

REGULACIÓN DE VELOCIDAD EN UN MOTOR TRIFÁSICO A
TRAVÉS DE LA VARIACIÓN DE LA RELACIÓN
VOLTAJE/FRECUENCIA DE LA LÍNEA DE ALIMENTACIÓN.

ROLANDO ALEXIS MORENO VACCA

FUNDACIÓN UNIVERSITARIA LOS LIBERTADORES

FACULTAD DE INGENIERÍA

INGENIERÍA ELECTRÓNICA

BOGOTÁ DC, COLOMBIA

2016

REGULACIÓN DE VELOCIDAD EN UN MOTOR TRIFÁSICO A
TRAVÉS DE LA VARIACIÓN DE LA RELACIÓN
VOLTAJE/FRECUENCIA DE LA LÍNEA DE ALIMENTACIÓN.

ROLANDO ALEXIS MORENO VACCA

Trabajo de grado para optar el título de Ingeniero Electrónico

Director,

Pablo Emilio Rozo García

Ingeniero Electrónico, Msc.

FUNDACIÓN UNIVERSITARIA LOS LIBERTADORES

FACULTAD DE INGENIERÍA

INGENIERÍA ELECTRÓNICA

BOGOTÁ DC, COLOMBIA

2016

Nota de aceptación

Firma del presidente del jurado

Firma del jurado

Firma del jurado

Fecha

Las directivas de la Fundación Universitaria Los Libertadores, los jurados calificadores y el cuerpo docente no son responsables por los criterios e ideas expuestas en el presente documento. Estos corresponden únicamente a los autores.

DEDICATORIA

Este trabajo va dedicado a mi familia, por ser el soporte necesario para lograr avanzar en cada paso que doy en mi vida.

AGRADECIMIENTOS

En primera instancia a mi familia por haberme brindado el apoyo necesario en los momentos de alegría y debilidad durante el desarrollo del presente proyecto.

Al ingeniero Pablo Emilio Rozo García, quien como tutor del proyecto fue la guía necesaria para el desarrollo de cada etapa del mismo.

A los ingenieros Alexander Trujillo Díaz, Andrés Camilo Jiménez y Nelson Eduardo Lozano, quienes con sus conocimientos aplicados a las áreas de Potencia, programación y Electrónica en general respectivamente, me ayudaron a desarrollar parcialmente las fases del proyecto.

A mis amigos por su ayuda y colaboración en cada instante en que necesité de su ayuda, independiente del momento o situación que se presentara.

TABLA DE CONTENIDO

OBJETIVOS.....	13
1 INTRODUCCIÓN.....	14
1.1 DEFINICIÓN Y CARACTERÍSTICAS DE MOTOR DE INDUCCIÓN JAULA DE ARDILLA.....	16
1.2 VARIACIÓN DE LA RELACIÓN VOLTAJE FRECUENCIA DE LINEA DE ALIMENTACIÓN.....	20
1.2.1 Proceso de rectificación.....	21
1.2.2 Proceso de filtrado.....	27
1.2.3 Proceso de inversión.....	28
1.2.4 MOSFET.....	39
2 RECTIFICACIÓN.....	45
2.1 DISEÑO PRELIMINAR.....	45
2.2 SIMULACIÓN.....	47
2.3 IMPLEMENTACIÓN.....	49
3 FILTRADO.....	52
3.1 DISEÑO PRELIMINAR.....	52
3.2 SIMULACIÓN.....	53
3.3 IMPLEMENTACIÓN.....	54
4 INVERSIÓN.....	60
4.1 DISEÑO PRELIMINAR.....	60
4.1.1 Modulador SPWM.....	60
4.1.2 Puente inversor.....	69
4.2 SIMULACIÓN.....	73

4.2.1	Modulador SPWM.....	73
4.3	IMPLEMENTACIÓN.....	78
4.3.1	Modulador SPWM.....	79
4.3.2	Puente inversor.....	84
5	CONCLUSIONES.....	106
6	RECOMENDACIONES.....	108
7	REFERENCIAS.....	109

LISTA DE IMAGENES

Imagen 1 – Rotor Jaula de ardilla y Rotor Bobinado [1]	17
Imagen 2 – Proceso para la variación de la relación voltaje / frecuencia de línea de alimentación trifásica	20
Imagen 3 – Diagrama de un rectificador trifásico de onda completa tipo puente [5]	21
Imagen 4 – Curva característica de funcionamiento puente rectificador trifásico [6]	22
Imagen 5 – Comportamiento de la corriente para un puente rectificador trifásico [6]....	23
Imagen 6 – Filtro pasabajas tipo RC [9]	28
Imagen 7 – Inversor monofásico en configuración de medio puente [5]	29
Imagen 8 – Inversor monofásico en configuración de puente completo [5]	30
Imagen 9 – Configuración de un inversor trifásico en puente completo [4]	35
Imagen 10 – Configuración de un inversor trifásico en medio puente [6]	35
Imagen 11 – Comparación entre señal de referencia senoidal y portadora triangular [4]	38
Imagen 12 – Resultado de la comparación con respecto a la señal de referencia [5]... 38	
Imagen 13 – Símbolo Mosfet de empobrecimiento [11]	40
Imagen 14 – Símbolo Mosfet de enriquecimiento [13]	41
Imagen 15 – Capacitancias parásitas en la estructura general de un Mosfet [14].....	44
Imagen 16 – Diagrama de simulación rectificador trifásico	47
Imagen 17 – Resultados de simulación rectificador trifásico.....	48
Imagen 18 – Montaje experimental rectificador trifásico	50
Imagen 19 – Resultados experimentales rectificador trifásico	51
Imagen 20 – Diagrama de simulación rectificador trifásico y filtro pasabajas	53
Imagen 21 – Resultados simulación rectificador trifásico junto con filtro pasabajas	54
Imagen 22 – Implementación rectificador trifásico junto con filtro pasabajas	56
Imagen 23 - Vista superior sistema rectificador-filtrado	57
Imagen 24 – Resultados experimentales sistema de rectificación y filtrado	58
Imagen 25 – Modulación SPWM	62
Imagen 26 – Diagrama de flujo control inversor SPWM.....	66
Imagen 27 – Puente inversor trifásico a implementar [4]	70
Imagen 28 – Modulador SPWM.....	74
Imagen 29 – Resultado simulación Modulador SPWM	75
Imagen 30 – Diagrama de simulación control modulación SPWM	76
Imagen 31 – Resultados simulación control SPWM en fase.....	77
Imagen 32 – Resultados simulación SPWM con sus respectivos desfases	78

Imagen 33 – Resultado implementación SPWM con amplificador operacional en configuración de comparador	79
Imagen 34 - Implementación control modulación SPWM.....	82
Imagen 35 – Resultados control modulación SPWM de cada microcontrolador	82
Imagen 36 – Variación de frecuencia modulación SPWM (a) 30Hz, (b) 40 Hz, (c) 50 Hz y (d) 60Hz	83
Imagen 37 – Desfase entre las señales de la modulación SPWM (a) 0°, (b) 120° y (c) 240°	84
Imagen 38 – Diagrama interno FSB50760SF [18]	85
Imagen 39 – Encapsulado FSB50760SF [18]	87
Imagen 40 – Diagrama de conexión FSB50760SF [18]	89
Imagen 41 – Montaje experimental FSB50760SF	90
Imagen 42 – Resultados puente inversor a 30 V (a) Desfase de 120° (b) Desfase de 240°	91
Imagen 43 – Resultados puente inversor a 30V para las frecuencias de trabajo de (a) 30 Hz, (b) 40 Hz, (c) 50 Hz y (d) 60 Hz	92
Imagen 44 – Montaje experimental FSB50760SF a 300 V (a) Alimentación trifásica, (b) Interruptor línea de alimentación, (c) Rectificador trifásico y (d) Montaje experimental FSB50760SF con carga resistiva	96
Imagen 45 – Resultados puente inversor a 300V Desfase de 120°	96
Imagen 46 – Conexión de motor trifásico jaula de ardilla.....	98
Imagen 47 – Fuente DC de alto voltaje LD.....	100
Imagen 48 – Montaje experimental inversor de 110V	100
Imagen 49 – Forma de onda inversor trifásico con tensión de línea de 114.6 V y desfase de 120°	101
Imagen 50 – Salida puente inversor con carga inductiva en una de las fases sin activación	102
Imagen 51 - Salida puente inversor con carga inductiva en una de las fases con activación a 5 V.....	102
Imagen 52 - Salida puente inversor con carga inductiva en una de las fases con activación a 30V.....	103
Imagen 53 – Salida puente inversor con conexión desbalanceada a 230V.....	104
Imagen 54 – Montaje experimental puente inversor con tensión de línea de 115V	105

LISTA DE TABLAS

Tabla 1 – Especificaciones motor a trabajar.....	13
Tabla 2 – Características Diodo P600J [16]	49
Tabla 3 – Elementos para la implementación del rectificador trifásico junto con el filtro pasabajas.....	55
Tabla 4 – Descripción de elementos sistema rectificador – filtrado	57
Tabla 5 – Resultados obtenidos de voltaje en los procesos de diseño, simulación e implementación.....	59
Tabla 6 – Establecimiento de tiempos de activación y desactivación para 30Hz, 40Hz, 50Hz y 60Hz	65
Tabla 7 – Características principales PIC16F877A [17].....	81
Tabla 8 – Descripción de pines FSB50760SF [18].....	87
Tabla 9 – Características FSB50760SF [18]	88

RESUMEN

El principal objetivo del presente trabajo, es establecer un modelo que permita caracterizar el método necesario para la regulación de velocidad de un motor trifásico con las características descritas en la tabla 1 mediante la variación de la relación voltaje/frecuencia de línea de alimentación.

El contenido del mismo precisa un análisis detallado de cada una de las partes que involucran la variación de la relación voltaje/frecuencia de la línea de alimentación tanto en baja como en alta tensión, dividiendo cada una de las mismas en fases de diseño, simulación e implementación, describiendo de igual manera los componentes necesarios para cada una de las etapas del mismo, y determinando el respectivo análisis matemático que fundamenta la mencionada implementación.

Para a partir de lo obtenido establecer si es o no posible la regulación de velocidad de un motor trifásico mediante la variación de la relación voltaje/frecuencia de línea de alimentación

❖ Palabras Clave:

- Regulación de velocidad en motores trifásicos
- Variación de la relación voltaje/frecuencia de línea de alimentación
- Inversor trifásico
- Modulación SPWM
- Rectificador trifásico

OBJETIVOS

- Objetivo General:
 - Diseñar e implementar un modelo que permita regular la velocidad de un motor trifásico asíncrono con rotor en jaula de ardilla de las siguientes especificaciones:

Marca	Leybold
Modelo	732104 clase 0,3
Potencia	0,37 kW
Voltaje	200/115 - Y/ Δ
Corriente	2,0 / 3,0 A
Factor de Potencia	0,74
Velocidad	1680 U/min
Frecuencia	60 Hz

Tabla 1 – Especificaciones motor a trabajar

Por medio de la variación de la relación frecuencia/voltaje de la línea de alimentación trifásica.

- Objetivos Específicos:
 - Conocer los distintos métodos aplicables para variar la relación voltaje / frecuencia de un motor trifásico.
 - Seleccionar el método más apropiado para variar la relación voltaje / frecuencia teniendo en cuenta el buen funcionamiento del motor y las distintas condiciones de operación.
 - Establecer las características y componentes a implementar teniendo en cuenta el método seleccionado y la mayor optimización y aprovechamiento de recursos posible.

1 INTRODUCCIÓN

Dentro de las aplicaciones que tiene la electrónica en los distintos procesos industriales se encuentran los motores eléctricos, que son el claro ejemplo de transformación de energía, ya que éstos transforman energía eléctrica en mecánica, la cual debido a su variedad es usada en las diversas tareas que la industria requiere.

La industria implementa los motores eléctricos para aplicaciones en las cuales se requiera algún tipo de movimiento durante un proceso determinado, ya sea elevación, extracción, o simple transporte.

Dentro de los motores eléctricos es posible encontrar motores de corriente continua (D.C.), corriente alterna (A.C.) y motores que involucran características específicas de ambos, denominados motores universales, dependiendo de la aplicación en la que se requieran es posible la selección de cada uno de ellos; el motor de corriente continua tiene la facilidad de un alto par de arranque además de una velocidad regulable en cualquier punto de su funcionamiento, se usa en aplicaciones de velocidad variable, baja potencia y alto par de arranque como elevadores, grúas, trenes, tranvías, vehículos eléctricos, juguetes entre otros, tienen la desventaja de que su costo de fabricación es bastante alto, además de su difícil mantenimiento debido a sus partes internas; por otro lado los motores de corriente alterna son más usados en la industria dada su fácil fabricación y mantenimiento.

Tomando de ejemplo un tipo de implementación industrial básica, como el movimiento de una banda en una planta de producción, implementar un motor eléctrico de corriente continua puede llegar a ser útil dada la posibilidad que tiene el mismo de variación de velocidad, pero posiblemente la potencia generada por un motor de éste tipo no llega a ser suficiente para el movimiento

de la banda o en dado caso que requiera algún tipo de mantenimiento, éste será de alto costo para la empresa.

Por lo tanto, dadas las condiciones de fabricación, mantenimiento, costo y eficiencia un motor eléctrico de corriente alterna sería el más apto para la aplicación, esto es lo que convierte al motor de corriente alterna de manera más específica el motor trifásico en el más usado para aplicaciones industriales.

Con el aumento en la implementación de éstos motores es necesario empezar a estudiar la posibilidad de tener control sobre algunas de sus propiedades; retomando el caso de la banda transportadora, algún proceso externo a la misma puede requerir que ella aumente o reduzca su velocidad.

A través de la historia los estudios e investigaciones relacionados con la variación de velocidad en motores trifásicos, han generado distintos tipos de posibilidades para el desarrollo del mismo, dentro de los cuales se especifica que dada la relación que tiene la velocidad con la frecuencia, con una regulación de frecuencia es posible la variación de velocidad del motor, de igual manera es necesario tener presente que por seguridad y funcionamiento del motor la variación de frecuencia va de la mano con la variación de voltaje dada la relación voltaje / frecuencia que existe en el estudio de motores trifásicos.

Dadas las condiciones de fabricación y mantenimiento de los motores en general, la implementación de motores trifásicos asegura una reducción de costos con respecto a los demás tipos de motores; uno de los inconvenientes que tienen los motores trifásicos es la posibilidad de regulación de velocidad de los mismos, al implementar un elemento o dispositivo que permita la regulación de velocidad, es posible asegurar un motor que reduce costos en fabricación, mantenimiento y además presenta la posibilidad de regulación de velocidad, la cual es de gran uso actualmente en la industria.

La ingeniería electrónica en la Fundación Universitaria Los Libertadores ha dejado un poco opacada la rama de las máquinas eléctricas rotativas. Implementando un proyecto en el que se evidencie que la aplicación industrial de dichas máquinas se encuentra evolucionando a grandes pasos y las mismas se encuentran de gran manera relacionadas con la carrera, incentiva el desarrollo de ésta rama en la institución, además desarrolla la posible integración de los distintos énfasis que posee la institución respecto a ésta carrera con respecto a las máquinas eléctricas rotativas.

1.1 DEFINICIÓN Y CARACTERÍSTICAS DE MOTOR DE INDUCCIÓN JAULA DE ARDILLA

Los motores con rotor de jaula de ardilla son uno de los dos tipos de motores trifásicos, la diferencia entre ambos radica en su rotor, un cilindro que contiene el eje del motor, ese cilindro para motores trifásicos puede estar compuesto por una configuración de bobinas (rotor bobinado o devanado) o por unas barras transversales de cobre o aluminio cortocircuitadas en sus extremos (jaula de ardilla) denominado así por la similitud que presenta con respecto a la forma de las jaulas en las que se ejercitan las ardillas o los hámster.

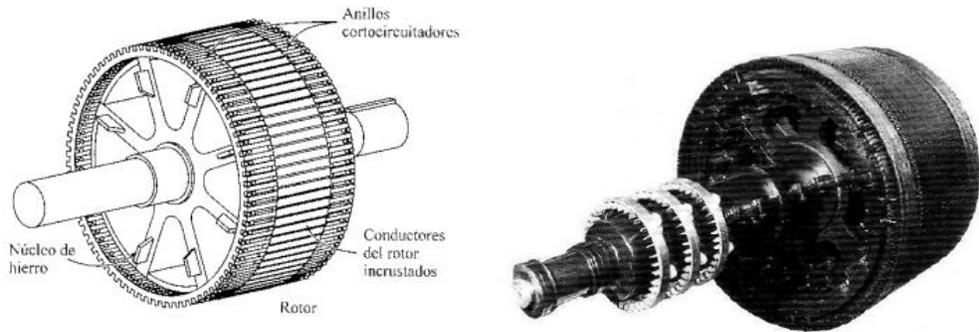


Imagen 1 – Rotor Jaula de ardilla y Rotor Bobinado [1]

En ambos rotors son aplicables los principios de funcionamiento de cualquier motor, diciendo así que cuando la corriente trifásica recorre el bobinado del estator se genera un campo magnético rotativo, donde el número de polos del campo magnético es igual al número de polos en el bobinado del estator. Cuando los conductores de la aleación de cobre en el rotor son expuestos al campo magnético generado por el estator, se genera una corriente sobre el rotor. Al tener un material conductor en sus ranuras afectado por un campo magnético, se genera una fuerza sobre el conductor que es perpendicular tanto a la dirección de la corriente como a la dirección del campo magnético. Para el caso de este motor la dirección de la fuerza es tangente al diámetro externo del rotor, por lo que este girará en la dirección del campo magnético. [2]

En diversas fuentes se refieren a los motores de inducción como transformadores rotantes donde el estator hace el papel del devanado principal y el rotor de devanado secundario, pero en éste caso la frecuencia del primario sólo es igual a la del secundario cuando el motor está bloqueado o estático, en el momento en que el rotor gira a la velocidad del campo magnético del estator (velocidad síncrona) la frecuencia es cero, dado que el rotor y el estator no se encuentran en

sincronismo, existe una diferencia entre la velocidad de ambos, a ésta diferencia se le denomina deslizamiento y está dado por

$$s = \frac{n_{sinc} - n_m}{n_{sinc}} \quad (1)$$

Dónde

n_{sinc} = Velocidad de los campos magnéticos (sincronismo)

n_m = Velocidad del eje del motor

Y a su vez

$$n_{sinc} = \frac{120 f_e}{P} \quad (2)$$

Dónde

f_e = Frecuencia del estator o frecuencia del sistema

P = Número de polos

Para cualquier velocidad intermedia la frecuencia del rotor es directamente proporcional al deslizamiento, siendo expresada por

$$f_r = s f_e \quad (3)$$

La velocidad de éste tipo de motores viene definida por el fabricante, para implementar una velocidad variable, se toma la velocidad proporcionada por el fabricante como velocidad máxima y se regula desde un punto mínimo hasta éste valor.

Para realizar la regulación de velocidad existen diversos métodos, el más óptimo a implementar dadas sus características de funcionamiento es la variación de la relación voltaje / frecuencia de la línea de alimentación, ya que es un método práctico y mediante el cual no se afecta el funcionamiento del motor, éste método consiste en estudiar el comportamiento del cambio de la frecuencia en relación con la velocidad, basándose en la ecuación 2, teniendo en cuenta que a la par con la variación de frecuencia se altera la tensión del sistema, dado que cuando se opera a velocidades que son menores a la velocidad de sincronismo, es necesario reducir el voltaje aplicado al estator para lograr una adecuada operación del mismo ya que sin regulación de voltaje el núcleo del motor puede saturarse generando distintas corrientes de magnetización que influirán en el funcionamiento de la máquina, ya que de acuerdo con la ley de inducción de Faraday:

$$V(t) = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (4)$$

Haciendo $V(t) = V_m \sin \omega t$ en (4) como el voltaje en el núcleo, el flujo resultante será:

$$\phi = -\frac{V_m}{\omega N} \cos \omega t \quad (5)$$

Teniendo en cuenta la ecuación (5), la frecuencia se encuentra en el denominador, por lo tanto si la misma disminuye pero el voltaje permanece constante, el flujo en el motor se incrementa, incrementando a su vez la corriente de magnetización del sistema. [3]

1.2 VARIACIÓN DE LA RELACIÓN VOLTAJE FRECUENCIA DE LINEA DE ALIMENTACIÓN

Para modificar la relación voltaje/frecuencia de una línea trifásica, es necesario utilizar inversores, los cuales son configuraciones en donde se tiene como entrada una señal en corriente directa y como salida una señal en corriente alterna, en el cual su función principal es cambiar la señal de entrada DC a una señal de salida simétrica en AC, que contenga una magnitud y frecuencia deseada. [4]

Dado que se está manejando una línea trifásica, es necesario establecer una etapa de rectificación y filtrado previo a la etapa del inversor, estableciendo así el procedimiento necesario para la variación de la relación voltaje / frecuencia de línea de alimentación

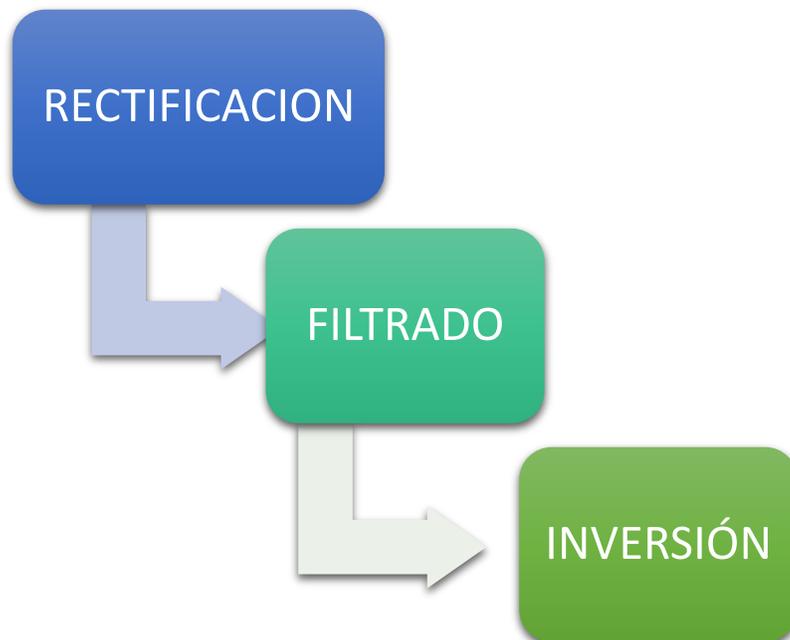


Imagen 2 – Proceso para la variación de la relación voltaje / frecuencia de línea de alimentación trifásica

Fuente: Autor

1.2.1 Proceso de rectificación

Un rectificador para una línea trifásica, sigue el mismo principio de funcionamiento del rectificador monofásico, en él se implementan diodos y se tiene en cuenta propiedad que los mismos tienen en cuanto a conducción.

