

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP:
Control De Rectificador Trifásico y Control De Puente Inversor
Resonante.**

**MARTHA MARGARITA OSORIO CAVANZO
OMAR JAIMES MUÑOZ
GERMÁN DAVID PANTOJA BASTIDAS**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA,
ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2008**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP:
Control De Rectificador Trifásico y Control De Puente Inversor
Resonante.**

AUTORES:

**MARTHA MARGARITA OSORIO CAVANZO
OMAR JAIMES MUÑOZ
GERMÁN DAVID PANTOJA BASTIDAS**

**TESIS DE GRADO PARA ASPIRAR AL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRÓNICO**

DIRECTOR

MIE. ALFREDO RAFAEL ACEVEDO PICON

CODIRECTOR

MPE. JAIME GUILLERMO BARRERO PEREZ

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

2008

AGRADECIMIENTOS

A nuestro director, Rafael Alfredo Acevedo Picon, por todas las enseñanzas durante este proceso de aprendizaje; a nuestro co – director, Jaime Guillermo Barrero Perez, por brindarnos sus experiencias como punto de referencia para nuestro trabajo; a nuestros calificadores, Cesar A. Duarte y Jorge H. Ramón, por indicar nuestros puntos débiles en nuestro trabajo y corregirnos para cada día ser mejores.

DEDICATORIAS

“Dedico este avance en el proceso, a Dios quien es mi fortaleza y guía mis pasos día a día, a mi padre quien me cuida desde el cielo, a mi madre quien me apoya incondicionalmente, a Eduardo quien confía en mí y a todos mis amigos y familiares que con sus oraciones hicieron posible alcanzar este reto.”

Martha Margarita Osorio Cavanzo

“A Dios por su infinito amor, a mis padres Reinaldo y Cecilia por su amor incondicional, a mi esposa Olga Milena por su entrega y compañía y a mi hijo que viene en camino porque con el nace una nueva esperanza.”

Omar Jaimes Muñoz

“A Dios, a mis padres Germán y Yolanda, a mis tíos Jesús y Carmen E., y en especial a Hailin y a mi hijo Federico, por su apoyo incondicional y quienes fueron, son y seguirán siendo mis guías y mi motor”.

Germán David Pantoja Bastidas

Tabla de contenido

	PAG.
INTRODUCCIÓN.....	1
1. ANÁLISIS TEÓRICO DEL CIRCUITO RECTIFICADOR TRIFÁSICO.....	2
1.1 Análisis circuito rectificador trifásico.....	4
1.1.1 Clasificación de circuitos rectificadores.....	4
1.2 Descripción de conexiones.....	7
1.2.1 Etapa de detección del cruce por cero.....	7
1.2.2 Etapa de protección y control de disparo (DSP).....	8
1.2.3 Etapa rectificadora.....	11
1.3 Evaluación del rendimiento de un rectificador.....	14
a) Valores promedio.....	14
b) Valor eficaces o RMS.....	16
c) Relación de rectificación (Eficiencia).....	17
d) Factor de Rizado.....	18
e) Distorsión armónica total THD.....	18
f) Factor de potencia.....	19
2. ANÁLISIS TEÓRICO DEL CIRCUITO INVERSOR	21
2.1 Descripción de conexiones.....	22
2.1.1 Etapa de detección de fase.....	22
2.1.2 Etapa de protección.....	23
2.1.3 Etapa Inversora clásica.....	24

	PAG.
2.2 Evaluación del rendimiento de un inversor resonante.....	27
a) Distorsión armónica total THD.....	27
b) Factor de distorsión DF.....	27
2.3 Análisis de la carga del circuito inversor.....	28
3. ESTRATEGIAS DEL MEJORAMIENTO DE LOS PARAMETROS DE RENDIMIENTO.....	31
3.1 Control por ángulo de extinción.....	32
3.2 Control por ángulo simétrico.....	36
3.3 Control del ancho de pulso.....	39
4. ALGORITMO Y RESULTADOS.....	43
4.1 Programación del DSP.....	43
4.1.1 Programación de un TIMER	43
4.1.2 Programación de un PWM.....	47
4.2 Algoritmo de Control.....	49
4.2.1 Algoritmo de control para rectificador trifásico.....	49
4.2.2. Algoritmo de control para puente inversor resonante.....	50
4.3 Análisis de resultados del laboratorio.....	58
4.3.1 Secuencias de disparo.....	59
4.3.2 Circuito rectificador trifásico.....	61
4.3.3 Circuito inversor resonante	65
5. CONCLUSIONES	68
BIBLIOGRAFÍA.....	70

Tabla de figuras

	PAG.
Figura 1. Diagrama de Bloques del proyecto	3
Figura 2. Clasificación del Rectificador	4
Figura 3. Esquema de la tarjeta rectificadora trifásica	6
Figura 4. Circuito detector del cruce por cero.....	7
Figura 5. Estructura interna y disposición de pines dispositivo 4N26 .	8
Figura 6. Circuito de disparo y protección	9
Figura 7. Esquema de tarjeta acopladora	10
Figura 8. Circuito de potencia en la etapa de rectificación	12
Figura 9. Ejemplo de disparo de pulso por fase con $\alpha = 60^\circ$	13
Figura 10. Simulación de rectificador trifásico controlado con $\alpha = 0^\circ$.	14
Figura 11. Esquema de la tarjeta inversora	21
Figura 12. Circuito detector de fase	23
Figura 13. Circuito driver de disparo	24
Figura 14. Circuito característico de un puente inversor	25
Figura 15. Simulación del voltaje y corriente de salida y alimentación de entrada	26
Figura 16. Respuesta en frecuencia de la carga RLC del circuito inversor	29
Figura 17. Respuesta sub – amortiguada en el tiempo del circuito inversor	30
Figura 18. Salida de un rectificador trifásico controlado clásico a $\alpha = 60^\circ$	32
Figura 19. Corriente de entrada y voltaje de salida con control de ángulo de extinción	33

Figura 20. Corriente de entrada y voltaje de salida con control de ángulo simétrico	36
Figura 21. Corriente de entrada y voltaje de salida con control por modulación del ancho de pulso	40
Figura 22. Diagrama de flujo de algoritmo del circuito inversor	53
Imagen 1. Salida del Opto acoplador y disparo de cruce por cero .	59
Imagen 2. Salida PWM de la tarjeta DSP	60
Imagen 3. Salida PWM por pares	61
Imagen 4. Voltaje de fase de entrada	61
Imagen 5. Voltaje de puerta de transistor	62
Imagen 6. Voltaje de drenador surtidor	62
Imagen 7. Salida de Rectificador trifásico controlado clásico a 0° ...	63
Imagen 8. Salida de Rectificador trifásico controlado clásico a 30° ..	64
Imagen 9. Salida de Rectificador trifásico controlado clásico a 60° ..	64
Imagen 10. Señal ADC procedente del inversor	65
Imagen 11. Salida PWM del DSP a 40KHz	66
Imagen 12. Salida PWM del DSP a 50KHz	67

Lista de Tablas

	PAG.
Tabla 1. Ciclo de operación de los transistores	12
Tabla 2. Valores promedio de rectificador trifásico controlado clásico .	16
Tabla 3. Valores eficaces del rectificador trifásico controlado clásico ..	17
Tabla 4. Valores de eficiencia de rectificación clásica.....	17
Tabla 5. Valores de factor de rizado rectificación clásica	18
Tabla 6. Valores de distorsión armónica total y factor de potencia	20
Tabla 7. Valores de los parámetros de rendimiento para control por ángulo de extinción	35
Tabla 8. Valores de los parámetros de rendimiento para control por ángulo simétrico	38
Tabla 9. Configuración de disparo de los SCR del rectificador trifásico .	50

RESUMEN

TITULO

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP. Control de rectificador trifásico y control de puente inversor resonante.*

AUTORES

Martha Margarita Osorio Cavanzo

Omar Jaimes Muñoz

Germán David Pantoja Bastidas**

PALABRAS CLAVES

Dispositivos, DSP, Rectificador, Inversor, Electrónica Industrial, Electrónica Potencia.

DESCRIPCION

Los autores de este proyecto tienen como objetivo general dotar a la escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander, de un sistema físico (hardware) que controla otros sistemas electrónicos ya existentes en la misma, a demás de un código de programación que se implementa con un software de libre adquisición, para que puedan utilizarse como complemento de las asignaturas Electrónica industrial y Electrónica de potencia.

La interconexión de estos sistemas permite realizar la rectificación de una red trifásica e invertir, el resultado de la rectificación, para generar una alimentación sinusoidal que se entrega a una carga RLC; esta alimentación sinusoidal es de tipo monofásica y se presenta a una frecuencia de resonancia de tal manera que la corriente de la carga se encuentre en fase con el voltaje de la misma. Para tal fin se implementa un control por software que se implementan en un DSP y sobre el cual se añaden estrategias de control con el fin de mejorar parámetros de rendimiento de los sistemas electrónicos.

Estas características hacen del sistema adquirido una herramienta muy útil para estudiantes, profesores e ingenieros en oficio, ya que va dirigida tanto a aplicaciones académicas como a industriales.

* Trabajo de Grado

** Facultad de ingenierías físico-mecánicas; escuela ingenierías eléctrica, electrónica y telecomunicaciones; director: MIE. Alfredo Rafael Acevedo Picón.

ABSTRACT

TITLE

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF PROGRAMS FOR DSP. Monitoring and control of three-phase rectifier bridge resonant inverter.*

AUTHORS

Martha Margarita Osorio Cavanzo

Omar Jaimes Muñoz

Germán David Pantoja Bastidas**

KEYWORDS

Systems, DSP, rectifier, inverter, Industrial Electronics, Power Electronics.

DESCRIPTION

The authors of this project general aims to provide to the school of electrical engineering, Electronics and Telecommunications of the Industrial University of Santander, a physical system (hardware) that controls other electronic systems already exist in the school, in addition to a code source that is implemented with a free software acquisition, to be used to complement the subjects Industrial Electronics and Power Electronics.

The interconnections of these systems allows for rectification of a three-phase network and invert, the result of the modification, to generate a sine feed that is delivered to a load RLC; this type of feed is sinusoidal one - phase and presents a resonance frequency so that the charge current is in phase with the charge voltage. To this end, implements control by software that are implemented in a DSP and on which control strategies are added to enhance performance parameters of electronic systems.

These features make the device a useful tool for students, teachers and engineers in motion, as it is addressed to both academic and industrial applications.

* Degree Paper

** Physical engineering faculty, electrical engineering school, electronics and telecommunications, director: Mie. Alfredo Rafael Acevedo Picón.

INTRODUCCIÓN

Actualmente las industrias disponen de diferentes tipos de energía presentes en la tierra para la producción eficiente de sus productos. Todos estos tipos de energía deben ser adaptados a las necesidades de cada empresa y por lo tanto merecen un tratamiento calificado para obtener excelentes resultados.

De esta manera, la energía eléctrica, utilizada generalmente en todos los procesos de fabricación, en muchas ocasiones debe ser tratada mediante un proceso controlado donde las diferentes topologías desarrolladas por la electrónica industrial presentan varias opciones definidas para obtener algún tipo de una forma de onda rectificadas ó alterna requerida. Para estas aplicaciones es indispensable tener como conocimiento previo el funcionamiento del rectificador monofásico.

En la actualidad, la escuela de ingeniería eléctrica, electrónica y telecomunicaciones de la Universidad Industrial de Santander cuenta con *hardwares* de un circuito rectificador trifásico controlado y de un circuito inversor resonante, sobre los cuales se realizará la aplicación de técnicas y estrategias del control de cada *hardware*; a demás, y como objetivo general del proyecto, se adquiere un procesador digital de señal (DSP, por su sigla en ingles *Digital Signal Processing*) quien es el encargado de realizar el control de los *hardwares* mencionados anteriormente.

Se espera que con este proyecto de grado se pueda brindar a los nuevos estudiantes de ingenierías eléctrica y electrónica herramientas didácticas para la mejor comprensión de los conocimientos expuestos en las aulas de clase.

1. ANÁLISIS TEÓRICO DEL CIRCUITO RECTIFICADOR TRIFÁSICO

A medida que se han incrementado las necesidades de las factorías en cuanto a consumo, cambio de características y transformación de la energía eléctrica, también se han inventado más y mejores dispositivos electrónicos y sistemas que, en una o varias de sus etapas, aprovechan dicha energía para cumplir con los requerimientos de los procesos de producción.

Para esto, los sistemas industriales han venido remodelando sus diseños para obtener cada vez mejores resultados. La electrónica de potencia es aquella parte de la electrónica encargada del estudio de dispositivos, circuitos, sistemas y procedimientos para el procesamiento, control y conversión de la energía eléctrica; esta disciplina estudia la adaptación de sistemas electrónicos de potencia a procesos industriales donde interviene un procesamiento de energía eléctrica entre la entrada y la carga, y esta formado por varios convertidores, transductores, sensores y sistemas de control.

En la Figura 1, se muestra el diagrama de bloques que describe la implementación del proyecto. En él se observa la interacción del sistema rectificador, la etapa de control, y el sistema inversor. La fuente de energía eléctrica debe ser rectificada para obtener a la salida una señal sinusoidal de voltaje eficaz y frecuencia diferente a la de la fuente de energía eléctrica.

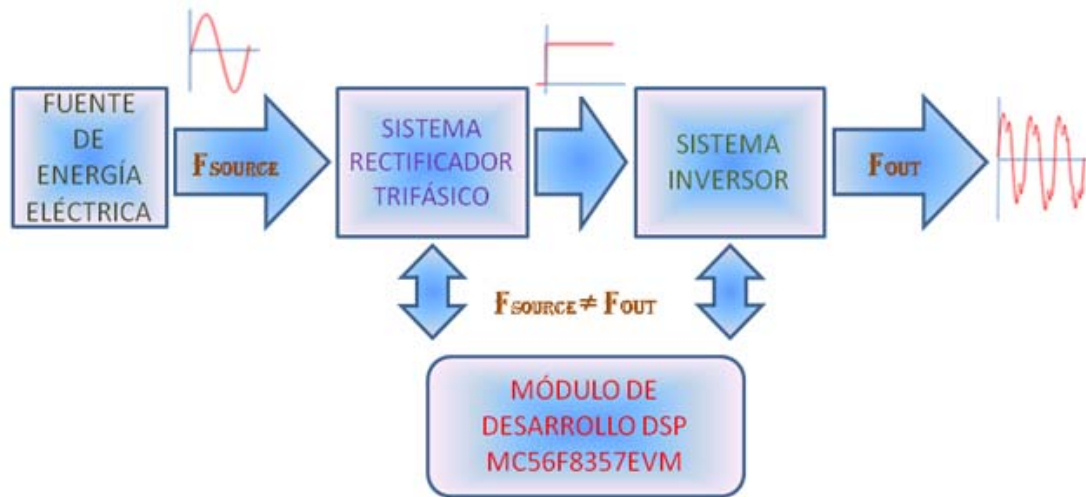


Figura 1. Diagrama de Bloques del proyecto

Fuente: Autores

En el análisis de los circuitos rectificador trifásico y puente inversor, para este capítulo, se hace de una manera teórica con base a los datos proporcionados por las hojas de datos de los elementos empleados para efectos de la simulación, los valores de voltaje de alimentación soportados en el laboratorio y los tiempos de disparos programados en el DSP para el control PWM.

Los circuitos que determinan las etapas de rectificación e inversión, se estudiarán de manera contigua y secuencial al proceso de cambio al que es sometida la energía eléctrica. Así, se identificará el circuito de rectificación trifásica como primera etapa de este proceso para poder alimentar con corriente continua el circuito inversor. Además, se debe tener presente que la tarjeta de desarrollo DSP 56F8357 será empleada como el circuito de control de disparo que se verá en el siguiente capítulo.

1.1 Análisis circuito rectificador trifásico.

El circuito rectificador es el encargado de convertir el semiciclo negativo en uno positivo (rectificadores de onda completa) o simplemente se permite el paso de los semiciclos positivos (rectificadores de media onda) para cada fase del sistema eléctrico trifásico empleado. Esta topología es altamente implementada en la industria cuando se requiere potencias mayores a 12kW

1.1.1 Clasificación de circuitos rectificadores.

Los circuitos rectificadores tienen una clasificación que está determinada por el objetivo a cumplir y la topología que utiliza. En otras palabras, se determina si se requiere trabajar en una o tres fases, si se desea rectificar onda completa ó media onda, y si se controla o no electrónicamente.

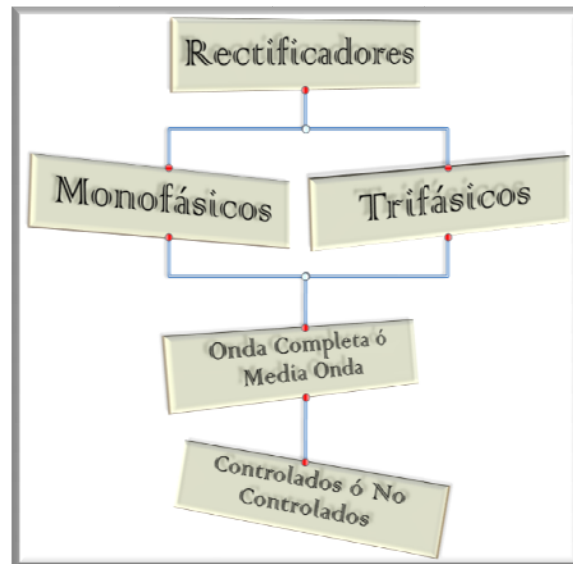


Figura 2. Clasificación del Rectificador.

Fuente: Autores

Cuando se pretende rectificar una señal de tipo alterna, se utilizan dispositivos electrónicos que permiten el flujo de corriente para determinados niveles de energía e impidiendo así el flujo de corriente para otros. Este dispositivo se conoce como “diodo semiconductor” pues permite el flujo de corriente en el circuito cuando el ánodo es más positivo que el cátodo; para este caso se dice que el diodo se encuentra polarizado directamente. Si en el diseño de un rectificador se implementan únicamente diodos, se dice que se utiliza un rectificador no controlado, pues el diodo es el que determina cuando permite flujo de corriente y cuando no con respecto a la polarización que el circuito así disponga.

● Rectificador trifásico de onda completa controlado clásico

Antes de explicar su configuración, se debe mencionar que existen dispositivos electrónicos de similar comportamiento al diodo semiconductor salvo que se puede controlar el instante de tiempo en el cual se desee que conduzca corriente o la interrumpa. Estos dispositivos interruptores de tecnología MOS se conocen en el mercado como IGBT y MOSFET. La ventaja de utilizar estos dispositivos viene dada por la capacidad o controlar su entrada en conducción, basando su operación de manera similar a la del diodo; de ahí el calificativo de “controlados”. El “ángulo de disparo” (α) es el parámetro que se debe evaluar para determinar la relación entre el valor de la tensión rectificadora de salida y el valor de las tensiones alternas de la entrada. Estos convertidores son muy usados en la industria por su aplicación a procesos que requieren soportar mayores 12kW de potencia.

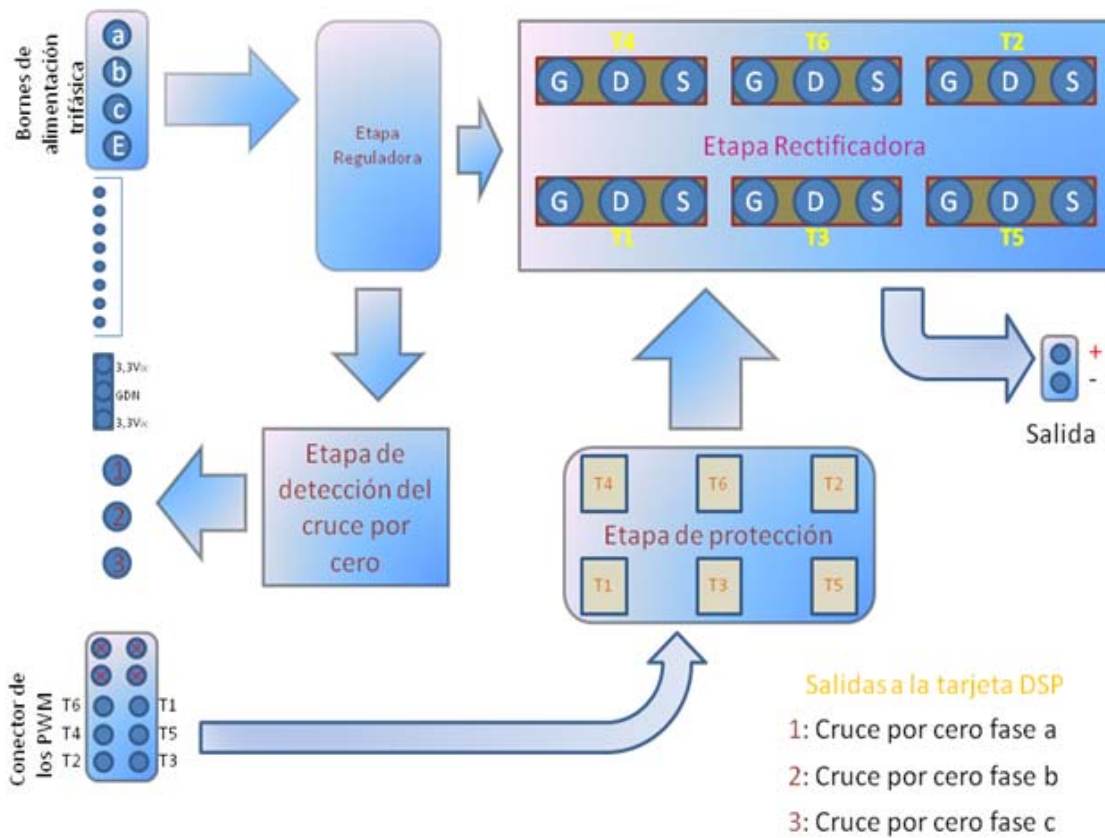


Figura 3. Esquema de la tarjeta rectificadora trifásica.

