



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES
GRUPO CEMOS



**OBTENCIÓN Y VISUALIZACIÓN EN TIEMPO REAL DE LOS PARÁMETROS
DE RENDIMIENTO DE UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO BASADO EN
TECNOLOGÍA CMOS USANDO UN DSP**

AUTORES:
JAVIER EDUARDO ACEVEDO CASTRO
RODRIGO ROJAS RAMOS

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2009



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES
GRUPO CEMOS



**OBTENCIÓN Y VISUALIZACIÓN EN TIEMPO REAL DE LOS PARÁMETROS
DE RENDIMIENTO DE UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO BASADO EN
TECNOLOGÍA CMOS USANDO UN DSP**

**AUTORES:
JAVIER EDUARDO ACEVEDO CASTRO
RODRIGO ROJAS RAMOS**

Trabajo de grado para optar por el título de Ingeniero Electrónico

**DIRECTOR:
Msc. JAIME GUILLERMO BARRERO PÉREZ**

**CODIRECTOR:
Msc. ALFREDO RAFAEL ACEVEDO PICÓN**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2009**



DEDICATORIA

*A mi mama Graciela Castro,
Que Dios la tenga en su gloria
A quien le debo todo mi ser*

*A mi Papa Luis Eduardo
Por su amor, apoyo y paciencia*

*A mis hermanos Oscar Leonardo y Jeanith Carolina
Por su cariño, confianza y esperanzas que tienen en mi*

*A todas aquellas personas que se preocupan por mí
Por motivarme e impulsarme a realizar mis sueños*

Javier



DEDICATORIA

*A Dios Todopoderoso
Por permitirme alcanzar mis metas propuestas.*

*A mis padres, Gonzalo y Victoria
Por todo su amor y sacrificio constante.*

*A todos mis hermanos y demás familiares
Por depositar en mi toda su confianza.*

*A mi tío Abel
Por su apoyo y consejos en el momento oportuno.*

*Para todas aquellas personas
Que permitieron que éste sueño se hiciera realidad.*

Rodrigo



AGRADECIMIENTOS

A la Universidad Industrial de Santander, especialmente a la escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones por la formación profesional que hemos recibido.

A los compañeros y profesores de la E3T, con los cuales hemos compartido todos estos años.

Al profesor Jaime Guillermo Barrero, por su constante apoyo y orientación que recibimos en el transcurso de este trabajo.

Al profesor Alfredo Acevedo, por sus enseñanzas y consejos para la realización de este proyecto.

Los Autores

CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	1
1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS	3
1.1. RECTIFICADORES	3
1.1.1. <i>Tipos de rectificadores trifásicos.</i>	3
1.1.1.1 Rectificador trifásico no controlado.....	4
1.1.1.2. Rectificador trifásico semicontrolado.	5
1.1.1.3. Rectificador trifásico totalmente controlado.	6
1.2. PARÁMETROS DE RENDIMIENTO EN UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO	8
1.2.1. <i>Valores promedios.</i>	9
1.2.2. <i>Valores eficaces o RMS.</i>	9
1.2.3. <i>Eficiencia o relación de rectificación.</i>	9
1.2.4. <i>Factor de forma (FF).</i>	10
1.2.5. <i>Factor de rizado (FR).</i>	10
1.2.6. <i>Factor de utilización del transformador.</i>	10
1.2.7. <i>Factor de desplazamiento (DF).</i>	10
1.2.8. <i>Distorsión armónica total (THD).</i>	11
1.2.9. <i>Factor de distorsión armónica (DH).</i>	11
1.2.10. <i>Factor de potencia.</i>	11
1.3. TÉCNICAS DE CONTROL PARA EL MEJORAMIENTO DEL FACTOR DEPOTENCIA EN UN RECTIFICADOR.	12
1.3.1. <i>Control por variación del ángulo de retraso.</i>	13
1.3.2. <i>Control por variación del ángulo de extinción.</i>	14
1.3.3. <i>Control por variación del ángulo simétrico.</i>	15
1.3.4. <i>Control por modulación del ancho de pulso (PWM).</i>	16
1.3.5. <i>Control por modulación sinusoidal del ancho de pulso.</i>	16
1.3.6. <i>Control por variación del ángulo de disparo y bloqueo con modulación interna del ancho de pulso a alta frecuencia.</i>	17
1.4. PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑAL.	18
1.4.1. <i>Características del DSP56F8323.</i>	20
1.4.1.1. Conversor Analógico-Digital (ADC).....	22
1.4.1.2. Pines de Propósito General (GPIO).....	23
1.4.1.3. Temporizadores de Cuadratura.	23
1.4.1.4. Modulador por Ancho de Pulso (PWM).....	24
1.5. LA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (DFT)	24
2. HARDWARE	27
2.1. SISTEMA DE DESARROLLO PARA EL DSP56F8323	28
2.1.1. <i>Alimentación del Sistema de Desarrollo</i>	29
2.1.2. <i>Esquema general correspondiente al DSP56F8323</i>	31
2.1.3. <i>Módulos de salida</i>	32
2.1.4. <i>LEDs indicadores</i>	35
2.2. PANTALLA GRÁFICA LCD	37
2.2.1. <i>Especificaciones físicas.</i>	38
2.2.2. <i>Asignación de pines en la LCD.</i>	39
2.2.3. <i>Circuito de conexión de la pantalla LCD.</i>	40

2.3. SISTEMA ELECTRÓNICO DE RECTIFICACIÓN TRIFÁSICA Y ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES	41
2.3.1. <i>Circuito detector de cruce por cero.....</i>	42
2.3.2. <i>Adecuación y aislamiento de las señales de control.....</i>	44
2.3.3. <i>Circuito del rectificador trifásico totalmente controlado.....</i>	46
2.3.4. <i>Diseño de fuentes de alimentación.....</i>	49
2.3.5. <i>Sensado y adecuación de señales.....</i>	51
2.3.5.1 <i>Sensado de Corrientes.....</i>	52
2.3.5.2 <i>Sensado de Tensión.....</i>	53
2.3.6. <i>Filtro Antisolapamiento.....</i>	57
3. SOFTWARE	59
3.1. CONFIGURACIÓN DEL DSP.....	60
3.1.1. <i>Pines de Propósito General (GPIO)</i>	62
3.1.2. <i>Módulo Timer.....</i>	64
3.1.3. <i>Modulación de ancho de pulso (PWM).....</i>	65
3.1.4. <i>Convertor ADC.....</i>	66
3.2 LA TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER (FFT).....	73
3.2.1. <i>Algoritmo de FFT mediante diezmado en el tiempo.....</i>	75
3.3. DISEÑO DE ALGORITMOS PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE LAS TÉCNICAS DE CONTROL EN EL RECTIFICADOR	78
3.4. INICIALIZACIÓN Y MANEJO DE LA PANTALLA GRÁFICA LCD	84
4. PRUEBAS Y RESULTADOS	88
4.1. CONTROL POR VARIACIÓN DE ÁNGULO DE RETRASO.....	89
4.1.1. <i>Resultados teóricos.....</i>	91
4.1.2. <i>Resultados por simulación</i>	91
4.2. CONTROL POR VARIACIÓN DE ÁNGULO DE EXTINCIÓN.....	92
4.2.1. <i>Resultados Teóricos.....</i>	94
4.2.2. <i>Resultados por simulación</i>	94
4.3. CONTROL POR VARIACIÓN DE ÁNGULO SIMÉTRICO	95
4.3.1. <i>Resultados Teóricos.....</i>	96
4.3.2. <i>Resultados por simulación</i>	97
4.4. CONTROL POR VARIACIÓN DE ANCHO DE PULSO	98
4.4.1. <i>Resultados por simulación</i>	98
4.5. CONTROL POR MODULACIÓN SINUSOIDAL DE ANCHO DE PULSO	99
4.5.1. <i>Resultados por simulación</i>	99
4.6. PRUEBAS DE LABORATORIO DEL SISTEMA DE DESARROLLO Y LA TARJETA RECTIFICADORA	100
4.6.1. <i>Pruebas con el método de ángulo de retraso</i>	100
4.6.2. <i>Pruebas con el método de ángulo de extinción</i>	101
4.7. PRUEBAS EN LA SONDA DE CORRIENTE	102
4.8. PRUEBAS DE LA PANTALLA LCD	104
4.8.1. <i>Control de la LCD.....</i>	104
4.9. COMPARACIÓN DE FORMAS DE ONDA Y TABLAS DE RESULTADOS	106
5. CONCLUSIONES	111
6. RECOMENDACIONES.....	113



7. BIBLIOGRAFÍA.....	114
ANEXO A: SIMULACIONES CON ORCAD SPICE.....	116
ANEXO B: VISUALIZACIÓN DE PARAMETROS EN LA LCD	146
ANEXO C: MANUAL DE USUARIO.....	150

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Rectificador trifásico no controlado	4
Figura 2. Voltajes de entrada y salida de un rectificador trifásico no controlado.....	5
Figura 3. Rectificador trifásico semicontrolado.....	6
Figura 4. Rectificador Trifásico controlado.....	7
Figura 5. Voltajes de entrada y voltajes de salida para un rectificador trifásico controlado con $\alpha = 0^\circ, 30^\circ$ y 60°	8
Figura 6. Voltaje de salida del rectificador trifásico controlado aplicando el control por variación de ángulo de retraso con $\alpha = 60^\circ$	13
Figura 7. Voltaje de salida del rectificador trifásico controlado aplicando el control por variación de ángulo de extinción con $\beta = 60^\circ$	14
Figura 8. Voltaje de salida del rectificador trifásico controlado aplicando el control por variación de ángulo de extinción con $\beta = 30^\circ$	15
Figura 9. Voltaje de salida del rectificador trifásico controlado aplicando el control por modulación de ancho de pulso de 1.8kHz y ciclo de trabajo de 50%.....	16
Figura 10. Voltaje de salida del rectificador trifásico controlado aplicando el control por modulación senoidal de ancho de pulso.	17
Figura 11. Voltaje de salida del rectificador trifásico controlado aplicando el control por variación del ángulo de disparo con modulación interna del ancho de pulso, para un ángulo de disparo de 30° y PWM de 1.8kHz.....	18
Figura 12. Procesamiento digital de las señales analógicas	18
Figura 13. Diagrama de pines para el DSP56F8323.....	20
Figura 14. Módulos internos del DSP56F8323.....	21
Figura 15. Diagrama de Bloques del sistema desarrollado	27
Figura 16. Diagrama de bloques de conexiones del sistema de desarrollo DSP56F8323	29
Figura 17. Fuentes de alimentación del sistema de desarrollo.....	30
Figura 18. Características de la referencia de tensión REF3333.....	31
Figura 19. Esquema general de conexiones del DP56F8323.....	32
Figura 20. Puerto de entrada A/D	33
Figura 21. Puerto de salida PWM	33
Figura 22. Puerto de salida GPIO	34
Figura 23. Puerto de salida para la LCD grafica.....	34
Figura 24. Pines de conexión del cristal de 8Mhz	35
Figura 25. Puerto de salida IRQ, Reset	35
Figura 26. Leds indicadores PWM.....	36
Figura 27. Leds indicadores de propósito general.....	36
Figura 28. LCD Gráfica HG25504NG-01 de Hyundai.....	38
Figura 29. Esquema de conexión de la pantalla LCD.....	40
Figura 30. Circuito para la obtención de -18VDC necesarios para la LCD	41
Figura 31. Elementos del sistema de rectificación trifásica realizado	42
Figura 32. Circuito detector de cruce por cero	43
Figura 33. Pines del 4N26	43
Figura 34. Pines del driver TLP250.....	45
Figura 35. Circuito de aislamiento y adecuación de la señal que se entrega a los MOSFET.....	46
Figura 36. Pines del MOSFET IRF450.....	47
Figura 37. Circuito rectificador trifásico totalmente controlado con protecciones.....	48

Figura 38. Fuentes de alimentación de +15VDC y +/-15VDC	50
Figura 39. Transformador de entrada a las fuentes de alimentación.....	51
Figura 40. Diagrama de Bloques Sensado y adecuación de señales.....	52
Figura 41. Sonda de corriente LA-55p	53
Figura 42 Pines de conexión del ISO122P.....	54
Figura 43. Amplificador sumador no inversor.....	55
Figura 44. Circuito para el sensado de la tensión	56
Figura 45. Circuito para el sensado de la Corriente	56
Figura 46. Configuración Sallen key	57
Figura 47. Pines utilizados del DSP56F8323 para la aplicación.....	61
Figura 48. Ventana Bean Selector del <i>Processor expert</i>	62
Figura 49. Configuración de pines como una entrada y como interrupción.	62
Figura 50. Configuración modulo Timer	64
Figura 51. Configuración del Bean PWM.....	65
Figura 52. Configuración del Bean ADC	67
Figura 53. Registro de control ADCR1	68
Figura 54. Registro de control ADCR2.....	69
Figura 55. Registro ADSDIS	70
Figura 56. Registro ADSTAT	70
Figura 57. Registro ADRSL T0-7	71
Figura 58. Diagrama de flujo del algoritmo implementado para el muestreo de señales..	73
Figura 59. Algoritmo de inversión de bits	76
Figura 60. Etapas en el cálculo de la FFT de 8 puntos	76
Figura 61. Algoritmo para la FFT de diezmo en el tiempo de 8 puntos.....	77
Figura 62. Mariposa básica del algoritmo para la FFT de diezmo en el tiempo	77
Figura 63. Rectificador Trifásico controlado.....	79
Figura 64. Fuentes de tensión de líneas de entrada y secuencia de disparo	79
Figura 65 .Detector de cruce por cero de la fase A	80
Figura 66. Señal PWM de activación y desactivación a los MOSFETs	81
Figura 67. Algoritmo general para la implementación de las técnicas de control.....	82
Figura 68 Algoritmo para la elección de los diferentes casos de rectificación.	83
Figura 69. Algoritmo para la inicialización de la pantalla LCD gráfica	86
Figura 70. Voltajes de alimentación de fase y líneas de un sistema trifásico	88
Figura 71. Interconexión total del sistema.....	100
Figura 72 Tensiones de salida para $\alpha = 0^\circ$ y $\alpha = 15^\circ$, mostradas por un osciloscopio ...	100
Figura 73 Tensiones de salida para $\alpha = 30^\circ$ y $\alpha = 60^\circ$, mostradas por un osciloscopio.	101
Figura 74 Tensiones de salida para $\beta = 30^\circ$ y $\beta = 60^\circ$, mostradas por un osciloscopio	101
Figura 75 Tensiones de salida para $\beta = 90^\circ$ y $\beta = 105^\circ$, mostradas por un osciloscopio	102
.....	102
Figura 76. Sonda de corriente con bobinado de 7 espiras	102
Figura 77. Corriente de entrada de la fase A	103
Figura 78 Señal de entrada al convertor A/D	103
Figura 79 Imagen de presentación al iniciar el sistema.....	104
Figura 80 Interruptores ubicados en la tarjeta rectificadora.....	104
Figura 81. Menú de usuario para escoger los métodos de control	105
Figura 82 Formas de onda de salida de la pantalla LCD para $\alpha = 30^\circ$ y 50°	106
Figura 83. Comparación de las formas de onda por osciloscopio, por la pantalla LCD y simulación para el método del ángulo de retraso.	106



Figura 84. Comparación de las formas de onda por osciloscopio, por la pantalla LCD y simulación para el método del ángulo de extinción.	107
Figura 85. Comparación de las formas de onda por osciloscopio, por la pantalla LCD y simulación para el método del ángulo simétrico.....	108
Figura 86. Comparación de las formas de onda por osciloscopio, por la pantalla LCD y simulación para el método de PWM con $f=7.2$ kHz.....	109
Figura 87. Comparación de las formas de onda por osciloscopio y simulación para el método del ángulo simétrico.....	110

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Pines del DSP conectados a los leds indicadores.....	37
Tabla 2. Especificaciones de la pantalla LCD	39
Tabla 3. Asignación de pines en la LCD	39
Tabla 4. Configuración de los modos de muestreo	68
Tabla 5. Tabla comparativa entre el cálculo directo de la DFT y el algoritmo de diezmo en el tiempo.	74
Tabla 6. Comandos inicialización y manejo de la pantalla grafica LCD.....	85
Tabla 7. Parámetros de rendimiento calculados de forma teórica, aplicados al control por variación de ángulo de retraso.....	91
Tabla 8. Parámetros de rendimiento calculados por simulación, aplicados al control por variación de ángulo de retraso.....	91
Tabla 9. Parámetros de rendimiento calculados de forma teórica, aplicados al control por variación de ángulo de extinción.....	94
Tabla 10. Parámetros de rendimiento calculados por simulación, aplicados al control por variación de ángulo de extinción.....	94
Tabla 11. Parámetros de rendimiento calculados de forma teórica, aplicados al control por variación de ángulo simétrico.....	97
Tabla 12. Parámetros de rendimiento calculados por simulación, aplicados al control por variación de ángulo simétrico.....	97
Tabla 13. Parámetros de rendimiento calculados por simulación, aplicados al control por variación de ancho de pulso	98
Tabla 14. Parámetros de rendimiento calculados por simulación, aplicados al control por modulación sinusoidal de ancho de pulso.....	99
Tabla 15. Resultados obtenidos con el prototipo para el método de ángulo de retraso...107	107
Tabla 16. Resultados obtenidos por simulación para el método del ángulo de retraso ...107	107
Tabla 17. Resultados obtenidos con el prototipo para el método de ángulo de extinción108	108
Tabla 18. Resultados obtenidos por simulación para el método del ángulo de extinción 108	108
Tabla 19. Resultados obtenidos con el prototipo para el método de ángulo simétrico.....109	109
Tabla 20. Resultados obtenidos con el prototipo para el método de PWM con $f=2.88$ kHz.	110
Tabla 21. Resultados obtenidos con el prototipo para el método de PWM y $f=2.88$ kHz.110	110

RESUMEN

TÍTULO: OBTENCIÓN Y VISUALIZACIÓN EN TIEMPO REAL DE LOS PARÁMETROS DE RENDIMIENTO DE UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO BASADO EN TECNOLOGÍA CMOS USANDO UN DSP¹.

AUTORES: RODRIGO ROJAS RAMOS Y JAVIER EDUARDO ACEVEDO CASTRO.²

PALABRAS CLAVES: DSP, LCD, Rectificador totalmente controlado, FFT

DESCRIPCIÓN:

En este documento se describe el desarrollo hardware y software necesario para la obtención y visualización en tiempo real de los parámetros de rendimiento de un rectificador trifásico totalmente controlado. Para la visualización de los resultados se utilizó una pantalla LCD gráfica, que, además de que permite la presentación de resultados, se pueden observar las formas de onda de las señales de salida. Para el control del sistema y procesamiento de muestras se utilizó el DSP56F8323.

En el primer capítulo se presenta una breve fundamentación teórica necesaria para la comprensión del proyecto, básicamente se hace un repaso sobre los rectificadores y los tipos de rectificadores junto con las ecuaciones de los parámetros de rendimiento, se definen las diferentes técnicas de control para los rectificadores totalmente controlados y se muestran las características de los diferentes módulos del DSP.

En el segundo capítulo se describe todo el desarrollo hardware, en total se hizo necesario la implementación de tres tarjetas con las siguientes características: un sistema de desarrollo para DSP el cual se encarga del control del sistema, el sistema para la tarjeta rectificadora en donde además se hace el filtrado y adecuación de señales, y en la tercera tarjeta se diseñaron las fuentes de alimentación del sistema.

En el tercer capítulo se presenta todo el desarrollo del software para la implementación de las técnicas de control para la rectificación, la configuración de los diferentes módulos usados en el DSP, la configuración de la pantalla LCD gráfica y el cálculo de los parámetros de rendimiento junto con la visualización en la pantalla LCD de los parámetros de rendimiento y la forma de onda de la salida. En el último capítulo se muestran los resultados obtenidos, las formas de onda de las diferentes técnicas de control y las conclusiones del proyecto.

¹ Proyecto de Grado

² Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas, Programa de ingeniería Electrónica, Director: Msc. Jaime Guillermo Barrero. Codirector: Msc. Alfredo Rafael Acevedo

ABSTRACT

TITLE: PROCUREMENT AND REAL TIME VIEWING OF PERFORMANCE PARAMETERS OF A THREE-PHASE RECTIFIER BASED ON CMOS TECHNOLOGY USING A DSP³.

AUTHORS: RODRIGO ROJAS RAMOS Y JAVIER EDUARDO ACEVEDO CASTRO.⁴

KEY WORDS: DSP, LCD, Fully controlled rectifier, FFT

DESCRIPTION:

This paper describes the development hardware and software necessary to obtain and display real-time performance parameters of a fully controlled three phase rectifier. To visualize the results we used a graphical LCD, which, besides allowing the presentation of results, one can observe the waveforms of the output signals. For system control and processing of samples was used the DSP56F8323.

The first chapter provides a brief theoretical foundation necessary to understand the project, basically there is a review of rectifiers and rectifier types along with the equations for the parameters of performance, defining the different control techniques for rectifier totally controlled and displayed the characteristics of the different modules of the DSP.

In the second chapter describes all the hardware development, overall it was necessary to the implementation of three cards with the following features: A DSP development system which is responsible for monitoring the system, the card system for grinding, where in addition becomes the signal filtering and alignment, and the third card is designed power supplies of the system

In the third chapter presents the entire software development for the implementation of control techniques for the correction, the configuration of the different modules used in the DSP, the configuration of the LCD graphics and calculation of performance parameters along with the display on the LCD screen of the performance parameters and the waveform output. In the last chapter shows the results obtained, the waveforms of different control techniques and findings of the project.

³ Proyecto de Grado

⁴ Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas, Programa de ingeniería Electrónica, Director: Msc. Jaime Guillermo Barrero. Codirector: Msc. Alfredo Rafael Acevedo

INTRODUCCIÓN

En la práctica cuando queremos medir los parámetros que determinan el rendimiento de un rectificador, se deben usar equipos especializados que entregan no solo valor eficaz y promedio de la tensión y corriente, sino además de los componentes armónicos; los voltímetros y algunos osciloscopios eventualmente permiten el cálculo de estos parámetros, pero de manera indirecta. En caso de no disponer de estos instrumentos, el diseñador o el ingeniero, no podría con certeza saber como es el funcionamiento de los circuitos, ni corroborar los resultados que se obtuvieron en simulaciones o de forma teórica.

En este trabajo se hace el diseño y la implementación de una herramienta para la medición en “*tiempo real*” de los parámetros de rendimiento en un rectificador trifásico totalmente controlado. Para el desarrollo de este proyecto se hizo necesaria la utilización de un DSP, los cuales se han convertido en parte integral de los sistemas de adquisición de señales debido a su velocidad de adquisición y cálculos matemáticos.

Principalmente, lo que se busca en este trabajo es el diseño de una herramienta didáctica que permita la aplicación de las distintas técnicas de control en los rectificadores que indican un cambio en los parámetros de rendimiento, además de realizar el muestreo de las señales necesarias para realizar los cálculos de los parámetros de rendimiento; después de tomadas las muestras, y realizados los cálculos se envía a una pantalla LCD gráfica los valores de datos calculados y la forma de onda de la señal de salida. Todo el proceso se debe realizar en “*tiempo real*”, de tal forma que para un usuario que interactúa con el equipo, pueda observar los cambios al mismo tiempo que estos ocurren.

Para la implementación de este proyecto se diseñó un sistema de desarrollo para el DSP56F8323 que permite el control de la pantalla LCD gráfica, la generación de

pulsos para la implementación de las técnicas de control, la comunicación con el usuario para cada una de las opciones que maneja el prototipo y la alimentación de la parte lógica de la tarjeta rectificadora. En la tarjeta rectificadora se encuentra implementado el rectificador trifásico totalmente controlado, el detector de cruce por cero de cada una de las fases del sistema trifásico, la adecuación y filtrado de las señales que deben ir al DSP para su respectivo muestreo y el circuito de acondicionamiento de los disparos en las puertas de los MOSFETs de potencia.

Este libro fue dividido en cuatro capítulos de la siguiente forma: en el primer capítulo se realiza una explicación teórica de los temas más importantes tratados en este trabajo, en el segundo capítulo se expone el desarrollo hardware de cada una de las tres tarjetas implementados y de la tarjeta LCD gráfica, en el tercer capítulo se explica todo el software implementado para la aplicación de las técnicas de control para el mejoramiento de parámetros en un rectificador, el muestreo y cálculo de los parámetros del rectificador y el manejo de la pantalla LCD gráfica. En el último capítulo se muestran los resultados obtenidos y las conclusiones y recomendaciones generales del proyecto.

1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS

En este capítulo se presentan algunos de los conceptos básicos sobre rectificadores trifásicos, parámetros de rendimiento en los rectificadores trifásicos, así como una descripción de las técnicas de control para el mejoramiento del factor de potencia en rectificadores, igualmente se dará una breve descripción del DSP utilizado en este proyecto, entre otros conceptos que ayuden a una mayor comprensión del documento que se presenta del trabajo realizado.

1.1. RECTIFICADORES

Los rectificadores se utilizan para convertir corriente alterna en corriente continua. Un rectificador es considerado como un procesador de potencia que debe proporcionar una salida de DC con una cantidad mínima de contenido armónico, debe mantener la corriente de entrada tan sinusoidal como sea posible y en fase con el voltaje de entrada tal que el factor de potencia esté cercano a la unidad. Los rectificadores se pueden diferenciar de acuerdo con el número de fases de la tensión alterna de entrada (monofásico, bifásico, trifásico, hexafásico, etc.); según el tipo de conexión de los elementos (media onda y de onda completa) y según la capacidad de ajustar el valor de la tensión de salida, el cual depende de si se emplean diodos o tiristores. Los rectificadores no controlados son aquellos que utilizan diodos como elementos de rectificación, mientras que los controlados utilizan tiristores o transistores.

1.1.1. Tipos de rectificadores trifásicos.

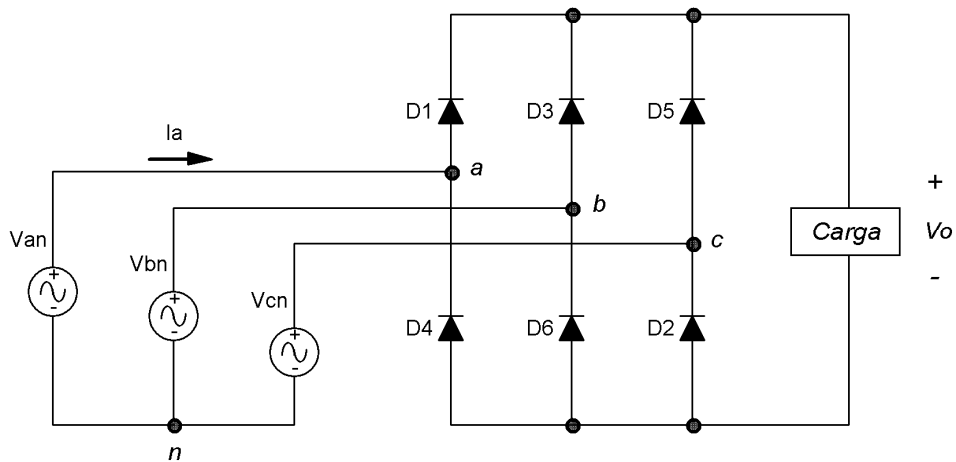
Los rectificadores trifásicos se pueden clasificar según el tipo de control que se puede ejercer sobre ellos en: rectificadores no controlados, rectificadores semi controlados y rectificadores totalmente controlados. Se hará un mayor énfasis en los rectificadores trifásicos totalmente controlados debido a que serán objeto de estudio en este trabajo.

1.1.1.1 Rectificador trifásico no controlado.

El elemento central para este tipo de rectificador es el diodo semiconductor, permitiendo el paso de la corriente en un solo sentido y permaneciendo apagado o encendido según sea la tensión en sus terminales.

En la figura 1, se observa un arreglo de 6 diodos, los cuales están numerados de acuerdo a la secuencia de conducción, sincronizados con la red, la cual debe estar en secuencia positiva. El par de diodos que tengan la diferencia de tensión instantánea más alta de línea a línea, serán los que conduzcan cumpliéndose así la secuencia (12, 23, 34, 45, 56, 61), en donde cada uno de ellos conduce durante 120° . En este caso la tensión de salida depende de la tensión de red y del número de fases, por tal razón se dice que la rectificación es no controlada.

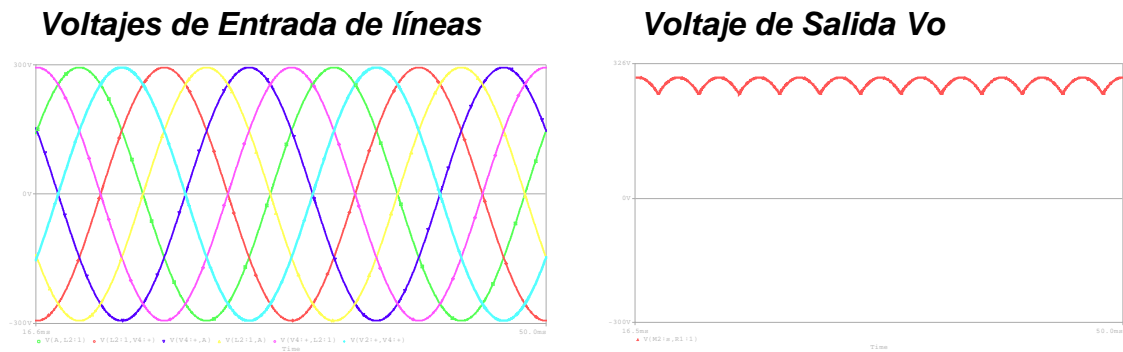
Figura 1. Rectificador trifásico no controlado



Fuente: Autores

La figura 2, muestra las formas de onda de líneas de entrada y la tensión de salida del sistema rectificador trifásico no controlado.

Figura 2. Voltajes de entrada y salida de un rectificador trifásico no controlado



Fuente: Autores

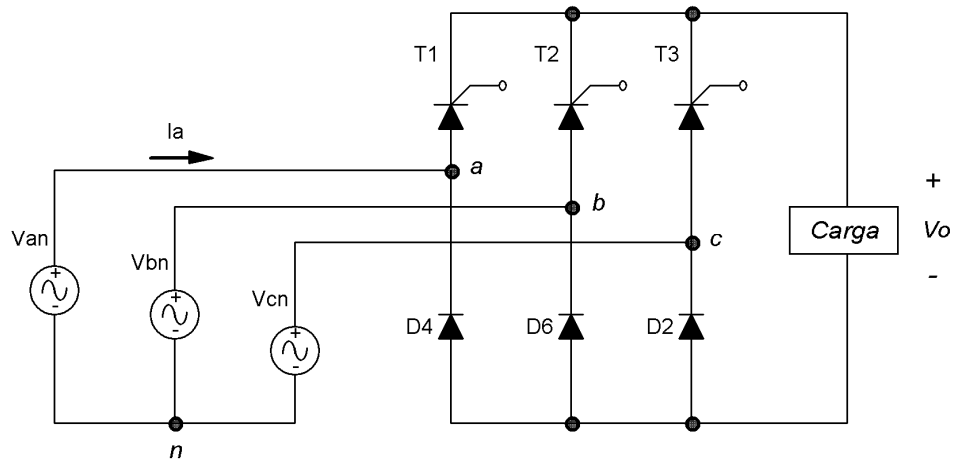
1.1.1.2. Rectificador trifásico semicontrolado.

Esta configuración recibe este nombre debido a que utiliza tres elementos no controlados, como son los diodos semiconductores y tres elementos semiconductores de control, con los cuales se puede tener un control parcial sobre la tensión de salida. Este semiconvertidor tiene una misma polaridad de voltaje y de corriente de salida.

Algunos de los dispositivos semiconductores de control que se pueden utilizar son: Rectificadores Controlados de Silicio (SCRs), el Transistor Bipolar de Puerta Aislada (IGBTs) o MOSFETs. Los SCRs se activan aplicando un corto pulso a su compuerta y se desactivan de forma natural; los MOSFETs se activan o desactivan según se mantenga o no una tensión constante en la compuerta; en cuanto que los IGBTs comparten las características de los MOSFETs y los BJT's.

La figura 3, muestra el arreglo más común para este caso.

Figura 3. Rectificador trifásico semicontrolado



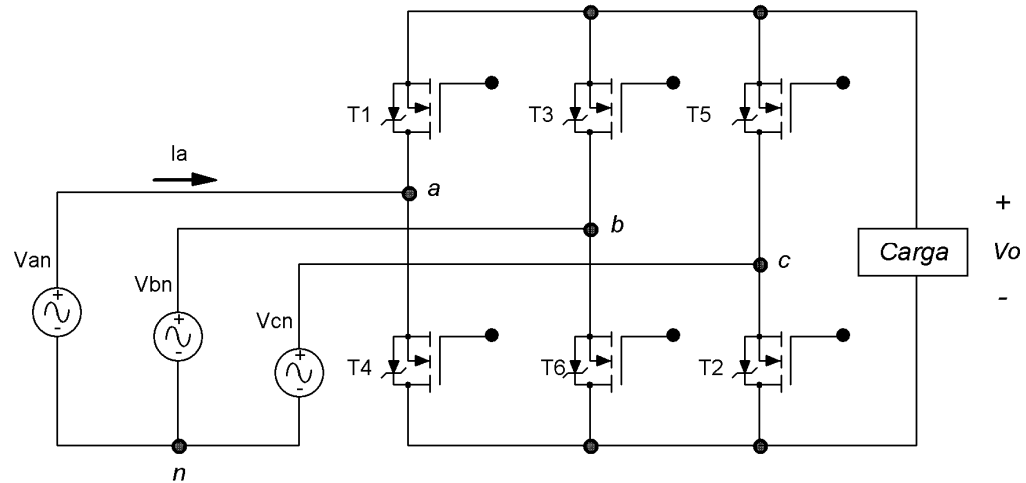
Fuente: Autores

1.1.1.3. Rectificador trifásico totalmente controlado.

Se dice que es totalmente controlado, ya que la tensión de salida depende del control que se tenga de cada uno de los seis elementos semiconductores y varía según el sistema de control que se implemente. Estos tipos de rectificadores serán el objeto de estudio del presente trabajo. Los elementos semiconductores de control que se utilizaron son MOSFETs de potencia los cuales, se prenden o apagan dependiendo de la tensión aplicada en la puerta. En el Capítulo 2 se expondrá el MOSFET utilizado, así como el funcionamiento del mismo.

La ventaja de utilizar elementos semiconductores de control, es que se puede retardar la puesta en conducción obteniendo una variación en la tensión rectificada de salida. El ángulo el cual el dispositivo se retarda en comenzar a conducir se conoce como “ángulo de disparo” y se representa con la letra α (alfa); controlando los ángulos de disparo de los elementos semiconductores de control, se puede enviar más o menos energía a la carga, con lo cual se obtiene un control al valor medio de la tensión de salida del rectificador.

Figura 4. Rectificador Trifásico controlado

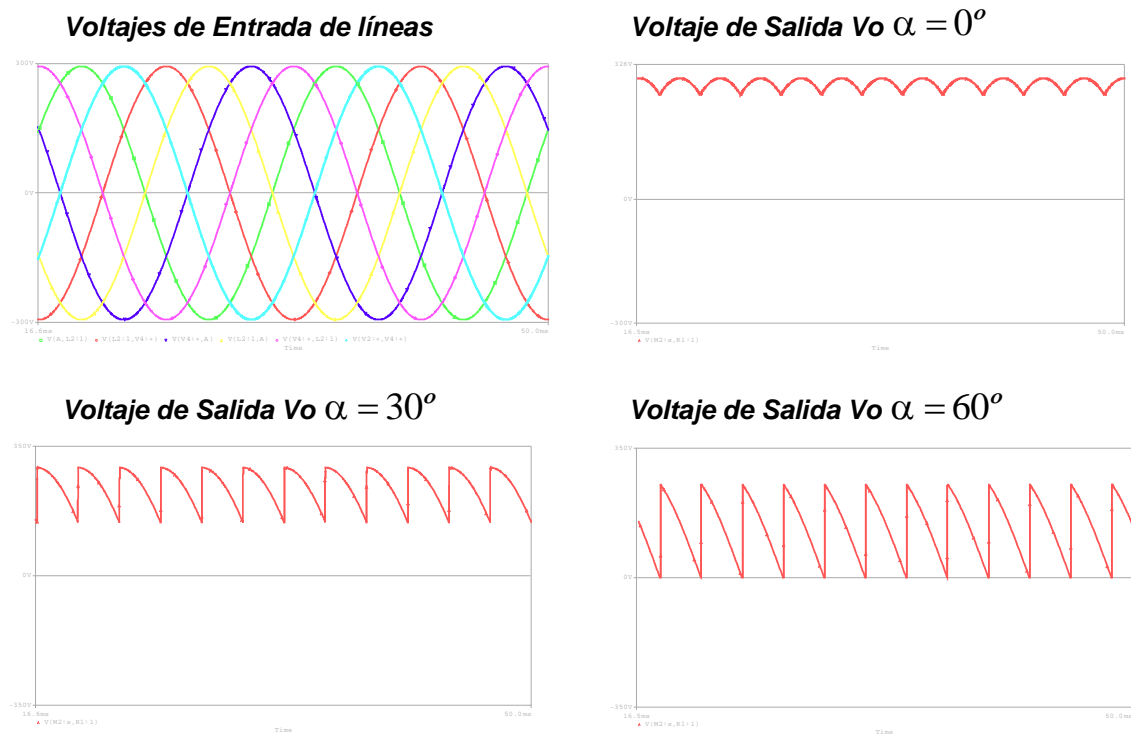


Fuente: Autores

Para tener un punto de referencia al momento de aplicar los pulsos en las puertas de los MOSFETs se implementó el circuito de detección de cruce por cero en la fase A, pero debido a que las tensiones que se aplican a los MOSFETs son las tensiones de línea, se deben sincronizar con estas, las cuales el primer cruce por cero se encuentra a 30° ; por lo tanto, se debe aplicar un retardo de 30° después de haber sido leído el pulso.

El control se realiza en la compuerta de cada uno de los seis elementos semiconductores, de tal forma que se obtenga la tensión de salida deseada. En el caso de $\alpha = 0$ se comporta como un rectificador trifásico de diodos. Dado que la corriente en la carga se quiere constante, en todo momento debe haber un MOSFET de la parte superior (T1, T3, T5), y un MOSFET del grupo inferior (T4, T6, T2) en conducción; la secuencia de disparo corresponde a la numeración de estos (1, 2, 3, 4, 5, 6, 1, 2...), y se disparan en forma secuencial cada 60° mas un ángulo de retraso α , donde cada transistor conduce 120° .

Figura 5. Voltajes de entrada y voltajes de salida para un rectificador triásico controlado con $\alpha = 0^\circ, 30^\circ$ y 60°



Fuente: Autores

La figura 5., muestra la tensión de salida que se obtiene al tener un ángulo de disparo de α de $0^\circ, 30^\circ$ y 60° .

Los rectificadores trifásicos totalmente controlados son utilizados ampliamente en aplicaciones industriales hasta el nivel de 220kW, en las que se requiere de una operación en dos cuadrantes, los cuales funcionan como rectificadores o inversores según la aplicación que se requiera.

1.2. PARÁMETROS DE RENDIMIENTO EN UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO.

Los parámetros de rendimiento son aquellas variables que permiten evaluar el funcionamiento y el rendimiento de un rectificador trifásico, a continuación se explicarán algunos de los parámetros más importantes para carga resistiva, que serán usados en este trabajo.

1.2.1. Valores promedios.

Son los valores medios de las señales de salida de un rectificador. Para el voltaje y la corriente con una carga resistiva se tiene:

- Valor promedio del voltaje de salida (o de carga):

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T v_d(t) dt \quad \text{Ecuación 1}$$

- Valor promedio de la corriente de salida (o de carga):

$$I_{DC} = \frac{V_{DC}}{R} = \frac{1}{RT} \int_0^T v_d(t) dt \quad \text{Ecuación 2}$$

1.2.2. Valores eficaces o RMS.

Para el valor medio cuadrático (RMS) del voltaje y la corriente de salida se tiene:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_d^2(t) dt} \quad \text{Ecuación 3}$$

$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS}}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_d^2(t) dt} \quad \text{Ecuación 4}$$

1.2.3. Eficiencia o relación de rectificación.

Para un rectificador es una cifra de mérito y permite comparar la efectividad el montaje para rectificar la tensión alterna disponible.

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{AC}} = \frac{(V_{DC})^2}{(V_{RMS})^2} \quad \text{Ecuación 5}$$

Donde P_{AC} son los VA en ac del rectificador.

1.2.4. Factor de forma (FF).

Es una medida de la forma del voltaje de salida es la relación entre el valor eficaz total y su valor promedio.

$$FF = \frac{V_{RMS}}{V_{DC}}$$

Ecuación 6

1.2.5. Factor de rizado (FR).

Es una medida del contenido de la componente ondulatoria. Es la relación entre las componentes alternas de la señal y su valor promedio, y nos determina el rizado de la señal.

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{RMS}}{V_{DC}}\right)^2 - 1} = \sqrt{(FF)^2 - 1}$$

Ecuación 7

1.2.6. Factor de utilización del transformador.

Para un sistema trifásico, se define como:

$$TUF = \frac{P_{DC}}{3V_s I_s}$$

Ecuación 8

Donde V_s e I_s son el voltaje y la corriente medio cuadrático (rms), del secundario del transformador respectivamente.

1.2.7. Factor de desplazamiento (DF).

Se define como:

$$DF = \cos(\phi)$$

Ecuación 9

Donde ϕ es la diferencia entre el ángulo de la componente fundamental de la tensión y la corriente de entrada.

1.2.8. Distorsión armónica total (THD).

Es una medida de la distorsión de una forma de onda.

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{nRMS}^2}{I_{1RMS}^2}}$$

Ecuación 10

1.2.9. Factor de distorsión armónica (DH).

Se define como:

$$DH = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD}{100}\right)^2}}$$

Ecuación 11

1.2.10. Factor de potencia.

Representa la eficiencia de la red eléctrica. Es la relación existente entre la potencia activa consumida y la potencia aparente consumida por el sistema.

$$PF = \frac{P}{S}$$

Ecuación 12

Para un sistema Trifásico esta definición esta dada por:

$$PF = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_d(t) i_d(t) d(\omega t)}{V_{RMS} I_{RMS}}$$

Ecuación 13

$$PF = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_d(t) i_d(t) d(\omega t)}{\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_d^2(t) d(\omega t) \int_0^{2\pi} i_d^2(t) d(\omega t)}}$$

Ecuación 14

Para facilitar el análisis del sistema trifásico se puede suponer que el sistema trifásico esta balanceado, por lo tanto el factor de potencia de las tres fases coincide con el factor de potencia en cada una de las fases.

$$PF = \frac{P_{Total}}{S_{Total}} = \frac{P_R}{S_R} = \frac{P_S}{S_S} = \frac{P_T}{S_T}$$

Ecuación 15

Para el caso de que la tensión de fase esté equilibrada, además de que la componente de continua tanto en la tensión como en la corriente sean cero y que la tensión de fase no esté distorsionada, el factor de potencia total del sistema trifásico coincide con el factor de potencia de cada una de las fases.

$$PF_{TOTAL} = DH_R * DF_R = DH_S * DF_S = DH_T * DF_T = \frac{\cos \phi}{\sqrt{1+THD^2}} \quad \text{Ecuación 16}$$

1.3. TÉCNICAS DE CONTROL PARA EL MEJORAMIENTO DEL FACTOR DE POTENCIA EN UN RECTIFICADOR.

Hoy en día proliferan cargas de tipo no lineal en la industria que contribuyen a que el usuario demande una gran potencia reactiva, esta potencia esta asociada a cargas de tipo inductivo (motores) y a cargas capacitivas, por lo que no se transforma en trabajo, sino que es requerida por algunas cargas para el transporte de la potencia activa, lo que ocasiona un considerable incremento en gastos por sobrefacturación.

Con esto se hace necesario implementar sistemas que incluyen corrección del factor de potencia. Entre las técnicas más comúnmente utilizados están los bancos de capacitares, los cuales pueden ser instalados en varios puntos en la red de distribución en una planta. La desventaja de esta técnica de compensación, es que se diseñan para unas determinadas condiciones de carga y están encaminadas solo a la corrección del factor de potencia, y no se tienen en cuenta otros parámetros que resultan de interés en la red eléctrica.

A continuación se presentarán algunas técnicas para la corrección del factor de potencia en un rectificador trifásico, donde se utilizan dispositivos semiconductores de control; para este trabajo la corrección del factor de potencia se lleva a cabo por medio de técnicas control en los MOSFET's de potencia, que se implementaran en un DSP. En el capítulo 4, se muestra como cambian los

parámetros de rendimiento y por ende el factor de potencia con cada uno de los métodos expuestos.

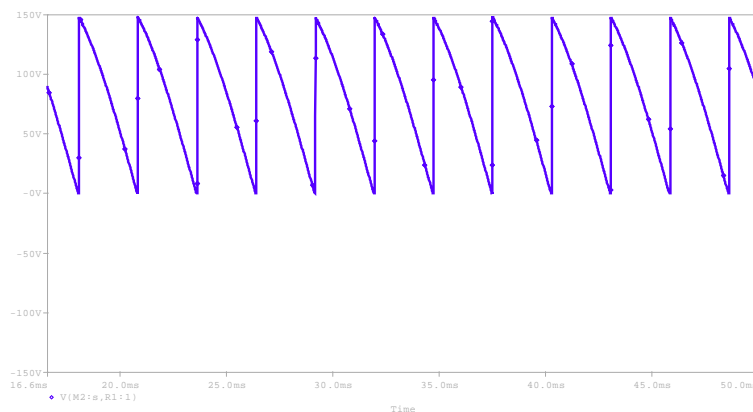
1.3.1. Control por variación del ángulo de retraso.

Este tipo de control es uno de los mas sencillos de implementar y menos costosos; su aplicación mas típica es el control usando un SCR y consiste en aplicar un pulso de tensión a la puerta para que lo encienda y empiece su ciclo de trabajo.

Este control es aplicable tanto para SCR's como para otros dispositivos semiconductores de control como son los IGBT's y los MOSFET's de potencia. Para éste trabajo se usaron MOSFET's de potencia, los cuales funcionan manteniendo un pulso en la puerta hasta que complete su ciclo de trabajo; a diferencia de los SCR's en donde su activación se realiza con un pequeño pulso en la compuerta y su apagado se hace de forma natural. A continuación se muestra la salida de este tipo de control para un rectificador trifásico con un ángulo de disparo de 60° , tensiones de fases de 100V y 60Hz.

Figura 6. Voltaje de salida del rectificador trifásico controlado aplicando el control por variación de ángulo de retraso con $\alpha = 60^\circ$

Voltaje de Salida Vo



Fuente; Autores

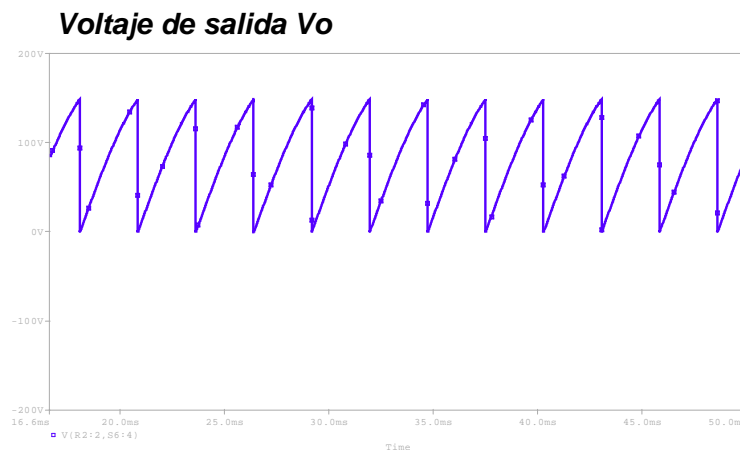
1.3.2. Control por variación del ángulo de extinción.