En éste caso particular, conforme se tienen tres (3) fases, se implementan 6 diodos para su rectificación, tal y como se muestra en la siguiente figura. [5]

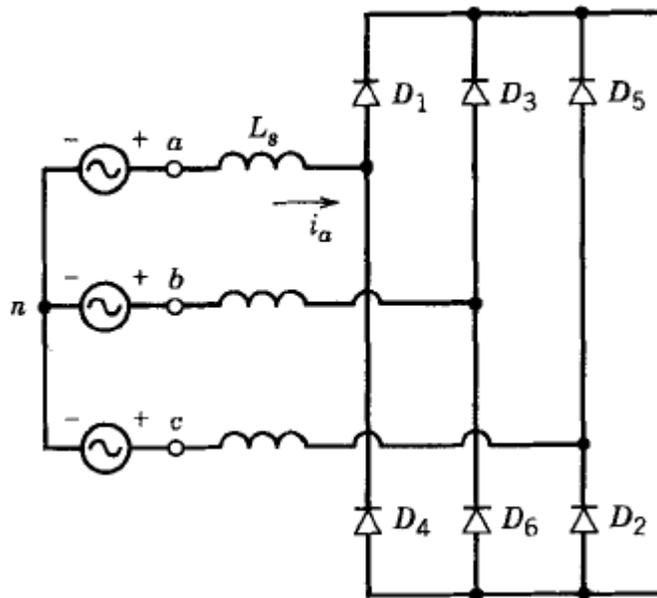


Imagen 3 – Diagrama de un rectificador trifásico de onda completa tipo puente [5]

Los rectificadores son comúnmente usados para aplicaciones de alta potencia dado que usan el más alto factor de transformación de un sistema trifásico [6]. Al hablar de un alto factor de transformación se refiere a que en un proceso de rectificación se logra la transformación DC / AC con un mínimo índice de pérdidas en el proceso.

Vale la pena aclarar que aunque en éste caso particular se usan diodos, un puente rectificador trifásico puede ser implementado con elementos semiconductores como tiristoes, transistores y demás.

De acuerdo a la imagen 3 la numeración de los diodos se realiza de acuerdo a la secuencia de conducción de los mismos, donde el ángulo de conducción entre cada uno es de 120° o $(\frac{2\pi}{3})$. [6]

De esa manera, la gráfica que representa la activación del puente rectificador se muestra a continuación

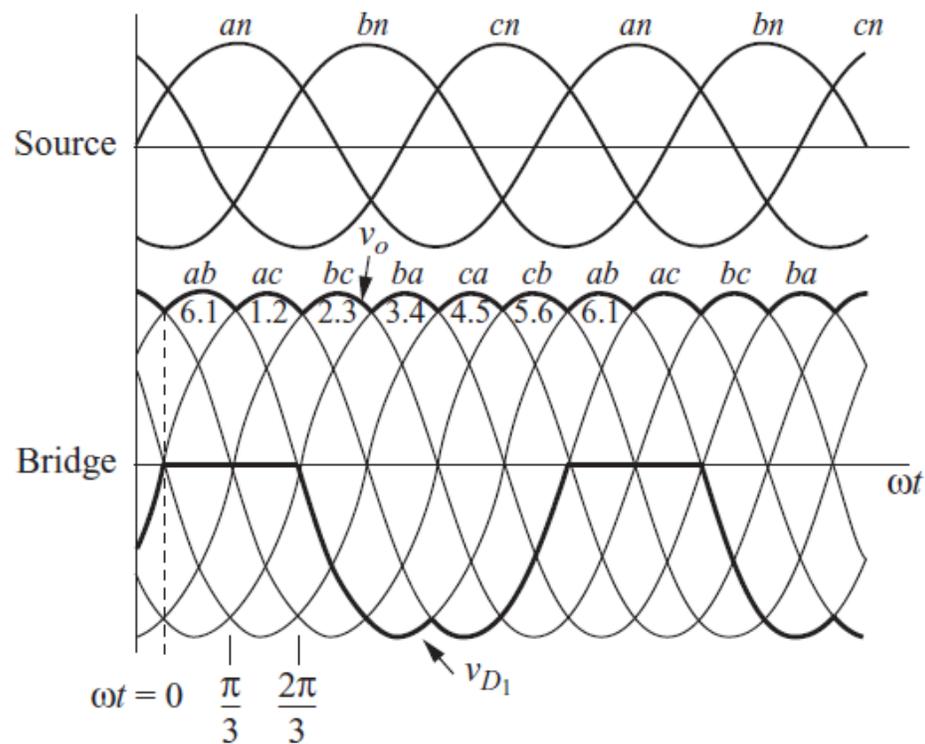


Imagen 4 – Curva característica de funcionamiento puente rectificador trifásico [6]

En la imagen anterior se muestra el comportamiento de la fuente en cada una de sus tres (3) fases en la gráfica denominada "Source"; en la gráfica denominada "Bridge" se puede ver la

secuencia de conducción de cada uno de los diodos ubicados en el sistema, resaltando el desfase de conducción entre los mismos.

Para un análisis resistivo, el comportamiento de la corriente se puede evidenciar a continuación.

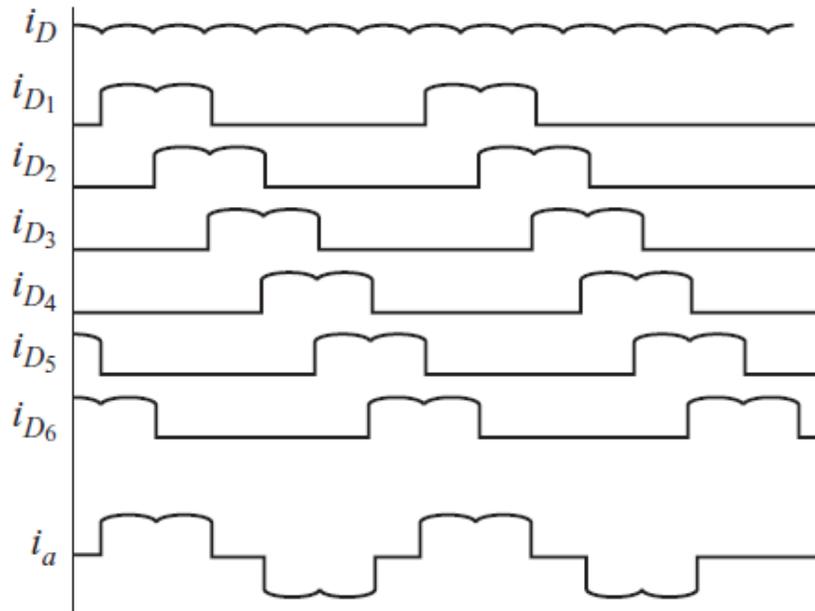


Imagen 5 – Comportamiento de la corriente para un puente rectificador trifásico [6]

En la imagen anterior se puede ver el comportamiento de la corriente para cada uno de los diodos del puente rectificador en su respectiva secuencia, donde i_a es la corriente proveniente de la línea de alimentación de cada una de las fases del sistema trifásico que se está usando como fuente [6]

Para el análisis actual, el voltaje de línea es 1.73 veces el voltaje del sistema trifásico conectado a la fuente, donde el valor DC del mismo es:

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt \quad (6)$$

Donde aplicándolo al sistema

$$V_{DC} = \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{3}V_m \sin \theta d\theta \quad (7)$$

Donde $\theta = 2\pi ft = \omega t$

El periodo de la señal senoidal es 2π , en éste caso al tener 6 semiconductores, el periodo general para el sistema se divide entre 6, dando como resultado

$$T = \frac{2\pi}{6} = \frac{\pi}{3} \quad (8)$$

El periodo de conducción para cada diodo es de $\frac{2\pi}{3}$, pero dado que en este sistema el periodo de la señal resultante es de $\frac{\pi}{3}$, el periodo de la señal va a estar establecido entre $\frac{\pi}{3}$ y $\frac{2\pi}{3}$.

Por lo tanto el valor DC de la tensión es:

$$\begin{aligned}
 V_{DC} &= \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{3}V_m \sin \theta \, d\theta & (9) \\
 &= \frac{\sqrt{3}V_m * 6}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sin \theta \, d\theta \\
 &= \frac{\sqrt{3}V_m * 6}{2\pi} (-\cos \theta) = \frac{V_m 3\sqrt{3}}{2\pi} = 1,654 V_m
 \end{aligned}$$

Analizando la tensión en la carga se tiene que:

$$V_L = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_L^2(t) dt} \quad (10)$$

Dado que el periodo de conducción de cada diodo es de $\frac{\pi}{3}$ la tensión que cae en la carga está dada por:

$$\begin{aligned}
 V_L &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_L^2(t) dt} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sqrt{3}^2 V_m^2 \sin^2 \theta \, d\theta} & (11) \\
 &= \sqrt{\frac{3 * (\sqrt{3}V_m)^2}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sin^2 \theta \, d\theta} \\
 &= V_m \sqrt{\frac{9}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sin^2 \theta \, d\theta} \\
 &= V_m \sqrt{\frac{9}{\pi} \left(\frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{2} \right)} = V_m \sqrt{\frac{9}{\pi} (0,9556)} \\
 &= 1,65V_m
 \end{aligned}$$

De igual manera para la ecuación (11) se mantiene la relación $\theta = 2\pi ft = \omega t$.

Para analizar la corriente proporcionada por la fuente se tiene en cuenta:

$$\begin{aligned}
 I_s &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} I_m^2(t) dt} = \sqrt{\frac{4}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} I_m^2 \cos^2 \theta d\theta} & (12) \\
 &= \sqrt{\frac{4 * I_m^2}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \cos^2 \theta d\theta} \\
 &= \sqrt{\frac{4I_m^2}{\pi} \left(\frac{\theta + \sin \theta \cos \theta}{2} \right)} = I_m \sqrt{\frac{4}{\pi} (0,478305)} \\
 &= I_m \sqrt{0,6089} = 0,7803 I_m
 \end{aligned}$$

Donde:

$$I_m = \frac{V_m}{Z} \quad (13)$$

De igual manera, la corriente que cada diodo consume está dada por:

$$\begin{aligned}
I_D &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} I_m^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} I_m^2 \cos^2 \theta} & (14) \\
&= \sqrt{\frac{2I_m}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \cos^2 \theta} \\
&= I_m \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\frac{\theta + \sin \theta \cos \theta}{2} \right)} \\
&= I_m \sqrt{\frac{2}{\pi} (0,478305)} = I_m \sqrt{0,30449} \\
&= 0,5518 I_m
\end{aligned}$$

En la ecuación (14) se tiene en cuenta la ecuación 13 que y tanto en (14) como en (13) se tiene que $\theta = 2\pi ft = \omega t$ [7]

1.2.2 Proceso de filtrado

Dado que a la salida del rectificador no se tiene una señal completamente DC, es necesario implementar un filtro a la salida del rectificador para hacer esa señal DC más pura.

Por definición un filtro se comporta como un selector frente a señales eléctricas de diferentes frecuencias, generalmente están formados por elementos como resistencias, condensadores o inductores, donde la selección de los mismos depende de su modo de comportamiento en función de una frecuencia recibida.

Un filtro formado por una red RC impide el paso de frecuencias ubicadas alrededor de una frecuencia central o frecuencia de corte

aprovechando la componente de carga que posee el condensador y el manejo de tiempos de carga y descarga del mismo en la unión en serie con una resistencia, y por lo tanto, esa frecuencia de corte está relacionada por los valores de R y de C establecidos, de la siguiente manera [8]

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (15)$$

Para el caso particular de la salida de un rectificador trifásico que tiene una frecuencia de línea igual a 60 Hz, es posible implementar un filtro tipo RC pasabajas, el cual permita el paso sólo de frecuencias por debajo de la frecuencia de corte, entendiendo que el condensador es capaz de acumular carga para el siguiente proceso y la resistencia atenúa un poco la señal para su filtrado

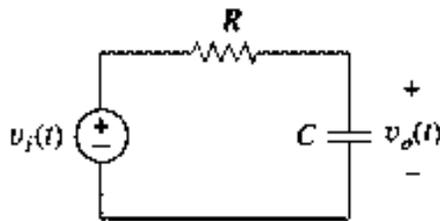


Imagen 6 – Filtro pasabajas tipo RC [9]

1.2.3 Proceso de inversión

La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada DC a un voltaje de salida simétrico en AC, con magnitud y frecuencia deseadas, donde si se mantiene constante la ganancia del inversor, es posible obtener un voltaje variable a la salida.

Un inversor puede ser CSI (Alimentado por corriente) o VSI (Alimentado por voltaje), el VSI es de mayor utilidad dado que

puede ser alimentado desde la misma línea trifásica a través de un puente rectificador.

Si el voltaje de entrada es fijo y no controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable, si se varía la ganancia del inversor, ésta operación es posible controlando la modulación del ancho de pulso (PWM) dentro del inversor.

En los inversores ideales, las formas de onda del voltaje de salida, deberían ser senoidales, pero en realidad, las mismas contienen una serie de armónicas, dónde para las aplicaciones de mediana o baja potencia son aceptables los voltajes de onda cuadrada, pero para aplicaciones de alta potencia, son necesarias formas senoidales de baja distorsión.

El principio de funcionamiento consiste en una activación de semiconductores, para éste caso particular transistores de efecto de campo (MOSFET) configurados en modo de interruptor (activación y desactivación), y mediante los cambios de estado del mismo lograr formar la señal AC.

Existen dos configuraciones principales, la configuración en medio puente y en puente completo

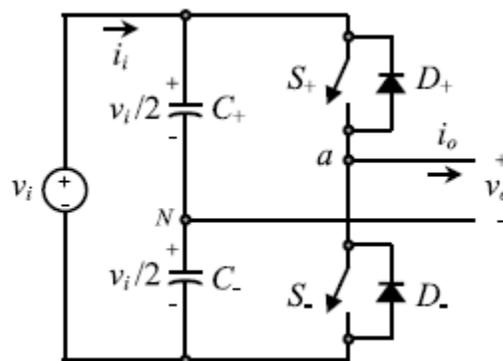


Imagen 7 – Inversor monofásico en configuración de medio puente [5]

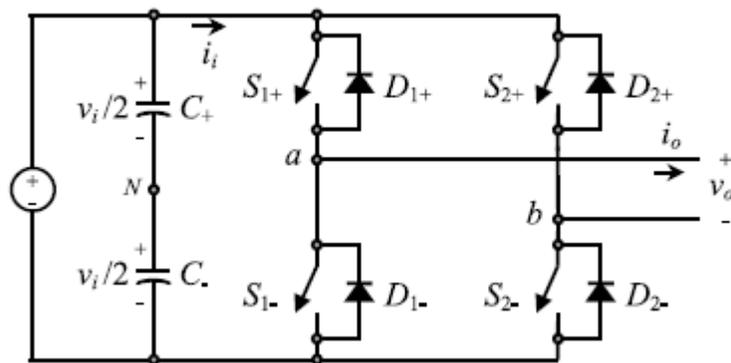


Imagen 8 – Inversor monofásico en configuración de puente completo [5]

Teniendo en cuenta la reducción de armónicos del sistema, es necesario establecer una alta velocidad de conmutación, para lo cual se involucra la selección del dispositivo semiconductor.

De acuerdo con las imágenes 7 y 8, los diodos en paralelo con el semiconductor, se conocen como diodos de realimentación, dado que en estado de conducción la energía de los mismos es realimentada a la fuente. [4]

Es de importancia, tener presentes los tiempos de activación y desactivación de los respectivos dispositivos a implementar, ya que si no hay retraso entre el tiempo de desactivación de un dispositivo y el de activación del otro ubicado en la misma línea, es posible generar un corto.

De igual manera, de acuerdo a los armónicos presentes o los armónicos que se pretendan estudiar donde para el caso particular se tienen en cuenta los tres primeros armónicos impares de la señal, dado que el carácter impar de la señal hace que se eliminen los armónicos pares y la implementación de la modulación SPWM elimina los armónicos de índices mayores.

El voltaje instantáneo de salida del inversor en configuración de medio puente está dado por

$$V_0 = \sum_{n=1,3,5,7,9\dots}^{\infty} \frac{2 * V_m}{n\pi} \sin n\omega t \quad (16)$$

El cual es "0" para los valores pares de n dado el carácter impar de la señal que se está trabajando; de igual manera para n = 1, la cual se denomina como la frecuencia o armónico fundamental, el voltaje instantáneo se expresa como [4]

$$V_1 = \frac{2 * V_m}{\sqrt{2}\pi} = 0,45 V_m \quad (17)$$

La raíz en el denominador se relaciona con el hecho de establecer una tensión o valor RMS

Para una configuración tipo puente el voltaje instantáneo de manera general está dado por:

$$V_0 = \sqrt{\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_m^2 dt} = V_m \quad (18)$$

Teniendo en cuenta los componentes armónicos del sistema

$$V_0 = \sum_{n=1,3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{4V_m}{n\pi} \sin \omega t \quad (19)$$

El voltaje instantáneo del sistema en puente completo para n armónicos es:

$$V_n = \frac{4V_m}{\sqrt{2}n\pi} \quad (20)$$

Donde la raíz del denominador se involucra por la medida RMS de la tensión; para una configuración en puente completo es importante tener en cuenta el voltaje armónico RMS y la corriente armónica RMS, dados por:

$$V_{nRMS} = \sqrt{V_0^2 - V_1^2} \quad (21)$$

$$I_{nRMS} = \frac{\sqrt{I_p^2 - I_{mn1}^2}}{\sqrt{2}} \quad (22)$$

Donde I_p es la corriente pico de la carga e I_{mn1} es la corriente fundamental pico de la carga, dadas por:

$$I_p = \sqrt{\sum_{n=1,3,5,7,\dots}^{\infty} I_{mn}^2} \quad (23)$$

$$I_{mn} = \frac{4V_m}{n\pi Z} \quad (24)$$

De igual manera, la corriente instantánea para una carga RL en términos de los armónicos de la señal para un inversor en configuración de medio puente está dada por:

$$I_0 = \sum_{n=1,3,5,7,9}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \sin(n\omega t - \theta n) \quad (22)$$

Por lo tanto para una configuración en puente completo, la corriente instantánea es:

$$I_0 = \sum_{n=1,3,5,7,9}^{\infty} \frac{4V_m}{n\pi Z} \sin(n\omega t + \theta n) \quad (23)$$

Donde θ_n es el factor de potencia en cada armónico y está dado por:

$$\theta_n = \tan^{-1} \left(\frac{n\omega L}{R} \right) \quad (24)$$

Por otra parte, teniendo en cuenta los armónicos del sistema, la calidad de un inversor se mide basándose en los siguientes parámetros

❖ Factor armónico de la n -ésima componente (HF $_n$)

Es una medida de la contribución armónica individual, determinada como

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (25)$$

Donde V_n es la tensión para cada componente armónico a analizar y V_1 es la tensión de la componente fundamental del sistema relacionada en la ecuación [4] (17).

❖ Distorsión total armónica (THD)

Es una medida que mide la similitud entre la forma de onda y el componente fundamental de la misma, es determinada como

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} V_n^2 \right) \quad (26)$$

Donde el resultado es dado en modo de porcentaje

❖ Factor de distorsión (DF)

Proporciona el contenido armónico total, pero no indica el nivel de cada uno de los respectivos componentes de la

señal. A partir de la definición del DF se establece que añadiendo un filtro al final del inversor, es posible atenuar las armónicas de orden más alto.

