

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN RECTIFICADOR
TRIFÁSICO TOTALMENTE CONTROLADO CON
FACTOR DE POTENCIA MEJORADO BASADO EN
TECNOLOGÍA CMOS Y DSP**



**FREDY ALBERTO ROJAS ESPINOZA
CARLOS ALBERTO NIETO PIERUCCINI**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2.007**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN RECTIFICADOR
TRIFÁSICO TOTALMENTE CONTROLADO CON
FACTOR DE POTENCIA MEJORADO BASADO EN
TECNOLOGÍA CMOS Y DSP**

**FREDY ALBERTO ROJAS ESPINOZA
CARLOS ALBERTO NIETO PIERUCCINI**

**Trabajo de Grado para optar al título de
Ingeniero Electrónico**

**Director
JAIME GUILLERMO BARRERO PÉREZ
Magíster en Potencia Eléctrica**

**Codirector
ALFREDO RAFAEL ACEVEDO
Magíster en Ingeniería Electrónica**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2.007**

*“El futuro tiene muchos nombres: para el débil es lo
inalcanzable, para el miedoso, lo desconocido. Para el valiente,
la oportunidad.”*

*Víctor Hugo
(Escritor francés)*

DEDICATORIA

A Dios por todas las bendiciones, alegrías y triunfos recibidos hasta hoy.

*A mis madres, Mariana y Lilia, con todo mi amor y gratitud, por su apoyo, por ser
unas mujeres admirables y a quien les debo lo que soy.*

*A mi hermana Lyda Yohana por su constante apoyo en el desarrollo de esta etapa de
mi vida.*

*A mi familia, por su constante apoyo, durante la realización de este proyecto, por
recordarme que siempre hay que seguir adelante, buscar la felicidad y reflejar toda
esa alegría en las cosas que comúnmente realizo día a día.*

*A mis buenos amigos, en especial a Leidy Millán y a Carlos Nieto que han estado
conmigo y me han colaborado de manera positiva, enriquecedora y desinteresada para
conseguir mi continua realización personal y formación profesional.*

Fredy Rojas

A Dios, pues sin él nada en mi vida existiría ni tendría sentido.

*A mi madre, Yolanda Pieruccini Rodríguez, quien con su esfuerzo constante me dio la
oportunidad de ser hoy una persona integral, con las virtudes y el profesionalismo
suficientes para alcanzar mis metas.*

*A mi hermano, Julián Ernesto Nieto Pieruccini, al que le agradezco su compañía y su
apoyo en los momentos en que lo he necesitado.*

*A Milena Suárez Espinosa, por su lealtad, su apoyo incondicional en todos los
escenarios de mi vida, su colaboración constante en éste proyecto y su preciada amistad.*

*A mi abuela, María Antonia Rodríguez Pieruccini, q.e.p.d, por sus valiosos consejos
durante toda una vida.*

A mis primos por la compañía y el entusiasmo que me proyectaron.

*A Fredy Rojas, compañero y amigo, por compartir conmigo éste proyecto de grado con
disciplina, optimismo y trabajo.*

Carlos Nieto

AGRADECIMIENTO

A Dios por ser nuestro guía en la realización de todos nuestros triunfos obtenidos en el transcurso de todo este camino.

A Jaime Barrero Pérez, Magíster en potencia Eléctrica, Director del proyecto, por haber ofrecido una excelente formación tanto académica como profesional, por su confianza, orientación y colaboración oportuna durante el ofrecimiento y desarrollo de este trabajo.

A Alfredo Rafael Acevedo, Magíster en Ingeniería Electrónica, codirector del proyecto de grado, por sus consejos y su constante ayuda para la culminación satisfactoria de este trabajo.

A Nelfor Castelblanco, Magíster en ingeniería electrónica por su apoyo, su asesoría y los aportes valiosos para la realización de este proyecto.

A todos aquellos amigos y compañeros de la universidad, con los cuales vivimos y compartimos momentos agradables, gracias por su amistad y por su apoyo oportuno en los momentos mas difíciles.

A la Universidad Industrial de Santander por su formación personal, integral y competente en la búsqueda de la realización profesional.

TABLA DE CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	21
1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS Y MOTIVACIONES	23
1.1. DEFINICIONES Y TÉRMINOS	23
1.1.1. Rectificador	23
1.1.2. Factor de potencia	23
1.1.3. PWM	24
1.1.4. DSP	24
1.1.5. CMOS	25
1.2. SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA	25
1.2.1. Circuito de potencia	27
1.2.2. Circuito de control	27
1.2.3. Circuito de disparo y bloqueo (Driver)	27
1.2.4. Tipos de convertidores	27
1.3. GENERALIDADES DE LOS RECTIFICADORES	33
1.3.1. Parámetros de rendimiento	33
1.3.2. Clasificación de los rectificadores	39
1.4. TÉCNICAS DE CONTROL PARA MEJORAR EL FACTOR DE POTENCIA EN RECTIFICADORES	53
1.4.1. Control por variación del ángulo de retraso o disparo α	56
1.4.2. Control por variación del ángulo de extinción	59
1.4.3. Control por variación del ángulo simétrico	63
1.4.4. Control por modulación del ancho de pulso	67
1.4.5. Control por modulación sinusoidal del ancho de pulso	71
1.4.6. Control por variación del ángulo de retraso con modulación interna del ancho de pulso a alta frecuencia	74
1.5. PROBLEMÁTICA DEL BAJO FACTOR DE POTENCIA	78
1.5.1. Causas del un bajo factor de potencia	78

1.5.2. Consecuencias de un bajo factor de potencia	81
1.6. NORMATIVA ACERCA DEL FACTOR DE POTENCIA	82
2. DISEÑO Y ELABORACIÓN DEL SISTEMA ELECTRÓNICO DE RECTIFICACIÓN	84
2.1. CIRCUITO DE MANDO	85
2.1.1. Circuito detector de cruce por cero	85
2.1.2. Circuito de control de las señales de disparo	91
2.1.3. Circuito de disparo y bloqueo con aislamiento galvánico	94
2.2. CIRCUITO DE POTENCIA	100
2.2.1. Puente rectificador trifásico (interruptores)	103
2.2.2. Protecciones para los interruptores	105
3. DISEÑO Y ELABORACIÓN DEL ALGORITMO DE CONTROL PARA EL SISTEMA ELECTRÓNICO DE RECTIFICACIÓN	108
3.1. GENERACIÓN DE LOS PWM	109
3.1.1. Ubicación espacial de los PWM mediante vectores espaciales	111
3.1.2. Ciclos de trabajo de los interruptores	115
3.1.3. Cálculo del ángulo de disparo y bloqueo de los interruptores	117
3.2. DIAGRAMA DE FLUJO DEL ALGORITMO DE CONTROL DEL DSP	120
4. PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS OBTENIDOS	122
4.1. PRUEBAS DEL CIRCUITO DETECTOR DE CRUCE POR CERO DE LA SEÑAL DE ALTERNA	122
4.2. PRUEBAS DEL CIRCUITO DE CONTROL	123
4.3. PRUEBAS Y RESULTADOS DEL ACOPLE GENERAL DEL CIRCUITO RECTIFICADOR TRIFÁSICO CONTROLADO	126
4.4. FORMAS DE ONDA Y COMPORTAMIENTO DEL RECTIFICADOR	129
4.4.1. Rectificador controlado por variación del ángulo de retraso	130

4.4.2. Rectificador controlado por variación del ángulo de retraso y modulación interna del ancho de pulso a alta frecuencia	151
4.5. EQUIPOS DE MEDIDA UTILIZADOS	163
5. CONCLUSIONES	166
5.1. OBSERVACIONES DEL PROYECTO	166
5.2. CONCLUSIONES DEL PROYECTO	167
5.3. MEJORAS Y SUGERENCIAS FUTURAS PARA ESTE PROYECTO	169
BIBLIOGRAFÍA	170
ANEXO A. SIMULACIONES CON ORCAD-PSPICE	172
ANEXO B. CÓDIGO GENERAL DEL PROGRAMA	193
ANEXO C. CIRCUITO IMPRESO CON ORCAD LAYOUT PLUS	196
ANEXO D. HOJAS DE DATOS DE LOS ELEMENTOS	198
ANEXO E. PLANO ELÉCTRICO GENERAL DEL PROYECTO	205
ANEXO F. MANUAL DE USUARIO DEL DISPOSITIVO	206

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Estructura de un sistema electrónico de potencia. _____	26
Figura 2. Clasificación de los convertidores según el tipo de conversión de energía. _____	28
Figura 3. Convertidor AC/DC o rectificador. _____	29
Figura 4. Convertidor DC/DC o Regulador de continua. _____	30
Figura 5. Convertidores AC/AC o regulador de alterna. _____	31
Figura 6. Convertidor DC/AC o inversor. _____	32
Figura 7. Clasificación de los rectificadores. _____	39
Figura 8. Rectificador Monofásico no controlado de media onda. _____	41
Figura 9. Rectificador monofásico no controlado de onda completa. _____	43
Figura 10. Rectificador trifásico no controlado de media onda. _____	44
Figura 11. Rectificador trifásico no controlado de onda completa. _____	45
Figura 12. Rectificador monofásico controlado de media onda. _____	47
Figura 13. Rectificador monofásico controlado de onda completa. _____	48
Figura 14. Rectificador trifásico controlado de media onda. _____	49
Figura 15. Forma de onda del rectificador trifásico controlado de onda completa. _	51
Figura 16. Configuración del rectificador monofásico controlado de onda completa para las diferentes técnicas de control. _____	55
Figura 17. Señales de control por variación del ángulo de retraso. _____	56
Figura 18. Formas de onda del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso. _____	57
Figura 19. Espectro de las componentes armónicas de voltaje y corriente de entrada del rectificador controlado por variación del ángulo de disparo. _____	58
Figura 20. Señales de control por variación del ángulo de extinción. _____	60
Figura 21. Formas de onda del rectificador controlado por variación del ángulo de extinción. _____	61
Figura 22. Espectro de las componentes armónicas de voltaje y corriente de entrada del rectificador controlado por variación del ángulo de extinción. _____	62

Figura 23. Señales de control por variación del ángulo simétrico.	64
Figura 24. Formas de onda del rectificador controlado por variación del ángulo simétrico.	65
Figura 25. Espectro de las componentes armónicas de voltaje y corriente de entrada del rectificador controlado por variación del ángulo simétrico.	66
Figura 26. Señales de control por modulación del ancho de pulso.	68
Figura 27. Formas de onda del rectificador controlado por modulación del ancho de pulso.	69
Figura 28. Espectro de las componentes armónicas de voltaje y corriente de entrada del rectificador controlado por modulación del ancho de pulso.	70
Figura 29. Señales de control por modulación sinusoidal del ancho de pulso.	71
Figura 30. Formas de onda del rectificador controlado por modulación sinusoidal del ancho de pulso.	72
Figura 31. Espectro de las componentes armónicas de voltaje y corriente de entrada del rectificador controlado por modulación sinusoidal del ancho de pulso.	73
Figura 32. Señales de control por variación del ángulo de retraso y modulación interna del ancho de pulso.	75
Figura 33. Formas de onda del rectificador controlado por variación del ángulo de disparo y bloqueo con modulación interna del ancho de pulso.	76
Figura 34. Espectro de las componentes armónicas de voltaje y corriente de entrada del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso y modulación interna del ancho de pulso.	77
Figura 35. Rectificador en puente completo monofásico con filtro capacitivo y formas de onda de tensión y corriente de fase.	79
Figura 36. Rectificador en puente completo trifásico con filtro capacitivo y formas de onda de tensión y corriente de fase.	80
Figura 37. Modelo por etapas del sistema electrónico de rectificación.	84
Figura 38. Diagrama de bloques del circuito de mando.	85
Figura 39. Circuito detector de cruce por cero.	86
Figura 40. Características principales del fototransistor 4N26.	86
Figura 41. Formas de onda del circuito detector de cruce por cero.	88
Figura 42. Características principales de la compuerta inversora 74HC14.	89
Figura 43. Señal de entrada a la tarjeta de desarrollo del DSP.	90

Figura 44. Diagrama de bloque funcional del DSP 56F801. _____	92
Figura 45. Diagrama de pines del DSP 56F8001. _____	92
Figura 46. Circuito de disparo y bloqueo o acondicionador de señal. _____	94
Figura 47. Diagrama de pines para el driver TLP250. _____	95
Figura 48. Configuración tótem-pole. _____	96
Figura 49. Diagrama de pines e información general del integrado 74HC07. _____	97
Figura 50. Diseño de la fuente de alimentación de los driver TLP250 mediante el regulador de tensión LM7815. _____	98
Figura 51. Transformador de alimentación para las fuentes de 15 VDC. _____	99
Figura 52. Fuentes aisladas usadas para la alimentación de los driver TLP250 . _____	99
Figura 53. Diagrama de bloques de la etapa de potencia. _____	100
Figura 54. Tabla comparativa entre distintos semiconductores de potencia. _____	101
Figura 55. Circuito elemental de excitación del MOSFET y Configuración tótem-pole. _____	102
Figura 56. Puente rectificador trifásico y protecciones en la etapa de potencia. _____	103
Figura 57. Características importantes del MOSFET de potencia IRFZ44n. _____	104
Figura 58. Características importantes del MOSFET de potencia IRFP450. _____	104
Figura 59. Diodo FR305. _____	105
Figura 60. Protecciones para los interruptores. _____	106
Figura 61. Puente rectificador y las tierras provenientes de las fuentes de alimentación de los driver TLP250. _____	107
Figura 62. Sistema de control del rectificador. _____	108
Figura 63. Orden de los interruptores del Rectificador. _____	110
Figura 64. Señales de voltaje para determinar los vectores espaciales. _____	112
Figura 65. Vector espacial en el plano $\alpha - \beta$. _____	114
Figura 66. Representación general de los 6 vectores espaciales y los respectivos sectores. _____	115
Figura 67. Explicación grafica paso a paso de los ciclos de trabajo de los interruptores y los respectivos cambios de sector. _____	116
Figura 68. Señales PWM provenientes del DSP para un ángulo de disparo de 60°. _____	118
Figura 69. Diagrama de flujo del algoritmo de control para el DSP. _____	121

Figura 70. Resultados de la forma de onda de la señal de cruce por cero de la fase Va simulada por PSpice. _____	122
Figura 71. Resultados de la forma de onda de la señal de cruce por cero de la fase Va ilustrada por el osciloscopio. _____	123
Figura 72. Señal de control del interruptor SW1 (PWM1). _____	124
Figura 73. Señal de control del interruptor SW2 (PWM2). _____	124
Figura 74. Señal de control del interruptor SW3 (PWM3). _____	124
Figura 75. Señal de control del interruptor SW4 (PWM4). _____	125
Figura 76. Señal de control del interruptor SW5 (PWM5). _____	125
Figura 77. Señal de control del interruptor SW6 (PWM6). _____	125
Figura 78. Formas de onda de voltajes de salida del dispositivo rectificador para diferentes ángulos de disparo. _____	127
Figura 79. Formas de onda de voltajes de salida de la simulación para diferentes ángulos de disparo. _____	129
Figura 80. Formas de onda de los voltajes de alimentación del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso. _____	130
Figura 81. Formas de onda de las corrientes de línea del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso. _____	132
Figura 82. Diagrama fasorial de las señales de voltaje y corriente de alimentación del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso. _____	133
Figura 83. Formas de onda de las señales de voltaje y de corriente simultáneas de la fase A del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso. _____	133
Figura 84. Factor de potencia total y factor de desplazamiento para el rectificador controlado por variación del ángulo de retraso. _____	134
Figura 85. Tendencia del comportamiento del Factor de Potencia del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso. _____	135
Figura 86. Tendencia del comportamiento de la tangente del ángulo de desfase entre las señales de tensión y corriente del rectificador controlado por variación del ángulo de disparo. _____	136
Figura 87. Factor de potencia fase A del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso. _____	137
Figura 88. Factor de potencia fase B del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso. _____	137

Figura 89. Factor de potencia fase C del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso. _____	138
Figura 90. Distorsión armónica total de los voltajes de alimentación del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso. _____	139
Figura 91. Formas de onda de las señales de voltaje y su respectivo espectro armónico del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso. _____	140
Figura 92. Distorsión armónica total de las corrientes de línea del rectificador controlado por ángulo de retraso. _____	143
Figura 93. Espectro de las componentes de frecuencia de las tres corrientes de línea del rectificador controlado por ángulo de retraso. _____	144
Figura 94. Formas de onda de las señales de corriente de las fases A, B Y C y su respectivo espectro armónico para el rectificador controlado por variación del ángulo de retraso. _____	145
Figura 95. Formas de onda de los voltajes de alimentación del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso y modulación interna de pulsos. ____	151
Figura 96. Formas de onda de las corrientes de línea del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso y modulación interna de pulsos. _____	152
Figura 97. Factor de potencia total y factor de desplazamiento para el rectificador controlado por ángulo de retraso. _____	153
Figura 98. Formas de onda de las señales de voltaje y su respectivo espectro armónico del rectificador controlado por ángulo de retraso y modulación interna del ancho del pulso. _____	154
Figura 99. Formas de onda de las señales de corriente de las fases A, B Y C y su respectivo espectro armónico para el rectificador controlado por ángulo de retraso con modulación interna del ancho de pulso. _____	157

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Pines usados del DSP y su propósito para este proyecto.	93
Tabla 2. Ubicación espacial de las regiones para la asignación de los ciclos de trabajo de los interruptores.	113
Tabla 3. Ciclos de trabajo de los interruptores (SW).	115
Tabla 4. Datos obtenidos del dispositivo rectificador para determinados ángulos de disparo.	126
Tabla 5 . Datos obtenidos de la simulación en PSpice para determinados ángulos de disparo.	127

LISTA DE ANEXOS

	Pág.
Anexo A. Simulaciones con orcad-pspice _____	172
Anexo B. Código general del programa en c _____	193
Anexo C. Circuito impreso con orcad layout plus _____	196
Anexo D. Hojas de datos de los elementos _____	198
Anexo E. Plano eléctrico general del proyecto _____	205
Anexo F. Manual de usuario del dispositivo _____	206

RESUMEN

TÍTULO:

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN RECTIFICADOR TRIFÁSICO TOTALMENTE CONTROLADO CON FACTOR DE POTENCIA MEJORADO BASADO EN TECNOLOGÍA CMOS Y DSP.*

AUTORES:

Fredy Alberto Rojas Espinoza.
Carlos Alberto Nieto Pieruccini**

PALABRAS CLAVES:

Electrónica, Potencia, Rectificador, Factor Potencia, DSP, CMOS, Trifásico.

DESCRIPCIÓN:

El objetivo de este proyecto es dotar a la escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander, de un componente físico (hardware) que pueda utilizarse como complemento de las asignaturas Electrónica industrial, Electrónica de potencia, Tratamiento de señales, Sistemas de control y Sistemas digitales, titulado “Diseño e implementación de un rectificador trifásico totalmente controlado con factor de potencia mejorado basado en tecnología CMOS y DSP”.

El proyecto comprende de las siguientes etapas: La primera de ellas es la etapa de mando conformada por el circuito de control (DSP) y el circuito de disparo (DRIVER) cuya función principal es la generación y adecuación de las señales de control de los interruptores (PWM), y la segunda es la etapa de potencia conformada por los dispositivos semiconductores de switcheo rápido que en este caso son Mosfet de potencia.

El resultado es un dispositivo de fácil manejo y didáctico que permite rectificar una señal de alterna, implementando diferentes configuraciones tanto monofásicas como trifásicas, con distintos métodos de control en el mismo hardware, es decir se puede reprogramar y aplicarle cualquiera de las siguientes técnicas de control : control por variación del ángulo de retraso, control por variación del ángulo simétrico, control por variación del ángulo de extinción, control por modulación del ancho de pulso y finalmente control por modulación sinusoidal de ancho del pulso.

Las anteriores características hacen del dispositivo una herramienta versátil y muy útil, tanto para estudiantes y profesores como para ingenieros en oficio, ya que va dirigida tanto a aplicaciones académicas como a industriales.

* Proyecto de grado.

** Facultad de ingenierías físico-mecánicas, escuela de ingeniería eléctrica, electrónica y telecomunicaciones, director: MPE. Jaime Guillermo Barrero Pérez, codirector: MIE. Alfredo Rafael Acevedo

SUMMARY

TITLE:

**DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A THREE-PHASE CONTROLLED RECTIFIER WITH
POWER FACTOR IMPROVED BASED IN TECHNOLOGY CMOS AND DSP.***

AUTHORS:

Fredy Alberto Rojas Espinoza.
Carlos Alberto Nieto Pieruccini**

KEY WORDS:

Electronic, Power, Rectifier, Power Factor, DSP, CMOS, Three-phase.

DESCRIPTION:

The objective of this project is to endow to the school of Electric, Electronic Engineering and Telecommunications of the Industrial University of Santander, of a physical component (hardware) that can be used like complement of the subjects industrial Electronics, Electronic of power, Treatment of signals, Control systems and Digital systems, title " Design and implementation of a three-phase rectifier completely controlled with power factor improved based in technology cmos and dsp."

The project to include the following stages: The first of them is the command stage conformed by the control circuit (DSP) and the shot circuit (DRIVER) whose main function is the generation and adaptation of the signs of control of the switches (PWM), and the second is the stage of power conformed by the devices semiconductors of fast switching that are Mosfet of power in this case.

The result is a device of easy handling and didactic that allows to rectify a signal of alternating, implementing different configurations as much one-phase as three-phase, with different control methods in the same hardware, that is to say it can reprogram and to apply him anyone of the following control techniques: control for variation of the late angle, control for variation of the symmetrical angle, control for variation of the extinction angle, control for modulation of the pulse width and finally control for modulation sinusoidal of width of the pulse.

The previous characteristics make of the device a tool versatile and very useful, as much for students and professors like for engineers in occupation, since it goes directed so much to academic applications as industrial.

* Degree Work.

** Physical-Mechanical Engineerings Faculty, School of electric, electronic and telecommunication engineering, director: MPE. Jaime Guillermo Barrero Pérez, co-director: MIE. Alfredo Rafael Acevedo

INTRODUCCIÓN

La industria moderna se mueve gracias a la energía eléctrica. Esta energía, necesita ser modificada convenientemente para adaptarse a las necesidades de las diferentes aplicaciones. La rectificación controlada es una de ellas, por lo tanto se requiere disponer de un sistema electrónico que permita por una parte realizar la conversión de energía eléctrica (rectificación) y por otra parte controlarla de manera tal que se mejore el factor de potencia. En estos sistemas se incluyen estrategias y nuevas topologías de control de circuitos, de forma que las cargas sean vistas desde la red como puramente resistivas, es decir que la tensión de entrada esté en fase con la corriente y que sea sinusoidal pura.

En la evolución de la electrónica industrial, las posibilidades estaban limitadas por la falta de fiabilidad de los elementos electrónicos entonces disponibles (tubos amplificadores, tiratrones, resistencias, condensadores) que, en su mayoría resultaban voluminosas, de elevado costo y bajo rendimiento. Gracias al descubrimiento de los dispositivos semiconductores (transistores, microcontroladores, microprocesadores etc.) en la década de los 60, que respondían a las exigencias industriales (alta fiabilidad, dimensiones reducidas, insensibilidad a las vibraciones mecánicas, etc.), la electrónica industrial hizo progresos increíbles, permitiendo la realización de procesos cada vez más complejos, destinados a la automatización de procesos industriales.

A la luz de las nuevas disposiciones a nivel nacional que penalizan a los usuarios que contaminan la red, se busca con éste proyecto presentar y fortalecer las ventajas que resultan de implementar un rectificador trifásico totalmente controlado basado en MOSFET DE POTENCIA y un

PROCESADOR DIGITAL DE SEÑAL que permita rectificar una señal con un factor de potencia mejorado cercano a la unidad. Además que sirva como material de soporte para asignaturas como electrónica industrial, tratamiento de señales, sistemas digitales, sistemas de control y automatización de procesos.

1. FUNDAMENTOS TEÓRICOS Y MOTIVACIONES

En este capítulo se exponen los conceptos básicos y la terminología utilizada en el mundo de la electrónica industrial que permitirán asimilar con mayor facilidad el funcionamiento de los diferentes sistemas electrónicos de potencia y por consiguiente el funcionamiento de los rectificadores.

1.1. DEFINICIONES Y TÉRMINOS

Las definiciones y términos que se presentan a continuación son un preámbulo al trabajo desarrollado, en el cual se explican los conceptos más básicos previos al desarrollo del mismo.

1.1.1. Rectificador

Un rectificador es un circuito que convierte una señal de corriente alterna en una señal unidireccional o continua. Por tal razón se le considera como un procesador de potencia que debe proporcionar una salida de DC con una cantidad mínima de contenido armónico. Al mismo tiempo deberá mantener la corriente de entrada tan sinusoidal como sea posible y en fase con el voltaje de entrada, de tal forma que el factor de potencia esté cercano a la unidad.

1.1.2. Factor de potencia

El factor de potencia representa la eficiencia de la utilización de la red eléctrica. Es la relación existente entre la potencia activa consumida por un sistema, y la potencia aparente consumida por el mismo.

1.1.3. PWM

“Modulación por Ancho de Pulsos”. PWM es una técnica de modulación en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica (por ejemplo sinusoidal o cuadrada) para portar información. El ciclo de trabajo de una señal periódica es el ancho relativo de su parte positiva en relación al período.

1.1.4. DSP

“Procesador Digital de Señal”. Un DSP es un sistema basado en un procesador o microprocesador que posee un juego de instrucciones un hardware y un software optimizados para aplicaciones que requieran operaciones numéricas a muy alta velocidad. Debido a esto es especialmente útil para el procesamiento y representación de señales analógicas en tiempo real: en un sistema que trabaje de esta forma (tiempo real) se reciben muestras normalmente provenientes de un conversor analógico/digital (ADC).

Se ha dicho que puede trabajar con señales analógicas, pero es un sistema digital, por lo tanto necesitará un conversor analógico/digital a su entrada y digital/analógico en la salida. Como todo sistema basado en procesador programable necesita de una memoria donde almacenar tanto los datos con los que trabajará como el programa que esta ejecutando.

Si se tiene en cuenta que un DSP puede trabajar con varios datos en paralelo y un diseño e instrucciones específicas para el procesamiento digital, se puede dar una idea de su enorme potencial para este tipo de aplicaciones. Estas características constituyen la principal diferencia de un DSP y otros tipos de procesadores.

1.1.5. CMOS

"Semiconductor Complementario de Óxido Metálico". CMOS es una tecnología utilizada para crear circuitos integrados. Estos son dispositivos semiconductores formados por dos transistores de efecto de campo de óxido metálico (MOSFET), uno del tipo n (NMOS) y otro del tipo p (PMOS), integrados en un único chip de silicio. Utilizados por lo general para fabricar memoria RAM y aplicaciones de conmutación, estos dispositivos se caracterizan por una alta velocidad de acceso y un bajo consumo de electricidad. Pueden resultar dañados fácilmente por la electricidad estática.

1.2. SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA

Cada vez son más los dispositivos y sistemas que en una o varias de sus etapas son accionados por energía eléctrica. Los accionamientos consisten, en general, en procesos que realizan la conversión de la energía eléctrica, adaptadas a diferentes aplicaciones y con diferentes características. Los encargados de realizar dichos procesos son los **Sistemas de Potencia**.

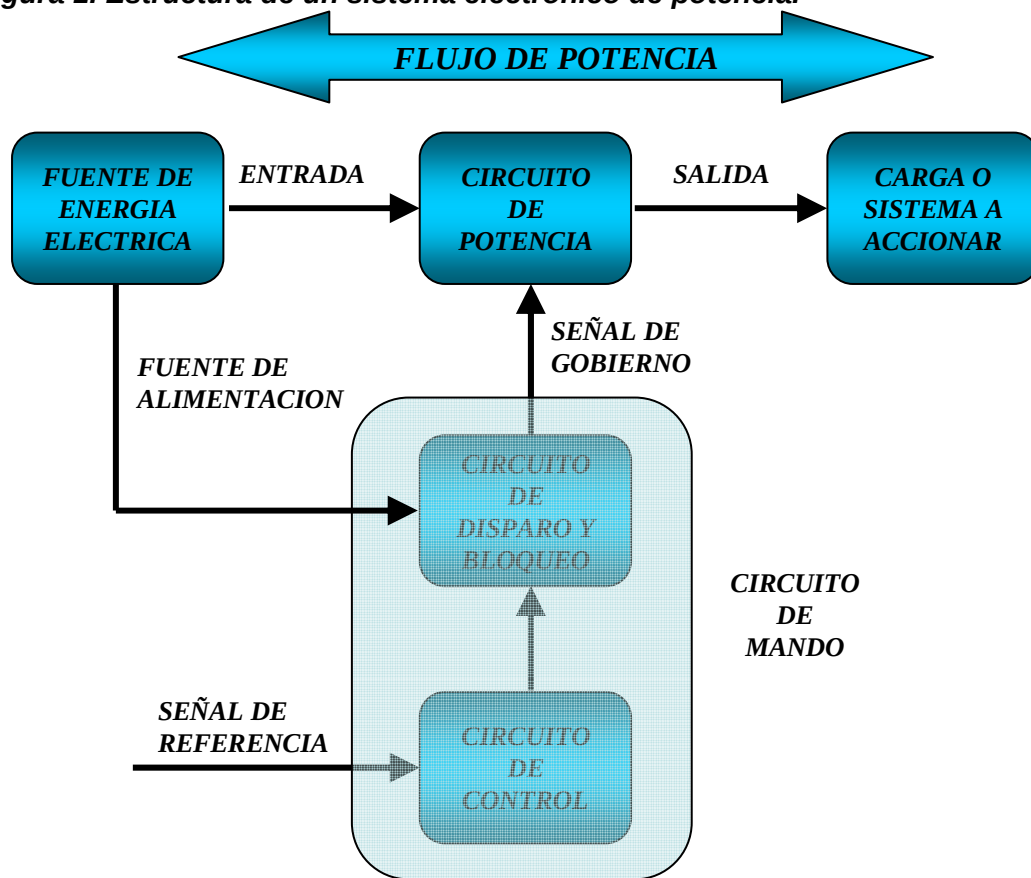
Así pues, la industria moderna hoy por hoy se encuentra con una gran variedad de necesidades fundamentales que deben ser atendidas por la ingeniería electrónica. Por una parte se requiere disponer de sistemas electrónicos que permitan realizar la conversión entre las diferentes formas en las que se maneja la energía eléctrica y, por otra parte, son necesarios sistemas electrónicos que permitan controlar los procesos industriales en los que se utiliza esta energía. La **electrónica de potencia** será aquella parte de la electrónica encargada del estudio de dispositivos, circuitos, sistemas y procedimientos para el procesamiento, control y conversión de la energía eléctrica. Por su parte la **electrónica Industrial** es la que estudia la adaptación de sistemas electrónicos de potencia a procesos industriales

donde interviene un procesamiento de energía eléctrica entre la entrada y la carga, estando formado por varios convertidores, transductores, sensores y sistemas de control.

Todos los sistemas electrónicos de potencia presentan una estructura básica similar formada por dos bloques (ver figura 1):

- I. El circuito de potencia.
- II. El circuito de mando conformado por el **circuito de control**, y el **circuito de disparo y bloqueo** de interruptores.

Figura 1. Estructura de un sistema electrónico de potencia.



Fuente: Autores del proyecto

1.2.1. Circuito de potencia

El circuito de potencia comprende los dispositivos semiconductores de potencia agrupados formando las diferentes tecnologías correspondientes a cada tipo de convertidor. Los circuitos de potencia son los encargados de actuar sobre la energía eléctrica presente en la entrada del sistema para convertirla en la energía eléctrica, con la forma deseada, disponible en la salida.

1.2.2. Circuito de control

El circuito del control se encarga de, como su nombre indica, controlar el proceso de conversión de la energía eléctrica. Este control se realiza procesando las señales de referencia y la información proporcionada por el circuito de potencia. A partir de esto, genera las señales necesarias para encender y apagar los semiconductores de potencia (interruptores) de forma adecuada.

1.2.3. Circuito de disparo y bloqueo (Driver)

Los circuitos de disparo y bloqueo se encargan de suministrar a las señales provenientes de los circuitos de control los niveles de tensión y corriente adecuados para poder disparar y bloquear los semiconductores de potencia, además de proporcionar el aislamiento galvánico necesario entre la etapa de potencia y la etapa de control.

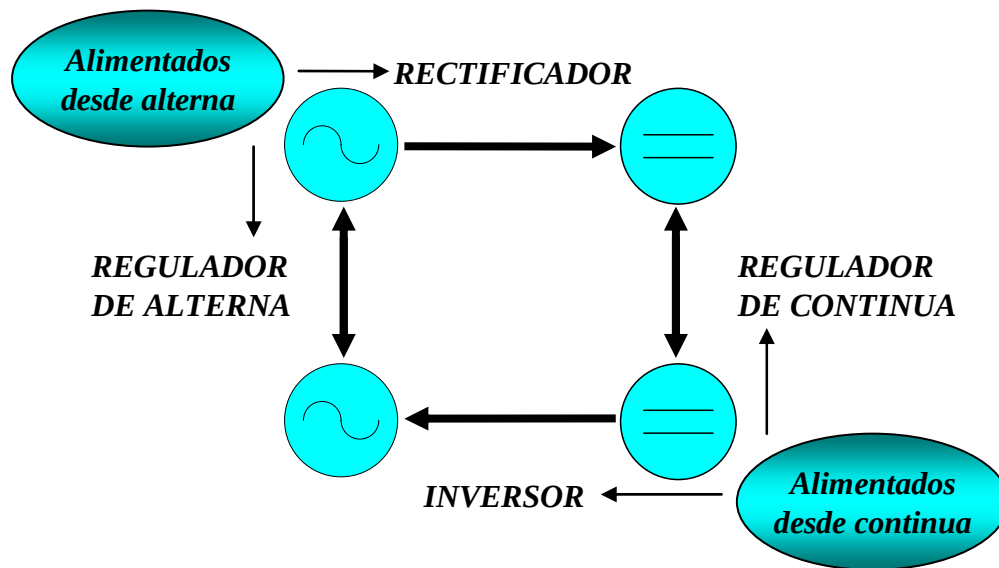
1.2.4. Tipos de convertidores

Un **convertidor electrónico de potencia** es un circuito que transforma la energía eléctrica de entrada a otra forma distinta de energía eléctrica a su salida, dicho de otra manera, se transforma la característica de tensión.

De manera general se puede abordar el estudio de los distintos convertidores en función de los cuatro tipos de conversión eléctrica posibles (ver figura 2):

1. Conversión alterna-continua (Rectificación)
2. Conversión continua-continua (Regulación de continua)
3. Conversión continua-alterna (Inversión)
4. Conversión alterna-alterna (Regulación de alterna)

Figura 2. Clasificación de los convertidores según el tipo de conversión de energía.



Fuente: Autores del proyecto

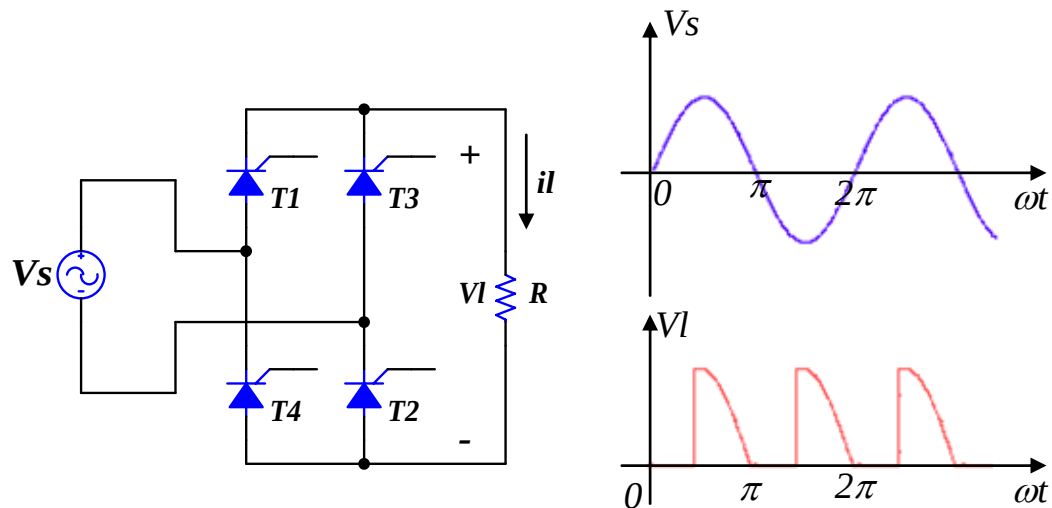
● Convertidores AC/DC o Rectificadores

Estos convertidores transforman la corriente alterna de voltaje constante en corriente continua de voltaje constante o voltaje variable.

Desde el punto de vista de los dispositivos electrónicos utilizados y las posibilidades de controlar el nivel de tensión continua en la salida del rectificador, este tipo de convertidores se pueden clasificar en controlados y no controlados.

Para el caso de los controlados (figura 3), su principal característica es la posibilidad de controlar a voluntad el valor medio de la tensión de salida del rectificador, actuando para ello cualquier técnica de control existente, en este caso el ángulo de disparo de los interruptores.

Figura 3. Convertidor AC/DC o rectificador.



Fuente: Autores del proyecto

Entre el gran número de aplicaciones existentes que utilizan circuitos rectificadores podemos citar las siguientes:

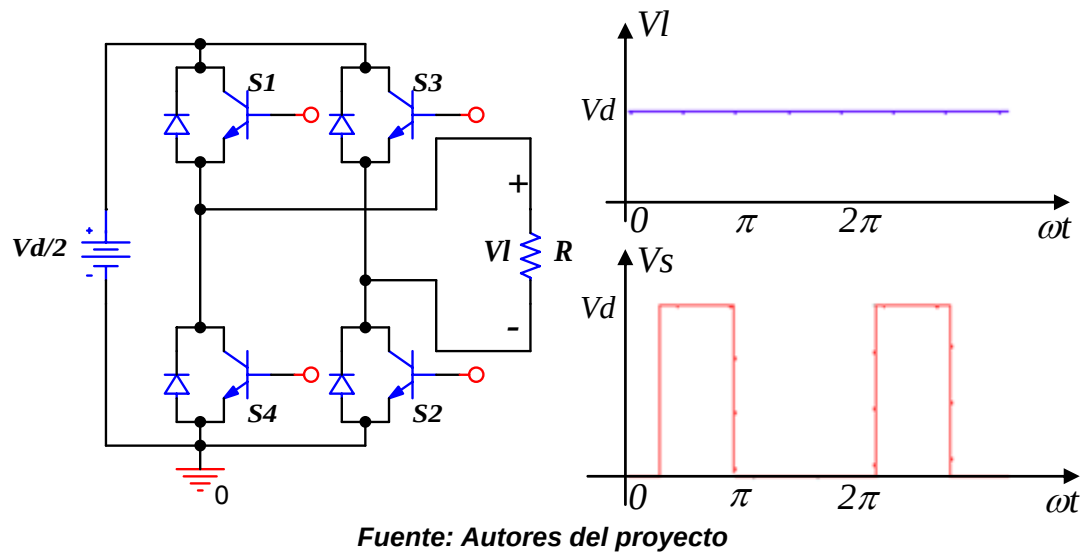
- Fuentes de alimentación.
- Alimentación y control de motores de corriente continua utilizados en procesos industriales (Maquinas herramienta, carretillas elevadoras y transportadoras, trenes de laminación y papeleras).
- Procesos metalúrgicos, galvanoplastia etc.
- Equipos de soldadura.
- Equipos de calentamiento inductivo y capacitivo.
- Cargadores de baterías.
- Transporte (ferrocarril).
- Transporte de energía en corriente continua y alta tensión.

- Procesos electroquímicos.

● Convertidores DC/DC o Reguladores de continua

Estos convertidores convierten corriente continua de voltaje constante en corriente continua de voltaje variable (ver figura 4).

Figura 4. Convertidor DC/DC o Regulador de continua.



Algunas de las posibles aplicaciones de los convertidores DC/DC o troceadores son:

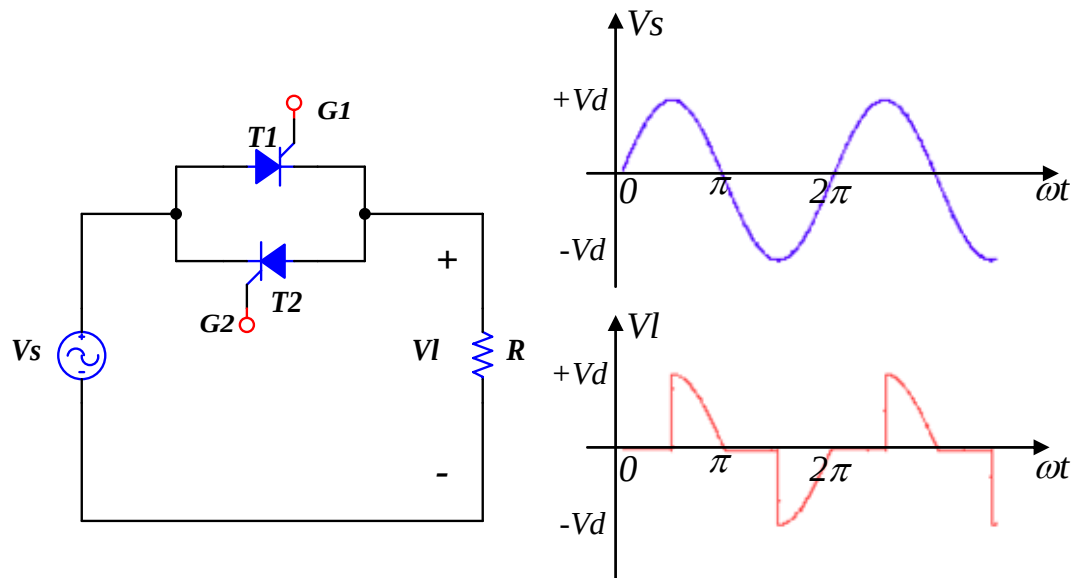
- Alimentación y control de motores de corriente continua.
- Alimentación de equipos electrónicos a partir de baterías o fuentes autónomas de corriente continua.
- Automóviles y demás vehículos eléctricos.

● Convertidores AC/AC o Reguladores de alterna

Estos convertidores convierten corriente alterna de voltaje constante en corriente alterna de voltaje variable y de la misma frecuencia.

A continuación se muestra un convertidor AC/DC (figura 5).

Figura 5. Convertidores AC/AC o regulador de alterna.



Fuente: Autores del proyecto

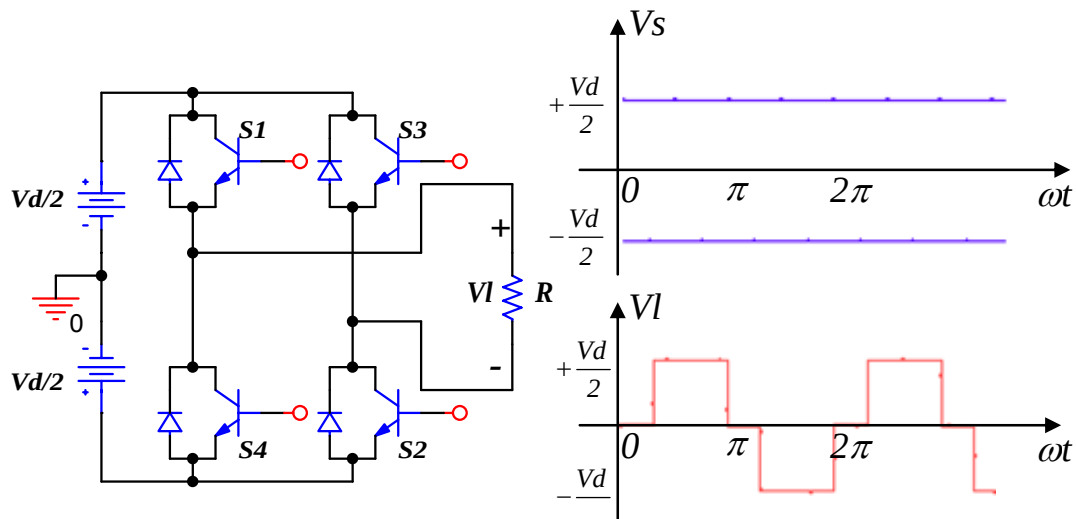
Algunas de las aplicaciones de este tipo de convertidores son:

- Calentamiento industrial por inducción (Hornos de revenido).
- Control del nivel de iluminación.
- Control de velocidad de motores de inducción.
- Equipos para procesos de electrodeposición.

● Convertidores DC/AC o Inversores

En la figura 6 se muestra un inversor y sus formas de onda del voltaje de entrada y salida. Estos convertidores convierten corriente continua de voltaje constante en corriente alterna de frecuencia fija o variable.

Figura 6. Convertidor DC/AC o inversor.



Fuente: Autores del proyecto

Existen un gran número de aplicaciones de los convertidores DC/AC, algunas de ellas son:

- Fuentes de alimentación ininterrumpida (UPS)
- Accionadores de motores de corriente alterna en todo tipo de aplicaciones industriales.
- Convertidores corriente continua en alterna para fuentes no convencionales, tales como la fotovoltaica o eólica.
- Calentamiento por inducción.
- Suministros de aeronaves.
- Conversión de Corriente continua a corriente alterna en el Terminal receptor de las líneas de transporte de continua.

1.3. GENERALIDADES DE LOS RECTIFICADORES

La red de energía eléctrica disponible está compuesta por una red trifásica que proporciona tensiones alternas sinusoidales a una frecuencia determinada (60 o 50 Hz), pero existe un gran número de aplicaciones en las que se requiere una alimentación en forma de tensión continua, para ello se hace indispensable el uso de un rectificador.

La calidad del procesamiento de tensión de un rectificador requiere de la determinación del contenido armónico de la corriente y el voltaje de entrada. Hay distintas topologías de rectificadores y sus rendimientos se calculan mediante una serie de parámetros que se mencionaran a continuación.

1.3.1. Parámetros de rendimiento

Antes de comenzar con el estudio de los diferentes tipos de rectificadores es conveniente establecer aquellos parámetros que van a permitir evaluar el funcionamiento y el rendimiento de un rectificador. Estos rendimientos se evalúan normalmente en función de los siguientes parámetros¹:

Valores promedio

Son los valores medios de las señales de salida del rectificador.

- Valor promedio del voltaje de salida (o de carga), V_{DC}

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T V_d(t) dt \quad \textbf{Ecuación 1.1}$$

- Valor promedio de la corriente de salida (o de carga), I_{DC}

¹ Extraído del texto *Electrónica de Potencia. Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones. Segunda Edición*, Muhammad H. Rashid. Prentice Hall Hispanoamérica S.A.

$$I_{DC} = \frac{V_{DC}}{R} = \frac{1}{RT} \int_0^T V_d(t) dt \quad \text{Ecuación 1.2}$$

➤ Potencia de salida en corriente directa, P_{DC}

$$P_{DC} = V_{DC} I_{DC} \quad \text{Ecuación 1.3}$$

● Valores eficaces o RMS

➤ Valor medio cuadrático (RMS) del voltaje de salida, V_{RMS}

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_d^2(t) dt} \quad \text{Ecuación 1.4}$$

➤ Valor medio cuadrático (RMS) de la corriente de salida, I_{RMS}

$$I_{RMS} = \frac{V_{RMS}}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_d^2(t) dt} \quad \text{Ecuación 1.5}$$

➤ Potencia de salida en corriente alterna, P_{AC}

$$P_{AC} = V_{RMS} I_{RMS} \quad \text{Ecuación 1.6}$$

● Eficiencia o relación de rectificación

La eficiencia (o relación de rectificación) de un rectificador es una cifra de mérito y permite comparar la efectividad.

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{AC}} \quad \text{Ecuación 1.7}$$

● Factor de forma y de rizado

El **factor de forma (FF)** es una medida de la forma del voltaje de salida y el **factor de rizado (RF)** es una medida del contenido de la componente ondulatoria.

$$FF = \frac{V_{RMS}}{V_{DC}} \quad \text{Ecuación 1.8}$$

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{RMS}}{V_{DC}}\right)^2 - 1} = \sqrt{FF - 1} \quad \text{Ecuación 1.9}$$

● Factor de potencia

El factor de potencia representa la eficiencia de la utilización de la red eléctrica. Su definición eléctrica para cualquier sistema es:

El factor de potencia, PF, es el cociente entre la potencia activa consumida por el sistema, P, y la potencia aparente consumida por el sistema, S.²

$$PF = \frac{POTENCIA \text{ ACTIVA}}{POTENCIA \text{ APARENTE}} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \frac{P}{S} \quad \text{Ecuación 1.10}$$

En un sistema monofásico esta definición se puede escribir como:

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

$$PF = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(t) i(t) d(\omega t)}{\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(t)^2 d(\omega t)} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(t)^2 d(\omega t)}} \quad \text{Ecuación 1.11}$$

Para el caso de un sistema trifásico, se debe tener en cuenta que la definición de la ecuación es aplicable tanto al sistema trifásico completo (ecuación 1.12) como a cada una de las fases por separado (ecuación 1.13).

$$PF = \frac{P_{Total}}{S_{Total}} \quad \text{Ecuación 1.12}$$

² La definición y las ecuaciones que determinan el factor de potencia, se obtuvieron de la tesis doctoral " concepción y realización de un rectificador trifásico reductor con control vectorial y conmutación suave para la corrección dinámica del factor de potencia"

$$PF = \frac{P_R}{S_R} \quad PF = \frac{P_S}{S_S} \quad PF = \frac{P_T}{S_T} \quad \textbf{Ecuación 1.13}$$

Se utilizarán las expansiones de la **Serie de Fourier** para encontrar el contenido armónico de voltajes y corrientes, así como para el análisis del factor de potencia:

$$v(t) = \sum_{n=0}^{\infty} [V_{an} \cos(n\omega t) + V_{bn} \sin(n\omega t)] \quad \textbf{Ecuación 1.14}$$

$$i(t) = \sum_{n=0}^{\infty} [i_{an} \cos(n\omega t) + i_{bn} \sin(n\omega t)] \quad \textbf{Ecuación 1.15}$$

En este caso se va a calcular el factor de potencia para un sistema trifásico, fase a fase, de forma general y estableciendo como única condición que la tensión de entrada está equilibrada. Si se supone que la corriente de entrada está distorsionada pero la tensión de fase no lo está, entonces se puede desarrollar en serie de Fourier la expresión de la corriente y si se escribe la (ecuación 1.14) y (ecuación 1.15) de forma diferente:

$$v_k(t) = V_m \sin(\omega t) \rightarrow k \in \{ R, S, T \} \quad \textbf{Ecuación 1.16}$$

$$i_k(t) = I_{1k} \sin(\omega t + \varphi_{1k}) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nk} \sin(n\omega t + \varphi_{nk}) \quad \textbf{Ecuación 1.17}$$

Donde φ_n es el desfase existente entre la tensión y la corriente del armónico número n .

➤ **Potencia Activa (W):**

$$p_k = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_k(t) i_k(t) d(\omega t) = \frac{V_m I_{mk}}{2} \cos \varphi_{lk} = V_{RMS} I_{1RMSk} \cos \varphi_{1k}$$

$$P_k = V_{RMS} I_{1RMSk} \cos \varphi_{1k} \rightarrow k \in \{ R, S, T \} \quad \textbf{Ecuación 1.18}$$

➤ **Potencia Reactiva (VAR):**

$$Q_k = V_{RMS} I_{1RMSK} \sin \varphi_{1k} \rightarrow k \in \{ R, S, T \} \quad \text{Ecuación 1.19}$$

➤ **Potencia Aparente (VA):**

$$S_k = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\int_0^{2\pi} v_k(t)^2 d(\omega t) \int_0^{2\pi} i_k(t)^2 d(\omega t)}$$

$$S_k = \sqrt{V_{RMS}^2 \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\sum_{n=1}^{\infty} I_{nk} \sin(n\omega t + \varphi_{nk}) \right)^2 d(\omega t)} \quad \text{Ecuación 1.20}$$

Si se calcula la integral de la corriente en la ecuación 1.20, que representa el valor eficaz de la corriente de entrada, se obtiene,

$$S_K = \sqrt{V_{RMSK}^2 \sum_{n=1}^{\infty} I_{RMSK}^2} = V_{RMSK} I_{RMSK} \rightarrow K \in \{ R, S, T \} \quad \text{Ecuación 1.21}$$

Ya que se cumple que el valor eficaz de la corriente de entrada es,

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \right)^2 d(\omega t)} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_{nRMS}^2} \quad \text{Ecuación 1.22}$$

Si ahora se aplica la definición del factor de potencia, PF, teniendo en cuenta las ecuaciones 1.18 y 1.21 entonces se obtendrá el factor de potencia para cada una de las fases:

$$PF_K = \frac{P_K}{S_K} = \frac{V_{RMSK} I_{1RMSK} \cos \varphi_{1K}}{V_{RMSK} I_{RMSK}}$$

$$PF_K = \frac{P_K}{S_K} = \frac{I_{1RMSK}}{I_{RMSK}} \cos \varphi_{1K} \rightarrow K \in \{ R, S, T \} \quad \text{Ecuación 1.23}$$

Por tanto, se puede distinguir de la anterior ecuación (ecuación 1.23), dos términos muy importantes: **El Factor de Desplazamiento (DF)** y **El Factor de Distorsión Armónica (DH)**, cuyas expresiones son las siguientes:

$$DF_k = \cos \varphi_{1k} \rightarrow k \in \{ R, S, T \} \quad \text{Ecuación 1.24}$$

$$DH_k = \frac{I_{1RMSK}}{I_{RMSK}} \rightarrow k \in \{ R, S, T \} \quad \text{Ecuación 1.25}$$

La distorsión armónica también se describe mediante otra variable, **La Distorsión Armónica Total o THD** que se define de la siguiente manera:

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{nRMS}^2}{I_{1RMS}^2}} \quad \text{Ecuación 1.26}$$

Otra manera de representar el factor de distorsión armónica en términos de la distorsión armónica total es mediante la *ecuación 1.27*:

$$THD_K = \frac{\sqrt{I_{RMSK}^2 - I_{1RMSK}^2}}{I_{1RMSK}} = \sqrt{\left(\frac{I_{RMSK}}{I_{1RMSK}}\right)^2 - 1} \therefore \left(\frac{I_{RMSK}}{I_{1RMSK}}\right) = \sqrt{1 + THD^2}$$

$$\left(\frac{I_{1RMSK}}{I_{RMSK}}\right) = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_K^2}} = DH_K \quad \text{Ecuación 1.27}$$

Si en el sistema equilibrado las cargas son todas iguales aunque no necesariamente lineales, entonces el factor de potencia total del sistema trifásico coincide con el factor de potencia de cada una de las fases.

$$PF_{Total} = PF_R = PF_S = PF_T \quad \text{Ecuación 1.28}$$

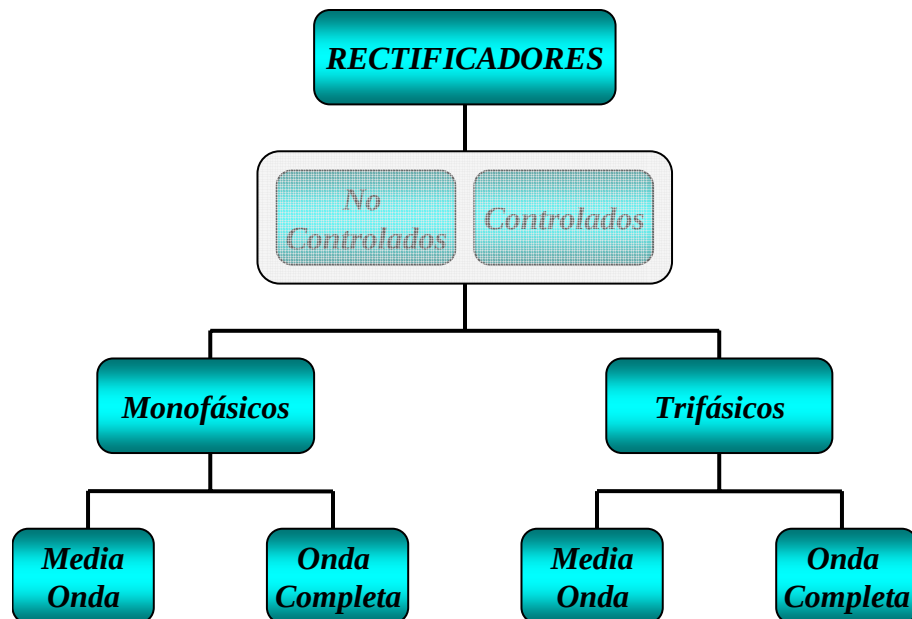
$$PF_{Total} = DH_R DF_R = DH_S DF_S = DH_T DF_T \quad \text{Ecuación 1.29}$$

En síntesis, el factor de potencia da una indicación de la relación entre la potencia consumida por nuestro equipo en (W) y la potencia aparente en (VA) suministrada por la red. Si el sistema trifásico es equilibrado, entonces el factor de potencia del sistema trifásico total coincide con el factor de potencia de cada una de sus fases. El factor de potencia de cada una de las fases se puede descomponer, en dos términos que serán el factor de distorsión armónica y el factor de desplazamiento, donde cada uno de ellos significan respectivamente la desviación de forma de onda de una señal sinusoidal y el desfase existente entre la tensión y la corriente del primer armónico.

1.3.2. Clasificación de los rectificadores

Como se mencionó anteriormente, los rectificadores se pueden clasificar en dos grupos: Rectificadores no controlados y rectificadores controlados. Existen diferentes topologías de rectificadores que se pueden reunir mediante el siguiente esquema (figura 7).

Figura 7. Clasificación de los rectificadores.



Fuente: Autores del proyecto.

