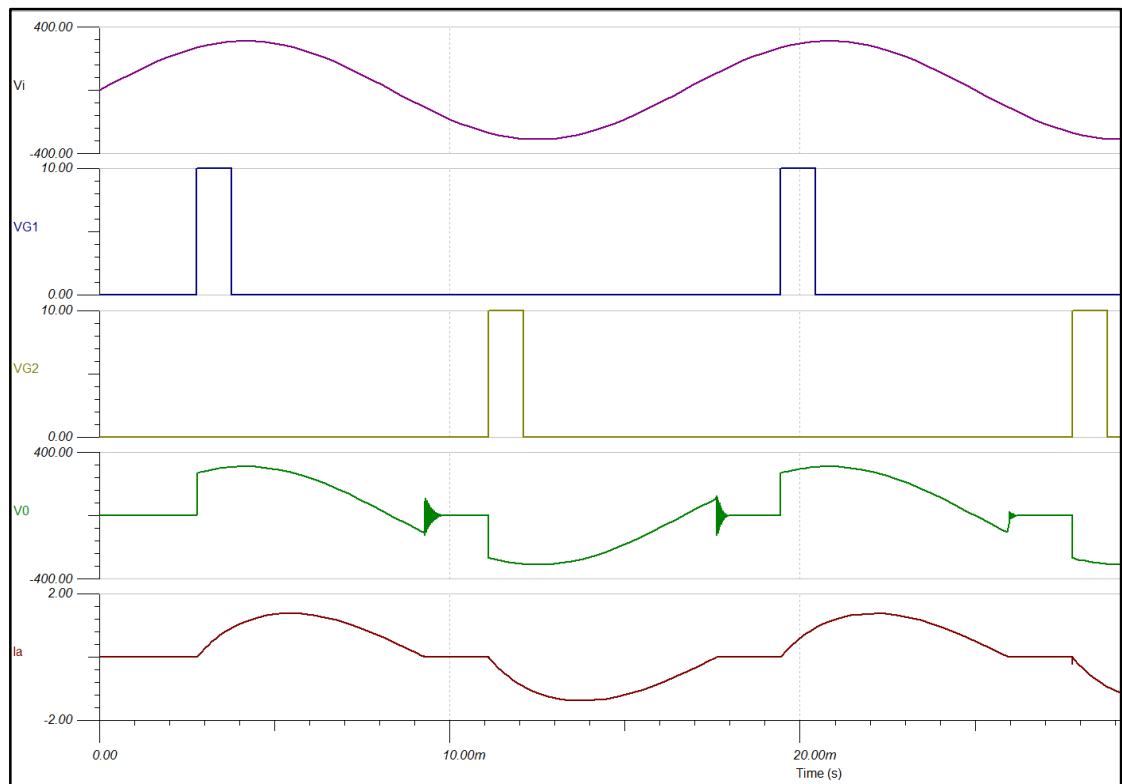


Figura 2.7. Formas de onda al aplicar un Controlador AC de voltaje bidireccional monofásico en un motor de inducción sin Red Snubber

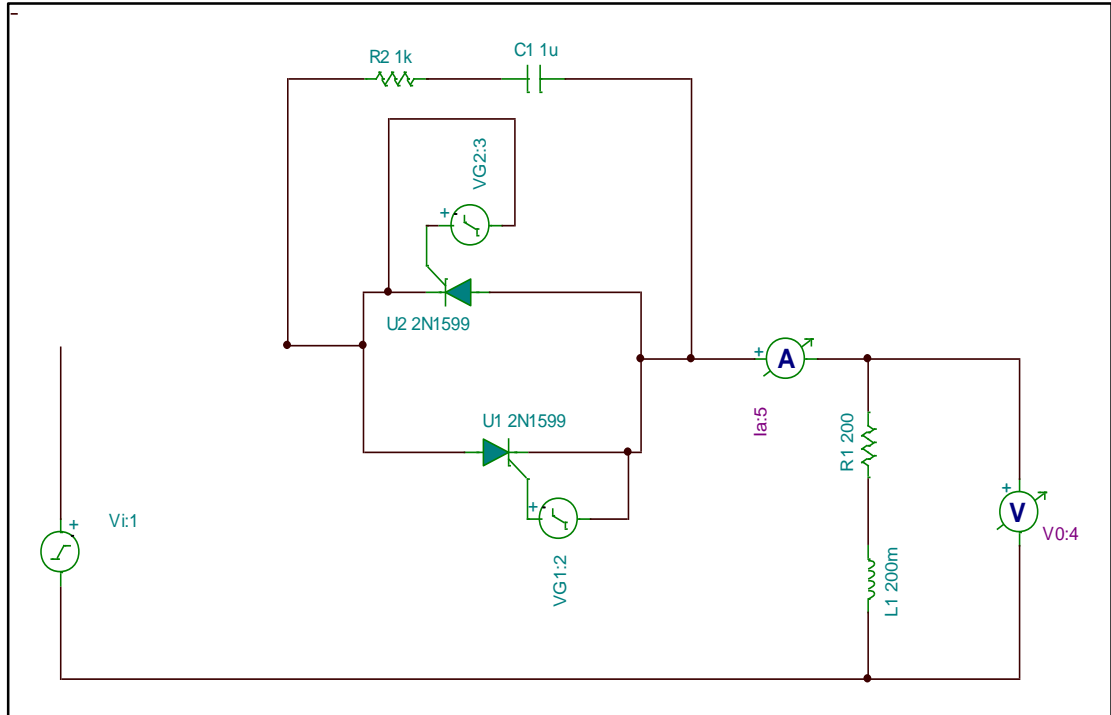


Figura 2.8. Controlador AC de voltaje bidireccional monofásico en un motor de inducción con red Snubber

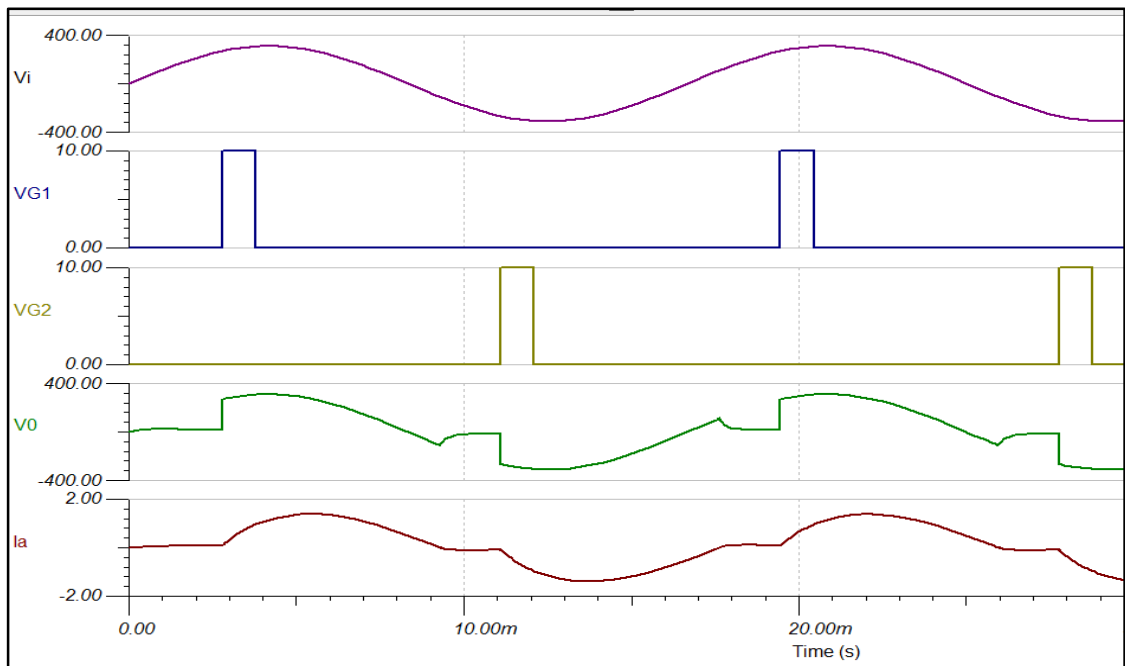


Figura 2.9. Formas de onda al aplicar un Controlador AC de voltaje bidireccional monofásico en un motor de inducción con red Snubber



2.5. CONTROL DE VOLTAJE AC TRIFÁSICO POR ÁNGULO DE FASE

Las cargas trifásicas mantienen un suministro de energía constante en todo momento a diferencia de los sistemas monofásicos la cual no es permanente. El control del flujo de potencia en una red trifásica es posible controlar con elementos semiconductores, en base a las siguientes configuraciones:

- Controlador de voltaje AC trifásico unidireccional en Y
- Controlador de voltaje AC trifásico bidireccional en Y
- Controlador de voltaje AC trifásico unidireccional en delta
- Controlador de voltaje AC trifásico Bidireccional en delta
- Controlador de voltaje AC trifásico Bidireccional en delta (tiristores dentro del delta)

Cuando funcionan dos o tres tiristores a la vez con un único pulso en las compuertas se genera inconvenientes ya que los tiempos de conmutación no son exactamente iguales en tiristores diferentes.

El ángulo disponible para el fase en el sistema trifásico con cargas resistivas es de 30 a 180 grados.

En caso de cargas inductivas el tiristor se comporta como en el caso monofásico, para lo cual se efectúa una cadena de pulsos para la fase de compuerta.

Control de voltaje trifásico unidireccional en Y.

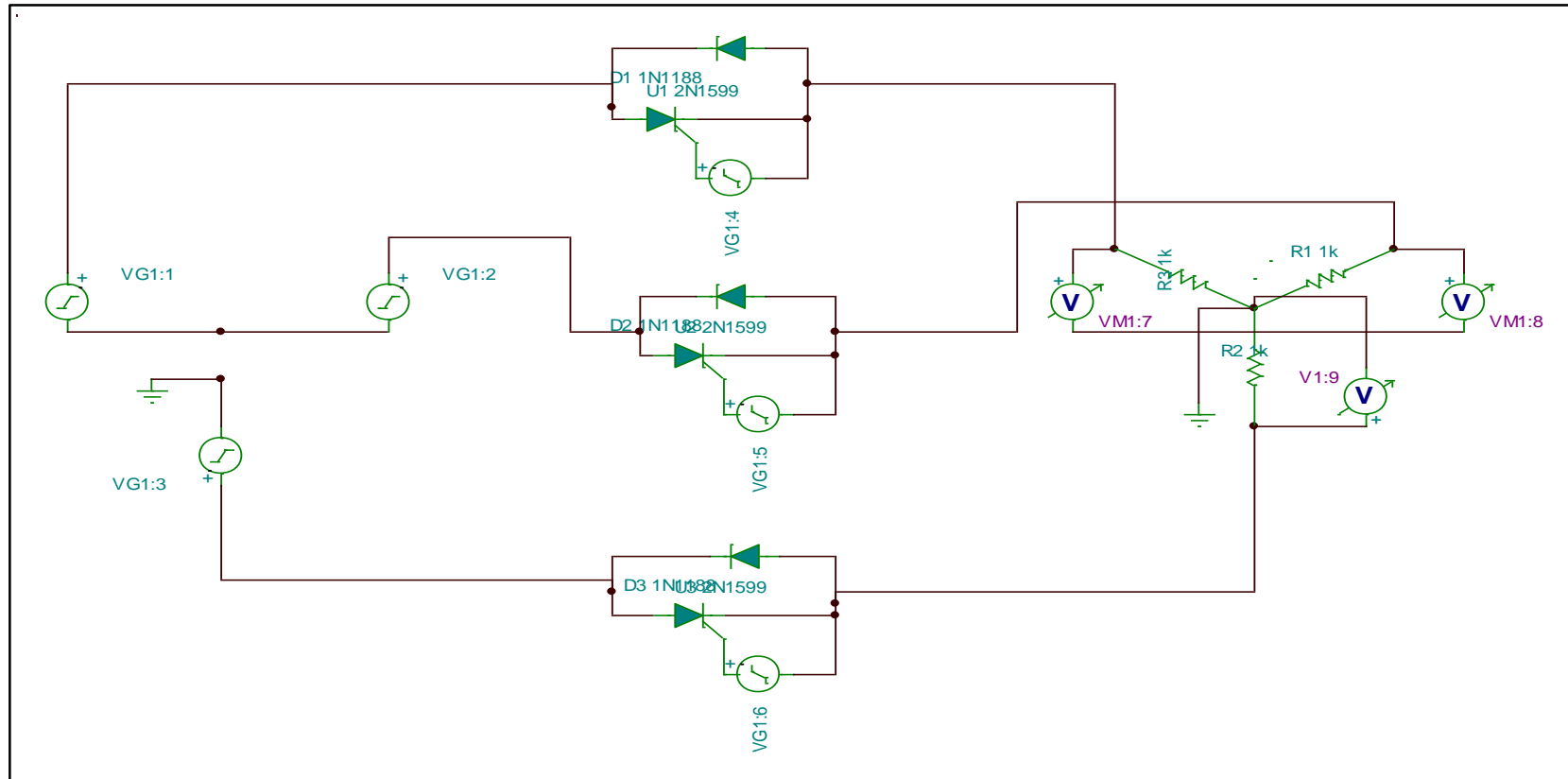


Figura 2.10. Controlador AC de voltaje unidireccional trifásico en un motor de inducción

Lapo Camisan Douglas

Ludeña Jimenez Milton

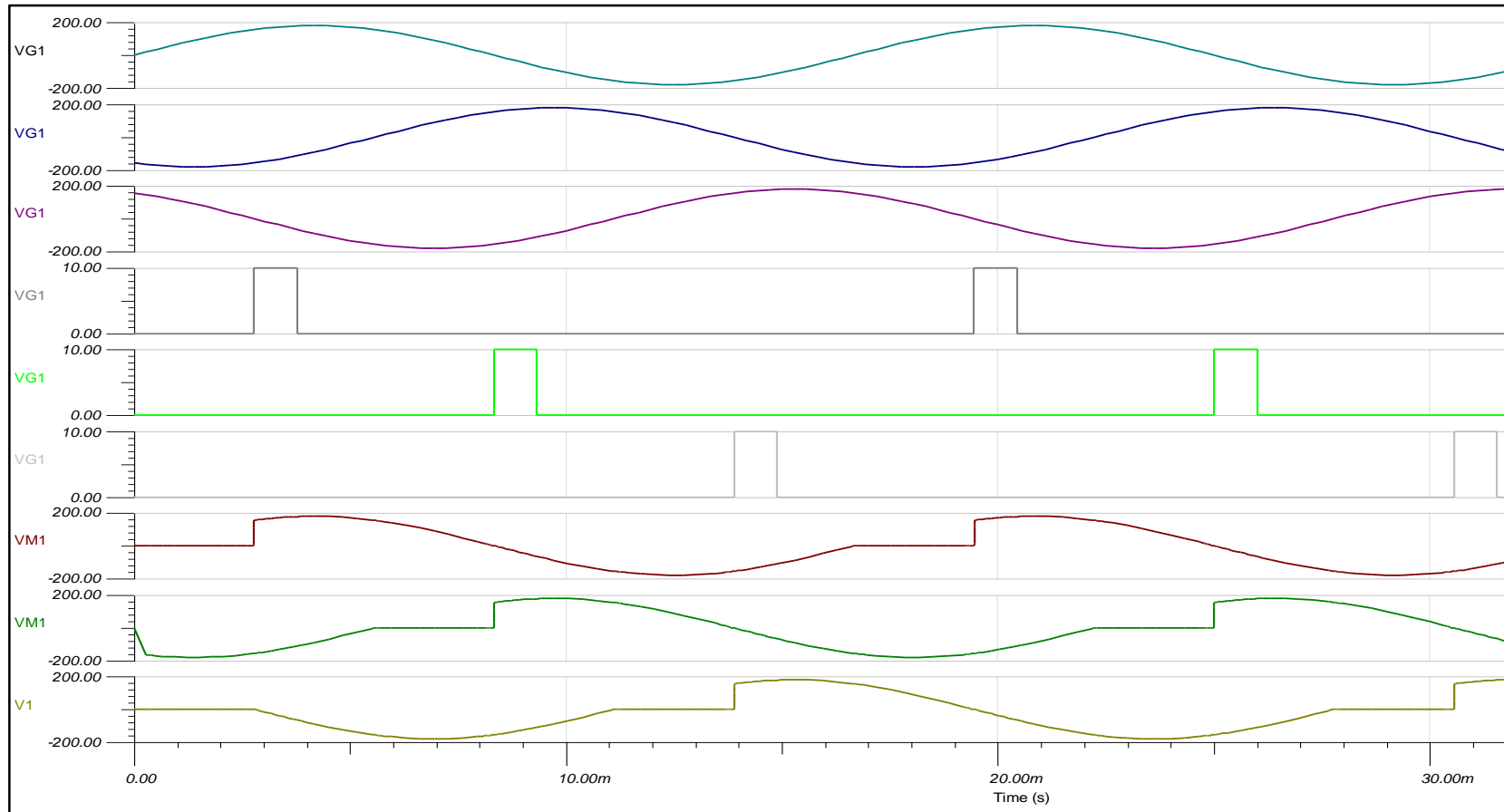


Figura 2.11. Gráficas de controlador AC de voltaje unidireccional trifásico

Lapo Camisan Douglas
Ludeña Jimenez Milton

Control de voltaje trifásico bidireccional en Y.

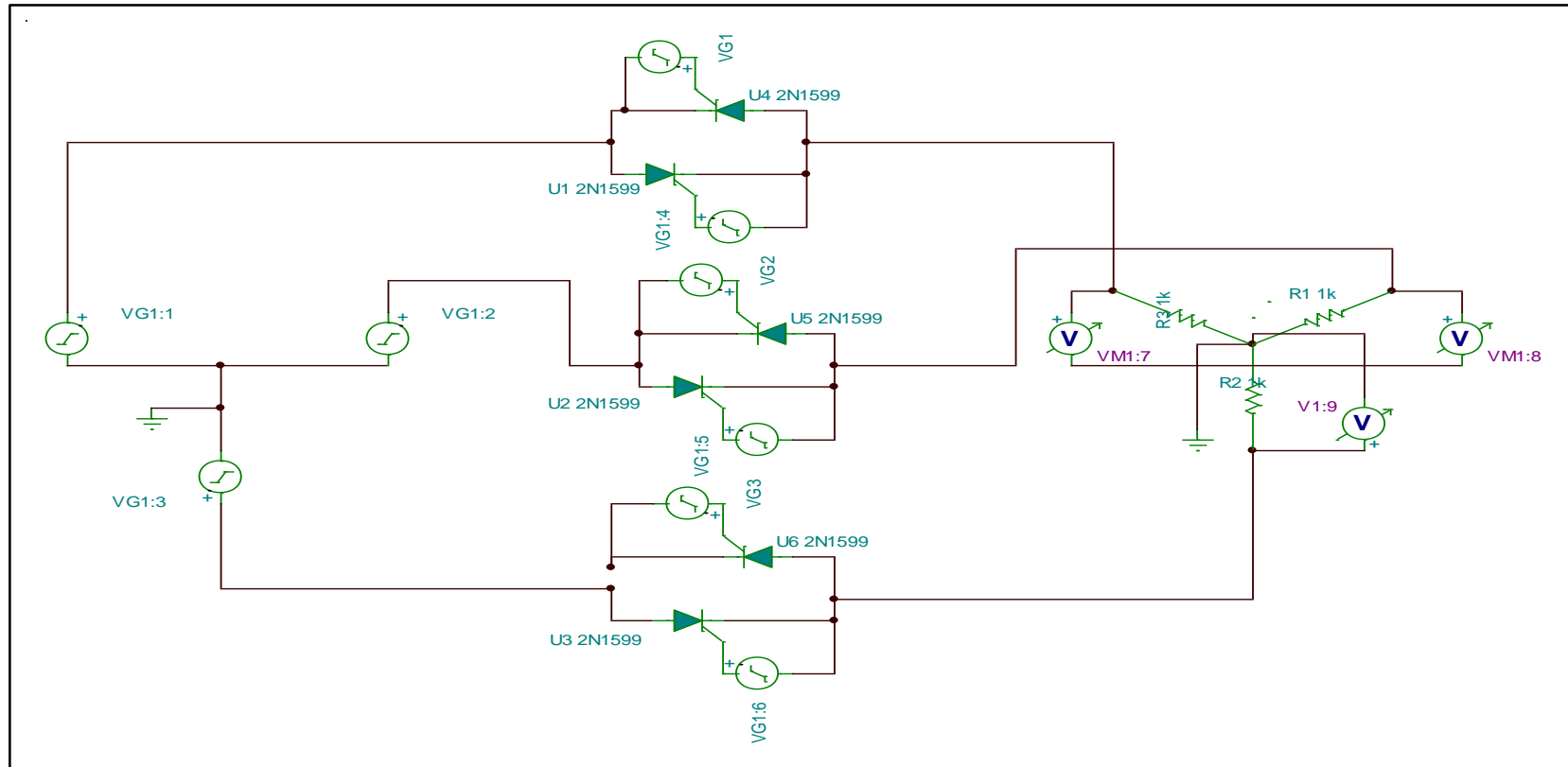


Figura 2.12. Controlador AC de voltaje trifásico bidireccional en Y

Lapo Camisan Douglas
Ludeña Jimenez Milton

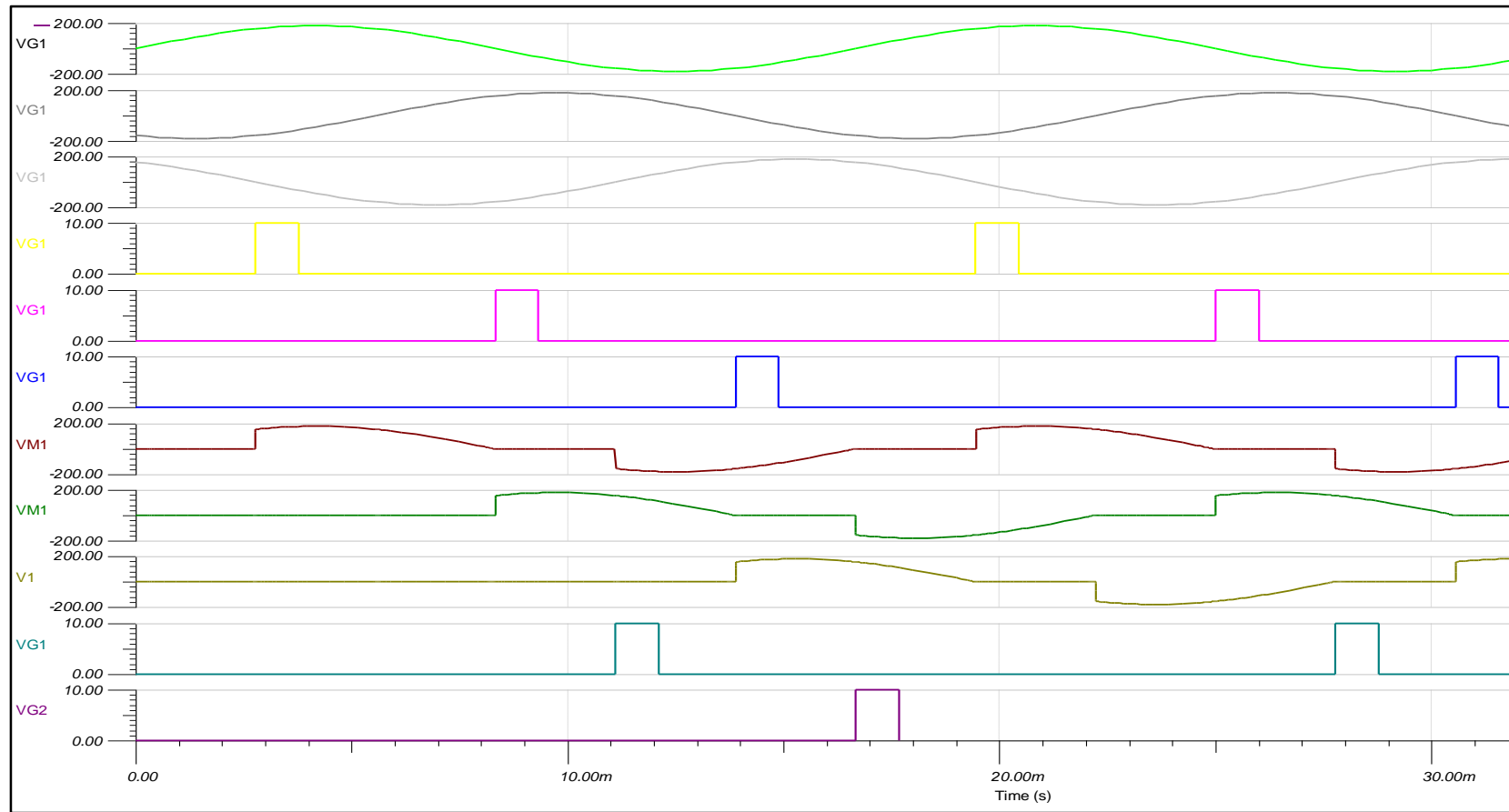


Figura 2.13. Gráficas de controlador AC de voltaje triásico bidireccional en Y

Lapo Camisan Douglas
Ludeña Jimenez Milton

Controlador de voltaje trifásico unidireccional en delta.

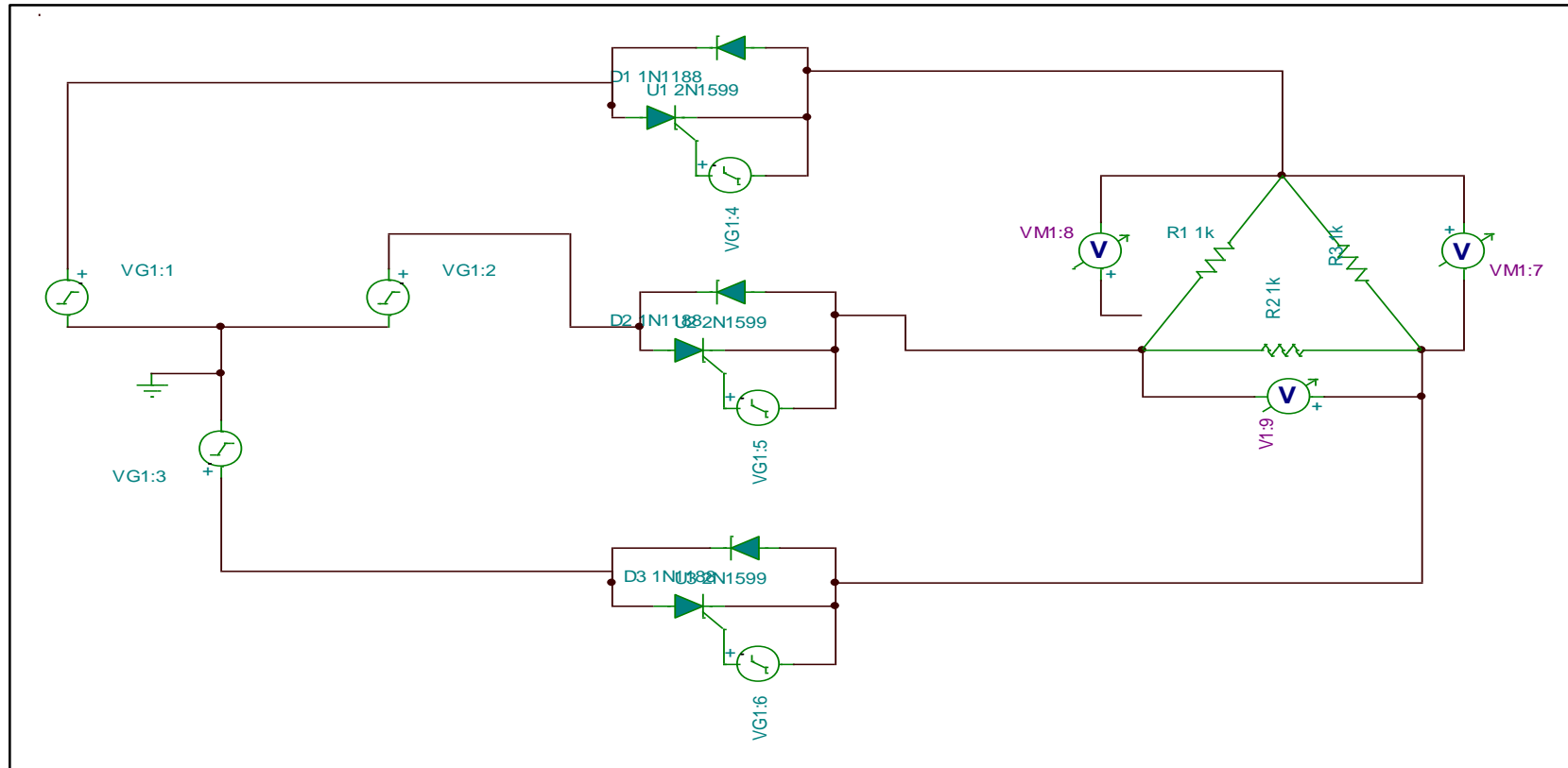


Figura 2.14. Controlador AC de voltaje trifásico unidireccional en delta)

Lapo Camisan Douglas
Ludeña Jimenez Milton

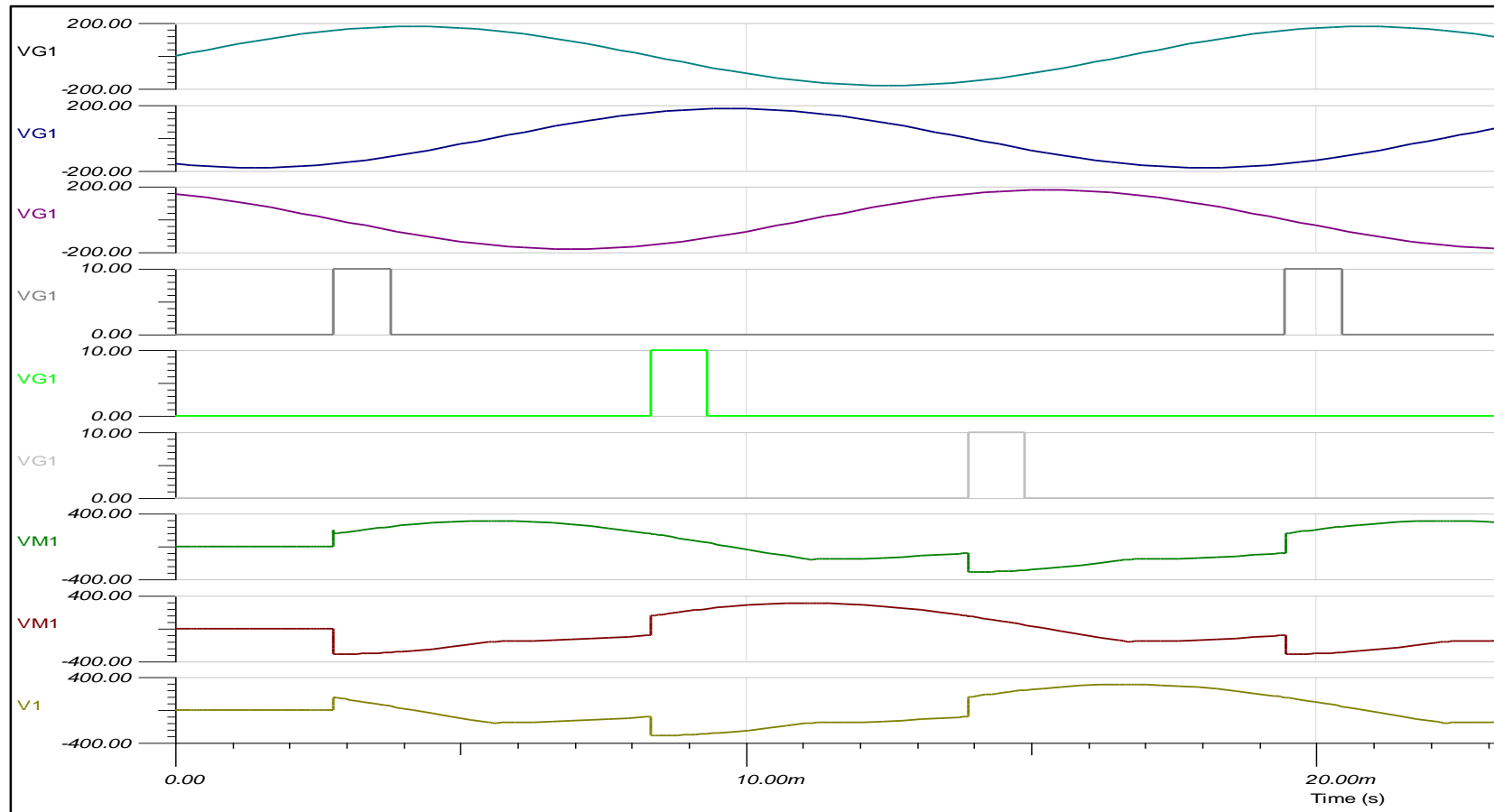


Figura 2.15. Gráficas de controlador AC de voltaje triásico unidireccional en delta

Lapo Camisan Douglas

Ludeña Jimenez Milton

Controlador de voltaje trifásico bidireccional en delta

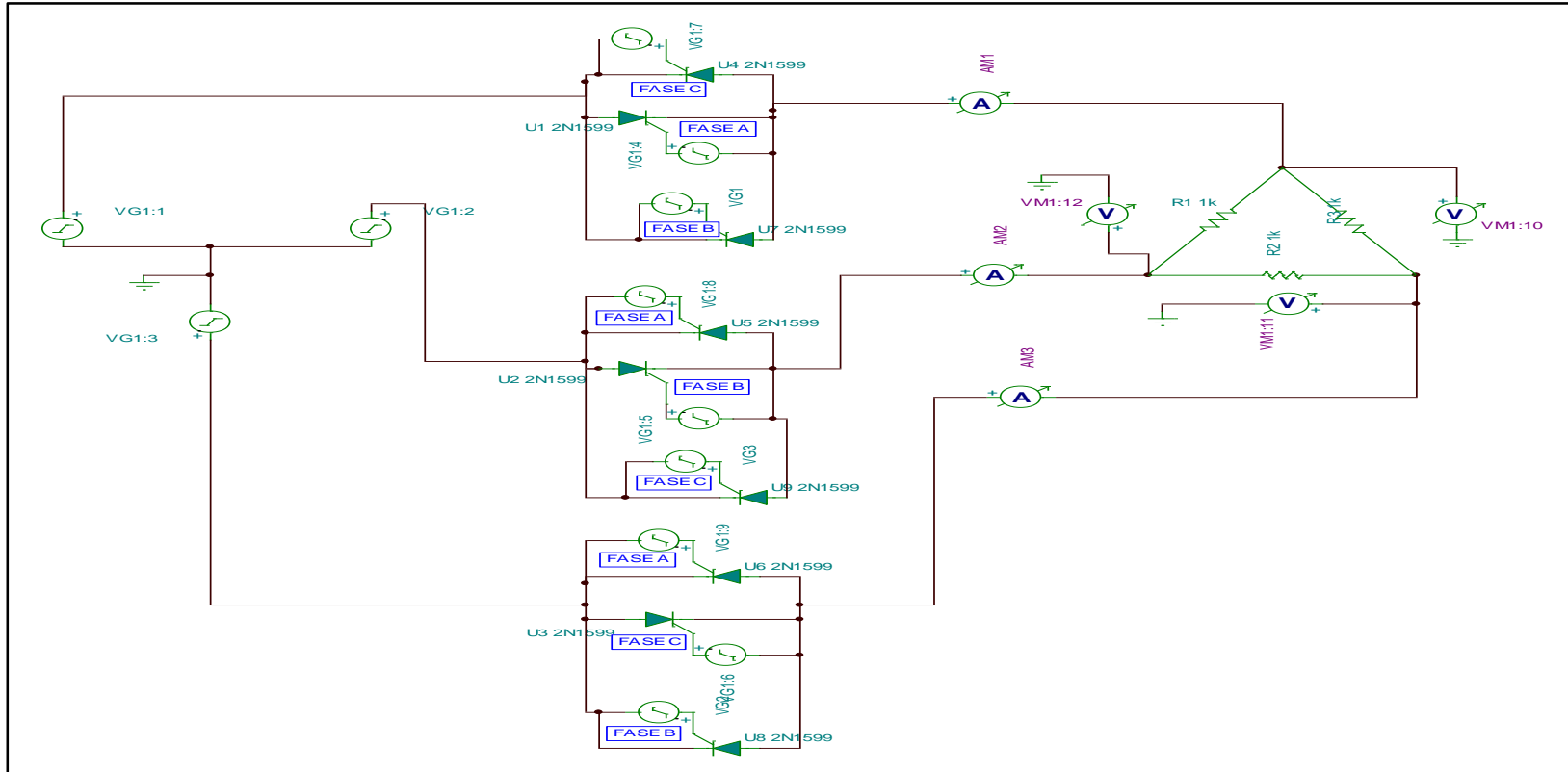


Figura 2.16. Controlador AC de voltaje trifásico Bidireccional en delta

Lapo Camisan Douglas
Ludeña Jimenez Milton

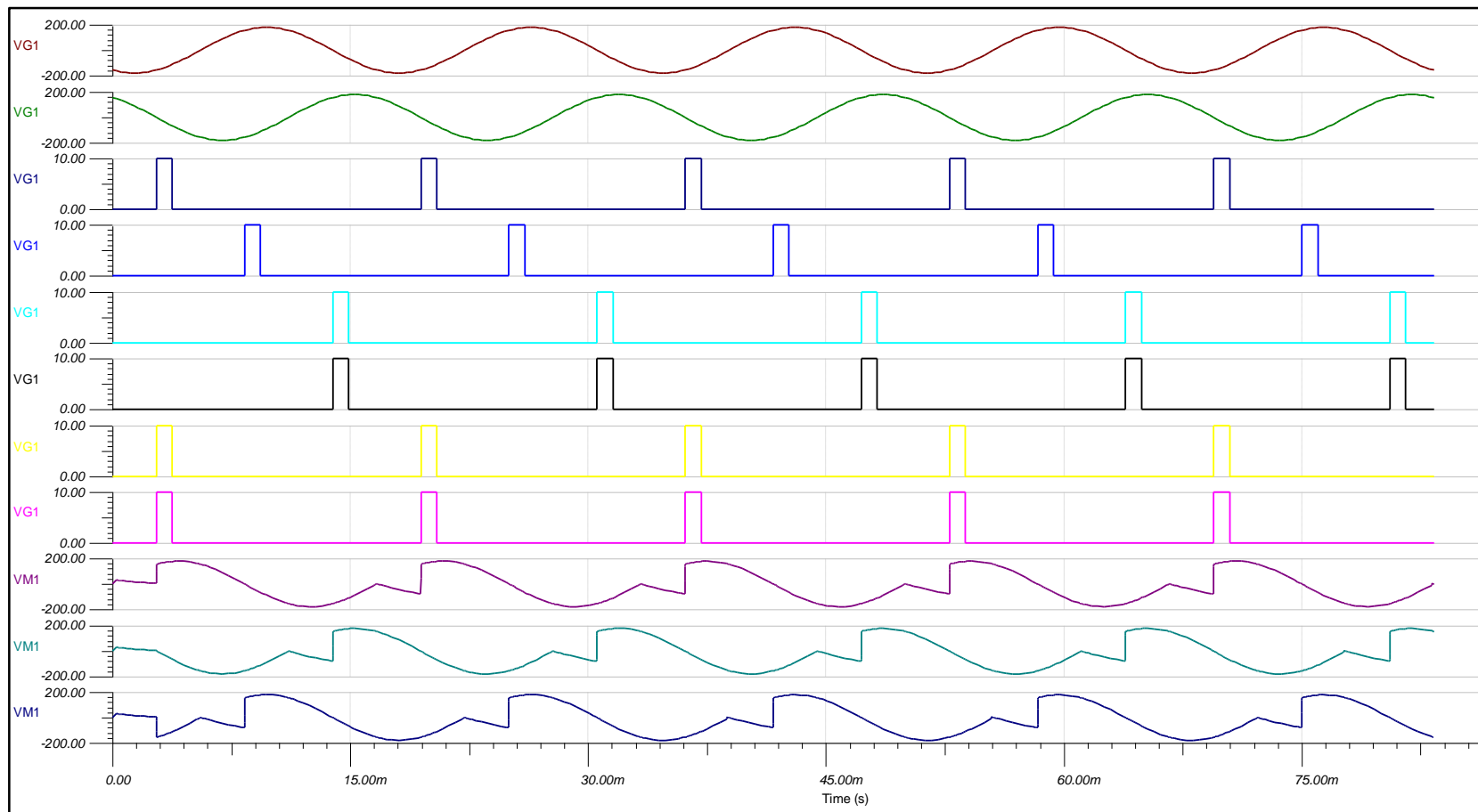


Figura 2.17. Gráficas Controlador AC de voltaje triásico Bidireccional en delta

Lapo Camisan Douglas
Ludeña Jimenez Milton

Controlador de voltaje trifásico bidireccional en delta (tiristores dentro del delta)