Igualmente, el factor de distorsión indica la cantidad de distorsión que se encuentra en una forma de onda específica luego de que las distintas armónicas fueron atenuadas, determinando así la eficacia en la reducción de armónicos del sistema

$$DF = \frac{1}{V_1} \sqrt{\left(\sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right)} \quad (27)$$

El factor de distorsión de una componente armónica individual está dado por:

$$DF = \frac{V_n}{V_1 n^2} \quad (28)$$

Para ambos casos el resultado está dado a modo de porcentaje

❖ Armónica de menor orden LOH

Es aquella componente armónica, cuya frecuencia es más cercana a la fundamental y cuya magnitud es menor o igual al 3% de la misma [4]

Un inversor trifásico maneja los mismos principios de operación en cualquiera de las dos configuraciones del inversor monofásico, la diferencia radica en que ahora se conectan tres (3) inversores en paralelo y cada uno de ellos tiene sus señales de control

desfasadas 120° entre sí para lograr la formación de una señal trifásica balanceada

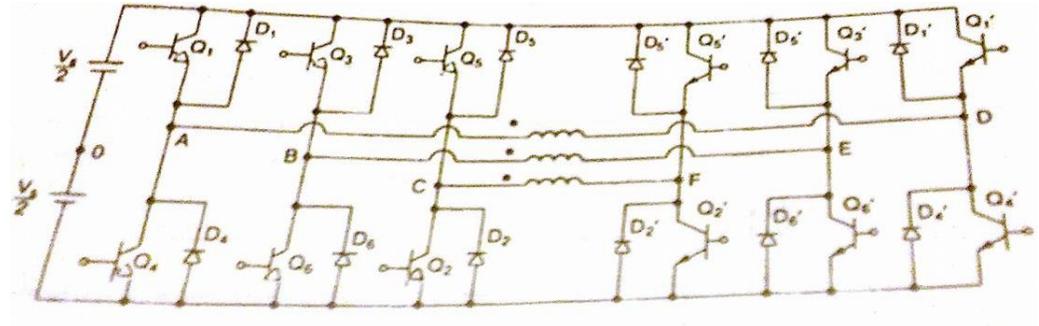


Imagen 9 – Configuración de un inversor trifásico en puente completo [4]

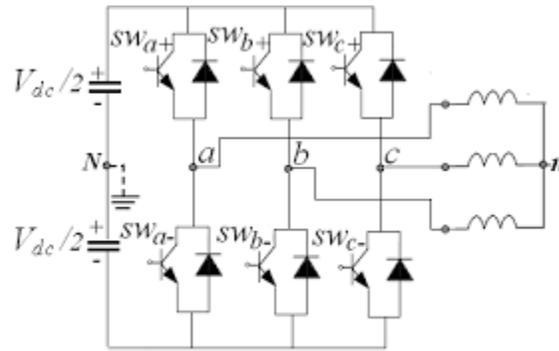


Imagen 10 – Configuración de un inversor trifásico en medio puente [6]

Conforme se tiene una conexión en estrella del sistema es posible establecer las tensiones de fase de cada una de las fases de acuerdo al análisis de armónicos que se implemente de la siguiente manera

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{4 * V_m}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (29)$$

$$V_{bc} = \sum_{n=1,3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{4 * V_m}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (30)$$

$$V_{ca} = \sum_{n=1,3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{4 * V_m}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \left(\omega t - \frac{7\pi}{6} \right) \quad (31)$$

Donde $\frac{\pi}{6}$ es el desfase de cada línea trifásica correspondiente a los 120°.

Igualmente el voltaje de línea es determinado mediante:

$$V_L = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi/3} V_m^2 d(\theta)} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_m = 0,8165 V_m \quad (32)$$

Analizando la respuesta en frecuencia, el voltaje RMS para la n ésima armónica está dado por:

$$V_{Ln} = \frac{4V_m}{\sqrt{2}n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \quad (33)$$

Y para la componente fundamental [4]

$$V_{L1} = \frac{4V_s \cos 30}{\sqrt{2}\pi} = 0,7797 V_m \quad (34)$$

Ya que se está analizando una línea trifásica y luego de haber establecido las tensiones de línea, es posible establecer las tensiones entre línea y neutro junto con las corrientes de fase dado que en una conexión estrella las corrientes de línea son iguales a las de fase [1]

$$V_{L-N} = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}V_m}{3} = 0,4714 V_m \quad (35)$$

$$I_a = \sum_{n=1,3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{4V_m}{n\pi Z} \cos \frac{n\pi}{6} \quad (36)$$

En diversas aplicaciones, es necesario controlar el voltaje de salida de los inversores, y el método más eficiente para lograr la variación de ganancia y voltaje es la adición de una modulación por ancho de pulso (PWM) en la parte de control de activación, los métodos más usados son:

- ❖ Modulación de un solo ancho de pulso
- ❖ Modulación de varios anchos de pulso
- ❖ Modulación senoidal del ancho del pulso
- ❖ Modulación senoidal modificada del ancho del pulso
- ❖ Control por desplazamiento de fase

Aunque todos los métodos son aplicables y útiles en implementación, para el caso particular se implementa la modulación senoidal del ancho del pulso, estableciendo que usando varios pulsos en cada ciclo de voltaje de salida, puede reducirse el contenido armónico del sistema [4].

Éste método consiste en la generación de múltiples pulsos en cada medio ciclo de voltaje de salida, donde el ancho de cada pulso varía directamente con la amplitud de una onda senoidal evaluada en el centro del mismo pulso.

A partir de lo anterior, las señales de control que activan y desactivan los semiconductores, van a tener éstos pulsos.

Estos pulsos se generan al comparar una señal senoidal denominada señal de referencia, junto con una señal portadora de tipo triangular con una frecuencia determinada, la cual para facilidad y exactitud en implementación debe ser mayor y múltiplo de la frecuencia de la señal de referencia.

La señal de referencia determina la frecuencia de la señal de salida del inversor y la amplitud pico de la misma y la relación de

amplitudes entre la señal de referencia y la portadora, también llamado índice de modulación (M) el voltaje RMS de la salida. De igual manera el número de pulsos generado por la comparación es controlado por la frecuencia de la señal portadora. [10]

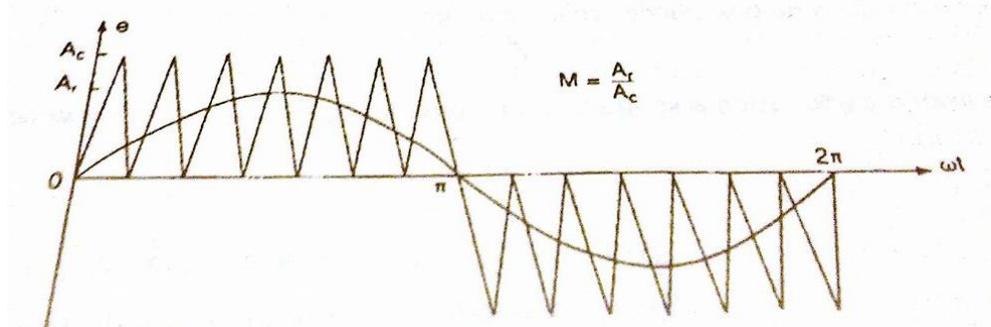


Imagen 11 – Comparación entre señal de referencia senoidal y portadora triangular [4]

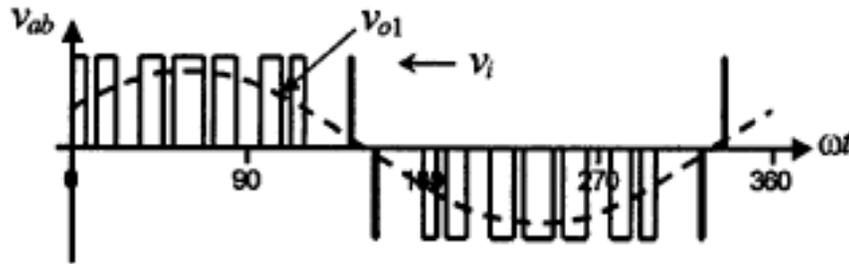


Imagen 12 – Resultado de la comparación con respecto a la señal de referencia [5]

El voltaje RMS de salida determinando δ_m como el ancho del pulso está determinado por:

$$V_0 = \sqrt{V_m \sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi}} \quad (37)$$

Donde p es el número de pulsos por cada ciclo y está determinado por

$$p = \frac{f_c}{2f_0} \quad (38)$$

Donde f_c es la frecuencia de la señal portadora y f_0 es la frecuencia de la señal de salida o la de referencia.

Implementando éste tipo de modulación se atenúan las componentes armónicas menores a la siguiente relación [4]

$$2p - 1 \quad (39)$$

Dadas las condiciones mencionadas anteriormente, el semiconductor que mejor se acomoda a las necesidades de conmutación es el transistor de efecto de campo semiconductor de óxido metálico (MOSFET), el cual se definirá a continuación

1.2.4 MOSFET

Se diferencia del transistor de efecto de campo común (FET), por tener una puerta eléctricamente aislada del canal central, lo cual genera que la corriente de puerta sea menor que la del FET, existen dos tipos de MOSFET, MOSFET de empobrecimiento y de enriquecimiento

- ❖ MOSFET de empobrecimiento

También llamado MOSFET de deflexión, está compuesto por una pieza tipo n con una zona tipo p ubicada en la parte derecha de la pieza contraria a la puerta o gate, a la zona tipo p se le denomina sustrato o cuerpo del elemento

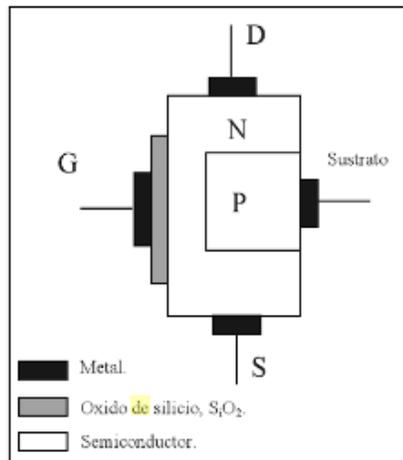


Imagen 13 – Estructura Mosfet de empobrecimiento [11]

Los electrones entre D Y S deben pasar por el estrecho canal entre p y G, en la imagen 13 se puede observar que entre G y el canal DS hay una lámina, ésta lamina está formada por Dióxido de silicio (SiO_2) y funciona como el aislante de la puerta (Gate)

Al igual que los FET, en los MOSFET la tensión de puerta regula lo ancho del canal, cuanto más negativa sea esa señal de activación, menor será la corriente circulante entre Drain y Source, de igual manera, cuando la tensión aplicada al terminal Gate del transistor, se vuelve lo suficientemente negativa, la corriente entre Drain y Source se interrumpe, haciendo que el comportamiento del MOSFET similar al de un FET cuando su V_{gs} es negativa [12]

Conforme la puerta (Gate) del MOSFET se encuentra aislada, es posible aplicar una tensión positiva en la misma, queriendo decir con ello que la tensión positiva en la terminal Gate, incrementa el número de electrones a través

del canal, en donde mientras mayor sea la tensión de puerta, mayor será la conducción entre D y S.

❖ MOSFET de enriquecimiento

El MOSFET de empobrecimiento da paso a la evolución hacia el MOSFET de enriquecimiento o MOSFET de acumulación, a diferencia del MOSFET de empobrecimiento, el sustrato p se encuentra alojado a lo ancho del canal entre D y S, con lo cual se establece que cuando la tensión de puerta es nula, la corriente entre D y S también lo es

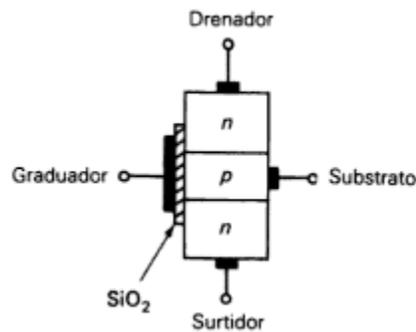


Imagen 14 – Estructura Mosfet de enriquecimiento [13]

Debido a lo anterior, el MOSFET de enriquecimiento se encuentra en estado de corte cuando la tensión de puerta es cero (0), por lo tanto la única manera de obtener corriente entre D y S es aplicando una tensión positiva en la puerta.

Cuando se aplica la tensión necesaria, la puerta (Gate) atrae los electrones libres dentro de la región P, los cuales se recombinan con los huecos de la placa aislante,

permitiendo así la conducción o paso de electrones entre D y S.

El efecto producido se asemeja a la inserción de una lámina conductora tipo n que cortocircuita las terminales D y S para su respectiva conducción, esta lamina crea una tensión umbral entre G y S denominada $V_{GS(TH)}$. Estableciendo este valor como el punto en el que la conducción entre D y S comienza.

Cuando se da paso a la corriente entre D y S, la corriente de Drain llega en un punto determinado a su límite de saturación, denominado $I_{D(sat)}$, en donde a partir de ese momento el dispositivo empieza a funcionar en su región óhmica de trabajo, lo cual quiere decir que la corriente no va a aumentar más así el voltaje entre Gate y Source aumente.

Debido a que la capa aislante es bastante delgada, la misma puede ser destruida fácilmente con una tensión Gate Source elevada.

De igual manera, se dice que un MOSFET está polarizado en la región óhmica cuando

$$I_{D(SAT)} < I_{D(ON)} \text{ CUANDO } V_{GS} = V_{GS(TH)} \quad (40)$$

Cuando el MOSFET es implementado para altas corrientes, es denominado FET de potencia, el cual tiene carencia de escape térmico, lo cual es una ventaja sobre los transistores bipolares, sobre los cuales el coeficiente negativo de V_{be} que poseen, disminuye cuando la temperatura aumenta, incrementando por lo tanto la corriente de colector, lo cual

aumenta de nuevo la temperatura y por ende hace disminuir más el coeficiente.

A diferencia de los transistores bipolares, en los FET de potencia, la resistencia en región activa, posee un coeficiente de temperatura positivo, lo cual expresa que cuando la temperatura aumenta, también lo hace esa resistencia, reduciendo de ese modo la corriente de Drain para posteriormente reducir la temperatura. [12]

El FET de potencia está clasificado dentro de la familia de dispositivos unipolares, dado que en proceso de conducción, solo poseen cargadores mayoritarios.

A diferencia de los MOSFET aplicados a baja potencia, estructuralmente hablando, los MOSFET de potencia usan una estructura de canal vertical para incrementar su rango de potencia, estructura en la cual los terminales Source y Drain se encuentran en lados opuestos de la misma.

Algunos MOSFET de potencia poseen diodos internos, denominados diodos de cuerpo, estos diodos están conectados entre las terminales Source y Drain para proporcionar na dirección inversa a la corriente de Drain, para la aplicación de un switch o interruptor bidireccional.

Otro parámetro importante en el comportamiento del MOSFET son las capacitancias parasitas entre las distintas terminales del dispositivo, éstas capacitancias no son lineales, dado que en el proceso de encendido las capacitancias ubicadas tanto entre Gate y Source (C_{gs}) como las ubicadas entre Gate y Drain (C_{gd}) son cargadas a través de la terminal Gate. En las hojas de datos de los

distintos fabricantes, las capacitancias parásitas están dadas en función de C_{rss} , C_{oss} y C_{iss} como:

$$C_{gd} = C_{rss} \quad (41)$$

$$C_{gs} = C_{iss} - C_{rss} \quad (42)$$

$$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} \quad (43)$$

Donde C_{rss} es la capacitancia en reverso para pequeña señal, C_{iss} es la capacitancia de entrada para pequeña señal con las terminales Source y Drain en corto y C_{oss} es la capacitancia de salida para pequeña señal con las terminales Gate y Source en corto.

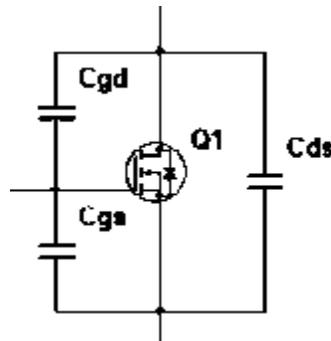


Imagen 15 – Capacitancias parásitas en la estructura general de un Mosfet [14]

2 RECTIFICACIÓN

En ésta parte inicial, se establecen los parámetros necesarios para transformar la línea trifásica establecida como fuente del sistema, en una línea con un valor único DC, para éste proceso, se hace necesario establecer unas fases

2.1 DISEÑO PRELIMINAR

En esta primera fase, se establece el modelamiento adecuado para llevar a cabo la tarea de transformar una línea trifásica en una línea DC de un valor fijo, junto con el tipo y cantidad de componentes a implementar.

Teniendo en cuenta lo descrito en el apartado (1.2.1) el proceso de rectificación para la línea de alimentación trifásica, parte del estudio de la misma, en conjunto con el estudio final de la carga y sus determinadas características, para a partir de ahí establecer los componentes necesarios en el respectivo diseño.

En cuanto al estudio de la línea trifásica, presenta un voltaje de fase de 127 V y un voltaje de línea de 220 V, dada la relación que existe entre voltaje de línea y voltaje de fase, la cual está descrita por [15]:

$$V_L = V_F \sqrt{3} \quad (44)$$

De igual manera en el apartado (1.2.1) se describe el comportamiento del rectificador en su funcionamiento y teniendo en cuenta la ecuación (9), la tensión DC entregada por el rectificador es:

$$V_{DC} = 1.654 V_m \quad (45)$$

Donde V_m está determinada por la tensión de línea suministrada, por lo tanto se obtiene una tensión DC de:

$$V_{DC} = 1.654 * 127 = 210.058 V \quad (46)$$

De igual manera teniendo en cuenta la ecuación (11), la tensión que cae sobre la carga está determinada como

$$V_L = 1.65 V_m \quad (47)$$

Donde al igual que en la ecuación (46), V_m es la tensión de línea, dando como resultado

$$V_L = 1.65 * 127 = 209.55 V \quad (48)$$

En términos de corriente, de acuerdo con la ecuación (14), la corriente que circula por cada uno de los semiconductores del puente rectificador está dada por:

$$I_D = 0.5518 * I_m \quad (49)$$

Donde para éste caso particular, I_m es la corriente nominal de consumo del motor, la cual acorde con la tabla N° 1 es aproximadamente 2A, por lo tanto:

$$I_D = 0.5518 * 2 = 1.1036A \quad (50)$$

Teniendo establecidos los valores de corriente y voltaje que va a trabajar el rectificador se establecen los dispositivos que permitan manejar los valores de operación.

2.2 SIMULACIÓN

Como segunda fase, luego de tener el diseño del sistema, mediante la herramienta de simulación simulink se modela el sistema de rectificación para corroborar con ello la fiabilidad de los parámetros establecidos en la fase de diseño.

Para la simulación se usó la herramienta Simulink derivada del software Matlab, el cual dentro de sus elementos para el manejo de líneas de potencia posee una fuente trifásica y de igual manera diodos semiconductores aptos para el respectivo comportamiento.

De modo que al tener una alimentación trifásica, el comportamiento de los diodos va a lograr que la salida sea una señal única que cae en una carga, la cual para éste caso particular es resistiva.