A la hora de llevar a cabo la rectificación, se han de utilizar elementos electrónicos que permitan el paso de la corriente en un solo sentido, permaneciendo bloqueado cuando se le aplique una tensión de polaridad inapropiada. Para ello, el componente más adecuado y utilizado es el diodo semiconductor. Este dispositivo es el fundamento de los rectificadores no controlados. El diodo es un semiconductor de dos terminales, ánodo y cátodo, que dejará pasar la corriente cuando el ánodo sea positivo respecto al cátodo, y no conducirá cuando la tensión aplicada a sus extremos sea la contraria. Esto hace del diodo un componente adecuado para ser utilizado, solo o con otros diodos, como rectificador.

Los rectificadores controlados utilizan las mismas configuraciones físicas de los no controlados y reciben este nombre por que utilizan dispositivos de control como los SCR's, GTO's, BJT's, IGBT's o MOSFET's. La ventaja de colocar uno de estos interruptores viene dada por la capacidad que tienen estos de retardar o controlar su entrada en conducción. El ángulo de retraso es un parámetro fundamental, ya que actuando sobre él es posible hacer variar la relación entre el valor de la tensión rectificada de salida y el valor de las tensiones alternas de la entrada, de ahí el calificativo de "controlados". En los rectificadores controlados, por lo tanto, se controla el disparo y el bloqueo de los interruptores (encendido y apagado). Para el caso de los tiristores o SCR's el apagado se realiza de manera natural, para el caso de los MOSFET's, GTO's e IGBT's el apagado se realiza de manera forzada.

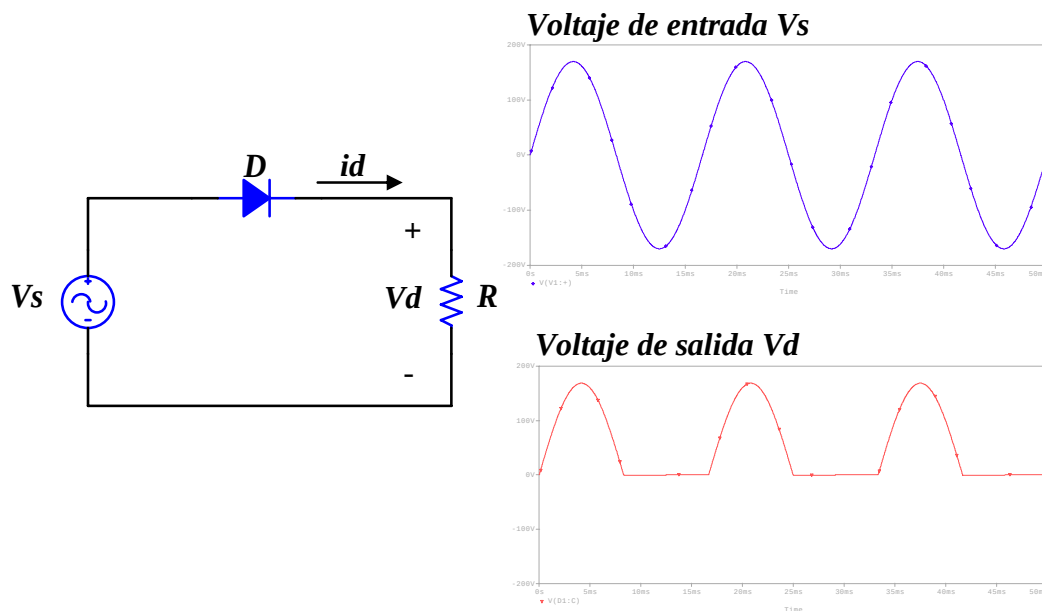
Los rectificadores controlados y no controlados se pueden clasificar según el número de fases en: monofásicos y trifásicos, que a su vez pueden ser de media onda o de onda completa.

A continuación se muestran las configuraciones y las formas de onda de los rectificadores con cargas resistivas tanto para rectificadores no controlados como para rectificadores controlados.

Rectificador Monofásico no controlado de media onda

En la *figura 8*, se muestra la configuración del rectificador monofasico no controlado de media onda. Este circuito sólo rectifica la mitad de la tensión de entrada; o sea, cuando el ánodo es positivo con respecto al cátodo. Podemos considerarlo como un circuito en el que la unidad rectificadora está en serie con la tensión de entrada y la carga.

Figura 8. Rectificador Monofásico no controlado de media onda.



Fuente: Autores del proyecto

El funcionamiento consiste en tomar de la red una señal sinusoidal de valor medio nulo, y proporcionar a la carga, gracias al diodo, una forma de onda unidireccional, pero no constante como podemos apreciar en la *figura 8*.

Según sea la amplitud de la tensión de alimentación, tendremos un determinado nivel de tensión continua a la salida.

La tensión de alimentación del rectificador es:

$$V_s = V_m \sin \omega t \quad \text{Ecuación 1. 30}$$

La tensión media en la carga es el valor que determina la componente de DC del voltaje de salida del rectificador y se calcula de la siguiente manera:

$$V_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_m \sin \omega t \, d(\omega t) \quad \text{Ecuación 1. 31}$$

$$V_{DC} = \frac{V_m}{\pi} \quad \text{Ecuación 1. 32}$$

Rectificador monofásico no controlado de onda completa

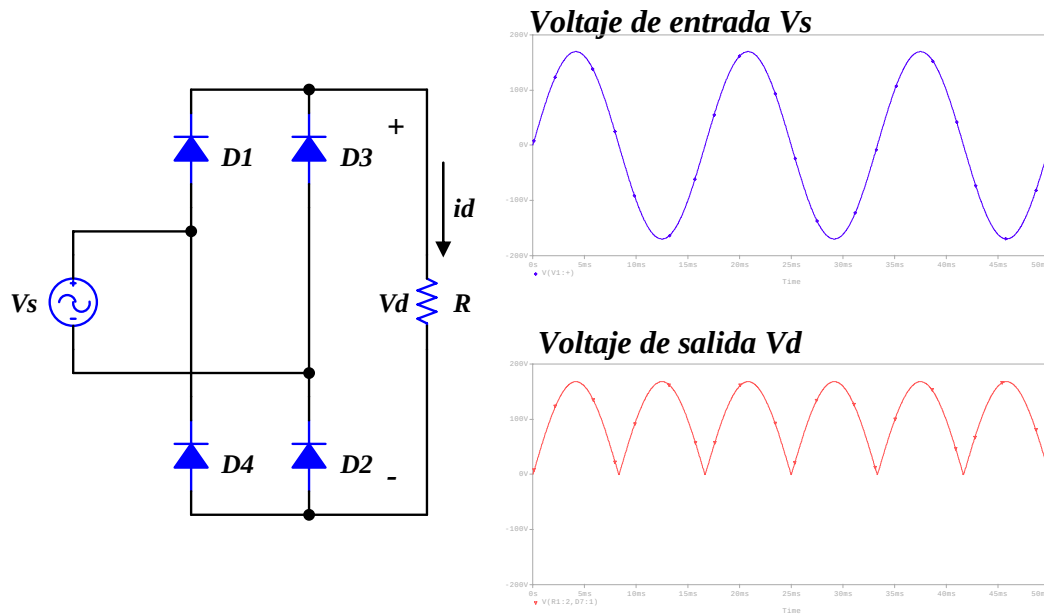
Recibe el nombre de puente rectificador, por estar formado por cuatro diodos conectados en puente como se puede apreciar en la *figura 9*. Durante el semiciclo positivo de la señal de entrada conducirán D1 y D2, mientras que D3 y D4 estarán polarizados inversamente. Así, en el semiciclo negativo sucederá lo contrario.

El propósito de un rectificador de onda completa es el mismo que el de un rectificador de media onda, es decir generar una tensión o una corriente continua con una componente continua especificada.

Los rectificadores de onda completa presentan varias ventajas fundamentales. La primera es que la corriente media del generador es nula por lo que se evitan los problemas asociados a las corrientes medias de generador distintas de cero, especialmente para los transformadores. En

segundo lugar, la salida del rectificador de onda completa presenta menos rizado que el rectificador de media onda.

Figura 9. Rectificador monofásico no controlado de onda completa.



Fuente: Autores del proyecto

La tensión de alimentación del rectificador es $V_s = V_m \sin \omega t$, y el voltaje de salida promedio será:

$$V_{DC} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) \quad \text{Ecuación 1. 33}$$

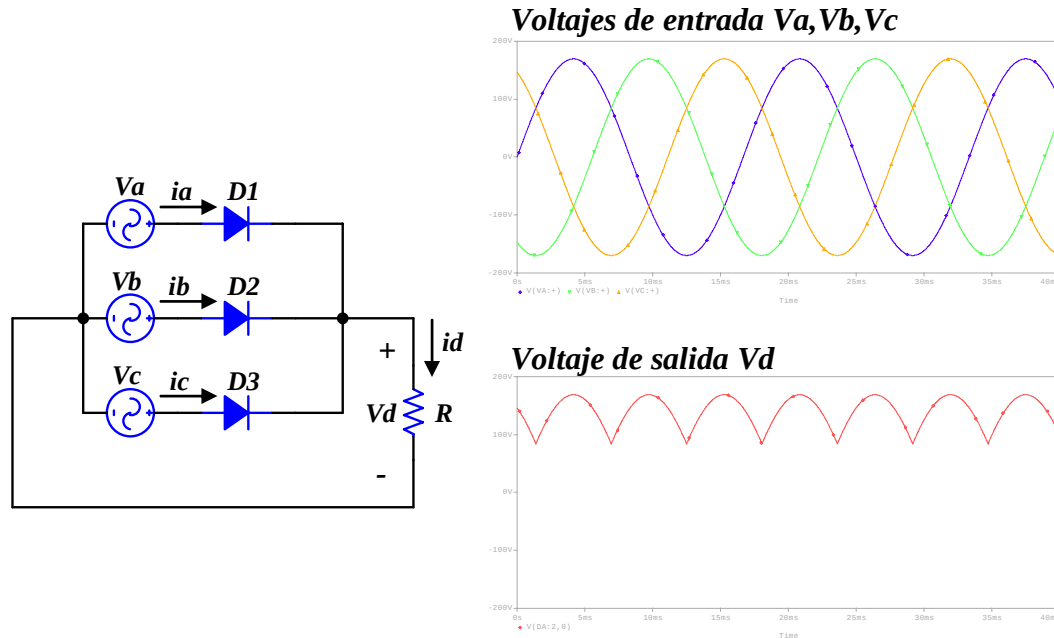
$$V_{DC} = \frac{2V_m}{\pi} \quad \text{Ecuación 1. 34}$$

Rectificador trifásico no controlado de media onda

Los convertidores trifásicos suministran un voltaje de salida más alto, y además la frecuencia de las componentes ondulatorias del voltaje de salida es mayor en comparación con los convertidores monofásicos (ver figura 10).

Como consecuencia de lo anterior, los requisitos de filtrado para suavizar la corriente y el voltaje de la carga son más sencillos. Por esta razón, los convertidores trifásicos son de amplia utilización en propulsores de velocidad variable de alta potencia.

Figura 10. Rectificador trifásico no controlado de media onda.



Fuente: Autores del proyecto

Las tensiones de alimentación referidas al neutro (tensiones de fase) se encuentran desfasadas 120° como se muestra en las siguientes ecuaciones:

$$V_{an} = V_m \text{Sen} \omega t \quad \text{Ecuación 1. 35}$$

$$V_{bn} = V_m \text{Sen} \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad \text{Ecuación 1. 36}$$

$$V_{cn} = V_m \text{Sen} \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad \text{Ecuación 1. 37}$$

La tensión media en la carga se determina a partir de la ecuación 1.39.

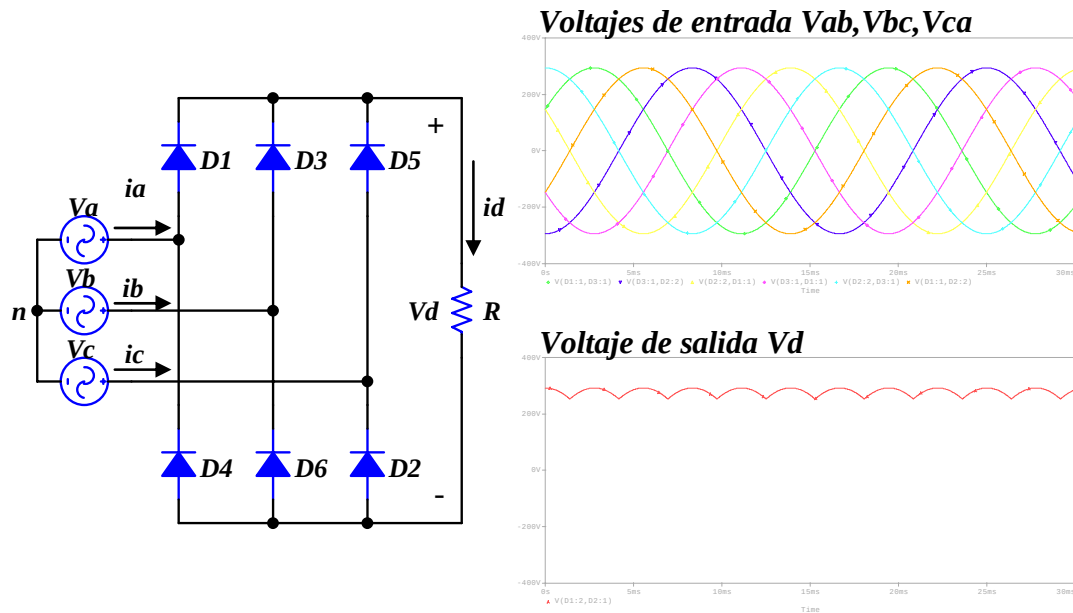
$$V_{DC} = \frac{2}{2\pi/3} \int_0^{\pi/3} V_m \cos \omega t d(\omega t) \quad \text{Ecuación 1. 38}$$

$$V_{DC} = \frac{3}{\pi} V_m \text{Sen} \frac{\pi}{3} \quad \text{Ecuación 1. 39}$$

Rectificador trifásico no controlado de onda completa

En la *figura 11*, se muestra un circuito rectificador trifásico completo, con una carga resistiva.

Figura 11. Rectificador trifásico no controlado de onda completa.



Fuente: Autores del proyecto

En el rectificador trifásico en puente de la *figura 11*, los diodos están numerados en orden de secuencia de conducción, cada uno de ellos conduce durante 120° . La secuencia de la conducción de los diodos es 12, 23, 34, 45, 56 y 61. El par de diodos conectados entre el par de líneas de alimentación que tengan la diferencia de potencial instantáneo más alto de línea a línea serán los que conduzcan. En una fuente trifásica balanceada conectada en estrella, la tensión de línea a línea es $\sqrt{3}$ veces la tensión de

fase. Las tensiones de fase que alimentan al rectificador son las que aparecen en las ecuaciones 1.35, 1.36 y 1.37 que son las mismas expresiones utilizadas para el rectificador trifásico de media onda.

El voltaje promedio de salida se encuentra a partir de:

$$V_{DC} = \frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3} V_m \cos \omega t d(\omega t) \quad \text{Ecuación 1. 40}$$

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad \text{Ecuación 1. 41}$$

● **Rectificador monofásico controlado de media onda**

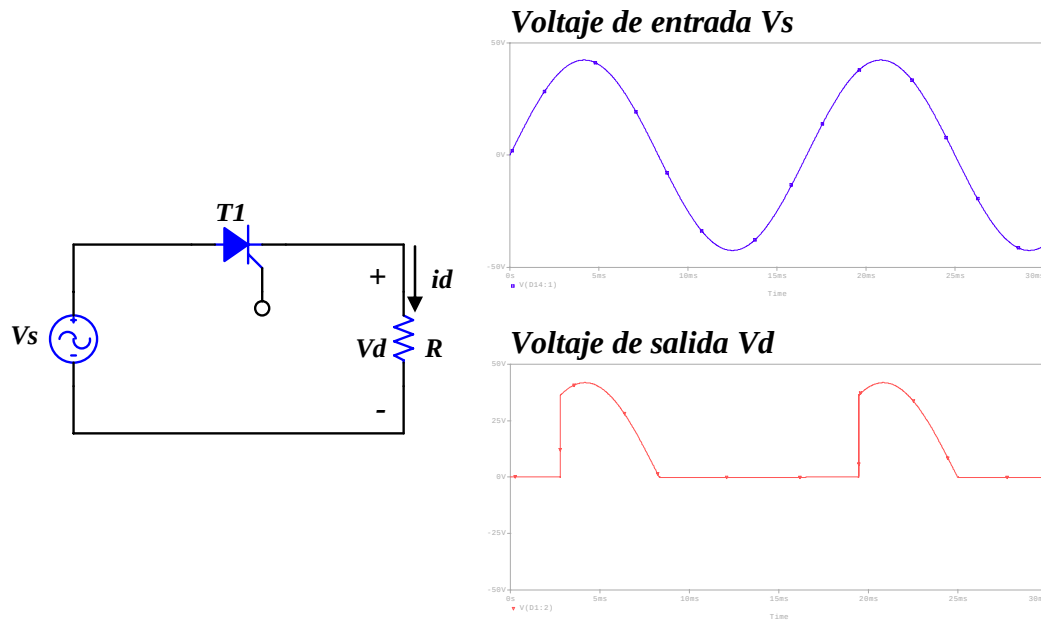
Una forma de controlar la salida de un rectificador de media onda es utilizar un SCR o tiristor en lugar de un diodo. Para que el SCR entre en conducción se deben cumplir dos condiciones:

1. El SCR ha de tener polarización directa.
2. Se debe aplicar una corriente a la puerta del SCR.

Una vez que el SCR conduce, se puede eliminar la corriente de puerta y el SCR continúa en conducción hasta que la corriente se hace igual a cero.

La figura 12 muestra las formas de onda de la tensión para un rectificador controlado de media onda con carga resistiva. En $\omega t = \alpha$ el tiristor o SCR se dispara y dado que está polarizado directamente entra en conducción, con lo que en la carga tenemos la tensión de entrada. El tiempo desde que la tensión de entrada empieza a hacerse positiva hasta que se dispara el tiristor en $\omega t = \alpha$, se llama ángulo de retraso o de disparo α .

Figura 12. Rectificador monofásico controlado de media onda.



Fuente: Autores del proyecto

Cuando la tensión de entrada empieza a hacerse negativa, en $\omega t = \pi$, el ánodo del tiristor es negativo con respecto al cátodo y se dice que el tiristor tiene polarización inversa, por lo que se desactiva.

Si la tensión de alimentación del rectificador es la que aparece en la ecuación 1.30, entonces la tensión media en la carga estará determinada por la siguiente ecuación:

$$V_{DC} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) \quad \text{Ecuación 1. 42}$$

$$V_{DC} = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad \text{Ecuación 1. 43}$$

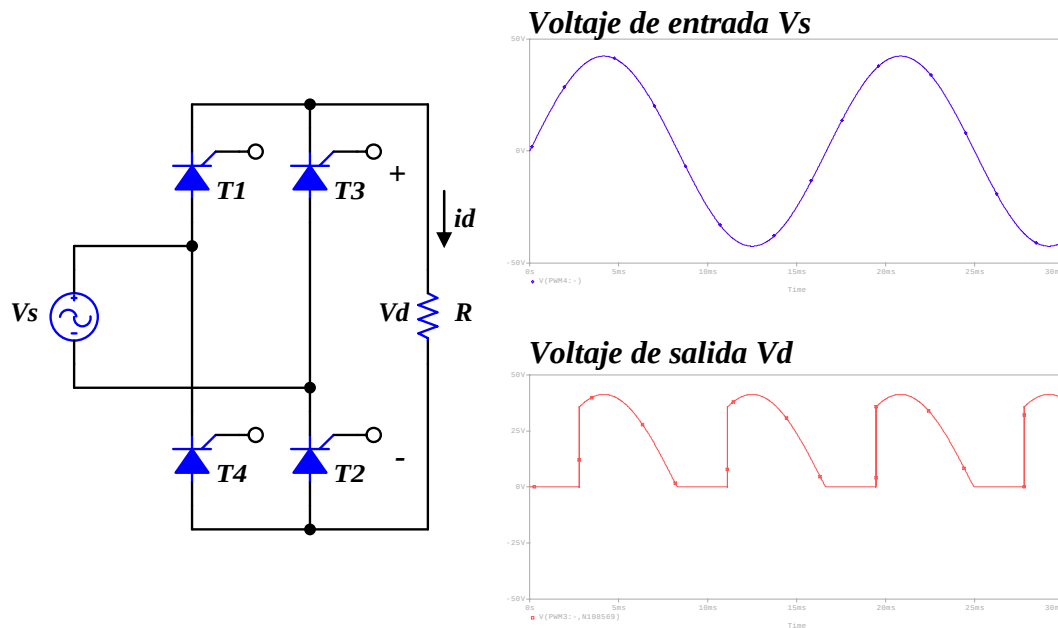
Rectificador monofásico controlado de onda completa

Durante el semiciclo positivo, los tiristores T1 y T2 tienen polarización directa; cuando $\omega t = \alpha$ estos dos tiristores se disparan simultáneamente, la carga se conecta a la alimentación de entrada a través de T1 y T2.

Durante el semiciclo negativo de la tensión de entrada, los tiristores T3 y T4 tienen polarización directa; el disparo de los tiristores T3 y T4 aplicará la tensión de alimentación a través de los tiristores T1 y T2 como una tensión de bloqueo inverso.

En la *figura 13* se presenta la configuración básica del puente rectificador monofásico de onda completa.

Figura 13. Rectificador monofásico controlado de onda completa.



Fuente: Autores del proyecto

Debido a la conmutación natural, T1 y T2 se desactivarán y la corriente de carga será transferida de T1 y T2 a T3 y T4. Durante el período que va desde α hasta π , la tensión de entrada v_s y la corriente de entrada i_s son positivos; la potencia fluye de la alimentación a la carga.

El voltaje de entrada (V_s), esta determinado por la *ecuación 1.30*, y el voltaje promedio de salida se puede determinar a partir de:

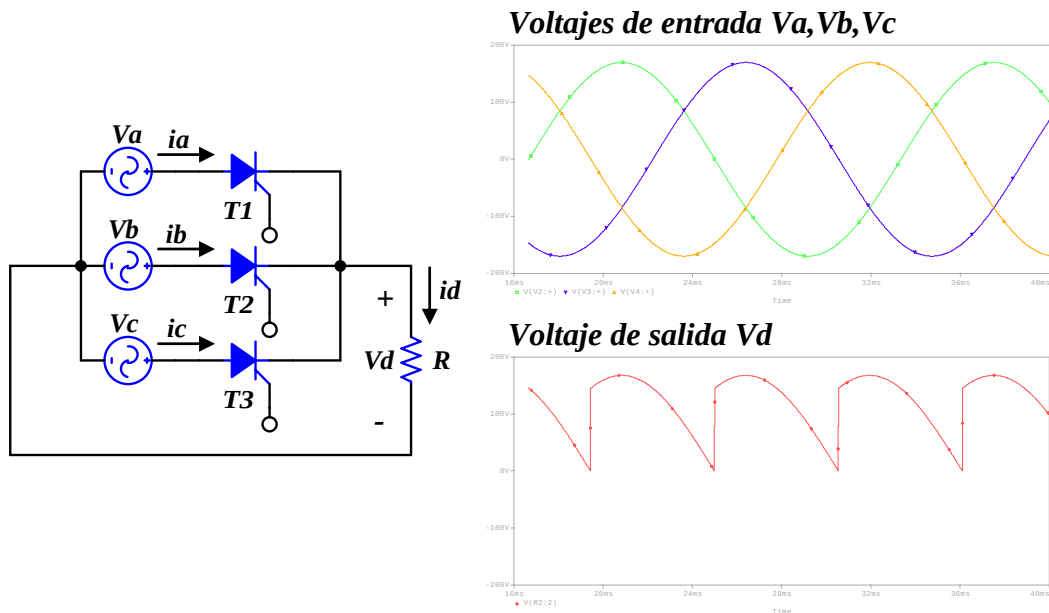
$$V_{DC} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) \quad \text{Ecuación 1. 44}$$

$$V_{DC} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad \text{Ecuación 1. 45}$$

● **Rectificador trifásico controlado de media onda**

Este tipo de rectificador proporciona una tensión media de salida alta si lo comparamos con los convertidores controlados monofásicos (*ver figura 14*), además se obtiene a su salida una corriente y un voltaje bastante continuo por lo que es muy usado para trabajar con altas potencias. La frecuencia de la señal en la carga será el triple de la frecuencia de entrada.

Figura 14. Rectificador trifásico controlado de media onda.



Fuente: Autores del proyecto

Para el caso de una carga resistiva pura tendremos en cuenta que:

- Si se aplican pulsos de disparo a la vez, a las puertas de los tiristores, se pondría a conducir siempre el que estuviera sometido a la máxima tensión.
- A la hora de determinar la disipación de potencia resulta interesante saber que cada tiristor puede conducir durante un tiempo $T/3$, por lo que debe poder regular $1/3$ de potencia.
- Para ángulos superiores a 30° , la carga resistiva será atravesada en algunos momentos por corriente discontinua, al dispararse un tiristor cuando el anterior ya ha dejado de conducir.
- Si los tiristores son atacados por tres generadores de impulsos, aplicando estos a su correspondiente tiristor en intervalos en los que su tensión ánodo-cátodo sea positiva, a la frecuencia de red y con desfase progresivo de 120° , el ángulo máximo de disparo será de 150° , ya que por encima de éste la tensión en la carga será nula por aplicarse los impulsos a tiristores que estarán en inverso.

Si los voltajes de fase son como los que se aprecian en las *ecuaciones 1.35, 1.36 y 1.37*, el voltaje promedio de salida para una corriente de carga continua con un ángulo de disparo menor a 30° será:

$$V_{DC} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{5\pi/6+\alpha} V_m \sin \omega t d(\omega t) \quad \textbf{Ecuación 1. 46}$$

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \cos \alpha \rightarrow \alpha < \frac{\pi}{6} \quad \textbf{Ecuación 1. 47}$$

Para el caso de un ángulo mayor o igual a 30° , la tensión de salida promedio del rectificador será la que se muestra en la *ecuación 1.49*. En este caso la corriente en la carga será discontinua, teniendo tensión nula en la carga en algunos instantes:

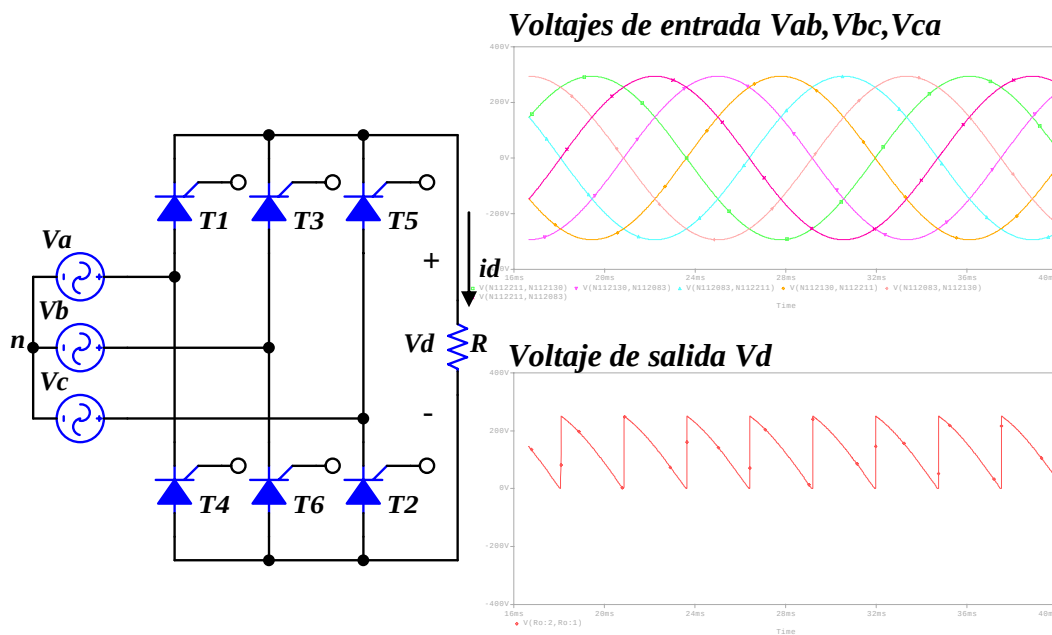
$$V_{DC} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t d(\omega t) \quad \text{Ecuación 1. 48}$$

$$V_{DC} = \frac{3V_m}{2\pi} [1 + \cos(\frac{\pi}{6} + \alpha)] \rightarrow \alpha \geq \frac{\pi}{6} \quad \text{Ecuación 1. 49}$$

● Rectificador trifásico controlado de onda completa

El circuito de disparo ha de suministrar 6 pulsos de control para cada período de la tensión de alimentación, separados 60°, con una duración por pulso de 180°- α ³ para el caso de interruptores controlados por desactivación forzada.

Figura 15. Forma de onda del rectificador trifásico controlado de onda completa.



Fuente: Autores del proyecto

La figura 15 muestra un circuito rectificador completo, con carga resistiva. Este circuito se conoce como puente trifásico. Los tiristores se disparan a intervalos de 60°. La frecuencia de la tensión de la componente ondulatoria

³ Los interruptores por desactivación forzada requieren de una señal de desactivación para que cambie de su estado de encendido a su estado de apagado como sucede con los MOSFET's, IGBT's y los GTO's.

de salida es $6 f_s$ siendo la necesidad de filtraje menor que la de los convertidores trifásicos de media onda.

En $\omega t = 30^\circ + \alpha$, el tiristor T6 ya conduce y el tiristor T1 se activa. Durante el intervalo $30^\circ + \alpha \leq \omega t \leq 90^\circ + \alpha$, conducen los tiristores T1 y T6 y en la carga aparece la tensión de línea $V_{ab} = V_a - V_b$. En $\omega t = 90^\circ + \alpha$, el tiristor T2 se dispara y el tiristor T6 de inmediato invierte su polaridad. T6 se desactiva debido a la conmutación natural. Durante el intervalo $90^\circ + \alpha \leq \omega t \leq 150^\circ + \alpha$, los tiristores T1 y T2 conducen y el voltaje de línea a línea, V_{ca} , aparece en la carga. Si los tiristores se numeran tal y como se muestra en la *figura 15*, la secuencia de disparo de los interruptores es 12, 23, 34, 45, 56 y 61.

Si se definen los tres voltajes de línea a neutro (Voltajes de fase) como las ecuaciones 1.35, 1.36 y 1.37, los voltajes de línea a línea correspondientes serán:

$$V_{ab} = \sqrt{3} V_m \text{Sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad \text{Ecuación 1. 50}$$

$$V_{bc} = \sqrt{3} V_m \text{Sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad \text{Ecuación 1. 51}$$

$$V_{ca} = \sqrt{3} V_m \text{Sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right) \quad \text{Ecuación 1. 52}$$

Siendo V_m la tensión máxima de fase o tensión pico de la señal de entrada.

Para ángulos menores a 60° , la tensión promedio de salida se determina a partir de la siguiente ecuación:

$$V_{DC} = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} V_{ab} d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} \sqrt{3} V_m \text{sen} \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t) \quad \text{Ecuación 1. 53}$$

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \text{Cos} \alpha \rightarrow \alpha \leq \frac{\pi}{3} \quad \text{Ecuación 1. 54}$$

Para ángulos mayores de 60°, la tensión promedio de salida se determina a partir de la ecuación 1.56, dado que el voltaje de la carga instantáneo no puede ser negativo.

$$V_{DC} = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} V_{ac} d(\omega t) = \frac{3}{2\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{7\pi/6} \sqrt{3} V_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) d(\omega t) \quad \text{Ecuación 1. 55}$$

$$V_{DC} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} (1 + \cos\alpha) \rightarrow \alpha > \frac{\pi}{3} \quad \text{Ecuación 1. 56}$$

1.4. TÉCNICAS DE CONTROL PARA MEJORAR EL FACTOR DE POTENCIA EN RECTIFICADORES

La corrección del factor de potencia (PF) se realizará modelando las formas de onda de la corriente de entrada. Esto significa que si la tensión no está distorsionada, la forma de onda de corriente que se busca es sinusoidal. Hay que tener en cuenta que se puede obtener un factor de potencia elevado con un factor de distorsión armónica malo (bajo) lo que también hay que evitar para no tener corrientes armónicas indeseables. Generalmente la corrección del contenido armónico de la corriente significará la obtención de un factor de potencia alto (suponiendo un desfase pequeño). Así pues, la primera labor sería dar la forma adecuada a la onda de corriente. Habría que llamar la atención sobre el hecho de que si la tensión de fase ya estuviese distorsionada, la corriente debe tener el mismo contenido en armónicos para así obtener la mayor transmisión de potencia, aunque no tenga un buen factor de distorsión armónica.

En las técnicas de corrección del factor de potencia se han utilizado hasta ahora métodos pasivos y enfocados primordialmente hacia la corrección del factor de desplazamiento mediante bancos de condensadores. El problema de la compensación pasiva es que su diseño se hace para unas condiciones determinadas de carga y por tanto fuera de estas condiciones la corrección

ya no será perfecta. Esto se suele corregir activando bancos de condensadores sucesivamente con relés dependiendo de las condiciones de carga. Su ventaja principal es su simplicidad de diseño, además de su robustez ya que sólo incluye elementos pasivos, su alto rendimiento y su menor coste.

Estos métodos pasivos en ocasiones también son útiles para el filtrado de armónicos, pero cada vez más, se impone la utilización de métodos activos para así poder controlar mejor el factor de potencia, asegurarse que el contenido armónico sea mínimo y además poder regular otros parámetros como podría ser la tensión y la potencia de salida.

En este estudio en particular se verán los circuitos de corrección de factor de potencia controlados por técnicas de conmutación forzada como la modulación por ancho de pulso y el control por variación del ángulo de disparo de interruptores. De esta forma se podrá obtener factores de potencia muy cercanos a la unidad así como contenidos armónicos muy bajos. Además, generalmente estos circuitos permiten regular la tensión o potencia de salida.

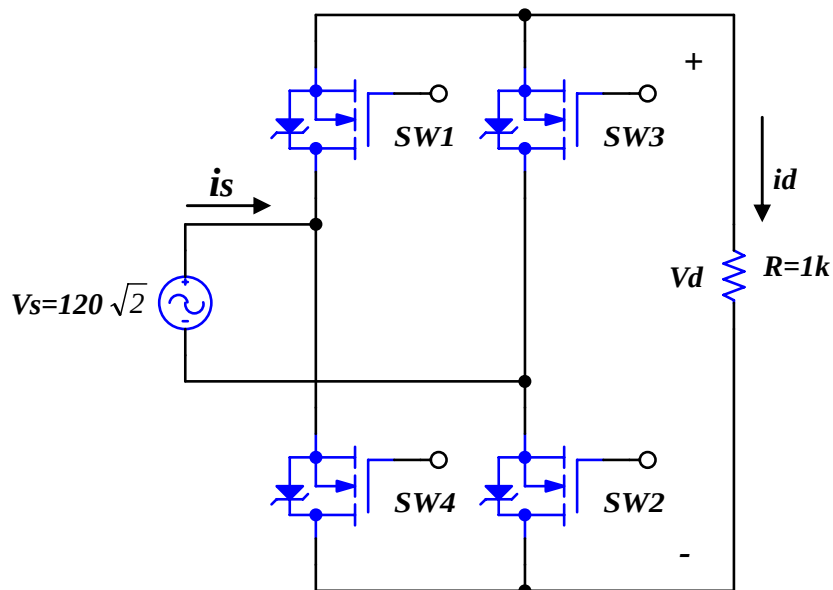
Como ya se ha dicho anteriormente, en el diseño de rectificadores se debe tener en cuenta el factor de potencia. Hasta el momento se ha trabajado con rectificadores controlados por fase, es decir mediante el control por variación del ángulo de retraso o de disparo en tiristores. Estos rectificadores, generan armónicas en la alimentación, y por tal razón el factor de potencia es bajo. Las conmutaciones forzadas pueden mejorar el factor de potencia de entrada y reducir los niveles de armónicos. Estas técnicas de conmutación forzada son cada vez más prácticas y atractivas debido a los adelantos tecnológicos en cuanto a dispositivos semiconductores de potencia como es el caso de los IGBT, los GTO y los MOSFET de potencia.

A continuación se analizan las formas de onda y el comportamiento de los rectificadores para los diferentes tipos de control utilizados para la corrección del factor de potencia.

Se analizarán teniendo en cuenta una salida promedio de continua de 40 Volts, se mostrará el análisis grafico y la tabla de resultados de la transformada rápida y discreta de Fourier que arroja PSpice. Para tal fin se utilizará la configuración monofásica de onda completa que se muestra en la *figura 16*:

Nota: En el Anexo A, se muestran las simulaciones en PSpice de cada una de estas técnicas de conmutación forzada aplicada a rectificadores trifásicos con interruptores ideales controlados por tensión.

Figura 16. Configuración del rectificador monofásico controlado de onda completa para las diferentes técnicas de control.

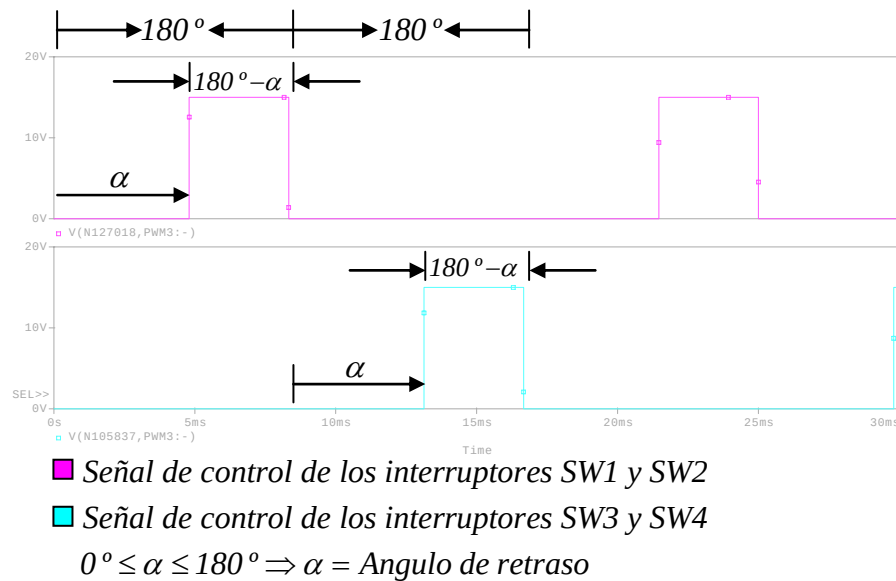


Fuente: Autores del proyecto

1.4.1. Control por variación del ángulo de retraso o disparo α

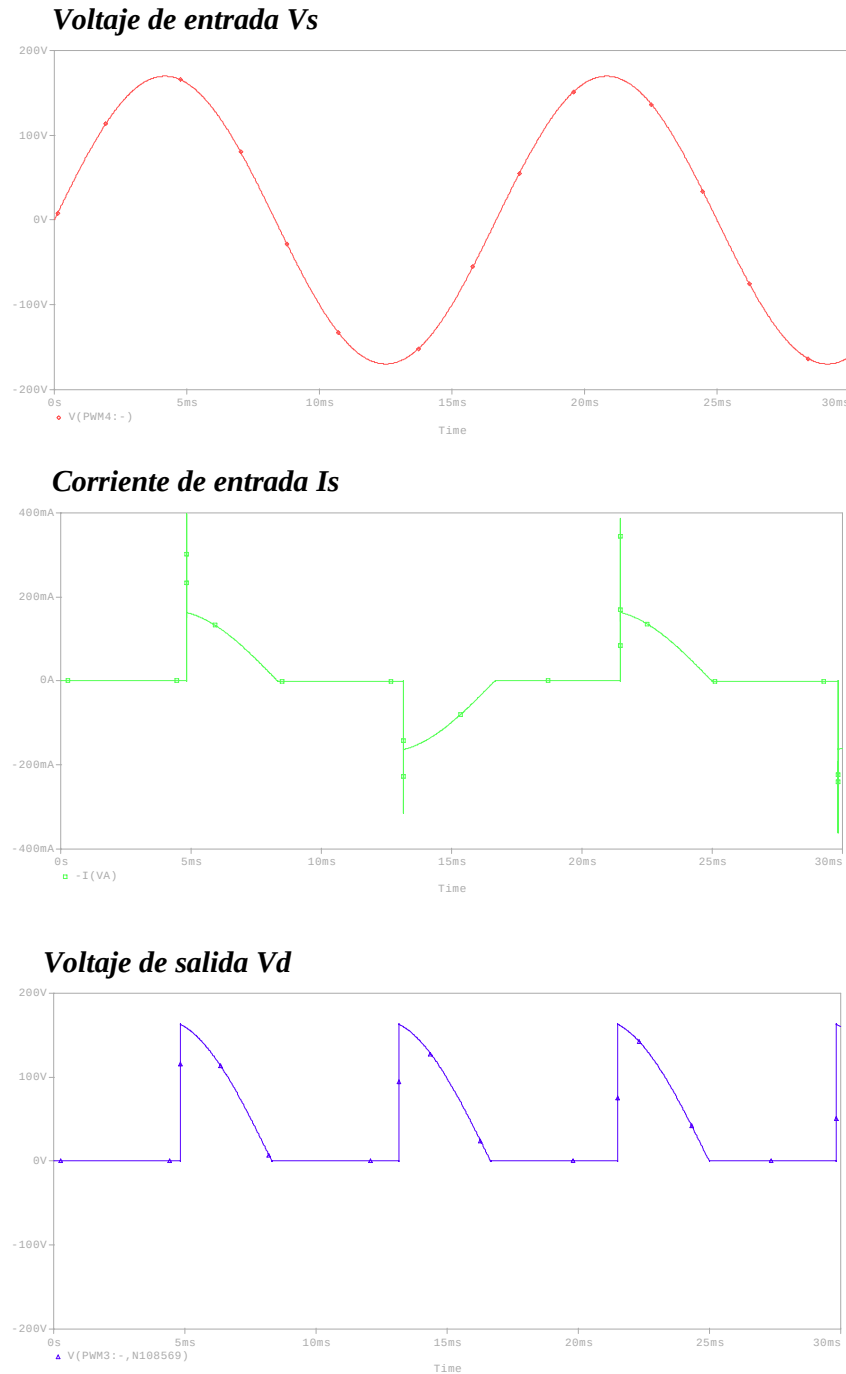
Este tipo de control es uno de los mas sencillos y menos costosos; es el típico control aplicado a los tiristores y consiste como dice su propio nombre en aplicar un disparo o pulso de tensión a la puerta para que lo encienda y empiece su ciclo de trabajo. Este control es aplicable tanto para tiristores como para otros dispositivos semiconductores tales como los IGBT's, y los MOSFET's de potencia. Debe recordarse que en el caso de los tiristores basta con generar un pequeño pulso a la compuerta para que se encienda pues su apagado se realiza por conmutación natural. En el caso de los MOSFET no solo se debe generar un pulso para que se encienda si no que además se debe sostener el pulso hasta que cumpla con su respectivo ciclo de trabajo es decir se le debe indicar el instante en donde debe bloquearse o apagarse, pues su conmutación se realiza de manera forzada. La particularidad de este tipo de control es que el ángulo de disparo se toma a partir de 0° hacia la derecha, y puede variar para el caso de los monofásicos de onda completa, desde 0° hasta 180° .

Figura 17. Señales de control por variación del ángulo de retraso.



Fuente: Autores del proyecto

Figura 18. Formas de onda del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso.

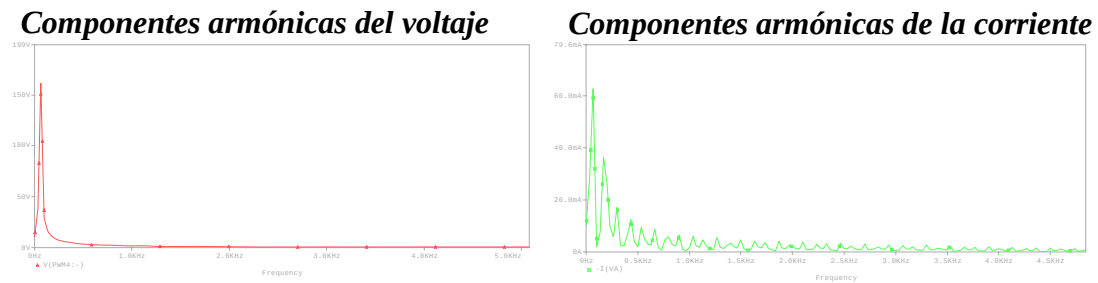


Fuente: Autores del proyecto

En la figura 18 se presentan las formas de onda para un ángulo de disparo de 104° que genera una salida promedio de voltaje de 40 (Volts).

A continuación se presentan el espectro de las componentes de frecuencia armónica de las corrientes y voltajes de entrada del rectificador.

Figura 19. Espectro de las componentes armónicas de voltaje y corriente de entrada del rectificador controlado por variación del ángulo de disparo.



Fuente: Autores del proyecto

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I_s

DC COMPONENT = 9.795694E-05

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	7.687E-02	1.000E+00	6.738E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	1.958E-04	2.548E-03	9.800E+01	-3.675E+01
3	1.800E+02	5.040E-02	6.556E-01	2.628E+01	-1.758E+02
4	2.400E+02	1.960E-04	2.549E-03	1.060E+02	-1.635E+02
5	3.000E+02	2.049E-02	2.666E-01	1.111E+01	-3.258E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 7.076895E+01 PERCENT

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V_s

DC COMPONENT = 4.506397E-05

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.697E+02	1.000E+00	-7.200E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	3.215E-04	1.894E-06	9.165E+01	2.356E+02
3	1.800E+02	3.599E-04	2.121E-06	-2.993E+01	1.861E+02
4	2.400E+02	3.489E-04	2.056E-06	-1.470E+02	1.410E+02
5	3.000E+02	2.722E-04	1.604E-06	1.002E+02	4.602E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 3.858379E-04 PERCENT

De lo anterior se puede deducir:

- Distorsión armónica total de la corriente de entrada, THD=70.76%
- Angulo de desplazamiento, $\phi = 180^\circ - 139.3^\circ = 41^\circ$
- Factor de desplazamiento, $DF = \cos \phi = \cos (41) = 0.75$
- Factor de distorsión armónica, $DH = \frac{1}{\sqrt{[1 + (TDH / 100)^2]}} = 0.81$
- Factor de potencia, $PF = 0.75 \times 0.81 = 0.6$ en atraso.

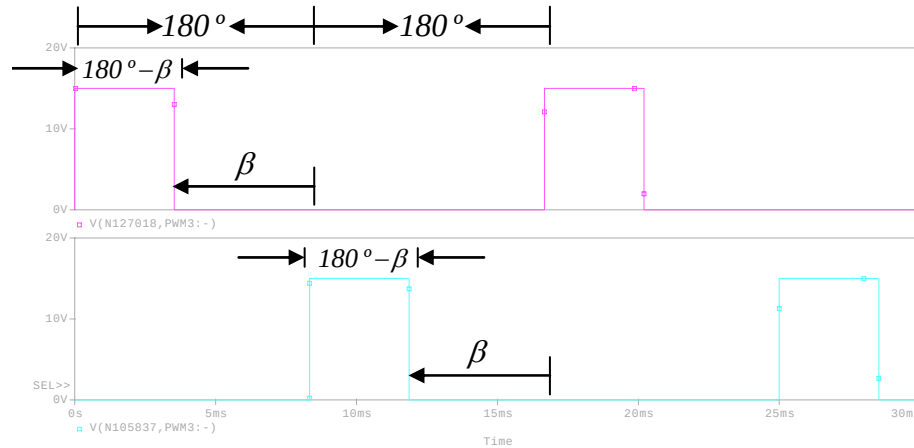
1.4.2. Control por variación del ángulo de extinción

En la *figura 16* se muestra un convertidor monofásico en el que actúan 4 interruptores cuyas acciones de conmutación se realizan según el tipo de control que se le aplique. Para este caso el ángulo de control es el ángulo de extinción cuya particularidad es que se toma a partir de 180° hacia la izquierda y puede variar para el caso de los monofásicos de onda completa, desde 0° hasta 180° . La frecuencia de las señales de control es 60Hz, y deben estar separadas una de la otra 180° .

La componente fundamental de la corriente esta adelantada respecto al voltaje de entrada, y el factor de desplazamiento (así como el factor de potencia) esta en adelanto.

A continuación se muestra las señales de control correspondientes a esta técnica de control:

Figura 20. Señales de control por variación del ángulo de extinción.



■ Señal de control de los interruptores SW1 y SW2

■ Señal de control de los interruptores SW3 y SW4

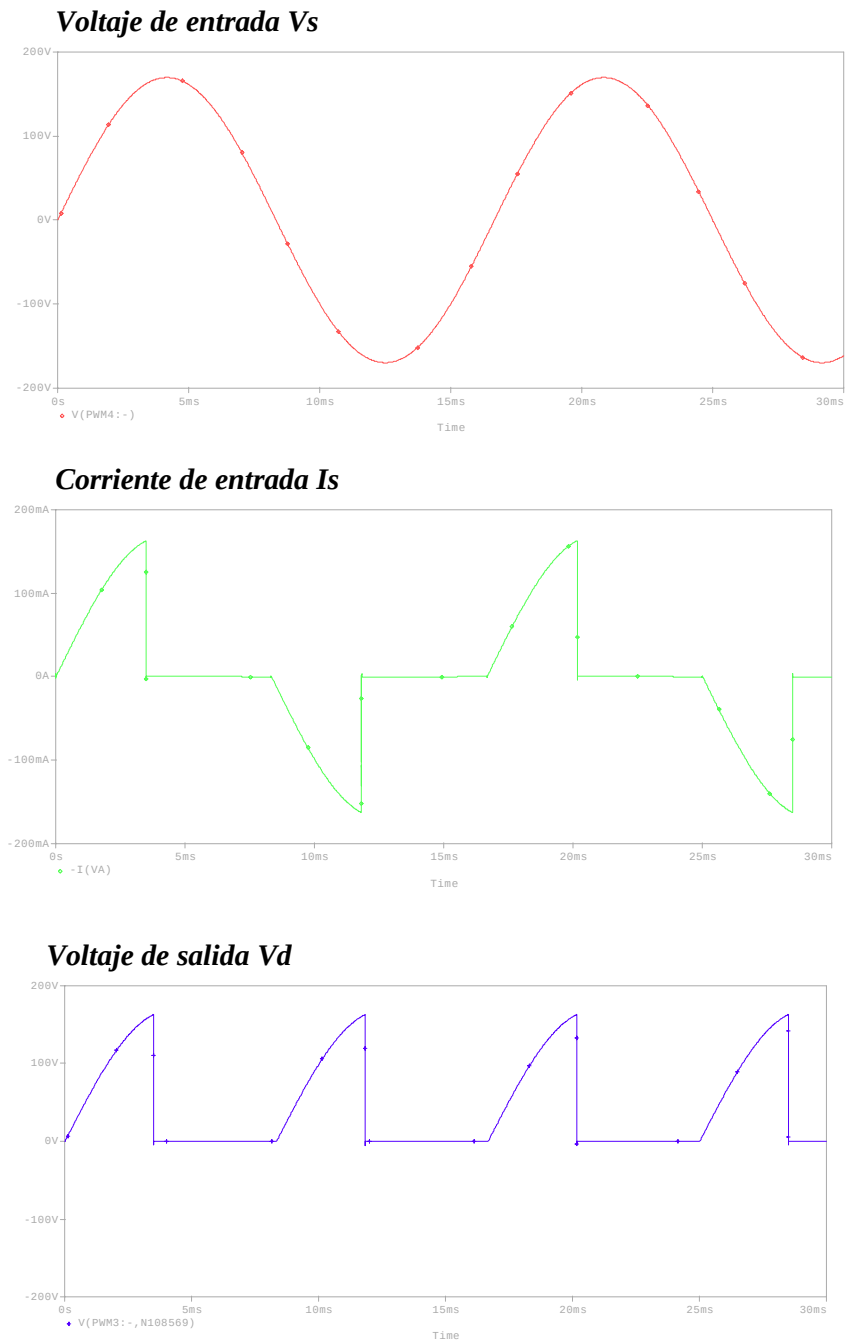
$$0^\circ \leq \beta \leq 180^\circ \Rightarrow \beta = \text{Angulo de extinción}$$

Fuente: Autores del proyecto

Este tipo de control tiene prácticamente el mismo comportamiento del control por ángulo de disparo o ángulo de retraso, la diferencia radica en la forma de onda del voltaje de salida que se observa, presenta un recorte en la envolvente de la señal de entrada a la derecha y no a la izquierda como se observa en el control por ángulo de retraso.

En la *figura 21* se observan las formas de onda del rectificador controlado por variación del ángulo de extinción.

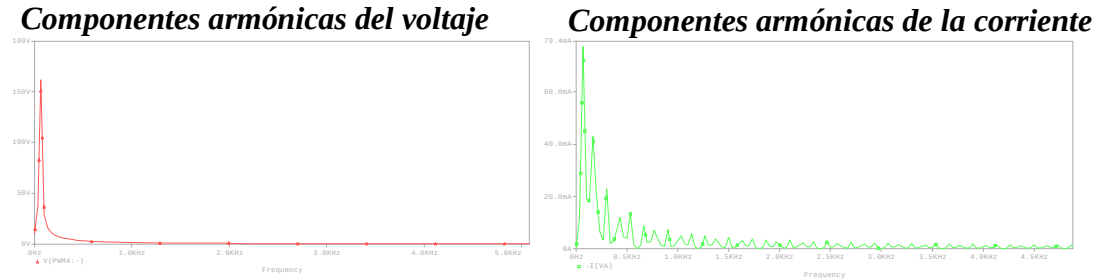
Figura 21. Formas de onda del rectificador controlado por variación del ángulo de extinción.



Fuente: Autores del proyecto

A continuación se presentan el espectro de las componentes de frecuencia armónica de las corrientes y voltajes de entrada del rectificador.

Figura 22. Espectro de las componentes armónicas de voltaje y corriente de entrada del rectificador controlado por variación del ángulo de extinción.



Fuente: Autores del proyecto

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I_s

DC COMPONENT = 9.810028E-05

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	7.709E-02	1.000E+00	1.486E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	1.959E-04	2.541E-03	1.538E+02	-1.434E+02
3	1.800E+02	5.045E-02	6.543E-01	-9.855E+01	-5.443E+02
4	2.400E+02	1.961E-04	2.544E-03	-1.425E+02	-7.368E+02
5	3.000E+02	2.046E-02	2.654E-01	-1.176E+01	-7.546E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 7.061159E+01 PERCENT

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V_s

DC COMPONENT = 1.484185E-04

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.697E+02	1.000E+00	-7.200E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	2.262E-04	1.333E-06	8.371E+01	2.277E+02
3	1.800E+02	9.014E-05	5.312E-07	-9.730E+01	1.187E+02
4	2.400E+02	8.876E-05	5.231E-07	1.221E+02	4.101E+02
5	3.000E+02	3.906E-05	2.302E-07	-1.417E+01	3.458E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.544246E-04 PERCENT

De los anteriores resultados se puede deducir:

- Distorsión armónica total de la corriente de entrada, THD=70.6%
- Angulo de desplazamiento, $\phi = 180^\circ - 220^\circ = -40^\circ$
- Factor de desplazamiento, $DF = \cos \phi = \cos (-40^\circ) = 0.75$
- Factor de distorsión armónica, $DH = \frac{1}{\sqrt{[1 + (TDH / 100)^2]}} = 0.81$
- Factor de potencia, $PF = 0.75 \times 0.81 = 0.6$ en adelanto

1.4.3. Control por variación del ángulo simétrico

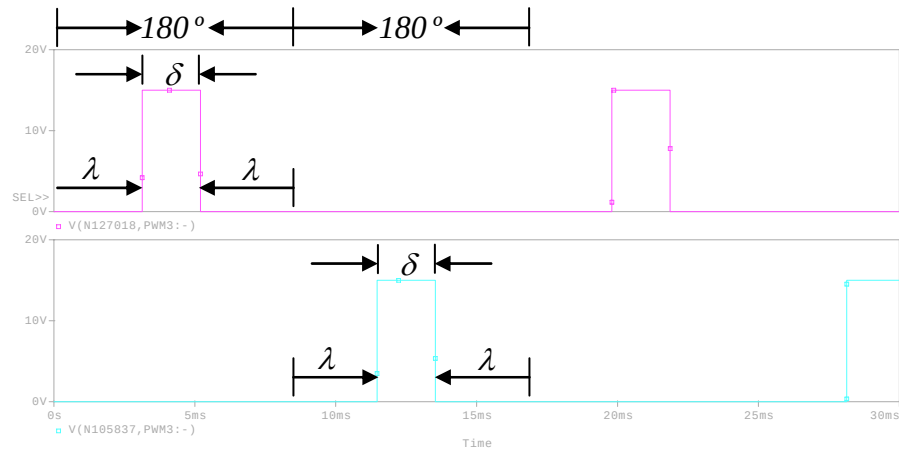
Este tipo de control tiene la particularidad que su ángulo de conducción varía de los dos extremos simétricamente como se observa en la *figura 24*, es decir que su punto de referencia es 90° , y a partir de ahí el pulso aumenta o disminuye simétricamente hacia la derecha y la izquierda.

La componente fundamental de la corriente de entrada está en fase con el voltaje de entrada, y el factor de desplazamiento es la unidad.

En este tipo de control se mejora considerablemente el factor de potencia pero, sin embargo, el factor armónico o distorsión armónica total también aumenta.

Para un ángulo de conducción de 44° , las formas de onda son las siguientes:

Figura 23. Señales de control por variación del ángulo simétrico.