Fuente: Autores

En la Figura 3 se indica el esquema de la tarjeta del rectificador trifásico, donde se presentan seis (6) transistores que están controlados por pulsos generados a través de los pines PWM del DSP, donde se observa que cuatro de esos pines no se conecta, por lo tanto se implementa una tarjeta de acople entre las terminales de salida de la tarjeta DSP y los conectores de los PWM.

Cuando se requiere implementar un rectificador de onda completa para un sistema eléctrico trifásico, se determinan parámetros para que el diseñador calcule sus valores y determine la eficiencia que entrega dicha implementación. Para ello se debe calcular parámetros de rendimiento tales

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

como voltaje promedio de salida (\bar{V}_o), eficiencia ($\eta\%$), factor de potencia (FP), factor de rizado (FR) y distorsión armónica total (THD).

1.2 Descripción de conexiones

Para comprender el funcionamiento descrito en el esquema de la Figura 4, se presenta el desarrollo de las etapas principales en el procedimiento.

1.2.1 Etapa de detección del cruce por cero.

Esta etapa es la encargada de establecer un punto de referencia para que el DSP ejecute las instrucciones de conteo y activación de PWM. Esto significa que cuando una de las fases hace un cruce por cero de forma ascendente, el circuito dispara un pulso que activa un contador interno del DSP para determinar el momento de disparo de los PWM que correspondan a la fase.

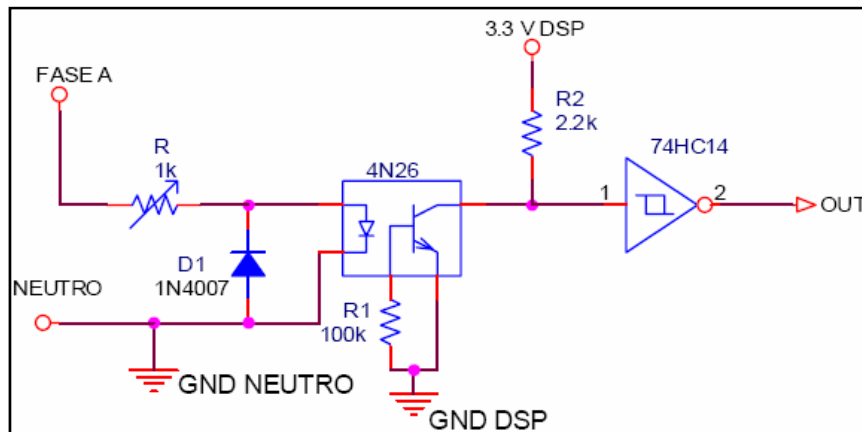


Figura 4. Circuito detector del cruce por cero

Fuente: Tesis de grado UIS, 2007.¹

¹ "Rectificador trifásico totalmente controlado basado en tecnología CMOS y DSP". Rojas, Freddy y Carlos Nieto.

Cuando el voltaje de la fase se encuentra en el semiciclo negativo, el diodo D1 se comporta como un corto circuito que desactiva el fotodiodo; luego, cuando el voltaje hace el cruce por cero hacia el semiciclo positivo, el diodo D1 se abre y permite la circulación de corriente por el fotodiodo. Se debe observar que cuando el fotodiodo permanece desactivado, el voltaje V_{CE} del fototransistor es de $3.3V_{DC}$, por lo tanto el circuito integrado 74HC14² no genera pulsación. Cuando el fotodiodo es activado, el voltaje V_{CE} del fototransistor es cero lo que conlleva que la salida del 74HC14 dispare un pulso, que es entendido por el DSP como la activación de la interrupción debido a un cruce por cero.

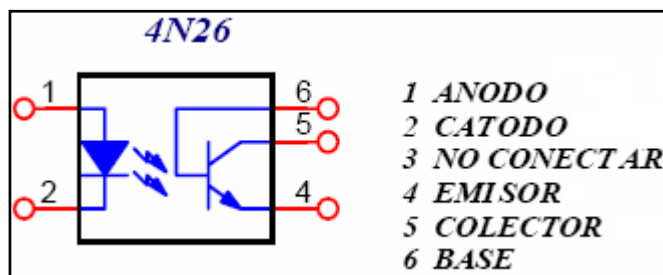


Figura 5. Estructura interna y disposición de pines de dispositivo 4N26

Fuente: Autores

Como no existe contacto físico internamente entre el fotodiodo y el fototransistor, permite brindar protección a la tarjeta DSP si existieran fallas en el funcionamiento de la tarjeta de rectificación trifásica.

1.2.2 Etapa de protección y control de disparo (DSP)

Debido a las características de fabricación del DSP, donde se especifica que la corriente máxima del circuito es del orden de los miliamperios, es necesario

² Observar en la figura 4 que la salida de este dispositivo está negada.

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

implementar una etapa de protección. Para esto la tarjeta de rectificación trifásica tiene dispositivos acoplados ópticamente que protegen el DSP en caso de una falla. En la figura 6 se indica la forma como está conectada cada salida de PWM del DSP con un opto – acoplador como protección, y a su vez acondiciona el respectivo pulso para disparar en la puerta del transistor a un voltaje de $V_g = \pm 20V$.

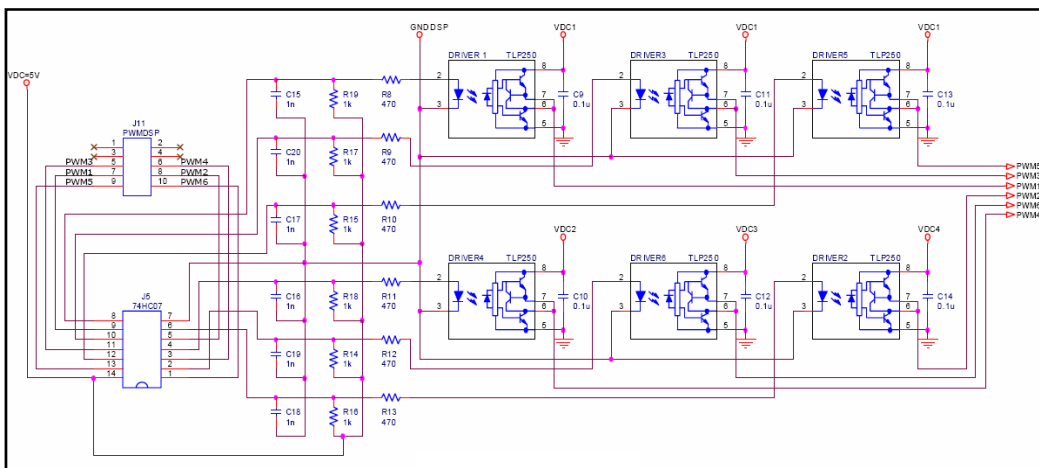


Figura 6. Circuito de disparo y protección.

Fuente: Tesis de grado UIS, 2007.³

Para que este funcione como interruptor su 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 encendido y apagado es de 15v y 0v respectivamente.

Como la distribución de pines de PWM del DSP no coinciden directamente con los bornes de la tarjeta de rectificación trifásica, se hizo necesario diseñar una tarjeta de acople indicada en la Figura 7.

³ “Rectificador trifásico totalmente controlado basado en tecnología CMOS y DSP”. Rojas, Freddy y Carlos Nieto.

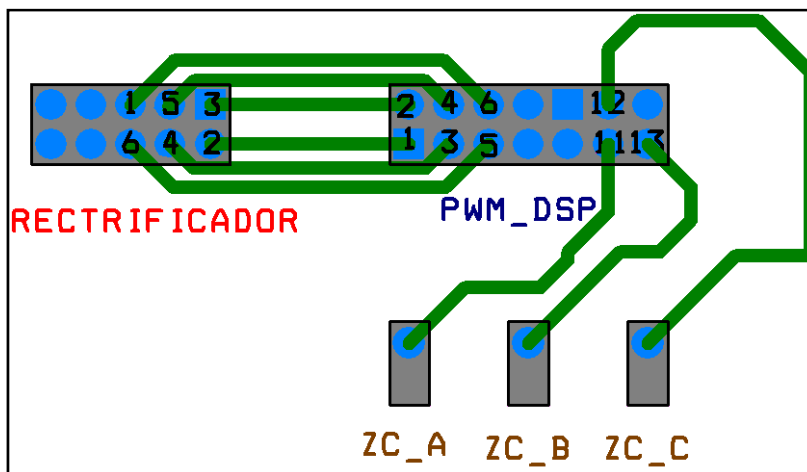


Figura 7. Esquema de tarjeta acopladora.

Fuente: Autores

Los puntos indicados como ZC_A, ZC_B y ZC_C son los puntos que identifican la detección del cruce por cero.

La variación del ángulo de disparo permite tener bajo control dispositivos electrónicos semiconductores de potencia que realizan conmutaciones forzadas, tales como los transistores, los IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), Transistores GTO (*Gate Turn – Off*) y MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) de potencia. Este ángulo de disparo es el instante en el cual el dispositivo electrónico de potencia es activado mediante un pulso y su duración depende del resultado. Para efectos del proyecto, se debe operar entre los 0° y los 180° , pues cada dispositivo conmutador controla un semiciclo de la señal de entrada; así se puede obtener incluso valores negativos como resultado de la conmutación, ya que mientras el dispositivo conmutador permanezca encendido y, si se permite hacer una analogía con los diodos semiconductores el ánodo sea más positivo que el cátodo, siempre va a existir flujo de corriente hacia la carga. Entonces, en esta perspectiva de situaciones, se puede determinar en que

momento el circuito opera como rectificador (cuando trabaja con valores positivos que llegan a la carga) y en que momento como inversor (cuando trabaja con valores negativos que llegan a la carga).

Para calcular el tiempo en el cual el pulso debe ser generado, se debe tener en cuenta la frecuencia y el desfase de la señal con que se alimenta al circuito. Para el caso de la red trifásica comercial, la frecuencia de cada fase es de 60Hz y cada fase está retrasada 120° una de la otra. De esta manera podemos generar pulsos en el instante en el que la señal cruza por cero. Es muy común utilizar el disparo del pulso después del cruce por cero de tal manera que el pulso vuelva a su estado inicial cuando la señal de alimentación esté cruzando por 180° .

1.2.3 Etapa rectificadora

Una vez el disparo se ha generado por parte del DSP, la etapa rectificadora permite o interrumpe el paso de corriente hacia los bornes donde se conecta la carga.

En la Figura 8 se indica el circuito rectificador trifásico clásico, en el cual existe un tiempo de espera TD (*Time Delay*) que hace referencia al ángulo de disparo α . El ancho del pulso PW (*Pulse Width*) debe permanecer activo durante los 180° (aprox. 8,333ms) siguientes. Como esta señal es periódica y depende de la frecuencia de la red eléctrica, se observa que cada 16,67ms (60Hz) el DSP dispara nuevamente la secuencia de PWM's. Esta secuencia se evalúa de acuerdo al ciclo de operación de los transistores como lo indica la Tabla 1.

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

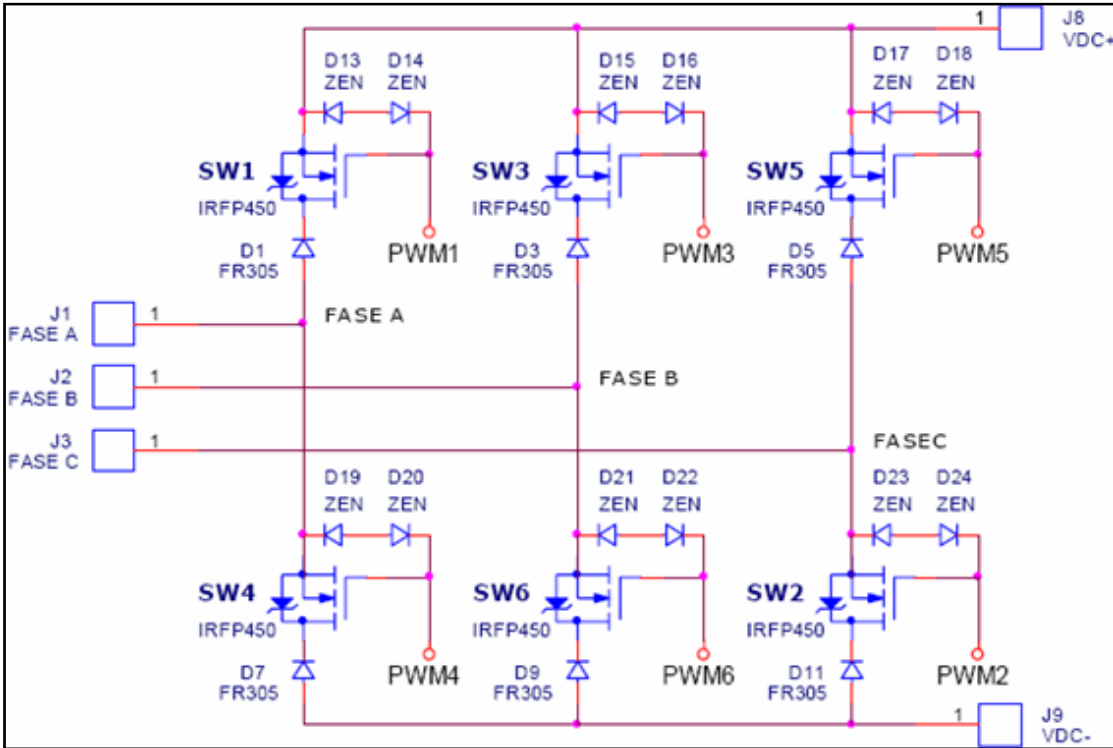


Figura 8. Circuito de potencia en la etapa de rectificación

Fuente: Tesis de grado, UIS⁴

Fase	Semiciclo	
	Positivo	Negativo
a	T1	
		T4
b	T3	
		T6
c	T5	
		T2

Tabla 1. Ciclo de operación de los transistores.⁵

Fuente: Autores

⁴ "Rectificador trifásico totalmente controlado basado en tecnología CMOS y DSP". Rojas, Freddy y Carlos Nieto.

⁵ Nota: Esta tabla está realizada de acuerdo a la configuración de la Figura 9 a, basados en el libro de "Electrónica de Potencia" de Muhammad H. Rashid, 2da Edición.

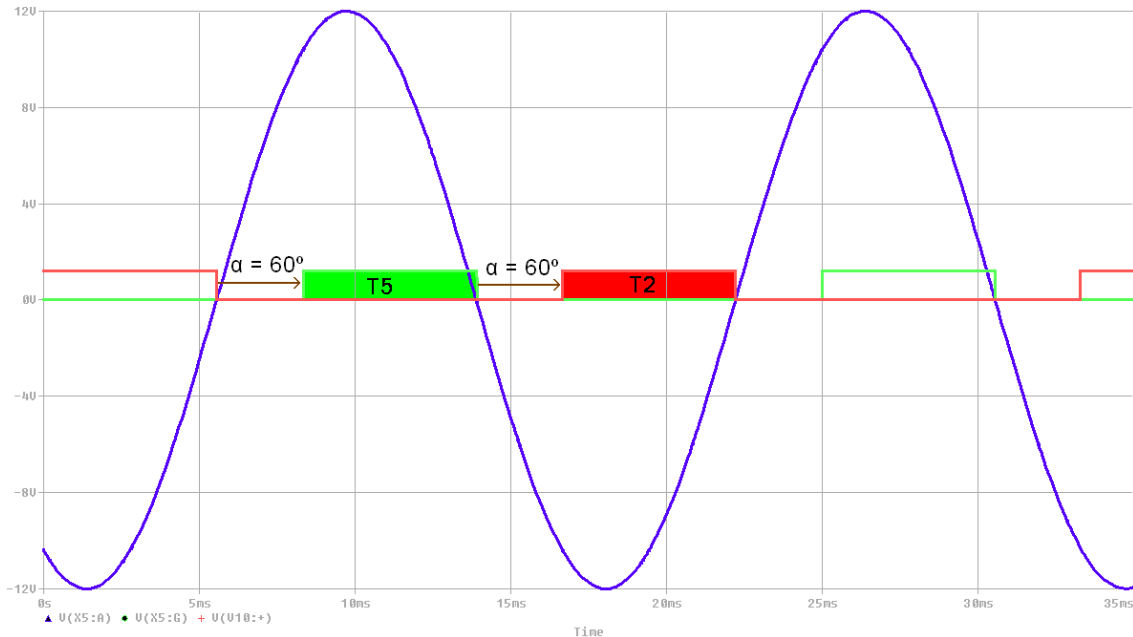


Figura 9. Ejemplo de disparo de pulso por fase con $\alpha = 60^\circ$

Fuente: Autores

Como resultado de este proceso, se obtiene la onda rectificada la cual posee determinadas características que pueden ser mejoradas o desmejoradas dependiendo del tipo implementación que se necesite y la estrategia a utilizar. En la figura 10 se presenta la forma de salida de un rectificador trifásico controlado clásico tomando como entrada el voltaje de línea y aplicando un $\alpha = 0^\circ$.

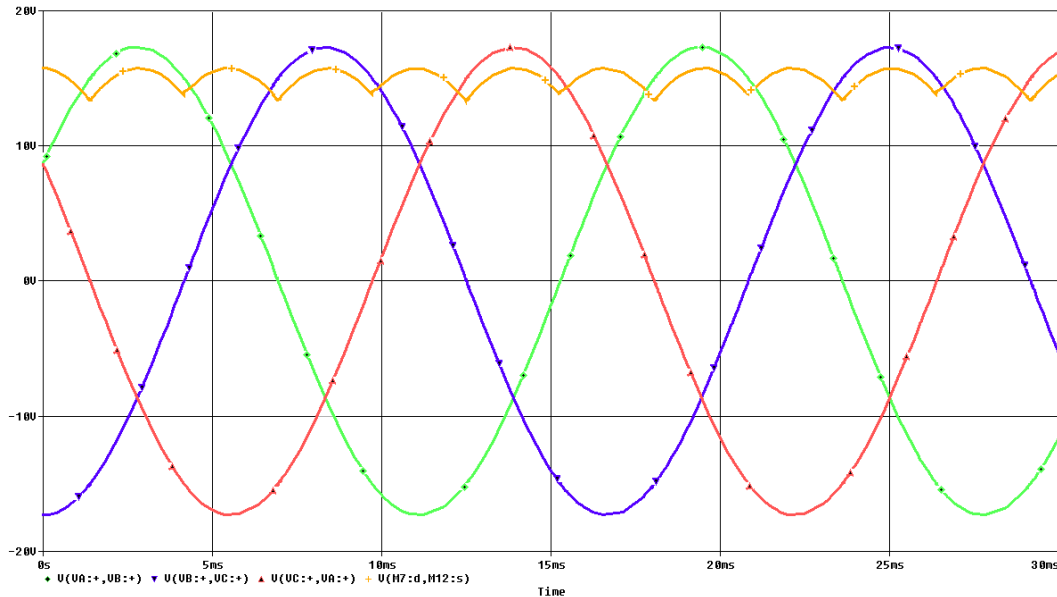


Figura 10. Simulación de rectificador trifásico controlado con $\alpha = 0^\circ$

Fuente: Autores.

1.3 Evaluación del rendimiento de un rectificador.

El desarrollo matemático de estos parámetros se presenta a continuación.

a) Valores promedio.

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

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

Para calcular estos valores de voltaje, se debe tener en cuenta que si la fuente que alimenta el circuito esta conectada en estrella (Y), se tiene que:

$$V_{\Delta(ef)} = \sqrt{3} * V_{Y(ef)} \rightarrow V_{m(\Delta)} = \sqrt{2}V_{\Delta(ef)} = \sqrt{6} * V_{Y(ef)}$$

$$V_{an} = V_m \sin(\omega t) \quad V_{ab} = \sqrt{3}V_m \sin(\omega t) \quad \text{donde } \omega = 2 * \pi * f_{\text{source}} \quad ^6$$

$$\bar{V}_o = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ab} d(\omega t) = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} V_{ab}(\omega t) d(\omega t) = \frac{3V_{ab(\text{máx})}}{\pi} \cos \alpha =$$

$$95,49\% (V_{ab(\text{máx})} * \cos \alpha) \quad \textbf{Ecuación 1.1}$$

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

Teniendo los valores medios del voltaje de salida, se tiene que la corriente de salida depende de la resistencia de la carga.

$$I_{CD} = \frac{\bar{V}_o}{R_{\text{Load}}} = \frac{3V_{ab(ef)}}{R_{\text{Load}} * \pi} \cos \alpha \quad \textbf{Ecuación 1.2}$$

- ⊗ Potencia de salida en corriente directa, P_{DC} .