El esquema de simulación se muestra a continuación:

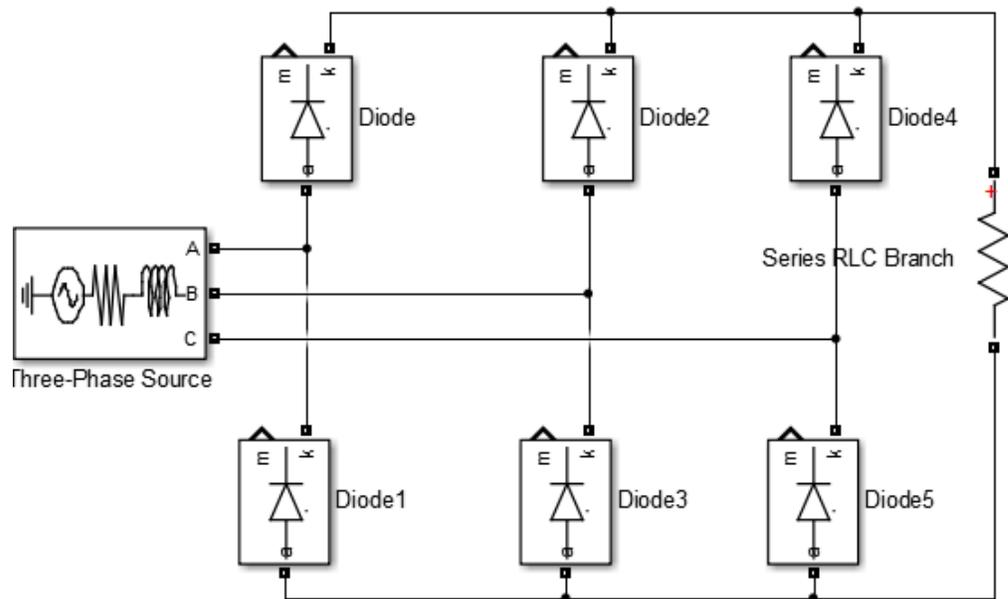


Imagen 16 – Diagrama de simulación rectificador trifásico

Fuente: Autor

En la imagen anterior se puede observar la fuente trifásica conectada a cada una de las uniones de los diodos configurados para realizar la rectificación de onda completa de una línea trifásica, Donde de igual manera para una prueba de resultados parciales se coloca como carga una resistencia de $10K\Omega$

En donde para una carga resistiva se obtuvieron los siguientes resultados:

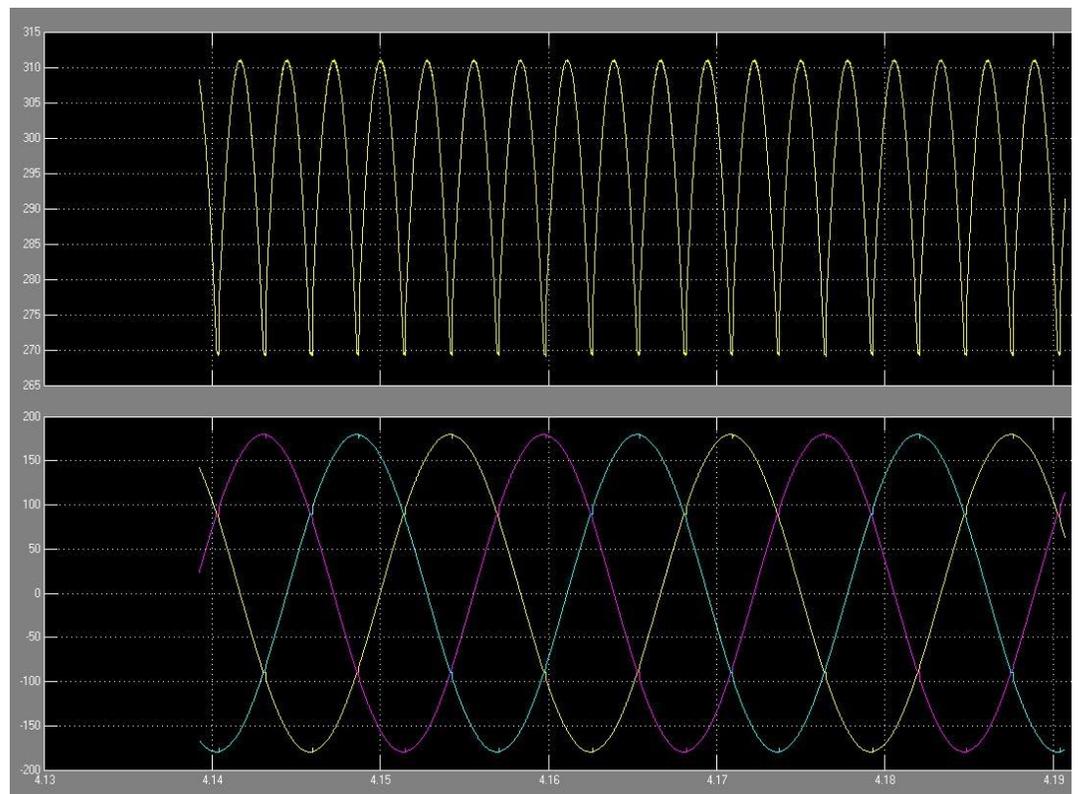


Imagen 17 – Resultados de simulación rectificador trifásico

Fuente: Autor

En la parte inferior se puede reconocer la fuente de alimentación trifásica, en la superior los resultados de la rectificación para una

carga resistiva de $10k\Omega$, es posible observar que aunque de manera general presenta un comportamiento DC cercano a los 310V, dado que la señal no ha sido sometida a un proceso de filtrado previo a la carga, la misma presenta variaciones de aproximadamente 40V. Esas variaciones se deben al proceso en el cual la fuente pasa del pico más alto de una fase al pico más alto de la otra

2.3 IMPLEMENTACIÓN

Luego de evidenciar que lo planteado en la primera fase funciona mediante una herramienta de simulación se procede a realizar la implementación del sistema de rectificación.

Los componentes a implementar deben ser seleccionados de acuerdo a los valores obtenidos en el apartado (3.1). Por lo tanto se selecciona como semiconductor el diodo rectificador P600J del fabricante MIC, el dispositivo presenta las siguientes características básicas de funcionamiento

PARÁMETRO	SIMBOLO	VALOR
V_{RMS}	Voltaje RMS máximo	420V
I_{AV}	Corriente promedio máxima	6 A

Tabla 2 – Características Diodo P600J [16]

Los datos de la tabla anterior fueron obtenidos a partir de la hoja de datos del fabricante.

El montaje experimental se realiza teniendo en cuenta las debidas protecciones del sistema, dadas las condiciones de alto voltaje y corriente del mismo, por lo tanto además de la protección de la salida de línea de alimentación, se ve la necesidad de implementar un módulo de conmutación on/off para línea trifásica, fabricado y

distribuido por la empresa Leybold Didactic, de ésta manera el sistema del rectificador trifásico se implementa de la siguiente manera

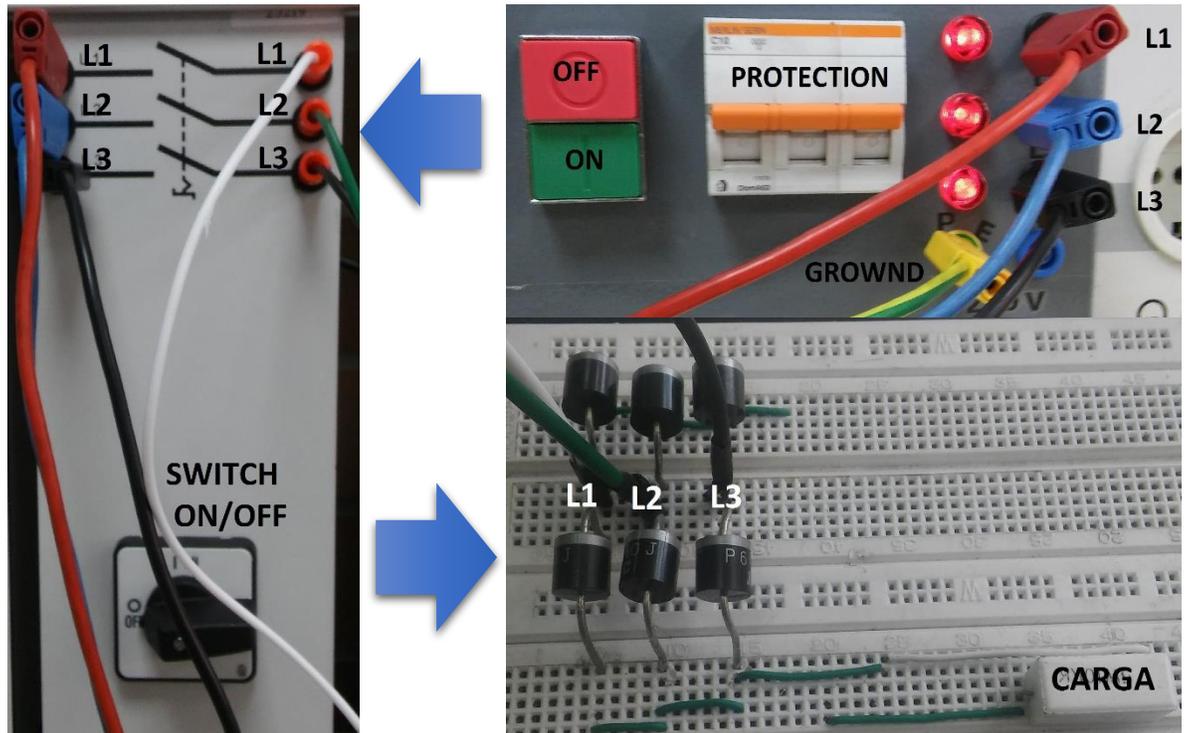


Imagen 18 – Montaje experimental rectificador trifásico

Fuente: Autor

En la imagen anterior se puede observar el montaje experimental del rectificador trifásico dividido en tres (3) etapas, la primera es la fuente trifásica donde salen las tres líneas de alimentación en un módulo que tiene un interruptor de encendido y apagado, junto con una protección contra sobrecorriente.

La segunda etapa es un switch on/off de tres entradas y tres salidas, para pasar a la tercera etapa en la cual se tiene la configuración de los diodos para el proceso de rectificación previo a la carga.

En las tres etapas L1, L2 y L3 corresponden a las tres líneas de alimentación respectivamente.

Los resultados obtenidos se toman a partir de la medición realizada por un osciloscopio digital RIGOL, donde la captura de pantalla del mismo para ésta parte del sistema es la siguiente

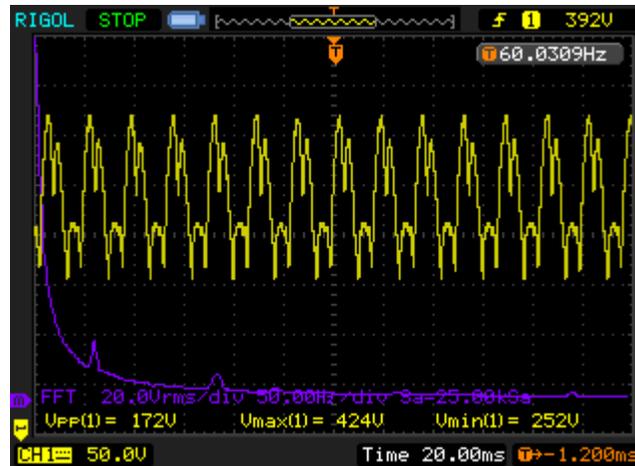


Imagen 19 – Resultados experimentales rectificador trifásico

Fuente: Autor

En la imagen anterior se puede evidenciar la necesidad de aplicar una etapa de filtrado a la salida del rectificador, dado que tiene unos picos de tensión bastante altos con respecto a lo establecido de manera teórica, de igual manera al igual que en la simulación, se puede evidenciar que aunque la señal tiene variaciones, está establecida en un valor de tensión elevado.

De igual manera, en color morado se puede apreciar el análisis en frecuencia del sistema, en él se evidencia una componente armónica fundamental elevada que va disminuyendo a medida que el tiempo aumenta. Dando lugar a una señal con bajo contenido armónico.

3 FILTRADO

Dado que luego de la etapa de rectificación, por las mismas características que tienen los semiconductores, la señal de salida no es puramente DC, por lo tanto es necesario establecer un proceso que garantice un nivel más aproximado a la señal requerida, la cual se divide en las siguientes fases

3.1 DISEÑO PRELIMINAR

En éste paso se recurre a la teoría básica de filtros para establecer los parámetros necesarios que permitan garantizar un filtrado eficiente del sistema junto con los componentes a implementar.

De acuerdo a lo planteado en el apartado (1.2.2) y fundamentado con lo obtenido en la imagen 19, es necesario implementar un filtro que estabilice las variaciones de la salida del rectificador a un nivel DC, para ello dado que en un sistema DC la frecuencia es de 0Hz, se implementa un filtro pasabajos con una frecuencia de corte de 6Hz, en donde el comportamiento del filtro sea pasar señales con frecuencias inferiores a 6Hz, para ello se tiene en cuenta la ecuación (15), en la cual al tener un valor de condensador fijo, posibilita la obtención de la resistencia que permite que el filtro se comporte de la manera esperada, de modo que el valor de la resistencia cuando el condensador es de 220 μ F está dado por:

$$R = \frac{1}{6 * 2\pi * 220 \times 10^{-6}} = 120 \Omega \quad (51)$$

3.2 SIMULACIÓN

Dados los componentes y diseño, se procede a utilizar la herramienta de simulación simulink para determinar la eficiencia del filtro diseñado y su comportamiento cuando se acopla a la parte de rectificación.

Usando la simulación realizada para el proceso de rectificación, se complementa la misma para unir el proceso de rectificación con el de filtrado, dando como resultado el siguiente esquema

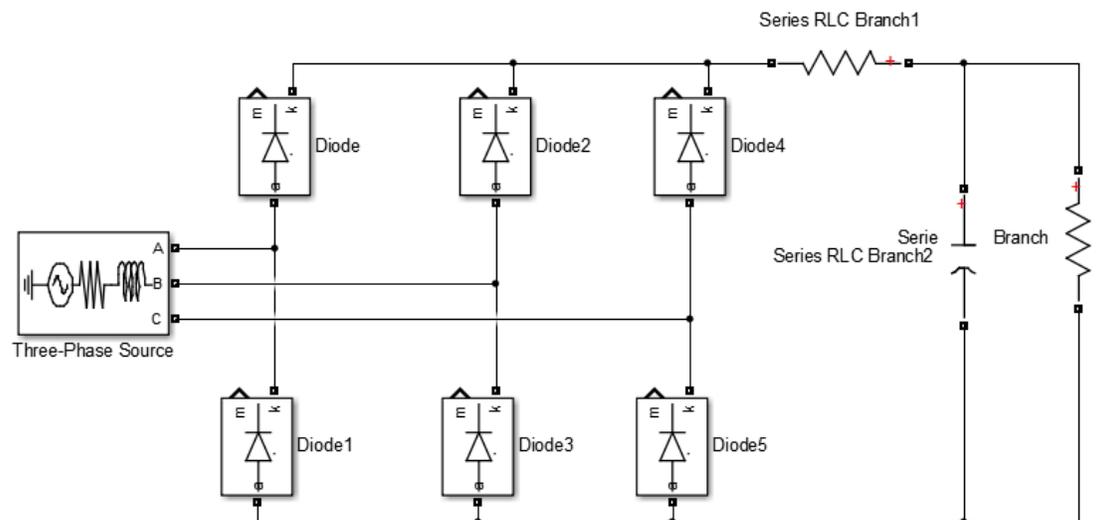


Imagen 20 – Diagrama de simulación rectificador trifásico y filtro pasabajas

Fuente: Autor

En la imagen anterior al igual que en la imagen 16, se muestra la fuente trifásica, el rectificador y una carga resistiva de $10k\Omega$, pero con la diferencia que en este caso previo a la carga se encuentra el filtro pasabajas implementado, donde los resultados para la simulación están descritos a continuación

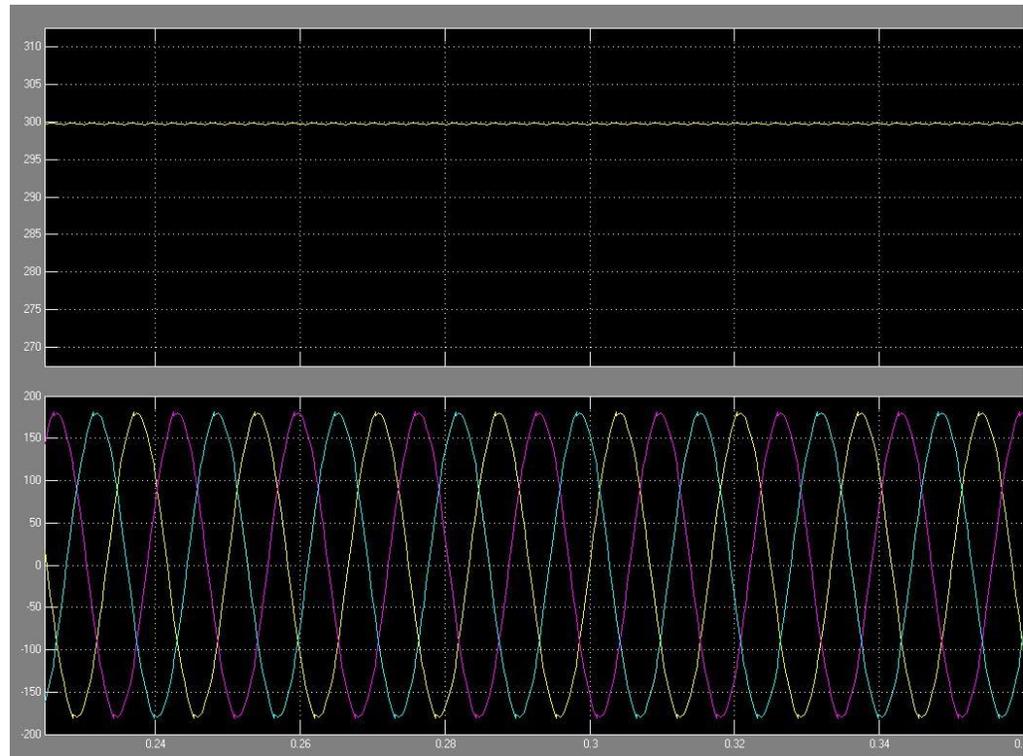


Imagen 21 – Resultados simulación rectificador trifásico junto con filtro pasabajas

Fuente: Autor

En la imagen anterior, en la parte inferior se muestra la señal trifásica de la fuente y en la parte superior se puede observar que a diferencia de la imagen 17, en este caso la señal presenta un comportamiento DC alrededor de los 300V.

3.3 IMPLEMENTACIÓN

Dados los resultados del acople o unión entre las dos primeras etapas del proyecto obtenidos mediante la herramienta de simulación simulink, se procede a su respectiva implementación y unión junto con la etapa anterior

Para el diseño del filtro se parte de un valor establecido de condensador, dado que la adquisición de condensadores de alta capacitancia y alto voltaje es un recurso limitado en el mercado, por lo tanto partiendo de un valor de condensador que es de fácil adquisición en el mercado, facilita la implementación del mismo, además es más factible buscar una resistencia de un valor determinado que un condensador, por lo tanto los implementos a utilizar en la etapa de rectificación y filtrado son los siguientes

ELEMENTO	REFERENCIA
DIODO RECTIFICADOR	P600J
CONDENSADOR	220 μ F / 450V
RESISTENCIA FILTRO	150 Ω / 10 W
RESISTENCIA CARGA	10 k Ω / 5 W

Tabla 3 – Elementos para la implementación del rectificador trifásico junto con el filtro pasabajas

La implementación del sistema se muestra a continuación:



Imagen 22 – Implementación rectificador trifásico junto con filtro pasabajas

Fuente: Autor

Al igual que en la implementación del rectificador, en éste caso se tienen en cuenta las protecciones de línea de alimentación de manera similar a la imagen 18.

Para tener mayor claridad en cuanto al montaje, es factible tener una visualización del mismo desde la parte superior, tal y como se muestra en la siguiente imagen

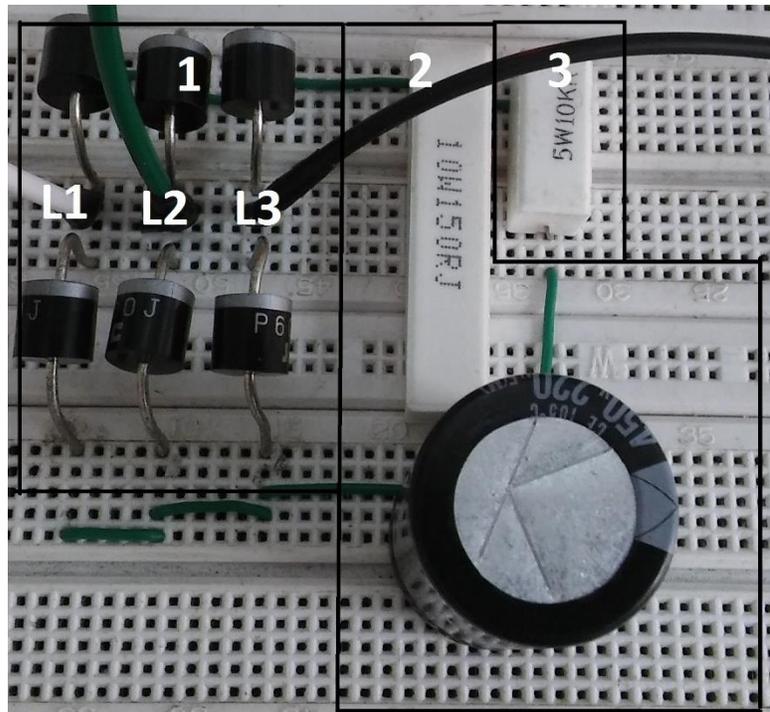


Imagen 23 - Vista superior sistema rectificador-filtrado

Fuente: Autor

En la imagen anterior se observa una vista superior del sistema de rectificación y filtrado, donde:

NOMBRE	DESCRIPCIÓN
1	Proceso de rectificación
2	Proceso de filtrado
3	Carga
L1, L2, L3	Línea de alimentación

Tabla 4 – Descripción de elementos sistema rectificador – filtrado

En cuanto a los resultados obtenidos a partir de un osciloscopio digital RIGOL, pueden evidenciarse a continuación:

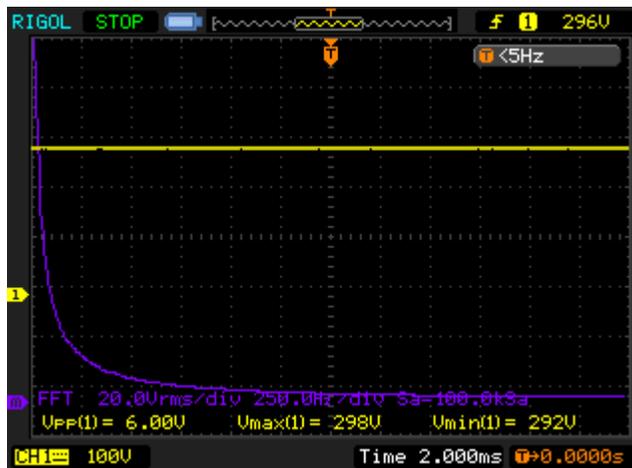


Imagen 24 – Resultados experimentales sistema de rectificación y filtrado

Fuente: Autor

En la imagen anterior puede evidenciarse el nivel DC del sistema asociado a aproximadamente 298V, igualmente colocando un multímetro paralelo a la carga, muestra un valor de 290V.

