

ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO

DEPARTAMENTO DE ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

CARRERA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA,  
AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

PROYECTO DE GRADO PARA LA OBTENCIÓN DEL  
TÍTULO DE INGENIERÍA

“DISEÑO Y ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE UN INVERSOR  
DE VOLTAJE UTILIZANDO CONTROLADORES  
INTELIGENTES”

AUTOR:

SALAZAR SALVADOR JUAN JOSÉ

SANGOLQUÍ-ECUADOR

2012

ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO

INGENIERÍA ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

**DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD**

JUAN JOSÉ SALAZAR SALVADOR

**DECLARO QUE:**

El proyecto de grado denominado “DISEÑO Y ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE UN INVERSOR DE VOLTAJE UTILIZANDO CONTROLADORES INTELIGENTES”, ha sido desarrollado con base a una investigación exhaustiva, respetando derechos intelectuales de terceros, conforme las citas que constan al pie, de las páginas correspondientes, cuyas fuentes se incorporan en la bibliografía.

Consecuentemente este trabajo es de mi autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance científico del proyecto de grado en mención.

Sangolquí, 3 de octubre de 2012

---

Juan José Salazar Salvador

# ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO

## INGENIERÍA ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

### **CERTIFICADO**

Ing. Víctor Proaño

Ing. Paúl Ayala

### **CERTIFICAN**

Certificamos que el presente proyecto de grado titulado: “DISEÑO Y ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE UN INVERSOR DE VOLTAJE UTILIZANDO CONTROLADORES INTELIGENTES”, realizado por Juan José Salazar Salvador, ha sido guiado y revisado periódicamente y cumple normas estatutarias establecidas por la ESPE, en el Reglamento de Estudiantes de la Escuela Politécnica del Ejército.

El mencionado trabajo consta de un documento empastado y un disco compacto el cual contiene los archivos en formato portátil de Acrobat (pdf). Autorizan a Juan José Salazar Salvador que lo entregue a Víctor Proaño, en su calidad de Director de la Carrera.

Sangolquí, 3 de octubre de 2012

---

Ing. Víctor Proaño  
DIRECTOR

---

Ing. Paúl Ayala  
CODIRECTOR

# ESCUELA POLITÉCNICA DEL EJÉRCITO

## INGENIERÍA ELECTRÓNICA, AUTOMATIZACIÓN Y CONTROL

### **AUTORIZACIÓN**

Yo, Juan José Salazar Salvador

Autorizo a la Escuela Politécnica del Ejército la publicación, en la biblioteca virtual de la Institución, del trabajo “DISEÑO Y ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DE UN INVERSOR DE VOLTAJE UTILIZANDO CONTROLADORES INTELIGENTES”, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y autoría.

Sangolquí, 3 de octubre de 2012

---

Juan José Salazar Salvador

## RESUMEN

En el presente proyecto se analizan alternativas de controladores inteligentes, para el control un inversor de tensión, con el fin de reducir la distorsión armónica total del voltaje sinusoidal de salida.

En una primera fase se modela de forma matemática un inversor de tensión monofásico tipo puente completo con modulación senoidal por ancho de pulso SPWM, utilizando las herramientas del software “*MATLAB*” se diseñan controladores neuronal y difuso, además de un controlador clásico a fin de comparar las ventajas de los distintos métodos de control aplicados a este dispositivo de potencia.

La siguiente fase se centra en el diseño del mismo inversor utilizando las herramientas de simulación de sistemas de potencia “*SimPowerSystems*” de “*MATLAB*” con un modelo más real utilizando transistores MOSFET como elemento de conmutación.

Finalmente se realiza un análisis de la reducción de armónicos mediante el uso de los controladores inteligentes, midiendo su nivel de distorsión armónica total y su respuesta dinámica ante cambios de carga.

## AGRADECIMIENTO

*Agradezco a mi madre por darme la vida, enseñarme a vivir y darme la libertad para vivirla vida. Gracias por ser mi ejemplo, mi luz y mi guía.*

*Gracias a mi Padre por ser pilar, apoyo y el ejemplo de trabajo duro.*

*A Felipe y Rafael mis hermanos simplemente por existir y ser parte de mi vida.*

*Gracias por estar ahí cuando los necesito por ser mi fuerza, mi apoyo y mi alegría.*

*A Judith por estar ahí para apoyarme a mí y a mi familia en los momentos más difíciles. Gracias por compartir su sabiduría y experiencia conmigo.*

*A Verónica por ser mi amor, mi amiga, mi cómplice y todo.*

*A mis amigos por ser ese soporte, y el apoyo y ser esa parte que le da sentido y alegría a la vida. Gracias por compartir gran parte todos esos grandes momentos.*

*A mi Director, Víctor Proaño por su generosidad al brindarme la oportunidad de recurrir a su capacidad y experiencia, fundamentales para la concreción de este trabajo.*

*A mis profesores por compartir sus conocimientos y sabiduría conmigo. Gracias por brindarme la mejor formación como ingeniero.*

## DEDICATORIA

A Susana, Felipe, Rafael, y Verónica ellos saben porque.

## PRÓLOGO

En la actualidad, el desarrollo de la electrónica ha llevado a tener equipos de gran utilidad en la vida cotidiana así como en ámbitos industriales, sin embargo estos poseen una desventaja en relación a sistemas antiguos o a sistemas electromecánicos y es su sensibilidad al ruido eléctrico de alta frecuencia.

Un inversor de tensión es un equipo que convierte la energía almacenada o producida en corriente continua (DC), en corriente alterna (AC). Sin embargo los inversores por sí mismos no son capaces de proporcionar un voltaje sinusoidal puro en condición de carga no lineal, apareciendo distorsiones armónicas, por lo tanto, se requiere de una estrategia de control que permita reducir al mínimo dicho fenómeno.

En el presente proyecto se analiza alternativas de controladores inteligentes, aplicados a un inversor de tensión, ya que en sus características permiten simular ciertas funciones como: adaptación al entorno, capacidad de aprender con experiencia y la tolerancia a fallos. Pero la más importante es que puede emplearse como un estimador del modelo matemático del sistema, y cuando cambien las condiciones de carga dichos controladores pueden ser capaces de estimar el modelo matemático y controlar su comportamiento.

Con el estudio de este sistema, mediante la utilización de las herramientas de *MATLAB*, se puede definir el nivel de reducción en la distorsión armónica y mejorar la respuesta transitoria de la señal de salida que deriva en un ahorro energético además de una mejora en la calidad de la energía suministrada por un inversor, además de reducir daños en equipos sensibles, provocados por ondas distorsionadas.

## ÍNDICE DE CONTENIDOS

PRÓLOGO .....	viii
ÍNDICE DE CONTENIDOS .....	ix
ÍNDICE DE FIGURAS .....	xii
ÍNDICE DE TABLAS .....	xv
GLOSARIO.....	xvi
CAPÍTULO I .....	1
INTRODUCCIÓN .....	1
1.1. Antecedentes .....	1
1.2. Justificación e importancia .....	4
1.3. Objetivos del proyecto.....	5
1.3.1. Objetivo Principal.....	5
1.3.2. Objetivos Secundarios.....	5
CAPÍTULO II .....	7
MARCO TEÓRICO.....	7
2.1. Inversores de potencia.....	7
2.1.1. Inversor Monofásico de Medio Puente .....	8
2.1.2. Inversor Monofásico Puente completo.....	9
2.1.3. Control de Conmutación de Inversores Monofásicos .....	11
2.2. Inversores Trifásicos .....	15
2.3. Filtro para convertidores DC/AC .....	17
2.4. Parámetros de calidad .....	19
2.4.1. Factor armónico de cada componente (HFn) .....	20
2.4.2. Distorsión armónica total (THD).....	20

2.4.3. Factor de Distorsión.....	20
2.4.4. Armónica de menor orden (LOH).....	21
2.5. Control No Lineal .....	21
2.5.1. Control Lógico Difuso .....	22
2.5.2. Redes Neuronales Artificiales.....	26
CAPÍTULO III .....	34
DISEÑO INVERSOR Y CONTROLADORES .....	34
3.1. Diseño inversor monofásico .....	34
3.1.1. Generador PWM.....	35
3.1.2. Etapa De Potencia.....	39
3.1.3. FILTRADO.....	42
3.2. Controlador clásico para eliminación de armónicos .....	47
3.3. Control Basado en Redes Neuronales Artificiales.....	51
3.4. Controlador PD Difuso .....	58
3.5. Comparación de Resultados del inversor como Modelo matemático.....	62
CAPÍTULO IV .....	66
SIMULACIÓN MODELO TRANSISTOR .....	66
4.1. Modelamiento del sistema .....	66
4.1.1. Controlador PI para el inversor modelo de transistor .....	68
4.1.2. Controlador RNA para el inversor con modelo de transistor .....	68
4.1.3. Controlador Difuso para el inversor con modelo de transistor.....	69
4.2. Medición de Eficiencia del Inversor .....	69
4.2.1. THD con varios controladores para cargas lineales.....	69
4.2.2. THD con varios controladores para cargas no lineales.....	71
4.2.3. Reacción del sistema ante cambio de carga.....	73
CAPÍTULO V .....	76
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....	76

5.1. Conclusiones .....	76
5.2. Recomendaciones .....	78
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	80

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura. 1. 1. Diagrama de bloques de un sistema de potencia .....	2
Figura. 1. 2. Conversión de energía en sus diferentes formas .....	3
Figura. 2. 1. Inversor monofásico de medio puente .....	8
Figura. 2. 2. Inversor de potencia monofásico puente completo .....	9
Figura. 2. 3. Formas de onda de Salida inversor monofásico Puente Completo..	10
Figura. 2. 4. Formas de onda modulación senoidal por ancho de pulso .....	11
Figura. 2. 5. Formas de onda modulación senoidal modificada por ancho de pulso .....	13
Figura. 2. 6. Formas de onda de desplazamiento de fase .....	14
Figura. 2. 7. Modelo Básico inversor trifásico.....	16
Figura. 2. 8. Control Senoidal Inversor Trifásico .....	16
Figura. 2. 9. Filtro LC para inversor PWM .....	17
Figura. 2. 10. Gráficas normalizadas para el filtro LC con carga resistiva.....	19
Figura. 2. 11. Conceptos de lógica Difusa.....	22
Figura. 2. 12. Funciones de Pertenencia (a) Gaussiana, (b) Triangular, (c) Trapezoidal, (d) Sigmoidal.....	23
Figura. 2. 13. Diagrama de Bloques Controlador Difuso aplicado al Inversor PWM .....	23
Figura. 2. 14. Neurona artificial idealizada .....	26
Figura. 2. 15. Modelo Red Neuronal Monocapa.....	28
Figura. 2. 16. Modelo Red Neuronal Multicapa .....	29
Figura. 2. 17. Modelo red neuronal realimentada.....	29
Figura. 2. 18. Red Neuronal Multicapa.....	32
Figura. 3. 1. Convertidor DC/AC Monofásico de puente completo .....	34
Figura. 3. 2. Bloque generador de onda Portadora .....	36
Figura. 3. 3. Onda triangular portadora de frecuencia 6 KHz y 12 V de amplitud.	37
Figura. 3. 4. Bloque generador onda sinusoidal MATLAB.....	38
Figura. 3. 5. Onda senoidal moduladora .....	38

Figura. 3. 6. Bloque generador de señales de conmutación .....	39
Figura. 3. 7. Etapa de potencia inversor monofásico puente completo .....	40
Figura. 3. 8. Salida Inversor Monofásico SPWM unipolar .....	41
Figura. 3. 9. Análisis del espectro del inversor sin filtro.....	41
Figura. 3. 10. Gráfica normalizada filtro LC .....	42
Figura. 3. 11 Diagrama de Bloques representación del Filtro.....	44
Figura. 3. 12. Modelo inversor SPWM con Filtrado .....	45
Figura. 3. 13. Salida de tensión del Inversor con carga resistiva de $40\Omega$ .....	46
Figura. 3. 14. Salida de tensión del Inversor con carga no lineal .....	46
Figura. 3. 15. Diagrama De Bloques Inversor con controlador PI .....	47
Figura. 3. 16. Diagrama de bloques SIMULINK del controlador PI del inversor PWM .....	48
Figura. 3. 17. Valor RMS salida de tensión .....	49
Figura. 3. 18. Tensión de salida inversor PWM con controlador PI carga lineal ..	50
Figura. 3. 19. Tensión de salida inversor PWM con controlador PI carga no lineal .....	50
Figura. 3. 20. Diagrama Inversor SPWM controlado mediante RNA.....	52
Figura. 3. 21. Arquitectura de la red neuronal seleccionada. ....	53
Figura. 3. 22. Desempeño de la red neuronal PI.....	55
Figura. 3. 23. Modelo matemático SIMULINK del inversor controlado con RNA. 56	
Figura. 3. 24. Voltaje y espectro controlador RNA carga lineal .....	57
Figura. 3. 25. Voltaje y espectro controlador RNA carga no lineal .....	57
Figura. 3. 26. Variable error.....	59
Figura. 3. 27. Variable cambio de error .....	59
Figura. 3. 28. Variable de salida “Señal Compensación” .....	60
Figura. 3. 29. Inversor modelo Matemático con controlador Difuso .....	61
Figura. 3. 30. Voltaje y espectro controlador Difuso carga resistiva $40\Omega$ .....	62
Figura. 3. 31. Voltaje y espectro controlador Difuso carga no lineal.....	62
Figura. 4. 1. Bloque “Universal Bridge” de dos brazos tipo MOSFET .....	67
Figura. 4. 2. Inversor de potencia SPWM modelado en SimPowerSystems .....	67
Figura. 4. 3. Modelo de transistor del inversor SPWM con controlador PI .....	68

Figura. 4. 4. Modelo de transistor del inversor SPWM con controlador mediante redes neuronales artificiales.....	68
Figura. 4. 5. Modelo de transistor del inversor SPWM con controlador difuso .....	69
Figura. 4. 6. Sistema inversor con carga no lineal sin controlador .....	71
Figura. 4. 7. Sistema inversor con carga no lineal con controlador PI.....	71
Figura. 4. 8. Sistema inversor con carga no lineal con controlador RNA .....	72
Figura. 4. 9. Sistema inversor con carga no lineal con controlador difuso .....	72
Figura. 4. 10 Régimen transitorio inversor sin controlador .....	74
Figura. 4. 11. Régimen transitorio inversor con controlador PI.....	74
Figura. 4. 12. Régimen transitorio inversor con controlador RNA .....	75
Figura. 4. 13. Régimen transitorio inversor con controlador difuso .....	75

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla. 2. 1. Posibles combinaciones de los interruptores .....	10
Tabla. 3. 1. Parámetros del inversor .....	45
Tabla. 3. 2. Valores de Distorsión armónica total .....	47
Tabla. 3. 3. Valores controlador Clásico.....	49
Tabla. 3. 4. Factores de calidad Inversor PWM con control PI.....	51
Tabla. 3. 5. Listado de cargas para la obtención de patrones de entrenamiento .	55
Tabla. 3. 6. Distorsión armónica total controlador Redes neuronales .....	57
Tabla. 3. 7. Rangos de error y cambio de error.....	58
Tabla. 3. 8. Reglas del sistema difuso.....	60
Tabla. 3. 9. Distorsión armónica total del inversor con controlador difuso .....	61
Tabla. 3. 10. THD en corriente medido sobre cargas lineales.....	63
Tabla. 3. 11. THD en tensión medido para cargas no lineales .....	64
Tabla. 4. 1. Características del elemento conmutador de Potencia .....	66
Tabla. 4. 2. Listado de THD con cargas lineales.....	69
Tabla. 4. 3. Listado de THD con carga no lineal.....	72

## GLOSARIO

**Electrónica de Potencia.-** Es la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y la conversión de energía eléctrica.

**Tensión.-** Es una magnitud física que cuantifica la diferencia de potencial eléctrico entre dos puntos.

**Corriente.-** o intensidad es el flujo de carga por unidad de tiempo que recorre un material. Se debe al movimiento de los electrones en el interior del material.