La potencia de salida está determinada por el valor de la carga y el tipo de control que se realice al disparar los IGBT. El valor máximo de potencia entregada a la carga se realiza cuando el ángulo de disparo (α) es igual a cero.

$$P_{CD} = V_{CD} * I_{CD} = \frac{V_{ab(ef)}^2}{Z_{\text{Load}} * \pi^2} \cos^2 \alpha \quad \textbf{Ecuación 1.3}$$

A manera de ejemplo, se asume una carga de 1Ω para indicar las cantidades que se presenta cuando se evalúan los parámetros.

⁶ Los valores de los otros voltajes de línea neutro se encuentran desfasados 120° ($\frac{2\pi}{3}$) entre ellos.

α	V_o	I_{DC}	P_{DC}
0	27,0045	27,0045	729,243
30	23,38	23,38	546,624
60	13,439	13,439	180,607

Tabla 2. Valores promedio de rectificador trifásico controlado clásico

Fuente: Autores

b) Valor eficaces o RMS

Este valor proporciona una cantidad equivalente al valor que tendría en corriente directa, y se determina a partir de:

- Valores de voltaje RMS en la salida.

Se tiene en cuenta que el valor del voltaje dentro de lo que dura el pulso.

$$V_{rms} = \left[\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} V_{ab(máx)}^2 \sin^2 \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}}$$

$$V_{rms} = V_{ab(máx)} \left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos(2\alpha) \right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{Ecuación 1.4}$$

- Valores de corriente RMS en la salida

Calculo que se realiza cuando se alimenta la carga con el voltaje eficaz en la salida.

$$I_{rms} = \frac{V_{ab(m\acute{a}x)}}{R_{LOAD}} \left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos(2\alpha) \right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{Ecuaci3n 1.5}$$

ⓐ Potencia de salida en CA.

$$P_{ca} = V_{rms} * I_{rms} = \frac{V_{ab(m\acute{a}x)}^2}{R_{LOAD}} \left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos(2\alpha) \right) \quad \text{Ecuaci3n 1.6}$$

α	V_{RMS}	I_{RMS}	P_{RMS}
0	27,029	27,029	730,567
30	23,77	23,77	565,013
60	15,314	15,314	234,519

Tabla 3. Valores eficaces del rectificador trifásico controlado clásico

Fuente: Autores

c) Relaci3n de rectificaci3n (Eficiencia)

La eficiencia de un rectificador es una cifra que determina la relaci3n entre la potencia de salida frente a la potencia entrada para determinar la cantidad de p3rdidas que ocurren cuando la corriente pasa por el circuito.

$$\eta\% = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100\% = \frac{P_{CD}}{P_{rms}} * 100\% = \frac{\bar{V}_o}{V_{rms}} * 100\% \quad \text{Ecuaci3n 1.7}$$

α	$\eta\%$
0	99,8%
30	96,7%
60	77,0%

Tabla 4. Valores de eficiencia de rectificaci3n clásica

Fuente: Autores

d) Factor de Rizado

Es una medida del contenido de la componente ondulatoria de la señal de salida y permite cuantificar que tan continua es la forma de onda de la señal de salida.

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{DC}}\right)^2 - 1} \quad \text{Ecuación 1.8}$$

α	FR
0	0,0426
30	0,1834
60	0,5464

Tabla 5. Valores de factor de rizado rectificación clásica
Fuente: Autores

e) Distorsión armónica total THD

La forma de onda de la corriente de entrada está descrita por la serie de Fourier

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad \text{Ecuación 3.3}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} I_a \cos(n\omega t) d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{\frac{5\pi}{3}+\alpha} I_a \cos(n\omega t) d(\omega t) \right] = -\frac{4I_a}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \sin(n\alpha)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} I_a \sin(n\omega t) d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{\frac{5\pi}{3}+\alpha} I_a \sin(n\omega t) d(\omega t) \right]$$

$$= \frac{4I_a}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \sin(n\alpha) \cos(n\alpha)$$

$$I_s = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} I_a d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = I_a \sqrt{\frac{2}{3}}$$

$$I_{SN} = \frac{1}{\sqrt{2}} [a_n^2 + b_n^2]^{\frac{1}{2}} = \frac{2\sqrt{2}I_a}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right)$$

$$\Phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = -n\alpha$$

$$THD = \left(\frac{I_s^2 - I_{s1}^2}{I_{s1}^2} \right)^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{I_s^2}{I_{s1}^2} - 1 \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\left(\frac{\pi}{3} \right)^2 - 1 \right]^{\frac{1}{2}} = 31,08\% \quad \text{Ecuación 1.9}$$

f) Factor de potencia

Es la medida que determina la eficiencia con que se utiliza la red eléctrica.

$$PF = \frac{V_s I_{s1}}{V_s I_s} \cos(\Phi_1) = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos(\Phi_1) = \frac{3}{\pi} \cos(-\alpha) \quad \text{Ecuación 1.10}$$

Si se aproxima el valor de HF a $\frac{I_{s1}}{I_s}$, se observa que se podría definir el PF como $PF = HF \cos \phi$. Si el sistema se encuentra equilibrado, podremos notar que el factor de potencia trifásico coincide con el factor de potencia de cada fase, y este factor de potencia monofásico se puede convertir en el producto del factor de desplazamiento y el factor armónico.

α	ϕ_1	THD	PF
0	0	23,42%	0,9549
30	-30	31,08%	0,8269
60	-60	42,53%	0,4774

Tabla 6. Valores de distorsión armónica total y factor de potencia

Fuente: Autores

La implementación de nuevas estrategias para el mejoramiento de parámetros de rendimiento se basan en la forma de disparo de los PWM, y cuyo estudio se hará en un capítulo posterior.

2. ANÁLISIS TEÓRICO DEL CIRCUITO INVERSOR

Para analizar el circuito inversor se debe tener claro que, a diferencia de la configuración de circuito rectificador este circuito está diseñado para convertir la señal de continua (proveniente del rectificador) en una señal de alterna, y por lo tanto sus conexiones de alimentación varían con respecto al circuito rectificador trifásico.

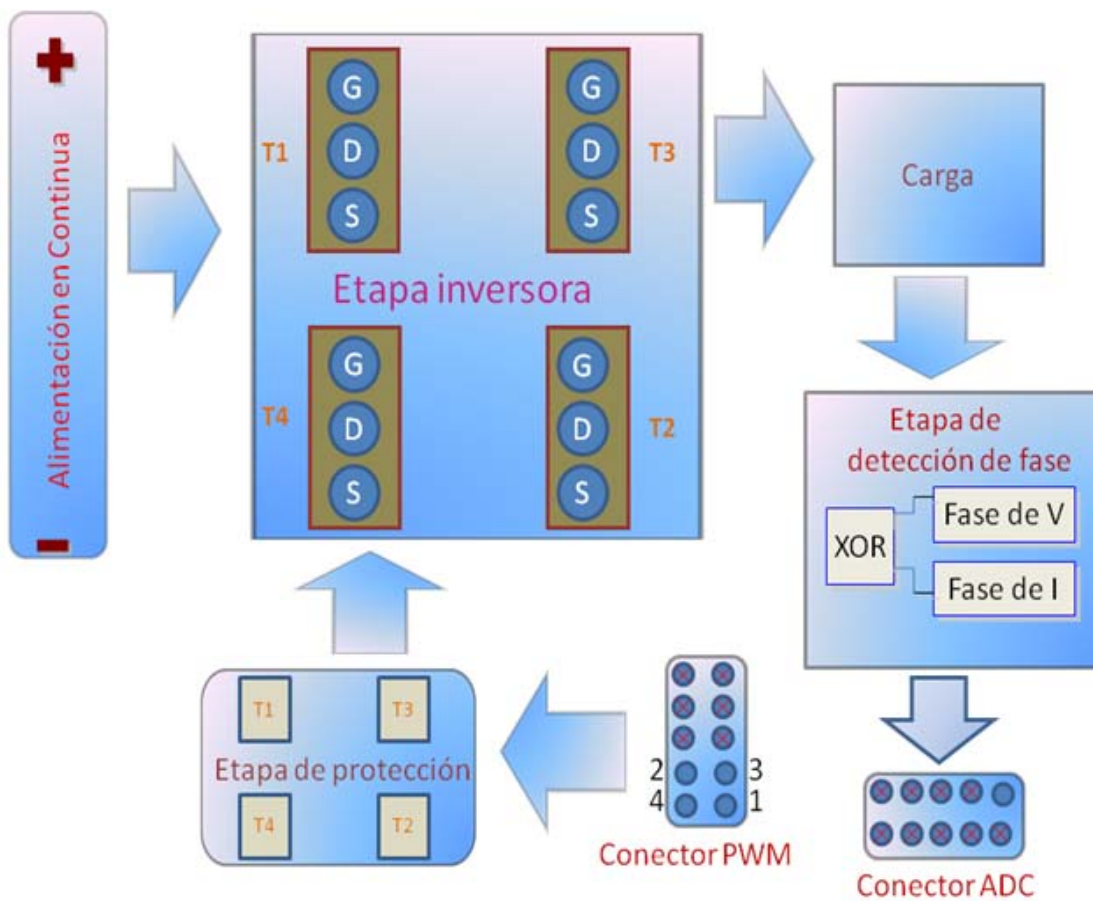


Figura 11. Esquema de la tarjeta inversora.

Fuente: Autores

En la Figura 11 se indica el esquema de la tarjeta del inversor resonante, donde se presentan cuatro (4) transistores distribuidos en 2 columnas, que están controlados por pulsos generados a través de los pines PWM del DSP.

Cuando se requiere implementar un circuito inversor que tiene como característica principal su operación en la frecuencia de resonancia, se determinan parámetros para que el diseñador calcule valores y determine eficiencias que entrega dicha implementación. Para ello, al igual que en el rectificador trifásico, se debe calcular parámetros de rendimiento tales como voltaje promedio de salida (\bar{V}_o), eficiencia ($\eta\%$), factor de potencia (FP), factor de rizado (FR) y distorsión armónica total (THD).

2.1 Descripción de conexiones

Para comprender el funcionamiento de los elementos descritos en el esquema de la Figura 11, se presenta el desarrollo de las etapas principales en el procedimiento.

2.1.1 Etapa de detección de fase.

Esta etapa es la encargada de establecer si existe o no diferencia de fase entre el voltaje y la corriente de salida. Esta comparación, realizada por una compuerta XOR, es la señal de referencia que tiene el DSP para ejecutar la rutina necesaria de activación de los PWM, hasta lograr una frecuencia de conmutación que permita eliminar el error por desfase.

La detección de fase entre la corriente y el voltaje de salida se realiza por medio de una diferencia del tiempo medido entre los cruces por cero que

realizan tanto la corriente de carga como el voltaje de salida. Para la detección del cruce por cero se utilizan dispositivos optoacopladores donde la salida de ellos se conecta a la entrada de la compuerta XOR, que compara los tiempos y en la existencia de error, dispara una secuencia de pulsos donde el valor medio es proporcional a la diferencia de fase.

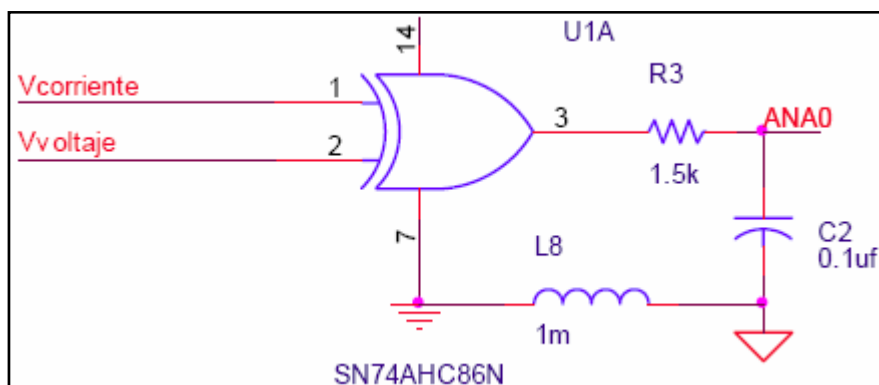


Figura 12. Circuito detector de fase.

Fuente: Proyecto de grado UIS, 2006⁷

Para asegurar que la salida del XOR no sobrepase los límites de la entrada analógica del ADC de la tarjeta DSP, se opta por alimentar al dispositivo con un voltaje de $3,3V_{DC}$ y un filtro de primer orden pasa bajas, como lo indica la Figura 12.

2.1.2 Etapa de protección

Debido a los altos niveles de potencia en los que opera la etapa inversora, se hace necesario la implementación de *drivers* que se encarguen de aislar la tarjeta DSP de la etapa inversora, y que a la vez entregue en la puerta de los

⁷ "Calentamiento por inducción. Diseño y construcción de sistema de control de un puente inversor resonante". IDARRAGA, Luis Fernando y Rafael Afanador.

transistores de potencia el nivel de voltaje necesario para que ellos puedan realizar la respectiva conmutación. Por esto, en la tarjeta inversora resonante se ha implementado un 74HC04 que consiste en un inversor con salida lógica programable compatible con TLL.

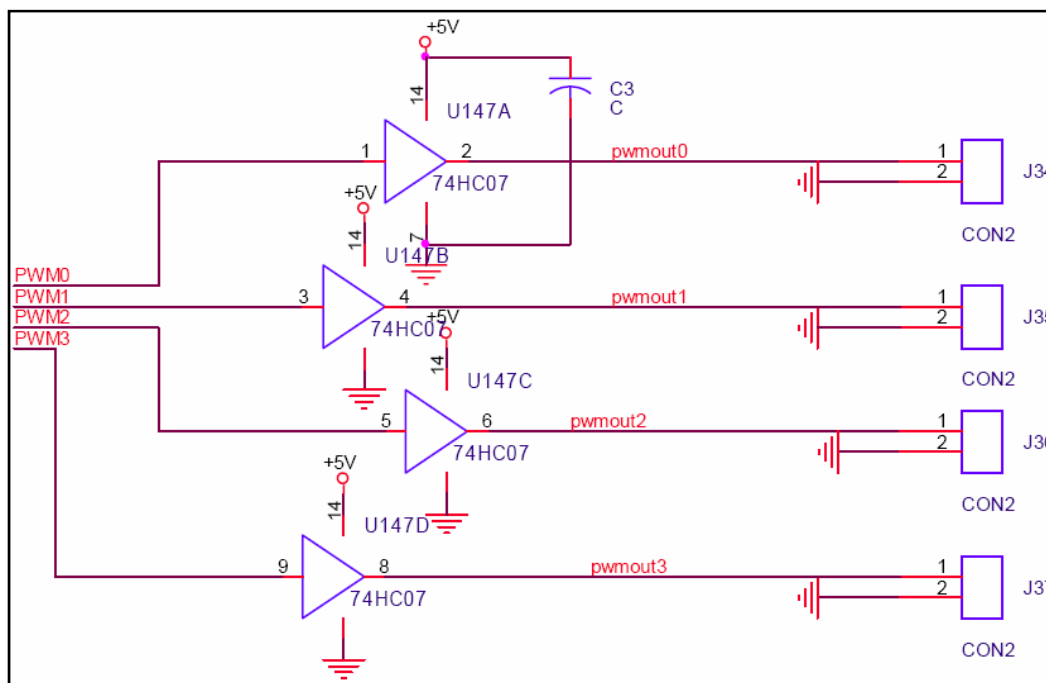


Figura 13. Circuito driver de disparo.

Fuente: Proyecto de grado UIS, 2006⁸

2.1.3 Etapa Inversora clásica

Cuando el DSP recibe la señal de la compuerta XOR por su puerto ADC, su rutina permite el ajuste del periodo al cual se deben generar las salidas de PWM que controlan la conmutación de los transistores de potencia de la etapa inversora, permitiendo así intervalos de tiempo en los que entre el

⁸ "Calentamiento por inducción. Diseño y construcción de sistema de control de un puente inversor resonante". IDARRAGA, Luis Fernando y Rafael Afanador.

voltaje de alimentación y la carga entreguen a la salida una onda de tipo sinusoidal. Si el inversor es de tipo resonante, el DSP continuará ajustando el periodo de los PWM hasta lograr la frecuencia de resonancia en la cual la corriente y el voltaje de salida se encuentran en fase y por lo tanto en la salida de la etapa de detección de fase se tendrá una señal continua.

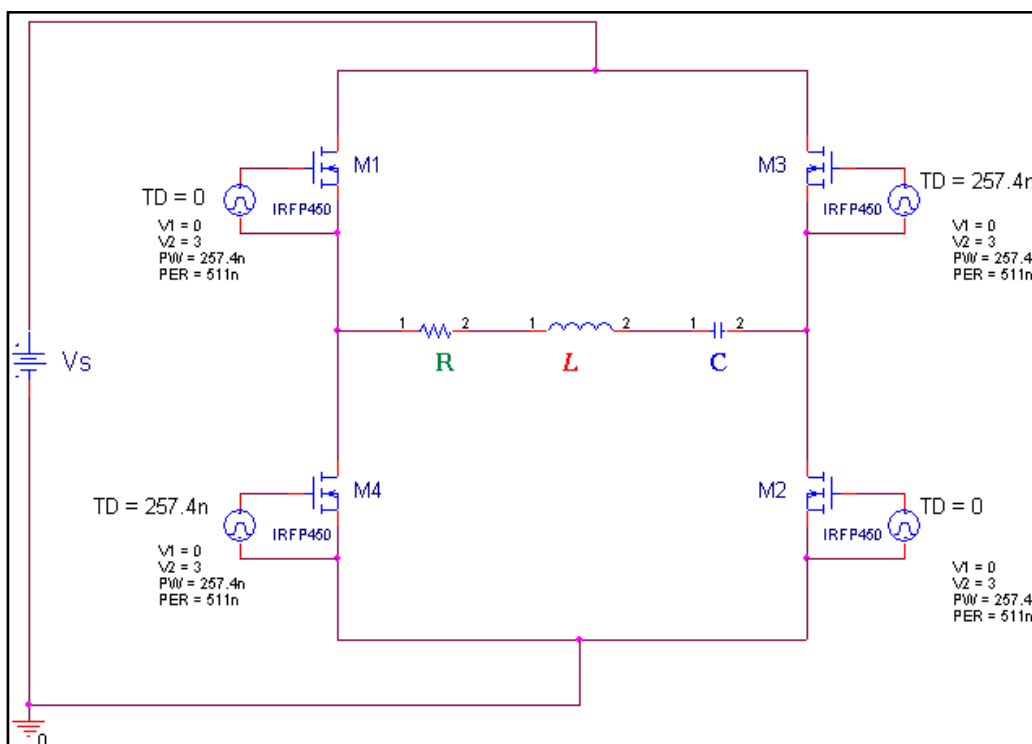


Figura 14. Circuito característico de un puente inversor.

Fuente: Autores

En la Figura 14 se presenta el circuito de la etapa de inversión. Como resultado de la simulación y de la inversión, se indica una señal de corriente de carga en la Figura 15.

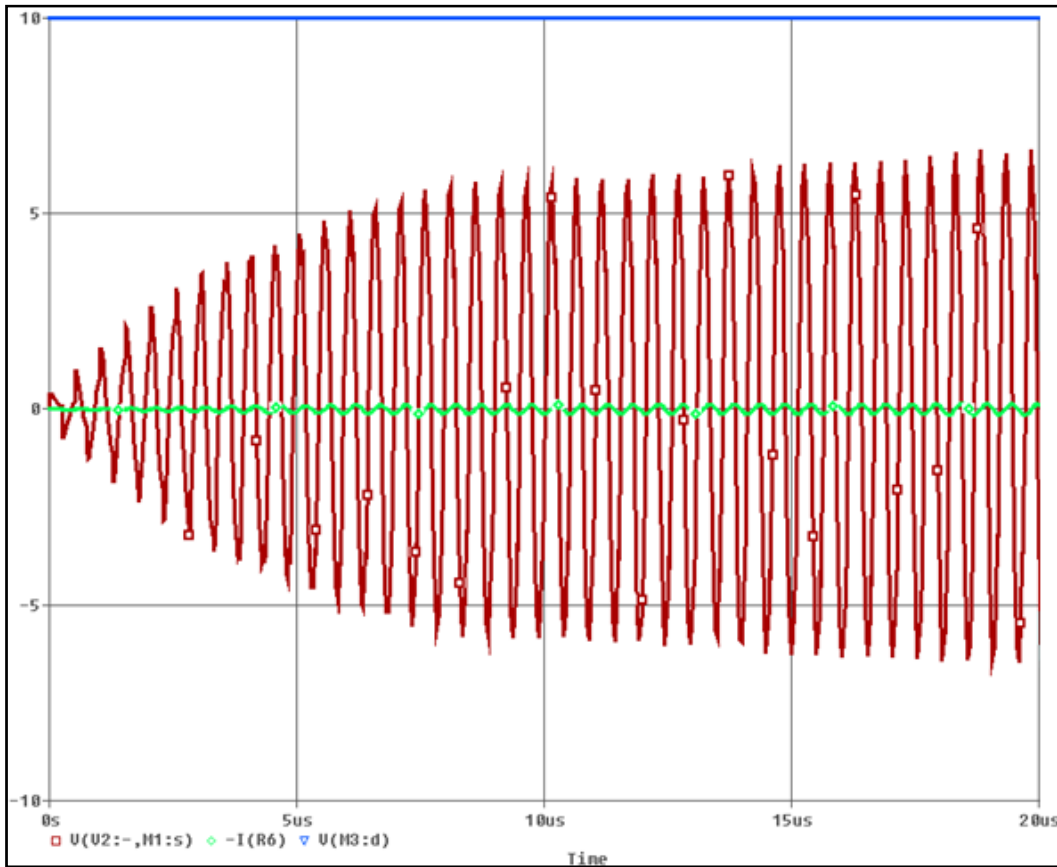


Figura 15. Simulación del voltaje y corriente de salida y alimentación de entrada.