De igual manera en color morado, se muestra el análisis en frecuencia del sistema, evidenciando que se posee una componente fundamental única en el sistema y con el transcurrir del tiempo no se presentan más armónicas de gran amplitud.

Para establecer la veracidad del diseño se comparan los resultados de tensión obtenidos en simulación implementación y diseño, teniendo en cuenta que tanto en simulación como implementación, se están estableciendo valores RMS del sistema, por lo tanto:

PROCESO	VOLTAJE
DISEÑO	210 V
SIMULACIÓN	212 V
IMPLEMENTACION CON MULTIMETRO	205 V
IMPLEMENTACION CON OSCILOSCOPIO	210 V

Tabla 5 – Resultados obtenidos de voltaje en los procesos de diseño, simulación e implementación

4 INVERSIÓN

Dada la definición del proceso de inversión mencionada en el apéndice 1.2.3., se plantean las fases para llevar a cabo el objetivo de ésta etapa, la cual es la parte central del funcionamiento del proyecto en general

4.1 DISEÑO PRELIMINAR

En esta fase se plantea el tipo de puente inversor a implementar junto con los componentes que permitan lograr la mayor eficiencia del mismo, para de ése modo establecer los parámetros necesarios y el tipo de modulación que controle el sistema, por lo tanto la etapa de inversión se divide en dos fases principales

4.1.1 Modulador SPWM

En esta fase se plantea el modo de activación de los semiconductores, para que los mismos cumplan con los parámetros de activación y desactivación necesarios según el tipo de modulación implementado.

Como se describe en el apartado (1.2.3.1) la modulación senoidal PWM está descrita como una representación de la señal senoidal a una frecuencia determinada, donde la amplitud de la misma se da por medio del ancho de los pulsos de la señal resultante, para llevar a cabo este proceso la señal senoidal o de referencia se compara con respecto a una portadora de tipo triangular con una frecuencia múltiplo de la frecuencia de la señal de referencia, en donde se establece que si el valor de la señal senoidal (referencia)

es mayor a la señal rampa (portadora), se establece un valor de 1 (uno) lógico a la salida, en caso contrario el valor será 0 (cero) lógico.

Teniendo en cuenta que la señal de referencia está establecida a una frecuencia de línea de alimentación de 60Hz, se establece una portadora múltiplo mayor que la misma de 1.8 kHz en donde el periodo de los pulsos resultantes es de 555.55 μ s. Esos pulsos van a tener distinto valor en 1 y en cero dependiendo de la comparación entre los valores de la señal rampa y la señal de referencia.

Inicialmente se plantea una comparación computacional en una hoja de cálculo de Excel, en la cual se establece un periodo de muestreo de 10 μ s, en donde para una señal de 60 Hz, cuyo periodo para el semiciclo positivo es de 8.3 ms, dando como resultado 1037 muestras de la señal, en cuanto a la señal portadora, se establece una regla de tres simple para determinar al número de muestras necesario para obtener medio ciclo de la señal portadora.

$$N_p = \frac{\frac{T_p}{2} * N_R}{\frac{T_R}{2}} = \frac{277.7\mu s * 1037}{8.33 ms} = 35 \quad (52)$$

Donde:

N_p = Número de muestras medio ciclo señal portadora

T_p = Período de la señal portadora

N_R = Número de muestras para medio ciclo señal de referencia

T_R = Período de la señal de referencia

A partir del número de muestras obtenido para medio ciclo de la señal portadora se establece que teniendo una amplitud máxima

de 1 (uno), el periodo de muestreo para la señal portadora es de 28ms

Por lo tanto se establece la señal de referencia como:

$$\sin(2\pi * f * t) \quad (53)$$

Donde

$f = \text{Frecuencia linea de alimentación} = 60 \text{ Hz}$

$t = \text{tiempo transcurrido} = \text{Muestra} * T_R$

De igual manera se establece la condición de que si el valor de la señal de referencia es mayor al valor de la señal portadora, se establezca un 1 (uno) y en caso contrario un 0 (cero)

De este modo se generan los siguientes resultados

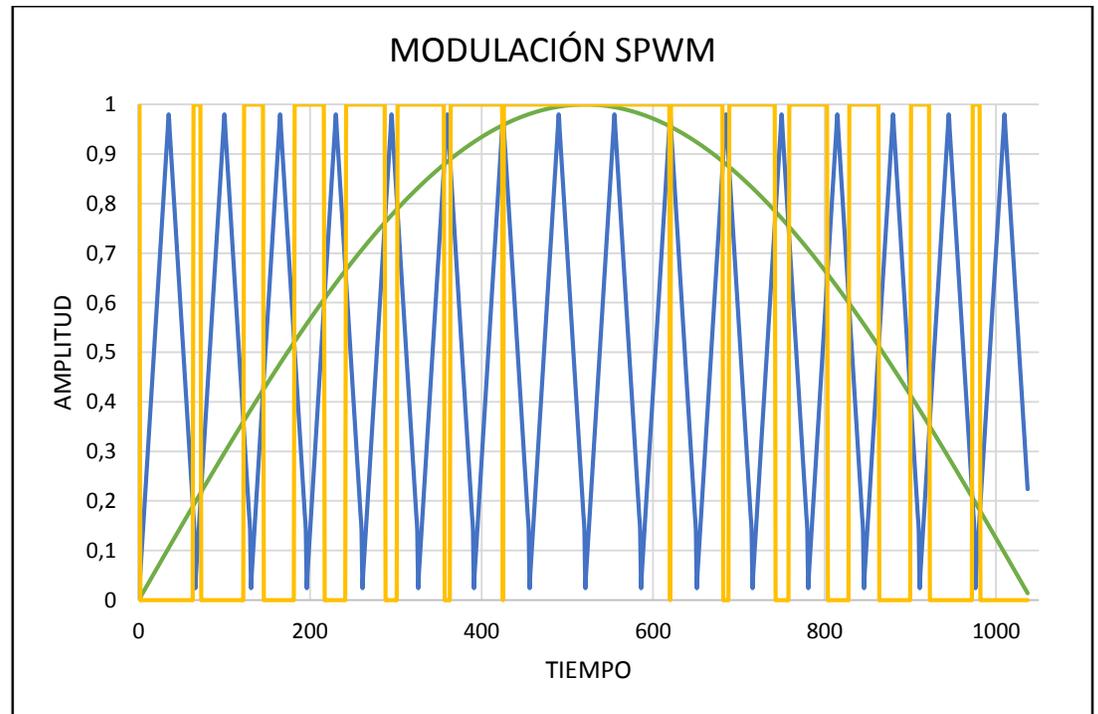


Imagen 25 – Modulación SPWM

Fuente: Autor

Donde la señal en verde es la señal de referencia, la señal en azul es la señal portadora y la señal en amarillo es la resultante de la modulación SPWM.

El número de pulsos resultante de la modulación está determinado por

$$\#PULSOS = \frac{T_R}{\frac{2}{T_P}} \quad (54)$$

Donde

$\# PULSOS =$ Número de pulsos señal resultante

$T_R =$ Periodo señal de referencia

$T_P =$ Periodo señal portadora

Conforme es necesario lograr una señal con frecuencia variable, se establecen 4 (cuatro) frecuencias de trabajo, 30Hz, 40Hz, 50Hz y 60Hz, donde a partir de la ecuación (54) se establecen los pulsos resultantes para cada una de ellas

$$\#PULSOS \ 60 \ Hz = \frac{8.33 \ ms}{555.55 \ \mu s} = 14 \quad (55)$$

$$\#PULSOS \ 50Hz = \frac{10 \ ms}{555.55 \ \mu s} = 18 \quad (56)$$

$$\#PULSOS \ 40 \ Hz = \frac{12.5 \ ms}{555.55 \ \mu s} = 22 \quad (57)$$

$$\#PULSOS \ 30 \ Hz = \frac{16.66 \ ms}{555.55 \ \mu s} = 30 \quad (58)$$

De igual manera para lograr éste tipo de comparación entre dos señales, la mejor manera de lograrlo es mediante un amplificador operacional en configuración de comparador, para a partir del resultado de la misma, se tome el valor de los tiempos en alto y bajo para medio ciclo de la señal y de ésta manera generar esos tiempos de activación mediante el microcontrolador dado que se deben tener dos señales de control para el inversor una para el semiciclo positivo y otra para el semiciclo negativo, ambas iguales pero precedidas una de la otra

Donde a partir de la implementación, se obtienen los siguientes resultados

60 Hz		50 Hz		40 Hz		30 Hz	
ESTADO	t (µs)						
Alto	320	Alto	312	Alto	328	Alto	304
Bajo	208	Bajo	224	Bajo	208	Bajo	240
Alto	376	Alto	352	Alto	352	Alto	328
Bajo	152	Bajo	176	Bajo	184	Bajo	216
Alto	432	Alto	408	Alto	392	Alto	352
Bajo	104	Bajo	128	Bajo	136	Bajo	184
Alto	472	Alto	440	Alto	448	Alto	376
Bajo	64	Bajo	88	Bajo	104	Bajo	160
Alto	512	Alto	472	Alto	464	Alto	408
Bajo	32	Bajo	64	Bajo	72	Bajo	136
Alto	528	Alto	504	Alto	520	Alto	432
Bajo	16	Bajo	32	Bajo	56	Bajo	112
Alto	1600	Alto	528	Alto	496	Alto	456
Bajo	16	Bajo	16	Bajo	40	Bajo	80
Alto	528	Alto	2000	Alto	520	Alto	472
Bajo	32	Bajo	16	Bajo	24	Bajo	72
Alto	512	Alto	528	Alto	2760	Alto	496
Bajo	64	Bajo	32	Bajo	24	Bajo	48
Alto	472	Alto	504	Alto	520	Alto	512
Bajo	104	Bajo	64	Bajo	40	Bajo	40

Alto	432	Alto	472	Alto	496	Alto	528
Bajo	152	Bajo	88	Bajo	56	Bajo	24
Alto	376	Alto	440	Alto	520	Alto	536
Bajo	208	Bajo	128	Bajo	72	Bajo	16
Alto	320	Alto	408	Alto	464	Alto	3000
Bajo	208	Bajo	176	Bajo	104	Bajo	16
		Alto	352	Alto	448	Alto	536
		Bajo	224	Bajo	136	Bajo	24
		Alto	312	Alto	392	Alto	528
		Bajo	224	Bajo	184	Bajo	40
				Alto	352	Alto	512
				Bajo	208	Bajo	48
				Alto	328	Alto	496
				Bajo	208	Bajo	72
						Alto	472
						Bajo	80
						Alto	456
						Bajo	112
						Alto	432
						Bajo	136
						Alto	408
						Bajo	160
						Alto	376
						Bajo	184
						Alto	352
						Bajo	216
						Alto	328
						Bajo	240
						Alto	304
						Bajo	240
TOTAL	8240	TOTAL	9712	TOTAL	11656	TOTAL	1629
PULSOS	13	PULSOS	14	PULSOS	16	PULSOS	24

Tabla 6 – Establecimiento de tiempos de activación y desactivación para 30Hz, 40Hz, 50Hz y 60Hz

Teniendo los tiempos de activación y desactivación de la señal, se procede a implementar un algoritmo que mediante esos pulsos, establezca señales en alto y en bajo con la duración respectiva para

cada una de las frecuencias necesarias. Determinando la entrada del conversor análogo digital del microcontrolador como el determinante de la frecuencia de funcionamiento, el cual para este caso es un potenciómetro.

Por lo tanto a partir de lo obtenido en la entrada del conversor análogo digital, se selecciona el vector de pulsos que se va a trabajar, donde conforme son 4(cuatro) frecuencias, se divide la conversión en cuatro partes iguales y durante cada una de esas partes se trabaja a una frecuencia determinada, tal como lo muestra la siguiente imagen

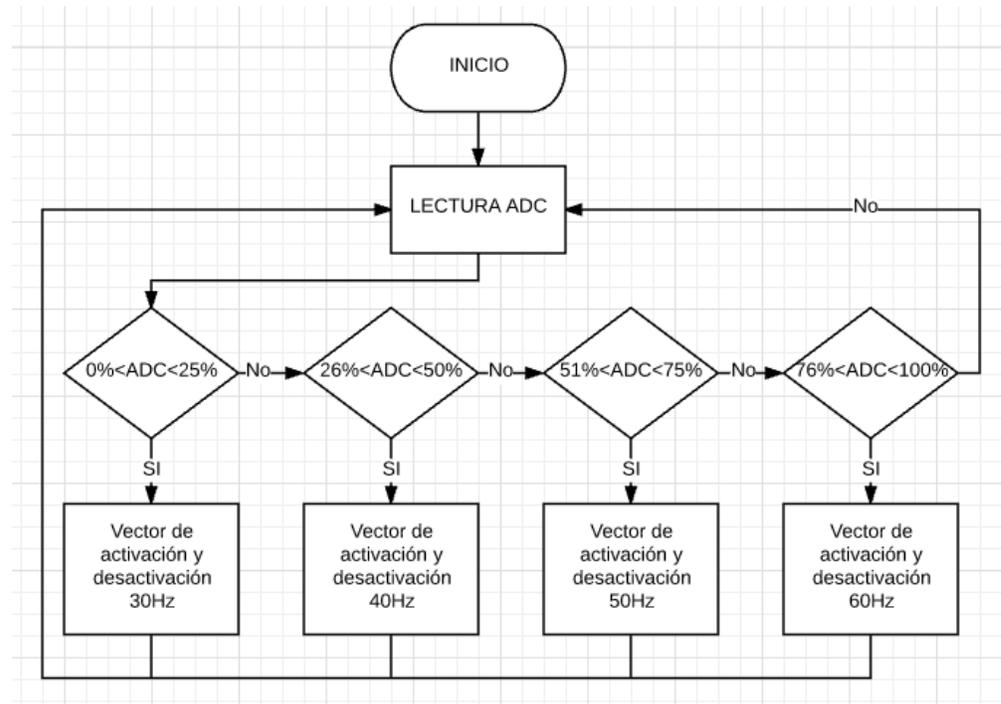


Imagen 26 – Diagrama de flujo control inversor SPWM

Fuente: Autor

En la imagen anterior se presenta el diagrama de flujo que explica la lógica básica para implementar el respectivo control de activación y desactivación de los semiconductores del puente inversor.

Como se puede observar es un ciclo que se realiza de manera infinita, en el cual tiene una pregunta inicial que indica la frecuencia de modulación que se va a trabajar; a partir de la frecuencia establecida, el programa llama el vector de activación y desactivación de acuerdo con la tabla 6, al terminar el ultimo pulso en bajo, vuelve a generar los pulsos de activación y desactivación del sistema pero con una salida distinta a la anterior, de éste modo se generan dos señales iguales precedidas una de la otra, las cuales son las de control para el semiciclo positivo y negativo respectivamente. Luego de generar los dos vectores de pulsos, vuelve a preguntar acerca de la frecuencia de operación a trabajar, y así sucesivamente en un ciclo infinito.

Teniendo en cuenta que se requieren dos señales de control por fase, da un total de 6 señales de control, todas iguales pero desfasadas entre sí 120°.

La sincronización requerida es bastante por lo tanto se implementan 3 microcontroladores programados con el mismo código pero que la activación entre uno y el otro sea con un retraso correspondiente a los 120°.

Los tiempos para los desfases de 120° y 240° fueron establecidos a partir de una regla de tres en donde se tiene en cuenta el periodo para las 4 señales de frecuencia y de igual manera el hecho de que cada periodo corresponde e un ángulo de 360°

$$t_{\varphi} = \frac{\varphi * T}{360} \quad (87)$$

En donde

t_{φ} = *Tiempo para el desfase requerido*

$\varphi = \text{Desfase requerido}$

$T = \text{Periodo de la señal}$

Por lo tanto se tienen los siguientes tiempos de desfase para 120°

$$t_{\varphi}(60) = \frac{120^\circ * 16,66ms}{360^\circ} = 5,55 \text{ ms} \quad (88)$$

$$t_{\varphi}(50) = \frac{120^\circ * 20ms}{360^\circ} = 6,66 \text{ ms} \quad (89)$$

$$t_{\varphi}(40) = \frac{120^\circ * 25ms}{360^\circ} = 8,33 \text{ ms} \quad (90)$$

$$t_{\varphi}(30) = \frac{120^\circ * 33,33ms}{360^\circ} = 11,11 \text{ ms} \quad (91)$$

Por otro lado los tiempos de desfase para 240°

$$t_{\varphi}(60) = \frac{240^\circ * 16,66ms}{360^\circ} = 11,11 \text{ ms} \quad (92)$$

$$t_{\varphi}(50) = \frac{240^\circ * 20ms}{360^\circ} = 13,33 \text{ ms} \quad (93)$$

$$t_{\varphi}(40) = \frac{240^\circ * 25ms}{360^\circ} = 16,66 \text{ ms} \quad (94)$$

$$t_{\varphi}(30) = \frac{240^\circ * 33,33ms}{360^\circ} = 22,22 \text{ ms} \quad (95)$$

Los tiempos anteriores se configuran en el microcontrolador maestro para dar habilitación al funcionamiento de los 3 microcontroladores desfasados 120° y 240°

Dado que aunque se trabajen los tres microcontroladores con la misma frecuencia de reloj, cada uno trabaja de manera independiente, las tres señales no permanecerán sincronizadas de modo permanente, existe un momento en que un microcontrolador se retrase con respecto a los otros, generando un desfase mayor entre las señales.

Para solucionar lo anterior se implementa una lógica maestro/esclavo entre los tres microcontroladores, en la cual el microcontrolador que se encuentra con fase igual a 0 (cero) va a controlar la activación y desactivación de los microcontroladores a partir del tiempo necesario para lograr el mencionado desfase.

Por lo tanto dentro de los vectores de activación y desactivación de para cada una de las frecuencias se establece el punto en el que se debe generar el respectivo desfase y se activa una señal que habilite o deshabilite los microcontroladores desfasados que están actuando como esclavos

4.1.2 Puente inversor

Teniendo las señales de activación, se establecen los componentes y la topología que permite mediante las señales de control establecidas, la inversión de la señal. Igualmente hay que contemplar el hecho de que para una mayor eficiencia y seguridad en la implementación, el sistema debe ser establecido en primera instancia para bajas señales de tensión, y así establecido el correcto funcionamiento, y la lógica del sistema, se procede a implementarse en alta tensión.

Tal como se describe en el apartado (1.2.3.2) las señales de control obtenidas a partir de la modulación SPWM realizada, llegan al puente inversor en configuración medio puente, el cual está

constituido tal y como se muestra en la imagen 7, para el caso particular, el puente trifásico para una conducción de 180° corresponde al de la siguiente imagen

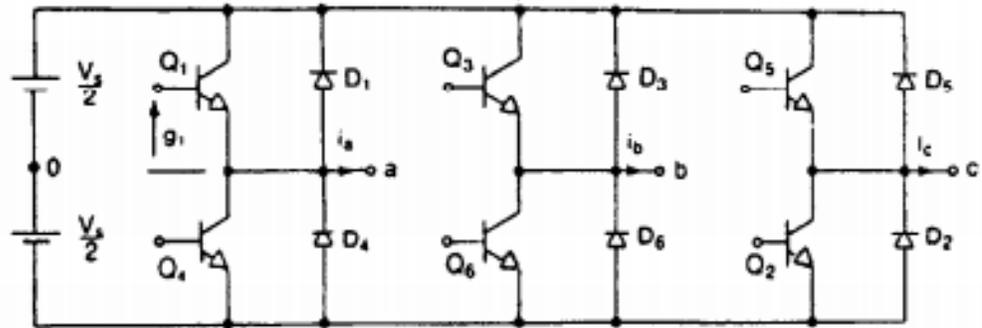


Imagen 27 – Puente inversor trifásico a implementar [4]

En donde las señales de activación para cada uno de los semiconductores (MOSFET), son las señales de control provenientes del modulador SPWM descrito anteriormente.