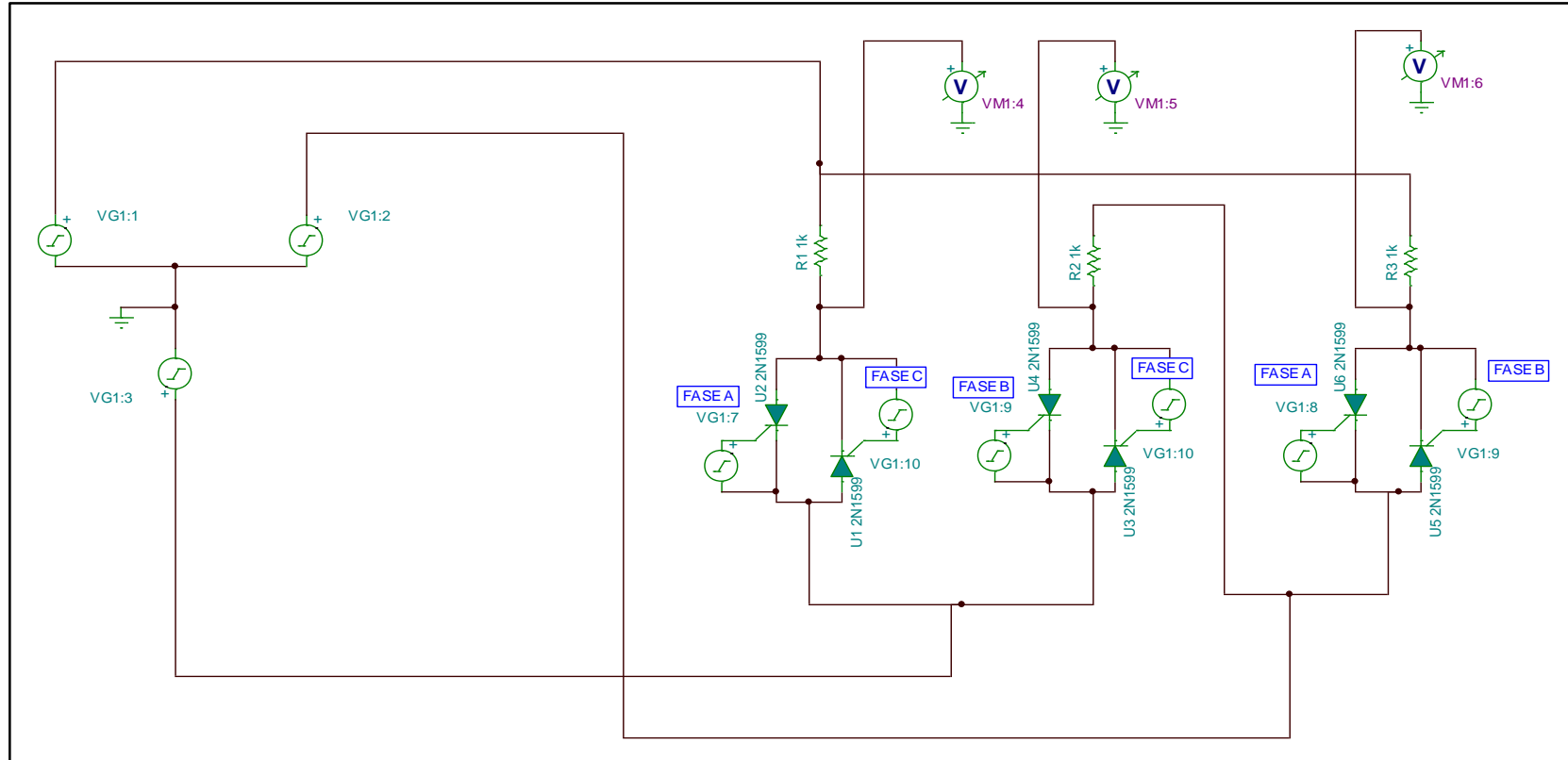


Figura 2.18. Controlador AC de voltaje trifásico Bidireccional en delta (tiristores dentro del delta)

Lapo Camisan Douglas
Ludeña Jimenez Milton

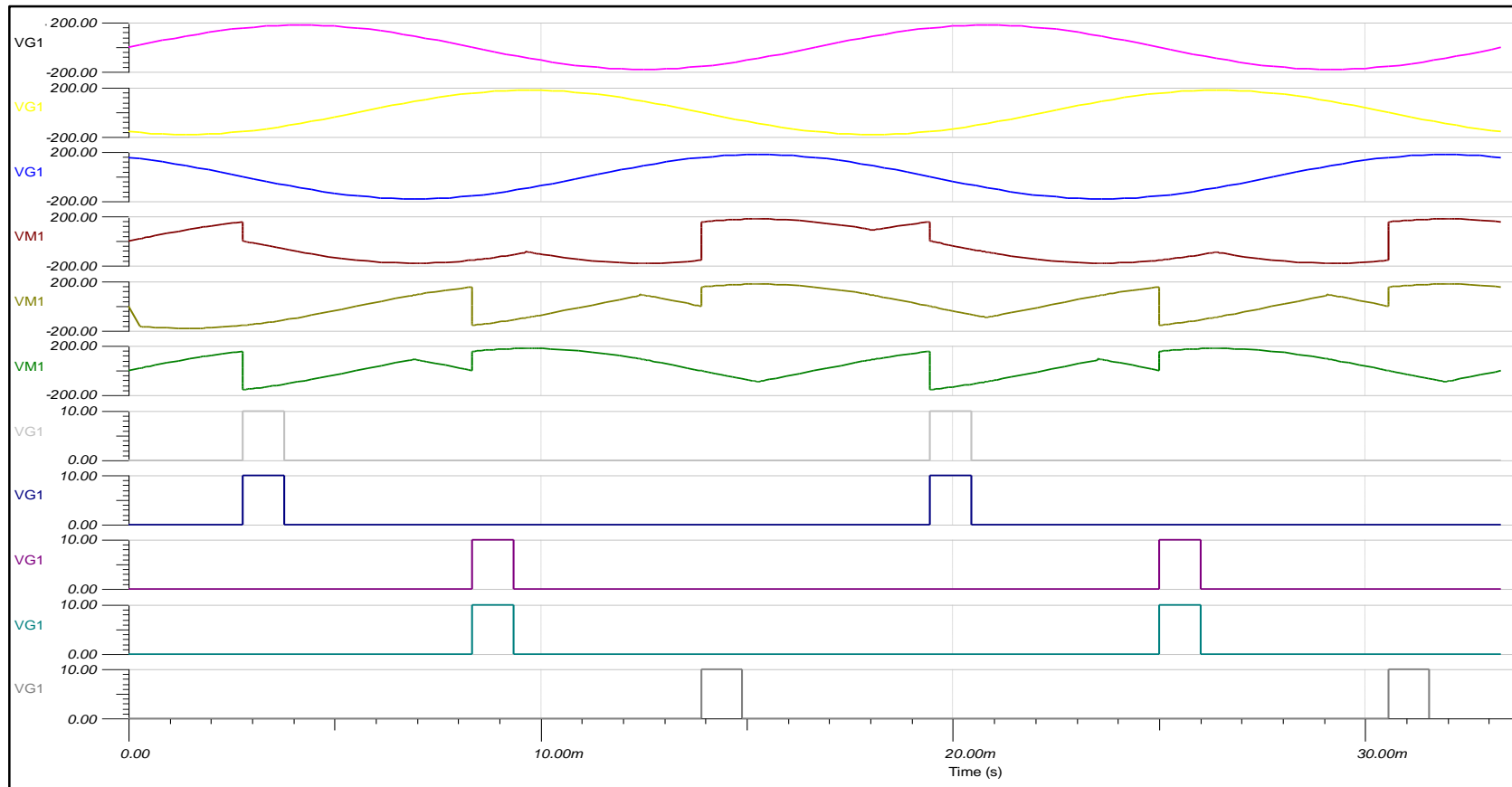


Figura 2.19. Gráfica de controlador AC de voltaje triásico Bidireccional en delta (tiristores dentro del delta)

Lapo Camisan Douglas
Ludeña Jimenez Milton



2.6. ARRANQUE PARA MOTORES DE INDUCCIÓN TRIFÁSICOS MEDIANTE EL CONTROL DE LA FRECUENCIA

En referencia a la Ecuación 2.6. Cuando se cambia la frecuencia de línea que se aplica al estator en un motor de inducción, se afecta de forma directa a la velocidad de rotación de los campos magnéticos. Se hace hincapié, que con los valores nominales de voltaje y frecuencia un motor de inducción mantiene en su velocidad base.

Los cambios en la frecuencia de alimentación, es una solución óptima para el arranque de motores eléctricos de inducción, evitando los picos de corriente en el suministro de la red eléctrica con sus problemas subsecuentes y los esfuerzos mecánicos en el motor, a más de los posibles daños a los equipos conectados al motor. El arranque por variación de frecuencia, es el más recomendado para grandes motores eléctricos y el manejo de cargas críticas. Este tipo de arranque mantiene la relación voltaje frecuencia $\frac{V}{f}$ entre valores máximo y mínimos de trabajo, esto para evitar la saturación magnética en el núcleo del motor.

La composición del hardware para este tipo de sistemas de arranque consta de:

- Etapa de rectificación (AC-DC) mediante diodos o tiristores (fuente conmutada)
- Etapa de filtrado compuesta por condensadores que también actúa en la potencia reactiva necesaria para el funcionamiento del motor
- Etapa de control, diseñada para manejo de los transistores bipolares de compuerta aislada IGBTs mediante pulsos de activación de acuerdo a criterios de modulación y secuencia, la modulación puede ser modulación por ancho de pulso PWM,

modulación por ancho de pulso senoidal SPWM o modulación por vector espacial SVM

- La etapa de potencia del inversor, constituida por IGBTs y driver de control

El diagrama del IGBT se muestra en la Figura 2.20. Es un dispositivo de tres terminales con control externo, su composición posee las ventajas de un transistor de unión bipolar BJT con su baja resistencia de conducción y de un transistor de efecto de campo MOSFET, fabricado en base a la tecnología Metal Oxide Semiconductor (MOS) que consiste en la superposición de capas de diversos materiales en una superficie de silicio, se puede entender al MOSFET como una resistencia variable controlada por voltaje.

La baja impedancia de entrada del IGBT, posibilita su control sin la entrega de alta corriente con altas velocidades de conmutación, el control de este dispositivo realizado por voltaje posee una cualidad en la construcción entre colector y emisor que lo faculta el trabajar sin Red Snubber.

Los IGBTs pueden ser conectados en paralelo debido a su coeficiente de temperatura positivo, puesto que al producirse una sobrecarga aumentan su resistencia de conducción. Para la polarización del IGBTs se usa la tensión entre puerta y emisor V_{GE} , que debe ser superior a la tensión del umbral de compuerta.

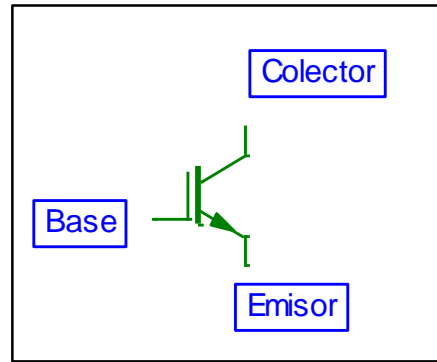


Figura 2.20. Diagrama de un IGBT

Los IGBT, actúan en dos estados definidos, un estado de corte (no conduce) y un estado de saturación (conduce), para que conduzca el voltaje de colector emisor V_{CEsat} debe ser superior al umbral de su característica, este voltaje se encuentra relacionado con el voltaje V_{GE} y con la corriente de polarización.

Los procesos de conmutación del IGBT dan lugar a la creación de una capacitancia entre: compuerta - emisor, emisor - colector, colector - compuerta, esta capacitancia debe ser descargada entre los procesos de conducción y no conducción.

El IGBT en operación de cortocircuito, está limitado por la corriente máxima de conducción que a su vez se relaciona con el V_{GE} . Un factor importante a tener presente es la capacidad de disipación del IGBT. El rendimiento de los IGBTs se mejoran con el uso de disipadores adicionales.

En los IGBTs con cargas inductivas al momento de pasar de un estado de conducción a corte, el voltaje entre V_{GE} debe mantenerse lo más elevado posible para eliminar la corriente entre Emisor y Colector, por lo cual es importante que la resistencia de compuerta sea la adecuada.

2.6.1. Fallas de los IGBTs por cortocircuito en un inversor trifásico

Se pueden determinar tres posibles casos de fallas por sobre corriente en los IGBTs:

- Corto circuito directo: Produce una sobre corriente desde y hacia los capacitores en el Bus de DC como se muestra en la Figura 2.21.
- Corto circuito de rama: Produce una sobre corriente desde y hacia los capacitores en el Bus de DC, referirse a Figura 2.22.
- Cortocircuito a tierra: La corriente fluye desde la fuente AC por el BUS de DC a través de los IGBT en conducción a tierra Figura 2.23.

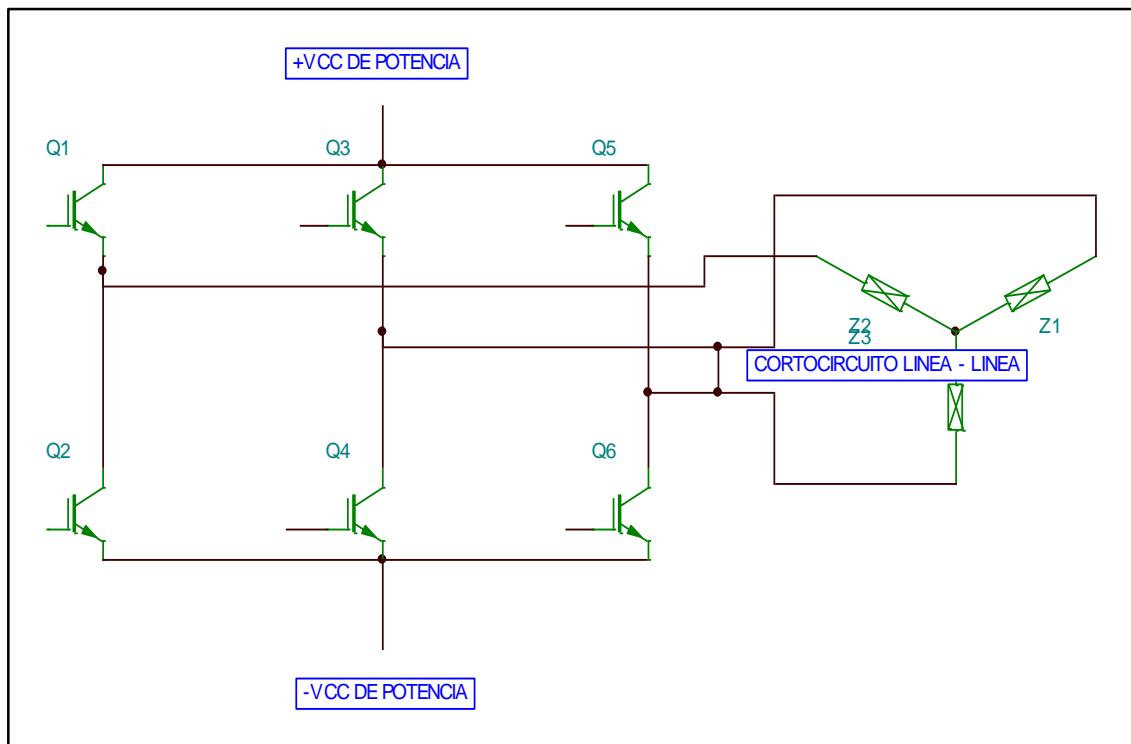


Figura 2.21. Cortocircuito directo en módulo trifásico IGBT

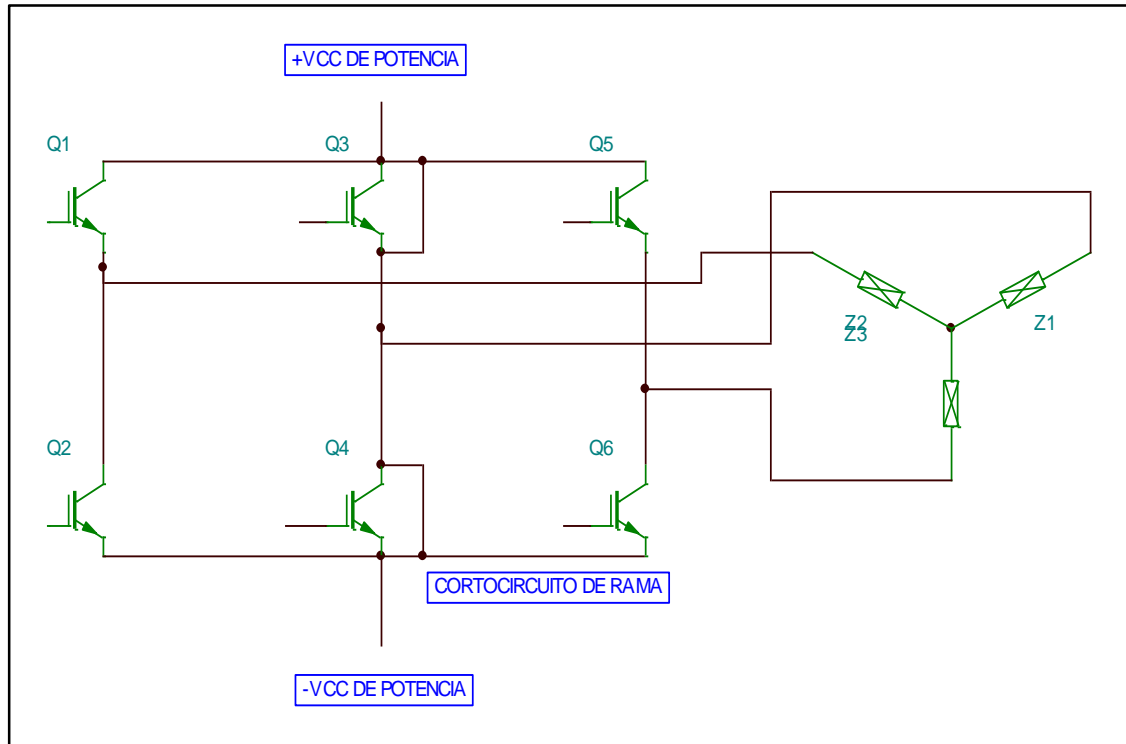


Figura 2.22. Cortocircuito de rama en módulo trifásico IGBT

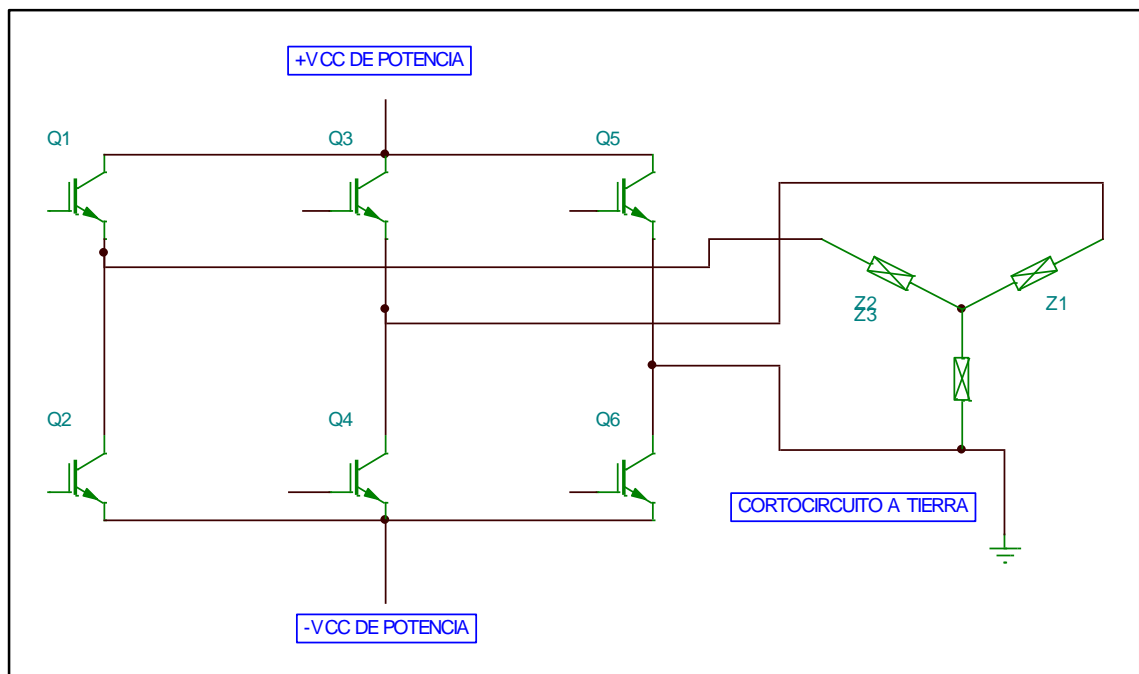


Figura 2.23. Cortocircuito a tierra en módulo trifásico IGBT

2.7. MODULACIÓN SPWM EN UN INVERSOR TRIFÁSICO

La forma de onda a la salida de un inversor debe ser similar a una onda senoidal, para ello se establece la modulación por ancho de pulso senoidal SPWM, en la cual el ancho de pulso de un semi-ciclo a la salida del inversor debe conmutar en función de un semi-ciclo de la onda senoidal.

En la Figura 2.26, se observa una modulación SPWM, Los puntos de intersección de las ondas portadora o triangular y moduladora o senoidal indican los flancos de subida y bajada del pulso SPWM, estas ondas pulsantes contienen la información de amplitud y frecuencia de la onda moduladora. Figura 2.24.

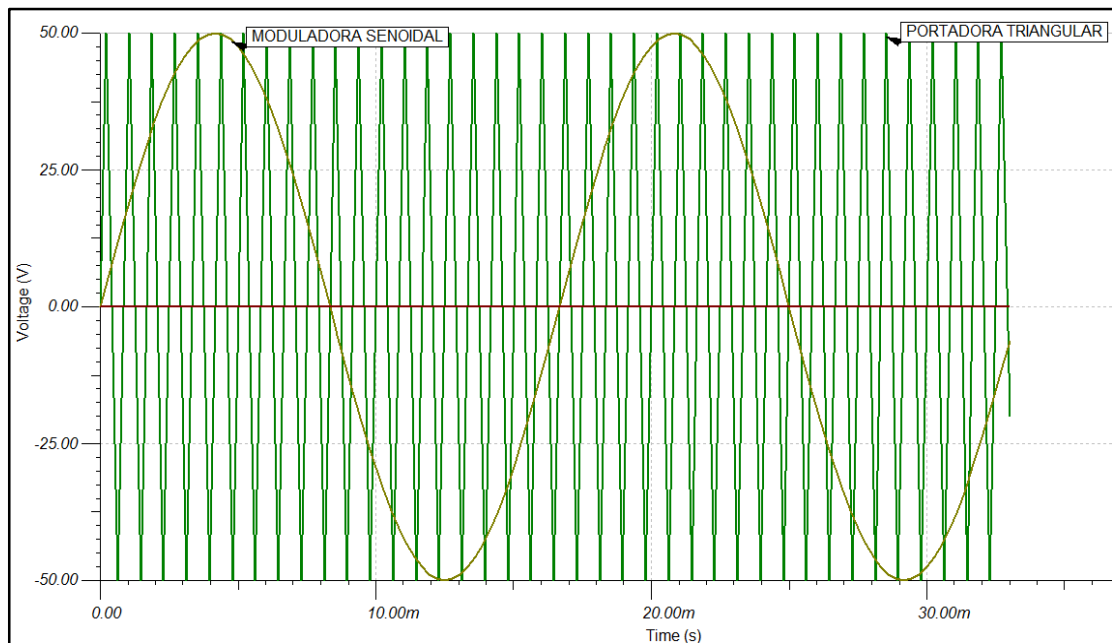


Figura 2.24. Portadora y moduladora de SPWM

La modulación trifásica SPWM consiste en encontrar los puntos de intersección entre una onda portadora triangular y las tres ondas moduladoras senoidales desfasadas 120° eléctricos que darán lugar a los

flancos de subida y bajada para obtener la SPWM trifásica, como se muestra en la Figura 2.25.

La señal SPWM obtenida a la salida del inversor con este tipo de modulación no es exactamente una sinusoidal pura, esta conlleva armónicos asociados. La señal a la salida del inversor viene dada por la Ecuación 2.13.

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos nw_0t + b_n \sin nw_0t)$$

Ecuación 2.13. Armónicos asociados a la frecuencia fundamental en modulación SPWM. (Ned Mohan, Tore M. Undeland, Williams P. Robbins, 2009)

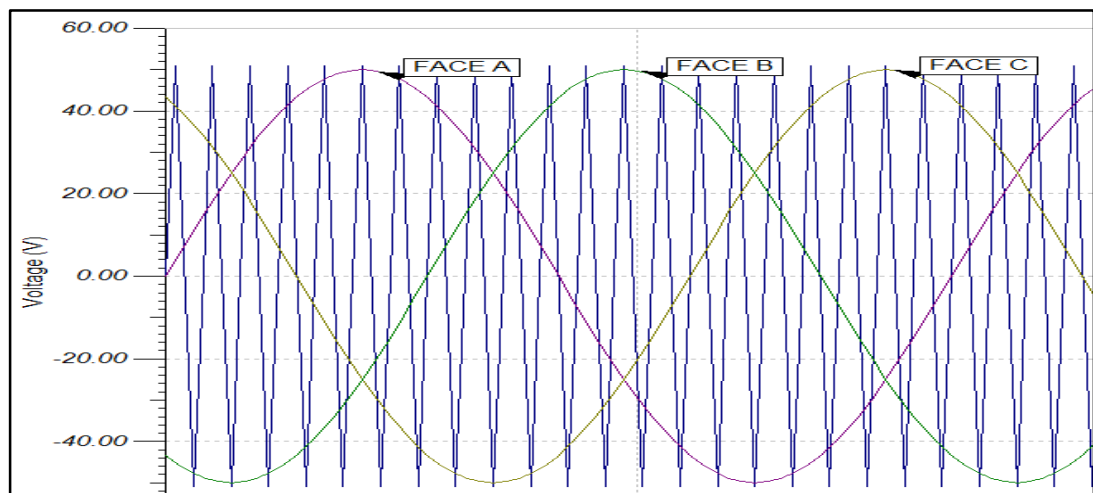


Figura 2.25. Modulación SPWM trifásica

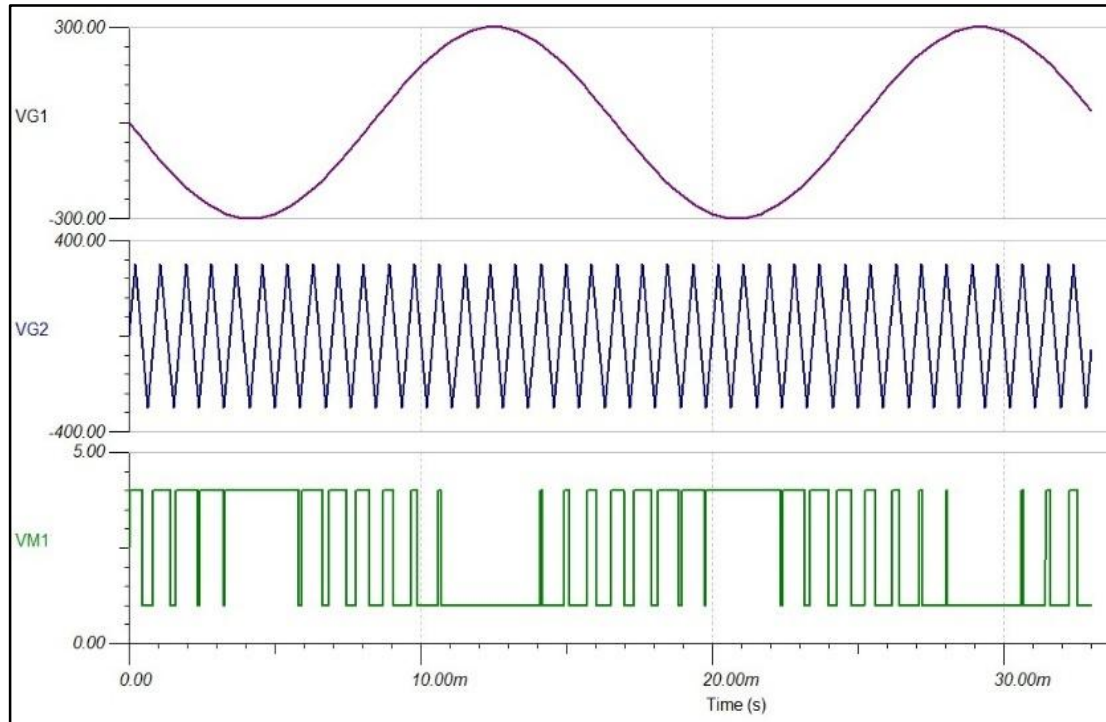


Figura 2.26. Forma de onda SPWM

La frecuencia fundamental de la onda SPWM está dada por la Ecuación 2.14, que correspondiente a la señal de la portadora.

$$f(t) = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

Ecuación 2.14. Frecuencia fundamental en modulación SPWM. (Ned Mohan, Tore M. Undeland, Williams P. Robbins, 2009)

El índice de modulación de frecuencia M está dado por la Ecuación 2.15.

$$M = \frac{\text{Frecuencia de portadora}}{\text{Frecuencia de moduladora}}$$

Ecuación 2.15. Índice de modulación en frecuencia. (Ned Mohan, Tore M. Undeland, Williams P. Robbins, 2009)



El índice de modulación debe ser un número entero impar cuando este es menor de 21, esto resulta lógico al analizar la simetría impar de una función como lo explica (Ned Mohan, Tore M. Undeland, Williams P. Robbins, 2009) en la Ecuación 2.16, donde las señales con simetría impar no se pueden eliminar en los dos lados con respecto al eje Y con una sola señal, lo que si sucede con las señales de simetría par, por lo cual sólo los armónicos impares se encuentran presentes.

$$f(-t) = -f(t)$$

Ecuación 2.16. Función impar

El SPWM síncrono, significa que la frecuencia de la señal portadora y moduladora se deben sincronizar, este sistema requiere que el índice de modulación sea un valor entero, cuando el SPWM es asíncrono, este genera sub-armónicos de la frecuencia fundamental.

Para valores del índice de modulación por frecuencia mayores a 21, se presentan problemas con presencia de sub-armónicos, aunque posean una amplitud reducida pueden ocasionar grandes corrientes con cargas inductivas.

Las frecuencias armónicas que se ubican como múltiplos de la frecuencia fundamental, dependen del número de armónico y del tipo de conmutación usada bien sea unipolar o bipolar. La conmutación unipolar consiste en conmutar de nivel alto a cero o de nivel bajo a cero y la conmutación bipolar conmuta con valores entre los niveles alto y bajo.

El índice de modulación por Amplitud está dado por la Ecuación 2.17.



$$Ma = \frac{\textit{Amplitud de portadora}}{\textit{Amplitud de moduladora}}$$

Ecuación 2.17. Índice de modulación en Amplitud.
(Ned Mohan, Tore M. Undeland, Williams P. Robbins,
2009)

Por lo tanto, si el índice de modulación en amplitud Ma es menor a 1, la amplitud de la frecuencia fundamental del voltaje a la salida del inversor es proporcional a Ma y el inversor funciona de forma lineal, como se muestra en la Ecuación 2.18.

$$V1 = (Ma)(Vcc)$$

Ecuación 2.18. Voltaje a la salida del inversor con Ma menor a 1. (Ned Mohan, Tore M. Undeland, Williams P. Robbins, 2009)

De esta forma el índice de modulación en amplitud Ma controla la amplitud de la señal de salida en el inversor.

Si Ma es mayor a 1 existe una sobre-modulación y se genera armónicos de baja frecuencia. Cuando Ma excede a 1, la amplitud a la salida del inversor no aumenta de forma lineal o proporcional a Ma , según (Ned Mohan, Tore M. Undeland, Williams P. Robbins, 2009), lo establece en la Figura 2.28. Con un gran valor de Ma el valor máximo a obtener es de 0.78 por el voltaje DC.

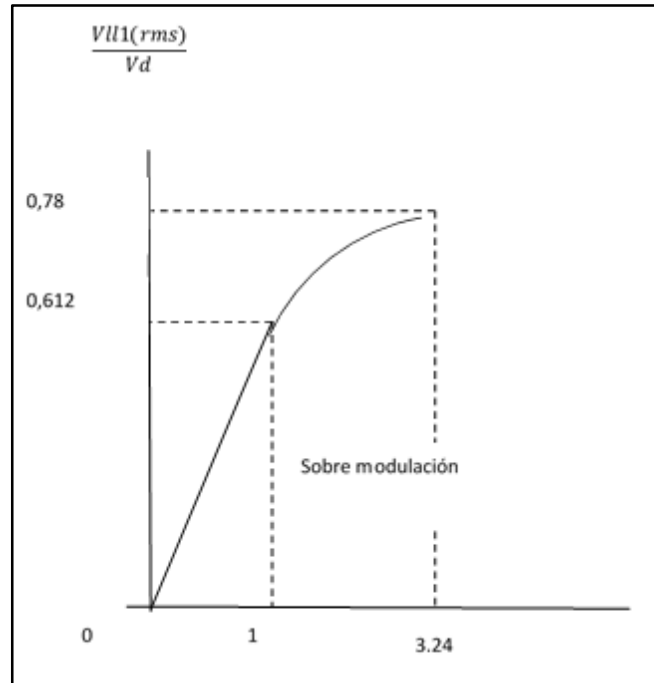


Figura 2.27. Efecto de la Sobre modulación. (Ned Mohan, Tore M. Undeland, Williams P. Robbins, 2009)

La frecuencia a la salida del inversor se ajusta mediante la variación de la frecuencia de la señal moduladora (onda senoidal), y el ajuste del voltaje a la salida del inversor se efectúa con la variación de frecuencia de la onda portadora (onda triangular). La señal portadora posee una mayor frecuencia que la señal moduladora, de esa forma se obtiene una señal digital de valor eficaz similar a la señal senoidal deseada cuya duración de un pulso de salida es proporcional al índice de modulación en frecuencia M , por lo tanto el pulso dura T_p en función del índice de modulación sobre frecuencia $\frac{M}{f}$. Puesto que la amplitud del voltaje fundamental es una función lineal de M , significa que $\frac{V}{f}$ es constante. El valor promedio de voltaje o corriente entregados a la carga varían con el ancho de los pulsos según la conmutación.



El sistema de Modulación digital SPWM es ideal para el control de motores de gran capacidad reduciendo las pérdidas por calentamiento, las pérdidas que se encuentran por la conmutación son muy bajas ya que en estado de no conducción no hay corriente y en estado de conducción la caída de voltaje entre sus terminales es casi nula.

El ciclo de trabajo de la señal periódica corresponde al tiempo en estado ON en relación con el periodo de la señal.

Se recomienda que la frecuencia de la onda portadora sea un múltiplo entero impar de la frecuencia fundamental, esto con el objeto de evitar la presencia de componentes sub-armónicas cercanas a la frecuencia fundamental.

En el inversor trifásico, la presente modulación mantiene en estado de conducción a tres de seis dispositivos. Una desventaja de SPWM es que la amplitud de voltaje a la frecuencia fundamental, no es tan alta, precisamente por los cortes o pulsos que se generan.

2.7.1. Arrancadores para motores de inducción trifásicos en el mercado.

Según (Rockwell Automation, 2014) Para seleccionar un arrancador en el mercado debemos tener el conocimiento de su aplicación, la cual determina que método debemos usar, un variador eléctrico modifica la frecuencia y la velocidad de un motor, mientras que un arrancador suave incrementa gradualmente la tensión aplicada al motor desde un valor inicial determinado hasta la tensión nominal. Dependiendo del motor de inducción a arrancar debemos considerar las aplicaciones de la Tabla 2.3.



Tabla 2.3. Aplicaciones de encendido de motores eléctricos por arranque suave y por variación de frecuencia. (Rockwell Automation, 2014)

Aplicación	Arrancador suave	Variador de frecuencia
Voltaje y corriente reducidos durante el arranque	Si	Si
Posee capacidades de velocidad lenta	Con limitaciones	Si
Aplicable con conexión en estrella-triángulo	Si	No
Necesita la aplicación tiempos de arranque y paro precisos	Con limitaciones	Si
Tamaño del controlador	Menor	Mayor
Costo inicial	Menor	Mayor
Par pleno a velocidad menor	No	Si
Mantenimiento	Menor	Mayor

Considerando las características del motor y teniendo presente las aplicaciones de los arrancadores, es posible tomar una decisión del equipo para nuestro arranque controlado.

2.8. SISTEMAS MODULARES DE POTENCIA ELÉCTRICA

La modularidad en términos eléctricos es una técnica establecida para organizar y simplificar un sistema desde los más elementales hasta los más complejos aumentando la confiabilidad. En tal virtud un sistema modular ante una falla puede seguir operando con los módulos que funcionan correctamente o ser remplazados en un menor tiempo con un menor costo económico, al no remplazar todo el equipo. (Rasmussen, 2005).

Los sistemas modulares de potencia se encuadran dentro del área de la electrónica de potencia y de la ingeniería eléctrica. Los sistemas modulares mantienen su uso en diferentes aplicaciones en las que estén presentes uno o varios convertidores de potencia independientemente



de la topología, configuración y tipo de semiconductor utilizado. (Martinez, 2014).

Las técnicas de modulación y control en sistemas de potencia eléctrica tienen como base fundamental a los dispositivos microcontroladores electrónicos. En los equipos eléctricos y electrónicos con un escalamiento tecnológico considerable el algoritmo de control o software determina los tipos y características de los sistemas modulares a usar.

En el área de la electrónica de potencia, se pueden usar sistemas modulares para los diferentes procesos de control y transformación de la energía eléctrica, lo cual permite una mayor versatilidad en el manejo, reparaciones, repotenciación y puesta en marcha, mediante el intercambio, adaptaciones y reparación de módulos, mejorando así la performance del equipo y disminuyendo los tiempos fuera de servicio.

CAPÍTULO 3

DISEÑO DEL ARRANCADOR SUAVE MODULAR

El proceso de diseño del arrancador suave trifásico propuesto se muestra en el diagrama de bloques de la Figura 3.1. En el diseño se consideran las etapas de potencia y de control en base a sistemas modulares. La etapa de potencia y control se encuentran aisladas eléctricamente.

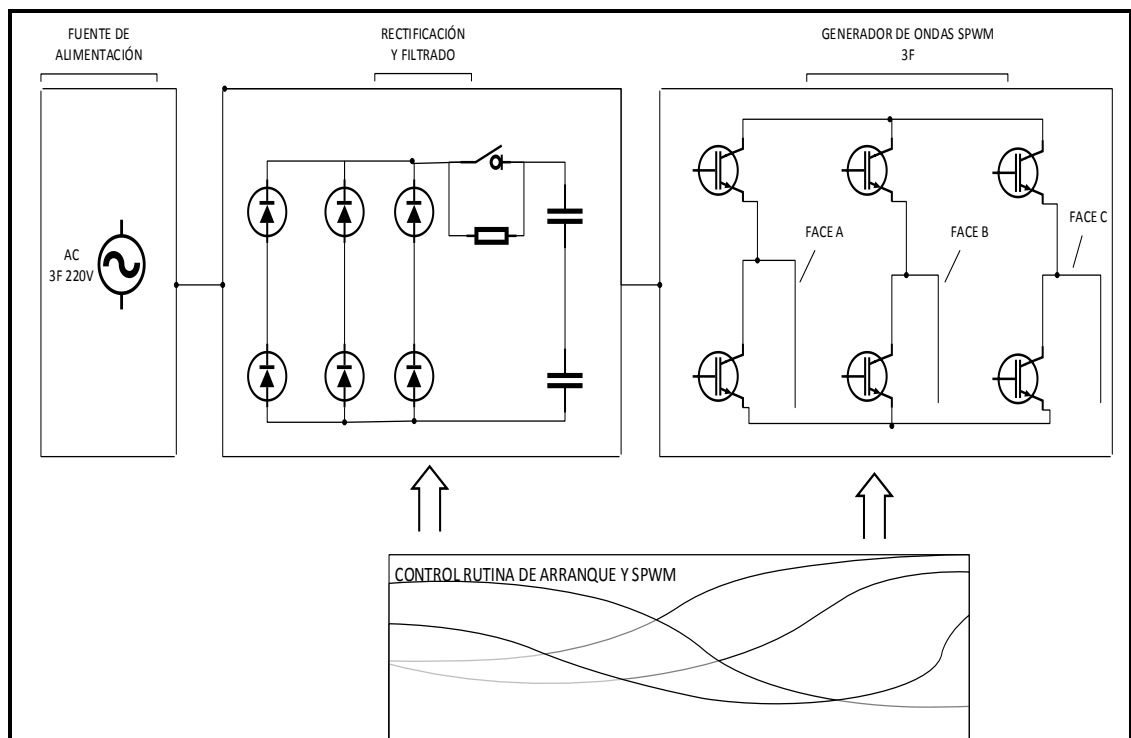


Figura 3.1. Diagrama de bloques del Arrancador suave

3.1. DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

La etapa de potencia, está constituida por los siguientes módulos.

- Módulo de Protección principal en AC
- Módulo de rectificación
- Módulo de filtrado
- Módulo de resistencia de precarga
- Módulo de protección en el bus de DC
- Módulo inversor IGBT

Esta etapa se diseña para una potencia eléctrica de 30.5 KW y 220V - AC de línea, con un factor de potencia de 0.8.

3.1.1. Módulo de protección en ac

Se calcula la protección AC, en función de la potencia.

$$P_w = (\sqrt{3} \times V_{rms})(I_{rms})(\cos \theta)$$

Ecuación 3. 1. Potencia Activa. (Chapman, Máquinas Eléctricas, 2004)

De donde:

P_w = Potencia eléctrica real

V_{rms} = Voltaje eficaz

I_{rms} = Corriente eficaz

$\cos \theta$ = Factor de Potencia

Teniendo un factor de potencia de 0.8 se obtienen una corriente eficaz de 100 Amperios.

Por tanto, se diseña una protección termo-magnética de tres polos un solo tiro 3PST de 100 Amperios.

3.1.2. Módulo rectificador AC-DC

El proceso de rectificación AC-DC se realiza mediante un rectificador trifásico de onda completa no controlado en base a diodos como se muestra en la Figura 3.2. Las formas de las ondas a la salida del rectificador trifásico se muestran en la Figura 3.3 con presencia de un voltaje de rizo considerable que debe ser filtrado.