■ Señal de control de los interruptores SW1 y SW2

■ Señal de control de los interruptores SW3 y SW4

$0^\circ \leq \delta \leq 180^\circ \Rightarrow \delta = \text{Angulo de conducción}$

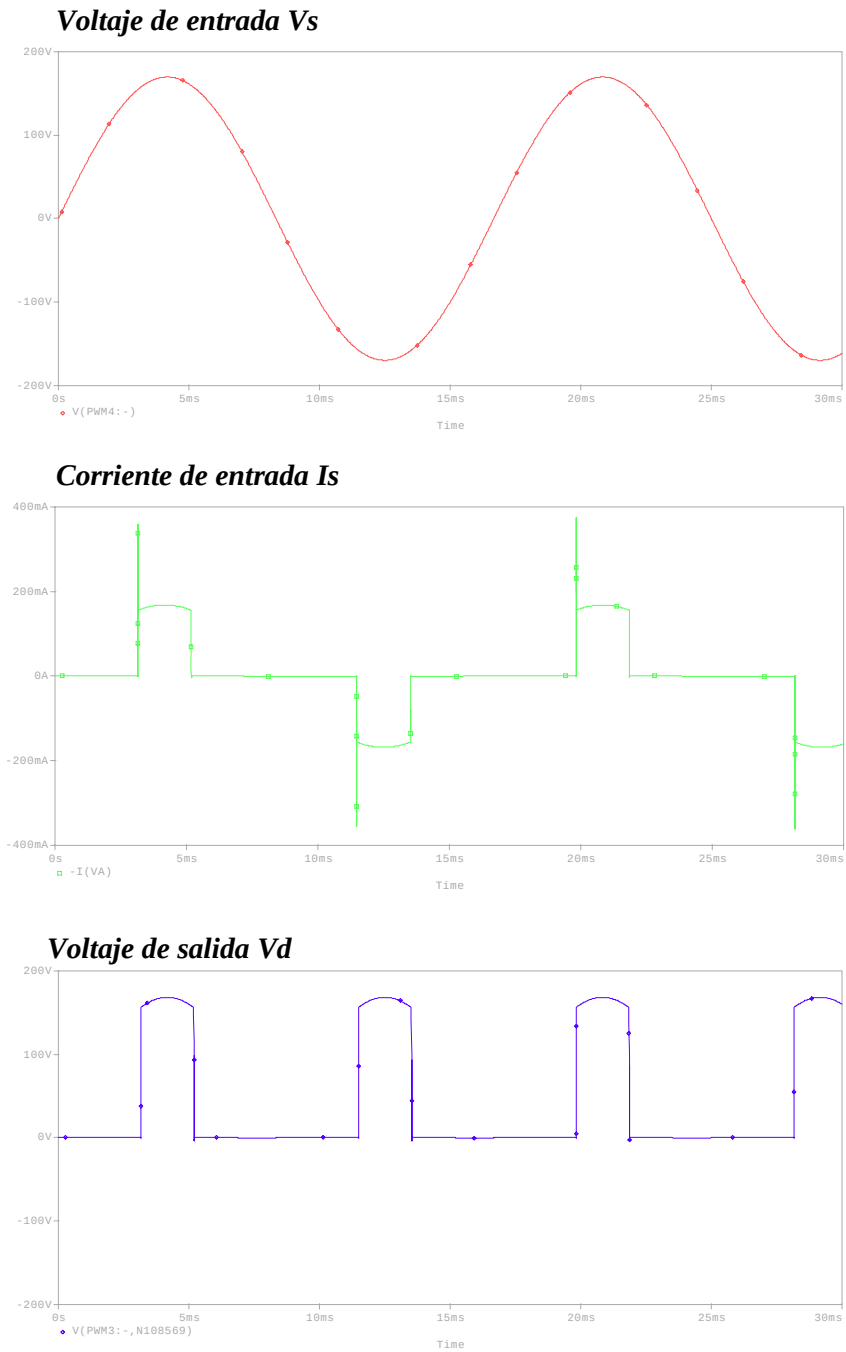
$0^\circ \leq \lambda \leq 90^\circ \Rightarrow \lambda = \text{Angulo de simétrico}$

Fuente: Autores del proyecto

El voltaje de salida es controlado mediante la variación del ángulo de conducción δ , y puede variar entre 0° y 180° para el caso de los rectificadores monofásicos.

A continuación se muestran las formas de onda del voltaje y corriente de entrada y la señal de voltaje de salida del rectificador

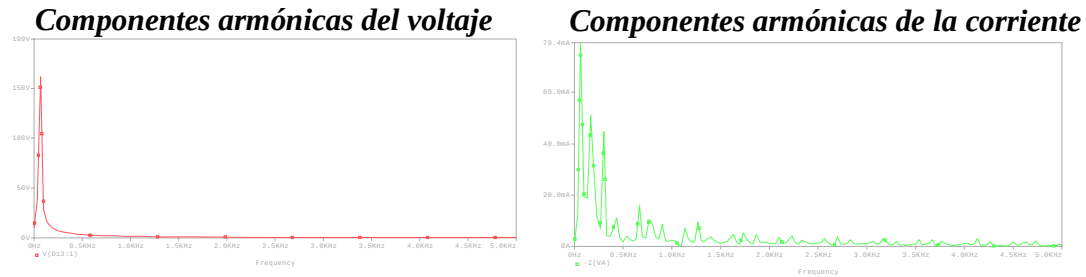
Figura 24. Formas de onda del rectificador controlado por variación del ángulo simétrico.



Fuente: Autores del proyecto

El análisis de Fourier de las corrientes y voltajes de entrada del rectificador son las que se muestran en la *figura 25*:

Figura 25. Espectro de las componentes armónicas de voltaje y corriente de entrada del rectificador controlado por variación del ángulo simétrico.



Fuente: Autores

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I_s

DC COMPONENT = 3.286809E-08

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	7.848E-02	1.000E+00	1.081E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	2.603E-04	3.317E-03	3.611E+01	-1.800E+02
3	1.800E+02	6.400E-02	8.155E-01	1.441E+02	-1.801E+02
4	2.400E+02	3.740E-04	4.766E-03	7.217E+01	-3.601E+02
5	3.000E+02	3.998E-02	5.094E-01	-1.798E+02	-7.201E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 9.615483E+01 PERCENT

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V_s

DC COMPONENT = 9.774753E-06

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.697E+02	1.000E+00	-7.200E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	5.906E-05	3.481E-07	6.032E+01	2.043E+02
3	1.800E+02	1.821E-04	1.073E-06	-2.781E+01	1.882E+02
4	2.400E+02	1.377E-05	8.113E-08	9.995E+01	3.880E+02
5	3.000E+02	1.105E-04	6.510E-07	-2.302E+01	3.370E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.305239E-04 PERCENT

De los resultados presentados en los anteriores análisis de Fourier, se puede resumir:

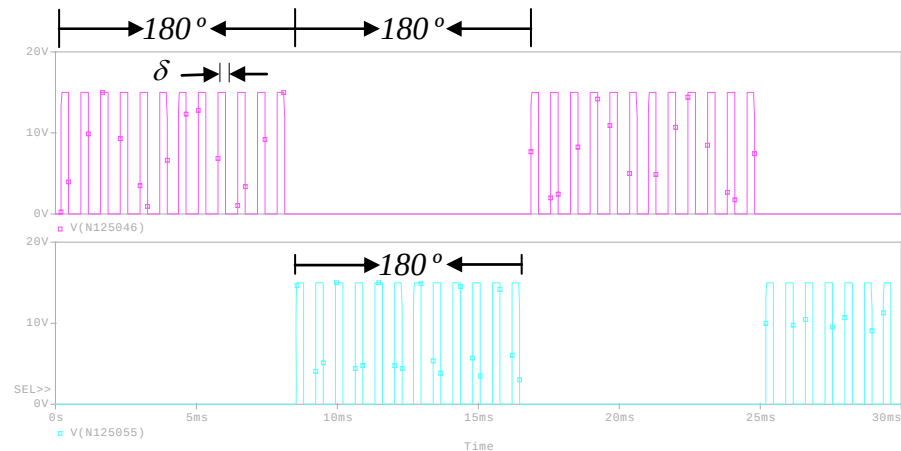
- Distorsión armónica total de la corriente de entrada, THD=96.1%
- Angulo de desplazamiento, $\phi = 180^\circ - 180^\circ = 0^\circ$
- Factor de desplazamiento, $DF = \cos \phi = \cos (0^\circ) = 1$
- Factor de distorsión armónica, $DH = \frac{1}{\sqrt{[1 + (TDH / 100)^2]}} = 0.72$
- Factor de potencia, $PF = 1 \times 0.72 = 0.72$

1.4.4. Control por modulación del ancho de pulso

Si se controla el voltaje de salida de los rectificadores de onda completa, mediante la variación del ángulo de retraso, el ángulo de extinción o el ángulo simétrico, solo habrá un pulso por cada medio ciclo en la corriente de entrada del rectificador. Esto no sucede con el control por modulación del ancho de pulso puesto que los conmutadores se abren y se cierran varias veces durante medio ciclo y su voltaje de salida se controla con la variación del ancho del pulso.

Para el caso de un rectificador de onda completa monofásico, las señales de control son las que se muestran en la *figura 26*. Se puede observar que a determinada frecuencia, en este caso 1.44 Kzh. se pueden generar muchos pulsos de ancho δ . La tensión de salida se controla con la variación del ancho de este pulso, es decir, con la variación de δ .

Figura 26. Señales de control por modulación del ancho de pulso.



■ Señal de control de los interruptores SW1 y SW2

■ Señal de control de los interruptores SW3 y SW4

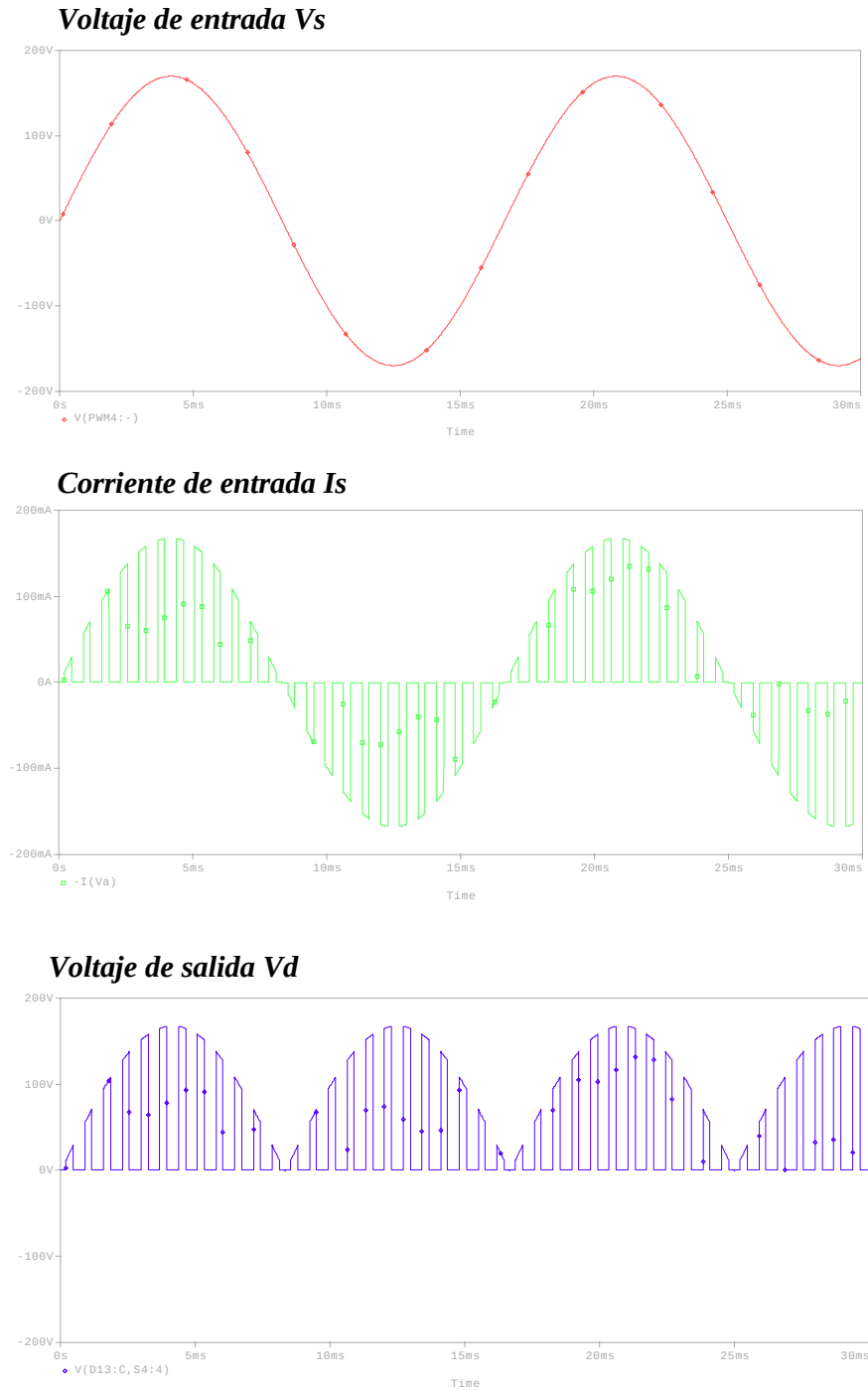
$\delta \Rightarrow \delta = \text{Ancho del pulso}$

Fuente: Autores del proyecto

Se pueden eliminar o reducir armónicas de orden menor, si se selecciona el número de pulsos por medio ciclo. Si embargo, al aumentar el número de pulsos aumentara también el número de armónicas de orden más alto, que se podrán filtrar con facilidad.

A continuación se muestran las formas de onda del rectificador para este tipo de control:

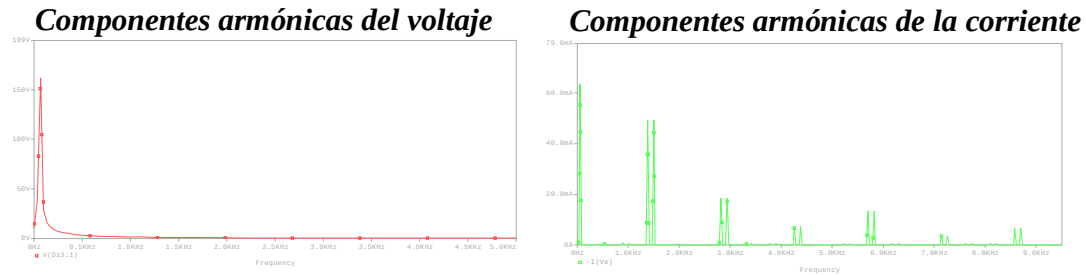
Figura 27. Formas de onda del rectificador controlado por modulación del ancho de pulso.



Fuente: Autores del proyecto

Las componentes de Fourier de las corrientes y voltajes de entrada del rectificador son las que se muestran en la *figura 28*:

Figura 28. Espectro de las componentes armónicas de voltaje y corriente de entrada del rectificador controlado por modulación del ancho de pulso.



Fuente: Autores del proyecto

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I_s

DC COMPONENT = -1.902017E-05

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	6.323E-02	1.000E+00	1.800E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	5.281E-04	8.351E-03	-1.773E+02	-5.372E+02
3	1.800E+02	5.135E-05	8.121E-04	1.558E+02	-3.842E+02
4	2.400E+02	3.413E-04	5.397E-03	-6.037E-01	-7.205E+02
5	3.000E+02	7.570E-04	1.197E-02	-4.324E-01	-9.003E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.618400E+00 PERCENT

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V_s

DC COMPONENT = -4.884137E-05

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.697E+02	1.000E+00	-1.630E-04	0.000E+00
2	1.200E+02	1.107E-04	6.522E-07	-3.559E+01	-3.559E+01
3	1.800E+02	1.542E-04	9.088E-07	-1.643E+01	-1.643E+01
4	2.400E+02	4.214E-05	2.483E-07	1.431E+01	1.431E+01
5	3.000E+02	1.665E-04	9.811E-07	1.067E+01	1.067E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.508479E-04 PERCENT

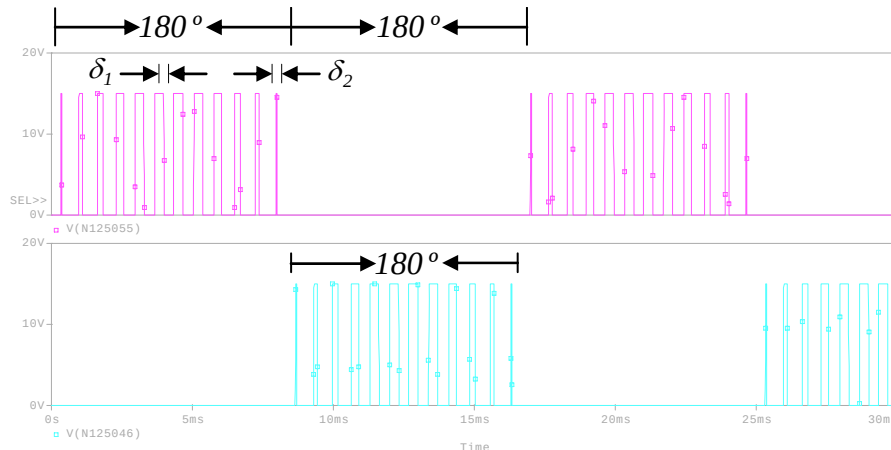
De los resultados presentados en el análisis de Fourier de PSpice se puede deducir:

- Distorsión armónica total de la corriente de entrada, THD=2.61%
- Angulo de desplazamiento, $\phi = 180^\circ - 180^\circ = 0^\circ$
- Factor de desplazamiento, $DF = \cos \phi = \cos (0^\circ) = 1$
- Factor de distorsión armónica, $DH = \frac{1}{\sqrt{[1 + (TDH / 100)^2]}} = 0.9996$
- Factor de potencia, $PF = 1 \times 0.99 = 0.9996$

1.4.5. Control por modulación sinusoidal del ancho de pulso

La gran diferencia de este tipo de control con respecto al anterior es que se puede variar asimétricamente el ancho de los pulsos durante medio ciclo; de esta manera se podrá seleccionar el ancho de los pulsos de manera tal, que ciertas armónicas sean eliminadas. En la *figura 29* se muestran las señales de control de los interruptores a una frecuencia de 1.44 KHz.

Figura 29. Señales de control por modulación sinusoidal del ancho de pulso.



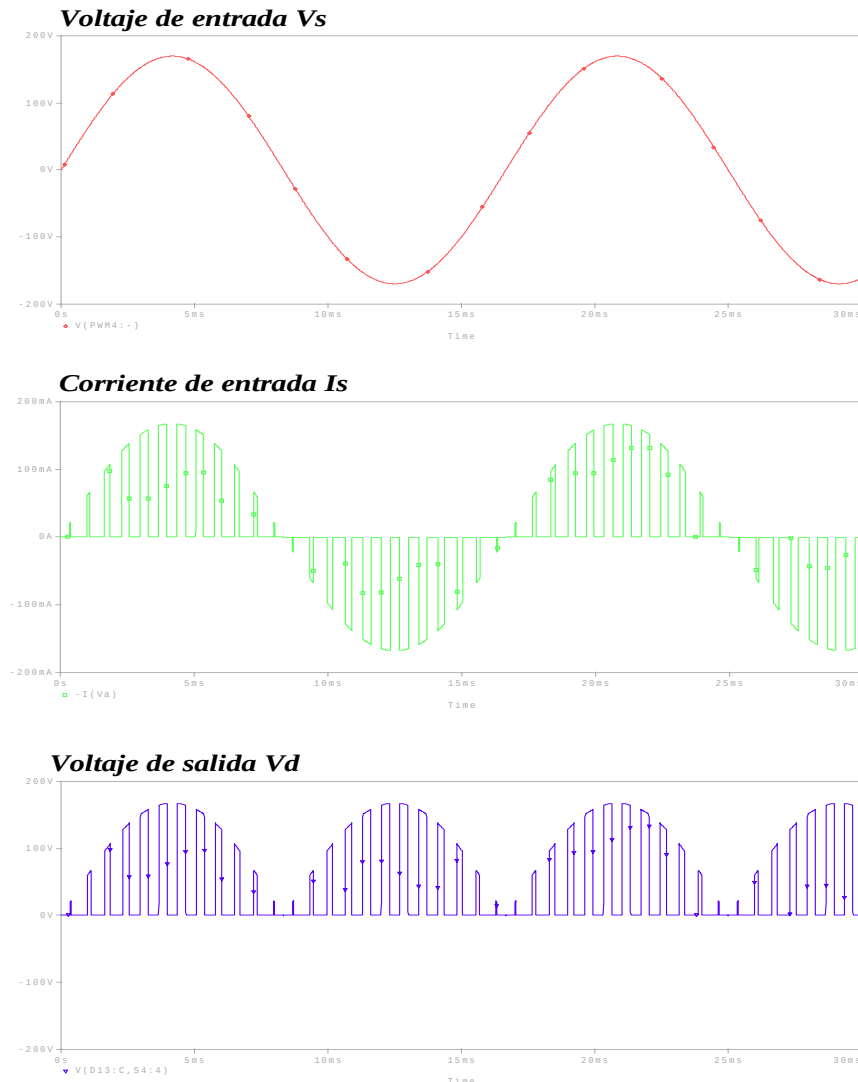
■ Señal de control de los interruptores SW1 y SW2

■ Señal de control de los interruptores SW3 y SW4

$$\delta_1 \geq \delta_2 \Rightarrow \delta_1, \delta_2 = \text{Ancho del pulso}$$

Fuente: Autores del proyecto

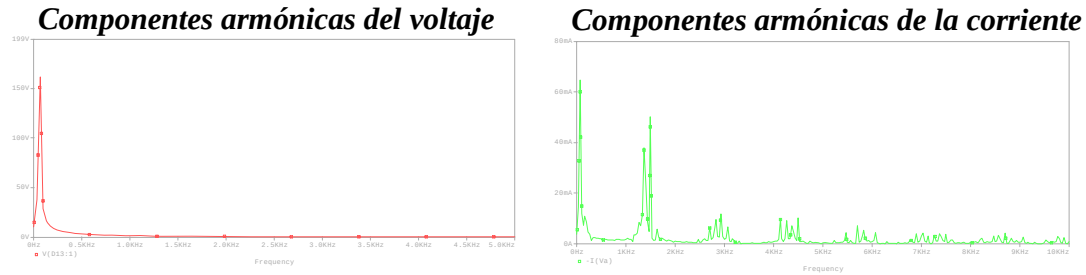
Figura 30. Formas de onda del rectificador controlado por modulación sinusoidal del ancho de pulso.



Fuente: Autores del proyecto

A continuación se presentan el espectro de las componentes de frecuencia armónica de las corrientes y voltajes de entrada del rectificador (figura 31).

Figura 31. Espectro de las componentes armónicas de voltaje y corriente de entrada del rectificador controlado por modulación sinusoidal del ancho de pulso.



Fuente: Autores del proyecto

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I_s

DC COMPONENT = -6.052987E-05

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	6.763E-02	1.000E+00	1.081E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	5.890E-04	8.709E-03	1.630E+02	-5.318E+01
3	1.800E+02	1.396E-02	2.065E-01	1.449E+02	-1.793E+02
4	2.400E+02	7.347E-04	1.086E-02	-1.093E+02	-5.416E+02
5	3.000E+02	1.544E-03	2.283E-02	-1.153E+01	-5.519E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.081750E+00 PERCENT

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V_s

DC COMPONENT = 3.608573E-05

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.697E+02	1.000E+00	-7.200E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	2.019E-05	1.190E-07	7.855E+01	2.226E+02
3	1.800E+02	6.252E-05	3.684E-07	-1.456E+02	7.038E+01
4	2.400E+02	6.283E-05	3.703E-07	-1.325E+02	1.555E+02
5	3.000E+02	3.059E-05	1.802E-07	1.563E+02	5.163E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 5.651983E-05 PERCENT

De lo anterior se puede deducir:

- Distorsión armónica total de la corriente de entrada, THD=2.08%
- Angulo de desplazamiento, $\phi = 180^\circ - 180^\circ = 0^\circ$
- Factor de desplazamiento, $DF = \cos \phi = \cos (0^\circ) = 1$
- Factor de distorsión armónica, $DH = \frac{1}{\sqrt{[1 + (TDH / 100)^2]}} = 0.9998$
- Factor de potencia, $PF = 1 \times 0.99 = 0.9998$

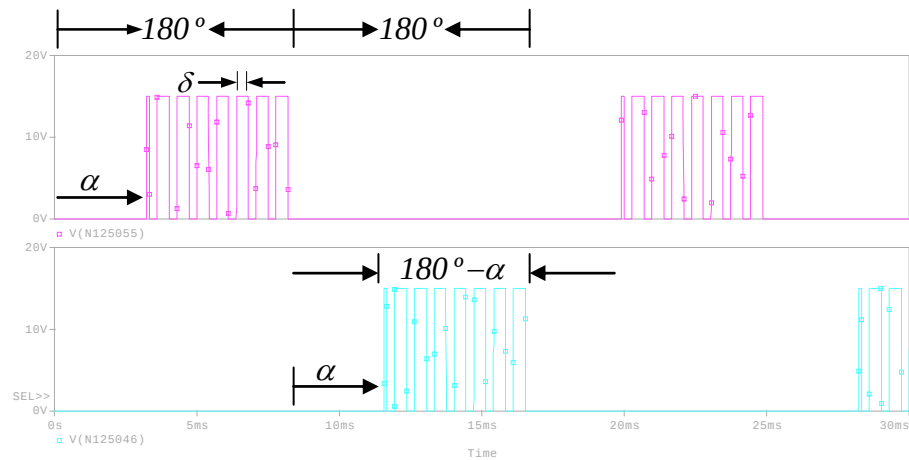
1.4.6. Control por variación del ángulo de retraso con modulación interna del ancho de pulso a alta frecuencia

Este tipo de control es un híbrido de dos tipos de modulación ya mencionados que son el control del ángulo de retraso y el control por modulación del ancho de pulso.

Cosiste en controlar la salida del rectificador mediante un ángulo de disparo determinado y aplicar a la vez una modulación interna de pulsos a alta frecuencia que mejorara el factor de potencia. ⁴Para verificar la eficacia de este control en rectificadores trifásicos se realizó la adecuación de la programación del DSP y se demostró que comparado con respecto al control por variación de ángulo de retraso, mejoraba considerablemente el factor de distorsión armónica, el factor de desplazamiento y por consiguiente el factor de potencia.

⁴ Este es una de las técnicas de control que se implementó en el desarrollo del algoritmo de control para el sistema rectificador trifásico totalmente controlado, que es el objeto de estudio en esta tesis de grado.

Figura 32. Señales de control por variación del ángulo de retraso y modulación interna del ancho de pulso.



■ Señal de control de los interruptores SW1 y SW2

■ Señal de control de los interruptores SW3 y SW4

$\delta \Rightarrow \delta = \text{Ancho del pulso}$

$\alpha \Rightarrow \alpha = \text{Ángulo de retraso}$

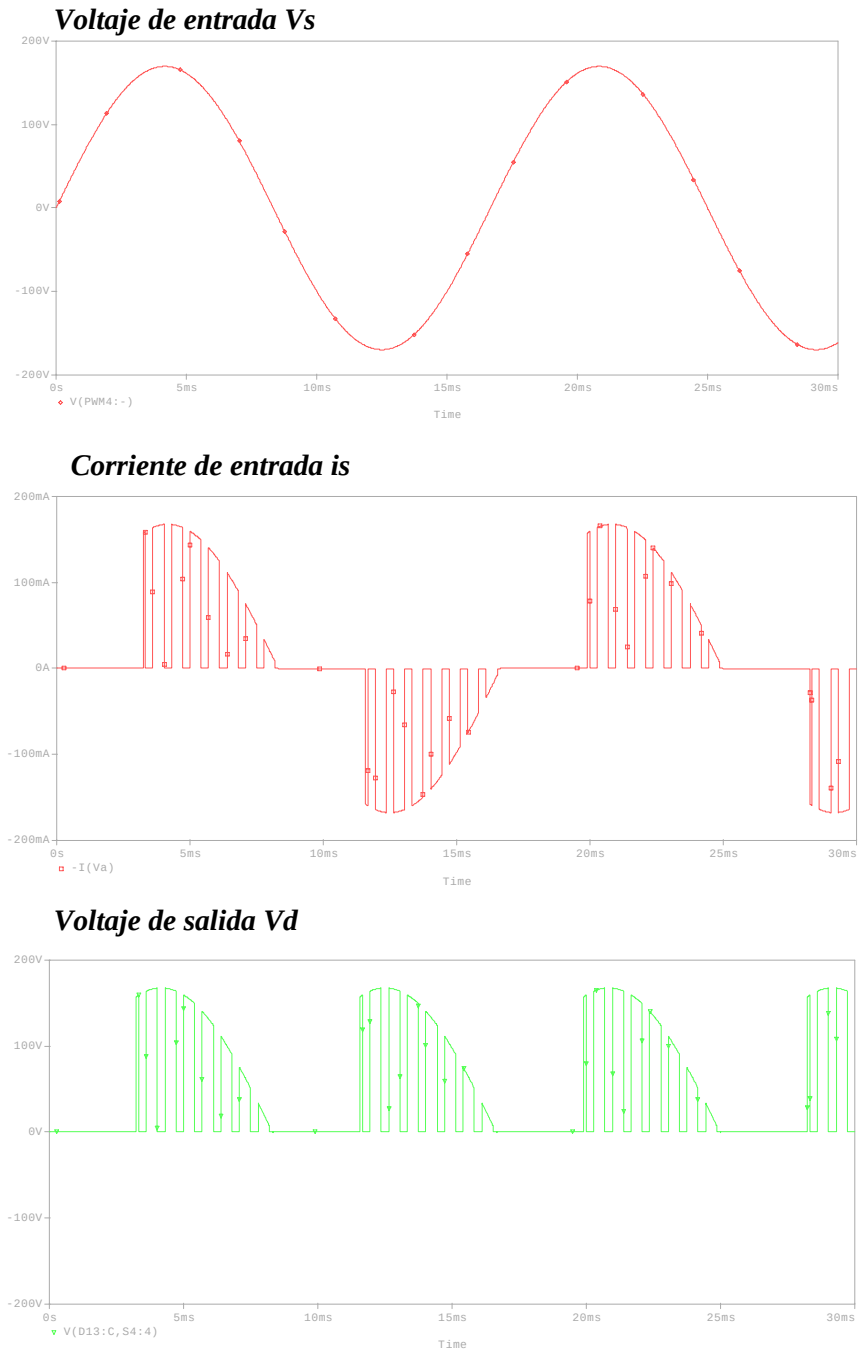
Fuente: Autores del proyecto

Al variar el ángulo δ , se controla el voltaje a la salida del rectificador. En este caso la frecuencia de las señales de control es de 1.44 KHz. De igual manera se puede controlar el rectificador variando el ángulo de retraso α como se muestra en la *figura 32*.

Nota: Ver resultados de simulación en PSpice en el Anexo A.

En la *figura 33* se muestran las formas de onda del rectificador implementado con esta técnica de control.

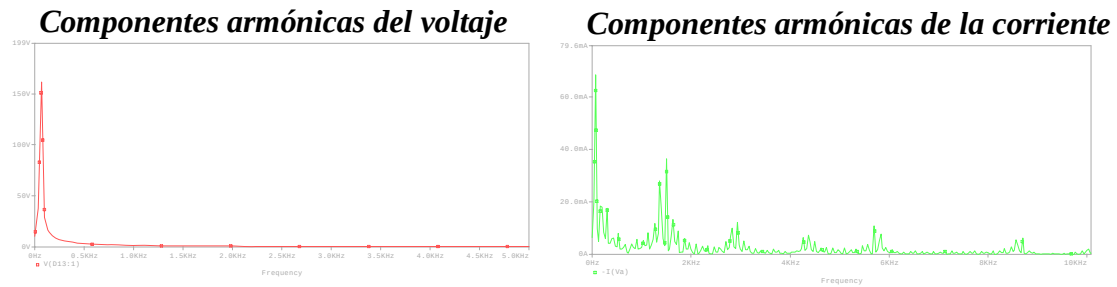
Figura 33. Formas de onda del rectificador controlado por variación del ángulo de disparo y bloqueo con modulación interna del ancho de pulso.



Fuente: Autores del proyecto

El espectro de las componentes de frecuencia armónica de las corrientes y voltajes de entrada del rectificador se presenta a continuación en la figura 34:

Figura 34. Espectro de las componentes armónicas de voltaje y corriente de entrada del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso y modulación interna del ancho de pulso.



Fuente: Autores del proyecto

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I_s

DC COMPONENT = -1.245724E-04

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	7.513E-02	1.000E+00	8.565E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	9.465E-05	1.260E-03	-2.443E+01	-1.957E+02
3	1.800E+02	2.873E-02	3.824E-01	9.051E+01	-1.664E+02
4	2.400E+02	1.439E-04	1.915E-03	9.304E+01	-2.495E+02
5	3.000E+02	1.252E-02	1.667E-01	-1.717E+02	-5.999E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.171878E+01 PERCENT

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V_s

DC COMPONENT = 1.020422E-05

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.697E+02	1.000E+00	-7.200E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	3.309E-05	1.950E-07	1.192E+02	2.632E+02
3	1.800E+02	5.057E-05	2.980E-07	-9.941E+01	1.166E+02
4	2.400E+02	4.425E-05	2.608E-07	-6.923E+01	2.188E+02
5	3.000E+02	2.092E-05	1.233E-07	-4.415E+01	3.158E+02

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 4.582772E-05 PERCENT

Como se puede observar en la anterior tabla de resultados, ajustando los valores de frecuencia y ancho de pulso interno δ , a un ángulo de disparo determinado, se puede controlar la tensión de salida rectificadora con un muy buen factor de potencia.

A continuación se resumen los resultados anteriores con los siguientes parámetros de rendimiento:

- Distorsión armónica total de la corriente de entrada, THD=44.1%
- Angulo de desplazamiento, $\phi = 180^\circ - 157.6^\circ = 22.4^\circ$
- Factor de desplazamiento, $DF = \cos \phi = \cos (22.4^\circ) = 0.92$
- Factor de distorsión armónica, $DH = \frac{1}{\sqrt{[1 + (TDH / 100)^2]}} = 0.92$
- Factor de potencia, $PF = 0.92 \times 0.92 = 0.84$

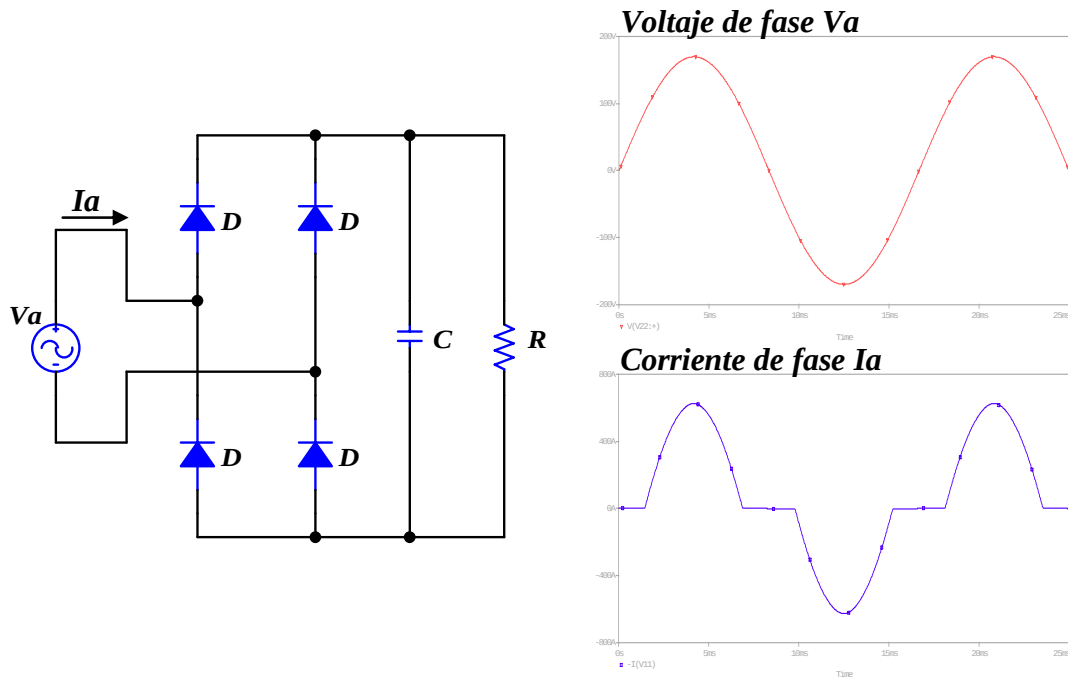
1.5. PROBLEMÁTICA DEL BAJO FACTOR DE POTENCIA

Todos los sistemas electrónicos necesitan una fuente de energía que generalmente será la red eléctrica. Esto significa que la gran mayoría de usuarios conectan algún dispositivo a la red y por tanto se debe tener en cuenta el factor de potencia de nuestro dispositivo.

1.5.1. Causas del un bajo factor de potencia

En el caso más sencillo, la red será monofásica y el sistema rectificador utilizado es un puente completo de diodos, al que le sigue un condensador de filtrado (Ver figura 35).

Figura 35. Rectificador en puente completo monofásico con filtro capacitivo y formas de onda de tensión y corriente de fase.

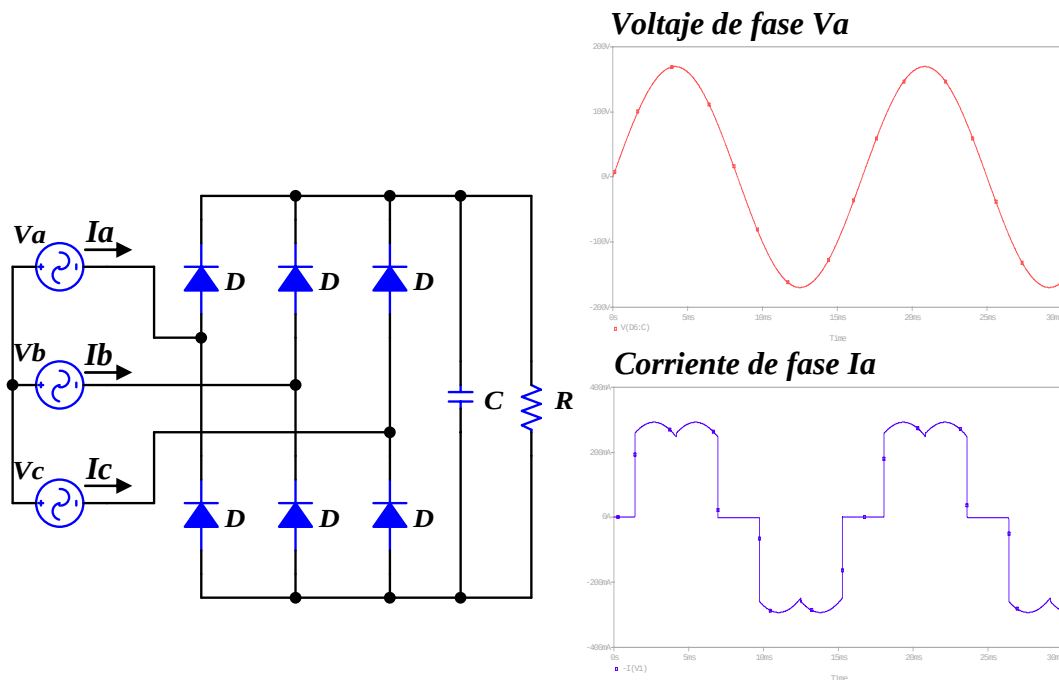


Fuente: Autores del proyecto

El resultado de esta disposición es una forma de onda de corriente no sinusoidal y por tanto distorsionada.

En el caso de la red trifásica ocurre lo mismo, aunque habría que distinguir entre sistemas equilibrados y desequilibrados. En los sistemas equilibrados las tres fuentes de tensión de entrada dan corrientes iguales, por tanto la carga se reparte de forma equilibrada entre las tres fases y en un sistema desequilibrado esto no sucede. Este trabajo se centra en el caso particular de un sistema equilibrado. En la *figura 36*, se muestra la corriente de entrada, altamente distorsionada de un rectificador trifásico con un puente completo de diodos y un filtro de salida capacitivo.

Figura 36. Rectificador en puente completo trifásico con filtro capacitivo y formas de onda de tensión y corriente de fase.



Fuente: Autores del proyecto

Nuevamente el resultado de esta disposición es una forma de onda de corriente no sinusoidal y por tanto distorsionada.

Hasta el momento se han desarrollado filtros de salida con el fin de eliminar de la mejor manera posible el rizado a la salida del rectificador, sin tener en cuenta la distorsión de la corriente de entrada y su desfase con la tensión. Pero como ya se ha comentado anteriormente, empieza a ser necesario el control de esta distorsión y desplazamiento en fase de la corriente de entrada de todo equipo electrónico, tanto para hacer un uso más eficiente de la red de suministro eléctrico como para cumplir las normativas vigentes.

Hay que tener en cuenta que el factor de potencia se compone de dos términos muy importantes que son, el **factor de distorsión armónica (HF)**, y el **factor de desplazamiento (DF)**.

- La obtención de una corriente distorsionada y por ende con un alto contenido de armónicos, puede generar problemas de funcionamiento en equipos electrónicos sensibles, pueden producir ruido electromagnético indeseable y producir potencia no utilizable debido al no emparejamiento de los componentes armónicos de la corriente y la tensión.
- El problema de tener un desfase entre la tensión y la corriente de entrada origina un bajo factor de desplazamiento y por consiguiente un bajo factor de potencia. Así pues a medida que la diferencia de fase (ángulo de desplazamiento) entre la tensión y la corriente de entrada aumenta, el factor de potencia disminuye.

Para el caso particular de tener cargas que no distorsionen la corriente de entrada, el factor de potencia solo estaría formado por el factor de desplazamiento, DF (el cual se generaría por el desfase de la tensión y la corriente de las fases) y el factor de distorsión armónica valdría $DH=1$.

1.5.2. Consecuencias de un bajo factor de potencia

La actividad ingenieril de hoy en día se debe regir mediante ciertos parámetros éticos en donde se respete la integridad de los seres humanos para evitar de esta manera afectar la vida de los demás y del medio en donde convivimos.

Las consecuencias de un bajo factor de potencia se pueden resumir a continuación:

- Los picos elevados de corriente pueden causar la destrucción de la protección de sobre-corriente. Así, por ejemplo, para una fuente de alimentación conmutada de media potencia, se tiene que con un $FP=0.64$, la corriente de entrada es de 13.02 A, y para un factor de

potencia de 0.94 es de casi 8.86 A, este sencillo ejemplo muestra claramente como se dispara la corriente de entrada con un mal Factor de Potencia.

- Esta mayor corriente (ítem anterior) influye en unas mayores pérdidas tanto en la red como en la sección de entrada, teniendo entonces un mayor costo.
- Las instalaciones circuitales se hacen más costosas, ya que para una mayor potencia activa se necesitan conductores de mayor sección o espesor.
- La distorsión en las corrientes puede además causar interferencias a otros equipos conectados a la red de distribución, o a equipos cercanos al nuestro.

De ésta manera habrá que buscar satisfacer los límites de factor de potencia y armónicos de acuerdo al margen que impongan los estándares de calidad de la energía eléctrica, los cuales penalizan a los que tengan un bajo factor de potencia.

Las técnicas para corregir el factor de potencia se encaminaran a métodos activos para así poder controlar mejor el factor de potencia y acercarlo a la unidad, asegurarse que el contenido armónico sea mínimo y poder regular otros parámetros como la tensión de salida y la potencia de salida.

1.6. NORMATIVA ACERCA DEL FACTOR DE POTENCIA

Actualmente las normativas están evolucionando cada vez más rápido para hacer frente a una degradación de la calidad eléctrica que va en aumento. La normativa exige la corrección del factor de potencia en sistemas electrónicos trifásicos; en especial, reducir el contenido armónico de las señales de entrada.

La Comisión de Regulación de Energía y Gas – CREG-, mediante la Resolución 047 de 2004, complementó las disposiciones para el cobro de la energía reactiva a los usuarios que consumen este tipo de energía.

El cobro de energía reactiva, según lo establece esta nueva resolución, sólo debe realizarse sobre el componente de la tarifa que remunera la distribución y no sobre los demás elementos de los que se compone este costo de prestación del servicio, es decir generación, transmisión, comercialización y otros costos, significando un menor valor en la tarifa para todos los usuarios que usan este servicio, en especial para los industriales. El cobro del consumo de energía reactiva se hará en la forma establecida en la Resolución 082 de 2002.

Es aconsejable entonces, que en una instalación eléctrica el factor de potencia sea alto (cercano a 1) y actualmente la regulación exige que sea mayor o igual de 0,9.

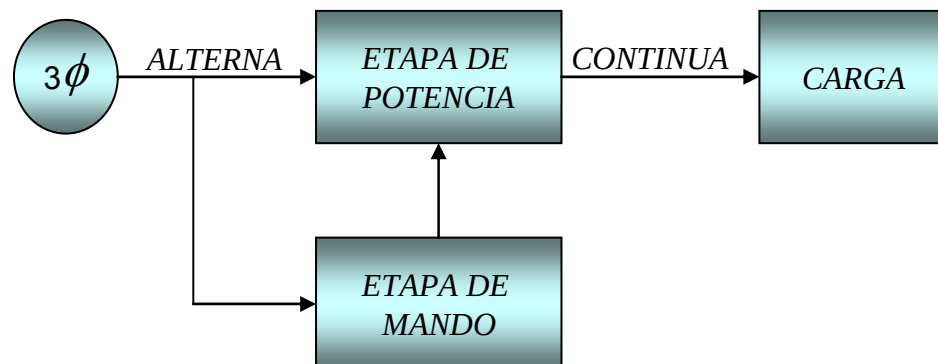
Los usuarios con motores y demás elementos que impliquen bobinas (por ejemplo equipos de aire acondicionado y luminarias con balastro), para su funcionamiento generalmente tienen que pagar por la energía reactiva que consumen. Para controlar el consumo de esta energía y por lo tanto disminuir el pago de la tarifa asociada con su transporte es posible instalar condensadores cuya función es compensar esta energía reactiva.

2. DISEÑO Y ELABORACIÓN DEL SISTEMA ELECTRÓNICO DE RECTIFICACIÓN

En éste capitulo se explicarán cada una de las partes físicas del proyecto destacando la importancia que tiene cada uno de sus componentes y su función dentro del mismo.

El modelo final del sistema está dividido en dos etapas generales (*ver figura 37*): el **circuito de mando** y el **circuito de potencia**. Dentro del **circuito de mando** se encuentran: la *detección de cruce por cero* que se encarga de establecer un punto de referencia de donde parte el proceso del control, el *circuito generador y controlador de las señales de disparo* conformado por la tarjeta de desarrollo 56F800 de Motorola que integra el DSP 56F801 encargada de generar los pulsos PWM; y un *circuito de acondicionamiento de señal o circuito de disparo* cuya función es procesar la señal de control generada por el DSP para enviarla a el circuito de potencia. El **circuito de potencia** está conformado principalmente por el *puente rectificador trifásico* que integra seis MOSFET funcionando como interruptores además de *protecciones y disipadores de calor*.

Figura 37. Modelo por etapas del sistema electrónico de rectificación.



Fuente: Autores del proyecto

A continuación se explica con detalle cada una de las secciones anteriormente mencionadas.

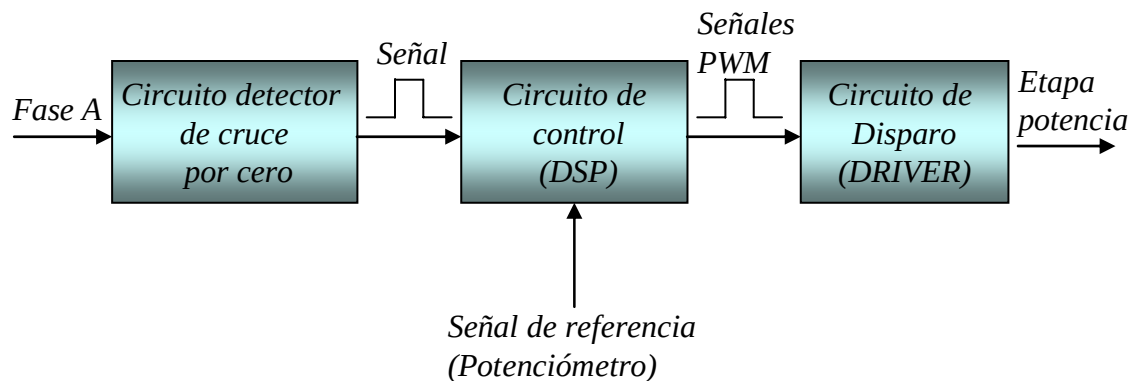
2.1. CIRCUITO DE MANDO

El circuito de mando es el generador de todo lo que concierne al control del proyecto, es el encargado de hacer funcionar los interruptores del rectificador en el momento preciso con el algoritmo de control establecido.

En este circuito se desglosan tres importantes secciones (*ver figura 38*):

- Circuito detector de cruce por cero.
- Circuito de control de las señales de disparo
- Circuito de disparo o acondicionador de señal (Driver).

Figura 38. Diagrama de bloques del circuito de mando.



Fuente: Autores del proyecto

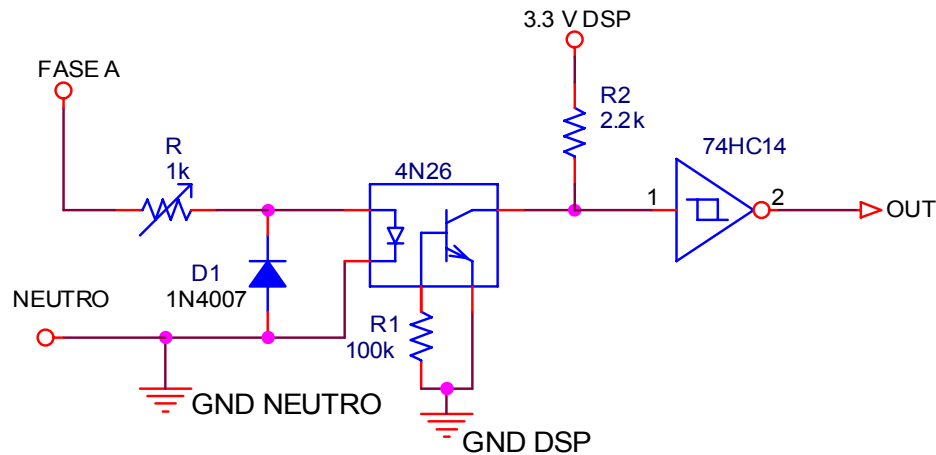
2.1.1. Circuito detector de cruce por cero

Este circuito se encarga de establecer un punto de referencia entre el control que se realizará y la señal o señales de entrada, en éste caso dicha señal de entrada es una de las fases del sistema trifásico, sin este circuito el control que se realice no tendría un punto de partida y no se sabría con certeza a

partir de que punto de la señal de fase se aplicaría la señal de disparo para controlar la salida del rectificador⁵.

El circuito detector de cruce por cero se muestra en la figura 39.

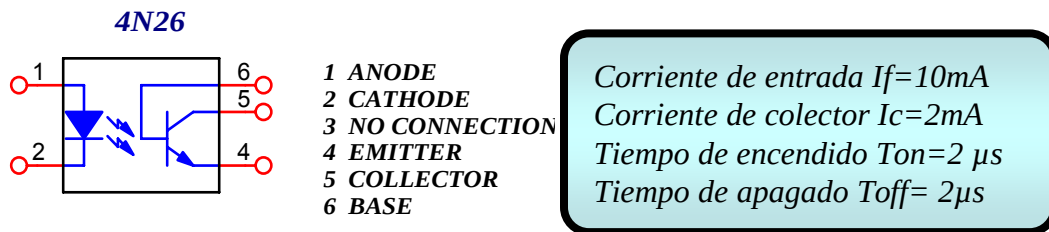
Figura 39. Circuito detector de cruce por cero.



Fuente: Autores del proyecto

A continuación se muestran los diagramas de pines y los parámetros más importantes de los elementos representativos que conforman el circuito detector de cruce por cero que se muestra en la figura 39.

Figura 40. Características principales del fototransistor 4N26.



Fuente: Autores del proyecto

⁵ La referencia de entrada al DSP se origina a partir del cruce por cero de la fase A, pero se desfasa 30° por que la envolvente de la tensión de salida del rectificador se origina con respecto a las tensiones de línea y no con respecto a las tensiones de fase.

La entrada del circuito es la señal de fase, la cual es acondicionada por la resistencia R^6 y el diodo D1 que se muestran en la *figura 39*. El fototransistor 4N26 que se muestra en la *figura 40*, brinda la oportunidad de separar o aislar etapas de circuitos eléctricos con la finalidad de evitar que a la hora de una posible falla parcial se produzca un fallo total en el circuito, en éste caso, aísla la tierra del sistema trifásico de la tierra del DSP protegiendo a éste último de un posible daño. Además éste fototransistor debe cumplir con los valores de corriente especificados en la *figura 40* para que actúe en conmutación, es decir para que el transistor éste siempre en saturación o en corte. Cuando la entrada al fototransistor es cero, éste se encuentra en la región de corte y por lo tanto V_{CE} es igual a la tensión de alimentación, 3.3V para éste caso, y cuando la entrada es positiva, cumpliendo con los valores de corriente mencionados, el transistor opera en la región de saturación, $V_{CE} \approx 0$; por lo tanto éste fototransistor es un inversor. Para obtener la corriente de entrada de 10 mA sugerida por el fabricante se calcula la resistencia R de la siguiente forma:

$$R \cong \frac{V_{m \text{ fase}}}{I_{u1}} \approx \frac{V_{m \text{ fase}}}{0.01} \quad \text{Ecuación 2. 1}$$

Y para obtener una corriente de colector de 2mA se calcula la resistencia R2 así:

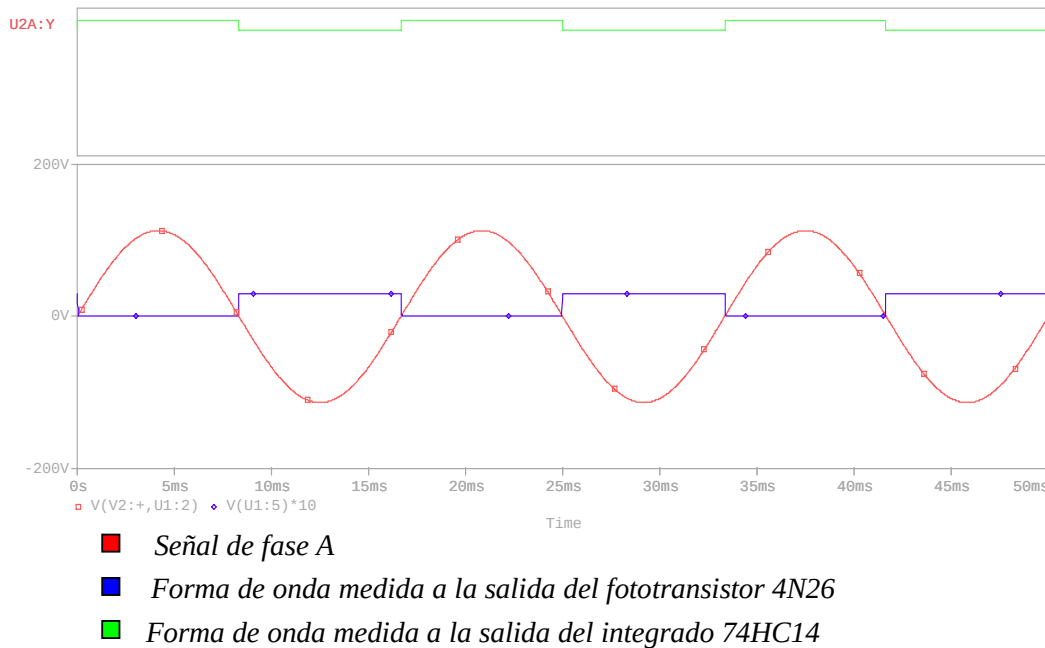
$$R_2 = \frac{3.3 \text{ } V_{-DSP}}{I_C} \quad \text{Ecuación 2. 2}$$

La resistencia R1 se conecta entre base y emisor por sugerencia del fabricante. Para resistencias de éste orden ($k\Omega$) los tiempos de conmutación t_{on} y t_{off} son óptimos.

⁶ Para determinados voltajes de entrada AC, la resistencia R se ajusta para acondicionar la señal de entrada a las características nominales del optoaislador (fototransistor-sensor de cruce por cero) y de esta manera evitarle posibles daños.

Una vez la señal pasa por el fototransistor las entradas altas las hace cero y las bajas las ajusta al valor de su alimentación, configuración como inversor, formando así la onda cuadrada que se muestra a continuación en la *figura 41*.

Figura 41. Formas de onda del circuito detector de cruce por cero.

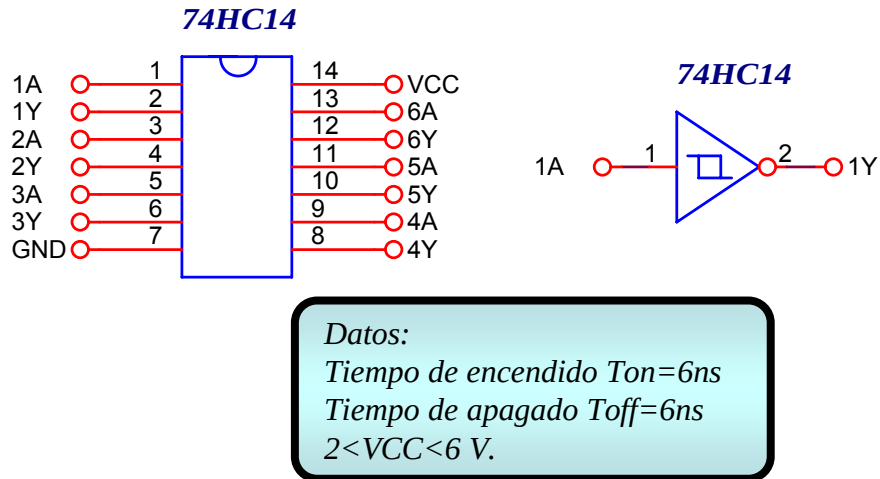


Fuente: Autores del proyecto

Es importante aclarar que lo que se busca con esta señal es obtener un punto de referencia para que el DSP lo interprete como una entrada y genere las señales de disparo correspondiente a cada interruptor, es decir esta señal será ingresada a la tarjeta de desarrollo para que el DSP pueda procesar y poner en marcha los PWM correspondientes a cada uno de los interruptores. La tensión máxima que puede tener esta señal es 3.3 V para que la tarjeta no sufra ningún daño. Mas adelante se aclarará el porque de ese valor. Ahora bien, la señal cuadrada está desfasada 180° de la señal de fase por la condición inversora del fototransistor, como se mencionó anteriormente, para obtener el flanco de subida de ésta señal a partir del cero en donde la tensión

de fase comienza a hacerse positiva se utiliza el integrado 74HC14 que se muestra en la *figura 42*.