Teniendo presente la imagen 27 y de acuerdo con la ecuación (32), el voltaje de línea está dado por:

$$V_L = 0,8165V_m = 0,8165 * \frac{290}{\sqrt{2}} = 167,432 V \quad (59)$$

Teniendo en cuenta el análisis en frecuencia del sistema, el voltaje de línea a la frecuencia fundamental está dado por la ecuación (34) y aplicándolo al caso actual

$$V_{L1} = \frac{4V_s \cos 30}{\sqrt{2}\pi} = 0,7797 V_m = 0,7797 * \frac{290}{\sqrt{2}} = 159,886 V \quad (60)$$

De igual manera, el voltaje de fase está dado por la ecuación (35), y de acuerdo a lo anterior, se establece que:

$$V_p = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}V_m}{3} = 0,4714 V_m = 0,4714 * \frac{290}{\sqrt{2}} = 96,666 V \quad (61)$$

Para hacer el análisis en frecuencia del voltaje de fase y establecer el voltaje de fase para la componente fundamental de frecuencia, se tiene en cuenta la relación descrita en la ecuación (44) y se establece que:

$$V_{p1} = \frac{V_{L1}}{\sqrt{3}} = \frac{159,886}{\sqrt{3}} = 92,310 V \quad (62)$$

Dentro de los parámetros de rendimiento para un inversor, se encuentra la distorsión total armónica, la cual está descrita en la ecuación (26) y está dada por:

$$THD = \frac{\sqrt{V_L^2 - V_{L1}^2}}{V_{L1}} = 0,311 = 31,1\% \quad (63)$$

A partir de lo anterior, es posible obtener el segundo factor de rendimiento para un inversor, el factor de distorsión el cual está determinado según la ecuación (27)

Dado que se van a tomar las primeras 7 armónicas es necesario establecer los voltajes de línea para las componentes a implementar de la siguiente manera

$$V_{L3} = \frac{4 * V_m}{\sqrt{2}n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} = \frac{4 * \frac{290}{\sqrt{2}}}{\sqrt{2} * 3\pi} \cos \frac{3\pi}{6} = 0 \quad (64)$$

$$V_{L5} = \frac{4 * V_m}{\sqrt{2}n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} = \frac{4 * \frac{290}{\sqrt{2}}}{\sqrt{2} * 5\pi} \cos \frac{5\pi}{6} = 31,977 V \quad (65)$$

$$V_{L7} = \frac{4 * V_m}{\sqrt{2}n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} = \frac{4 * \frac{290}{\sqrt{2}}}{\sqrt{2} * 7\pi} \cos \frac{7\pi}{6} = 22,840 \text{ V} \quad (66)$$

Teniendo lo anterior es posible establecer:

$$\sqrt{\sum_{n=3,5,7}^{\infty} \left(\frac{V_{Ln}}{n^2}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{31,997}{5^2}\right)^2 + \left(\frac{22.840}{7^2}\right)^2} = 1,362 \quad (67)$$

De este modo es posible obtener el factor de distorsión de la siguiente manera:

$$DF = \frac{1,362}{159,886} = 0,008519 = 0,8519 \% \quad (68)$$

Dados los componentes armónicos del sistema, es posible obtener el factor armónico de cada una de esas componentes teniendo en cuenta la ecuación (25).

$$HF_5 = \frac{V_{L5}}{V_{L1}} = \frac{31,977}{159,886} = 0,1999 = 19,9\% \quad (69)$$

$$HF_7 = \frac{V_{L7}}{V_{L1}} = \frac{22.840}{159,886} = 0,142 = 14,2\% \quad (70)$$

Se establecen valores a partir de la componente 5 dado que la componente armónica 3 tiene un valor de cero (0).

Dado que se tiene cuatro (4) frecuencias de trabajo 30Hz, 40Hz, 50Hz y 60Hz; teniendo en cuenta la ecuación (2) las velocidades que el motor va a tener de acuerdo a sus características y el rango de frecuencias establecido serán de:

$$\eta_{30Hz} = \frac{120 * 30}{4} = 900 \text{ RPM} \quad (71)$$

$$\eta_{40Hz} = \frac{120 * 40}{4} = 1200 \text{ RPM} \quad (72)$$

$$\eta_{50Hz} = \frac{120 * 50}{4} = 1500 \text{ RPM} \quad (73)$$

$$\eta_{60Hz} = \frac{120 * 60}{4} = 1800 \text{ RPM} \quad (74)$$

Lo cual permite establecer una velocidad de trabajo de 900 a 1800 RPM a frecuencias de 30Hz, 40Hz, 50Hz y 60Hz

4.2 SIMULACIÓN

La simulación consiste en el establecimiento de la parte de control adecuada para la activación de los semiconductores, partiendo de los parámetros de modulación seleccionados

4.2.1 Modulador SPWM

Para obtener una comparación entre una señal senoidal y una señal tipo triangular, se plantea la utilización de un amplificador operacional en configuración de comparador, tal y como se muestra en la siguiente imagen

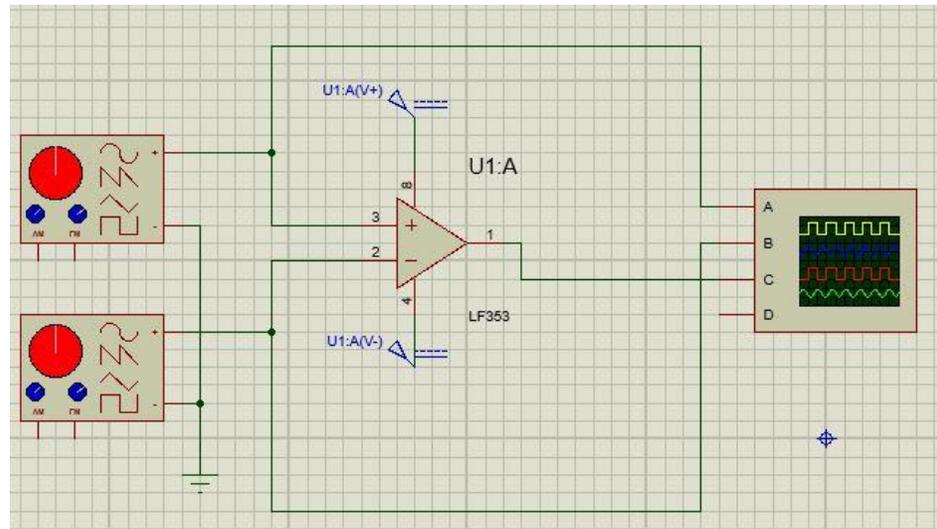


Imagen 28 – Modulador SPWM

Fuente: Autor

La simulación se realiza a partir del software Poteus en su versión 8.0 Profesional, en la imagen anterior se puede observar que en las dos entradas del amplificador se tiene un generador de funciones, donde son los correspondientes a las señales senoidal y triangular respectivamente

De igual manera se obtienen los siguientes resultados

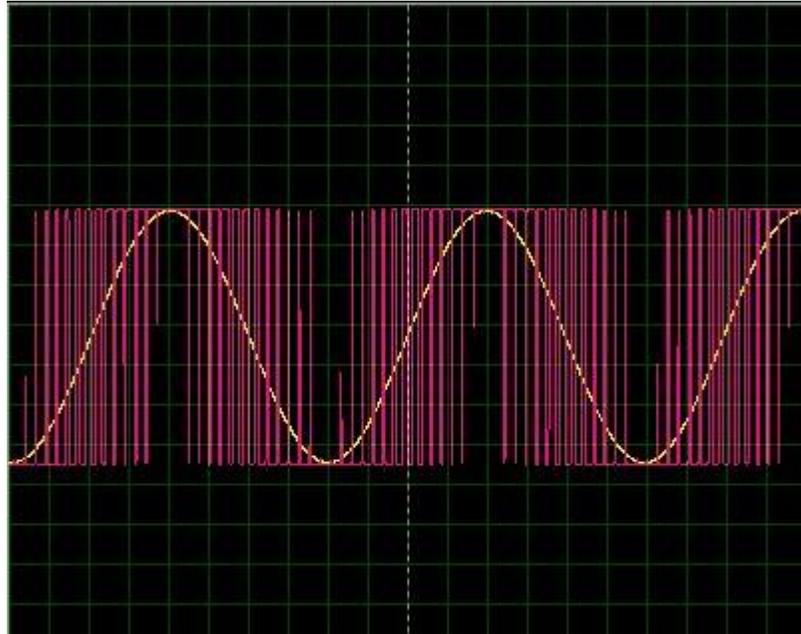


Imagen 29 – Resultado simulación Modulador SPWM

Fuente: Autor

La imagen anterior muestra el resultado de la modulación en color rosado, en color amarillo se observa la señal de referencia, se puede evidenciar que la señal modulada tiene pulsos cuadrados que varían su valor en alto o en bajo respecto a la amplitud que tiene la señal senoidal, donde hay un pulso en alto de mayor duración para el valor máximo que posee la señal de referencia y de menor duración en el valor mínimo de la misma.

Teniendo la duración de los pulsos, de acuerdo a la tabla 6, mediante el microcontrolador se habilitan o deshabilitan las salidas teniendo presente el microcontrolador maestro del sistema de acuerdo a la siguiente imagen

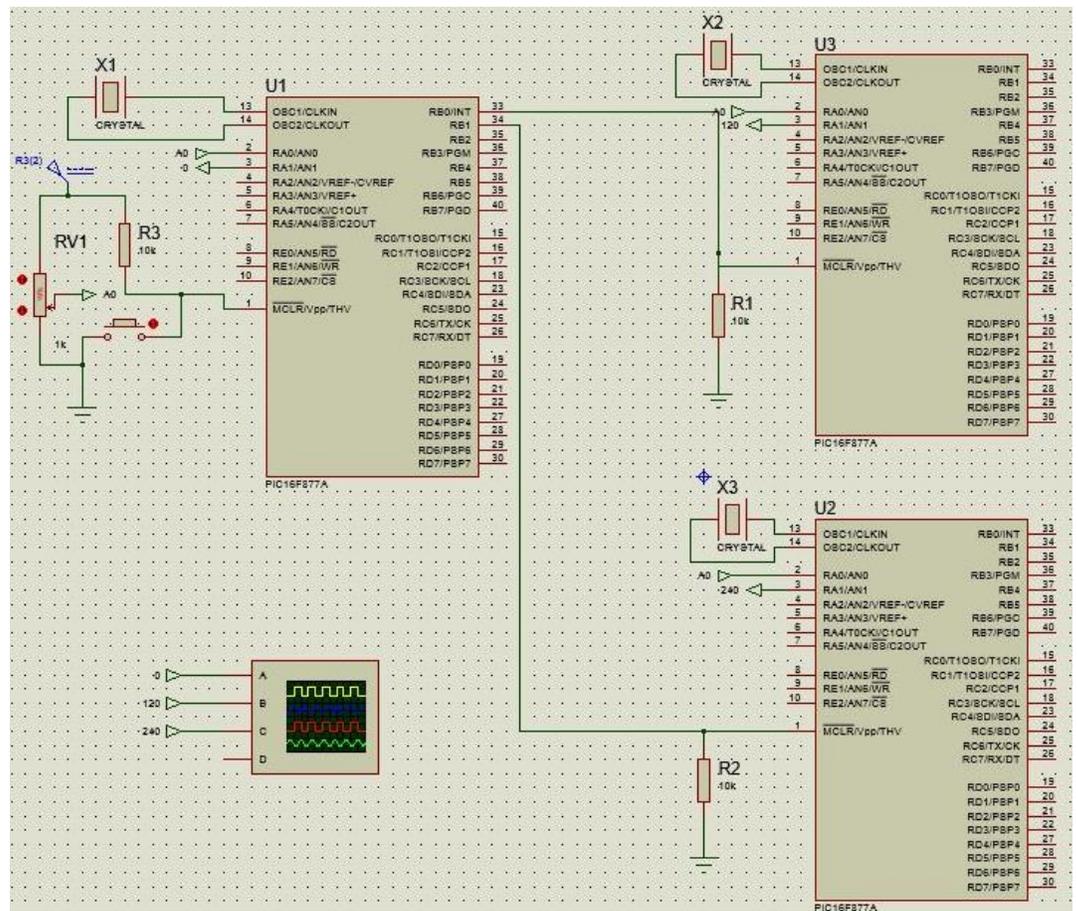


Imagen 30 – Diagrama de simulación control modulación SPWM

Fuente: Autor

En la imagen anterior se puede observar el potenciómetro RV1 que selecciona la frecuencia de trabajo, donde U1 es el microcontrolador maestro con una fase de 0 (cero), U3 el microcontrolador esclavo que desfasa a 120° y U2 el microcontrolador esclavo que desfasa a 240°.

La relación maestro/ esclavo se evidencia al ver que dos salidas del microcontrolador maestro se conectan al pin de reset del dispositivo, en donde cuando se habilita, da activación al microcontrolador y cuando se deshabilita, lo desactiva, este proceso se realiza cada 120° y 240°.

El resultado de la simulación para las dos salidas de activación de un solo microcontrolador es el siguiente

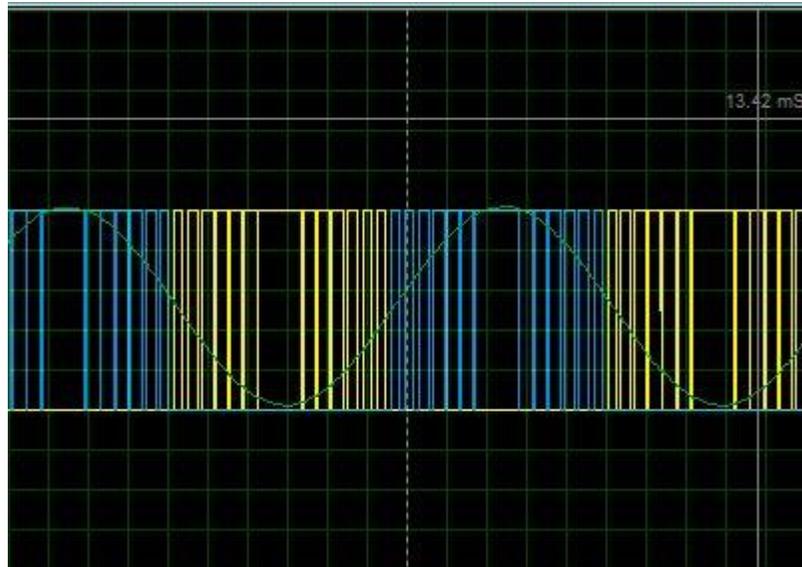


Imagen 31 – Resultados simulación control SPWM en fase

Fuente: Autor

En la imagen anterior se puede observar que tanto la señal amarilla como la azul son simétricas pero están precedidas una de la otra sin presentar ningún cruce entre ellas, en color verde se muestra la señal de referencia, a partir de ésta se puede observar los puntos de mayor duración tanto en alto como en bajo tanto para el punto de mayor duración como el de menor duración de la señal de referencia.

Teniendo en cuenta el desfase entre las señales generadas por cada microcontrolador, se tienen los siguientes resultados

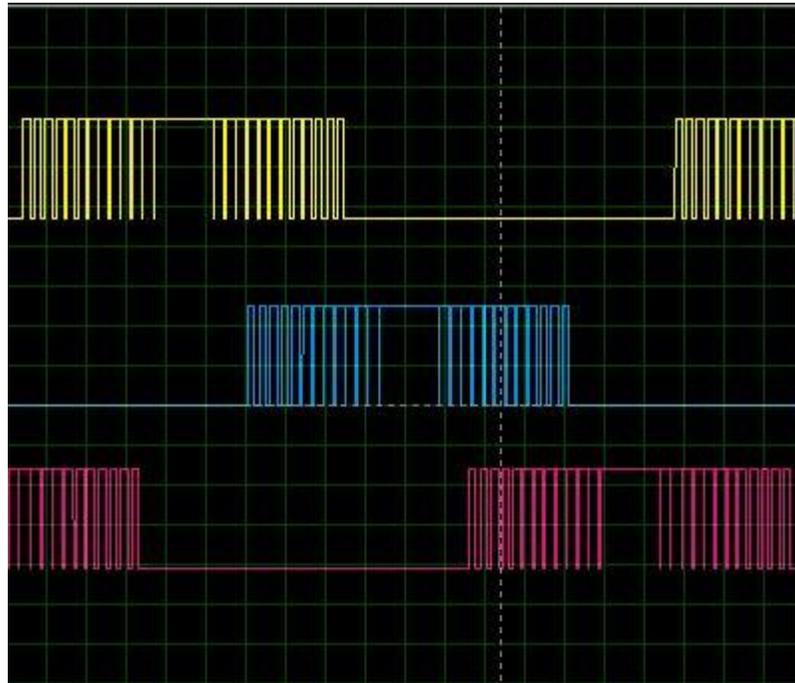


Imagen 32 – Resultados simulación SPWM con sus respectivos desfases

Fuente: Autor

En la imagen anterior sólo se muestra una salida de cada microcontrolador dada la capacidad de canales del osciloscopio que contiene el simulador, en la misma se puede observar la misma señal tres veces, desfasada 120° entre sí.

4.3 IMPLEMENTACIÓN

La implementación tiene tres fases principales dentro de su desarrollo.

- Señal de control

Se implementa la respectiva lógica de modulación, para establecer las señales de control aplicables al sistema

Implementación a baja tensión

En esta fase se implementa el inversor a baja tensión para verificar que efectivamente realice con eficiencia el debido proceso

Implementación a alta tensión

Se modifican los componentes y parámetros para implementar la misma lógica del inversor a baja tensión.

4.3.1 Modulador SPWM

Para implementar el modulador con el cual se obtienen los resultados de la tabla 6, se utiliza un amplificador operacional LF353, en configuración de comparador tal y como se muestra en la imagen 29, y mediante el cual se obtienen los siguientes resultados

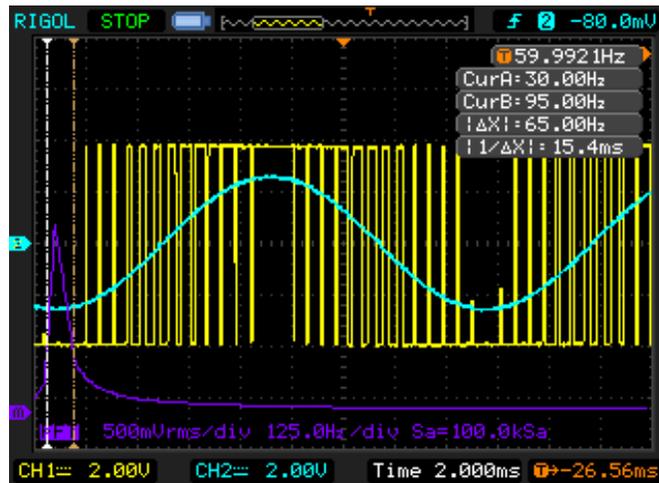


Imagen 33 – Resultado implementación SPWM con amplificador operacional en configuración de comparador

Fuente: Autor

En la imagen anterior se muestra la señal SPWM en amarillo junto con la comparación de la señal de referencia en azul, observando que tiene mayor duración tanto en alto como en bajo para los valores de mayor y menor amplitud de la señal de referencia respectivamente.

En morado se muestra el resultado en frecuencia del sistema, donde se evidencia un armónico fundamental, y no se presenta ninguna otra alteración armónica en el transcurso del tiempo de operación.

Para implementar el modulador SPWM se seleccionan tres microcontroladores de la misma referencia 16F877A, el cual presenta las siguientes características principales

CARACTERÍSTICA	VALOR
Memoria de programa (KB)	14
CPU Speed (MIPS)	5
RAM Bytes	368
EEPROM de datos (bytes)	256
Salidas de Comunicación	1-UART, 1-A/E/USART, 1-SPI, 1-I2C1-MSSP (SPI/I2C)
Salidas de Captura / Comparación / PWM	2 CCP
Timers	2 x 8 bits, 1 x 16 bits
ADC	8 ch, 10 bits
Comparadores	2
Rango de temperatura (C)	-40-125
Rango de Voltaje de funcionamiento (V)	2-5,5
Número de pines	40

Tabla 7 – Características principales PIC16F877A [17]

Partiendo de la tabla anterior, los tres microcontroladores trabajan con un cristal de 20MHz

La implementación del sistema de control de modulación SPWM se realiza de la siguiente manera

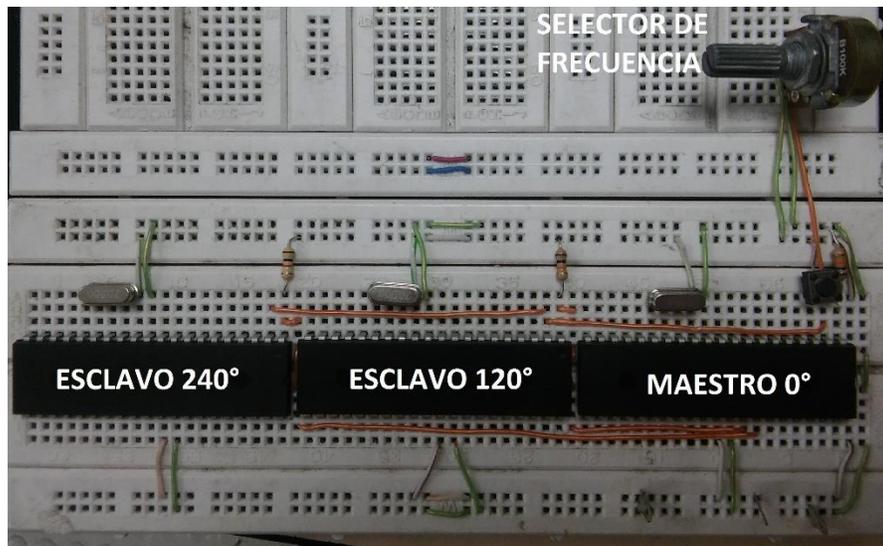


Imagen 34 - Implementación control modulación SPWM

Fuente: Autor

En la imagen anterior se pueden observar los tres microcontroladores que generan las 6 señales de activación de los semiconductores del inversor, en donde a partir del selector de frecuencia, el cual es un potenciómetro, se establece la frecuencia de salida de las señales en fase, con 120° de fase y 240°

Los resultados obtenidos se muestran a continuación

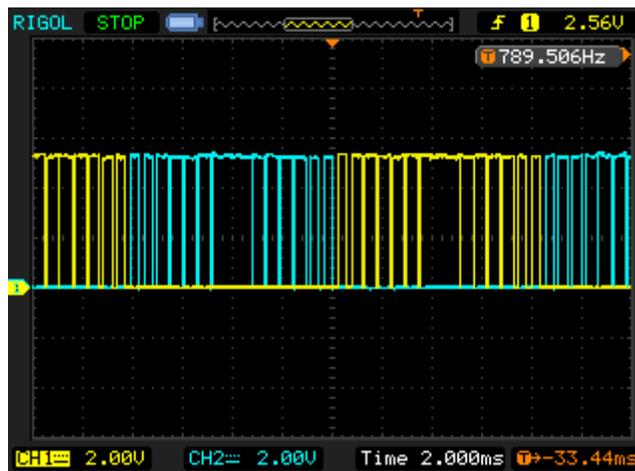


Imagen 35 – Resultados control modulación SPWM de cada microcontrolador

En la imagen anterior se pueden observar dos señales simétricas precedidas una de la otra, las cuales corresponden a la visualización de la modulación SPWM para cada medio ciclo de la señal, siendo a su vez las dos salidas de cada microcontrolador.