**Distorsión Armónica.-** Deformación de la onda fundamental de corriente o de tensión

**AC.-CA.-** Corriente alterna es la corriente eléctrica en la que la magnitud y el sentido varían cíclicamente.

**DC.-CC.-** Corriente continua, es la corriente eléctrica en la cual las cargas circulan siempre en la misma dirección.

**MOSFET.-** Transistor de efecto de campo (FET) de semiconductor de metal de óxido

**IGBT.-** Transistor Bipolar de compuerta aislada

**BJT.-** Transistor de unión bipolar

**GTO.-** Tiristor de compuerta apagada

**PWM.-** Modulación por ancho de pulso

**SPWM.-** Modulación senoidal por ancho de pulso

**RNA.-** Red neuronal artificial. Es un paradigma de aprendizaje y procesamiento automático inspirado en la forma en que funciona el sistema nervioso de los animales. Se trata de un sistema de interconexión de neuronas en una red que colabora para producir un estímulo de salida.

**FIS.-** Sistema de inferencia difuso.- Es una forma de transformar un espacio de entrada en un espacio de salida utilizando lógica difusa. Los FIS tratan de formalizar, mediante lógica difusa construyendo razonamientos del lenguaje humano

# CAPÍTULO I

## INTRODUCCIÓN

### 1.1. Antecedentes

La Electrónica de Potencia es una rama de la Electrónica que se ha desarrollado vertiginosamente en los últimos años. Esto se puede atribuir, entre otras cosas, a la invención del tiristor en el inicio de la década de los años 60.

La electrónica de potencia combina la energía, la electrónica y el control. El control se encarga del régimen permanente y de las características dinámicas de los sistemas de lazo cerrado. La energía tiene que ver con el equipo de potencia estática y rotativa, para la generación, transmisión y distribución de la energía eléctrica. La electrónica se ocupa de los dispositivos y circuitos de estado sólido requeridos para el procesamiento de señales para cumplir con los objetivos de control deseado. *La electrónica de potencia, se puede definir como la aplicación de la electrónica de estado sólido para el control y la conversión de energía eléctrica.*<sup>1</sup>

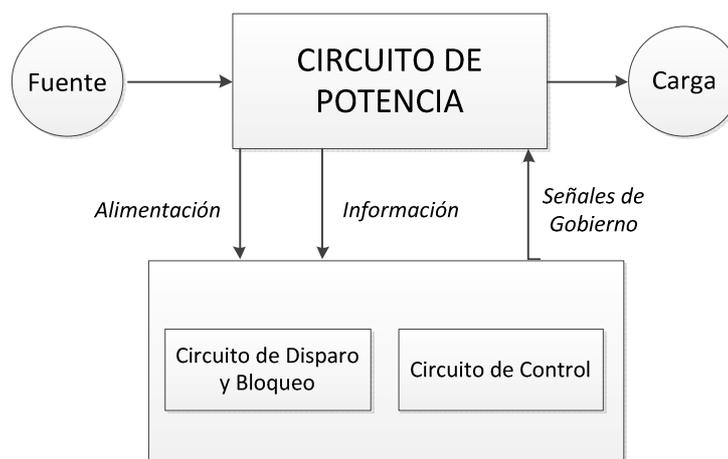
La mayor flexibilidad y controlabilidad de los dispositivos electrónicos, hace que los dispositivos de potencia se apliquen para resolver procesos cada vez más

---

<sup>1</sup> M. Rashid. "Electrónica de Potencia. Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones". Prentice-Hall. Tercera Edición. 2004

complejos<sup>2</sup>. Un equipo electrónico de potencia consta fundamentalmente de dos partes, como se muestra en la Figura. 1. 1.

- **Circuito de Potencia:** está compuesto de semiconductores de potencia y elementos pasivos, es el que liga la fuente primaria de alimentación con la carga. En este circuito no se utilizan resistencias debido a su elevada disipación de potencia en forma de calor.
- **Circuito de mando:** elabora la información proporcionada por el circuito de potencia y genera unas señales de excitación que determinan la conducción de los semiconductores controlados con una fase y secuencia conveniente.



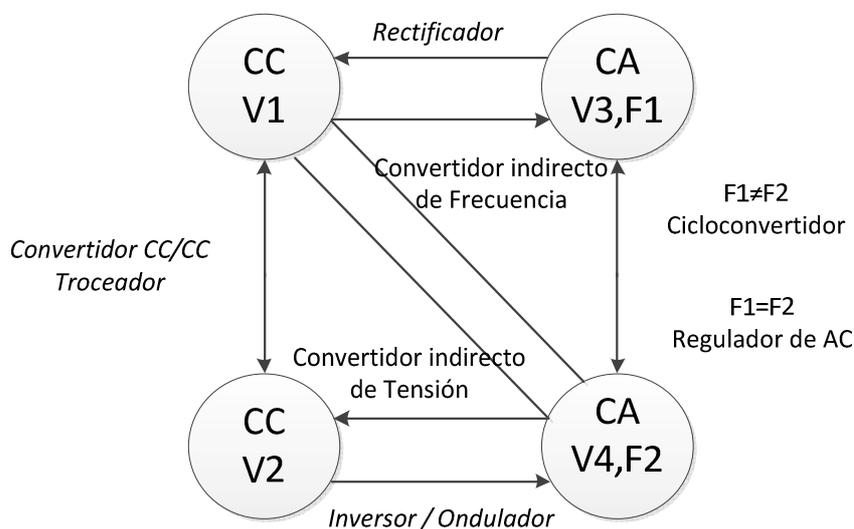
**Figura. 1. 1. Diagrama de bloques de un sistema de potencia**

Se está volviendo muy común generar energía eléctrica de diversas formas y convertirla en otra forma para poder utilizarla. Como ejemplo de esto, se puede citar las fuentes renovables, bancos de baterías y la transmisión de energía eléctrica en corriente continua (DC), que ponen a disposición la tensión de la red en niveles y formas diferentes de los de la red eléctrica original. Los principales usuarios de estas señales son los equipamientos electrónicos que usan tensiones en niveles diferentes de la disponible en la red eléctrica, los accionamientos de máquinas eléctricas, que modifican la tensión de la red eléctrica (amplitud y

<sup>2</sup> <http://www.uv.es/~emaset/iep00/IEP%2007-08/IEP1-0809.pdf>

frecuencia) para controlar las máquinas, y finalmente en los sistemas eléctricos, la transmisión de energía en DC y la conversión de frecuencia<sup>3</sup>.

En la actualidad, la Electrónica de Potencia está presente en los convertidores AC/DC (rectificadores), DC/DC (troceadores), DC/AC (inversores) y AC/AC (gradadores o convertidores directos de frecuencia). En la Figura. 1. 2 se visualizan los equipos encargados convertir la energía eléctrica en sus diversas formas. Los dispositivos más conocidos y difundidos en la industria son los variadores de frecuencia (convertidores AC/AC), los que se usan principalmente para el control de velocidad de motores.



**Figura. 1. 2. Conversión de energía en sus diferentes formas**

Los nuevos dispositivos y estrategias de control utilizadas en la actualidad, rompen el concepto tradicional que se tiene de los convertidores electrónicos de potencia. Los avances en nuevas topologías, estrategias de control y tecnología de semiconductores, permiten fabricar convertidores con factor de potencia unitario y tasas de distorsión armónica bajas.

Este documento se enfoca en los dispositivos de potencia denominados inversores (convertidores DC/AC). Los inversores son ampliamente usados para inyectar corriente a la red, proveniente de generación de energía eléctrica,

<sup>3</sup> [http://www.revistaei.cl/revistas/imprimir\\_noticia\\_neo.php?id=824](http://www.revistaei.cl/revistas/imprimir_noticia_neo.php?id=824)

además de sistemas de alimentación ininterrumpida UPS. Con el empleo de inversores, por ejemplo en granjas eólicas y fotovoltaicas, es posible inyectar la energía eléctrica permitiendo que operen en isla o conectados a la red.

Los inversores no son capaces de proporcionar un voltaje sinusoidal cuando operan bajo carga no lineal y generan corrientes armónicas, por lo tanto se requiere controlar la forma de la señal a fin de que tenga la menor distorsión. Las soluciones para este problema se encuentran en plena fase de desarrollo, se sabe que un sistema de control podría corregir dicha distorsión de manera favorable, sin embargo las alternativas tradicionales no entregan resultados eficaces al trabajar con cargas no lineales. Existen diversas alternativas para controlar sistemas no lineales, entre ellas se encuentran: lógica difusa, algoritmos genéticos y redes neuronales (los cuales son denominados controladores inteligentes).

En control los sistemas inteligentes ofrecen ventajas como: Aprendizaje adaptativo, tolerancia a fallos, operación en tiempo real y fácil inserción en computadores dedicados y controladores. Por estos motivos el control inteligente es una estrategia ideal para trabajar con modelos matemáticos no lineales como es el caso de determinados sistemas de potencia.

## **1.2. Justificación e importancia**

En la actualidad, el desarrollo de la electrónica ha llevado a tener equipos de gran utilidad en la vida cotidiana así como en ámbitos industriales, sin embargo estos poseen una desventaja en relación a sistemas antiguos o a sistemas electromecánicos y ésta es su sensibilidad al ruido eléctrico de alta frecuencia.

Un inversor de tensión es un equipo que convierte la energía almacenada o producida en DC en corriente alterna. Sin embargo los inversores por sí mismos no son capaces de proporcionar un voltaje sinusoidal puro en condición de carga no lineal, apareciendo distorsiones armónicas, por lo tanto, se requiere de una estrategia de control que permita reducir al mínimo dicho fenómeno.

En el presente proyecto se analiza alternativas de controladores inteligentes, aplicados a un inversor de tensión, ya que entre sus características principales se encuentran: adaptación al entorno, capacidad de aprender con experiencia y la tolerancia a fallos, pero la más importante es que puede emplearse como un estimador del modelo matemático del sistema, y cuando cambien las condiciones de carga dichos controladores pueden ser capaces de estimar el modelo matemático y controlar su comportamiento.

El control de los circuitos de conmutación de un inversor se lo realiza mediante modulación por ancho de pulso PWM, los sistemas inteligentes nos permiten realizar un control programado de modulación por ancho de pulso (PPWM), los controladores inteligentes varían el ancho de pulso dependiendo la carga realizando la tarea de compensar el circuito ante cambios no lineales en la carga aplicada al inversor.

Mediante la utilización de las herramientas de *MATLAB*, se puede definir el nivel de reducción en la distorsión armónica y la mejora en la respuesta transitoria de la señal de salida que deriva en un ahorro energético además de una mejora en la calidad de la energía suministrada por un inversor.

### **1.3. Objetivos del proyecto**

#### **1.3.1. Objetivo Principal**

- Diseñar un controlador inteligente, para un inversor de tensión monofásico, utilizando las herramientas del software *MATLAB*, a fin de analizar su desempeño frente a condiciones de carga lineal y no lineal.

#### **1.3.2. Objetivos Secundarios**

- Modelar un inversor de tensión monofásico utilizando las herramientas del software *MATLAB*.

- Diseñar un controlador inteligente basado en redes neuronales para el inversor de tensión monofásico.
- Diseñar un controlador lógico difuso para el inversor de tensión monofásico.
- Determinar la eficiencia y reducción de armónicos del inversor controlado mediante redes neuronales
- Analizar el desempeño del controlador basado en redes neuronales para cargas lineales y no lineales
- Determinar la eficiencia y reducción de armónicos del inversor controlado mediante lógica difusa
- Analizar el desempeño del controlador lógico difuso para cargas lineales y no lineales

## **CAPÍTULO II**

### **MARCO TEÓRICO**

#### **2.1. Inversores de potencia**

Los convertidores de DC a AC se conocen como inversores. La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada de corriente continua a un voltaje simétrico de salida de corriente alterna, con la magnitud y frecuencia deseada por el usuario o el diseñador. Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables.<sup>4</sup>

Si se modifica el voltaje DC y la ganancia del inversor se mantiene constante, es posible obtener un voltaje variable a la salida. Por otra parte, si el voltaje DC es fijo y no controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable si se varía la ganancia del inversor. La ganancia del inversor se puede definir como la relación entre el voltaje de salida en AC y el voltaje de entrada en DC.

En los inversores ideales, las formas de onda de voltaje de salida deberían ser senoidales. Sin embargo, en los inversores reales no son ondas senoidales puras y contienen ciertos componentes armónicos, para aplicaciones de mediana y baja potencia, se pueden aceptar los voltajes de onda cuadrada o casi cuadrada; para aplicaciones de alta potencia y ciertas aplicaciones de instrumentación, son necesarias las formas de onda senoidales de baja distorsión.

---

<sup>4</sup> M. Rashid. "Electrónica de Potencia. Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones". Prentice-Hall. Tercera Edición. 2004

El uso de inversores es muy común en aplicaciones industriales tales como (propulsión de motores de AC de velocidad variable, la calefacción por inducción, las fuentes de respaldo y las de poder, alimentaciones interrumpibles de potencia). La entrada puede ser una batería, una celda de combustible, una celda solar u otra fuente de energía DC: Las salidas monofásicas típicas son: 120V a 60 Hz, 220Va 50Hz y 115V a 400 Hz. Para sistemas trifásicos de alta potencia las salidas típicas son 220/380V a 50Hz, 120/208V a 60Hz y 115/200V a 400Hz.

Los inversores se pueden clasificar básicamente en dos tipos: Inversores monofásicos e inversores trifásicos. Cada tipo puede utilizar dispositivos con activación y desactivación controlada (es decir BJT, MOSFET, IGBT, GTO) o tiristores de conmutación forzada, según el tipo de la aplicación. Estos inversores utilizan por lo general señales de control PWM, para producir un voltaje de salida en AC.

### 2.1.1. Inversor Monofásico de Medio Punte

La configuración más simple de un inversor monofásico es el inversor de medio puente, indicado en la Figura. 2. 1.

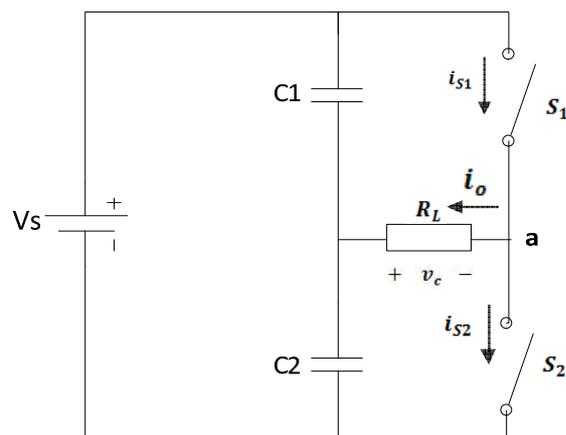


Figura. 2. 1. Inversor monofásico de medio puente

El circuito consiste en un par de dispositivos de conmutación  $S_1$  y  $S_2$  conectados en serie a través de una fuente de voltaje DC  $V_s$ , y una carga conectada entre el punto a y el punto central 0 en la unión de los dos capacitores  $C_1$  y  $C_2$ , los cuales dividen el voltaje de entrada  $V_s$ . Los dispositivos de conmutación  $S_1$  y  $S_2$  conmutan en forma alterna, para generar el voltaje de salida.<sup>5</sup>

### 2.1.2. Inversor Monofásico Puente completo

El inversor en puente completo está formado por 4 interruptores de potencia totalmente controlados, típicamente transistores MOSFETs o IGBTs, tal y como se muestra en la Figura. 2. 2.<sup>6</sup>

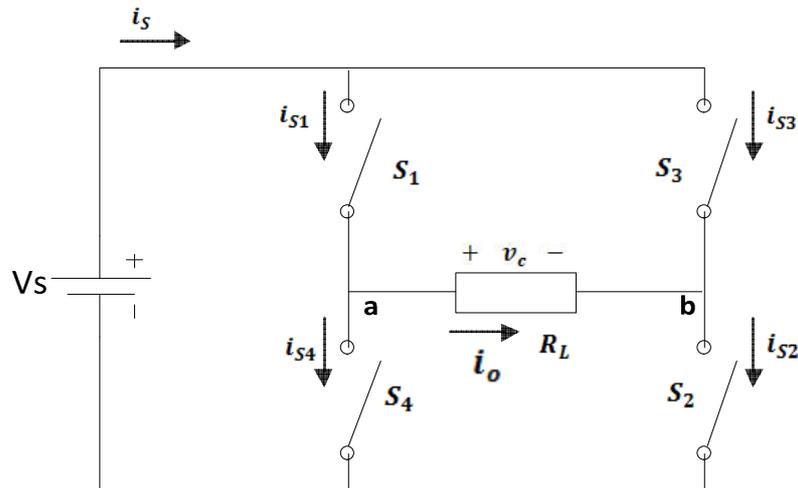


Figura. 2. 2. Inversor de potencia monofásico puente completo

La tensión de salida  $v_c$  puede ser  $+V_s$ ,  $-V_s$ , ó 0, dependiendo del estado de los interruptores. La Tabla. 2. 1 muestra la tensión de salida que se obtiene al cerrar determinadas parejas de interruptores. La forma de onda para el voltaje de salida se muestra en la Figura. 2. 3.