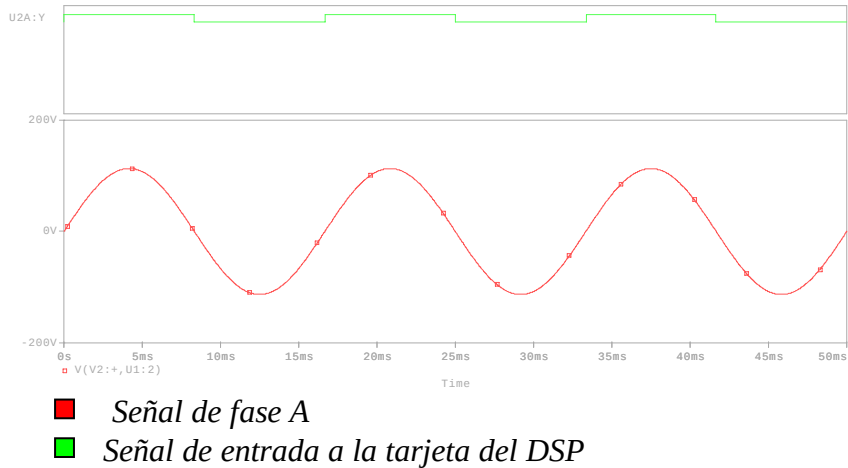
Figura 42. Características principales de la compuerta inversora 74HC14.



Fuente: Autores del proyecto

Este circuito integrado contiene seis compuertas lógicas inversoras que captan señales Standard TTL y generan niveles de salida Standard TTL. Su principal característica es la capacidad que posee para detectar rápidamente niveles de tensión, generando pulsos de salida según el nivel de voltaje de entrada (de 0 a 3.3 Volts para éste caso) al ser también inversor, hace que la señal cuadrada que se visualiza a la salida del fototransistor cambie sus niveles de tensión altos a bajos y viceversa obteniendo la señal que se muestra en la *figura 43*.

Figura 43. Señal de entrada a la tarjeta de desarrollo del DSP.



Fuente: Autores del proyecto

La señal cuadrada que se muestra en la *figura 41 y 43* será entonces la que entra a la tarjeta de desarrollo del DSP en la que se ve claramente la buena aproximación de la detección del cruce por cero de la fase.

Para el caso del sistema trifásico hay dos opciones, la primera es encontrar el cruce por cero de una de las fases lo que lo hace sensible a la secuencia de las tensiones trifásicas de la red pero con una muy buena aproximación, y la segunda, es hacer el circuito detector de cruce que se muestra en la *figura 39*, tres veces, una para cada fase, y enviarle dichas señales a tarjeta del DSP. En éste proyecto se usó la primera forma debido a que se cuenta con un buen microprocesador para disminuir errores en los tiempos de cada cruce por cero (programación más sencilla), además de ésta manera resulta más económico y ocupa menos espacio dentro de la tarjeta a desarrollar.

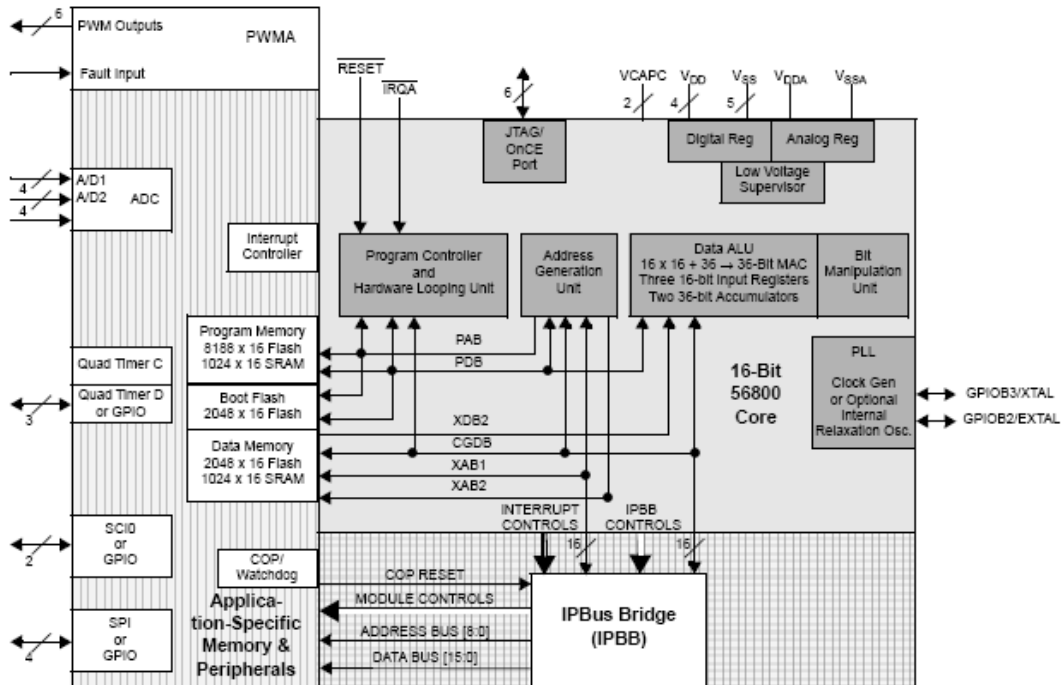
Nota: Aun cuando no se utilizaron los tres cruces por cero en este proyecto, en la tarjeta madre desarrollada se implementó la parte física y la opción de los tres cruces por cero, quedando condicionado simplemente a una nueva lectura y programación del DSP.

2.1.2. Circuito de control de las señales de disparo

La generación y el control de los pulsos que llegan al rectificador trifásico están a cargo del DSP 56F801 que se programa por medio del sistema de desarrollo 56F800 de Motorola, se adquirió ésta tarjeta porque la universidad cuenta con la licencia del software que ésta maneja, codewarrior, y porque tiene un costo relativamente bajo comparado con los sistemas de desarrollo de otros DSP.

El DSP 56F801 de 16 bits puede realizar hasta 40 millones de instrucciones por segundo (MIPS) con una frecuencia de núcleo de 60 MHz permitiendo ver resultados en tiempo real, algo que para este proyecto es muy importante debido a que los retardos pueden causar problemas en la correcta conmutación de los interruptores del rectificador desmejorando la tensión de salida, además como se observará más adelante la frecuencia de conmutación de los interruptores está ligada al mejoramiento del factor de potencia y con éste DSP se obtienen frecuencias del orden de los KHz en la modulación de los pulsos de conmutación de dichos interruptores. Entre las características más importantes de éste DSP se tiene un puerto de comunicación serial, seis canales de modulación de ancho de pulso (PWM), ocho convertidores ADC's, y once pines dedicados a propósito general (GPIO), entre otros. En la *figura 44* se muestra el diagrama funcional de bloques para este DSP.

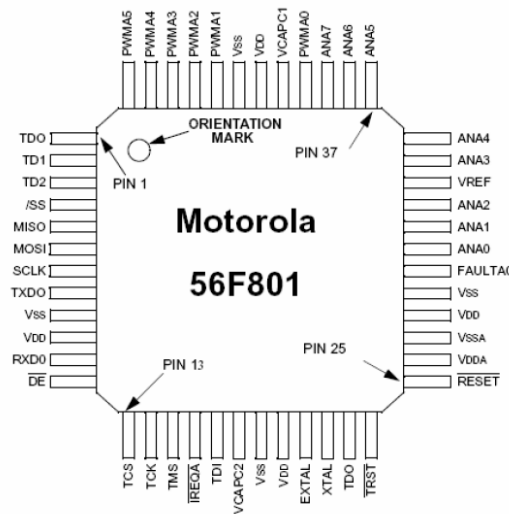
Figura 44. Diagrama de bloque funcional del DSP 56F801.



Fuente: Documentación Motorola

Y en la figura 45 se muestran de manera global los pines del integrado del DSP56F801.

Figura 45. Diagrama de pines del DSP 56F8001.



Fuente: Documentación Motorola

En este proyecto se usaron los siguientes periféricos:

- Seis canales de PWM.
- Dos ADC usados para controlar el ancho del pulso y la modulación del mismo.
- Un pin de propósito general GPIO usado para la interrupción externa del cruce por cero.
- Las fuentes de tensión de 3.3v y de 5v disponibles en la tarjeta de desarrollo.

En la siguiente tabla (*tabla 1*) se muestran los pines utilizados del DSP con su respectivo propósito dentro de éste proyecto:

Tabla 1. Pines usados del DSP y su propósito para este proyecto.

Pin DSP	Propósito
GPIOA0	Entrada de la Interrupción para detección de cruce
ANA6	Gradúa ángulo de disparo
ANA7	Modulación interna de PWMs
PWMA0	Salida PWM5
PWMA1	Salida PWM6
PWMA2	Salida PWM1
PWMA3	Salida PWM2
PWMA4	Salida PWM3
PWMA5	Salida PWM4

Fuente: Autores del proyecto

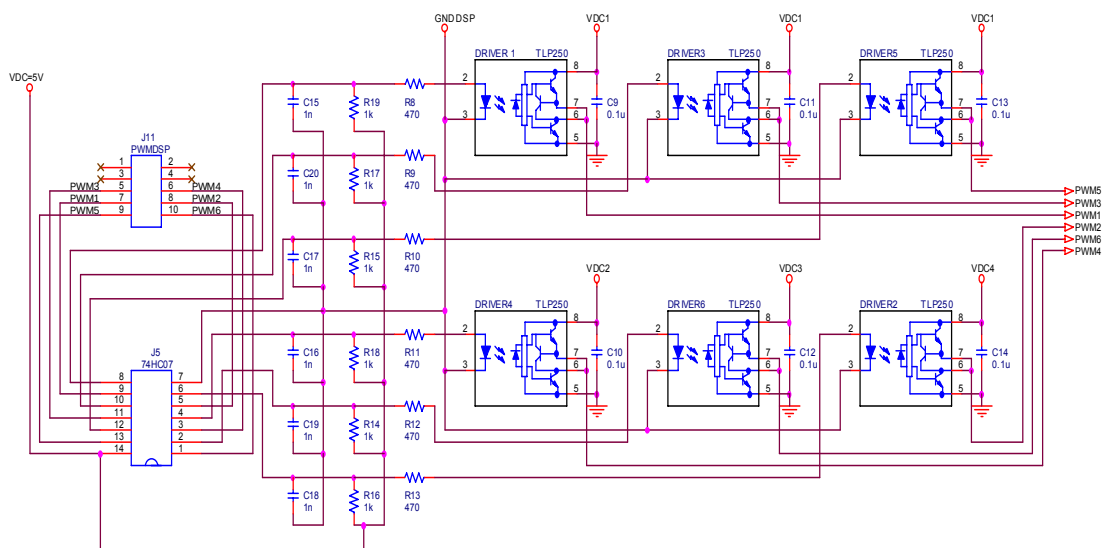
En cuanto a los ADC utilizados, es importante mencionar que por medio de su programación se toman las muestras utilizadas para graduar el ángulo de disparo de los interruptores del rectificador trifásico por medio de los PWM y su respectiva modulación en frecuencia. El tiempo de conversión es de $1.7\mu\text{s}$ con una frecuencia de 588.23 KHz y el nivel de tensión de referencia para la conversión es de 3.3V, de ahí la importancia que la interrupción de cruce por cero no sea mayor a éste valor.

La programación de cada uno de los periféricos que se muestran en la *tabla 1* se menciona en la sección del algoritmo de control.

2.1.3. Circuito de disparo y bloqueo con aislamiento galvánico

Hasta el momento se ha detectado una señal de cruce por cero que posteriormente se ingresa a la tarjeta de desarrollo del DSP para que a partir de ésta se generen los seis PWM. En esta parte se acondicionan esas seis señales de salida del DSP que serán enviadas a las puertas de los MOSFET para que éstos conmuten y hagan su trabajo de rectificación.

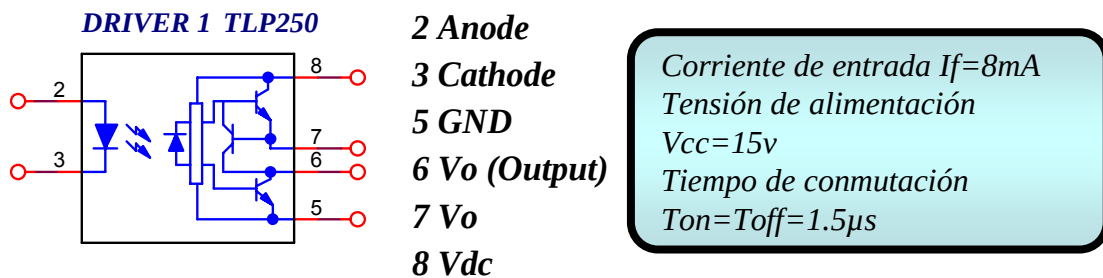
Figura 46. Circuito de disparo y bloqueo o acondicionador de señal.



Fuente: Autores del proyecto

La tensión de salida de los PWM es de 3.3V y la corriente es inferior a 7mA. El pulso que debe llegar a la puerta de los MOSFET debe estar entre $\pm 20V$ de V_{GS} . Para que este funcione como interruptor el valor de V_{GS} debe ser menor a la tensión de umbral para su estado abierto y mayor a 10V para su estado cerrado, en el caso de este proyecto la tensión de umbral es de 3v y el estado on=off es de 15v y 0v respectivamente. Para alcanzar este valor, aislar la etapa de potencia de la de control y garantizar una conmutación rápida con pérdidas mínimas, se utilizó el driver de puerta para MOSFET TLP250 de *Toshiba* el cual es un optoacoplador que tiene un tiempo de conmutación no superior a 1.5 us y requiere una corriente de activación típica de 8mA. Es importante resaltar que por ser seis PWMs se necesitarán seis driver TLP250. En la *figura 47* se muestra el diagrama de pines para éste driver y se presentan algunas de sus características.

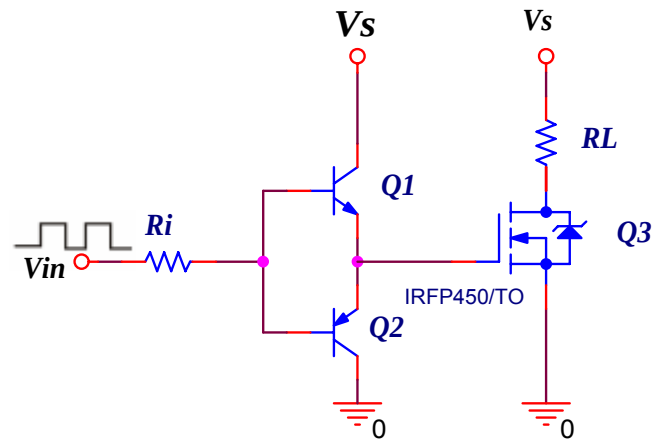
Figura 47.Diagrama de pines para el driver TLP250.



Fuente: Autores del proyecto

Este driver tiene a su salida la configuración totem-pole como manejador de puerta, ésta configuración se muestra en la *figura 47* y *48*.

Figura 48. Configuración tótem-pole.

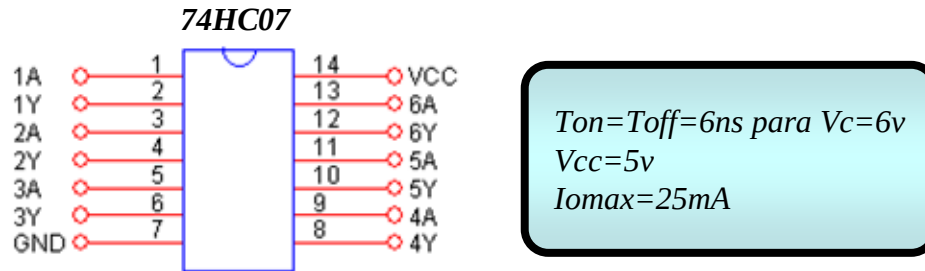


Fuente: Autores del proyecto

El doble seguidor de emisor o totem-pole consiste en un par de transistores bipolares NPN y PNP acoplados. Cuando la tensión de excitación de entrada está a nivel alto, Q1 conduce y Q2 está apagado, haciendo conducir al MOSFET Q3. Cuando la señal de excitación de entrada está a nivel bajo, Q1 está al corte y Q2 conduce, eliminando la carga de la puerta y apagando el MOSFET.

Como se mencionó anteriormente la corriente que entrega el DSP no es superior a 7mA y la corriente de activación del optoacoplador TLP250 debe ser de 8mA, entonces es necesario aumentar un poco la corriente sin que cambie la forma de onda que arroja el DSP en los seis PWM. Para esto se usa el integrado 74HC07 que se muestra en la *figura 46 y 49*, el cual es muy similar al 74HC14 solo que éste no es inversor, y que conectado a la fuente de tensión de 5V del DSP tendrá a su salida los PWM's aumentados en tensión de 3.3V a 5V y un aumento corriente de menos de 7mA a 25mA, obteniendo los 8mA necesarios por medio del cálculo de una resistencia. El diagrama de pines y la información general de éste integrado se muestran en la *figura 49*.

Figura 49. Diagrama de pines e información general del integrado 74HC07.



Fuente: Autores del proyecto

Los condensadores y resistencias que se observan en la *figura 46*, hacen parte de las conexiones típicas de cada elemento salvo las resistencias de 470Ω que son las que aseguran una corriente de entrada a los optoacopladores de 8mA. Note que por medio de los driver TLP250 la tierra de la tarjeta de desarrollo del DSP o etapa de control queda completamente aislada de la etapa de potencia, que en éste caso es el puente rectificador.

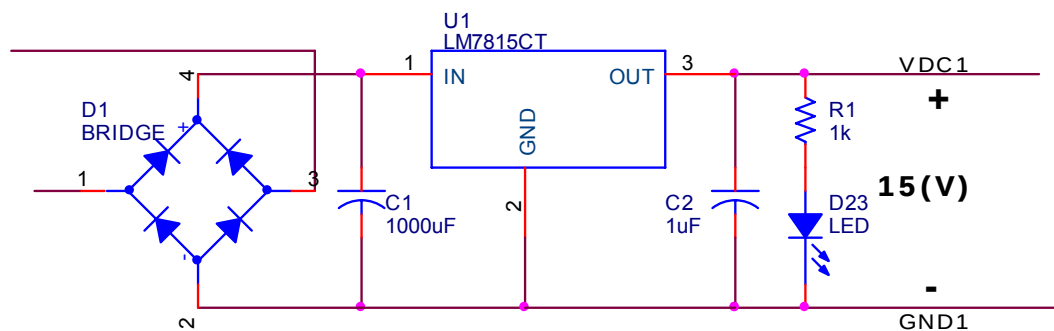
Como se mencionó anteriormente para que el MOSFET funcione como interruptor se le deben enviar pulsos entre la puerta y el surtidor con una tensión entre 0 y 15v, para el caso de éste proyecto. Como los pulsos que entran a los driver TLP250 tienen una tensión inferior a 5v, éstos deben alimentarse con fuentes de tensión de 15v para que generen pulsos a éste nivel de tensión.

Para alimentar a los optoacopladores TLP250 se diseñaron fuentes de 15v de continua con aislamiento galvánico. En esta parte es de vital importancia tener cuidado con las tierras que se deben manejar. Por ahora se asumirá que son cuatro fuentes de 15V que se deben diseñar con cuatro tierras distintas entre si, una fuente alimenta la fila superior de los driver TLP250 y las otras tres fuentes alimentan a los tres driver de la fila inferior que se

muestran en la *figura 46*. En la siguiente sección se aclarará por qué cuatro tierras distintas (*Sección 2.2*).

En la *figura 50* se presenta el circuito de una de las fuentes de 15v de alimentación para los driver TLP250.

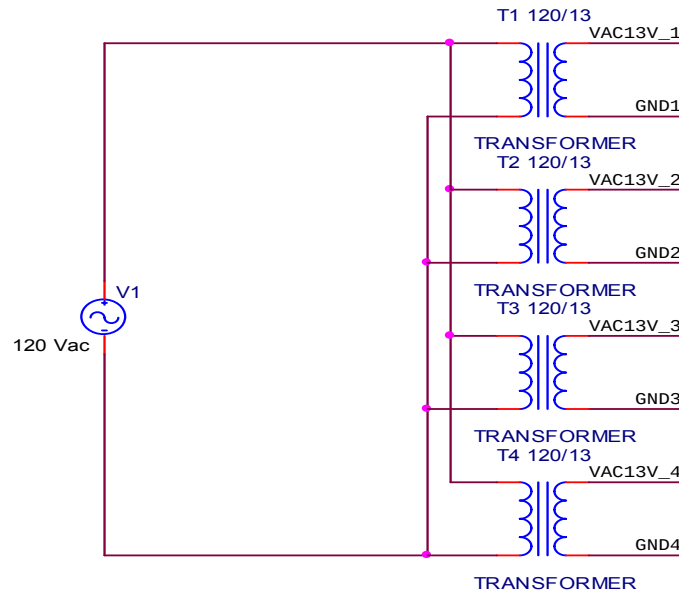
Figura 50. Diseño de la fuente de alimentación de los driver TLP250 mediante el regulador de tensión LM7815.



Fuente: Autores del proyecto

Estas fuentes se alimentan por medio de un transformador de una entrada de 120 Vrms y cuatro salidas de 13 Vrms. Este transformador se construyó adquiriendo en el mercado cuatro transformadores de 120v/13v y conectándolos de la siguiente manera (*ver figura 51*).

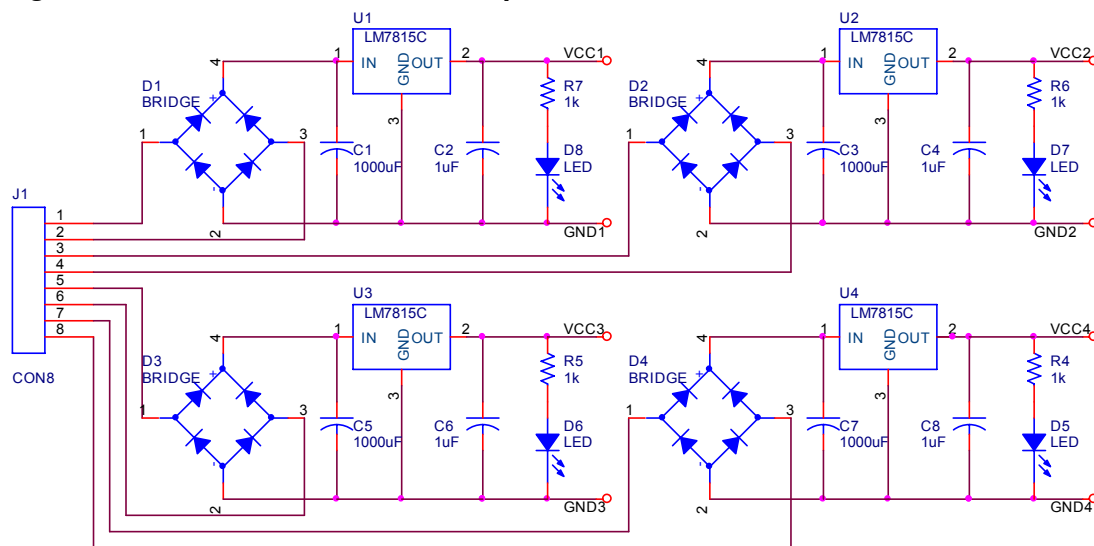
Figura 51. Transformador de alimentación para las fuentes de 15 VDC.



Fuente: Autores del proyecto

La tensión de 13 Vac es rectificada por el puente rectificador de 1 A (Bridge) que se muestra en la *figura 50* y posteriormente es regulada por el LM7815, que es un regulador de voltaje de 15V. En la siguiente gráfica se muestran las cuatro fuentes diseñadas.

Figura 52. Fuentes aisladas usadas para la alimentación de los driver TLP250 .



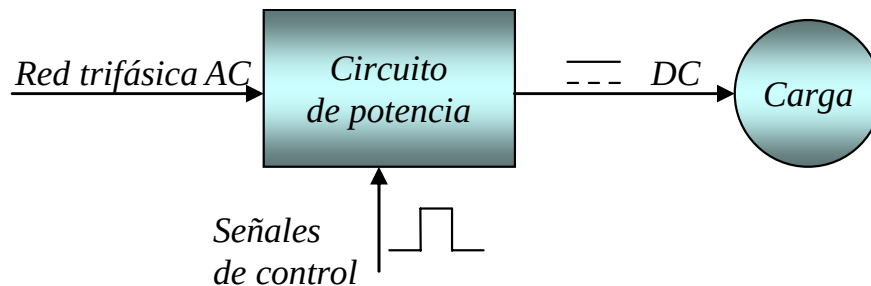
Fuente: Autores del proyecto

2.2. CIRCUITO DE POTENCIA

Hasta esta instancia se trabajó todo un sistema de control, el cual se programa en el DSP por medio de la tarjeta de desarrollo del mismo. Una vez se tiene bien establecido el control y se cuentan con las señales de salida esperadas, éstas se adecuan por medio de un juego de compuertas y optoaisladores que le aportarán a la señal la potencia y características necesarias para que los MOSFET sean correctamente controlados y se haga una buena rectificación también completamente controlada.

En esta sección se mostrará el puente rectificador trifásico y las protecciones que conforman el circuito de potencia de éste proyecto (*ver figura 53*).

Figura 53. Diagrama de bloques de la etapa de potencia.

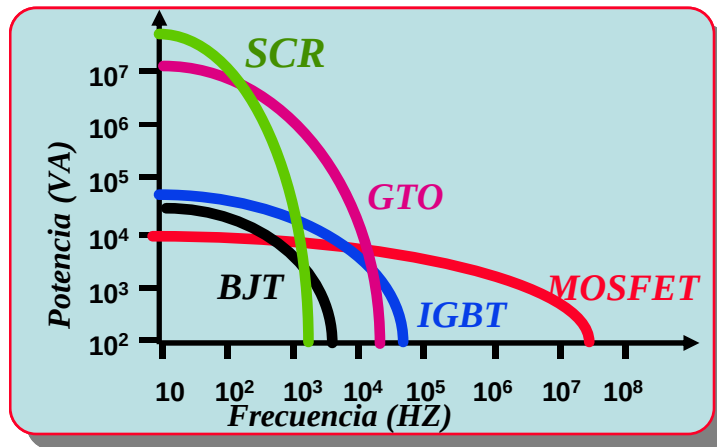


Fuente: Autores del proyecto

4.2.1. Características importantes de los MOSFET

La selección de los MOSFET como interruptores se basó en los datos comparativos con otros transistores como los que se muestran en la *figura 54*.

Figura 54. Tabla comparativa entre distintos semiconductores de potencia.



Fuente: Autores del proyecto

Las características más importantes que distinguen a los MOSFET de otros dispositivos son las siguientes:

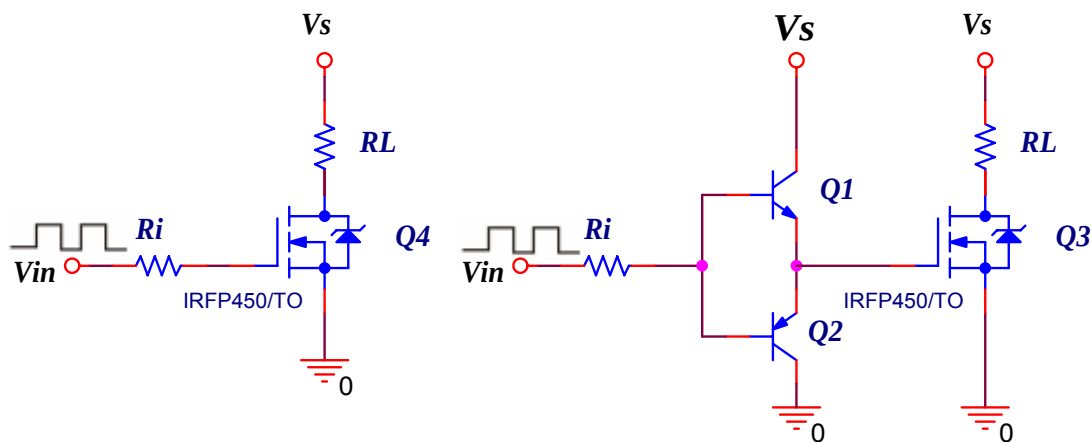
- Alta velocidad de conmutación, llegando a MHz.
- No presentan el fenómeno de segunda ruptura por lo que el área de trabajo seguro (SOA) mejora con respecto del BJT.
- El control se realiza mediante la tensión aplicada entre los terminales de puerta y surtidor (VGS), lo que reduce considerablemente tanto la complejidad como la potencia de los circuitos de disparo.
- Las tensiones máximas de bloqueo son relativamente bajas en los MOSFET de alta tensión (< 1000V) y las corrientes máximas moderadas (< 500A).

El modo de funcionamiento de un MOSFET de potencia es análogo al de pequeña señal. Aplicando las tensiones apropiadas entre la puerta y el surtidor (VGS) del dispositivo se controla la anchura del canal de conducción y en consecuencia se puede modular el flujo de portadores de carga que

atraviesa el semiconductor. En modo interruptor, se aplican pulsos de tensión durante el estado ON y se retiran (o se aplican con polaridad contraria) en el estado OFF.

Normalmente, la tensión puerta-fuente del MOSFET para el estado activado en circuitos conmutados está entre 10 y 20 V. El estado desactivado se consigue con una tensión menor que la tensión umbral. 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 al 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. Un circuito de excitación para MOSFET debe ser capaz de absorber y generar corrientes rápidamente, para conseguir una conmutación de alta velocidad. En la *figura 55* se pueden ver dos ejemplos de circuitos excitadores, el elemental y el mejorado.

Figura 55. Circuito elemental de excitación del MOSFET y Configuración tótem-pole.

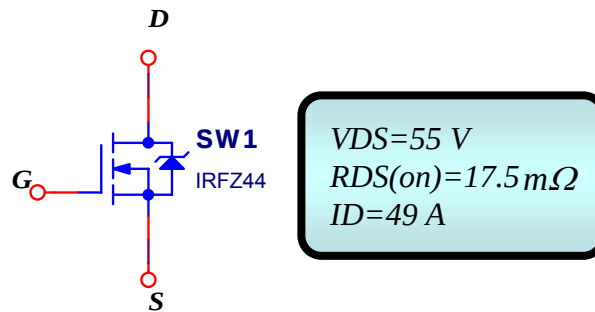


Fuente: Autores del proyecto

El circuito de excitación elemental de la figura anterior excitará al transistor, pero el tiempo de conmutación puede que sea inaceptablemente elevado

El MOSFET usado en un principio para realizar pruebas fue el IRFZ44n cuya información característica se muestra a continuación. (Ver figura 57).

Figura 57. Características importantes del MOSFET de potencia IRFZ44n.

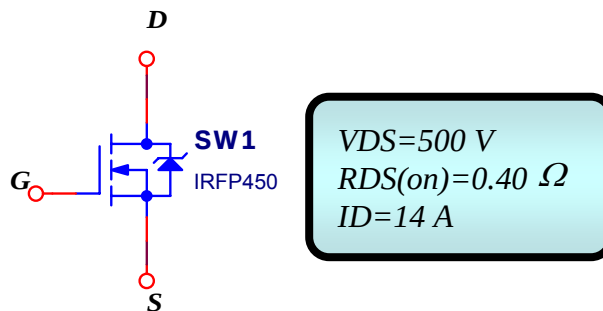


Fuente: Autores del proyecto

Como se observa en la anterior figura el voltaje V_{DSS} de éste transistor es muy bajo para trabajar al nivel de tensión de red a pesar de que la corriente que soporta es muy buena. Realmente es un MOSFET de potencia que ofrece buenas características a un bajo costo.

El MOSFET de potencia que se usó en el proyecto es el IRFP450 de rápido switcheo cuya información característica se muestra a continuación (ver figura 58).

Figura 58. Características importantes del MOSFET de potencia IRFP450.

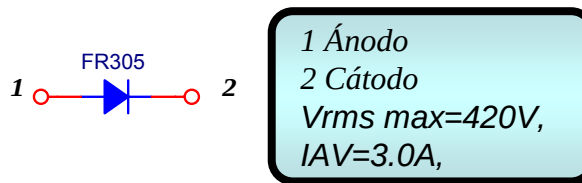


Fuente: Autores del proyecto

Con éste MOSFET se puede lograr una mayor potencia alcanzando tan solo la mitad de sus valores nominales.

Los diodos FR305 que se ubican en los drenadores de cada MOSFET, son diodos de rápido switcheo utilizados para asegurar que los interruptores sean unidireccionales. Sus características principales se muestran a continuación en la *figura 59*.

Figura 59. Diodo FR305.



Fuente: Autores del proyecto

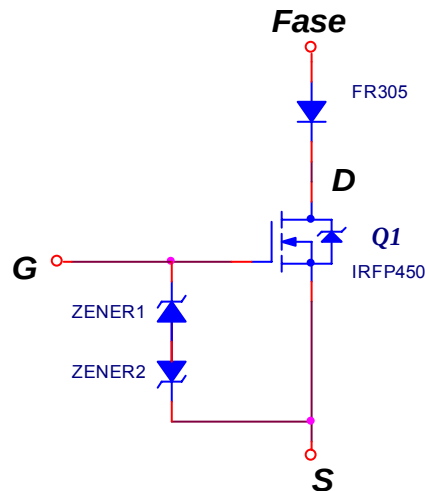
2.2.2. Protecciones para los interruptores

Los encargados de evitar que los mosfet de potencia sufran daños por voltajes superiores a los nominales en la puerta son los diodos Zener. El diodo Zener es un modelo especial de diodo de unión, que utiliza silicio, en el que la tensión en paralelo a la unión es independiente de la corriente que la atraviesa. Debido a esta característica, los diodos Zener se utilizan como reguladores de tensión.

En este proyecto, los diodos zener que se ubican entre el surtidor y la puerta de cada MOSFET tienen una tensión de ruptura de 15v lo que garantiza que a los MOSFET no les llegue una tensión superior a ésta.

La manera como se ubican las protecciones en el dispositivo electrónico de rectificación se muestra en la *figura 60*:

Figura 60. Protecciones para los interruptores.

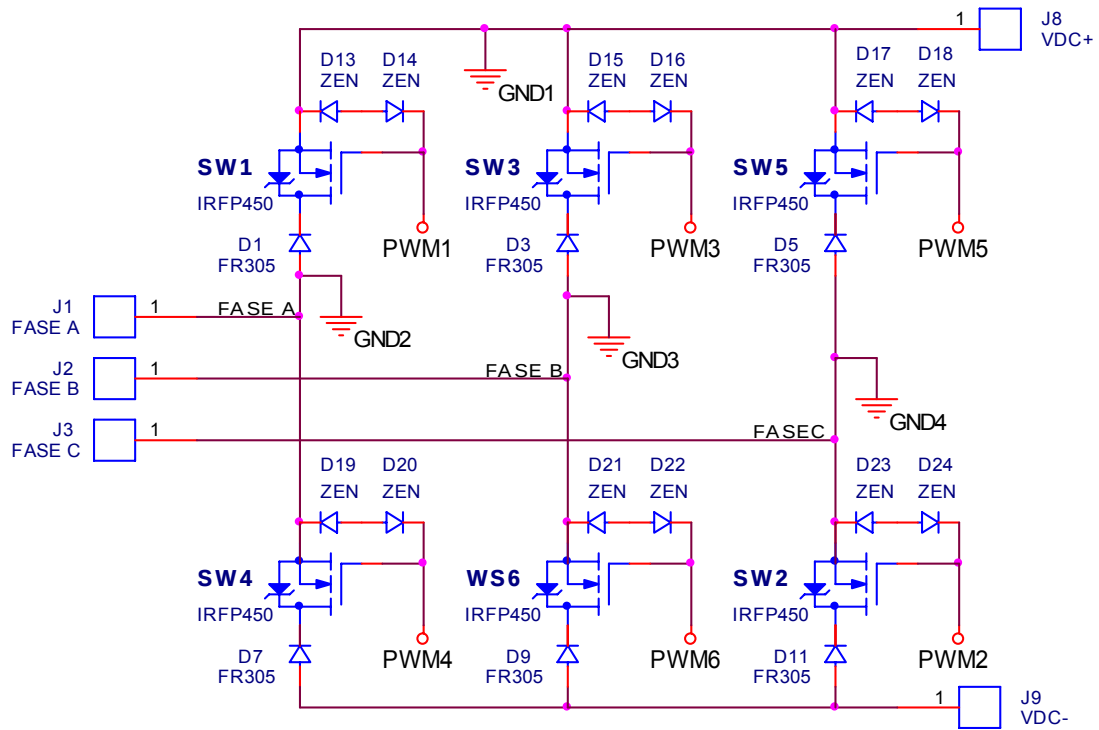


Fuente: Autores del proyecto

Para explicar por qué se escogieron cuatro fuentes aisladas eléctricamente para alimentar los seis driver TLP250 se debe ver la *figura 61* en la cual se muestra el puente rectificador completo junto con las tierras del circuito.

Como se mencionó anteriormente los MOSFET como interruptores se controlan por medio de la tensión V_{GS} aplicada, en éste caso los driver TLP250 que envían las señales de PWM a los MOSFET tienen la tierra GND1 para los transistores de la fila de arriba (por tener estos tres transistores el surtidor común solo es una tierra para los tres) y GND2, GND3 y GND4 para los transistores de abajo. ¿Que sucedería si, por ejemplo, las tierras GND2 y GND3 fueran iguales? Las fases A y B estarían unidas produciendo un corto entre ellas. Por ésta razón se construyeron las cuatro fuentes aisladas entre si.

Figura 61. Puente rectificador y las tierras provenientes de las fuentes de alimentación de los driver TLP250.

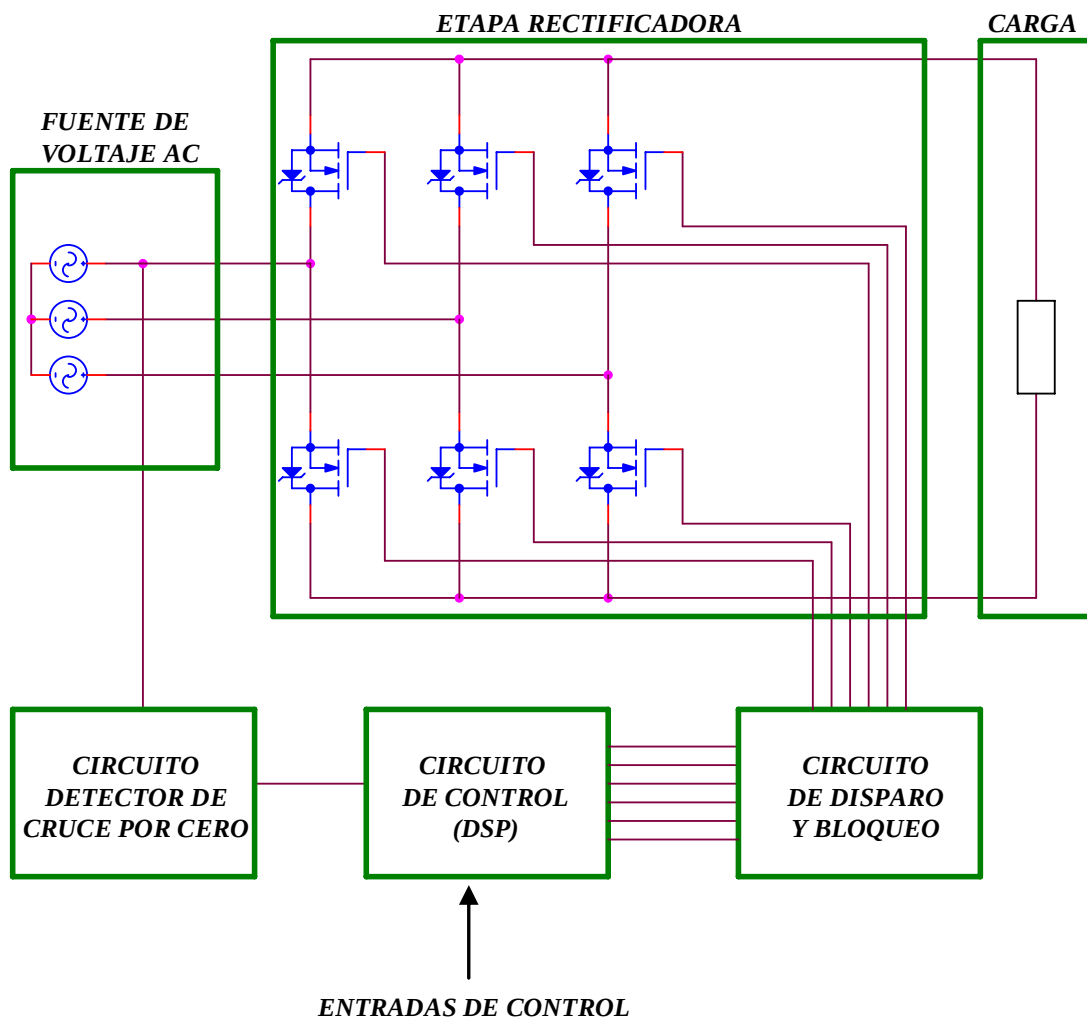


Fuente: Autores del proyecto

3. DISEÑO Y ELABORACIÓN DEL ALGORITMO DE CONTROL PARA EL SISTEMA ELECTRÓNICO DE RECTIFICACIÓN

El esquema de control del sistema esta basado en tres etapas muy importantes que son la etapa de cruce por cero, la etapa de control digital y analógico (DSP) y la etapa de los circuitos de disparo y bloqueo de los interruptores. De ellos depende que el algoritmo de control del DSP funcione correctamente. Ver figura 62.

Figura 62. Sistema de control del rectificador.



Fuente: Autores del proyecto

El algoritmo de control para el manejo de los interruptores funciona de la siguiente manera:

1. El circuito detector de cruce por cero censa el cruce por cero de la señal de alterna de la fase A. (V_a), y genera un pulso indicando el instante en donde se hace cero la señal de alterna. Este pulso o señal es la interrupción de referencia para que el DSP active los PWM que van a controlar los ciclos de trabajo de cada uno de los interruptores de la etapa de rectificación.
2. Los periodos de conducción o ciclos de trabajo de los interruptores, dependen de las entradas de control generadas por un potenciómetro externo. Este se encarga de modificar el ancho de los pulsos y por consiguiente dar el ángulo de disparo y bloqueo a los dispositivos semiconductores, que en este caso son los transistores de potencia IRFP450.
3. A cada uno de las señales generadas por el DSP (PWM's) se les aplica un retardo de 30° . Este desfase se hace por que la referencia del cruce por cero está con respecto a la tensión de fase A (V_a), y la envolvente de la señal de salida es con respecto a las tensiones de línea.

Nota: El análisis de la generación de los pulso PWM's se efectuó con base al pulso externo que es la envolvente exterior de la modulación interna de pulsos a alta frecuencia.

3.1. GENERACIÓN DE LOS PWM

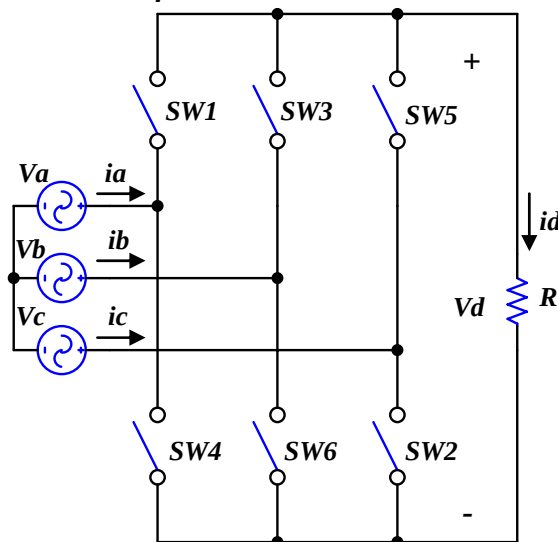
Para la generación de los pulsos que controlan a los interruptores se tiene en cuenta que nunca se deben cortocircuitar las fuentes de tensión de entrada y

que la corriente en la carga V_a en un solo sentido, lo que obliga a seleccionar interruptores unidireccionales en corriente. Para ello simplemente se dispuso de un diodo de switcheo (FR305) rápido en serie con un transistor.

Es importante resaltar que los interruptores se disparan a intervalos de 60° , y que la secuencia de disparos de los interruptores es como se muestra en la figura 63⁷.

SW1-SW2, SW2-SW3, SW3-SW4, SW4-SW5, SW5-SW6

Figura 63. Orden de los interruptores del Rectificador.



Fuente: Autores del proyecto

Para el caso del control por variación del ángulo de retraso, los ciclos de trabajo o los periodos de conducción de los interruptores se efectúan por medio de vectores espaciales que indican la ubicación correcta de cada uno de los PWM así como la asignación adecuada de los PWM a los respectivos interruptores. Para ello se hizo necesario realizar el análisis de los voltajes de fase y sus respectivas regiones.

⁷ Esta secuencia de interruptores se determina según la ubicación espacial de las señales de control o PWM's.

Nota: Para el caso del control hibrido (Control por variación del ángulo de retraso y modulación interna del ancho del pulso), se utilizan estos mismos vectores espaciales que delimitan la envolvente externa de los multiples pulsos generados aleatoriamente a alta frecuencia, es decir, que al interior de la envolvente generada por el control del ángulo de retraso, se le introducirán muchos pulsos a una frecuencia determinada (para este caso la frecuencia utilizada será de 40khz). Por otra parte, la tension de salida podrá ser controlada de dos formas, la primera de ellas por la variación del ángulo de disparo y la segunda por variación del ancho de los pulsos pequeños generados en el interior.de la envolvente.

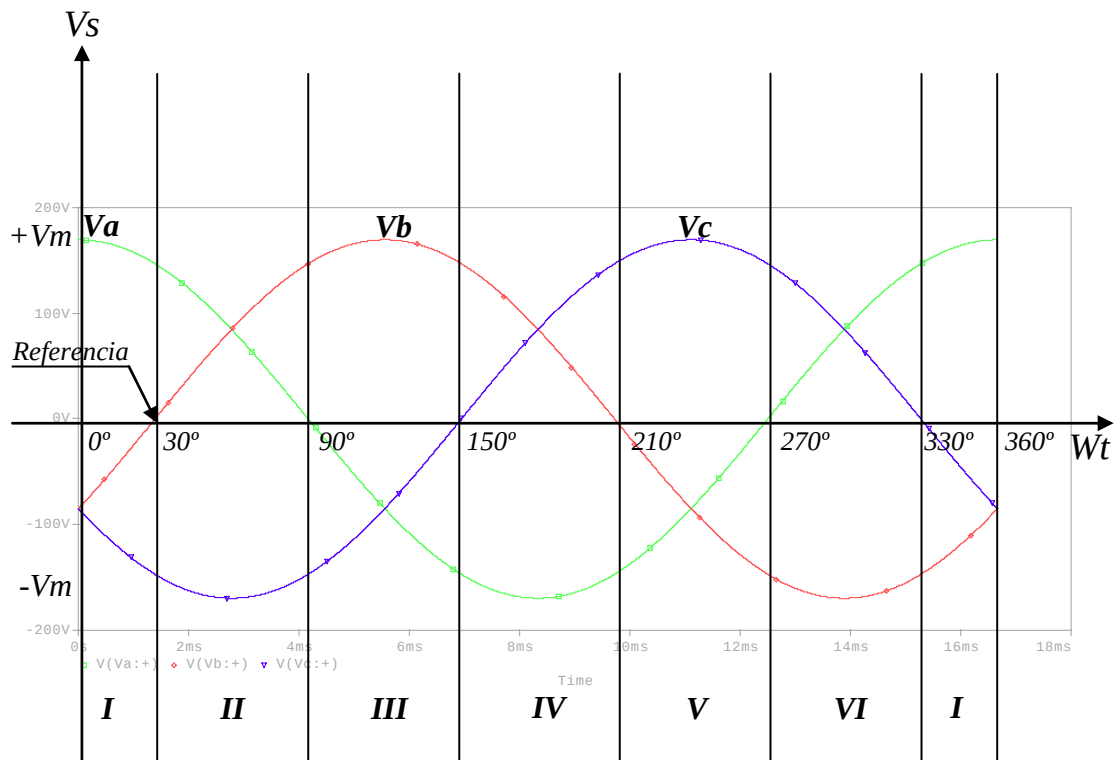
3.1.1. Ubicación espacial de los PWM mediante vectores espaciales

El algoritmo para construir los vectores espaciales es el siguiente:

1. Se observa el esquema trifásico de los voltajes de fase como se muestra en la *figura 64*.
2. Según la tesis doctoral “Concepción y realización de un rectificador trifásico reductor con conmutación suave para la corrección dinámica del factor de potencia” las regiones que se muestran en la *figura 64* se establecen tomando el cruce por cero de uno de los voltajes de fase; en cada intervalo una de las tres fases tiene un valor absoluto máximo. El voltaje con módulo mayor se toma como guía.
3. Se observa la *figura 64* y se ubica el voltaje guía respectivo es decir se ubica la dirección de las ondas.
4. Teniendo presente que por ser los interruptores unidireccionales (el sentido de las corrientes es de abajo hacia arriba en los interruptores) ya se conoce que interruptor se activa primero en cada región.

5. El segundo interruptor que se activa se obtiene teniendo en cuenta las premisas antes mencionadas. Debe ser un interruptor de una rama distinta a la rama en la que se activó el primero (en la misma rama entra en zona muerta). Una manera de saber cual interruptor debe activarse (sin que sea esta una “regla” a seguir) es observar nuevamente la *figura 64* en la región en la que ya se activo el primer interruptor y ver cual de los otros dos voltajes comenzando la región, es decir de izquierda a derecha, es mayor en modulo. Dicho voltaje con su respectivo signo indicará el segundo interruptor que se activará.

Figura 64. Señales de voltaje para determinar los vectores espaciales.



Fuente: Autores del proyecto

6. Una vez realizados los pasos anteriores en todas las regiones se van tabulando los valores de cada interruptor (1 activo, 0 inactivo) como se muestra en la *tabla 2*.

Tabla 2. Ubicación espacial de los vectores espaciales para la asignación de los ciclos de trabajo de los interruptores.

	<i>Zonas de trabajo</i>						<i>Zona Muerta</i>		
V_{linea}	V_{ac}	V_{bc}	V_{ba}	V_{ca}	V_{cb}	V_{ab}	V_{aa}	V_{bb}	V_{cc}
S_{w1}	1	0	0	0	0	1	1	0	0
S_{w3}	0	1	1	0	0	0	0	1	0
S_{w5}	0	0	0	1	1	0	0	0	1
S_{w4}	0	0	1	1	0	0	1	0	0
S_{w6}	0	0	0	0	1	1	0	1	0
S_{w2}	1	1	0	0	0	0	0	0	1
V_a	V_o	0	$-V_o$	$-V_o$	0	V_o	0	0	0
V_b	0	V_o	V_o	0	$-V_o$	$-V_o$	0	0	0
V_c	$-V_o$	$-V_o$	0	V_o	V_o	0	0	0	0
Vector	$\overline{V}_1$	$\overline{V}_2$	$\overline{V}_3$	$\overline{V}_4$	$\overline{V}_5$	$\overline{V}_6$	$\overline{V}_7$	$\overline{V}_8$	$\overline{V}_9$

Fuente: Autores del proyecto

7. A continuación se crean los vectores $\overline{V}_{1,2,3,4,5,6}$ con las ecuaciones 3.2 a 3.7, utilizando los resultados obtenidos en la parte inferior de la tabla 2 para $V_{a,b,c}$ como se muestra a continuación.

$$V(t) = \frac{2}{3} \left(V_a + V_b \cdot e^{j120^\circ} + V_c \cdot e^{j240^\circ} \right) \quad \text{Ecuación 3. 1}$$

$$\overline{V}_1 = \frac{2}{3} V_o - \frac{2}{3} \cdot V_o \cdot e^{j240^\circ} \quad \text{Ecuación 3. 2}$$

$$\overline{V}_2 = \frac{2}{3} V_o \cdot e^{j120^\circ} - \frac{2}{3} \cdot V_o \cdot e^{j240^\circ} \quad \text{Ecuación 3. 3}$$

$$\bar{V}_3 = -\frac{2}{3}V_o + \frac{2}{3} \cdot V_o \cdot e^{j120^\circ} \quad \text{Ecuación 3. 4}$$

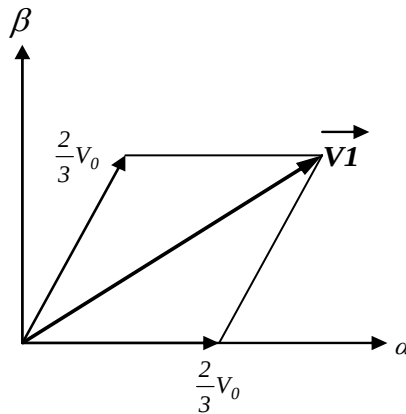
$$\bar{V}_4 = -\frac{2}{3}V_o + \frac{2}{3} \cdot V_o \cdot e^{j240^\circ} \quad \text{Ecuación 3. 5}$$

$$\bar{V}_5 = -\frac{2}{3}V_o \cdot e^{j120^\circ} + \frac{2}{3} \cdot V_o \cdot e^{j240^\circ} \quad \text{Ecuación 3. 6}$$

$$\bar{V}_6 = \frac{2}{3}V_o - \frac{2}{3} \cdot V_o \cdot e^{j120^\circ} \quad \text{Ecuación 3. 7}$$

8. Graficar los vectores presentados mediante las ecuaciones 3.2 a la 3.7 en el plano $\alpha - \beta$. En la figura 65 se muestra la gráfica del vector $\bar{V}_1$ a modo de ejemplo.

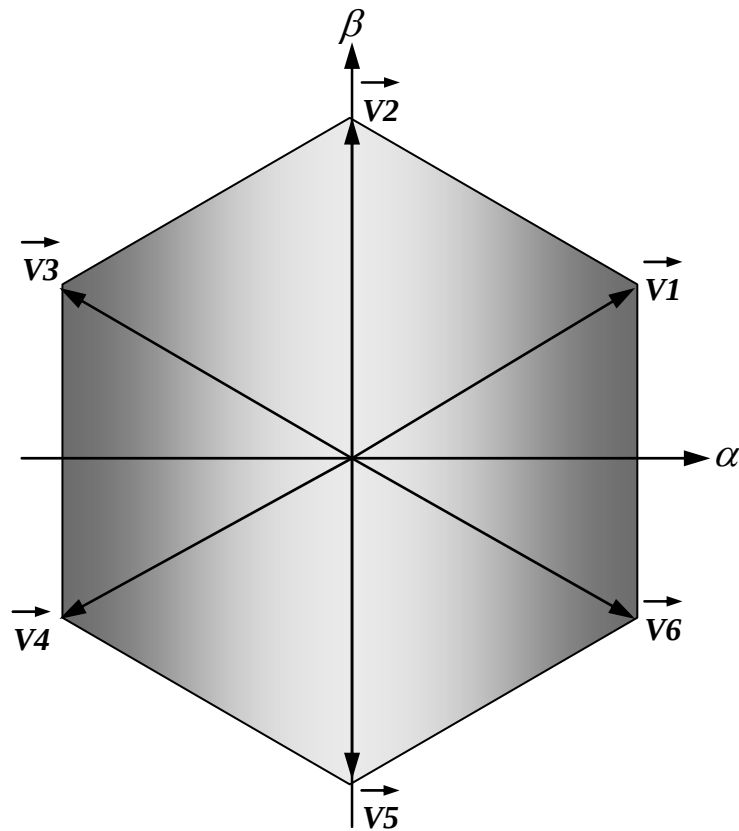
Figura 65. Vector espacial en el plano $\alpha - \beta$.



Fuente: Autores del proyecto

9. Una vez graficados los seis vectores se forma la figura 66 que junto con los datos de la tabla 2 permitirá analizar de manera más sencilla el comportamiento y el estado de los interruptores que conforman la etapa de potencia.

Figura 66. Representación general de los 6 vectores espaciales y los respectivos sectores.



Fuente: Autores del proyecto

3.1.2. Ciclos de trabajo de los interruptores

Cada ciclo de trabajo corresponde a un vector espacial base, de esta manera se podrá distribuir cada ciclo de trabajo a interruptores particulares. El resto del tiempo hasta completar el periodo de conmutación le corresponderá al tiempo muerto (ver tabla 3.).

Tabla 3. Ciclos de trabajo de los interruptores.