De igual manera es necesario establecer la variación de la frecuencia en los 4 (cuatro) pasos de 30 Hz, 40Hz, 50Hz y 60Hz por lo tanto los resultados para las cuatro variaciones se muestran a continuación

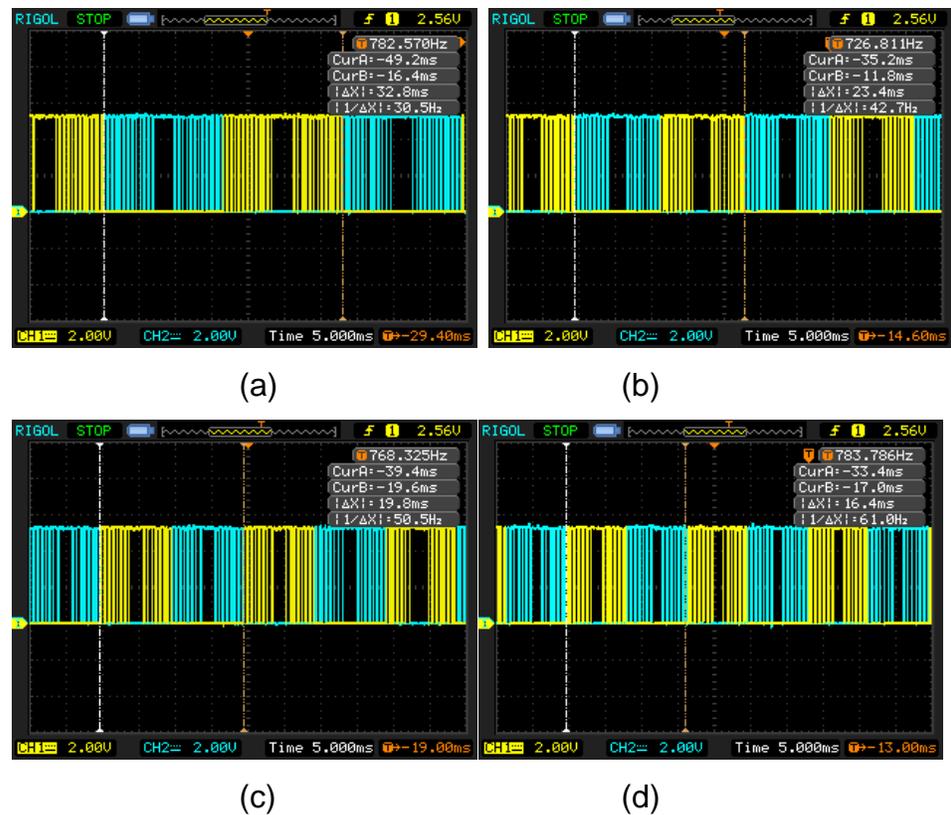


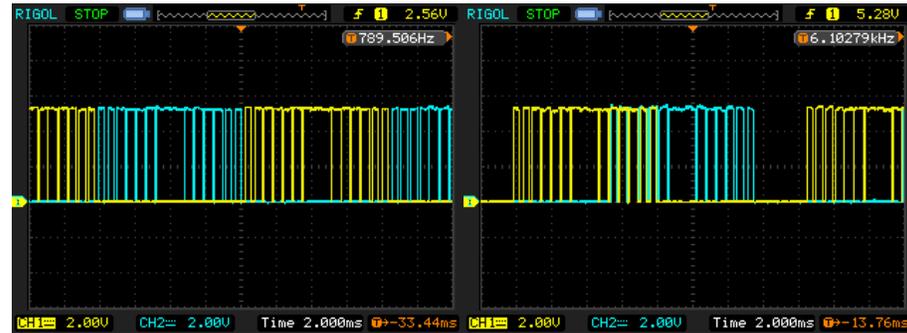
Imagen 36 – Variación de frecuencia modulación SPWM (a) 30Hz, (b) 40 Hz, (c) 50 Hz y (d) 60Hz

Fuente: Autor

En la imagen anterior se pueden observar las cuatro variaciones de frecuencia a implementar, se puede evidenciar que al variar la

frecuencia, no varía la simetría entre las dos señales, y a medida que la frecuencia disminuye, aumenta el número de pulsos de la señal.

El desfase entre las señales se puede ver a continuación



(a)

(b)



(c)

Imagen 37 – Desfase entre las señales de la modulación SPWM (a) 0°, (b) 120° y (c) 240°

Fuente: Autor

En la imagen anterior se puede observar los desfases de las tres señales de salida de los microcontroladores

4.3.2 Puente inversor

Para la implementación del puente inversor, se usa el dispositivo FSB50760SF del fabricante fairchild semiconductor, el dispositivo

es un inversor trifásico a base de semiconductores MOSFET, el cual tiene el siguiente diagrama

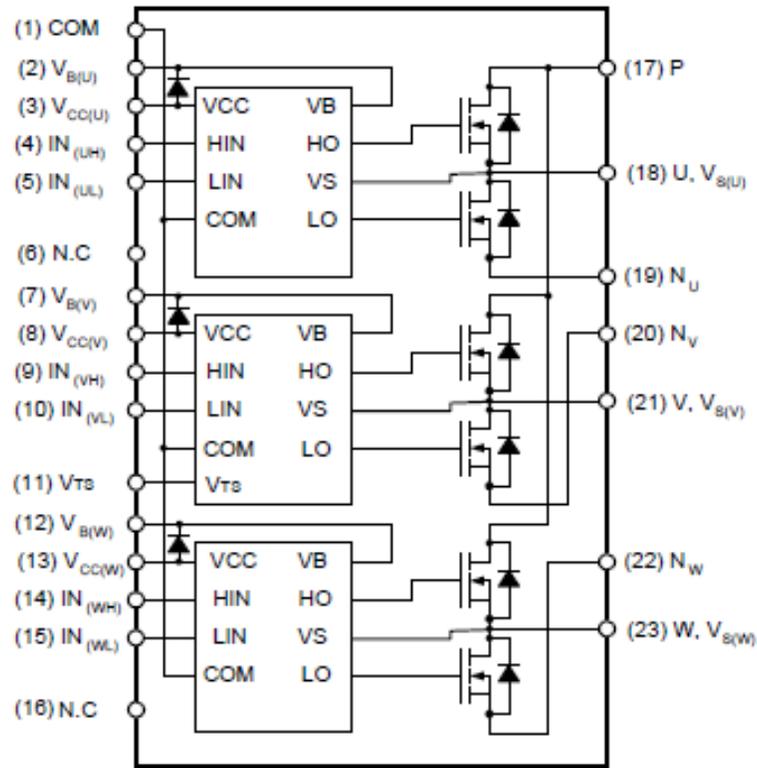


Imagen 38 – Diagrama interno FSB50760SF [18]

Donde la descripción de los pines es:

N° de Pin	Nombre	Descripción
1	COM	Tierra de referencia
2	V _{B(U)}	Voltaje de activación para la parte superior del puente de la fase U
3	V _{CC(U)}	Voltaje de activación para la parte inferior del puente de la fase U
4	IN _(UH)	Señal de control para la parte superior del puente de la fase U

5	$IN_{(UL)}$	Señal de control para la parte inferior del puente de la fase U
6	N.C.	Pin de no conexión
7	$V_{B(V)}$	Voltaje de activación para la parte superior del puente de la fase V
8	$V_{CC(V)}$	Voltaje de activación para la parte inferior del puente de la fase V
9	$IN_{(VH)}$	Señal de control para la parte superior del puente de la fase V
10	$IN_{(VL)}$	Señal de control para la parte inferior del puente de la fase V
11	V_{TS}	Salida para sensado de temperatura
12	$V_{B(W)}$	Voltaje de activación para la parte superior del puente de la fase W
13	$V_{CC(W)}$	Voltaje de activación para la parte inferior del puente de la fase W
14	$IN_{(WH)}$	Señal de control para la parte superior del puente de la fase W
15	$IN_{(WL)}$	Señal de control para la parte inferior de la fase W
16	N.C.	Pin de no conexión
17	P	Señal DC Positiva de entrada
18	U, $V_{S(U)}$	Salida de fase U, voltaje de activación para la parte superior del puente de la fase U
19	N_U	Salida negativa de la fase U
20	N_V	Salida negativa de la fase V
21	V, $V_{S(V)}$	Salida de fase V, voltaje de activación para la parte superior del puente de la fase V
22	N_W	Salida negativa de la fase V

23	W, $V_{S(W)}$	Salida de fase W, voltaje de activación para la parte superior del puente de la fase W
-----------	---------------	--

Tabla 8 – Descripción de pines FSB50760SF [18]

Físicamente el dispositivo tiene el siguiente encapsulado



Imagen 39 – Encapsulado FSB50760SF [18]

El dispositivo cuenta con las siguientes características básicas

FSB50760SF	
Parte del Inversor	
vdss	600 v
idc	3,6 A
ldp	9,4 < 100 us
idrms	1,9 A
Pd	14,5 W
BVdss	600 V
ldss	1 mA
Vsd	1,1 V

ton	1,2 us
toff	970 ns
trr	160 ns
Parte de control	
Vcc	20 V
Vbs	20V
Vin	"-0.3 Aprox Vcc +0.3 "
Iqcc	200 uA
Iqbs	100 uA
Vih (on)	2,9 V
Vil (off)	0,8 V
Parte de protección Bootstrap	
Vrrmb	600 V
Ifb	0,5 A
Ifpb	1,5 A

Tabla 9 – Características FSB50760SF [18]

La conexión del dispositivo está dada por el fabricante dentro de su hoja de datos

Para la implementación del sistema se establecen tres etapas de prueba:

- ❖ Prueba a baja tensión con carga resistiva: en ésta etapa se implementa el circuito a un voltaje en el pin P (17) de 30 V.

Tomando como referencia la imagen 40 la implementación del dispositivo se realiza de la siguiente manera:

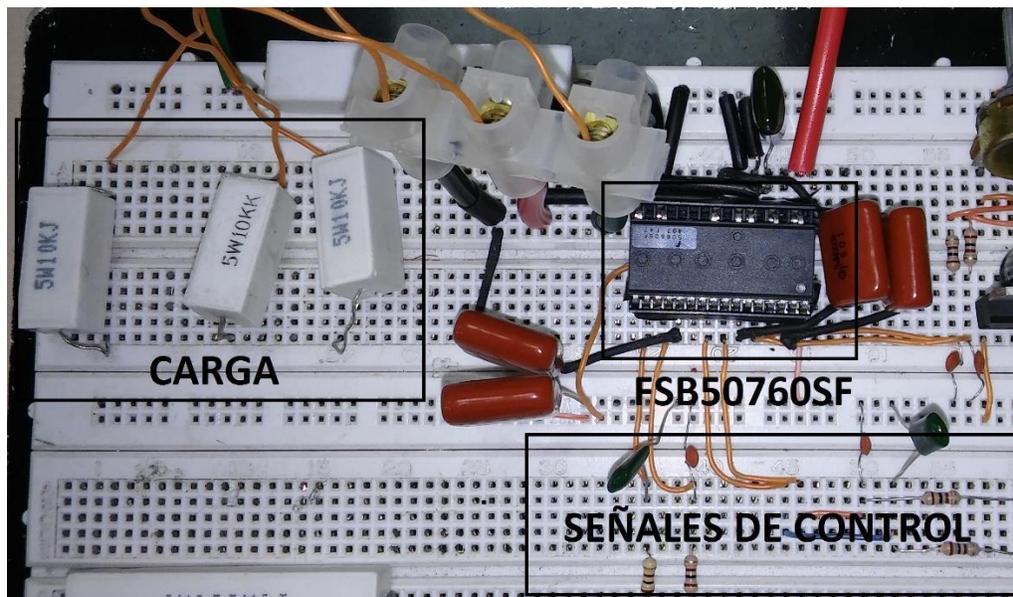
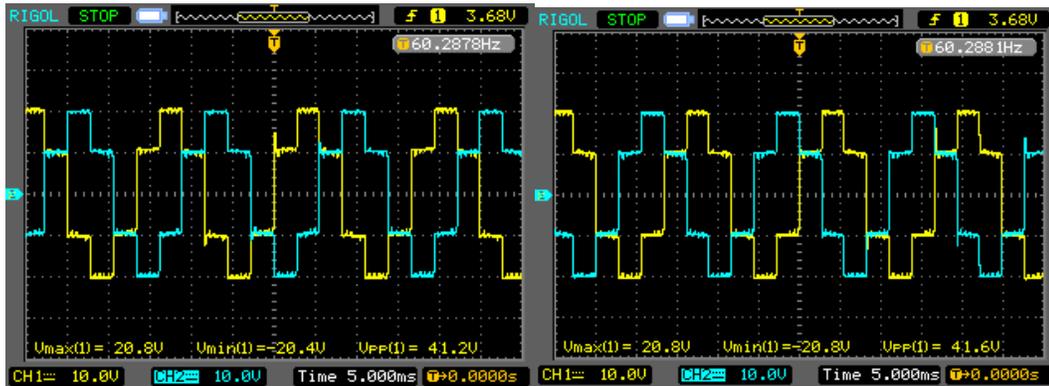


Imagen 41 – Montaje experimental FSB50760SF

Fuente: Autor

En la imagen anterior se observa el montaje experimental del dispositivo FSB50760SF en donde se tiene una carga balanceada conectada en estrella (Y) de $10K\Omega$, las señales de control provienen del modulador SPWM mostrado en la sección anterior.

En cuanto a las señales de salida del puente inversor a un voltaje de 30V, se pueden observar los siguientes resultados:



(a)

(b)

Imagen 42 – Resultados puente inversor a 30 V (a) Desfase de 120° (b) Desfase de 240°

Fuente: Autor

En la imagen anterior se evidencia que el puente inversor está funcionando de la manera esperada y que las señales de control permiten generar un desfase entre las señales, desfase establecido por las ecuaciones (88), (89), (90), (91), (92), (93), (94) y (95)

Dado que la configuración del inversor es en medio puente se tiene que la señal de salida va a tener una tensión máxima establecida por la siguiente ecuación

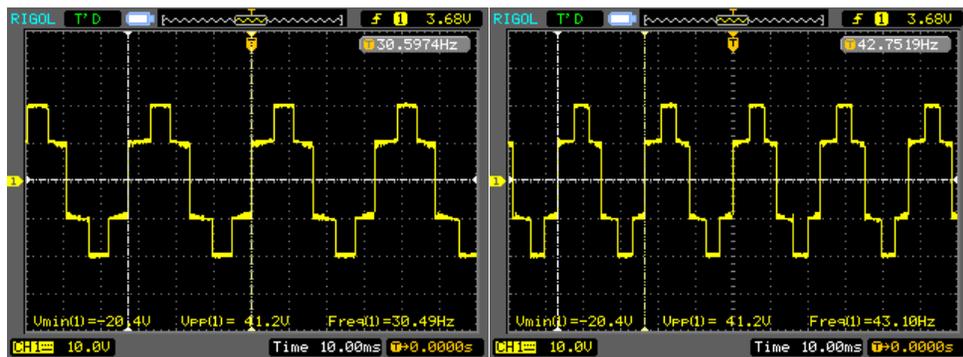
$$V_{MAX} = \frac{2 * V_m}{3} = \frac{2 * 30}{3} = 20 V \quad (75)$$

Lo cual se puede evidenciar dada la imagen 41 donde se expresa que teniendo los 30V de alimentación en el pin P (17) se tiene un voltaje máximo de 20.8 V y de igual manera un voltaje mínimo de -20 V .De igual manera se establece que la tensión AC RMS para una configuración de medio puente está determinada por:

$$V_0 = \frac{V_m}{2} = \frac{30}{2} = 15 V \quad (76)$$

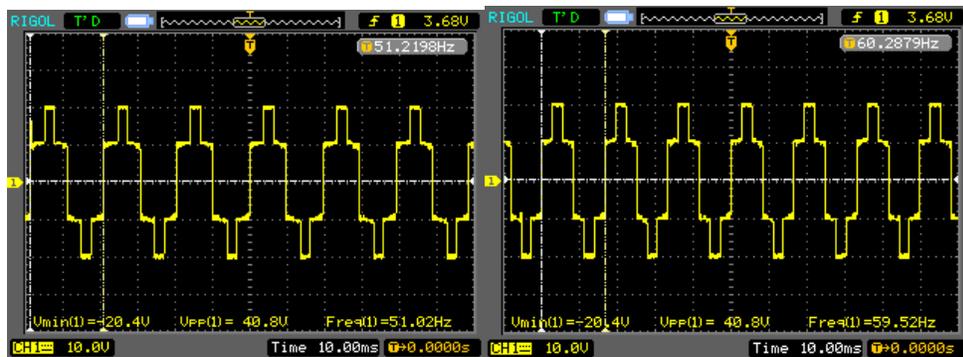
En donde midiendo con un multímetro se obtiene una tensión de aproximadamente 15 V en cada una de las cargas conectadas en estrella (Y).

Conforme es necesario establecer una variación de frecuencia, para de éste modo lograr la variación de la relación V/F y con ello lograr la regulación de velocidad del sistema, se obtienen a 30V las siguientes señales con distinta frecuencia establecida en la parte de las señales de control



(a)

(b)



(c)

(d)

Imagen 43 – Resultados puente inversor a 30V para las frecuencias de trabajo de (a) 30 Hz, (b) 40 Hz, (c) 50 Hz y (d) 60 Hz

Fuente: Autor

En la imagen anterior se pueden observar los cuatro cambios de frecuencia establecidos para la regulación de velocidad del motor tal como se establece en las ecuaciones (71), (72), (73) Y (74).

Conforme las frecuencias obtenidas son 30,59Hz, 42,75Hz, 51,21Hz y 60.28 Hz, las velocidades sobre las cuales trabajaría el motor serían:

$$\eta_{30,59Hz} = \frac{120 * 30,59}{4} = 917,7 \text{ RPM} \quad (80)$$

$$\eta_{42,75Hz} = \frac{120 * 42,75}{4} = 1282,5 \text{ RPM} \quad (81)$$

$$\eta_{51,21Hz} = \frac{120 * 51,21}{4} = 1536,3 \text{ RPM} \quad (82)$$

$$\eta_{60,28Hz} = \frac{120 * 60,28}{4} = 1808,4 \text{ RPM} \quad (83)$$

Teniendo en cuenta que mediante la implementación del sistema se obtienen 4 frecuencias distintas tal como se ve en la imagen 43 y que éstas frecuencias mediante la ecuación (2) logran la variación de velocidad del sistema implementado, se puede establecer que la variación de velocidad para un motor trifásico se logra con la variación de la frecuencia de alimentación del sistema, la cual a su vez incide en la variación de la tensión de la misma dado que por definición la tensión de entrada de un sistema viene dado por

$$V(t) = V_m \sin \omega t \quad (84)$$

De igual manera:

$$\omega = 2\pi f \quad (85)$$

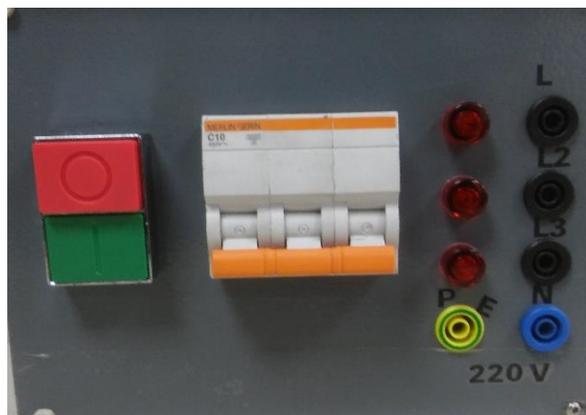
Por lo tanto la tensión del sistema es expresada como:

$$V(t) = V_m \sin 2\pi ft \quad (86)$$

Con lo cual se establece que con la variación de la frecuencia se ve afectado el valor de la tensión de alimentación, por tanto se varía la relación que existe entre voltaje y frecuencia de línea de alimentación.