Fuente: Autores

El resultado de una buena inversión de señal continua depende, en gran parte, de la frecuencia de oscilación de la carga, pues es ella quien permite el cálculo del instante de disparo de cada par de conmutadores⁹. Se debe tener presente que no se puede disparar dos pares de conmutadores al tiempo, pues si esto sucede se presenta un corto circuito que puede generar exceso de corriente, y con ello exceso de temperatura, de algunos dispositivos del sistema. Es por esto que se debe tener cuidado al programar el ángulo de

⁹ Vease Tesis de Grado "CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN. Diseño y construcción del sistema de control de puente inversor resonante", Fernando Idarraga, Rafael Afanador. 2006.

disparo que controlará el tiempo muerto de los pulsos que serán entregados a los conmutadores, y también debe entregarse de manera ordenada a cada par de conmutadores.

2.2 Evaluación del rendimiento de un inversor resonante

Para evaluar un inversor resonante, conformado por una carga L, C y una resistencia, se debe asegurar un circuito sub – amortiguado.

$$R^2 < \frac{4L}{C} \quad \text{Ecuación 2.1}$$

a) Distorsión armónica total THD

La distorsión armónica mide la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental,

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{Ecuación 2.2}$$

b) Factor de distorsión DF

Indica la cantidad de distorsión armónica que queda en una forma de onda particular después de que las armónicas de esa forma de onda hayan sido sujetas a una atenuación de segundo orden. Es decir, mide que tan eficiente es la reducción de componentes armónicas no deseadas, sin necesidad de especificar filtros.

$$DF = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left[\frac{V_n}{n^2} \right]^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad \text{Ecuación 2.3}$$

2.3 Análisis de la carga del circuito inversor

La carga del circuito inversor, para este proyecto, está comprendida por una bobina de calentamiento, una pieza destinada a ser calentada y un condensador de compensación. La bobina de calentamiento y la pieza a calentar pueden representarse como una inductancia en serie con una resistencia, cuyos valores se obtienen por las relaciones electromagnéticas existentes entre ellas, pues en funcionamiento operan como un transformador, teniendo como primario la bobina y de secundario la pieza a calentar.

$$R_{eq} = \left(1 - e^{-\frac{2r}{\delta}} \right) \rho \frac{2\pi r}{\delta} \quad \text{Ecuación 2.4}$$

$$L_{\mu H} = 2,54 \frac{r^2 * N^2}{9r + 10H} \quad \text{Ecuación 2.5}$$

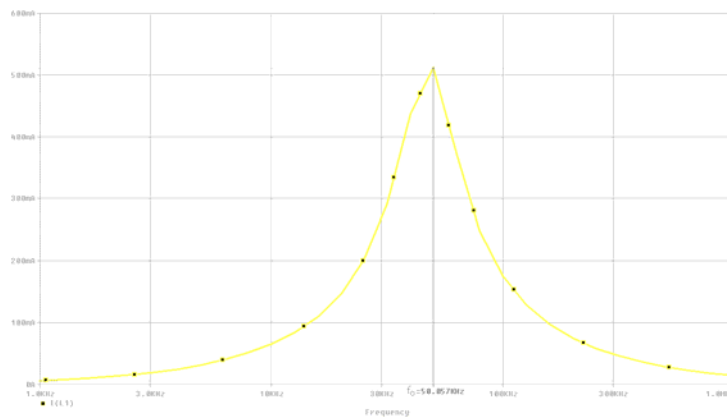
De acuerdo a estas ecuaciones¹⁰ se puede calcular la resistencia equivalente y la inductancia del solenoide. Teniendo estos valores es posible calcular la capacitancia que se define en relación a la frecuencia de resonancia y al valor de la inductancia para asegurar la cancelación de impedancia y obtener una amplitud considerable de corriente que circule por la carga.

$$C_c = \frac{(2\pi f_0)^{-2}}{L} \quad \text{Ecuación 2.6}$$

¹⁰ Véase "Teoría Electromagnética", William Hayt.

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

En la Ecuación 2.6 se presenta la forma de calcular la capacitancia de la carga, donde f_0 es la frecuencia de resonancia del sistema. Es necesario que la corriente en la carga posea un comportamiento sub – amortiguado para permitir la aplicación de técnicas de conmutación suave (*Soft – Switching*), evitando así cambios brusco de tensión y corriente en el momento de la conmutación, y al mismo tiempo prolongar la vida útil de los dispositivos de potencia (IGBT, MOSFET, etc.) y disminuir las perdidas por conmutación.



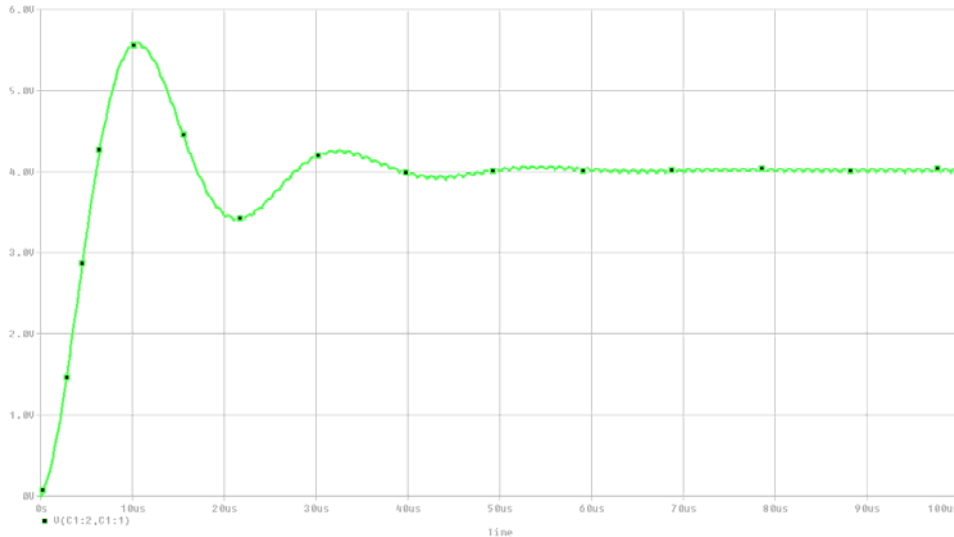


Figura 17. Respuesta sub – amortiguada en el tiempo del circuito inversor.

Fuente: Autores

Los parámetros necesarios para determinar la frecuencia de resonancia y la característica de sub – amortiguada de la corriente están dados por la relación $\frac{r}{2l} < \frac{1}{\sqrt{lc}}$, donde $\alpha = \frac{r}{2l}$ y $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{lc}}$ se tiene que:

$$\omega_d = \sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2} \quad \text{Ecuación 2. 7}^{11}$$

Con los factores descritos en la ecuación 2.7 se puede concluir la ecuación de la corriente que circula por la carga RLC.

$$i(t) = e^{-\alpha t} [a \cos(\omega_d * t) + d \sin(\omega_d * t)] \quad \text{Ecuación 2.8}$$

¹¹ Para esta ecuación el factor α hace referencia al factor de amortiguamiento de la señal.

3 ESTRATEGIAS DEL MEJORAMIENTO DE LOS PARAMETROS DE RENDIMIENTO.

Mejorar los parámetros de rendimiento permiten que, los equipos diseñados en base a ellos, tengan un mejor desempeño que a nivel industrial, lo que implica asemejar estos parámetros a los descritos en un rectificador trifásico ideal como son por ejemplo $\eta = 100\%$, $V_{ca} = 0$, $RF = 0$, $THD = 0$ y $FP = 1$.

Para ello se presentan algunas estrategias que mejoran estos parámetros aplicando, en la puerta de los transistores, pulsos que permitan que la conmutación sea forzada de acuerdo al ciclo de trabajo en el cual se quiere que opere.

Como se observó en el capítulo 1, la salida de un rectificador trifásico controlado clásico cuando se dispara con un $\alpha = 60^\circ$ se indica en la figura 18.

Se observa que la salida (color azul) existe un salto de tensión en el instante que se permite el paso de corriente (color verde).

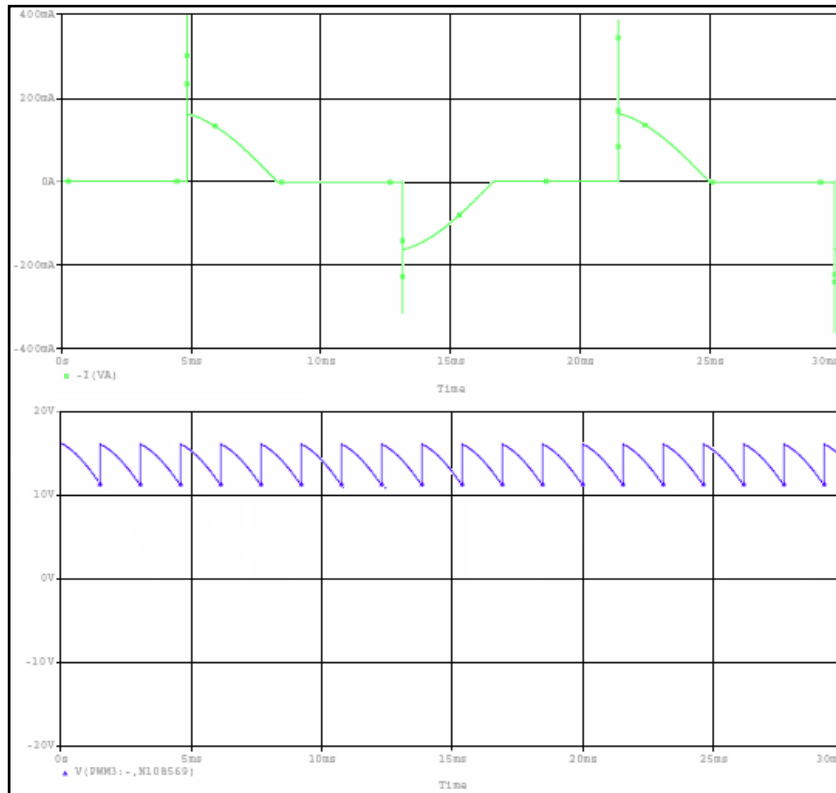


Figura 18. Salida de un rectificador trifásico controlado clásico a $\alpha = 60^\circ$

Fuente: Autores

3.1 Control por ángulo de extinción

Esta estrategia se caracteriza por la interrupción de corriente mediante conmutación forzada debido al ángulo de extinción β . En la figura 19 se muestra la corriente de entrada (color verde) y el voltaje de salida (color azul)

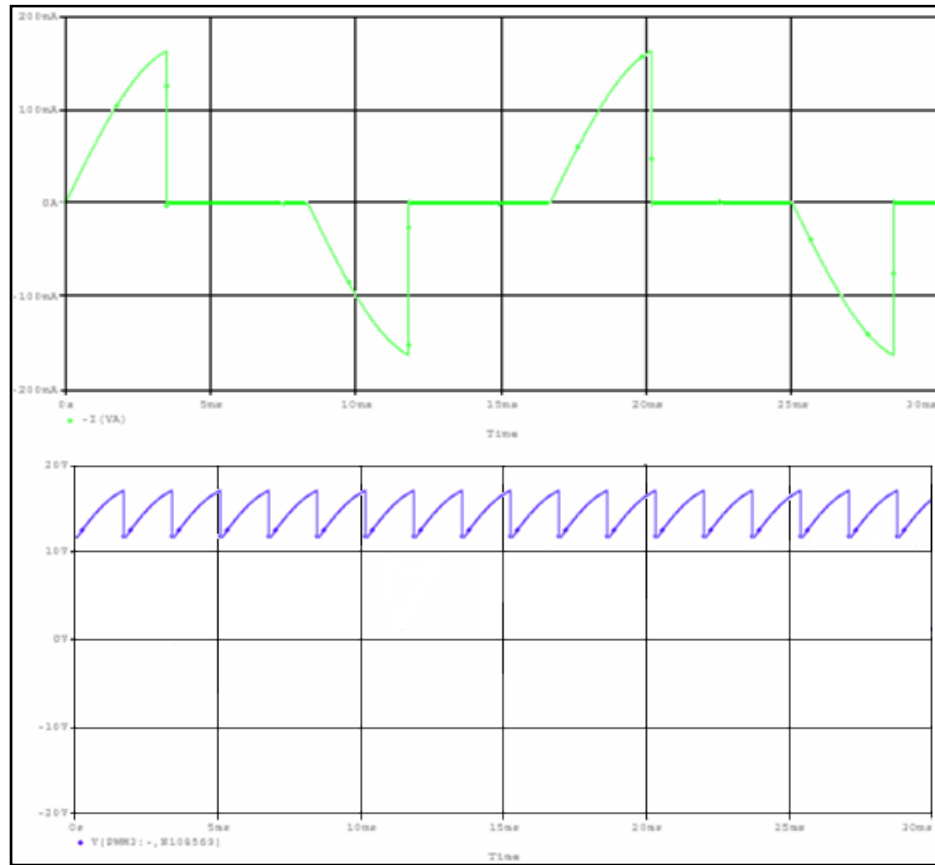


Figura 19. Corriente de entrada y voltaje de salida con control de ángulo de extinción.

Fuente: Autores

Para determinar el voltaje promedio de salida se tiene que

$$\bar{V}_o = \frac{2}{T} \int_0^{\pi-\beta} V_{an(m\acute{a}x)} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2 \cdot V_{an(m\acute{a}x)}}{2\pi} (1 + \cos \beta) \quad \text{Ecuación 3.1}$$

Por lo tanto, el valor de \bar{V}_o puede variar desde $\frac{2 \cdot V_{an(m\acute{a}x)}}{\pi}$ hasta 0 con respecto a la variación del ángulo de extinción β desde 0 a π .

De manera similar se determina el valor eficaz de los parámetros.

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{T} \int_0^{\pi-\beta} V_{an(m\acute{a}x)}^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_{an(m\acute{a}x)}}{\sqrt{2}} \left[\pi - \beta + \frac{\sin(2\beta)}{2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{Ecuaci3n}$$

3.2

Luego, a partir de la corriente de entrada representada en series de Fourier, se pueden obtener valores como

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad \text{Ecuaci3n 3.3}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi-\beta} I_a \cos(n\omega t) d(\omega t) - \int_{\pi}^{2\pi+\beta} I_a \cos(n\omega t) d(\omega t) \right] = \frac{2I_a}{n\pi} \sin(n\beta)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi-\beta} I_a \sin(n\omega t) d(\omega t) - \int_{\pi}^{2\pi+\beta} I_a \sin(n\omega t) d(\omega t) \right] = \frac{2I_a}{n\pi} (\cos(n\beta) + 1)$$

$$I_s = \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi-\beta} I_a^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = I_a \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}}$$

$$I_{SN} = \frac{1}{\sqrt{2}} [a_n^2 + b_n^2]^{\frac{1}{2}} = \frac{2I_a}{n\pi} \sqrt{\cos(n\beta) + 1}$$

$$\Phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = \tan^{-1} \frac{\sin(n\beta)}{\cos(n\beta) + 1}$$

Luego las ecuaciones que sirven para evaluar el factor de rizado, la distorsi3n arm3nica total y factor de potencia son

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{DC}} \right)^2 - 1} \quad \text{Ecuaci3n 3.4}$$

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

$$THD = \left[\frac{I_s^2}{I_{s1}^2} - 1 \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{\pi^2 - \beta}{4(\cos(\beta) + 1)} - 1 \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{Ecuación 3.5}$$

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos(\Phi_1) = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{\pi[\cos(\beta) + 1]}{\pi - \beta}} \cos(\Phi_1) \quad \text{Ecuación 3.6}$$

Tabulando los parámetros para esta estrategia, se tiene en cuenta que se alimenta con voltaje pico por fase de 10V y como carga se tiene una resistencia de 1Ω.

β	\bar{V}_o	V_{rms}	P_o	P_{ca}	$\eta\%$
0	3,18	12,53	10,11	157,00	6,44%
30	5,93	12,35	35,16	152,52	23,06%
60	4,77	11,24	22,75	126,34	18,01%
90	3,18	7,31	10,11	53,44	18,92%
120	1,59	5,54	2,53	30,69	8,24%
150	0,42645	0,958	0,18	0,92	19,82%
180	0	0	0,00	0,00	indeterm.

β	FR	ϕ_1	THD	FP
0	3,81124421	0	48,00%	0,9003
30	1,8268417	15	50,20%	0,9659
60	2,13368069	30	68,58%	0,8269
90	2,06983464	45	99,80%	0,6366
120	3,33769147	60	-	0,3898
150	2,01160442	75	-	0,1477
180	Indeterm	Indeterm	-	-

Tabla 7. Valores de los parámetros de rendimiento para control por ángulo de extinción.

Fuente: Autores

El rendimiento de esta estrategia es similar al clásico, aunque difieren en cuanto a la presentación del factor de potencia, pues mientras en el control clásico se encuentra en atraso, en el control por ángulo de extinción se encuentra el adelanto. Esto se debe a que la fase de la corriente de entrada,

cuando se utiliza esta estrategia, se encuentra delante de la fase del voltaje de entrada.

3.2 Control por ángulo simétrico

Se podría decir que esta estrategia de control es una combinación del control clásico y el control por ángulo de extinción. Por esta razón su conmutación para permitir el paso de corriente en conjunto con la interrupción de corriente mediante conmutación forzada debido a un ángulo de extinción forma un pulso de duración δ , que depende de la variación del ángulo de conducción. En la figura 20 se muestra la corriente de línea de entrada (color verde) y el voltaje de salida (color azul).

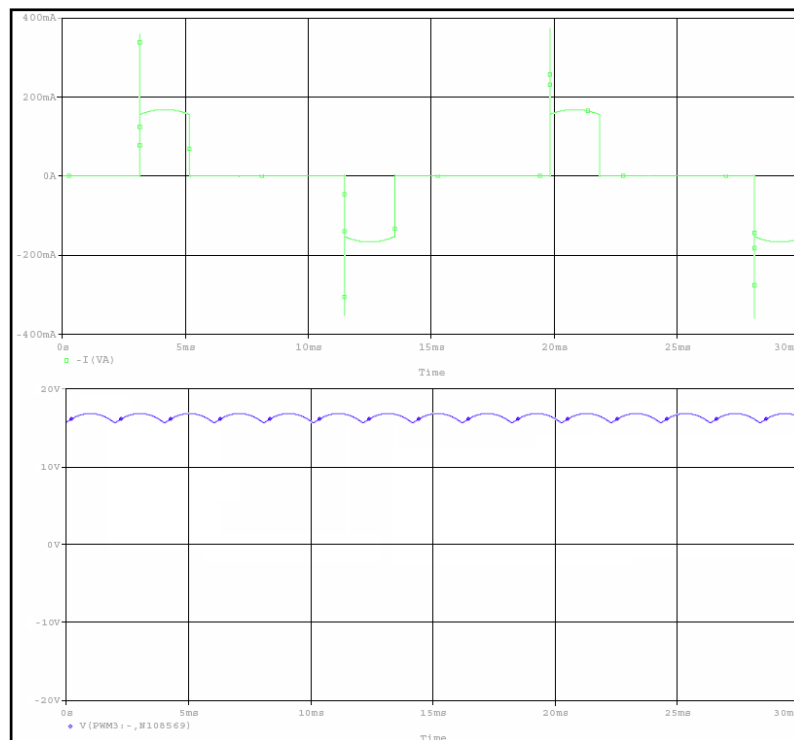


Figura 20. Corriente de entrada y voltaje de salida con control de ángulo simétrico

Fuente: Autores

Para determinar el voltaje promedio de salida de esta estrategia se tiene que

$$\bar{V}_o = \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi-\delta}{2}}^{\frac{\pi+\delta}{2}} V_{an(m\acute{a}x)} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2*V_{an(m\acute{a}x)}}{\pi} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad \text{Ecuación 3.7}$$

Por lo tanto, el valor de \bar{V}_o puede variar desde $\frac{2*V_{an(m\acute{a}x)}}{\pi}$ hasta 0 con respecto a la variación del ángulo de extinción δ desde π hasta 0.