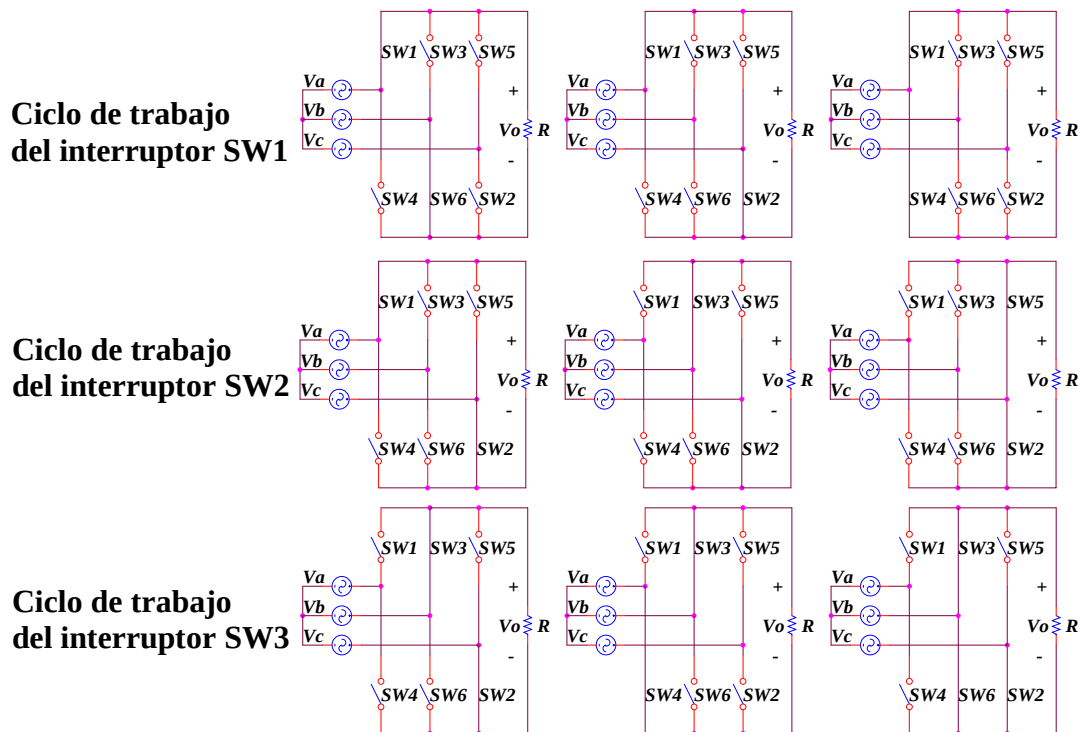
SECTOR	SW1	SW2	SW3	SW4	SW5	SW6
<i>I</i>	0	0	0	0	1	1

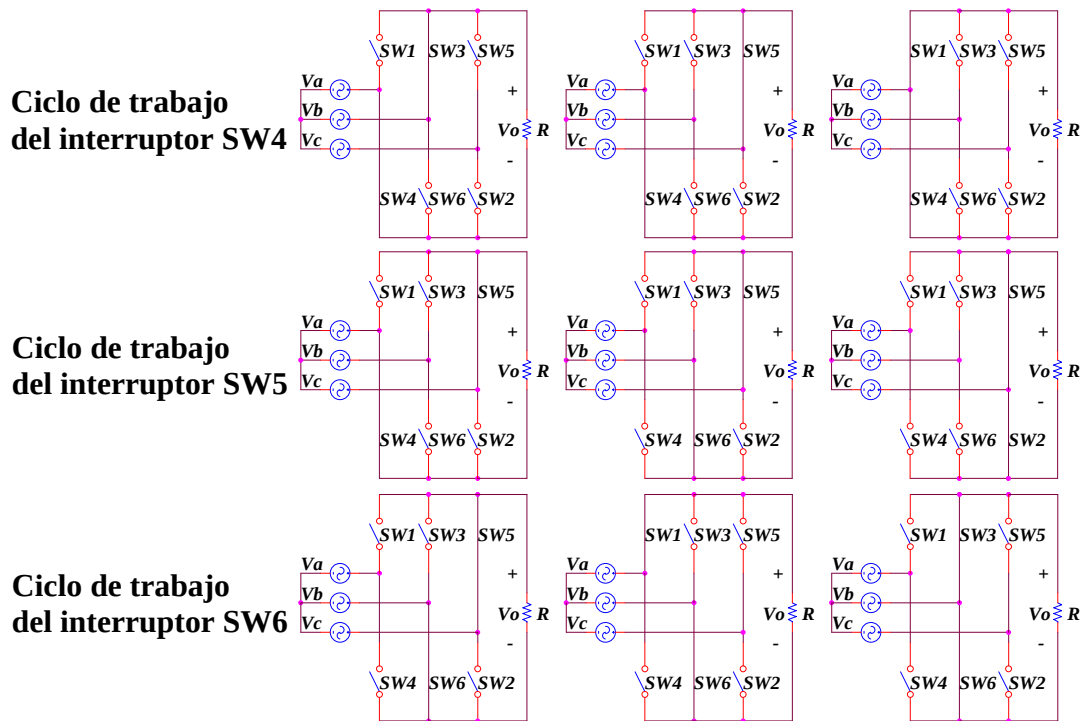
II	1	0	0	0	0	1
III	1	1	0	0	0	0
IV	0	1	1	0	0	0
V	0	0	1	1	0	0
VI	0	0	0	1	1	0

Fuente: Autores del proyecto

La explicación paso a paso de los ciclos de trabajo de los interruptores en cada sector se resume a continuación mediante la *figura 67*:

Figura 67. Explicación grafica paso a paso de los ciclos de trabajo de los interruptores y los respectivos cambios de sector.





Fuente: Autores del proyecto

3.1.3. Cálculo del ángulo de disparo y bloqueo de los interruptores

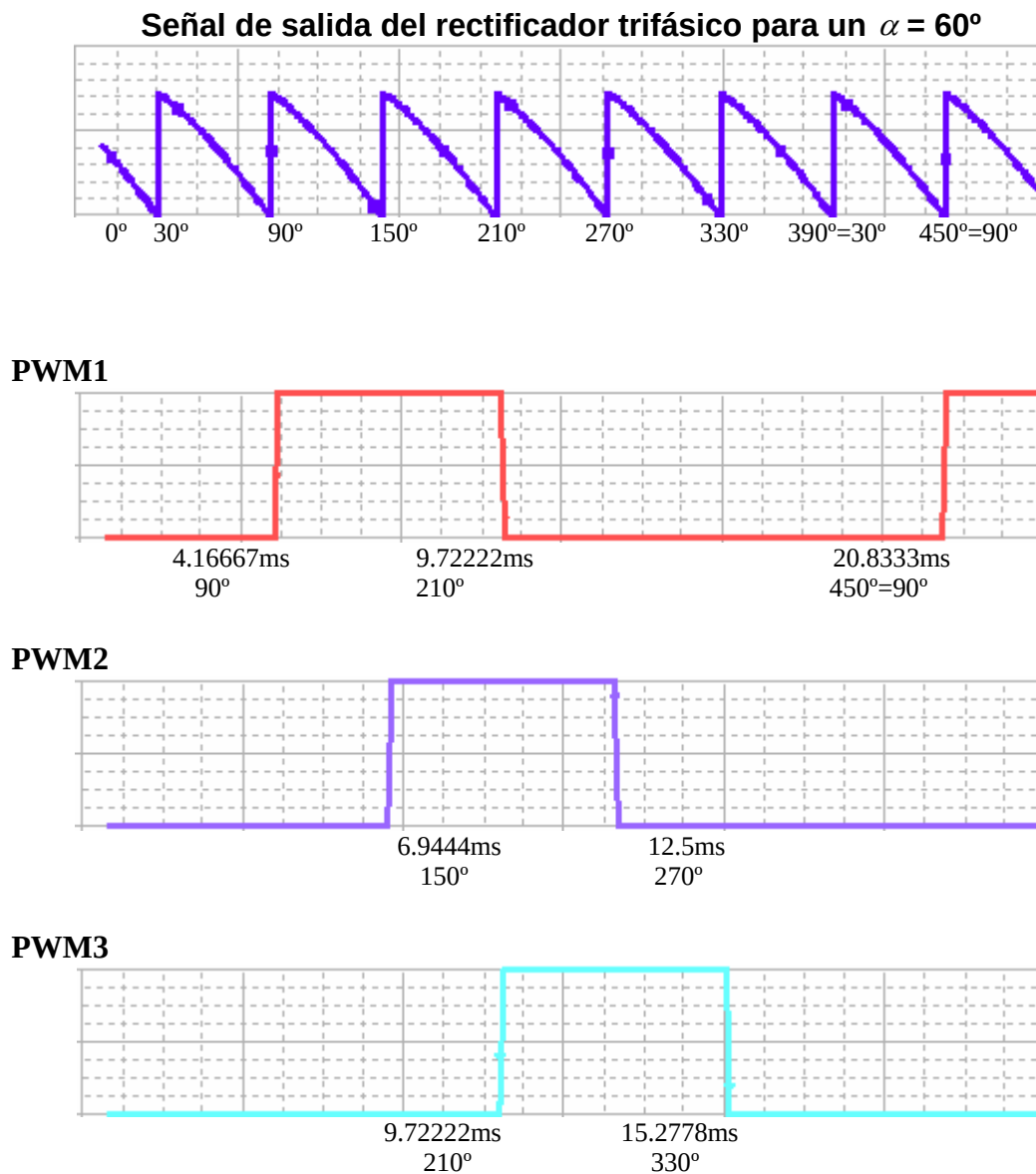
Es preciso recalcar que cada mosfet tendrá un periodo de conducción que será relativo al PWM que lo esté controlando, es decir que para un ángulo de disparo de 60° el mosfet estará encendido durante un periodo de 5.56 milisegundos, que es equivalente al ancho del pulso (PWM) en este instante. Dicho de otra manera, cada interruptor tendrá un máximo y un mínimo periodo de conducción que pueden ir desde 8.333 milisegundos (equivalente a un ángulo de disparo de 0°) hasta 0 milisegundos (equivalente a un ángulo de disparo de 180°)⁸. De esta manera cuando el interruptor tiene un ciclo de trabajo de 8.333 milisegundos, el comportamiento de la señal de salida del rectificador será prácticamente la del comportamiento de un rectificador trifásico implementado con diodos.

⁸ El interruptor puede seguir encendido hasta cumplir con su periodo máximo de conducción aun cuando el ángulo de disparo máximo sea de 120°

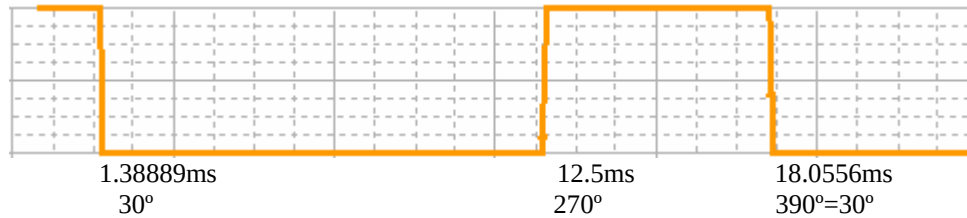
A continuación se presenta un ejemplo:

Para un ángulo de disparo de 60° los PWM serán los que se observan en la figura 68:

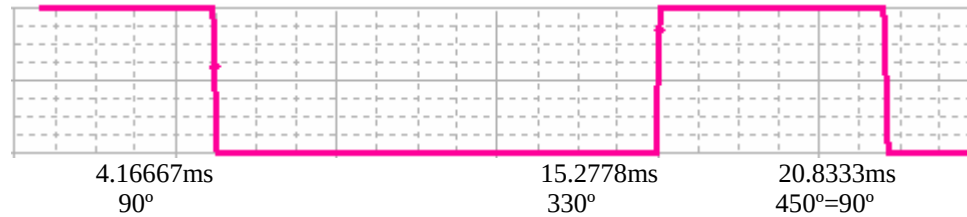
Figura 68. Señales PWM provenientes del DSP para un ángulo de disparo de 60° .



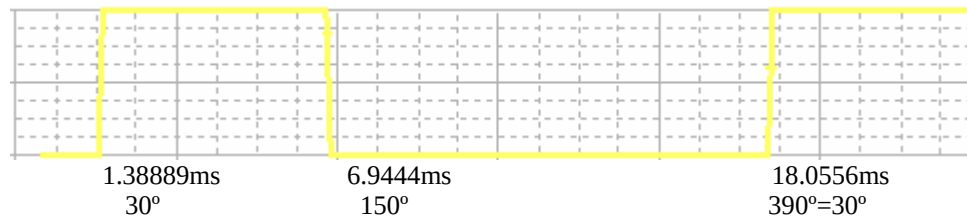
PWM4



PWM5



PWM6



Fuente: Autores del proyecto

Se puede apreciar de las anteriores graficas que siempre va a existir un desfase entre una u otra señal PWM generada por el DSP, Este desfase representa el disparo o arranque de cada uno de los mosfet, por consiguiente se esta garantizando que en ningún momento va a conducir mas de una línea o par de transistores al mismo tiempo y por consiguiente no se van a presentar fallas en la señal rectificadora.

Para calcular el ángulo de disparo y bloqueo de los interruptores es necesario tener presente que las señales de excitación de los interruptores (PWM) deben estar desfasadas una de otra en 60 ° y que el bloqueo esta relacionado con el ancho de los pulsos que a su vez varía con respecto al ángulo de disparo de la siguiente manera:

SW1 se activa en $\alpha + 30^\circ$

SW2 se activa en $\alpha + 90^\circ$

SW3 se activa en $\alpha + 150^\circ$

SW4 se activa en $\alpha + 210^\circ$

SW5 se activa en $\alpha + 270^\circ$

SW6 se activa en $\alpha + 330^\circ$

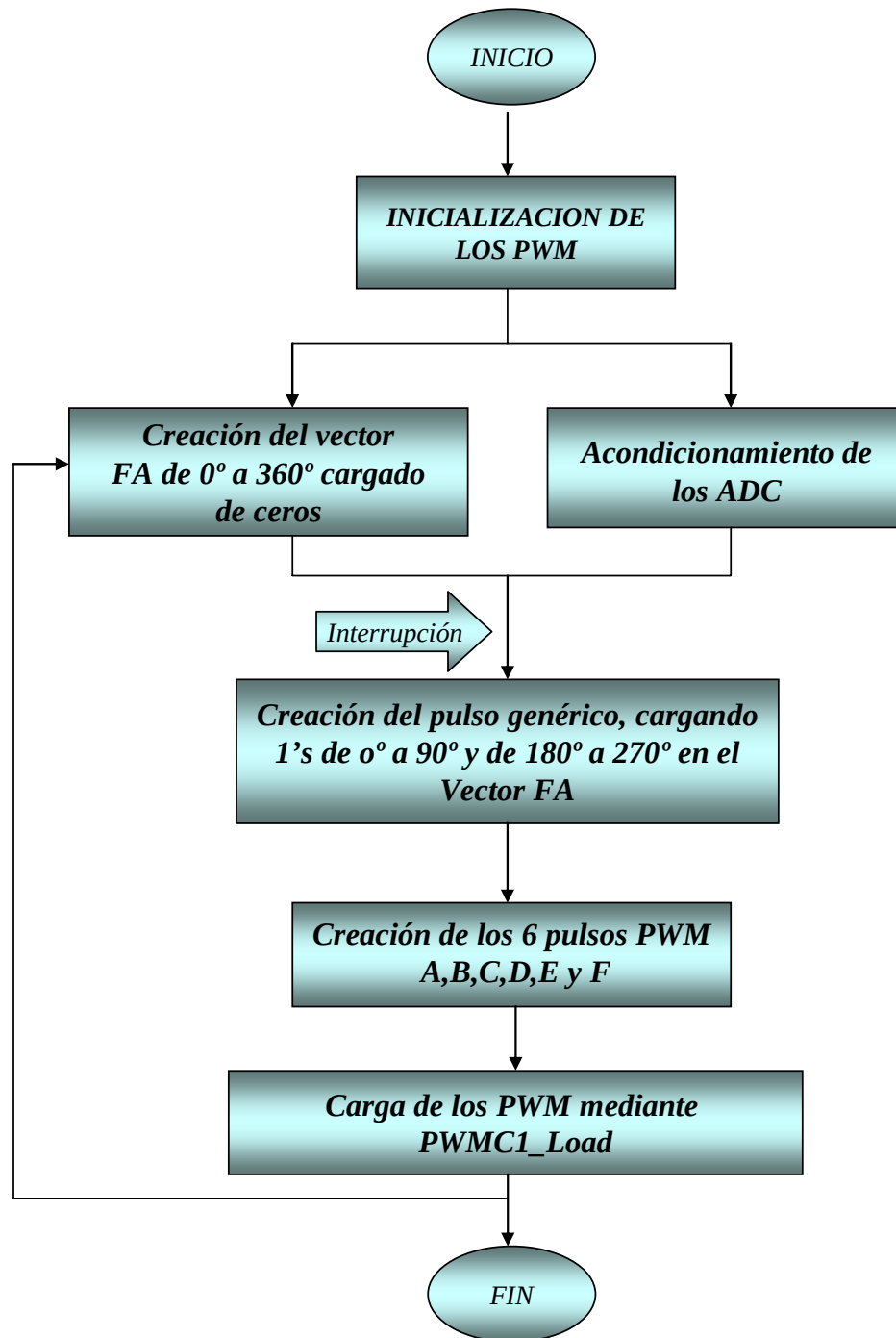
Todos los interruptores se desactivan dependiendo del ancho del pulso. Es decir se desactivan cuando el ancho del pulso sea $180^\circ - \alpha$.

3.2. DIAGRAMA DE FLUJO DEL ALGORITMO DE CONTROL DEL DSP

El algoritmo de control del DSP se fundamenta en toda la estructura del cálculo de los ciclos de trabajo de los interruptores. Se genera un vector a partir de la información que se obtuvo en las simulaciones y cálculos de los ciclos de trabajo y básicamente lo que hace este vector es poner ceros o unos a los ciclos en donde debe interactuar cada interruptor. Es decir que cuando el interruptor está en estado de no conducción, el vector se debe llenar de ceros o viceversa, cuando el interruptor está conduciendo el vector debe llenarse de unos.

A continuación se presenta el diagrama de flujo en la *figura 69*.

Figura 69. Diagrama de flujo del algoritmo de control para el DSP.



Fuente: Autores del proyecto

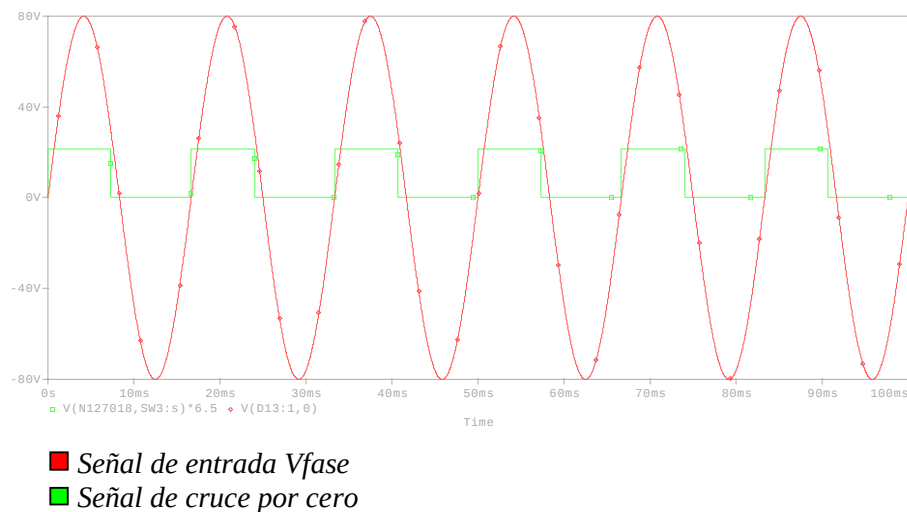
4. PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS OBTENIDOS

A continuación se muestran los resultados obtenidos de cada una de las etapas que conforman el montaje final del dispositivo. Se muestran las formas de onda visualizadas por el osciloscopio y se establecen semejanzas con los resultados obtenidos mediante la simulación en PSpice.

4.1. PRUEBAS DEL CIRCUITO DETECTOR DE CRUCE POR CERO DE LA SEÑAL DE ALTERNA

En las *figuras 70 y 71* se muestra comparativamente las señales generadas por el montaje real del circuito y la simulación en PSpice.

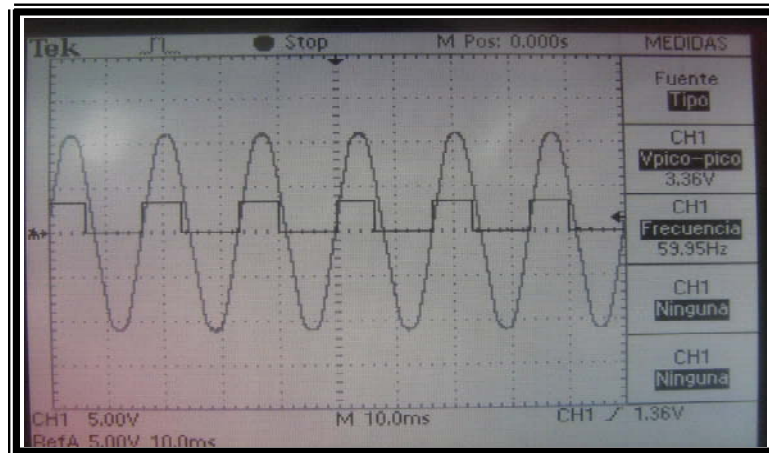
Figura 70. Resultados de la forma de onda de la señal de cruce por cero de la fase Va simulada por PSpice.



Fuente: Autores del proyecto

En la simulación se observa que realmente se está sensando el cruce por cero de la señal de alterna y se corrobora con los resultados que entrega el montaje circuital que se puede observar en la *figura 71*.

Figura 71. Resultados de la forma de onda de la señal de cruce por cero de la fase Va ilustrada por el osciloscopio.



Fuente: Autores del proyecto

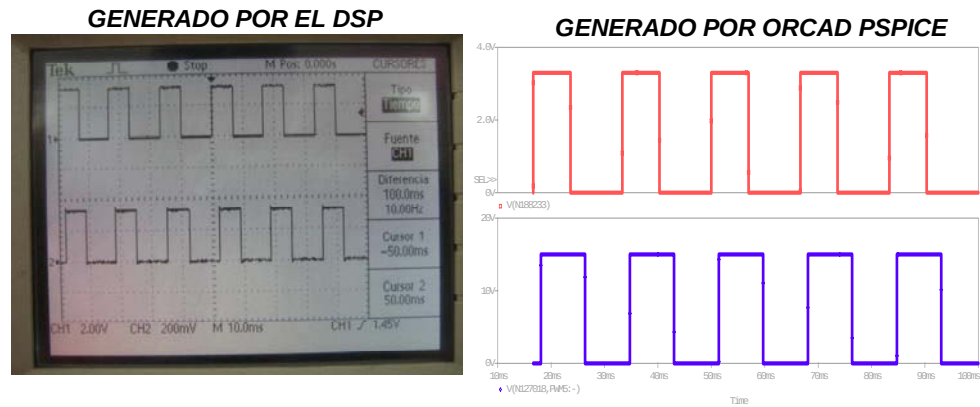
4.2. PRUEBAS DEL CIRCUITO DE CONTROL

Inicialmente la tarjeta del DSP (DEMOBOARD) se probó generando un pulso para controlar un rectificador monofásico de media onda, luego se le hicieron las respectivas pruebas a un rectificador monofásico de onda completa. Para ello se generaron dos pulsos totalmente controlables en su ancho (PWM), a una frecuencia de 60 Hz. Finalmente se programaron los seis pulsos (PWM) y se realizaron las respectivas pruebas con el montaje del rectificador trifásico.

Con la tarjeta del DSP (DEMOBOARD 56F800) se generaron los seis pulsos o PWM que son los encargados de activar y desactivar los Mosfet IRFP450. Los análisis realizados en el algoritmo de control arrojaron los tiempos de disparo y bloqueo de los mosfet, así como los periodos o ciclos de trabajo de cada uno de estos. Estos PWM se simulaban utilizando PSpice, mediante las fuentes Vpulse y los resultados son los que se muestran en la figura 72, 73, 74, 75, 76 y 77. Los PWM están referenciados respecto a la señal de cruce por cero⁹.

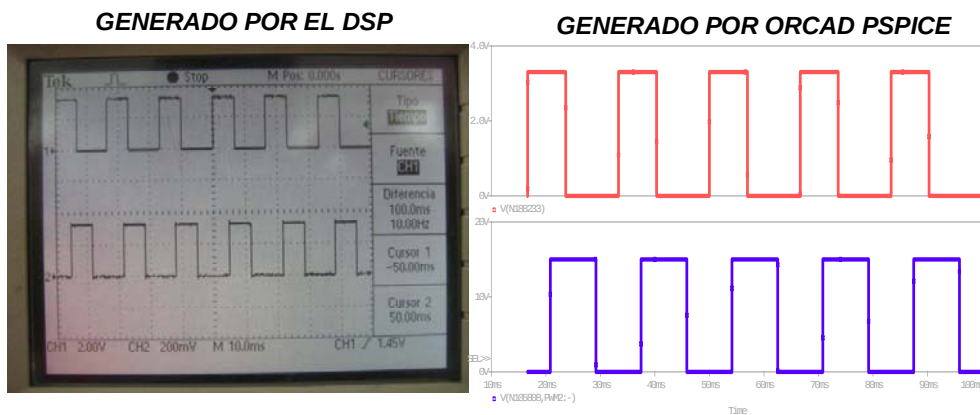
⁹ Las señales de color rojo son el cruce por cero y las de color azul son los PWM's

Figura 72. Señal de control del interruptor SW1 (PWM1).



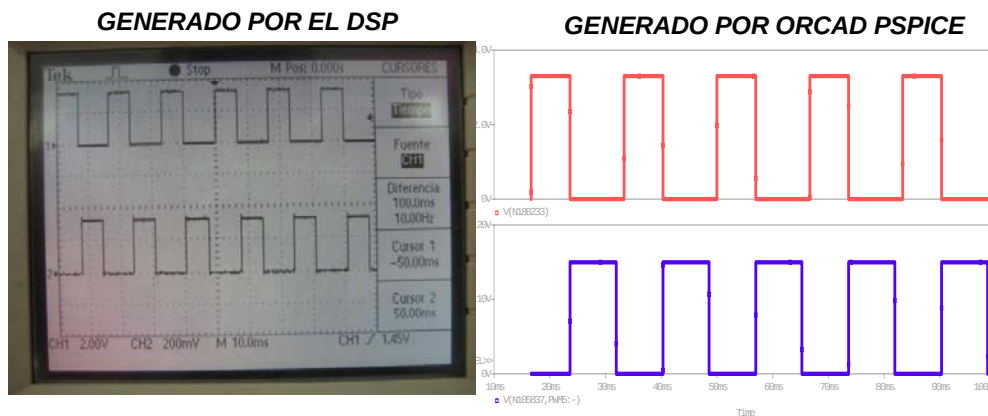
Fuente: Autores del proyecto

Figura 73. Señal de control del interruptor SW2 (PWM2).



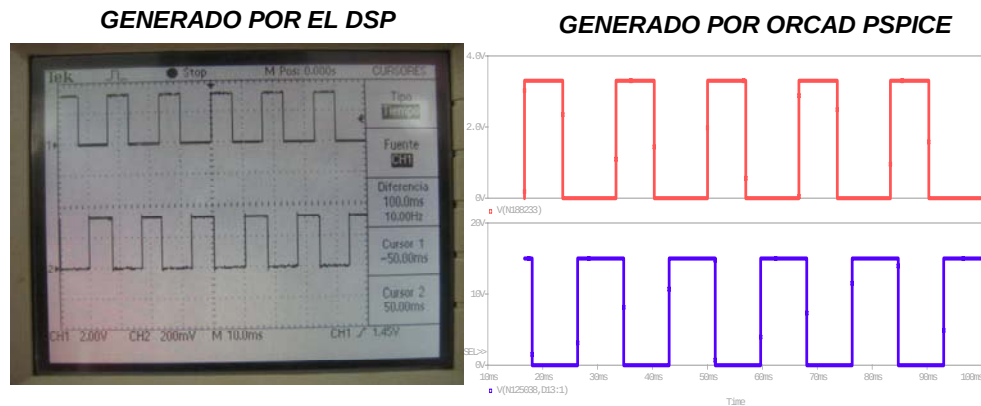
Fuente: Autores del proyecto

Figura 74. Señal de control del interruptor SW3 (PWM3).



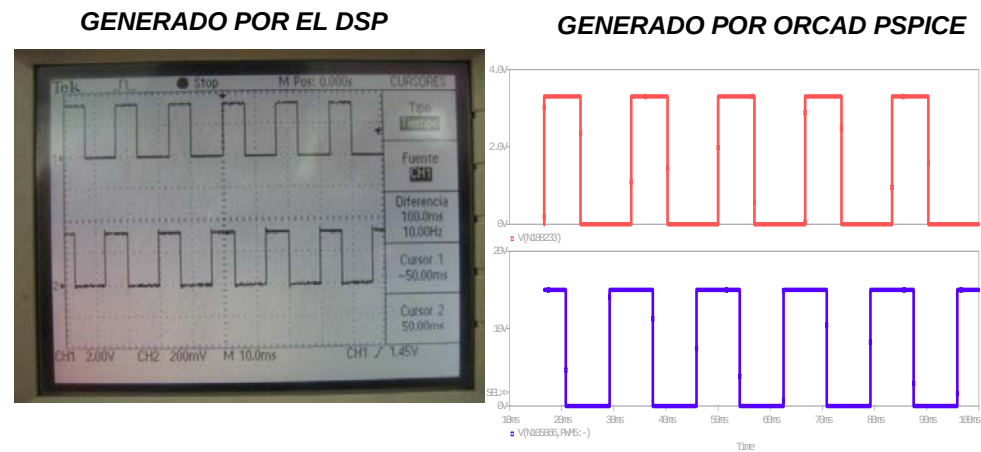
Fuente: Autores del proyecto

Figura 75. Señal de control del interruptor SW4 (PWM4).



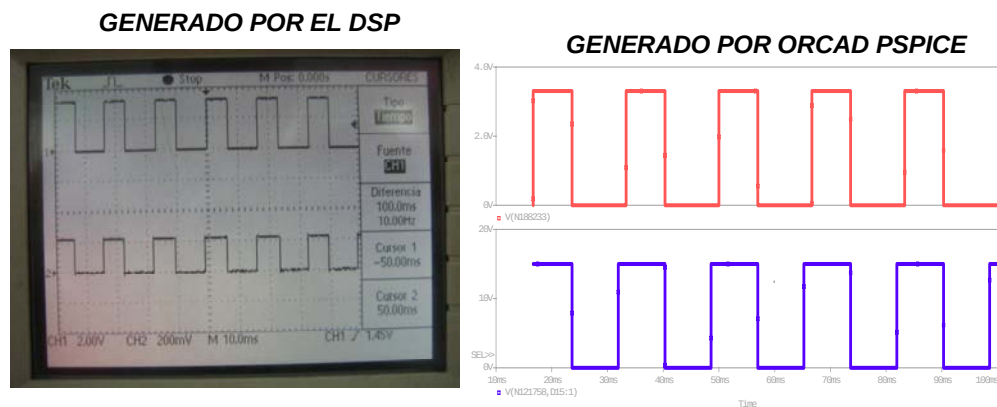
Fuente: Autores del proyecto

Figura 76. Señal de control del interruptor SW5 (PWM5).



Fuente: Autores del proyecto

Figura 77. Señal de control del interruptor SW6 (PWM6).



Fuente: Autores del proyecto

4.3. PRUEBAS Y RESULTADOS DEL ACOPLE GENERAL DEL CIRCUITO RECTIFICADOR TRIFÁSICO CONTROLADO

El análisis de los resultados se realizó con base en dos tipos de control utilizados en la elaboración del código para el DSP. El primero de ellos es el control por variación del ángulo de disparo y bloqueo, y el segundo es una especie de control híbrido que se ha denominado control por variación del ángulo de disparo con modulación interna del ancho de pulso a alta frecuencia; interna por que realmente lo que se está haciendo es poner a oscilar pulsos de mas alta frecuencia que la señal externa que en este caso sería el pulso generado a partir del control por variación del ángulo de retraso o disparo.

La carga utilizada para esta lectura de datos es de $2k\Omega$ y la fuente de alimentación del rectificador es de 80 voltios RMS.

Los datos que se tomaron según el control del ángulo de disparo y bloqueo del mosfet se muestran en la *tabla 4 y 5*.

Tabla 4. Datos obtenidos del dispositivo rectificador para determinados ángulos de disparo.

<i>Disparo</i>	<i>Ancho de pulso</i>	<i>Voltaje Vdc</i>
0°	8.4 ms	186 V
30°	6.95 ms	170 V
60°	5.56 ms	100 V
90°	4.17 ms	28 V
120°	2.8 ms	1.5 V

Fuente: Autores del proyecto

Tabla 5 . Datos obtenidos de la simulación en PSpice para determinados ángulos de disparo.

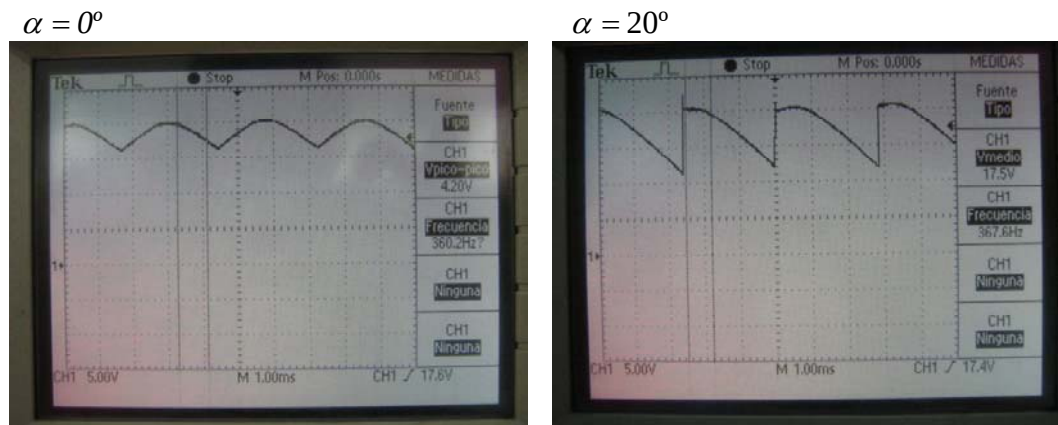
<i>Disparo</i>	<i>Ancho de pulso</i>	<i>Voltaje Vdc</i>
0°	8.333 ms	185 V
30°	6.95 ms	161 V
60°	5.56 ms	90 V
90°	4.17 ms	25 V
120°	2.8 ms	100 mV

Fuente: Autores del proyecto

Podemos ver que los resultados obtenidos mediante el dispositivo o sistema de rectificación no difieren en grandes proporciones con los resultados obtenidos en la simulación.

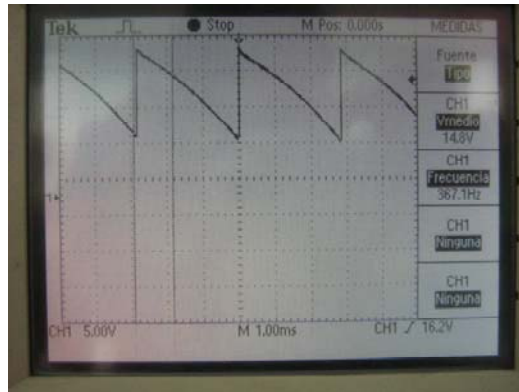
Algunas de las lecturas realizadas por el osciloscopio para determinados ángulos de disparo se observan en la *figura 78* y se corroboran con los resultados de simulación en la *figura 79*.

Figura 78. Formas de onda de voltajes de salida del dispositivo rectificador para diferentes ángulos de disparo.

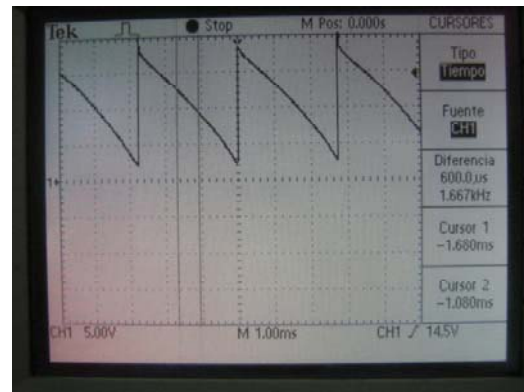


RECTIFICADOR TRIFÁSICO TOTALMENTE CONTROLADO BASADO EN TECNOLOGÍA CMOS Y DSP

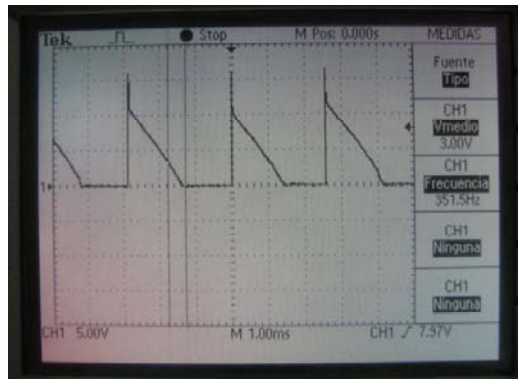
$\alpha = 37^\circ$



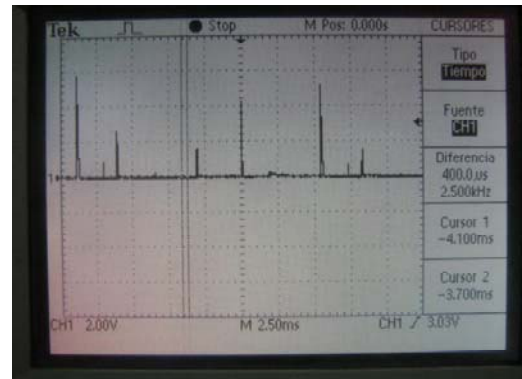
$\alpha = 50^\circ$



$\alpha = 80^\circ$

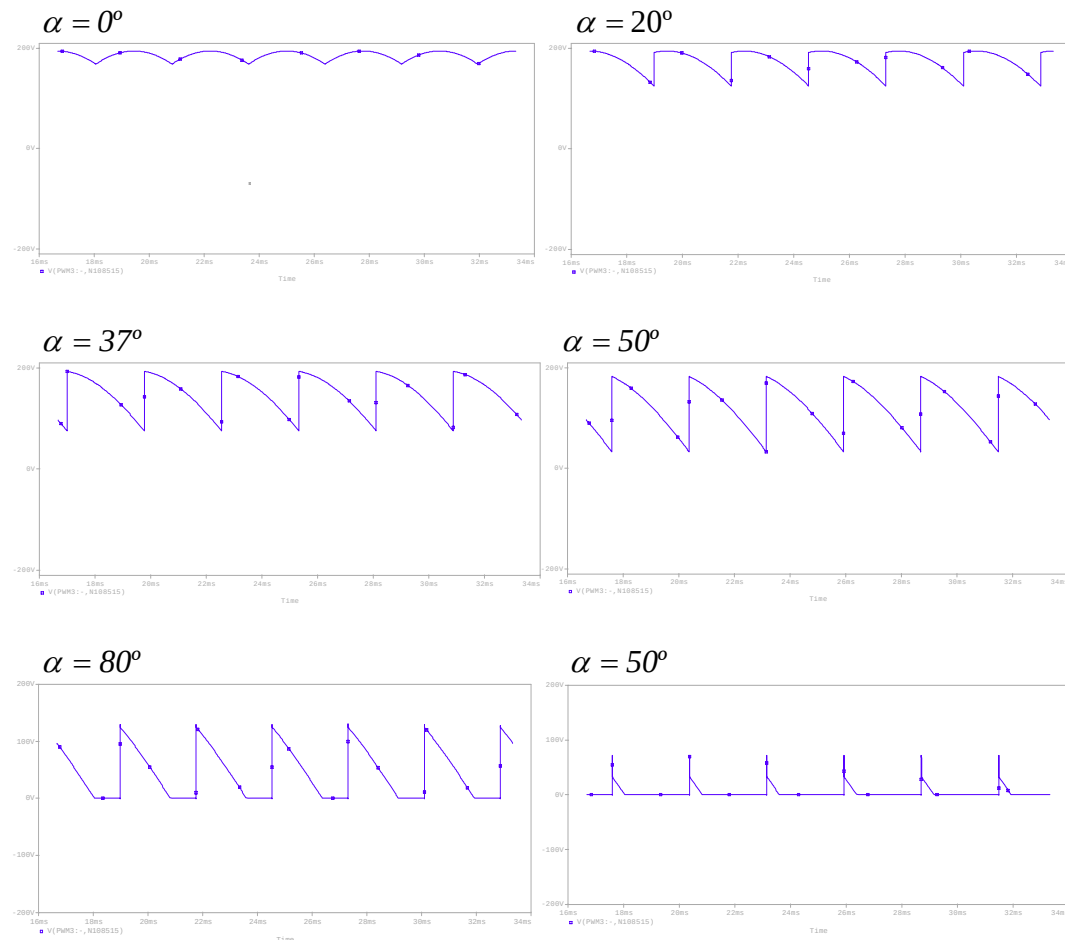


$\alpha = 110^\circ$



Fuente: Autores del proyecto

Figura 79. Formas de onda de voltajes de salida de la simulación para diferentes ángulos de disparo.



Fuente: Autores del proyecto

4.4. FORMAS DE ONDA Y COMPORTAMIENTO DEI RECTIFICADOR

A continuación se muestran los resultados obtenidos mediante el acople final del dispositivo electrónico rectificador.

Las graficas se obtuvieron mediante un equipo de medición de alta tecnología, mediante el cual se realizaron las lecturas pertinentes al rectificador, tanto para el control típico por variación del ángulo de retraso,

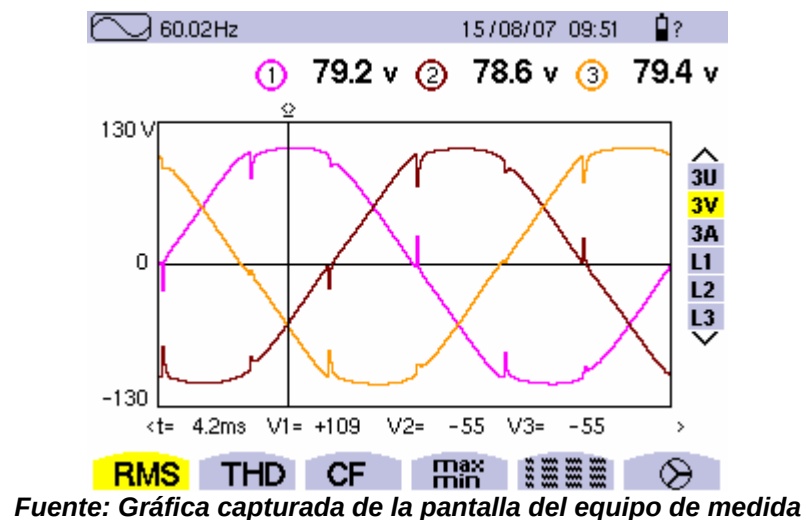
como para el control híbrido denominado control por variación del ángulo de disparo y modulación interna del ancho del pulso a alta frecuencia.

4.4.1. Rectificador controlado por variación del ángulo de retraso

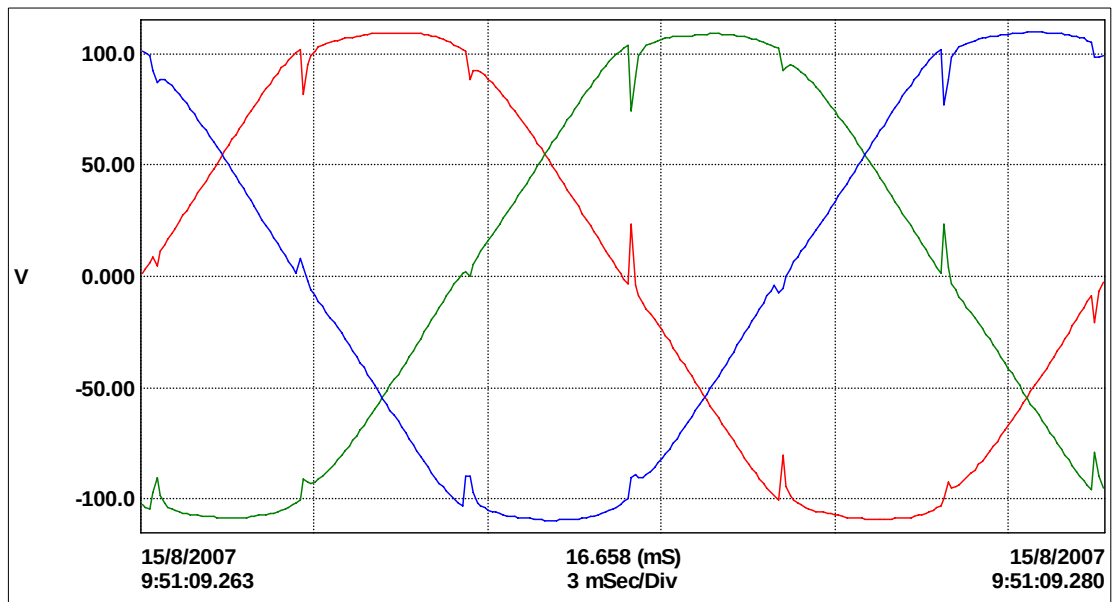
Algunas de las graficas y tablas que se presentan a continuación fueron capturadas por la pantalla del equipo de medición y otras fueron adquiridas por medio del software que maneja este instrumento de medida.

1. Formas de onda de los voltajes de línea de alimentación

Figura 80. Formas de onda de los voltajes de alimentación del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso.



**RECTIFICADOR TRIFÁSICO TOTALMENTE CONTROLADO BASADO EN TECNOLOGÍA
CMOS Y DSP**

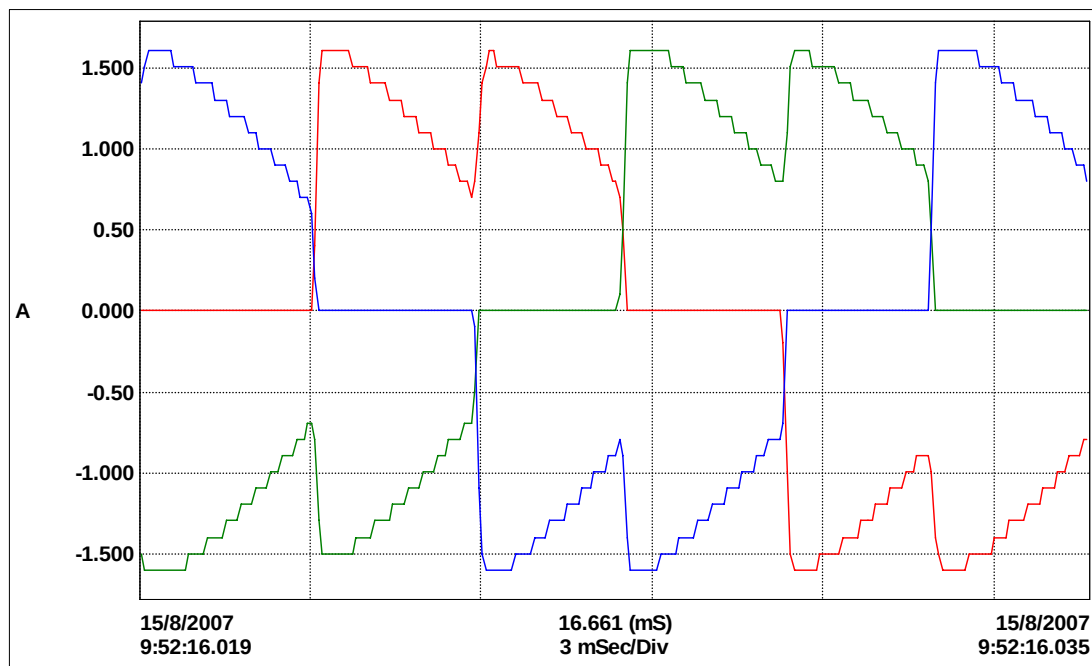
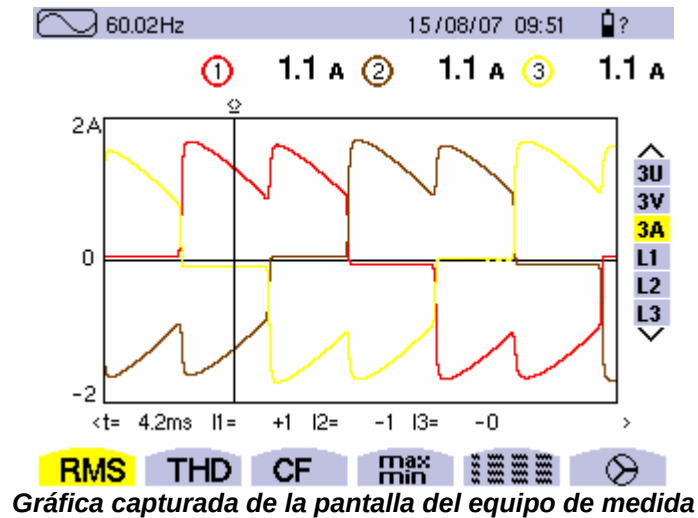


Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Convención para las gráficas: Fase L1 (R) Color Rojo, Fase L2 (S) Color Verde, Fase L3 (T) Color Azul.

2. Formas de onda de las corrientes de línea

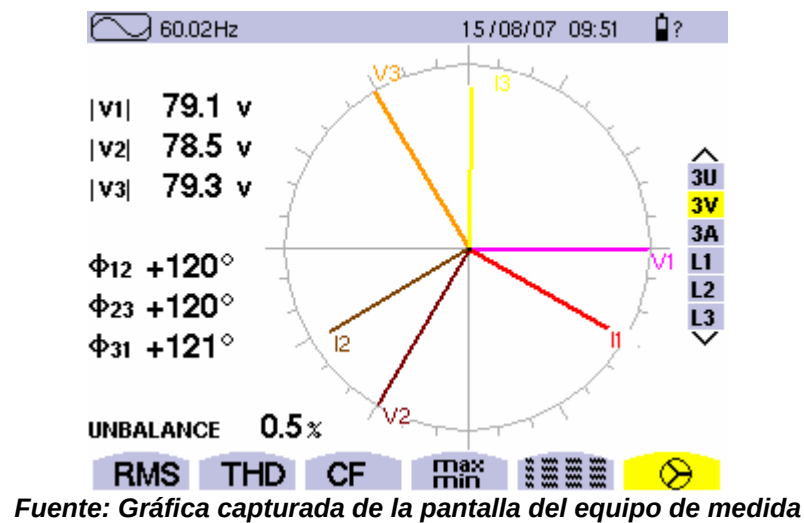
Figura 81. Formas de onda de las corrientes de línea del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso.



Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

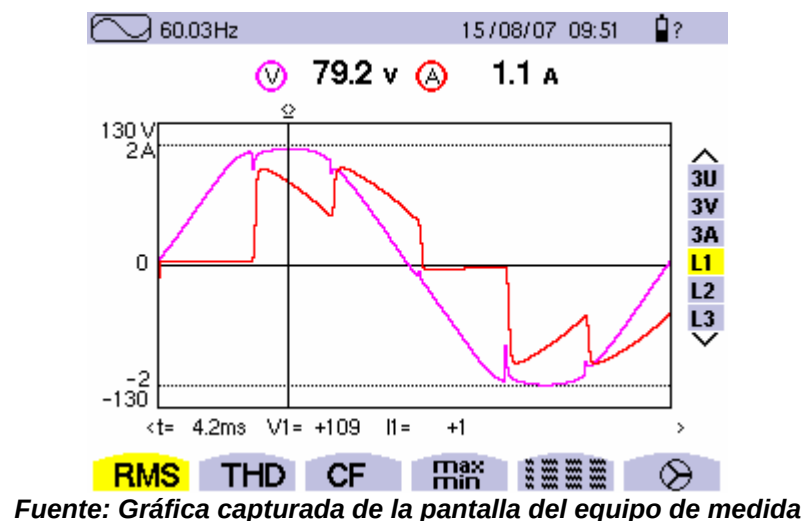
3. Diagrama Fasorial de las Señales de Voltaje y de corriente de Alimentación del Rectificador

Figura 82. Diagrama fasorial de las señales de voltaje y corriente de alimentación del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso.



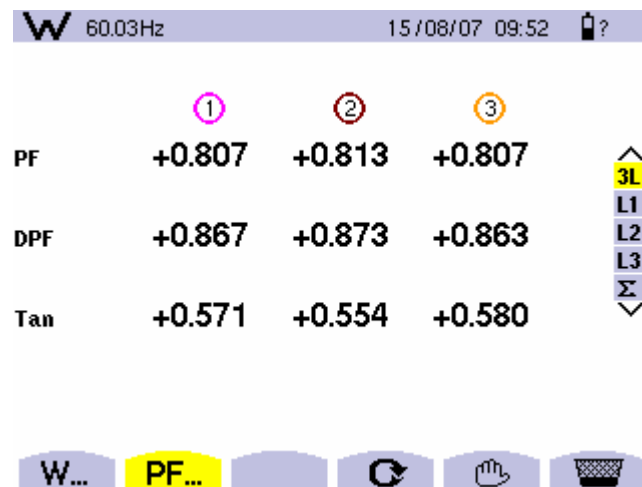
4. Formas de onda de las Señales de Voltaje y de corriente simultáneas (Fase A)

Figura 83. Formas de onda de las señales de voltaje y de corriente simultáneas de la fase A del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso.



5. Factor de Potencia Total (PF), Factor de Potencia de Desplazamiento o fundamental (DPF) y Tangente del ángulo de Desfase entre las Señales de Voltaje y de Corriente en cada una de las líneas (L1, L2 y L3):

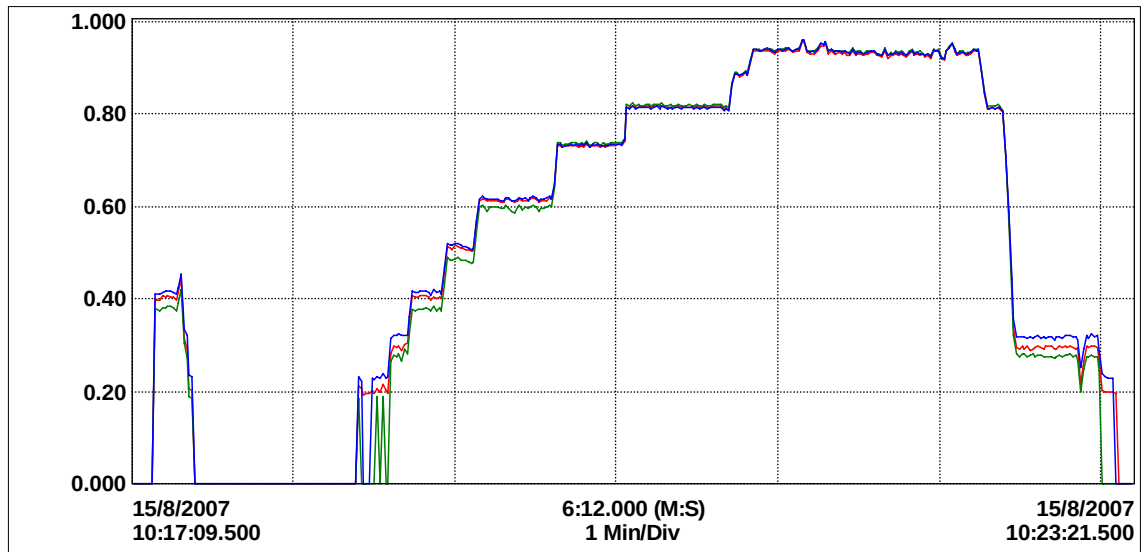
Figura 84. Factor de potencia total y factor de desplazamiento para el rectificador controlado por variación del ángulo de retraso.



Fuente: Gráfica capturada de la pantalla del equipo de medida

6. Tendencia del comportamiento del Factor de Potencia en cada una de las líneas, en función del tiempo.

Figura 85. Tendencia del comportamiento del Factor de Potencia del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso.

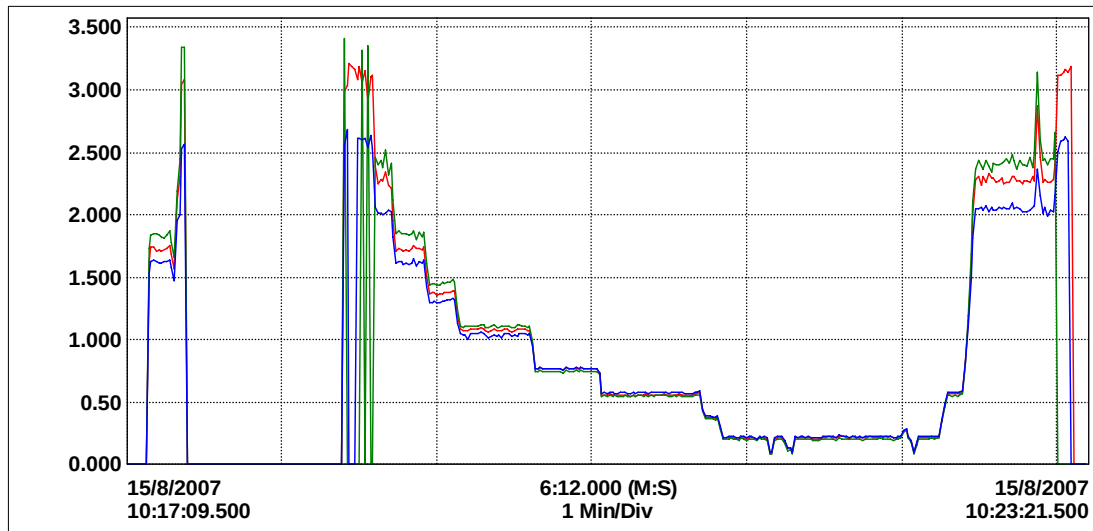


Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Nota: La gráfica anterior (figura 67) muestra el comportamiento del factor de potencia total de las tres líneas de alimentación en función del tiempo, haciendo un barrido del ángulo de disparo de los Mosfet's del puente rectificador (desde 0° hasta 120°).

7. Tendencia del comportamiento de la tangente del ángulo de desfase entre las señales de voltaje y de corriente en cada una de las líneas de alimentación

Figura 86. Tendencia del comportamiento de la tangente del ángulo de desfase entre las señales de tensión y corriente del rectificador controlado por variación del ángulo de disparo.