Este tipo de control es muy similar al anterior solo que en este caso el dispositivo semiconductor de control empieza conduciendo y luego es apagado.

El ángulo en el cual el dispositivo semiconductor de control deja de conducir se le denomina “ángulo de extinción” y se representa con la letra β . El voltaje de salida es controlado mediante la variación del ángulo de extinción β , el aumento del ángulo β se produce de derecha a izquierda. La componente fundamental de la corriente de entrada esta adelantada respecto del voltaje de entrada, y el factor de desplazamiento (así como el factor de potencia), esta en adelanto.

Este tipo de control tiene prácticamente el mismo comportamiento que el control por variación del ángulo de retraso presentado anteriormente, la diferencia radica fundamentalmente en la forma de onda del voltaje de salida que se observa, presentando un recorte en la envolvente de la señal de entrada a la derecha y no a la izquierda como en el caso anterior. La figura 7, muestra la salida de el rectificador trifásico aplicando control de ángulo de extinción con $\beta=60^\circ$.

Figura 7. Voltaje de salida del rectificador trifásico controlado aplicando el control por variación de ángulo de extinción con $\beta = 60^\circ$



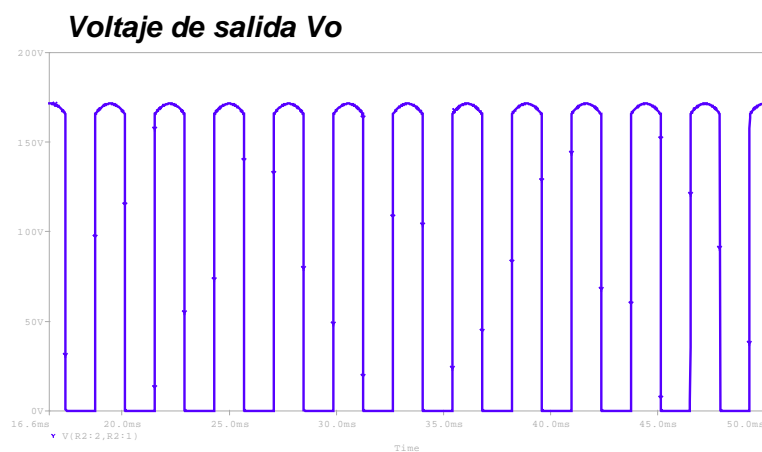
Fuente: Autores

1.3.3. Control por variación del ángulo simétrico.

Este tipo de control tiene la particularidad que su ángulo de conducción varía de los dos extremos simétricamente, es decir que su punto de referencia es la mitad del periodo; a partir de aquí, el pulso aumenta o disminuye simétricamente hacia la derecha y la izquierda en una cantidad igual a $\beta/2$, el voltaje de salida es controlado mediante la variación del ángulo de conducción β ; para el caso del rectificador trifásico totalmente controlado se puede observar que la variación de β esta entre $0^\circ < \beta < 60^\circ$, por lo tanto el máximo ciclo de trabajo de los MOSFET's que deben conducir en un determinado periodo de la señal de salida es de 60° .

La componente fundamental de la corriente de entrada esta en fase con el voltaje de entrada y el factor de desplazamiento es la unidad, de tal forma que el factor de potencia sólo depende de la distorsión armónica total, la cual si esta es baja, se obtiene un factor de potencia mejorado. La Figura 8, muestra la salida de este tipo de control con un $\beta = 30^\circ$.

Figura 8. Voltaje de salida del rectificador trifásico controlado aplicando el control por variación de ángulo de extinción con $\beta = 30^\circ$



Fuente: Autores

1.3.4. Control por modulación del ancho de pulso (PWM).

Con ésta técnica de control a diferencia de los casos presentados con anterioridad, se logra que las puertas reciban varios pulsos de activación y desactivación durante cada periodo de la señal de salida. Por medio de esta técnica de control la cantidad de energía que se envía entrega a la carga se controla por medio del ancho del pulso.

Los seis dispositivos semiconductores de control reciben en sus compuertas un tren de pulsos con frecuencia fija, todos los pulsos deben estar sincronizados entre si para facilitar el correcto funcionamiento del sistema trifásico. La figura 9, muestra la salida de este tipo de control, aplicando un tren de pulsos de 1.8kHz de igual ancho con un ciclo de trabajo de 50%.

Figura 9. Voltaje de salida del rectificador trifásico controlado aplicando el control por modulación de ancho de pulso de 1.8kHz y ciclo de trabajo de 50%.



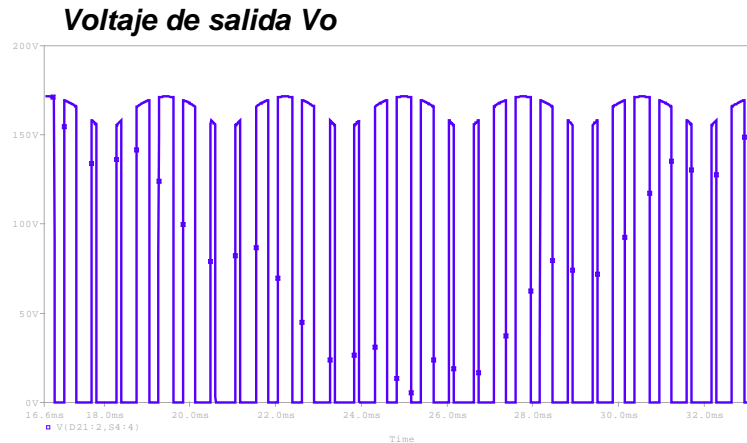
Fuente: Autores

1.3.5. Control por modulación sinusoidal del ancho de pulso.

Este tipo de control se diferencia del anterior, debido a que se varía el ancho del pulso asimétricamente aplicando el método de simulación senoidal de ancho de pulso (SPWM), esto varía el ancho de los pulsos tanto de forma creciente como de forma decreciente durante un periodo de la señal de salida. Con este tipo de

control se puede seleccionar los anchos del pulso de tal forma que ciertos componentes armónicos sean atenuados o eliminados.

Figura 10. Voltaje de salida del rectificador trifásico controlado aplicando el control por modulación senoidal de ancho de pulso.

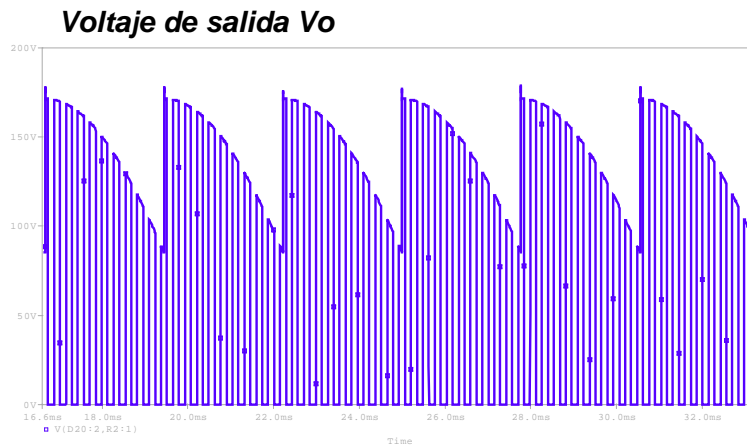


Fuente: Autores

1.3.6. Control por variación del ángulo de disparo y bloqueo con modulación interna del ancho de pulso a alta frecuencia.

En este tipo de control se aplican dos métodos ya mencionados anteriormente que son el control por variación del ángulo de retraso y la modulación del ancho del pulso, por lo tanto para cada periodo de la señal de salida se aplicará un retardo en el disparo a la compuerta y una modulación interna del ancho del pulso. Con este método se busca aprovechar las ventajas de utilizar cada uno de los dos métodos. La figura 11 muestra la salida para un ángulo de disparo de 30° y PWM de 1.8kHz.

Figura 11. Voltaje de salida del rectificador trifásico controlado aplicando el control por variación del ángulo de disparo con modulación interna del ancho de pulso, para un ángulo de disparo de 30° y PWM de 1.8kHz



Fuente: Autores

1.4. PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑAL.

El tratamiento digital de señales abarca todo un proceso integral de desarrollo, que va desde la adquisición hasta la manipulación de las señales y de la información que éstas contienen. El tratamiento digital de señales es muy empleado para la medición de parámetros eléctricos, debido a su confiabilidad y precisión de los resultados de los equipos de medición digitales en donde es muy común su implementación. En la figura 12, se muestra la forma como una señal analógica es convertida a una señal en tiempo discreto por medio de un convertor A/D, para luego realizar cálculos matemáticos con las muestras. En éste trabajo, una vez tomadas las muestras se realiza el proceso matemático para hallar los parámetros de rendimiento.

Figura 12. Procesamiento digital de las señales analógicas



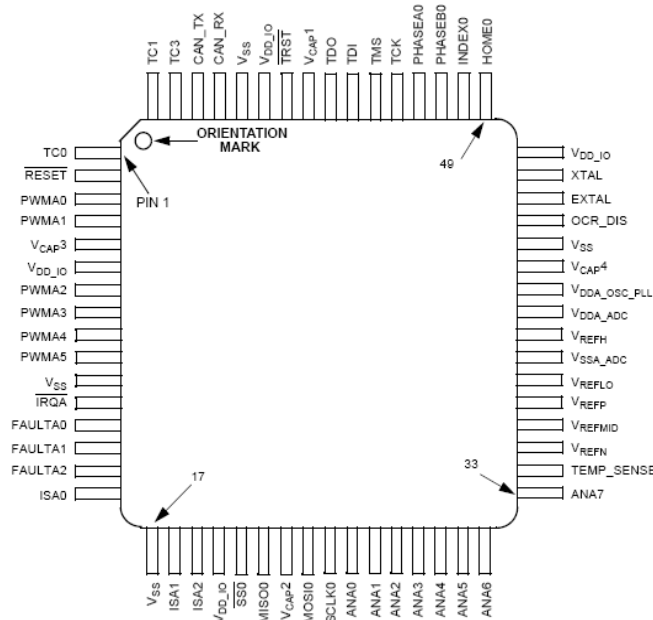
Fuente: Autores

Los objetivos de éste trabajo están orientados a diseñar algoritmos para la implementación de las técnicas de control para el mejoramiento del factor de potencia en un rectificador trifásico totalmente controlado, además de hallar los parámetros de rendimiento del rectificador trifásico por lo que se hace necesario trabajar con un dispositivo que permita realizar una conversión analógico-digital de las señales de interés para un posterior procesamiento digital de las señales. Además de esto se desea que un usuario pueda observar los resultados en “*tiempo real*”.

En la actualidad existen en el mercado una enorme variedad fabricantes de DSP's, entre los mas importantes están: *Motorola*, *Texas Instruments* y *Analog Devices*. Cada uno de estos fabricantes presenta una gran variedad de DSP's para diversas aplicaciones.

Para este trabajo se ha escogido el procesador digital de señales (DSP) 56F8323 de la familia *Motorola* 56F8300. Se eligió trabajar con el fabricante *Motorola*, por la herramienta de programación (*Codewarrior*), además porque la escuela dispone de la licencia, permitiendo programar un programa sin límite de tamaño. Se eligió el DSP56F8323 teniendo en cuenta la capacidad en memoria tanto para programación como para datos, el bajo costo, el número de pines disponibles, y que contara con los módulos necesarios para esta aplicación.

Figura 13. Diagrama de pines para el DSP56F8323



Fuente: Hoja de Datos MC56F8323

1.4.1. Características del DSP56F8323.

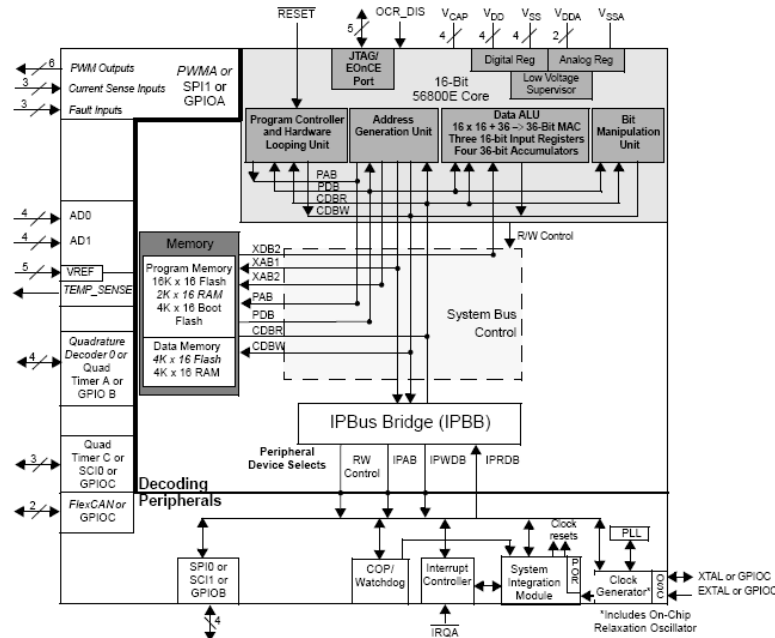
Este DSP combina en un solo chip la capacidad de procesamiento de un DSP y la funcionalidad de un microcontrolador. Gracias a su bajo costo, flexibilidad de configuración, y un compacto código de programación, por lo cual hace que se ajuste perfectamente a muchas aplicaciones. Esta familia de DSP's se basan en una arquitectura Harvard que consiste en tres unidades de ejecución operando en paralelo, permitiendo ciclos de hasta seis operaciones por instrucción.

El DSP56F8323 posee una gran velocidad en su Unidad de Procesamiento que llega a 60 MIPS, con una frecuencia máxima de 60 MHz en el núcleo, además el set de instrucciones trabaja eficientemente para compiladores en lenguaje C. Este dispositivo cuenta con una línea externa de interrupciones y 27 pines de propósito general que pueden ser configurados como estradas o salidas.

En la figura 14, se observa los principales módulos internos con los que cuenta el DSP56F8323 y la forma como interactúan entre sí para su óptimo funcionamiento y desempeño en las distintas tareas que realiza, entre estas están:

- Bus de direcciones
- Bus de datos
- Unidad Aritmética Lógica (ALU)
- Unidad de Generación de direcciones (AGU)
- Unidad de manipulación de bits
- Memoria FLASH y RAM para programa y datos
- Unidad de control de programa
- Módulo de depuración
- Reloj
- Reset

Figura 14. Módulos internos del DSP56F8323



Fuente: Hoja de Datos MC56F8323

En la parte externa del dispositivo se tienen 64 pines en los que se encuentran los módulos externos, entre los que se destacan:

- Un módulo PWM con 6 canales de salida
- Dos módulos de Conversores Análogo-Digital (ADCs) con 4 canales y 12 bits de resolución.
- Dos módulos Timer (TMR), los cuales con contadores de 16 bits
- Dos Interfases de Comunicación Serial (SCIs)
- Dos Interfases de Periféricos Seriales (SPIs)
- 27 Pines de Propósito General (GPIO)
- Puerto JTAG para programación y depuración en tiempo real
- Un oscilador de relajación interno
- Un pin para sensor de temperatura.

A continuación se hace una breve descripción de los periféricos utilizados en este trabajo, la parte de la programación y configuración de los mismos será tratada en el capítulo dedicado a software.

1.4.1.1. Conversor Analógico-Digital (ADC).

El DSP56F8323 cuenta con dos módulos, cada uno con cuatro canales ADCs completamente independientes, que poseen circuitos de muestreo y mantenimiento permitiendo obtener dos muestras de manera simultanea. Sus principales características son:

- La frecuencia de reloj máxima del ADC es de 5MHz o periodo de 200ns.
- Rango de muestreo arriba de 1.66 millones de muestras por segundo.
- Tiempo de conversión sencilla de 8.5 ciclos de reloj del ADC ($8.5 \times 200\text{ns} = 1.7\mu\text{s}$).
- Tiempo de conversión adicional de 6 ciclos de reloj del ADC ($6 \times 200\text{ns} = 1.2\mu\text{s}$).
- Las conversiones del ADC pueden ser sincronizadas por el temporizador y el módulo PWM.

- Se puede utilizar tanto muestreo simultáneo o secuencial.
- Adición de un nivel de *offset* el cual se puede sumar o restar al valor de la muestra.
- Voltaje de referencia para conversión de 3.0 V o 3.3V ambas D.C.

1.4.1.2. Pines de Propósito General (GPIO).

Estos pines son llamados de propósito general debido a que pueden ser configurados como entradas o salidas, las cuales permiten la comunicación con hardware externo mediante la lectura y escritura a los pines. Para este DSP los pines de propósito general también se pueden utilizar como interrupciones externas y se pueden configurar como pines de propósitos específicos. El DSP56F8323 tiene 27 pines GPIO, que en este proyecto serán configurados como salidas, interrupciones y pines dedicados.

1.4.1.3. Temporizadores de Cuadratura.

Las principales características son:

- Cuatro contadores de 16bits
- Capacidad de conteo ascendente o descendente
- Conteos en cascada
- Velocidad de conteo máxima es de reloj periférico para relojes internos
- Conteo de una vez o repetidamente
- Los contadores pueden ser pre-cargados
- Cada contador es capaz de comparar y capturar

Para este proyecto se hizo uso del temporizador como un contador de eventos externos programado con un tiempo de 46.3us que equivale a 1° de la señal de entrada de 60Hz, de acuerdo a la equivalencia en grados de una señal de 60Hz. Este valor, se utiliza para poder dar los disparos a los MOSFET's de potencia con el retardo que se desee, además de sostener el pulso en la compuerta el tiempo necesario para que cumpla su ciclo de trabajo. También se utiliza un temporizador

para obtener una determinada cantidad de muestras en un periodo de las señales, tanto de entrada como de salida en el rectificador trifásico completo.

1.4.1.4. Modulador por Ancho de Pulso (PWM).

Entre las principales características se tiene:

- Posee seis canales que pueden ser configurados como todos independientes, pares complementarios o una combinación de estos.
- Poseen 15 bits de resolución
- Tiene un software individual para controlar las salidas PWM
- Posee programación de protecciones contra fallas
- Control de polaridad

Este módulo se utiliza en el presente trabajo para dar los pulsos en las compuertas de los dispositivos semiconductores controlados, aprovechando la característica que posee para configurarse como pin de propósito general o de propósito específico (PWM), permitiendo diseñar algoritmos donde se implementan las técnicas de control para el mejoramiento del factor de potencia en rectificadores controlados.

1.5. LA TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (DFT)

Esta es una representación alternativa de la transformada de *Fourier* empleada para el caso de secuencias de duración finita y se consigue cambiando la variable continua t por la variable discreta nT_s . La DFT es una secuencia, no una función de una variable continua, y corresponde a muestras equiespaciadas en frecuencia de la transformada de *Fourier* de la señal⁵.

El par de ecuaciones para la DFT en su forma más común vienen dadas por:

⁵ OPPENHEIM A., SCHAFER R., BUCK J., Tratamiento De Señales En Tiempo Discreto, Prentice Hall, 2 edición, pp. 543.

$$X_N(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot W_N^{kn}$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_N(k) \cdot W_N^{-kn}$$

En donde,

$$W_N = e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)}$$

Estas dos ecuaciones permiten transformar señales digitales entre los dominios del tiempo y la frecuencia. El espectro que se obtiene al usar la DFT, tiene algunas propiedades que pueden resultar de gran interés como son su periodicidad; para una señal real el espectro siempre tiene simetría par a lo largo del eje real, y simetría impar en el eje imaginario. Esto significa que si se trabaja con una señal real, la cantidad de información que se necesita recordar sobre el espectro en frecuencia es menor, ya que es repetitivo.

La DFT es un método muy eficiente para determinar el espectro en frecuencia de una señal, pero en el momento de implementar en la vida real, va a ser necesario menos tiempo para computar la señal de salida. Como se puede observar de las ecuaciones descritas con anterioridad, los requerimientos de cálculo de la DFT se incrementan rápidamente cuando el número de muestras en la secuencia N se incrementan.

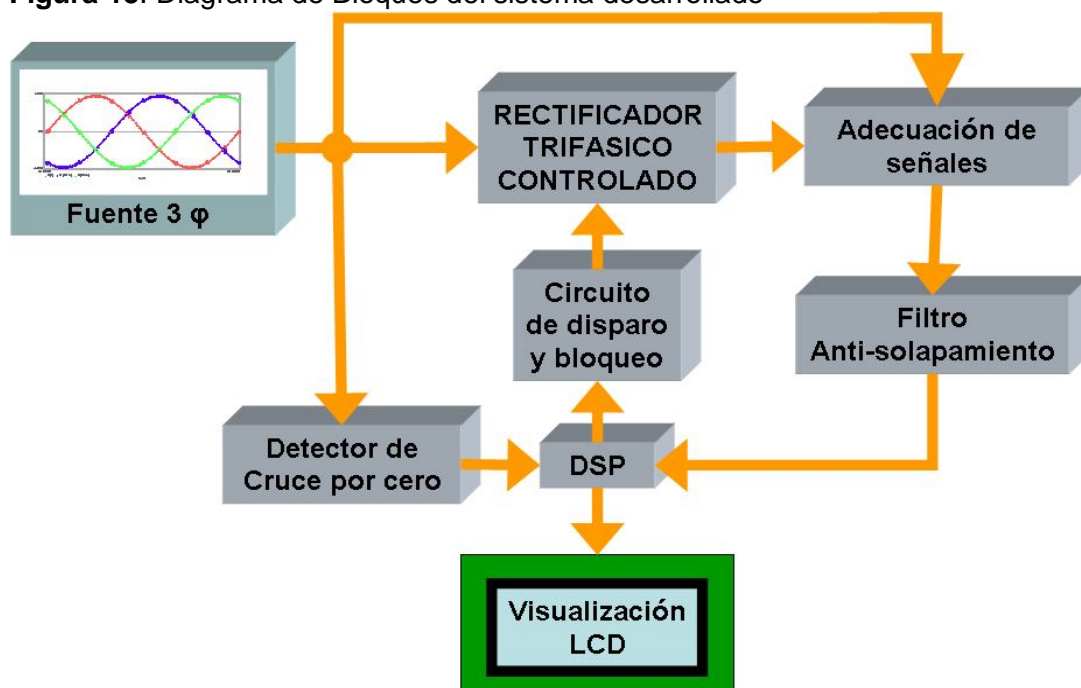
Debido al gran número de requerimientos computacionales, la implementación directa de la DFT de secuencias grandes, no ha sido práctica para aplicaciones en tiempo real, sin embargo, el desarrollo de algoritmos rápidos conocidos como FFTs ha hecho una implementación práctica de la DFT en aplicaciones en tiempo real.

Para este proyecto se realiza la *Transformada Rápida de Fourier* de las muestras obtenidas de la corriente de línea A, aplicando el algoritmo de diezmado en el tiempo, con el cual se logra una considerable disminución en el número de multiplicaciones y sumas complejas, permitiendo presentar parámetros en “*tiempo real*” debido a la velocidad de los cálculos del DSP. Con el cálculo de la FFT se pueden hallar algunos parámetros de rendimiento como son: el factor de potencia (PF), la distorsión armónica total (THD), el factor de desplazamiento (DF) y el factor de distorsión armónica (DH).

2. HARDWARE

En este capítulo se explica todo el desarrollo hardware que fue necesario para la implementación de este trabajo. Básicamente se puede dividir en cuatro etapas fundamentales que son: la etapa de control compuesta por el sistema de desarrollo, el detector de cruce por cero y el circuito de adecuación de las señales de disparo provenientes del módulo PWM del DSP, la etapa de rectificación que la conforman 6 MOSFET de potencia que forman el circuito rectificador trifásico totalmente controlado, la etapa de adecuación de las señales para un posterior muestreo, para esta etapa se utilizaron dos sondas de corriente para el sensado de corriente y dos amplificadores de aislamiento para el sensado de la tensión, que aísla la etapa de potencia de la etapa de control; y la última etapa la conforma la pantalla LCD gráfica, la cual se encarga de mostrar en pantalla la forma de onda de la señal de salida junto con los parámetros de rendimiento calculados por medio del DSP.

Figura 15. Diagrama de Bloques del sistema desarrollado



Fuente: Autores

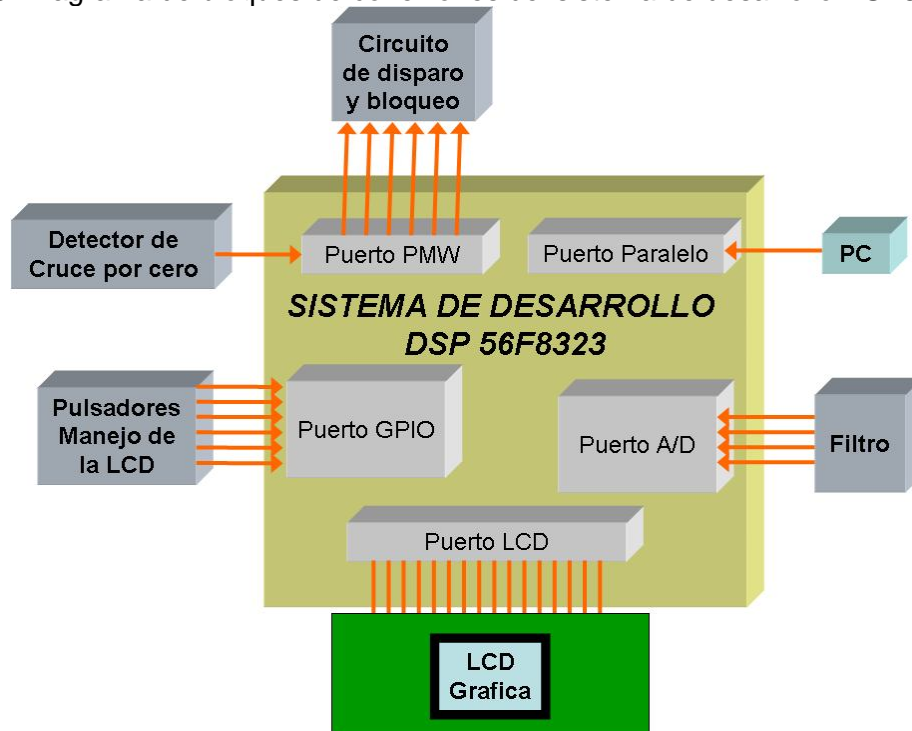
Para la implementación del proyecto, se hizo necesario el diseño e implementación de tres tarjetas, que serán descritas a lo largo de este capítulo. La primera de ellas es el sistema de desarrollo para el DSP56F8323 de *Motorola*; para el desarrollo de este diseño se tomaron en cuenta los manuales ofrecidos por el fabricante los cuales permitieron la implementación de un sistema de desarrollo diseñado que fue adaptado para esta aplicación, sin embargo, es apropiado para otras aplicaciones. La segunda tarjeta consta del diseño del circuito rectificador trifásico totalmente controlado, junto con los circuitos para el acondicionamiento de las señales que serán enviadas al DSP para su posterior muestreo. En la tercera tarjeta se hizo el diseño de 6 fuentes de alimentación de 15 VDC, de las cuales 3 son duales, estas fuentes son alimentadas por medio de un transformador.

2.1. SISTEMA DE DESARROLLO PARA EL DSP56F8323

El sistema de desarrollo para el DSP56F8323, fue diseñado a partir de los manuales MC56F8323EVMUM y MC56F8300DBUM que proporciona el fabricante para la Tarjeta de Desarrollo 56F8300, la cual es de propósito general, por lo tanto fue necesario eliminar algunos módulos, reorganizar los pines según se necesite y adicionar el circuito para la fuente de alimentación de -18VDC necesaria para alimentar la LCD, que será tratado en la siguiente sección, obteniendo como resultado un Sistema de Desarrollo para el DSP56F8323 que cumple con los requerimientos de este proyecto, pero que también puede ser utilizado para otras aplicaciones.

En ésta sección se presentará una breve descripción de los módulos de salida, las fuentes de alimentación y las conexiones básica que requiere el DSP para su correcto funcionamiento, para una mayor información se puede recurrir a los manuales mencionados con anterioridad.

Figura 16. Diagrama de bloques de conexiones del sistema de desarrollo DSP56F8323



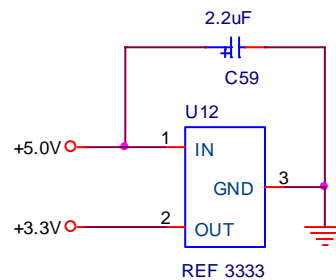
Fuente: Autores

2.1.1. Alimentación del Sistema de Desarrollo

Se tiene una fuente de alimentación a la entrada de +12VDC, la cual es regulada a +5VDC para alimentar la parte lógica de la LCD gráfica, dos reguladores de +3.3VDC con diferente referencia, para alimentar los circuitos del PLL y el ADC, un regulador a +3.0VDC para obtener la tensión de referencia para el conversor; de manera opcional se utilizó el integrado REF 3333 para obtener una tensión de referencia de mayor estabilidad. El sistema de desarrollo maneja las dos opciones por medio del *jumper* JG4, donde se puede seleccionar el regulador o la referencia de tensión para la tensión de referencia.

Para la referencia de tensión se escogió el integrado REF 3333 que proporciona una tensión de salida de 3.3VDC; éste tiene mejores características frente a otras referencias de tensión disponibles en el mercado y también cuenta con un circuito de conexión sencillo de implementar. A continuación se presenta el circuito y sus características.

Figura 18. Características de la referencia de tensión REF3333



Características:

Coefficiente de variación con la temperatura: 30 ppm/° C (max)

Alta corriente de salida: +5 y -5 (mA)

Estabilidad a largo plazo: +15% y -15% (max)

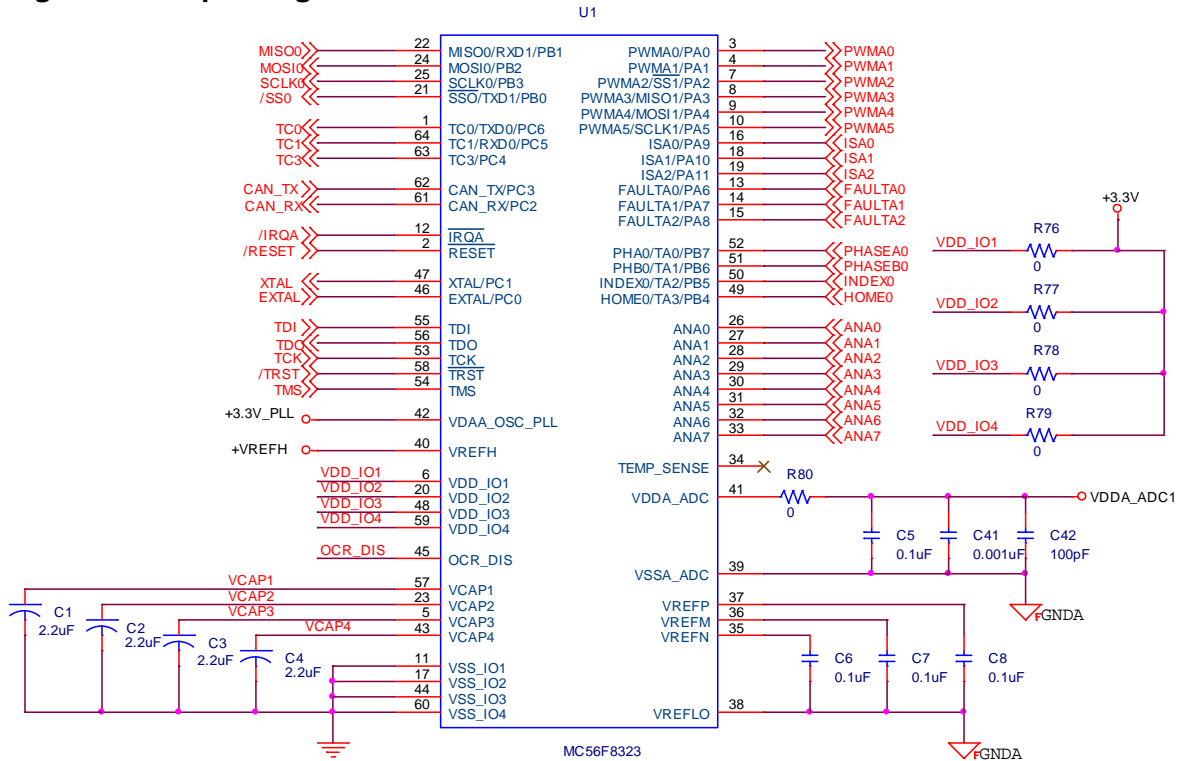
Bajo consumo de corriente: 3.9 (µA)

Fuente: Autores

2.1.2. Esquema general correspondiente al DSP56F8323

En la figura 19, se muestra el circuito básico de conexión del DSP56F8323 junto con las fuentes de alimentación necesarias para su correcto funcionamiento, también se muestran todos los pines con los que cuenta el DSP haciendo de éste una herramienta muy útil para una gran variedad de aplicaciones. Muchos de los pines van conectados directamente a los módulos de salida, mientras que otros van conectados a otros circuitos internos.

Figura 19. Esquema general de conexiones del DP56F8323



Fuente: Autores

2.1.3. Módulos de salida

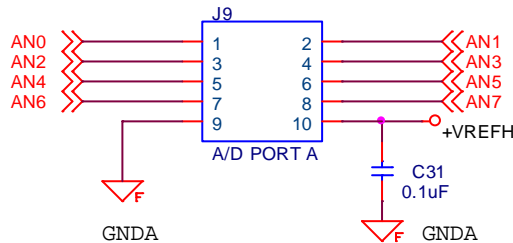
Los módulos de salida fueron adecuados de acuerdo a las necesidades de comunicación y alimentación tanto para la pantalla gráfica LCD, como para el sistema de rectificación que serán tratados en éste capítulo. A continuación se muestra cada uno de ellos juntos con sus pines de salida y fuentes de alimentación.

➤ Módulo ADC

Los 8 canales del módulo ADC pasan primero por un filtro pasa bajos antes de conectarse directamente al puerto de entrada A/D del DSP, en la figura 20, se observan las disposición de los pines del ADC y la forma como están ordenados, el pin 9 y 10 corresponden a la tierra digital y al voltaje de referencia respectivamente. Para evitar daños en los pines del ADC las señales de entrada al

convertor deben estar en el rango de 0V a +VREFH⁶. En este trabajo se utilizan 4 pines del ADC para muestreo.

Figura 20. Puerto de entrada A/D

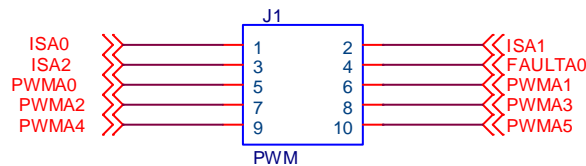


Fuente: Autores

➤ Módulo PWM

Éste módulo está constituido por 6 pines PWMA y 4 pines propósito general. La tensión máxima aplicada a estos pines es de 6V, sin embargo en éste proyecto se trabajaron con señales máximo de 3.3V cumpliendo recomendaciones del fabricante. Los pines PMW, se configuran en este proyecto como pines dedicados y como pines de propósito general para el diseño de algoritmos de rectificación, el *pin ISA0* es usado como interrupción para la detección del cruce por cero de la fase A.

Figura 21. Puerto de salida PWM



Fuente: Autores

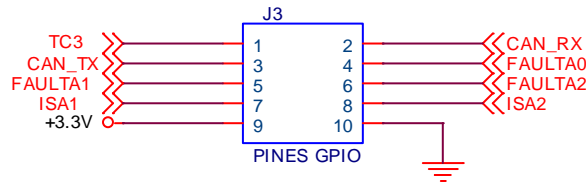
➤ Módulo GPIO

Los pines GPIO son pines pueden ser configurados como pines dedicados, o como de propósito general, éstos últimos se pueden ser configurados por el

⁶ +VREFH: Es la referencia de tensión alta del módulo interno ADC del DSP.

programador como entradas, salidas, o interrupciones. La tensión máxima aplicada a estos pines debe estar en el rango de 0V a 6V. Para éste trabajo estos pines fueron utilizados como interrupciones para el manejo de las distintas opciones de programación.

Figura 22. Puerto de salida GPIO

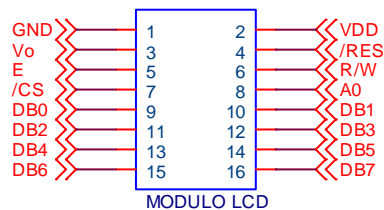


Fuente: Autores

➤ **Módulo LCD gráfico**

Este modulo es el encargado de proporcionar a la LCD gráfica HG25504NG-01 de *Hyundai* los pines de control, de datos y las tensiones adecuadas tanto de alimentación como de control para su correcta programación. Todos los pines están directamente conectados al DSP, la tensión de 5VDC es la misma que alimenta al DSP y la tensión de -18VDC la proporciona el integrado TC7660, el cual será explicado en la siguiente sección.

Figura 23. Puerto de salida para la LCD grafica

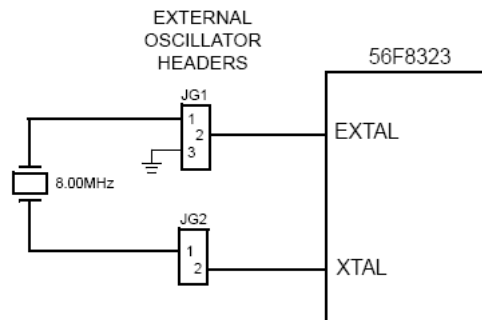


Fuente: Autores

➤ **Módulo IRQA, RESET y pines del CRISTAL**

El siguiente módulo contiene dos pines que pueden ser configurados como de propósito general o conectados al cristal externo, éstos son EXTAL y XTAL, para este trabajo se conecta sus terminales a un cristal de 8.00MHz.

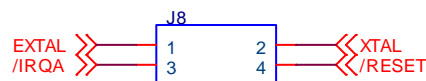
Figura 24. Pines de conexión del cristal de 8Mhz



Fuente: Hoja de datos MC56F8323EVMUM del DSP

También se dejan disponibles los pines RESET y IRQA, el primero se utiliza para reiniciar el DSP y el segundo puede ser configurado como interrupción o pin de propósito general. Estos dos pines ya son utilizados en la tarjeta por medio de pulsadores, el objetivo de tenerlos disponibles en éste puerto es para que puedan ser utilizados en el caso que la tarjeta haga parte de un prototipo mas robusto.

Figura 25. Puerto de salida IRQ, Reset



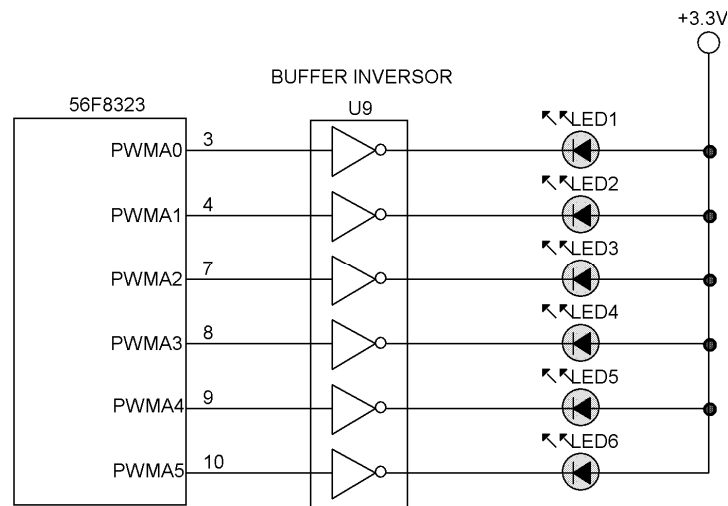
Fuente: Autores

2.1.4. LEDs indicadores

En el diseño del sistema de desarrollo se utilizaron 13 LEDs indicadores, 1 para mostrar cuando la tarjeta esta energizada o apagada, 6 para mostrar el correcto

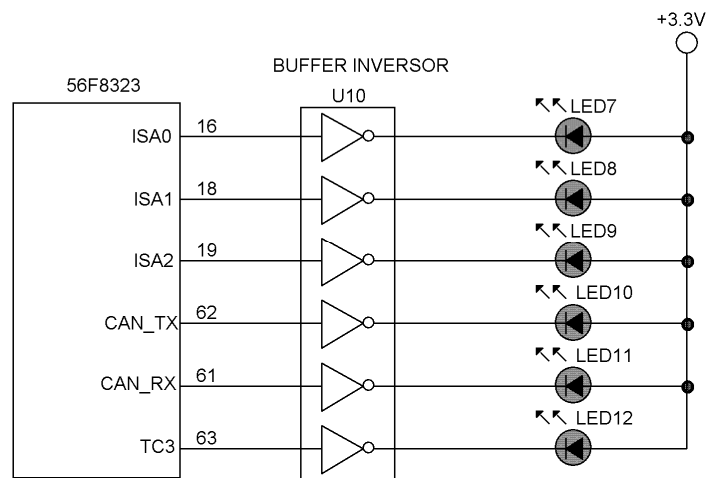
funcionamiento de los PWMs y los otros 6 corresponden a pines de propósito general que cumplen un papel importante en el proyecto como es el caso de los pines usados como interrupciones. Estos pines son de gran ayuda tanto para el programador como para el usuario que verifica el correcto funcionamiento del sistema. En la figura 26 Y 27 se puede observar la forma como están conectados los LEDs indicadores.

Figura 26. Leds indicadores PWM



Fuente: Autores

Figura 27 Leds indicadores de propósito general



Fuente: Autores

En la tabla 1, se muestran el pin del DSP que corresponde a cada indicador.

Tabla 1. Pines del DSP conectados a los leds indicadores

# LED	Pin del DSP	COLOR
LED 1	PWMA0/PA0	Amarillo
LED 2	PWMA1/PA1	Amarillo
LED 3	PWMA2/SS1/PA2	Amarillo
LED 4	PWMA3/MISO1/PA3	Amarillo
LED 5	PWMA4/MOSI1/PA4	Amarillo
LED 6	PWMA5/SCLK1/PA5	Amarillo
LED 7	ISA0/PA9	Verde
LED 8	ISA1/PA10	Verde
LED 9	ISA2/PA11	Verde
LED 10	CAN_TX/PC3	Verde
LED 11	CAN_RX/PC2	Verde
LED 12	TC3/PC4	Verde

Fuente: Autores

2.2. PANTALLA GRÁFICA LCD

Para visualizar las formas de ondas de la señal de salida, junto con los parámetros de rendimiento del rectificador trifásico totalmente controlado y las opciones de menú programadas para la comunicación con el usuario implementadas con el DSP 56F8323 de Motorola, se utilizó la pantalla de cristal líquido con referencia HG25504NG-01 de Hyundai. Se hizo la selección de éste LCD debido a su disposición en el mercado y ha las ventajas que ofrece su controlador SED1330F del fabricante EPSON, el cual permite visualizar en pantalla tanto gráfico como texto. Entre las principales características del módulo LCD están:

- Posee una pantalla de 256x128 píxeles.
- Puede visualizar texto y gráfico a la vez.

- Maneja un máximo de 3 capas de gráfico para efectos especiales.
- Memoria interna de 8Kbytes.
- ROM interna con 160 caracteres pregrabados en formato 5x7.
- Bus de datos de 8 líneas.
- Bus de control de 5 líneas.
- Requiere dos voltajes de alimentación: 5V para el control y -12V para el cual puede ser modificado por medio de un potenciómetro para el contraste de la pantalla.

Figura 28. LCD Gráfica HG25504NG-01 de Hyundai



Fuente: All Electronics Corp.: www.allelectronics.com.

Con las características mencionadas anteriormente se puede observar que el módulo HG25504NG-01 de Hyundai, no es sólo una pantalla LCD, sino un completo sistema integrado para el manejo de una pantalla LCD de 256x128 píxeles.

2.2.1. Especificaciones físicas

En la tabla 2, se muestran las especificaciones dadas por el fabricante en la hoja de datos, donde se observa un tamaño adecuado para mostrar en pantalla tanto datos como gráfica.

Tabla 2. Especificaciones de la pantalla LCD

Ítem	Especificación	Unidad
Tamaño LCD (W X H X T)	147.0 x 116.0 x 12.0	mm
Área de despliegue (W X H)	127.0 x 70.0	mm
Tamaño del punto (W X H)	0.43 x 0.43	mm
Tamaño de puntos (W X H)	0.47 x 0.47	mm
Peso	155	g

Fuente: Hoja de datos de la LCD HG25504NG-01 de Hyundai.

2.2.2. Asignación de pines en la LCD

A continuación se listan los pines asignados a la pantalla LCD gráfica. En total se utilizan 17 pines, de los cuales 4 son de alimentación y ajuste del contraste de la pantalla, 5 de control y 8 para el envío de datos.

Tabla 3. Asignación de pines en la LCD

Pin No.	Símbolo	Nivel	Función
1	FG	0V	Tierra de carcasa
2	$V_{SS}(GND)$	0V	Tierra
3	$V_{DD}(V_{CC})$	5V	Fuente de alimentación para la lógica y la LCD
4	V_o	--	Tensión variable para el contraste
5	/RES	H/L	Señal de Reset
6	/RD	H/L	Señal de Lectura
7	/WR	H/L	Señal de Escritura
8	/CS	H/L	Señal de selección del chip
9	A0	H/L	Señal de selección: tipo de datos
10	DB0	H/L	Bit 0 datos
11	DB1	H/L	Bit 1 datos
12	DB2	H/L	Bit 2 datos

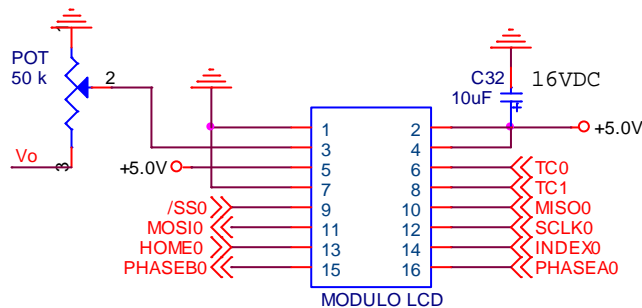
13	DB3	H/L	Bit 3 datos
14	DB4	H/L	Bit 4 datos
15	DB5	H/L	Bit 5 datos
16	DB6	H/L	Bit 6 datos
17	DB7	H/L	Bit 7 datos

Fuente: Hoja de datos de la LCD HG25504NG-01 de Hyundai.

2.2.3. Circuito de conexión de la pantalla LCD

A continuación se muestra el circuito utilizado para la conexión de la pantalla gráfica LCD. De los cuatro pines de alimentación mostrados en la tabla 3, los dos primeros se conectan a tierra, el tercero es para la alimentación de la parte lógica a 5VDC y el cuarto es una tensión negativa que puede variar desde -25VDC hasta -12VDC (según recomienda el fabricante), la cual es controlada por un potenciómetro cuya función es adecuar el contraste de la pantalla.