El valor eficaz de los parámetros se calcula de la siguiente manera.

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{T} \int_{\frac{\pi-\delta}{2}}^{\frac{\pi+\delta}{2}} V_{an(m\acute{a}x)}^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{V_{an(m\acute{a}x)}}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} (\delta + \sin(\delta)) \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{Ecuación 3.8}$$

Luego, a partir de la corriente de entrada representada en series de Fourier, se pueden obtener valores como

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad \text{Ecuación 3.9}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \cos(n\omega t) d(\omega t) = 0$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{4I_a}{n\pi} \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right)$$

$$I_s = \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{\delta} I_a^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = I_a \sqrt{\frac{\delta}{\pi}}$$

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

$$I_{SN} = \frac{1}{\sqrt{2}} [a_n^2 + b_n^2]^{\frac{1}{2}} = \frac{2\sqrt{2}I_a}{n\pi} \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right)$$

$$\Phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = 0$$

Luego las ecuaciones que sirven para evaluar el factor de rizado, la distorsión armónica total y factor de potencia son

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{DC}}\right)^2 - 1} \quad \text{Ecuación 3.10}$$

$$THD = \left[\frac{I_s^2}{I_{s1}^2} - 1\right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{\pi*\delta}{4(1-\cos(\delta))} - 1\right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{Ecuación 3.11}$$

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos(\Phi_1) = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\delta*\pi}} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad \text{Ecuación 3.12}$$

Tabulando los parámetros para esta estrategia, se tiene en cuenta que se alimenta con voltaje pico por fase de 10V y como carga se tiene una resistencia de 1Ω.

δ	V _o	VRMS	P _o	PCA	$\eta\%$
0	0	0	0,00	0,00	indeterm.
30	1,647	4,036	2,71	16,29	16,65%
60	3,183	5,518	10,13	30,45	33,27%
90	4,501	6,396	20,26	40,91	49,52%
120	5,513	6,864	30,39	47,11	64,51%
150	6,149	7,044	37,81	49,62	76,20%
180	0	0	0,00	0,00	indeterm.
δ	FR	ϕ_1	THD	FP	
0	Indeterm	0	-	Indeterm	
30	2,23719224	0	-	+0,5707	
60	1,41609174	0	80,30%	+0,7796	
90	1,00959937	0	48,34%	+0,9003	
120	0,74173262	0	31,08%	+0,9549	
150	0,55882883	0	31,92%	-0,9526	
180	Indeterm	0	48,34%	-0,9003	

Tabla 8. Valores de los parámetros de rendimiento para control por ángulo simétrico.

Fuente: Autores

Se debe observar que el factor de potencia pasa de estar en adelanto a estar en atraso después de los 120° de δ . Esto se debe a que después de los 120° la fase de la corriente va atrasada con respecto a la fase del voltaje de salida.

3.3 Control del ancho de pulso

Mientras se dispare un pulso en las puertas de los transistores por cada semiciclo de entrada, se tendrá la tercera armónica como la de menor orden lo que indica que su filtrado es muy difícil de realizar. Esta estrategia permite llevar estas armónicas a alta frecuencia, donde se puede filtrarlas con facilidad. La conmutación que deben realizar los transistores en un semiciclo es lo que se conoce como control de ancho de pulso y su característica principal es permitir o interrumpir el paso de corriente varias veces por semiciclo. En la figura 21 se muestra la corriente de línea de entrada (color verde) y el voltaje de salida (color azul).

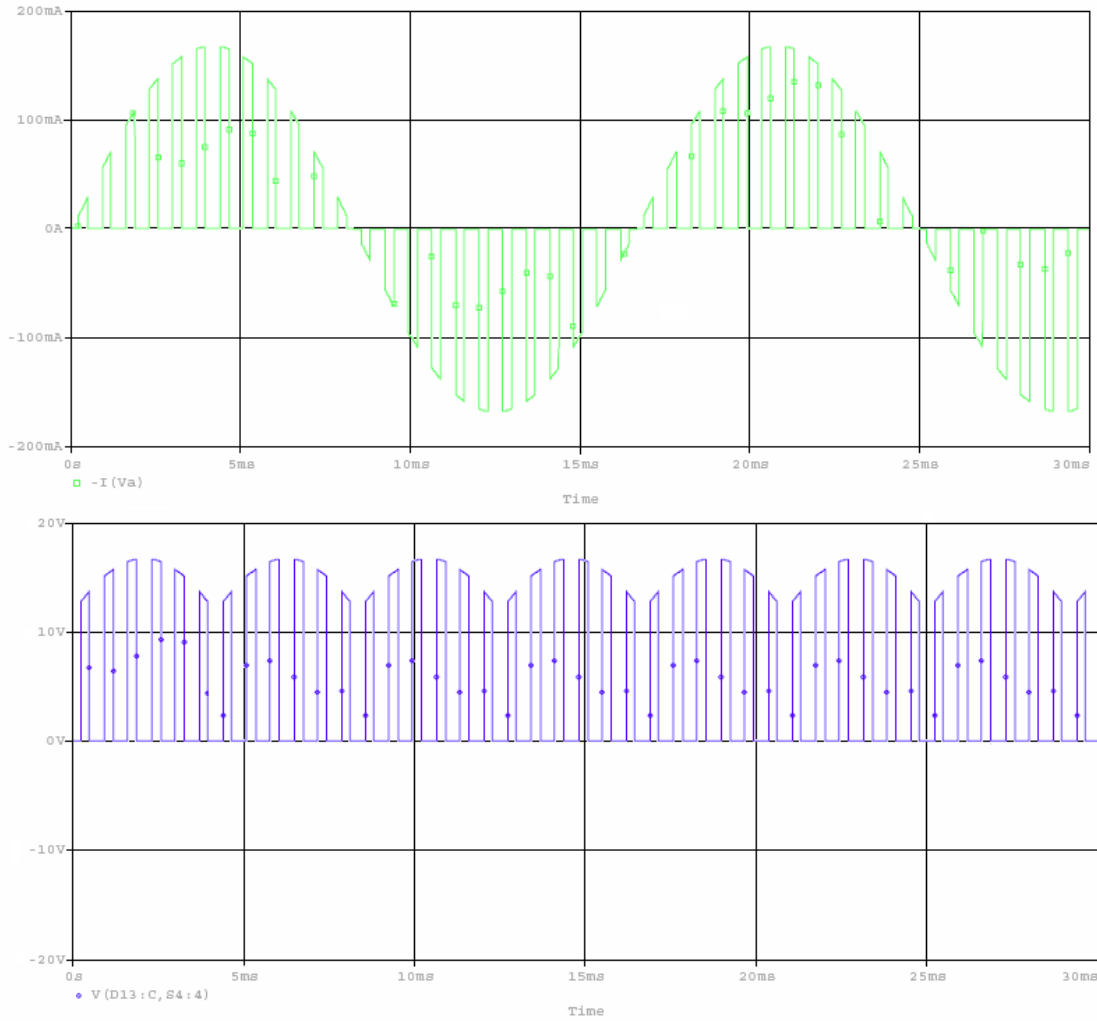


Figura 21. Corriente de entrada y voltaje de salida con control por modulación del ancho de pulso

Fuente: Autores

Para determinar el voltaje promedio de salida de esta estrategia se tiene que

$$\bar{V}_o = \sum_{m=1}^p \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} V_{an(m\acute{a}x)} \sin(\omega t) d(\omega t) \right] = \frac{V_{an(m\acute{a}x)}}{\pi} \sum_{m=1}^p [\cos \alpha_m - \cos(\alpha_m + \delta_m)]$$

Ecuación 3.13

Luego, a partir de la corriente de entrada representada en series de Fourier, se pueden obtener valores como

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)] \quad \text{Ecuación 3.14}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} i_s(t) \cos(n\omega t) d(\omega t) = 0$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{2I_a}{n\pi} \sum_{m=1}^p [\cos n\alpha_m - \cos n(\alpha_m + \delta_m)]$$

$$I_s = \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} I_a^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = I_a \sqrt{\frac{\delta_m}{\pi}}$$

$$I_{SN} = \frac{1}{\sqrt{2}} [a_n^2 + b_n^2]^{\frac{1}{2}} = \frac{\sqrt{2} * I_a}{n\pi} \sum_{m=1}^p [\cos n\alpha_m - \cos n(\alpha_m + \delta_m)]$$

$$\Phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = 0$$

Luego las ecuaciones que sirven para evaluar el factor de rizado, la distorsión armónica total y factor de potencia son

$$RF = \sqrt{\left(\frac{V_{rms}}{V_{DC}}\right)^2 - 1} \quad \text{Ecuación 3.15}$$

$$THD = \left[\frac{I_s^2}{I_{s1}^2} - 1 \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{\delta_m}{2 \sum_{m=1}^p [\cos n\alpha_m - \cos(\alpha_m + \delta_m)]} - 1 \right]^{\frac{1}{2}}$$

Ecuación 3.16

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos(\Phi_1) = \frac{\sqrt{2} * I_a}{n\pi \sqrt{\frac{\delta_m}{\pi}}} \sum_{m=1}^p [\cos \alpha_m - \cos(\alpha_m + \delta_m)]$$

Ecuación 3.17

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

Con esta estrategia se pretende reducir las armónicas de menor orden para reducir la el valor de THD. Esta estrategia se deja como opcional para ser desarrollada e implementada.

4. ALGORITMO Y RESULTADOS

Es importante no perder de vista que el control del proyecto se realiza desde la secuencia que se establece dentro del algoritmo compilado para su ejecución mediante la tarjeta DSP56F8357EVM de la compañía americana FREESCALE SEMICONDUCTORS, pues ella dispone de dos gamas de 6 salidas de PWM, donde una gama completa es usada para el control del rectificador y 4 salidas PWM de la otra gama son usadas para el control del circuito inversor resonante. La programación, compilación y ejecución del algoritmo está configurado para ser implementado mediante el software de programación conocido como *CODEWARRIOR*.

4.1 Programación del DSP

La implementación de rutinas para realizar procesos digitales en DSP es relativamente novedosa y sencilla. Por esta razón, se presentan ejemplos de rutinas que se utilizan en el algoritmo principal.

4.1.1 Programación de un TIMER

Para empezar a programar se debe activar el *bean* de *Timer_Int*, que se encuentra en periféricos internos; el objetivo es poner a contar 5 segundos al DSP. Como se está utilizando un *bean* de interrupciones, su rutina debe ser redactada en el archivo "*events.c*".

La configuración del *bean* se debe realizar de tal manera que se pueda calcular una cantidad entera pulsos, los cuales tienen un periodo que es determinado por el usuario. Para este ejemplo se define el periodo a 50ms, lo

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

que significa que el DSP debe contar 100 pulsos antes de salir de la interrupción. Cuando haya contado los 100 pulsos, sale de la interrupción y detiene su rutina. A demás en la pestaña de métodos, se debe activar las casillas de "Enable" y "Disable".

En el archivo principal únicamente se programa la activación y desactivación de la interrupción.

A continuación se indica el código del archivo principal y de las interrupciones.

```
/** #####  
** Filename : Timer.C  
** Project : Timer  
** Processor : 56F8357  
** Version : Driver 01.11  
** Compiler : Metrowerks DSP C Compiler  
** Date/Time : 21/04/2008, 1:10  
** Abstract :  
** Main module.  
** Here is to be placed user's code.  
** Settings :  
** Contents :  
** No public methods  
**  
** (c) Copyright UNIS, spol. s r.o. 1997-2006  
** UNIS, spol. s r.o.  
** Jundrovska 33  
** 624 00 Brno  
** Czech Republic  
** http : www.processorexpert.com  
** mail : info@processorexpert.com  
** #####*/  
/* MODULE Timer */  
  
/* Including used modules for compiling procedure */  
#include "Cpu.h"  
#include "Events.h"  
#include "TP1.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"
```

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

```
unsigned int contador;
unsigned int total;

void main(void)
{
    /* Write your local variable definition here */

    /*** Processor Expert internal initialization. DON'T REMOVE THIS CODE!!! ***/
    PE_low_level_init();
    /*** End of Processor Expert internal initialization.          ***/

        TP1_Enable();

        total = contador;

        TP1_Disable();
}

/* END Timer */
/*
** #####
**
** This file was created by UNIS Processor Expert 2.98 [03.79]
** for the Freescale 56800 series of microcontrollers.
**
** #####
*/

- 0 -

/** #####
** Filename : Events.C
** Project  : Timer
** Processor : 56F8357
** Beantype  : Events
** Version   : Driver 01.03
** Compiler  : Metrowerks DSP C Compiler
** Date/Time : 21/04/2008, 1:16
** Abstract  :
**           This is user's event module.
**           Put your event handler code here.
** Settings  :
** Contents  :
**           TP1_OnInterrupt - void TP1_OnInterrupt(void);
**
** (c) Copyright UNIS, spol. s r.o. 1997-2006
** UNIS, spol. s r.o.
** Jundrovska 33
** 624 00 Brno
** Czech Republic
```

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

```
** http : www.processorexpert.com
** mail : info@processorexpert.com
** #####/
/* MODULE Events */

#include "Cpu.h"
#include "Events.h"
extern unsigned int contador;
unsigned int total;

/*
** =====
** Event : TP1_OnInterrupt (module Events)
**
** From bean : TP1 [TimerInt]
** Description :
** When a timer interrupt occurs this event is called (only
** when the bean is enabled - "Enable" and the events are
** enabled - "EnableEvent").
** Parameters : None
** Returns : Nothing
** =====
*/
#pragma interrupt called /* Comment this line if the appropriate 'Interrupt preserve registers'
property */
/* is set to 'yes' (#pragma interrupt saveall is generated before the ISR) */
void TP1_OnInterrupt(void)
{
    contador =0;

    if (contador<100)
    {
        contador +=1;
    }
}

/* END Events */

/*
** #####
**
** This file was created by UNIS Processor Expert 2.98 [03.79]
** for the Freescale 56800 series of microcontrollers.
** #####*/
```

4.1.2. Programación de un PWM

De manera muy similar, el PWM se configura para determinando el periodo de los pulsos y el tiempo que debe durar cada pulso; es importante resaltar que el periodo no puede ser inferior al ancho del pulso. Dependiendo de donde se quiere inicializar la polaridad del PWM, se puede configurar en bajo o en alto. Si se quiere visualizar la salida del PWM, se puede asignar un pin de salida. Como las frecuencias que maneja este *bean* son muy altas, seguramente no se podrá visualizar en los *LEDs* de la tarjeta.

Aprovechando el algoritmo del contador, se hacer una rutina que active el PWM en el momento en que se cuenten los 5 segundos. Una vez configurados los beans, se redacta el algoritmo de la siguiente manrea.

```
/** #####  
**  Filename : PWM.C  
**  Project  : PWM  
**  Processor : 56F8357  
**  Version  : Driver 01.11  
**  Compiler : Metrowerks DSP C Compiler  
**  Date/Time : 21/04/2008, 1:59  
**  Abstract :  
**    Main module.  
**    Here is to be placed user's code.  
**  Settings :  
**  Contents :  
**    No public methods  
**  
**  (c) Copyright UNIS, spol. s r.o. 1997-2006  
**  UNIS, spol. s r.o.  
**  Jundrovska 33  
**  624 00 Brno  
**  Czech Republic  
**  http   : www.processorexpert.com  
**  mail   : info@processorexpert.com  
** #####/  
/* MODULE PWM */  
  
/* Including used modules for compiling procedure */  
#include "Cpu.h"
```

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

```
#include "Events.h"
#include "PWM1.h"
#include "Bit.h"
#include "TI1.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"

unsigned int contador;
unsigned int activar;

#define act1() PWM1_SetValue();
#define desac1() PWM1_ClrValue();

void main(void)
{
    /* Write your local variable definition here */

    /** Processor Expert internal initialization. DON'T REMOVE THIS CODE!!! **/
    PE_low_level_init();
    /** End of Processor Expert internal initialization.          **/

    PWM1_Disable();

    desac1();

    while (1)
    {
        if (contador == 100)

            act1();

    }

    for(;;) {}
}

/* END PWM */
/*
** #####
**
** This file was created by UNIS Processor Expert 2.98 [03.79]
** for the Freescale 56800 series of microcontrollers.
**
** #####
*/
```

4.2 Algoritmo de control.

Para explicar con claridad cómo funciona el algoritmo implementado dentro de la tarjeta de desarrollo, se presenta el algoritmo para cada circuito a operar, pues las condiciones para cada caso son diferente forma y por lo tanto sus conexiones y condiciones de disparo.

4.2.1 Algoritmo de control para rectificador trifásico.

Como se presenta en la parte teórica, este algoritmo basa la forma de disparo en relación a la detección del cruce por la referencia de forma ascendente de la onda (señal que entrega el circuito rectificador trifásico a la tarjeta de desarrollo del DSP y es conocida como *trigger*). En la implementación de este algoritmo se deja planteado la nula importancia que se le debe dar a la forma como se conecte la etapa de potencia con la red eléctrica trifásica, pues a cada fase se le asignó su respectivo *trigger*, con el fin de evitar confusiones que conllevan a una operación inadecuada del equipo. Con esto se aclara que la explicación que sigue está realizada para una sola fase, pues en las otras fases ocurre lo mismo.

Cuando la tarjeta *DSP* detecta la activación de la señal del *trigger*, inmediatamente activa la interrupción del cruce por cero de su respectiva fase y comienza internamente a contar pulsos¹² que corresponden a los grados de escala en los cuales se representa teóricamente las ondas tipo sinusoidales; en otros palabras, cada pulso que dispare el *timer_Int* de cada fase representa un grado de escala, de tal forma que los 360° sean equivalentes a

¹² Esto se realiza mediante un *timer_Int* programado a 21600Hz. Revisar los BEAN del compilado

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

un total de 360 pulsos, cuyo periodo es de 46,296ms, para tener un total de tiempo de 16,66ms o lo mismo que 60Hz. Por esta razón la programación del *timer_Int* está a una frecuencia de 21,6KHz.

Los valores de estos contadores se guardan en la variable de cada fase (faseA ó faseB ó faseC). Entonces, de acuerdo a lo que se programe en el archivo principal, se puede activar cada par de *PWM's* que se desee operar en su debido tiempo, teniendo en cuenta la secuencia de disparo dispuesta en el anexo A. Para el caso presentado en este proyecto, la secuencia de disparo está controlada de la siguiente forma.

Phase	FCT	SCT
A	1	4
B	3	6
C	5	2

FCT: First Controlled Transistor

SCT: Second Controlled Transistor

Tabla 9. Configuración de disparo de los SCR del rectificador trifásico.

Fuente: Autores

Cada vez que la fase llegue a los 360 pulsos, el algoritmo hace que su contador vuelva a su estado inicial y vuelve a contar cada avance en grados y así sucesivamente hasta que ocurra la interrupción por hardware, es decir, se oprima el botón de *reset* de la tarjeta *DSP* ó se deje de alimentar la tarjeta.