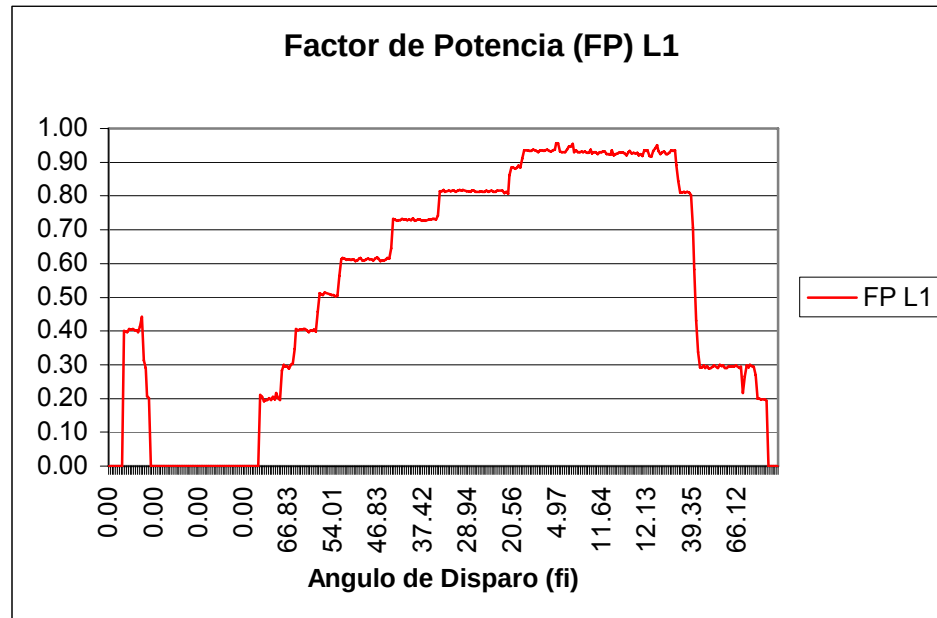


Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Nota: Esta grafica (figura 68) se tomo simultáneamente con la anterior (figura 67).

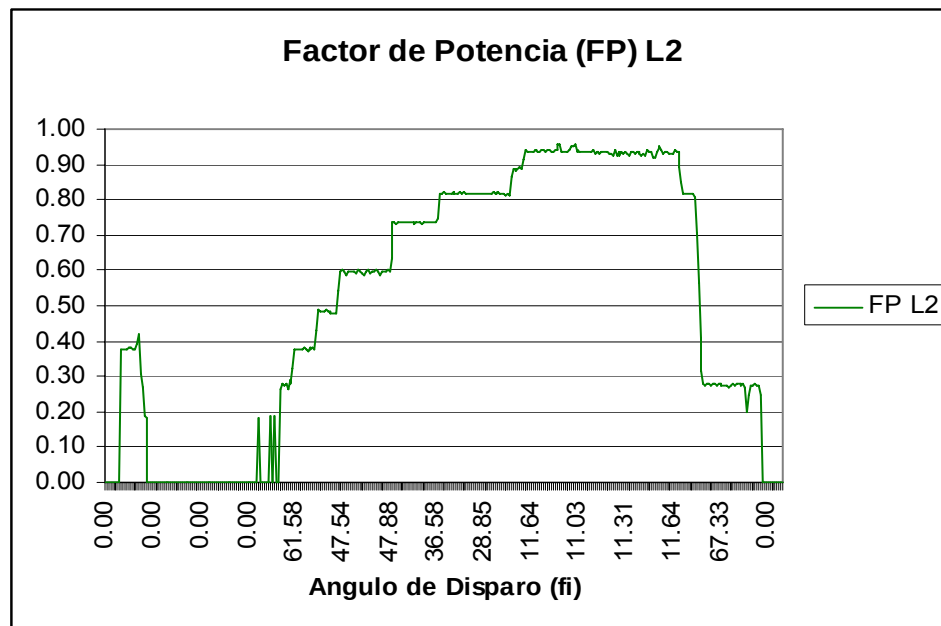
De los datos anteriores se obtuvieron las siguientes gráficas:

Figura 87. Factor de potencia fase A del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso.

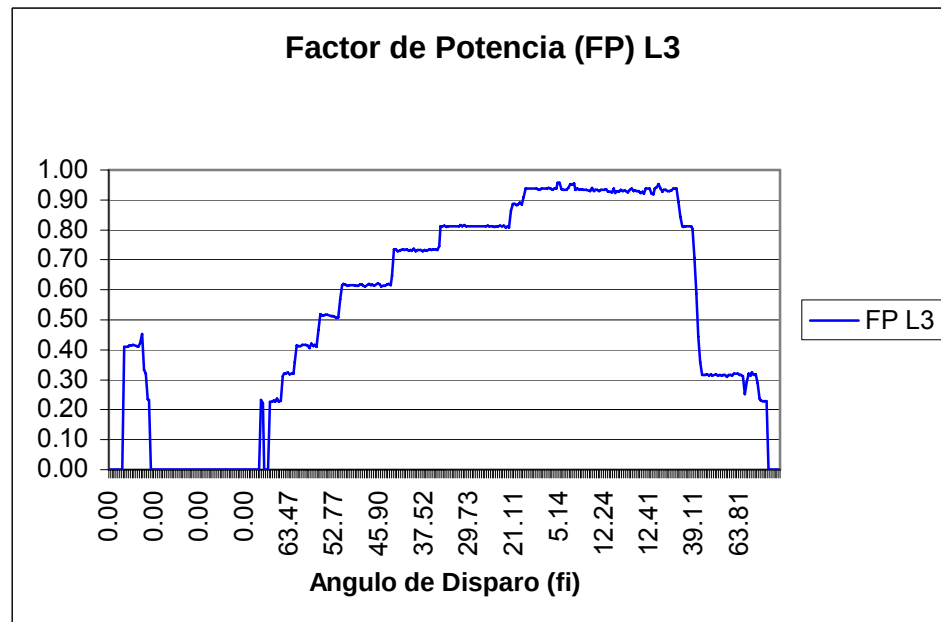


Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Figura 88. Factor de potencia fase B del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso.



Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida
Figura 89. Factor de potencia fase C del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso.



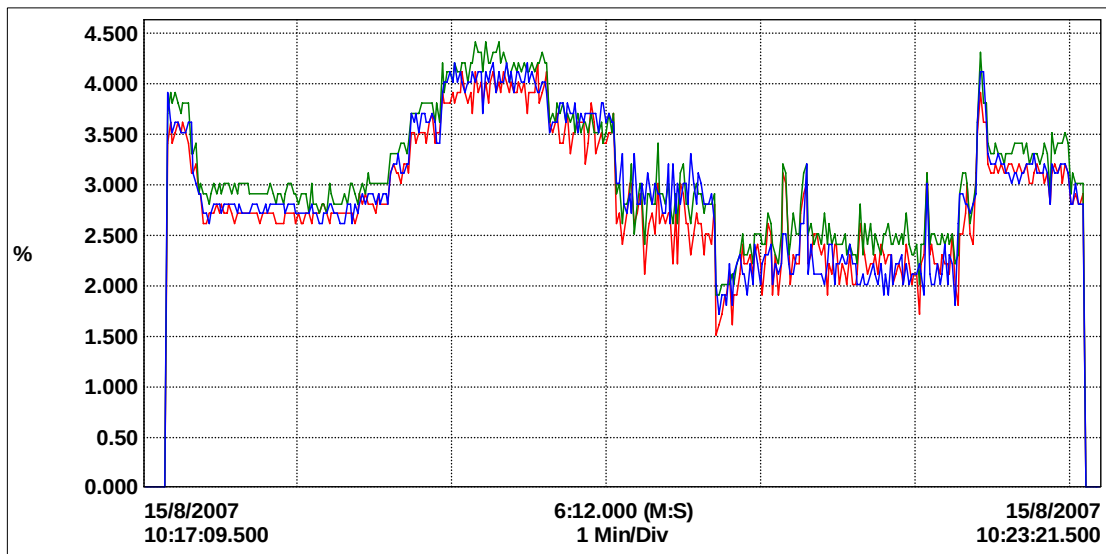
Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

8. Componentes de frecuencia armónicas de las señales de voltaje y de corriente.

❖ **Armónicos de las Señales de Voltaje:**

Comportamiento de la distorsión armónica total (THD v) de los Voltajes de línea de alimentación.

Figura 90. Distorsión armónica total de los voltajes de alimentación del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso.



Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

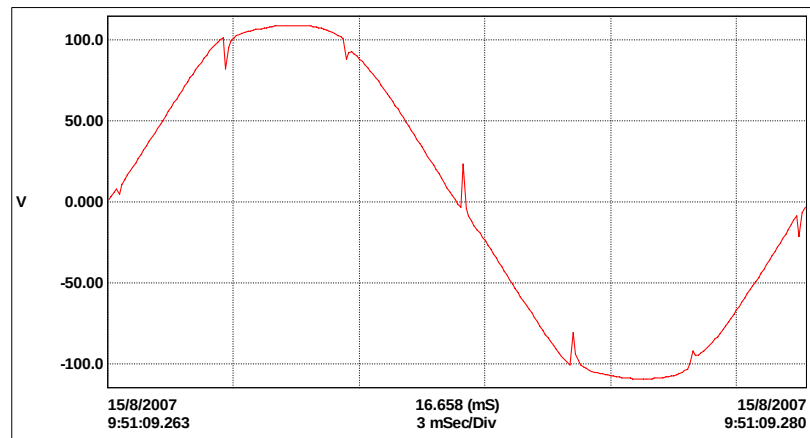
Máxima 4,4 %, promedio 2,76%

Nota: El THDv esta dado en % de la componente fundamental de los voltajes de línea de alimentación del rectificador.

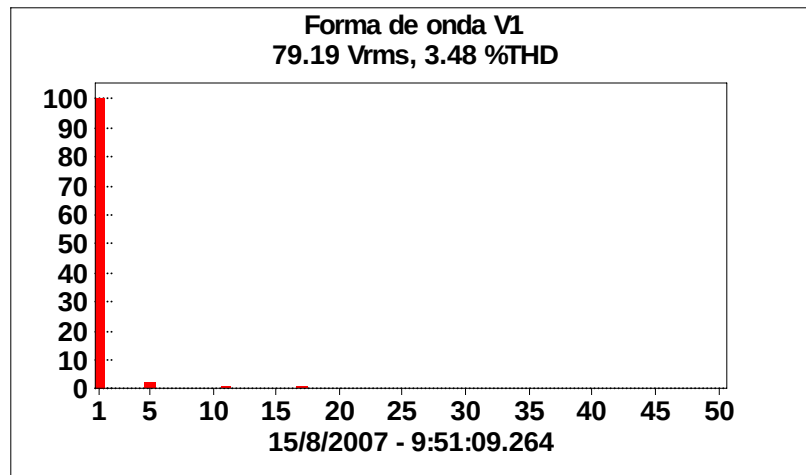
(Esta variación se encuentra dentro de los parámetros exigidos por la reglamentación eléctrica Colombiana vigente, RETIE, Reglamento de Distribución de energía eléctrica Resolución CREG 07-97, la cual establece que la THDv no debe ser mayor al 5.0% para las tensiones de línea)

A continuación se presentan las componentes de frecuencia armónica de cada una de las fases de línea del sistema de voltajes de alimentación del rectificador bajo prueba. Se presenta la forma de onda de cada una de las señales de voltaje, su espectro armónico en función de la frecuencia y la magnitud de cada una de las componentes de frecuencia en forma tabulada.

Figura 91. Formas de onda de las señales de voltaje y su respectivo espectro armónico del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso.



Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida



Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Forma de onda V1					
	RMS		RMS		RMS
H01	79.1	H18	0.2	H35	0.2
H02	0.1	H19	0.4	H36	0.2
H03	0.1	H20	0.3	H37	0.3
H04	0.0	H21	0.2	H38	0.3
H05	1.9	H22	0.3	H39	0.4
H06	0.1	H23	0.4	H40	0.3
H07	0.4	H24	0.2	H41	0.1
H08	0.2	H25	0.3	H42	0.1
H09	0.1	H26	0.3	H43	0.3
H10	0.2	H27	0.3	H44	0.2
H11	0.6	H28	0.3	H45	0.4
H12	0.1	H29	0.3	H46	0.3
H13	0.4	H30	0.2	H47	0.1
H14	0.2	H31	0.3	H48	0.0
H15	0.1	H32	0.3	H49	0.3
H16	0.2	H33	0.4	H50	0.1
H17	0.5	H34	0.4		

Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

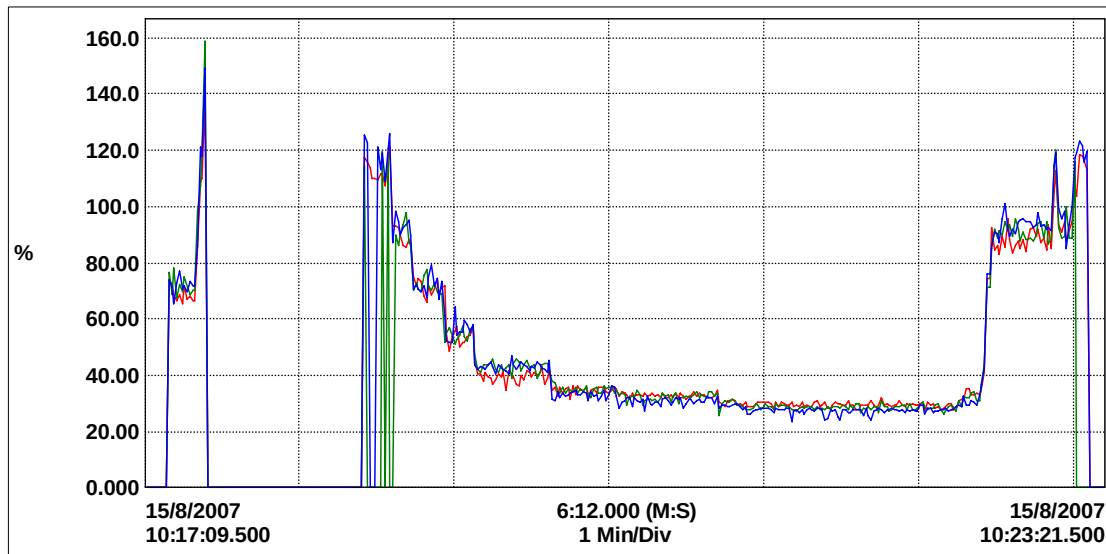
Forma de onda V1					
	(%)		(%)		(%)
H01	100.0	H18	0.2	H35	0.2
H02	0.1	H19	0.5	H36	0.2
H03	0.1	H20	0.4	H37	0.4
H04	0.1	H21	0.3	H38	0.3
H05	2.4	H22	0.4	H39	0.5
H06	0.1	H23	0.5	H40	0.4
H07	0.5	H24	0.3	H41	0.1
H08	0.2	H25	0.4	H42	0.1
H09	0.1	H26	0.4	H43	0.4
H10	0.2	H27	0.3	H44	0.3
H11	0.7	H28	0.4	H45	0.5
H12	0.2	H29	0.4	H46	0.4
H13	0.5	H30	0.3	H47	0.1
H14	0.3	H31	0.4	H48	0.1
H15	0.2	H32	0.4	H49	0.3
H16	0.3	H33	0.5	H50	0.1
H17	0.7	H34	0.5		

Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

❖ Armónicos de Las Señales de Corriente

Comportamiento de la distorsión armónica total (THDi) de las Corrientes de línea demandadas.

Figura 92. Distorsión armónica total de las corrientes de línea del rectificador controlado por ángulo de retraso.



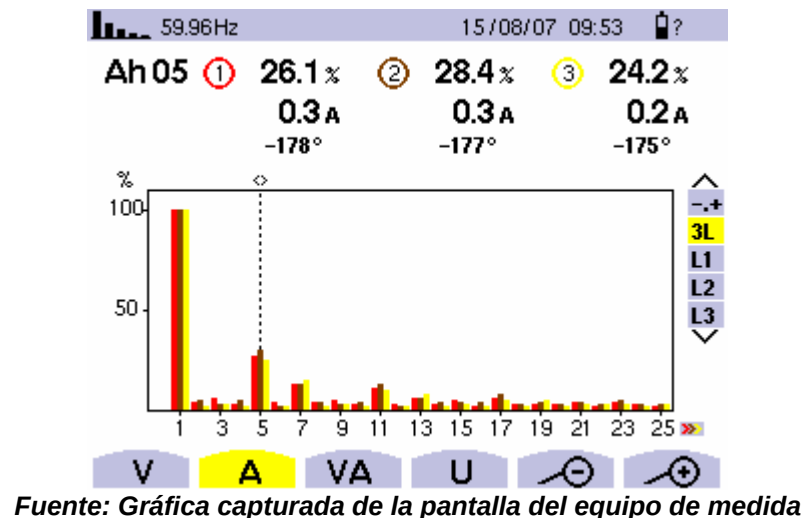
Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Máxima 124,6%, promedio 35,95%

Nota: El THDi esta dado en % de la componente fundamental de las corrientes de línea demandadas.

El espectro de componentes de frecuencia de las tres corrientes de línea exigidas por el rectificador se presenta a continuación:

Figura 93. Espectro de las componentes de frecuencia de las tres corrientes de línea del rectificador controlado por ángulo de retraso.



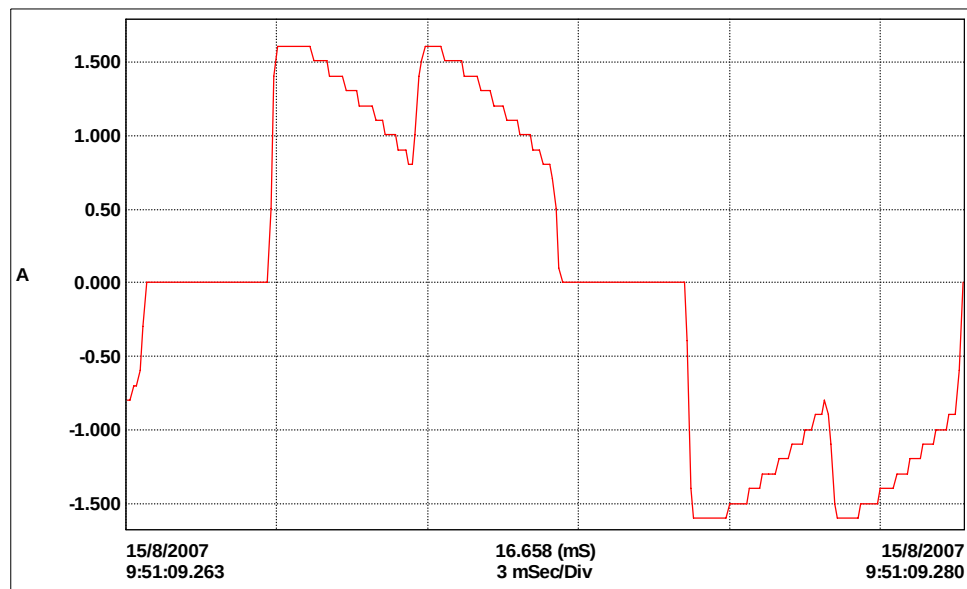
En la gráfica anterior (figura 75) se observa que los armónicos de magnitud predominante de las señales de corriente son el 5°, 7° y 11°.

A continuación se presentan en forma individual el espectro de las componentes de frecuencia armónica de cada una de las corrientes de línea exigidos por el rectificador bajo prueba.

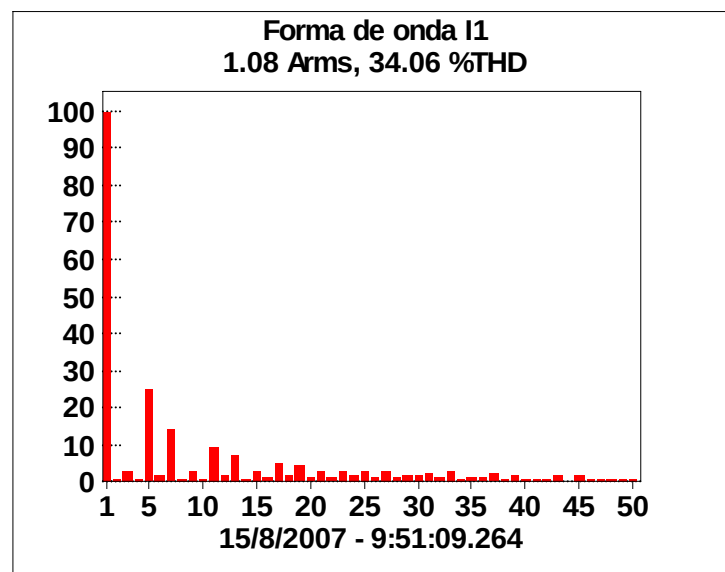
Se muestra la forma de onda de cada una de las señales de corriente, su espectro armónico en función de la frecuencia y la magnitud de cada una de las componentes en forma tabulada en valor RMS y en % respecto a la componente fundamental de cada una de las corrientes de línea.

Figura 94. Formas de onda de las señales de corriente de las fases A, B Y C y su respectivo espectro armónico para el rectificador controlado por variación del ángulo de retraso.

Fase A



Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida



Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Forma de onda I1					
	RMS		RMS		RMS
H01	1.0	H18	0.0	H35	0.0
H02	0.0	H19	0.0	H36	0.0
H03	0.0	H20	0.0	H37	0.0
H04	0.0	H21	0.0	H38	0.0
H05	0.3	H22	0.0	H39	0.0
H06	0.0	H23	0.0	H40	0.0
H07	0.1	H24	0.0	H41	0.0
H08	0.0	H25	0.0	H42	0.0
H09	0.0	H26	0.0	H43	0.0
H10	0.0	H27	0.0	H44	0.0
H11	0.1	H28	0.0	H45	0.0
H12	0.0	H29	0.0	H46	0.0
H13	0.1	H30	0.0	H47	0.0
H14	0.0	H31	0.0	H48	0.0
H15	0.0	H32	0.0	H49	0.0
H16	0.0	H33	0.0	H50	0.0
H17	0.1	H34	0.0		

Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Forma de onda I1					
	(%)		(%)		(%)
H01	100.0	H18	1.9	H35	1.4
H02	1.0	H19	4.6	H36	1.3
H03	2.9	H20	1.1	H37	2.2
H04	0.9	H21	3.2	H38	0.9
H05	25.2	H22	1.1	H39	2.1
H06	1.6	H23	3.0	H40	0.7
H07	14.0	H24	1.7	H41	1.0
H08	0.9	H25	3.2	H42	1.1
H09	3.0	H26	1.2	H43	1.6
H10	1.0	H27	3.2	H44	0.5
H11	9.5	H28	1.2	H45	1.8
H12	1.8	H29	2.0	H46	0.9
H13	7.3	H30	1.7	H47	0.8
H14	1.1	H31	2.4	H48	0.7
H15	3.0	H32	1.1	H49	0.8
H16	1.2	H33	3.0	H50	0.6
H17	5.1	H34	0.8		

Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

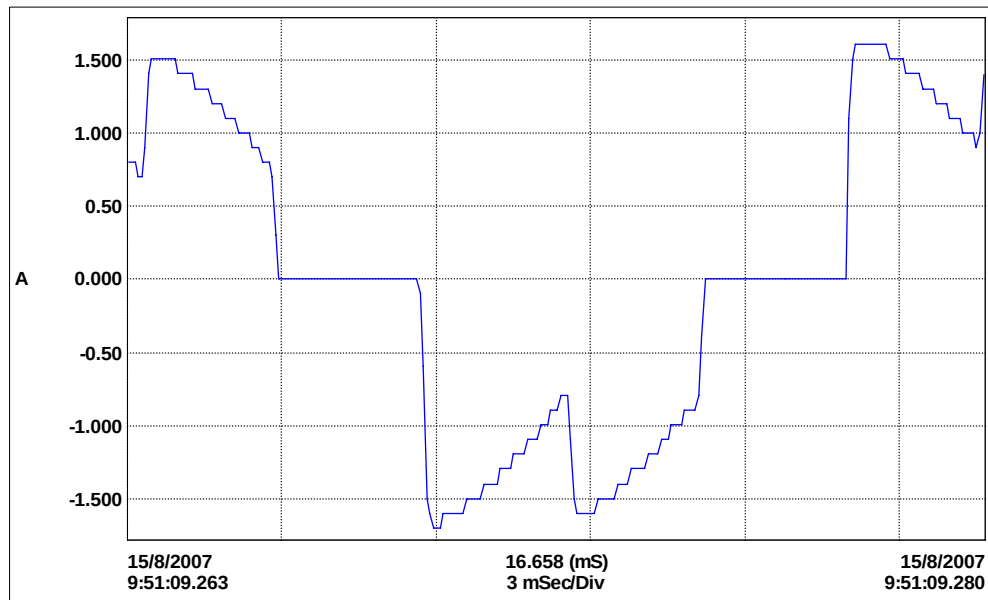
Forma de onda I2					
	RMS		RMS		RMS
H01	1.0	H18	0.0	H35	0.0
H02	0.0	H19	0.0	H36	0.0
H03	0.0	H20	0.0	H37	0.0
H04	0.0	H21	0.0	H38	0.0
H05	0.2	H22	0.0	H39	0.0
H06	0.0	H23	0.0	H40	0.0
H07	0.1	H24	0.0	H41	0.0
H08	0.0	H25	0.0	H42	0.0
H09	0.0	H26	0.0	H43	0.0
H10	0.0	H27	0.0	H44	0.0
H11	0.1	H28	0.0	H45	0.0
H12	0.0	H29	0.0	H46	0.0
H13	0.1	H30	0.0	H47	0.0
H14	0.0	H31	0.0	H48	0.0
H15	0.0	H32	0.0	H49	0.0
H16	0.0	H33	0.0	H50	0.0
H17	0.0	H34	0.0		

Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

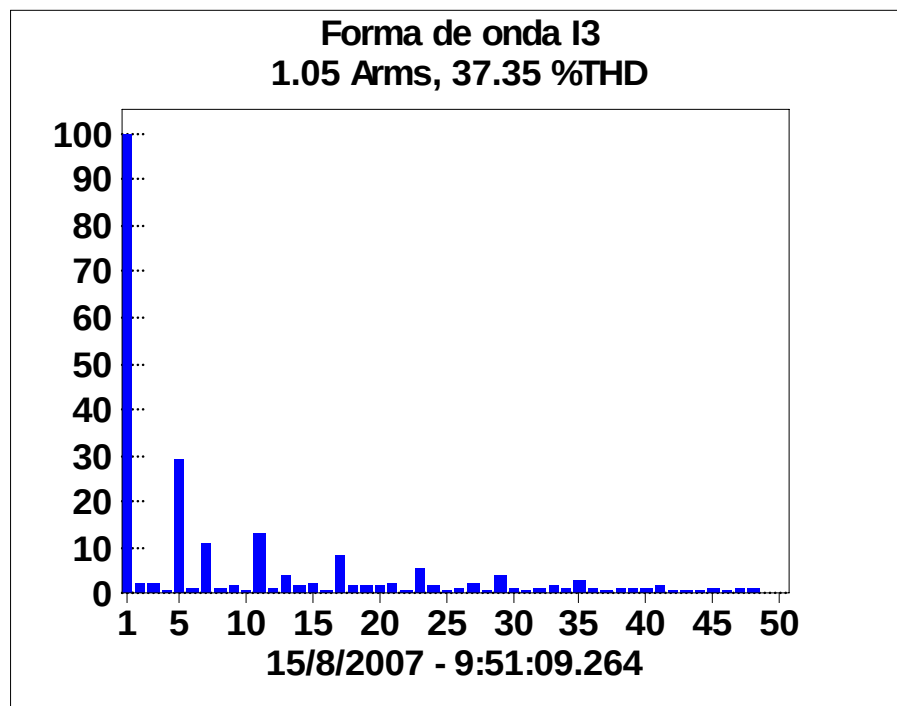
Forma de onda I2					
	(%)		(%)		(%)
H01	100.0	H18	1.9	H35	1.8
H02	1.9	H19	3.6	H36	0.9
H03	4.3	H20	3.0	H37	1.5
H04	0.4	H21	4.7	H38	1.8
H05	25.2	H22	1.5	H39	3.1
H06	0.7	H23	2.6	H40	0.3
H07	13.9	H24	1.8	H41	1.4
H08	2.1	H25	2.4	H42	0.3
H09	4.6	H26	3.1	H43	1.1
H10	0.7	H27	4.3	H44	0.7
H11	8.7	H28	1.2	H45	2.3
H12	1.5	H29	2.2	H46	0.7
H13	6.4	H30	1.5	H47	0.7
H14	2.8	H31	2.0	H48	0.4
H15	4.8	H32	2.5	H49	0.8
H16	1.0	H33	3.7	H50	0.6
H17	4.2	H34	0.6		

Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Fase C



Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida



Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Forma de onda I3					
	RMS		RMS		RMS
H01	1.0	H18	0.0	H35	0.0
H02	0.0	H19	0.0	H36	0.0
H03	0.0	H20	0.0	H37	0.0
H04	0.0	H21	0.0	H38	0.0
H05	0.3	H22	0.0	H39	0.0
H06	0.0	H23	0.1	H40	0.0
H07	0.1	H24	0.0	H41	0.0
H08	0.0	H25	0.0	H42	0.0
H09	0.0	H26	0.0	H43	0.0
H10	0.0	H27	0.0	H44	0.0
H11	0.1	H28	0.0	H45	0.0
H12	0.0	H29	0.0	H46	0.0
H13	0.0	H30	0.0	H47	0.0
H14	0.0	H31	0.0	H48	0.0
H15	0.0	H32	0.0	H49	0.0
H16	0.0	H33	0.0	H50	0.0
H17	0.1	H34	0.0		

Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Forma de onda I3					
	(%)		(%)		(%)
H01	100.0	H18	1.7	H35	2.9
H02	2.2	H19	1.7	H36	1.3
H03	2.6	H20	1.8	H37	0.6
H04	0.9	H21	2.2	H38	1.1
H05	29.5	H22	0.8	H39	1.6
H06	1.4	H23	5.8	H40	1.2
H07	11.1	H24	1.9	H41	2.1
H08	1.6	H25	0.8	H42	1.1
H09	2.0	H26	1.5	H43	0.7
H10	0.9	H27	2.3	H44	0.7
H11	13.0	H28	1.0	H45	1.3
H12	1.6	H29	4.2	H46	0.7
H13	4.1	H30	1.6	H47	1.3
H14	1.7	H31	0.7	H48	1.2
H15	2.2	H32	1.3	H49	0.5
H16	0.9	H33	2.0	H50	0.3
H17	8.2	H34	1.3		

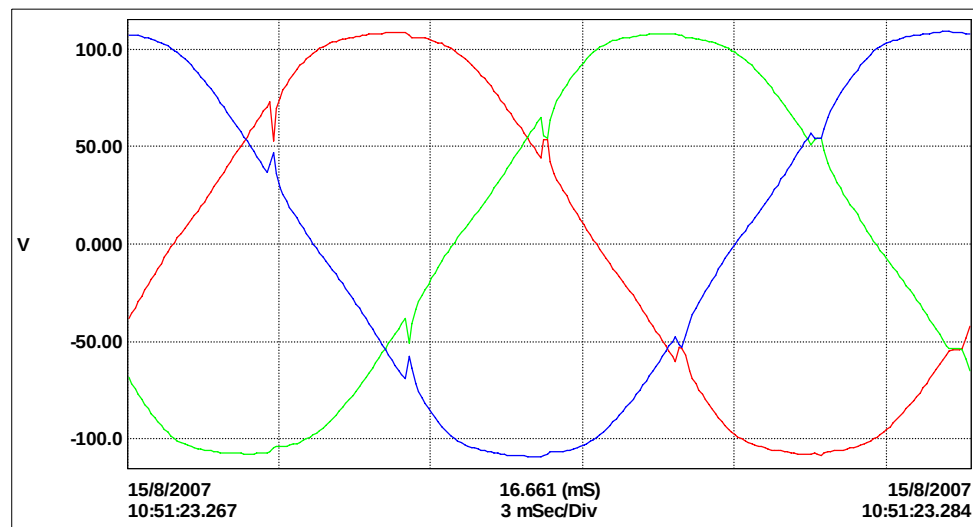
Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

4.4.2. Rectificador controlado por variación del ángulo de retraso y modulación interna del ancho de pulso a alta frecuencia

De igual manera para el rectificador controlado por variación del ángulo de retraso y modulación interna de pulsos, algunas de las graficas y tablas que se presentan a continuación fueron capturadas por la pantalla del equipo de medición y otras fueron adquiridas por medio del software que maneja el mismo.

1. Formas de Onda de los Voltajes de línea de Alimentación

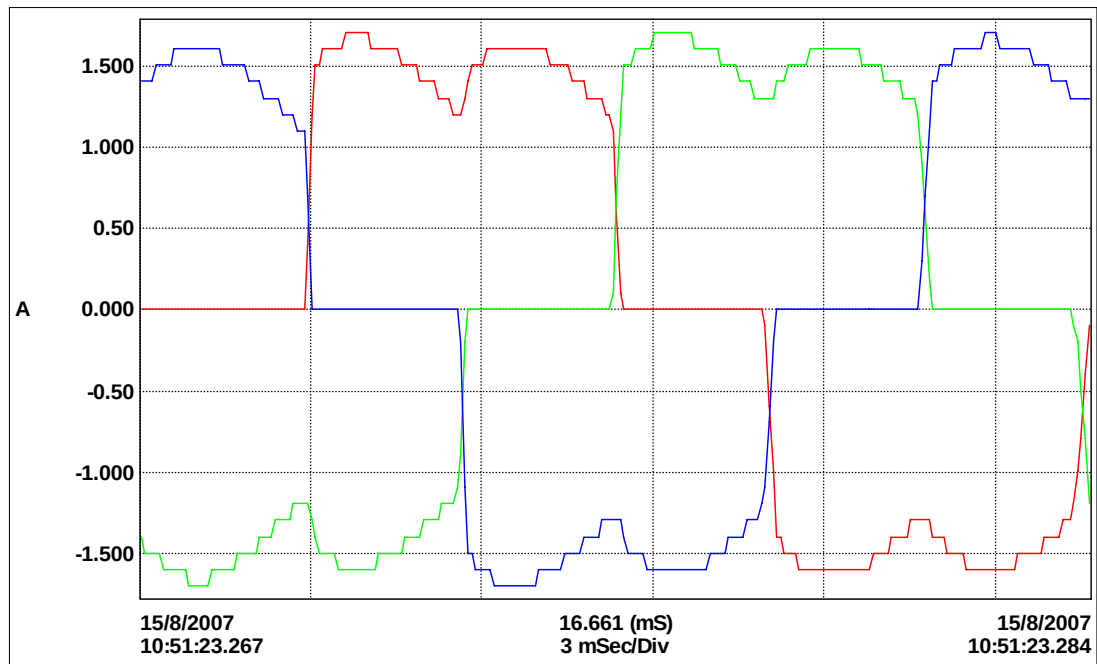
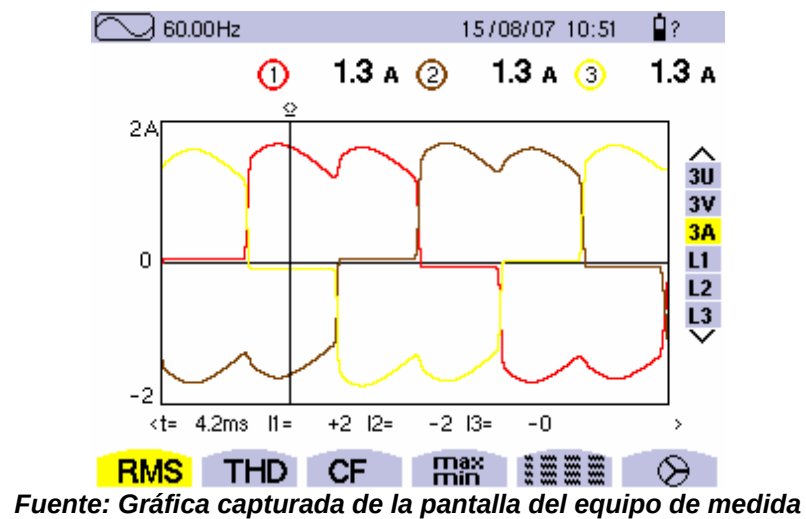
Figura 95. Formas de onda de los voltajes de alimentación del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso y modulación interna de pulsos.



Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

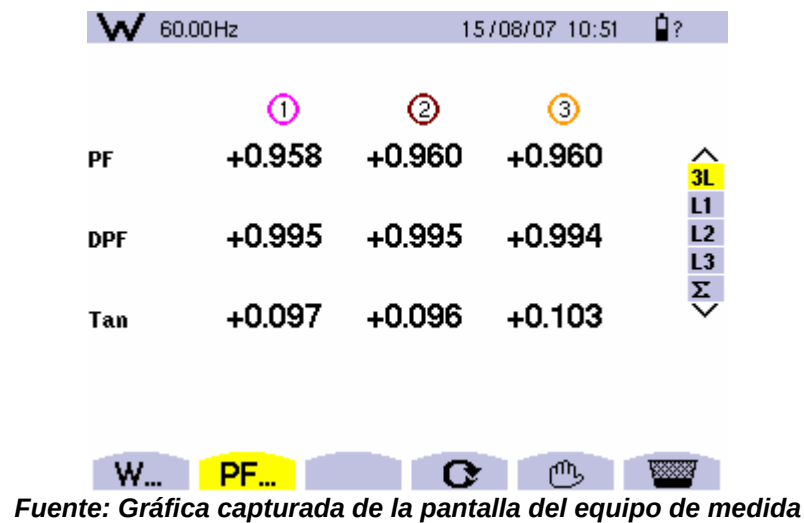
2. Formas de onda de las corrientes de línea

Figura 96. Formas de onda de las corrientes de línea del rectificador controlado por variación del ángulo de retraso y modulación interna de pulsos.



3. Factor de Potencia Total (PF), Factor de Potencia de Desplazamiento o fundamental (DPF) y Tangente del ángulo de Desfase entre las Señales de Voltaje y de Corriente en cada una de las líneas (L1, L2 y L3):

Figura 97. Factor de potencia total y factor de desplazamiento para el rectificador controlado por ángulo de retraso.



4. Componentes de frecuencia armónicas de las señales de voltaje y de corriente

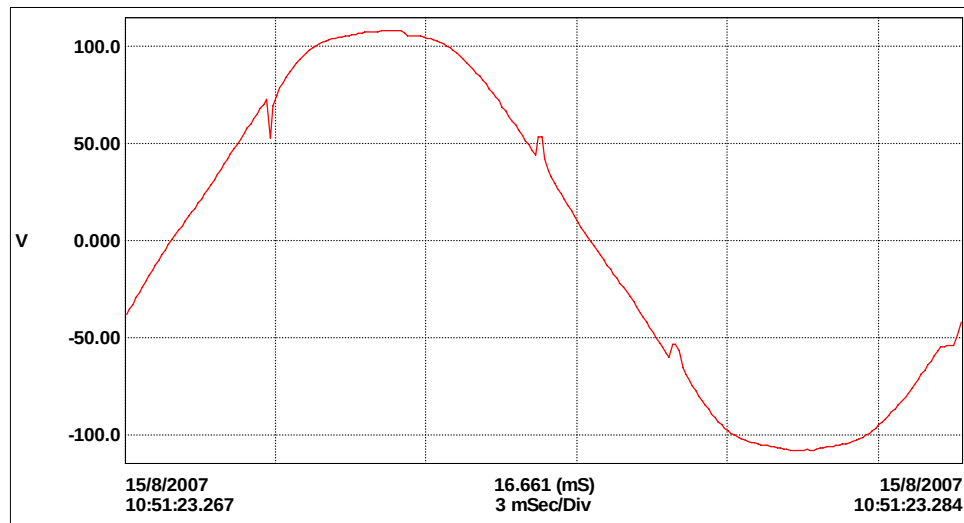
❖ Armónicos de Las Señales de Voltaje

A continuación se presentan las componentes de frecuencia armónica de cada una de las fases de línea del sistema de voltajes de alimentación del rectificador bajo prueba.

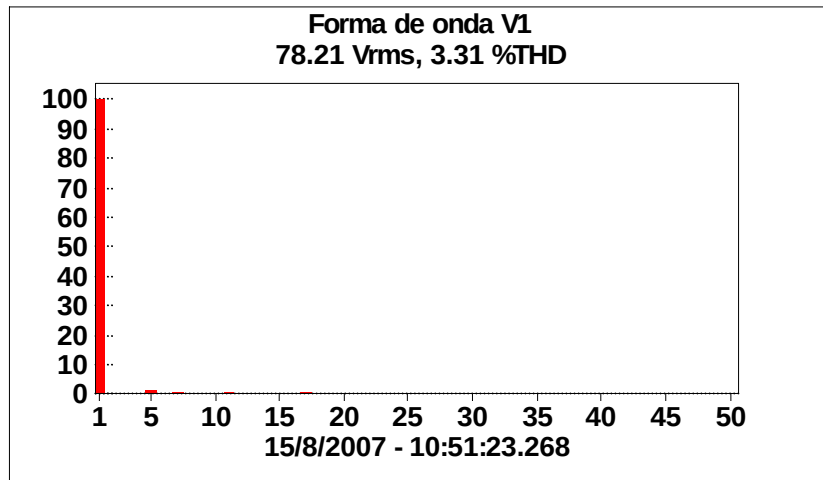
Se presenta la forma de onda de cada una de las señales de voltaje, su espectro armónico en función de la frecuencia y la magnitud de cada una de las componentes de frecuencia en forma tabulada.

Figura 98. Formas de onda de las señales de voltaje y su respectivo espectro armónico del rectificador controlado por ángulo de retraso y modulación interna del ancho del pulso.

Fase A



Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida



Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Forma de onda V1					
	RMS		RMS		RMS
H01	78.2	H18	0.3	H35	0.1
H02	0.1	H19	0.2	H36	0.4
H03	0.2	H20	0.4	H37	0.2
H04	0.1	H21	0.2	H38	0.3
H05	1.4	H22	0.2	H39	0.2
H06	0.1	H23	0.3	H40	0.0
H07	1.0	H24	0.3	H41	0.0
H08	0.2	H25	0.1	H42	0.3
H09	0.1	H26	0.4	H43	0.2
H10	0.2	H27	0.2	H44	0.2
H11	0.9	H28	0.1	H45	0.2
H12	0.2	H29	0.2	H46	0.0
H13	0.4	H30	0.4	H47	0.1
H14	0.4	H31	0.1	H48	0.3
H15	0.2	H32	0.4	H49	0.2
H16	0.2	H33	0.2	H50	0.2
H17	0.5	H34	0.1		

Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Forma de onda V1					
	(%)		(%)		(%)
H01	100.0	H18	0.3	H35	0.1
H02	0.1	H19	0.3	H36	0.5
H03	0.3	H20	0.5	H37	0.2
H04	0.1	H21	0.2	H38	0.4
H05	1.8	H22	0.3	H39	0.2
H06	0.1	H23	0.4	H40	0.1
H07	1.2	H24	0.4	H41	0.0
H08	0.3	H25	0.1	H42	0.4
H09	0.2	H26	0.6	H43	0.3
H10	0.3	H27	0.2	H44	0.3
H11	1.2	H28	0.2	H45	0.3
H12	0.2	H29	0.3	H46	0.0
H13	0.5	H30	0.4	H47	0.1
H14	0.5	H31	0.2	H48	0.4
H15	0.2	H32	0.5	H49	0.3
H16	0.3	H33	0.2	H50	0.2
H17	0.7	H34	0.1		

Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

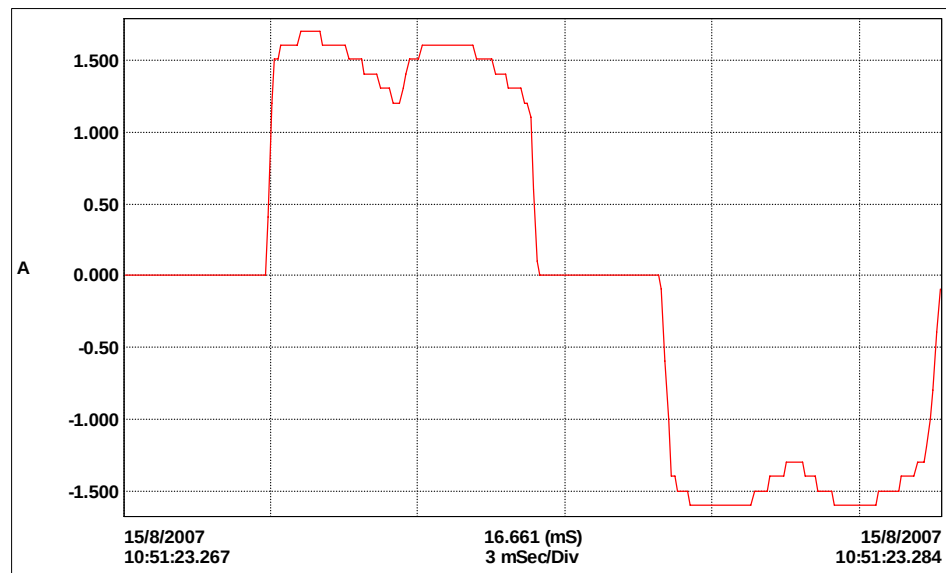
❖ Armónicos de Las Señales de Corriente

A continuación se presentan en forma individual el espectro de las componentes de frecuencia armónica de cada una de las corrientes de línea exigidos por el rectificador bajo prueba.

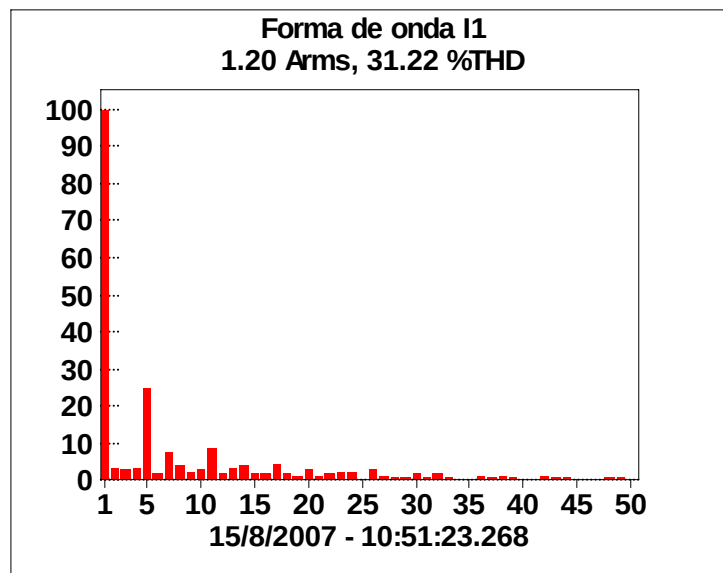
Se muestra la forma de onda de cada una de las señales de corriente, su espectro armónico en función de la frecuencia y la magnitud de cada una de las componentes en forma tabulada en valor RMS y en % respecto a la componente fundamental de cada una de las corrientes de línea.

Figura 99. Formas de onda de las señales de corriente de las fases A, B Y C y su respectivo espectro armónico para el rectificador controlado por ángulo de retraso con modulación interna del ancho de pulso.

Fase A



Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida



Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

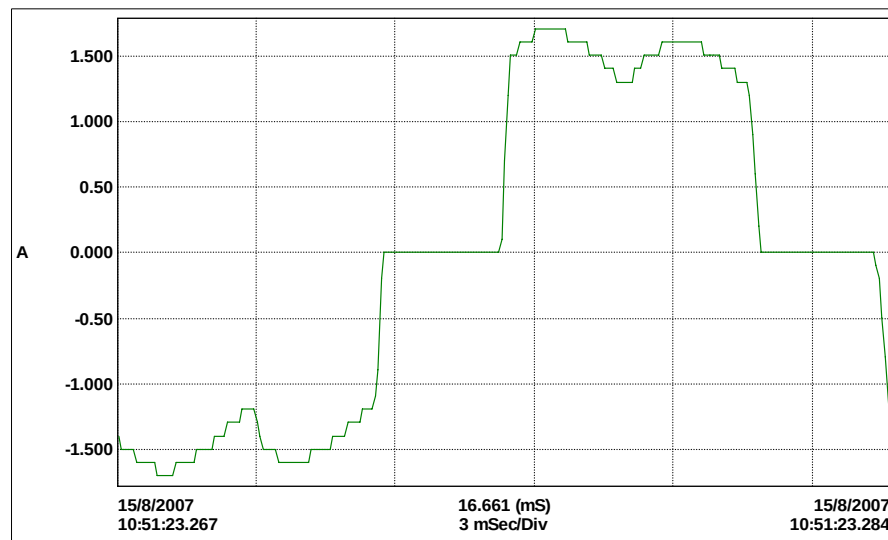
Forma de onda I1					
	(%)		(%)		(%)
H01	100.0	H18	2.0	H35	0.3
H02	3.7	H19	1.3	H36	1.5
H03	2.7	H20	3.2	H37	0.6
H04	3.7	H21	1.2	H38	1.6
H05	25.3	H22	1.8	H39	0.7
H06	1.9	H23	2.4	H40	0.1
H07	8.0	H24	2.2	H41	0.1
H08	4.2	H25	0.5	H42	1.2
H09	2.2	H26	3.0	H43	1.0
H10	3.1	H27	1.3	H44	1.0
H11	8.9	H28	0.9	H45	0.3
H12	2.1	H29	0.9	H46	0.2
H13	3.3	H30	2.1	H47	0.4
H14	3.9	H31	0.6	H48	0.9
H15	1.8	H32	2.0	H49	0.7
H16	2.0	H33	0.6	H50	0.4
H17	4.5	H34	0.5		

Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

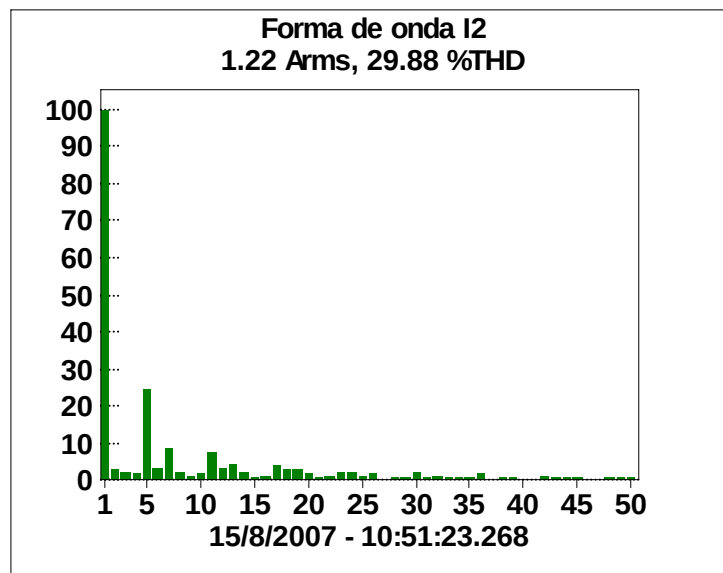
Forma de onda I1						
	RMS		RMS		RMS	
H01	1.1		H18	0.0	H35	0.0
H02	0.0		H19	0.0	H36	0.0
H03	0.0		H20	0.0	H37	0.0
H04	0.0		H21	0.0	H38	0.0
H05	0.3		H22	0.0	H39	0.0
H06	0.0		H23	0.0	H40	0.0
H07	0.1		H24	0.0	H41	0.0
H08	0.0		H25	0.0	H42	0.0
H09	0.0		H26	0.0	H43	0.0
H10	0.0		H27	0.0	H44	0.0
H11	0.1		H28	0.0	H45	0.0
H12	0.0		H29	0.0	H46	0.0
H13	0.0		H30	0.0	H47	0.0
H14	0.0		H31	0.0	H48	0.0
H15	0.0		H32	0.0	H49	0.0
H16	0.0		H33	0.0	H50	0.0
H17	0.1		H34	0.0		

Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Fase B



Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida



Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

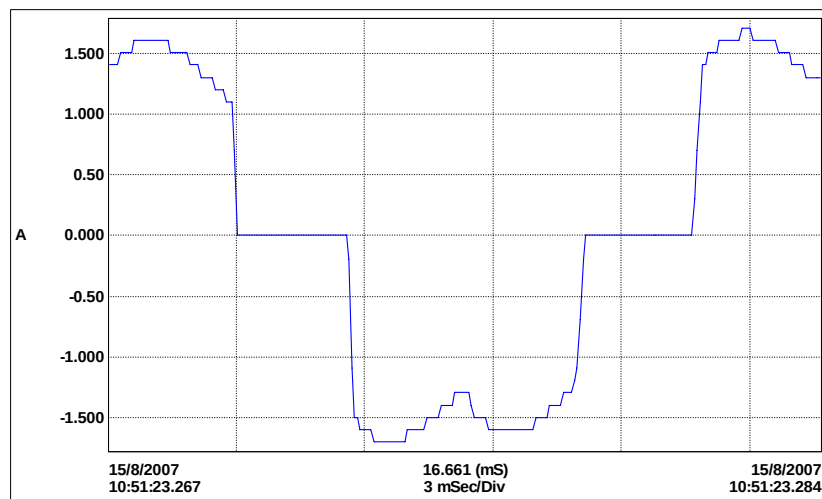
Forma de onda I2					
	(%)		(%)		(%)
H01	100.0	H18	3.0	H35	0.6
H02	2.7	H19	3.0	H36	1.7
H03	2.2	H20	1.9	H37	0.5
H04	2.0	H21	0.8	H38	0.7
H05	24.3	H22	1.2	H39	0.6
H06	3.4	H23	2.2	H40	0.2
H07	9.1	H24	2.5	H41	0.2
H08	2.5	H25	1.6	H42	1.3
H09	1.1	H26	1.6	H43	0.6
H10	1.9	H27	0.5	H44	0.9
H11	7.9	H28	0.6	H45	0.9
H12	3.2	H29	1.0	H46	0.5
H13	4.7	H30	2.4	H47	0.3
H14	2.2	H31	0.8	H48	0.7
H15	0.9	H32	1.4	H49	0.8
H16	1.6	H33	0.9	H50	0.8
H17	4.0	H34	0.8		

Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

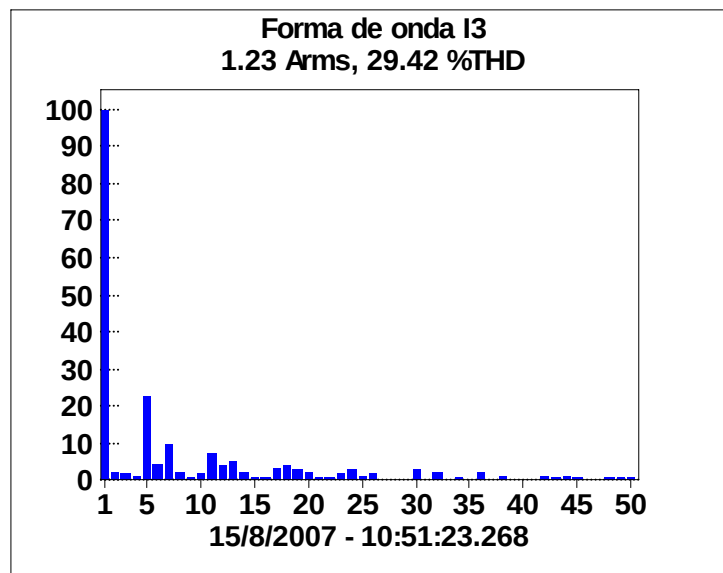
Forma de onda I2					
	RMS		RMS		RMS
H01	1.2	H18	0.0	H35	0.0
H02	0.0	H19	0.0	H36	0.0
H03	0.0	H20	0.0	H37	0.0
H04	0.0	H21	0.0	H38	0.0
H05	0.3	H22	0.0	H39	0.0
H06	0.0	H23	0.0	H40	0.0
H07	0.1	H24	0.0	H41	0.0
H08	0.0	H25	0.0	H42	0.0
H09	0.0	H26	0.0	H43	0.0
H10	0.0	H27	0.0	H44	0.0
H11	0.1	H28	0.0	H45	0.0
H12	0.0	H29	0.0	H46	0.0
H13	0.1	H30	0.0	H47	0.0
H14	0.0	H31	0.0	H48	0.0
H15	0.0	H32	0.0	H49	0.0
H16	0.0	H33	0.0	H50	0.0
H17	0.0	H34	0.0		

Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Fase C



Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida



Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Forma de onda I3					
	(%)		(%)		(%)
H01	100.0	H18	4.0	H35	0.2
H02	2.7	H19	2.8	H36	2.2
H03	1.9	H20	2.4	H37	0.5
H04	1.6	H21	0.6	H38	1.2
H05	23.1	H22	1.0	H39	0.4
H06	4.6	H23	1.7	H40	0.2
H07	9.8	H24	3.1	H41	0.1
H08	2.7	H25	1.3	H42	1.5
H09	1.0	H26	2.0	H43	0.8
H10	1.7	H27	0.1	H44	1.2
H11	7.2	H28	0.2	H45	0.7
H12	4.3	H29	0.5	H46	0.2
H13	4.9	H30	2.7	H47	0.5
H14	2.4	H31	0.4	H48	0.8
H15	0.8	H32	2.2	H49	0.8
H16	1.0	H33	0.2	H50	0.6
H17	3.4	H34	0.5		

Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Forma de onda I3					
	RMS		RMS		RMS
H01	1.2	H18	0.0	H35	0.0
H02	0.0	H19	0.0	H36	0.0
H03	0.0	H20	0.0	H37	0.0
H04	0.0	H21	0.0	H38	0.0
H05	0.3	H22	0.0	H39	0.0
H06	0.1	H23	0.0	H40	0.0
H07	0.1	H24	0.0	H41	0.0
H08	0.0	H25	0.0	H42	0.0
H09	0.0	H26	0.0	H43	0.0
H10	0.0	H27	0.0	H44	0.0
H11	0.1	H28	0.0	H45	0.0
H12	0.1	H29	0.0	H46	0.0
H13	0.1	H30	0.0	H47	0.0
H14	0.0	H31	0.0	H48	0.0
H15	0.0	H32	0.0	H49	0.0
H16	0.0	H33	0.0	H50	0.0
H17	0.0	H34	0.0		

Fuente: Gráfica adquirida a través del software del equipo de medida

Como conclusión general de los anteriores resultados y análisis, se puede resumir que el factor de potencia para determinadas condiciones de voltaje de alimentación, voltaje de salida, carga y potencia, que origina el control híbrido (control por variación del ángulo de retraso y modulación interna del ancho del pulso) es un muy buen control ya que mejora considerablemente el Factor de Potencia ($PF = 0.968$), y se demuestra que este tipo de control es mucho mejor que el control tradicional del ángulo de retraso ($PF = 0.801$). Por tal razón se logra cumplir con el objetivo primordial de este proyecto que es mejorar el factor de potencia mediante un rectificador trifásico totalmente controlado mediante.