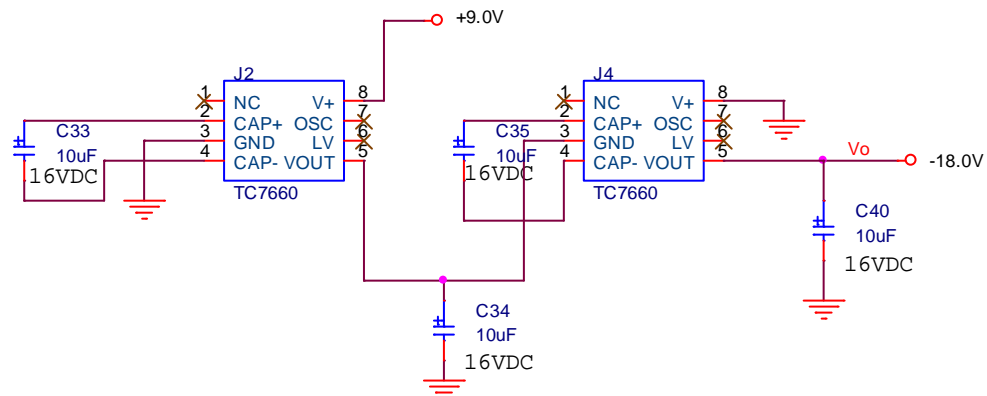
Figura 29. Esquema de conexión de la pantalla LCD



Fuente: Autores

En esta aplicación se utilizó un voltaje de alimentación de -18VDC que se obtiene tomando los 9VDC disponibles en el sistema de desarrollo, el cual se invierte y se multiplica por 2 por medio del integrado TC7660; colocando 2 en serie como se muestra en la figura 30, se logra este valor de -18VDC.

Figura 30. Circuito para la obtención de -18VDC necesarios para la LCD



Características del TC7660:

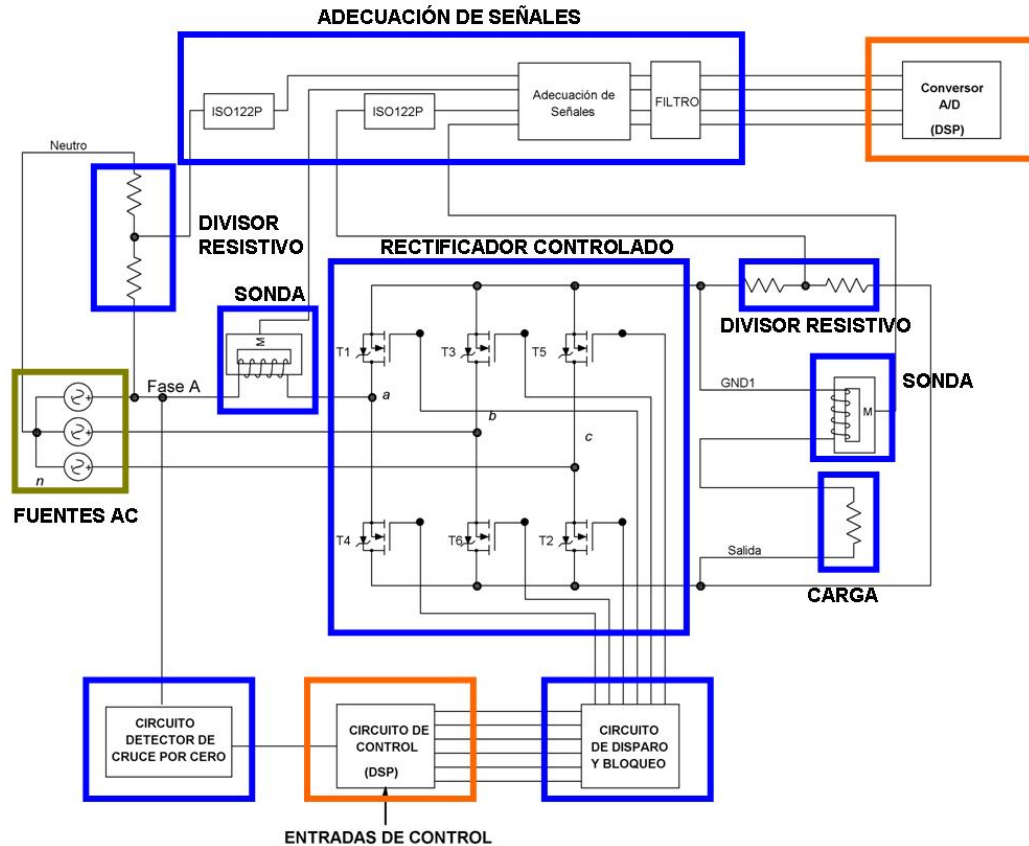
- Rango de voltajes de entrada:** +1.5V a 10V
- Eficiencia en la conversión del voltaje:** 99.9%
- Bajo consumo de potencia:** 80 (uA) a 5V
- Bajo costo y fácil uso**
- Excelente eficiencia de potencia:** 98%

Fuente: Autores

2.3. SISTEMA ELECTRÓNICO DE RECTIFICACIÓN TRIFÁSICA Y ACONDICIONAMIENTO DE SEÑALES

En una sola tarjeta fueron implementados: el circuito del rectificador trifásico totalmente controlado implementado con 6 MOSFETs de potencia junto con sus respectivas protecciones; el circuito de detección de cruce por cero de cada una de las fases, éste circuito es de suma importancia en el momento de implementar las técnicas de control y hacer el muestreo de las señales; el circuito de acondicionamiento de las señales que serán enviadas al DSP, para su respectivo muestreo, esta etapa también proporciona aislamiento entre la etapa de potencia y el DSP para evitar daños en el sistema de desarrollo; y el circuito de acondicionamiento de señales en las puertas de los MOSFETs de potencia para que éstos puedan o no estar en conducción.

Figura 31. Elementos del sistema de rectificación trifásica realizado



Fuente: Autores

2.3.1. Circuito detector de cruce por cero

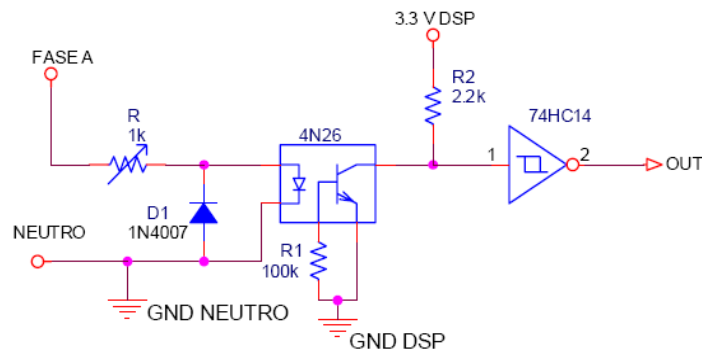
El circuito detector de cruce por cero tiene dos funciones primordiales que son: aportar una señal de sincronización del tiempo de conducción de los MOSFETs de potencia para generar pulsos PWM por medio del DSP, que permitan la implementación de los diferentes casos de rectificación, además se debe mantener un aislamiento de voltaje entre la etapa de potencia y el DSP. Esto puede ser conseguido de varias formas, no obstante el dispositivo que puede ser utilizado de manera efectiva es el optoacoplador.

Un optoacoplador es un dispositivo que contiene una fuente de luz y un detector fotosensible separados a una cierta distancia y sin contacto eléctrico entre ellos. La clave del funcionamiento de un optoacoplador está en el emisor, un LED y en el

detector fotosensible a la salida. Entre las características más importantes de los optoacopladores están el aislamiento del ruido y de alta tensión, la ganancia de corriente y el reducido tamaño.

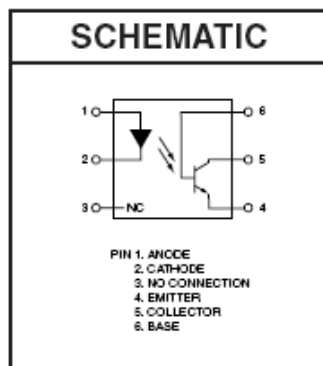
Se implementó el detector de cruce por cero con el integrado 4N26 debido a sus bajos tiempos de respuesta y a su disponibilidad en el mercado. A continuación se muestra el circuito detector de cruce por cero.

Figura 32. Circuito detector de cruce por cero



Fuente: Autores

Figura 33. Pines del 4N26



Características:

Corriente de entrada: $I_f = 10mA$

Corriente de colector: $I_c = 2mA$

Tiempo de encendido: $T_{on} = 2\mu s$

Tiempo de apagado: $T_{off} = 2\mu s$

Corriente de entrada máxima: $I_{MAX} = 60mA$

El detector de cruce por cero se implementó para cada una de las fases, de esta manera cuando el voltaje de la fase se encuentra en el semiciclo negativo, el diodo D1 se comporta como un corto circuito y el fototransistor se encuentra en la región

de corte dando la tensión de salida en el colector igual a la tensión de alimentación; luego, cuando el voltaje hace el cruce por cero hacia el semiciclo positivo, el diodo D1 permite la circulación de corriente, el fototransistor se encuentra en la región de saturación y la tensión de salida en el colector es cero, comportándose este sistema como un inversor.

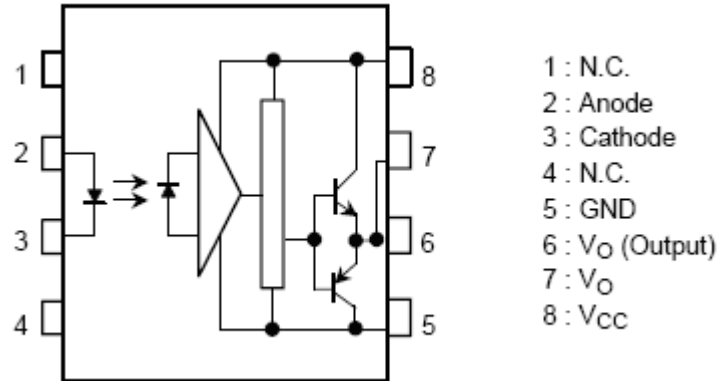
Debido a la condición de salida del optoacoplador, la señal de salida está desfasada 180° de la señal de fase, por lo tanto es necesario la implementación de una compuerta lógica inversora que ponga de nuevo en fase las señales, para esto se utilizó el integrado 74HC14, el cual tiene 6 compuertas lógicas inversoras y tiene una alta capacidad de respuesta para detectar niveles de tensión altos y bajos (tiempo de apagado y encendido de 6ns).

2.3.2. Adecuación y aislamiento de las señales de control

Una vez generada la señal del circuito de detector de cruce por cero de una de las fases, ésta señal es leída por el DSP por medio de uno de sus canales, a partir de esta señal se deben generar 6 pulsos que deben ser aplicados a cada una de las puertas de los MOSFETs de potencia del rectificador durante diferentes intervalos de tiempo de tal forma que se logre entregar la energía deseada a la carga. Los pulsos que se generan por medio del módulo PWMA del DSP no pueden ser aplicados directamente en las puertas de los MOSFETs, ya que se requiere de un aislamiento entre la etapa de potencia y la parte lógica, además se requiere niveles adecuados de tensión en las puertas de los MOSFETs para que entren en conducción.

Para lograr las características de diseño del rectificador, se utilizó el integrado TLP 250 de Toshiba, el cual es un optoacoplador con buenos tiempos de conmutación. Como los pulsos generados por los PWMs tienen diferentes intervalos de tiempo, se hace necesaria la utilización de 6 driver TLP 250.

Figura 34. Pines del driver TLP250



Fuente: Hoja de Datos TLP 250 de TOSHIBA

Características:

Corriente de entrada: $I_f = 8mA$

Tensión de alimentación: $V_{CC} = 10 - 35VDC$

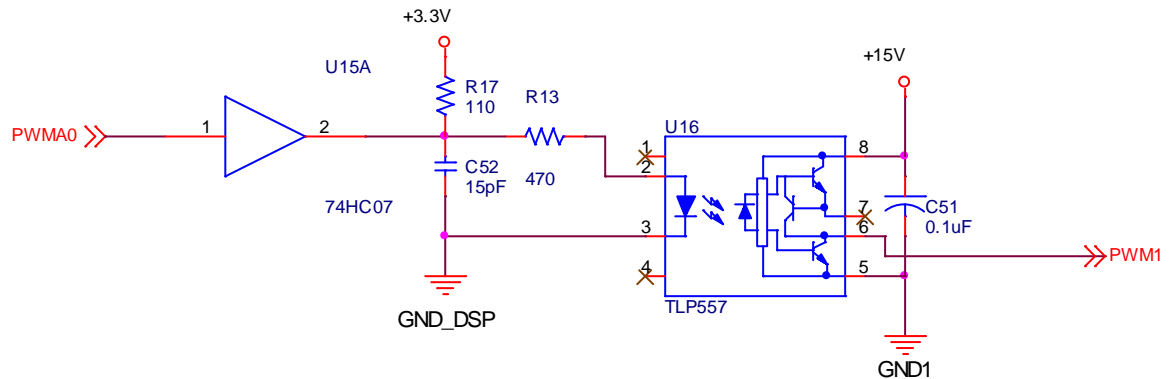
Tensión de ruptura: $2500V_{rms}(min)$

Tiempos de conmutación: $T_{on} = T_{off} = 1.5us$

La corriente de salida por cada uno de los pines en cada PWM no es superior a los 7mA según las especificaciones del fabricante, por lo tanto se hace necesario la amplificación de la corriente para la activación del driver TLP y además la forma de onda que generan los PWMs debe sufrir la menor modificación posible; para éste objetivo, se utilizó el integrado 74HC07, que a diferencia del 74HC14 mencionado anteriormente éste no es inversor y genera una amplificación máxima en la corriente de salida de 25mA, que es una corriente necesaria para la activación del driver TLP250.

A continuación se muestra el circuito completo para el aislamiento y adecuación de la señal entregada a la puerta de los MOSFETs de potencia.

Figura 35. Circuito de aislamiento y adecuación de la señal que se entrega a los MOSFET.



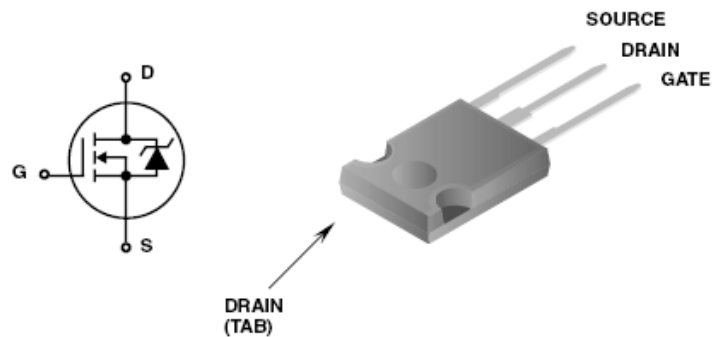
Fuente: Autores

2.3.3. Circuito del rectificador trifásico totalmente controlado

Para realizar control sobre la señal de salida en un circuito rectificador, es necesario utilizar circuitos semiconductores de potencia que permitan ejercer un control sobre ellos, de tal manera que se pueda retardar su puesta en conducción, sucediendo ésta cuando la tensión ánodo cátodo sea positiva y además reciba un pulso adecuado de tensión y corriente en su compuerta.

Para éste trabajo se implementó la etapa rectificadora con el MOSFET con referencia IRFP 450. En los MOSFET de potencia se controla la puesta en conducción por medio de un pulso adecuado en la puerta, y el bloqueo se realiza poniendo en cero la tensión en la puerta, reduciendo considerablemente la complejidad de los circuitos de disparo y la programación de las diferentes técnicas de control. Además posee una alta velocidad de conmutación llegando al orden de los MHz.

Figura 36. Pines del MOSFET IRF450



Fuente: Hoja de datos IRFP450

Características:

Tensión Drenador Surtidor: $V_{DS} = 500V$

Resistencia Drenador Surtidor: $R_{DS(on)} = 0.40\Omega$

Corriente de Drenador: $I_D = 14(A)$

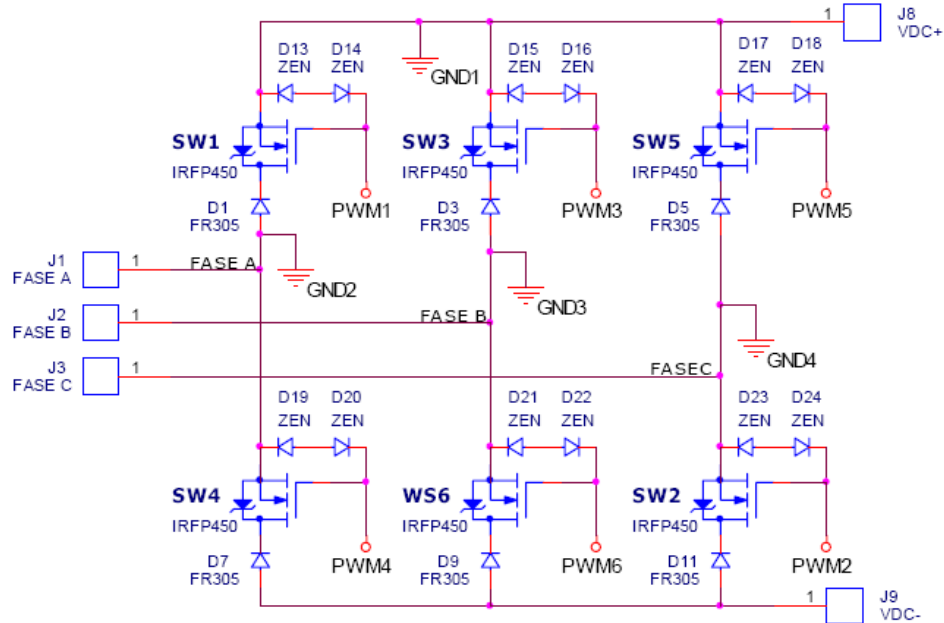
Tensión de umbral: $V_T = 2.0 - 4.0(V)$

Para que el MOSFET este en estado activo por lo general requiere que la tensión puerta-fuente en circuitos conmutados esté entre 10 y 20 V, para el presente trabajo se utilizo 15V. El estado de desactivado se consigue con una tensión de 0V entre puerta-fuente. Las corrientes de puerta para los estados de encendido y apagado son muy bajas. Sin embargo, es necesario cargar la capacidad de entrada parásita para poner el MOSFET en conducción, y descargarla para apagarlo. Las velocidades de conmutación, vienen determinadas básicamente por la rapidez con que la carga se puede transferir hacia y desde la puerta. El circuito de excitación para MOSFET descrito anteriormente con el integrado TLP250 es capaz de absorber y generar corrientes rápidamente para conseguir una conmutación de alta velocidad.

A continuación se muestra el circuito de la etapa rectificadora con los 6 MOSFETs de potencia formando la configuración de un rectificador trifásico totalmente

controlado, con un sistema de alimentación trifásico en donde se supone que las fuentes son de un sistema equilibrado para facilitar el análisis. Como se puede observar en la figura 37, en cada una de las puertas del IRFP450 hay un pulso constantemente aplicado los cuales son generados en el DSP.

Figura 37. Circuito rectificador trifásico totalmente controlado con protecciones



Fuente: Autores

En la figura 37, se pueden observar cuatro referencias diferentes, las cuales provienen de las cuatro fuentes aisladas eléctricamente que fueron necesarias para alimentar los 6 driver TLP250. Estas referencias juegan un papel importante en el momento que los MOSFETs se encuentran en conducción evitando que las fases queden unidas entre sí y ocurra un corto en el circuito. La MOSFETs de la parte superior sólo requiere de una tierra, debido a que los tres están unidos por el surtidor, mientras que los transistores de la parte inferior si requieren cada uno de una tierra aislada eléctricamente.

Adicionalmente, en el circuito anterior se utilizan 6 diodos FR305, los cuales se encuentran ubicados en los drenadores de cada MOSFET, estos diodos son de

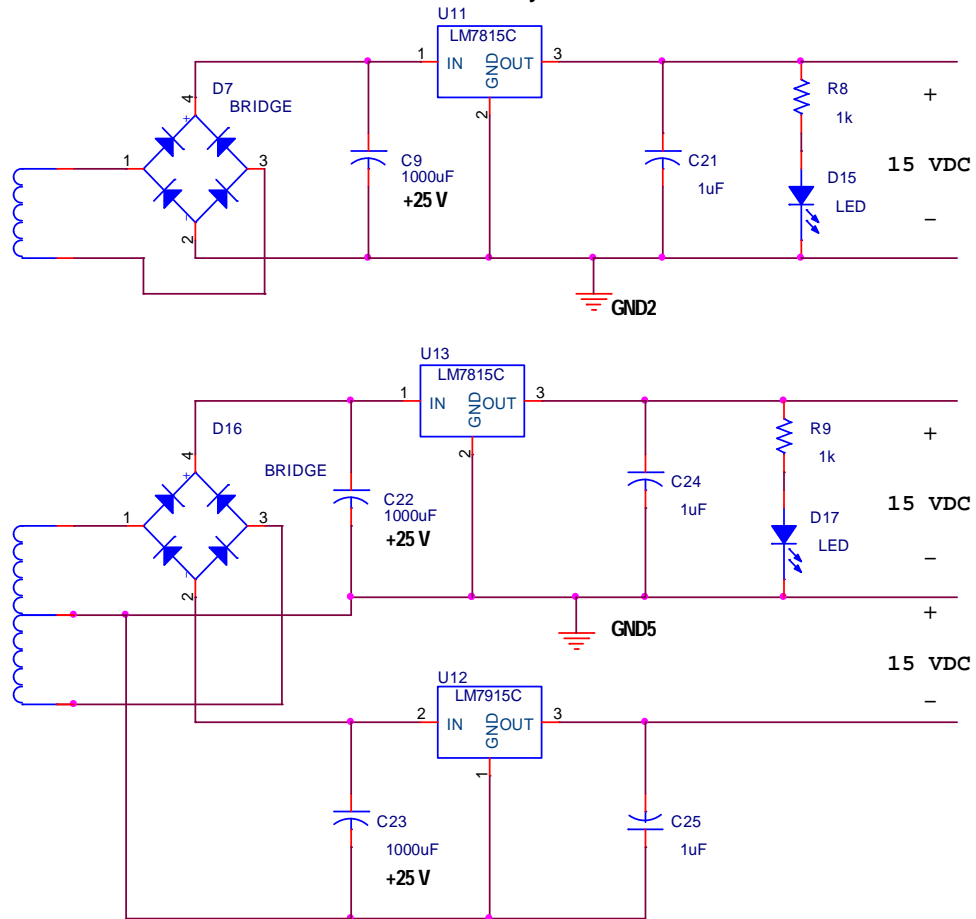
rápido *switcheo*, utilizados para asegurar que en los interruptores la corriente siempre circule en una misma dirección.

En el circuito rectificador trifásico se implementaron protecciones en las puertas de los MOSFET de potencia, con el fin de evitar daños ocasionados por voltajes superiores al máximo que puede soportar. Estas protecciones consisten en diodos Zener de 16VDC en su tensión de ruptura, los cuales limitan las tensiones que entran en la puerta de los MOSFETs. El diodo Zener es un modelo especial de diodo de unión de silicio, donde la tensión en paralelo a la unión es independiente de la corriente que la atraviesa.

2.3.4. Diseño de fuentes de alimentación

Para el funcionamiento de la tarjeta rectificadora se hizo necesario el diseño de una tarjeta con 6 fuentes de alimentación, de las cuales tres son duales de $\pm 15VDC$ y las otras tres de +15VDC. Para la alimentación de los optoacopladores TLP250 se utilizaron las tres fuentes de +15VDC y la salida positiva de +15VDC de una de las fuentes duales. Las tres fuentes duales se utilizaron para alimentar las sondas de corriente, los amplificadores de aislamiento y los amplificadores operacionales utilizados para la adecuación de las señales que van al DSP para ser muestreadas. A continuación se muestran los esquemas de las fuentes de alimentación implementados en este proyecto, donde se puede observar que la señal tomada del transformador es rectificada por medio del puente rectificador y posteriormente regulada por medio del LM7815 y el LM7915.

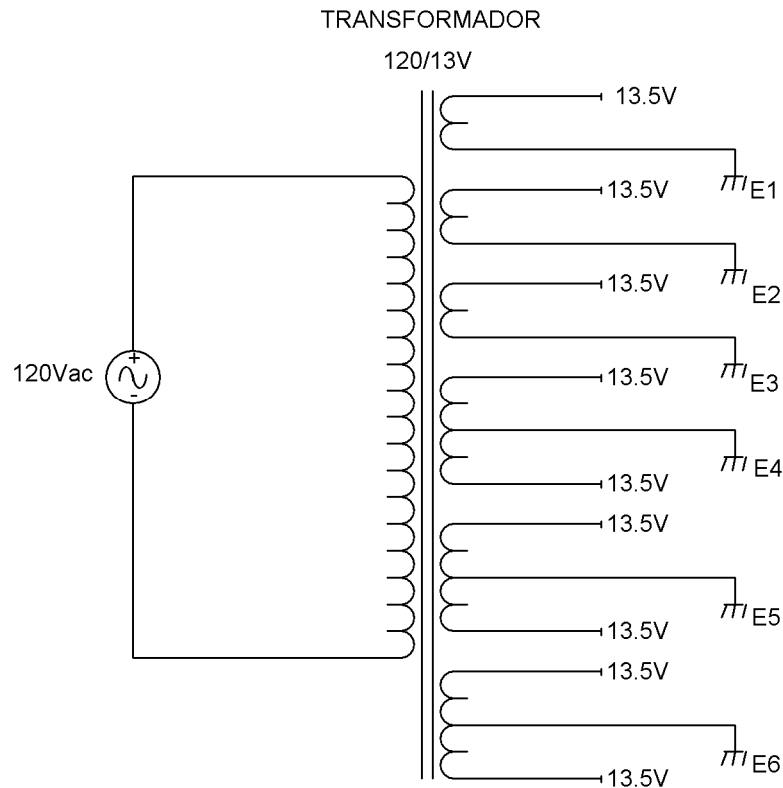
Figura 38. Fuentes de alimentación de +15VDC y +/-15VDC



Fuente: Autores

Todas las fuentes de alimentación son alimentadas con un transformador de entrada 120 Vrms y seis salidas de 13.5Vrms de las cuales tres de ellas son con tap central para el diseño de las fuentes duales. De un solo transformador se sacaron los seis devanados con suficiente aislamiento entre ellos logrando de esta manera una considerable reducción en el tamaño del sistema en general.

Figura 39. Transformador de entrada a las fuentes de alimentación



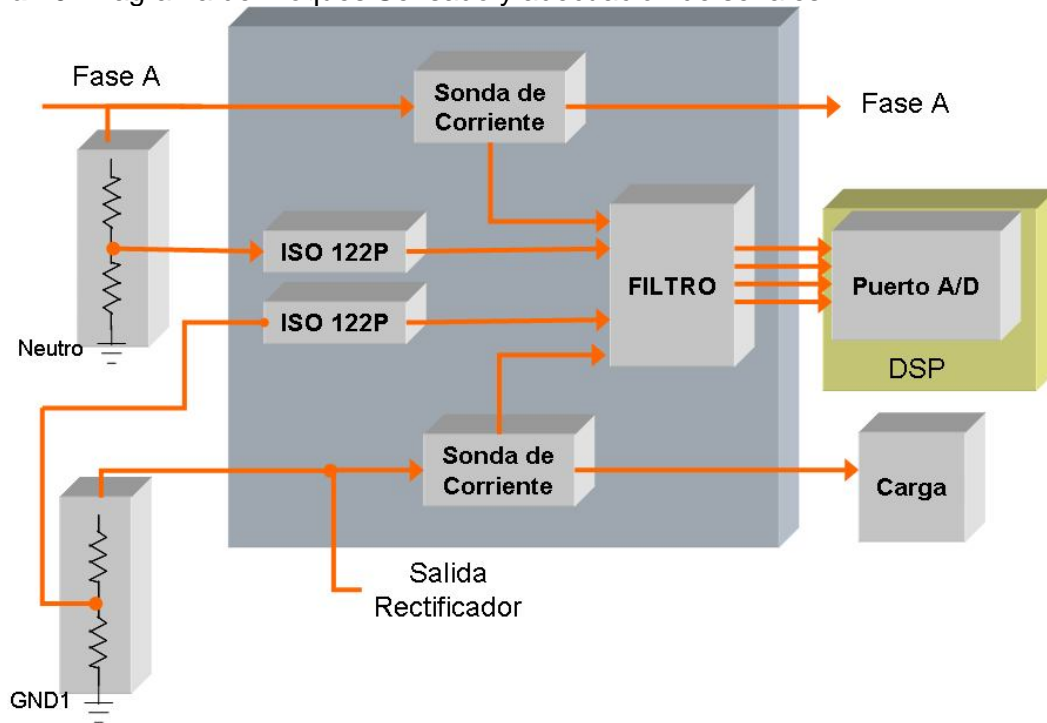
Fuente: Autores

2.3.5. Sensado y adecuación de señales

Para hallar los parámetros de rendimiento del rectificador trifásico totalmente controlado es necesario el muestreo de cuatro señales, dentro de las cuales se encuentran: la tensión de entrada de una fase, la corriente de línea de una fase, la tensión entregada a la carga y la corriente en la carga.

En la figura 40, se observa el diagrama del sensado y adecuación de las 4 señales. Para las tensiones se utiliza un divisor resistivo y un amplificador de aislamiento; para las corrientes se utilizan dos sondas de efecto Hall, que también proporcionan aislamiento. Una vez las señales están en los rangos de tensión permitidos por el DSP, se pasan por un filtro antisolapamiento y luego son enviadas las señales al conversor A/D.

Figura 40. Diagrama de Bloques Sensado y adecuación de señales



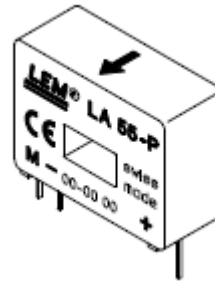
Fuente: Autores

2.3.5.1 Sensado de Corrientes

Para el sensado de las corrientes se utilizaron dos sondas de efecto Hall, que dan una tensión de salida equivalente a la corriente que pasa a través de un cable conductor que debe atravesar el orificio interno de la sonda de corriente, esta sonda además permite el aislamiento entre la etapa de potencia y el DSP.

El sensor de efecto Hall usado para la medición de corriente, consiste en hacer fluir una corriente por medio de un conductor que atraviesa el sensor, el cual crea un voltaje saliente proporcional al producto de la fuerza del campo magnético y de la corriente. El dispositivo utilizado para este propósito fue el LA-55p, a continuación se muestra el dispositivo junto con sus principales características.

Figura 41. Sonda de corriente LA-55p



Fuente: Hoja de datos LA-55p

Características:

Tensión de alimentación: $V_C = \pm 12V$ o $\pm 15V$

Factor de conversión: $K_N = 1:1000$

Corriente nominal en el primario: $I_{PN} = 50A_{rms}$

Resistencia de medición: $R_M = 50 - 160(\Omega)$ con $V_C = \pm 15V$

Tiempos de reacción y respuesta: $t_{ra} = 500ns(max)$ y $t_r = 1\mu s(max)$

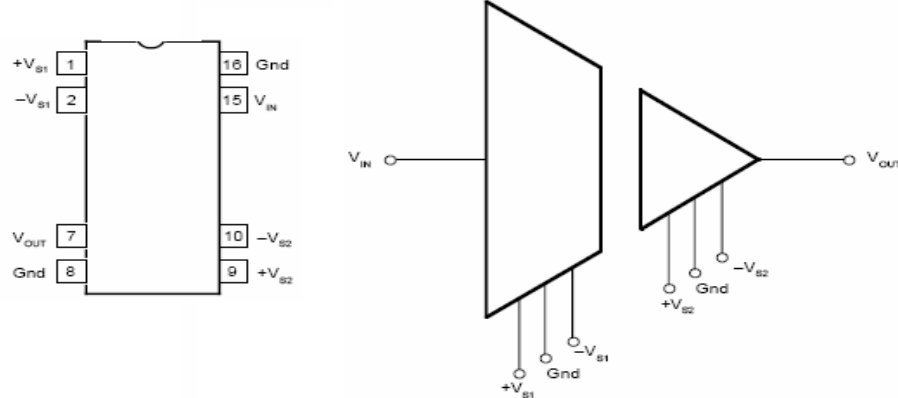
Los pines del conversor ADC del DSP56F8323 toman las muestras en un rango que va de cero a la tensión de referencia, que para este trabajo es de 3.0VDC si se decide trabajar con el regulador en vez de la tensión de referencia.

2.3.5.2 Sensado de Tensión

Para llevar las tensiones de la fase y de salida a los rangos permitidos por el conversor ADC del DSP, se utilizó primero un divisor de tensión implementados con dos resistencias en serie y para el aislamiento entre la etapa de potencia y la etapa de baja potencia se utilizó el amplificador de aislamiento ISO122P.

El ISO122P es un amplificador de aislamiento de bajo costo, cuya función es mantener un aislamiento galvánico entre la etapa de potencia y el DSP, este dispositivo permite una fácil implementación para una ganancia unitaria. Se requiere para su funcionamiento de dos fuentes duales de alimentación con dos tierras independientes.

Figura 42 Pines de conexión del ISO122P



Características:

Rango de tensión de alimentación: $\pm 4.5V$ o $\pm 18V$

Operación bipolar: $K_N = 1:1000$

No linealidad: 0.020% (máx.)

Voltaje de aislamiento: $1500V_{RMS}$

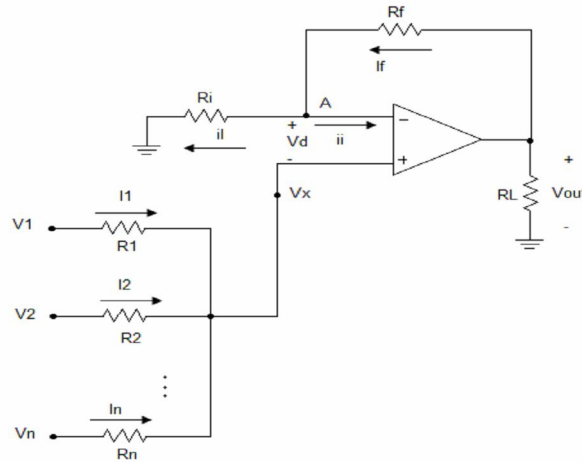
Facilidad de uso para ganancia unitaria

Fuente: Hoja de datos ISO122P

Como se mencionó anteriormente las señales de entrada al conversor A/D del DSP deben ir de cero a un nivel de tensión máximo igual al voltaje de referencia del conversor A/D. Las señales que salen tanto de las sondas de efecto Hall como las del amplificador de aislamiento son señales diferenciales, por lo tanto se debe sumar una componente de continua que le permitan oscilar en el rango permitido por el conversor. Además se le debe aplicar una atenuación o amplificación según sea necesario.

Para éste propósito, se hizo uso de la configuración del sumador no inversor implementada con amplificadores operacionales de propósito general. En la configuración básica del sumador no inversor, la ganancia a lazo cerrado está dada por la misma relación que en un amplificador no inversor y posee las mismas características: ganancias mayores a la unidad. En la figura 43, se muestra la configuración de un amplificador no inversor con n entradas.

Figura 43. Amplificador sumador no inversor



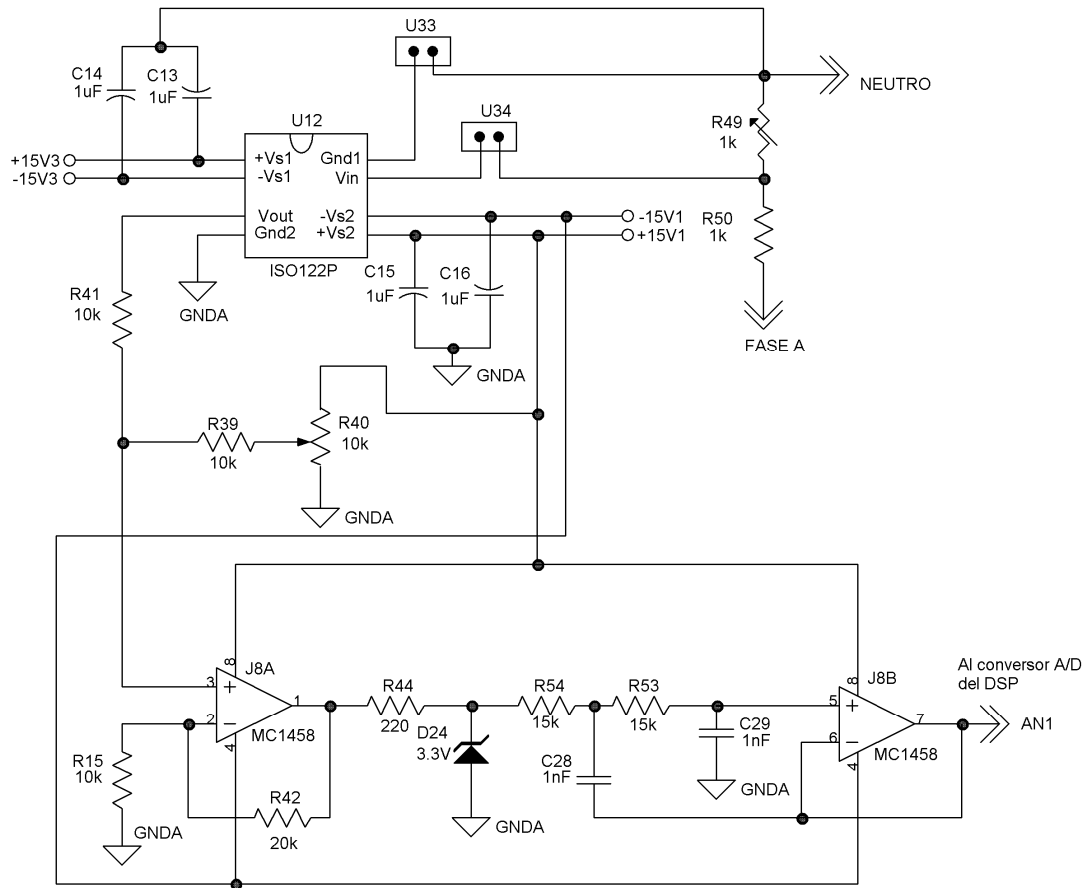
Fuente: Robert F. Coughlin / Frederick F. Driscoll. Circuitos Integrados Lineales y Amplificadores operacionales. Prentice Hall, 1982.

La tensión de salida del amplificador sumador no inversor esta dado por la siguiente ecuación:

$$V_{out} = \left[\frac{R_f}{R_i} + 1 \right] \cdot \left[\frac{1}{n} \right] [V_{i1} + V_{i2} + V_{xn}]$$

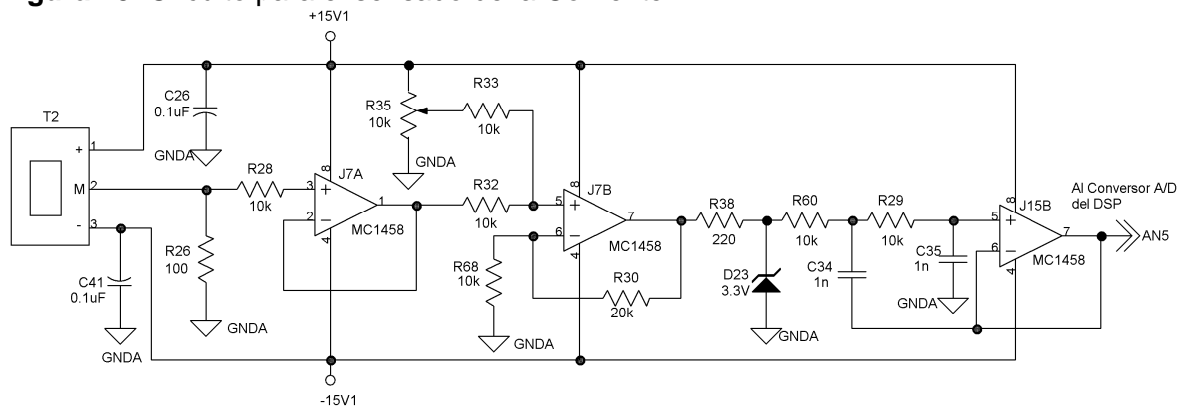
El circuito final de adecuación de señales que entran al DSP, tanto para las corrientes como las tensiones se muestran en la figura 44 Y 45, donde además se implementó una protección para las señales de entrada al conversor con un diodo Zener de 3.3VDC que limita la tensión de salida al rango de 0 a 3.3 VDC. Los adecuadores de tensión para cada una de las señales cuentan con un *trimmer* que permite ajustar el nivel de DC según las características de la señal.

Figura 44. Circuito para el sensado de la tensión



Fuente: Autores

Figura 45. Circuito para el sensado de la Corriente



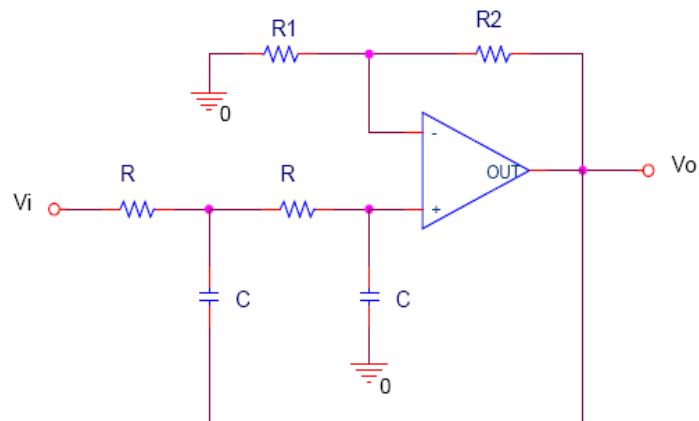
Fuente: Autores

2.3.6. Filtro Antisolapamiento

El *Aliasing* o solapamiento es un problema que se puede presentar cada vez que una señal análogica se muestrea para convertirla en una señal digital. Esto ocurre cuando la frecuencia de muestreo no es lo suficientemente alta con respecto a la componente de frecuencia mas alta de la señal análogica. Cuando la frecuencia no es lo suficientemente alta entonces se pierde información espectral de la señal.

Para el diseño del filtro se utilizó la configuración *Sallen Key* de segundo orden para filtros activos paso bajos. Esta configuración es ampliamente utilizada debido a su sencillez para su implementación y los buenos resultados que se obtienen. A continuación se muestra la configuración *Sallen Key*.

Figura 46. Configuración Sallen key



Fuente: Autores

La función de transferencia esta dada por:

$$H(j\omega) = \frac{k}{1 + (3 - k)(j\omega RC) + (j\omega RC)^2} \quad \text{donde } k = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Y la frecuencia de corte es: $\omega_c = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC}$

Según el teorema de muestreo de Nyquist, si se tiene una señal de banda limitada que tiene una frecuencia máxima de B Hz, esta podrá recuperarse a partir de sus muestras si se cumple que la Frecuencia de Muestreo, $F_s \geq 2B$. En este trabajo se muestrean señales con dos frecuencias distintas, las señales a la entrada del rectificador tienen una frecuencia 60 Hz, mientras que las señales de salida del rectificador tienen 6 veces la frecuencia de señal de entrada. Para el propósito de éste proyecto se requiere realizar la medición de hasta 40 armónicos, se requiere limitar la señal de entrada a $60 \cdot 40 = 2400$ Hz, y la señal de salida se analizará con 20 armónicos, por lo tanto se requiere limitar la señal de salida a $360 \cdot 20 = 7.2$ KHz. Con lo anterior se pueden analizar hasta 40 armónicos de la señal de entrada sin pérdida de muestras muestreando la señal a una frecuencia superior de 48 KHz.

3. SOFTWARE

En este capítulo, se presenta el software realizado, el cual es programado al DSP56F8323 por medio del Sistema de Desarrollo ya mostrado en el capítulo anterior.

Fundamentalmente se debe implementar un algoritmo que detecte la señal de cruce por cero, luego cada vez que ejecute un cruce por cero, se generan los pulsos, que saldrán por el puerto PWM los cuales se adecuarán en la tarjeta rectificadora hacia las puertas de los MOSFETs de potencia. Al mismo tiempo que se generan los pulsos, se deben recibir las señales de salida de la etapa de adecuación de señales y muestrearlas por medio del conversor A/D con que cuenta este DSP, posteriormente, se debe realizar un procesamiento matemático para hallar los parámetros de rendimiento del rectificador y mostrar estos valores en una pantalla LCD gráfica junto con la forma de onda de la señal de salida del rectificador. El sistema debe trabajar de tal forma que para un usuario que varíe la señal de entrada, se vean los cambios en “*tiempo real*” en las mediciones realizadas.

Los algoritmos diseñados para la implementación de este proyecto fueron desarrollados utilizando la plataforma de programación *CodeWarrior for Freescale DSC56800E* versión 8.2. Dentro de las herramientas de esta plataforma de programación se trabajó con el entorno de *Processor Expert*, el cual es de fácil manejo, debido a que facilita la implementación de aplicaciones utilizando los *Embedded Beans*, los cuales encapsulan los elementos básicos del sistema con funciones ya definidas para la manipulación de los *Beans*.

En el programa principal se inicializan los periféricos utilizados, se llaman y ejecutan las funciones. El programa está estructurado con funciones, a las cuales se les hace el llamado desde el programa principal cada vez que se necesiten,

esta forma de programación es muy utilizada porque permite realizar ciertas rutinas repetidamente, simplifica el programa, permite la detección de errores de forma más rápida.

A continuación se explica la programación en el DSP de los diferentes pines utilizados, luego se presentan los algoritmos para la implementación de las diferentes técnicas de control para el mejoramiento del factor de potencia en el rectificador, se prosigue con algunas funciones matemáticas utilizadas y por último se explica la inicialización y manejo de la pantalla LCD gráfica.

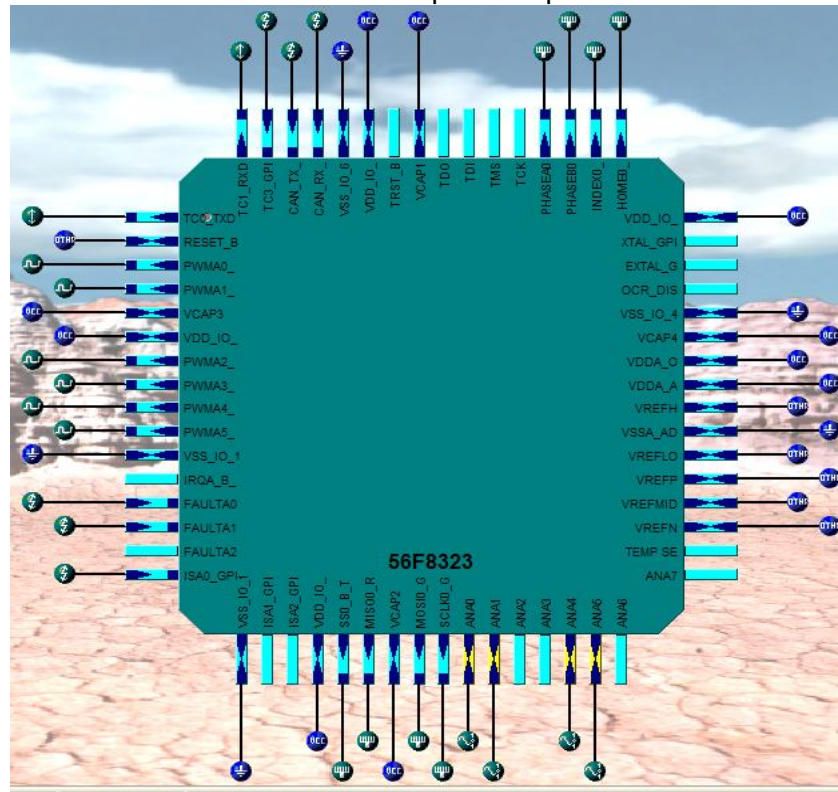
3.1. CONFIGURACIÓN DEL DSP

Como ya se había mencionado antes, para la configuración de los puertos y los módulos del DSP se utilizó la herramienta *Processor Expert* (PE), la cual permite la implementación de aplicaciones de forma rápida, donde cada uno de los módulos del DSP pueden ser configurados y manipulados por medio de los *Embedded Beans*. En algunas ocasiones cuando se hace necesario, se utilizan directamente los registros pertenecientes al módulo de interés para su configuración e implementación.