4.2.1 Algoritmo de control para puente inversor resonante.

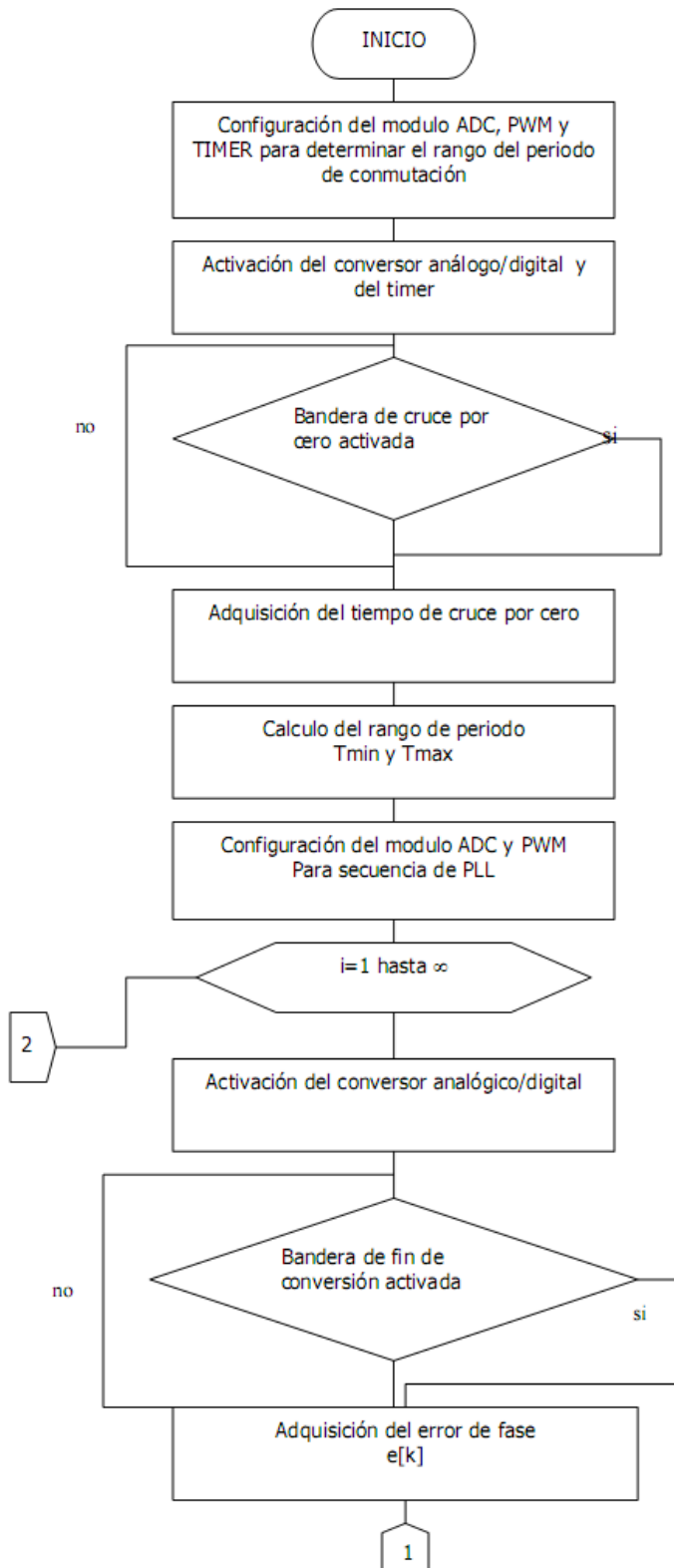
Las condiciones para formular el algoritmo del puente inversor resonante se basa en la comparación de las fases que existen entre el voltaje y la corriente

de la carga. La compuerta *XOR* es la encargada de este procedimiento y se determina la existencia de error cuando *XOR* entrega al puerto *ADC*, de la tarjeta de desarrollo *DSP*, una secuencia de disparos ó también llamada onda cuadrada cuyo valor promedio es proporcional a la diferencia de fases, tomando este valor como la cantidad de error que existe entre ellas.

El *DSP* digitaliza los valores del error en su módulo de *ADC*, y de esta manera el algoritmo permite que el *DSP* realice un control *PID*, que controlará el rango del periodo de conmutación, implicando con esto el tiempo de disparo de la gama de los *PWM*'s equivalente a la frecuencia de resonancia de la carga.

La comprensión de la implementación de este algoritmo se facilita si se entiende el comportamiento base de los *PLL*'s, pues son ellos quienes presentan operaciones que permiten poner en fase la corriente con respecto al voltaje de un circuito determinado. De esta manera se puede presentar un diagrama de flujo.

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP



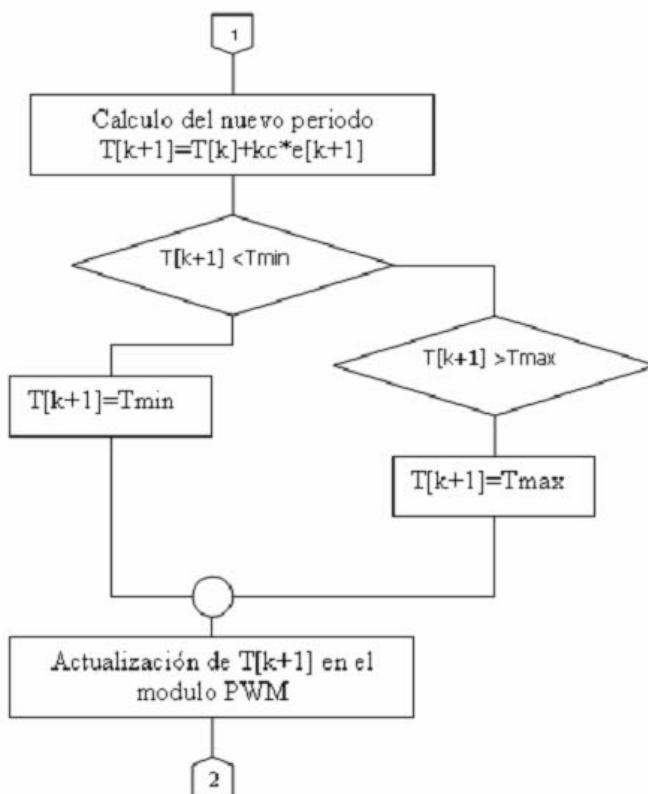


Figura 22. Diagrama de flujo de algoritmo del circuito inversor
Fuente: Tesis de grado UIS, 2006¹³

A continuación se muestra el código utilizado para el control tanto del circuito rectificador trifásico y del circuito inversor. Todo lo que se encuentre en color rojo hace referencia a comentarios dentro del algoritmo de control.

```

/** #####
**  Filename : rect.C
**  Project  : rect
**  Processor : 56F8357
**  Version  : Driver 01.12
**  Compiler : Metrowerks DSP C Compiler
**  Date/Time : 24/01/2008, 11:00 p.m.
**  Abstract :
**    Main module.
**    Here is to be placed user's code.
**  Settings :
**  Contents :
**    No public methods
    
```

¹³ "Calentamiento por inducción. Diseño y construcción de sistema de control de un puente inversor resonante". IDARRAGA, Luis Fernando y Rafael Afanador.

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

```
**
** (c) Copyright UNIS, spol. s r.o. 1997-2006
** UNIS, spol. s r.o.
** Jundrovska 33
** 624 00 Brno
** Czech Republic
** http : www.processorexpert.com
** mail : info@processorexpert.com
** #####*/
/* MODULE rect */

/* Including used modules for compiling procedure */
#include "Cpu.h"
#include "Events.h"
#include "TI1.h"
#include "TI2.h"
#include "TI3.h"
#include "ZCross.h"
#include "ZCross1.h"
#include "ZCross2.h"
#include "PWM1.h"
#include "PWM2.h"
#include "PWM3.h"
#include "PWM4.h"
#include "PWM5.h"
#include "PWM6.h"
#include "AD1.h"
#include "ADCTimer.h"
#include "Debug.h"
#include "Trig.h"
#include "PWMC1.h"
#include "InversorFS.h"
#include "XOR.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"

unsigned int flag;
int error, derror, ierror;
int errorAnt;

int periodo;
unsigned int xorContador;

unsigned int goa, gob, goc;
unsigned int factorPos, factorNeg;
unsigned int faseA, faseB, faseC;
unsigned int alfa, beta;
```

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

```
const int PROPORCIONALENTERO = 1;          /* constante de control
                                             proporcional*/
const int PROPORCIONALDECIMAL = 0x4000; // 0.5 en Q15
const int DERIVATIVOENTERO = 0, DERIVATIVODECIMAL = 0;
const int INTEGRALENTERO = 0, INTEGRALDECIMAL = 0;

/* OJO: en el codigo estan disparados asi:
   (( Fase A: 1-2           Fase B: 3-4           Fase C: 5-6       ))
   Aqui se remapean:*/

#define set1() PWM6_SetValue()
#define clr1() PWM6_ClrValue()
#define set2() PWM1_SetValue()
#define clr2() PWM1_ClrValue()

#define set3() PWM2_SetValue()
#define clr3() PWM2_ClrValue()
#define set4() PWM3_SetValue()
#define clr4() PWM3_ClrValue()

#define set5() PWM4_SetValue()
#define clr5() PWM4_ClrValue()
#define set6() PWM5_SetValue()
#define clr6() PWM5_ClrValue()

void main(void)
{
  /* Write your local variable definition here */

  /** Processor Expert internal initialization.
      DON'T REMOVE THIS CODE!!! ***/
  PE_low_level_init();
  /** End of Processor Expert internal initialization.*/

  /* Write your code here */

  // deshabilita pwms para usar control por software
  PWM1_Disable();
  PWM2_Disable();
  PWM3_Disable();
  PWM4_Disable();
  PWM5_Disable();
  PWM6_Disable();

  // apaga los canales
  clr1();
  clr2();
  clr3();
  clr4();
  clr5();
  clr6();
}
```

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

```
//      habilita gama de pwm del inversor
PWMC1_OutputPadEnable();

//      inicializa variables
flag = 0;

error = 0;           //      error del inversor
derror = 0;         //      error derivativo del inversor
ieror = 0;          //      error integral del inversor

errorAnt = error; //      inicializa el error anterior

xorContador = 0; /*      detector de pulsos por parte de la
                        XOR del inversor*/

periodo = 0; /*      valor de corrección del PID a cero - es
                        necesario resetear la tarjeta para que
                        vuelva a ser igual a 0*/

factorPos = 0;
factorNeg = 180;

goa = 0; //      comienza sin generar rectificación hasta
gob = 0; //      que reciba un disparo del detector de
goc = 0; //      cruce por cero

faseA = 0; //      contador de la fase A
faseB = 0; //      contador de la fase B (no se tiene en cuenta desfase)
faseC = 0; //      contador de la fase C (no se tiene en cuenta desfase)

alfa = 0;
beta = 0;

while(1)
{
    if(goa)
    {
        if(faseA >= alfa && faseA < 180- beta)
            set1(); //      enciende T1
        else
            clr1(); //      apaga T1

        if(faseA >= 180+ alfa && faseA < 360- beta)
            set4(); //      enciende T2
        else
            clr4(); //      apaga T2
    }

    if(faseA > 360) /*      reinicio del contador A en caso de que
                        supere 360 grados*/
```

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

```
{
    faseA -= 360;
}

if(gob)
{
    if(faseB >= alfa && faseB < 180- beta)
        set3();           // enciende T3
    else
        clr3();           // apaga T3

    if(faseB >= 180+ alfa && faseB < 360- beta)
        set6();           // enciende T4
    else
        clr6();           // apaga T4
}

if(faseB > 360) /* reinicio del contador A en caso de que
                 supere 360 grados*/
{
    faseB -= 360;
}

if(goc)
{
    if(faseC >= alfa && faseC < 180- beta)
        set5();           // enciende T5
    else
        clr5();           // apaga T5

    if(faseC >= 180+ alfa && faseC < 360- beta)
        set2();           // enciende T6
    else
        clr2();           // apaga T6
}

if(faseC > 360) /* reinicio del contador A en caso de que
                 supere 360 grados*/
{
    faseC -= 360;
}

}

// lectura del ADC del angulo
if(flag)
{
    unsigned int muestra;
```

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

```
flag = 0;

//      tomar la muestra
AD1_Measure(1);
while(AD1_GetValue16(&muestra) != ERR_OK){}

muestra = muestra>>8; //      ajustar de 16 bits a 8 bits
if(muestra>180) /*      maximo es 255, se ignora a
                    partir de 181*/
    muestra = 180; //      haciendolo igual al tope

muestra = 0; //      prueba con 60°

factorPos = muestra;
factorNeg = muestra + 180;
}
}

/* END rect */
/*
** #####
**
** This file was created by UNIS Processor Expert 2.98.03 [03.79]
** for the Freescale 56800 series of microcontrollers.
**
** #####
**/
```

Debe tener en cuenta que en la sección del bucle infinito identificado por `while(1)`, el usuario controla el instante y el ancho de disparo de los PWM para cada fase del rectificador.

El algoritmo de las interrupciones presentes en el programa se presentan en el anexo B.

4.3 Análisis de resultados del laboratorio.

Como método de comprobación y comparación de los supuestos hechos teóricos descritos anteriormente, se indicarán una serie de mediciones y registros gráficos que permiten la mejor comprensión de cada prueba.

4.3.1 Secuencias de disparo

Para que la tarjeta DSP genere secuencias de disparo, tanto para el rectificador como para el inversor, debe tener una señal de referencia que establece el punto de partida para la ejecución del algoritmo de control. Para el caso del rectificador se presenta la detección del cruce por cero a través de un opto acoplador y un inversor, de esta manera la señal generada por el opto se presenta en la imagen 1.

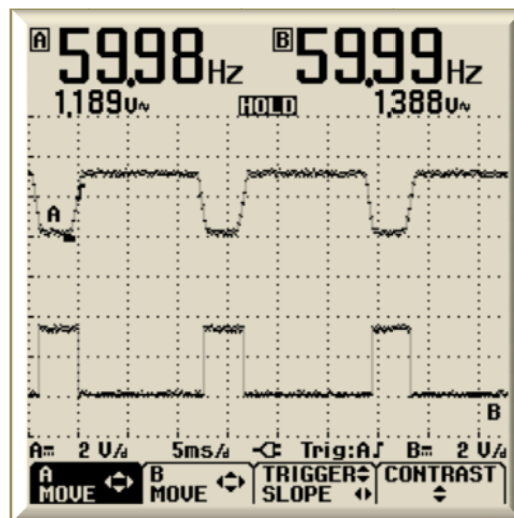


Imagen 1. Salida del Opto acoplador y disparo de cruce por cero.

Fuente: Autores

La señal que se indica en el canal B es la correspondiente a la salida del inversor 74HC14. Esta señal es la conocida como referencia de cruce por cero.

Teniendo en cuenta lo estudiado para la secuencia de disparo dependiendo del valor de α , se pueden generar pulsos como los registrados a continuación.

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

Es de notar que la frecuencia en la cual se presentan dichos pulsos, es de igual valor a la frecuencia de la red eléctrica trifásica con la que se alimenta el circuito, debido a que la frecuencia con la que se generan los pulsos es el resultado de un cálculo sencillo a partir de la frecuencia de la red. El ancho de cada pulso es de aproximadamente 8,33ms, valor correspondiente a 180°. La amplitud de cada pulso es de 1,5Vdc.

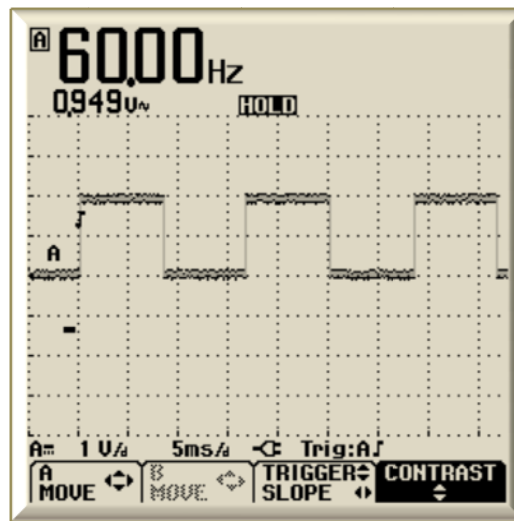


Imagen 2. Salida PWM de la tarjeta DSP

Fuente: Autores

Se aprecia que la duración del pulso es de aproximadamente 5.57ms, lo que equivale a 120°. El desfase entre las dos señales medidas corresponde a los diferentes momentos en los que cada PWM dispara su señal que está referenciada con el cruce por cero de su respectiva fase.

En la imagen 3 se indica la forma como son activadas las salidas de PWM del DSP en pares de PWM. El de la izquierda indica como se controla cada columna de transistores (o sea, como se controla T1 y T4, T3 y T6, T5 y T2) y

la imagen de la derecha indica como es la secuencia que es similar a la indicada en el anexo A.

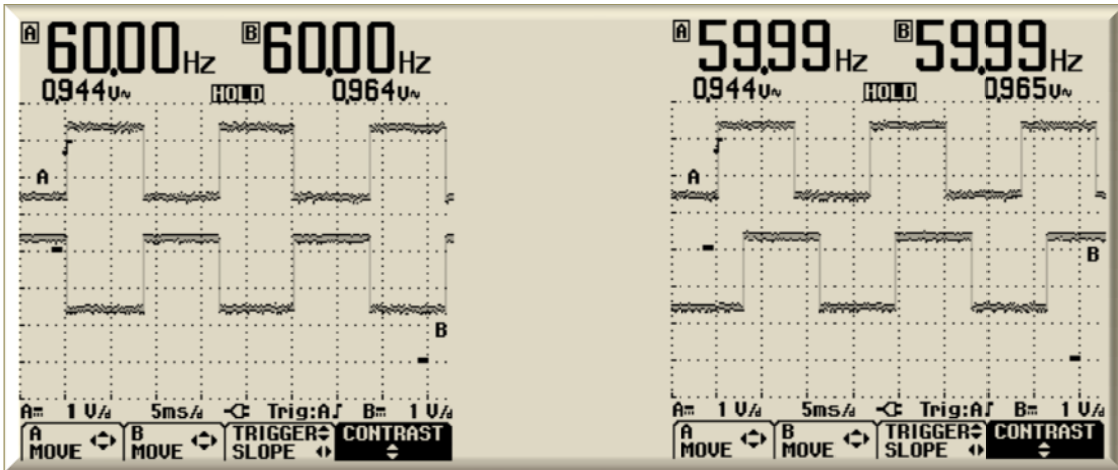


Imagen 3. Salida PWM por pares.

Fuente: Autores

4.3.2 Circuito rectificador trifásico

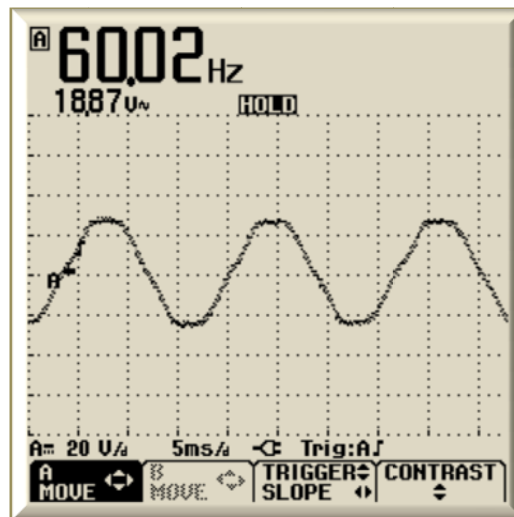


Imagen 4. Voltaje de fase de entrada

Fuente: Autores

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

Una vez los disparos llegan a las puertas de los transistores, estos permiten el paso de corriente que corresponde a la línea sobre la cual se encuentra conectada. En la imagen 5 se indica el voltaje en la puerta de los transistores.

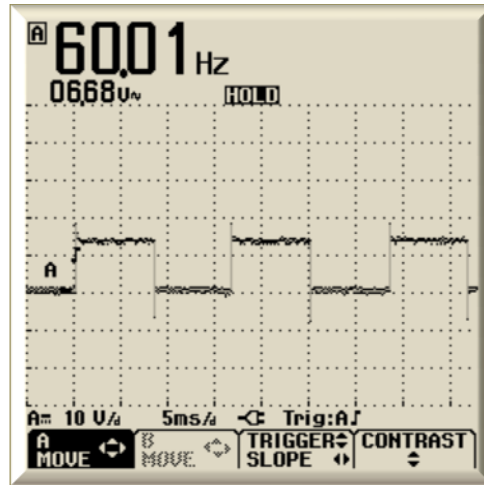


Imagen 5. Voltaje de puerta de transistor

Fuente: Autores

Por lo tanto el voltaje que se observa entre drenador y surtidor del transistor se presenta en la imagen 6.

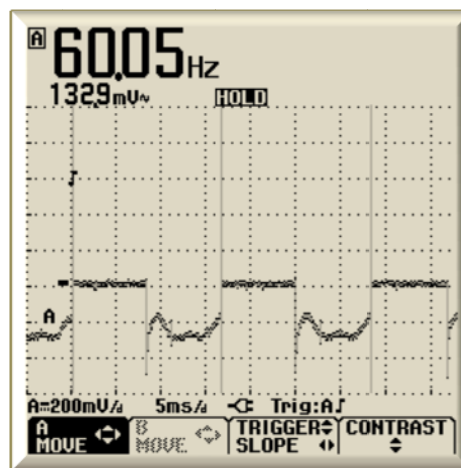


Imagen 6. Voltaje de drenador surtidor.

Fuente: Autores

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

Entonces, para las diferentes formas de disparo se tiene la salida del rectificador. Se observa en la imagen 7, 8 y 9 que no se disparan algunos transistores del hardware del circuito rectificador controlado, debido a que la etapa de regulación no está alimentando debidamente algunos opto acopladores de la etapa de protección, razón por la cual la señal del PWM no logra alimentar la puerta de dichos transistores.

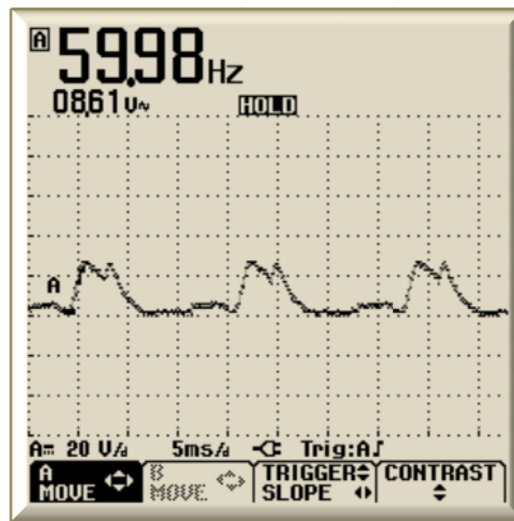


Imagen 7. Salida de Rectificador trifásico controlado clásico a 0°

Fuente: Autores.