4.5. EQUIPOS DE MEDIDA UTILIZADOS

Las características de los equipos de medida utilizados para la realización de las pruebas efectuadas al rectificador construido son las siguientes:

❖ **Analizador de calidad de potencia:** Marca AEMC modelo 3945B

Número de canales:	7 (4 de voltaje, 3 de corriente).
Rango de voltaje (TRMS): Fase a Fase:	830 V – Fase a Neutro 480 V.
Pinzas de corriente:	0 a 5 A.
Resolución:	0,1 A;
Precisión:	(0,5%)
Exactitud:	
En Voltaje y corriente:	<1.0%.
En Potencia, energía:	<1.0%
En Frecuencia:	<0.04%
En Factor de Potencia:	<1.5%
Frecuencia de muestreo:	256 muestras por ciclo para valores TRMS más DC. 1/256 de un ciclo para la captura de eventos.
Medida de frecuencia:	40 - 69 Hz, resolución 0.01 Hz.
Medida de armónicos:	0 - 50 armónico, ángulo de fase, magnitud.
Umbral:	Automático, adaptado a la actividad.
Certificaciones:	CUL, UL, CSA, CE.
Registros:	Forma de Onda, Diagrama Fasorial, modo de alarmas, registros, medida de potencia y energía, flickers, armónicos de voltaje, corriente y VA.

❖ **Osciloscopio Digital:** Marca Tecktronix, referencia

Frecuencia de Muestreo:	50 MHz
Número de canales:	2.
Resolución:	0.1 A
Precisión:	0.8%

Voltaje Máx.: 1000 V

❖ **Multímetro digital:** Marca Fluke,

Resolución: 0.1 A

Precisión: 10%

Voltaje Max.: 1000 V

❖ **Multímetro digital:** Marca Dell'Lorenzo

Voltaje Alimentación: 9 Volts

F: 10/250 V ϕ 6.3 x 32

F: 0.63/250 V ϕ 6.3 x 32

Voltaje Máx.: 1000 V

5. CONCLUSIONES

A continuación se presentan las observaciones y conclusiones acerca del desarrollo de este trabajo. También se exponen las recomendaciones y sugerencias futuras para hacer de este trabajo una aplicación mucho mas compacta y versátil.

5.1. OBSERVACIONES DEL PROYECTO

- Las pruebas iniciales se realizaron con base a los MOSFET de potencia IRFZ44N, los cuales respondieron muy bien al control realizado y aunque su tensión de ruptura no es muy alta, facilitó hacer las pruebas en el primer prototipo realizado obteniendo muy buenos resultados a un bajo costo.
- Las pruebas iniciales se hicieron a distintos valores de tensión de entrada para familiarizarse con el circuito realizado y prevenir al máximo accidentes con la red trifásica. Para esto se contó con un autotransformador 440/220 de 8 A ubicado en el laboratorio de máquinas eléctricas de la Universidad Industrial de Santander con el cual se podía aumentar la tensión desde 10 Vrms en adelante. Para cada valor de tensión aplicado se hace necesario calcular la resistencia de entrada del circuito de cruce por cero para que la tarjeta funcione correctamente, por lo tanto es recomendable ajustar un potenciómetro para tal efecto.
- El programa PSPICE para simulación fue de vital importancia para predecir los resultados a obtener en la tarjeta no solo a la salida de ésta sino también en las distintas secciones de la misma. Por medio de ésta importante herramienta se pudo mejorar el circuito, reparar distintas fallas y contrastar con los datos teóricos y con los datos obtenidos

experimentalmente en el laboratorio. Todos los resultados que éste programa arroja tanto en tablas como en gráficas vienen dados en valores pico.

- El rectificador diseñado presenta sensibilidad a la secuencia, por tal razón se debe asegurar que la secuencia sea positiva para que el circuito funcione correctamente. Igualmente se debe evaluar el rango de cargas resistivas para el que puede operar adecuadamente.
- El dispositivo cuenta con la implementación en hardware para la detección de cruce de las tres fases ubicadas en la tarjeta mediante un juego de jumpers, luego para detectar las tres fases se debe modificar únicamente el software.
- La tarjeta de desarrollo 56F800 de Motorola además de brindar los periféricos necesarios para la programación del DSP 56F801 mediante codewarrior, y los periféricos de salida del mismo, sirvieron para obtener las fuentes de 3.3v y de 5v necesarias para la alimentación de los integrados que se usaron en la tarjeta.

5.2. CONCLUSIONES DEL PROYECTO

- Se adquirió la tarjeta de desarrollo 56F800 de Motorola basada en el DSP 56F801 que genera con gran precisión los pulsos PWM programados para controlar los MOSFET de potencia del puente rectificador implementado.
- Se diseñó e implementó un puente rectificador completamente controlado de 220V- 2A basado en el MOSFET IRFP450 obteniendo una potencia superior a los 300 W. Las protecciones implementadas se basan

principalmente en dos diodos zener con tensión de ruptura de 15V conectados entre la puerta y el surtidor de cada MOSFET, para evitar que en éstos entren niveles de tensión superior a ésta; y el uso de disipadores para proteger a los MOSFET contra posibles daños ocasionados por altas temperaturas.

- Por medio de la programación en lenguaje C del DSP 56F801 y mediante el software CODEWARRIOR versión 6.0 se logra desarrollar un modelo de control mediante el ángulo de disparo y bloqueo para la rectificación trifásica. Mejorando el factor de potencia mediante la modulación por ancho de pulsos PWM a alta frecuencia.
- La tarjeta desarrollada brinda la oportunidad de ser reprogramada con distintos tipos de control sin tener que cambiar o agregar elementos físicos en la misma, haciendo de ésta un desarrollo versátil y robusto para el estudio y el análisis de los circuitos rectificadores controlados orientados al mejoramiento del factor de potencia en el área de electrónica de potencia y electrónica industrial.
- El máximo factor de potencia se obtiene para un ángulo de disparo de 0° y a una modulación interna de los PWM a una frecuencia de 40 khz. Estas dos variables se ajustan por medio de un potenciómetro dedicado a cada una de éstas; enlazados a los conversores ADC del DSP e implementados en la sección de control de la tarjeta desarrollada.
- Se debe tener en cuenta que se utilizaron circuitos lógicos digitales y circuitos integrados DIP para el control y el acondicionamiento de señal, y que en éstos se registran retardos que aunque sean pequeños se multiplican después de pasar por las distintas etapas del circuito, esto ocasiona que se vean algunos deslizamientos de frecuencia y pequeñas

ondas pulsantes en las señales de salida, características no deseadas dentro del circuito.

- A la luz de las nuevas normativas de la comisión de regulación de energía y gas (CREG) este proyecto cumple con la normativa vigente con la cual se exige un factor de potencia igual o superior a 0.9 y una distorsión armónica total de tensión que no supere el 5 %, para nuestro caso el factor de potencia alcanzó un valor de 0.96 y la distorsión armónica total de tensión de un 4%.

5.3. MEJORAS Y SUGERENCIAS FUTURAS PARA ESTE PROYECTO

- Hacer una interface gráfica y amigable donde se visualicen los factores de rendimiento del proyecto, el ángulo de disparo y las formas de onda de entrada y salida calculando el factor de potencia con el mismo DSP.
- La tarjeta desarrollada ofrece la opción de detectar no solo el cruce por cero de una de las fases sino también de las tres fases debiendo modificar el software para que esto tenga efecto. Los pines de propósito general GPIO de la tarjeta de desarrollo son suficientes para poder hacer éste tipo de pruebas.
- Diseñar la tarjeta con elementos de montaje superficial SOIC para mejorar las características de las señales disminuyendo las posibles señales de ruido.

BIBLIOGRAFÍA

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

SEDRA, Adel S. Y SMITH, Kenneth C. Circuitos Microelectrónicos Oxford University Press México, S.A. Cuarta Edicion1999.

MOHAN, Undeland, ROBBINS. "Power Electronics: Converters, Applications and Design". J. Wiley, 1989.

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.

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.

MOTOROLA., DSP56F80xUser's Manual.Revision 4.0. (2003) 1.1-1.12

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

M. SC. MARIUSZ, Malinowski, Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers, faculty of electrical engineering institute of control and industrial electronics.

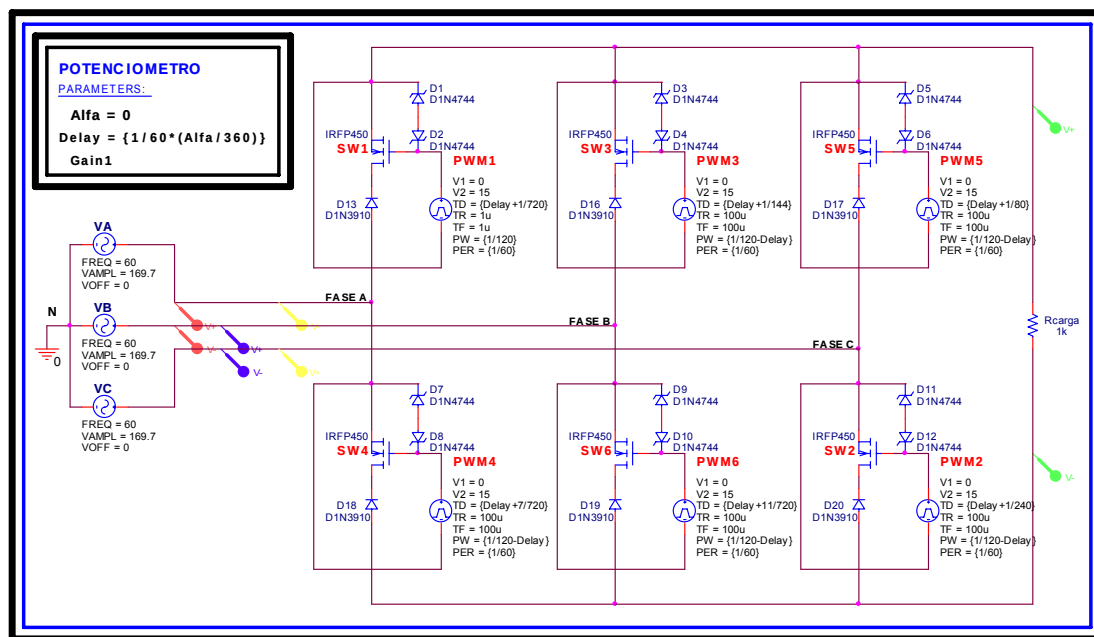
M. MALINOWSKI, M. P. KAŻMIERKOWSKI, A. TRZYNADLOWSKI, .Direct Power Control with virtual flux estimation for three-phase PWM rectifiers., in proc. IEEE-ISIE Conf., Puebla, pp. 442-447, 2000.

RAJASHEKARA, K., BHAT, A.K.S., BOSE, B.K. "Power Electronics" The Electrical Engineering Handbook Ed. Richard C. Dorf Boca Raton: CRC Press LLC, 2000.

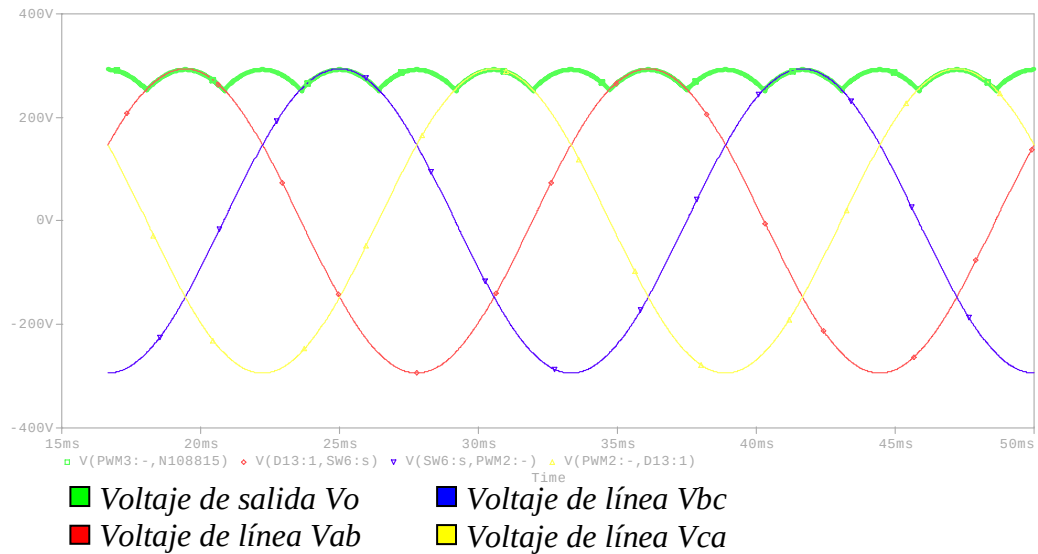
ANEXO A. SIMULACIONES CON ORCAD-PSPICE

A continuación se presentan las simulaciones del rectificador trifásico controlado.

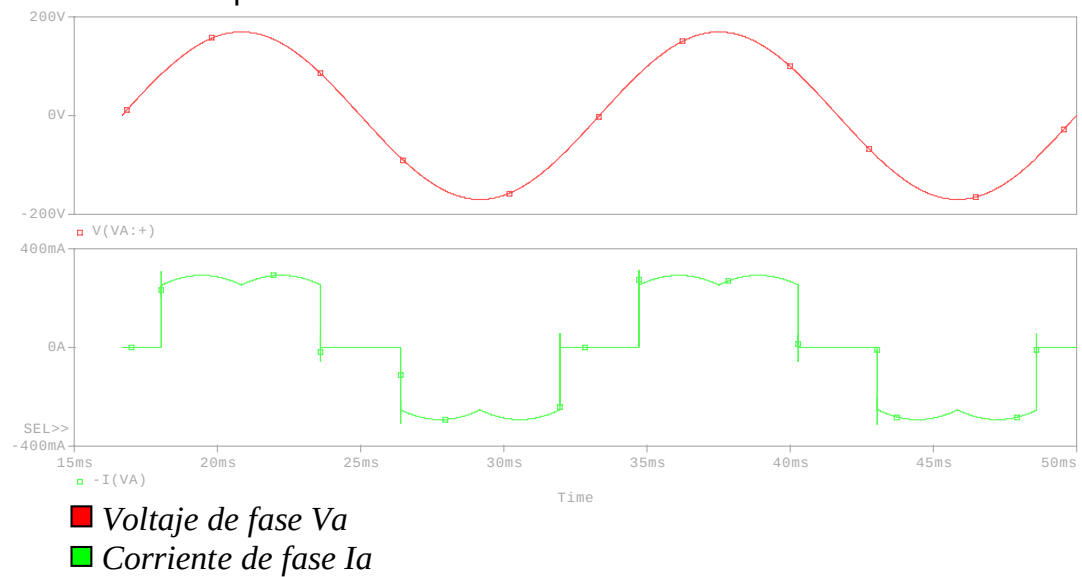
Figura A1. Rectificador trifásico totalmente controlado usando el mosfet de potencia IRFP450 con carga resistiva



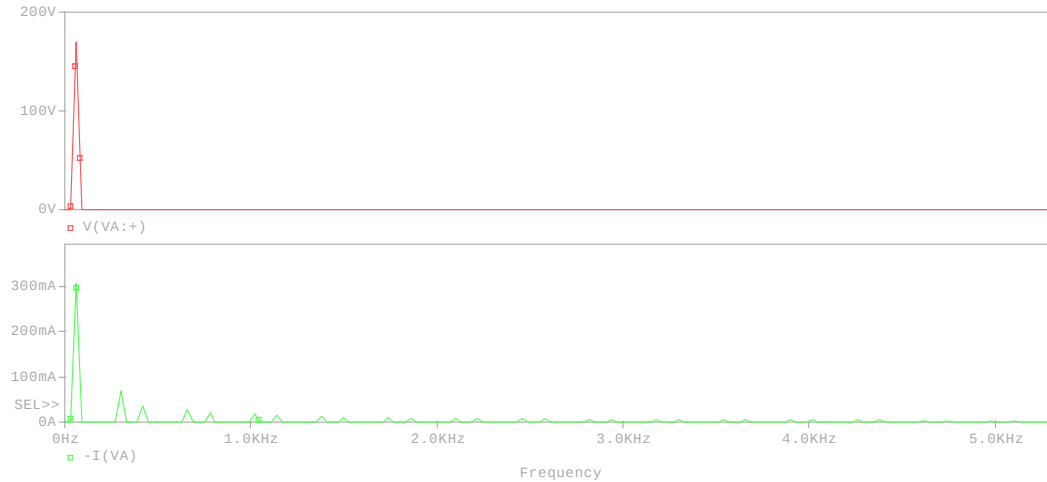
- Formas de onda del voltaje de entrada y salida del rectificador trifásico para un $\alpha = 0^\circ$



- Formas de onda del voltaje y corriente de entrada del rectificador trifásico para un $\alpha = 0^\circ$



- Análisis de la transformada rápida y discreta de Fourier del voltaje y la corriente de entrada



- Componentes de fourier del voltaje de fase Va
- Componentes de fourier de la Corriente de fase Ia

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_VA)					
DC COMPONENT = -2.097194E-05					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.085E-01	1.000E+00	1.800E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	4.886E-04	1.584E-03	-2.504E+00	-3.625E+02
3	1.800E+02	3.629E-04	1.176E-03	1.800E+02	-3.600E+02
4	2.400E+02	4.913E-04	1.593E-03	2.520E+00	-7.175E+02
5	3.000E+02	6.963E-02	2.257E-01	-2.935E-02	-9.000E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			2.257355E+01	PERCENT	

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(N87347)					
DC COMPONENT = 3.554449E-04					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.697E+02	1.000E+00	-7.159E-05	0.000E+00
2	1.200E+02	6.067E-04	3.575E-06	-1.246E+02	-1.246E+02
3	1.800E+02	4.744E-04	2.795E-06	1.331E+02	1.331E+02
4	2.400E+02	5.536E-04	3.262E-06	1.442E+01	1.442E+01
5	3.000E+02	3.767E-04	2.220E-06	-8.729E+01	-8.729E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			6.013445E-04	PERCENT	

$$\phi_1 = 180^\circ = 0^\circ$$

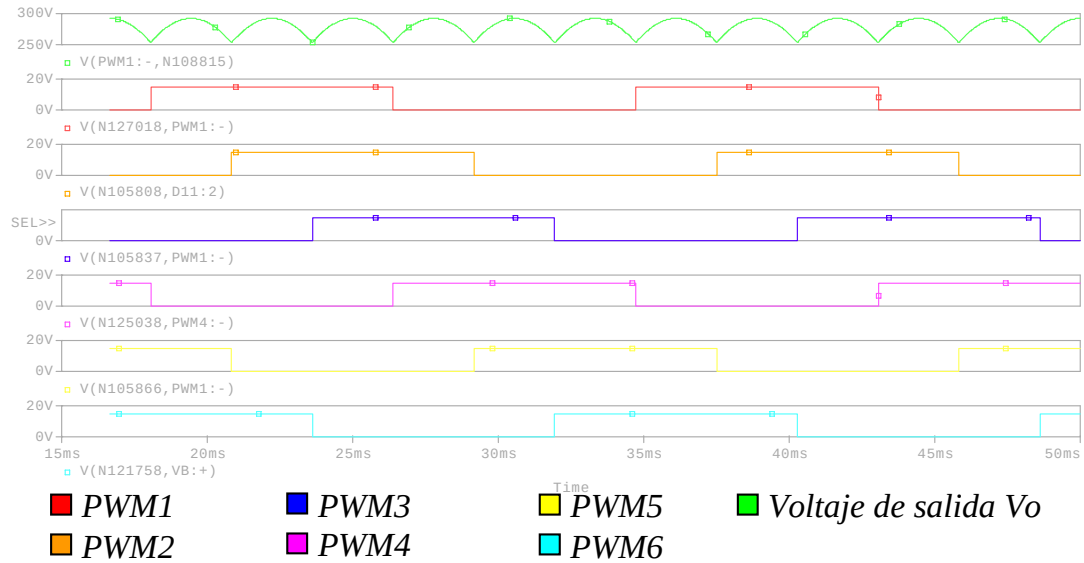
$$DF = \cos \phi_1 = 1$$

$$PF = DF * HF = 0.9$$

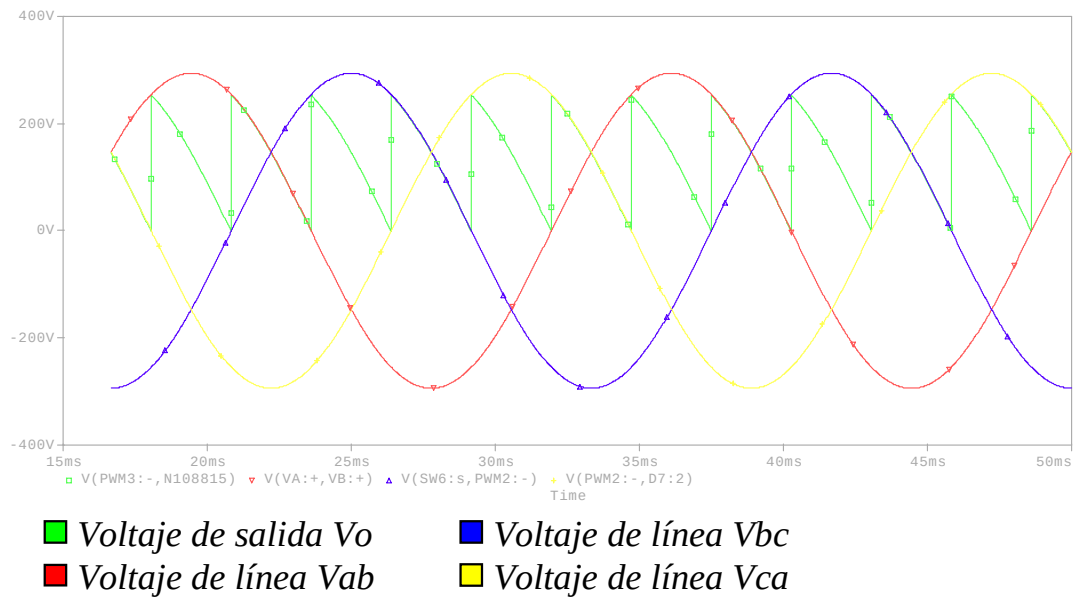
$$THD = 22.5\%$$

$$DH = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} = 0.90$$

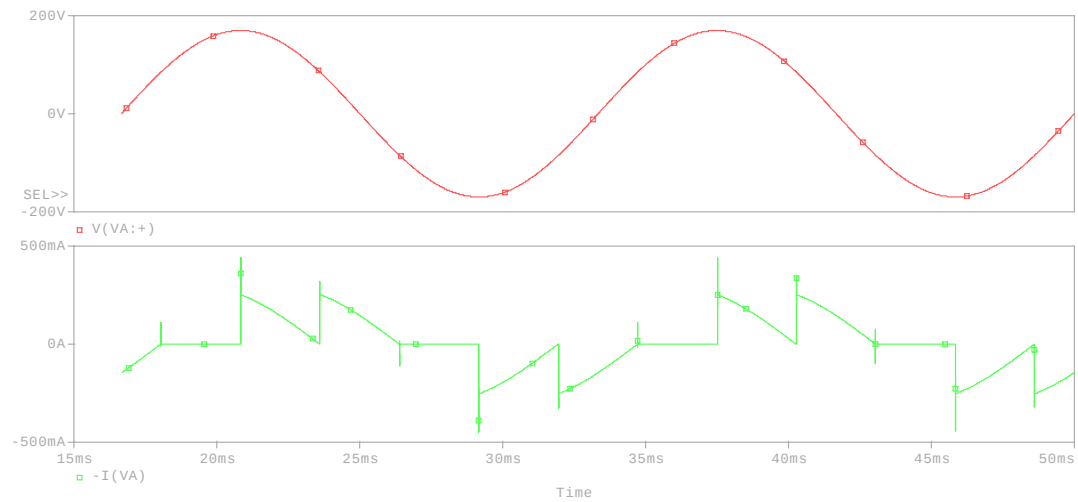
● Voltaje de salida y señales de control de los interruptores para un $\alpha = 0^\circ$



● Formas de onda del voltaje de entrada y salida del rectificador trifásico para un $\alpha = 60^\circ$

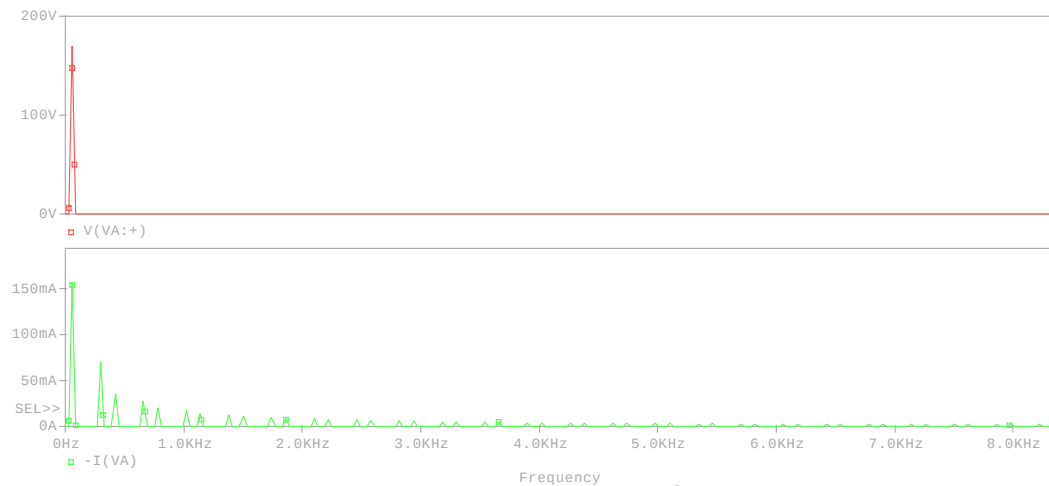


- Formas de onda del voltaje y corriente de entrada del rectificador trifásico para un $\alpha = 60^\circ$



- *Voltaje de fase Va*
- *Corriente de fase Ia*

- Análisis de la transformada rápida y discreta de Fourier del voltaje y la corriente de entrada



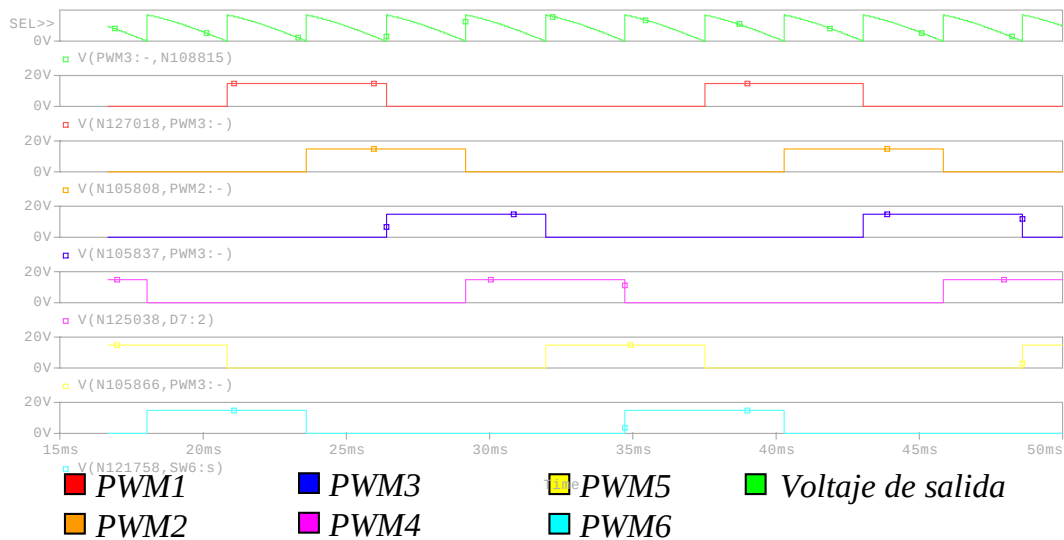
- *Componentes de Fourier del voltaje de fase Va*
- *Componentes de Fourier de la corriente de fase Ia*

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_VA)					
DC COMPONENT = 3.035911E-04					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.554E-01	1.000E+00	1.294E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	3.023E-04	1.946E-03	-1.500E+02	-4.089E+02
3	1.800E+02	2.015E-04	1.297E-03	-1.477E-01	-3.885E+02
4	2.400E+02	3.046E-04	1.960E-03	1.498E+02	-3.679E+02
5	3.000E+02	6.999E-02	4.505E-01	1.201E+02	-5.272E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			4.505195E+01 PERCENT		
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(N87347)					
DC COMPONENT = 2.091409E-04					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.697E+02	1.000E+00	-1.676E-05	0.000E+00
2	1.200E+02	1.717E-04	1.012E-06	-7.991E+01	-7.991E+01
3	1.800E+02	1.253E-04	7.381E-07	-1.469E+02	-1.469E+02
4	2.400E+02	8.193E-05	4.828E-07	-4.885E+01	-4.885E+01
5	3.000E+02	9.130E-05	5.380E-07	1.467E+02	1.467E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			1.446193E-04 PERCENT		

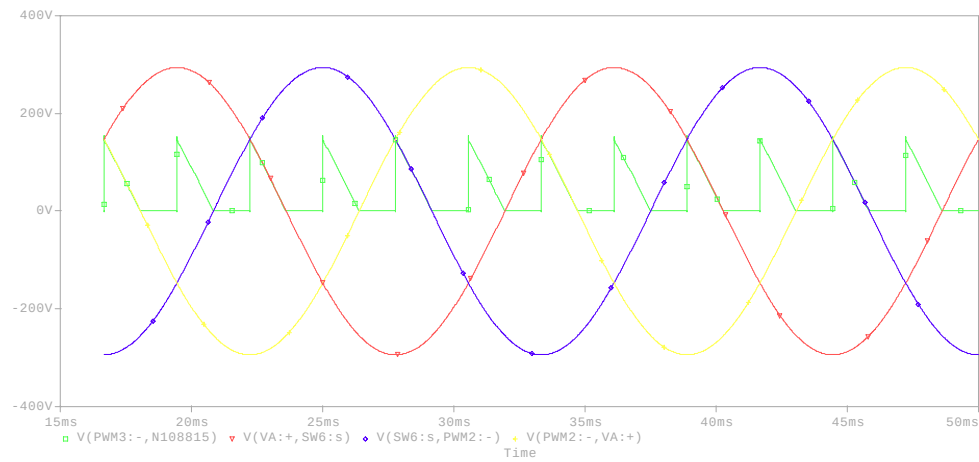
$$\phi_1 = 129^\circ \quad DF = \cos \phi_1 = -0.62 \quad PF = DF * HF = 0.9$$

$$THD = 45\% \quad DH = \frac{1}{\sqrt{1 + (\%THD / 100)^2}} = 0.91$$

● Voltaje de salida y señales de control de los interruptores para un $\alpha = 60^\circ$

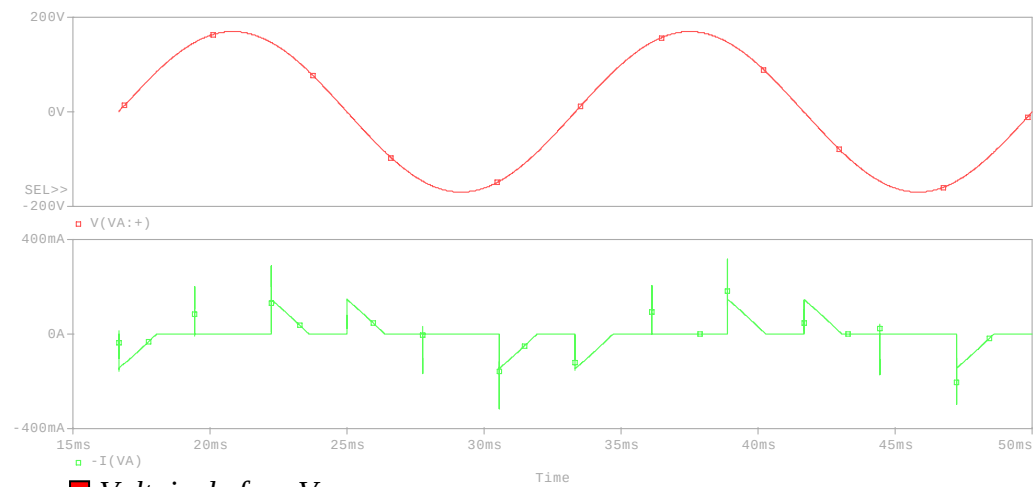


- Formas de onda del voltaje de entrada y salida del rectificador trifásico para un $\alpha = 90^\circ$



- Voltaje de salida V_o
- Voltaje de línea V_{bc}
- Voltaje de línea V_{ab}
- Voltaje de línea V_{ca}

- Formas de onda del voltaje y corriente de entrada del rectificador trifásico para un $\alpha = 90^\circ$



- Voltaje de fase V_a
- Corriente de fase I_a

- Análisis de la transformada rápida y discreta de Fourier del voltaje y la corriente de entrada



■ Componentes de Fourier del voltaje de fase Va

■ Componentes de Fourier de la corriente de fase Ia

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_VA)					
DC COMPONENT = -1.740328E-04					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	4.214E-02	1.000E+00	1.102E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	1.735E-04	4.118E-03	-3.001E+01	-2.503E+02
3	1.800E+02	1.161E-04	2.755E-03	-9.035E+01	-4.209E+02
4	2.400E+02	1.754E-04	4.162E-03	-1.504E+02	-5.911E+02
5	3.000E+02	3.511E-02	8.332E-01	1.089E+01	-5.400E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			8.331822E+01 PERCENT		

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(N87347)					
DC COMPONENT = 8.838815E-06					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.697E+02	1.000E+00	-1.503E-05	0.000E+00
2	1.200E+02	5.709E-05	3.364E-07	7.828E+01	7.828E+01
3	1.800E+02	7.189E-05	4.237E-07	5.852E+01	5.852E+01
4	2.400E+02	4.245E-05	2.501E-07	-1.193E+02	-1.193E+02
5	3.000E+02	1.095E-04	6.454E-07	-5.566E+01	-5.566E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			8.785271E-05 PERCENT		

$$\phi_1 = 110^\circ$$

$$DF = \cos \phi_1 = -0.34$$

$$PF = DF \cdot HF = 0.25$$

$$THD = 83.3\%$$

$$DH = \frac{1}{\sqrt{1 + (\%THD / 100)^2}} = 0.76$$

RECTIFICADOR TRIFÁSICO TOTALMENTE CONTROLADO BASADO EN TECNOLOGÍA CMOS Y DSP

● Voltaje de salida y señales de control de los interruptores para un $\alpha = 90^\circ$

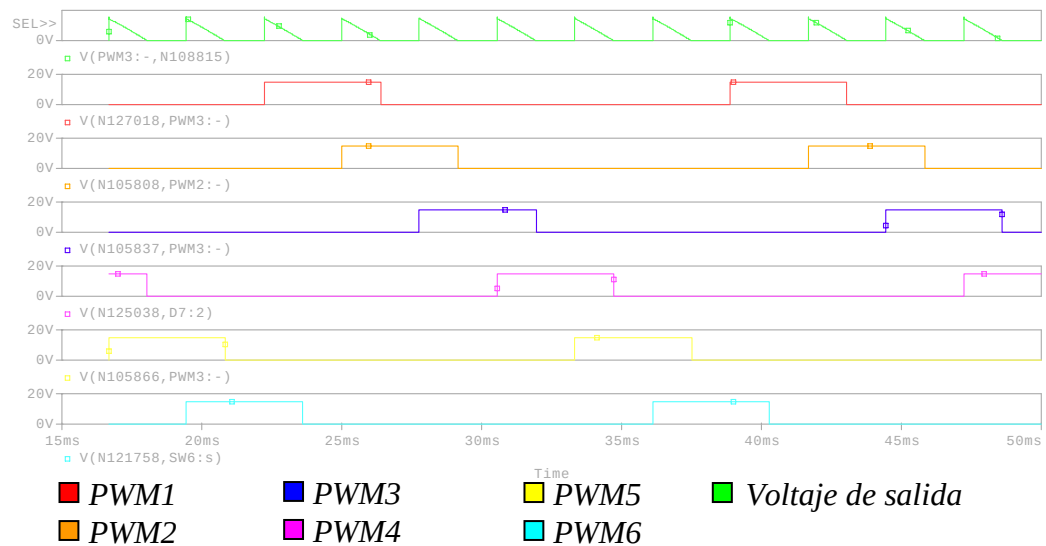
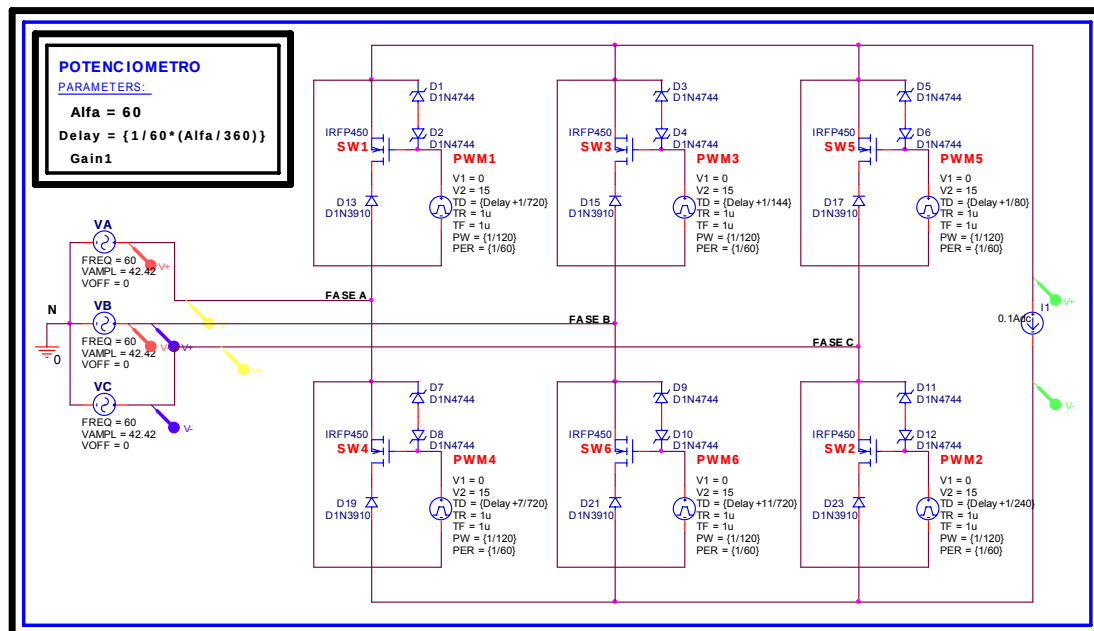
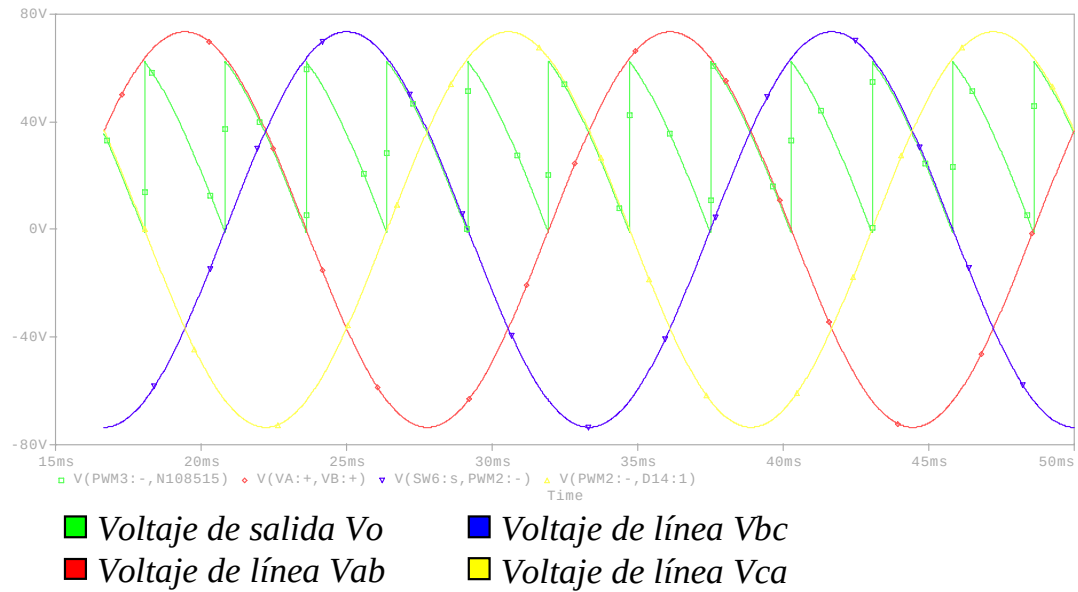


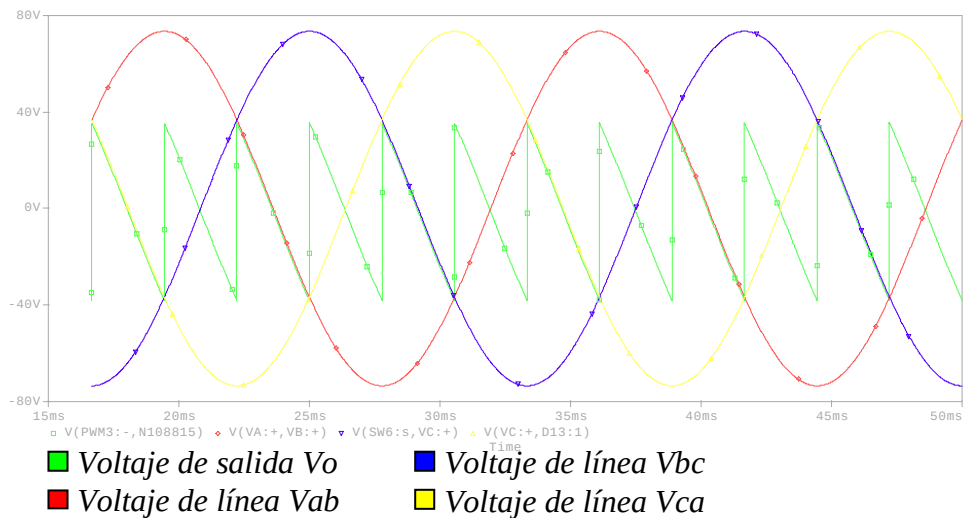
Figura A2. Rectificador trifásico totalmente controlado usando el mosfet de potencia IRFP450 con carga altamente inductiva



● Formas de onda del voltaje de entrada y salida del rectificador trifásico para un $\alpha = 60^\circ$



● Formas de onda del voltaje de entrada y salida del rectificador trifásico para un $\alpha = 90^\circ$



- Formas de onda del voltaje de entrada y salida del rectificador trifásico para un $\alpha = 120^\circ$

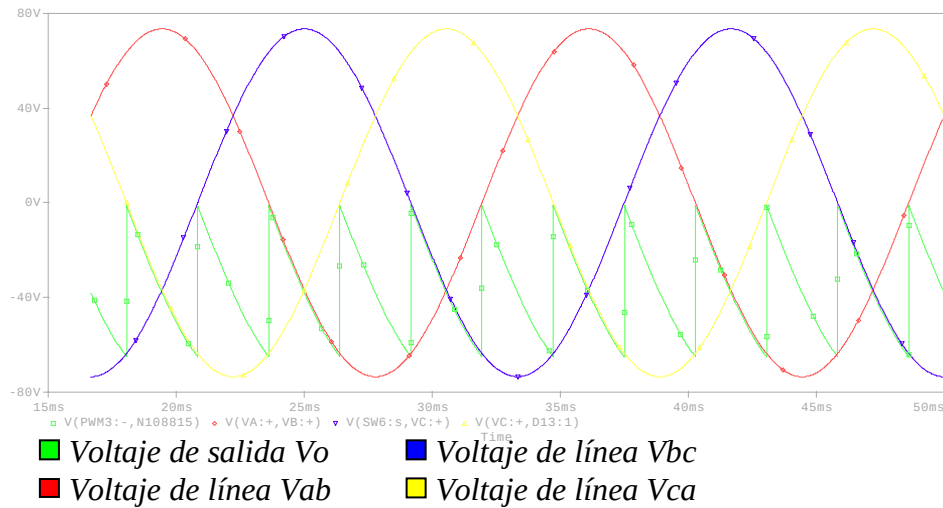
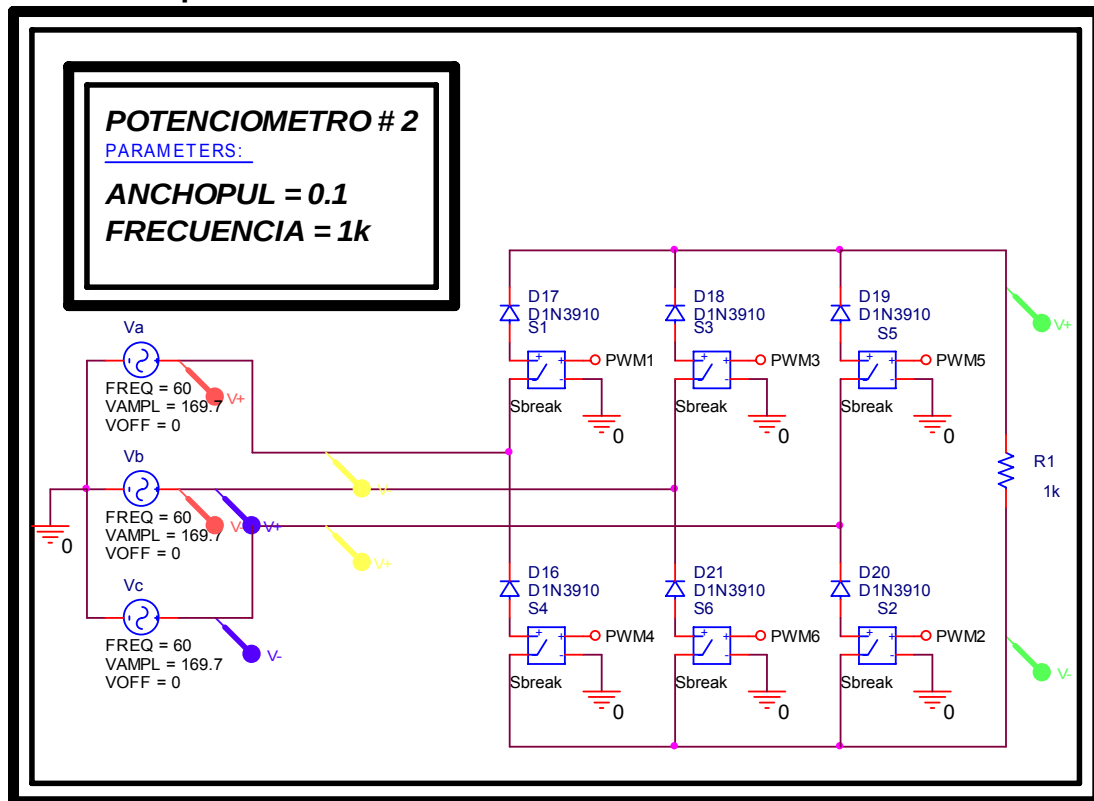


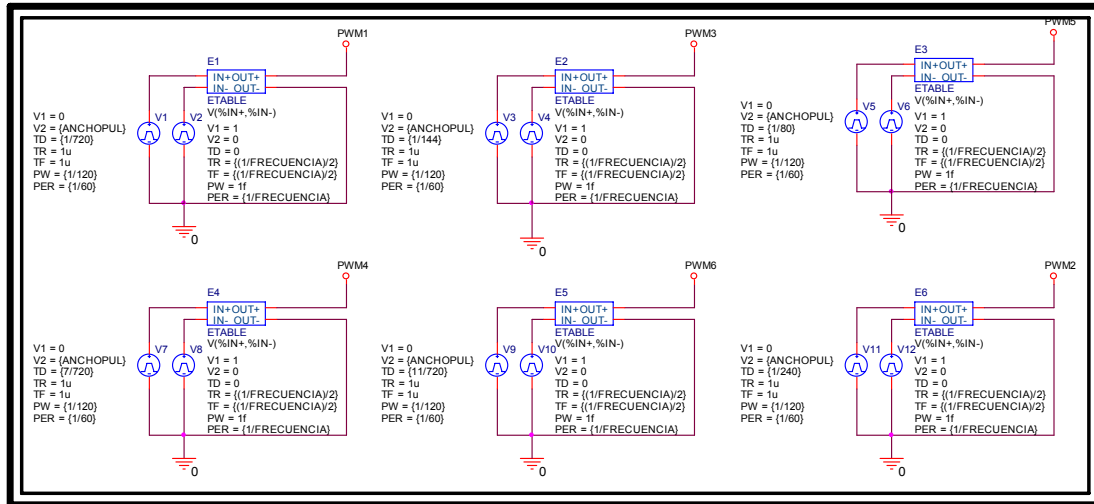
Figura A3. Rectificador trifásico totalmente controlado usando interruptores ideales con carga resistiva y aplicando el control por modulación del ancho de pulso.

Circuito de potencia:

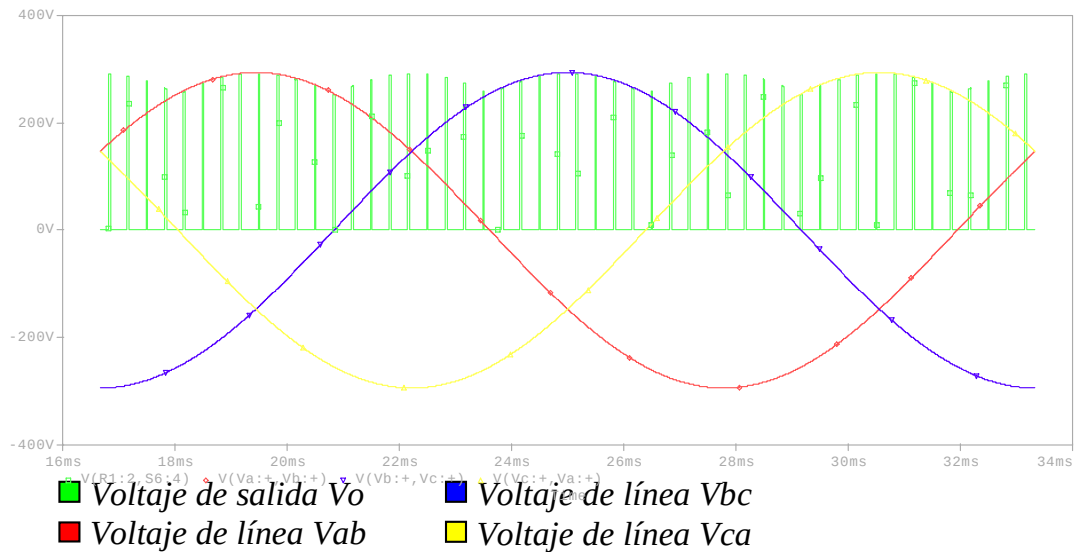


RECTIFICADOR TRIFÁSICO TOTALMENTE CONTROLADO BASADO EN TECNOLOGÍA CMOS Y DSP

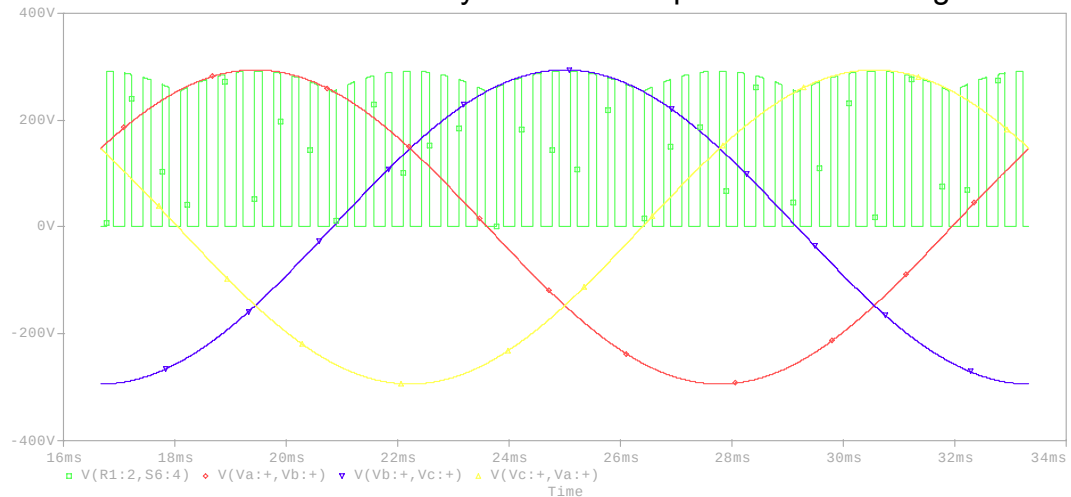
Circuito de control:



● Formas de onda del voltaje de entrada y salida del rectificador con una frecuencia de 3kHz y un Ancho de pulso 33.69 microsegundos



● Formas de onda del voltaje de entrada y salida del rectificador con una frecuencia de 3kHz y un Ancho de pulso 116 microsegundos



● Formas de onda del voltaje de entrada y salida del rectificador con una frecuencia de 3Khz y un Ancho de pulso 265 microsegundos

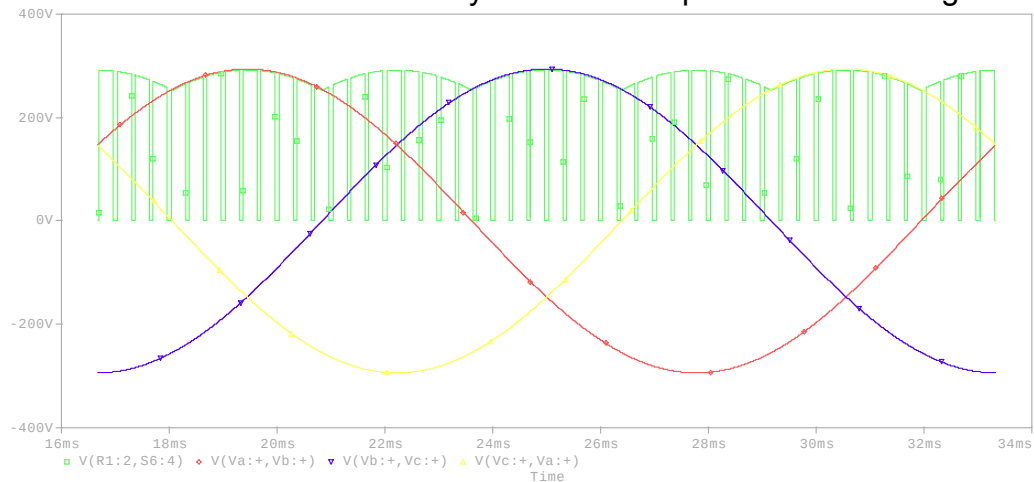
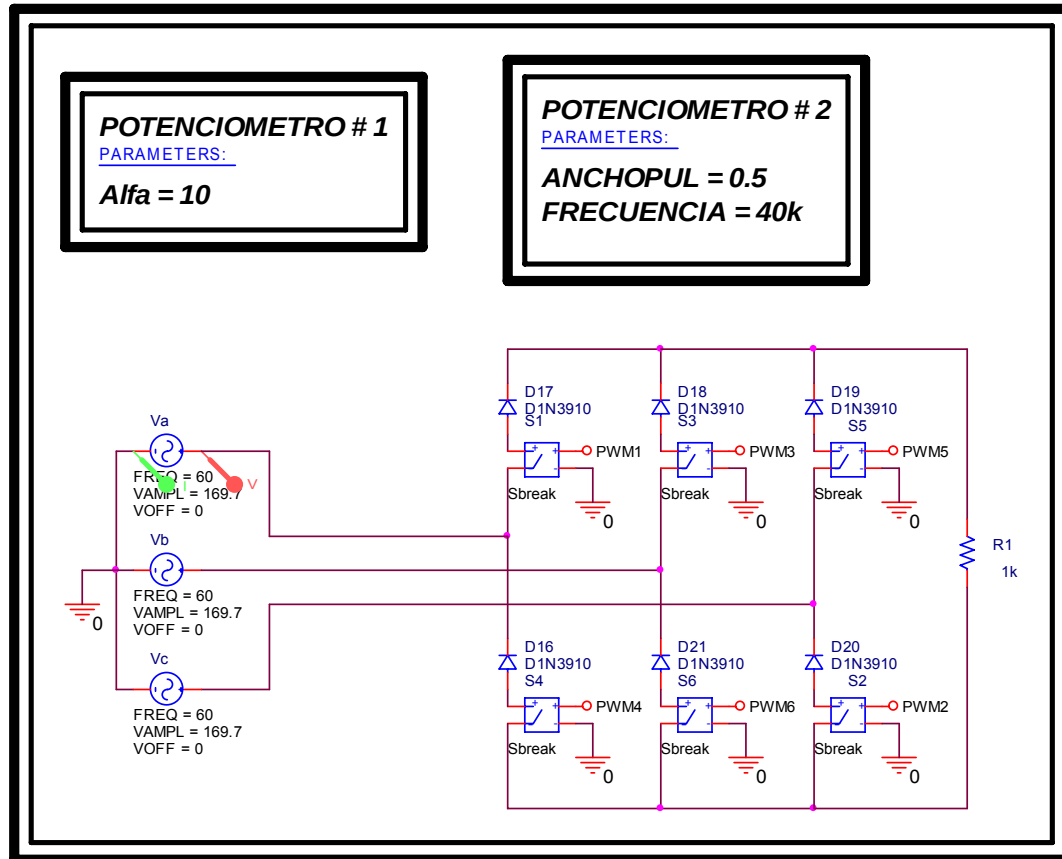
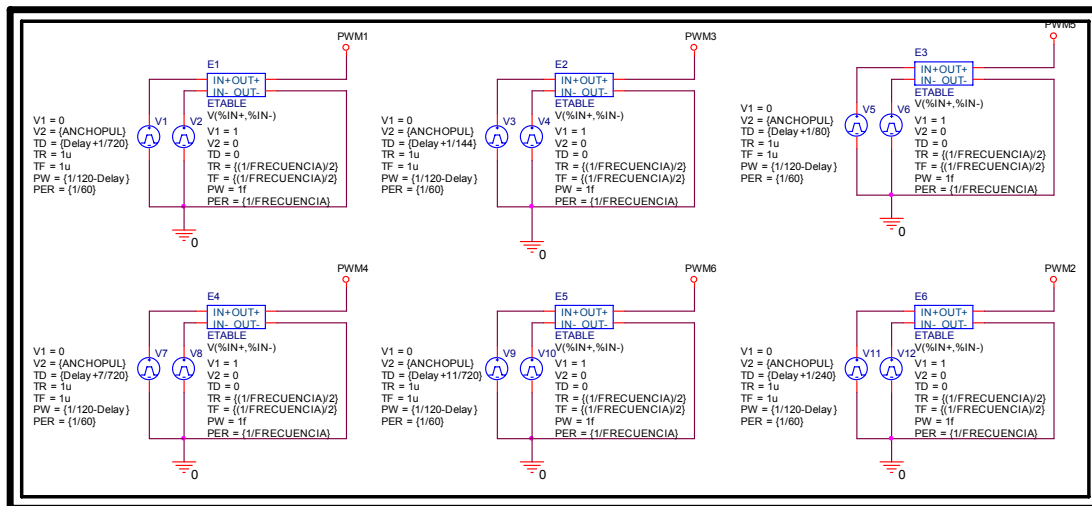


Figura A4. Rectificador trifásico totalmente controlado usando interruptores ideales con carga resistiva y aplicando el control del ángulo de retraso con modulación interna del ancho de pulso a alta frecuencia.