<sup>5</sup> [http://catarina.udlap.mx/u\\_dl\\_a/tales/documentos/meie/fernandez\\_n\\_jm/capitulo1.pdf](http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/meie/fernandez_n_jm/capitulo1.pdf)

<sup>6</sup> [http://tec.upc.es/el/TEMA-5%20EP%20\(v1\).pdf](http://tec.upc.es/el/TEMA-5%20EP%20(v1).pdf)

Tabla. 2. 1. Posibles combinaciones de los interruptores

Interruptores Cerrados	Tensión de Salida $v_c$
$S_1$ y $S_2$	$+V_s$
$S_3$ y $S_4$	$-V_s$
$S_1$ y $S_3$	0
$S_2$ y $S_4$	0

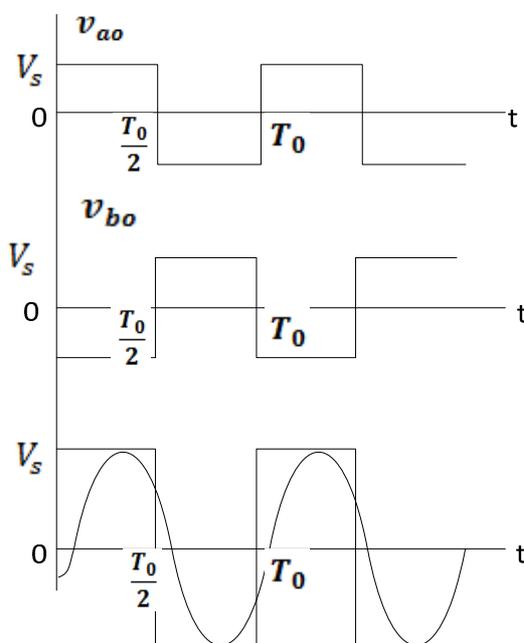


Figura. 2. 3. Formas de onda de Salida inversor monofásico Puente Completo

$S_1$  y  $S_4$  no deberían estar cerrados al mismo tiempo, ni tampoco  $S_2$  y  $S_3$  para evitar un cortocircuito en la fuente DC. Los interruptores reales no se abren y se cierran instantáneamente, por tanto debe tenerse en cuenta los tiempos de conmutación al diseñar el control de los interruptores. El solapamiento de los tiempos de conducción de los interruptores resultaría en un corto circuito denominado, fallo de solapamiento en la fuente de tensión continua. El tiempo permitido para la conmutación se denomina tiempo muerto. La forma de obtener una tensión cero a la salida sería eliminando las señales de control en los interruptores.

### 2.1.3. Control de Conmutación de Inversores Monofásicos

- **Modulación Senoidal Por Ancho de Pulso**

Como su nombre indica, esta técnica consiste en generar pulsos de frecuencia determinada y hacer variar el ciclo de trabajo de los mismos. Para el caso de convertidores DC/AC, se obtiene dicha forma de onda mediante la comparación de una señal triangular de frecuencia fija con una señal moduladora; dicha señal moduladora aporta la información de la referencia a conseguir como se muestra en la Figura. 2. 4.

Si se filtra la tensión PWM, se obtendría un valor medio proporcional a la referencia u onda moduladora ya que el ancho de pulso de la salida es proporcional a la referencia y para este tipo de forma de onda (cuadrada y de amplitud constante) el valor medio depende sólo del ciclo de trabajo: este es el principio de la modulación de ancho de pulso y del funcionamiento de los convertidores DC/AC conmutados por PWM.

Si ahora planteamos una referencia de tipo senoidal, cuya frecuencia sea notablemente menor que la de la triangular, la tensión que obtendremos, una vez filtrada la onda modulada, será también senoidal, con mayor o menor contenido en armónicos de alta frecuencia:

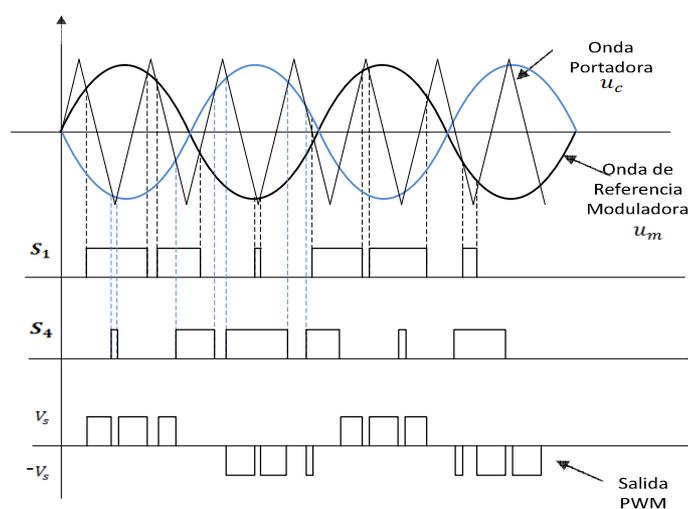


Figura. 2. 4. Formas de onda modulación senoidal por ancho de pulso

Por tanto, para obtener una forma de onda senoidal basta con aplicar la forma de onda resultante de la comparación de una onda triangular con una senoidal y filtrar adecuadamente. Para el caso de los inversores de potencia, se aprovecha la señal resultante de dicha comparación para excitar los transistores que forman la topología, de forma que en los instantes en que la señal resultante de la comparación está en estado alto, los interruptores  $S_1$  y  $S_2$  se cierran, y cuando ésta es negativa, los interruptores se encuentran en estado de corte.

Con el objeto de realizar un estudio de la manera más global posible, los valores de las frecuencias y de las amplitudes de las señales normalizadas que intervienen; se define la modulación de amplitud como la relación de amplitudes de la señal senoidal y de la triangular (moduladora y portadora):

$$m_a = \frac{U_m}{U_c} \quad (2.1)$$

Además, definimos la modulación de frecuencia como la relación entre las frecuencias de la señal triangular y la señal senoidal:

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (2.2)$$

Con estos parámetros, se pueden establecer algunas reglas acerca de la tensión de salida y sus armónicos.

Los armónicos de la tensión de salida aparecen como bandas laterales de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos; este aspecto es válido para valores de  $m_f > 9$ , lo cual se puede tomar como cierto siempre, salvo en casos excepcional de muy elevada potencia. Para el caso general, puede decirse que la amplitud de los distintos armónicos es prácticamente independiente del parámetro  $m_f$ , y éste sólo define la frecuencia a la que aparecen, de manera que puede expresarse la frecuencia de los distintos armónicos por la siguiente expresión:

$$f_s = (jm_f \pm k)f \quad (2.3)$$

Siendo  $f_s$  la frecuencia del armónico de orden  $s$  correspondiente a la banda lateral  $k$  para  $j$  veces el índice de modulación. Para valores impares de  $j$ , sólo existen armónicos para valores pares del parámetro  $k$ ; para valores pares de  $j$ , sólo existen armónicos para valores impares de  $k$ .

- **Modulación Senoidal Modificada de Ancho de Pulso**

La Figura. 2. 4 indica que los anchos de los pulsos más cercanos al pico de la onda senoidal no cambian en forma significativa con la variación del índice de modulación. Esto se debe a las características de una onda senoidal, la técnica SPWM se puede modificar de tal manera que la onda portadora se aplique durante el primero y el último intervalo de  $60^\circ$  de cada medio ciclo (es decir de cero a  $60^\circ$  y de  $120$  a  $180^\circ$ ). Este tipo de modulación se conoce como MSPWM y se muestra en la Figura. 2. 5. La componente fundamental se incrementa y las características armónicas mejoran. Esto reduce el número de conmutaciones de los dispositivos de potencia y las pérdidas de conmutación.

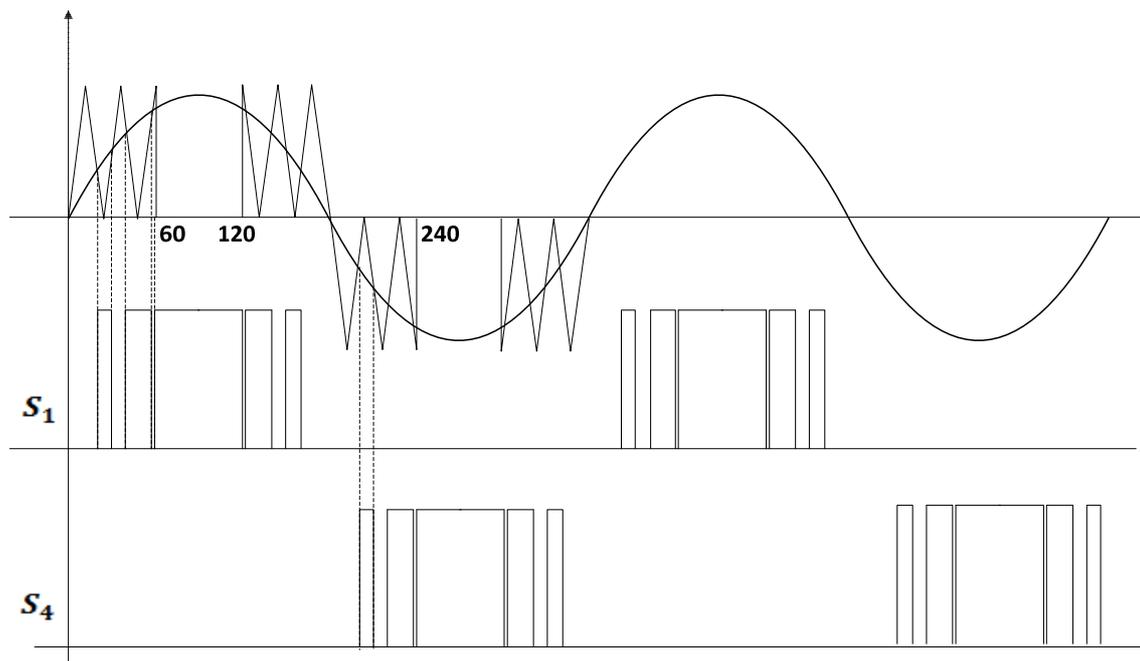


Figura. 2. 5. Formas de onda modulación senoidal modificada por ancho de pulso

- **Control por Desplazamiento de Fase**

El control del voltaje se puede obtener utilizando varios inversores y sumando el voltaje de salida de los inversores individuales. Es posible percibir un inversor monofásico de puente completo como el de la Figura. 2. 1 como la suma de los dos inversores de medio puente de la Figura. 2. 2. Un desplazamiento de fase de  $180^\circ$  produce un voltaje de salida, tal como se aprecia en la Figura. 2. 6(c), en tanto que un ángulo de retraso (o desplazamiento)  $\beta$  produce una salida como la que se muestra en la Figura. 2. 6(e).

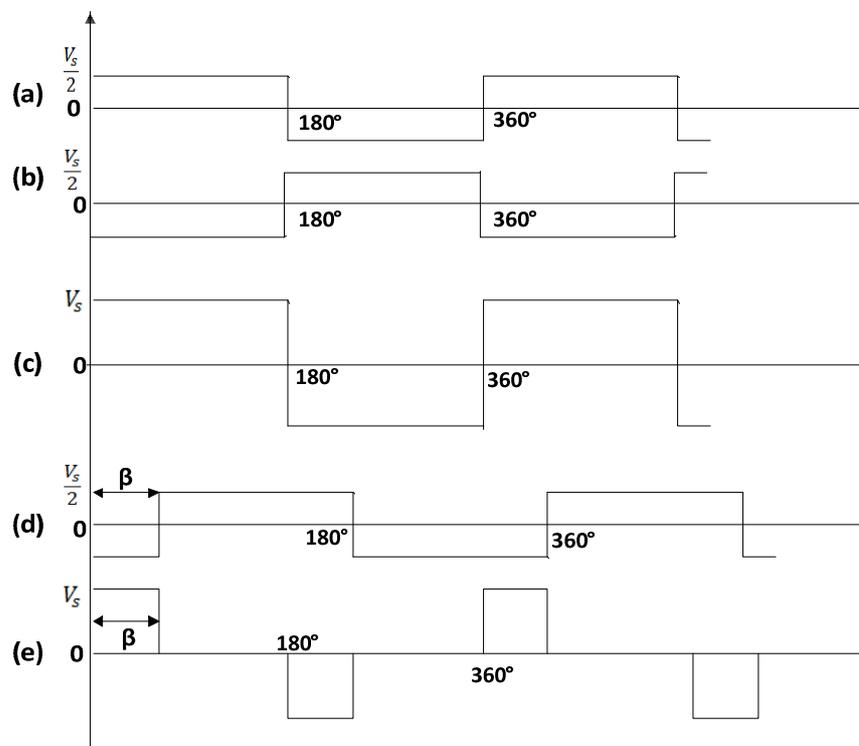


Figura. 2. 6. Formas de onda de desplazamiento de fase

El voltaje rms de salida se calcula de la siguiente manera

$$V_c = V_s \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \quad (2.4)$$

Si

$$v_{a0} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} n(\omega t) \quad (2.5)$$

Entonces

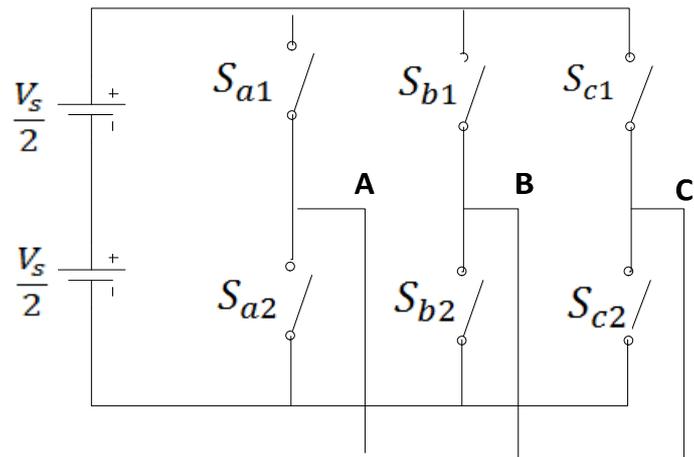
$$v_{b0} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \operatorname{sen} n(\omega t - \beta) \quad (2.6)$$

## 2.2. Inversores Trifásicos

El estudio de los inversores trifásicos se puede realizar a través de tres inversores monofásicos separados, de forma que cada uno de ellos suministre su tensión de salida desfasada  $120^\circ$  con respecto a los otros dos; sin embargo, esta configuración requeriría un acceso separado a cada fase de la carga, lo que en líneas generales no es posible. Por otro lado, dicha configuración necesita doce interruptores.<sup>7</sup>

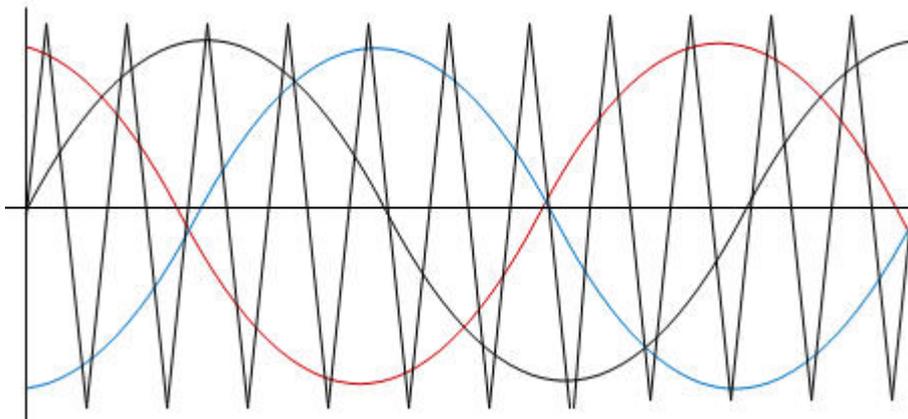
Por tanto, resulta más conveniente utilizar la configuración mostrada en la Figura. 2. 7, compuesta por tres ramas simples, una por cada fase. La tensión de salida de cada rama depende única y exclusivamente de la tensión de entrada y del estado de los interruptores; al igual que en el caso monofásico, la tensión obtenida es totalmente independiente de la corriente de salida, dado que siempre existe un interruptor en estado de conducción en cada rama. Nuevamente para el análisis consideraremos todos los componentes ideales, así como que las conmutaciones de los interruptores se producen de forma instantánea, sin ningún tiempo muerto.