Cuando se ha creado un proyecto y ha seleccionado la opción “*Processor Expert Stationary*” aparecen unas ventanas de ayuda al programador que le permiten la configuración y manipulación de una forma rápida de los diferentes periféricos con los que cuenta el DSP. A continuación mencionaremos algunas de ellas junto con sus principales características.

La ventana “**Target CPU**” contiene un esquema gráfico del contenido de la CPU que puede ser utilizado y de los pines correspondientes. En este esquema gráfico se pueden observar los pines de salida que han sido añadidos por el usuario y los que se encuentran disponibles. En la figura 47, se muestra el esquema de los pines utilizados para este proyecto.

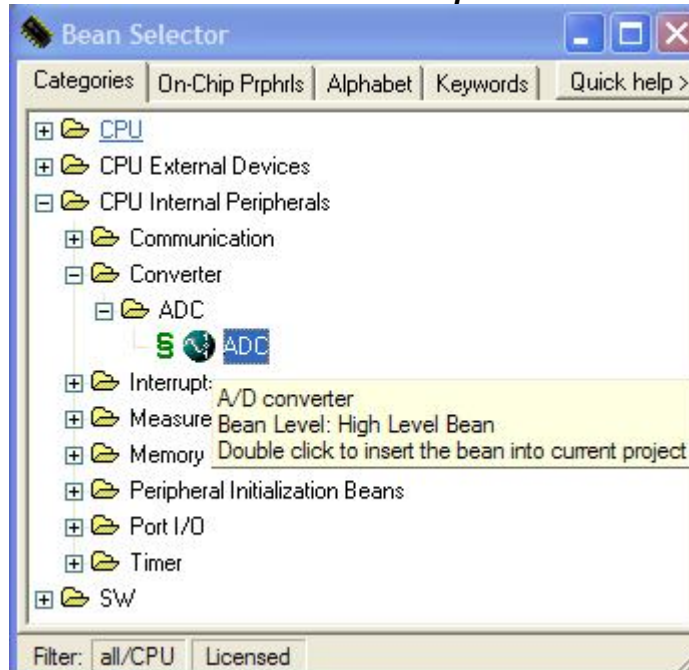
Figura 47. Pines utilizados del DSP56F8323 para la aplicación



Fuente: Autores

En la ventana “**Bean selector**” se encuentran todos los *beans* disponibles que pueden ser usados y configurados. Estos *beans* son agrupados en cuatro categorías que son: CPU, dispositivos internos, externos y software de los *beans*. Cuando se quiere acceder a un periférico se debe ubicar en la carpeta donde se encuentra, luego expandir la carpeta hasta que este disponible y después dar doble *click* con el Mouse sobre el *beans* para que sea añadido al proyecto. Después de ser añadido un *beans* se procede a su confirmación, a continuación se muestra la forma como se puede añadir al proyecto el convertor A/D.

Figura 48. Ventana Bean Selector del *Processor expert*

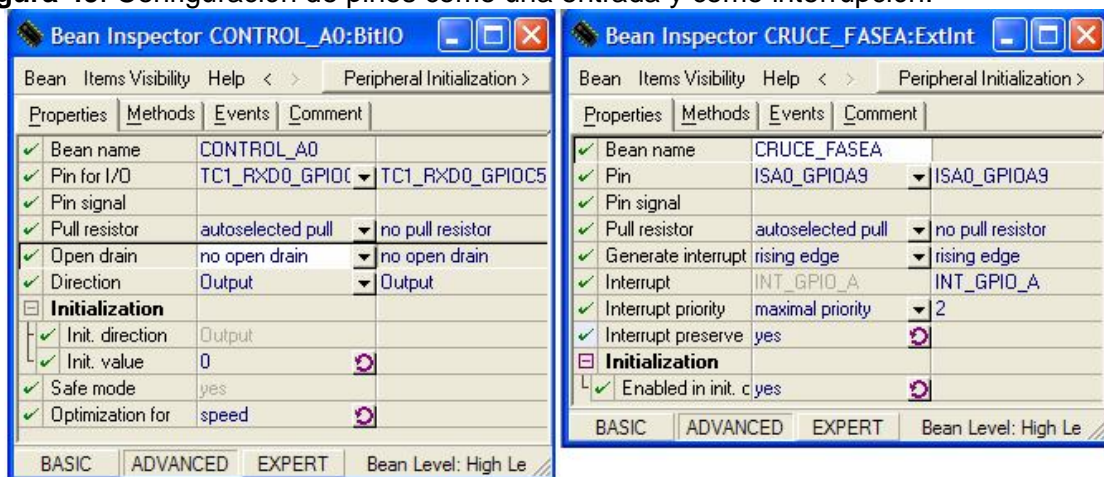


Fuente: Autores

3.1.1. Pines de Propósito General (GPIO)

En la figura 49, se muestra la forma para configurar un pin GPIO como una salida o como una interrupción.

Figura 49. Configuración de pines como una entrada y como interrupción.



Fuente: Autores

Para que un pin funcione como una salida lo primero que se hace es colocar un nombre dependiendo de su aplicación, luego se elige un pin de la lista ofrecida de pines disponibles, luego se direcciona para que funcione como salida. El estado que toma el pin al iniciar el código puede ser alto o bajo (un 1 o 0 lógico), pero este puede ser cambiado a lo largo del programa por medio de las funciones disponibles en los métodos, estas funciones se pueden habilitar para que estén disponibles en el momento que se requiere hacer uso de ellas. De forma análoga como se realiza la configuración para un pin de salida se puede hacer para varios pines.

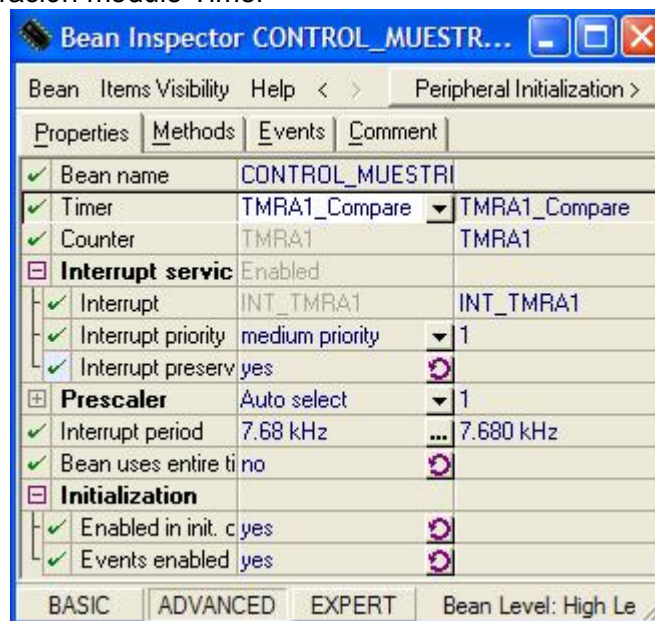
Para que un pin sea programado como una interrupción externa se debe configurar de la siguiente manera: se le asigna un nombre para reconocer la interrupción, se elige el pin que será utilizado, luego se elige de que manera se debe generar la interrupción, que puede ser: cuando haya un flanco de subida, uno de bajada o cualquiera de las dos. Para el presente trabajo se eligió un flanco de subida. Otro parámetro importante es la prioridad de la interrupción, respecto a las demás interrupciones y a la CPU. Para poder inicializar el proceso de interrupciones, la causa que llama a la CPU debe tener un nivel de prioridad mayor que el de la CPU en ese instante, en este trabajo la mayor prioridad se le dio a la interrupción externa debida al detector de cruce por cero y los pulsadores utilizados para la interacción del usuario con las diferentes opciones del menú ofrecida en la pantalla LCD gráfica.

El propósito de una interrupción es ocasionar que el flujo del programa principal sea desviado a ejecutar la función programada en el evento. En los eventos son programadas las rutinas para cada uno de las interrupciones, una vez terminada la rutina perteneciente a la interrupción el programa principal sigue su ejecución en la línea donde fue interrumpido.

3.1.2. Módulo Timer

El módulo Timer se utilizó para la implementación de dos generadores de tiempos de interrupción, el primero se utiliza para realizar el muestreo de las señales de salida del circuito de adecuación de señales con una frecuencia en las interrupciones de $60 \times 128 = 7.68 \text{ kHz}$, con lo cual se logran tomar 128 muestras en un periodo. En segundo lugar se provocan interrupciones con una frecuencia de $60 \times 360 = 21.6 \text{ kHz}$, este Timer se utiliza como un contador de grados a partir de la interrupción de cruce por cero de tal forma que se pueda saber cuando aplicar cada pulso en las puertas de los MOSFETs para que estén en o no en conducción.

Figura 50. Configuración modulo Timer



Fuente: Autores

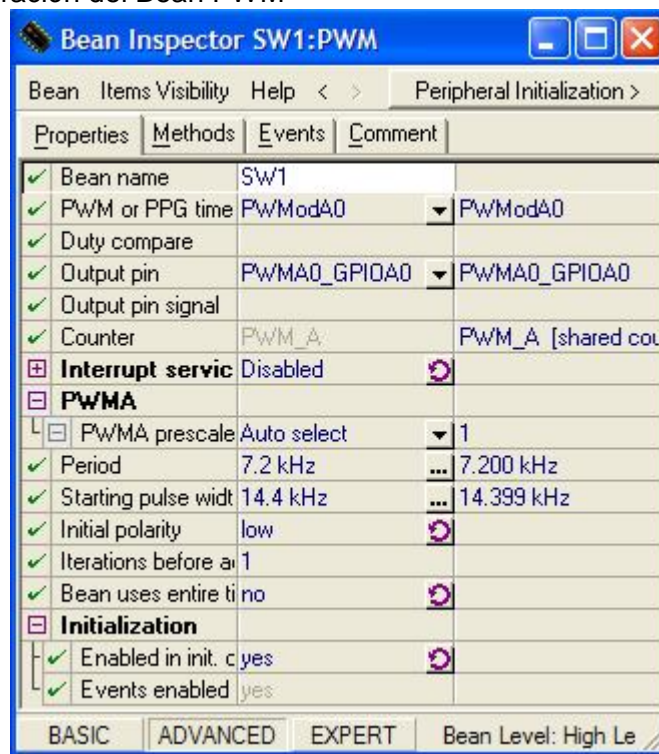
Para la configuración del módulo Timer como un interruptor como lo muestra la figura 50, se le asigna un nombre, luego se selecciona un Timer de la lista, se selecciona el que tiene la propiedad del registro de comparación, luego se selecciona la prioridad de la interrupción y por ultimo se introduce el valor del periodo de interrupción. En los eventos se activan las rutinas pertenecientes a la

activación o desactivación de los eventos y se deja para que el evento quede activado en el momento de iniciarse el programa.

3.1.3. Modulación de ancho de pulso (PWM)

En este proyecto se utilizaron los 6 canales disponibles en el DSP para la generación de pulsos, de tal forma que se puedan habilitar o deshabilitar los MOSFETs de potencia durante cierto intervalo de tiempo en un periodo. Este módulo representa una modulación por ancho de pulso, que permite generar señales con ciclo útil variable y frecuencia fija. Todas las señales de los PWM operan a una misma frecuencia debido a que poseen un solo contador.

Figura 51. Configuración del Bean PWM



Fuente: Autores

Para la configuración de los PWM se utilizaron 6 canales de forma independiente.

Por lo tanto cada uno de ellos debe ser configurado de la siguiente manera: se elige un nombre para el beans, se selecciona uno de los PWMs de la lista de 6 canales, con una frecuencia de $20 \cdot 360 = 7.2\text{kHz}$ que equivale a 20 pulsos por periodo de la señal de salida, el ciclo útil del PWM es del 50%, la polaridad del pulso comienza en bajo y se activa al comenzar el código.

En la ventana de los métodos se activan las funciones de habilitar, deshabilitar, apagar y prender los PWM. Estas funciones son de gran ayuda al momento de implementar los algoritmos de las técnicas de control del rectificador trifásico. Para la implementación de algunas de las técnicas de control de rectificación es importante que los canales PWM se puedan también configurar como pines GPIOs, esto se logra deshabilitando los PWMs y luego poniéndolos en bajo o alto según se requiera. A continuación se muestran las funciones y sus características.

SW1_Disable(); //Deshabilita el canal quedando en el ultimo estado.

SW1_ClrValue(); //La polaridad del canal queda en bajo.

SW1_SetValue(); //La polaridad del canal esta en alto.

SW1_Enable(); //Se habilita de nuevo el canal como pin dedicado PWM.

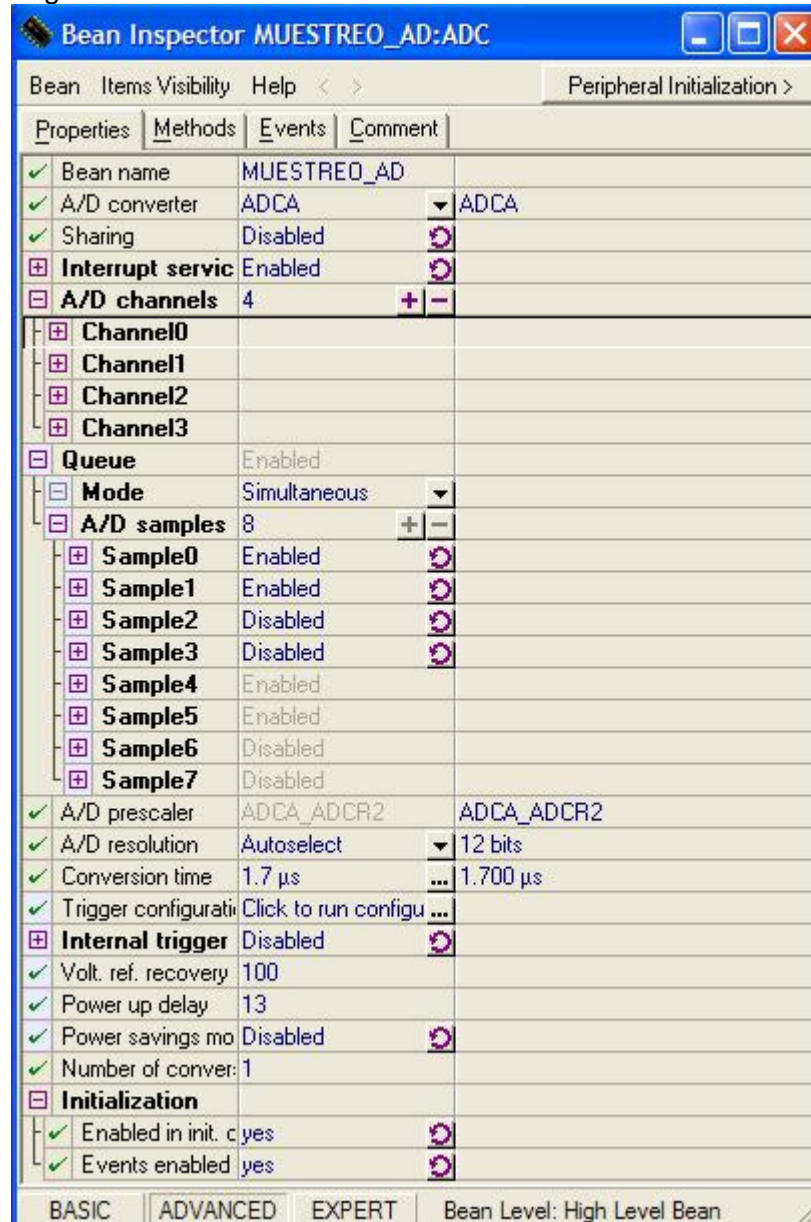
3.1.4. Conversor ADC

Para efectos de ésta aplicación se utilizaron 4 canales de los 8 disponibles en el módulo ADC. Para la correcta configuración del conversor A/D se utilizó el Bean del ADC disponible en la ventana “*Bean selector*” y algunos registros del ADC que permiten configurar otras características adicionales como apagar los canales que no se estén utilizando, seleccionar el modo de muestreo y la selección del divisor de reloj.

En la Figura 52, se muestran las principales propiedades del Bean ADC, donde primero se le asigna un nombre al *Bean*, luego se selecciona el único conversor A/D que posee este DSP, también se eligen 4 de los 8 canales que posee el

módulo, se escoge el modo simultánea para los 4 canales, luego quedan habilitadas las muestras 0 y 4 y 1 y 5. Para el tiempo de conversión se elige el mínimo posible que es de 1.7 (us).

Figura 52. Configuración del Bean ADC



Fuente: Autores

Adicional a las características del Bean ADC se utilizaron los siguientes registros para configurar otras características del conversor A/D y la realización del muestreo, estos son:

- **Registro1 de Control ADC (ADCR1)**

En este registro se inicia una conversión, se realiza la configuración de canales y se hace la elección del modo de muestreo. La figura 53, muestra el registro junto con los nombres de cada uno de los 16 bits.

Figura 53. Registro de control ADCR1

Base + \$0	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	0	STOP	0	SYNC	EOSIE	ZCIE	LLMTIE	HLMTIE	CHNCRG				0	SMODE		
Write			START													
Reset	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1

Fuente: Hoja de datos 56F8323

Para el control del modo de muestreo se utilizan los Bits del 2 al 0, la tabla 4 muestra las diferentes posibilidades de muestreo que ofrece.

Tabla 4. Configuración de los modos de muestreo

SMODE	Modo de muestreo
000	Una vez secuencial
001	Una vez secundaria
010	Lazo secuencial
011	Lazo simultaneo
100	Secuencial por disparo
101	Simultaneo por disparo
110	Reservado

Fuente: Autores

▪ **Registro2 de Control ADC (ADCR2)**

Para éste registro los Bits del 5 al 15 son reservados y no pueden ser modificados por el usuario, y los restantes Bits permiten seleccionar el divisor de reloj del ADC, este se debe mantener a una velocidad más lenta que el reloj del sistema.

Figura 54. Registro de control ADCR2

Base + \$1	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	DIV				
Write																
Reset	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1

Fuente: Hoja de datos 56F8323

Para la elección del valor de la frecuencia a la cual debe trabajar el ADC se debe aplicar la siguiente ecuación:

$$F_{ADC} = \frac{(F_{IPR})}{2N}$$

Donde,

N: es el valor del divisor del reloj

F_{ADC} : es la frecuencia del conversor A/D

F_{IPR} : es la frecuencia de reloj del IPBus

Si se trabaja con una frecuencia de reloj del IPBus de 60MHz y como la frecuencia de Reloj del ADC debe ser máxima de 5MHz, entonces se requiere que el valor del divisor de reloj sea mínimo de 5.

▪ **Registro para deshabilitar las muestras del ADC (ADSDIS)**

Este registro permite la habilitación y la deshabilitación de los canales para el proceso de muestreo. Para éste proyecto se habilitan con un cero lógico los canales AN0, AN1, AN4 Y AN5, los cuales reciben las 4 señales de la salida de la etapa de adecuación de señales en la tarjeta del rectificador trifásico. Los demás

canales son deshabilitados con un uno lógico. La figura 55, muestra el registro con sus respectivos Bits.

Figura 55. Registro ADSDIS

Base + \$5	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	0	0	0	0	0	0	0	0	DS7	DS6	DS5	DS4	DS3	DS2	DS1	DS0
Write																
Reset	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Fuente: Hoja de datos 56F8323

▪ **Registro de estado del ADC (ADSTAT)**

Para éste trabajo es de gran importancia el bit 15 de nombre CIP, este bit proporciona información sobre el estado actual del módulo ADC. Cuando se comienza una conversión se debe monitorear el estado del bit CIP, el cual indica si hay una conversión en proceso. Cuando este bit se encuentra en estado alto significa que hay una conversión en proceso y se debe esperar que su estado cambie de nuevo a cero para proceder a leer los valores de las muestras en los respectivos canales y poder guardarlos en un vector.

Figura 56. Registro ADSTAT

Base + \$6	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	CIP	0	0	0	EOSI	ZCI	LLMTI	HLMTI	RDY7	RDY6	RDY5	RDY4	RDY3	RDY2	RDY1	RDY0
Write																
Reset	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Fuente: Hoja de datos 56F8323

▪ **Registro de resultados del ADC (ADRSLT0-7)**

Después de que haya terminado una conversión, los valores de las muestras quedan en los ocho registros de resultados, se tiene un registro por cada canal. De manera que por medio de estos registros, se puede leer el resultado de la conversión de cada canal. La resolución del conversor es de 12 bits, desplazados los tres menos significativos se tendría un orden de conversión en decimal de hasta 32760 niveles de conversión.

Figura 57. Registro ADRSL T0-7

Base + \$9-10	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
Read	SEXT	RSLT												0	0	0
Write		TEST_DATA														
Reset	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Fuente: Hoja de datos 56F8323

Es importante a la hora de analizar los resultados de la medición realizada por el ADC que este valor esta relacionado con el verdadero valor de tensión de entrada al canal por medio de la siguiente ecuación:

$$Single\ Ended\ Value = round\left(\frac{V_{IN} - V_{REFLO}}{V_{REFH} - V_{REFLO}} \times 4095\right) \times 16$$

Donde,

V_{IN} : tensión aplicada en el terminal de entrada del ADC

V_{REFH} : tensión de referencia alta del ADC

V_{REFLO} : tensión de referencia baja del ADC

Para la toma de muestras de los cuatro canales se utilizó el modo simultáneo por disparo, el cual permite muestrear dos canales al mismo tiempo; cuando termina el muestreo de los dos primeros sigue con los dos siguientes, permitiendo ahorro de tiempo en el proceso de conversión. Para la configuración del módulo ADC, primero se configuró el Bean ADC explicado anteriormente y después en el programa principal se utilizaron los registros para elegir el modo de muestreo, la selección del divisor de reloj y habilitar los canales que se utilizan para el muestreo de las señales mientras que los demás canales deben permanecer apagados. A continuación se muestra la implementación en lenguaje C.

```
setReg(ADCA_ADCR1,5); // modo de muestreo simultáneo por disparo
setReg(ADCA_ADCR2,5); // selección de divisor de reloj
setReg(ADCA_ADSDIS,0xCC); // Habilita los 4 canales y apaga los demás
```

Para realizar la adquisición de datos se utilizó un generador de tiempo de interrupción implementado por medio de un *Timer*, con una frecuencia de interrupción de 7.68kHz, de tal forma que una vez haya detectado un cruce por cero, se leen 128 muestras de cada una de las cuatro señales y se almacenan en sus respectivos vectores, para luego realizar un procesamiento matemático de las muestras y hallar los parámetros de rendimiento del rectificador trifásico. La forma como quedó implementado en lenguaje C el muestreo es el siguiente:

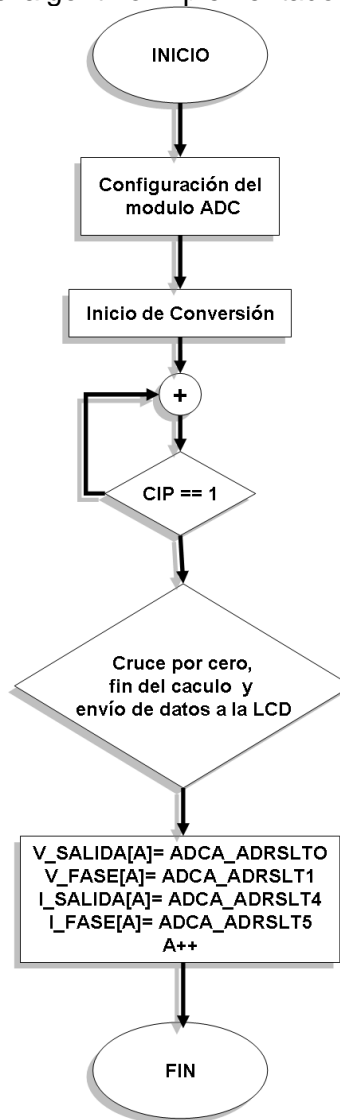
```

setRegBit(ADCA_ADCR1,START); // se coloca en alto el bit START
while(getRegBit(ADCA_ADSTAT,CIP)){} // se espera que cambie el bit CIP
V_SALIDA[A]=ADCA_ADRSLT0; // se guarda el valor de la muestra 1
V_FASE[A]=ADCA_ADRSLT1; // se guarda el valor de la muestra 2
I_SALIDA[A]=ADCA_ADRSLT4; // se guarda el valor de la muestra 3
I_LINEA[A]=ADCA_ADRSLT5; // se guarda el valor de la muestra 4

```

En la Figura 58, se muestra el diagrama de flujo del algoritmo implementado para el muestreo de las señales.

Figura 58. Diagrama de flujo del algoritmo implementado para el muestreo de señales



Fuente: Autores

3.2 LA TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER (FFT)

La FFT constituye uno de los mayores desarrollos en la tecnología de tratamientos de señales, sus diversas aplicaciones surgen de sus raíces: la transformada discreta de *Fourier*, y de ahí la transformada de *Fourier*. La evolución de la informática, particularmente la del ordenador personal, ha hecho de la FFT una herramienta de análisis manejable y potente. Sin un algoritmo eficiente que calcule la DFT, no sería posible usar la transformada de Fourier en aplicaciones con DSPs

en donde se necesita que el procesamiento de datos se de en tiempo real, ya que la aplicación directa de la DFT resultaría tediosa. La definición de la FFT es la misma que la DFT pero el método de cálculo difiere.

Los algoritmos básicos de la FFT implican una aproximación de división y arreglos, en el cual una DFT de N puntos se divide sucesivamente dentro de DFTs muy pequeñas. Muchos algoritmos han sido desarrollados para el cómputo de la transformada discreta de Fourier, entre los más importantes tenemos: decimación en tiempo, decimación en frecuencia, algoritmo de Goertzel, entre otros.

Todos estos algoritmos están encaminados ha disminuir el número de multiplicaciones y sumas complejas de tal forma que la velocidad de computo se incremente, para éste trabajo se hizo la implementación del algoritmo de diezrado en el tiempo; en la tabla 5, se muestra un análisis de la velocidad de computo de la DFT.

Tabla 5. Tabla comparativa entre el cálculo directo de la DFT y el algoritmo de diezrado en el tiempo.

Número de Puntos (N)	Cálculo directo de la DFT		Algoritmo FFT de base 2		Factor de mejora de la velocidad
	Multiplicaciones Complejas (N ²)	Sumas complejas (N ² -N)	Multiplicaciones complejas (N/2)log ₂ N	Sumas complejas (N/2)log ₂ N	
4	16	12	4	8	4
16	256	240	32	64	8
32	1024	992	80	160	12.8
64	4096	4032	192	384	21.3
128	16384	16156	448	896	36.6
256	65536	65280	1024	2048	64

3.2.1. Algoritmo de FFT mediante diezmado en el tiempo

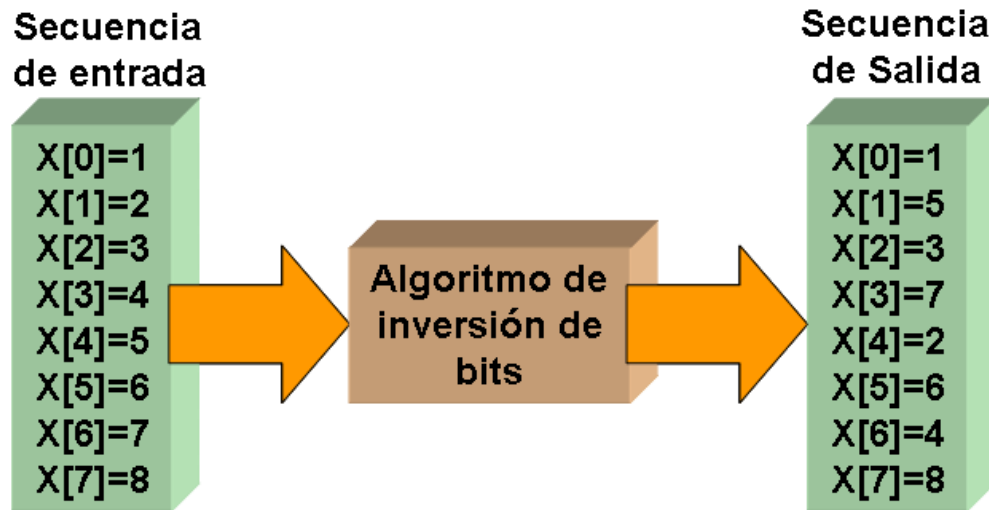
Este algoritmo recibe su nombre del hecho de que en el proceso de estructurar los cálculos en transformaciones más pequeñas, la secuencia $x[n]$ (que generalmente se considera una secuencia temporal), se descompone en subsecuencias sucesivamente más pequeñas⁷.

El principio del algoritmo de diezmado en el tiempo se ilustra más convenientemente considerando el caso especial de que el número de muestras N es una potencia entera de 2. Para la aplicación del algoritmo del diezmado en el tiempo, lo primero que se debe hacer una vez obtenida la secuencia es una inversión de bits para un reordenamiento de la secuencia original. Para una mejor comprensión vamos a suponer una secuencia de 8 datos.

La secuencia de salida se organiza en orden de bit inverso para garantizar que la secuencia de salida la cual contiene los coeficientes de la DFT, este en orden normal. Si este ordenamiento no se hace, entonces la secuencia de salida se encuentra en orden de bit inverso, para hacer un uso más eficiente de la memoria del DSP el algoritmo de inversión de bits utiliza el mismo vector de las muestras para reorganizar la secuencia de salida. En la figura 59, se muestra la forma como funciona este algoritmo.

⁷ OPPENHEIM A., SCHAFFER R., BUCK J., Tratamiento De Señales En Tiempo Discreto, Prentice Hall, 2 edición, pp. 634.

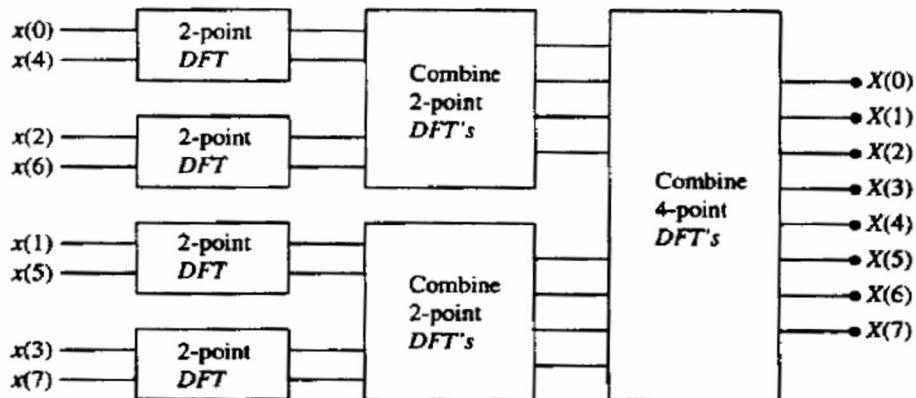
Figura 59. Algoritmo de inversión de bits



Fuente: Autores

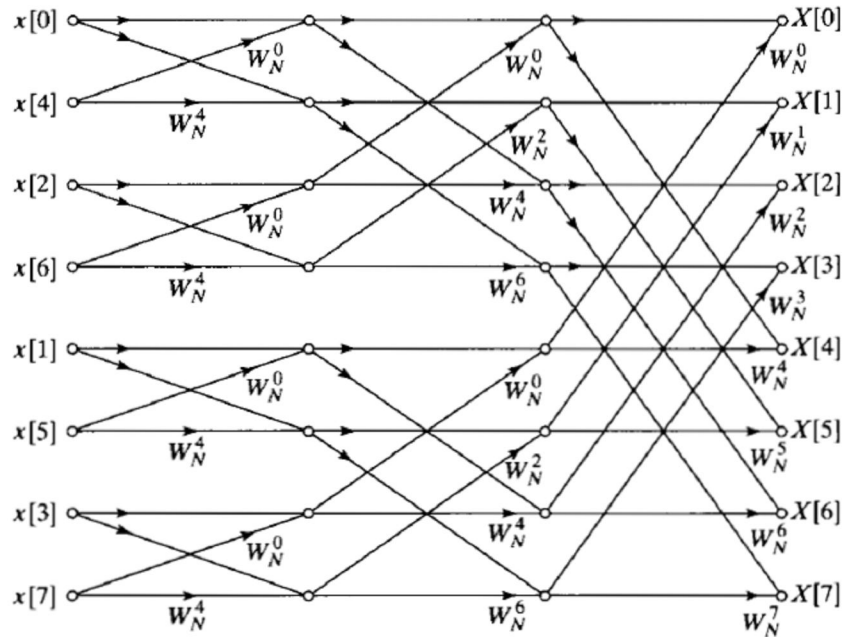
Una vez se ha organizado el vector de entrada el siguiente paso es la aplicación del algoritmo de diezmado en el tiempo. En el siguiente diagrama se muestran las etapas en las que se realiza el cálculo de la FFT de una secuencia de 8 muestras.

Figura 60. Etapas en el cálculo de la FFT de 8 puntos



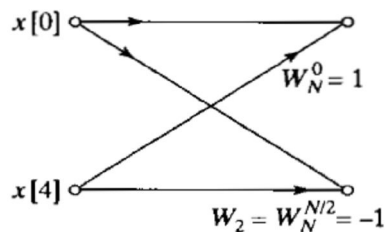
En la figura 60, se observa como una FFT resulta del cálculo por etapas de DFTs de dos puntos. El algoritmos de diezmado en el tiempo sienta su base en divisiones sucesivas de calculo. En la figura 61, se muestra la forma del algoritmo para la FFT de diezmado en el tiempo.

Figura 61. Algoritmo para la FFT de diezrado en el tiempo de 8 puntos



De acuerdo a la figura 61, el cálculo se realiza en tres etapas, cada una de las etapas consiste en aplicar las operaciones de una DFT de dos puntos o mariposa. En general cada mariposa implica una multiplicación y dos sumas complejas. Si suponemos una secuencia de N puntos, tenemos $N/2$ mariposas por cada etapa del proceso y $\log_2 N$ etapas de mariposas. Por lo tanto, podemos guardar el resultado de cada operación de la mariposa en las mismas posiciones de sus operandos, con lo anterior se necesita una cantidad fija de memoria, que son $2N$ registros de almacenamiento para guardar los resultados de N números complejos.

Figura 62. Mariposa básica del algoritmo para la FFT de diezrado en el tiempo



Fuente: Autores

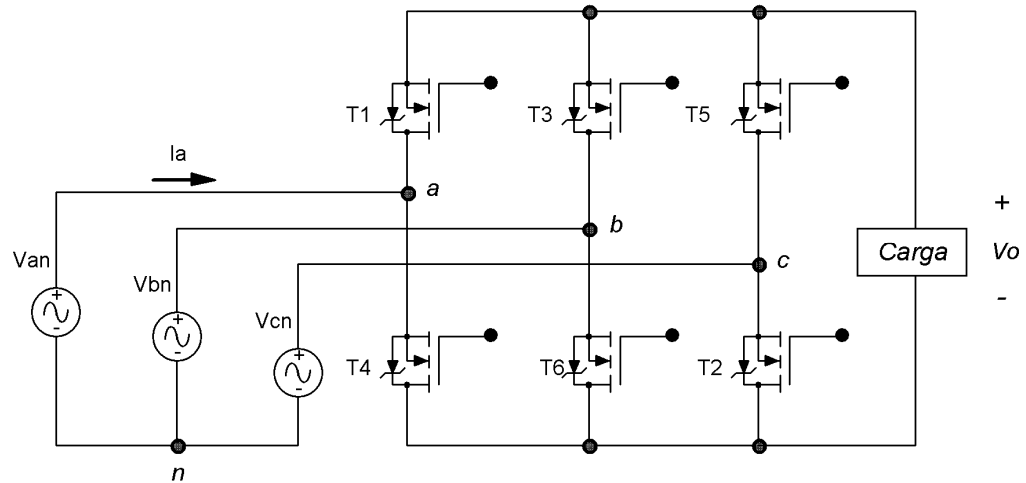
3.3. DISEÑO DE ALGORITMOS PARA LA IMPLEMENTACIÓN DE LAS TÉCNICAS DE CONTROL EN EL RECTIFICADOR

Para la implementación de cada una de las técnicas de control se debe tener claro el funcionamiento del sistema total. Primero se tiene un circuito de detección de cruce por cero que permite tener una referencia de una de las señales de fase en la entrada del sistema rectificador trifásico. Esta señal debe ser leída por uno de los pines del DSP cada vez que ocurra un cruce por cero de la señal de fase y se deben generar pulsos por medio del módulo PWM del DSP que se encargan de activar o desactivar los MOSFETs de potencia aplicando un ciclo de trabajo para cada uno de los MOSFET durante un periodo.

Los pulsos generados por los PWMs deben ser acondicionados por el circuito de disparo y bloqueo, el cual se encarga de poner las señales a los niveles de tensión adecuados que se aplican en las compuertas de los MOSFETs de potencia para que estos actúen como interruptores. Las señales del rectificador trifásico tanto a la entrada como a la salida son puestas a los niveles de tensión que requiere el DSP y luego filtrada por medio de un filtro pasa bajo y enviadas al DSP para realizar el muestreo y cálculo de parámetros de rendimiento que luego son enviados a la pantalla LCD gráfica.

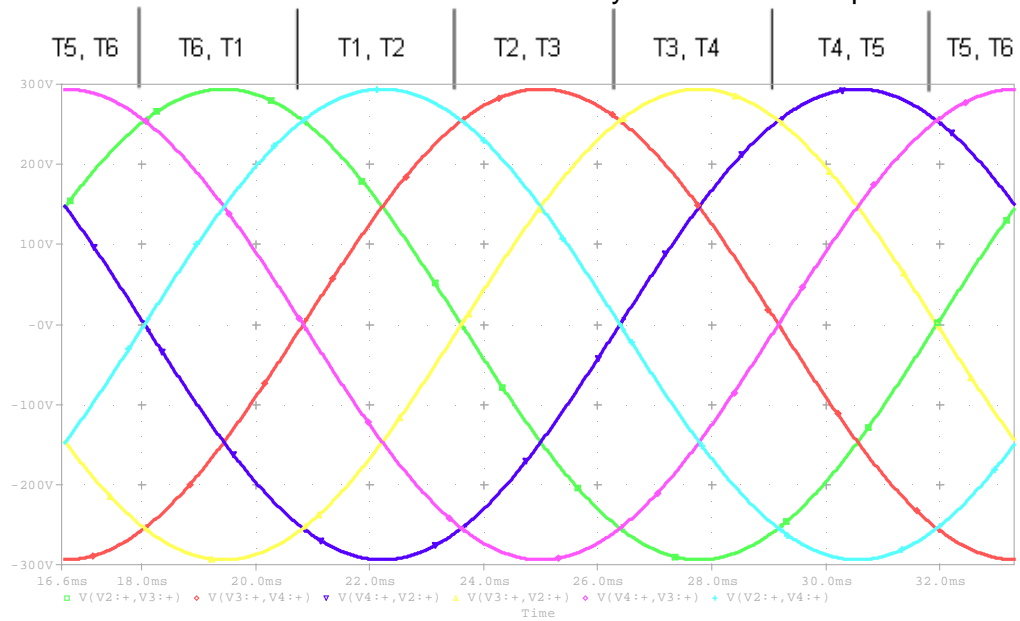
En la figura 64, se observa que existen seis posibles combinaciones de tensiones de línea, cada una de ellas desfasadas 60° y la tensión de salida en la carga es una de las tensiones de línea del generador, por lo tanto se deben generar los pulsos de control PWM con una secuencia de disparo de 60° . La secuencia de disparo de los interruptores debe ser T1-T2, T2-T3, T3-T4, T4-T5, T5-T6 Y T6-T1. Esta secuencia de disparo debe mantenerse constante en cada detección de cruce por cero.

Figura 63. Rectificador Trifásico controlado



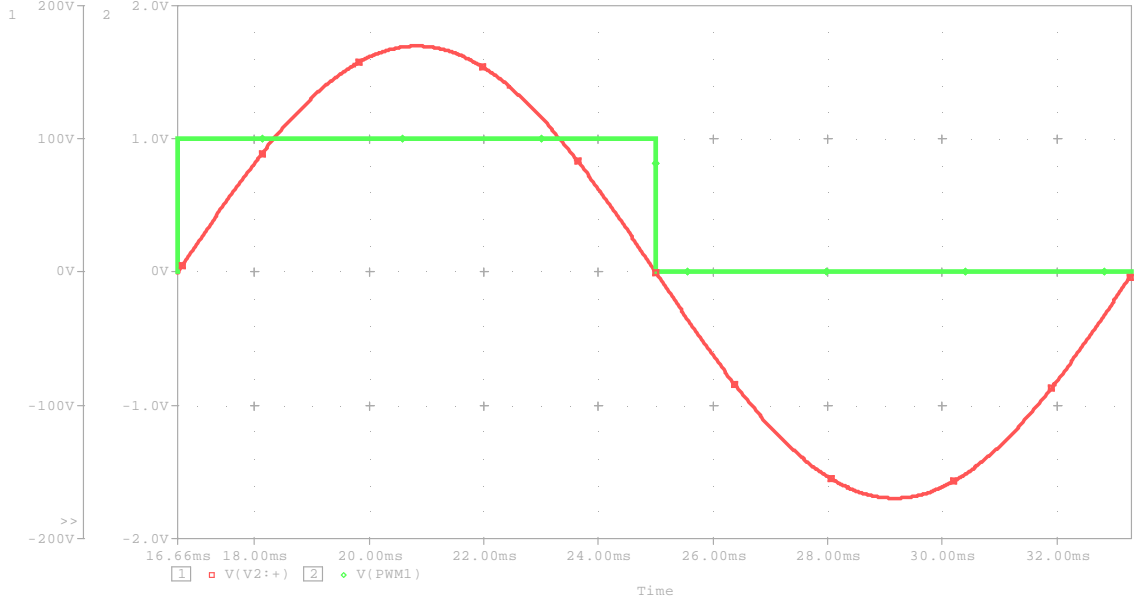
Fuente: Autores

Figura 64. Fuentes de tensión de líneas de entrada y secuencia de disparo



Fuentes: Autores

Figura 65 .Detector de cruce por cero de la fase A



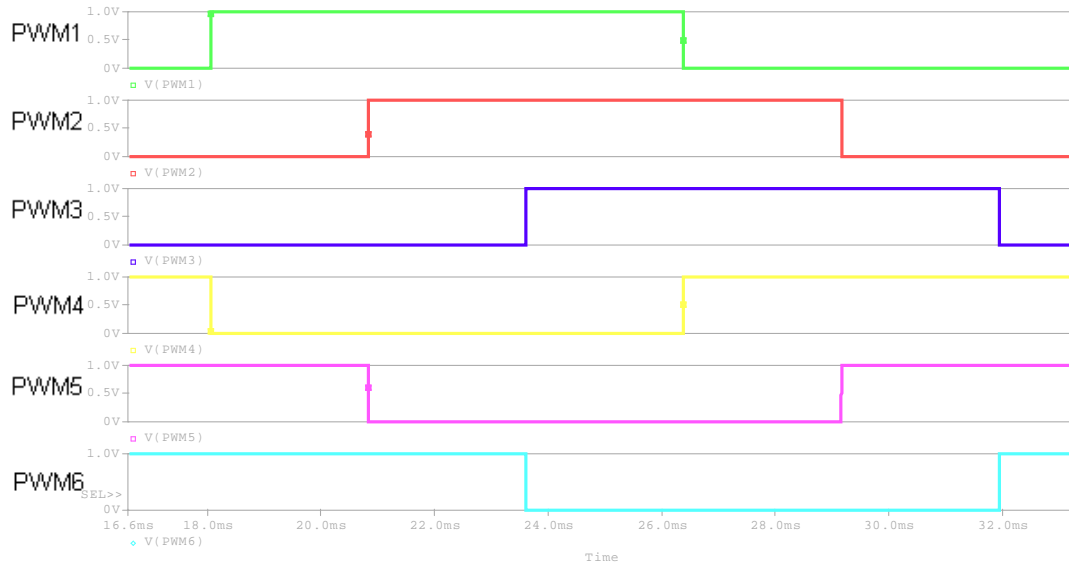
Fuente: Autores

La figura 65 muestra la seña de cruce por cero, cuya referencia es la Fase A, a partir de este, se puede saber la secuencia de disparo de los interruptores. Cuando ocurre un flanco de subida de la seña de cruce por cero, en ese instante se supone que están conduciendo T5 y T6, cuando han transcurrido 30° la tensión de la fase A se hace mayor que la tensión en la fase C, en ese instante se enciende T1 y la tensión de la carga la genera T1 y T6 que es la tensión de línea de mayor valor instantáneo comparada con la tensión de línea de T5 y T6. A partir de 90° la tensión en la fase C se hace más negativa que la tensión de la fase B, entonces si se le aplica un pulso sostenido a la compuerta de T2 queda en conducción con T1. De ésta misma forma se puede seguir haciendo el análisis hasta obtener la secuencia de todos los MOSFETS.

Se procede a encontrar cuanto es lo máximo que podría conducir T1 si los demás MOSFETS de potencia no reciben el pulso en la compuerta que les permita entrar en conducción. De acuerdo al análisis anterior, si están conduciendo la pareja T1 y T2 y no se generan más pulsos, esta pareja conducirá hasta 120° que es donde la

tensión de línea se hace cero y los MOSFETs de ahí en adelante quedan polarizados inversamente. Esto concluye que T1 puede conducir de 30° a 210° . En la figura 66, se muestra la secuencia de los pulsos que se aplican en las puertas de cada uno de los MOSFETs de potencia.

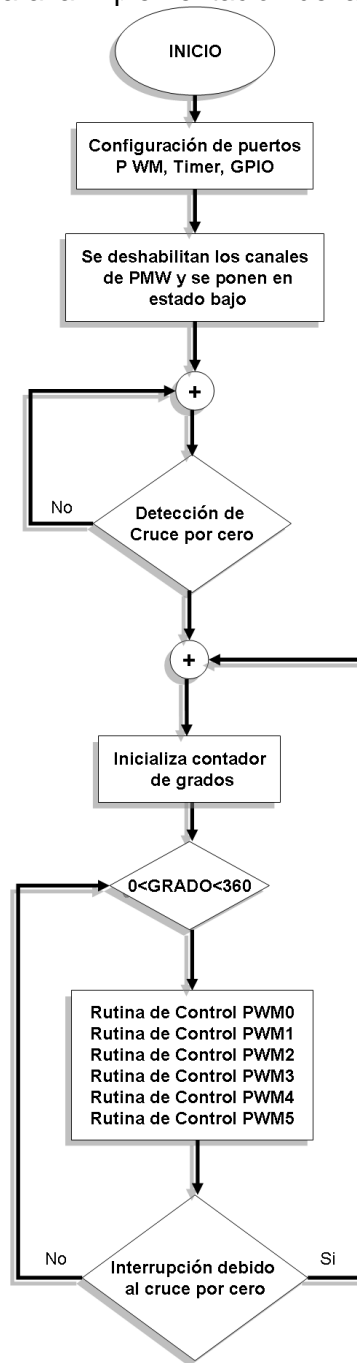
Figura 66. Señal PWM de activación y desactivación a los MOSFETs



Fuente: Autores

Para la implementación de cada una de las técnicas de control, se configuró cada uno de los pines PMW, luego se deshabilitan para que puedan ser utilizados como pines de propósito general o como pines de modulación de ancho de pulso. Para los primeros tres casos de rectificación los pines PWM se utilizan como pines de propósito general, los cuales se ponen en estado alto o bajo dependiendo si debe o no estar en conducción el MOSFET. En los demás casos se deben trabajar estos pines como pines dedicados a la modulación de ancho de pulso.