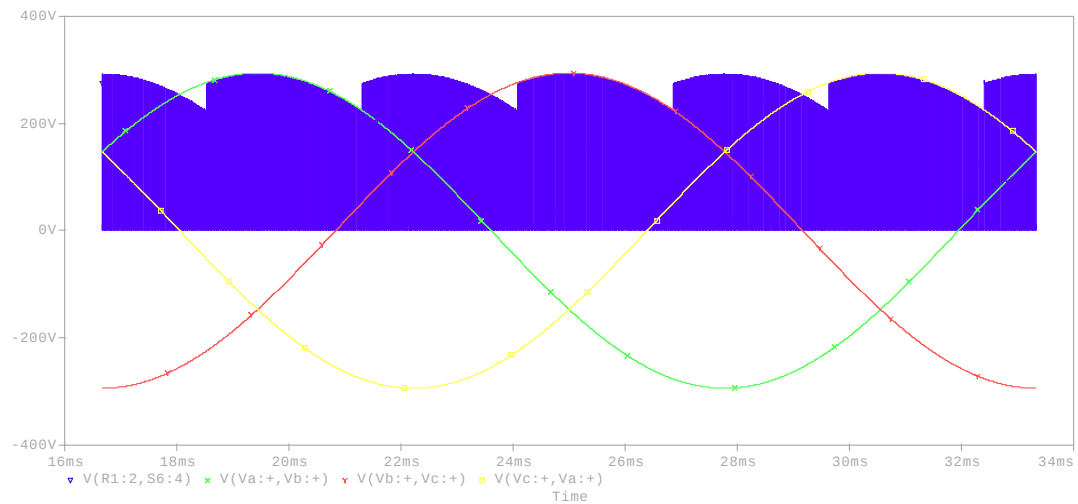
Circuito de potencia:



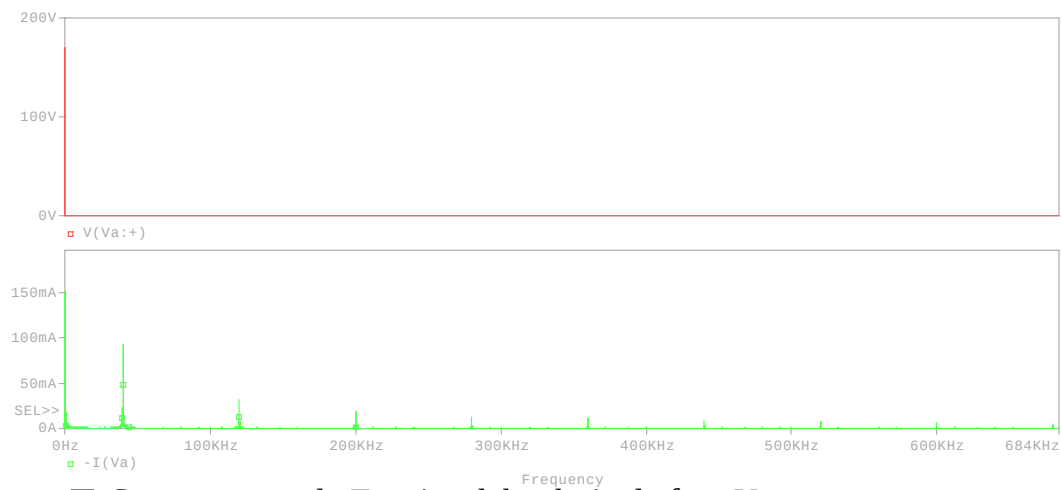
Circuito de control:



- Formas de onda del voltaje de salida del rectificador con:
 $\alpha = 10^\circ$, Frecuencia=40kHz, Ancho de pulso=163 microsegundos.



- Análisis de la transformada rápida y discreta de Fourier del voltaje y la corriente de entrada



- Componentes de Fourier del voltaje de fase Va
- Componentes de Fourier de la corriente de fase Ia

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_Va)
DC COMPONENT = -2.681707E-04

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.459E-01	1.000E+00	1.712E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	3.337E-04	2.287E-03	-1.496E+02	-4.919E+02
3	1.800E+02	2.251E-04	1.543E-03	1.399E+02	-3.735E+02
4	2.400E+02	2.682E-04	1.838E-03	4.512E+01	-6.395E+02
5	3.000E+02	3.372E-02	2.311E-01	-3.940E+01	-8.952E+02
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			2.310994E+01	PERCENT	

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(N60455)
DC COMPONENT = -4.144195E-04

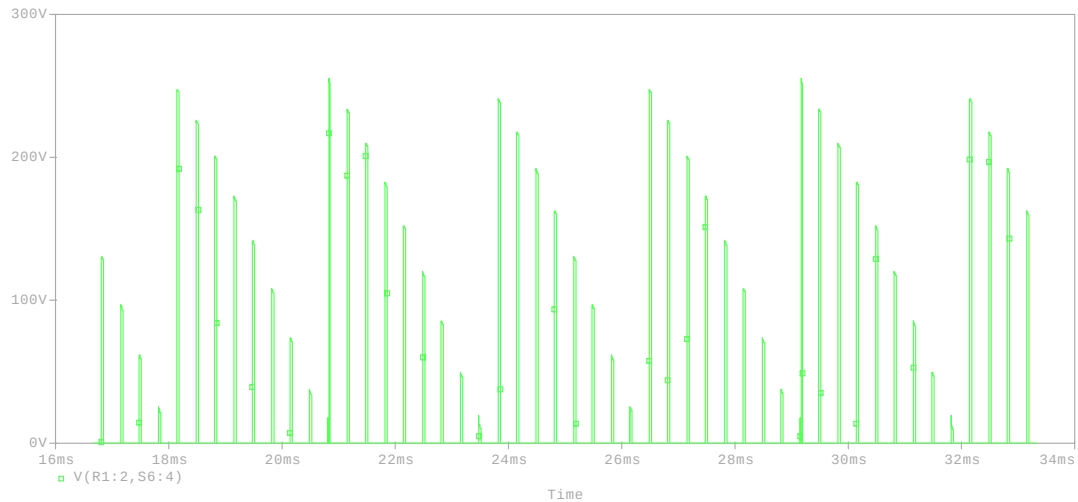
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.697E+02	1.000E+00	-1.922E-03	0.000E+00
2	1.200E+02	1.205E-03	7.099E-06	-3.048E+01	-3.047E+01
3	1.800E+02	7.880E-04	4.644E-06	-1.536E+01	-1.536E+01
4	2.400E+02	4.824E-04	2.843E-06	-4.128E+01	-4.127E+01
5	3.000E+02	4.736E-04	2.791E-06	-1.116E+01	-1.115E+01
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			9.371965E-04	PERCENT	

$$\phi_1 = 170^\circ \quad DF = \cos \phi_1 = -0.98 \quad PF = DF * HF = -0.97$$

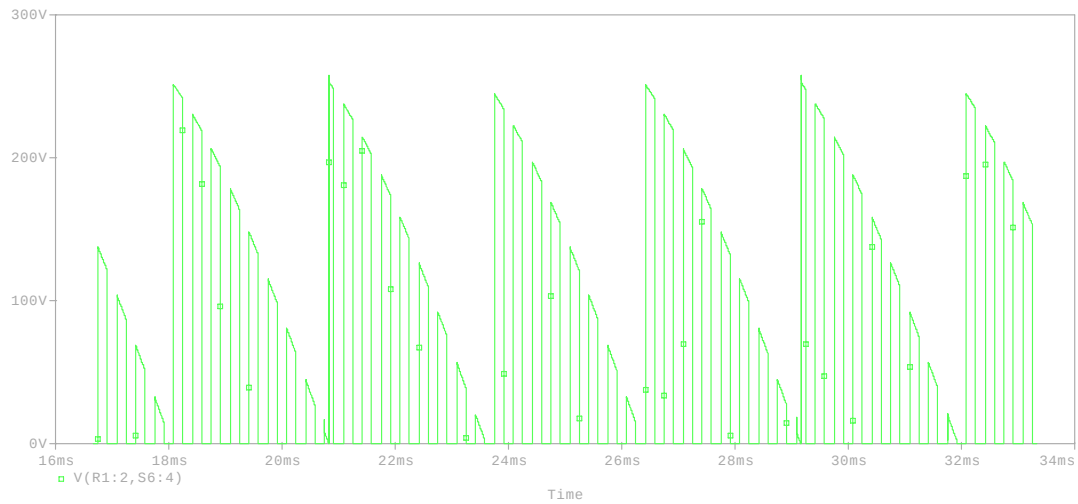
$$THD = 23.3\% \quad DH = \frac{1}{\sqrt{1 + (\%THD / 100)^2}} = 0.99$$

● Formas de onda del voltaje de salida del rectificador con:

$\alpha = 60^\circ$, Frecuencia=3kHz, Ancho de pulso=33.69 microsegundos.



- Formas de onda del voltaje de salida del rectificador con:
 $\alpha = 60^\circ$, Frecuencia=3kHz, Ancho de pulso=163 microsegundos.



- Formas de onda del voltaje de salida del rectificador con:
 $\alpha = 60^\circ$, Frecuencia=3kHz, Ancho de pulso=163 microsegundos.

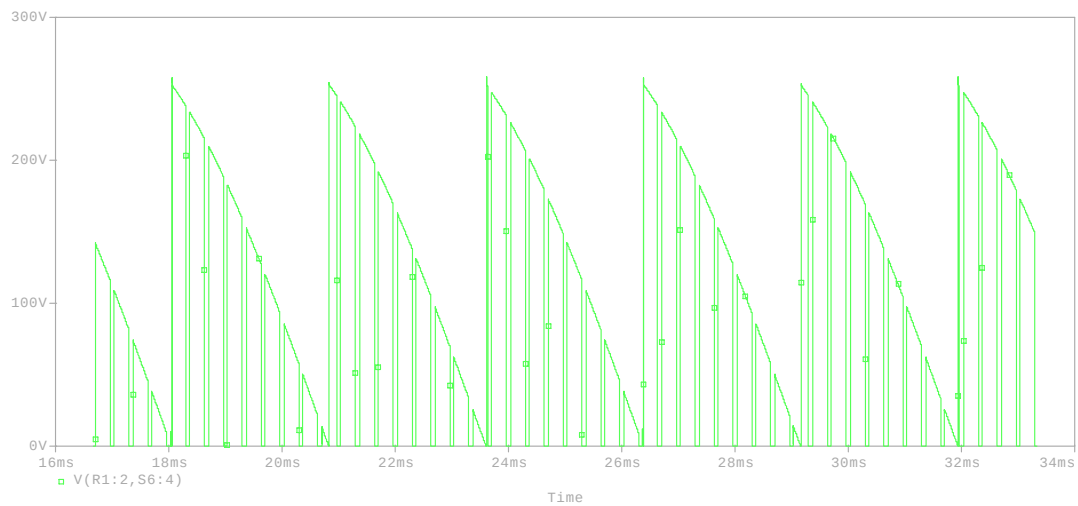
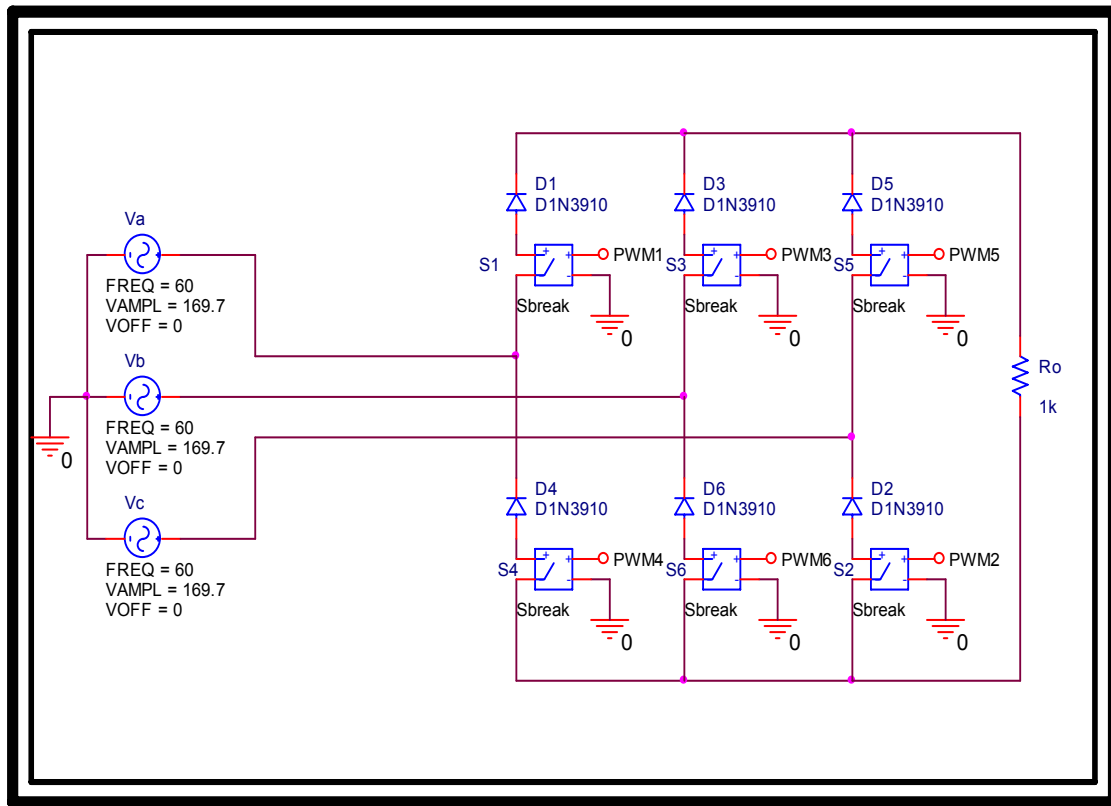
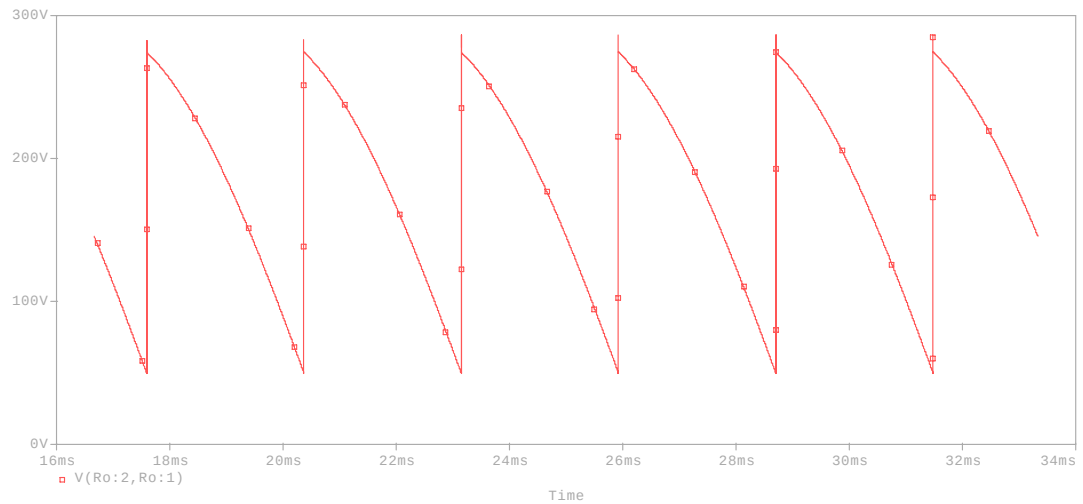


Figura A5. Rectificador trifásico totalmente controlado con interruptores ideales y carga resistiva para las diferentes técnicas de control.

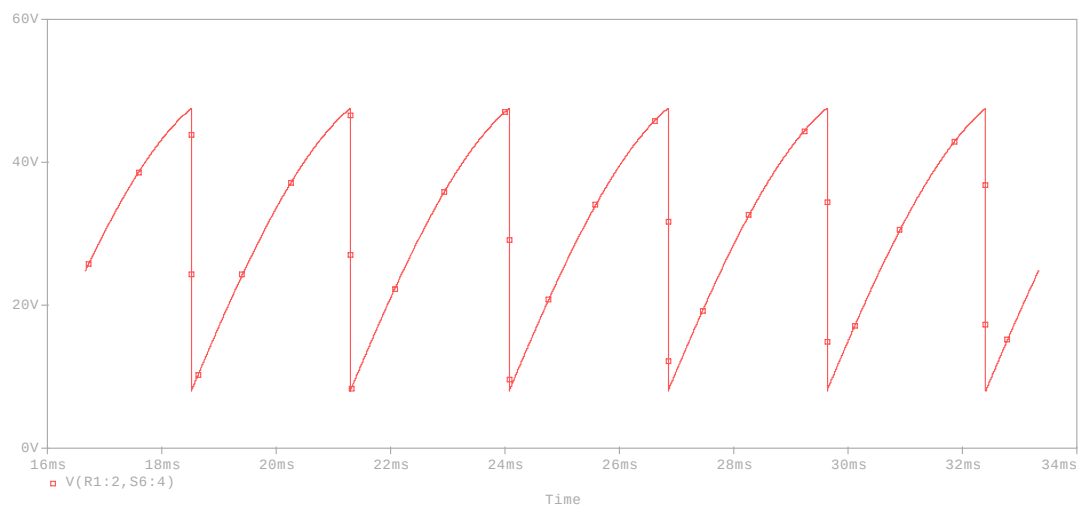


A continuación se muestran las formas de onda de los voltajes de salida del rectificador trifásico correspondiente a cada una de las técnicas de control mencionadas en la sección 1.4.

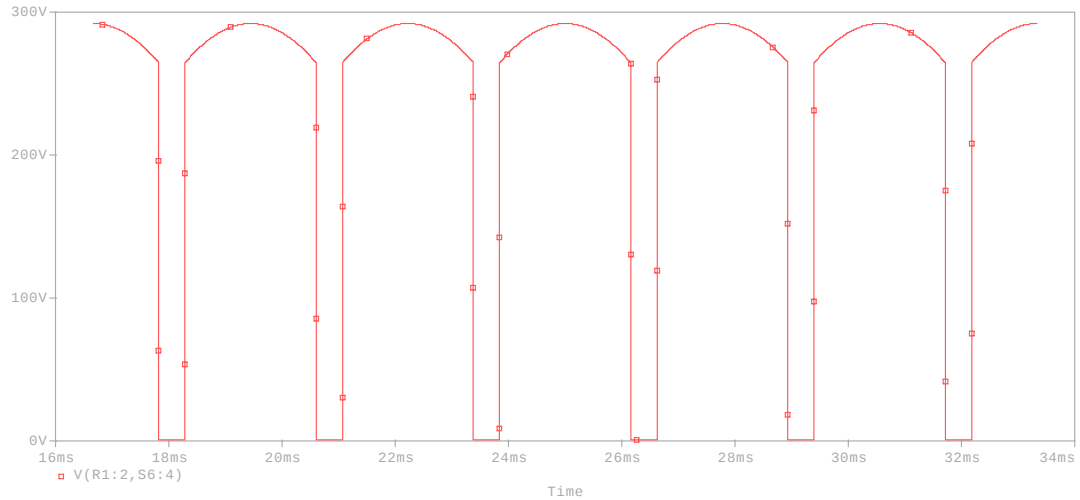
- Formas de onda del voltaje de salida del rectificador aplicando el control por variación del ángulo de retraso.



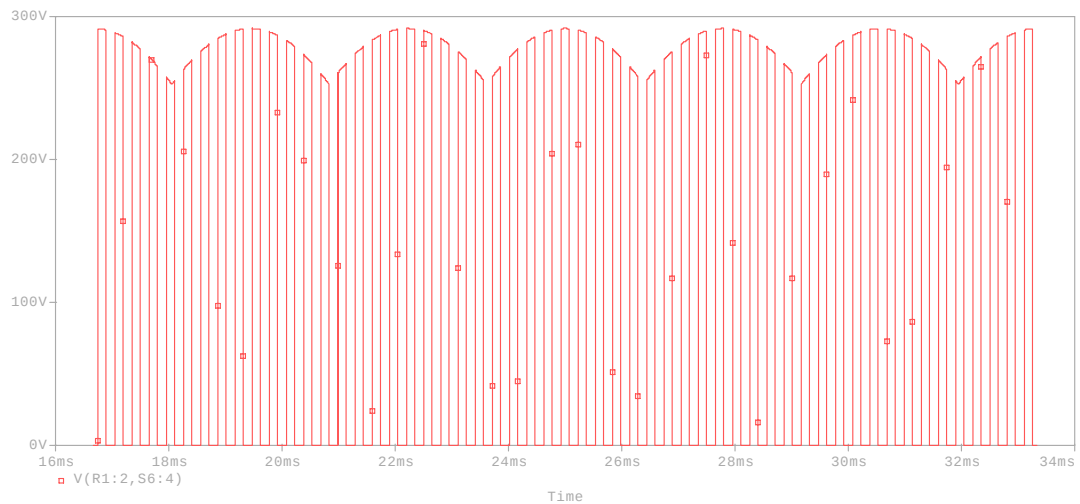
- Formas de onda del voltaje de salida del rectificador aplicando el control por variación del ángulo de extinción.



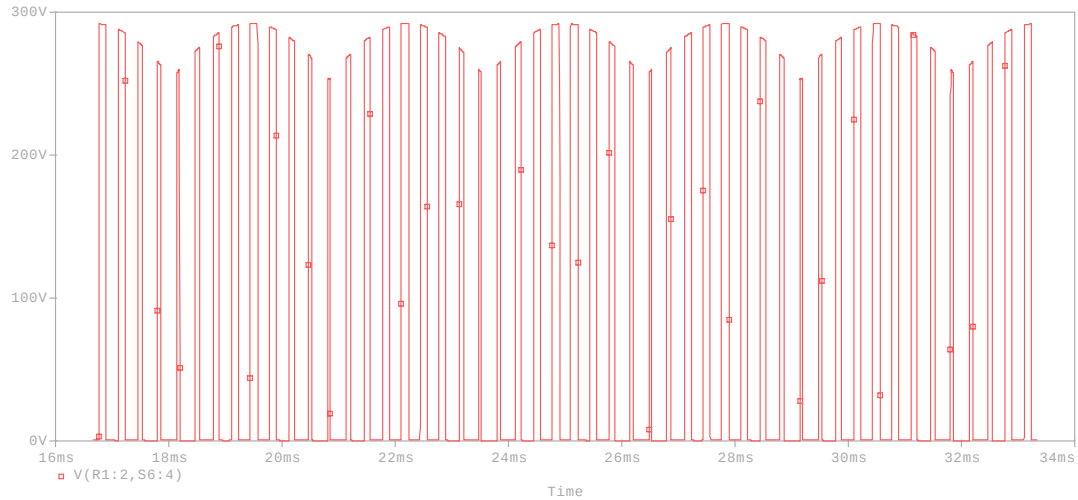
- Formas de onda del voltaje de salida del rectificador aplicando el control por variación del ángulo simétrico.



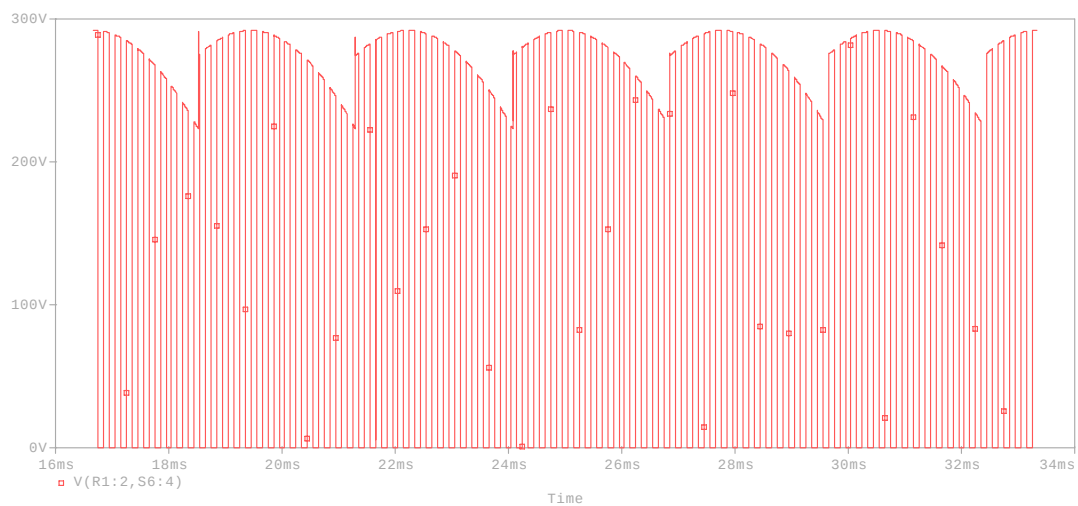
- Formas de onda del voltaje de salida del rectificador aplicando el control por modulación continua del ancho del pulso.



- Formas de onda del voltaje de salida del rectificador aplicando el control por modulación sinusoidal del ancho del pulso.



- Formas de onda del voltaje de salida del rectificador aplicando el control por variación del ángulo de retraso y modulación interna del ancho del pulso a alta frecuencia.



ANEXO B. CÓDIGO GENERAL DEL PROGRAMA

A continuación se presenta el código general del DSP:

```
**  Filename : PWM3.C
**  Project  : PWM3
**  Processor : 56F801FA60
**  Version   : Driver 01.06
**  Compiler  : Metrowerks DSP C Compiler
**  Date/Time : 17/04/2007, 05:25 p.m.
**  Abstract  :
**      Main module.
**      Here is to be placed user's code.
**  Settings  :
**  Contents  :
**      No public methods
**  (c) Copyright UNIS, spol. s r.o. 1997-2004
**  UNIS, spol. s r.o.
**  Jundrovská 33
**  624 00 Brno
**  Czech Republic
**  http      : www.processorexpert.com
**  mail      : info@processorexpert.com
/* MODULE PWM3 */
/* Including used modules for compiling procedure */
#include "Cpu.h"
#include "Events.h"
#include "PWMC1.h"
#include "AD1.h"
#include "TI1.h"
#include "EInt1.h"
/* Include shared modules, which are used for whole project */
#include "PE_Types.h"
#include "PE_Error.h"
#include "PE_Const.h"
#include "IO_Map.h"
float R;
extern int alarm = 0;
extern int alarm1 = 0;
int tr, trr, j;
int muestra=0;
int muestra1=0;
int r;
```

```
int muestra12=0;
int a,b,c,d,e,f,g;
void main(void)
{
    /*** Processor Expert internal initialization. DON'T REMOVE THIS CODE!!!
    ***/
    PE_low_level_init();
    /*** End of Processor Expert internal initialization.          ***/
    /* Write your code here */
    PWMC1_Disable();
    PWMC1_Enable();
    PWMC1_OutputPadEnable();
    for(;;)
    { int FA[361];
      for(tr=0;tr<=360;tr++)
      {
        FA[tr]=0
      }

      AD1_Enable();
      AD1_Measure(TRUE);
      muestra=(getReg(ADCA_ADRSLT6))/360;//entrada del conversor90
      muestra1=(getReg(ADCA_ADRSLT7))/324;//entrada del conversor100
      //ww=(getReg(ADCA_ADRSLT7))/360;//entrada
      muestra12=0;
      //muestra1=100;/////ESTE PARA EL PWM INTERNO LO DESHABILITO
      CON "/" Y ME GENERA MODULACION INTERNA
      //muestra=40;/////ESTE PARA EL PWM EXTERNO
      if( muestra<=90 ) ////90 EQUIVALENTE A 180 GRADOS
      {
        for(trr=0;trr<=muestra;trr++)
        {
          FA[90-trr]=muestra1;//90
          FA[270-trr]=muestra1;//270
        }
      }
      if( alarm1==23 ) /////con la inter externa
      {
        if( alarm==3 )
        {
          //r=r+5;
          a=FA[r+150+muestra12];
          PWMC1_SetDutyPercent(3,a);/////
          b=FA[r+120+muestra12];
```



```
PWMC1_SetDutyPercent(4,b);///  
c=FA[r+90+muestra12];  
PWMC1_SetDutyPercent(5,c);/////   
d=FA[r+60+muestra12];  
PWMC1_SetDutyPercent(0,d);/////   
  
e=FA[r+30+muestra12];  
PWMC1_SetDutyPercent(1,e);/////   
f=FA[r+0+muestra12];  
PWMC1_SetDutyPercent(2,f);/////   
R=R+5;  
r=R;  
PWMC1_Load();  
alarm=0;  
if( r>=180 ) {  
    r=0;  
    alarm1=0;  
    R=0;  
}  
}  
}  
}  
}  
  
/* END PWM3 */  
/*
```

ANEXO C. CIRCUITO IMPRESO CON ORCAD LAYOUT PLUS

A continuación se presenta el diseño del circuito impreso del proyecto mediante la herramienta Layout plus de Pspice.

Figura C1. Diseño total del circuito impreso del rectificador trifásico completamente controlado mediante la herramienta Layout plus de Pspice.

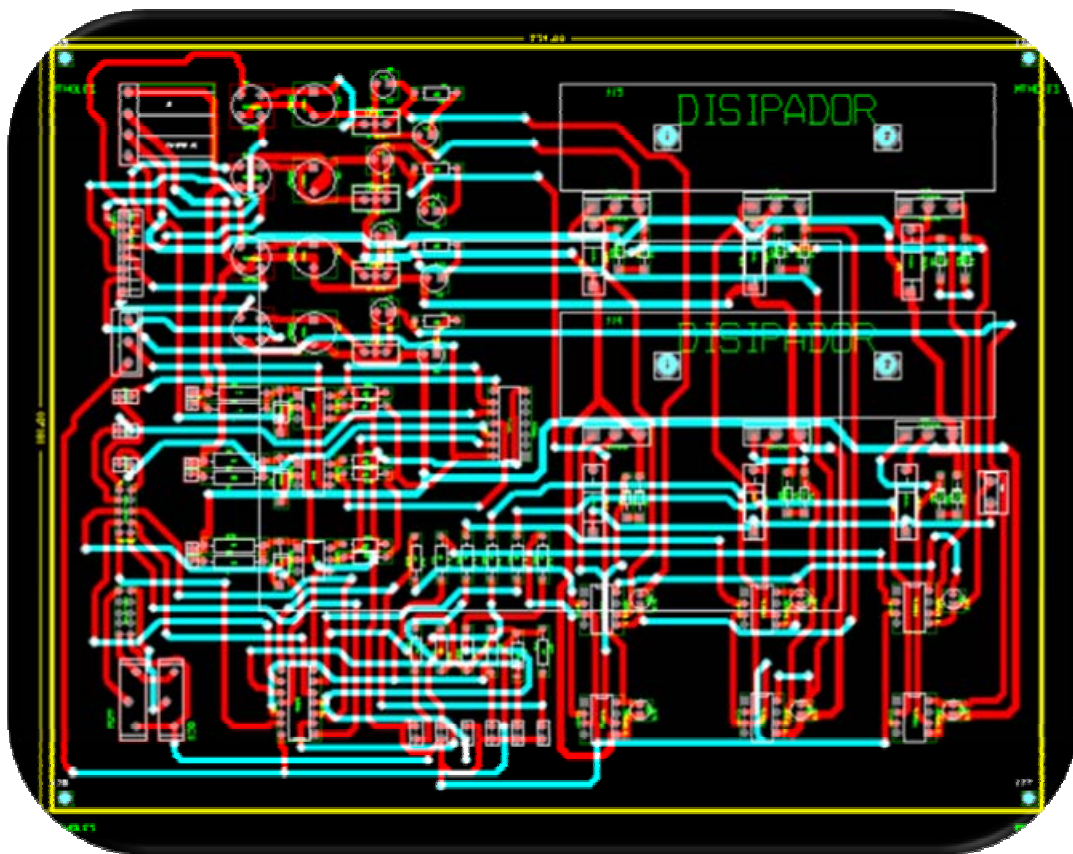
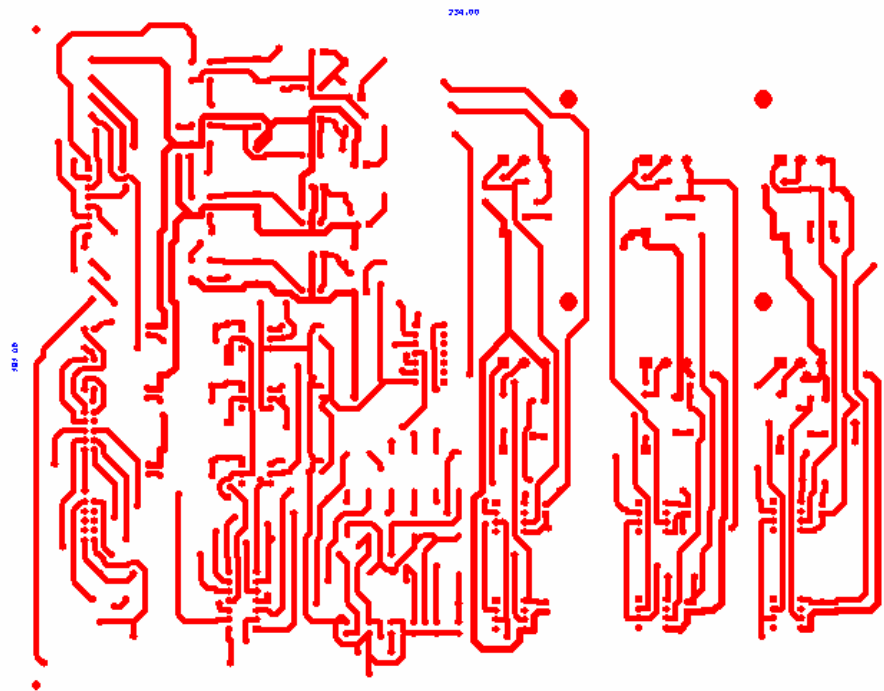


Figura C2. Capa TOP o superior del circuito impreso que se muestra en la figura C1



ANEXO D. HOJAS DE DATOS DE LOS ELEMENTOS

A continuación se presentan las hojas de datos de cada uno de los elementos que se utilizaron en el hardware

Philips Semiconductors

Product specification

Hex inverting Schmitt trigger

74HC14; 74HCT14

FEATURES

- Applications:
 - Wave and pulse shapers
 - Astable multivibrators
 - Monostable multivibrators.
- Complies with JEDEC standard no. 7A
- ESD protection:
HBM EIA/JESD22-A114-A exceeds 2000 V
MM EIA/JESD22-A115-A exceeds 200 V.
- Specified from –40 to +85 °C and –40 to +125 °C.

DESCRIPTION

The 74HC14 and 74HCT14 are high-speed Si-gate CMOS devices and are pin compatible with low power Schottky TTL (LSTTL). They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7A.

The 74HC14 and 74HCT14 provide six inverting buffers with Schmitt-trigger action. They are capable of transforming slowly changing input signals into sharply defined, jitter-free output signals.

QUICK REFERENCE DATA

GND = 0 V; T_{amb} = 25 °C; t_r = t_f = 6 ns

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC	HCT	
t _{PHL} /t _{PLH}	propagation delay nA to nY	C _L = 15 pF; V _{CC} = 5 V	12	17	ns
C _I	input capacitance		3.5	3.5	pF
C _{PD}	power dissipation capacitance per gate	notes 1 and 2	7	8	pF

Notes

1. C_{PD} is used to determine the dynamic power dissipation (P_D in µW):

$$P_D = C_{PD} \times V_{CC}^2 \times f_i \times N + \Sigma(C_L \times V_{CC}^2 \times f_o) \text{ where:}$$

f_i = input frequency in MHz;

f_o = output frequency in MHz;

C_L = output load capacitance in pF;

V_{CC} = supply voltage in Volts;

N = total load switching outputs;

Σ(C_L × V_{CC}² × f_o) = sum of the outputs.

2. For type 74HC14 the condition is V_I = GND to V_{CC}.
For type 74HCT14 the condition is V_I = GND to V_{CC} – 1.5 V.

International
IR Rectifier

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated
- Lead-Free

Description

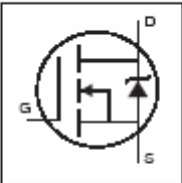
Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.

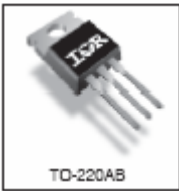
PD - 94787

IRFZ44NPbF

HEXFET® Power MOSFET



$V_{DS} = 55V$
 $R_{DS(on)} = 17.5m\Omega$
 $I_D = 49A$



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	49	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	35	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	160	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	94	W
	Linear Derating Factor	0.63	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AS}	Avalanche Current ②	25	A
E_{AS}	Repetitive Avalanche Energy ②	9.4	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.5mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf-in (1.1N-m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.5	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

www.irf.com

1

10/81/08



GENERAL PURPOSE 6-PIN PHOTOTRANSISTOR OPTOCOUPLEDERS

4N25
4N37

4N26
H11A1

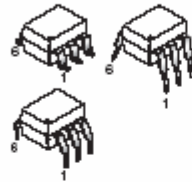
4N27
H11A2

4N28
H11A3

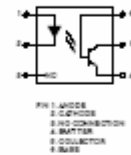
4N35
H11A4

4N36
H11A5

WHITE PACKAGE (-M SUFFIX)



SCHEMATIC



BLACK PACKAGE (NO -M SUFFIX)



DESCRIPTION

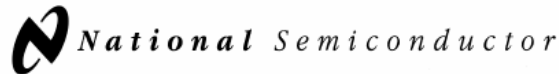
The general purpose optocouplers consist of a gallium arsenide infrared emitting diode driving a silicon phototransistor in a 6-pin dual in-line package.

FEATURES

- Also available in white package by specifying -M suffix, eg. 4N25-M
- UL recognized (File # E90700)
- VDE recognized (File # 94766)
 - Add option V for white package (e.g., 4N25V-M)
 - Add option 300 for black package (e.g., 4N25.300)

APPLICATIONS

- Power supply regulators
- Digital logic inputs
- Microprocessor inputs



May 2000

LM78XX Series Voltage Regulators

LM78XX Series Voltage Regulators

General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the out-

put, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

Features

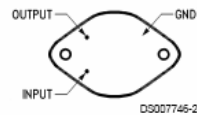
- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

Voltage Range

LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

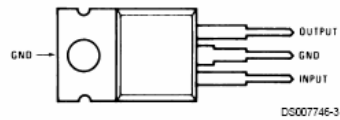
Connection Diagrams

Metal Can Package
TO-3 (K)
Aluminum



Bottom View
Order Number LM7805CK,
LM7812CK or LM7815CK
See NS Package Number KC02A

Plastic Package
TO-220 (T)



Top View
Order Number LM7805CT,
LM7812CT or LM7815CT
See NS Package Number T03B

TOSHIBA Photocoupler GaAlAs Ired & Photo-IC

TLP250

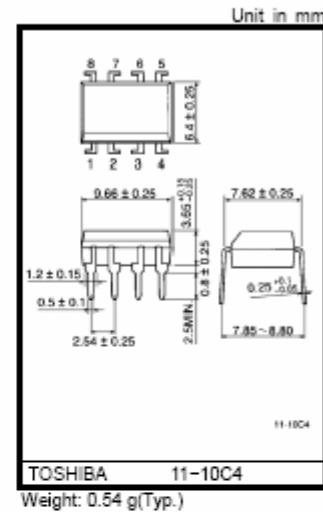
Transistor Inverter
Inverter For Air Conditionor
IGBT Gate Drive
Power MOS FET Gate Drive

The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.
This unit is 8-lead DIP package.
TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

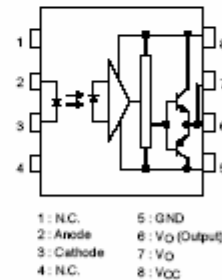
- Input threshold current: $I_F=5\text{mA}(\text{max.})$
 - Supply current (I_{CC}): $11\text{mA}(\text{max.})$
 - Supply voltage (V_{CC}): $10\sim 35\text{V}$
 - Output current (I_O): $\pm 1.5\text{A}(\text{max.})$
 - Switching time (t_{PLH}/t_{PHL}): $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
 - Isolation voltage: $2500V_{rms}(\text{min.})$
 - UL recognized: UL1577, file No.E67349
 - Option(D4)
- VDE Approved : DIN EN60747-5-2
Maximum Operating Insulation Voltage : $890V_{PK}$
Highest Permissible Over Voltage : $4000V_{PK}$
- (Note):When a EN60747-5-2 approved type is needed,
Please designate "Option(D4)"

Truth Table

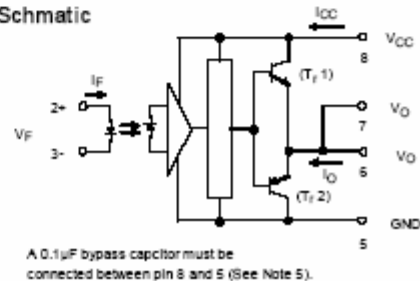
		Tr1	Tr2
Input LED	On	On	Off
	Off	Off	On



Pin Configuration (top view)



Schematic





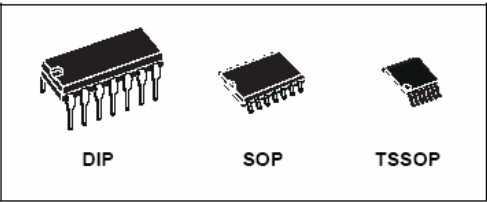
M74HC07

HEX BUFFER (OPEN DRAIN)

- HIGH SPEED:
 $t_{PD} = 6ns$ (TYP.) at $V_{CC} = 6V$
- LOW POWER DISSIPATION:
 $I_{CC} = 1\mu A$ (MAX.) at $T_A = 25^{\circ}C$
- HIGH NOISE IMMUNITY:
 $V_{NIH} = V_{NIL} = 28\% V_{CC}$ (MIN.)
- WIDE OPERATING VOLTAGE RANGE:
 V_{CC} (OPR) = 2V to 6V
- PIN AND FUNCTION COMPATIBLE WITH
74 SERIES 07

DESCRIPTION

The M74HC07 is an high speed CMOS HEX OPEN DRAIN BUFFER fabricated with silicon gate C²MOS technology.
The internal circuit is composed of 2 stages including buffer output, which enables high noise immunity and stable output.

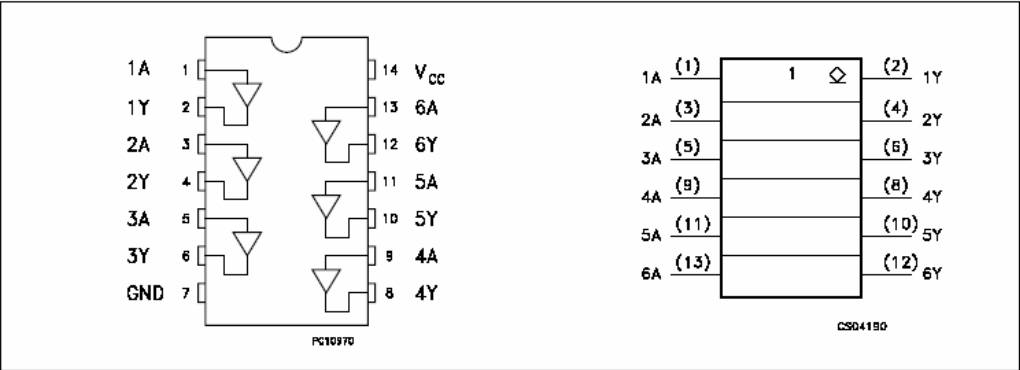


ORDER CODES

PACKAGE	TUBE	T & R
DIP	M74HC07B1R	
SOP	M74HC07M1R	M74HC07RM13TR
TSSOP		M74HC07TTR

All inputs are equipped with protection circuits against static discharge and transient excess voltage.

PIN CONNECTION AND IEC LOGIC SYMBOLS





IRFP450

Data Sheet

January 2002

**14A, 500V, 0.400 Ohm, N-Channel
Power MOSFET**

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching convertors, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17435.

Ordering Information

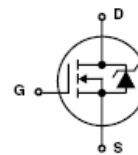
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRFP450	TO-247	IRFP450

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Features

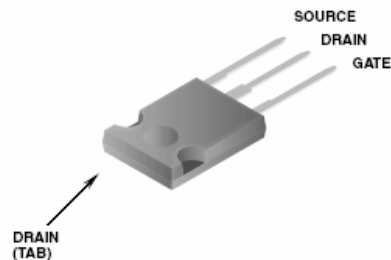
- 14A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.400\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



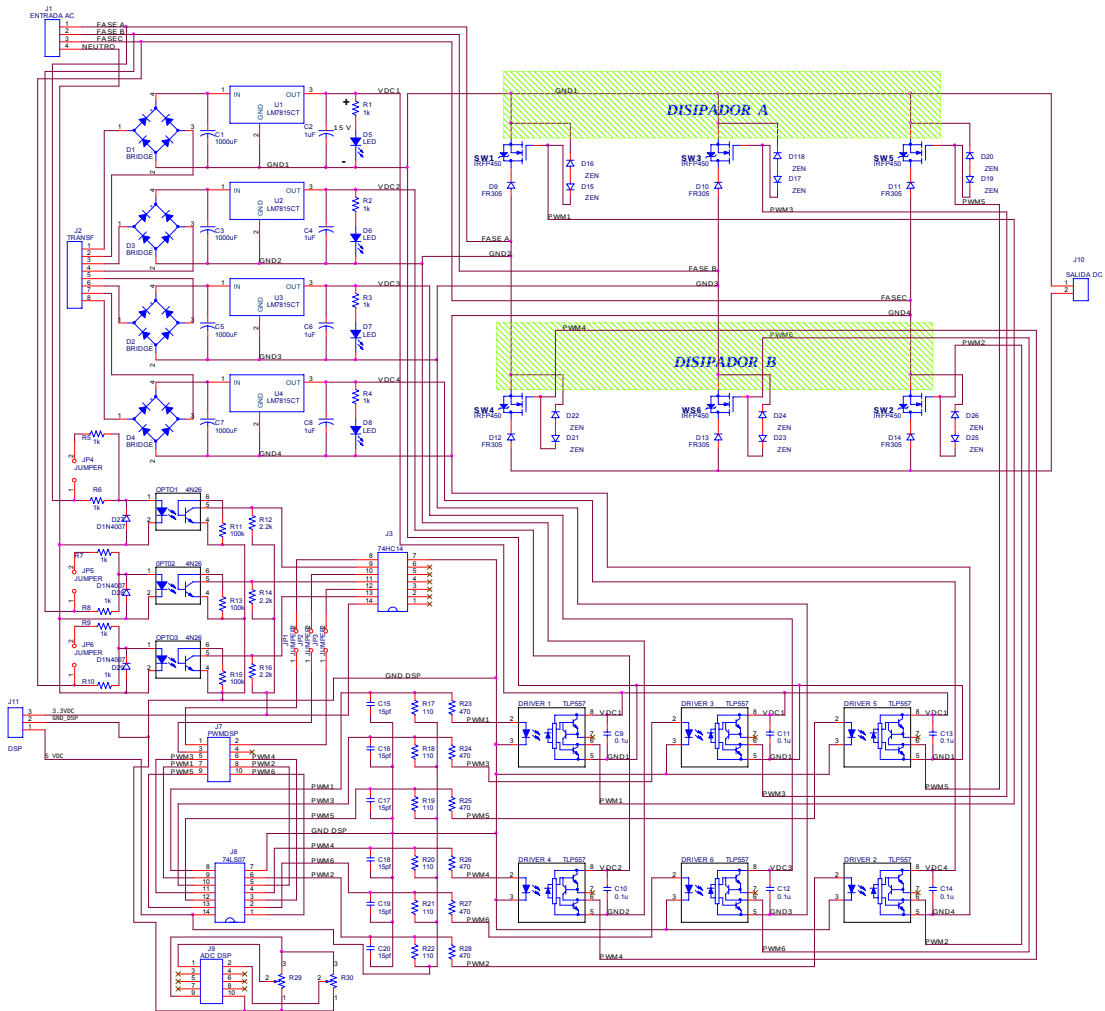
Packaging

JEDEC STYLE TO-247



ANEXO E. PLANO ELÉCTRICO GENERAL DEL PROYECTO

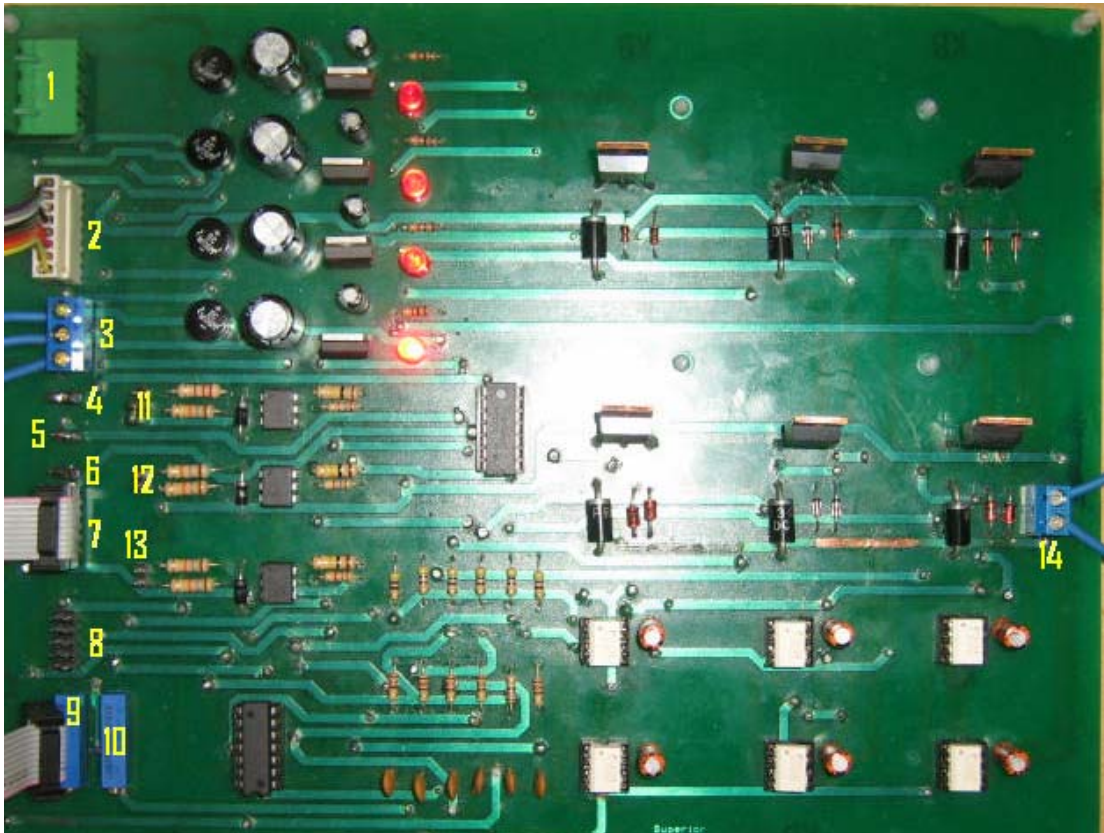
A continuación se presenta el plano general del dispositivo electrónico de rectificación.



ANEXO F. MANUAL DE USUARIO DEL DISPOSITIVO

La tarjeta final sin disipadores se muestra a continuación:

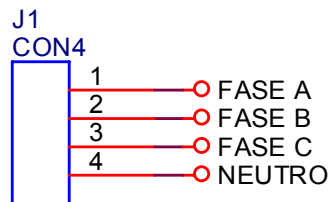
Figura F1. Tarjeta madre del rectificador controlado.



Los números que se observan en la *figura F1*, representan los elementos de la tarjeta que deben tenerse en cuenta para el correcto funcionamiento del dispositivo. A continuación se describen las características y precauciones de cada uno:

1. Conector de entrada para las tres fases y el neutro, el orden de conexión se muestra en la *figura F2*.

Figura F2. Esquema de conexión para el conector de entrada trifásico.



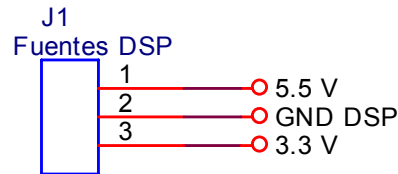
2. Conector de entrada para las señales que provienen del transformador, el orden de conexión se muestra en la figura F3.

Figura F3. Esquema de conexión para el conector de entrada del transformador 120/13 V rms.



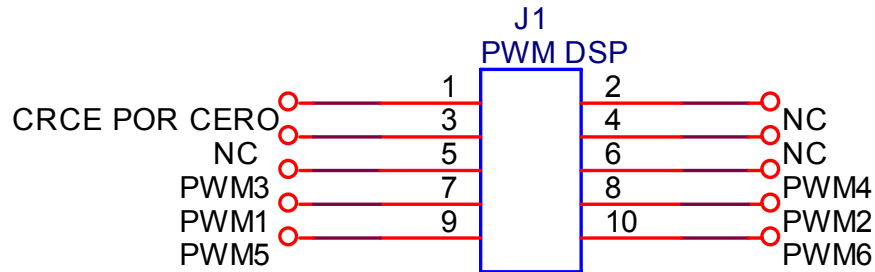
3. Conector de entrada para las fuentes y tierra de la tarjeta de desarrollo 56F800 de Motorola.

Figura F4. Esquema de conexión para el conector de entrada de la tierra y de las fuentes de 3.3 y 5 V provenientes de la tarjeta de desarrollo 56F800.



4. Jumper para la detección de cruce por cero de la fase A. (Para el caso de éste proyecto siempre debe estar puesto éste jumper).
5. Jumper opcional para detección de cruce por cero de la fase B. (Para el caso de éste proyecto no se debe poner éste jumper sin cambiar previamente el software para detectar cruce por cero con la fase B)
6. Jumper opcional para detección de cruce por cero de la fase C. (Para el caso de éste proyecto no se debe poner éste jumper sin cambiar previamente el software para detectar cruce por cero con la fase C)
7. Conector de entrada para los PWM y la detección de cruce por cero provenientes de la tarjeta de desarrollo 56F800. En la *figura F5* se muestra el diagrama de pines usado.

Figura F5. Esquema de conexión para el conector de entrada de los PWM y la interrupción de cruce por cero de la fase A.



Nota: Los pines 2 y 3 están habilitados para detectar el cruce por cero de las otras dos fases si se cambia el software de programación del DSP.

8. Conector de entrada para los ADC provenientes de la tarjeta de desarrollo 56F800.
9. Potenciómetro encargado de controlar el ancho del pulso externo de los PWM o el ángulo de disparo de los mismos. (éste potenciómetro es el mismo que trae la tarjeta de desarrollo 56F800)
10. Potenciómetro encargado de modular el ancho del pulso interno de los PWM a una frecuencia de 44 kHz.
11. Jumper utilizado para trabajar tensiones de fase con dos valores distintos 60V rms con el jumper puesto y 120 Vrms sin el mismo. Este jumper se usa en el circuito detector de cruce de la fase A.

12. Jumper utilizado para trabajar tensiones de fase con dos valores distintos 60V rms con el jumper puesto y 120 Vrms sin el mismo. Este jumper se usa en el circuito detector de cruce de la fase B.
13. Jumper utilizado para trabajar tensiones de fase con dos valores distintos 60V rms con el jumper puesto y 120 Vrms sin el mismo. Este jumper se usa en el circuito detector de cruce de la fase C.
14. Conector de salida para conectar la carga. La carga debe ser resistiva y se debe calcular para que la potencia no supere los 300W ni la corriente los 1.8 A. Por defecto se usó una resistencia de 10 k Ω / 10W.

Si se va a usar un osciloscopio conectado a la red, debe conectarse en una toma distinta a la que se usa para el sistema trifásico, buscando de ésta manera, evitar posibles conexiones de tierras entre los mismos. Lo recomendable para éste proyecto es usar aparatos de medición con baterías.