Voltaje promedio de salida el rectificador VDC. Ecuación 3.2.

$$VDC = \frac{2}{2\pi} \int_{wt=0}^{\pi/6} \sqrt{3}V_m \cos(wt) d(wt)$$
$$VDC = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

Ecuación 3.2. Voltaje DC a la salida del rectificador en función del voltaje AC de fase. (Honorat, 1995)

De donde V_m es el voltaje pico – pico de fase o voltaje máximo, el voltaje promedio DC también lo podemos expresar en función del voltaje línea a línea, mediante la Ecuación 3.3.

$$V_m = \sqrt{2} V_s = \sqrt{2} \left(\frac{V_{LL}}{\sqrt{3}} \right)$$
$$VDC = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL}$$

Ecuación 3.3. Voltaje DC a la salida del rectificador en función del voltaje AC de línea. (Honorat, 1995)

Donde:

V_s = Voltaje promedio (RMS)

El cálculo del voltaje a la salida del rectificador se efectúa como sigue, en función del voltaje pico de AC en referencia a la Ecuación 3.3.

$$V_m = \sqrt{2} V_s = \sqrt{2} \left(\frac{V_{LL}}{\sqrt{3}} \right)$$

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL}$$

$$V_{DC} = \frac{4,24}{\pi} 220$$

$$V_{DC} = 297 \text{ v}$$

La capacidad de conducción de los diodos del módulo rectificador es de 100 Amperios a 300 Voltios.

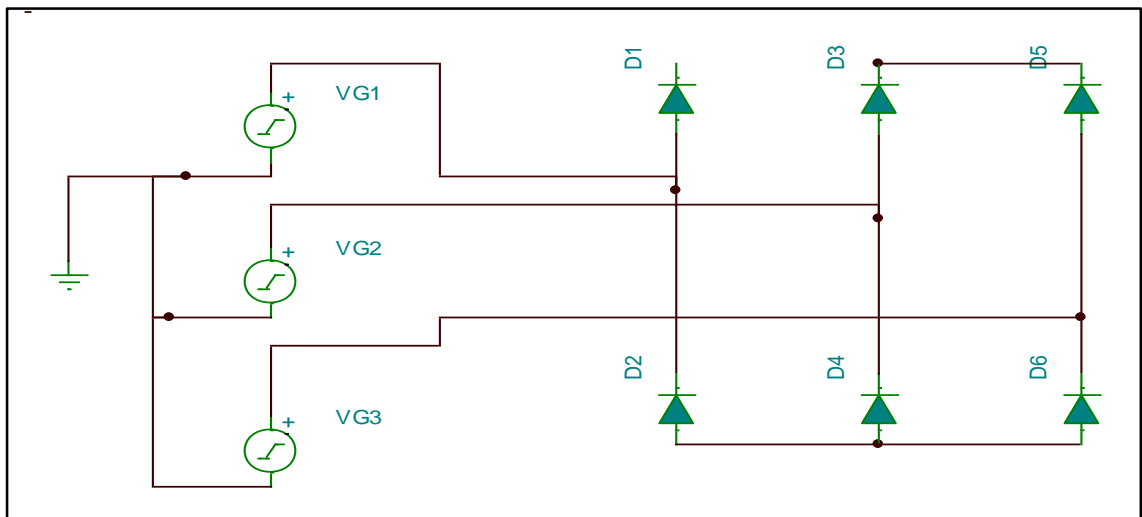


Figura 3.2. Rectificador trifásico de onda completa no controlado

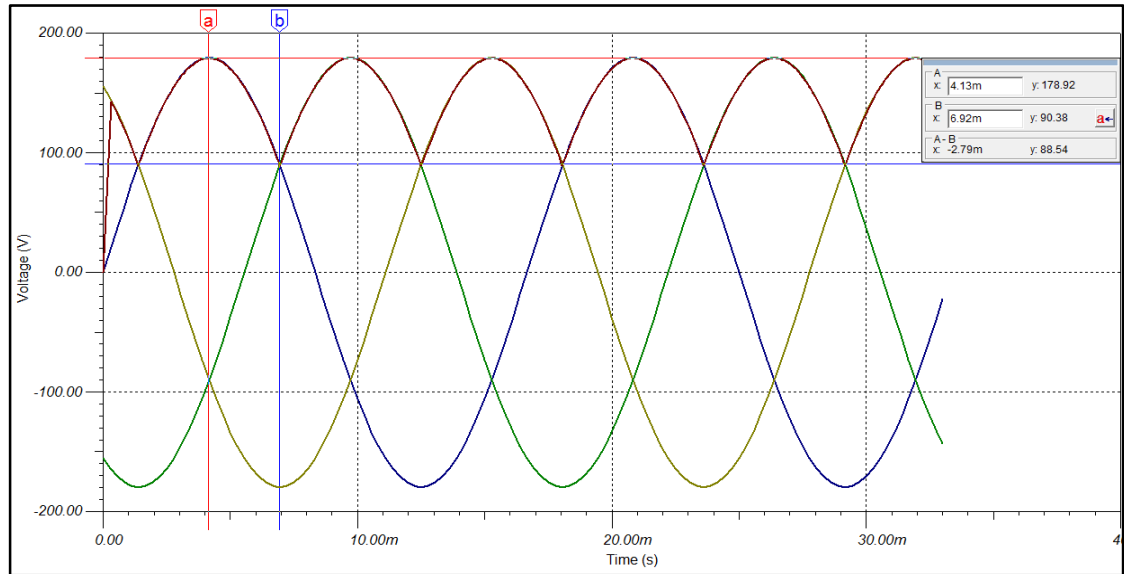


Figura 3.3. Forma de onda a la salida de un rectificador trifásico

3.1.3. Módulo de filtrado

Para mejorar la eficiencia del rectificador, se ubica una etapa de filtrado a la salida del puente rectificador.

Se establece un porcentaje máximo de rizado de 4,5% del rectificador a plena carga según la Ecuación 3.4.

$$Pr \% = \frac{Vr}{2} \frac{100}{V_{cc}}$$

Ecuación 3.4. Porcentaje de rizo. (Honorat, 1995)

Donde:

$Pr \% =$ porcentaje de rizado

Calculo del voltaje de rizado del rectificador con un porcentaje del 4,5% aplicando la Ecuación 3.3

Lapo Camisan Douglas
Ludeña Jimenez Milton



$$Vr = \frac{Pr \% 2 Vcc}{100}$$
$$Vr = \frac{4,5 \cdot 2 \cdot (297)}{100}$$
$$Vr = 26,73 V$$

Cálculo del capacitor con un voltaje de rizado de 26,73V

Un filtro capacitivo depende del porcentaje de rizado y de la corriente nominal de circulación hacia la carga, considerando la relación entre el voltaje y la corriente para los capacitores se obtiene la Ecuación 3.5.

$$\Delta V = \frac{I}{C} \Delta t$$

Ecuación 3.5. Voltaje en el condensador. (Honorat, 1995)

De donde:

ΔV = diferencial de voltaje

I = corriente

C = capacitancia

De acuerdo a los tiempos de conducción de cada diodo, el capacitor debe entregar la corriente nominal el tiempo que no conduce el diodo, esto es 60 grados, en un sistema trifásico a frecuencia de 60 Hz el tiempo de descarga del capacitor está expresado en la Ecuación 3.6.

$$\Delta t = \frac{1}{f \times 360^\circ} \cdot (60^\circ - Y)$$



Ecuación 3.6. Tiempo de descarga del filtro capacitivo en rectificador trifásico. (Honorat, 1995)

$$\Delta t = \frac{1}{f \cdot 360^\circ} \cdot [60^\circ - 90^\circ + \text{sen}^{-1}(1 - \text{rizado})]$$

$$\Delta t = \frac{1}{f \cdot 360^\circ} \cdot [\text{sen}^{-1}(1 - \text{rizado}) - 30^\circ]$$

Reemplazando las Ecuaciones 3.5 y 3.6 a más de considerar el voltaje pico por el rizado, se deduce la ecuación para determinar el valor del capacitor dado por la relación.

$$\Delta V = \frac{I \cdot [\text{sen}^{-1}(1 - \text{rizado}) - 30^\circ]}{C \cdot f \cdot 360^\circ}$$

$$C = \frac{I \cdot [\text{sen}^{-1}(1 - \text{rizado}) - 30^\circ]}{V_p \cdot \text{rizado} \cdot f \cdot 360^\circ}$$

Con porcentaje del 4.5% de rizado y 100 Amperios tenemos:

$$C = \frac{100 \cdot [\text{sen}^{-1}(1 - 0,045) - 30^\circ]}{311 \cdot 0,045 \cdot 60 \cdot 360^\circ}$$

$$C = 0,01410406 f$$

$$C = 14\ 104\ \mu f$$

El banco de condensadores se diseña según la Figura 3.4.

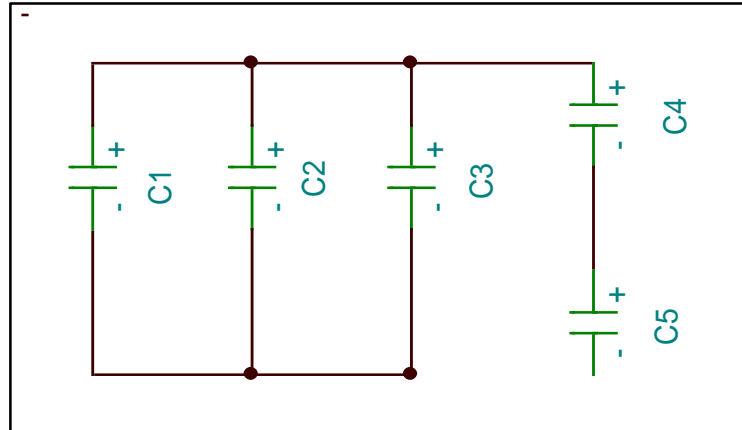


Figura 3.4. Banco de condensadores

- El Capacitor C1 es de 6800 uF a 450 V
- El Capacitor C2 es de 3700 uF a 350 V
- El Capacitor C3 es de 2400 uF a 450 V
- El Capacitor C4 es de 3700 uF a 350V
- El Capacitor C5 es de 3700 uF a 350V

La capacitancia total es:

$$C_{total} = c1 + c2 + c3 + \frac{1}{\frac{1}{c4} + \frac{1}{c5}}$$

Ecuación 3.7. Suma de capacitores. (Mora, 2012)

$$C_{total} = 14104 \text{ uF}$$

El banco de condensadores según la Ecuación 3.7. es de 14104 uF. Se contrasta con los valores de condensadores en el mercado y se obtiene un banco de condensadores de 14750 uF para esta aplicación.

El circuito de la Figura 3.5. se muestra la etapa de rectificación y filtrado, el rizo se ha corregido en un 96,5% a carga nominal de 100 Amperios como se aprecia en la Figura 3.6.

El voltaje DC a la salida de la etapa de rectificación y filtrado es de 297 voltios, este voltaje debe ser dividido entre dos para obtener el voltaje de AC a la salida del inversor para uso monofásico. Para este efecto se usa un divisor de voltaje capacitivo con dos capacitores de iguales características en serie. Figura 3.4.

Para mantener la tensión equilibrada en el divisor de voltaje capacitivo, se usa resistencias de ecualización.

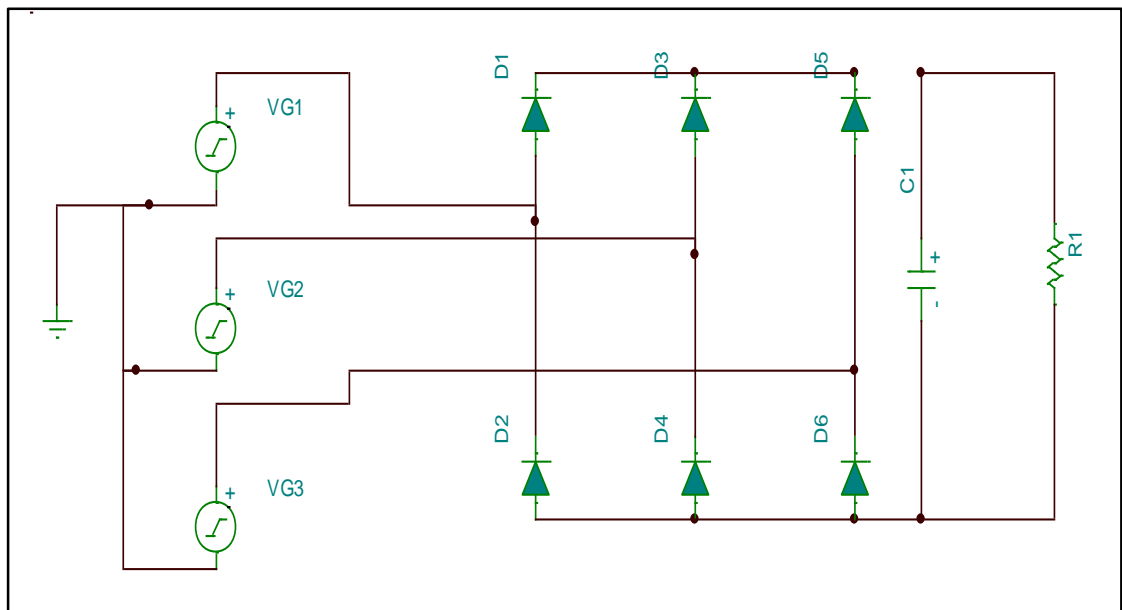


Figura 3.5. Circuito con etapa de rectificación y filtrado. (fuente autores)

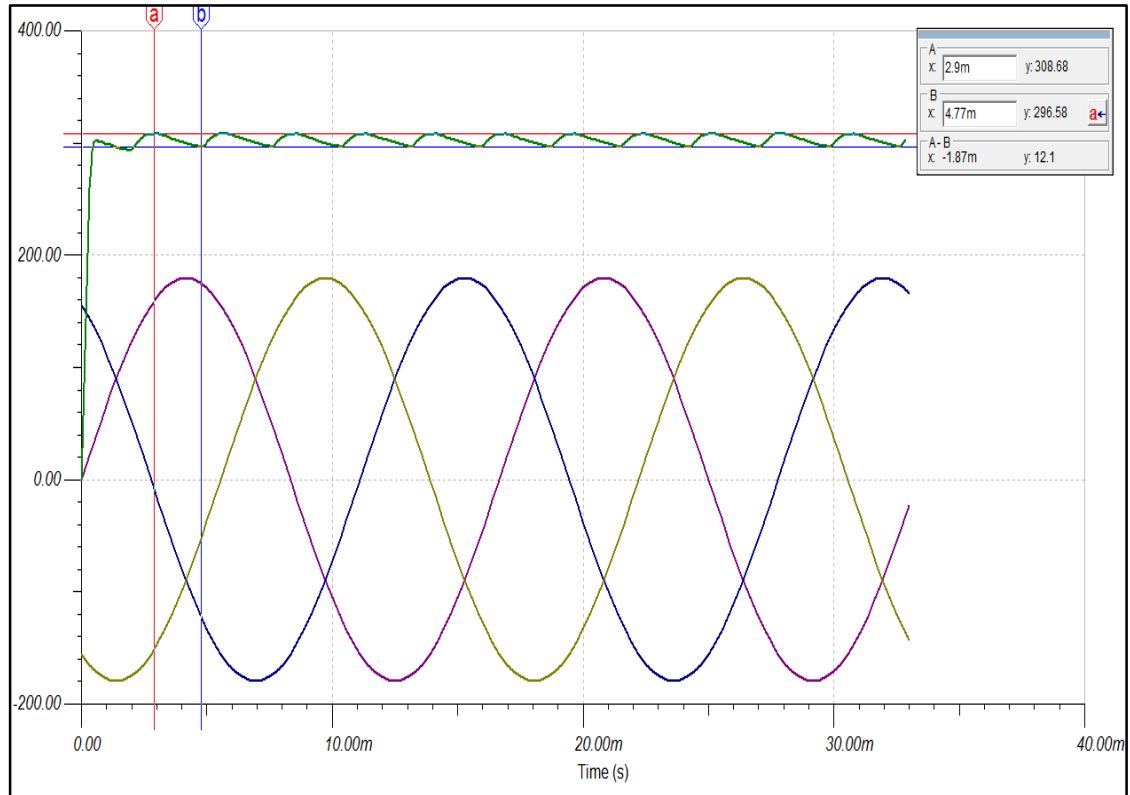


Figura 3.6. Corrección de rizado al %96.5 con plena carga. Fuente (autores)

Las resistencias de ecualización, se ubican en paralelo con cada capacitor. Figura 3.7.

Para el cálculo de la resistencia de ecualización, se considera el voltaje de operación y se procura la menor corriente de circulación, por tanto, la resistencia debe ser alta.

Se elige una resistencia del mercado de 27 K Ω a 13 W.

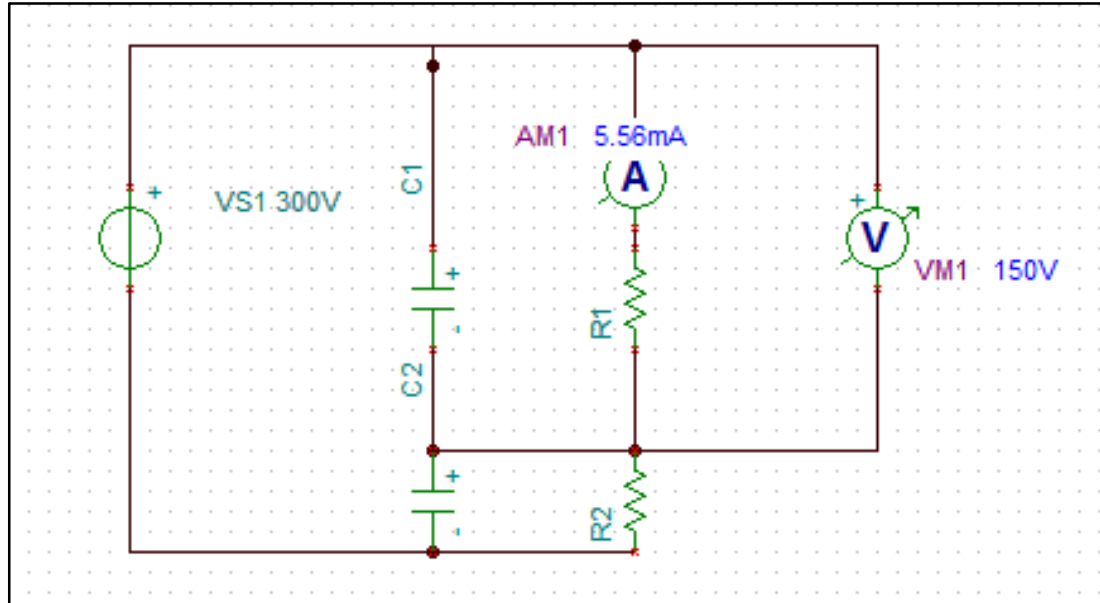


Figura 3.7. Resistencias de equalización

3.1.4. Módulo resistencia de precarga

Al energizar la etapa de rectificación y filtrado, se presenta un pico de corriente al iniciar la carga del banco de condensadores conforme la Ecuación 3.8.

$$I = \frac{V_b}{R} e^{-t/RC}$$

Ecuación 3.8. Corriente de carga de un capacitor
(Mora, 2012)

De donde:

V_b = Voltaje en los terminales del capacitor

R = Resistencia asociada al condensador

t = Tiempo de carga

C = Capacitancia del condensador

En la Figura 3.8 se muestra un circuito en el cual se simula el arranque de un condensador de 14750uF sin resistencia en serie. En la Figura 3.9 se observa el pico de arranque de la carga capacitiva.

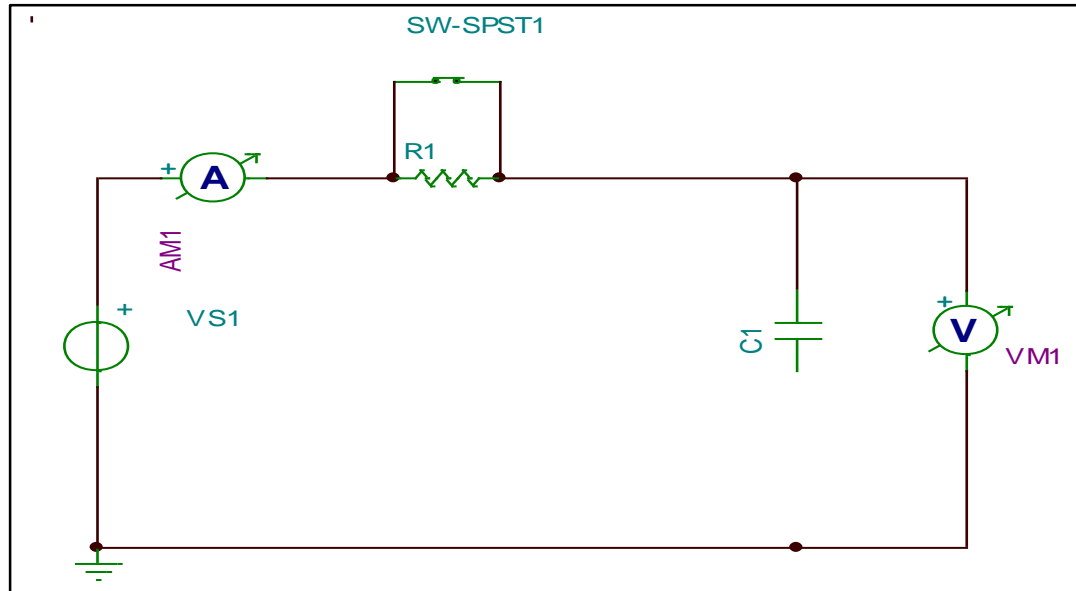


Figura 3.8. Circuito carga de capacitor sin R en serie

Puesto que la reactancia capacitiva del banco de condensadores es muy baja, se produce un pico de arranque al momento de la energización en el orden de los kilo amperios KA. Este pico de arranque causa que se resetee en breaker termomagnético principal de alimentación AC a más de causar daños en los módulos IGBT y sistema de control. Este pico de corriente se ha calculado en función de la Ecuación 3.8, y se tiene que para un tiempo de 1×10^{-28} segundos, la corriente pico alcanza alrededor de 3000 Amperios valor de desciende con una pendiente de aceleración logarítmica, este valor se confirma con los cálculos de la Figura 3.10.

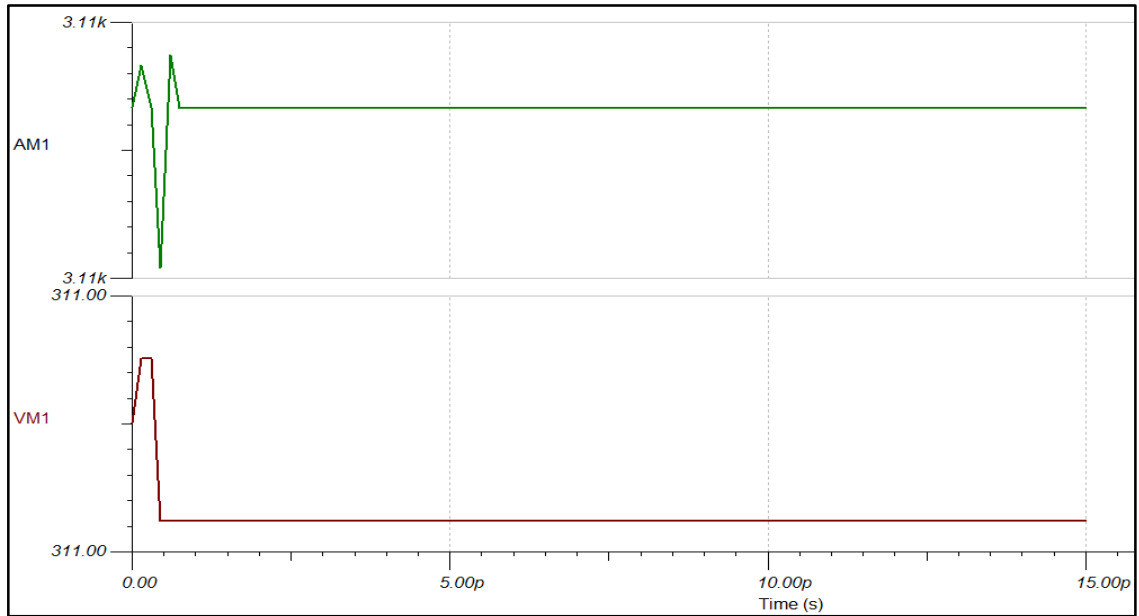


Figura 3.9. Pico de arranque de carga capacitiva

En la Figura 3.10. se grafica la curva de la corriente de carga en los capacitores sin resistencia en serie, para lo cual se observa que se requiere de un tiempo de 1×10^{-3} segundos para atenuar el pico de carga.

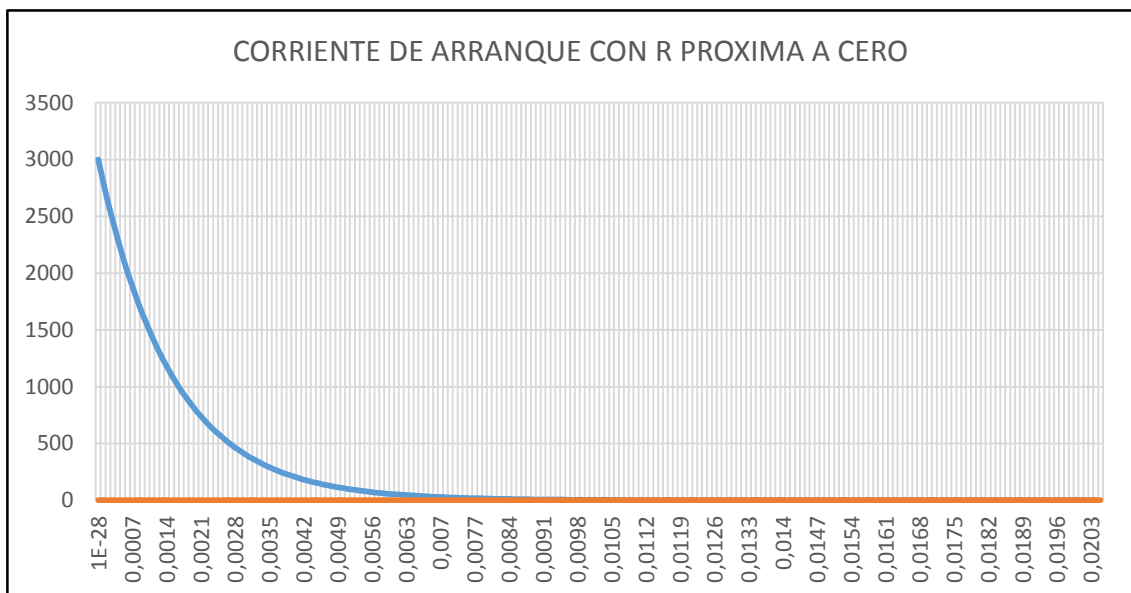


Figura 3.10. Curva corriente de carga para banco de condensadores de 14750uF sin resistencia en serie

En la Figura 3.11 se muestra un circuito capacitivo con resistencia en serie para atenuar el pico de la carga capacitiva. La resistencia en serie R1 se denomina resistencia de precarga que actúa por un corto tiempo en el orden de los segundos.

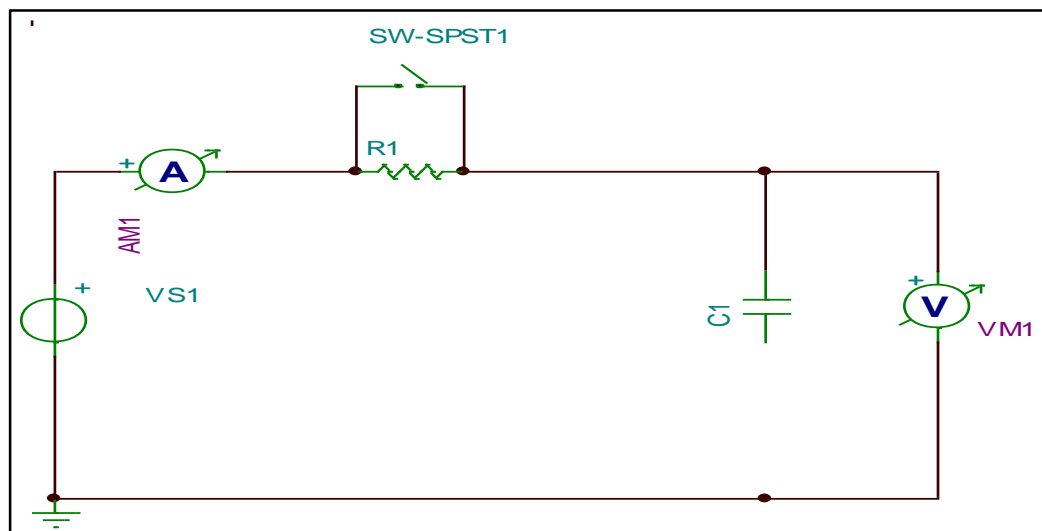


Figura 3.11. Circuito carga de capacitor con R en serie

En la Figura 3.12 se muestra en pico de corriente atenuado con un valor de resistencia en serie con los condensadores de $22\ \Omega$, el pico de arranque se atenúa a un valor de 13.9 Amperios, este valor es calculado y corroborado tal como se muestra en la Figura 3.13.

En el mercado se encuentra una resistencia de $33\ \Omega$, su comportamiento se simula en las Figuras 3.14 y 3.15, de la cual se observa que el transcurso de un segundo, el banco de condensadores alcanza una carga porcentual superior al 80% y la corriente de carga es muy cercana a cero.

El valor de potencia que disipa la resistencia en un segundo está dado por la Ecuación 3.9.

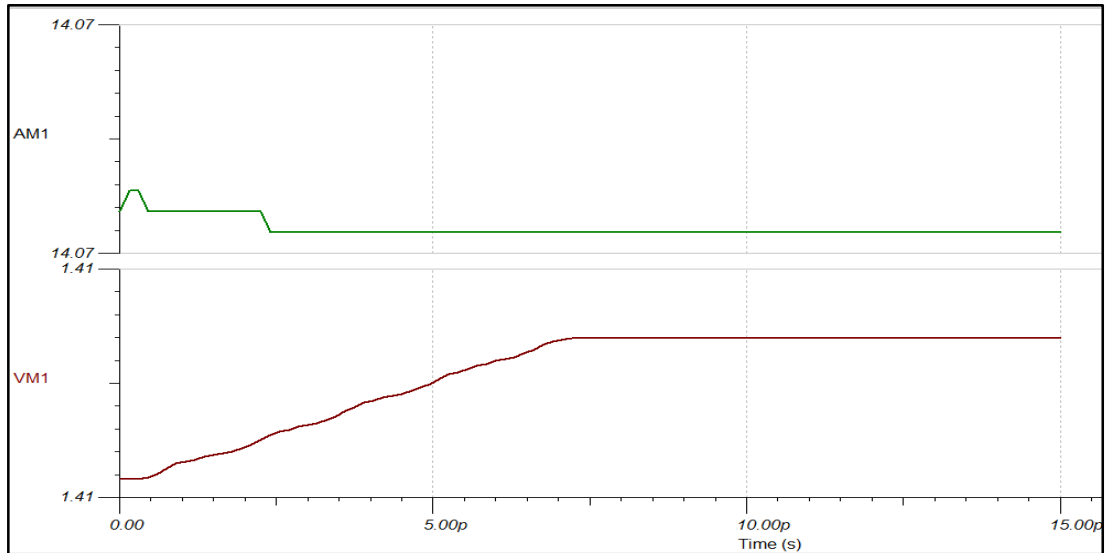


Figura 3.12. Pico de arranque de carga capacitiva atenuado con resistencia en serie

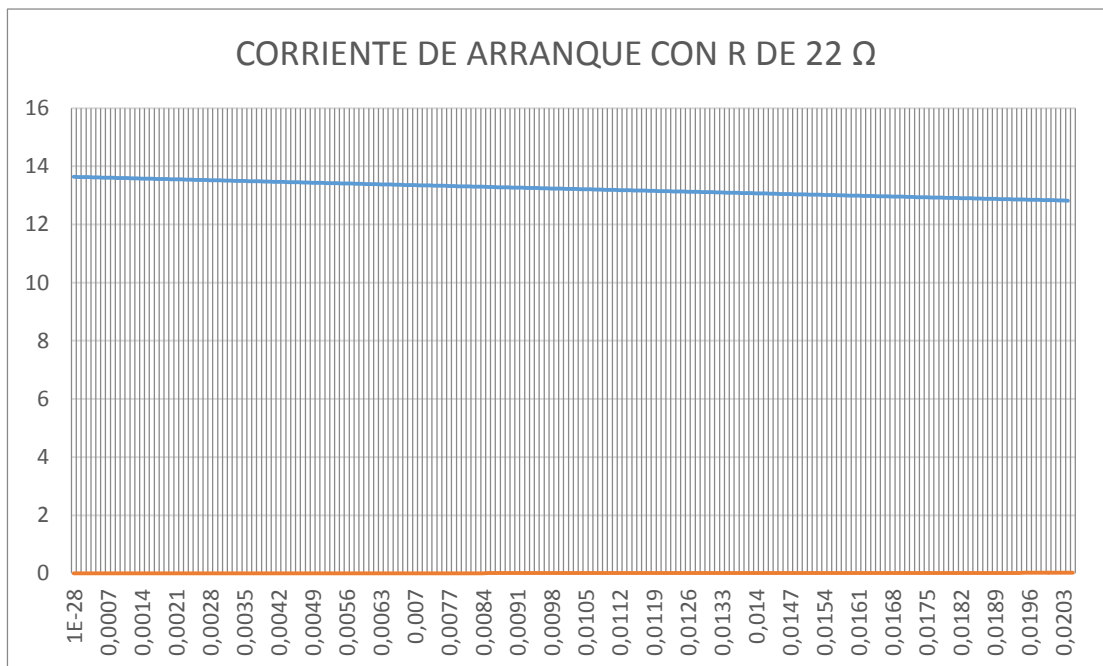


Figura 3.13. Curva corriente de carga para banco de condensadores de 14750uF con resistencia de precarga en serie

$$I = \int_0^1 \frac{V_b}{R} e^{-t/RC} dt$$

Ecuación 3.9. Sumatoria de corriente en la carga del capacitor en 1 segundo

$$I = \int_0^1 \frac{297}{33} e^{-\frac{t}{33 \times 14750^{-3}}} dt = 8.991 A$$

$$P = I^2 \times 33 = 2668W$$

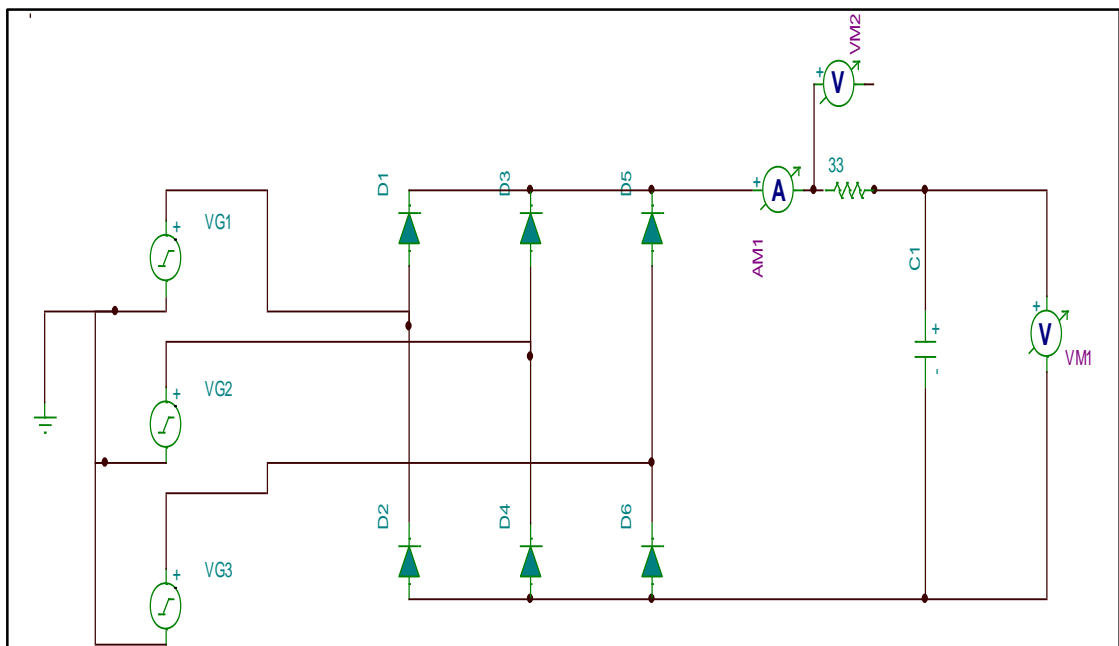


Figura 3.14. Circuito de carga de capacitores con resistencia -de pre-carga

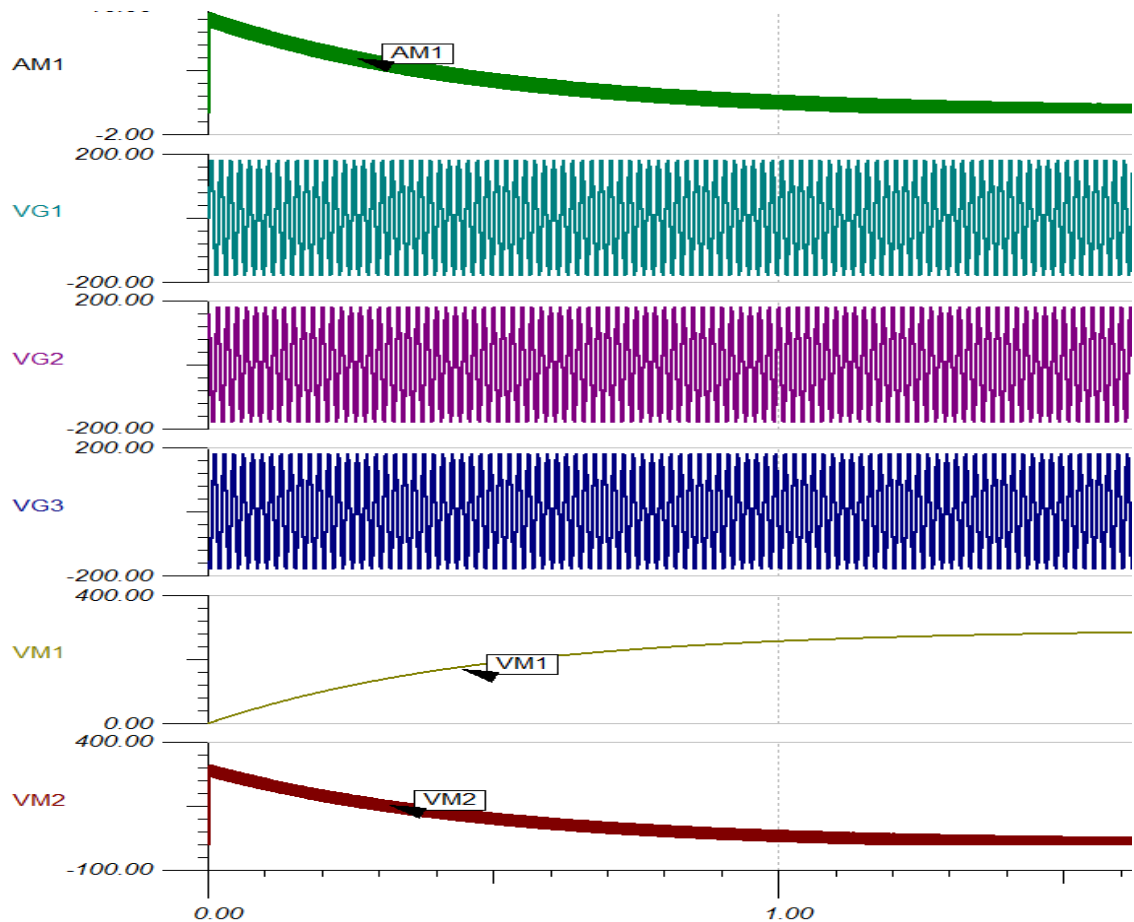


Figura 3.15. Curva corriente de carga para banco de condensadores de 14750uF con resistencia de precarga de 33Ω en serie

3.1.5. Módulo de protección en el bus de dc

Las fallas en el puente inversor, y en la carga producen una sobrecorriente en el bus de continua, ya sean estas por cortocircuito de línea, cortocircuito de rama o cortocircuito a tierra. Por lo tanto, se procede a ubicar una protección de corriente DC que limite la circulación de corriente para la protección de los IGBTs, sistema de control y carga.

La protección en DC tiene como objetivo eliminar el arco interno que se produce al desconectar el circuito eléctrico por sobre-corriente o picos elevados de corriente. La protección en DC constructivamente

posee un imán interno que se encarga de eliminar el arco eléctrico en la desconexión.

La protección en DC se dimensiona en función de la carga a instalar siendo como máximo 100 Amperios y 300 V DC.

La protección en DC debe se ubica en bus de corriente continua DC con curva de acción tipo Z.

3.1.6. Módulo inversor IGBT

Los IGBT deben cumplir con los requerimientos de voltaje y corriente calculados en el diseño de la etapa de potencia, a más de cumplir con las necesidades de velocidad en la conmutación que se encuentra en el orden de los milisegundos ms.