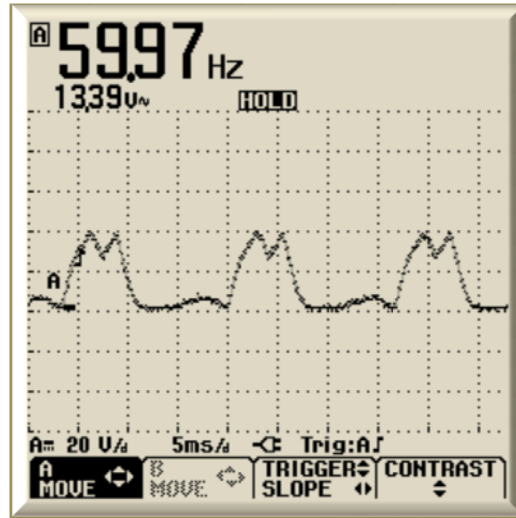


Imagen 8. Salida de Rectificador trifásico controlado clásico a 30°

Fuente: Autores.

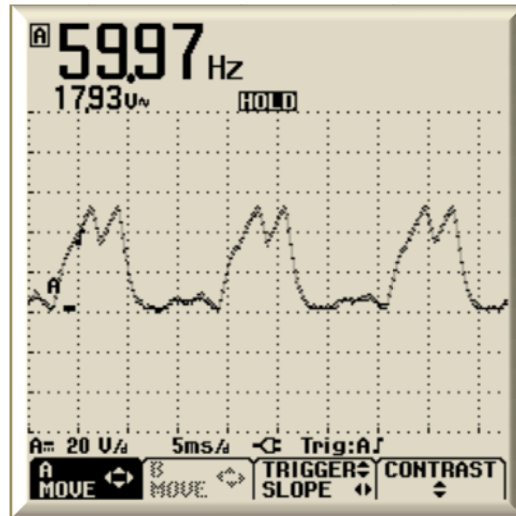


Imagen 9. Salida de Rectificador trifásico controlado clásico a 60°

Fuente: Autores.

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

El voltaje RMS que aparece en pantalla, hace referencia al voltaje de CA de la carga. De igual manera, la frecuencia a la cual oscila es de 60Hz, tal y como lo distribuye la red eléctrica.

4.3.3 Circuito inversor resonante

Para el prueba del circuito inversor resonante, se dispuso de un prototipo de horno inductor el cual fue alimentado por la salida del autotransformador del laboratorio de máquinas, donde en cuestión se segundos el horno calentó su interior y la salida era un sinusoidal a una frecuencia de aproximadamente 45KHz. Para esto se indica las imágenes capturadas en un *FLUKE* de la forma como el sistema inversor entrega la señal referencia de la salida de la compuerta *XOR* cuando existe desfase entre la corriente y el voltaje de carga.

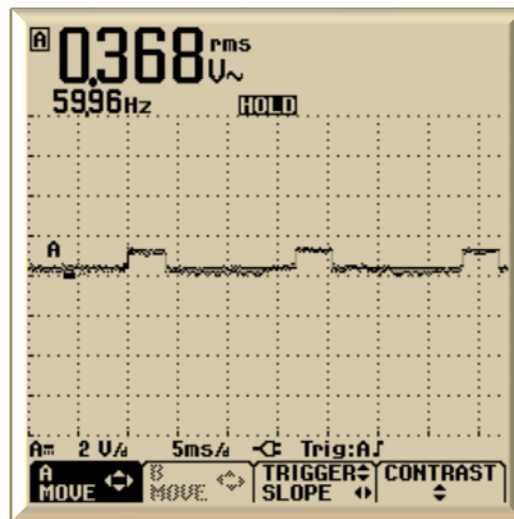


Imagen 10. Señal ADC procedente del inversor

Fuente: Autores.

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

Teniendo la señal de ADC, internamente el DSP calcula el valor promedio de esta salida y genera pulsos de PWM con frecuencias entre 40KHz y 50KHz como se indica en la imagen 11 y en la imagen 12.

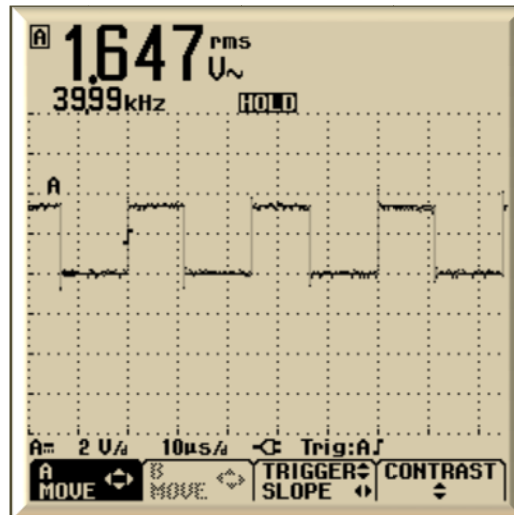


Imagen 11. Salida PWM del DSP a 40KHz

Fuente: Autores.

Se observa también que el valor del pulso es de $1.64V_{RMS}$, necesarios para generar en la puerta de los transistores el voltaje necesario para vencer el voltaje de ruptura de los mismos.

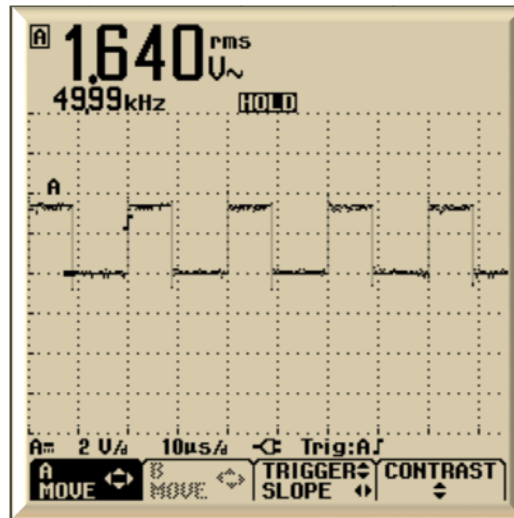


Imagen 12. Salida PWM del DSP a 50KHz

Fuente: Autores.

Por efectos de protección del sistema adquirido, el voltaje de alimentación no superó los $10V_{dc}$, por lo tanto no se pudo indicar la forma de la salida, pues el voltaje de salida del XOR no era el suficiente para que el DSP empezara a operar. Por lo tanto, no se indica imagen de la forma del voltaje de carga y el valor de la corriente de carga, pero se asegura que el sistema funciona cuando se aplica mayor potencia.

5. Conclusiones

En el desarrollo de este proyecto, se alcanza un nivel elevado de aplicación de conocimientos impartidos durante el proceso académico universitario, que permite desarrollar nuevas alternativas educativas, acompañadas de tecnologías que facilitan la percepción por parte del estudiante de ingeniería electrónica.

A diferencia de lo concluido en tesis de grado que presidieron a este proyecto, el módulo de evaluación del dispositivo DSP MC56F8357 de Freescale Semiconductors no presenta insuficiencia en la capacidad de almacenamiento de las diferentes variables, ni tampoco el uso limitado de contadores internos. La versatilidad de este dispositivo es bastante alta, por lo que se recomienda adquirir nuevos módulos de evaluación adicionales para ser utilizados en las prácticas de las asignaturas de electrónica industrial y electrónica de potencia.

La adquisición del módulo de desarrollo DSP, permitió desarrollar e implementar un algoritmo capaz de controlar los transistores de potencia dispuestos en las tarjetas rectificadora e inversora, gracias a su disponibilidad 12 salidas de PWM que viene agrupadas en dos conectores de seis PWMs, su conector de ADC y puertos GPIO para ser utilizados como receptores de señales de referencia.

Para la realización de las pruebas se utiliza un autotransformador de 440V / 220 V a 8A, de donde se toma la alimentación de fase a un valor eficaz de 10V según lo realizado en el laboratorio, el análisis teórico y las simulaciones. Esto se debe a que el equipo alimentador (autotransformador) no está

diseñado para soportar valores de voltajes más elevados, debido a la cantidad de corriente que puede exigir la carga.

Las estrategias presentadas como parte del mejoramiento de los parámetros de rendimiento fueron implementadas, y se obtuvieron valores relativamente deseados, donde se observa que los valores del factor de potencia mejoran teniendo en cuenta que también se aumenta el valor de la distorsión armónica total.

La estrategia deseada por muchas empresas, en las que se pretende tener un factor de potencia bueno y distorsión armónica baja, es la de control por PWM, ya que esta permite eliminar componentes armónicas indeseables de baja frecuencia, aunque genera componentes armónicas de alta frecuencia de fácil eliminación.

6. BIBLIOGRAFIA

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

Sedra, Adel S. y Smith, Kenneth C. Circuitos Microelectrónicos Oxford University Press México, S.A. Cuarta Edición 1999.

Rectificador trifásico totalmente controlado basado en tecnología CMOS y DSP, Carlos Nieto, Freddy Rojas. Tesis de grado. UIS, 2007

Diseño y construcción del sistema de control de un puente inversor resonante, Luis Fernando Idarra, Rafael Afalador. UIS, 2006

ANEXO A

A – 1. Rectificador trifásico

Gráficos obtenidos de la simulación.

En este anexo se indica de forma gráfica, como resultado de la simulación, sobre el método empleado para disparar los PWM. En un principio se indica las respectivas tablas de disparo de los PWM.

SCR	$\alpha = 0$	tiempo
1	0	0ms
2	60	2,77ms
3	120	5,56ms
4	180	8,33ms
5	-120	-5,56ms
6	-60	-2,77ms

Tabla A – 1. Tiempos y ángulos de disparo de los pulsos para simulación con $\alpha = 0^\circ$.

Los armónicos para esta tabla A – 1 se presentan en los siguientes resultados obtenidos mediante la simulación del circuito en ORCAD.

```

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(N03174,N04034)

DC COMPONENT = 1.606532E+01

HARMONIC  FREQUENCY  FOURIER  NORMALIZED  PHASE  NORMALIZED
NO          (HZ)        COMPONENT COMPONENT  (DEG)  PHASE (DEG)
1    6.000E+01  2.887E-03  1.000E+00  8.948E+01  0.000E+00
2    1.200E+02  8.906E-03  3.085E+00 -1.607E+02 -3.397E+02
3    1.800E+02  4.444E-03  1.539E+00  1.183E+02 -1.501E+02
4    2.400E+02  6.801E-03  2.356E+00  4.846E+01 -3.095E+02
5    3.000E+02  6.461E-03  2.238E+00  1.518E+02 -2.956E+02
6    3.600E+02  1.750E-01  6.063E+01 -1.983E+02 -6.952E+02
7    4.200E+02  4.931E-03  1.708E+00  1.462E+02 -4.802E+02
8    4.800E+02  6.438E-03  2.230E+00 -9.744E+01 -8.133E+02
9    5.400E+02  3.607E-03  1.249E+00  1.588E+02 -6.466E+02
10   6.000E+02  4.974E-03  1.723E+00  8.334E+01 -8.115E+02
11   6.600E+02  1.413E-03  4.895E-01 -1.333E+02 -1.118E+03
12   7.200E+02  2.092E-01  7.245E+01 -5.094E+01 -1.125E+03
13   7.800E+02  5.722E-03  1.982E+00 -1.287E+02 -1.292E+03

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 9.467577E+03 PERCENT
    
```

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

Respuesta transitoria de las componentes de Fourier para la corriente de salida

SCR	$\alpha = 30$	tiempo
1	30	1,39ms
2	90	4,17ms
3	150	6,95ms
4	-150	-6,95ms
5	-90	-4,17ms
6	-30	-1,39ms

Tabla A – 2. Tiempos y ángulos de disparo de los pulsos para simulación con $\alpha = 30^\circ$.

De la misma forma, los armónicos presentes para las condiciones establecidas en la tabla A – 2 se presentan de acuerdo a los siguientes resultados obtenidos mediante la simulación del circuito en *ORCAD*.

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V(N03174,N04034)					
DC COMPONENT = 3.142666E+01					
1	6.000E+01	1.020E-01	1.000E+00	4.914E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	5.459E-02	5.350E-01	9.278E+01	-5.509E+00
3	1.800E+02	4.648E-02	4.555E-01	1.452E+02	-2.262E+00
4	2.400E+02	5.295E-02	5.190E-01	-1.661E+02	-3.627E+02
5	3.000E+02	1.092E-01	1.070E+00	-1.172E+02	-3.629E+02
6	3.600E+02	1.011E+00	9.908E+00	6.452E+01	-2.303E+02
7	4.200E+02	8.874E-02	8.699E-01	1.522E+02	-1.918E+02
8	4.800E+02	5.793E-02	5.678E-01	-1.503E+02	-5.435E+02
9	5.400E+02	4.666E-02	4.573E-01	-1.072E+02	-5.495E+02
10	6.000E+02	6.230E-02	6.106E-01	-5.790E+01	-5.493E+02
11	6.600E+02	1.040E-01	1.020E+00	-1.278E+01	-5.534E+02
12	7.200E+02	8.937E-01	8.759E+00	-1.439E+02	-7.336E+02
13	7.800E+02	8.999E-02	8.820E-01	-9.353E+01	-7.324E+02
14	8.400E+02	5.425E-02	5.317E-01	-4.680E+01	-7.348E+02
15	9.000E+02	8.115E-02	8.013E-01	-3.681E+00	-7.409E+02
16	9.600E+02	5.999E-02	5.879E-01	4.964E+01	-7.367E+02
17	1.020E+03	1.229E-01	1.205E+00	1.020E+02	-7.334E+02
18	1.080E+03	8.488E-01	8.368E+00	-4.738E+01	-9.322E+02
19	1.140E+03	8.455E-02	8.287E-01	1.532E+01	-9.154E+02
20	1.200E+03	6.017E-02	5.898E-01	5.935E+01	-9.235E+02
21	1.260E+03	5.003E-02	4.903E-01	1.092E+02	-9.229E+02
22	1.320E+03	6.346E-02	6.220E-01	1.546E+02	-9.266E+02
23	1.380E+03	1.298E-01	1.275E+00	-1.506E+02	-1.261E+03
24	1.440E+03	3.768E-01	3.691E+00	6.152E+01	-1.118E+03
25	1.500E+03	8.185E-02	8.023E-01	1.186E+02	-1.110E+03
26	1.560E+03	5.078E-02	4.977E-01	1.701E+02	-1.108E+03
27	1.620E+03	4.962E-02	4.864E-01	-1.455E+02	-1.472E+03
28	1.680E+03	6.184E-02	6.061E-01	-8.850E+01	-1.465E+03
29	1.740E+03	1.371E-01	1.343E+00	-4.421E+01	-1.469E+03
30	1.800E+03	3.086E-01	3.025E+00	-1.774E+02	-1.652E+03
31	1.860E+03	8.093E-02	7.873E-01	-1.268E+02	-1.650E+03
32	1.920E+03	5.016E-02	4.916E-01	-7.989E+01	-1.653E+03
33	1.980E+03	5.190E-02	5.087E-01	-3.081E+01	-1.653E+03
34	2.040E+03	6.628E-02	6.496E-01	1.691E+01	-1.654E+03
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.593439E+03 PERCENT					

Respuesta transitoria de las componentes de Fourier para la corriente de salida

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

Para este caso se amplió la cantidad de armónicos, ya que a pesar de tener valores bajos se indica picos de voltaje observables.

SCR	$\alpha = 60$	tiempo
1	60	2,77ms
2	120	5,56ms
3	180	8,33ms
4	-120	-5,56ms
5	-60	-2,77ms
6	0	0ms

Tabla A – 2. Tiempos y ángulos de disparo de los pulsos para simulación con $\alpha = 60^\circ$.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(R_R1)					
DC COMPONENT = 2.636680E+01					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.281E-01	1.000E+00	-1.628E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	1.968E-01	6.000E-01	3.845E+01	3.640E+02
3	1.800E+02	1.660E-01	5.061E-01	-1.263E+02	3.620E+02
4	2.400E+02	2.021E-01	6.162E-01	7.135E+01	7.224E+02
5	3.000E+02	3.489E-01	1.064E+00	-8.981E+01	7.240E+02
6	3.600E+02	5.728E+00	1.745E+01	-8.839E+01	8.330E+02
7	4.200E+02	3.103E-01	9.460E-01	1.243E+02	1.264E+03
8	4.800E+02	1.789E-01	5.452E-01	-3.475E+01	1.267E+03
9	5.400E+02	1.619E-01	4.936E-01	1.612E+02	1.626E+03
10	6.000E+02	2.037E-01	6.210E-01	2.730E-01	1.628E+03
11	6.600E+02	3.694E-01	1.126E+00	-1.625E+02	1.628E+03
12	7.200E+02	2.697E+00	8.223E+00	-1.544E+02	1.799E+03
13	7.800E+02	2.951E-01	8.996E-01	5.001E+01	2.166E+03
14	8.400E+02	1.755E-01	5.348E-01	-1.106E+02	2.168E+03
15	9.000E+02	1.625E-01	4.955E-01	8.554E+01	2.527E+03
16	9.600E+02	1.962E-01	5.979E-01	-7.360E+01	2.531E+03
17	1.020E+03	3.885E-01	1.184E+00	1.238E+02	2.891E+03
18	1.080E+03	1.794E+00	5.470E+00	1.355E+02	3.065E+03
19	1.140E+03	2.907E-01	8.863E-01	-2.200E+01	3.071E+03
20	1.200E+03	1.682E-01	5.127E-01	1.734E+02	3.429E+03
21	1.260E+03	1.725E-01	5.257E-01	1.379E+01	3.432E+03
22	1.320E+03	2.116E-01	6.450E-01	-1.494E+02	3.431E+03
23	1.380E+03	4.284E-01	1.306E+00	5.082E+01	3.794E+03
24	1.440E+03	1.338E+00	4.080E+00	6.391E+01	3.970E+03
25	1.500E+03	2.692E-01	8.205E-01	-9.341E+01	3.976E+03
26	1.560E+03	1.899E-01	5.789E-01	9.853E+01	4.330E+03
27	1.620E+03	1.648E-01	5.025E-01	-5.819E+01	4.336E+03
28	1.680E+03	2.132E-01	6.498E-01	1.434E+02	4.701E+03
29	1.740E+03	4.493E-01	1.369E+00	-2.091E+01	4.699E+03
30	1.800E+03	1.071E+00	3.263E+00	-8.591E+00	4.874E+03
31	1.860E+03	2.597E-01	7.915E-01	-1.697E+02	4.876E+03
32	1.920E+03	1.843E-01	5.619E-01	3.330E+01	5.242E+03
33	1.980E+03	1.675E-01	5.106E-01	-1.325E+02	5.239E+03
34	2.040E+03	2.089E-01	6.368E-01	6.507E+01	5.599E+03

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.113361E+03 PERCENT

Respuesta transitoria de las componentes de Fourier para la corriente de salida

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

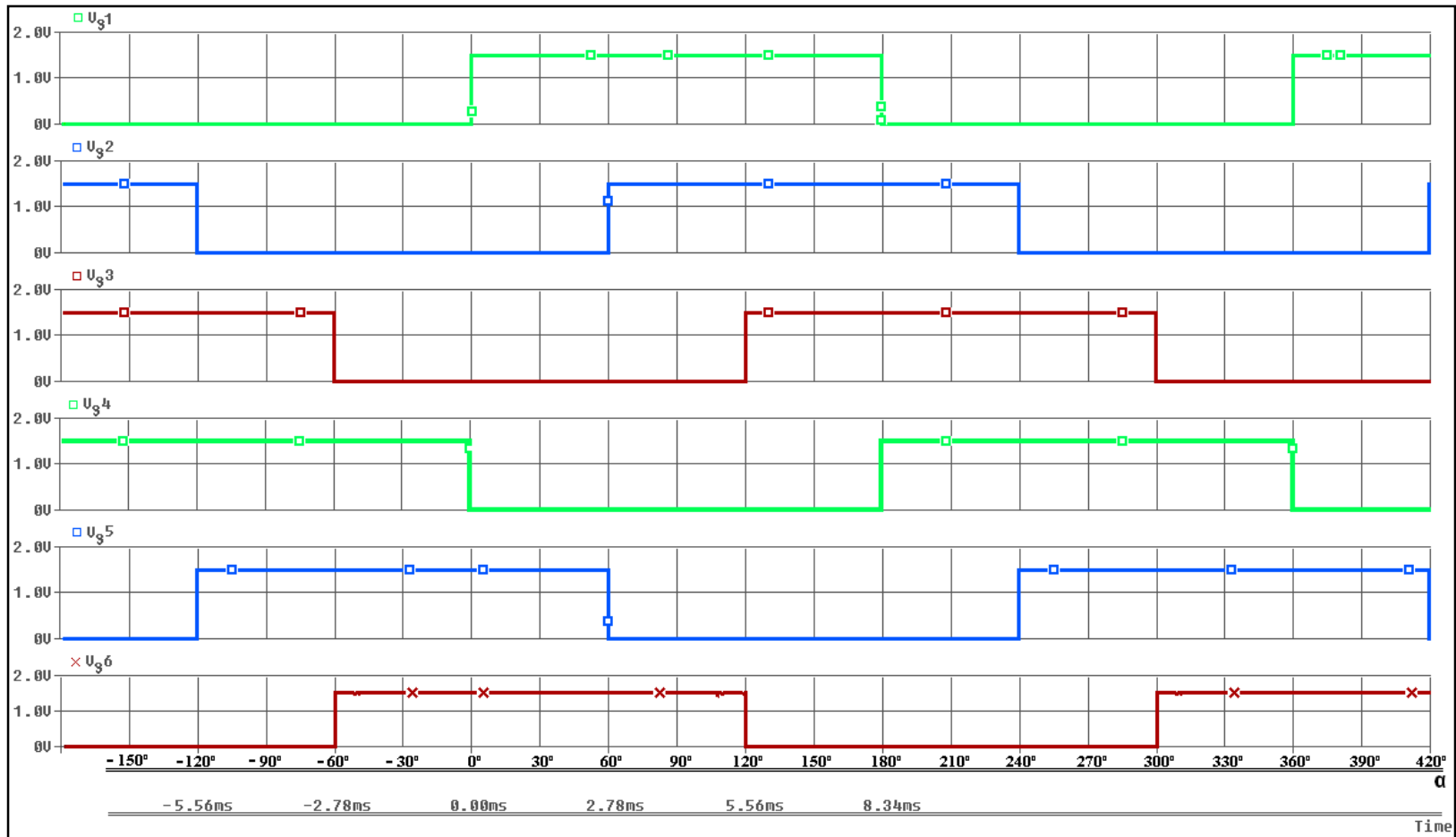


FIGURA A – 1. Secuencia de disparo de los PWM para efectos de simulación cuando $\alpha = 0^\circ$ y $PW = 180^\circ$