<sup>7</sup> <http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Leccion%20Inversores%20Juan%20Diaz.pdf>



**Figura. 2. 7. Modelo Básico inversor trifásico**

Las técnicas de control de voltaje analizadas para los inversores monofásicos son aplicables a los inversores trifásicos. Por ejemplo, la generación de las señales de excitación con modulación senoidal de ancho de pulso aparece en la Figura. 2. 8, se elimina la condición de que dos dispositivos de conmutación de una misma rama no pueden conducir simultáneamente.

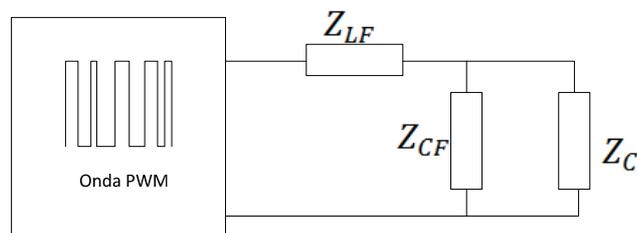


**Figura. 2. 8. Control Senoidal Inversor Trifásico**

### 2.3. Filtro para convertidores DC/AC

Para cumplir el objetivo final de obtener una señal senoidal lo más perfecta posible, se hace precisa la inclusión de un filtro, para eliminar las componentes armónicas no deseadas; es decir, se trata de intercalar una impedancia de valor elevado de cara a las frecuencias que deseamos eliminar. En la elección y cálculo del mismo se han de tener en cuenta aspectos como carga a alimentar, frecuencias que se desean eliminar, tipo de control que se realiza, y tamaño del inversor. En algunos casos, puede emplearse la propia carga como filtro; es el caso por ejemplo en el que la carga sea un motor.

De todas las posibles configuraciones de filtros, las más habituales para los inversores son las configuraciones en LC, cuyo esquema general se muestra en la Figura. 2. 9; en dicha figura el filtro está compuesto por la impedancias genéricas serie  $Z_{LF}$  y paralelo  $Z_{CF}$ . La impedancia  $Z_C$  representa la carga a la que alimenta el inversor.



**Figura. 2. 9. Filtro LC para inversor PWM**

La forma de calcular el filtro consiste en establecer la atenuación que deseamos obtener para una determinada componente armónica, de la siguiente forma:

$$\frac{V_s}{v_C} = \frac{Z'_c}{Z'_c + Z_{LF}} \quad (2.7)$$

### 2.3.1. Filtro LC

Este filtro es el más sencillo y consiste en una inductancia serie y un condensador paralelo. Este filtro tiene el inconveniente en que atenúa también la frecuencia fundamental: en la bobina serie se pierde tensión de la componente fundamental y por el condensador paralelo circula corriente correspondiente a dicha componente. Para este filtro se obtiene utilizando la ecuación (2.7) suponiendo carga resistiva:

$$Z_{CF} \parallel Z_C = \frac{\frac{(-j.R_C)}{\omega C_F}}{-\frac{j}{\omega.C_F} + R_C} \quad (2.8)$$

Donde R es la carga (en este caso resistiva pura) y C es el condensador paralelo. Si planteamos la expresión de la atenuación según ecuación (2.7)

$$\frac{V_s}{V_c} = \frac{\frac{(-j.R_C)}{-j+R_C.\omega.C_F}}{\frac{-j.R_C}{-j+R_C.\omega.C_F} + j.\omega.L_F} \quad (2.9)$$

Donde  $L_F$  es la bobina serie; simplificando esta expresión, obtenemos:

$$\frac{V_s}{V_c} = \frac{-j.R}{j(\omega^2.L_F.R.C) + \omega.L_F} \quad (2.10)$$

Esta expresión se puede simplificar tomando los siguientes parámetros:

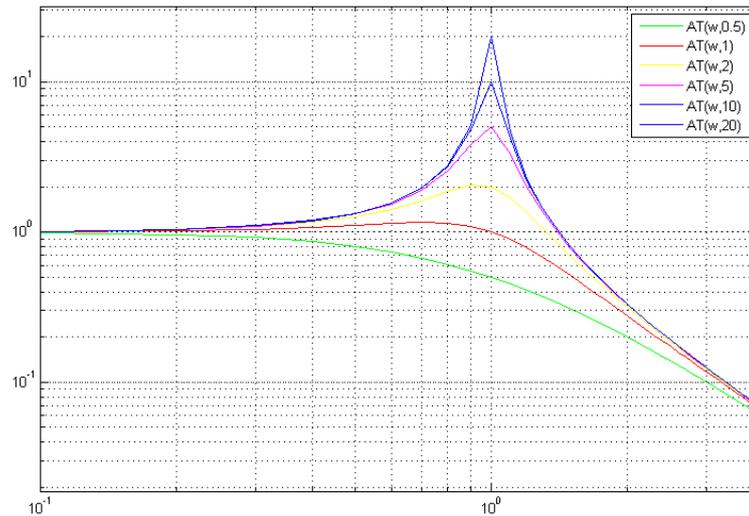
$$w_0 = \omega\sqrt{L.C} \quad (2.11)$$

$$Q = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \quad (2.12)$$

En la cual,  $Q$  representa el factor de calidad del circuito o carga normalizada LC ; por lo tanto, la expresión final de este filtro resulta ser:

$$\frac{V_S}{V_C} = \frac{-j}{j \cdot (\omega_0^2 - 1) + \frac{\omega_0}{Q}} \quad (2.13)$$

Para el cálculo de los valores del filtro se puede utilizar la gráfica logarítmica de la función representada por la ecuación (2.13), la cual se muestra en la Figura. 2. 10.



**Figura. 2. 10. Gráficas normalizadas para el filtro LC con carga resistiva**

La utilización de estas gráficas es extremadamente sencilla: para calcular un filtro LC con carga resistiva, es preciso plantear la atenuación que se desea para un determinado armónico. Asignando un valor adecuado de atenuación del mayor armónico (5% de la componente fundamental), se verifica mediante la Figura. 2. 10 el valor correspondiente para  $\omega_0$ .

## 2.4. Parámetros de calidad

En la conversión DC/AC se utilizan los parámetros de eficiencia, a efectos de saber elegir el inversor para una aplicación determinada.

El inversor ideal debería entregar una onda de tensión senoidal, es decir sin contenido armónico, como lo es la tensión de red. Por tanto, mejor prestación y

rendimiento tendrá aquel inversor cuya salida tenga menor cantidad de armónicos.

Los parámetros de eficiencia, muestran como se comporta cada circuito y se definen como se muestra en los siguientes apartados.

#### 2.4.1. Factor armónico de cada componente (HF<sub>n</sub>)

Representa la contribución de una armónica de orden  $n$  cuyo valor eficaz es  $V_m$  respecto a la fundamental  $V_1$ .

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (2.14)$$

#### 2.4.2. Distorsión armónica total (THD)

Toma en cuenta el valor eficaz de todas las armónicas presentes, respecto de la fundamental.

$$THD\% = \frac{\sqrt{\sum_2^{\infty} V_n^2}}{V_1} \cdot 100 \quad (2.15)$$

Si la tensión de salida tiene un valor eficaz total  $V$  y la fundamental es  $V_1$ , el valor eficaz resultante de todas las armónicas presentes se pueden calcular fácilmente como:

$$V_1 = \sqrt{V^2 - V_n^2} \quad (2.16)$$

#### 2.4.3. Factor de Distorsión

Indica el contenido armónico total (sin indicar el correspondiente a cada armónica). Este valor es útil para el diseño de filtros de 2º orden, donde la armónica de orden  $n$  a filtrar es atenuada por  $n^2$ .

$$DF\% = \frac{\sqrt{\sum_2^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2}}{V_1} \cdot 100 \quad (2.17)$$

Este factor puede calcularse para una armónica individual de orden  $n$ :

$$DF_n = \frac{1}{V_1} \left(\frac{V_n}{n^2}\right) \quad (2.18)$$

#### 2.4.4. Armónica de menor orden (LOH)

Es la armónica cuya frecuencia es la más cercana a la fundamental y su amplitud es mayor o igual al 3% de la amplitud de la fundamental. Esto toma importancia en los inversores comerciales, para conocer a partir de que armónica comienza la existencia de estas.

### 2.5. Control No Lineal

Los controladores no lineales generalmente presentan una buena respuesta dinámica, robustez y estabilidad. En el control no lineal, el concepto de realimentación juega un rol fundamental en el diseño del controlador, tal como lo hace en el control lineal. De todos modos, la importancia de la alimentación anticipada es mucho más sobresaliente en un sistema de control lineal. A menudo es imposible controlar la estabilidad de un sistema no lineal sin incorporar una acción de alimentación anticipada. El uso de una retroalimentación no lineal hace que el sistema de control sea robusto y menos sensible a perturbaciones de carga y variaciones de parámetros de filtro de salida.

Las técnicas de control más utilizadas son: control en deslizamiento, técnicas de inteligencia artificial, y controles predictivos.

Muchas técnicas de inteligencia artificial, tales como redes neuronales y control lógico difuso se han empleado para mejorar el rendimiento del controlador para una amplia variedad de plantas, conservando sus características básicas.

### 2.5.1. Control Lógico Difuso

La lógica difusa utiliza expresiones que no son ni totalmente ciertas ni completamente falsas. Es la lógica aplicada a conceptos que pueden tomar un valor cualquiera de veracidad dentro de un conjunto de valores que oscilan entre dos extremos, la verdad absoluta y la falsedad total. Por ello, admite los problemas que presentan incertidumbres o imprecisiones, al contrario de lo que sucede con la lógica Booleana.<sup>8</sup>

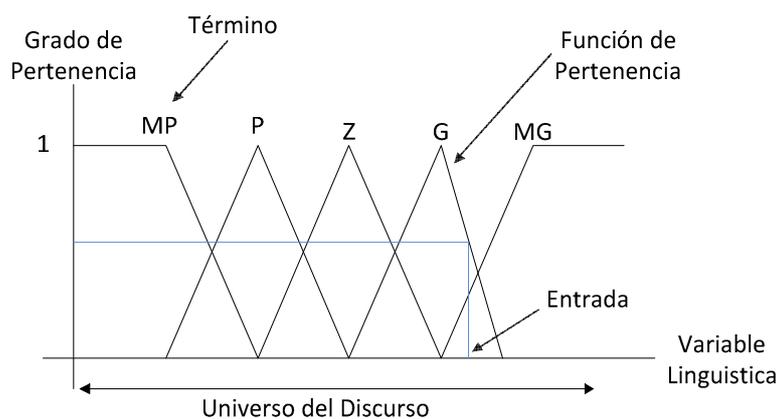
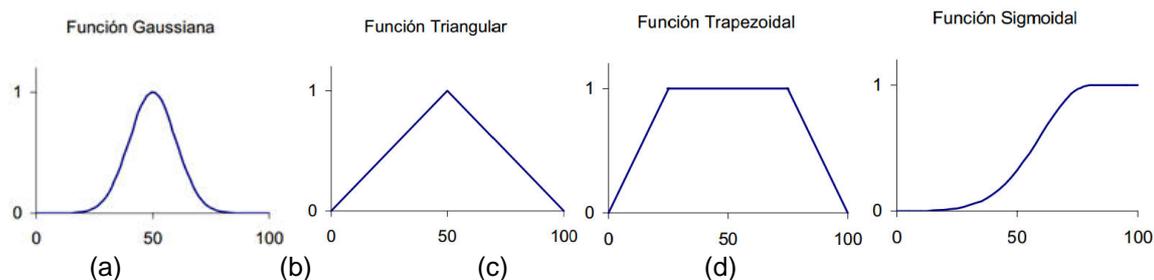


Figura. 2. 11. Conceptos de lógica Difusa

**Conjunto difuso:** Son una generalización de los conjuntos clásicos en donde la función de pertenencia al conjunto difuso no adopta valores en el conjunto discreto  $\{0,1\}$ , sino en el intervalo cerrado  $[0,1]$ .

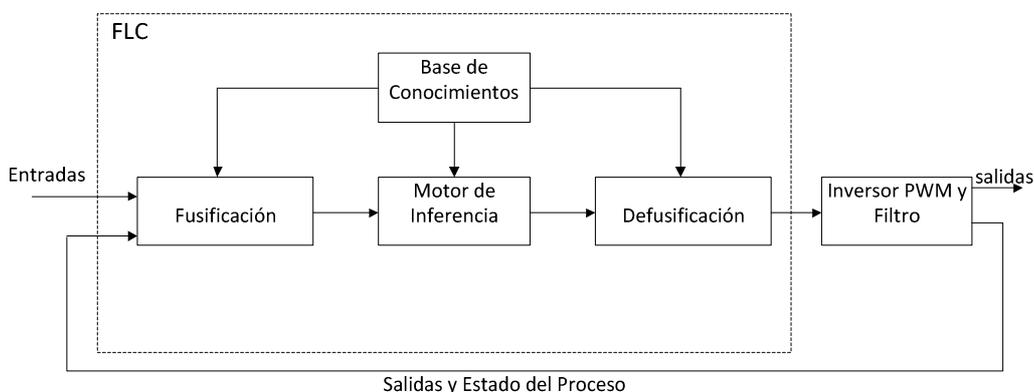
**Función de Pertenencia:** Establece la relación entre el grado de pertenencia y los elementos del conjunto difuso, representando la posibilidad de que un elemento se encuentre en el interior del conjunto. Esta función se establece de forma arbitraria. En la práctica se emplean funciones de pertenencia: gaussianas, triangulares, trapezoidales y rectangulares como las que se indican en la Figura. 2. 12.