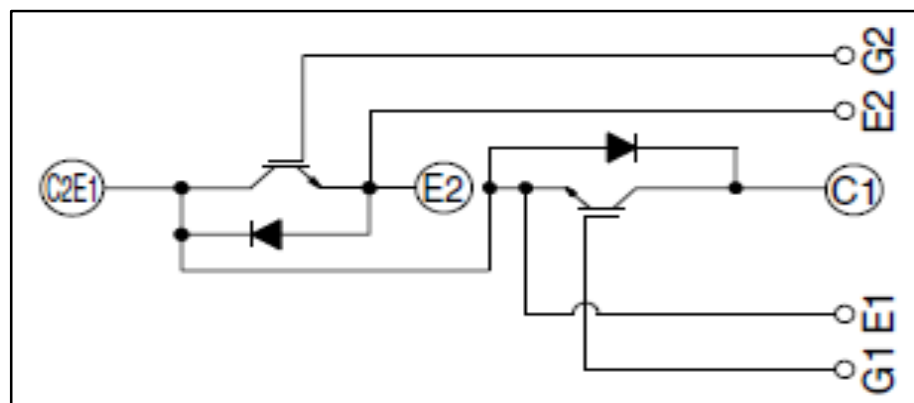


Figura 3.16. Diagrama de módulo IGBT. Fuente (MODULES, 2009)

La corriente máxima de conducción entre colector - emisor es de 100 Amperios y el voltaje de 297 Voltios.

Se elige del mercado módulos IGBT compuesto por dos IGBT en serie con un diodo en anti paralelo de protección como se muestra en la

Figura 3.16. El módulo IGBT ES EL CM100DU-12H se muestra en la Figura 3.17.



Figura 3.17. Módulo IGBT. Fuente (MODULES, 2009)

La corriente de colector de este IGBT es de 100 amperios a un voltaje colector emisor de 600 V.

La velocidad de conmutación de este IGBT está en el rango mínimo de los nanosegundos nS.

En la Figura 3.18 se muestra la curva correspondiente a la carga capacitiva en la compuerta – emisor en función del voltaje. Las fuentes para activación de la compuerta entregan 14 voltios, por lo tanto, la carga capacitiva a disipar en momento de apagado del IGBT, es alrededor de 165 nano coulombs nC manteniendo la conducción de los 300 Voltios DC.

La Figura 3.19. Muestra la corriente de conducción del IGBT colector – emisor cuando el IGBT se encuentra en saturación, la corriente máxima en forma en pulsación es de 200 Amperios teniendo presente el efecto de la temperatura por pérdidas, esta temperatura no debe sobrepasar los 125° centígrados. La corriente de conducción compuerta – emisor es de 1 micro amperio μA .

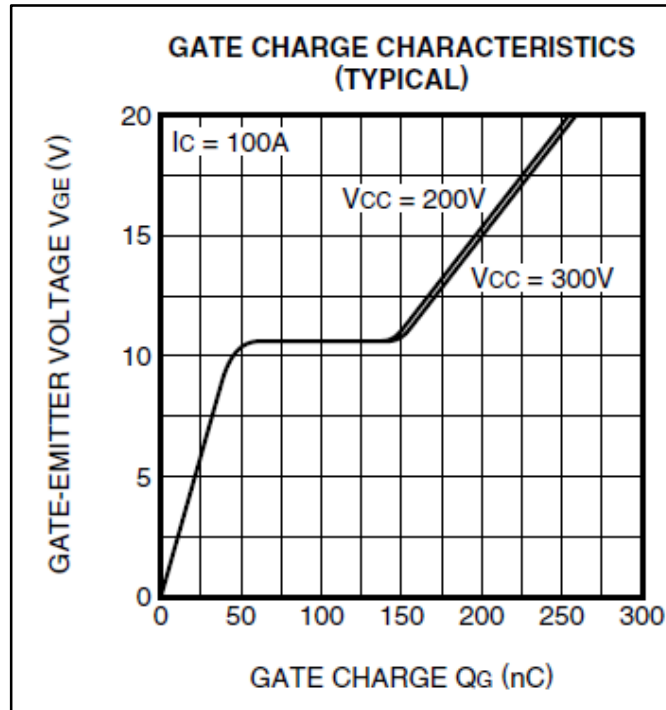


Figura 3.18. Curva característica de voltaje compuerta - emisor. (MODULES, 2009)

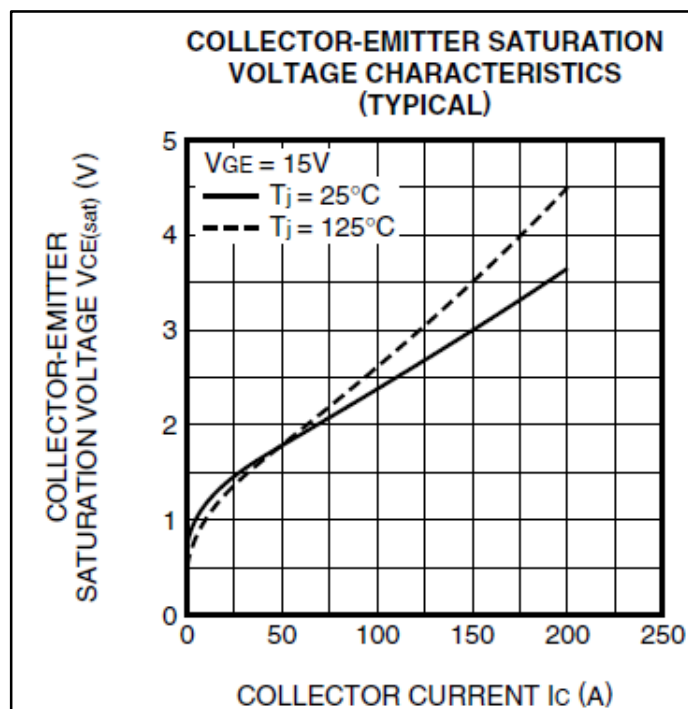


Figura 3.19. Curva característica de corriente colector - emisor. (MODULES, 2009)

La resistencia en la compuerta a usar para activación del IGBT es de 6Ω señalada por el fabricante, es importante cumplir con este requerimiento para cubrir las acciones de descarga de la capacitancia entre gate y emisor. La resistencia debe ser cerámica de por lo menos 2 vatios W.

3.2. DISEÑO DE LA ETAPA DE CONTROL

La etapa de control la constituyen:

- Módulo de control SPWM
- Módulo de opto-acopladores
- Módulo de rutina de arranque

3.2.1. Módulo de control SPWM

El módulo de control SPWM, se diseña en base a un microprocesador. Los criterios de selección del microprocesador deben armonizarse con los requerimientos impuestos por el algoritmo de programación descrito en la Figura 3.20, de lo cual se deriva que la velocidad de procesamiento y la memoria interna son los factores de selección. La velocidad de procesamiento debe ser capaz de ejecutar las rutinas establecidas sin que afecte el tiempo de conmutación requerido para construir la señal SPWM, y la memoria debe almacenar los datos necesarios para el procesamiento.

La frecuencia de la onda moduladora fundamental es de 60 Hz, con un periodo de 16.66 mili segundos (ms), por lo tanto, cada semi-ciclo dura 8.33 milisegundos (ms).

El índice de modulación M es impar con un valor de 21 lo cual significa que la portadora tendrá una frecuencia de 1260 Hz.

Al ser este un prototipo experimental que requiere pruebas y cambios continuos, por lo tanto, es importante trabajar sobre una plataforma tecnológica con mayor grado de integración. Se opta por un microcontrolador de entre los del mercado local con velocidad de procesamiento, memoria interna integrada, puertos de entrada - salida E/S digitales y conversores analógico digital ADC.

Se elige un microcontrolador de la familia AVR por cumplir con los requerimientos antes descritos y poseer grandes ventajas en el uso industrial como la inmunidad al ruido eléctrico. En el mercado se encuentra con mejor relación costo beneficio y disponibilidad, el microcontrolador Arduino Due con las siguientes características descritas en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1. Características del Arduino Due. (ARDUINO, 2018)

CARACTERISTICAS ARDUINO DUE	
Microcontrolador:	AT91SAM3X8E
Voltaje para entradas y salidas:	3.3V
Voltaje de alimentación:	7-12V.
Pines de E/S digitales:	54 pines – 130 mA
Moduladores de ancho de pulso	PWM: 12
Entradas analógicas:	12
Salidas analógicas:	2
Corriente DC máxima en el pin de 3.3V:	800mA
Corriente DC máxima en el pin de 5V:	800mA
Memoria Flash:	512 KB toda disponible para aplicaciones del usuario
SRAM:	96 KB (en dos bancos de: 64KB y 32KB)
Velocidad de reloj:	84 MHz



3.2.2. Algoritmo de programación

Para la generación de la señal SPWM trifásica, se emplea el algoritmo de programación de la Figura 3.20, con la declaración de variables iniciales, se procede al cálculo de los valores de la función seno (Moduladora) y la función triangular (Portadora) en un periodo de 360° eléctricos, estos valores se almacenan en los vectores 1 y 2 respectivamente. Posterior se comparan los datos de los vectores 1 y 2 para encontrar los puntos de intersección y generar la onda SPWM almacenada en el vector 3.

La generación del puntero indicador de fase, consiste en generar una matriz de unos y ceros de acuerdo al diagrama de la Figura 3.21 de modulación por fase con divisiones de 60° eléctricos. Los vectores punteros indicadores de fase se muestran en Tabla 3.2.

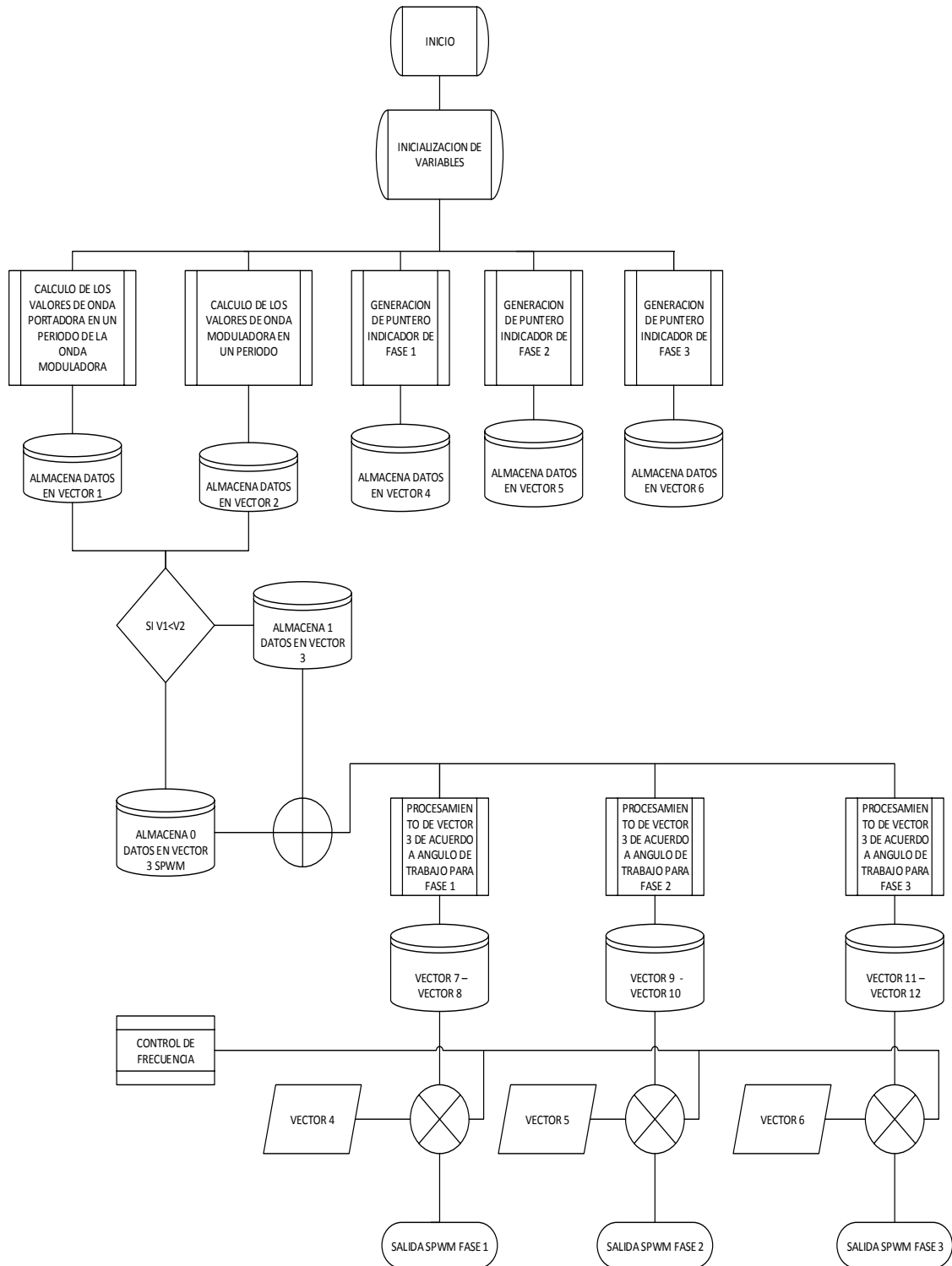


Figura 3.20. Algoritmo de programación de SPWM

Tabla 3.2. Vectores puntero indicador de fase

Vectores punteros indicadores de fase							
F1	1	1	1	0	0	0	V4
F11	0	0	0	1	1	1	
F2	0	0	1	1	1	0	V5
F22	1	1	0	0	0	1	
F3	1	0	0	0	1	1	V6
F33	0	1	1	1	0	0	

El patrón de onda SPWM de la Figura 3.21 es periódico cada 360° eléctricos, por lo tanto se crean vectores que cumplen la función de adaptar la señal SPWM para que mantenga la armonía y secuencia en cada periodo de 360° eléctricos que se repiten, estos se muestran en la Tabla 3.3.

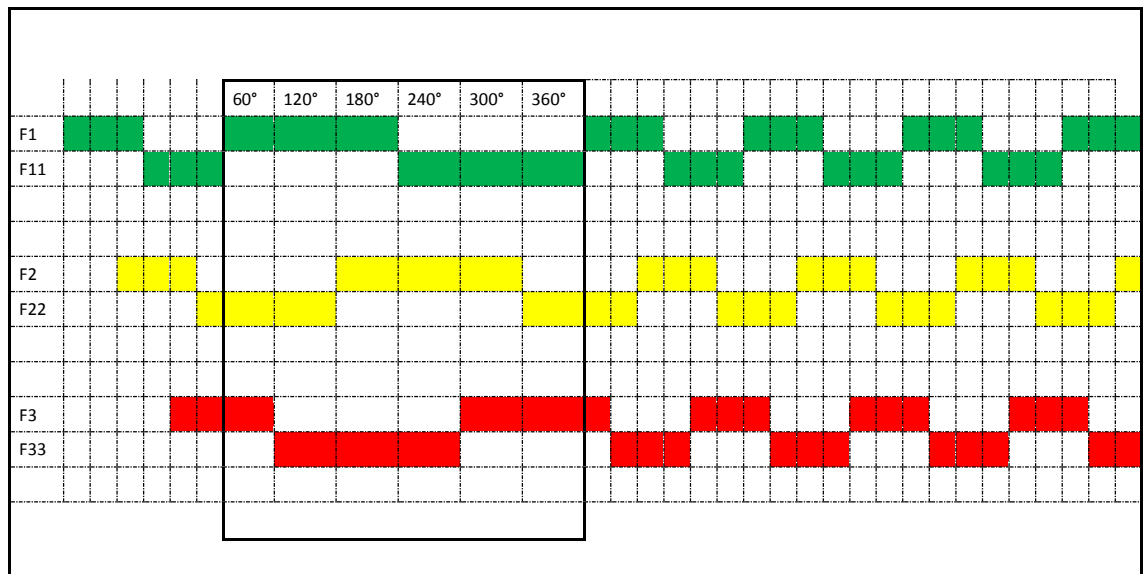


Figura 3.21. Diagrama de modulación por fase con divisiones de 60° eléctricos

De esta forma se obtienen las señales SPWM del sistema trifásico con separación de 120° eléctricos entre fases.

Tabla 3.3. Vectores de adaptación de señal

Procesamiento de vector SPWM de acuerdo al ángulo de trabajo												
SEMICICLO POSITIVO												
V7	1	0°	-	180°		0	181°	-	360°			
V8	0	0	-	120°		1	121°	-	300°	0	301°	- 360°
V9	1	0°	-	60°		0	61°	-	240°	0	300	- 360°
SEMICICLO NEGATIVO												
V10	0	0°	-	180°		1	181°	-	360°			
V11	1	0	-	120°		0	121°	-	300°	1	301°	- 360°
V12	0	0°	-	60°		1	61°	-	240°	0	300	- 360°

En la Figura 3.22 se muestra la simulación, de la modulación SPWM por semi-ciclo de fase.

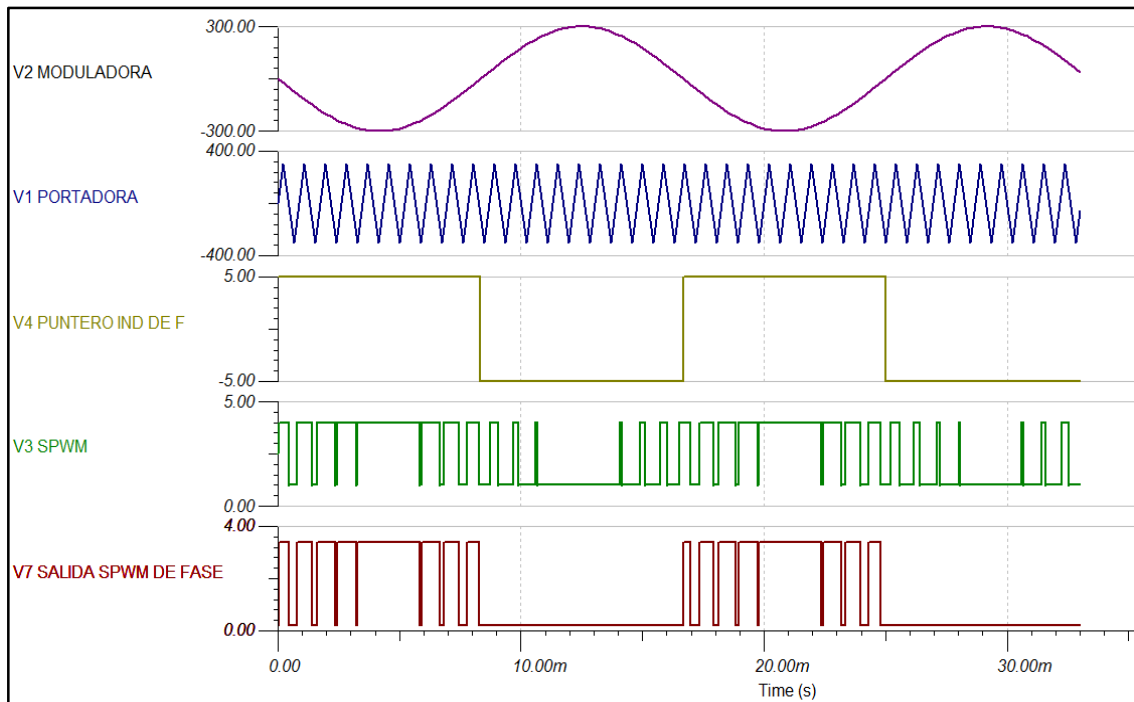


Figura 3.22. Simulación SPWM por semi-ciclo de fase

3.2.3. Módulo opto-acoplador

El módulo opto-acoplador, consiste en un circuito para el disparo de compuerta de los IGBTs con las siguientes características:



- Aislar la parte de control (microprocesador) de la parte de potencia (IGBT)
- Adaptar la señal de voltaje y corriente que entrega el microprocesador a una señal de voltaje y corriente que requiere la compuerta del IGBT
- Descargar la capacitancia interna que se genera entre la compuerta y emisor del IGBT por acción de la conmutación

El circuito de disparo diseñado, se muestra en la Figura 3.23 el cual se explica a continuación: la señal de conmutación SPWM proveniente del microprocesador a (3,3VDC), activa el opto-acoplador FD1, en este momento se satura el transistor T1 que produce la descarga capacitiva del IGBT Q1 enviando a tierra su compuerta; en el momento de no conducción del opto-acoplador FD1, el IGBT Q1 se polariza y conduce con el voltaje +Vcc de la fuente 1 y la tierra de la fuente 1, esta fuente aislada proporciona los niveles de tensión y de corriente necesarios para la activación del IGBT, para tal efecto R7 es mucho mayor a R5, R1 y R3 se diseñan en función de las características del opto acoplador y del transistor; de esta forma se activa el IGBT Q1 o superior. Para activación del IGBT Q2 o inferior el proceso es similar al explicado en líneas anteriores, la condición de operación de los dos IGBT en serie Q1 y Q2 es que debe funcionar un solo IGBT a la vez Q1 o Q2, ya que cada IGBT controla el semi-ciclo positivo y negativo respectivamente.

El diseño exige fuentes aisladas, puesto que para la polarización de los IGBT se requiere de voltaje +Vcc 1 en la compuerta y de referencia a tierra en el emisor, lo cual significa que la tierra debe de pertenecer a la misma fuente que alimenta a la compuerta para cerrar el circuito de conducción. En la Figura 3.24, se observa que los IGBT Q1, Q3, Q5 poseen fuentes de activación diferentes o aisladas puesto que no comparten un

emisor común, por tanto si se usara una sola fuente se pone en cortocircuito las tres fases de salida ya que se conectan a la misma tierra. Los IGBT Q2, Q4, Q5 comparten un emisor común a través de voltaje $-V_{cc}$, por ello es posible el uso de una sola fuente de alimentación para la activación de estos IGBT, Figura 3.24.

Por lo tanto, son necesarias 4 fuentes de alimentación para la activación de los 6 IGBT Figura 3.24.

En el mercado existe la posibilidad de circuitos de control o drivers para la activación de los IGBT. En base a los requerimientos descritos en el circuito de la Figura 3.24, se procede a ubicar el integrado TLP125, que es un opto-acoplador de la marca Toshiba diseñado como driver para el manejo de IGBTs. Figura 3.25.

El diagrama de la Figura 3.25, muestra la forma de conexión del opto-acoplador TLP125, el cual ayuda a comprender su funcionamiento.

De la Figura 3.25, cuando el opto-acoplador no se encuentra activado, 0 Voltios en el pin 2, el transistor inferior conduce, cuyo colector está en el pin 6 y el emisor en el pin 5, descargado la energía capacitiva del IGBT; cuando el opto-acoplador se activa con voltaje $+V_{cc}$ en el pin 2, el transistor inferior no conduce y conduce el transistor superior con colector en el pin 8 y emisor en el pin 6, dando de esta forma el pulso de activación a la compuerta del IGBT.

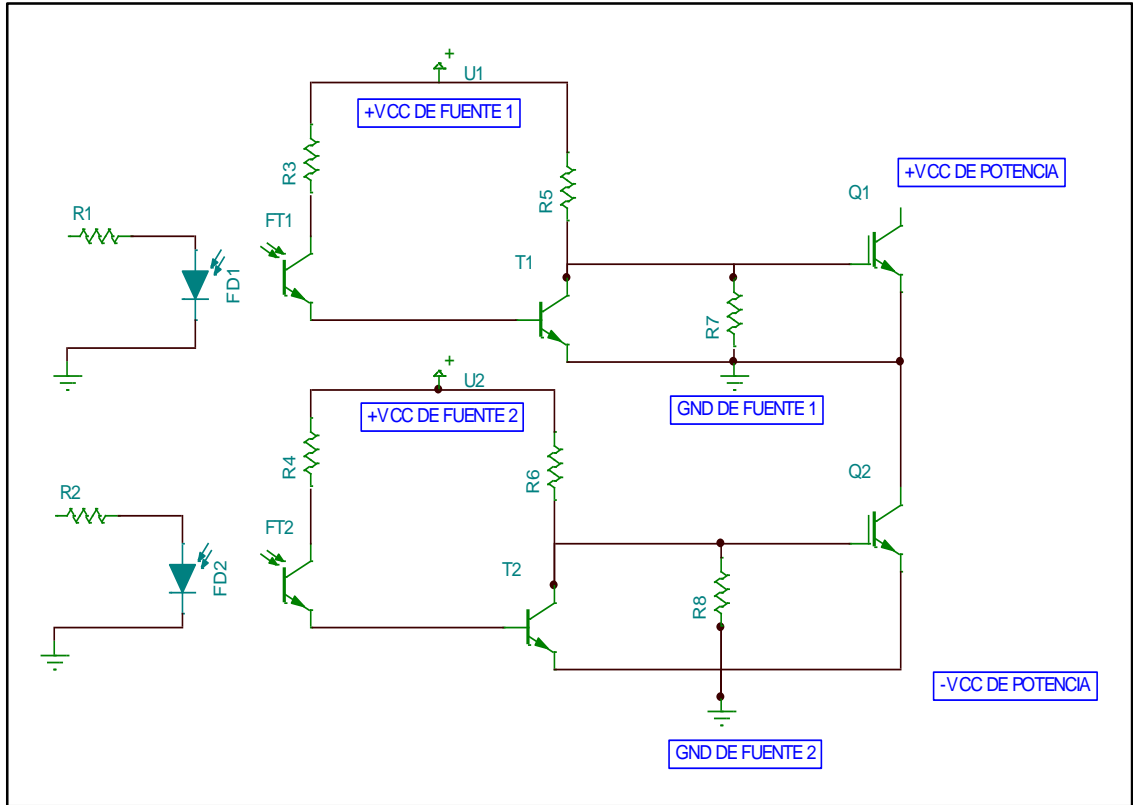


Figura 3.23. Circuito de fase para IGBT

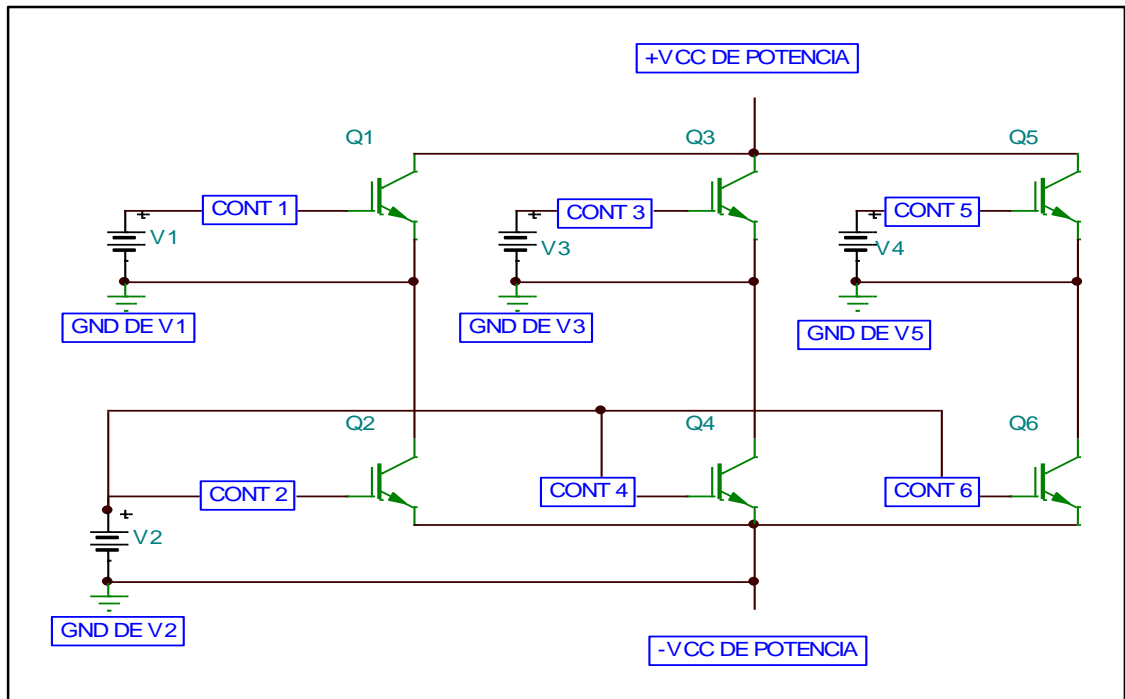


Figura 3.24. Circuito de control de IGBTs, con fuentes aisladas

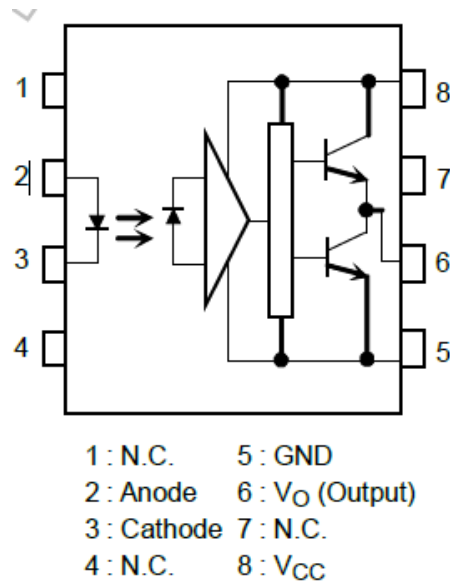


Figura 3.25. Diagrama funcional del opto-acoplador TLP125. (TOSHIBA, 2017)

El voltaje de activación del Opto-acoplador es de 1.8V con un consumo de 20 mA de corriente.

Si la salida del microprocesador es 3.3V y la resistencia para activación del opto-acoplador está dada por la Ecuación 3.10.

$$R = \frac{3.3V - 1.8V}{20^{-3}A}$$

Ecuación 3.10. Resistencia del opto-acoplador.

La resistencia R de la Ecuación 3.10 para la activación de opto-acoplador es de 75 ohmios Ω . El voltaje y la corriente que controla el TLP125 según sus especificaciones, es de 35V y la corriente 0.4 Amperios como máximos.

3.2.4. Módulo para rutina de arranque

Debido a la influencia del pico de corriente de carga producida por los capacitores y la necesidad de enviar la señal de control a los IGBTs

previo a ser energizados desde el bus de corriente continua, se procede a establecer una rutina de arranque. La rutina de arranque es administrada por un control lógico programable PLC Logo 230RC marca Siemens.

El circuito de carga en los capacitores se observa en la Figura 3.26. cuyas formas de onda se aprecian en la Figura 3.27.

En el proceso de carga inicial de los capacitores la resistencia de precarga atenúa el pico de corriente a menos de 10 A, con una diferencia de potencial de 300 V DC en el primer instante. Los valores de corriente y voltaje iniciales en la resistencia de precarga decrecen en función del tiempo con la carga de los capacitores hasta llegar a un valor muy cercano a cero (Figura 3.27).

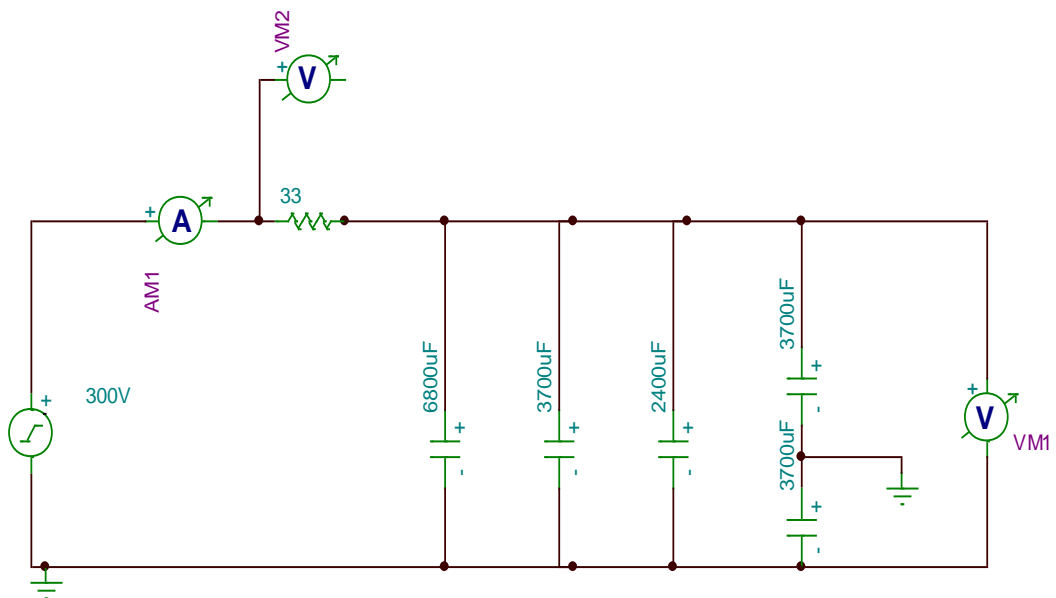


Figura 3.26. Circuito de carga de los capacitores

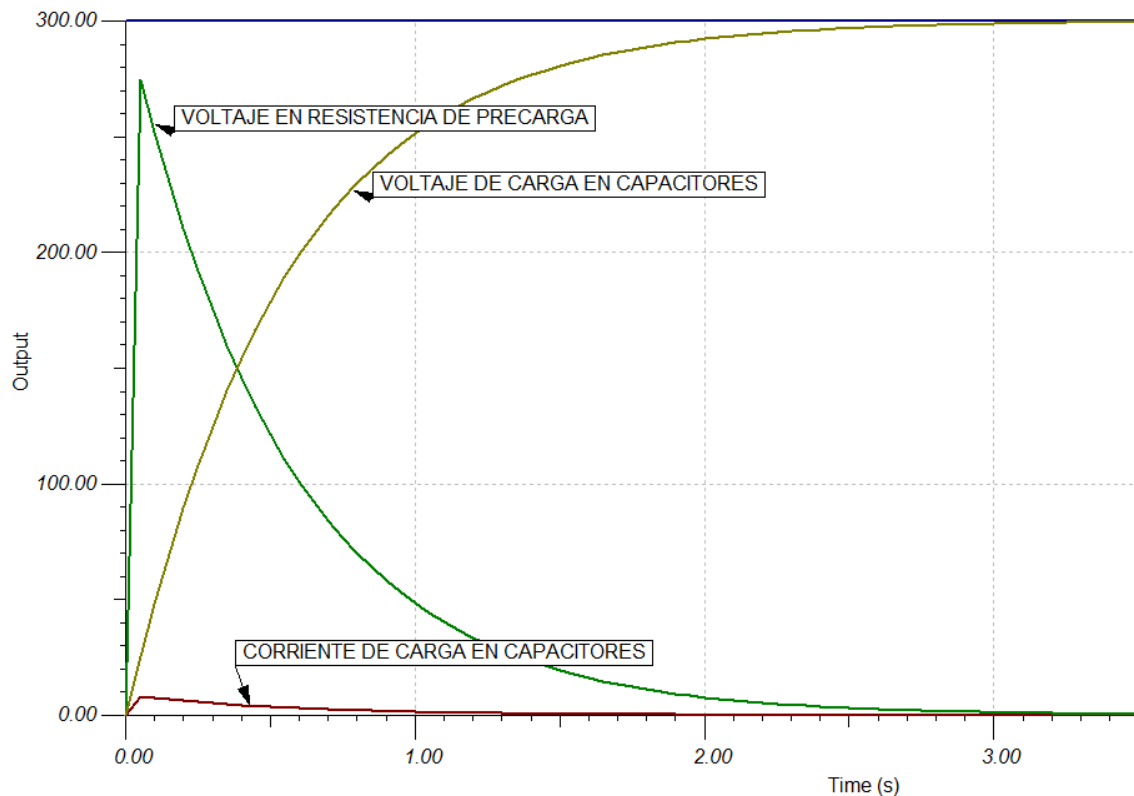


Figura 3.27. Forma de onda en la carga de los capacitores

En la Figura 3.28 el contacto normalmente abierto NO del contactor K1 se cierra por 3 segundos para activar el proceso de carga en los capacitores, posteriormente se activa el contacto normalmente abierto NO del contactor K3 que permite el paso de la corriente de diseño nominal hacia el banco de condensadores.

Una vez energizado el banco de condensadores se activa el contactor K4 de la Figura 3.29 que enciende los módulo de control y opto-acoplador, el módulo de control posterior a su correcto funcionamiento envía una señal al PLC quien activa en contactor K5.

Por último, se activa la bobina del contactor K5 de la Figura 3.28 que alimenta al circuito inversor IGBT, produciéndose la salida de SPWM trifásica a la salida del inversor.

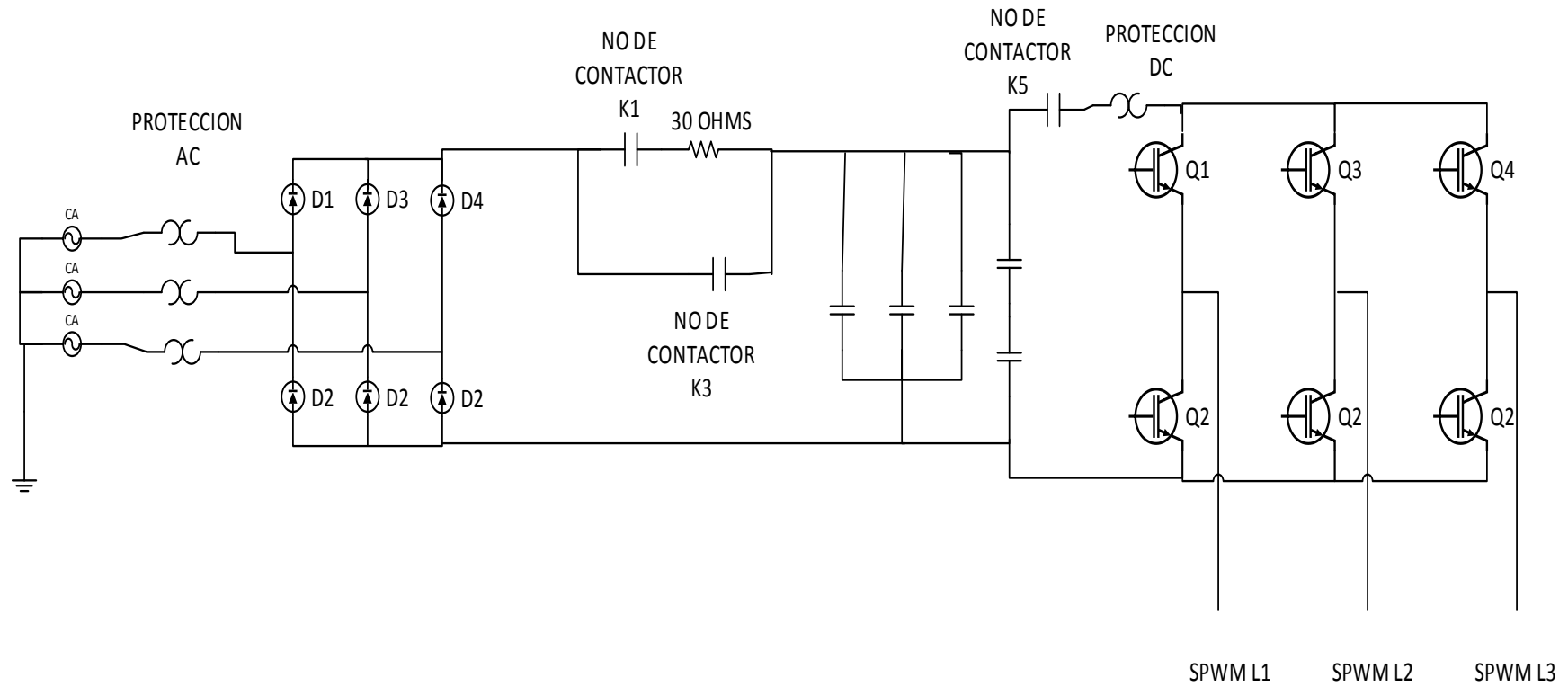


Figura 3.28. Circuito rutina de arranque

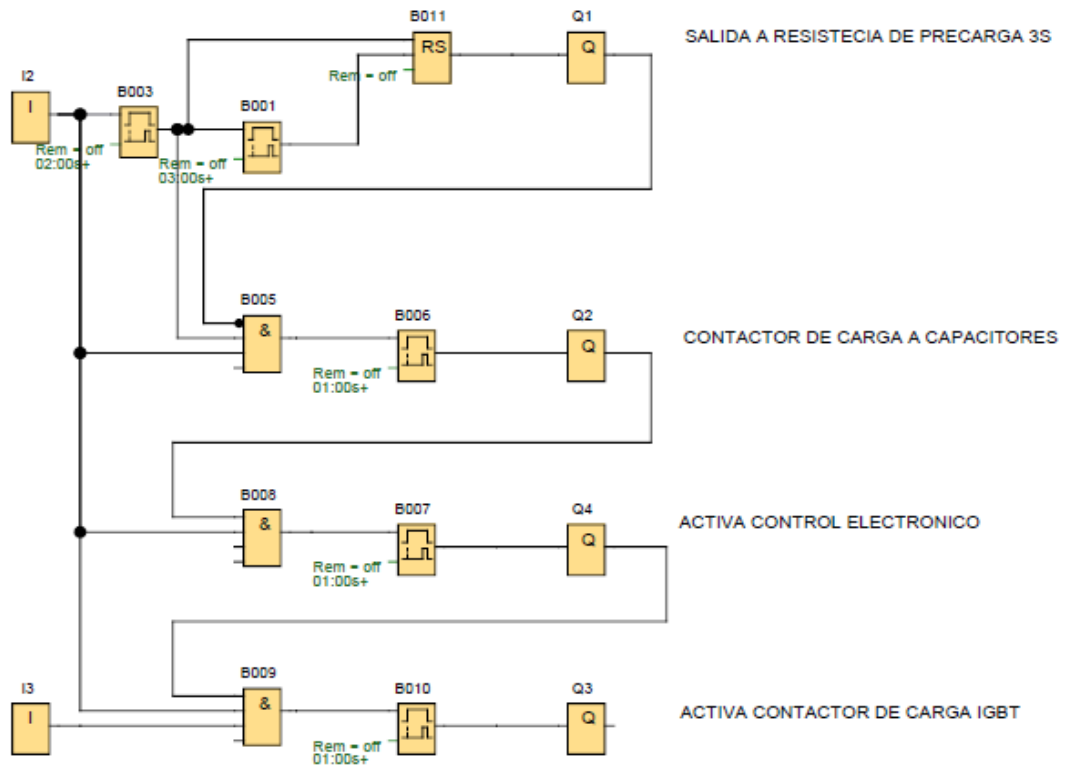


Figura 3.29. Circuito de control para la rutina de arranque

3.2.5. Control del arrancador suave

La variación de la frecuencia de la señal SPWM trifásica se realiza de forma manual mediante un potenciómetro. Los valores de frecuencia se observan en una pantalla LCD.