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

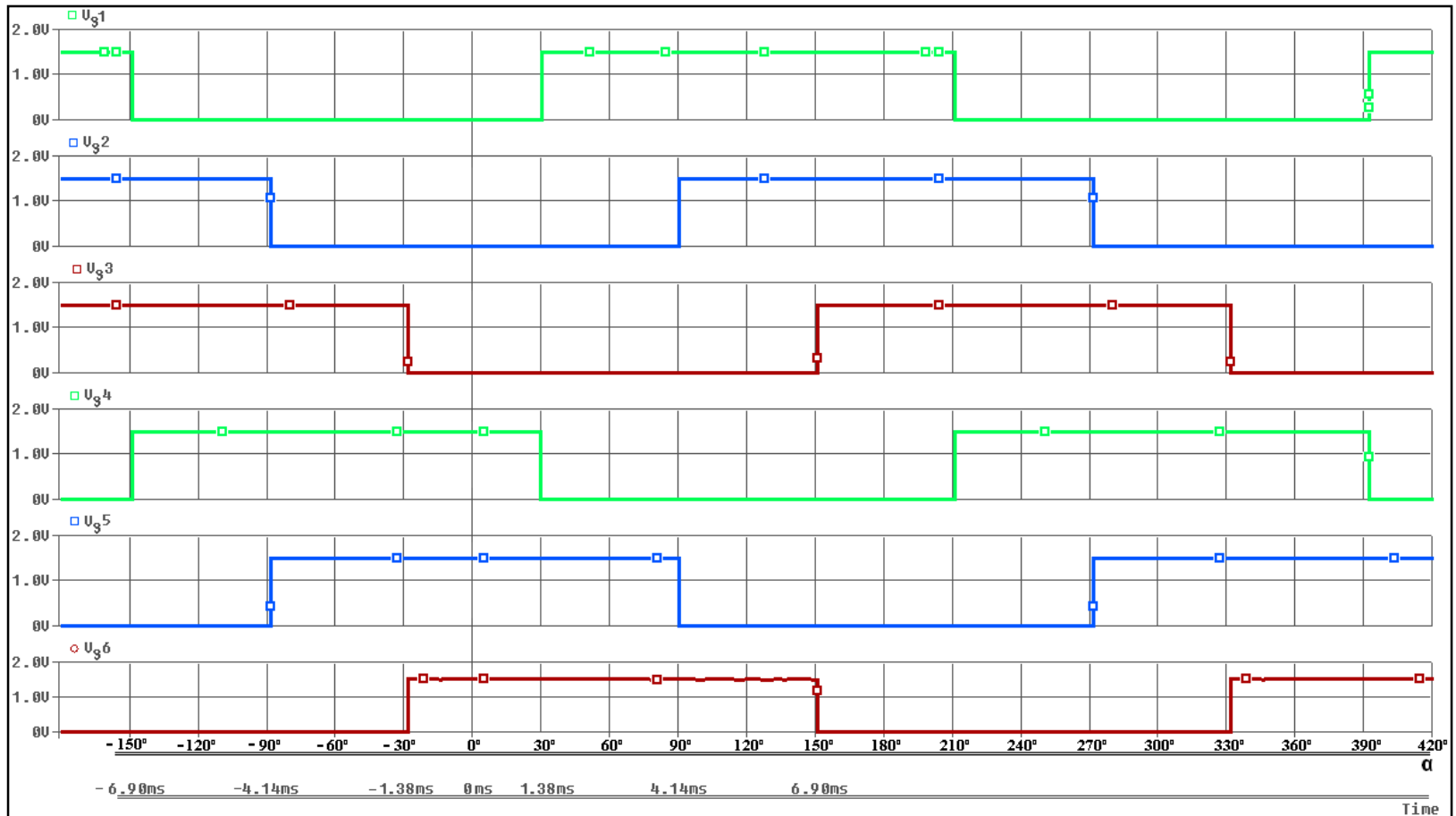


FIGURA A – 2. Secuencia de disparo de los PWM para efectos de simulación cuando $\alpha = 30^\circ$ y $PW = 180^\circ$

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA DSP

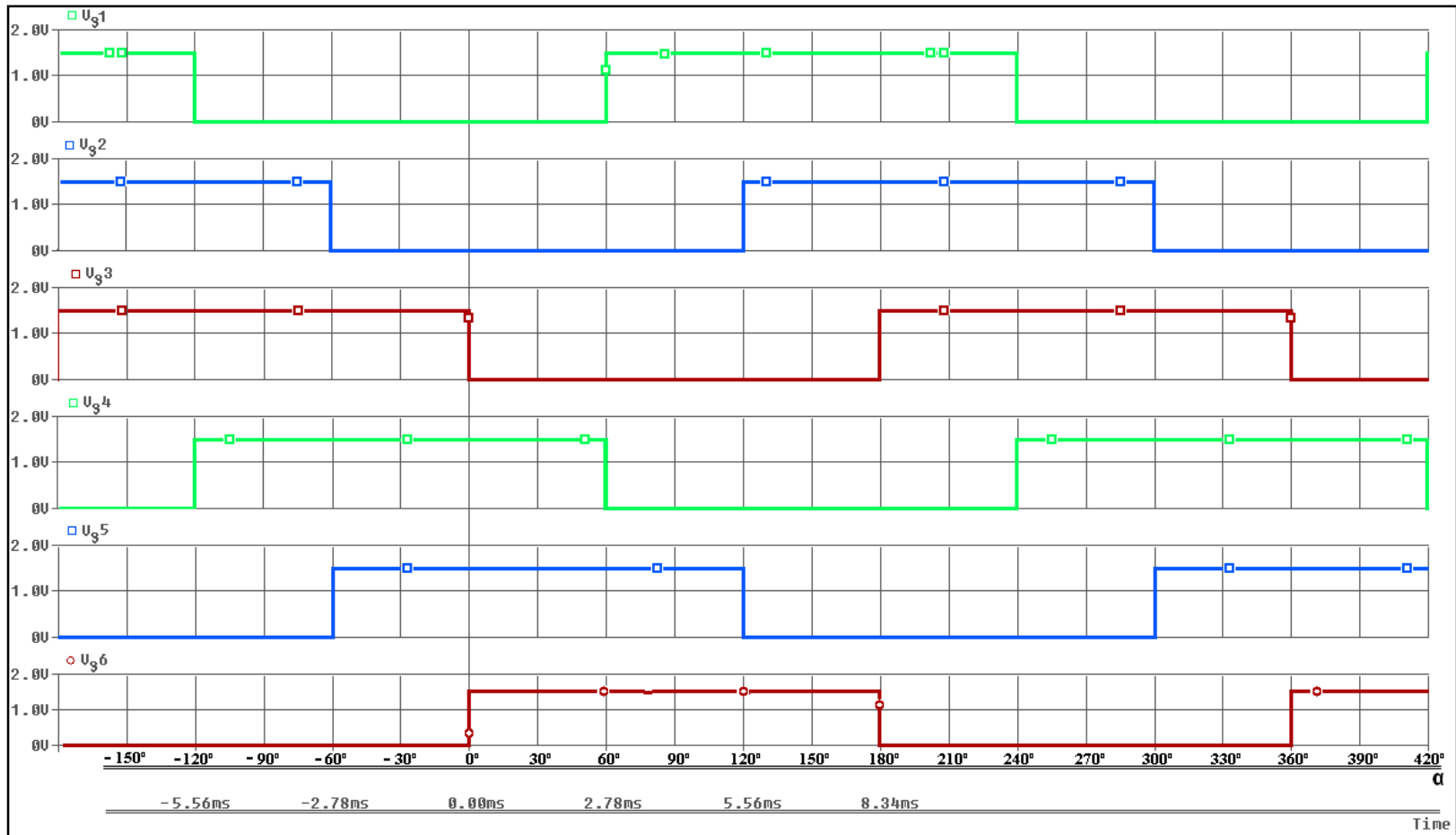


FIGURA A – 3. Secuencia de disparo de los PWM para efectos de simulación cuando $\alpha = 60^\circ$ y $PW = 180^\circ$

A – 2. Inversor Resonante.

Para el inversor resonante es clave tener en cuenta que la forma como disparan los PWM dependen del valor del error producido por el desfase que se presenta entre el voltaje de salida y la corriente que pasa por la carga.

En la figura A – 13 se indica la forma de onda del voltaje de salida y la corriente de salida para una carga determinada por una bobina de 10mH, un capacitor de 1nF y una resistencia de 1 Ω .

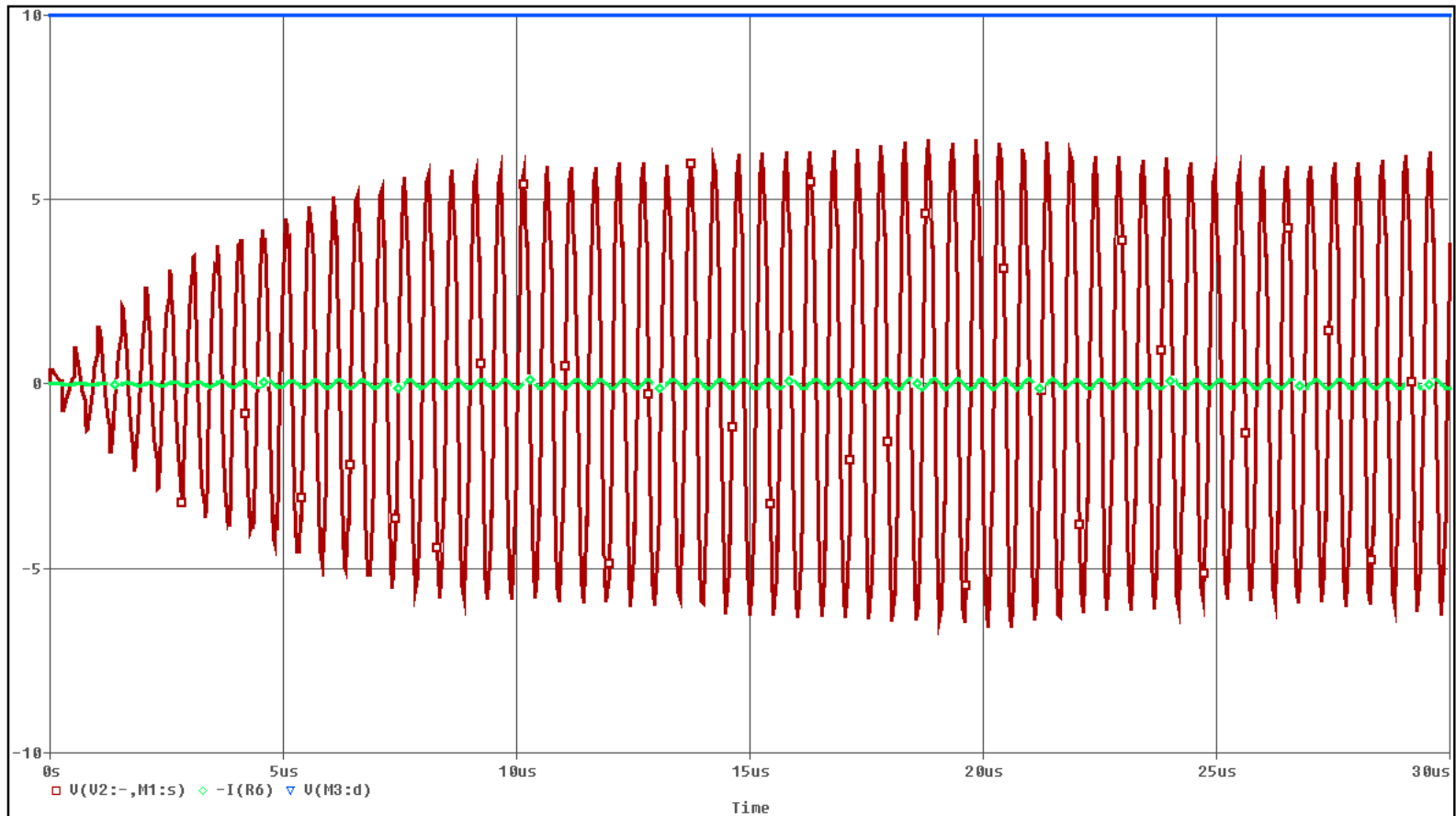


FIGURA A – 4. Forma de onda del voltaje de salida y de la corriente de salida para inversor resonante alimentado con $10V_{DC}$

ANEXO B

B – 1. Algoritmo de interrupciones.

Se presenta el algoritmo de las interrupciones que hay a lugar en la configuración de los BEANS utilizados.

En primera instancia se definen variables, que para este caso se presentan como variables externas pues son utilizadas en el código principal. Luego viene la interrupción del cruce por cero, donde al detectar la interrupción cambia el valor de la variable go

```
/** #####  
**  Filename : Events.C  
**  Project  : rect  
**  Processor : 56F8357  
**  Beantype : Events  
**  Version  : Driver 01.03  
**  Compiler : Metrowerks DSP C Compiler  
**  Date/Time : 24/01/2008, 11:02 p.m.  
**  Abstract :  
**    This is user's event module.  
**    Put your event handler code here.  
**  Settings :  
**  Contents :  
**    ZCross_OnInterrupt - void ZCross_OnInterrupt(void);  
**    TI1_OnInterrupt   - void TI1_OnInterrupt(void);  
**  
**  (c) Copyright UNIS, spol. s r.o. 1997-2006  
**  UNIS, spol. s r.o.  
**  Jundrovska 33  
**  624 00 Brno  
**  Czech Republic  
**  http   : www.processorexpert.com  
**  mail   : info@processorexpert.com  
** #####*/  
/* MODULE Events */
```

```
#include "Cpu.h"  
#include "Events.h"
```

```
extern unsigned int faseA, faseB, faseC;
```

```
extern unsigned int goa gob goc;
```

```
extern int periodo;  
extern unsigned int flag;  
extern int error, derror, ierror;  
extern int errorAnt;
```

```
extern unsigned int xorContador;
```

```
extern const int PROPORCIONALENTERO, PROPORCIONALDECIMAL;  
extern const int DERIVATIVOENTERO, DERIVATIVODECIMAL;  
extern const int INTEGRALENTERO, INTEGRALDECIMAL;
```

```
/*  
** =====  
** Event : ZCross_OnInterrupt (module Events)  
**  
** From bean : ZCross [ExtInt]  
** Description :  
** This event is called when an active signal edge/level has  
** occurred.  
** Parameters : None  
** Returns : Nothing  
** =====  
*/  
#pragma interrupt called /* Comment this line if the appropriate 'Interrupt preserve  
registers' property */  
/* is set to 'yes' (#pragma interrupt saveall is generated before the ISR) */  
void ZCross_OnInterrupt(void)  
{  
    go = 1; // activo la rectificacion para este periodo  
  
    Trig_NegVal(); // indicador (30Hz aprox.)  
  
    faseA = 0; // reseteo fase A  
    faseB = 120; // reseteo fase B  
    faseC = 240; // reseteo fase C  
}  
  
/*  
** =====  
** Event : TI1_OnInterrupt (module Events)  
**
```

```
** From bean : TI1 [TimerInt]
** Description :
**   When a timer interrupt occurs this event is called (only
**   when the bean is enabled - "Enable" and the events are
**   enabled - "EnableEvent").
** Parameters : None
** Returns   : Nothing
** =====
*/
#pragma interrupt called /* Comment this line if the appropriate 'Interrupt preserve
registers' property */
/* is set to 'yes' (#pragma interrupt saveall is generated before the ISR) */
void TI1_OnInterrupt(void)
{
    faseA+=1;           // incremento 1 grado
    faseB+=1;           // incremento 1 grado
    faseC+=1;           // incremento 1 grado
}

/*
** =====
** Event   : ADCTimer_OnInterrupt (module Events)
**
** From bean : ADCTimer [TimerInt]
** Description :
**   When a timer interrupt occurs this event is called (only
**   when the bean is enabled - "Enable" and the events are
**   enabled - "EnableEvent").
** Parameters : None
** Returns   : Nothing
** =====
*/
#pragma interrupt called /*47 Comment this line if the appropriate 'Interrupt preserve
registers' property */
/* is set to 'yes' (#pragma interrupt saveall is generated before the ISR) */
void ADCTimer_OnInterrupt(void)
{
    Debug_NegVal();           // indicador de estoy
vivo

    flag++;                   // bandera para mustrear el ADC del angulo
}
}
```

```

/*
** =====
**  Event   : InversorFS_OnInterrupt (module Events)
**
**
**  From bean : InversorFS [TimerInt]
**  Description :
**    When a timer interrupt occurs this event is called (only
**    when the bean is enabled - "Enable" and the events are
**    enabled - "EnableEvent").
**  Parameters : None
**  Returns   : Nothing
** =====
*/
#pragma interrupt called /* Comment this line if the appropriate 'Interrupt preserve
registers' property */
/* is set to 'yes' (#pragma interrupt saveall is generated before the ISR) */
void InversorFS_OnInterrupt(void)
{
    int pwm;
    long temp;
    int terror;

    error = (int)xorContador;           // el error es la presencia de flancos
// derror = error - errorAnt          // parte derivativa
// errorAnt = error;                  // para el proximo ciclo
// ierror += error;                  // parte integral (OJO CON LA ACUMULACION
DE ERROR)

    xorContador = 0;                   // resetea para la proxima interrupcion

    //periodo = 0;                      // periodo en 0

    periodo += PROPORCIONALENTERO*error; // parte entera
    temp = (long)PROPORCIONALDECIMAL*error;
    temp = temp >> 15;
    temp &= 0x0000FFFF;
    terror = (int)temp;
    periodo += terror;                  // parte decimal
}
/*
    periodo += DERIVATIVOENTERO*derror;
    temp = (long)DERIVATIVODECIMAL*derror;
    temp = temp >> 15;
    temp &= 0x0000FFFF;
    terror = (int)temp;
*/

```

```

    periodo += terror;

    periodo += INTEGRAENTERO*error;
    temp = (long)INTEGRALDECIMAL*error;
    temp = temp >> 15;
    temp &= 0x0000FFFF;
    terror = (int)temp;
    periodo += terror;
*/
//    1500 equivale a 40kHz ; 1200 equivale a 50kHz
pwm = 1500 - periodo;        //    aplico control PID
if(pwm<1200)                //    tope inferior
    pwm = 1200;
if(pwm>1500)                //    tope superior
    pwm = 1500;

PWMC1_SetPeriod((unsigned int)pwm);    //    cambio de periodo
PWMC1_SetDuty(0, pwm>>1);            //    50% ciclo util

PWMC1_Load();                    //    aplicar
}

/*
** =====
** Event    : XOR_OnInterrupt (module Events)
**
** From bean : XOR [ExtInt]
** Description :
** This event is called when an active signal edge/level has
** occurred.
** Parameters : None
** Returns   : Nothing
** =====
*/
#pragma interrupt called /* Comment this line if the appropriate 'Interrupt preserve
registers' property */
/* is set to 'yes' (#pragma interrupt saveall is generated before the ISR) */
void XOR_OnInterrupt(void)
{
    xorContador++;                //    presencia de desfase
}

/* END Events */

```

```
/*
** #####
**
** This file was created by UNIS Processor Expert 2.98.03 [03.79]
** for the Freescale 56800 series of microcontrollers.
**
** #####
**/
```