<sup>8</sup>[http://sisbib.unmsm.edu.pe/bibvirtualdata/Tesis/Ingenie/chahuara\\_qj/Cap2.pdf](http://sisbib.unmsm.edu.pe/bibvirtualdata/Tesis/Ingenie/chahuara_qj/Cap2.pdf)



**Figura. 2. 12. Funciones de Pertenencia (a) Gaussiana, (b) Triangular, (c) Trapezoidal, (d) Sigmoidal.**

La característica de regulación de un controlador lógico difuso (FLC) es diferente del controlador lineal debido a que el control de lógica difusa es principalmente no lineal y hace que varios ajustes sean posibles. Los sistemas de control difusos más simples contienen una tabla de reglas lingüísticas e interfaces de entrada y salida. El control difuso tiene el potencial de trabajar exitosamente bajo un amplio rango de variaciones de carga ya que sus principios de trabajo no requieren conocimiento preciso de los parámetros de carga. Este controlador puede manejarla no linealidad y no necesita modelo matemático preciso. Además el control lógico difuso tiene una naturaleza adaptativa lo que le permite un desempeño robusto bajo variaciones de parámetros y perturbaciones de carga. Un proceso difuso típico puede ser dividido en cuatro pasos: Fusificación, base de reglas, mecanismo de inferencia y defusificación. La Figura. 2. 13 muestra el diagrama de bloques de un controlador lógico difuso.



**Figura. 2. 13. Diagrama de Bloques Controlador Difuso aplicado al Inversor PWM**

**Fusificación:** En esta etapa se transforman las variables de entrada del modelo en variables difusas, donde a cada variable de entrada se le asigna un grado de pertenencia a cada uno de los conjuntos difusos que se han considerado, mediante las funciones de membresía asociadas a estos conjuntos difusos. Para esta interfaz se deben tener definidos los rangos de variación de las variables de entrada y los conjuntos difusos asociados con sus respectivas funciones de pertenencia. Las variables de entrada son valores concretos de las variables de entrada y las salidas son grados de pertenencia a los conjuntos difusos considerados.

**Base de Conocimiento:** Contiene las reglas lingüísticas del control y la información referente a las funciones de pertenencia de los conjuntos difusos.

Existen varias formas de derivar las reglas, entre las que destacan las basadas en:

- La experiencia de expertos y el conocimiento de ingeniería de control. La base de reglas se determina a partir de entrevistas con el operador o a través del conocimiento de la dinámica del proceso.
- La modelación del proceso. Los parámetros de la base de conocimiento se obtienen a partir de datos de entrada y salida del proceso.

**Inferencia:** El motor de inferencia usa los principios de la lógica difusa acerca de la inferencia difusa, para realizar un mapeo de los conjuntos difusos de entrada a los conjuntos difusos de salida. Cada regla es interpretada como una implicación difusa. Es decir el bloque de inferencia es aquel en el cual se realiza la “traducción matemática” de las reglas difusas: estas reglas modelan el sistema, pero para poder trabajar con ellas y extraer un resultado, se debe evaluar matemáticamente la información que reflejan. Esta etapa realiza la tarea de calcular las variables de salida a partir de las variables de entrada, mediante las reglas del controlador y la inferencia difusa, entregando conjuntos difusos de salida. Este bloque mediante mecanismos de inferencia relaciona conjuntos difusos de entrada y de salida.

La secuencia de cálculos que realiza el motor de inferencia incluye:

- Determinar el grado de cumplimiento de cada regla a partir de los grados de pertenencia de las variables de entrada obtenidos en la etapa de fusificación. Debido a que las premisas de la reglas están unidas por operadores AND, definidas como la intersección de conjuntos difusos.
- Como se sabe, para cada regla se tiene una consecuencia, que tiene asociado una función de pertenencia. Por lo tanto a la salida se tendrá un conjunto difuso de salida representado por su respectiva función de pertenencia.
- Para evaluar el conjunto total de reglas, se unen los conjuntos difusos resultantes de cada regla, generándose un conjunto de salida que estará representada por una norma. De esta forma, se obtiene una salida difusa del controlador, con una función de pertenencia.

**Defusificación:** En este bloque a partir del conjunto difuso obtenido en el bloque de inferencia y mediante métodos matemáticos de defusificación, se obtiene el valor concreto de la variable de salida. Este elemento provee salidas discretas y determinísticas a partir de los conjuntos difusos obtenidos como resultado de la inferencia.

El bloque defusificador tiene como entrada el conjunto difuso de salida, resultado del bloque de inferencia y la salida es un valor concreto de la variable de salida. Para obtener un resultado escalar a partir del conjunto difuso de salida que resulta de la agregación de todas las reglas, se aplican métodos matemáticos, que son: método del máximo, método del centroide y método de la altura.

*Método del máximo (CoM):* se elige para la variable de salida aquel valor para el cual la función característica del conjunto difuso de salida es máxima. Es decir la salida corresponde al valor para el cual la función de pertenencia asociada alcanza su máximo. En general no es un método óptimo, ya que este valor máximo puede ser alcanzado por varias salidas. En el primer paso de este método, se determina el valor típico de cada término en la variable lingüística de salida. En el segundo paso, se calcula el mejor arreglo con un pesado promedio (término medio) de los valores típicos de los términos. La mejor aproximación

para determinar el valor típico de cada término es encontrar el máximo de la correspondiente función de membresía. En el caso de funciones de membresía trapezoidal, escoge la media del intervalo maximizado.

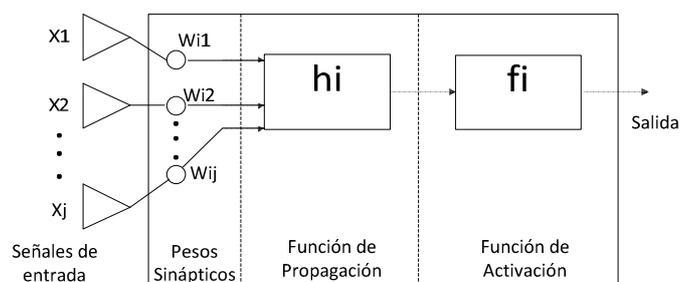
*Método del centroide (CoG):* también llamado el método del centro de área (CoA), utiliza como salida del sistema el centro de gravedad de la función característica de salida.

*Método de la altura:* o centro del área se calcula para cada regla del centro de gravedad del conjunto difuso de salida, y después se calcula la salida del sistema como la media ponderada.

### 2.5.2. Redes Neuronales Artificiales

Una red neuronal es una interconexión de un número de neuronas artificiales que simulan un sistema biológico. Cuando una red neuronal es utilizada en un sistema de control, estas pueden ser entrenadas en línea o fuera de línea. La mayor ventaja de las redes neuronales es que tienen un excelente control de sistemas no lineales y se adaptan a cambios en las condiciones del sistema.

Aunque existen diferentes tipos de Redes Neuronales Artificiales casi todas ellas tienen los mismos componentes elementales. Como en el sistema nervioso biológico, una red neuronal artificial está constituida por neuronas que están unidas entre sí a través de conexiones, a las cuales se les asignan valores numéricos o pesos que representan el conocimiento de la Red Neuronal. Al cambiar los valores de los pesos se consigue imitar el cambio en la estructura de las conexiones sinápticas que ocurre durante el proceso de aprendizaje en la red neuronal biológica. En la Figura. 2. 14 se muestra la neurona artificial idealizada.



**Figura. 2. 14. Neurona artificial idealizada**

La información que conforma un conjunto de entradas  $X_j(t)$  es enviada a la neurona a través de sus conexiones con pesos sinápticos  $W_{ij}$ , donde el subíndice  $i$  representa a la neurona  $i$ . Esta entrada es procesada por una función de propagación (por ejemplo:  $h_i(t) = W_{ij} \cdot X_j$ ). El resultado es comparado con un valor umbral que por la función de activación  $y_i(t) = f_i(h_i(t))$  que representa simultáneamente la salida de la neurona y su estado de activación. Sólo si la entrada excede el valor umbral, la neurona se activará, en caso contrario se inhibirá.

En una RNA las neuronas suelen estar agrupadas en capas. Se conoce como capa o nivel a un conjunto de neuronas cuyas entradas provienen de la misma fuente, y cuyas salidas tienen el mismo destino. Usualmente cada neurona de una capa está conectada a todas las neuronas de las capas anterior y posterior (excepto en la capa de entrada y en la capa de salida).

Las Redes Neuronales permiten resolver problemas que no pueden ser solucionados usando algoritmos convencionales. Tales son usualmente problemas de clasificación u optimización. Los diferentes dominios en los que las redes neuronales son utilizadas, incluyen:

- Asociación de patrones.
- Clasificación de patrones.
- Procesamiento de imágenes
- Reconocimiento de voz.
- Control no lineal
- Problemas de optimización.
- Simulación.

### 2.5.2.1. Arquitectura de Redes Neuronales Artificiales

Diferentes tipos de interconexión implican diferentes comportamientos de la red. Por ejemplo, las redes que tienen flujo de datos unidireccional (feedforward) son estáticas, es decir, producen sólo un grupo de valores de salida en lugar de una secuencia de valores de salida para una entrada dada, además sus salidas

no dependen de los valores anteriores de la red. Por otro lado las redes neuronales recurrentes o realimentadas son sistemas dinámicos. Según la arquitectura de la conexión las redes neuronales se pueden clasificar, entre otras, como: Red Neuronal Monocapa, Red Neuronal Multicapa y Red Neuronal Realimentada.

- **Red Neuronal Monocapa**

Las redes monocapa están formadas sólo por una capa de neuronas, y suelen utilizarse frecuentemente en tareas relacionadas con la regeneración de información incompleta o distorsionada que se presenta a la red.

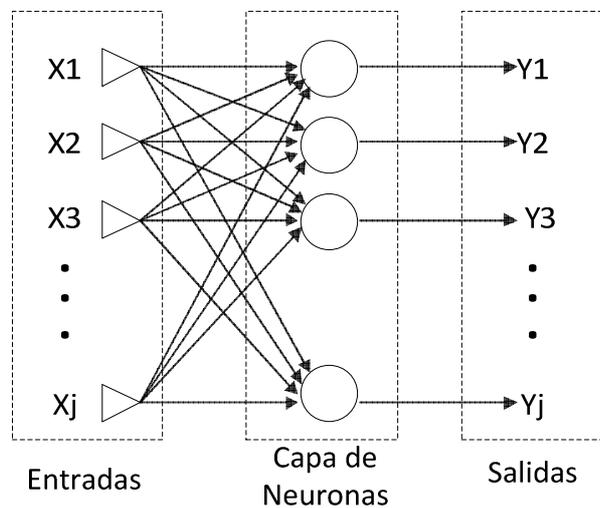


Figura. 2. 15. Modelo Red Neuronal Monocapa

- **Red Neuronal Multicapa**

Son las estructuras más comunes; como se puede apreciar en la Figura. 2. 16, además de la capas de entrada y salida, poseen un número de capas intermedias u ocultas que mejoran su desempeño.

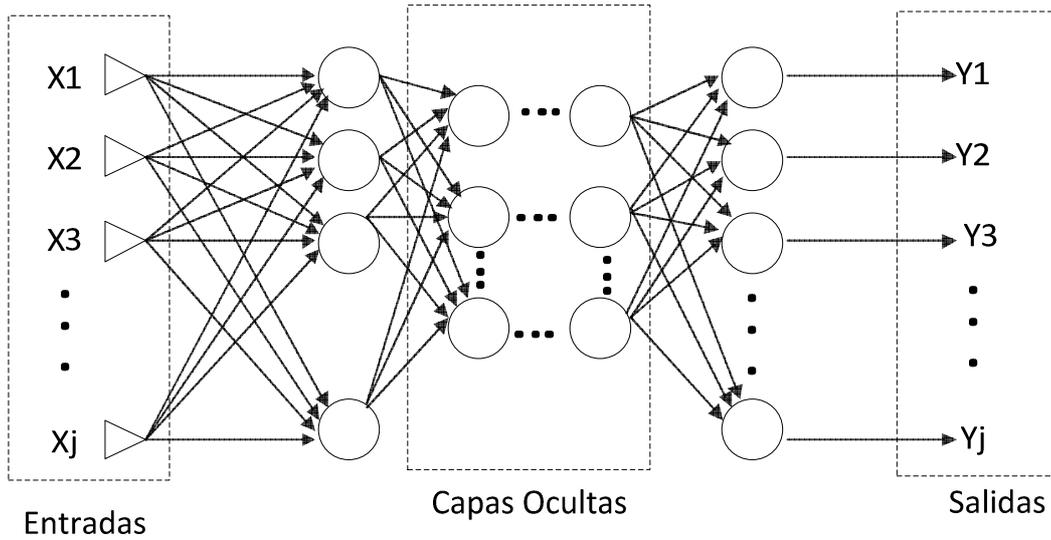


Figura. 2. 16. Modelo Red Neuronal Multicapa

- **Red Neuronal Realimentada**

Se caracteriza porque sus salidas pueden ser utilizadas como entradas. La estabilidad de la red es un importante factor a considerar en este tipo de arquitectura.

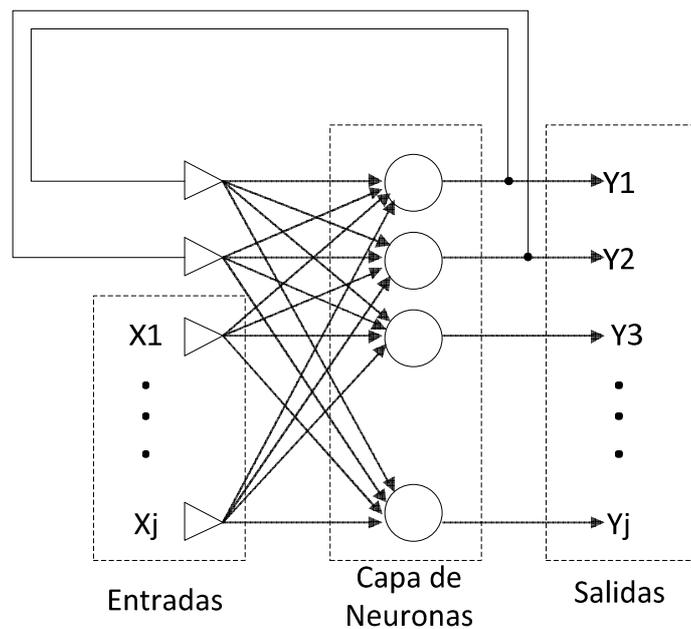


Figura. 2. 17. Modelo red neuronal realimentada

### 2.5.2.2. El Proceso de Aprendizaje

Como ya se mencionó, biológicamente se suele aceptar que la información memorizada en el cerebro está más relacionada con los valores sinápticos de las conexiones entre las neuronas que con las neuronas mismas, es decir, el conocimiento se encuentra en las sinapsis y todo proceso de aprendizaje consiste en la creación, modificación e interrupción de estas conexiones entre las neuronas. De forma similar el aprendizaje en las RNA consiste en determinar un conjunto de pesos sinápticos que permita a la red realizar correctamente el tipo de procesamiento deseado, esto se logra a través del entrenamiento de la red. Una vez que la red neuronal ha sido correctamente entrenada será capaz de determinar la salida deseada para las entradas que se le presenten.

Existen varios tipos de aprendizaje que son los métodos utilizados para entrenar las RNA, algunos de ellos son: el aprendizaje supervisado y el aprendizaje competitivo.

- **Aprendizaje Supervisado**

En este caso un agente supervisor externo presenta a la red un conjunto de patrones característicos de entrada junto con la salida que se desea obtener e iterativamente la red ajusta sus pesos hasta que su salida tiende a ser la deseada; para realizar esta tarea la red utiliza información acerca del error que comete en cada paso de entrenamiento.

- **Aprendizaje Competitivo**

En el aprendizaje competitivo las neuronas de salida compiten entre ellas para alcanzar el estado de activación. Como resultado sólo una unidad de salida estará activa en algún momento dado. Este procedimiento es conocido como WTA (*Winner-Take-all*).

### 2.5.2.3. Algoritmos de Aprendizaje

El tipo de algoritmo de aprendizaje depende esencialmente del tipo de aplicación de la red, así como de su topología. A continuación se describen los algoritmos de Corrección de Error y de Retro-propagación del Error.