CAPITULO 4

CONSTRUCCION DEL ARRANCADOR SUAVE

Los equipos utilizados para la construcción del arrancador suave se seleccionan de acuerdo a los criterios de modularidad y disponibilidad en el mercado local. Las protecciones eléctricas se constituyen por un breaker termomagnético para AC y un breaker para DC, los contactores están diseñados para el aislamiento y control de la corriente nominal en DC, el rectificador trifásico se conforma por un módulo rectificador con las características de voltaje y corriente de diseño, el filtro es un bloque de capacitores con una sumatoria total de 14750 μ F, las fuentes de poder aisladas son fuentes comerciales de tipo conmutado y el sistema de control con los drivers para IGBTs están integrados en una placa de circuito impreso PCB.

4.1. BREAKER DE PROTECCIÓN GENERAL AC

El breaker de protección eléctrica principal en AC, se observa en la Figura 4.1 y posee las siguientes características:

- Modelo: DZ47LE-32 3P C32
- Características de fase instantáneo: Tipo C
- Capacidad de ruptura: 6 (KA)
- Tipo de protección: fugas, sobrecarga, protección del cortocircuito

- Frecuencia nominal: 50/60
- Voltaje Nominal: 400V

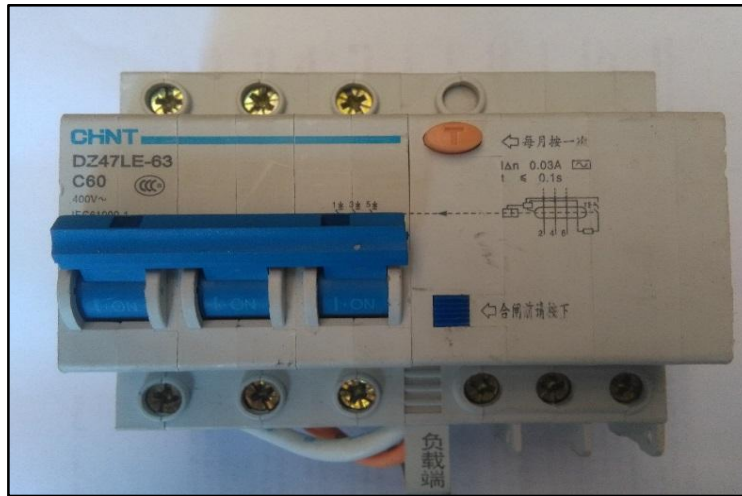


Figura 4.1. Breaker de protección AC

4.2. MÓDULO RECTIFICADOR

El módulo rectificador de la Figura 4.2 es un rectificador trifásico no controlado conformado por diodos.

Características de módulo rectificador:

- Fabricante: Semikron
- Modelo: SKD 110/12 Semipont Power Rectifier
- Amperios: 110 A
- Voltios: 1200V



Figura 4.2. Módulo rectificador

4.3. RESISTENCIA DE PRECARGA

La resistencia de precarga, cumple una labor fundamental en la carga del circuito capacitivo de filtrado al evitar el pico de carga, la misma se muestra en la Figura 4.3.

Características:

- Fabricante: Ecuador
- Modelo: S/D
- Resistencia: 33Ω
- Potencia: 2727W



Figura 4.3. Resistencia de precarga

4.3.1. Fuentes aisladas

Las fuentes aisladas de poder son un total de cinco, se usan cuatro para alimentar los módulos IGBTs de acuerdo al diseño y una fuente para alimentar al sistema de control, estas fuentes son del tipo que se muestra en la Figura 4.4.

Características de las fuentes aisladas:

- Tipo de fuente: Conmutada
- Voltaje de entrada: 110 / 220 VCA
- Voltaje de salida: 12 VCD
- Potencia: 60 Watts
- Corriente de salida máxima: 5 A
- Frecuencia nominal: 50Hz a 60 Hz
- Dimensiones: 16 cm X 9.8 cm X 3.8 cm
- Color: Plata
- Modelo: FTS-60W-12



Figura 4.4. Fuentes aisladas

4.3.2. Capacitores

El banco de capacitores posee una capacitancia total de 14750uF, este valor proviene de la conexión en paralelo y serie de los capacitores indicados en el Capítulo III.

Se muestran las características de los capacitores de acuerdo a marca y capacitancia.

Características :

- Marca: PHILIPS
- Serie: 120-111-008
- Capacidad: 3700 uf
- Voltaje: 350 VCC
- Temperatura máxima ambiente: 85 C



Figura 4.5. Capacitores de 3700uF

Características:

- Marca: CORNELL DUBILIER MKTG
- Serie: DCMX242T450CD2B

- Capacidad: 2400 uF
- Voltaje: 450 VCC
- Temperatura máxima ambiente: 85 C



Figura 4.6. Capacitor de 2400uF

Características

- Marca: EPCOS
- Serie: B43458-S5688-M1
- Capacidad: 6800 uF
- Voltaje: 400 VCC
- Temperatura máxima ambiente: 85 C



Figura 4.7. Capacitor de 6800u.

4.3.3. Resistencias de ecualización

Las resistencias de ecualización, conectadas en derivación con cada uno de los capacitores en serie, el punto central de estos dos capacitores es la referencia para el uso monofásico del arrancador suave.

Características:

- Modelo: ATE 10SR
- Resistencia: $27K\Omega$
- Potencia: 13W



Figura 4.8. Resistencias de ecualización

4.4. MODULO IGBT

Los módulos IGBT están diseñados para aplicaciones de conmutación de corrientes y voltajes considerables. Cada módulo consta de dos IGBT en serie con dos diodo de recuperación rápida

Lapo Camisan Douglas
Ludeña Jimenez Milton



conectados en antiparalelo. Exteriormente están presentes los puntos necesarios para la conexión como compuerta, colector, emisor y la unión entre emisor y colector de los dos IGBT.

Para las pruebas se usaran dos tipos de IGBTs, uno de 100 A cuyo modelo es el CM100DU-12H y uno de 75 A modelo MG75J2YS40. Cabe resaltar que para el IGBT modelo MG75J2YS40 se usa una resistencia de 16Ω en la compuerta como señala el fabricante.

Las características de los módulos IGBT se detallan a continuación. En las Figuras 4.9 y 4.10 se observa los módulo IGBT.

Características Modelo CM100DU-12H

- Marca: Mitsubishi
- Temperatura de unión: -40 a 150 ° C
- Temperatura de almacenamiento: -40 a 125 ° C
- Voltaje Colector-Emisor: 600 V
- Voltaje puerta-emisor: ± 20 voltios
- Corriente de colector ($T_c = 25$ ° C): 100 A
- Corriente máxima del emisor : 200 A
- Corriente del emisor 25 ° C: 100 A
- Tiempos de conmutación: en el orden de los nanosegundos
- Baja potencia de transmisión
- Diodo de rueda libre

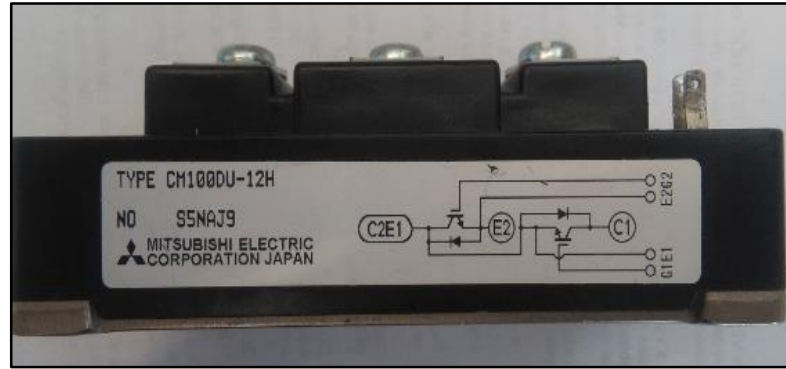


Figura 4.9. Módulo IGBT CM100DU-12H

Características Modelo MG75J2YS40

- Marca: Toshiba
- Temperatura de unión: 150 ° C
- Temperatura de almacenamiento: -40 a 125 ° C
- Voltaje Colector-Emisor: 600 V
- Voltaje puerta-emisor: ± 20 voltios
- Corriente de colector ($T_c = 25^\circ \text{C}$): 75 A
- Corriente del emisor 25 ° C: 100 A
- Corriente máxima del emisor : 200 Amperios
- Tiempos de conmutación: en el orden de los microsegundos
tiempo de conmutación menor a 0.8 μS
- Diodo de rueda libre



Figura 4.10. Módulo IGBT MG75J2YS40

4.5. MÓDULO DE CONTROL

El módulo de control constituido por un Arduino Due y los controladores de IGBTs se muestran en la Figura 4.11. Para la visualización de los datos de frecuencia de operación en el LCD se usa un Arduino Mega. El uso del Arduino Mega es con el objetivo de no retardar los tiempos de procesamiento en el programa del Arduino Due.

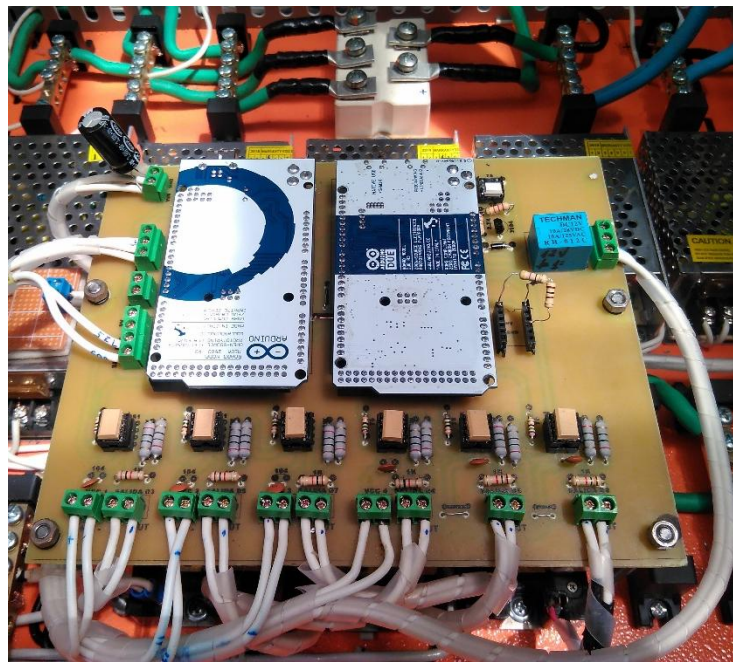


Figura 4.11. Módulo de control para IGBTs

En la Figura 4.12. se muestra el proceso de armado del rack o tablero que contendrá el arrancador suave para motores de inducción trifásicos.

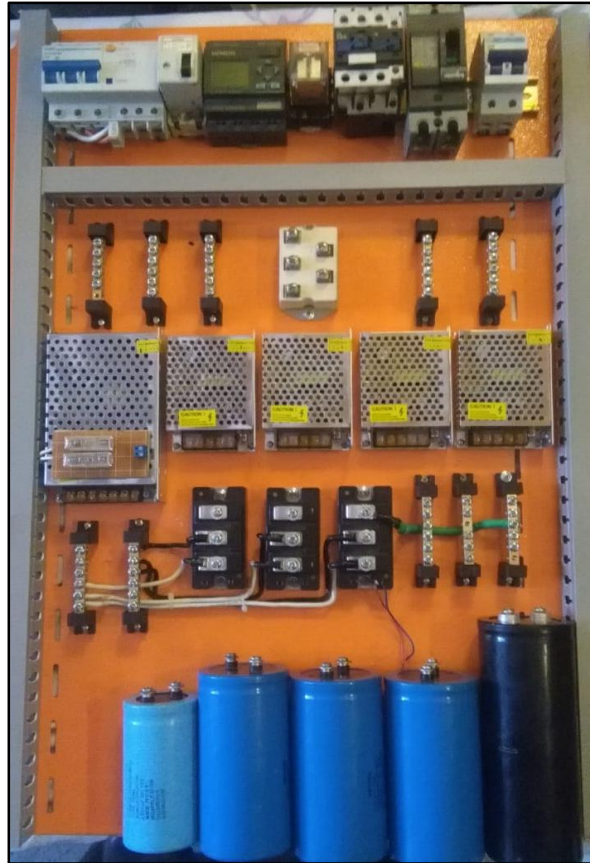


Figura 4.12. Arrancador suave para motores de inducción Trifásicos

CAPITULO 5

PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO DEL ARRANCADOR SUAVE

5.1 PRUEBA DEL MÓDULO RECTIFICADOR

Con la ayuda de un osciloscopio se visualiza la forma de onda a la salida del módulo rectificador trifásico, con un nivel de voltaje de 264 Voltios. La fuente de alimentación es trifásica a voltaje nominal de 220V. la forma de onda a la salida del rectificador se observa en la Figura 5.1.

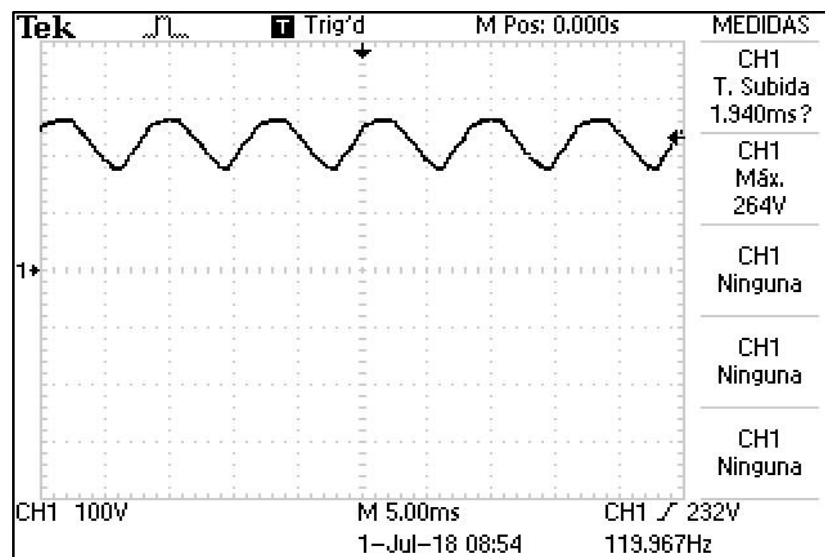


Figura 5.1. Forma de onda a la salida del rectificador

5.2 PRUEBAS DE MICROCONTROLADOR

Las pruebas del microcontrolador consisten en verificar el comportamiento de la señal SPWM en las salidas del microcontrolador en base a:

- Forma de onda SPWM
- Tiempos mínimos de conmutación entre pulsos
- Tiempos de conmutación en el paso de semi-ciclo positivo a semi-ciclo negativo
- Desfase de 120° eléctricos entre fase1 - fase2 – fase3

La armonía en la forma de onda SPWM a la salida del microcontrolador se observa en la Figura 5.2.

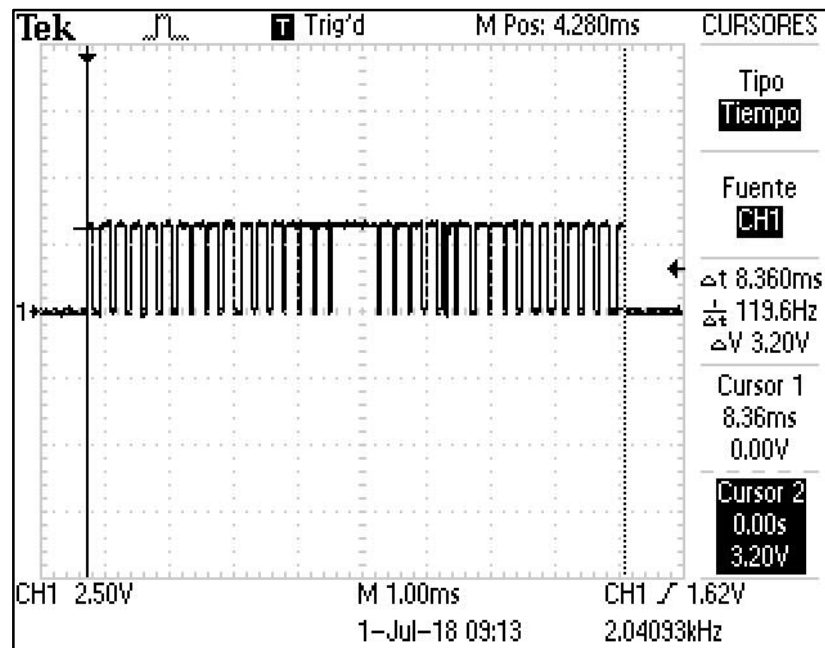


Figura 5.2. Forma de onda SPWM a la salida del microcontrolador

Los tiempos de oscilación mínimos se observan en la Figura 5.3, siendo de 50uS estos tiempos son superiores a los tiempos de

conmutación del módulo IGBT CM100DU-12H que están en el orden de los nano segundos nS.

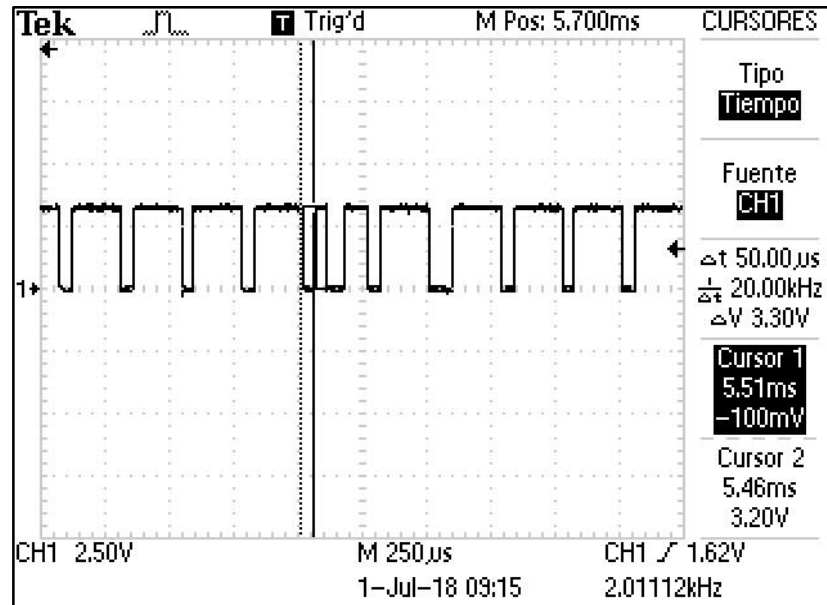


Figura 5.3. Tiempos mínimos de conmutación del microcontrolador

La sincronía entre semi-ciclos positivo y negativo de fase se observa en la Figura 5.4. En las Figura 5.5 y 5.6 se observa un tiempo de separación de 120 μ S, entre semi-ciclo positivo y semi-ciclo negativo; lo cual confirma que no existe un cortocircuito de rama en los módulos IGBT.

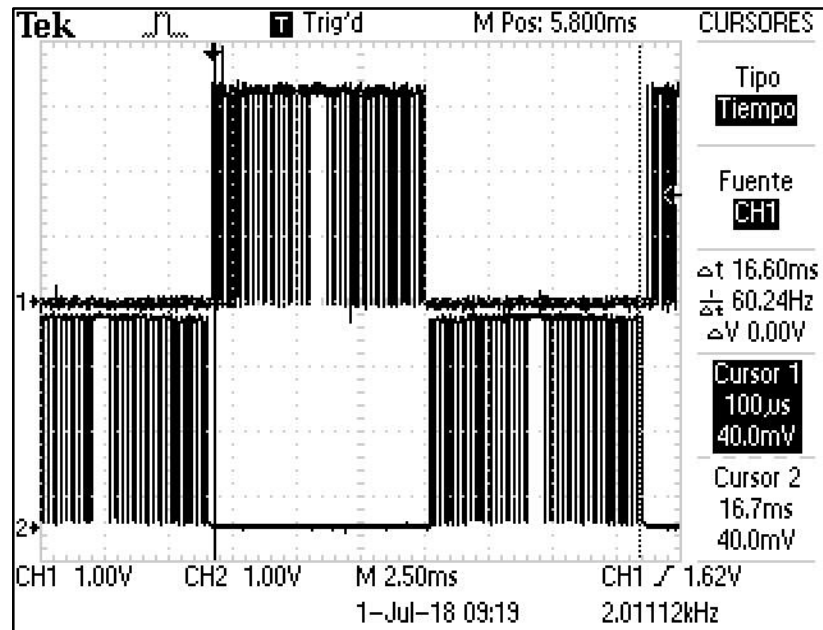


Figura 5.4. Sincronía entre semi-ciclo positivo y semi-ciclo negativo

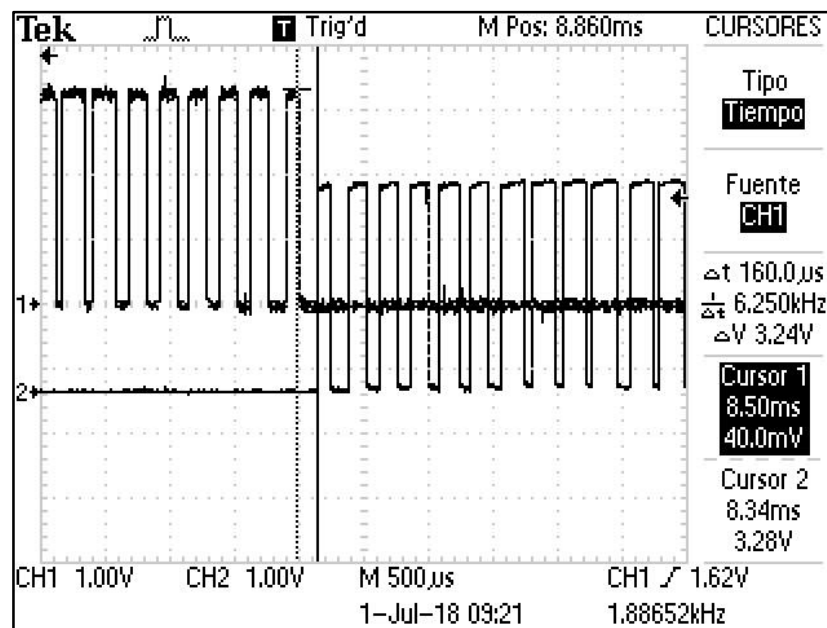


Figura 5.5. Tiempo entre inicio de entre semi-ciclo positivo y semi-ciclo negativo

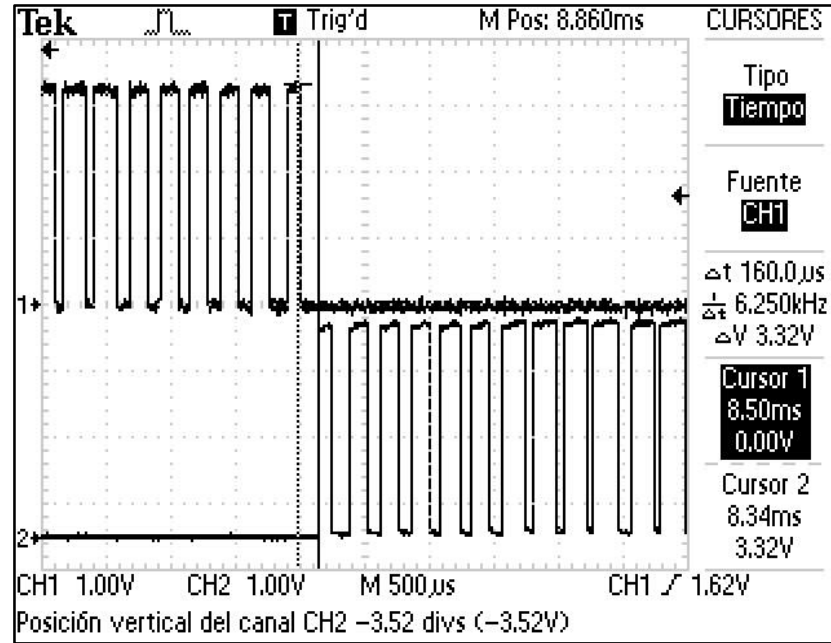


Figura 5.6. Tiempo entre final de entre semi-ciclo positivo y semi-ciclo negativo

En las figuras 5.7 y 5.8, se corrobora la sincronía del sistema trifásico para garantizar un desfase de 120° eléctricos entre fases.

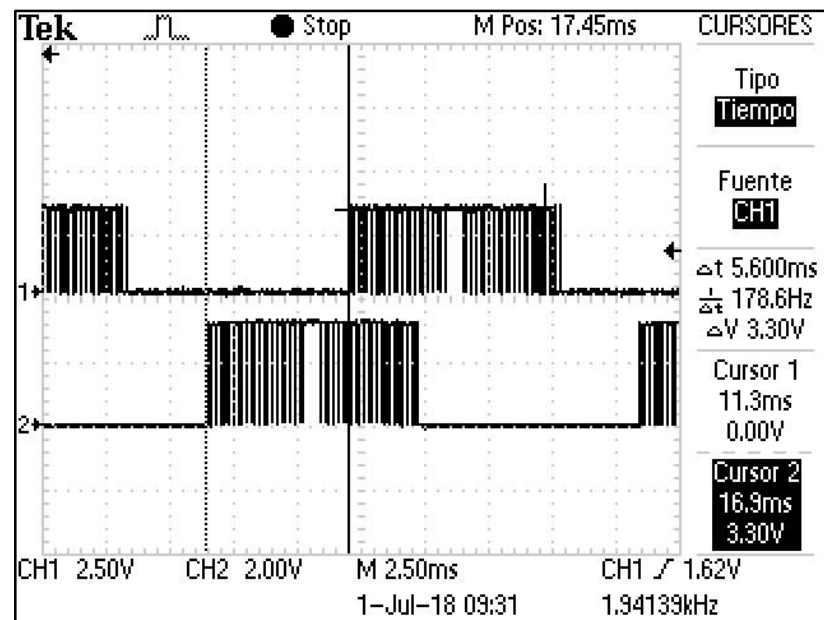


Figura 5.7. Desfase de -120° eléctricos entre fases 1 y 3

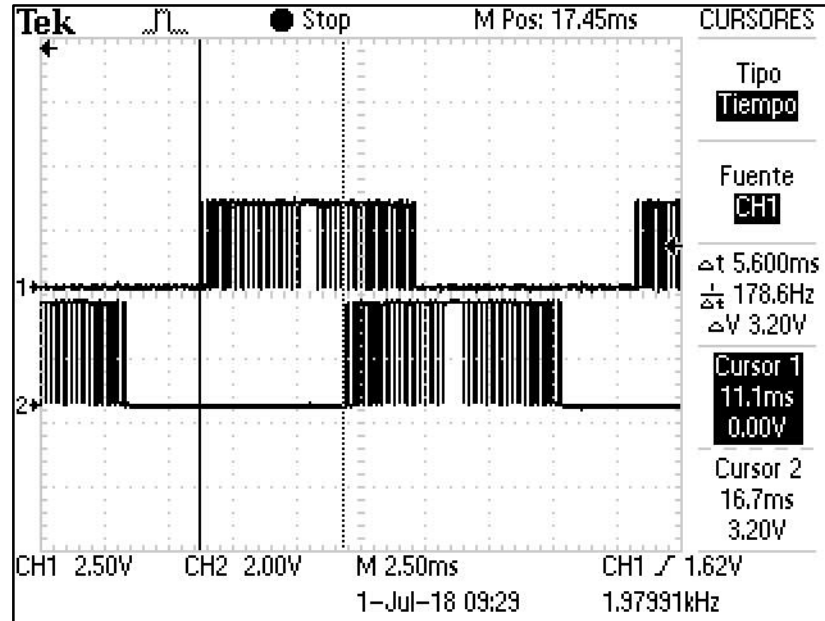


Figura 5.8. Desfase de 120° eléctricos entre fases 1 y 2

5.3 PRUEBAS A LA SALIDA DEL DRIVER OPTO ACOPLADOR

Las pruebas a la salida del opto-acoplador, consisten en verificar la réplica de la señal a la salida del microcontrolador, con un nivel de voltaje superior de 14 V DC adecuado para activar los IGBT.

En la Figura 5.9 se observa la señal de salida por semi-ciclo de los opto-acopladores con un nivel de voltaje de 14V.

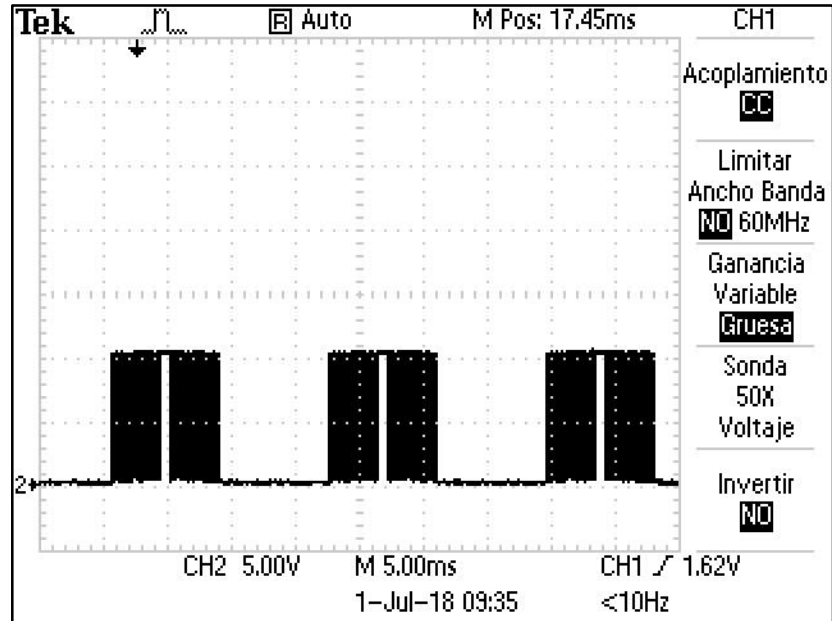


Figura 5.9. Señal de salida SPWM por semi-ciclo a la salida de los opto-acopladores

5.4 PRUEBAS A LA SALIDA DE LOS IGBTs CON UNA FUENTE DE 12V DC EN EL BUS DE CONTINUA.

En las figuras 5.10 y 5.11 se observan la forma de onda SPWM a la salida de los IGBTs con una fuente de alimentación de 12V y una carga resistiva en delta, con lo cual se verifica que no existe cortocircuito de rama en la conmutación en los IGBTs.

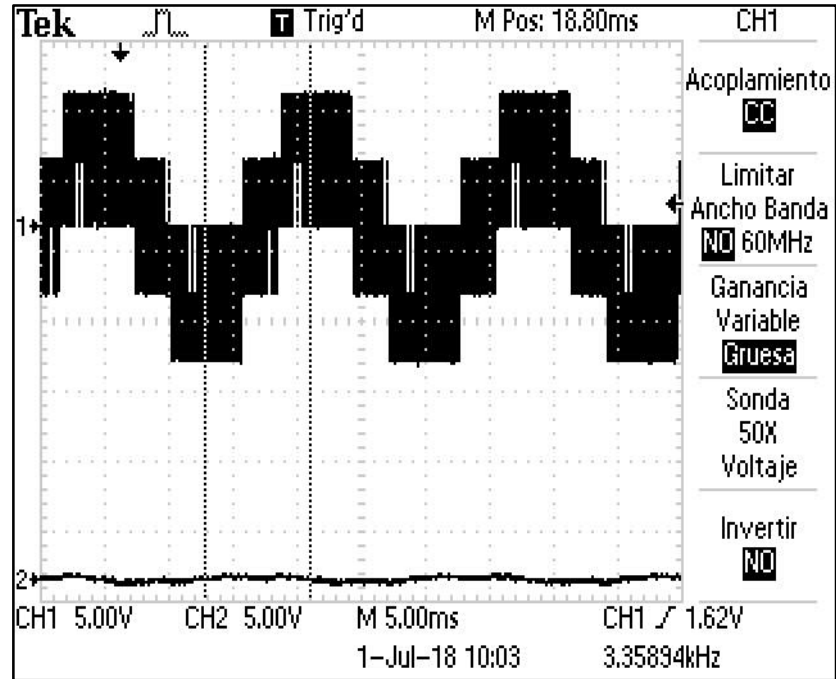


Figura 5.10. Señal de salida SPWM en onda completa

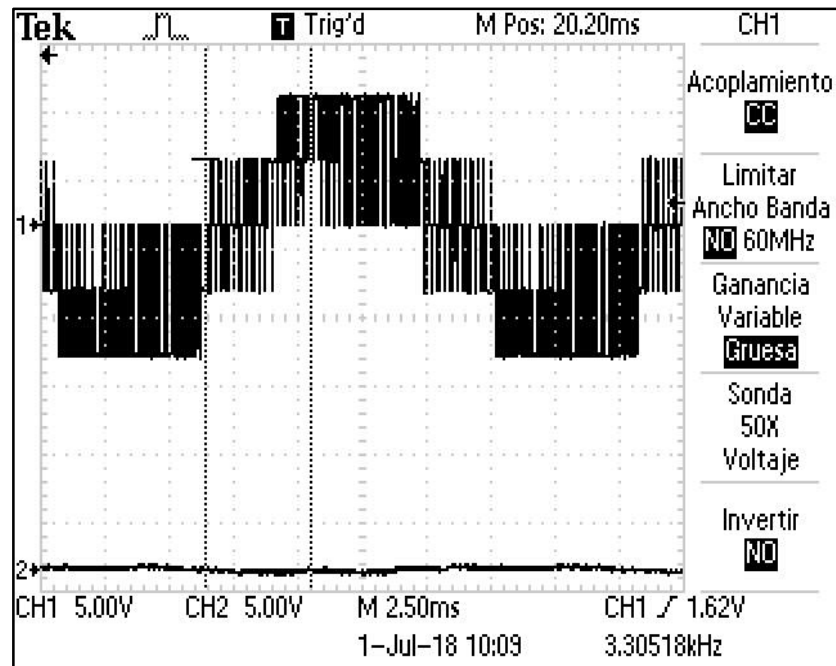


Figura 5.11. Señal de salida SPWM en onda completa

5.5 PRUEBAS A LA SALIDA DEL IGBT CON CARGA

Los resultados de estas pruebas se muestran en la Figura 5.15. la medición fue efectuada entre fases, con el control de un motor de inducción de 15 Hp entregando una frecuencia de 58.82 Hz. Para esta medición se usa una sonda diferencial de voltaje marca Tektronix modelo PS5200A.

- Las pruebas fueron efectuadas con el IGBT CM100DU-12H y con el IGBT MG75J2YS40 obteniendo los mismos resultados.

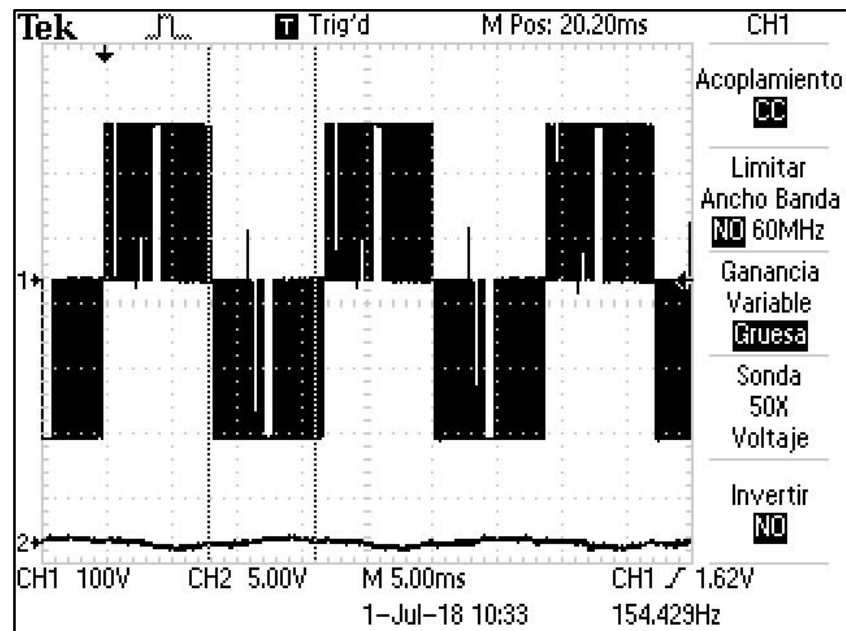


Figura 5.122. Señal de salida SPWM en onda completa



CAPITULO 6

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES

- La potencia eléctrica del prototipo de arrancador suave para motores trifásicos de inducción diseñado e implementado, es escalable mediante el cambio de módulos IGBTs y protecciones, usando un mismo sistema de control.
- Sobre una base de potencia disponible, el arrancador suave diseñado e implementado puede ser usado a menores potencias con el redimensionamiento de protecciones eléctricas.
- El prototipo de arrancador suave para motores de inducción trifásicos, puede funcionar con la alimentación eléctrica de dos fases, reduciéndose su potencia nominal por la capacidad de filtrado en un 40% aproximadamente.
- El factor $\frac{V}{f}$ es constante en el proceso de arranque, evitándose la saturación magnética del núcleo en los motores eléctricos de inducción.



- Se concluye que las pruebas efectuadas en el prototipo de arrancador suave para motores de inducción son satisfactorias, evaluándose así el comportamiento del equipo.
- Se concluye que la máquina picadora de forraje industrial de la Granja de Irquis de la Universidad de Cuenca se encuentra rehabilitada y repotenciada conforme se detalla en el Anexo 5.
- Se concluye que la capacidad y características del motor de inducción usado para la picadora de forraje industrial de la Granja de Irquis, están dentro de los rangos del prototipo de arrancador suave, por lo que se procede a su empleo y pruebas en este motor.
- El prototipo desarrollado puede ser configurado a frecuencia fundamental de 60 Hz y usado como inversor trifásico teniendo presente la potencia nominal.



RECOMENDACIONES

- Usar las medidas de seguridad industrial y de seguridad eléctrica antes de intervenir en el prototipo.
- Cambiar la resistencia de compuerta cuando se efectúen cambios de módulos IGBT, de acuerdo a hojas de especificaciones.
- Retornar el potenciómetro de velocidad a cero antes de arrancar un motor de inducción.



REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

Agencia de Regulación y Control de Electricidad. (2018). *RESOLUCIÓN 005-2018*. Quito.

Arduino. (2018). *ARDUINO*. Obtenido de <https://store.arduino.cc/usa/arduino-due>

Chapman, S. J. (2004). *Máquinas Eléctricas*. México: Mc Graw Hill.

Chapman, S. J. (2005). *Máquinas Eléctricas*. México D.F: Mc Graw-Hill Interamericana.

EATON. (2011). *Arranque y control de motores trifásicos asíncronos*. Barcelona.

Eaton Industries. (2011). *Arranque y control de motores*. Barcelona: De l'acer.

Fink, D., & Wayne, B. (1995). *Manual de Ingeniería Eléctrica*. México: Mc Graw Hill.

Gonzalez, L. M. (2009). *Electrónica de Potencia, Convertidores, aplicaciones y diseño. Tercera Edición*. Mexico. D.F.: Mc Caw Hill.

Harper, E. (2000). *Curso de Transformadores y Motores de Inducción. 4 Edición*. Mexico: Limusa S.A.

HONORAT, R. (1995). LA ELECCION DE LOS COMPONENTES DE POTENCIA. En R. HONORAT, *TIRISTORES, TRIACS Y GTO* (pág. 356). España: Paraninfo.

Honorat, R. V. (1995). *TIRISTORES, TRIACS Y GTO* . Madrid: Paraninfo.



International, A. (2000). La guía completa para pruebas de aislamiento. *MEGGER*, 76.

Martinez, M. J. (2014). *MÓDULOS ELECTRÓNICOS Y SISTEMAS ELECTRÓNICOS MODULARES PARA OPTIMIZAR LA GESTIÓN Y. ESPAÑA*.

Modules, M. I. (2009). CM100DU-12H. *HIGH POWER SWITCHING USE INSULATED TYPE*, 4.

Mora, J. F. (2012). *Circuitos Eléctricos*. Madrid: Pearson.

Ned Mohan, Tore M. Undeland, Williams P. Robbins. (2009). *Electronica de Potencia, Convertidores aplicaciones y diseño*. Mexico: McGrawHill.

Rasmussen, N. (2005). *Sistemas modulares: Evolución de la confiabilidad*. American Power Conversion.

Rockwell Automation. (1 de Octubre de 2014). *Rockwell Automation*. Obtenido de <http://www.rockwellautomation.com/literature/>.

TOSHIBA. (2017). TOSHIBA PHOTOCOUPLER. *TOSHIBA ELECTRONIC DEVICES & STORAGE CORPORATION*, 7.

Zacchino, V. (2016). Laminados aislantes eléctricos. *Nomex, de DuPont*, 4.