Siguiendo el proceso descrito en la metodología, a continuación se realiza la implementación a alta tensión tanto con carga resistiva como con la inductiva

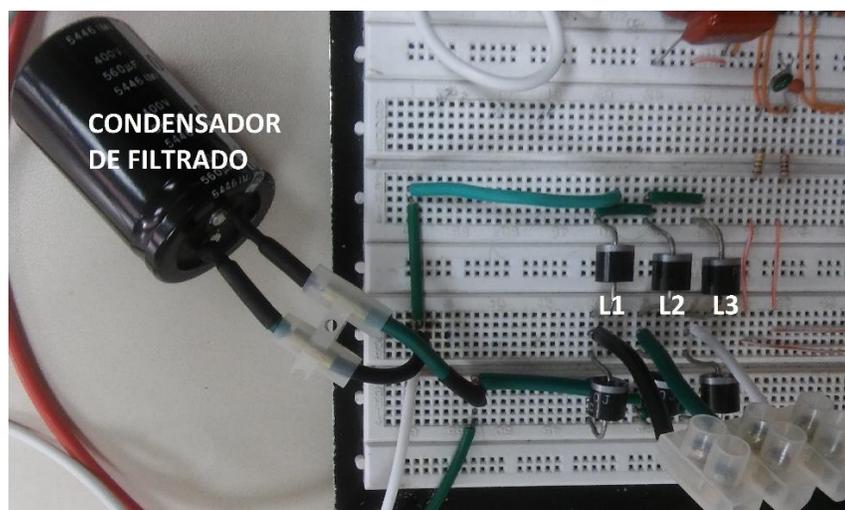
- ❖ Prueba a alta tensión con carga resistiva: En ésta prueba se implementó el puente inversor FSB50760SF de las características mostradas anteriormente, en este caso la tensión aplicada al terminal P (17) es la resultante del puente inversor elaborado y diseñado según el apartado 3 y 4. El montaje experimental se muestra a continuación



(a)

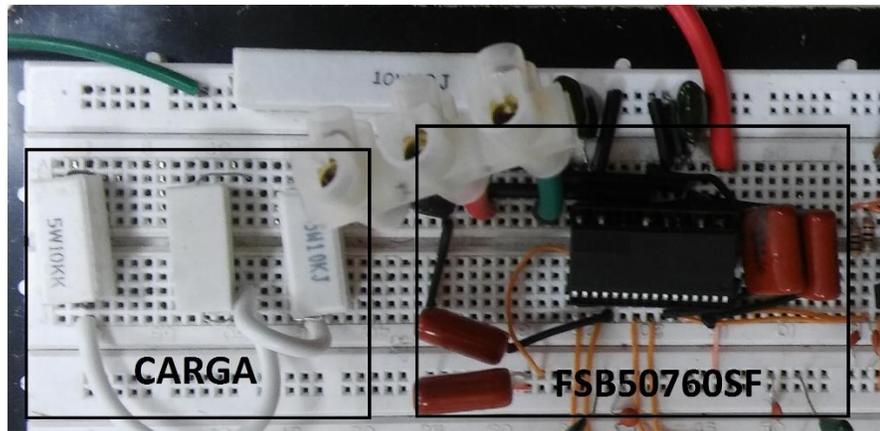


(b)



(c)





(d)

Imagen 44 – Montaje experimental FSB50760SF a 300 V (a) Alimentación trifásica, (b) Interruptor línea de alimentación, (c) Rectificador trifásico y (d) Montaje experimental FSB50760SF con carga resistiva

Fuente: Autor

En la imagen anterior se observa el montaje realizado para el inversor trifásico con una alimentación de 300V provenientes de un rectificador trifásico. A partir del cual se obtienen los siguientes resultados

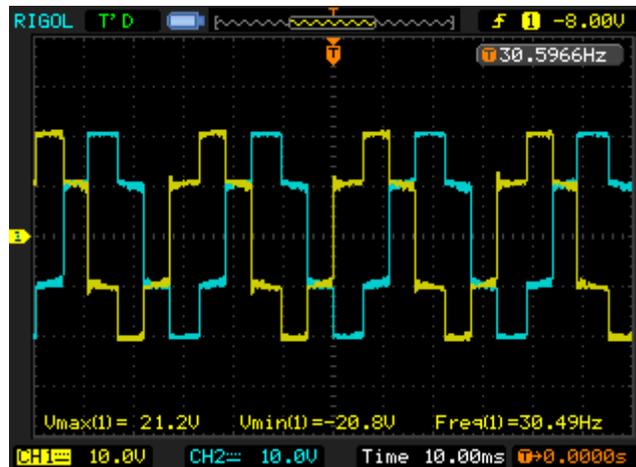


Imagen 45 – Resultados puente inversor a 300V Desfase de 120°

Fuente: Autor

En la imagen anterior se evidencian resultados similares a los observados en la imagen 42, dado que la sonda con la cual se realiza la medición, está atenuada 10X los resultados planteados por el instrumento de medición se deben multiplicar por diez (10). De este modo aplicando las ecuaciones (75) y (76) se tiene:

$$V_{MAX} = \frac{2 * V_m}{3} = \frac{2 * 300}{3} = 200 V \quad (77)$$

$$V_0 = \frac{V_m}{2} = \frac{300}{2} = 150 V \quad (78)$$

- ❖ Prueba a alta tensión con carga inductiva (motor trifásico):
En esta prueba se realiza el acople de un motor trifásico jaula de ardilla con las características descritas en la tabla 1, el montaje experimental es el mismo descrito en la imagen 44 pero en lugar de tener la carga resistiva para cada una de las tres (3) fases del sistema, se tiene el motor trifásico jaula de ardilla en conexión estrella (Y) de la siguiente manera



Imagen 46 – Conexión de motor trifásico jaula de ardilla

Fuente: Autor

En la imagen anterior se puede observar que el final de los tres embobinados se encuentra cortocircuitado para lograr la conexión en Y del sistema.

Previo a la prueba con el inversor, usando un multímetro análogo 72710 del fabricante Leybold Didactic se realiza la medición de la corriente nominal del motor para de igual manera establecer la corriente de arranque que el motor posee.

El motor al vacío tiene un consumo de 1.85A y de acuerdo a lo observado según el instrumento de medición la corriente de arranque se encuentra entre 3 y 3.4 A, con lo cual se establece que el dispositivo FSB50760SF, el cual resiste una corriente máxima de 3.6 A de acuerdo con lo referenciado en la tabla 9

En el momento de la conexión se presencia una corriente de arranque superior a la observada en el instrumento de medición, corriente que supera la tolerancia máxima resistida por el dispositivo, por lo tanto se observa un daño del mismo.

Para disminuir la corriente de arranque del motor, la teoría plantea una conexión Estrella – Delta, este tipo de conexión requiere un determinado análisis que ocasiona un desvío en el contexto general del proyecto.

Debido a lo anterior para observar el comportamiento del puente inversor con una carga inductiva, se decide acoplar al sistema un motor de características monofásicas con un manejo de tensión a 120 V, el mencionado motor puede ser un elemento usado comúnmente como un simple exprimidor de naranjas o un motortool, dado que usando el rectificador se obtiene una tensión de línea de 150V, la cual sobrepasa la tensión nominal de trabajo de cualquiera de los motores monofásicos comúnmente encontrados, se procede a la utilización de la fuente DC ubicada en el laboratorio de máquinas eléctricas, la cual varía entre 40 y 250V a una corriente máxima de trabajo de 6A

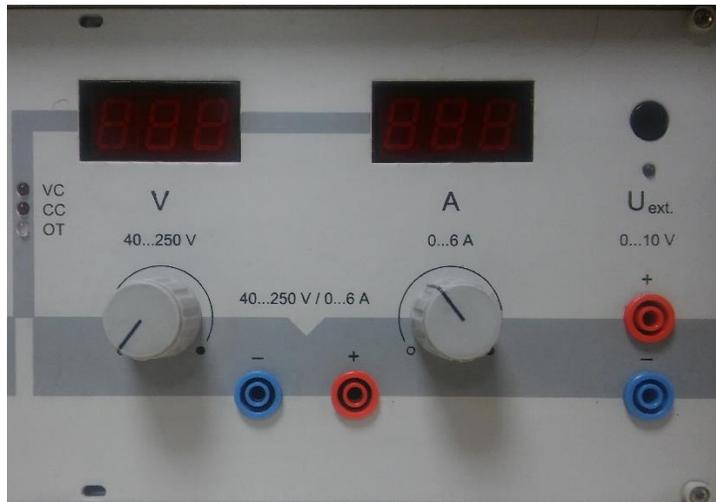


Imagen 47 – Fuente DC de alto voltaje LD

Fuente: Autor

Dado que según las características del inversor descritas anteriormente el voltaje de línea que se va a tener es la mitad del voltaje de alimentación, se debe alimentar con aproximadamente 220V para obtener 110V a la salida con una carga resistiva de 10k Ω .

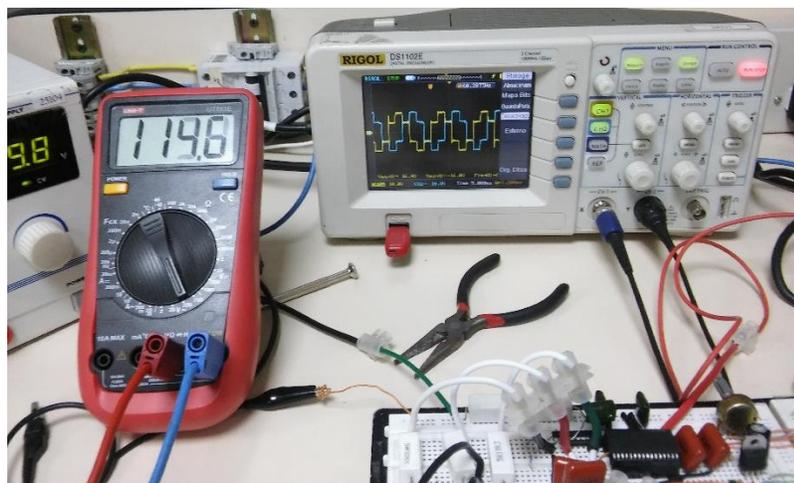


Imagen 48 – Montaje experimental inversor de 110V

Fuente: Autor

En la imagen anterior se observa el montaje experimental para el inversor funcionando a 230V, lo cual hace que usando la ecuación (78) tenga una tensión de línea de 115 V, mediante el multímetro se puede observar que la tensión de línea resultante es de 114.6 V y las formas de onda por fase son:

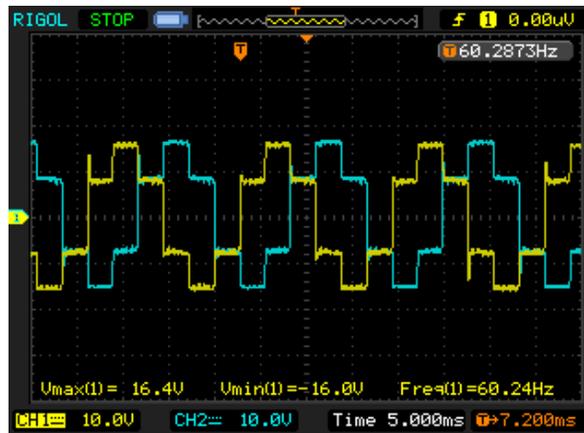


Imagen 49 – Forma de onda inversor trifásico con tensión de línea de 114.6 V y desfase de 120°

Fuente: Autor

Teniendo en cuenta la ecuación (77) el valor máximo de voltaje es de:

$$V_{MAX} = \frac{2 * V_m}{3} = \frac{2 * 230}{3} = 153.33 V \quad (79)$$

Contrastando con la imagen 49 se evidencia que en efecto el valor máximo y mínimo de la señal corresponden a aproximadamente lo obtenido en la ecuación (79)

Al acoplarle en una fase la carga inductiva del motortool, se presenta a 5V la siguiente forma de onda sin la activación del motor



Imagen 50 – Salida puente inversor con carga inductiva en una de las fases sin activación

Fuente: Autor

En la imagen anterior se puede observar la salida del puente inversor conectando en una de las fases el motor (señal amarilla) y en la otra una resistencia de 10kΩ (señal azul), cuando el motor no está activado, en el momento de su activación se observa lo siguiente:

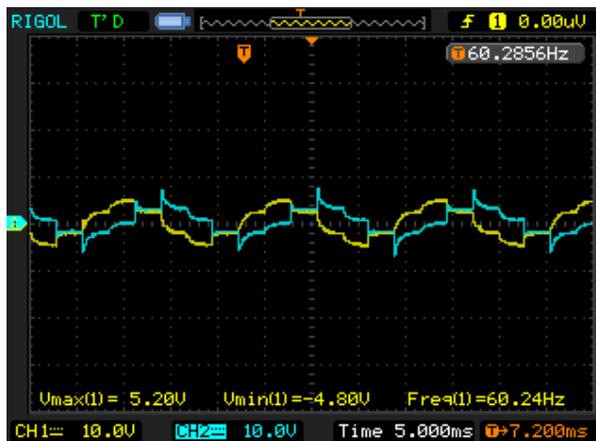


Imagen 51 - Salida puente inversor con carga inductiva en una de las fases con activación a 5 V

Fuente: Autor

En la imagen anterior se observa la salida del puente inversor conectando un motor en una de las fases y una resistencia de 10kΩ en la otra, la señal de color amarillo es la resultante en la fase en la cual se conecta el motor, la señal de color azul es la resultante de la fase en la cual se tiene una resistencia de 10 kΩ. Se puede observar que la señal se comporta de manera senoidal con la amplitud establecida por la alimentación al puente inversor, por otra parte la frecuencia corresponde a la frecuencia de 60Hz establecida en la parte de control.

Partiendo de 5V se hace un aumento en la alimentación del puente inversor, en el momento en que se llega a los 30 V se obtienen los siguientes resultados



Imagen 52 - Salida puente inversor con carga inductiva en una de las fases con activación a 30V

Fuente: Autor

En la imagen anterior se observa la señal resultante del puente inversor cuando el motor se activa con una alimentación de 30V, se puede ver en la señal la componente senoidal que debe tener el sistema con la frecuencia de trabajo necesaria para el funcionamiento del mismo.

Continuando con el aumento de tensión para obtener la tensión de trabajo nominal del motor (115 V), la alimentación del puente inversor debió llegar a 230V, obteniendo los siguientes resultados

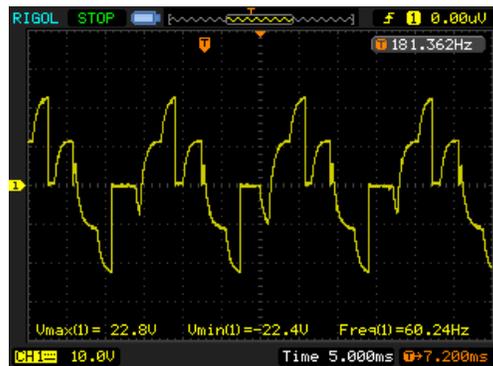


Imagen 53 – Salida puente inversor con conexión desbalanceada a 230V

Fuente: Autor

En la imagen anterior se puede observar la señal resultante en la fase en la que se conecta el motor alimentado el puente inversor con 230V, se logra ver que la señal senoidal que se obtuvo en la imagen 52 se deforma por las mismas características internas del motor, dado que las dos fases que se están estudiando van a diferir entre si en cuanto a la tensión de línea obtenida en cada fase, por lo tanto al obtener aproximadamente 115V en la fase en que se conecta el motor se obtiene una tensión reducida en la fase resistiva, de la siguiente manera



Imagen 54 – Montaje experimental puente inversor con tensión de línea de 115V

Fuente: Autor

En la imagen anterior se observan los 114,5V en la fase en que se conecta el motor, para de ése modo obtener 104V en la fase en que se conecta la resistencia, mostrando así el desbalanceo de las cargas monofásicas acopladas.

5 CONCLUSIONES

Teniendo presente los resultados del rectificador trifásico junto con su respectivo filtro, se establece que para disminuir ese rizado mínimo que se presenta, lo ideal sería aumentar el valor del capacitor para corregir este detalle, pero al hacerlo se sigue presentando ese pequeño rizado, lo cual lleva a determinar que el ruido generado es tomado como ruido de fuente.

La modulación senoidal por ancho de pulsos (SPWM) logra mejores resultados cuando el índice de modulación de la misma es igual a uno (1)

La sincronización de dispositivos que deben trabajar en términos de microsegundos es un factor determinante en el momento de inicializar una aplicación dado que el hecho de que los dispositivos trabajen por separado hace que cada uno tome independiente su frecuencia de reloj, pudiendo retrasarse o adelantarse en el desarrollo de la aplicación en general.

La corriente de arranque de un motor puede establecerse con el uso de un amperímetro análogo, para a partir de ahí establecer la máxima resistencia de corriente de los dispositivos a implementar, pero aun contando con medidores analógicos, el valor arrojado por los mismos es menor al real dada la rapidez con la cual el motor logra establecer su valor de corriente al nominal.

Teniendo en cuenta los métodos existentes para realizar la regulación de velocidad de un motor trifásico a partir de la variación de la relación voltaje / frecuencia es preciso establecer que usando una modulación SPWM se obtiene un sistema integrado que genera una salida determinada a partir de una frecuencia de trabajo, lo cual sustenta el objetivo principal del proyecto en ejecución

Dado que el motor presente en el laboratorio supera las condiciones de trabajo del dispositivo seleccionado a partir del catálogo de inversores trifásicos para manejo de motores de alta corriente del fabricante Fairchild semiconductor, se realiza una investigación acerca de los elementos que la universidad distrital posee que sean de utilidad para el proyecto, al no obtener resultado satisfactorios de la búsqueda, se establece que para implementar el modelo establecido se requiere de un motor externo de menor potencia que no se encuentra a nuestro alcance.

6 RECOMENDACIONES

En el montaje de cualquier circuito que involucre potencia, es recomendable que los cables y conectores que se implementen tengan el mínimo movimiento, dados los riesgos que esto puede ocasionar

Al implementar la modulación SPWM es necesario seleccionar componentes con amplios rangos de memoria dado el carácter de consumo que el algoritmo planteado posee dentro de su desarrollo.

Las medidas de protección como breaker, fusibles y demás son de gran importancia tanto en la salida de la fuente como en la salida que va al motor, para así proteger la fuente y el motor respectivamente.

Para el dispositivo FSB50760SF el motor a utilizar debe tener características de potencia y corriente menores dado que la elevada corriente de arranque lleva al daño del dispositivo en el momento de la conexión.

Es necesario tener presente que el dispositivo FSB50760SF va a tender a calentarse por el consumo del motor, por lo tanto es importante implementar métodos de reducción de temperatura como disipadores o crema.

7 REFERENCIAS

- [1] S. J. Chapman, Máquinas Eléctricas, Mc - Graw Hill, 2000.
- [2] M. Fanslow y S. Drzymala, «Considerations in the selection and application of AC and DC motors for Cement Plants,» de *Cement Industry Technical Conference Record, 2009 IEEE* , Palm Springs, CA, 2009.
- [3] M. A. Salvatori, «Diseño de un control de velocidad para un motor de inducción mediante la relación voltaje / frecuencia,» Dirección de Bibliotecas. Santa Catarina Mártir, San Andrés Cholula, Puebla., Mexico, 2003.
- [4] M. H. Rashid, Circuitos, dispositivos y aplicaciones, Nacaplán - México: Pretience Hall, 1993.
- [5] N. Mohan , T. M. Undeland y W. P. Robbins, Power Electronics - Converters, Applications and Design, Nueva York: John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [6] D. W. Hart, Power Electronics, Nueva York: Mc Graw Hill, 2011.
- [7] M. H. Rashid, Power Electronics Handbook, Toronto - Canadá: Academic Press, 2001.
- [8] J. A. Ros Marín y Ó. Barrera Doblado, Sistemas eléctricos de seguridad y confortabilidad, Madrid - España: Paraninfo, 2011.
- [9] A. C. K. y M. N. Sadiku, Fundamentos de circuitos eléctricos, Ciudad de México - México: McGraw Hill, 2013.

- [10] N. P. Pedersern, «Pulsewidth - Modulated Inverters in Man - Made Fiber Industries,» *IEEE Xplore*, Vols. %1 de %21A - 10 , nº 1, p. 2, 1974.
- [11] P. B. Zbar, A. P. Malvino y M. A. Miller, *Prácticas de electrónica*, Ciudad de México - México: Marcombo - Alfaomega, 2001.
- [12] A. P. Malvino, *Principios de electrónica*, Madrid - España: Mc Graw Hill, 2000.
- [13] D. P. Leach y A. P. Mlvino, *Principios y aplicaciones Digitales*, Barcelona - España: Marcombo, 1988.
- [14] N. C. Braga, *Semiconductores de potencia*, Rio de Janeiro: NCB, 2016.
- [15] S. J. Chapman, *Máquinas Eléctricas*, Santafé de Bogotá: Mc Graw Hill, 2000.
- [16] MIC, «AXIAL SILASTIC GUARD JUNCTION STANDARD RECTIFIER,» Copyright (c) , shanghai, 2006.
- [17] Microchip, «28/40/44-Pin Enhanced Flash Microcontrollers,» Arizona, 2001.
- [18] F. Semiconductor, «FSB50760SF Motion SPM super FET series,» Fairchild semiconductor corporation, 2014.