- **Algoritmo de Corrección de Error**

En el aprendizaje supervisado, se le da a la red una asociación de salidas-entradas. Durante el proceso de aprendizaje, la salida ( $y$ ) generada por la red puede no ser igual a la salida deseada ( $d$ ). El aprendizaje por corrección de error consiste pues, en ajustar los pesos de las conexiones de la red en función de la diferencia entre los valores obtenidos de la red y los valores deseados, es decir, en función del error obtenido en la salida. Un algoritmo simple de aprendizaje por corrección de error podría ser el siguiente:

$$W_{ij} = W_{ij} + \alpha \cdot x_j(d_i - y_i) \quad (2.19)$$

Donde  $d_i$  es la salida deseada,  $y_i$  es la salida real de la neurona  $i$  obtenida una iteración antes,  $x_j$  es una entrada  $j$ -ésima a la neurona  $i$  y  $\alpha$  es la tasa de aprendizaje de la red o constante de velocidad de aprendizaje de la red, el resultado  $W_{ij}$  de este cálculo es el nuevo valor que será asignado al peso en la siguiente iteración. El principio esencial de los algoritmos de corrección del error es usar la señal de error ( $d_i - y_i$ ) para modificar los pesos en las conexiones y reducir gradualmente el error.

- **Algoritmo de Aprendizaje de Retro-propagación del Error**

El algoritmo de aprendizaje que usa una Red Neuronal Multicapa es la Retro-propagación del error. La importancia de este algoritmo radica en su capacidad de modificar los pesos de las neuronas de las capas intermedias de la red durante el entrenamiento. La idea central de la retro-propagación del error es calcular los errores para las unidades de las capas ocultas a partir de los errores en las unidades de salida, para luego propagarlos capa tras capa hacia atrás hasta llegar a la capa de entrada, modificando los pesos de las neuronas en cada paso. El algoritmo debe ajustar los parámetros de la red para calcular el gradiente

de error y minimizar el error medio cuadrático entre la salida deseada y la salida de la red.

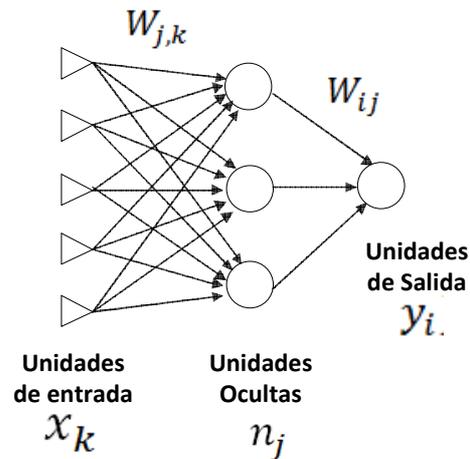


Figura. 2. 18. Red Neuronal Multicapa

Existen dos diferencias con respecto al algoritmo de corrección de error visto anteriormente: en vez de un valor de entrada se utiliza la activación de la unidad oculta  $n_j$  que se muestra en la Figura. 2. 18. La ecuación contiene un término para el gradiente de la función de activación. Si  $Err_i$  es el error ( $d_i - y_i$ ) del nodo de salida, donde  $d_i$  es la salida deseada e  $y_i$  es la salida real, entonces la ecuación de actualización de los pesos del vínculo entre la unidad  $j$  y la unidad  $i$  es:

$$W_{ij} = w_{ij} + \alpha \cdot n_j \cdot Err_i \cdot f'(ent_i) \quad (2.20)$$

En donde  $f'$  es la derivada de la función de activación  $h$  con entrada  $ent_i$ . Si se define el nuevo término de error  $D_i$  como:  $D_i = \Delta_i = Err_i \cdot f'(ent_i)$

La ecuación de actualización de los pesos se convierte entonces en:

$$W_{ij} = W_{ij} + \alpha \cdot n_j \cdot \Delta_i \quad (2.21)$$

Para actualizar las conexiones entre las unidades de entrada y las ocultas, hay que definir una cantidad análoga al término de error de los nodos de salida. Es en este momento cuando se realiza la propagación inversa del error. La idea es que el nodo oculto  $j$  es responsable de una parte del error  $D_i$  en cada uno de

los nodos de salida con los que se conecta. Por lo tanto, los valores son  $D_i$  divididos de acuerdo con la intensidad de la conexión entre el nodo oculto y el nodo de salida, y se propagan hacia atrás para proporcionar los valores  $D_j$  del estado oculto. La regla de propagación de los valores  $D$  es la siguiente:

$$\Delta_j = f'(ent_j) \cdot \sum_i W_{ij} \cdot \Delta_i \quad (2.22)$$

Ahora bien, la regla de actualización de pesos correspondiente a los pesos que están entre las entradas y el nivel oculto es casi idéntica a la regla de actualización del nivel de salida:

$$W_{i,k} = W_{j,k} + \alpha \cdot X_k \cdot \Delta_j \quad (2.23)$$

## CAPÍTULO III

### DISEÑO INVERSOR Y CONTROLADORES

#### 3.1. Diseño inversor monofásico

Se propone un inversor monofásico puente completo, con modulación senoidal por ancho de pulso unipolar. El inversor consta de tres etapas como se muestra en la Figura. 3. 1:

- Modulación (Generador PWM)
- Etapa de Potencia
- Filtro

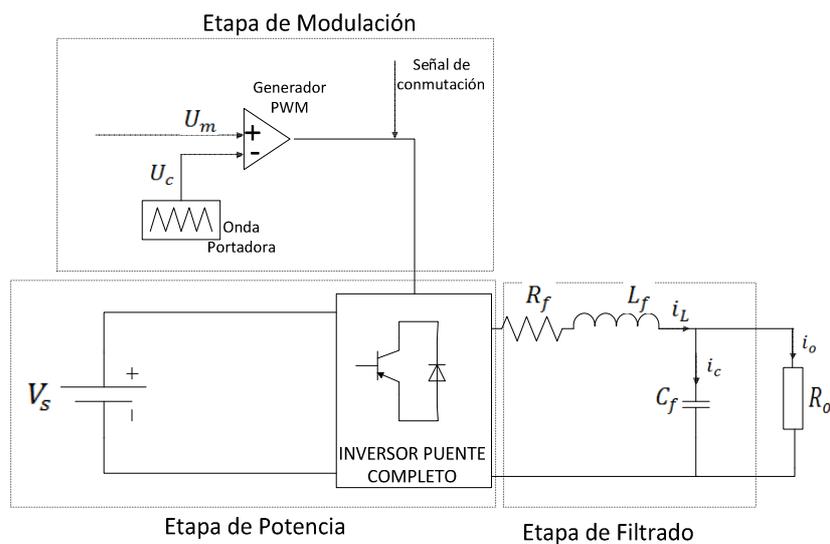


Figura. 3. 1. Convertidor DC/AC Monofásico de puente completo

### 3.1.1. Generador PWM

El generador PWM es el encargado de entregar la señal de conmutación a los dispositivos semiconductores de potencia. Para este sistema se utiliza una modulación senoidal por ancho de pulso unipolar como se muestra en la Figura. 2. 4. Este tipo de modulación consta de un generador de señal triangular (onda portadora) y un generador de señal de referencia sinusoidal (onda moduladora u onda de referencia). La tensión instantánea de la onda moduladora  $u_m$  es comparada con la tensión de la señal portadora  $u_c$  y de esta manera se obtiene la señal de conmutación.

El índice de modulación en frecuencia debe ser un valor lo suficientemente alto para no tener distorsión armónica en frecuencias cercanas a la fundamental, mientras que no podrá tener un valor demasiado alto para reducir las pérdidas en conmutación de los dispositivos de potencia, por lo tanto se escoge un índice de modulación en frecuencia de 100.

La frecuencia fundamental de la onda moduladora debe tener un valor igual al de la salida deseada. En este caso la frecuencia deseada es igual a 60 Hz.

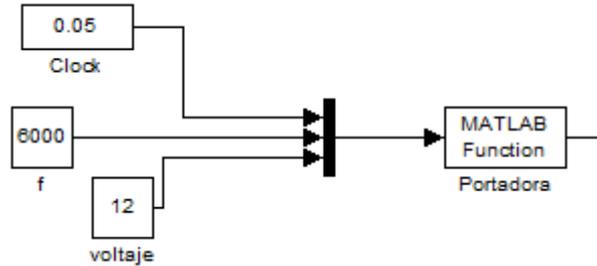
$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (3.1)$$
$$f_c = 60 * 100 = 6000Hz$$

Por lo tanto la frecuencia de la onda portadora triangular queda establecida en un valor igual a 6000Hz.

Otro aspecto a considerar es el índice de modulación en amplitud el cuál debe tener un valor igual o inferior a 1 para asegurar la conmutación de los componentes electrónicos de potencia, la señal moduladora tendrá una amplitud estándar en sistemas de almacenamiento de energía en corriente continua, el cual corresponde a 12 Voltios.

$$m_a = \frac{U_m}{U_c} \quad (3.2)$$
$$u_c = 12V$$

Utilizando *SIMULINK* de *MATLAB* se diseña un bloque generador de onda triangular como se puede ver en la Figura. 3. 2:



**Figura. 3. 2. Bloque generador de onda Portadora**

Para generar la onda triangular la pendiente se representa de la forma indicada en la siguiente ecuación:

$$m = \frac{4V}{T} \quad (3.3)$$

Donde  $m$  es la pendiente de la onda triangular y  $T$  representa el periodo de la onda el cual es igual a:

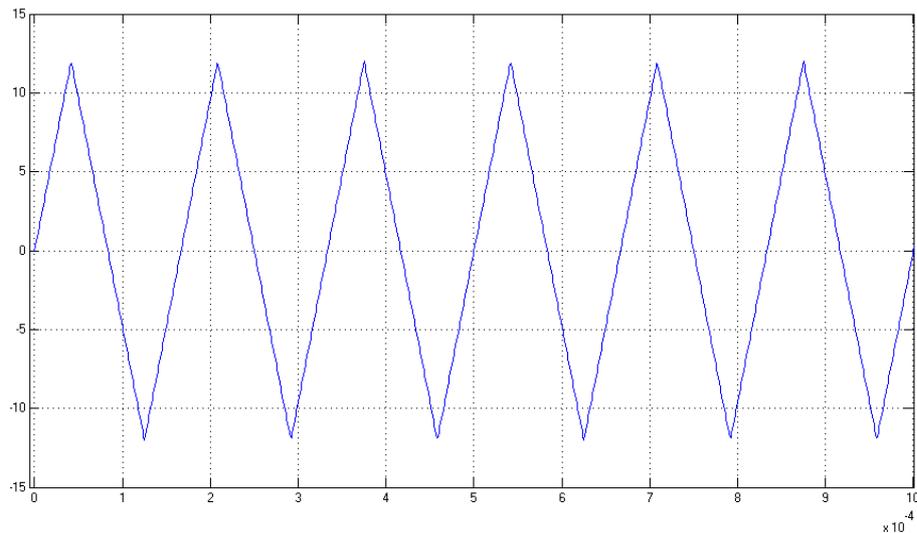
$$T = \frac{1}{6000} = 0.0001667 \quad (3.4)$$

Por lo tanto las ecuaciones que representan a la onda portadora se indican a continuación:

$$V = \begin{cases} m * t & ; \quad \left(0 < t \leq \frac{T}{4}\right) \\ U_c - m * t & ; \quad \left(\frac{T}{4} < t \leq \frac{3T}{4}\right) \\ -U_c + m * t & ; \quad \left(\frac{3T}{4} < t \leq T\right) \end{cases} \quad (3.5)$$

Donde  $U_c$  es la amplitud de la onda portadora y  $t$  representa el tiempo en segundos.

La función generadora de la onda triangular se puede ver en el ANEXO 1 y permite generar una portadora como se muestra en la Figura. 3. 3:



**Figura. 3. 3. Onda triangular portadora de frecuencia 6 KHz y 12 V de amplitud**

La onda moduladora tiene una forma sinusoidal y puede ser representada mediante la siguiente ecuación:

$$V(t) = U_m \cdot \text{sen}(\omega t + \beta) \quad (3.6)$$

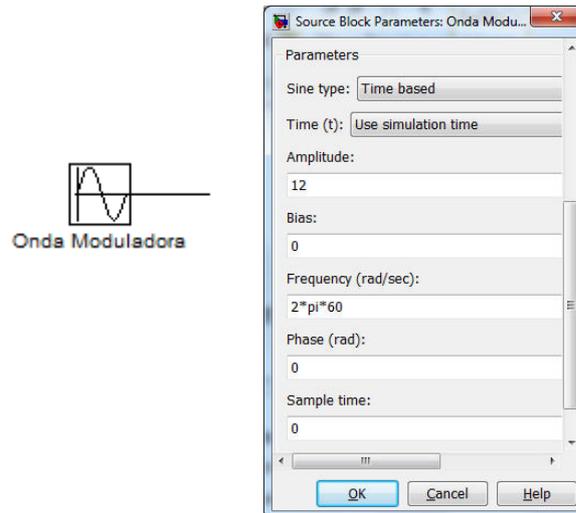
Donde  $\beta$  Representa el desplazamiento angular y en este caso es igual a cero. Mientras que  $\omega$  indica la frecuencia angular:

$$\omega = 2\pi f = 2\pi * 60 = 376,992 \quad (3.7)$$

Por lo tanto la ecuación que expresa a la onda moduladora o referencia sinusoidal tiene la siguiente forma:

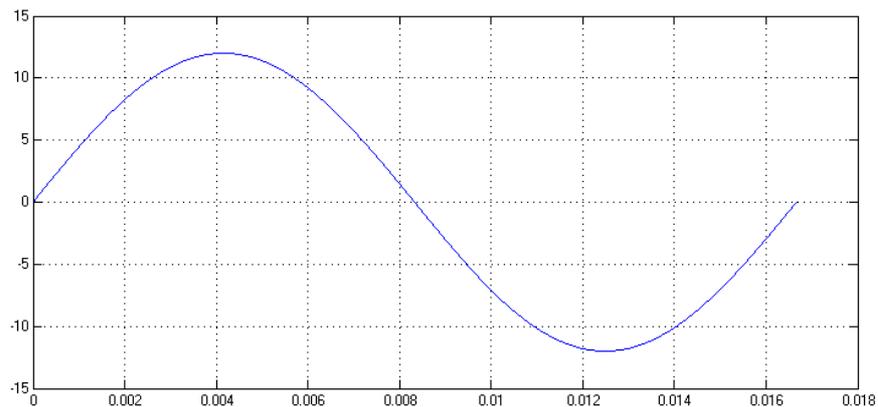
$$V(t) = 12 \cdot \text{sen}(2\pi \cdot 60 \cdot t) \quad (3.8)$$

En *SIMULINK* se puede utilizar el bloque “*sine wave*” donde simplemente se asignan los valores de: amplitud, frecuencia y fase. De acuerdo a lo expresado anteriormente en la ecuación.



**Figura. 3. 4. Bloque generador onda sinusoidal MATLAB**

La onda moduladora simulada en *SIMULINK* se muestra en la Figura. 3. 5 que se muestra a continuación.



**Figura. 3. 5. Onda senoidal moduladora**

La activación de los dispositivos de conmutación dependerá de la comparación de la señal portadora y de la señal moduladora tales como han sido desarrolladas anteriormente.

Matemáticamente el generador de señales de conmutación, para los dispositivos de potencia  $S_1$  y  $S_2$ , puede ser representado por la siguiente ecuación:

$$S_1, S_2 = \begin{cases} 1 & (u_m \geq u_c) \\ 0 & (u_m < u_c) \end{cases} \quad (3.9)$$

Mientras que la activación de los dispositivos de potencia  $S_3$  y  $S_4$  puede expresarse mediante la ecuación:

$$S_3, S_4 = \begin{cases} 1 & (-u_m \leq u_c) \\ 0 & (-u_m > u_c) \end{cases} \quad (3.10)$$

Donde  $-u_m$  es la componente negativa de la onda portadora, y 1 representa la activación de los dispositivos de conmutación, mientras que 0 representa su estado de corte.