Figura 67. Algoritmo general para la implementación de las técnicas de control

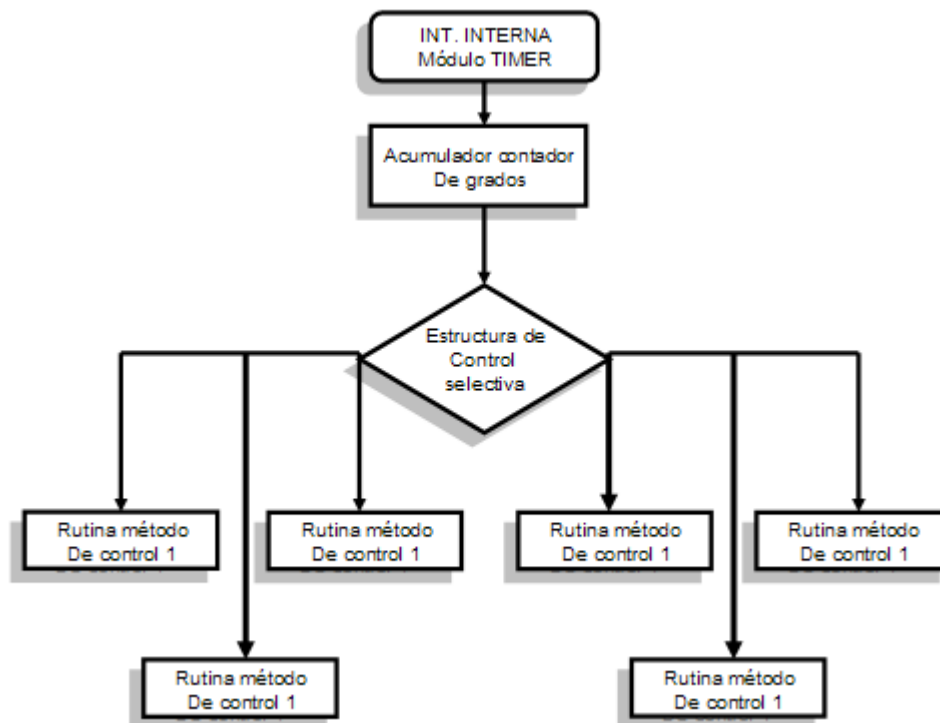


Fuente: Autores

En la figura 67, se muestra un algoritmo general para la implementación de cada una de las técnicas de control. Por medio del módulo Timer se generan

interrupciones con una frecuencia de 21.6 kHz, que corresponde 1° de la señal de entrada de 60Hz, por medio de un contador se lleva un registro de los grados que transcurren a partir de la detección de cruce por cero y con esta información se da la secuencia de disparo de los PWM por cada periodo. Una vez se haya detectado otro cruce por cero de la fase A, se hace un retardo de 30° para sincronizar la secuencia con la tensión de línea de las fases y se vuelve a repetir la secuencia de disparo.

Figura 68 Algoritmo para la elección de los diferentes casos de rectificación.



Fuente: Autores

El usuario tiene la opción de elegir uno de los seis métodos de rectificación por medio del menú ofrecido en la pantalla LCD implementado con cinco pulsadores, una vez el usuario haya seleccionado un caso de rectificación se espera a que haya una interrupción externa debida al detector de cruce por cero y se comienzan aplicar las secuencias de disparo correspondientes al método de rectificación

seleccionado. En la figura 68, se observa el algoritmo implementado para la elección de los diferentes métodos de rectificación, estos métodos son implementados en los eventos y no en el programa principal, con esto se logra que al mismo tiempo que se mantienen los pulsos en las puertas de los *MOSFETs* se realice al mismo tiempo el muestreo y adquisición de datos.

3.4. INICIALIZACIÓN Y MANEJO DE LA PANTALLA GRÁFICA LCD

Para la inicialización de la pantalla LCD gráfica se debe enviar al controlador SED133F una serie de comandos, cada uno de estos comandos posee unos determinados parámetros que permiten determinar las características de funcionamiento. El conjunto de comandos para la configuración de la LCD gráfica se pueden clasificar según su función en las siguientes categorías:

Control de sistema. Estos comandos se encargan de controlar y configurar la operación de todo el sistema, una mala elección de sus parámetros se puede reflejar en líneas de barrido horizontal, refrescamiento de pantalla titilante, píxeles encendidos y apagados erróneamente, entre otros. Dentro de este grupo se encuentran los comandos SYSTEM SET y SLEEP IN.

Control de visualización. Su función es controlar los efectos visuales tales como el encendido y apagado de pantallas, desplazamientos, generación de caracteres y superposición de pantallas. Se encuentra formado por los comandos son: DIS ON/OFF, SCROLL, CSRFORM, CGRAM ADR, CSRDIR, HDOT SCR y OVLAY.

Control de direccionamiento. Se encarga de direccionar la memoria de video. Esta formado por CSRW y CSRR.

Control de memoria. Se encarga de realizar operaciones de lectura y escritura de datos sobre la memoria de video. Compuesta por los comandos MWRITE y MREAD.

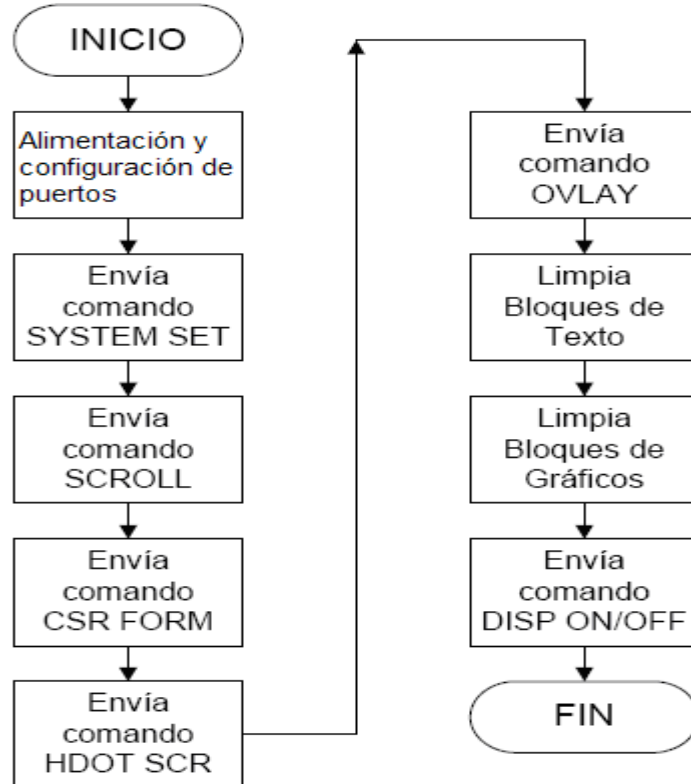
En la tabla 6, se muestran cada uno de estos comandos junto con sus respectivas características y funciones en la inicialización de la pantalla LCD.

Tabla 6. Comandos inicialización y manejo de la pantalla grafica LCD

COMANDO	CODIGO	DESCRIPCIÓN
SYSTEM SET	0x40	Posee 8 parámetros, cada uno con sus respectivos bits. Inicializa el reloj interno, deshabilita la pantalla y cancela el modo de bajo consumo (SLEEP). El solo uso de estos parámetros inicializa el dispositivo.
SLEEP IN	0x53	No dispone de parámetros. Al activar las operaciones de bajo consumo automáticamente se suspenden las operaciones de control sobre la LCD.
DISP ON/OFF	0x58	La función de este comando es la de controlar el encendido de las diferentes capas de gráfico o texto, del cursor o de toda la pantalla, posee un solo parámetro de control.
SCROLL	0x44	Este comando es el encargado de configurar el lugar que ocupan las diferentes capas de video junto con su extensión.
CSRFORM	0x5D	Es el encargado de establecer el tamaño vertical y horizontal del cursor, como también la forma que tendrá.
CGRAM ADR	0x5C	Se encarga de fijar el inicio de un bloque de memoria dentro de la pantalla virtual que será utilizado para la creación de caracteres definidos por el usuario.
CSR DIR	0x4C - 0x4F	Este comando establece la dirección de desplazamiento del cursor, y por ende la del texto o datos ha escribir en la memoria de video.
HDOT SCR	0x5A	Permite realizar desplazamientos suaves de píxel a píxel en forma horizontal.
OVLAY	0x5B	Este comando permite al usuario escoger el modo de operación del módulo LCD y la técnica de superposición de capas de video que va a aplicarse en cualquiera de los modos.
CSRW	0x46	Permite definir la dirección del cursor para posteriormente realizar una operación de escritura.
CSRR	0x47	Con este comando se fija la dirección de lectura de datos.
MWRITE	0x42	Su función es la escritura en la memoria de la pantalla LCD.
MREAD	0x43	Este comando permite leer desde la memoria de la pantalla.

Es importante tener en cuenta que después de enviar un comando seguidamente se deben enviar los datos correspondientes a dicho comando para la correcta configuración de la pantalla. A continuación se muestra el diagrama de flujo del algoritmo implementado para la inicialización de la pantalla LCD gráfica.

Figura 69. Algoritmo para la inicialización de la pantalla LCD gráfica



Fuente: Autores

La pantalla LCD gráfica se inicializó con las siguientes características:

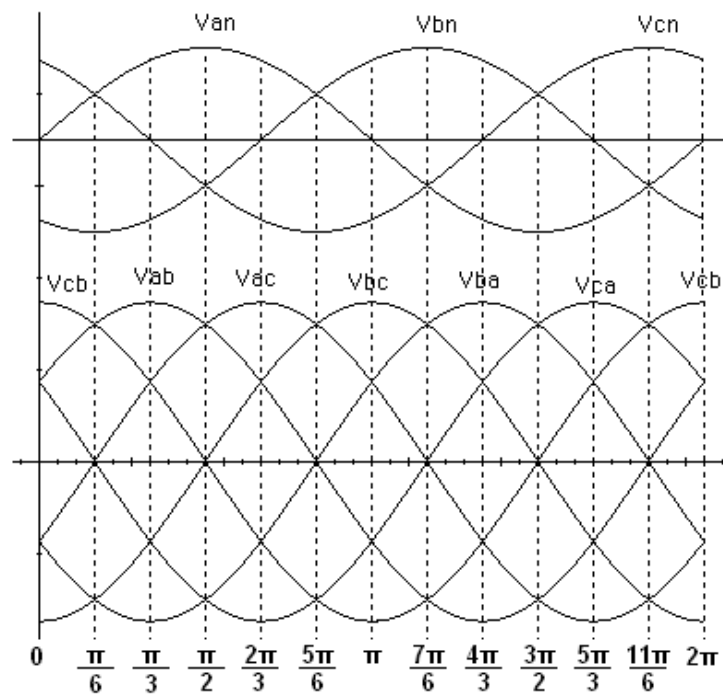
- Generador de caracteres interno
- 8 líneas por carácter
- Configuración panel simple
- Tamaño vertical del carácter: 8 píxeles
- Tamaño horizontal del carácter: 8 píxeles

- Ancho de la pantalla virtual: 32 direcciones
- Tamaño vertical de la pantalla en píxeles: 128 líneas
- Traslape sobre la pantalla LCD de texto y gráfico
- Bloque de la memoria de texto: 0x0000 a 0x0FFF (4096 Espacios)
- Bloque de la memoria de gráfico: 0x1000 a 0x1FFF (4096 Espacios)

4. PRUEBAS Y RESULTADOS

Una vez diseñado el sistema total y realizadas las conexiones entre las tres tarjetas, se hizo la verificación del correcto funcionamiento de la cada una de las etapas del sistema, ya comprobado el funcionamiento del prototipo se procedió a calibrar los sensores de corriente y de tensión implementados para la adecuación de cada una de las cuatro señales que se deben muestrear. La calibración y ajuste se hizo por medio de software utilizando uno de los osciloscopios disponibles en el laboratorio. Los resultados obtenidos por medio de la pantalla LCD gráfica tanto de la forma de la señal de salida del rectificador trifásico como de los parámetros de rendimiento se comparan con los datos obtenidos de: simulación del sistema por medio de la herramienta ORCAD, un osciloscopio del laboratorio y los resultados obtenidos por medio del análisis matemático para los diferentes casos de rectificación.

Figura 70. Voltajes de alimentación de fase y líneas de un sistema trifásico



Fuente: Autores

La figura 70, muestra las formas de onda de los voltajes de entrada del sistema trifásico las cuales considerando secuencia positiva, se definen como:

$$v_{an} = V_m \text{sen}(\omega t) \quad \text{Ecuación 17}$$

$$v_{bn} = V_m \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{Ecuación 18}$$

$$v_{cn} = V_m \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{Ecuación 19}$$

Los voltajes de línea correspondientes son:

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3}V_m \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad \text{Ecuación 20}$$

$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = \sqrt{3}V_m \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{Ecuación 21}$$

$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an} = \sqrt{3}V_m \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{Ecuación 22}$$

4.1. CONTROL POR VARIACIÓN DE ÁNGULO DE RETRASO

El voltaje promedio a la salida se determina a partir de:

$$V_{DC} = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} v_{ab} d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} \sqrt{3}V_m \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)$$

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos(\alpha) \quad \text{Ecuación 23}$$

El máximo voltaje promedio de salida para el ángulo de retraso $\alpha = 0$, es

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \quad \text{Ecuación 24}$$

El valor RMS del voltaje de salida se determina a partir de:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} v_{ab}^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} 3V_m^2 \text{sen}^2\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)}$$

$$V_{RMS} = \sqrt{3}V_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos(2\alpha)}$$

Ecuación 25

La corriente de entrada se puede expresar en series de Fourier como:

$$i_s(t) = I_{DC} + \sum_{n=1,2,3,4,\dots}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \text{sen}(n\omega t))$$

Ecuación 26

Donde: $a_0 = I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) d(\omega t) = 0$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

Ecuación 27

$$a_n = \frac{\sqrt{3}V_m}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \cos(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{2}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \cos(n\omega t) d(\omega t) \right] \\ + \frac{\sqrt{3}V_m}{\pi} \left[\int_{\frac{7\pi}{6}+\alpha}^{\frac{3\pi}{2}+\alpha} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \cos(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{3\pi}{2}+\alpha}^{\frac{11\pi}{6}+\alpha} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \cos(n\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t)$$

Ecuación 28

$$b_n = \frac{\sqrt{3}V_m}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{2}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) \right] \\ + \frac{\sqrt{3}V_m}{\pi} \left[\int_{\frac{7\pi}{6}+\alpha}^{\frac{3\pi}{2}+\alpha} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{3\pi}{2}+\alpha}^{\frac{11\pi}{6}+\alpha} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) \right]$$

Dado que $I_{DC} = 0$, la corriente de entrada se puede escribir como:

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \sqrt{2}I_{nS} \text{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

Ecuación 29

Donde,

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n}$$

Ecuación 30

El valor RMS de la corriente de la *n*-ésima armónica de entrada esta dada por:

$$I_{nS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

Ecuación 31

4.1.1. Resultados teóricos

Aplicando las ecuaciones se obtuvieron los siguientes resultados, con $V_m = 100V$,
 Carga $R = 50\Omega$

Tabla 7. Parámetros de rendimiento calculados de forma teórica, aplicados al control por variación de ángulo de retraso

α	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	P_{DC}	P_{AC}	η
0°	165.39	165.54	1.0009	0.042	547.134	548.09	99.82%
15°	159.76	160.44	1.0043	0.0926	510.48	514.85	99.15%
30°	143.23	145.61	1.0166	0.1827	410.35	424.05	96.77%
45°	116.95	122.47	1.0472	0.3108	273.56	300	91.19%
60°	82.7	93.79	1.1342	0.5351	136.78	175.95	77.74%

4.1.2. Resultados por simulación⁸

Tabla 8. Parámetros de rendimiento calculados por simulación, aplicados al control por variación de ángulo de retraso

α	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	P_{DC}	P_{AC}	η
0°	161.67	161.812	1.0008	0.040	522.74	523.66	99.824%
15°	156.056	156.748	1.0044	0.0939	487.07	491.4	99.118%
30°	140.122	142.539	1.0172	0.1862	392.68	406.34	96.638%
45°	112.081	117.974	1.0525	0.3128	251.24	278.35	90.26%
60°	77.723	88.934	1.1442	0.5560	120.81	158.18	76.37%

⁸ Ver Anexo A: Simulaciones con ORCAD SPICE, sección A1

Tabla 8. (Continuación)

α	THD	ϕ	DF	PF
0°	25.28%	0°	1	0.969
15°	26.20%	14°	0.97	0.9386
30°	29.42%	27.1°	0.89	0.853
45°	36.24%	39.8°	0.768	0.722
60°	51.32%	51°	0.629	0.56

4.2. CONTROL POR VARIACIÓN DE ÁNGULO DE EXTINCIÓN

El voltaje promedio a la salida se determina a partir de:

$$V_{DC} = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} - \beta}^{\frac{\pi}{2}} v_{ab} d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} - \beta}^{\frac{\pi}{2} - \beta} \sqrt{3}V_m \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)$$

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos(\beta)$$

Ecuación 32

El máximo voltaje promedio de salida para el ángulo de extinción $\beta = 0$, es

$$V_{dm} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi}$$

Ecuación 33

El valor RMS del voltaje de salida se determina a partir de:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} - \beta}^{\frac{\pi}{2}} v_{ab}^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} - \beta}^{\frac{\pi}{2} - \beta} 3V_m^2 \text{sen}^2\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)}$$

$$V_{RMS} = \sqrt{3}V_m \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos(2\beta)}$$

Ecuación 34

La corriente de entrada se puede expresar en series de Fourier como:

$$i_s(t) = I_{DC} + \sum_{n=1,2,3,4..}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \text{sen}(n\omega t))$$

Ecuación 35

Donde: $a_0 = I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) d(\omega t) = 0$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

Ecuación 36

$$a_n = \frac{\sqrt{3}V_m}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}-\beta} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \cos(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{5\pi}{6}-\beta} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \cos(n\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$+ \frac{\sqrt{3}V_m}{\pi} \left[\int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{3\pi}{2}-\beta} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \cos(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{3\pi}{2}}^{\frac{11\pi}{6}-\beta} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \cos(n\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t)$$

Ecuación 37

$$b_n = \frac{\sqrt{3}V_m}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}-\beta} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{5\pi}{6}-\beta} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$+ \frac{\sqrt{3}V_m}{\pi} \left[\int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{3\pi}{2}-\beta} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{3\pi}{2}}^{\frac{11\pi}{6}-\beta} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) \right]$$

Dado que $I_{DC} = 0$, la corriente de entrada se puede escribir como:

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_{nS} \text{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

Ecuación 38

Donde,

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n}$$

Ecuación 39

El valor RMS de la corriente de la n -ésima armónica de entrada esta dada por:

$$I_{nS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

Ecuación 40

4.2.1. Resultados Teóricos

Aplicando las ecuaciones se obtuvieron los siguientes resultados, con $V_m = 100V$,

Carga $R = 50\Omega$

Tabla 9. Parámetros de rendimiento calculados de forma teórica, aplicados al control por variación de ángulo de extinción

β	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	P_{DC}	P_{AC}	η
0°	165.39	165.54	1.0009	0.042	547.134	548.09	99.82%
15°	159.76	160.44	1.0043	0.0926	510.48	514.85	99.15%
30°	143.23	145.61	1.0166	0.1827	410.35	424.05	96.77%
45°	116.95	122.47	1.0472	0.3108	273.56	300	91.19%
60°	82.7	93.79	1.1342	0.5351	136.78	175.95	77.74%

4.2.2. Resultados por simulación⁹

Tabla 10. Parámetros de rendimiento calculados por simulación, aplicados al control por variación de ángulo de extinción

β	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	P_{DC}	P_{AC}	η
0°	157.600	157.744	1.0009	0.040	496.75	497.62	99.825%
15°	151.905	152.607	1.0046	0.0949	461.50	465.68	99.102%
30°	134.932	137.303	1.0175	0.1878	364.13	377.02	96.581%
45°	110.895	116.036	1.0463	0.3084	245.95	269.36	91.30%
60°	79.628	90.013	1.1304	0.5283	126.81	162.21	78.17%

⁹ Ver Anexo A: Simulaciones con ORCAD SPICE, sección A2

Tabla 10. (Continuación)

β	THD	ϕ	DF	PF
0°	25.27%	0°	1	0.969
15°	26.21%	14°	0.97	0.9386
30°	29.3%	26.8°	0.892	0.8565
45°	35.8%	40°	0.766	0.721
60°	50.65%	50.5°	0.636	0.5674

4.3. CONTROL POR VARIACIÓN DE ÁNGULO SIMÉTRICO

El voltaje promedio a la salida se determina a partir de:

$$V_{DC} = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} - \frac{\beta}{2}}^{\frac{\pi}{3} + \frac{\beta}{2}} v_{ab} d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} - \frac{\beta}{2}}^{\frac{\pi}{3} + \frac{\beta}{2}} \sqrt{3} V_m \text{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t)$$

$$V_{DC} = \frac{6\sqrt{3}V_m}{\pi} \text{sen} \left(\frac{\beta}{2} \right)$$

Ecuación 41

El valor RMS del voltaje de salida se determina a partir de:

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} - \frac{\beta}{2}}^{\frac{\pi}{3} + \frac{\beta}{2}} v_{ab}^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} - \frac{\beta}{2}}^{\frac{\pi}{3} + \frac{\beta}{2}} 3V_m^2 \text{sen}^2 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t)}$$

$$V_{RMS} = 1.1968V_m \sqrt{\beta + \text{sen}(\beta)}$$

Ecuación 42

La corriente de entrada se puede expresar en series de Fourier como:

$$i_s(t) = I_{DC} + \sum_{n=1,2,3,4..}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \text{sen}(n\omega t))$$

Ecuación 43

Donde: $a_0 = I_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) d(\omega t) = 0$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

Ecuación 44

$$a_n = \frac{\sqrt{3}V_m}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3} - \frac{\beta}{2}}^{\frac{\pi}{3} + \frac{\beta}{2}} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \cos(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{2\pi}{3} - \frac{\beta}{2}}^{\frac{2\pi}{3} + \frac{\beta}{2}} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \cos(n\omega t) d(\omega t) \right] + \frac{\sqrt{3}V_m}{\pi} \left[\int_{\frac{4\pi}{3} - \frac{\beta}{2}}^{\frac{4\pi}{3} + \frac{\beta}{2}} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \cos(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{5\pi}{3} - \frac{\beta}{2}}^{\frac{5\pi}{3} + \frac{\beta}{2}} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \cos(n\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t)$$

Ecuación 45

$$b_n = \frac{\sqrt{3}V_m}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3} - \frac{\beta}{2}}^{\frac{\pi}{3} + \frac{\beta}{2}} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{2\pi}{3} - \frac{\beta}{2}}^{\frac{2\pi}{3} + \frac{\beta}{2}} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) \right] + \frac{\sqrt{3}V_m}{\pi} \left[\int_{\frac{4\pi}{3} - \frac{\beta}{2}}^{\frac{4\pi}{3} + \frac{\beta}{2}} \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) + \int_{\frac{5\pi}{3} - \frac{\beta}{2}}^{\frac{5\pi}{3} + \frac{\beta}{2}} \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \text{sen}(n\omega t) d(\omega t) \right]$$

Dado que $I_{DC} = 0$, la corriente de entrada se puede escribir como:

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_{nS} \text{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

Ecuación 46

Donde,

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n}$$

Ecuación 47

El valor RMS de la corriente de la n ésima armónica de entrada esta dada por:

$$I_{nS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

Ecuación 48

4.3.1. Resultados Teóricos

Aplicando las ecuaciones se obtuvieron los siguientes resultados, con $V_m = 100V$,

Carga $R = 50\Omega$

Tabla 11. Parámetros de rendimiento calculados de forma teórica, aplicados al control por variación de ángulo simétrico

β	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	P_{DC}	P_{AC}	η
0°	0	0	ind	ind	0	0	ind
15°	43.17	86.35	2	1.732	34.28	149.13	25%
30°	85.616	121.08	1.4143	1.0001	146.6	293.22	50%%
45°	126.59	146.21	1.155	0.577	320.5	427.55	74.96%
60°	165.39	165.54	1.0009	0.042	574.134	548.09	99.82%

4.3.2. Resultados por simulación¹⁰

Tabla 12. Parámetros de rendimiento calculados por simulación, aplicados al control por variación de ángulo simétrico

β	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	P_{DC}	P_{AC}	η
0°	0.798	11.098	13.907	13.871	0.0127	2.4633	0.51%
15°	42.267	83.245	1.9695	1.6967	35.73	138.59	25.78%
30°	82.803	116.192	1.4032	0.9843	137.126	270.01	50.78%
45°	121.848	139.969	1.1487	0.5652	296.938	391.826	75.78%
60°	157.155	157.529	1.0023	0.0678	493.953	496.307	100.13%

¹⁰ Ver Anexo A: Simulaciones con ORCAD SPICE, sección A3

Tabla 12. (Continuación)

β	THD	ϕ	DF	PF
0°	178%	3.5°	0.998	0.488
15°	127.3%	0°	1	0.6177
30°	91.98%	0°	1	0.736
45°	51.97%	0°	1	0.887
60°	25.45%	0°	1	0.969

4.4. CONTROL POR VARIACIÓN DE ANCHO DE PULSO

Se define modulación por ancho de pulsos como, una técnica que modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica, que para el presente caso es para controlar la cantidad de energía que se le envía a la carga; El ciclo de trabajo es el ancho relativo de su parte positiva en relación con el período.

Expresado matemáticamente:

$$D = \frac{\tau}{T}$$

D es el ciclo de trabajo, τ es el tiempo en que la función es positiva (ancho del pulso) y T es el período de la función.

4.4.1. Resultados por simulación

Tabla 13. Parámetros de rendimiento calculados por simulación, aplicados al control por variación de ancho de pulso

D	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	P_{DC}	P_{AC}	η
30%	46.846	86.38	1.843	1.548	43.89	149.23	29.41%
50%	70.380	111.279	1.581	1.224	99.06	247.66	40%
80%	125.547	140.783	1.121	0.506	315.24	396.39	79.52%

Tabla 13. (Continuación)

D	THD	ϕ	DF	PF
30%	26.89%	0°	1	0.965
50%	25.96%	0°	1	0.968
80%	25.83%	0°	1	0.968

4.5. Control por modulación sinusoidal de ancho de pulso

El índice de modulación M se conoce como la variación que hay entre la señal de referencia y la señal portadora, las simulaciones se realizaron con un valor de 1 en la señal de referencia

4.5.1. Resultados por simulación

Tabla 14. Parámetros de rendimiento calculados por simulación, aplicados al control por modulación sinusoidal de ancho de pulso

M	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	P_{DC}	P_{AC}	η
1	109.162	134.986	1.236	0.726	238.32	364.42	65.39%
0.8	69.651	107.787	1.547	1.18	88.84	232.36	38.23%
0.5	26.922	66.913	2.485	2.275	14.495	89.54	16.18%
0.3	9.4574	39.464	4.317	4.2	1.78	31.148	2.5%

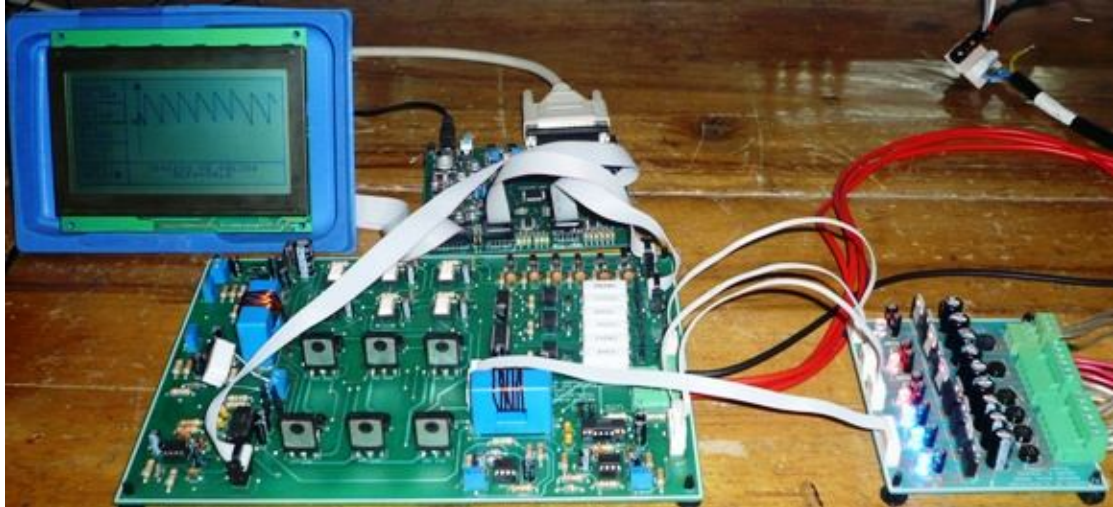
Tabla 14. Continuación

M	THD	ϕ	DF	PF
1	52.68%	0°	1	0.884
0.8	54.17%	0°	1	0.879
0.5	55.23%	0°	1	0.875
0.3	57.48	0°	1	0.866

4.6. PRUEBAS DE LABORATORIO DEL SISTEMA DE DESARROLLO Y LA TARJETA RECTIFICADORA

Se obtuvieron graficas de un osciloscopio de la señal de salida del rectificador teniendo en funcionamiento el sistema cuya conexión se muestra en la figura

Figura 71. Interconexión total del sistema



En la figura 72, se muestra la salida que mide el osciloscopio para el método de control de ángulo de retraso para un $\alpha = 30^\circ$.

4.6.1. Pruebas con el método de ángulo de retraso

Figura 72 Tensiones de salida para $\alpha = 0^\circ$ y $\alpha = 15^\circ$, mostradas por un osciloscopio

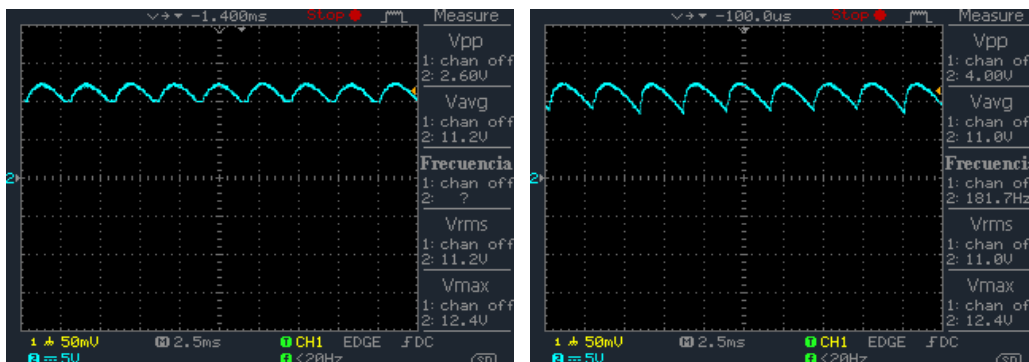
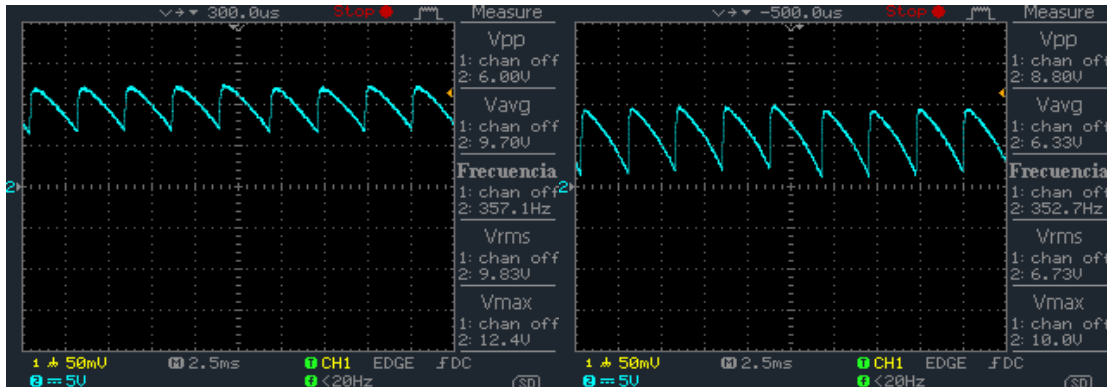


Figura 73 Tensiones de salida para $\alpha = 30^\circ$ y $\alpha = 60^\circ$, mostradas por un osciloscopio

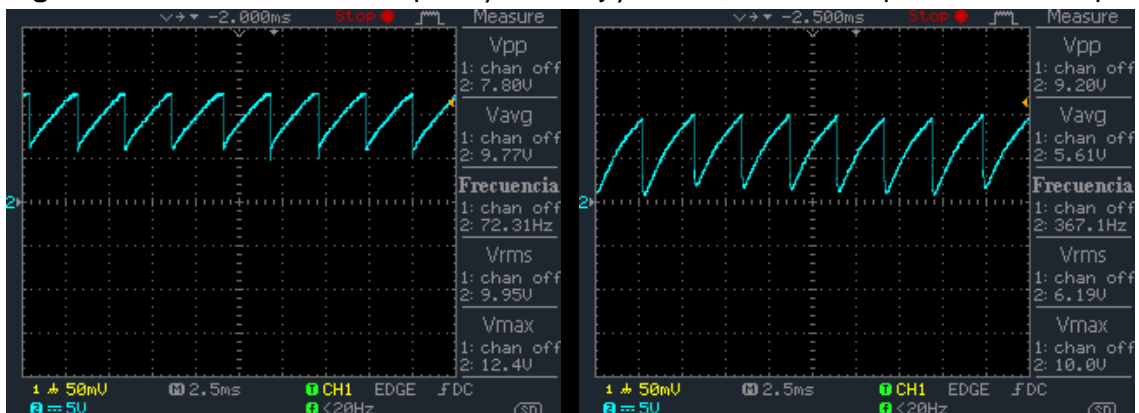


Fuente: Autores

Como se pueden ver en las figuras 72 y 73, el funcionamiento del sistema funciona correctamente, ya que es lo que se espera comparando con las graficas dadas por simulación que se añaden en el anexo A.

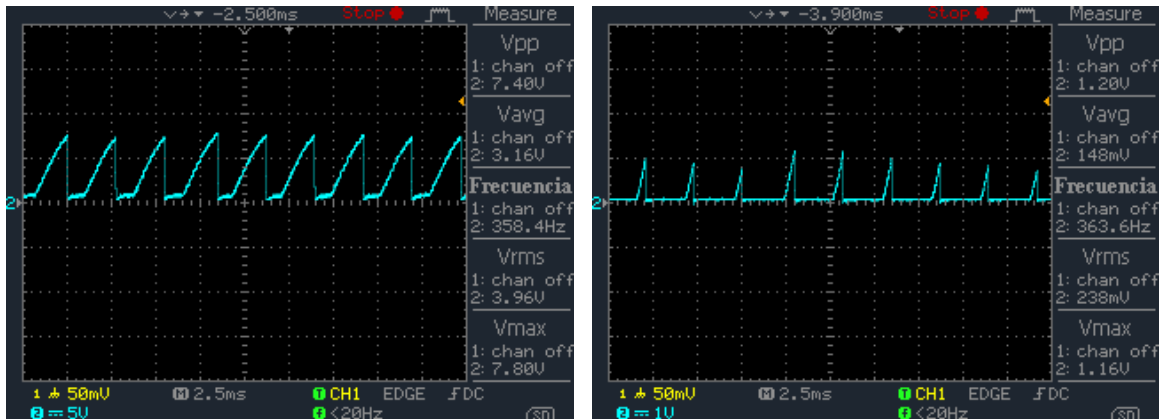
4.6.2. Pruebas con el método de ángulo de extinción

Figura 74 Tensiones de salida para $\beta = 30^\circ$ y $\beta = 60^\circ$, mostradas por un osciloscopio



Fuente: Autores

Figura 75 Tensiones de salida para $\beta = 90^\circ$ y $\beta = 105^\circ$, mostradas por un osciloscopio



Fuente: Autores

4.7. PRUEBAS EN LA SONDA DE CORRIENTE

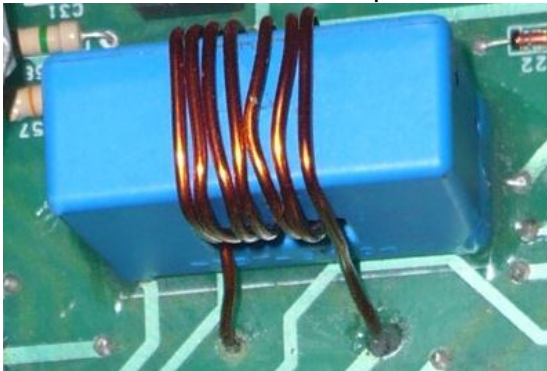
La relación tensión de salida de la sonda de corriente con la corriente que circula por la fase esta dada por:

$$V_{salida} = \frac{I_a RN}{k}$$

, donde N es el número de espiras, k es el factor de conversión, R es

la resistencia de salida, I_a la corriente que circula por el bobinado.

Figura 76. Sonda de corriente con bobinado de 7 espiras

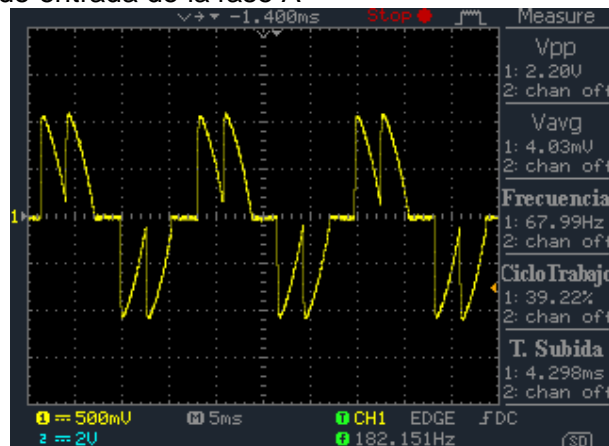


Fuente: Autores

Con los valores escogidos, la relación de la tensión de salida y la corriente es de 0.7V.

La figura 77 muestra la corriente de la fase A para un $\alpha = 60^\circ$, los valores de corriente positivos se generan al conducir los transistores T6-T1 y T1-T2; y los valores negativos son debido a la conducción de T3-T4 y T4-T5. esta señal muestra el buen funcionamiento del sistema de rectificación, debido a que su forma es similar a la generada por simulación.

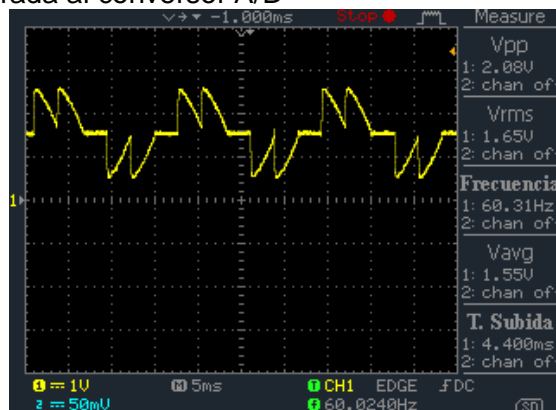
Figura 77. Corriente de entrada de la fase A



Fuente: Autores

A la señal de salida de la sonda de corriente se le debe aplicar un nivel de Offset para ubicarlo en los niveles soportados por la entrada A/D del DSP los cuales están entre 0 y 3.0V. El encargado de esta función es el circuito de acondicionamiento de señal antes presentado.

Figura 78 Señal de entrada al convertor A/D



4.8. PRUEBAS DE LA PANTALLA LCD

La pantalla LCD que se presenta, esta conectada al modulo de salida diseñado en la tarjeta de desarrollo del DSP56F8323; De acuerdo al software realizado, se desarrollan rutinas que inicializan la LCD y otras que envían datos para que sean observados en la pantalla. La figura 79, muestra el diseño de una de las pantallas de presentación implementadas en el DSP.

Figura 79 Imagen de presentación al iniciar el sistema

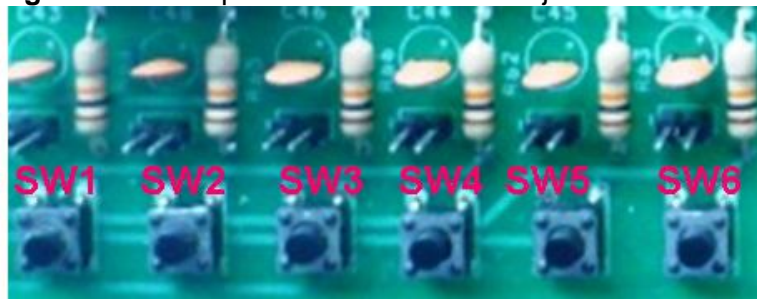


Fuente: Autores

4.8.1. Control de la LCD

Seguido a la presentación, se implemento un menú de usuario el cual es manejado por 6 interruptores ubicados en la tarjeta rectificadora como muestra la figura 80. Los cuales, se manejan por medio de interrupciones de entrada al DSP.

Figura 80 Interruptores ubicados en la tarjeta rectificadora



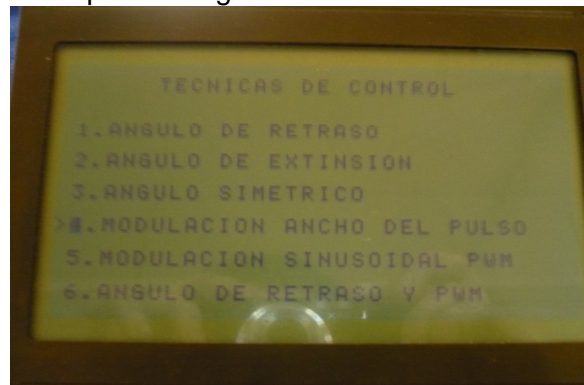
Fuente: Autores

De acuerdo a la numeración dada en la figura 80, la función de los interruptores es como sigue:

- SW1: Es usado como ENTER, se oprime para pasar a una nueva pantalla.
- SW2: Ubica el cursor en cada uno de los métodos, en el menú de selección de técnicas de control.
- SW3: Salta hacia atrás de la pantalla de gráficos al menú.
- SW4: Incrementa el valor de α o β en 10° .
- SW5: Disminuye el valor de α o β en 10° .
- SW6: Muestra más parámetros de rendimiento en pantalla al estar en la pantalla de gráficos.

En la figura 81 se observa el menú de usuario al que se le hace mención.

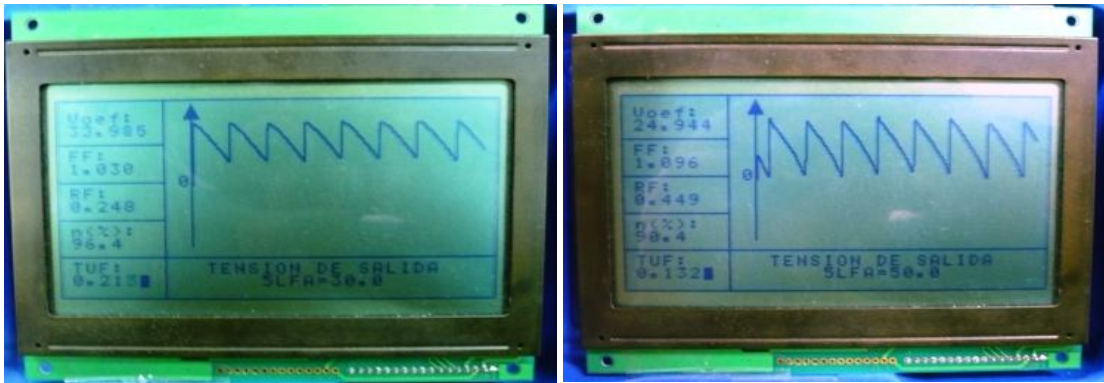
Figura 81. Menú de usuario para escoger los métodos de control



Fuente: Autores

Al escoger uno de los métodos en el menú mostrado en la figura 81, se entra a la pantalla de gráficos, donde se pueden observar los parámetros de rendimiento y la forma de onda de salida para el valor de α que se quiera. Para el caso de control por rectificador de ángulo de retraso, la pantalla para visualizar parámetros junto a la forma de onda de salida se muestra en la figura 82.

Figura 82 Formas de onda de salida de la pantalla LCD para $\alpha = 30^\circ$ y 50°



Fuente: Autores

4.9. COMPARACIÓN DE FORMAS DE ONDA Y TABLAS DE RESULTADOS

A continuación se hace una comparación de las os formas de onda con un osciloscopio, con la pantalla LCD y por simulación en ORCAD, y se mostraran en tablas, resultados obtenidos con el prototipo y por simulación.

Figura 83. Comparación de las formas de onda por osciloscopio, por la pantalla LCD y simulación para el método del ángulo de retraso.

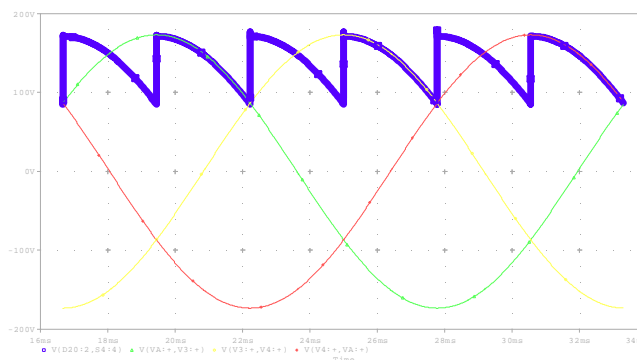
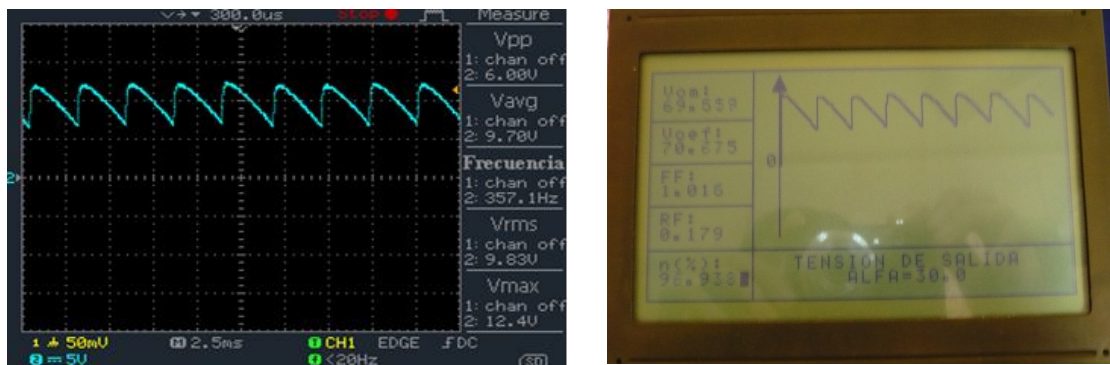


Tabla 15. Resultados obtenidos con el prototipo para el método de ángulo de retraso

α	THD	DH	DF	PF	FF	RF	TUF	η (%)
0°	52.4	0.884	0.999	0.873	1.001	0.058	1.053	99.5
30°	52.2	0.887	0.895	0.802	1.022	0.217	0.795	95.6
70°	67.7	0.725	0.592	0.422	1.266	0.790	0.313	65.5
100°	116.95	0.515	0.322	0.16.5	2.015	1.77	0.033	29.2

Tabla 16. Resultados obtenidos por simulación para el método del ángulo de retraso

α	THD	DH	DF	PF	FF	RF	TUF	η (%)
0°	25.28	0.969	0.99	0.959	1.001	0.044	0.939	99.83
30°	29.42	0.959	0.891	0.854	1.016	0.180	0.823	96.792
70°	67.48	0.829	0.545	0.452	1.36	0.922	0.271	73.54
100°	124.96	0.625	0.238	0.149	1.971	1.698	0.029	50.742

Figura 84. Comparación de las formas de onda por osciloscopio, por la pantalla LCD y simulación para el método del ángulo de extinción.