ANEXO 5.1: INFORME DE MANTENIMIENTO CORRECTIVO A LA MAQUINA PICADORA INDUSTRIAL DE FORRAJE DE LA GRANJA DE IRQUIS DE LA UNIVERSIDAD DE CUENCA



UNIVERSIDAD DE CUENCA



FACULTAD DE INGENIERÍA ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

INFORME DE MANTENIMIENTO CORRECTIVO A LA MAQUINA PICADORA INDUSTRIAL DE FORRAJE DE LA GRANJA DE IRQUIS DE LA UNIVERSIDAD DE CUENCA

ANEXO 1 del Trabajo de
titulación previo a la
obtención del Título de
Ingeniero Eléctrico

AUTORES:

MILTON EDUARDO LUDEÑA JIMENEZ

C.I. 1104018393

DOUGLAS LAPO CAMISAN

C.I. 1104452809

DIRECTOR:

ING. MARTIN EDUARDO ORTEGA ORTEGA, Mgs.

C.I. 0301449450

CUENCA – ECUADOR

2018



1. ANTECEDENTES

A pedido de la Administración de la Granja de Iruquis de la Universidad de Cuenca, y por intermedio del Ing. Juan Sanango, se procede al mantenimiento predictivo de la maquina picadora industrial de forraje, encontrando las siguientes observaciones:

- La máquina picadora de forraje industrial, se encuentra en estado de abandono en la granja de Iruquis

Daños en la parte mecánica.

- Daño y ausencia de piezas de maniobra como manijas
- Daños en las cuchillas de corte
- Ruedas dentadas y piñones de la caja de transmisión en mal estado
- Aceite de caja de transmisión en mal estado
- Presencia de óxido en la máquina
- Bandas de transmisión deterioradas

Daños en la parte eléctrica

- Bajo valor de aislamiento eléctrico en el motor
- Presencia de humedad en bobinados de motor
- Presencia de óxido en la carcasa de motor
- Cojinetes de la punta del rotor en mal estado

2. OBJETIVO

Rehabilitar y repotenciar la picadora de forrajes de la Granja de Iruquis perteneciente a la Universidad de Cuenca.

3. MANTENIMIENTO CORRECTIVO

3.1. MANTENIMIENTO MECÁNICO DE LA MÁQUINA

3.1.1. Transporte de la maquinas al taller

Se procede a retira la máquina de las instalaciones de la Granja de Iruquis, previa autorización, para transportarla al taller como se observa en la Figura 5.1-1 donde se procede a desarmar la máquina para cumplir con los correctivos detectados en el mantenimiento predictivo.



Figura 5.1-1. Maquinas en taller

3.1.2. Reconstrucción de piezas de maniobra faltantes

La manipulación de la maquina se realiza mediante manijas tipo palanca, varias manijas no constan en la máquina y otras están rotas. En el caso de la manija faltante se adquiere una manija de las mismas características y para las manijas rotas se procede a la soldadura con hierro fundido.

3.1.3. Afilado de cuchillas

Se procede a realizar el afilado de las cuchillas en ambas direcciones aumentando así la calidad del filo. Si el movimiento del afilador no es hecho hasta el final del recorrido se produce un desgaste irregular en la cuchilla perjudicando la calidad del filo, este procedimiento se efectúa con todas las cuchillas, nos referimos a la Figura 5.1-2.



Figura 5.1-2. Cuchillas de picadora para forraje

3.1.4. Cambio de ruedas dentadas y piñones de la caja de transmisión

La caja de transmisión usada para el cambio de velocidad de corte en la máquina posee 3 velocidades con manipulación manual.

Se encuentra problemas en las ruedas dentadas tipo paralelo. La corona y piñón principales poseen dientes rotos, por lo que se procede al cambio, teniendo presente sus módulos y diámetros.

3.1.5. Cambio de aceite de caja de transmisión

El cambio de aceite, como se muestra en la Figura 5.1-3, se realiza debido al tiempo y al uso. El aceite recomendado para este tipo de máquina es el SAE 80W 90 – API GL4. La cantidad requerida es de 3 galones con una vida útil de 500 horas de trabajo o seis meses (lo que se cumpla primero).



Figura 5.1-3 Residuos de aceite degradado en caja de transmisión

3.1.6. Limpieza y desoxidación

Debido al ambiente externo la máquina presenta corrosión, por lo que se procede con la limpieza interna y externa de la picadora con solvente anticorrosivo cómo se muestra en la Figura 5.1-4



Figura 5.1-4. Desoxidación de la máquina picadora de forraje industrial

3.1.7. Pintura

Antes de la pintura se eliminan las rebabas desprendibles, cascarillas, restos de soldadura, óxido, pintura antigua y cualquier otro resto de suciedad que pueda originar un rechazo de la pintura nueva, además, con el metal virgen y con una rugosidad que permite una excelente adherencia se procede con la pintura, cuyos resultados se muestran en la Figura 5-1-5.

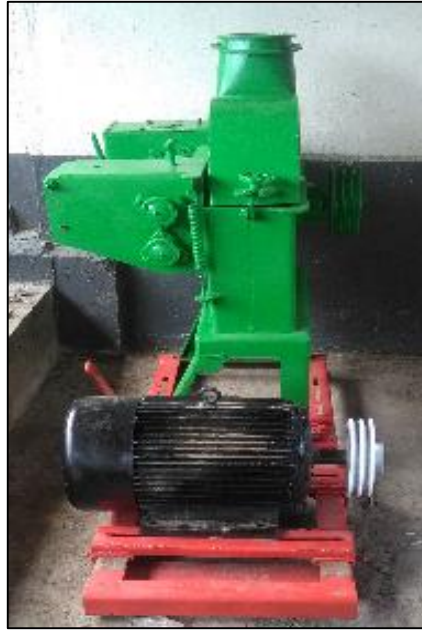


Figura 5.1-5 Maquina picadora de forraje pintada

3.1.8. Cambio de bandas

Se cambia las bandas por el tiempo de uso y se las ajusta entre polea y polea, esto es necesario pues debido al uso la longitud de las bandas aumenta o se dilata. En la Figura 5.1-6 se muestran las bandas.



Figura 5.1-6 Bandas nuevas a ser cambiadas

3.1.9. Armado y pruebas

Posterior a los mantenimientos descritos, se procede a las pruebas mecánicas de la máquina, teniendo en cuenta criterios de torques d ajuste, calibración y engrasado de chumaceras, esto debido al movimiento circular y a las vibraciones que se produce.

4. Mantenimiento Eléctrico

La maquinas picadora de forraje es propulsada por un motor eléctrico tipo sellado. El motor es Trifásico tipo jaula de ardilla como se muestra en la Figura 5.1- 7.

Datos técnicos del motor:

Tabla 1. Anexo 5.1. Datos técnicos del motor. Fuente (placa de motor)

Tipo	160M-4
Norma IP	IP 44
Potencia (HP)	15
RPM	1740
Conexión	Estrella / Triangulo
Frecuencia (HZ)	66
Voltaje (V)	220/380V - Δ / Y
Corriente (A)	38/22
NEMA	B
Peso (Kg)	121



Figura 5.1-7. Motor de 15hp reposa en bodega de la granja de Iruquis

4.1. Marco referencial

4.1.1. Aislamiento eléctrico de los bobinados

El recubrimiento del conductor eléctrico con un material no conductor, es decir un material que resiste el paso de la corriente, se denomina aislamiento eléctrico de los bobinados.

El aislamiento eléctrico de un motor se degrada con el tiempo, esto por diferentes tipos de esfuerzos inherentes al trabajo a más de las condiciones naturales en las cuales se encuentra el equipo. El aislamiento del motor está diseñado para perdurar en el lapso de varias décadas en condiciones normales de trabajo, pero en los casos de fatigas anormales (no dentro de los parámetros de funcionamiento, seguridad y ambiente del equipo) el aislamiento se degrada de forma rápida, por lo tanto, es



necesario efectuar pruebas de aislamiento de forma regular como mantenimiento preventivo del motor.

Hay que tener presente que no existe un aislamiento perfecto o con una resistencia infinita, por tanto, siempre algo de la corriente en los bobinados fluye por el aislamiento a la tierra. Esta corriente puede ser muy pequeña para fines prácticos, pero es la base para la medición del aislamiento.

Falla de aislamiento de los bobinados de un motor

El aislamiento eléctrico se puede degradar por cinco factores básicos que se detallan a continuación.

Fatiga eléctrica

Los aislamientos son diseñados para una aplicación particular, es así que los sobre voltajes, o bajos voltajes, producen fatigas internas en el aislamiento que ocasionan agrietamiento y laminación.

Fatiga mecánica

Son los daños originados por golpe, desbalance dinámico de rotor, arranques frecuentes y vibración.

Ataque químico

Los vapores corrosivos, la suciedad, y el aceite pueden reducir la capacidad del aislamiento.



Fatiga térmica

El trabajo de una máquina eléctrica en condiciones ambientales demasiado calientes o frías provoca una expansión o contracción del aislamiento que da lugar a grietas o fallas.

Contaminación ambiental

Puede estar inmersa la humedad ambiental, o puede ser por el ataque de roedores.

Se considera que el aislamiento ha fallado si no evita de manera adecuada que la corriente fluya por trayectorias indeseadas. Ello incluye el flujo de corriente a través de las superficies exterior o interior del aislamiento (corriente de fuga superficial), a través del cuerpo del aislamiento (corriente de conducción) o por otras razones distintas.

4.1.2. Índice de polarización

El índice de Polarización IP, es un valor que resulta de la división de la resistencia de aislamiento a tierra medida en diez minutos sobre la resistencia de aislamiento a tierra medida en un minuto.

El índice de polarización se basa en la absorción de la corriente del motor en función del tiempo, (esta corriente debe anularse luego de aplicar la diferencia de potencial DC entre la bobina y tierra con el equipo medidor de aislamiento), por tal motivo, el valor de la resistencia de aislamiento a tierra deberá crecer con el tiempo. Los rangos del IP se establecen en la Tabla 5.1-2.

Tabla 5.1-2. Rangos del índice de polarización. Fuente (INTERNATIONAL, 2000)

IP<1	RAZON DE PELIGO
1<IP<2	RAZON REGULAR
2<IP<4	RAZON DE PRECAUCIÓN
4<IP	RAZON DE BUEN ESTADO

Un bajo nivel del IP indica presencia de humedad y agentes contaminantes en los bobinados, por ende, fugas de corriente fuera de lo permitido.

4.1.3. Índice de absorción

El índice de absorción IA, es un valor que resulta de la división de la resistencia de aislamiento a tierra medida en un minuto sobre la resistencia de aislamiento a tierra medida en treinta segundos.

El índice de absorción, refleja el grado de contaminación en los bobinados al determinar la rapidez de absorción de la corriente, los rangos de medición se observan en la Tabla 5.1-3.

Tabla 5.1-3. Rangos del índice de polarización. Fuente (INTERNATIONAL, 2000)

IP<1	RAZON DE PELIGO
1<IP<1.25	RAZON REGULAR
1.4<IP<1.6	RAZON DE PRECAUCIÓN
1.6<IP	RAZON DE BUEN ESTADO

4.2. Mantenimiento electromecánico del motor

En la Figura 5.1-9 Se procede con las mediciones de los bobinados del motor usando el siguiente proceso:

- Medición del aislamiento eléctrico de las bobinas



- Medición de conductividad entre bobinas
- Pruebas de resistencia óhmica por bobina
- Pruebas de rotación del eje o rotor

Observaciones

Las resistencias óhmicas de las tres bobinas son similares, las bobinas no se encuentran a tierra y las pruebas de aislamiento indican una curva plana usando el proceso del voltaje aplicado versus resistencia, es decir el nivel de aislamiento no crece con el tiempo.

De las mediciones efectuadas se observa el IP <1 por causa de humedad, suciedad y envejecimiento.

Se decide transportar el motor, previa autorización, a un taller para efectuar el mantenimiento electromecánico correspondiente, con la finalidad de recuperar el aislamiento eléctrico y mejoramiento de las condiciones mecánicas del motor. Como se observa en las Figuras 5.1-9 y 5.1-10.



Figura 5.1- 1. Pruebas de aislamiento del motor in situ



Figura 5.1-2. Transporte del motor al taller

Limpieza y desoxidación

Se procede a desarmar el motor y corregir los problemas eléctricos y mecánicos internos, referencia Figura 5.1-11.



Figura 5.1-3. Se identifica óxido y humedad en escudos, y en bobinados del motor

Se efectúa la reparación mecánica de motor como limpieza de óxido, repintado y enderezado de tapas protectoras, referencia Figura 5.1-12.



Figura 5.1-12. Reparación mecánica del motor y pintura

Se limpia la parte interna del motor y rotor con solvente dieléctrico, posterior se lleva al horno de secado, teniendo presente que es un aislamiento tipo B y no debe sobrepasar los 130 grados centígrados de acuerdo a las especificaciones de la Tabla 5.1-4

Tabla 5.1-4. Rangos de la temperatura en función del tipo de aislamiento eléctrico. Fuente (Zacchino, 2016)

Aislamiento clase Y	Temperatura máxima admisible de 90° C.
Aislamiento clase A	Temperatura máxima admisible de 105° C.
Aislamiento clase E	Temperatura máxima admisible de 120° C
Aislamiento clase B	Temperatura máxima admisible de 130° C
Aislamiento clase F	Temperatura máxima admisible de 155° C.
Aislamiento clase H	Temperatura máxima admisible de 180° C
Aislamiento clase C	Temperatura máxima admisible de más de 180° C

4.2.1. Barnizado

El procedimiento posterior al secado al horno es el barnizado, para lo cual se usa Barniz dieléctrico como se muestra en Figura 5.1-13.



Figura 5.1-13. Barnizado dieléctrico luego de secado en el horno

Medición de aislamiento posterior al mantenimiento de bobinados

Previo al armado del motor se mide la evolución del aislamiento eléctrico de los bobinados, esto para confirmar la recuperación de aislamiento, referencia Figura Anexo 5.1-14.



Figura 5.1-14. Recuperación de aislamiento en bobinados de motor

4.3. Cambio de cojinetes de las puntas del rotor

Se efectúa la prueba del rotor tipo jaula de ardilla y se procede con el cambio de los cojinetes. Como se aprecia en el Figura 5.1-15.



Figura 5.1-15. Cambio de cojinetes de las puntas

Trabajos mecánicos efectuados en el motor

- Se efectúa cambio de cojinetes de las puntas del rotor contrarrestando así algún problema de movimiento axial y radial en la rotación
- Se hace un mantenimiento a chapas, escudos y estator con pintura nueva
- Se efectúa sellado de escudos en estator para evitar ingreso de líquidos
- Se vulcaniza y etiqueta puntas terminales de conexión de motor

4.4. Armado y pruebas

La prueba tipo spot previo al mantenimiento es de 132.1 M Ω y posterior al mantenimiento es de 1226 M Ω por tanto se concluye que la recuperación de aislamiento ha sido exitosa en aproximadamente un 90%. Se observa el contraste de medidas en la Figura 5.1-16.



Figura 5.1-16. Pruebas de aislamiento antes y después

El motor es preparado y trasladado a la granja de Irquis. Como se observa en la Figura 5.1-17.



Figura 5.1-174. Motor preparado y trasladado a la granja de Irquis

4.5. Transporte de la maquina a la Granja de Irquis.

Una vez culminado el mantenimiento correctivo y con resultados positivos en las pruebas de funcionamiento, se procedió al traslado de la máquina y su motor a la granja de Irquis. Figura 5.1-18.



Figura 5.1-18. Traslado de maquina picadora de forraje industrial a la granja Irquis



Conclusiones

La máquina picadora de forraje industrial posterior al mantenimiento correctivo en la parte mecánica, se encuentra operativa.

Al efectuar las pruebas del índice de polarización IP previo al mantenimiento el motor presenta un factor menor a 1, y posterior al mantenimiento el IP es mayor a 4. Por lo tanto, el motor se encuentra operativo y listo para su uso.

Se da cumplimiento al objetivo de “Rehabilitar y repotenciar la picadora de forrajes de la Granja de Iquis perteneciente a la Universidad de Cuenca”.

Recomendaciones

Se recomienda que las cuchillas de la máquina necesitarán ser afiladas por lo menos una vez cada 3 meses. Con las cuchillas afiladas, se evita el efecto cizalla entre la cuchilla reduciendo esfuerzos mecánicos en las partes móviles de máquina y el motor.

Se debe revisar de forma diaria la tensión adecuada de las bandas, para que el sistema de transmisión cumpla con su función de forma óptima.

El cambio de aceite de la caja de transmisión debe hacerse cada 6 meses.

El engrasado de chumaceras y partes móviles se debe efectuar cada 3 meses.

Tener presente las características eléctricas nominales del motor para su encendido, debiendo tener un arranque suave.

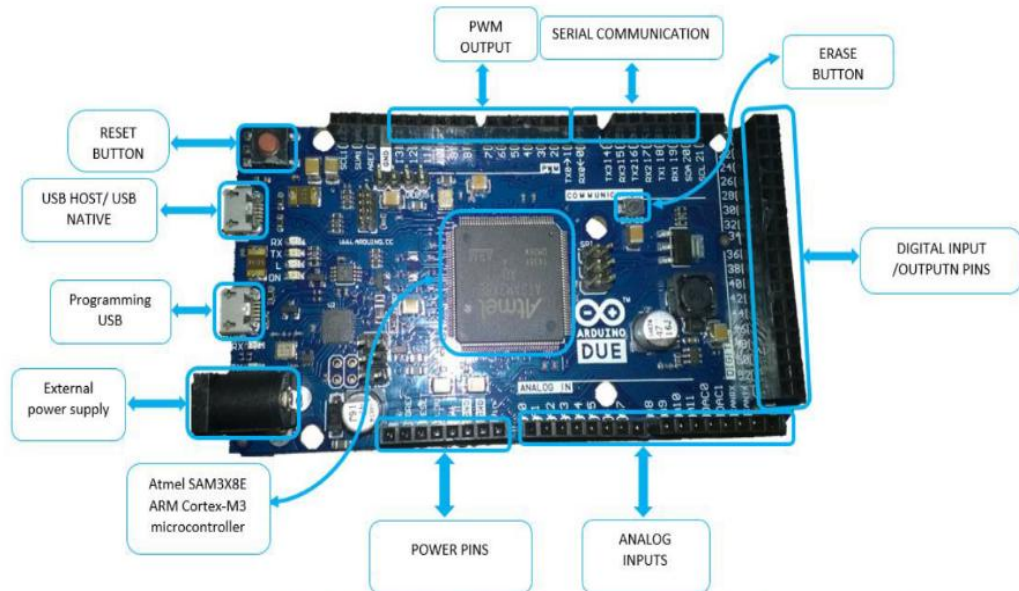
Lapo Camisan Douglas

Ludeña Jimenez Milton



ANEXO 5.2: DATASHEET ARDUINO DUE

ARDUINO DUE



INTRODUCTION

The Arduino Due is the first Arduino board based on a 32-bit ARM core microcontroller. It is suitable for large scale projects and it differ from other Arduino kits as it runs at 3.3V as the maximum voltage.

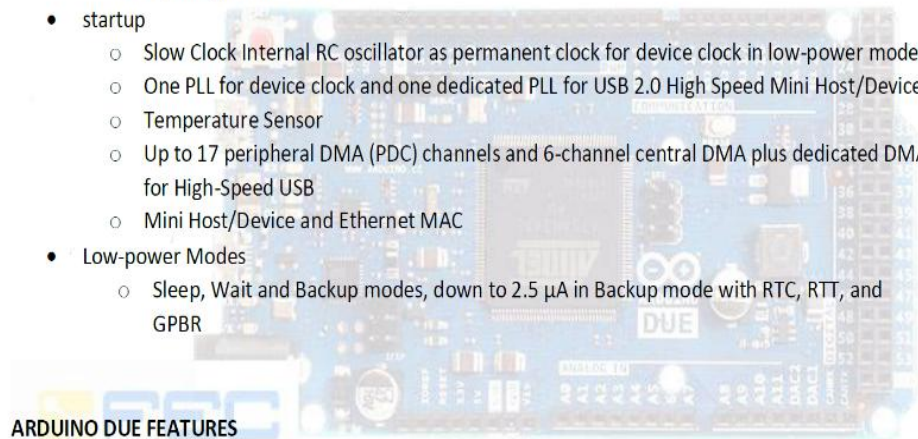
ARDUINO DUE PHYSICAL COMPONENTS

It based on **Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3** microcontroller is a member of a family of Flash microcontrollers based on the high performance 32-bit ARM Cortex-M3 RISC processor. It operates at a maximum speed of 84 MHz and up to 512 Kbytes of Flash memory and up to 100 Kbytes of SRAM. And its features as follow

- Core
 - ARM Cortex-M3 revision 2.0 running at up to 84 MHz
 - Memory Protection Unit (MPU)
 - 24-bit SysTick Counter
 - Nested Vector Interrupt Controller



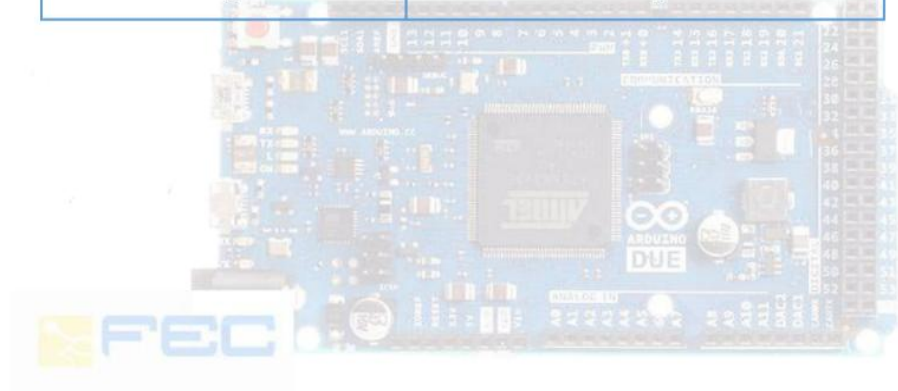
- Memories
 - 256 to 512 Kbytes embedded Flash, 128-bit wide access, memory accelerator, dual bank
 - 32 to 100 Kbytes embedded SRAM with dual banks
 - 16 Kbytes ROM with embedded bootloader routines (UART, USB) and IAP routines
 - Static Memory Controller (SMC): SRAM, NOR, NAND support. NFC with 4 Kbyte RAM buffer and ECC
- System
 - Embedded voltage regulator for single supply operation
 - Power-on-Reset (POR), Brown-out Detector (BOD) and Watchdog for safe reset
 - Quartz or ceramic resonator oscillators: 3 to 20 MHz main and optional low power 32.768 kHz for RTC or device clock
 - High precision 8/12 MHz factory trimmed internal RC oscillator with 4 MHz default frequency for fast device
- startup
 - Slow Clock Internal RC oscillator as permanent clock for device clock in low-power mode
 - One PLL for device clock and one dedicated PLL for USB 2.0 High Speed Mini Host/Device
 - Temperature Sensor
 - Up to 17 peripheral DMA (PDC) channels and 6-channel central DMA plus dedicated DMA for High-Speed USB
 - Mini Host/Device and Ethernet MAC
- Low-power Modes
 - Sleep, Wait and Backup modes, down to 2.5 μ A in Backup mode with RTC, RTT, and GPBR



ARDUINO DUE FEATURES

Microcontroller	AT91SAM3X8E
Operating Voltage	3.3V
Input Voltage (recommended)	7-12V
Input Voltage (limits)	6-16V
Digital I/O Pins	54 (of which 12 provide PWM output)
Analog Input Pins	12
Analog Output Pins	2 (DAC)

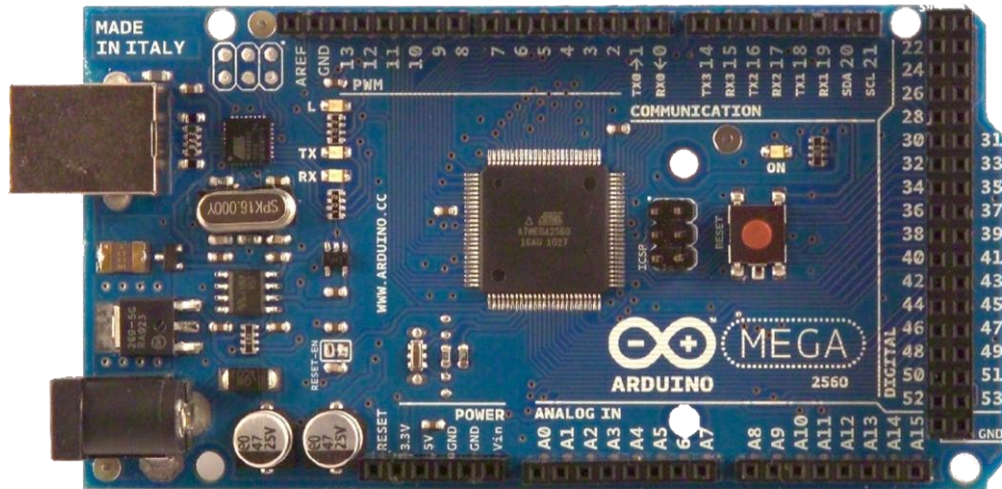
Total DC Output Current on all I/O lines	130 mA
DC Current for 3.3V Pin	800 mA
DC Current for 5V Pin	800 mA
Flash Memory	512 KB all available for the user applications
SRAM	96 KB (two banks: 64KB and 32KB)
Clock Speed	84 MHz
Length	101.52 mm
Width	53.3 mm
Weight	36 g





ANEXO 5.1: DATASHEET ARDUINO MEGA

Arduino MEGA 2560



The Arduino Mega 2560 is a microcontroller board based on the ATmega2560 ([datasheet](#)). It has 54 digital input/output pins (of which 14 can be used as PWM outputs),

16 analog inputs, 4 UARTs (hardware serial ports), a 16 MHz crystal oscillator, a USB connection, a power jack, an ICSP header, and a reset button. It contains everything needed to support the microcontroller; simply connect it to a computer with a USB cable or power it with a AC-to-DC adapter or battery to get started. The Mega is compatible with most shields designed for the Arduino Duemilanove or Diecimila.

Index**Technical Specifications****Page 2****How to use Arduino**
Programming Enviroment, Basic Tutorials**Page 6****Terms & Conditions****Page 7****Enviromental Policies**
half sqm of green via Impatto Zero®**Page 7****radiospares****RADIONICS****Technical Specification**

EAGLE files: [arduino-mega2560-reference-design.zip](#) Schematic: [arduino-mega2560-schematic.pdf](#)

Summary

Microcontroller

ATmega2560

Operating Voltage

5V Input Voltage (recommended) 7-12V

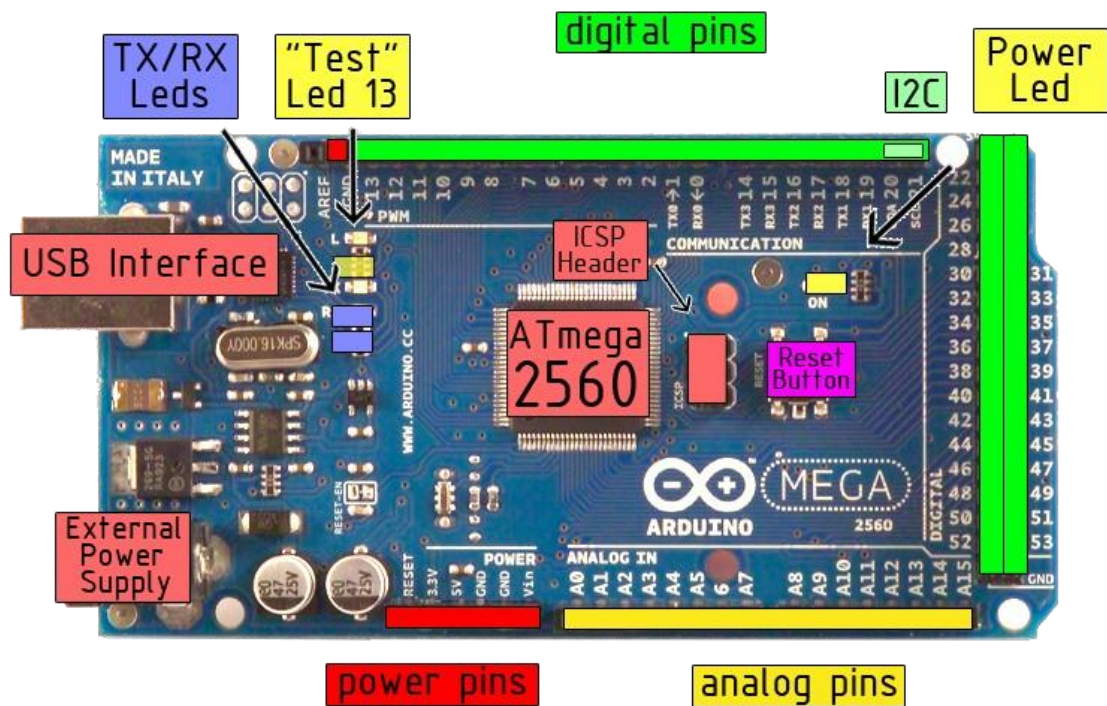
Input Voltage (limits)

6-20V

Lapo Camisan Douglas
Ludeña Jimenez Milton

Digital I/O Pins	54 (of which 14 provide PWM output)	Analog Input Pins	16
DC Current per I/O Pin	40 mA		
DC Current for 3.3V Pin	50 mA		
Flash Memory	256 KB of which 8 KB used by bootloader		
SRAM	8 KB EEPROM	4 KB Clock	
Speed	16 MHz		

the board



radiospares

RADIONICS





Power

The Arduino Mega2560 can be powered via the USB connection or with an external power supply. The power source is selected automatically. External (non-USB) power can come either from an AC-to-DC adapter (wall-wart) or battery. The adapter can be connected by plugging a 2.1mm center-positive plug into the board's power jack. Leads from a battery can be inserted in the Gnd and Vin pin headers of the POWER connector.

The board can operate on an external supply of 6 to 20 volts. If supplied with less than 7V, however, the 5V pin may supply less than five volts and the board may be unstable. If using more than 12V, the voltage regulator may overheat and damage the board. The recommended range is 7 to 12 volts.

The Mega2560 differs from all preceding boards in that it does not use the FTDI USB-to-serial driver chip. Instead, it features the Atmega8U2 programmed as a USB-to-serial converter.

The power pins are as follows:

VIN. The input voltage to the Arduino board when it's using an external power source (as opposed to 5 volts from the USB connection or other regulated power source). You can supply voltage through this pin, or, if supplying voltage via the power jack, access it through this pin.

5V. The regulated power supply used to power the microcontroller and other components on the board. This can come either from VIN via an on-board regulator, or be supplied by USB or another regulated 5V supply.

3V3. A 3.3 volt supply generated by the on-board regulator. Maximum current draw is 50 mA.

GND.
Ground pins.

Memory

The ATmega2560 has 256 KB of flash memory for storing code (of which 8 KB is used for the bootloader), 8 KB of

SRAM and 4 KB of EEPROM (which can be read and written with the [EEPROM library](#)).

Input and Output

Lapo Camisan Douglas
Ludeña Jimenez Milton



Each of the 54 digital pins on the Mega can be used as an input or output, using [pinMode\(\)](#), [digitalWrite\(\)](#), and [digitalRead\(\)](#) functions. They operate at 5 volts. Each pin can provide or receive a maximum of 40 mA and has an internal pull-up resistor (disconnected by default) of 20-50 kOhms. In addition, some pins have specialized functions:

Serial: 0 (RX) and 1 (TX); Serial 1: 19 (RX) and 18 (TX); Serial 2: 17 (RX) and 16 (TX); Serial 3: 15 (RX) and

14 (TX). Used to receive (RX) and transmit (TX) TTL serial data. Pins 0 and 1 are also connected to the corresponding pins of the ATmega8U2 USB-to-TTL Serial chip .

External Interrupts: 2 (interrupt 0), 3 (interrupt 1), 18 (interrupt 5), 19 (interrupt 4), 20 (interrupt 3), and 21 (interrupt 2). These pins can be configured to trigger an interrupt on a low value, a rising or falling edge, or a change in value. See the [attachInterrupt\(\)](#) function for details.

PWM: 0 to 13. Provide 8-bit PWM output with the [analogWrite\(\)](#) function.

SPI: 50 (MISO), 51 (MOSI), 52 (SCK), 53 (SS). These pins support SPI communication, which, although provided by the underlying hardware, is not currently included in the Arduino language. The SPI pins are also broken out on the ICSP header, which is physically compatible with the Duemilanove and Diecimila.

LED: 13. There is a built-in LED connected to digital pin 13. When the pin is HIGH value, the LED is on, when the pin is LOW, it's off.

I²C: 20 (SDA) and 21 (SCL). Support I²C (TWI) communication using the [Wire library](#) (documentation on the

Wiring website). Note that these pins are not in the same location as the I²C pins on the Duemilanove.

The Mega2560 has 16 analog inputs, each of which provide 10 bits of resolution (i.e. 1024 different values). By default they measure from ground to 5 volts, though is it possible to change the upper end of their range using the AREF pin and [analogReference\(\)](#) function.

There are a couple of other pins on the board:

AREF. Reference voltage for the analog inputs. Used with [analogReference\(\)](#).

Reset. Bring this line LOW to reset the microcontroller. Typically used to add a reset button to shields which block the one on the board.



radiospares

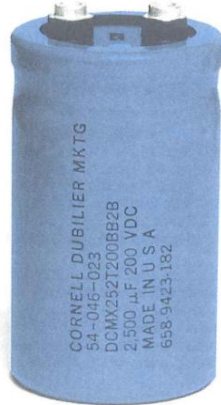
RADIONICS





ANEXO 5. 2: DATASHEET CAPACITOR DCMX242T450CD2B

CDE CORNELL DUBILIER Computer Grade, -40°C +85°C, High Capacitance, Type DCMX



92

Best Value Screw Terminal Type

Type DCMX capacitors are the choice for power supply filters and energy storage applications such as welding equipment, computer hold-up power where high capacitance, low ESR and the ability to handle large ripple currents are the hallmarks.

Capacitance: 110µF to 1.5F
 Capacitance Tolerance: -10% +75%
 Voltage: 6.3 to 500Vdc
 Operating Temperature: -40°C to +85°C
 Life Test: 2,000 hours @ +85°C
 Ripple Test: 1,000 hours at full load @ +85°C
 Shelf Test: 100 hours @ +85°C
 DCL: ≤ 6 √CV µA (6mA maximum)

Cap. µF	Catalog Number	ESR Max mΩ @25°C	Ripple A @85°C	Nominal Size (in.) D x L
		120 Hz 20kHz	120Hz 20kHz	

Cap. µF	Catalog Number	ESR Max mΩ @25°C	Ripple A @85°C	Nominal Size (in.) D x L
		120 Hz 20kHz	120Hz 20kHz	

6.3 Vdc - 8 Vdc Surge

34,000	DCMX343U6R3AK2B	51.0	35.0	4.9	7.1	1 3/8 x 1 5/8
51,000	DCMX513U6R3AA2B	30.0	21.0	6.8	9.6	1 3/8 x 2 1/8
73,000	DCMX733U6R3AH2B	23.0	16.0	8.0	11.2	1 3/8 x 2 5/8
95,000	DCMX953U6R3AB2B	14.0	10.0	10.4	13.6	1 3/8 x 3 1/8
140,000	DCMX144U6R3AC2B	11.0	8.1	11.2	13.8	1 3/8 x 4 1/8
190,000	DCMX194U6R3BB2B	13.0	10.0	12.6	15.7	2 x 3 1/8
210,000	DCMX214U6R3AF2B	11.0	8.6	10.9	13.4	1 3/8 x 5 5/8
230,000	DCMX234U6R3EC2B	9.4	7.3	13.1	15.4	1 3/4 x 4 1/8
300,000	DCMX304U6R3BC2B	10.0	7.3	14.7	17.9	2 x 4 1/8
310,000	DCMX314U6R3BF2B	6.9	5.3	16.9	20.0	2 x 5 5/8
480,000	DCMX480U6R3CC2B	6.8	5.4	19.6	22.6	2 1/2 x 4 1/8
500,000	DCMX504U6R3CF2B	4.9	4.0	22.9	25.9	2 1/2 x 5 5/8
670,000	DCMX674U6R3DC2B	6.2	5.3	20.7	22.4	3 x 4 1/8
900,000	DCMX904U6R3DE2B	4.9	4.3	23.5	25.2	3 x 5 1/8
1,000,000	DCMX105U6R3DF2B	4.5	4.0	24.5	26.2	3 x 5 5/8
1,100,000	DCMX115U6R3DP2B	4.4	3.9	24.7	26.4	3 x 5 7/8

7.5Vdc - 9 Vdc Surge

33,000	DCMX333U7R5AK2B	51.0	35.0	4.8	7.1	1 3/8 x 1 5/8
49,000	DCMX493U7R5AA2B	30.0	21.0	6.7	9.6	1 3/8 x 2 1/8
71,000	DCMX713U7R5AH2B	23.0	16.0	7.9	11.2	1 3/8 x 2 5/8
92,000	DCMX923U7R5AB2B	19.0	13.0	8.8	12.1	1 3/8 x 3 1/8
140,000	DCMX144U7R5AC2B	14.0	10.0	10.3	13.6	1 3/8 x 4 1/8
190,000	DCMX194U7R5BB2B	13.0	10.0	12.5	15.7	2 x 3 1/8
200,000	DCMX204U7R5AF2B	12.0	8.6	10.8	13.4	1 3/8 x 5 5/8
220,000	DCMX224U7R5EC2B	9.5	7.3	13.1	15.4	1 3/4 x 4 1/8
290,000	DCMX294U7R5BC2B	10.0	7.3	14.6	17.9	2 x 4 1/8
440,000	DCMX444U7R5BF2B	6.9	5.3	16.8	20.0	2 x 5 5/8
470,000	DCMX470U7R5CC2B	6.8	5.4	19.5	22.6	2 1/2 x 4 1/8
650,000	DCMX654U7R5DC2B	4.7	4.1	24.4	26.2	3 x 4 1/8
710,000	DCMX714U7R5CF2B	4.9	3.9	22.8	25.9	2 1/2 x 5 5/8
870,000	DCMX874U7R5DE2B	5.0	4.3	23.4	25.2	3 x 5 1/8
980,000	DCMX984U7R5DF2B	4.6	4.0	24.4	26.2	3 x 5 5/8
1,000,000	DCMX105U7R5DP2B	4.4	3.9	24.7	26.4	3 x 5 7/8

10Vdc - 12 Vdc Surge

29,000	DCMX293U010AK2B	51.0	35.0	4.8	7.1	1 3/8 x 1 5/8
43,000	DCMX433U010AA2B	30.0	21.0	6.7	9.6	1 3/8 x 2 1/8
62,000	DCMX623U010AH2B	23.0	16.0	7.9	11.2	1 3/8 x 2 5/8
81,000	DCMX813U010AB2B	19.0	13.0	8.8	12.1	1 3/8 x 3 1/8

10Vdc - 12 Vdc Surge (continued)

120,000	DCMX124U010AC2B	14.0	10.0	10.3	13.6	1 3/8 x 4 1/8
170,000	DCMX174U010BB2B	13.0	10.0	12.5	15.7	2 x 3 1/8
180,000	DCMX184U010AF2B	12.0	8.6	10.8	13.4	1 3/8 x 5 5/8
200,000	DCMX204U010EC2B	9.5	7.3	13.1	15.4	1 3/4 x 4 1/8
250,000	DCMX254U010BC2B	10.0	7.4	14.6	17.9	2 x 4 1/8
390,000	DCMX394U010BF2B	6.9	5.3	16.8	20.0	2 x 5 5/8
410,000	DCMX414U010CC2B	6.8	5.4	19.5	22.6	2 1/2 x 4 1/8
580,000	DCMX584U010DC2B	6.3	5.4	20.6	22.4	3 x 4 1/8
630,000	DCMX634U010CF2B	4.9	4.0	22.8	25.9	2 1/2 x 5 5/8
780,000	DCMX784U010DE2B	5.0	4.4	23.4	25.2	3 x 5 1/8
880,000	DCMX884U010DF2B	4.6	4.0	24.4	26.2	3 x 5 5/8
920,000	DCMX924U010DP2B	4.5	3.9	24.7	26.4	3 x 5 7/8

16Vdc - 20 Vdc Surge

21,000	DCMX213U016AK2B	51.0	33.5	4.8	7.0	1 3/8 x 1 5/8
35,000	DCMX353U016AA2B	30.0	20.6	6.7	9.6	1 3/8 x 2 1/8
49,000	DCMX493U016AH2B	23.0	15.1	7.9	11.2	1 3/8 x 2 5/8
62,000	DCMX623U016AB2B	19.0	12.1	8.8	12.1	1 3/8 x 3 1/8
90,000	DCMX903U016AC2B	13.8	9.0	10.3	13.6	1 3/8 x 4 1/8
130,000	DCMX134U016AF2B	10.3	7.1	12.6	16.9	1 3/8 x 5 5/8
130,000	DCMX134U016BB2B	10.6	7.2	12.5	15.6	2 x 3 1/8
160,000	DCMX164U016EC2B	9.7	7.0	13.1	16.0	1 3/4 x 4 1/8
190,000	DCMX194U016BC2B	6.9	5.2	19.5	22.6	2 x 4 1/8
290,000	DCMX294U016BF2B	5.4	3.9	21.1	26.1	2 x 5 5/8
310,000	DCMX314U016CC2B	4.9	3.5	22.7	28.2	2 1/2 x 4 1/8
470,000	DCMX474U016CF2B	3.5	2.6	30.4	37.3	2 1/2 x 5 5/8
470,000	DCMX474U016DC2B	4.5	3.6	26.8	31.6	3 x 4 1/8
620,000	DCMX624U016DE2B	3.6	2.9	32.3	38.0	3 x 5 1/8
700,000	DCMX704U016DF2B	3.3	2.6	35.0	41.0	3 x 5 5/8
740,000	DCMX744U016DP2B	3.1	2.5	35.8	41.8	3 x 5 7/8
980,000	DCMX984U016DG2B	6.5	6.3	23.8	30.4	3 x 8 5/8

20Vdc - 25 Vdc Surge

250,000	DCMX254U020DJ2D	5.8	29.0	5.0	33.0	3 x 3 5/8
500,000	DCMX504U020DF2D	3.9	37.0	3.4	42.0	3 x 5 5/8
1,000,000	DCMX105U020DP2D	3.4	40.0	3.0	45.0	3 x 5 7/8
1,500,000	DCMX155U020DG2D	3.2	41.0	2.8	45.0	3 x 8 5/8

25Vdc - 30 Vdc Surge

13,000	DCMX133U025AK2B	54.0	33.5	4.6	6.9	1 3/8 x 1 5/8
22,000	DCMX223U025AA2B	32.0	20.6	6.4	9.5	1 3/8 x 2 1/8
31,000	DCMX313U025AH2B	24.0	15.1	7.6	11.0	1 3/8 x 2 5/8
40,000	DCMX403U025AB2B	20.0	12.1	8.4	11.9	1 3/8 x 3 1/8
58,000	DCMX583U025AC2B	14.0	9.0	10.0	13.5	1 3/8 x 4 1/8
82,000	DCMX823U025BB2B	11.4	12.2	15.5	15.5	2 x 3 1/8
85,000	DCMX853U025AF2B	11.1	7.1	12.2	16.9	1 3/8 x 5 5/8
100,000	DCMX104U025EC2B	10.0	7.0	12.7	16.0	1 3/4 x 4 1/8
120,000	DCMX124U025BC2B	7.9	5.2	15.5	20.3	2 x 4 1/8
190,000	DCMX194U025BF2B	5.8	3.9	20.4	26.1	2 x 5 5/8
200,000	DCMX204U025CC2B	5.2	3.5	22.0	28.2	2 1/2 x 4 1/8

140 Technology Place, Liberty, SC 29657 • 803-"THE CAPS" (803/843-2277) • FAX 803/843-3800



CDE CORNELL DUBILIER Selector Guide & Performance Specifications • Computer Grade

Use this Guide to select the best computer grade capacitor for your application. The six columns in the middle rank CDE capacitors by characteristic. Those Types that are superior in a given category are indicated by a star ★. The best have two stars ★★. Consider these for your most important criteria and then compare final specifications before making your selection.