Finalmente el bloque en *SIMULINK* que representa a esta etapa se muestra a continuación:

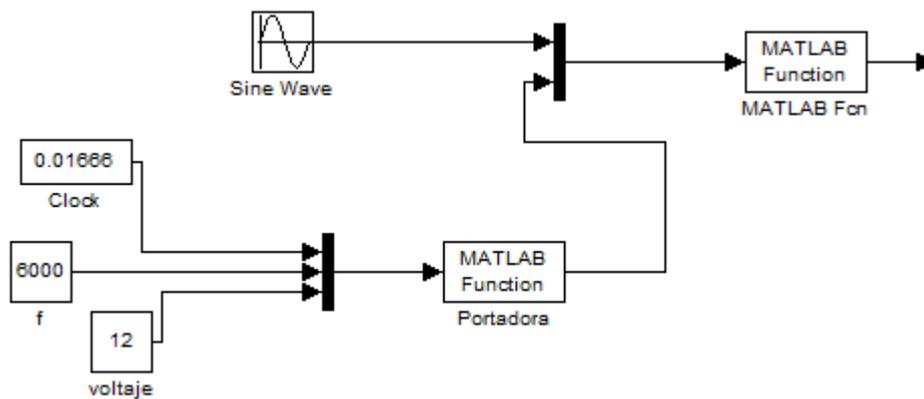
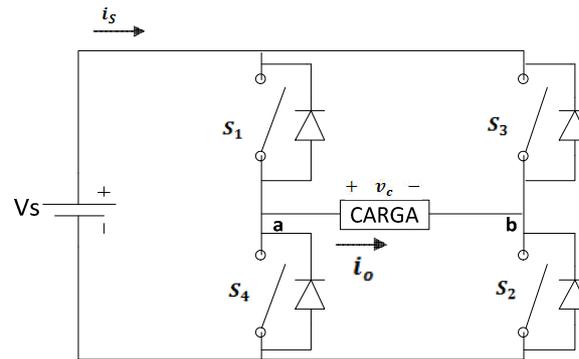


Figura. 3. 6. Bloque generador de señales de conmutación

### 3.1.2. Etapa De Potencia

La etapa de potencia consta de los dispositivos semiconductores de conmutación, en este caso se modela un sistema de conversión DC/AC tipo puente completo como se indica en la Figura. 3. 7, el control de conmutación de los dispositivos son entregadas por el generador PWM explicado en el apartado anterior. La ecuación 3.9 indica la conmutación de los dispositivos ( $S_1$  y  $S_2$ ), cuando esta señal es igual a uno, los dispositivos mencionados se encuentran en estado de conducción, por lo tanto, el voltaje de salida es igual al de la alimentación en corriente continua  $V_s$ . Mientras que la ecuación 3.10 muestra la conmutación de los dispositivos ( $S_3$  y  $S_4$ ), cuando estos equipos se encuentran en estado de conmutación, la tensión vista por la carga es igual a la tensión inversa de la fuente ( $-V_s$ ).

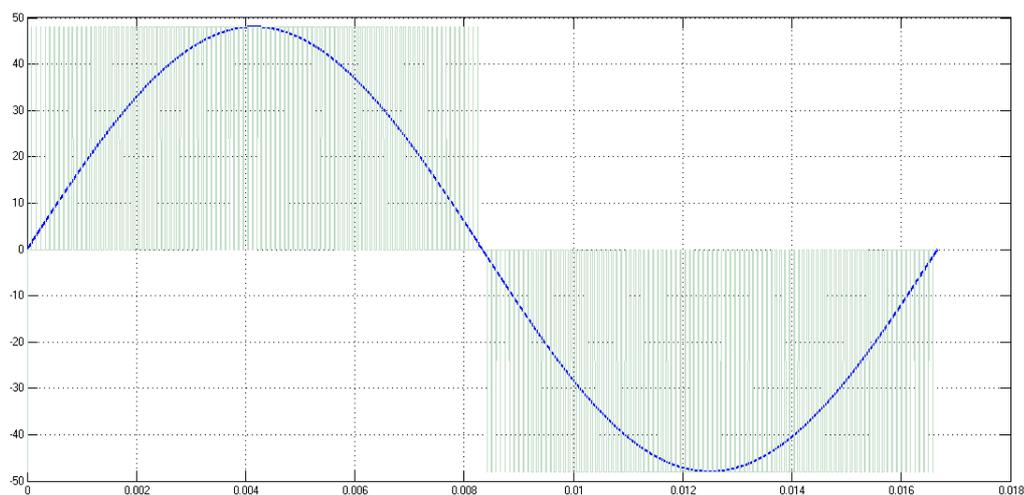


**Figura. 3. 7. Etapa de potencia inversor monofásico puente completo**

Para fines de modelamiento, las ecuaciones que describen al puente completo del inversor se muestran a continuación:

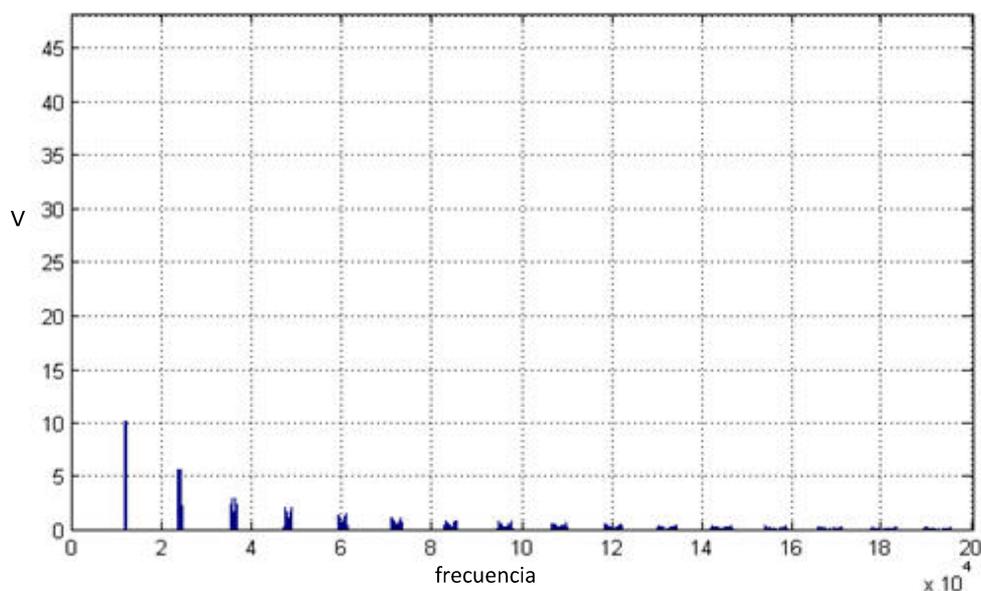
$$\begin{aligned}
 v_a &= \begin{cases} V_s (u_m \geq u_c) \\ 0 & (u_m < u_c) \end{cases} \\
 v_b &= \begin{cases} 0 & (-u_m \geq u_c) \\ V_s (-u_m < u_c) \end{cases} \\
 v_c &= (v_a - v_b)
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

En el ANEXO 2 se indica el programa en *MATLAB* que permite modelar matemáticamente el inversor tipo puente completo. La salida del sistema tiene la forma indicada en la Figura. 3. 8, como se puede ver la salida es una onda PWM unipolar, es decir que el valor eficaz de la onda senoidal se consigue mediante una onda cuadrada con mayor o menor ancho de pulso dependiendo de la amplitud de la onda sinusoidal de referencia.



**Figura. 3. 8. Salida Inversor Monofásico SPWM unipolar**

A pesar de que las ondas mostradas en la Figura. 3. 9 tienen el mismo valor eficaz, sin embargo lo que hace que la salida PWM unipolar, no sea aceptada para alimentar determinados sistemas, es la distorsión armónica. Como se muestra en la Figura. 3. 9 los armónicos tienen un valor elevado respecto a la componente fundamental, y se presentan en bandas laterales pares a la portadora (12000 Hz, 24000 Hz, 36000Hz...). Si bien la distorsión armónica se encuentra en frecuencias altas haciendo posible la utilización de este equipo, es recomendable la utilización de filtros para obtener una onda sinusoidal pura con la menor distorsión armónica total posible.



**Figura. 3. 9. Análisis del espectro del inversor sin filtro**

### 3.1.3. FILTRADO

Como se mostró en el apartado anterior para reducir la distorsión armónica total es necesario utilizar filtros y de este modo obtener una forma de onda sinusoidal pura. Para este efecto se diseña un filtro LC, asumiendo una carga de  $40\Omega$ .

La frecuencia angular  $\omega$  se calcula mediante la componente que se desea atenuar la cual, en este caso corresponde a 6000Hz según el análisis de armónicos de la Figura. 3. 9.

$$\omega = 2. \pi. f = 2. \pi. 6000 = 376992 \quad (3.12)$$

El diseño se realiza asignando una atenuación deseada para reducir la armónica de mayor valor, en este caso y por normativas de calidad de energía se desea reducir el valor al cinco por ciento del valor de la frecuencia fundamental, es decir  $2.4V$ . Por lo tanto se busca una atenuación con un valor de 0.05. Utilizando la Figura. 3. 10 se determina un valor de  $\omega_o = 4.6$ .

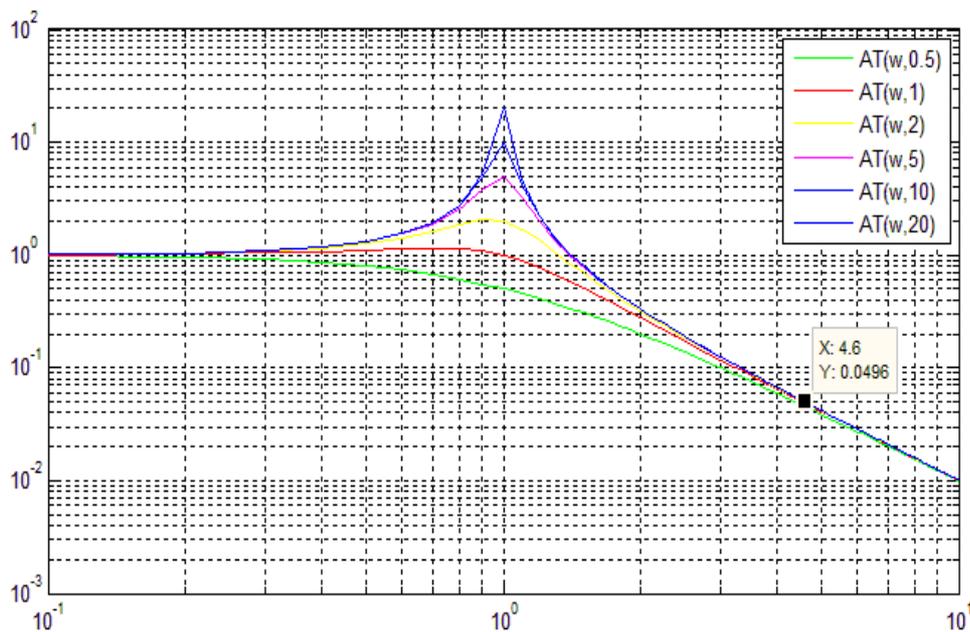


Figura. 3. 10. Gráfica normalizada filtro LC

La ecuación que representa al filtro LC se muestra a continuación.

$$\text{atenuación} = \frac{V_S}{V_C} = \frac{-j}{j \cdot (\omega_0^2 - 1) + \frac{\omega_0}{Q}} \quad (3.13)$$

Donde:

$$\omega_0 = \omega \sqrt{L \cdot C} \quad \text{y} \quad Q = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} \quad (3.14)$$

Remplazando la ecuación 3.12 y el valor establecido de  $\omega_0$  en la ecuación 3.14 se obtiene la primera relación para la obtención de los valores de la bobina y el capacitor.

$$\begin{aligned} \sqrt{LC} &= \frac{\omega_0}{\omega} \\ L \cdot C &= \left( \frac{4.6}{376992} \right)^2 = 1.48 * 10^{-8} \end{aligned} \quad (3.15)$$

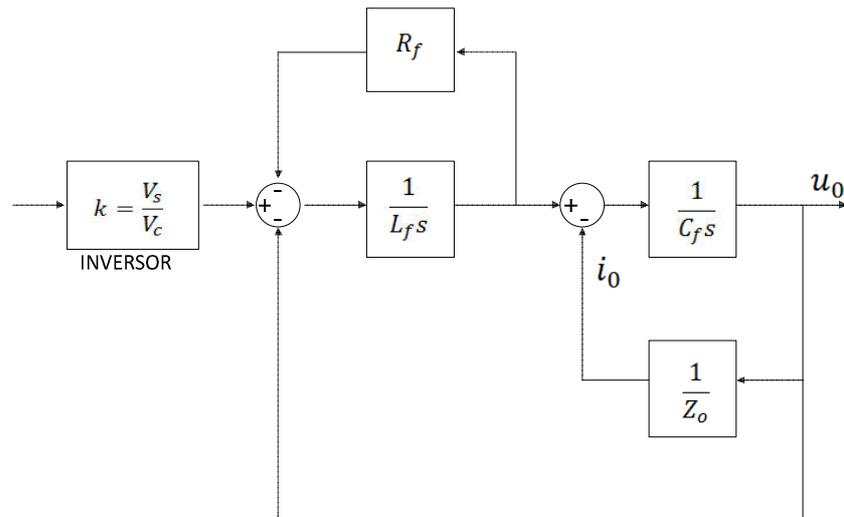
Mientras que el factor de calidad  $Q$  se asigna un valor de 10, y utilizando la expresión en la ecuación 3.14 podemos obtener la segunda relación entre los valores de la bobina y el capacitor.

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{L}{C}} &= \frac{R}{Q} \\ \frac{L}{C} &= \left( \frac{40}{20} \right)^2 = 4 \\ L &= 4C \end{aligned} \quad (3.16)$$

Por lo tanto, resolviendo las ecuaciones 3.15 y 3.16 y estandarizando las cantidades, podemos asignar los valores al inductor y al capacitor. Además se considera que la bobina tiene una resistencia de  $0.02\Omega$ .

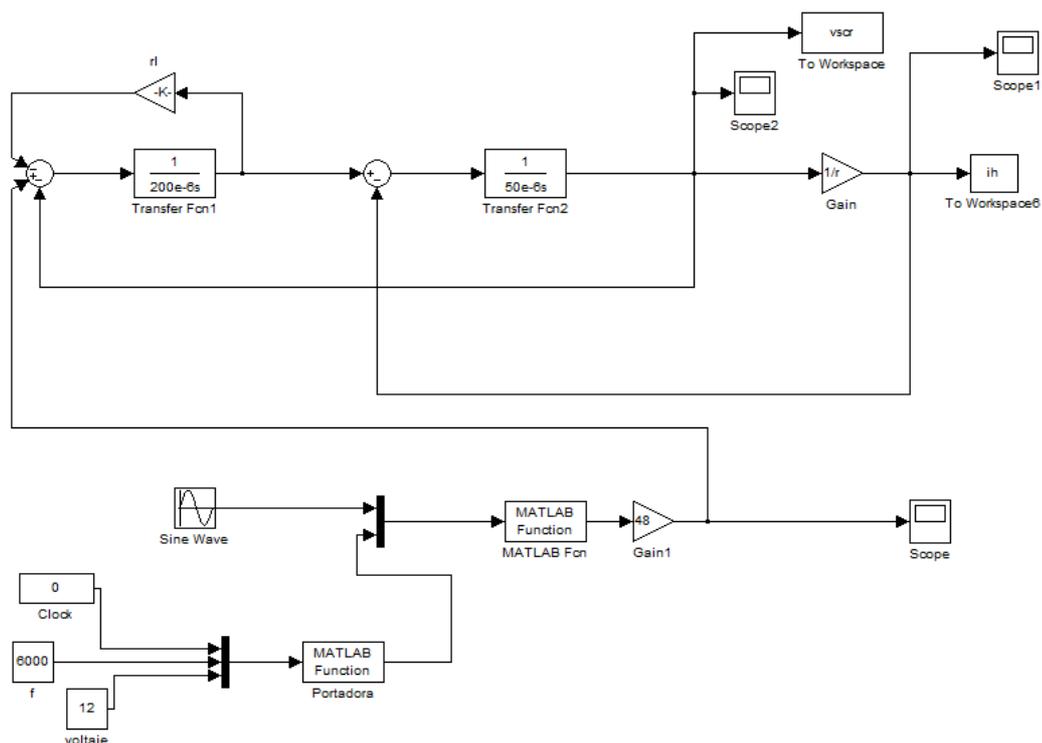
$$\begin{aligned}
 L_f &= 200\mu H \\
 C_f &= 50\mu F \\
 R_f &= 0.02\Omega
 \end{aligned}
 \tag{3.17}$$

Para la simulación del sistema mediante *SIMULINK* generamos el diagrama de bloques que caracteriza a la función del filtro, como se muestra en la Figura. 3. 11.