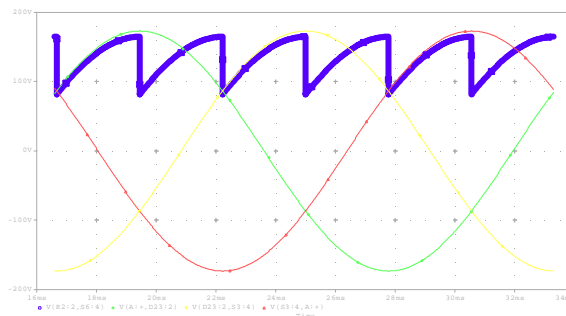
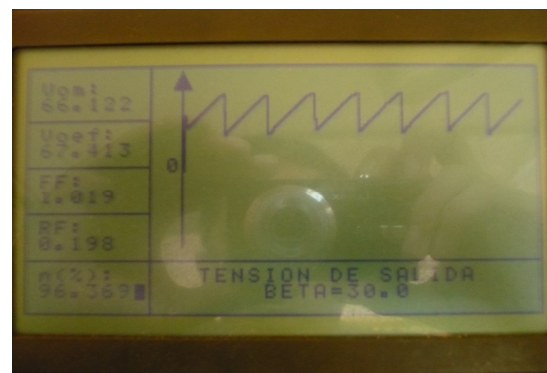
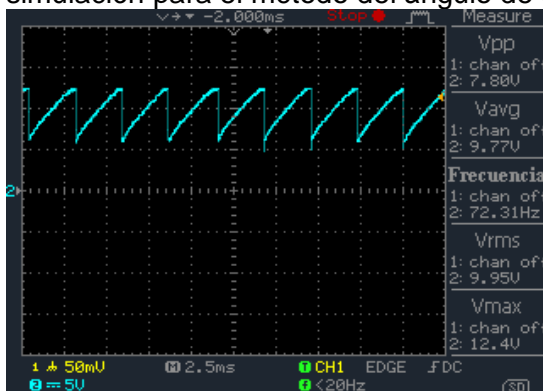


Tabla 17. Resultados obtenidos con el prototipo para el método de ángulo de extinción

β	THD	DH	DF	PF	FF	RF	TUF	η (%)
0°	43.1	0.919	0.999	0.91	1.002	0.079	1.154	99.4
30°	56.2	0.871	0.899	0.79	1.016	0.180	0.725	96.9
60	61.4	0.853	0.649	0.55	1.091	0.442	0.413	84.6

Tabla 18. Resultados obtenidos por simulación para el método del ángulo de extinción

β	THD (%)	DH	DF	PF (%)	FF	RF	TUF	η (%)
0°	25.27	0.969	1	0.969	1.0009	0.040	0.939	99.825
30°	29.3	0.959	0.892	0.856	1.0175	0.1878	0.923	96.581
60	50.65	0.892	0.636	0.567	1.1304	0.5283	0.356	78.17

Figura 85. Comparación de las formas de onda por osciloscopio, por la pantalla LCD y simulación para el método del ángulo simétrico.

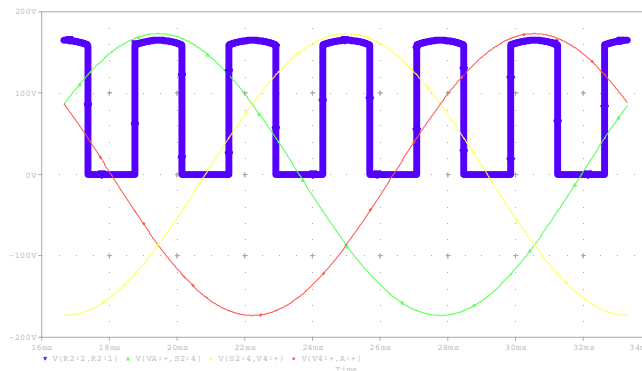
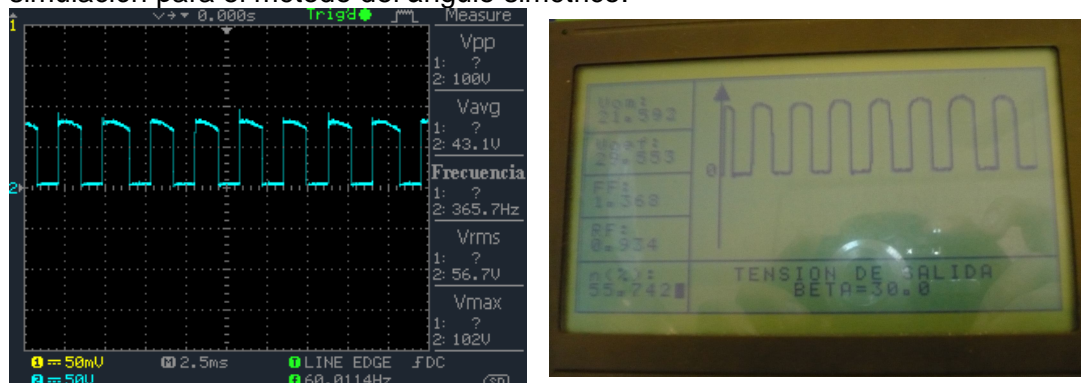


Tabla 19. Resultados obtenidos con el prototipo para el método de ángulo simétrico

β	THD (%)	DH	DF	PF	FF	RF	TUF	η (%)
10°	210.5	0.426	0.99	0.42	2.19	1.92	0.115	23.2
20°	145.3	0.469	0.99	0.56	1.67	1.34	0.277	38.04
30°	101.4	0.68	0.99	0.681	1.382	0.97	0.471	53.42
40°	81.4	0.77	0.99	0.77	1.217	0.69	0.73	68.7
50°	61.6	0.85	0.99	0.822	1.1	0.46	0.987	83.5
60	45.67	0.91	0.99	0.91	1.017	0.17	1.23	97.5

Figura 86. Comparación de las formas de onda por osciloscopio, por la pantalla LCD y simulación para el método de PWM con $f=7.2$ kHz..

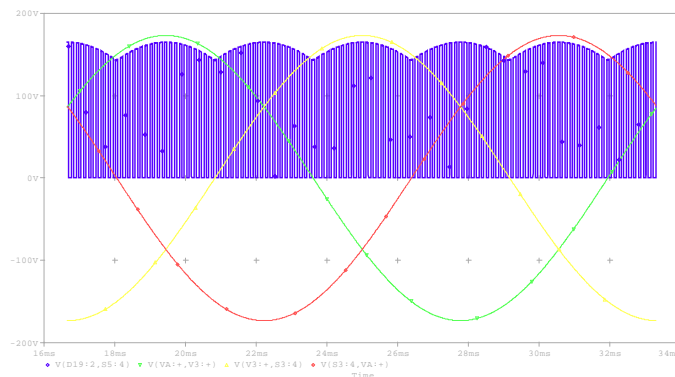
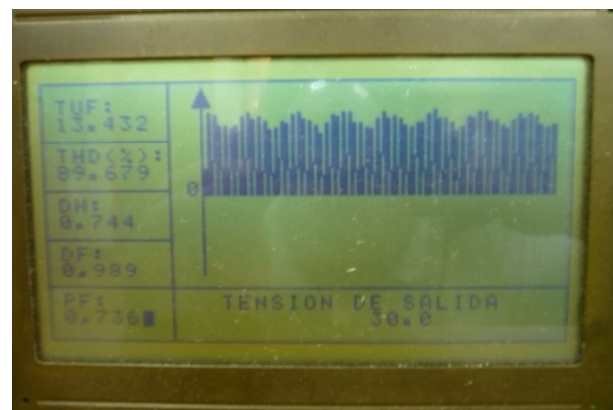
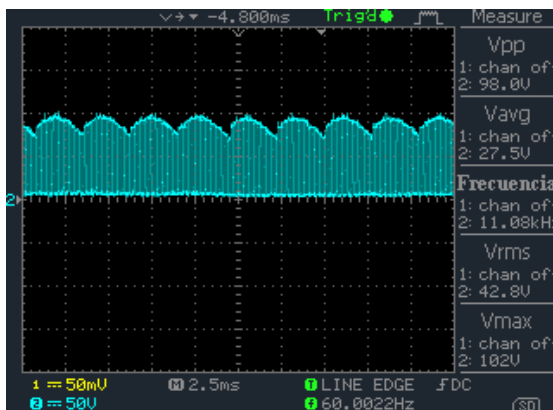


Tabla 20. Resultados obtenidos con el prototipo para el método de PWM con $f=2.88$ kHz.

D (%)	THD (%)	DH	DF	PF	FF	RF	TUF	η (%)
25	98.6	0.71	0.99	0.65	1.92	1.62	1.191	33.3
50	93.6	0.72	0.99	0.72	1.41	0.99	0.43	53.4
75	65.3	0.84	0.99	0.83	1.13	0.58	0.82	77.3

Figura 87. Comparación de las formas de onda por osciloscopio y simulación para el método del ángulo simétrico.

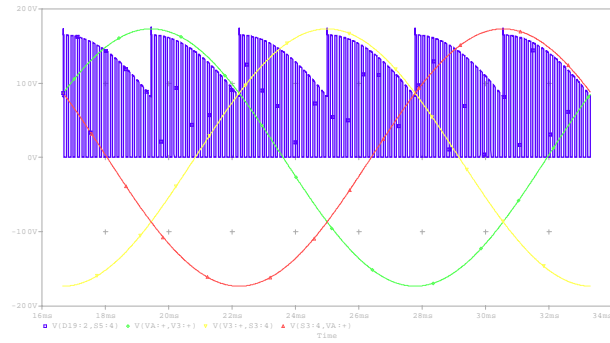
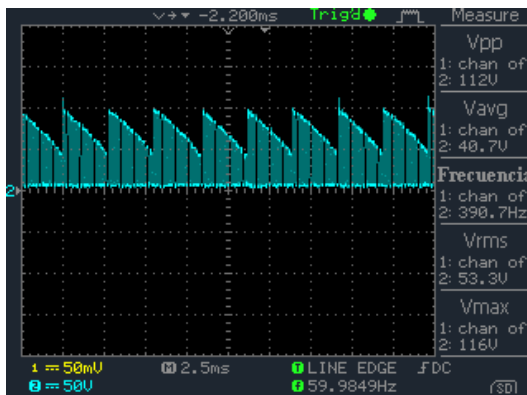


Tabla 21. Resultados obtenidos con el prototipo para el método de PWM y $f=2.88$ kHz.

α	THD (%)	DH	DF	PF	FF	RF	TUF	η (%)
0°	93.6	0.72	0.99	0.72	1.41	0.99	0.43	53.4
10°	98.3	0.71	0.98	0.70	1.41	0.98	0.41	54.8
30°	41.5	0.77	0.79	0.62	1.42	1.01	0.44	52.6

5. CONCLUSIONES

- Inicialmente se trabajo con el sistema de desarrollo 56F800 para el DSP56F801, pero debido a la baja precisión del conversor A/D, la poca espacio de memoria con que cuenta, la poca disposición de pines de propósito general, se diseñó e implementó el sistema de desarrollo para el DSP56F8323 obteniendo una considerable mejora en los resultados obtenidos del muestreo de señales.
- Para la implementación de las técnicas de control para el mejoramiento del factor de potencia en el rectificador trifásico se aplicaron pulsos en las compuertas de forma secuencial, desplazados 60° para obtener las formas de onda deseadas. El control sobre los pulsos determina la cantidad de energía entregada a la carga, la cual a su vez ayuda a que se mejore la eficiencia del sistema.
- Para la implementación del software se utilizo la herramienta *Processor Expert* que ofrece *Code Warrior*, por medio de esta herramienta se puede implementar una aplicación de una forma rápida debido ha la facilidad de configurar los diferentes periféricos con que cuenta el DSP,. Además tiene rutinas ya desarrolladas, que pueden ser utilizadas por el programador para operar sobre los diferentes puertos.
- Dentro de los métodos usados para mejorar el factor de potencia, el de retraso y el de extinción, generan una respuesta con características similares en la obtención de los parámetros de rendimiento; la mayor diferencia se da, en que el control por ángulo de retraso, el factor de potencia obtenido esta en atraso, mientras que en el de extinción este es de adelanto para todo valor de β .

- De acuerdo a los resultados obtenidos tanto de simulación como de forma teórica, si se tiene una distorsión armónica total cuyo valor menor e igual a 25%, y la corriente de entrada se encuentre en fase con la tensión de Fase, el factor de potencia se aproxima a la unidad. De esta forma se logra un mejoramiento en el mismo.

- En este proyecto se obtienen los parámetros de rendimiento en “*tiempo real*”, de tal forma que para un usuario que interactúa con el equipo pueda ver los cambios al mismo instante en que se producen, la implementación de algoritmos como la FFT permite que los datos se observen en tiempo real debido a la reducción en el tiempo en los cálculos para la transformada de Fourier de las muestras procesadas.

- Se implementó un sistema de rectificación trifásica totalmente controlado, que incluye el sensado y adecuación de las señales (voltaje de entrada de la fase A, corriente de entrada de la fase A, voltaje en la carga y corriente en la carga), requeridas para hallar los parámetros de rendimiento en el rectificador, que luego son visualizados.

6. RECOMENDACIONES

Elaborar un menú con más opciones, donde permitan al usuario observar cualquiera de las señales vinculadas en el proceso de obtención de parámetros, y que además, permita observar las componentes de Fourier de la corriente de la fase A.

Implementar los algoritmos de mejoramiento de factor de potencia teniendo en cuenta el cruce por cero de las 3 Fases, de tal forma que se logre un sistema más robusto ante alguna falla en la detección de uno de los cruces, teniendo los otros como soporte.

Diseñar un sistema más eficiente en consumo de potencia, que se pueda integrar en una sola tarjeta con componentes de montaje superficial que permita el diseño de un prototipo de fácil manejo.

Implementar protecciones en los MOSFET contra variaciones de tensión que puedan ocurrir en el momento que estos se activen y desactiven, como alternativa se recomienda implementar una red snubber en paralelo a cada transistor.

Para hacer el sistema más didáctico que permita mayor control en la tensión de salida por parte del usuario, se recomienda implementar un “ajustador” del valor de α y β , que permita, en caso de que desee el usuario una tensión de salida fija, sea ajustada por medio de este, sin tener que cambiar la tensión trifásica de entrada del sistema.

7. BIBLIOGRAFÍA

AGUILAR PEÑA, J.D: Electrónica de potencia., Rectificación y Fuentes de Alimentación: Departamento de electrónica, Universidad de Jaén.

ANGULO, Jose María; GARCÍA, Begoña; IGNACIO ANGULO, JAVIER VICENTE. "Microcontroladores avanzados dsPIC". Thomson, 2006.

BALDILLO HERNANDEZ, Julián Eduardo y CABRA BRIJALDO, "Anyela Caterine. Prototipo de osciloscopio digital basado en DSP con LCD Gráfica". Trabajo de Pregrado en Ingeniería Electrónica. Universidad Industrial de Santander, 2005.

BENAVENT GARCÍA, José Manuel; AVELLAN GARCÍA, Antonio y FIGUERES AMOROS, Emilio. Electrónica de Potencia: teoría y aplicaciones. Alfaomega.

DZIEIA, Werner y KÜNSTLER, Hans-Arno "Curso de Electrónica IV: Electrónica de Potencia". GTZ GmbH, Eschborn. República federal de Alemania 1999, 19pag.

ESTEBAN SANCHOS, Kilders, tesis doctoral, " concepción y realización de un rectificador trifásico reductor con control vectorial y conmutación suave para la corrección dinámica del factor de potencia",1995.

FIGUERES AMOROS, Emilio; BERNAVENT GARCÍA, José Manuel y GARCERA SANFELIU, Gabriel. Simulación de Circuitos Electrónicos de Potencia con SPICE. Alfaomega.

MUHAMMAD H. Rashid. Electrónica de Potencia Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones. Segunda Edición. Prentice Hall Hispanoamérica S.A.

OPPENHEIM A., SCHAFER R., BUCK J., Tratamiento De Señales En Tiempo Discreto, Prentice Hall, 2 edición.

ORTIZ-RODRÍGUEZ, José Miguel. Electro-thermal modeling of a power electronic module, Master of Science in electrical engineering university of Puerto rico mayagüez campus 2004.

ROJAS ESPINOZA, Fredy Alberto y NIETO PIERUCCINI, Carlos Alberto. “Diseño e implementación de un rectificador trifásico totalmente controlado con factor de potencia mejorado basado en tecnología CMOS y DSP”. Trabajo de Pregrado en Ingeniería Electrónica. Universidad Industrial de Santander, 2007.

Motorola, Inc. 56F8323 Evaluation Module User Manual. MC56F8323EVMUM. Rev. 2 07/2005

Motorola, Inc. 56F8323 Preliminary Technical Data. MC56F8323 Rev. 17 04/2007

Hyundai. LCD HG25504NG-01. Datasheet

Toshiba. TLP250 Datasheet

Fairchild. IRFP450 Datasheet

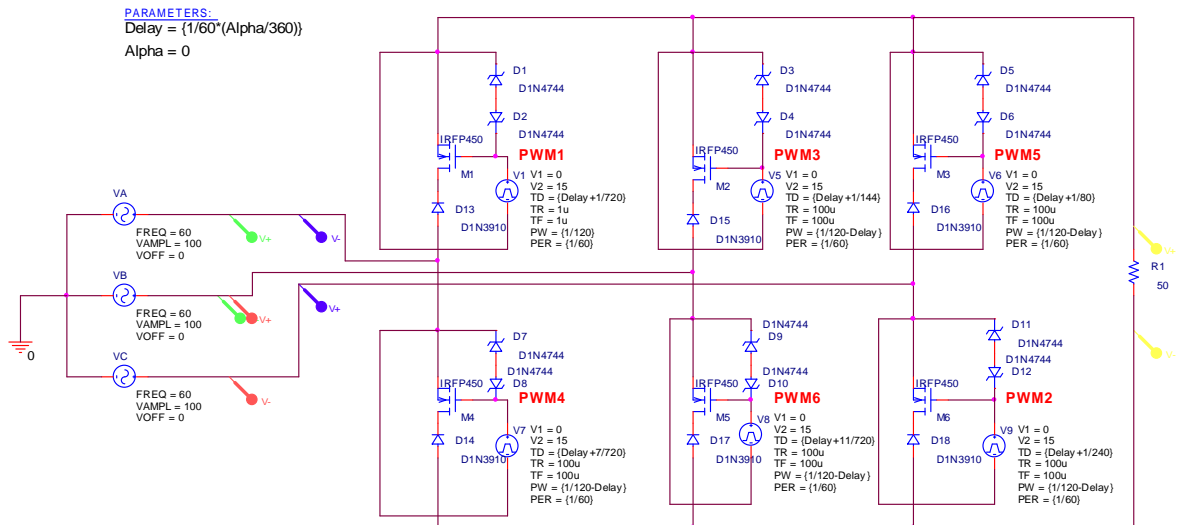
LEM. LA-55P Datasheet

BURR-BROWN. ISO122P Datasheet

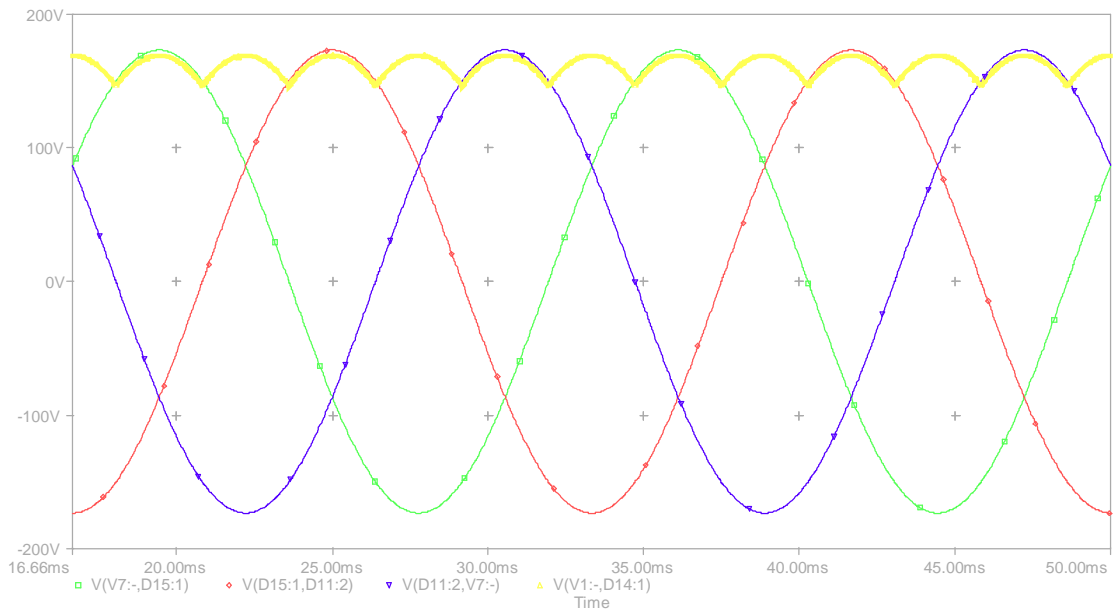
ANEXO A: SIMULACIONES CON ORCAD SPICE

A continuación se presentan las simulaciones del rectificador trifásico controlado

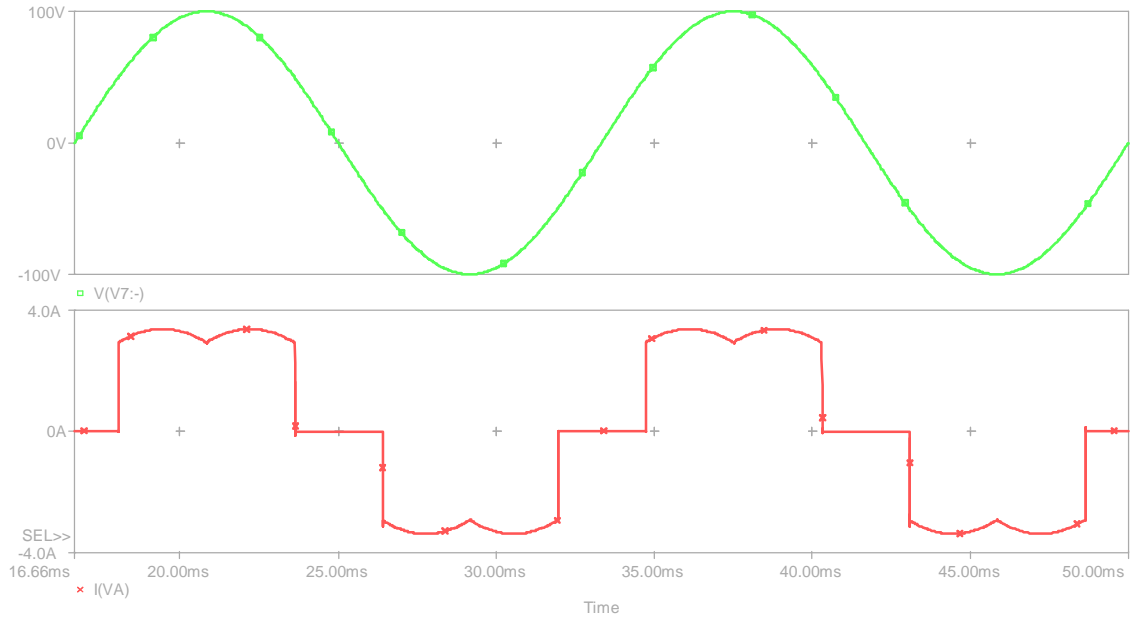
Figura A1. Rectificador trifásico totalmente controlado



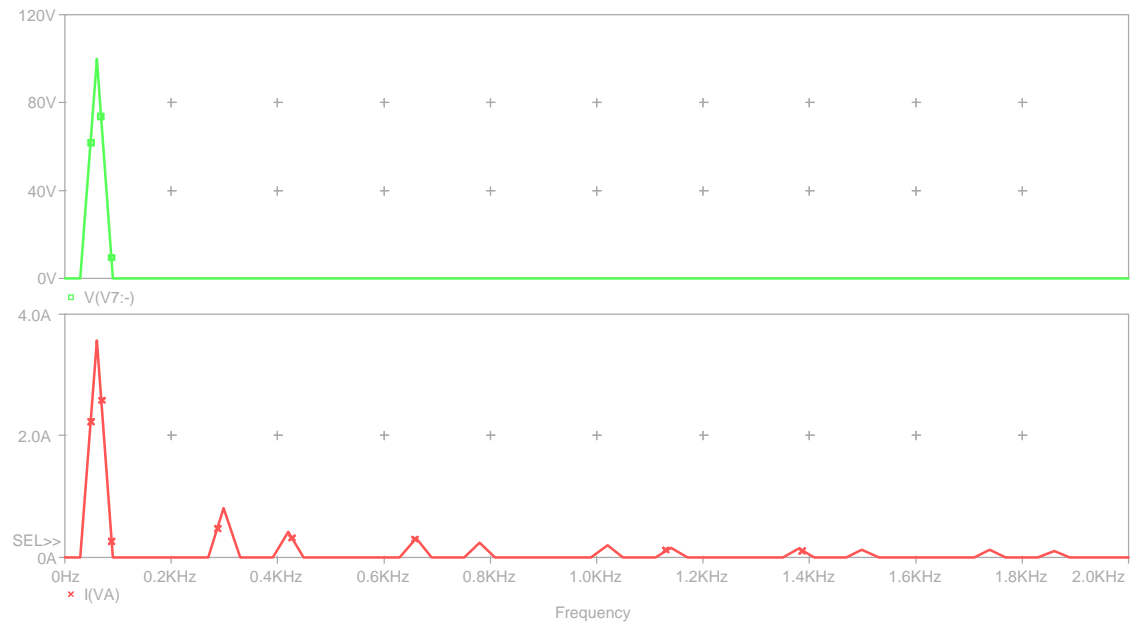
- Formas de onda de entrada y salida del rectificador trifásico con $\alpha = 0^\circ$



- Formas de onda del voltaje de entrada de la Fase A y corriente de entrada de la Fase A con $\alpha = 0^\circ$



- Análisis de Fourier del voltaje de fase Va y la Corriente Ia



 FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(V_VA)

DC COMPONENT = -5.052878E-04

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.000E+02	1.000E+00	-4.168E-04	0.000E+00
2	1.200E+02	1.104E-03	1.104E-05	6.188E+00	6.188E+00
3	1.800E+02	9.947E-04	9.947E-06	5.887E+01	5.887E+01
4	2.400E+02	9.360E-04	9.360E-06	1.081E+02	1.081E+02
5	3.000E+02	8.597E-04	8.597E-06	1.510E+02	1.510E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.362298E-03 PERCENT

 FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT = 6.430369E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.570E+00	1.000E+00	-4.080E-01	0.000E+00
2	1.200E+02	8.274E-03	2.318E-03	4.989E+01	5.071E+01
3	1.800E+02	3.696E-03	1.035E-03	-9.611E-02	1.128E+00
4	2.400E+02	8.210E-03	2.300E-03	-5.214E+01	-5.051E+01
5	3.000E+02	8.068E-01	2.260E-01	1.782E+02	1.802E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.528253E+01 PERCENT

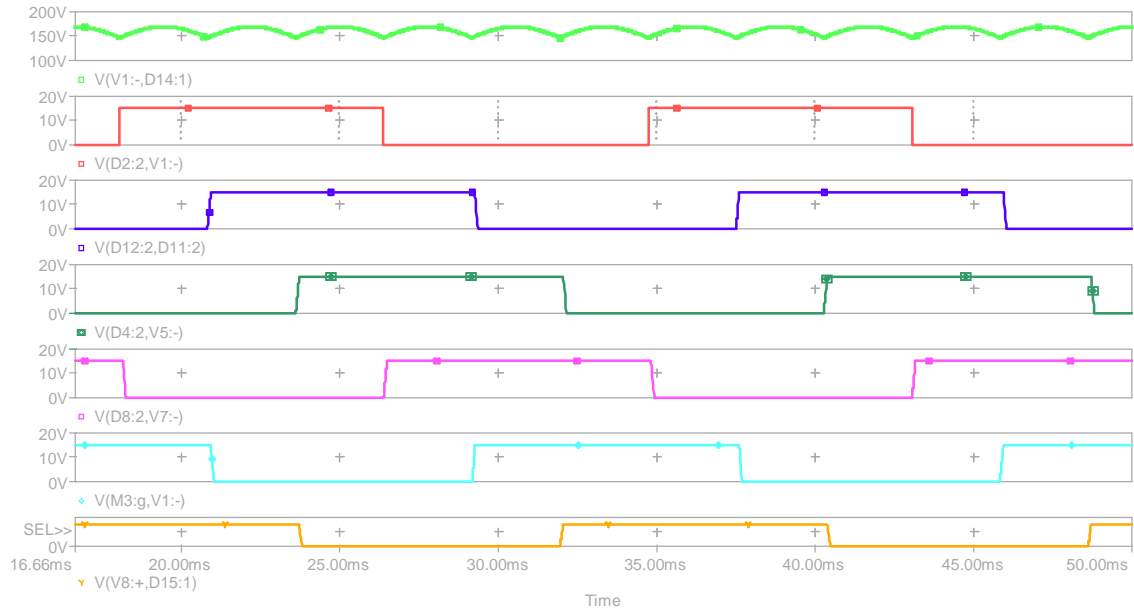
Distorsión armónica: THD=25.28%

Angulo de desplazamiento: $\phi = 0^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 1$

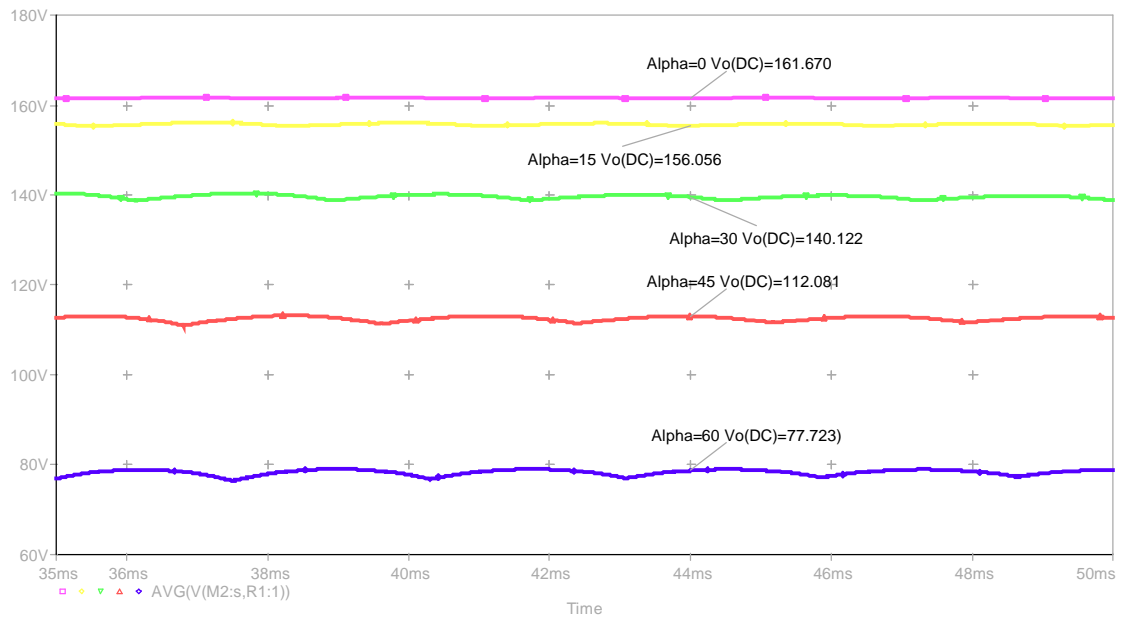
Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+0.511^2}} = 0.969$

- Voltaje de salida y señales de control de los MOSFETS para $\alpha = 0^\circ$

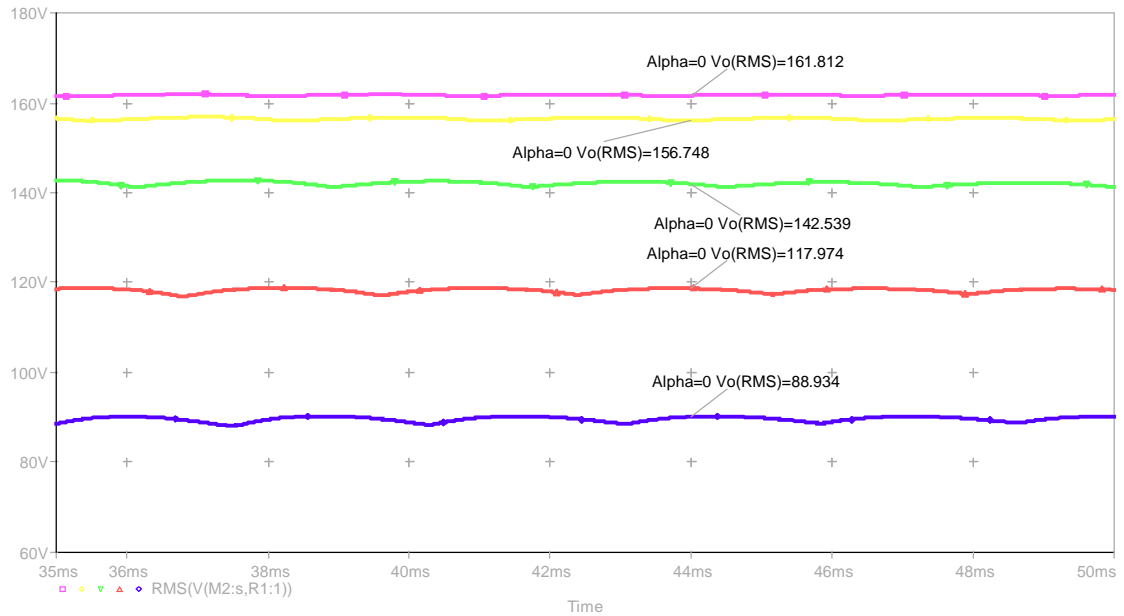


A1. CONTROL POR VARIACIÓN DE ANGULO DE RETRASO

- Valor medio de la tensión de salida para $\alpha = 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ y 60°



- Valor Eficaz de la tensión de salida para $\alpha = 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ y 60°



- Análisis de Fourier para $\alpha = 0^\circ$

```

****      CURRENT STEP                      PARAM ALPHA =    0
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_VA)
    
```

DC COMPONENT = -6.631097E-03

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.570E+00	1.000E+00	1.796E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	8.166E-03	2.287E-03	-1.268E+02	-4.860E+02
3	1.800E+02	3.199E-03	8.960E-04	1.799E+02	-3.589E+02
4	2.400E+02	8.111E-03	2.272E-03	1.246E+02	-5.937E+02
5	3.000E+02	8.070E-01	2.260E-01	-1.781E+00	-8.998E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.528739E+01 PERCENT

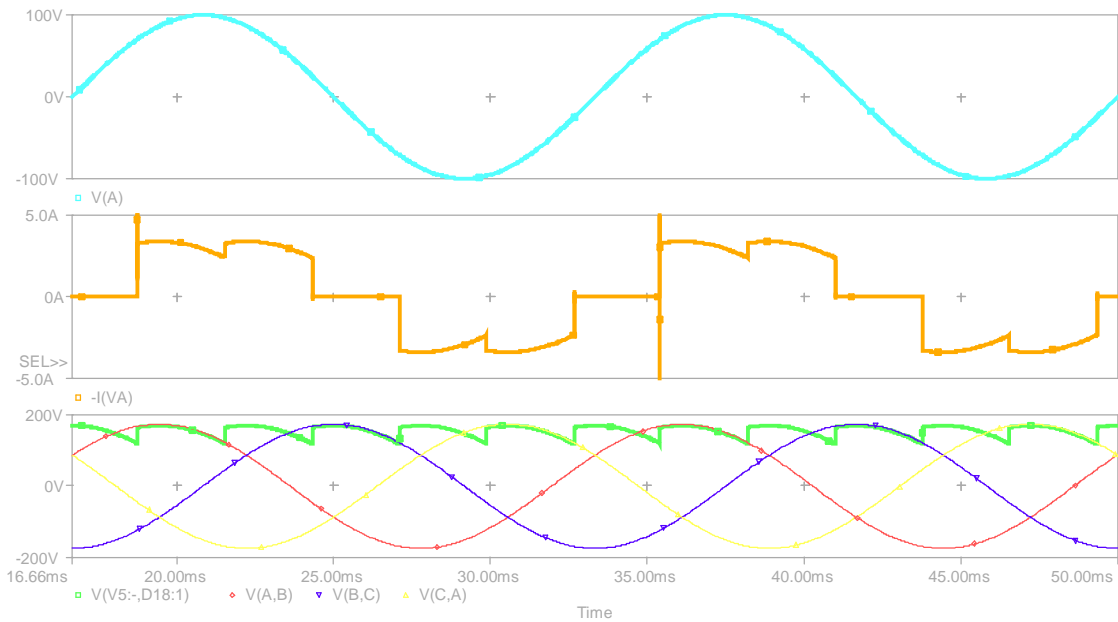
Distorsión armónica: THD=25.28%

Angulo de desplazamiento: $\phi = 0^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 1$

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+0.511^2}} = 0.969$

- Formas de onda para $\alpha = 15^\circ$



- Análisis de Fourier para $\alpha = 15^\circ$

```

****      CURRENT STEP                      PARAM ALPHA = 15
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT = 3.894131E-03

HARMONIC  FREQUENCY  FOURIER  NORMALIZED  PHASE  NORMALIZED
NO         (HZ)        COMPONENT COMPONENT  (DEG)  PHASE (DEG)

1         6.000E+01  3.443E+00  1.000E+00  -1.394E+01  0.000E+00
2         1.200E+02  6.342E-03  1.842E-03   3.029E+01  5.817E+01
3         1.800E+02  9.973E-03  2.897E-03  -4.621E+01 -4.380E+00
4         2.400E+02  6.260E-03  1.818E-03  -1.228E+02 -6.706E+01
5         3.000E+02  8.055E-01  2.339E-01   1.184E+02  1.881E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.620535E+01 PERCENT
    
```

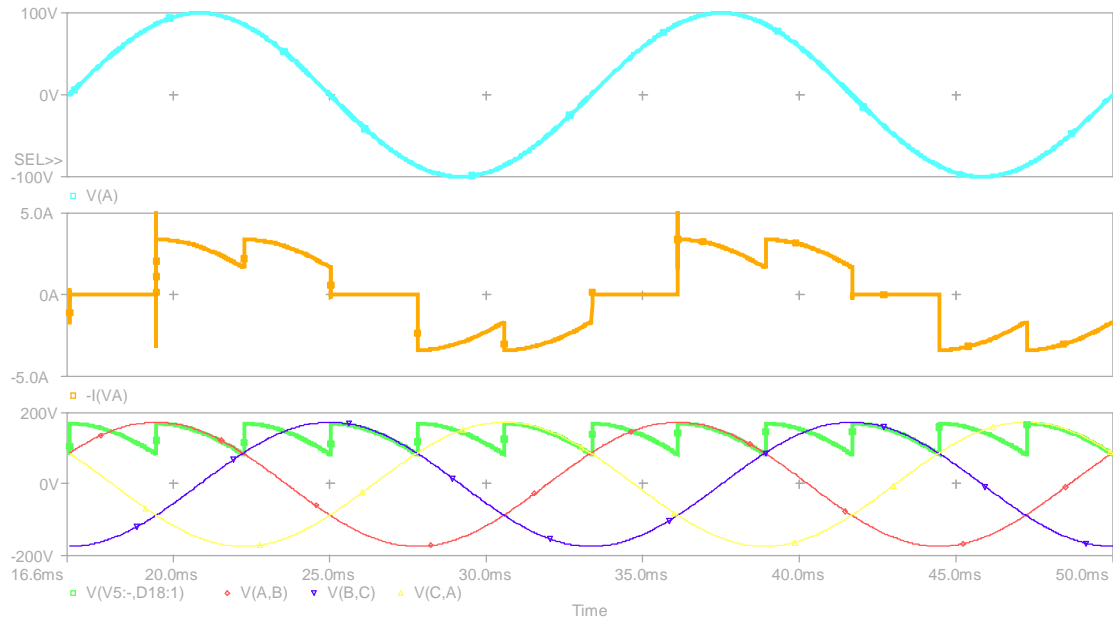
Distorsión armónica: THD=26.20%

Angulo de desplazamiento: $\phi = -14^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 0.97$ (en retraso)

$$\text{Factor de Potencia: } PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = \frac{0.97}{\sqrt{1+0.2620^2}} = 0.9386 \text{ (en retraso)}$$

- Formas de onda para $\alpha = 30^\circ$



- Análisis de Fourier para $\alpha = 30^\circ$

```

****      CURRENT STEP                      PARAM ALPHA =   30
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT =   4.195140E-03

HARMONIC  FREQUENCY  FOURIER  NORMALIZED  PHASE  NORMALIZED
NO        (HZ)      COMPONENT COMPONENT  (DEG)  PHASE (DEG)

   1      6.000E+01  3.079E+00  1.000E+00  -2.709E+01  0.000E+00
   2      1.200E+02  1.411E-02  4.584E-03  -3.102E+01  2.317E+01
   3      1.800E+02  1.607E-02  5.220E-03  -9.089E+01  -9.608E+00
   4      2.400E+02  1.409E-02  4.576E-03  -1.504E+02  -4.204E+01
   5      3.000E+02  8.116E-01  2.636E-01  5.894E+01  1.944E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION =   2.941982E+01 PERCENT
    
```

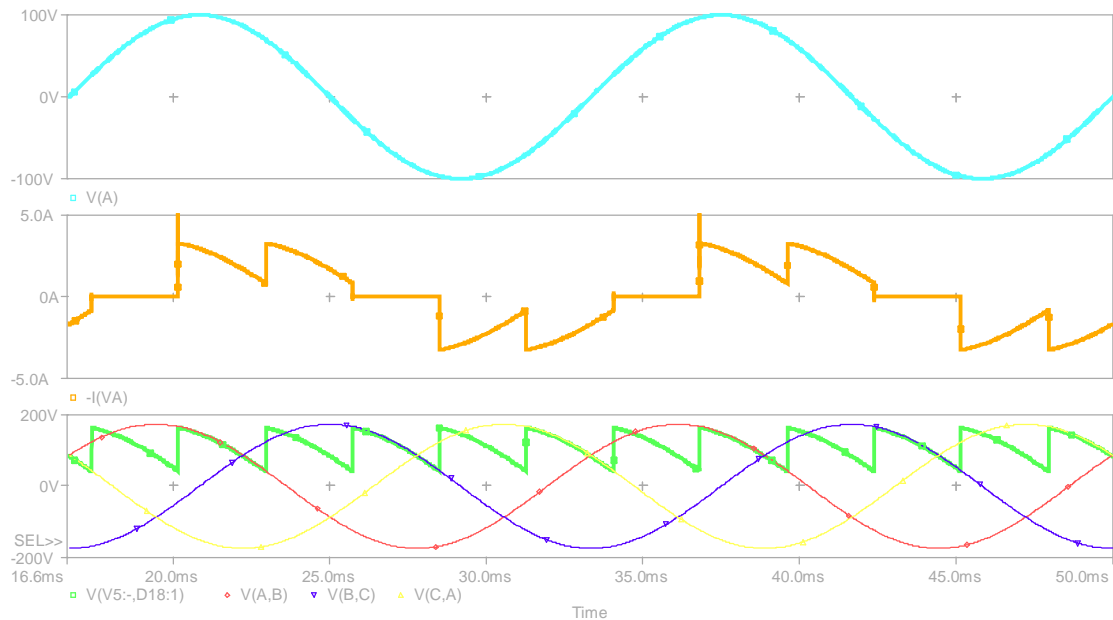
Distorsión armónica: THD=29.42%

Angulo de desplazamiento: $\phi = -27.1^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 0.89$ (en retraso)

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = \frac{0.89}{\sqrt{1+0.2942^2}} = 0.853$ (en retraso)

- Formas de onda para $\alpha = 45^\circ$



- Análisis de Fourier para $\alpha = 45^\circ$

```

****          CURRENT STEP                      PARAM ALPHA = 45
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT = 7.880196E-03

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT    (DEG)    PHASE (DEG)
-----
1           6.000E+01    2.505E+00  1.000E+00   -3.978E+01  0.000E+00
2           1.200E+02    9.886E-03  3.947E-03   -7.012E+01  9.430E+00
3           1.800E+02    9.142E-03  3.650E-03   -1.358E+02 -1.643E+01
4           2.400E+02    9.970E-03  3.980E-03    1.582E+02  3.173E+02
5           3.000E+02    8.144E-01  3.251E-01   -1.316E+00  1.976E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 3.623724E+01 PERCENT
    
```

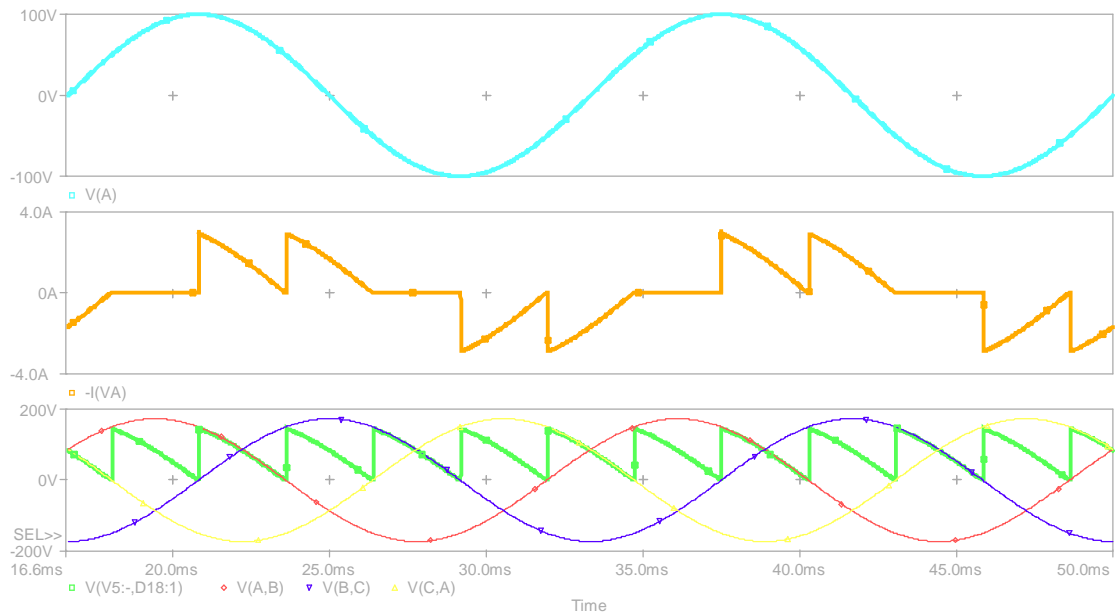
Distorsión armónica: THD=36.24%

Angulo de desplazamiento: $\phi = -39.8^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 0.768$ (en retraso)