CDE Type	Page	Temp. °C Range	Vdc Range	Life Test Hours @°C	High Cap	Low ESR	Low Hi-Freq Imped	High Ripple	Long Life	Low Cost	Comment
DCMX	90	-40 +85	6.3 - 450	1000 +85	★	★	★	★	★	★★	Max Cap, Best Value, Standard Life & Ripple
500X	94	-40 +95	6.3 - 450	2000 +95	★★	★	★	★	★	★	Max Cap, Long Life, Max Ripple, Low ESR
550	100	-40 +105	200 - 400	1000 +105	★	★	★	★	★	★	Motor Control, Ultra High Ripple, High Voltage
101X	102	-55 +105	6.3-55	2000 +105	★	★	★	★	★	★	Wide Temp Range, MIL-C-39018/04, 06, 10 equivalent
139R	99	-55 +85	6.3 - 55	1000 +85		★★	★★			★	Lowest ESR
125	105	-55 +125	6.3 - 40	2000 +125		★	★		★★		Highest Temp, Highest Reliability, Longest Life

Capacitance: Use capacitance bridge with a maximum rms signal voltage of 1 Volt at 120Hz. Capacitance is within tolerance at +25°C.

Equivalent Series Resistance (ESR): Use ESR bridge (with accuracy of ±2% at +25°C) at 120Hz. ESR to be no more than value in table.

DC Leakage Current (DCL): Pre-condition within 24-48 hours of test by applying rated Vdc for 30 minutes (minimum). Measure at +25°C with rated voltage applied through a current limiting resistor. Measure DCL 5 minutes after capacitor reaches rated Vdc. DCL must not exceed specified maximum value.

Storage: From -55°C to maximum operating temperature up to 200,000 feet above sea level.

Surge Test: Connect capacitor in series with resistor as follows:
 C=0-2500µF R=1000Ω
 C=2500-25kµF R=5000Ω
 C≥ 25,001µF R=100Ω

Subject the series combination to rated surge voltage. For capacitors rated at +85°C, apply surge voltage for 30 seconds. Allow capacitor to discharge through resistor. Apply voltage again after 9.5 minutes. Repeat 10 minute cycle for 24 hours. For capacitors rated at +105°C, apply voltage for 30 seconds and off for 5.5 minutes for 1,000 cycles. Following surge test allow capacitors to cool to room temperature and measure DCL. DCL is not to increase from initial requirement and no electrolyte shall have leaked.

Load Life Test: Use a circulating air oven set to capacitor(s)' maximum operating temperature. Separate capacitors to maintain temperature -0°C +3°C. Apply rated Vdc for rated life ±12 hours using regulated power supply free from turn-on/turn-off voltage transients. At end of test, return capacitors to room temperature for 24 hours (min).

DCL is not to exceed initial requirement.
 Capacitance must not be less than 85% of initial measured value.
 ESR must not be greater than:

Type	% of Initial Requirement
DCMX	175
500X/550	175
101X	100
139R	175
125	175

Full Ripple Life Test: Use a circulating air oven as in Load Life Test. Apply DC voltage with rated ripple current from AC source and reduce DC voltage unit sum of DC voltage and peak AC voltage equals capacitor's rated voltage. At end of life test return capacitors to room temperature for 24 hours (min). Capacitance, ESR and DCL must meet Load Life Test requirements.

Shelf Life Test: Use a circulating air oven as above for rated shelf life ±6 hours. Allow capacitors to cool to room temperature and stabilize for a minimum of 16 hours. Capacitance, ESR and DCL will meet initial requirements.

Vibration: Clamp capacitor to a vibrating platform and subject it to a simple harmonic motion with a maximum peak-to-peak amplitude of 0.06" and maximum acceleration of 10g. Vary the frequency linearly between 10 and 55Hz. Entire range of 10-55Hz must be traversed in one minute. Vibrate capacitor for 1-1/2 hours with the direction of motion being parallel to the axis of the capacitor. Then move the capacitor so the direction of motion is perpendicular

to the axis of the capacitor and continue the vibration for an additional 1-1/2 hours. During the last 30 minutes of the test connect the capacitor to a bridge and observe for 3 minutes. There will be no evidence of loosening of the capacitor element within the case when shaken by hand following the test. No indication of intermittent contact, open or shorting is allowed during the 3 minute observation period.

Container Seal: Following the vibration test, test each capacitor for seal tightness as follows: Subject the capacitors to two successive temperature cycles in circulating air. One temperature cycle is:

A. 85°C for 30 minutes; B. 25°C for 30 minutes;
 C. -40°C for 30 minutes; D. 25°C for 30 minutes.
 Following the second cycle, immerse the capacitor in 90-95°C water for five minutes. A failure is a continuous chain of bubbles when immersed.

Vent Test: Apply reverse DC voltage to a capacitor at 15-25 Amperes. If the capacitor is open or shorts and the vent has not operated, test additional capacitors. The vent must operate and there must be no explosion.

Low Temperature Performance: Measure capacitors at 120Hz and at these low temperatures. The maximum multiple of the 25°C impedance is:

CDE Type	Test Temp -°C	Rated Vdc	Cap % of 25°C	Max Multiple of 25°C Impedance
DCMX/	20	0-10	60	20
500X/		11-50	65	8
550		51-100	70	4
		>100	70	3
101X/	55	0-9	65	6
139R/		10-40	75	3
125		40	80	2

Ripple Current: Ripple current is the AC current flowing through the capacitor. Maximum ripple is determined by the core temperature rise of the capacitor. The ability of a capacitor to handle AC current is also limited by the voltage rating, external surface area and the current carrying capability of the electrode connections of the capacitor. The heat energy warming the capacitor core is IR where "R" is the ESR. The maximum permitted ripple current at operating temperature is:

$$I = \sqrt{\Delta T / \Theta ESR}$$

Where: I = Max Ripple Current, rms Amperes
 ΔT = Max permitted core temperature rise over Ambient Temperature
 Θ = Thermal resistance between core and case and case to Ambient in °C/W.

CDE Computer Grade capacitors have low thermal resistance from core to case because the capacitor section is pressed against the top and bottom of the case and securely anchored with integral spikes. Unlike conventional construction using pitch or wax for anchoring, thermal resistance between core and case can often be neglected. The case temperature at the bottom of the capacitor can be considered to be the core temperature. Use the ripple current multipliers that follow as a guide and make sure case temperature does not exceed rated temperature in high-ripple applications. The multipliers are based on the above relationship and change in ESR with frequency.

Ripple Current Multiplier Table appears on page 107.

140 Technology Place, Liberty, SC 29657 • 803-"THE CAPS" (803/843-2277) • FAX 803/843-3800



CDE CORNELL DUBILIER Computer Grade, -40°C +85°C, High Capacitance, Type DCMX

Cap. µF	Catalog Number	ESR Max mΩ @25°C	Ripple A @85°C	Nominal Size (in.) D x L
---------	----------------	------------------	----------------	--------------------------

Cap. µF	Catalog Number	ESR Max mΩ @25°C	Ripple A @85°C	Nominal Size (in.) D x L
---------	----------------	------------------	----------------	--------------------------

200Vdc - 250 Vdc Surge (continued)

4,000	DCMX402U200EC2B	23.3	14.4	8.3	11.2	1 3/4 x 4 1/8
4,700	DCMX472U200BC2B	21.5	13.9	9.4	12.4	2 x 4 1/8
7,200	DCMX722U200BF2B	14.9	9.8	12.7	16.5	2 x 5 5/8
7,800	DCMX782U200CC2B	17.3	12.7	12.1	14.9	2 1/2 x 4 1/8
12,000	DCMX123U200CF2B	12.7	8.8	16.0	20.2	2 1/2 x 5 5/8
12,000	DCMX123U200DC2B	20.2	14.2	12.7	15.9	3 x 4 1/8
16,000	DCMX163U200DE2B	15.4	10.9	15.6	19.5	3 x 5 1/8
18,000	DCMX183U200DF2B	11.8	9.8	18.4	21.3	3 x 5 5/8
19,000	DCMX193U200DP2B	11.0	9.1	19.1	22.1	3 x 5 7/8
25,000	DCMX253U200DG2B	14.5	8.9	19.9	26.8	3 x 8 5/8

250Vdc - 300 Vdc Surge

340	DCMX341U250AK2B	246	107	1.8	2.7	1 3/8 x 1 5/8
620	DCMX621U250AA2B	137	59.9	2.3	3.9	1 3/8 x 2 1/8
900	DCMX901U250AH2B	94.8	41.8	3.0	5.0	1 3/8 x 2 5/8
1,200	DCMX122U250AB2B	72.8	32.4	3.7	6.1	1 3/8 x 3 1/8
1,700	DCMX172U250AC2B	50.1	22.6	5.0	8.2	1 3/8 x 4 1/8
2,400	DCMX242U250BB2B	41.2	21.2	6.2	9.0	2 x 3 1/8
2,600	DCMX262U250AF2B	34.7	16.2	6.9	11.1	1 3/8 x 5 5/8
3,100	DCMX312U250EC2B	30.2	14.9	7.3	11.0	1 3/4 x 4 1/8
3,700	DCMX372U250BC2B	27.4	14.4	8.4	12.2	2 x 4 1/8
5,600	DCMX562U250BF2B	18.7	10.2	11.3	16.2	2 x 5 5/8
6,000	DCMX602U250CC2B	22.3	13.0	10.6	14.7	2 1/2 x 4 1/8
9,000	DCMX902U250DC2B	23.0	14.4	11.9	15.8	3 x 4 1/8
9,200	DCMX922U250CF2B	15.2	9.0	14.6	20.0	2 1/2 x 5 5/8
12,000	DCMX123U250DE2B	17.4	11.0	14.6	19.4	3 x 5 1/8
14,000	DCMX143U250DF2B	13.4	9.9	17.3	21.2	3 x 5 5/8
15,000	DCMX153U250DP2B	12.5	9.3	17.9	21.9	3 x 5 7/8
19,000	DCMX193U250DG2B	16.3	9.0	18.8	26.7	3 x 8 5/8

300Vdc - 350 Vdc Surge

260	DCMX261U300AK2B	373	238	1.3	1.8	1 3/8 x 1 5/8
430	DCMX431U300AA2B	228	146	1.8	2.5	1 3/8 x 2 1/8
620	DCMX621U300AH2B	158	101	2.3	3.2	1 3/8 x 2 5/8
810	DCMX811U300AB2B	122	77.8	2.9	4.0	1 3/8 x 3 1/8
1,200	DCMX122U300AC2B	83.2	53.5	3.9	5.4	1 3/8 x 4 1/8
1,600	DCMX162U300BB2B	66.9	45.3	4.8	6.2	2 x 3 1/8
1,800	DCMX182U300AF2B	57.1	37.1	5.4	7.4	1 3/8 x 5 5/8
2,000	DCMX202U300EC2B	53.3	35.4	5.5	7.1	1 3/4 x 4 1/8
2,500	DCMX252U300BC2B	44.1	30.0	6.6	8.4	2 x 4 1/8
3,800	DCMX382U300BF2B	29.7	20.4	9.0	11.4	2 x 5 5/8
4,100	DCMX412U300CC2B	27.3	18.7	9.6	12.3	2 1/2 x 4 1/8
6,200	DCMX622U300DC2B	28.8	23.0	10.6	12.5	3 x 4 1/8
6,300	DCMX632U300CF2B	18.2	12.6	13.3	16.9	2 1/2 x 5 5/8
8,300	DCMX832U300DE2B	21.7	17.4	13.1	15.4	3 x 5 1/8
9,400	DCMX942U300DF2B	19.4	15.6	14.4	16.9	3 x 5 5/8
10,000	DCMX103U300DP2B	18.0	14.5	14.9	17.5	3 x 5 7/8
15,000	DCMX153U300DG2B	14.8	12.1	19.8	23.1	3 x 8 5/8

350Vdc - 400 Vdc Surge

200	DCMX201U350AK2B	485	323	1.1	1.5	1 3/8 x 1 5/8
330	DCMX331U350AA2B	297	198	1.6	2.1	1 3/8 x 2 1/8
480	DCMX481U350AH2B	206	137	2.0	2.8	1 3/8 x 2 5/8
620	DCMX621U350AB2B	158	105	2.5	3.4	1 3/8 x 3 1/8
920	DCMX921U350AC2B	108	72.2	3.4	4.6	1 3/8 x 4 1/8
1,300	DCMX132U350BB2B	85.0	58.9	4.3	5.4	2 x 3 1/8
1,400	DCMX142U350AF2B	73.8	49.7	4.7	6.4	1 3/8 x 5 5/8
1,500	DCMX152U350EC2B	68.2	46.7	4.9	6.2	1 3/4 x 4 1/8
1,900	DCMX192U350BC2B	55.9	38.9	5.9	7.4	2 x 4 1/8
2,900	DCMX292U350BF2B	37.4	26.3	8.0	10.1	2 x 5 5/8
3,200	DCMX322U350CC2B	39.4	29.0	8.0	9.8	2 1/2 x 4 1/8
4,800	DCMX482U350DC2B	26.3	19.5	11.1	13.6	2 1/2 x 5 5/8
4,800	DCMX482U350DF2B	33.6	26.7	9.8	11.6	3 x 4 1/8
6,400	DCMX642U350DE2B	25.2	20.1	12.2	14.4	3 x 5 1/8

350Vdc - 400 Vdc Surge

7,200	DCMX722U350DF2B	22.5	18.0	13.3	15.7	3 x 5 5/8
7,900	DCMX792U350DP2B	20.8	16.7	13.9	16.3	3 x 5 7/8
12,000	DCMX123U350DG2B	17.0	13.8	18.4	21.6	3 x 8 5/8

400Vdc - 450 Vdc Surge

180	DCMX181U400AK2B	523	333	1.1	1.5	1 3/8 x 1 5/8
290	DCMX291U400AA2B	320	204	1.5	2.1	1 3/8 x 2 1/8
420	DCMX421U400AH2B	222	141	2.0	2.7	1 3/8 x 2 5/8
550	DCMX551U400AB2B	170	109	2.4	3.4	1 3/8 x 3 1/8
810	DCMX811U400AC2B	116	74.4	3.3	4.5	1 3/8 x 4 1/8
1,100	DCMX112U400BB2B	91.0	60.5	4.1	5.4	2 x 3 1/8
1,200	DCMX122U400AF2B	79.4	51.2	4.6	6.3	1 3/8 x 5 5/8
1,300	DCMX132U400EC2B	73.2	48.0	4.7	6.1	1 3/4 x 4 1/8
1,700	DCMX172U400BC2B	59.8	39.9	5.7	7.3	2 x 4 1/8
2,600	DCMX262U400BF2B	40.0	26.9	7.8	10.0	2 x 5 5/8
2,800	DCMX282U400CC2B	41.7	29.7	7.8	9.7	2 1/2 x 4 1/8
4,200	DCMX422U400DC2B	35.2	27.1	9.6	11.5	3 x 4 1/8
4,300	DCMX432U400CF2B	27.9	20.0	10.8	13.4	2 1/2 x 5 5/8
5,700	DCMX572U400DE2B	26.4	20.4	11.9	14.3	3 x 5 1/8
6,400	DCMX642U400DF2B	23.6	18.3	13.0	15.6	3 x 5 5/8
7,000	DCMX702U400DP2B	21.8	16.9	13.5	16.2	3 x 5 7/8
11,000	DCMX113U400DG2B	14.8	11.6	19.8	23.5	3 x 8 5/8

450Vdc - 500 Vdc Surge

150	DCMX151U450AK2B	681	463	0.9	1.3	1 3/8 x 1 5/8
240	DCMX241U450AA2B	416	283	1.3	1.8	1 3/8 x 2 1/8
350	DCMX351U450AH2B	288	196	1.7	2.3	1 3/8 x 2 5/8
460	DCMX461U450AB2B	221	151	2.1	2.8	1 3/8 x 3 1/8
680	DCMX681U450AC2B	151	103	2.9	3.9	1 3/8 x 4 1/8
930	DCMX931U450BB2B	116	81.4	3.7	4.6	2 x 3 1/8
1,000	DCMX102U450AF2B	103	70.5	4.0	5.3	1 3/8 x 5 5/8
1,100	DCMX112U450EC2B	94.1	65.3	4.1	5.3	1 3/4 x 4 1/8
1,400	DCMX142U450BC2B	76.3	53.5	5.0	6.3	2 x 4 1/8
2,200	DCMX222U450BF2B	50.8	35.9	6.9	8.6	2 x 5 5/8
2,300	DCMX232U450CC2B	51.8	37.9	7.0	8.6	2 1/2 x 4 1/8
3,500	DCMX352U450DC2B	41.9	32.6	8.8	10.5	3 x 4 1/8
3,600	DCMX362U450CF2B	34.5	25.4	9.7	11.9	2 1/2 x 5 5/8
4,700	DCMX472U450DE2B	31.4	24.5	10.9	13.0	3 x 5 1/8
5,300	DCMX532U450DF2B	28.0	21.9	12.0	14.3	3 x 5 5/8
5,800	DCMX582U450DP2B	25.9	20.3	12.4	14.8	3 x 5 7/8
9,000	DCMX902U450DG2B	17.4	13.8	18.2	21.6	3 x 8 5/8

500Vdc - 550 Vdc Surge

110	DCMX111U500AK2B	2106	1856	0.5	0.6	1 3/8 x 1 5/8
190	DCMX191U500AA2B	1287	1134	0.8	0.9	1 3/8 x 2 1/8
270	DCMX271U500AH2B	891	786	1.0	1.2	1 3/8 x 2 5/8
280	DCMX281U500AF2B	872	770	1.1	1.2	1 3/4 x 2 1/8
350	DCMX351U500AB2B	682	601	1.2	1.4	1 3/8 x 3 1/8
350	DCMX351U500BA2B	692	612	1.3	1.5	2 x 2 1/8
410	DCMX411U500EH2B	592	523	1.4	1.6	1 3/4 x 2 5/8
430	DCMX431U500AJ2B	552	487	1.4	1.7	1 3/8 x 3 5/8
520	DCMX521U500AC2B	464	409	1.6	1.9	1 3/8 x 4 1/8
520	DCMX521U500BH2B	470	416	1.7	1.9	2 x 2 5/8
560	DCMX561U500EB2B	434	383	1.7	2.0	1 3/4 x 3 1/8
600	DCMX601U500AD2B	401	353	1.9	2.2	1 3/8 x 4 5/8
680	DCMX681U500AE2B	352	311	2.1	2.4	1 3/8 x 5 1/8
710	DCMX711U500EJ2B	343	303	2.1	2.3	1 3/4 x 3 5/8
710	DCMX711U500BB2B	345	305	2.1	2.4	2 x 3 1/8
760	DCMX761U500AF2B	315	278	2.3	2.7	1 3/8 x 5 5/8
860	DCMX861U500EC2B	284	250	2.4	2.7	1 3/4 x 4 1/8
900	DCMX901U500BJ2B	272	241	2.5	2.8	2 x 3 5/8
1,000	DCMX102U500ED2B	242	213	2.7	3.1	1 3/4 x 4 5/8
1,100	DCMX112U500BC2B	225	199	3.1	3.3	2 x 4 1/8
1,200	DCMX122U500EE2B	211	186	3.1	3.4	1 3/4 x 5 1/8

140 Technology Place, Liberty, SC 29657 • ☎ 803-"THE CAPS" (803/843-2277) • FAX 803/843-3800

CDE CORNELL DUBILIER Computer Grade, -55°C +85°C, High Capacitance, Type DCMX

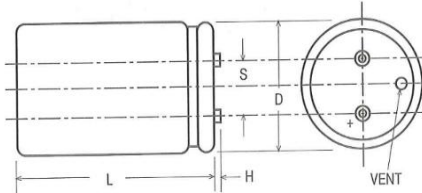
Cap. μ F	Catalog Number	ESR Max m Ω @25°C	Ripple A @85°C	Nominal Size (in.) D x L
		120 Hz 20kHz	120Hz 20kHz	

Ordering Information for Type DCMX

Type: DCMX-----
 Capacitance: 100 = 10 μ F; 101 = 100 μ F-----
 492 = 4900 μ F; 433 = 43,000 μ F
 Tolerance: M = \pm 20; U = -10% +75%; T = -10% + 50%--
 Voltage: 6R3 = 6.3Vdc; 063 = 63Vdc; 100 = 100Vdc-----
 Case Code: See table-----
 Insulation: 0 = None; 1 = Polyester; 2 = PVC-----
 Terminal: A = Low Post, B = High Post;-----
 D = High Current, Low Post; E = High Current, High Post
 Can Style: Blank = Standard Can; S = Stud Bottom-----
 (See drawing)

500Vdc - 550 Vdc Surge (continued)

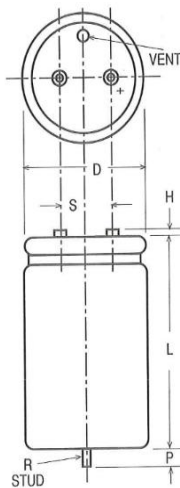
1,200	DCMX122U500CB2B	218	195	3.1	3.4	2	1/2 x 3 1/8
1,300	DCMX132U500EF2B	187	165	3.4	3.8	1	3/4 x 5 5/8
1,300	DCMX132U500BD2B	192	170	3.3	3.7	2	x 4 5/8
1,500	DCMX152U500BE2B	168	148	3.7	4.1	2	x 5 1/8
1,500	DCMX152U500CJ2B	172	153	3.6	4.1	2	1/2 x 3 5/8
1,700	DCMX172U500BF2B	149	132	4.0	4.5	2	x 5 5/8
1,800	DCMX182U500CC2B	142	126	4.2	4.7	2	1/2 x 4 1/8
2,100	DCMX212U500CD2B	121	108	4.8	5.3	2	1/2 x 4 5/8
2,200	DCMX222U500DZ2B	124	111	4.8	5.4	3	x 3 5/8
2,400	DCMX242U500CE2B	106	94.1	5.3	6.0	2	1/2 x 5 1/8
2,700	DCMX272U500CF2B	93.9	83.5	5.9	6.6	2	1/2 x 5 5/8
2,700	DCMX272U500DC2B	103	91.8	5.6	6.3	3	x 4 1/8
3,100	DCMX312U500DD2B	87.4	78.4	6.3	7.0	3	x 4 5/8
3,600	DCMX362U500DE2B	76.3	68.4	7.0	7.8	3	x 5 1/8
4,100	DCMX412U500DF2B	67.8	60.8	7.7	8.6	3	x 5 5/8
6,900	DCMX692U500DG2B	41.0	36.9	11.9	13.2	3	x 8 5/8



95

Style	Code	H" (mm)	Thread	Max Amps
Low Post	A	0.094" (2.39)	10-32	30
High Post	B	0.281" (7.14)	10-32	30
High Current, Low Post	D	0.125" (3.18)	1/4-28	50
High Current, High Post	E	0.281" (7.14)	1/4-28	50

With Stud-Mount Feature



Case Diam	R Thread	P \pm 0.039" (\pm 1.0 mm)
A*	M8	0.047" (12.0)
B*	M12	0.630" (16.0)
C*	M12	0.630" (16.0)
D*	M12	0.630" (16.0)
E*	NA	NA

*Add Case Height Code from table
 Note: With the stud-mount feature an insulating disk is inserted in the bottom under the outer insulating sleeve (if any).

Uninsulated Case Dimensions for Types DCMX, 500X, 550, 101X, 139R & 125
 For insulated case, add 0.24" (0.610 mm) to Diameter and 0.610" (0.762 mm) to height.

Case Code	Dimensions in Inches				Typ. Wt Oz	Dimensions in millimeters				Typ. Wt gr
	D \pm .031	L \pm .062	S \pm .015	H max		D \pm .78	L \pm 1.57	S \pm .78	H max	
AK	1.375	1.625	0.500	1.9	1.9	34.93	41.28	12.7	53.86	
AA	1.375	2.125	0.500	2.0	2.0	34.93	53.98	12.7	56.70	
AH	1.375	2.625	0.500	2.7	2.7	34.93	66.68	12.7	76.54	
AB	1.375	3.125	0.500	3.3	3.3	34.93	79.38	12.7	93.55	
AJ	1.375	3.625	0.500	3.8	3.8	34.93	92.08	12.7	107.73	
AC	1.375	4.125	0.500	4.4	4.4	34.93	104.78	12.7	124.74	
AD	1.375	4.625	0.500	5.1	5.1	34.93	117.48	12.7	144.58	
AE	1.375	5.125	0.500	5.7	5.7	34.93	130.18	12.7	192.77	
AF	1.375	5.625	0.500	6.4	6.4	34.93	142.88	12.7	229.63	
EA	1.750	2.125	0.750	2.7	2.7	44.45	53.98	19.05	76.34	
EH	1.750	2.625	0.750	3.8	3.8	44.45	66.68	19.05	107.73	
EB	1.750	3.125	0.750	5.1	5.1	44.45	79.38	19.05	144.58	
EJ	1.750	3.625	0.750	6.8	6.8	44.45	92.08	19.05	192.77	
EC	1.750	4.125	0.750	8.1	8.1	44.45	104.78	19.05	229.63	
ED	1.750	4.625	0.750	9.9	9.9	44.45	117.48	19.05	255.14	
EE	1.750	5.125	0.750	9.5	9.5	44.45	130.18	19.05	269.32	
EF	1.750	5.625	0.750	10.5	10.5	44.45	142.88	19.05	297.66	
BA	2.000	2.125	0.875	2.7	2.7	50.80	53.98	22.23	153.08	
BH	2.000	2.625	0.875	5.4	5.4	50.80	66.68	22.23	172.93	
BB	2.000	3.125	0.875	6.1	6.1	50.80	79.38	22.23	192.77	
BJ	2.000	3.625	0.875	6.8	6.8	50.80	92.08	22.23	232.46	
BC	2.000	4.125	0.875	8.2	8.2	50.80	104.78	22.23	269.32	
BD	2.000	4.625	0.875	9.6	9.6	50.80	117.48	22.23	292.00	
BE	2.000	5.125	0.875	10.3	10.3	50.80	130.18	22.23	303.33	
BF	2.000	5.625	0.875	13.0	13.0	50.80	142.88	22.23	368.54	
CB	2.500	3.125	1.125	10.4	10.4	63.50	79.38	28.58	294.83	
CJ	2.500	3.625	1.125	12.7	12.7	63.50	92.08	28.58	360.83	
CC	2.500	4.125	1.125	15.0	15.0	63.50	104.78	28.58	425.24	
CD	2.500	4.625	1.125	17.2	17.2	63.50	117.48	28.58	487.60	
CE	2.500	5.125	1.125	19.3	19.3	63.50	130.18	28.58	547.14	
CF	2.500	5.625	1.125	21.4	21.4	63.50	142.88	28.58	606.67	
DJ	3.000	3.625	1.250	20.0	20.0	76.20	92.08	31.75	566.98	
DC	3.000	4.125	1.250	22.2	22.2	76.20	104.78	31.75	629.35	
DD	3.000	4.625	1.250	25.5	25.5	76.20	117.48	31.75	722.98	
DE	3.000	5.125	1.250	30.0	30.0	76.20	130.18	31.75	850.47	
DF	3.000	5.625	1.250	31.9	31.9	76.20	142.88	31.75	904.33	
DP	3.000	5.875	1.250	32.9	32.9	76.20	149.23	31.75	931.26	
DG	3.000	6.625	1.250	43.3	43.3	76.20	219.03	31.75	1227.49	



ANEXO 5. 3: DATASHEET MOSFET TLP251

TOSHIBA

TLP251

TOSHIBA Photocoupler GaAsIred & Photo-IC

TLP251

Inverter For Air Conditioner
 Induction Heating
 Transistor Inverter
 Power MOS FET Gate Drive
 IGBT Gate Drive

The TOSHIBA TLP251 consists of a GaAsIred light emitting diode and an integrated photodetector.
 This unit is 8-lead DIP package.
 TLP251 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.
 Especially TLP251 is capable of "direct" gate drive of lower power IGBTs.
 (to 15A)

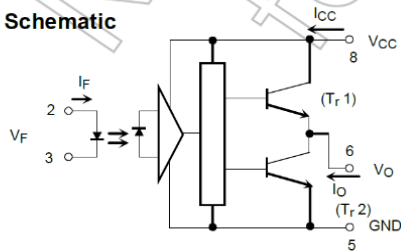
- Input threshold current: $I_F=5\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current (I_{CC}): $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage (V_{CC}): $10\text{--}35\text{V}$
- Output current (I_O): $\pm 0.4\text{A}(\text{max.})$
- Switching time (t_{pLH} / t_{pHL}): $1\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage: $2500\text{Vrms}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file no.E67349
- cUL approved: CSA Component Acceptance Service No. 5A, File No.E67349
- Option(D4)
 VDE Approved : DIN EN60747-5-5 (Note)

(Note):When a EN60747-5-5 approved type is needed,
 Please designate "Option(D4)"

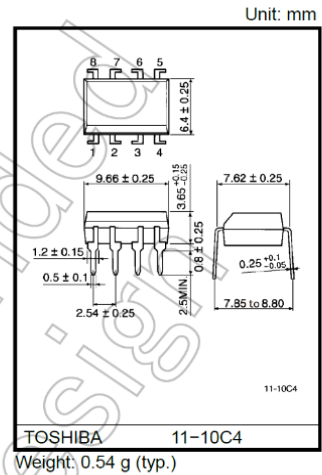
Truth Table

Input LED		Tr1		Tr2	
		On	Off	On	Off
On	Off	On	Off	Off	On
Off	On	Off	On	On	Off

Schematic

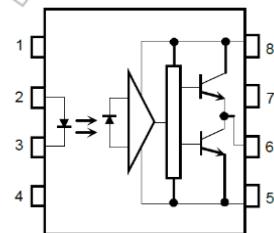


A 0.1μF bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5(see Note 5).



Weight: 0.54 g (typ.)

Pin Configuration (top view)



- 1 : N.C. 5 : GND
- 2 : Anode 6 : V_O (Output)
- 3 : Cathode 7 : N.C.
- 4 : N.C. 8 : V_{CC}

Start of commercial production
 1992-01

TOSHIBA

TLP251

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

Characteristic		Symbol	Rating	Unit	
LED	Forward current	IF	20	mA	
	Forward current derating (Ta ≥ 70°C)	ΔIF / ΔTa	-0.36	mA / °C	
	Peak transient forward current (Note 1)	IFPT	1	A	
	Reverse voltage	VR	5	V	
	Diode power dissipation	PD	40	mW	
	Diode power dissipation derating (Ta ≥ 70°C)	ΔPD / °C	-0.72	mW / °C	
	Junction temperature	Tj	125	°C	
Detector	"H" peak output current (PW ≤ 2.0μs, f ≤ 15kHz) (Note 2)	IOPH	-0.4	A	
	"L" peak output current (PW ≤ 2.0μs, f ≤ 15kHz) (Note 2)	IOPL	0.4	A	
	Output voltage	(Ta ≤ 70°C)	VO	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Supply voltage	(Ta ≤ 70°C)	VCC	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Output voltage derating (Ta ≥ 70°C)	ΔVO / ΔTa	-0.73	V / °C	
	Supply voltage derating (Ta ≥ 70°C)	ΔVCC / ΔTa	-0.73	V / °C	
	Output Power dissipation	PO	800	mW	
	Output Power dissipation derating (Ta ≥ 70°C)	ΔPO / °C	-14.5	mW / °C	
	Junction temperature	Tj	125	°C	
	Operating frequency (Note 3)	f	25	kHz	
Operating temperature range	Topr	-20 to 85	°C		
Storage temperature range	Tstg	-55 to 125	°C		
Lead soldering temperature(10s)	Tsol	260	°C		
Isolation voltage (AC, 1min., R.H. ≤ 60%) (Note 4)	BVS	2500	Vrms		

Note: Using continuously under heavy loads (e.g. the application of high temperature/current/voltage and the significant change in temperature, etc.) may cause this product to decrease in the reliability significantly even if the operating conditions (i.e. operating temperature/current/voltage, etc.) are within the absolute maximum ratings.

Please design the appropriate reliability upon reviewing the Toshiba Semiconductor Reliability Handbook ("Handling Precautions"/"Derating Concept and Methods") and individual reliability data (i.e. reliability test report and estimated failure rate, etc).

Note 1: Pulse width PW ≤ 1μs, 300pps

Note 2: Exponential waveform

Note 3: Exponential waveform, IOPH ≤ -0.25A(≤ 2.0μs), IOPL ≤ +0.25A(≤ 2.0μs)

Note 4: Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

TOSHIBA

TLP251

Recommended Operating Conditions

Characteristic	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Unit
Input current, on (Note 1)	I _{F(ON)}	7	8	10	mA
Input voltage, off	V _{F(OFF)}	0	—	0.8	V
Supply voltage	V _{CC}	10	—	30	V
Peak output current	I _{OPH} / I _{OPL}	—	—	±0.1	A
Operating temperature	T _{opr}	-20	25	85	°C

Note: Recommended operating conditions are given as a design guideline to obtain expected performance of the device. Additionally, each item is an independent guideline respectively. In developing designs using this product, please confirm specified characteristics shown in this document.

Note 1: Input signal rise time(fall time)<0.5μs.

Electrical Characteristics (Ta = -20 to 70°C, unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit	
Input forward voltage	V _F	—	I _F = 10 mA, Ta = 25°C	—	1.6	1.8	V	
Temperature coefficient of forward voltage	ΔV _F / ΔTa	—	I _F = 10 mA	—	-2.0	—	mV / °C	
Input reverse current	I _R	—	V _R = 5V, Ta = 25°C	—	—	10	μA	
Input capacitance	C _T	—	V = 0V, f = 1MHz, Ta = 25°C	—	45	250	pF	
Output current	"H" level	I _{OPH}	1	V _{CC} =30V (Note 1) I _F = 10mA V ₈₋₆ = 4V	-0.1	-0.25	—	A
	"L" level	I _{OPL}	2		J _F = 0mA V ₆₋₅ = 2.5V	0.1	0.2	
Output voltage	"H" level	V _{OH}	3	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, I _F = 5mA	11	13.2	—	V
	"L" level	V _{OL}	4	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _F = 0.8V	—	-14.5	-12.5	
Supply current	"H" level	I _{CCH}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 10mA Ta = 25°C	—	7.5	—	mA
				V _{CC} = 30V, I _F = 10mA	—	—	11	
	"L" level	I _{CCL}	—	V _{CC} = 30V, I _F = 0mA Ta = 25°C	—	8	—	
Threshold input current	"Output L → H" I _{FLH}	—	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O > 0V	—	1.2	5	mA	
Threshold input voltage	"Output H → L" V _{FHL}	—	V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O < 0V	0.8	—	—	V	
Supply voltage	V _{CC}	—		10	—	35	V	
Capacitance (input-output)	C _s	—	V _s = 0V, f = 1MHz Ta = 25°C	—	1.0	2.0	pF	
Resistance (input-output)	R _s	—	V _s = 500V, Ta = 25°C R.H. ≤ 60%	1×10 ¹²	10 ¹⁴	—	Ω	

Note : All typical values are at Ta=25°C

Note 1: Duration of IO time ≤ 50μs

TOSHIBA

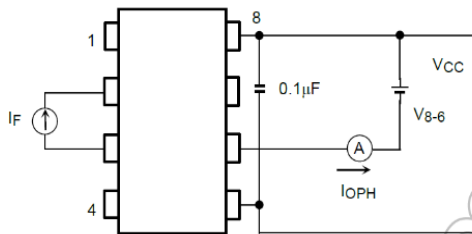
TLP251

Switching Characteristics (Ta = -20 to 70°C, unless otherwise specified)

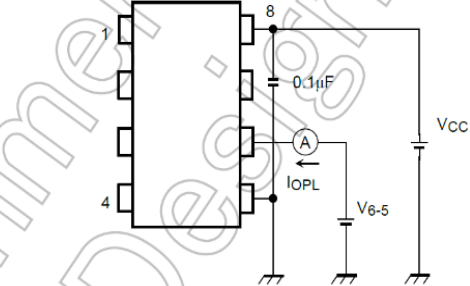
Characteristic	Symbol	Test Circuit	Test Condition	Min.	Typ.*	Max.	Unit
Propagation delay time	L→H	tpLH	If = 8mA VCC1 = +15V, VEE1 = -15V RL = 200 Ω	—	0.25	1.0	μs
	H→L	tpHL		—	0.25	1.0	
Common mode transient immunity at high level output	CMH	6	VCM = 600V, If = 8mA, VCC = 30V, Ta = 25°C	-5000	—	—	V / μs
Common mode transient immunity at low level output	CML		VCM = 600V, If = 0mA, VCC = 30V, Ta = 25°C	5000	—	—	V / μs

Note: All typical values are at Ta=25°C

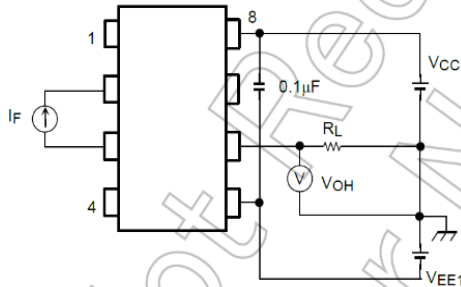
Test Circuit 1 : IOPH



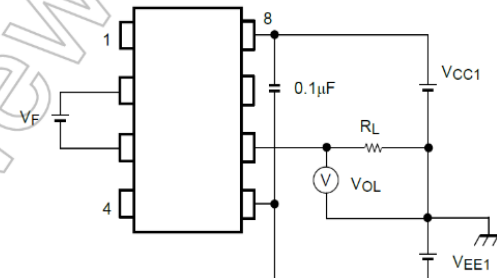
Test Circuit 2 : IOPL



Test Circuit 3 : VOH



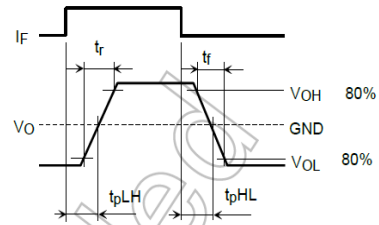
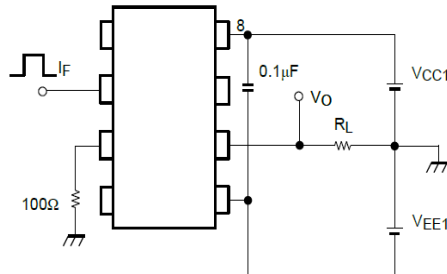
Test Circuit 4 : VOL



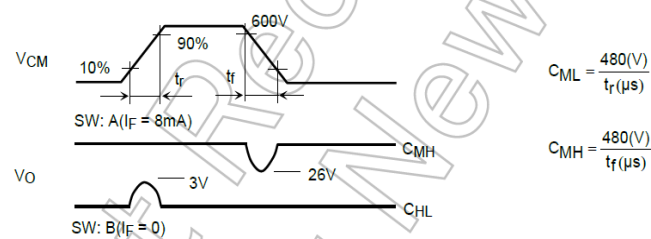
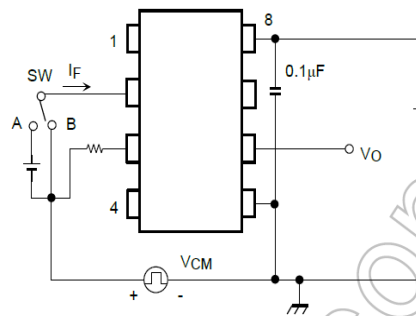
TOSHIBA

TLP251

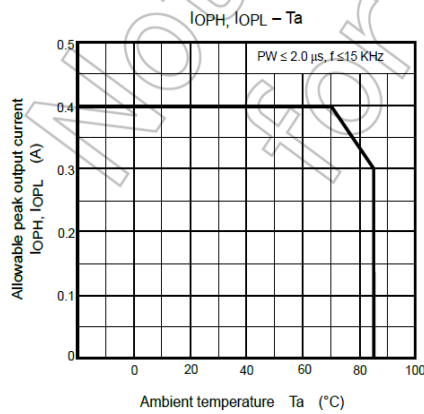
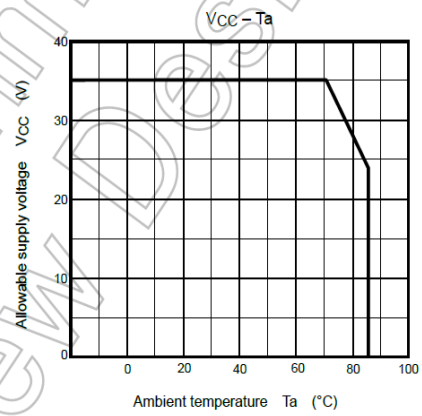
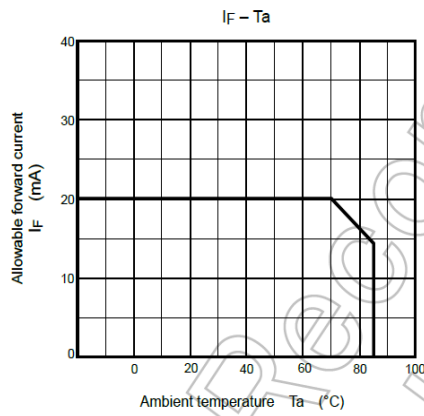
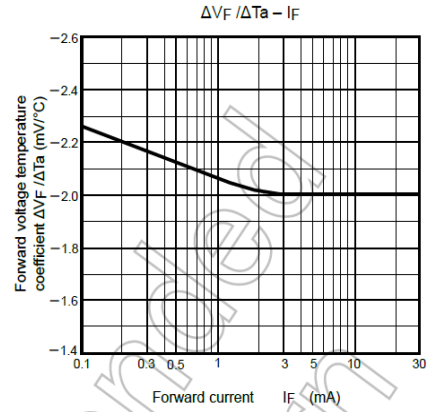
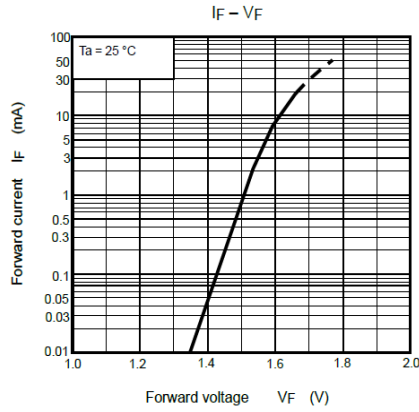
Test Circuit 5: t_{pLH} , t_{pHL} , t_r , t_f



Test Circuit 6: C_{MH} , C_{ML}



C_{ML} (C_{MH}) is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.





ANEXO 5. 4: DATASHEET CAPACITOR EPCOS

**Capacitors with screw terminals**

B43456, B43458

Extremely compact – 85 °C**Long-life grade capacitors****Applications**

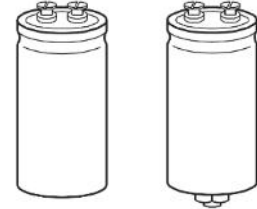
- Frequency converters
- Wind power converters
- Solar inverters
- Professional power supplies
- Uninterruptible power supplies

Features

- High CV product, i.e. extremely compact
- High reliability and high ripple current capability
- All-welded constructions ensures reliable electrical contact
- PAPR terminals available (Protection Against Polarity Reversal)
- Version with optimized construction for base cooling (heat sink mounting) available
- Version with low-inductance design available
- RoHS-compatible

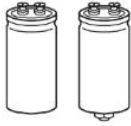
Construction

- Charge-discharge proof, polar
- Aluminum case with insulating sleeve
- Poles with screw terminal connections
- Mounting with ring clips, clamps or threaded stud
- The bases of types with threaded stud and $d \leq 76.9$ mm are not insulated, types with $d = 91$ mm have fully insulated bases



B43456

B43458


B43456, B43458
Extremely compact – 85 °C
Specifications and characteristics in brief

Rated voltage V_R	350 ... 550 V DC				
Surge voltage V_S	$1.10 \cdot V_R$				
Rated capacitance C_R	560 ... 18000 μF				
Capacitance tolerance	$\pm 20\% \triangle M$				
Dissipation factor $\tan \delta$ (20 °C, 120 Hz)	≤ 0.20				
Leakage current I_{leak} (20 °C, 5 min)	$I_{\text{leak}} \leq 0.020 \mu\text{A} \cdot \left(\frac{C_R}{\mu\text{F}} \cdot \frac{V_R}{V} \right)^{0.85} + 4 \mu\text{A}$				
Self-inductance ESL	d = 51.6 mm: approx. 15 nH d \geq 64.3 mm: approx. 20 nH Capacitors with low-inductance design: d \geq 64.3 mm: approx. 13 nH				
Useful life ¹⁾ 85 °C; V_R ; $I_{AC,R}$ 40 °C; V_R ; $1.5 \cdot I_{AC,R}$	350 ... 450 V	500 ... 550 V	Requirements: $\Delta C/C \leq \pm 15\%$ of initial value $\tan \delta \leq 1.75$ times initial specified limit $I_{\text{leak}} \leq$ initial specified limit		
	> 12000 h	> 8000 h			
	> 250000 h	> 250000 h			
Voltage endurance test 85 °C; V_R	2000 h	Post test requirements: $\Delta C/C \leq \pm 10\%$ of initial value $\tan \delta \leq 1.3$ times initial specified limit $I_{\text{leak}} \leq$ initial specified limit			
Vibration resistance test	To IEC 60068-2-6, test Fc: Frequency range 10 ... 55 Hz, displacement amplitude 0.75 mm, acceleration max. 10 g, duration 3 \times 2 h. Capacitor mounted by its body which is rigidly clamped to the work surface.				
Characteristics at low temperature	Max. impedance ratio at 100 Hz	$V_R \leq 400$ V	≥ 450 V		
		$Z_{-25^\circ\text{C}} / Z_{20^\circ\text{C}}$	3	4	3
		$Z_{-40^\circ\text{C}} / Z_{20^\circ\text{C}}$	7	9	10
IEC climatic category	To IEC 60068-1: 40/085/56 (–40 °C/+85 °C/56 days damp heat test)				
Detail specification	Similar to CECC 30301-803, CECC 30301-807				
Sectional specification	IEC 60384-4				

Ripple current capability

Due to the ripple current capability of the contact elements, the following current upper limits must not be exceeded:

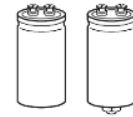
Capacitor diameter	51.6 mm	64.3 mm	76.9 mm	91 mm
$I_{AC,max}$	34 A	45 A	57 A	80 A

1) Refer to chapter "General technical information, 5 Useful life" on how to interpret useful life.



B43456, B43458

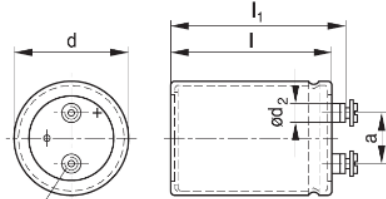
Extremely compact – 85 °C



Dimensional drawings

B43456

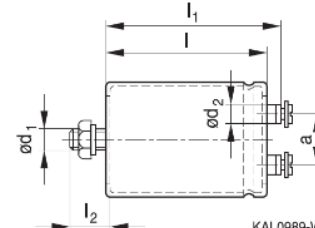
Ring clip/clamp mounting



KAL1318-B-E

B43458

Threaded stud mounting



KAL0989-W

M5: Min. reach of screw = 9.5 mm
9 mm for low inductance design
M6: Min. reach of screw = 12 mm
9.5 mm for low inductance design

Positive pole marking: +

The base of types with threaded stud and $d = 91$ mm is fully insulated (the lengths l and l_1 are increased by 0.5 mm in these cases). For types with threaded stud and $d \leq 76$ mm the base is not insulated. Also refer to the mounting instructions in chapter "Capacitors with screw terminals – Accessories".

Screw terminals with UNF threads are available upon request.

Dimensions and weights

Ter- minal	Dimensions (mm) with insulating sleeve							Approx. weight (g)
	d	$l \pm 1$	$l_1 \pm 1$	$l_2 +0/-1$	d_1	d_2 max.	$a +0.2/-0.4$	
M5	51.6 +0/-0.8	80.7	87.2	17	M12	10.2	22.2	220
M5	51.6 +0/-0.8	105.7	112.2	17	M12	10.2	22.2	280
M5	51.6 +0/-0.8	118.2	124.7	17	M12	10.2	22.2	320
M5	51.6 +0/-0.8	130.7	137.2	17	M12	10.2	22.2	350
M5	64.3 +0/-0.8	80.7	87.2	17	M12	13.2	28.5	370
M5	64.3 +0/-0.8	96.7	103.2	17	M12	13.2	28.5	400
M5	64.3 +0/-0.8	105.7	112.2	17	M12	13.2	28.5	440
M5	64.3 +0/-0.8	118.2	124.7	17	M12	13.2	28.5	510
M5	64.3 +0/-0.8	130.7	137.2	17	M12	13.2	28.5	600
M5	64.3 +0/-0.8	143.2	149.7	17	M12	13.2	28.5	630
M6	76.9 +0/-0.7	105.7	111.5	17	M12	17.7	31.7	620
M6	76.9 +0/-0.7	118.2	124.0	17	M12	17.7	31.7	700
M6	76.9 +0/-0.7	130.7	136.5	17	M12	17.7	31.7	800
M6	76.9 +0/-0.7	143.2	149.0	17	M12	17.7	31.7	840
M6	76.9 +0/-0.7	168.7	174.5	17	M12	17.7	31.7	1000
M6	76.9 +0/-0.7	190.7	196.5	17	M12	17.7	31.7	1150
M6	76.9 +0/-0.7	220.7	226.5	17	M12	17.7	31.7	1300



B43456, B43458

Extremely compact – 85 °C

Ter- minal	Dimensions (mm) with insulating sleeve							Approx. weight (g)
	d	l ±1	l ₁ ±1	l ₂ +0/-1	d ₁	d ₂ max.	a +0.2/-0.4	
M6	91.0 +0/-2	97.0	102.3	17	M12	17.7	31.7	770
M6	91.0 +0/-2	144.5	149.8	17	M12	17.7	31.7	1200
M6	91.0 +0/-2	170.0	175.3	17	M12	17.7	31.7	1400
M6	91.0 +0/-2	221.0	226.3	17	M12	17.7	31.7	1900

For low-inductance design the following deviation applies:

d = 64.3 mm: l₁ -0.7 mm

d = 91.0 mm: l₁ -1.7 mm

Packing

Capacitor diameter d (mm)	length l (mm)	Packing units (pcs.)
51.6	all	36
64.3	all	25

Capacitor diameter d (mm)	length l (mm)	Packing units (pcs.)
76.9	105.7 - 168.7	16
	191.0 - 220.7	12
91.0	all	9

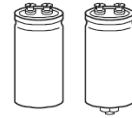


For ecological reasons the packing is pure cardboard.



B43456, B43458

Extremely compact – 85 °C

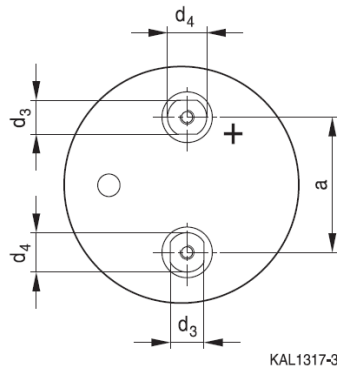


Special designs

- Low-inductance design
- PAPR terminal style

With our PAPR terminal style (**P**rotection **A**gainst **P**olarity **R**eversal) we offer an optional mechanical feature in addition to the visual polarity marking on the cover disk and the sleeve, which prevents from mounting in reverse polarity. The non-circular shape of the terminals and their arrangement perpendicular to each other enables the user to definitely prevent wrong mounting with respect to polarity (Poka Yoke).

Dimensional drawing of PAPR terminal configuration

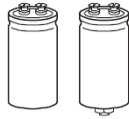


Dimensions for PAPR terminal style (mm)

Can diameter d	Terminal	d ₃ ±0.1	d ₄ ±0.1	a +0.2/-0.4	Min. reach of screw	
					Standard design #050	For heat sink mounting #057
51.6	M5	10	13	22.2	9.5	–
64.3	M5	13	15	28.5	9.5	7.3
76.9	M6	13	15	31.7	12.0	9.7
91.0	M6	13	15	31.7	12.0	9.7

All other dimensions of the capacitor such as diameter d, case length l and overall length l₁ are identical with those of standard capacitors of this series. Please refer to the tables “Dimensions and weights” (standard types) and “Dimensions and weights for heat sink mounting” (special designs).

- For heat sink mounting
Design for optimal connection of capacitors to the heat sink when using base cooling with the following features (refer to chapter "General technical information, 5.2 Cooling"):
– Electrical insulation of the capacitors base with 2 overlapping thermal pads for optimal heat flow (minimal thermal resistance at the capacitor base)



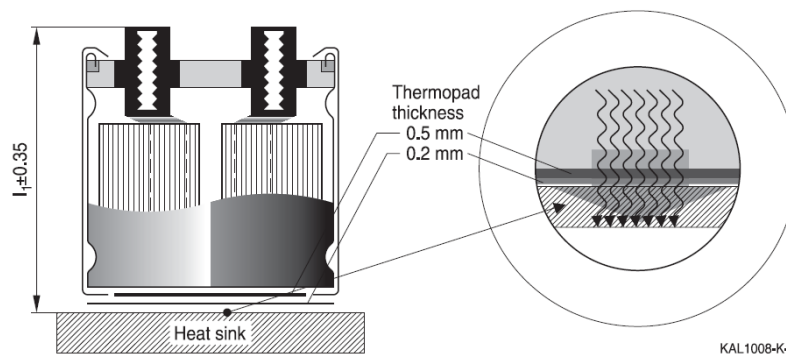
B43456, B43458

Extremely compact – 85 °C

- Minimal overall length tolerance (± 0.35 mm) for mounting between heat sink and bus bar
- Case with extra groove near the base for clamp mounting (recommended ring clamp B44030A0165B ... A0190B)

This version is available only for capacitors without threaded stud and for diameters ≥ 64.3 mm.

Regarding ripple current and useful life, please refer to column $I_{AC,R}(B)$ in the table "Technical data and ordering codes" and in the useful life curves.



Dimensions and weights for heat sink mounting:

Ter- minal	Dimensions (mm) with insulating sleeve					Min. reach of screw mm	Approx. weight g
	d	$l \pm 1$	$l_1 \pm 0.35$	d_2 max.	a +0.2/-0.4		
M5	64.3 +0/-0.8	80.7	86.3	13.2	28.5	7.3	370
M5	64.3 +0/-0.8	105.7	111.3	13.2	28.5	7.3	440
M6	76.9 +0/-0.7	105.7	110.6	17.7	31.7	9.7	620
M6	76.9 +0/-0.7	143.2	148.1	17.7	31.7	9.7	840
M6	91.0 +0/-2	97.0	101.4	17.7	31.7	9.7	1000
M6	91.0 +0/-2	144.5	148.9	17.7	31.7	9.7	1200

Dimensions for other sizes are available upon request.

Ordering codes:

Design	Identification in third block of ordering code	Remark
Low inductance (13 nH)	M003	For capacitors with diameter $d \geq 64.3$ mm
For heat sink mounting	M007	For capacitors with diameter $d \geq 64.3$ mm and without threaded stud
PAPR terminal style	M050	Not for low inductance
PAPR terminal style and heat sink mounting	M057	For capacitors with diameter $d \geq 64.3$ mm and without threaded stud; not for low inductance



ANEXO 5.5: DATASHEET CAPACITOR

3186GH372T350APA3

Type 3186 85 °C Aluminum Electrolytic, Screw Terminal

Best Value 85 °C High Capacitance Screw Terminal Type



While Type 3186's standard encasement is by compression with the capacitor element captured on an aluminum peg in the can bottom and a phenolic peg in the top, rilled construction is available. With rilled construction the element is secured by rills, spoon shaped dimples in the side of the can. Rilled construction offers the industry's highest vibration and shock withstanding and excellent heat transfer. Besides increasing ripple current handling, the rilled construction extends the great value of the Type 3186 into military and transportation applications that require rugged mechanical capability.

Highlights

- Rilled cans withstand high shock and vibration
- High ripple current capability
- High capacitance per can

Specifications

Temperature Range	-40 °C to +85 °C																												
Rated Voltage Range	16 Vdc to 500 Vdc																												
Capacitance Range	220 uF to 1.0 F																												
Capacitance Tolerance	-10% +75% ≤ 160 Vdc -10% +50% ≥ 200 Vdc																												
Leakage Current	≤ 6√CV μA (6 mA max.) at 5 minutes																												
Ripple Current Multipliers	<p>Ambient Temperature</p> <table border="1"> <tr> <td>45 °C</td> <td>55 °C</td> <td>65 °C</td> <td>75 °C</td> <td>85 °C</td> </tr> <tr> <td>2.24</td> <td>2.00</td> <td>1.73</td> <td>1.41</td> <td>1.00</td> </tr> </table> <p>Frequency</p> <table border="1"> <tr> <td></td> <td>60 Hz</td> <td>120 Hz</td> <td>300 Hz</td> <td>1000 Hz</td> <td>≥10 kHz</td> </tr> <tr> <td>16 - 100 V</td> <td>0.90</td> <td>1.00</td> <td>1.15</td> <td>1.25</td> <td>1.30</td> </tr> <tr> <td>200 - 500 V</td> <td>0.90</td> <td>1.00</td> <td>1.25</td> <td>1.40</td> <td>1.50</td> </tr> </table>	45 °C	55 °C	65 °C	75 °C	85 °C	2.24	2.00	1.73	1.41	1.00		60 Hz	120 Hz	300 Hz	1000 Hz	≥10 kHz	16 - 100 V	0.90	1.00	1.15	1.25	1.30	200 - 500 V	0.90	1.00	1.25	1.40	1.50
45 °C	55 °C	65 °C	75 °C	85 °C																									
2.24	2.00	1.73	1.41	1.00																									
	60 Hz	120 Hz	300 Hz	1000 Hz	≥10 kHz																								
16 - 100 V	0.90	1.00	1.15	1.25	1.30																								
200 - 500 V	0.90	1.00	1.25	1.40	1.50																								
Low Temperature Characteristics	Impedance ratio: $Z_{-20^{\circ}\text{C}}/Z_{-25^{\circ}\text{C}}$ ≤ 8 (16-50 Vdc) ≤ 4 (63-100 Vdc) ≤ 3 (150-500 Vdc)																												
Endurance Life Test	1,500 h @ full load at 85 °C ΔCapacitance ±10% ESR 200% of limit DCL 100% of limit																												
Shelf Life Test	500 h @ 85 °C ΔCapacitance ±10% ESR 175% of limit DCL 100% of limit																												
Vibration	10 to 500 Hz, 0.75 mm or 10 g* if less, 3 directions, 2 h ea Δ Capacitance: ±5% no visible damage or leakage *15 g if rilled construction																												
RoHS Compliant																													

CDM Cornell Dubilier • 140 Technology Place • Liberty, SC 29657 • Phone: (864)843-2277 • Fax: (864)843-3800



ANEXO 5.6: DATASHEET IGBT CM100DU-12H

MITSUBISHI IGBT MODULES
CM100DU-12H
 HIGH POWER SWITCHING USE
 INSULATED TYPE

CM100DU-12H



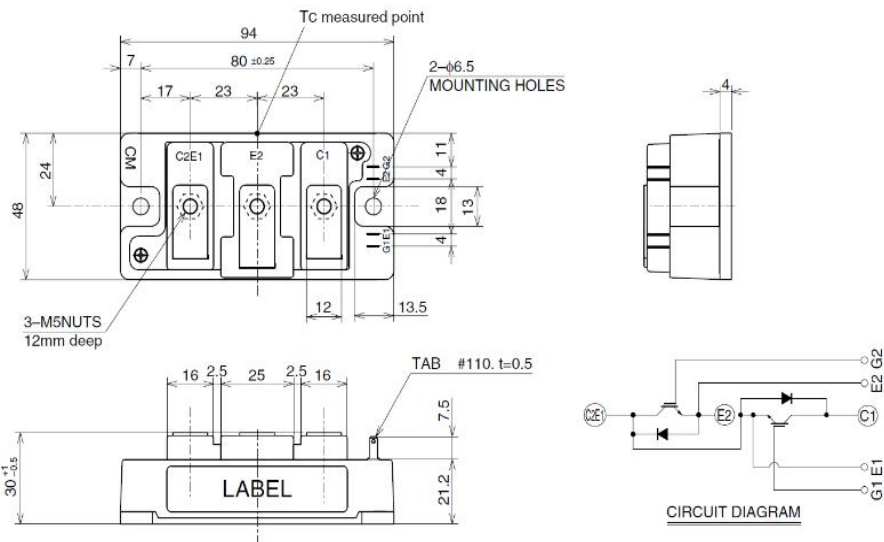
- IC 100A
- VCES 600V
- Insulated Type
- 2-elements in a pack

APPLICATION

UPS, NC machine, AC-Drive control, Servo, Welders

OUTLINE DRAWING & CIRCUIT DIAGRAM

Dimensions in mm



Feb. 2009



MITSUBISHI IGBT MODULES

CM100DU-12H

HIGH POWER SWITCHING USE
INSULATED TYPE

MAXIMUM RATINGS (Tj = 25°C, unless otherwise specified)

Symbol	Item	Conditions	Ratings	Unit
V _{CES}	Collector-emitter voltage	V _{GE} = 0V	600	V
V _{GES}	Gate-emitter voltage	V _{CE} = 0V	±20	V
I _C	Collector current	T _c = 25°C	100	A
I _{CM}		Pulse (Note 1)	200	A
I _E (Note 2)	Emitter current	T _c = 25°C	100	A
I _{EM} (Note 2)		Pulse (Note 1)	200	A
P _C (Note 3)	Maximum collector dissipation	T _c = 25°C	400	W
T _j	Junction temperature	—	-40 ~ +150	°C
T _{stg}	Storage temperature	—	-40 ~ +125	°C
V _{iso}	Isolation voltage	Charged part to base plate, f = 60Hz, AC 1 minute	2500	Vrms
—	Mounting torque	Main terminals M5 screw	2.5 ~ 3.5	N·m
—		Mounting M6 screw	3.5 ~ 4.5	N·m
—	Weight	Typical value	310	g

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Tj = 25°C, unless otherwise specified)

Symbol	Item	Test Conditions	Limits			Unit
			Min	Typ	Max	
I _{CES}	Collector cutoff current	V _{CE} = V _{CES} , V _{GE} = 0V	—	—	1	mA
V _{GE(th)}	Gate-emitter threshold voltage	I _C = 10mA, V _{CE} = 10V	4.5	6	7.5	V
I _{GES}	Gate-leakage current	±V _{GE} = V _{GES} , V _{CE} = 0V	—	—	0.5	μA
V _{CE(sat)}	Collector-emitter saturation voltage	I _C = 100A, V _{GE} = 15V (Note 4)	—	2.4	3.0	V
C _{ies}	Input capacitance	V _{CE} = 10V V _{GE} = 0V	—	—	8.8	nF
C _{oes}	Output capacitance		—	—	4.8	nF
C _{res}	Reverse transfer capacitance		—	—	1.3	nF
Q _G	Total gate charge	V _{CC} = 300V, I _C = 100A, V _{GE} = 15V	—	200	—	nC
t _{d(on)}	Turn-on delay time	V _{CC} = 300V, I _C = 100A	—	—	100	ns
t _r	Turn-on rise time	V _{GE} = ±15V	—	—	250	ns
t _{d(off)}	Turn-off delay time	R _G = 6.3Ω	—	—	200	ns
t _f	Turn-off fall time	Resistive load	—	—	300	ns
V _{EC} (Note 2)	Emitter-collector voltage	I _E = 100A, V _{GE} = 0V	—	—	2.6	V
t _{rr} (Note 2)	Reverse recovery time	I _E = 100A,	—	—	160	ns
Q _{rr} (Note 2)	Reverse recovery charge	die / dt = -200A / μs	—	0.24	—	μC
R _{th(j-c)Q}	Thermal resistance (Note 5)	Junction to case, IGBT part (Per 1/2 module)	—	—	0.31	K/W
R _{th(j-c)R}		Junction to case, FWDI part (Per 1/2 module)	—	—	0.7	K/W
R _{th(c-f)}	Contact thermal resistance	Case to heat sink, conductive grease applied (Per 1/2 module) (Note 6)	—	0.07	—	K/W

- Note 1. Pulse width and repetition rate should be such that the device junction temperature (T_j) does not exceed T_{jmax} rating.
 2. I_E, V_{EC}, t_{rr}, Q_{rr} & die/dt represent characteristics of the anti-parallel, emitter-collector free-wheel diode.
 3. Junction temperature (T_j) should not increase beyond 150°C.
 4. Pulse width and repetition rate should be such as to cause negligible temperature rise.
 5. Case temperature (T_c) measured point is shown in page OUTLINE DRAWING.
 6. Typical value is measured by using thermally conductive grease of λ = 0.9[W/(m · K)].

Feb. 2009

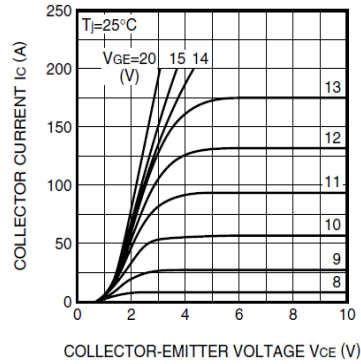
MITSUBISHI IGBT MODULES

CM100DU-12H

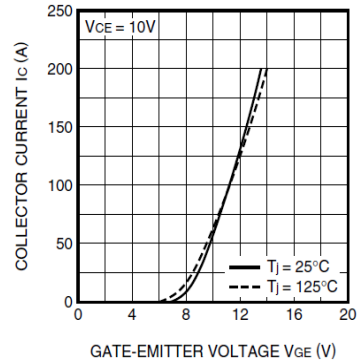
HIGH POWER SWITCHING USE
INSULATED TYPE

PERFORMANCE CURVES

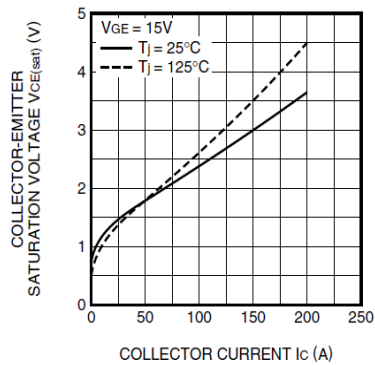
OUTPUT CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



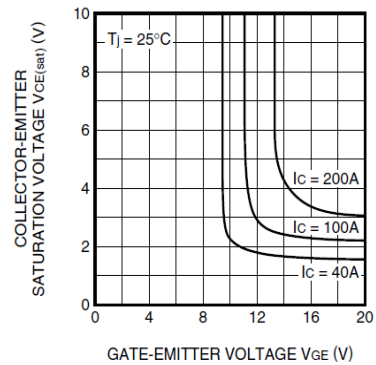
TRANSFER CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



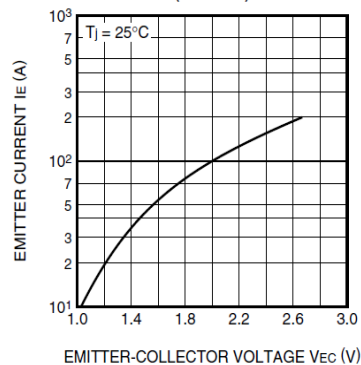
COLLECTOR-EMITTER SATURATION
VOLTAGE CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



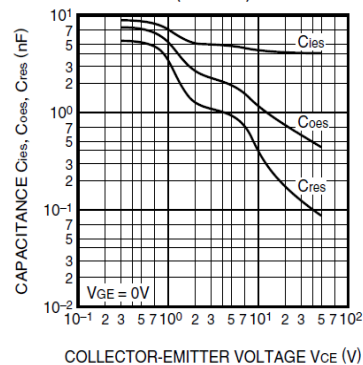
COLLECTOR-EMITTER SATURATION
VOLTAGE CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



FREE-WHEEL DIODE
FORWARD CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



CAPACITANCE CHARACTERISTICS
(TYPICAL)

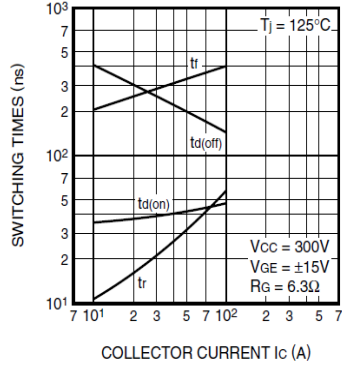


MITSUBISHI IGBT MODULES

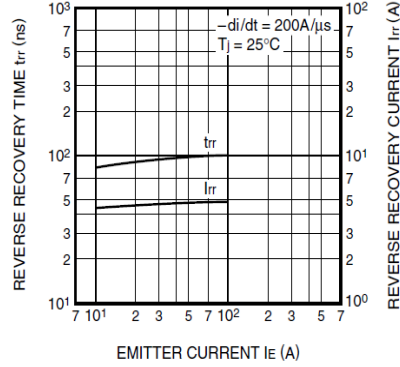
CM100DU-12H

HIGH POWER SWITCHING USE
INSULATED TYPE

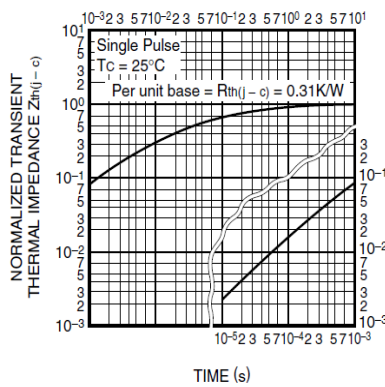
HALF-BRIDGE
SWITCHING TIME CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



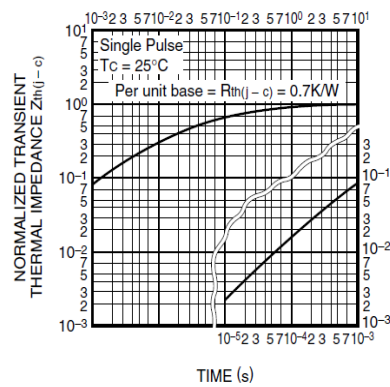
REVERSE RECOVERY CHARACTERISTICS
OF FREE-WHEEL DIODE
(TYPICAL)



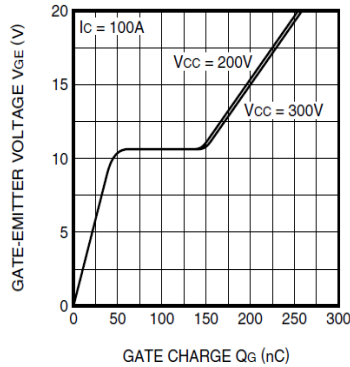
TRANSIENT THERMAL
IMPEDANCE CHARACTERISTICS
(IGBT part)



TRANSIENT THERMAL
IMPEDANCE CHARACTERISTICS
(FWDi part)



GATE CHARGE CHARACTERISTICS
(TYPICAL)





ANEXO 5.7: DATASHEET IGBT FUENTE S-60-12



60W Single Output Switching Power Supply

S-60 series



- Features :
 - Universal AC input / Full range
 - Protections: Short circuit / Overload / Over voltage
 - Cooling by free air convection
 - 100% full load burn-in test
 - Fixed switching frequency at 77KHz
 - 2 years warranty



SPECIFICATION

MODEL	S-60-5	S-60-12	S-60-15	S-60-24	
OUTPUT	DC VOLTAGE	5V	12V	15V	24V
	RATED CURRENT	12A	5A	4A	2.5A
	CURRENT RANGE	0 ~ 12A	0 ~ 5A	0 ~ 4A	0 ~ 2.5A
	RATED POWER	60W	60W	60W	60W
	RIPPLE & NOISE (max.) Note.2	120mVp-p	120mVp-p	150mVp-p	150mVp-p
	VOLTAGE ADJ. RANGE	4.75 ~ 5.5V	10.8 ~ 13.2V	13.5 ~ 16.5V	21.6 ~ 26.4V
	VOLTAGE TOLERANCE Note.3	±2.0%	±1.0%	±1.0%	±1.0%
	LINE REGULATION	±0.5%	±0.5%	±0.5%	±0.5%
	LOAD REGULATION	±1.0%	±0.5%	±0.5%	±0.5%
	SETUP, RISE TIME	300ms, 50ms/230VAC	800ms, 50ms/115VAC at full load		
HOLD UP TIME (Typ.)	80ms/230VAC	12ms/115VAC at full load			
INPUT	VOLTAGE RANGE	85 ~ 264VAC	120 ~ 370VDC		
	FREQUENCY RANGE	47 ~ 63Hz			
	EFFICIENCY(Typ.)	73%	76%	77%	79%
	AC CURRENT (Typ.)	2A/115VAC	1A/230VAC		
	INRUSH CURRENT (Typ.)	COLD START 20A/115VAC	40A/230VAC		
	LEAKAGE CURRENT	<3.5mA / 240VAC			
PROTECTION	OVERLOAD	105 ~ 150% rated output power Protection type : Hiccup mode, recovers automatically after fault condition is removed.			
	OVER VOLTAGE	5.75 ~ 6.75V	13.8 ~ 16.2V	17.25 ~ 20.25	27.6 ~ 32.4V
ENVIRONMENT	WORKING TEMP.	-10 ~ +60°C (Refer to output load derating curve)			
	WORKING HUMIDITY	20 ~ 90% RH non-condensing			
	STORAGE TEMP., HUMIDITY	-20 ~ +85°C, 10 ~ 95% RH			
	TEMP. COEFFICIENT	±0.03%/°C (0 ~ 50°C)			
	VIBRATION	10 ~ 500Hz, 2G 10min./1cycle, period for 60min. each along X, Y, Z axes			
SAFETY & EMC (Note 4)	SAFETY STANDARDS	UL1012, UL60950-1, TUV EN60950-1 approved			
	WITHSTAND VOLTAGE	I/P-O/P:3KVAC	I/P-FG:1.5KVAC	O/P-FG:0.5KVAC	
	ISOLATION RESISTANCE	I/P-O/P, I/P-FG, O/P-FG:100M Ohms/500VDC			
	EMI CONDUCTION & RADIATION	Compliance to EN55022 (CISPR22) Class B			
OTHERS	HARMONIC CURRENT	Compliance to EN61000-3-2,-3			
	EMS IMMUNITY	Compliance to EN61000-4-2,3,4,5,6,8,11; ENV50204, EN55024, light industry level, criteria A			
	MTBF	316.2K hrs min. MIL-HDBK-217F (25°C)			
NOTE	DIMENSION	159*97*38mm (L*W*H)			
	PACKING	0.51Kg, 24pcs/13.1Kg/0.7CUFT			
1. All parameters NOT specially mentioned are measured at 230VAC input, rated load and 25°C of ambient temperature. 2. Ripple & noise are measured at 20MHz of bandwidth by using a 12" twisted pair-wire terminated with a 0.1uf & 47uf parallel capacitor. 3. Tolerance : includes set up tolerance, line regulation and load regulation. 4. The power supply is considered a component which will be installed into a final equipment. The final equipment must be re-confirmed that it still meets EMC directives.					

File Name:S-60-SPEC 2007-09-19

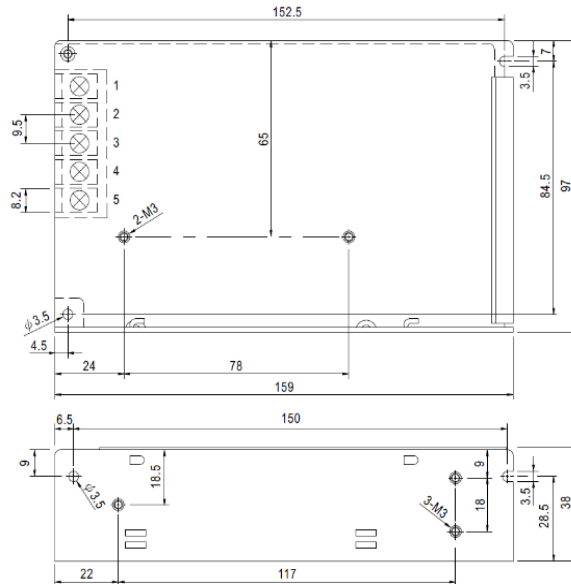


60W Single Output Switching Power Supply

S-60 series

Mechanical Specification

Case No. 901 Unit:mm

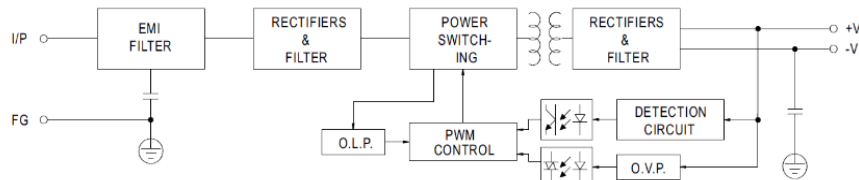


Terminal Pin No. Assignment

Pin No.	Assignment	Pin No.	Assignment
1	AC/L	4	DC OUTPUT -V
2	AC/N	5	DC OUTPUT +V
3	FG \perp		

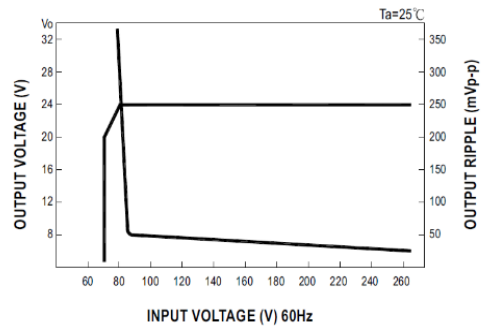
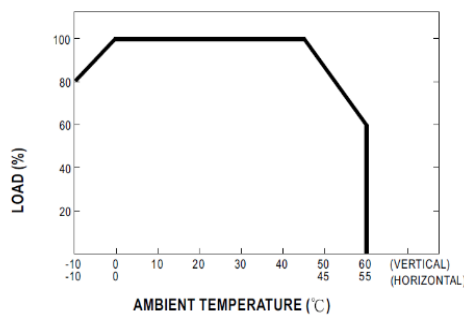
Block Diagram

fosc : 77KHz



Derating Curve

Static Characteristics (24V)



File Name:S-60-SPEC 2007-09-19



ANEXO 5.10: MODULO RERFIFICADOR SEMIKRON SKD 110/12



SEMIPONT® 4

Power Bridge Rectifiers

SKD 110

Features

- Robust plastic case with screw terminals
- Large, isolated base plate
- Blocking voltage up to 1800 V
- High surge currents
- Three phase bridge rectifier
- Easy chassis mounting
- UL recognized, file no. E 63 532

Typical Applications*

- Three phase rectifiers for power supplies
- Input rectifiers for variable frequency drives
- Rectifiers for DC motor field supplies
- Battery charger rectifiers

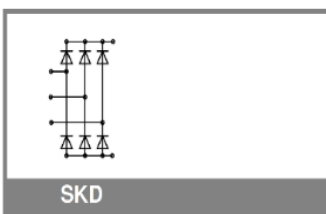
1) Available in limited quantities

2) Mounted on a painted metal sheet of min. 250 x 250 x 1 mm;

$R_{th(c-a)} = 1,8 \text{ K/W}$

V_{RSM} V	V_{RRM}, V_{DRM} V	$I_D = 110 \text{ A (full conduction)}$ ($T_c = 100 \text{ °C}$)
800	800	SKD 110/08
1200	1200	SKD 110/12
1400	1400	SKD 110/14
1600	1600	SKD 110/16
1800	1800	SKD 110/18 ¹⁾

Symbol	Conditions	Values	Units
I_D	$T_c = 85 \text{ °C}$	151	A
	$T_a = 45 \text{ °C}; \text{chassis } 2)$	28	A
	$T_a = 45 \text{ °C}; P1/200$	70	A
	$T_a = 35 \text{ °C}; P1/120 \text{ F}$	110	A
	$T_a = 35 \text{ °C}; P3/120 \text{ F}$	123	A
I_{FSM}	$T_{vj} = 25 \text{ °C}; 10 \text{ ms}$	1200	A
i^2t	$T_{vj} = 150 \text{ °C}; 10 \text{ ms}$	1000	A ² s
	$T_{vj} = 25 \text{ °C}; 8,3 \dots 10 \text{ ms}$	7200	A ² s
V_F	$T_{vj} = 25 \text{ °C}; I_F = 300 \text{ A}$	max. 1,9	V
	$T_{vj} = 150 \text{ °C}$	max. 0,85	V
r_T	$T_{vj} = 150 \text{ °C}$	max. 4	mΩ
I_{RD}	$T_{vj} = 25 \text{ °C}; V_{DD} = V_{DRM}; V_{RD} = V_{RRM}$	max. 0,5	mA
	$T_{vj} = 150 \text{ °C}; V_{RD} = V_{RRM}$	5	mA
$R_{th(j-c)}$	per diode	0,9	K/W
	total	0,15	K/W
$R_{th(c-s)}$	total	0,03	K/W
T_{vj}		- 40 ... + 150	°C
T_{stg}		- 40 ... + 125	°C
V_{isol}	a. c. 50 Hz; r.m.s.; 1 s / 1 min.	3600 (3000)	V
M_s	to heatsink	5 ± 15 %	Nm
M_t	to terminals	5 ± 15 %	Nm
m		270	g
Case		G 37	



SKD