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = \frac{0.768}{\sqrt{1+0.3624^2}} = 0.722$ (en retraso)

- Formas de onda para $\alpha = 60^\circ$



- Análisis de Fourier para $\alpha = 60^\circ$

```

****      CURRENT STEP                      PARAM ALPHA =   60
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT =   3.221135E-03

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT    (DEG)    PHASE (DEG)

   1         6.000E+01    1.768E+00  1.000E+00   -5.077E+01  0.000E+00
   2         1.200E+02    1.166E-02  6.593E-03   -7.693E+01  2.461E+01
   3         1.800E+02    3.415E-03  1.931E-03    1.798E+02  3.321E+02
   4         2.400E+02    1.164E-02  6.582E-03    7.430E+01  2.774E+02
   5         3.000E+02    8.123E-01  4.593E-01   -6.142E+01  1.924E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION =   5.131631E+01 PERCENT
    
```

Distorsión armónica: THD=51.32%

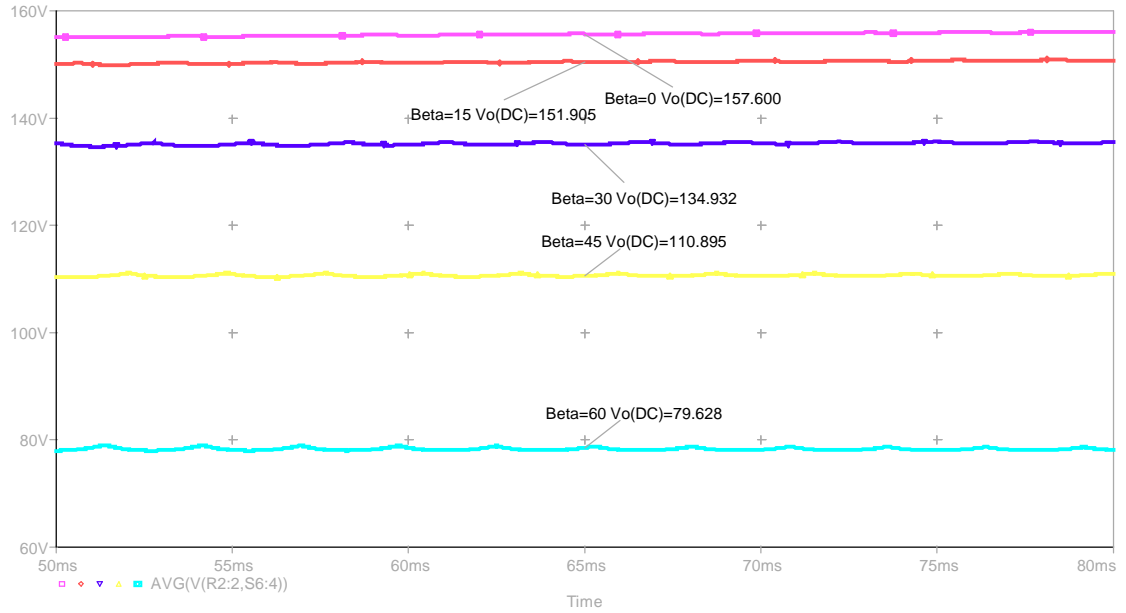
Angulo de desplazamiento: $\phi = -51^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 0.629$ (en retraso)

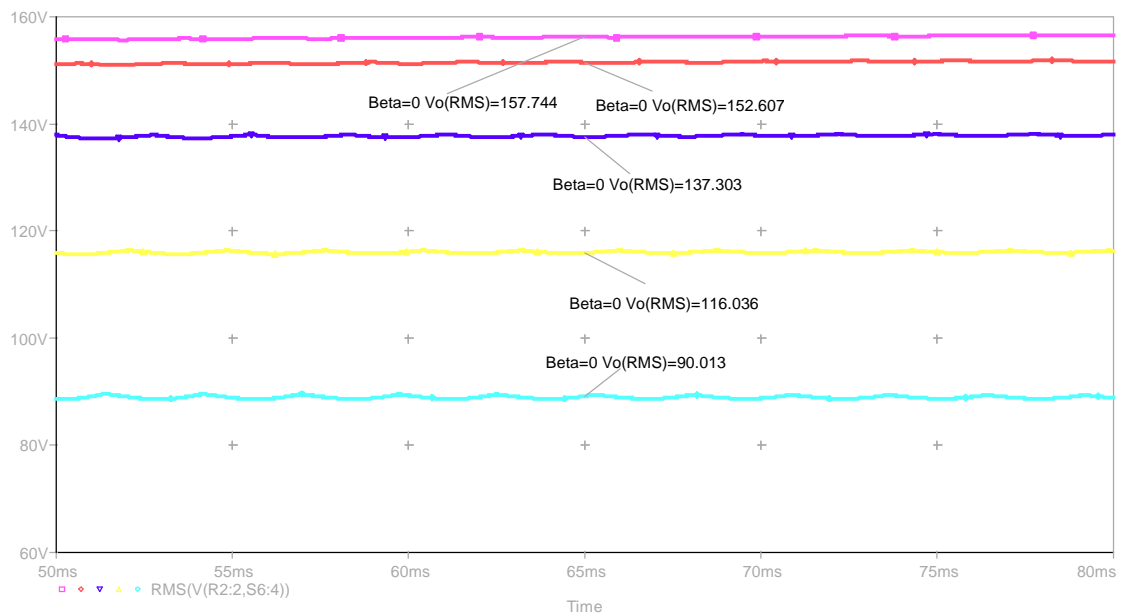
Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = 0.56$ (en retraso)

A2. CONTROL POR VARIACIÓN DEL ÁNGULO DE EXTINCIÓN

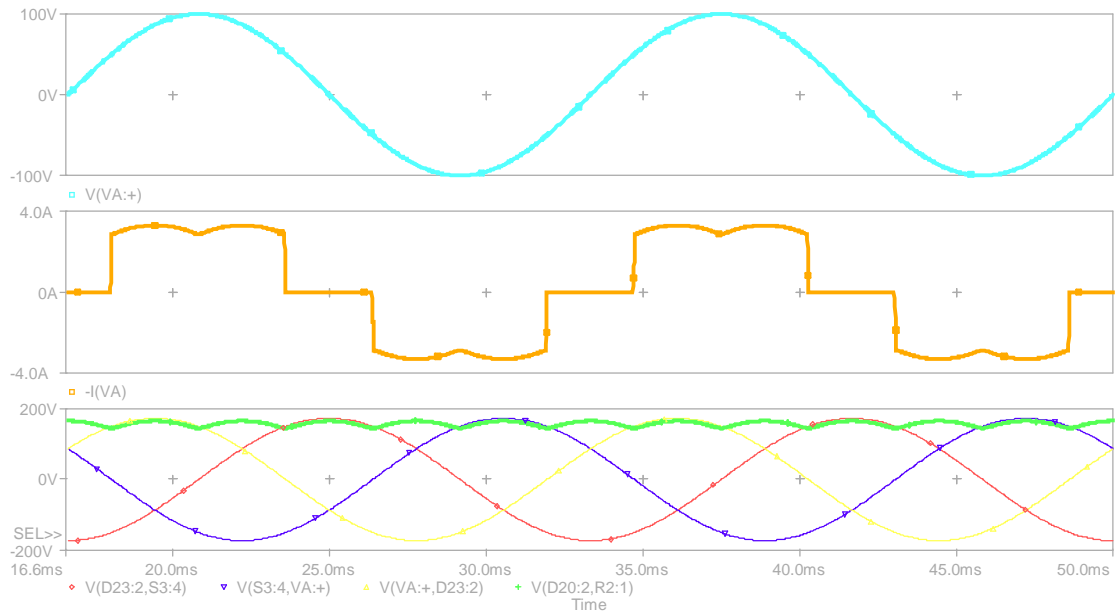
- Valor medio de la tensión de salida para $\beta = 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ y 60°



- Valor Eficaz de la tensión de salida para $\beta = 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ y 60°



- Formas de onda para $\beta = 0^\circ$



- Análisis de Fourier para $\beta = 0^\circ$

```

****      CURRENT STEP      PARAM BETA = 0
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT = -8.585266E-05

HARMONIC  FREQUENCY  FOURIER  NORMALIZED  PHASE  NORMALIZED
NO         (HZ)        COMPONENT COMPONENT (DEG)  PHASE (DEG)

1         6.000E+01  3.480E+00  1.000E+00  2.314E-01  0.000E+00
2         1.200E+02  2.985E-03  8.577E-04  -1.773E+02 -1.778E+02
3         1.800E+02  2.154E-03  6.191E-04  -1.930E-01 -8.874E-01
4         2.400E+02  3.006E-03  8.639E-04  1.774E+02  1.765E+02
5         3.000E+02  7.866E-01  2.260E-01  -1.790E+02 -1.801E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.527561E+01 PERCENT
    
```

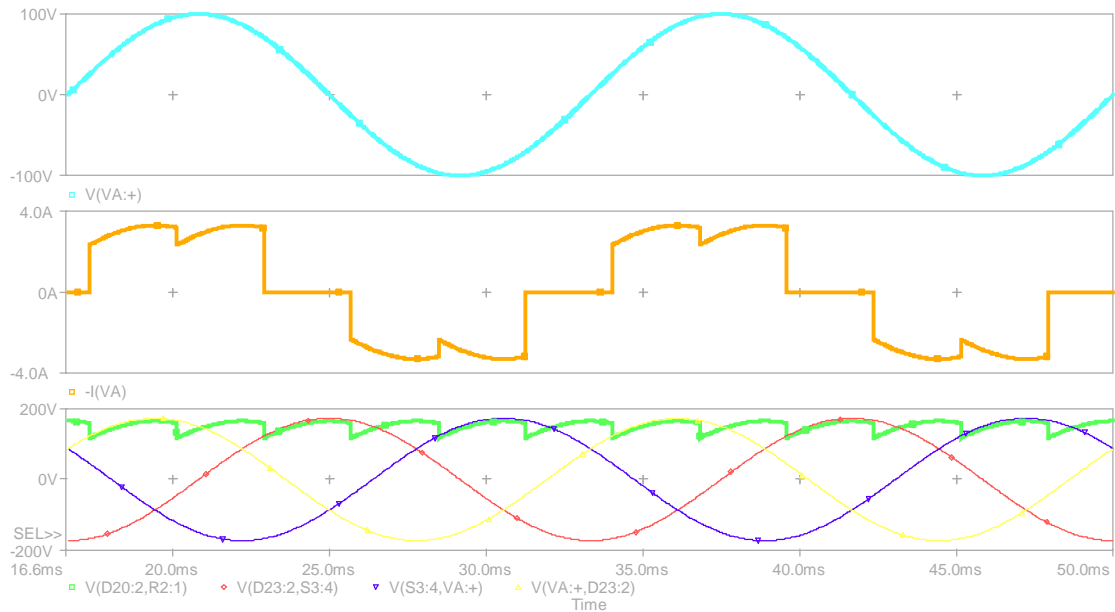
Distorsión armónica: THD=25.27%

Angulo de desplazamiento: $\phi = 0^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 1$ (en adelante)

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = 0.969$ (en adelante)

- Formas de onda para $\beta = 15^\circ$



- Análisis de Fourier para $\beta = 15^\circ$

```

****          CURRENT STEP          PARAM BETA = 15
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT = 2.795578E-03

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT     (DEG)     PHASE (DEG)
-----
1           6.000E+01    3.360E+00  1.000E+00     1.355E+01  0.000E+00
2           1.200E+02    4.420E-03  1.315E-03     1.317E+02  1.046E+02
3           1.800E+02    3.237E-03  9.635E-04     -1.350E+02 -1.757E+02
4           2.400E+02    4.444E-03  1.323E-03     -4.163E+01 -9.585E+01
5           3.000E+02    7.884E-01  2.347E-01     -1.200E+02 -1.878E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.621917E+01 PERCENT
    
```

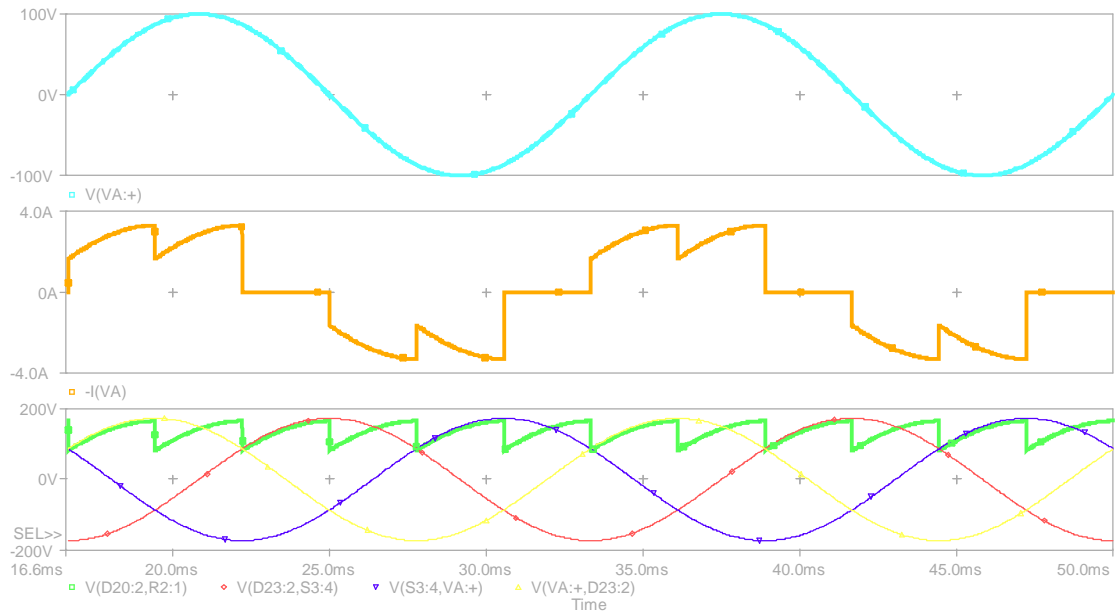
Distorsión armónica: THD=26.21%

Angulo de desplazamiento: $\phi = 14^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 0.97$ (en adelante)

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = 0.938$ (en adelante)

- Formas de onda para $\beta = 30^\circ$



- Análisis de Fourier para $\beta = 30^\circ$

```

****          CURRENT STEP          PARAM BETA = 30
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT = -3.970928E-03

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT     (DEG)    PHASE (DEG)

  1         6.000E+01    3.012E+00  1.000E+00     2.678E+01  0.000E+00
  2         1.200E+02    1.964E-03  6.520E-04     3.115E+01 -2.241E+01
  3         1.800E+02    3.777E-05  1.254E-05     8.451E+01  4.160E+00
  4         2.400E+02    1.975E-03  6.557E-04     1.488E+02  4.171E+01
  5         3.000E+02    7.913E-01  2.627E-01    -6.038E+01 -1.943E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.930548E+01 PERCENT
    
```

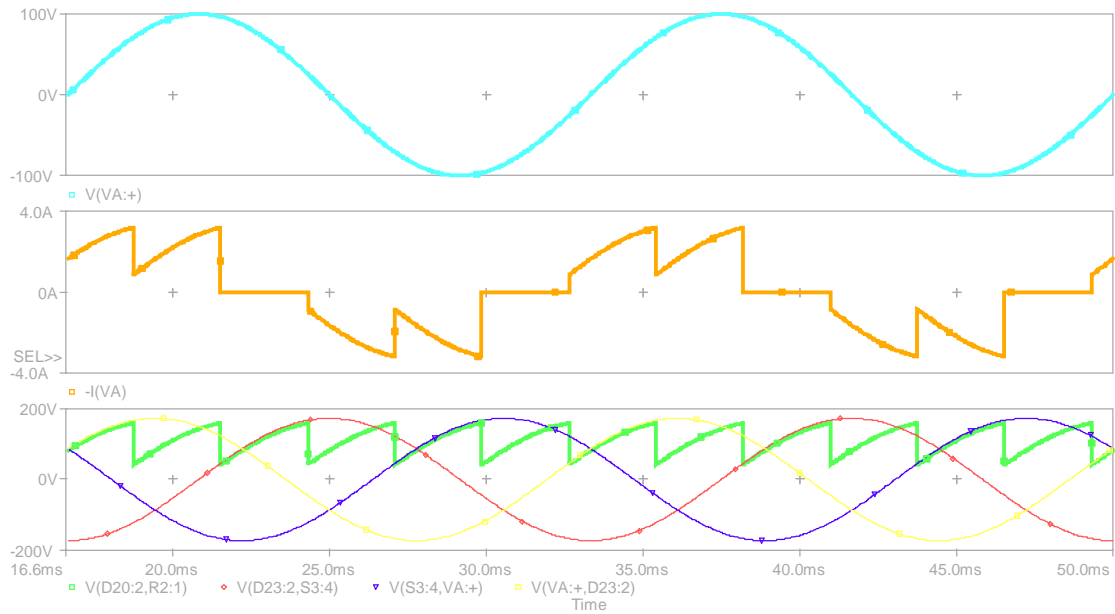
Distorsión armónica: THD=29.3%

Angulo de desplazamiento: $\phi = 26.8^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 0.892$ (en adelante)

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1 + THD_i^2}} = 0.8565$ (en adelante)

- Formas de onda para $\beta = 45^\circ$



- Análisis de Fourier para $\beta = 45^\circ$

```

****          CURRENT STEP          PARAM BETA = 45
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT = 2.826030E-03

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT    (DEG)    PHASE (DEG)
-----
1           6.000E+01    2.466E+00  1.000E+00    3.944E+01  0.000E+00
2           1.200E+02    4.401E-03  1.785E-03   -7.157E+01 -1.505E+02
3           1.800E+02    3.225E-03  1.308E-03    1.348E+02  1.647E+01
4           2.400E+02    4.422E-03  1.793E-03   -1.886E+01 -1.766E+02
5           3.000E+02    7.900E-01  3.204E-01   -7.103E-01 -1.979E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 3.580330E+01 PERCENT
    
```

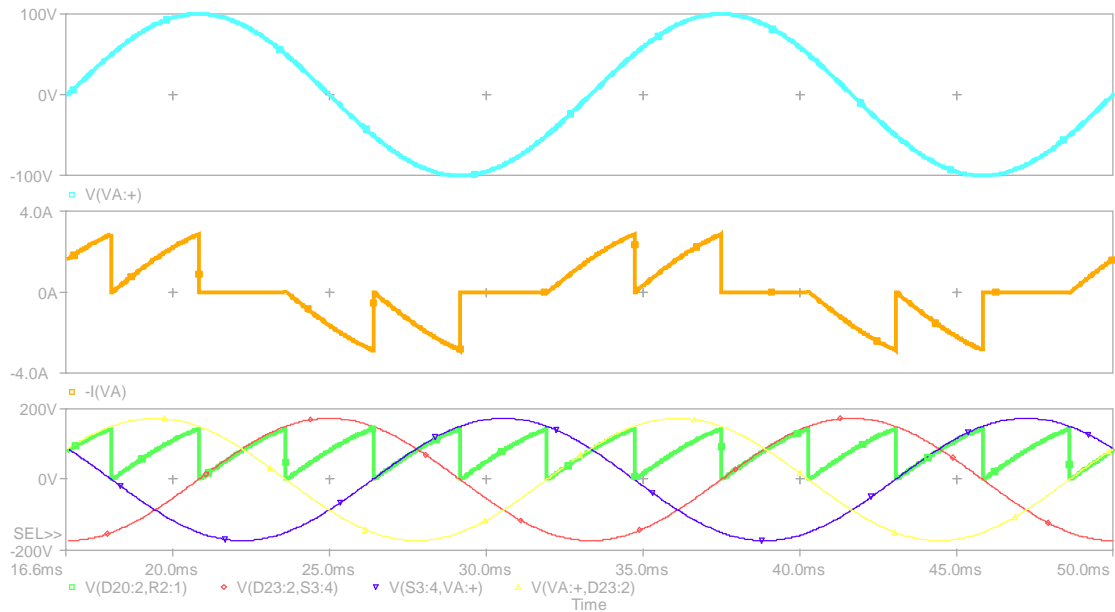
Distorsión armónica: THD=35.80%

Angulo de desplazamiento: $\phi = 40^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 0.766$ (en adelante)

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = 0.72$ (en adelante)

- Formas de onda para $\beta = 60^\circ$



- Análisis de Fourier para $\beta = 60^\circ$

```

****          CURRENT STEP          PARAM BETA = 60
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT = 3.375149E-03

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT     (DEG)     PHASE (DEG)

  1      6.000E+01    1.746E+00  1.000E+00     5.052E+01  0.000E+00
  2      1.200E+02    3.371E-03  1.931E-03    -3.135E+01 -1.324E+02
  3      1.800E+02    2.191E-03  1.255E-03    -1.799E+02 -3.315E+02
  4      2.400E+02    3.394E-03  1.944E-03     3.152E+01 -1.706E+02
  5      3.000E+02    7.916E-01  4.534E-01     5.973E+01 -1.929E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 5.065672E+01 PERCENT
    
```

Distorsión armónica: THD=50.65%

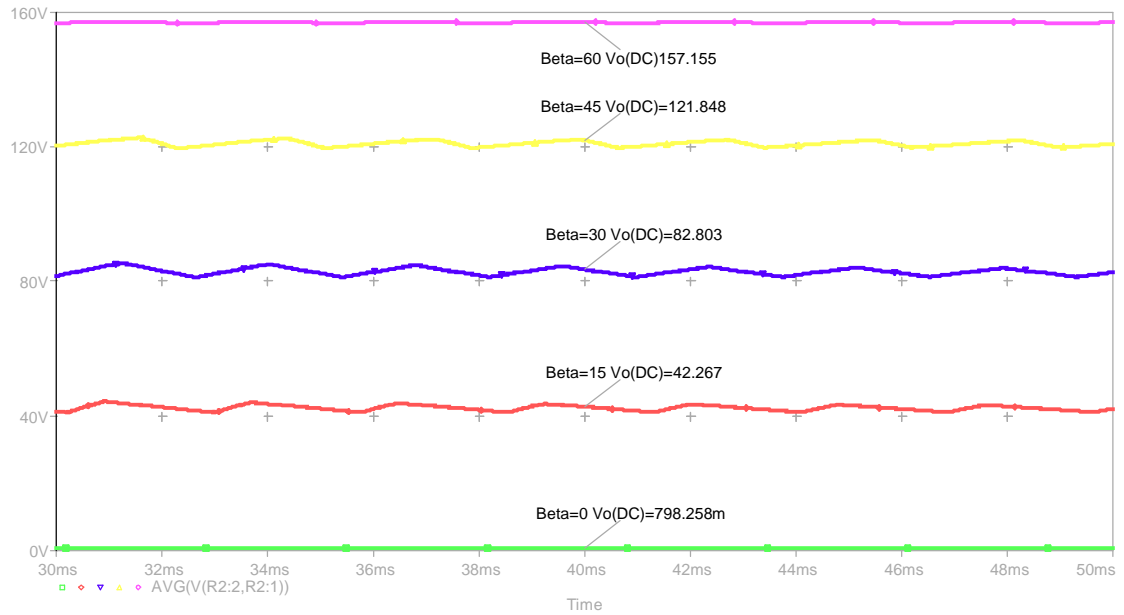
Angulo de desplazamiento: $\phi = 50.5^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 0.636$ (en adelante)

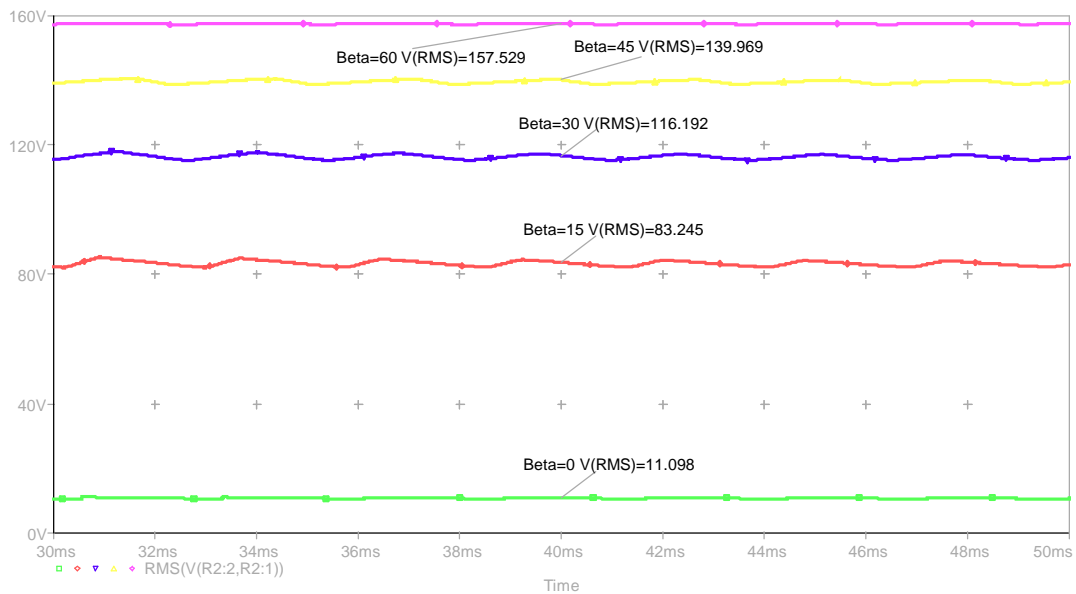
Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1 + THD_i^2}} = 0.5674$ (en adelante)

A3. CONTROL POR VARIACIÓN DE ANGULO SIMÉTRICO

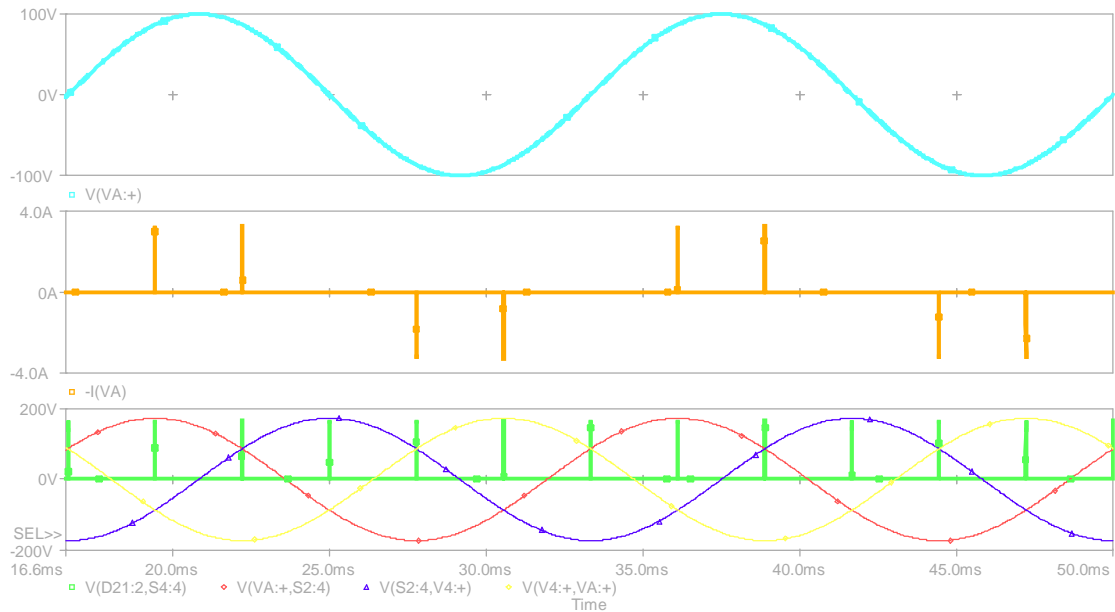
- Valor medio de la tensión de salida para $\beta = 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ y 60°



- Valor Eficaz de la tensión de salida para $\beta = 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ y 60°



- Formas de onda para $\beta = 0^\circ$



- Análisis de Fourier para $\beta = 0^\circ$

```

****      CURRENT STEP                      PARAM BETA =    0
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT =    8.377096E-04

HARMONIC  FREQUENCY  FOURIER  NORMALIZED  PHASE  NORMALIZED
  NO      (HZ)      COMPONENT COMPONENT  (DEG)  PHASE (DEG)
-----
   1      6.000E+01  1.673E-02  1.000E+00  -3.844E+00  0.000E+00
   2      1.200E+02  1.038E-02  6.202E-01  -4.582E+00  3.106E+00
   3      1.800E+02  2.238E-03  1.338E-01  9.081E+01  1.023E+02
   4      2.400E+02  1.046E-02  6.254E-01  -1.753E+02  -1.599E+02
   5      3.000E+02  1.659E-02  9.918E-01  -1.762E+02  -1.570E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION =    1.781871E+02 PERCENT
    
```

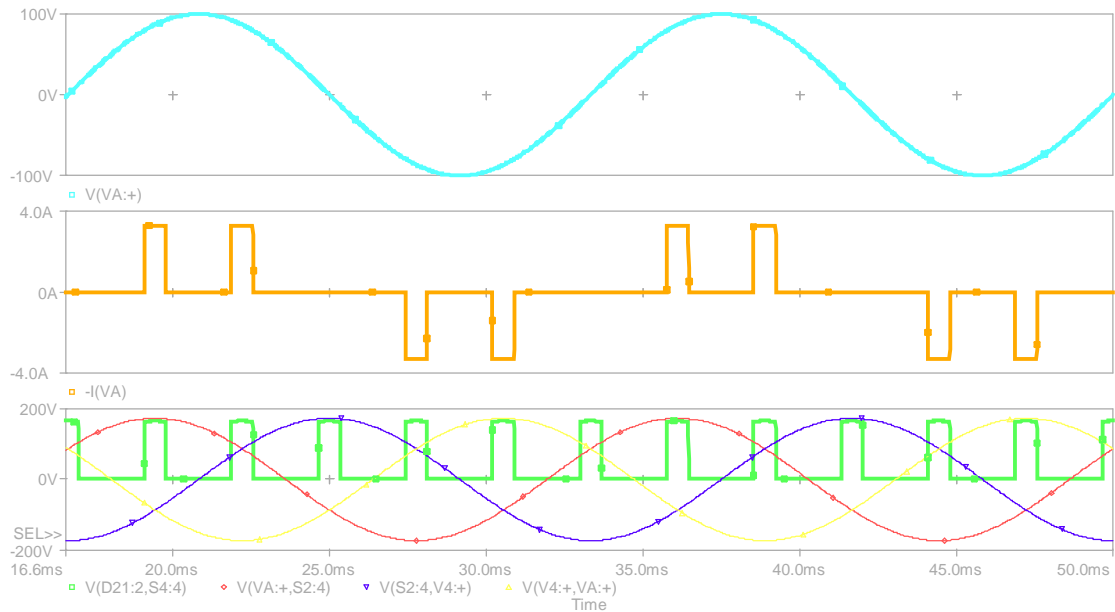
Distorsión armónica: THD=178%

Angulo de desplazamiento: $\phi = -3.8^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 0.998$

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = 0.488$

- Formas de onda para $\beta = 15^\circ$



- Análisis de Fourier para $\beta = 15^\circ$

```

****          CURRENT STEP          PARAM BETA = 15
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT = -5.155471E-04

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT    (DEG)    PHASE (DEG)
-----
1           6.000E+01    9.528E-01  1.000E+00    2.448E-02  0.000E+00
2           1.200E+02    1.975E-03  2.073E-03    1.657E+02  1.656E+02
3           1.800E+02    1.908E-03  2.002E-03   -9.350E+00 -9.423E+00
4           2.400E+02    3.731E-03  3.915E-03    1.732E+02  1.731E+02
5           3.000E+02    8.898E-01  9.339E-01   -1.799E+02 -1.801E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.273069E+02 PERCENT
    
```

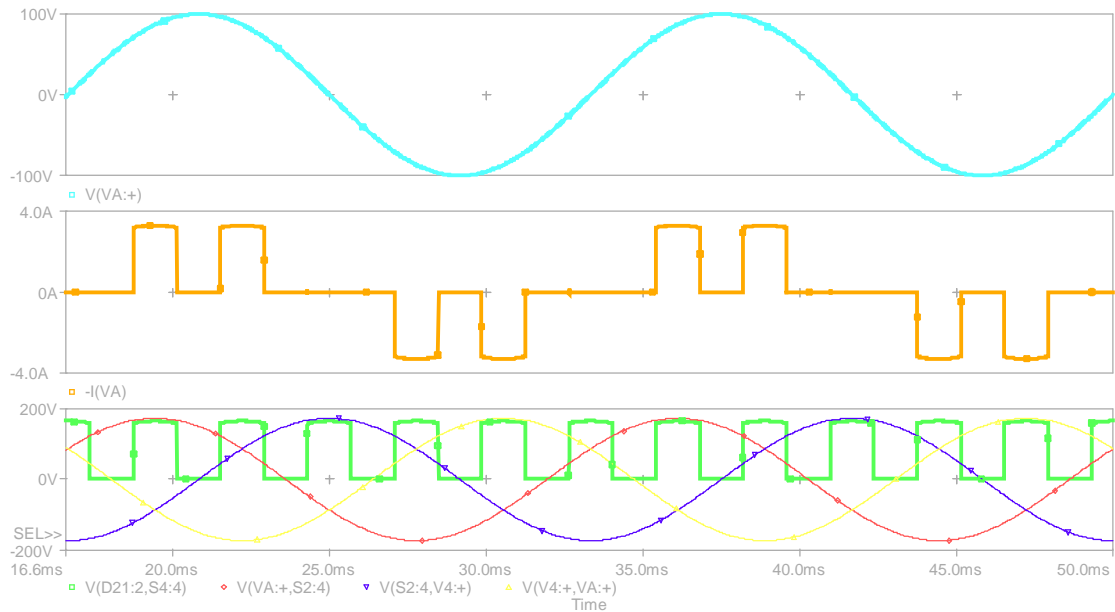
Distorsión armónica: THD=127.3%

Angulo de desplazamiento: $\phi = 0^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 1$

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1 + THD_i^2}} = 0.6177$

- Formas de onda para $\beta = 30^\circ$



- Análisis de Fourier para $\beta = 30^\circ$

```

****      CURRENT STEP                      PARAM BETA = 30
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT = 3.413759E-04

HARMONIC  FREQUENCY  FOURIER  NORMALIZED  PHASE  NORMALIZED
NO         (HZ)        COMPONENT COMPONENT (DEG)  PHASE (DEG)

1         6.000E+01  1.864E+00  1.000E+00  -3.053E-02  0.000E+00
2         1.200E+02  9.661E-03  5.182E-03  -1.720E+02  -1.719E+02
3         1.800E+02  5.578E-03  2.992E-03  1.629E+02  1.630E+02
4         2.400E+02  5.348E-03  2.868E-03  1.801E+01  1.814E+01
5         3.000E+02  1.391E+00  7.459E-01  -1.800E+02  -1.798E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 9.198015E+01 PERCENT
    
```

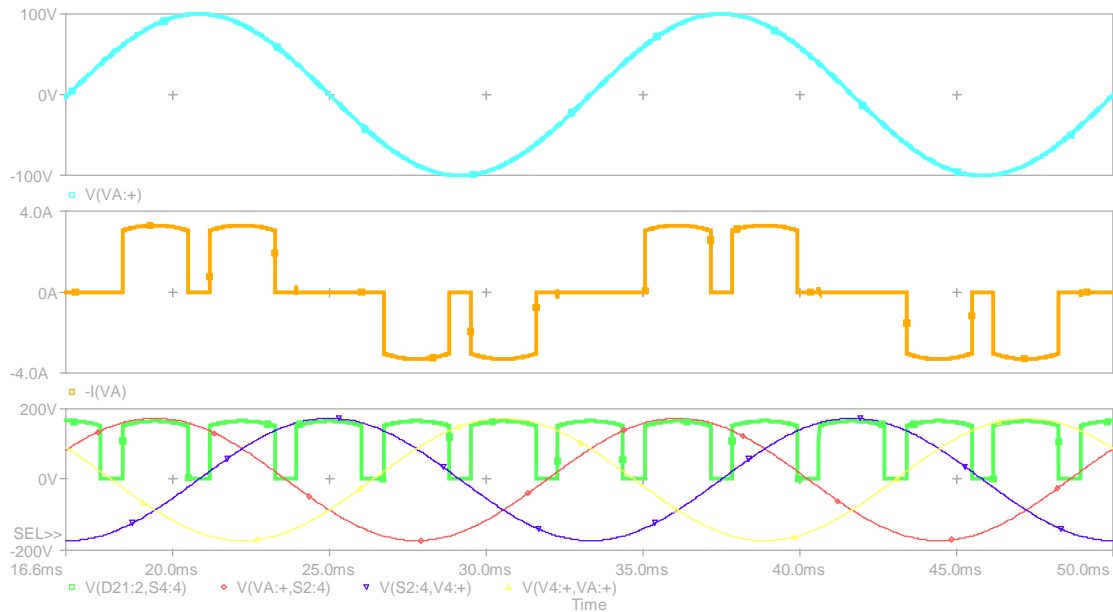
Distorsión armónica: THD=91.98%

Angulo de desplazamiento: $\phi = 0^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 1$

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = 0.736$

- Formas de onda para $\beta = 45^\circ$



- Análisis de Fourier para $\beta = 45^\circ$

```

****          CURRENT STEP          PARAM BETA = 45
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT = -2.221985E-04

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT    (DEG)    PHASE (DEG)

  1         6.000E+01    2.711E+00    1.000E+00    -8.681E-03    0.000E+00
  2         1.200E+02    5.477E-03    2.021E-03    -3.340E+00    -3.323E+00
  3         1.800E+02    4.917E-03    1.814E-03    -2.027E+00    -2.001E+00
  4         2.400E+02    7.793E-03    2.875E-03    -3.617E-02    -1.446E-03
  5         3.000E+02    1.341E+00    4.948E-01    1.800E+02    1.800E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 5.197769E+01 PERCENT
    
```

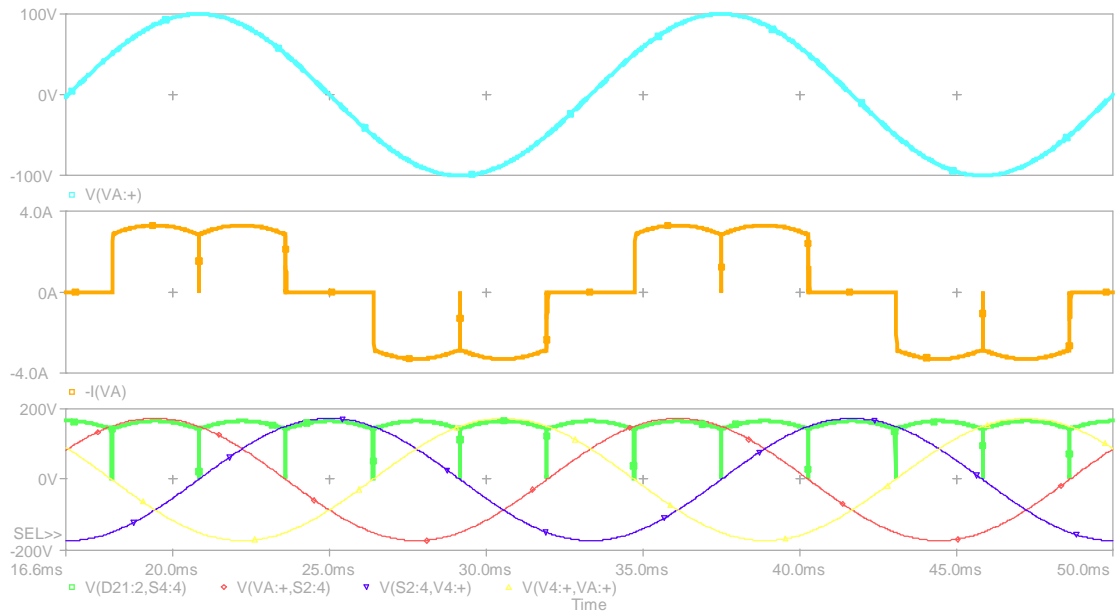
Distorsión armónica: THD=51.97%

Angulo de desplazamiento: $\phi = 0^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 1$

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = 0.887$

- Formas de onda para $\beta = 60^\circ$



- Análisis de Fourier para $\beta = 60^\circ$

```

****      CURRENT STEP      PARAM BETA = 60
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT = -9.029284E-04

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT     (DEG)    PHASE (DEG)
-----
  1          6.000E+01    3.471E+00  1.000E+00    -1.836E-01  0.000E+00
  2          1.200E+02    6.652E-03  1.916E-03    -2.261E+01  -2.225E+01
  3          1.800E+02    4.619E-03  1.331E-03    -1.798E+02  -1.793E+02
  4          2.400E+02    6.656E-03  1.917E-03     2.264E+01  2.338E+01
  5          3.000E+02    7.951E-01  2.290E-01     1.792E+02  1.801E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.545040E+01 PERCENT
    
```

Distorsión armónica: THD=25.45%

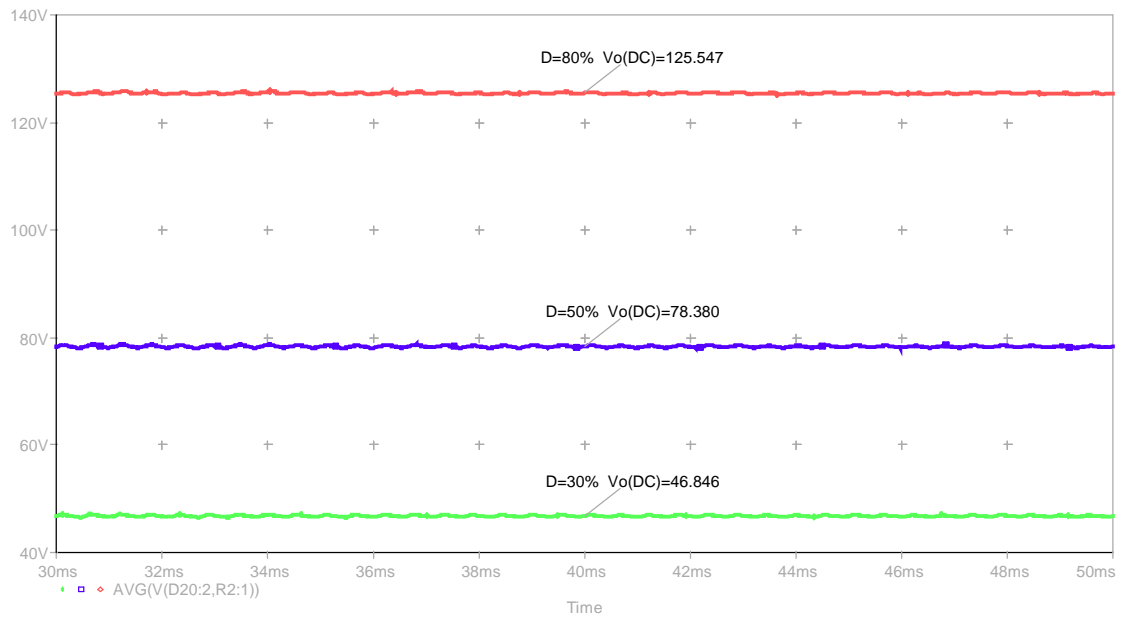
Angulo de desplazamiento: $\phi = 0^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 1$

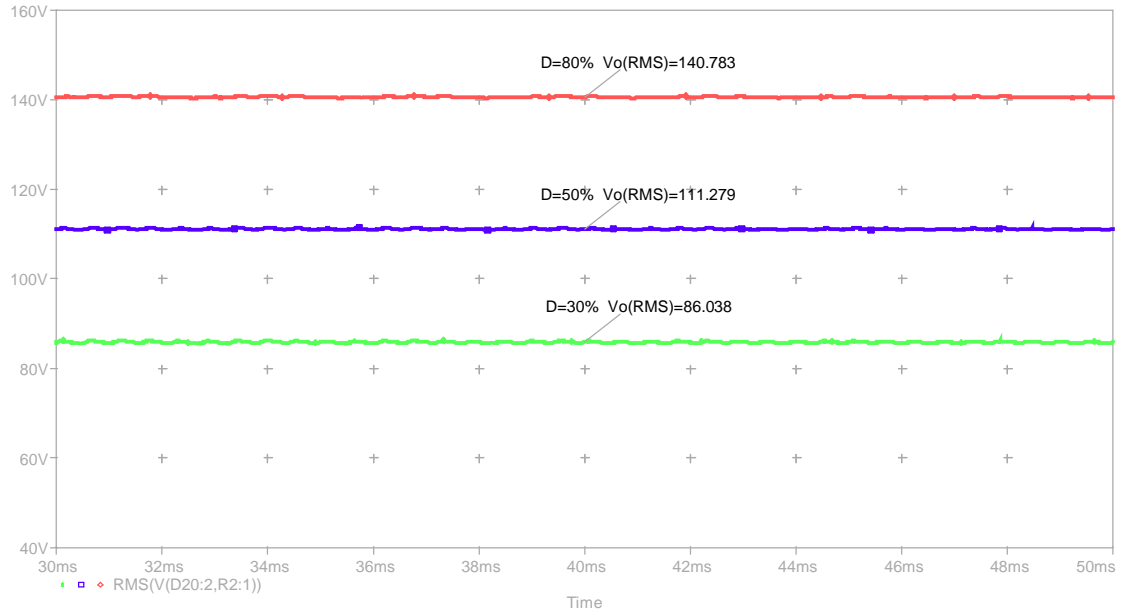
Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = 0.969$

A4. CONTROL POR VARIACIÓN DE ANCHO DE PULSO

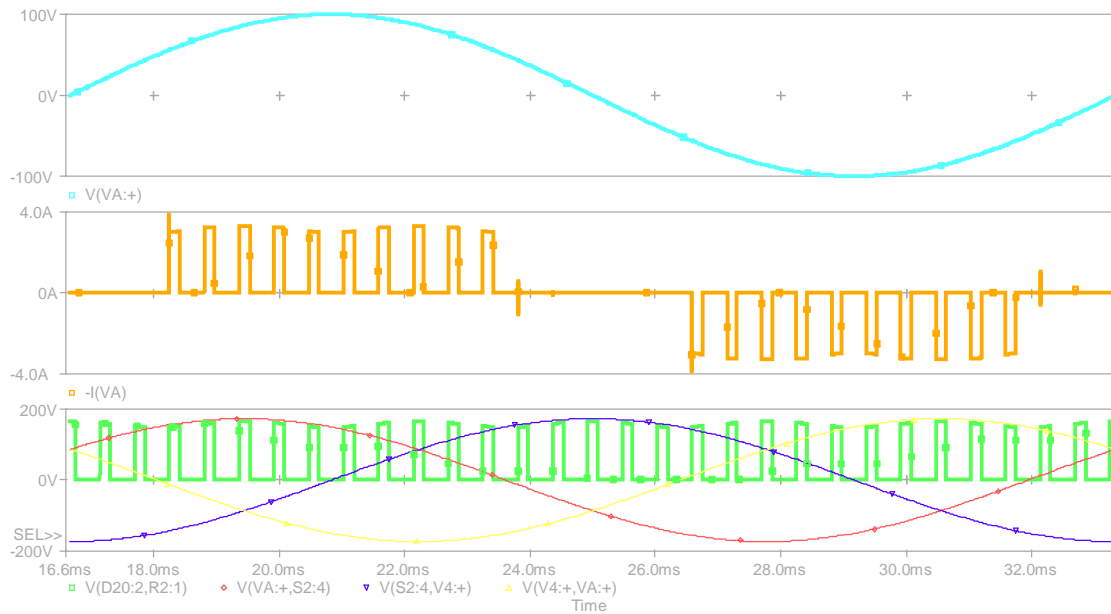
- Valor medio de la tensión de salida para un ciclo útil $D = 30\%, 50\%$ y 80%



- Valor Eficaz de la tensión de salida para un ciclo útil $D = 30\%, 50\%$ y 80%



- Formas de onda para un ciclo útil $D = 30\%$



- Análisis de Fourier para un ciclo útil $D = 30\%$

```

****      CURRENT STEP                      PARAM AMPL =      0.3
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT =  -2.111695E-03

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT    (DEG)    PHASE (DEG)

   1         6.000E+01    1.036E+00  1.000E+00    1.405E-02  0.000E+00
   2         1.200E+02    7.160E-03  6.913E-03    3.614E+01  3.611E+01
   3         1.800E+02    2.941E-03  2.839E-03   -1.644E+02 -1.644E+02
   4         2.400E+02    1.449E-02  1.399E-02   -1.685E+01 -1.691E+01
   5         3.000E+02    2.434E-01  2.350E-01    1.797E+02  1.796E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION =  2.689168E+01 PERCENT
    
```

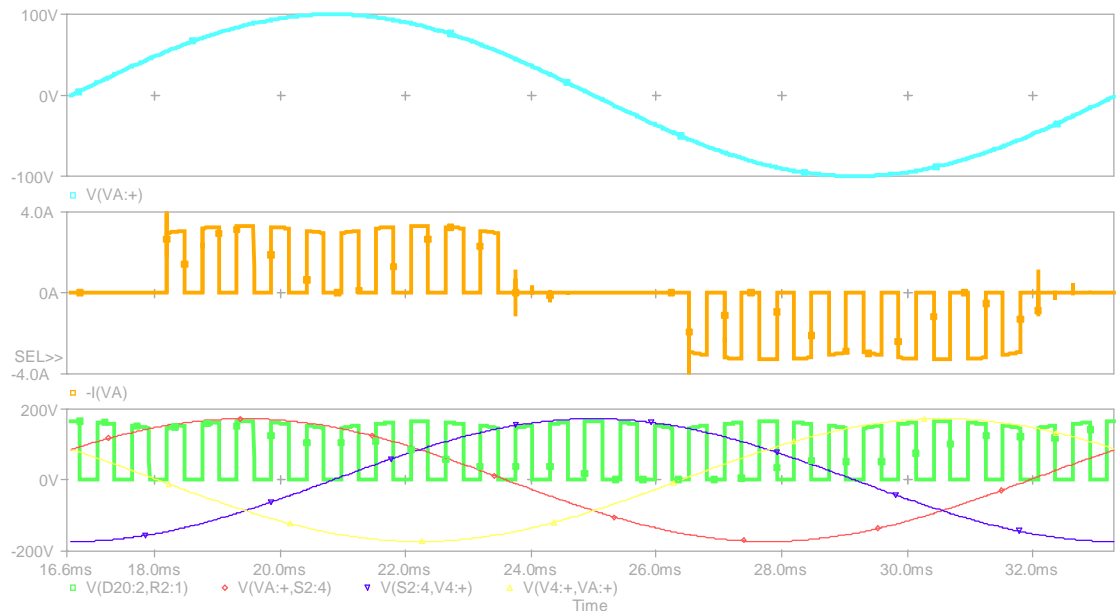
Distorsión armónica: $THD=26.89\%$

Angulo de desplazamiento: $\phi = 0^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 1$

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = 0.965$

- Formas de onda para un ciclo útil $D = 50\%$



- Análisis de Fourier para un ciclo útil $D = 50\%$

```

****      CURRENT STEP                      PARAM AMPL =      0.5
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT =  -1.125497E-03

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT    (DEG)    PHASE (DEG)

   1         6.000E+01    1.735E+00  1.000E+00    2.069E-02  0.000E+00
   2         1.200E+02    7.871E-03  4.538E-03    1.659E+02  1.659E+02
   3         1.800E+02    1.740E-03  1.003E-03   -7.715E+01 -7.722E+01
   4         2.400E+02    6.509E-03  3.752E-03   -1.711E+02 -1.712E+02
   5         3.000E+02    3.943E-01  2.273E-01    1.797E+02  1.796E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION =  2.596724E+01 PERCENT
    
```

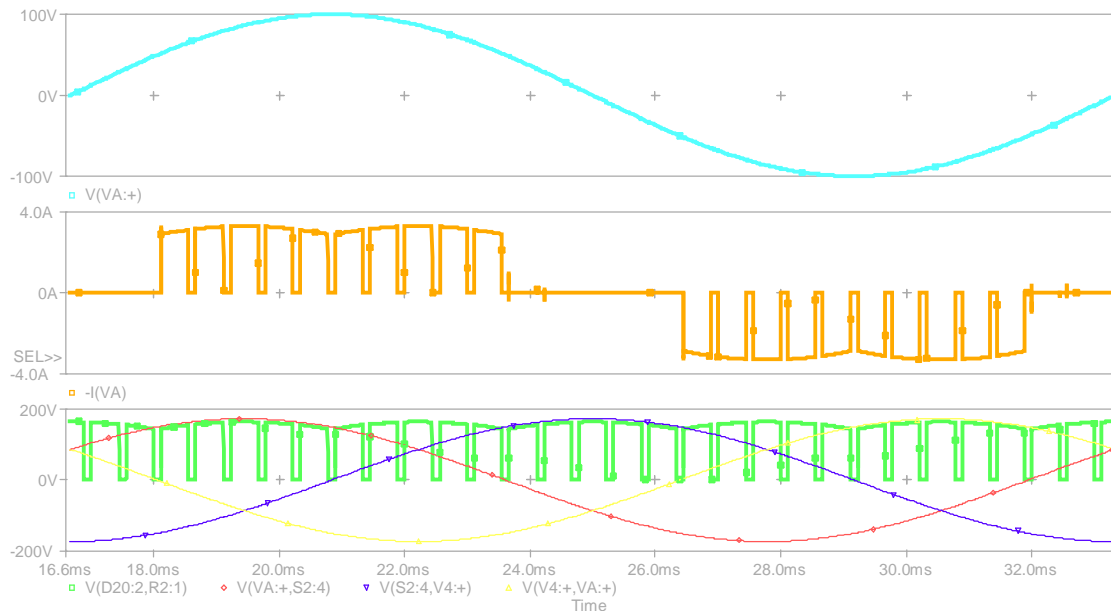
Distorsión armónica: $THD=25.96\%$

Angulo de desplazamiento: $\phi = 0^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 1$

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = 0.968$

- Formas de onda para un ciclo útil $D = 80\%$



- Análisis de Fourier para un ciclo útil $D = 80\%$

```

****      CURRENT STEP                      PARAM AMPL =      0.8
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT =  -1.957650E-03

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT    (DEG)    PHASE (DEG)

   1         6.000E+01    2.763E+00  1.000E+00   -5.926E-02  0.000E+00
   2         1.200E+02    6.597E-03  2.387E-03   -2.098E+00 -1.980E+00
   3         1.800E+02    2.727E-03  9.867E-04    6.644E+01  6.662E+01
   4         2.400E+02    4.724E-03  1.710E-03    1.246E+02  1.248E+02
   5         3.000E+02    6.337E-01  2.293E-01    1.797E+02  1.800E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION =  2.583220E+01 PERCENT
    
```

Distorsión armónica: $THD=25.83\%$

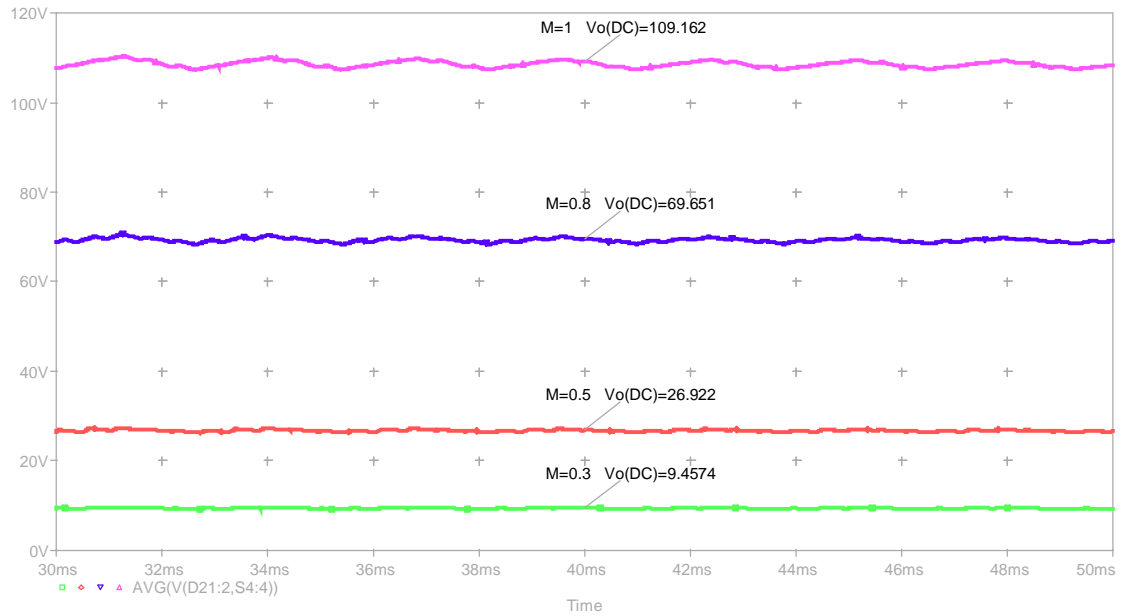
Angulo de desplazamiento: $\phi = 0^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 1$

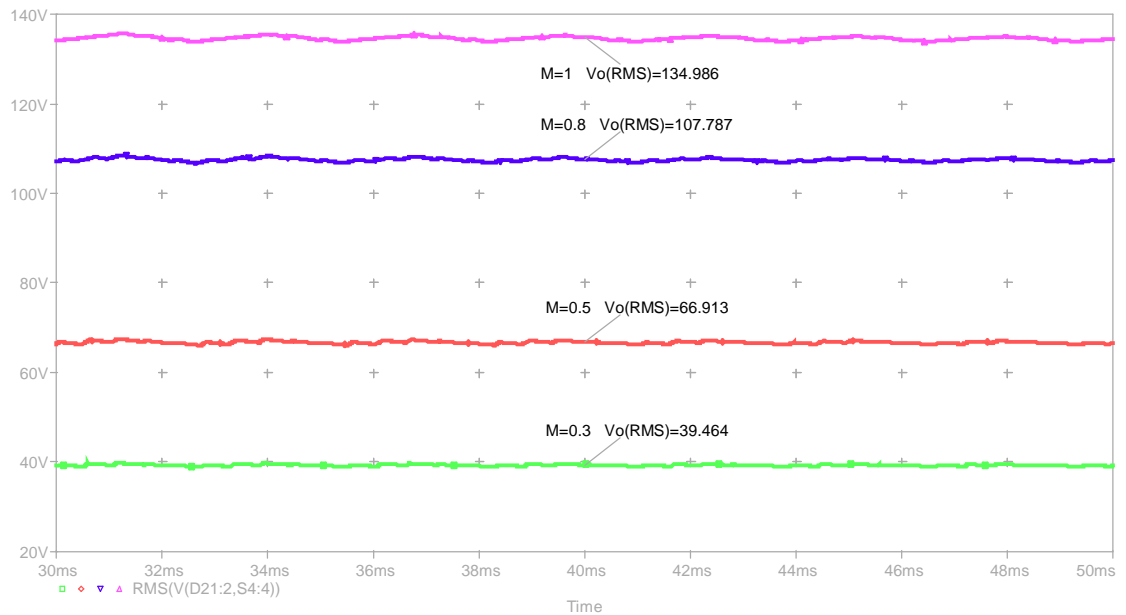
Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = 0.968$

A5. CONTROL POR MODULACIÓN SINUSOIDAL DE ANCHO DE PULSO

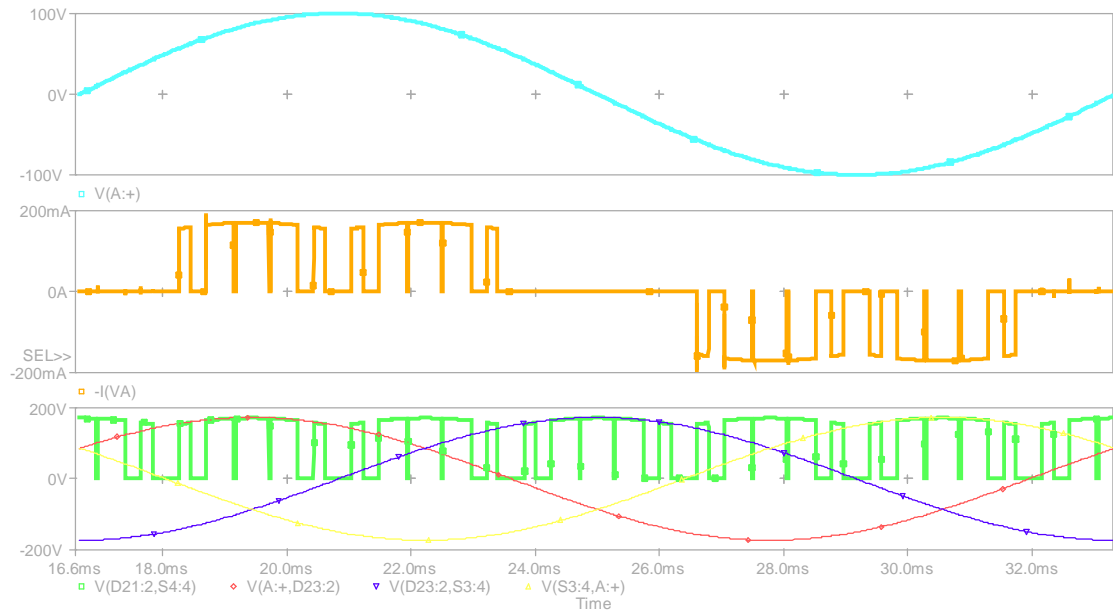
- Valor medio de la tensión de salida para $M = 0.3, 0.5, 0.8$ y 1



- Valor Eficaz de la tensión de salida para $M = 0.3, 0.5, 0.8$ y 1



- Formas de onda para $M = 1$



- Análisis de Fourier para $M = 1$

```

****      CURRENT STEP                      PARAM AMPL =      1
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT =      1.118678E-05

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT    (DEG)    PHASE (DEG)

      1      6.000E+01    1.211E-01    1.000E+00    -3.006E-03    0.000E+00
      2      1.200E+02    1.422E-03    1.174E-02    -6.487E-01    -6.427E-01
      3      1.800E+02    5.073E-04    4.191E-03     1.778E+02     1.779E+02
      4      2.400E+02    6.416E-04    5.300E-03    -1.796E+02    -1.795E+02
      5      3.000E+02    5.909E-02    4.881E-01    -1.800E+02    -1.800E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION =      5.268265E+01 PERCENT
    
```

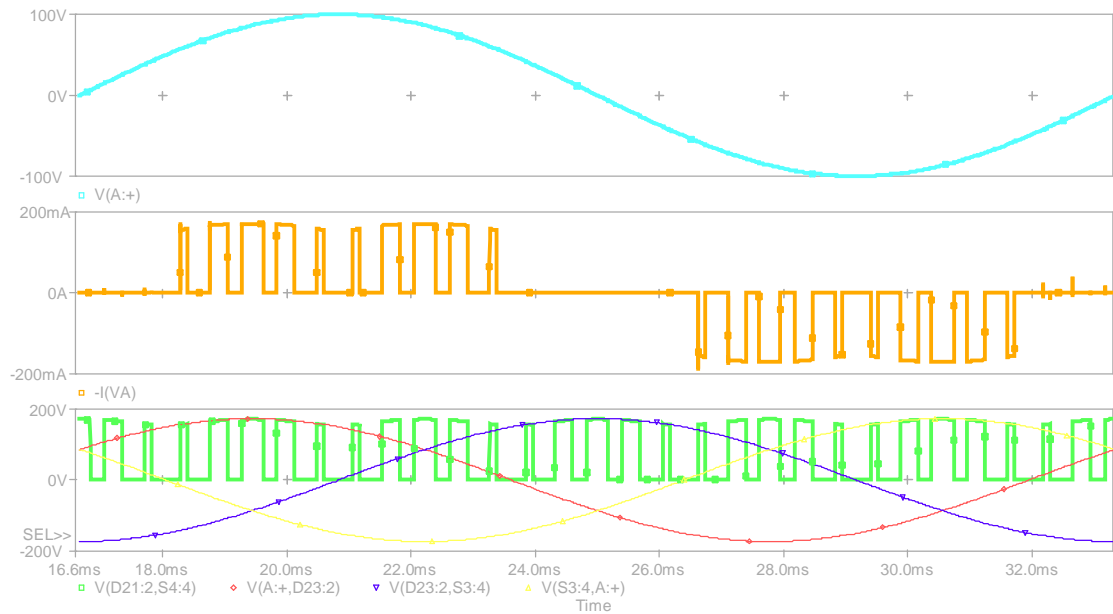
Distorsión armónica: THD=52.68%

Angulo de desplazamiento: $\phi = 0^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 1$

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = 0.884$

- Formas de onda para $M = 0.8$



- Análisis de Fourier para $M = 0.8$

```

****      CURRENT STEP                      PARAM AMPL =      .8
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT =  -1.882389E-05

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT    (DEG)    PHASE (DEG)

   1         6.000E+01    7.703E-02  1.000E+00    2.237E-02  0.000E+00
   2         1.200E+02    6.487E-04  8.422E-03    1.772E+02  1.772E+02
   3         1.800E+02    3.370E-04  4.376E-03    -8.222E+00 -8.289E+00
   4         2.400E+02    2.918E-04  3.789E-03    7.096E-01  6.201E-01
   5         3.000E+02    3.862E-02  5.014E-01    1.800E+02  1.799E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION =  5.417820E+01 PERCENT
    
```

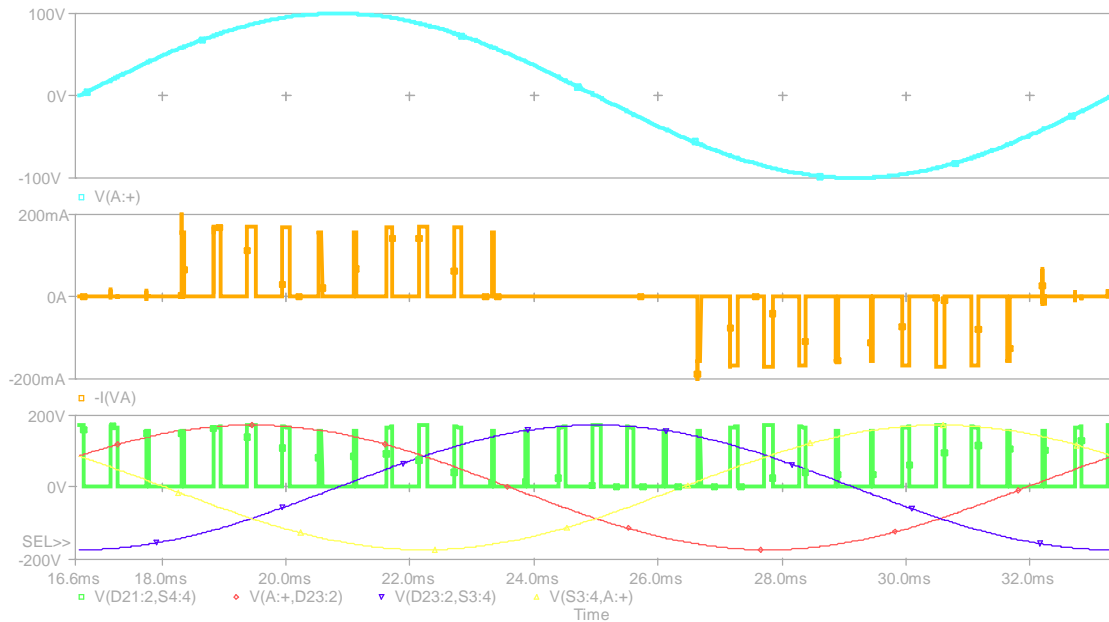
Distorsión armónica: THD=54.17%

Angulo de desplazamiento: $\phi = 0^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 1$

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = 0.879$

- Formas de onda para $M = 0.5$



- Análisis de Fourier para $M = 0.5$

```

****      CURRENT STEP      PARAM AMPL =      .5
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT =  -1.187485E-06

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT    (DEG)    PHASE (DEG)
-----
1           6.000E+01    2.984E-02    1.000E+00    1.983E-03    0.000E+00
2           1.200E+02    3.529E-04    1.183E-02   -1.799E+02   -1.799E+02
3           1.800E+02    4.898E-05    1.641E-03   -5.193E-01   -5.253E-01
4           2.400E+02    6.381E-04    2.138E-02    1.800E+02    1.800E+02
5           3.000E+02    1.505E-02    5.044E-01   -1.800E+02   -1.800E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION =  5.523250E+01 PERCENT
    
```

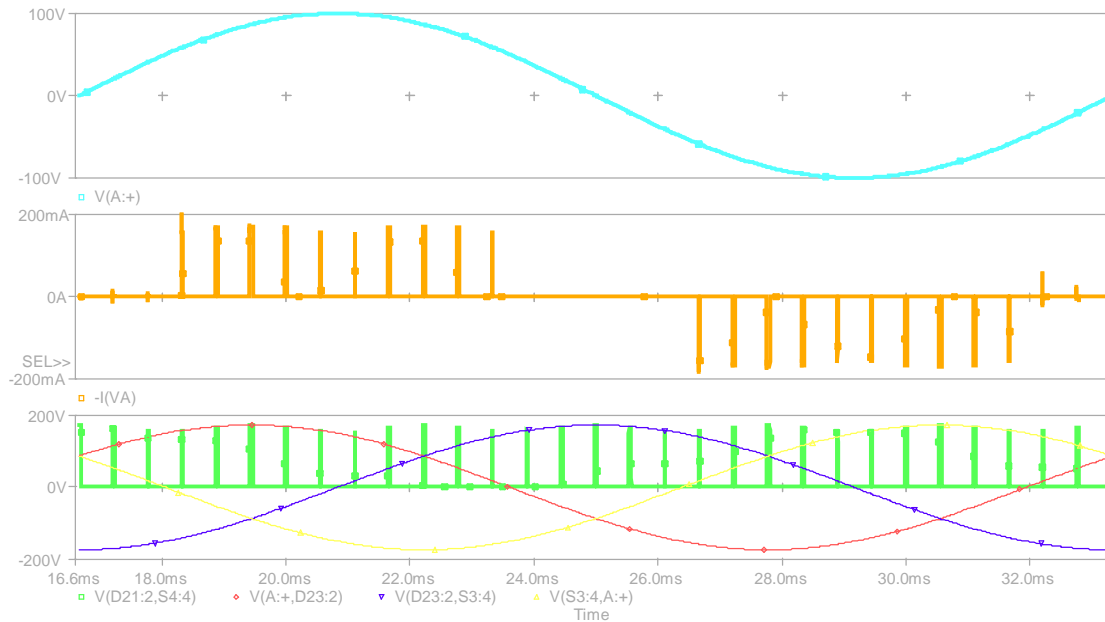
Distorsión armónica: THD=55.23%

Angulo de desplazamiento: $\phi = 0^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 1$

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = 0.875$

- Formas de onda para $M = 0.3$



- Análisis de Fourier para $M = 0.3$

```

****      CURRENT STEP      PARAM AMPL =      .3
*****
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_A)

DC COMPONENT =  -2.819146E-05

HARMONIC    FREQUENCY    FOURIER    NORMALIZED    PHASE    NORMALIZED
  NO          (HZ)      COMPONENT  COMPONENT    (DEG)    PHASE (DEG)
-----
      1      6.000E+01    1.084E-02    1.000E+00     8.339E-02  0.000E+00
      2      1.200E+02    5.622E-04    5.187E-02     9.628E+00  9.461E+00
      3      1.800E+02    5.631E-04    5.195E-02     1.974E+00  1.723E+00
      4      2.400E+02    5.052E-04    4.660E-02    -1.681E+02 -1.684E+02
      5      3.000E+02    5.602E-03    5.168E-01    -1.792E+02 -1.796E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION =  5.748118E+01 PERCENT
    
```

Distorsión armónica: THD=57.48%

Angulo de desplazamiento: $\phi = 0^\circ$

Factor de desplazamiento: $DF = \cos(\phi) = 1$

Factor de Potencia: $PF = \frac{DF}{\sqrt{1+THD_i^2}} = 0.8669$

ANEXO B: VISUALIZACIÓN DE PARAMETROS EN LA LCD

Figura B1: Visualización de parámetros y forma de onda de salida para el control por ángulo de retraso con $\alpha = 30^\circ$



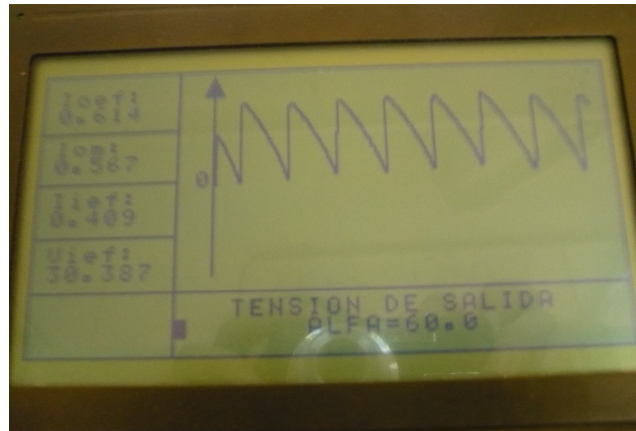
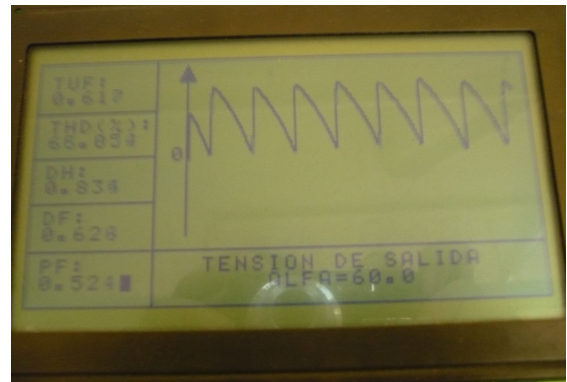
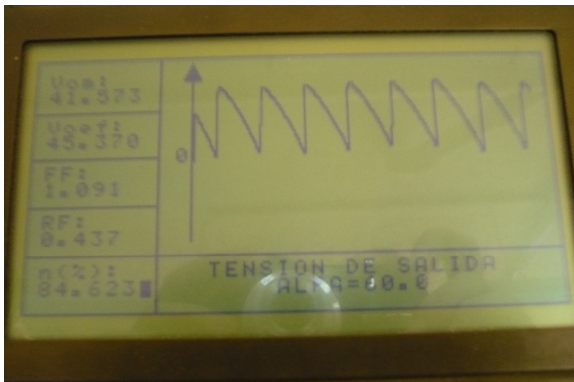
De la figura B1 se obtiene:

α	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	THD	DH	DF	PF	η
30%	69.539	70.675	1.016	0.179	48.645	0.90	0.90	0.81	96.938%

Resultados por simulación:

α	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	THD	DH	DF	PF	η
30%	68.839	70.011	1.017	0.185	29.33	0.959	0.98	0.94	96.81 %

Figura B2: Visualización de parámetros y forma de onda de salida para el control por ángulo de retraso con $\alpha = 60^\circ$



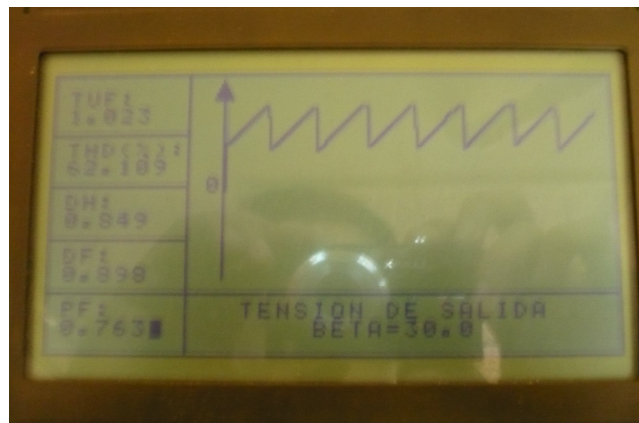
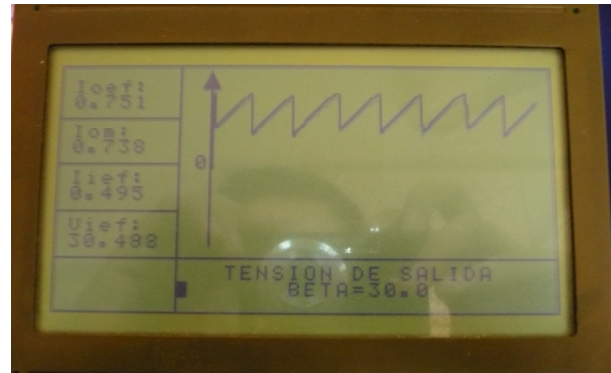
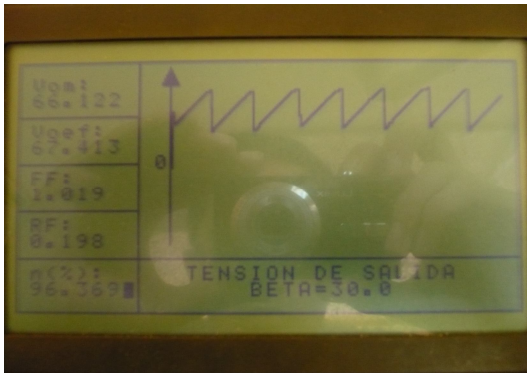
De la figura B2 se obtiene:

α	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	THD	DH	DF	PF	η
60%	41.573	45.370	1.091	0.437	65.054	0.834	0.628	0.52	84.623%

Resultados por simulación:

α	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	THD	DH	DF	PF	η
60%	39.1	44.6	1.140	0.548	51.13	0.883	0.53	0.468	76.85%

Figura B3: Visualización de parámetros y forma de onda de salida para el control por ángulo de extinción con $\beta = 30^\circ$



De la figura B3 se obtiene:

β	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	THD	DH	DF	PF	η
30%	66.122	67.413	1.019	0.198	62.1	0.84	0.89	0.76	96.369 %

Resultados por simulación:

β	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	THD	DH	DF	PF	η
30%	67.1	68.3	1.017	0.189	29.3	0.959	0.898	0.86	96.51 %

Figura B4: Visualización de parámetros y forma de onda de salida para el control por ángulo simétrico con $\beta = 30^\circ$



De la figura B4 se obtiene:

β	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	THD	DH	DF	PF	η
30%	21.592	29.553	1.368	0.934	102.6	0.69	0.99	0.69	55.742%

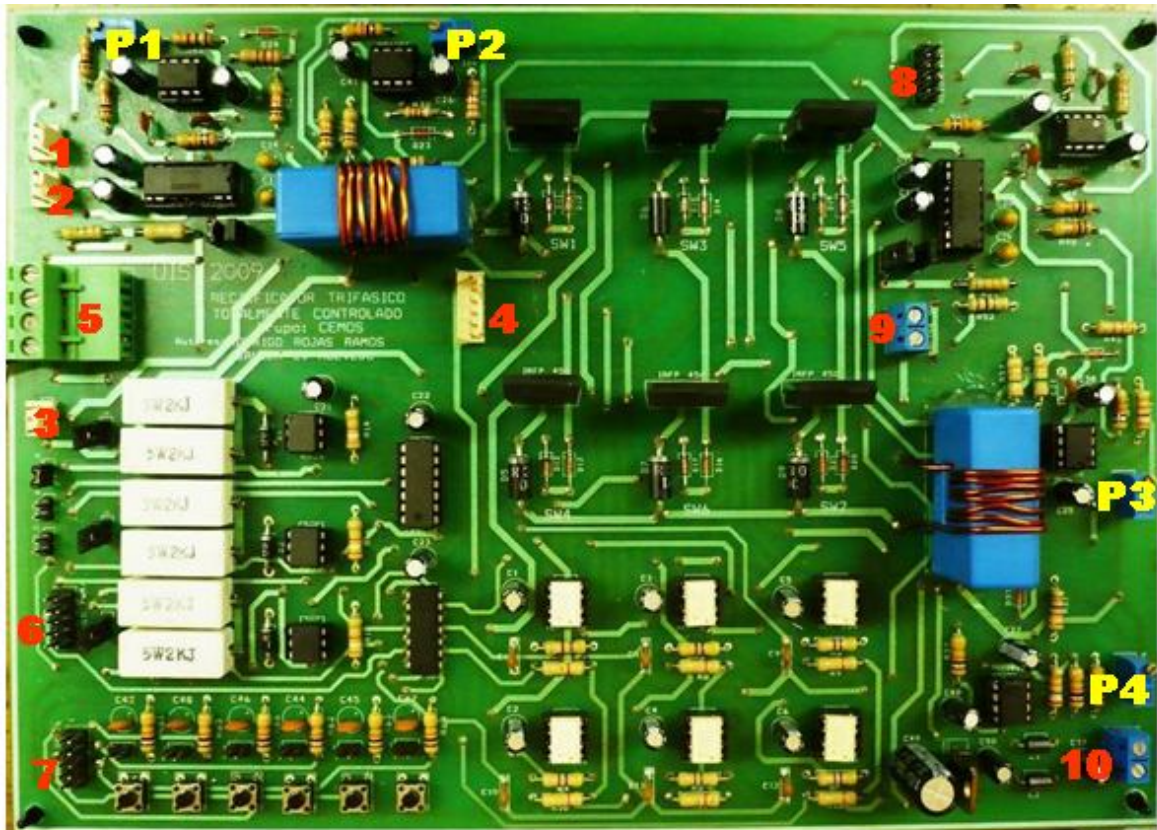
Resultados por simulación:

β	V_{DC}	V_{RMS}	FF	RF	THD	DH	DF	PF	η
30%	20.75	29.3	1.429	1.021	92.17	0.735	0.83	0.61	50.16%

ANEXO C: MANUAL DE USUARIO

En este anexo se dará una breve explicación del modo de conexión de las tarjetas desarrolladas, la primera de ellas se muestra en la figura C1.

Figura C1. Sistema de rectificación trifásica.



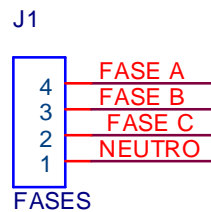
Los números que se observan en la figura C1, representan elementos de la tarjeta de rectificación trifásica, que se deben de tener en cuenta para su correcto funcionamiento; a continuación se describen las características de cada uno de ellos:

Los cuatro primeros conectores se conectan directamente de la tarjeta de fuentes de alimentación

1. Conector para fuente dual de $\pm 15V$.

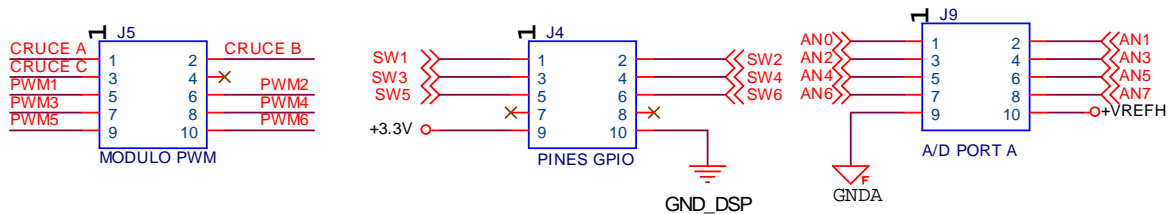
2. Conector para fuente dual de $\pm 15V$.
3. Conector para fuente dual de $\pm 15V$.
4. Conector para 3 fuentes independientes de $+15V$.
5. Conector para entrada trifásica cuyo orden de conexión es como se muestra en la figura C2

Figura C2. Conector de entrada trifásico



Los puertos 6, 7 y 8 se conectan a la tarjeta del sistema de desarrollo DSP56F8323, tomando como referencia un 1 ubicado en ambas tarjetas, que sirve como orientación para el acoplo de las tarjetas, como se muestra en la figura C3.

Figura C3. Conectores PWM, GPIO y A/D



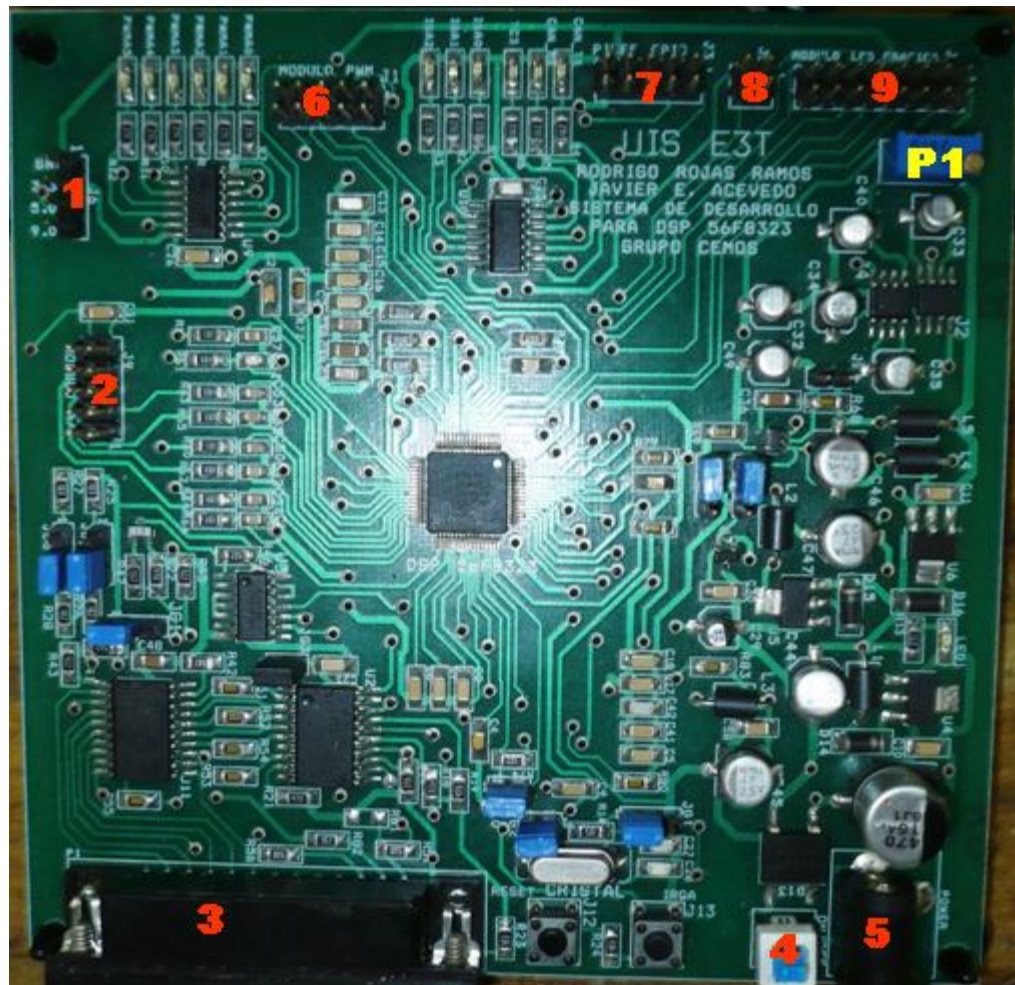
6. Conector de entrada PWM, y detección de cruce por cero.
7. Conector de salida de los de los pulsadores que controlan la pantalla LCD hacia el puerto GPIO.
8. Conector de salida de las 4 señales sensadas y acondicionadas, hacia el puerto A/D del sistema de desarrollo.
9. Conector de salida para conectar la carga.
10. Salida de una fuente de alimentación independiente de 9Vdc no usada en este trabajo.

Los numerados P1, P2 P3 y P4 corresponden a ajustadores del nivel que entra al convertor A/D la cual debe estar comprendida entre 0 y 3V

- P1. Potenciómetro que controla el nivel de Offset de la tensión sensada de la fase A.
- P2. Potenciómetro que controla el nivel de Offset de la corriente sensada en la fase A.
- P3. Potenciómetro que controla el nivel de Offset de la tensión sensada de la carga.
- P4. Potenciómetro que controla el nivel de Offset de la corriente sensada de la carga.

La segunda tarjeta que se realizó fue un sistema de desarrollo para el DSP56F8323, que se muestra en la figura C4.

Figura C4. Sistema de desarrollo para el DSP56F8323

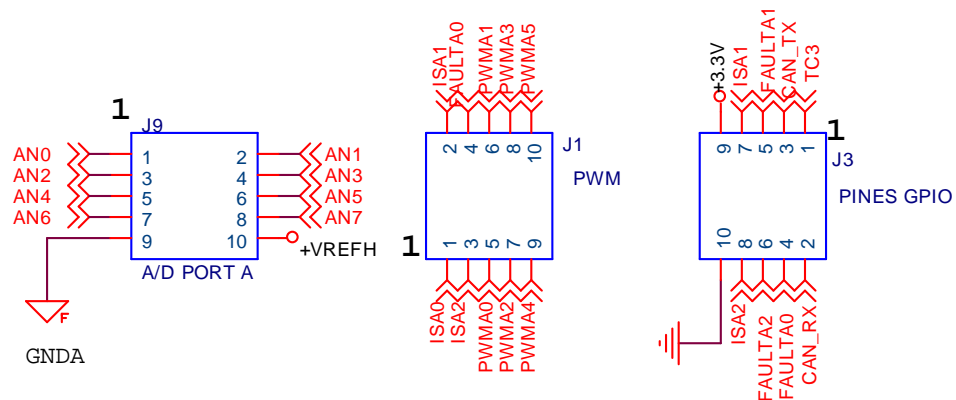


Fuente: Autores

Los elementos numerados en la figura C4, se deben conocer para su correcto funcionamiento, las características de cada uno de ellos serán tratadas a continuación:

1. Conector de salida de Fuentes de 3, 5 y 9Vdc.
2. Conector del conversor A/D, la figura C5 muestra la configuración de pines usada.

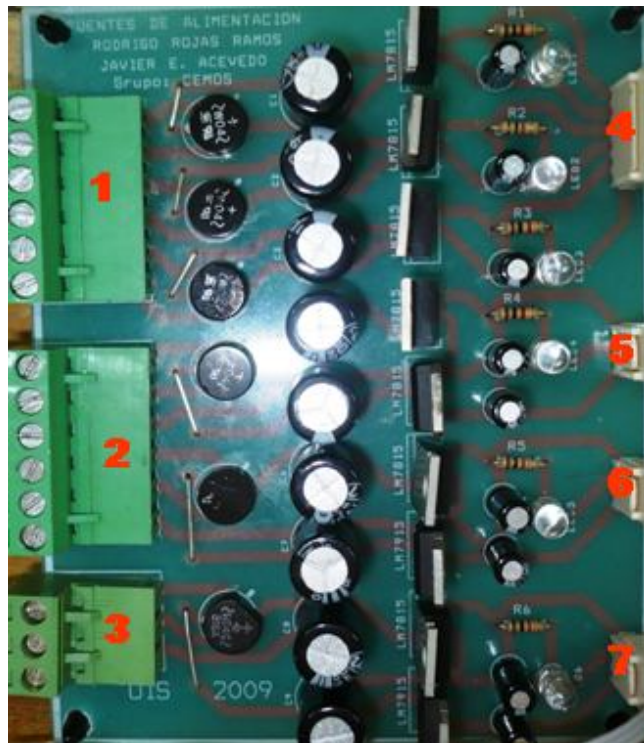
Figura C5. Modulo A/D, PWM y GPIO en la tarjeta de desarrollo DSP56F8323



3. Puerto paralelo que va hacia el PC.
4. Interruptor de encendido y apagado de la tarjeta de desarrollo
5. Conector de alimentación proveniente de un adaptador de 12Vdc
6. Módulo PWM
7. Modulo GPIO
8. Puerto de salida IRQA y RESET que pueden ser usados como interrupciones o pines de propósito general
9. Puerto para conectar la LCD gráfica
- P1. Potenciómetro que controla el contraste de la LCD gráfica.

La figura C6, muestra la tercera tarjeta realizada que corresponde a las fuentes de alimentación.

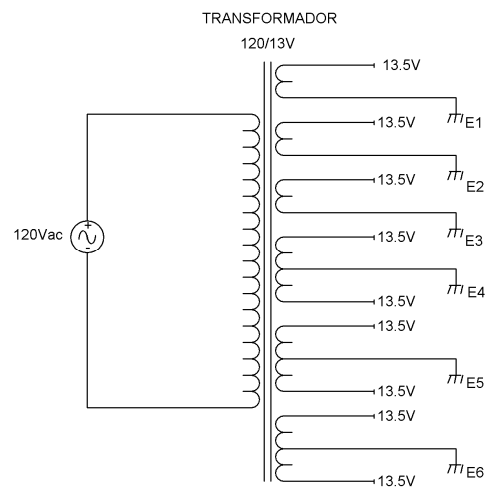
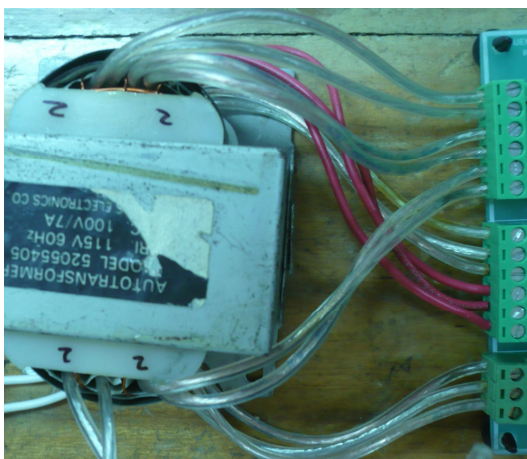
Figura C6. Fuentes de Alimentación



Los conectores 4, 5, 6, y 7 son las salidas cuyas características son:

- 4. Conector de salida de 3 fuentes de +15V con tierra independiente.
- 5. Conector de salida de una fuente dual de $\pm 15V$.
- 6. Conector de salida de una fuente dual de $\pm 15V$.
- 7. Conector de salida de una fuente dual de $\pm 15V$.

Figura C7. Transformador



En los conectores de entrada de la fuente de alimentación se conecta el transformador mostrado en la figura C7, que corresponde al diagrama que se muestra.

La conexión del sistema total interconectado se muestra en la figura C8, en donde se ha tomado un bombillo como carga, que representa una carga resistiva de $50\ \Omega$.

Figura C8. Sistema total interconectado