**Figura. 3. 11 Diagrama de Bloques representación del Filtro**

Finalmente el modelo completo en *SIMULINK* se muestra en la Figura. 3. 12 utilizando una carga resistiva. En el diagrama ya se encuentran unidas las etapas de potencia, de conmutación y el filtro diseñado.



**Figura. 3. 12. Modelo inversor SPWM con Filtrado**

Por lo tanto todos los parámetros del inversor se expresan a continuación en la siguiente tabla:

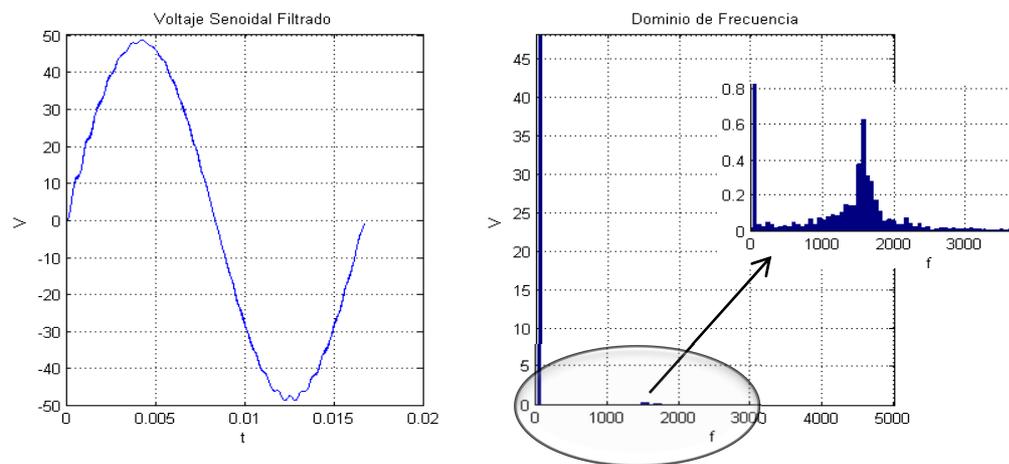
**Tabla. 3. 1. Parámetros del inversor**

Parámetro	Valor	Unidad
Frecuencia de Conmutación, fs	6	KHz
Tensión nominal de salida	48	$V_{pico}$
Frecuencia nominal de salida	60	Hz
Impedancia nominal de salida	40	$\Omega$
Inductancia del filtro, Lf	200	$\mu H$
Resistencia del inductor, Rf	0.02	$\Omega$
Capacitor del filtro, Cf	50	$\mu F$

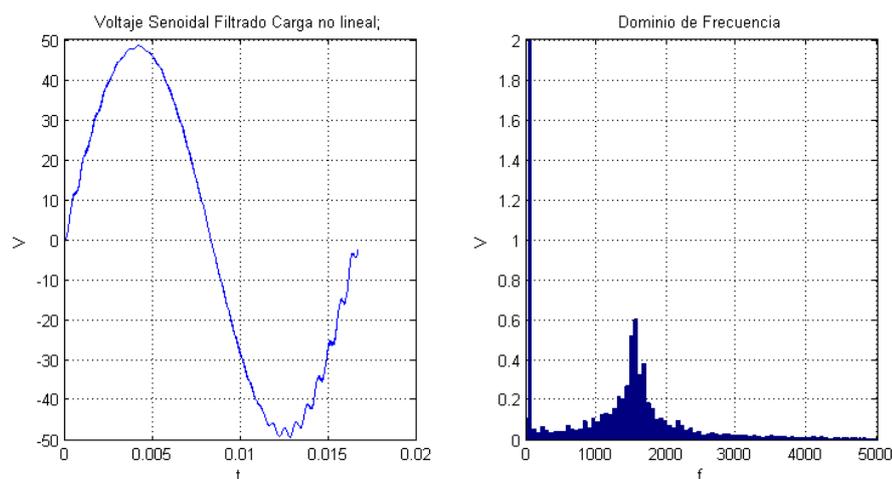
La salida del sistema ya con la etapa de filtrado depende de la carga a la que se vea sometido. Los cálculos de distorsión armónica total se realizan para cargas resistivas ( $40\Omega$ ) y para una carga no lineal, como un rectificador de media onda que puede ser construido en *MATLAB* mediante la ecuación 3.18.

$$i_d = \begin{cases} 0 & u_d < 0.7 \\ \frac{u_d - 0.7}{R_o} & u_d \geq 0.7 \end{cases} \quad (3.18)$$

En la Figura. 3. 13 se muestra la salida del sistema tanto en el tiempo como en el dominio de la frecuencia para poder determinar la cantidad de armónicos. Mientras que en la Figura. 3. 14 se muestran las ondas correspondientes para el inversor sin controlador con carga no lineal, en los gráficos espectrales la frecuencia fundamental tiene un valor en amplitud de 48V sin embargo para poder visualizar la presencia de armónicas en muy bajo nivel se ha considerado un rango entre 0 y 2 voltios.



**Figura. 3. 13. Salida de tensión del Inversor con carga resistiva de 40Ω**



**Figura. 3. 14. Salida de tensión del Inversor con carga no lineal**

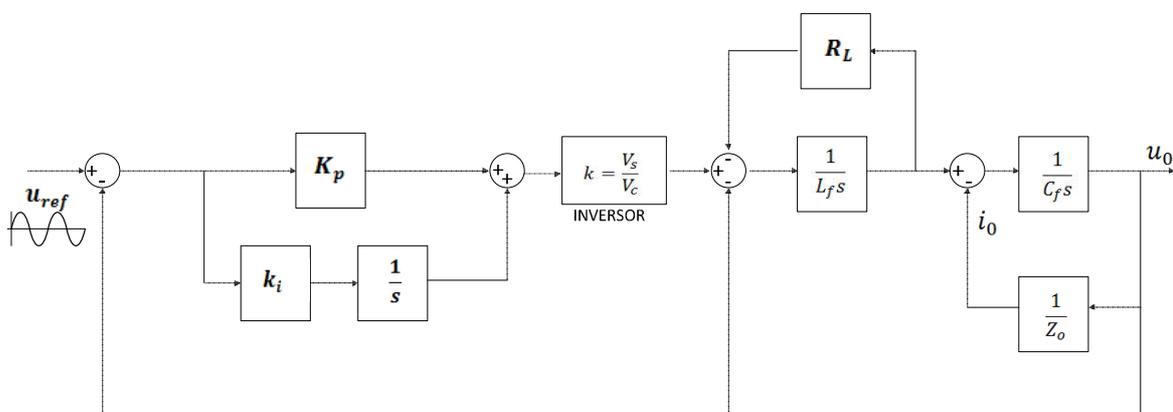
Utilizando las herramientas de *MATLAB* se define la distorsión total de los sistemas: sin filtro carga resistiva, con filtro carga resistiva y finalmente con filtro carga no lineal. En el ANEXO 3 se muestra el algoritmo para realizar los cálculos de distorsión armónica total THD. Como se indica en la Tabla. 3. 2. Sin filtro el sistema tiene una distorsión armónica alta, mientras que con filtro se reduce la THD a valores inferiores al 5%.

**Tabla. 3. 2. Valores de Distorsión armónica total**

Modelo	THD%
Sin Filtro carga resistiva 40Ω	52.29%
Con filtro Carga resistiva 40Ω	1.59%
Con filtro carga no lineal 40Ω	4.38%

### 3.2. Controlador clásico para eliminación de armónicos

Para obtener valores de referencia para la construcción de los controladores inteligentes es necesario crear un modelo de referencia utilizando controladores clásicos. Se ha escogido un control PI ya que se desea mejorar la respuesta del sistema en estado estacionario además de aumentar la velocidad de respuesta. Por lo tanto se construye el controlador PI representado por el diagrama de bloques de la Figura. 3. 15.



**Figura. 3. 15. Diagrama De Bloques Inversor con controlador PI**



Tabla. 3. 3. Valores controlador Clásico

Ganancia	Valor
$k_p$	4560
$k_i$	3500

El valor RMS de salida se representa mediante la Figura. 3. 17, donde se puede ver que la tensión de salida  $u_o(rms)$  tiene un error en estado estacionario lo suficientemente pequeño para no afectar al sistema, además se puede visualizar las oscilaciones producidas por armónicos, sin embargo han sido reducidas a valores inferiores a 0.1V que no son significativos en comparación con la tensión nominal de salida.

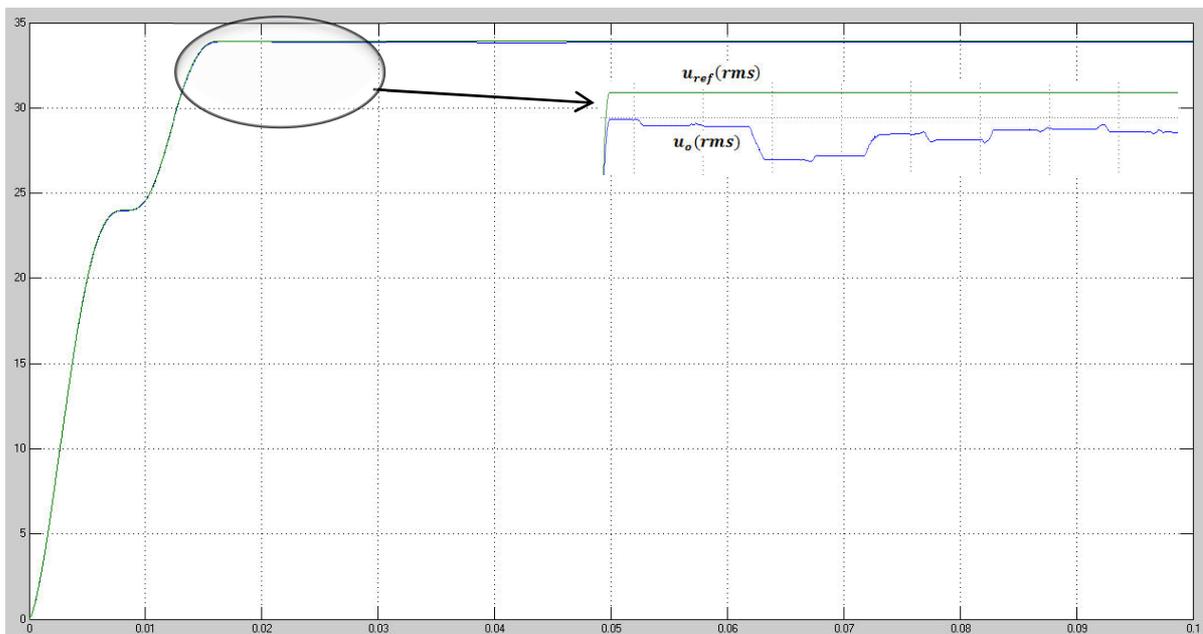
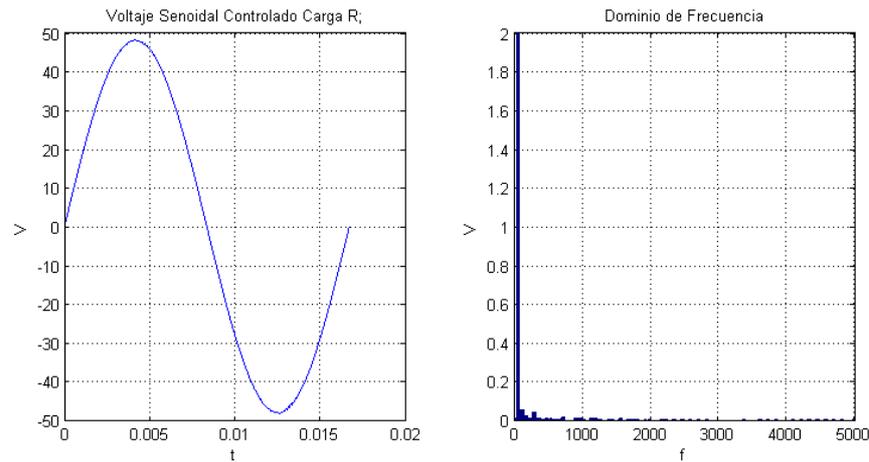


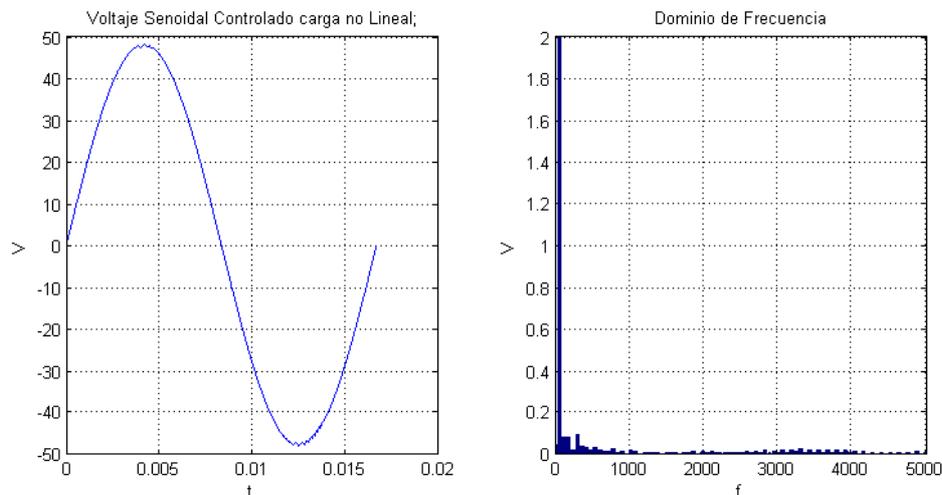
Figura. 3. 17. Valor RMS salida de tensión

El modelo es simulado para valores de carga lineal de  $40 \Omega$  y carga no lineal (rectificador), utilizando el controlador PI se obtiene una reducción de la distorsión armónica total que prácticamente toma un valor de cero, en la Figura. 3. 18 se muestra la tensión de salida del inversor con carga lineal y su respectivo espectro de frecuencias, mientras que en la Figura. 3. 19 se muestran las respectivas ondas para carga no lineal.



**Figura. 3. 18. Tensión de salida inversor PWM con controlador PI carga lineal**

Como se muestra en la Figura. 3. 18 la distorsión armónica se ha reducido de manera considerable, el armónico más representativo tiene un valor de 0.05V, mientras que la distorsión armónica total calculada mediante el método indicado en el ANEXO 3 se obtiene un valor de 0.1084%.



**Figura. 3. 19. Tensión de salida inversor PWM con controlador PI carga no lineal**

Como se muestra en la Figura. 3. 19 la distorsión armónica del inversor con carga no lineal se ha reducido significativamente, a un valor de 0.24%. En la Tabla. 3. 4 se resumen los factores de calidad para el inversor con control PI.

**Tabla. 3. 4. Factores de calidad Inversor PWM con control PI**

<b>Modelo</b>	<b>THD%</b>
Carga resistiva 40Ω	0.1084%
Carga no lineal	0.24%

### 3.3. Control Basado en Redes Neuronales Artificiales

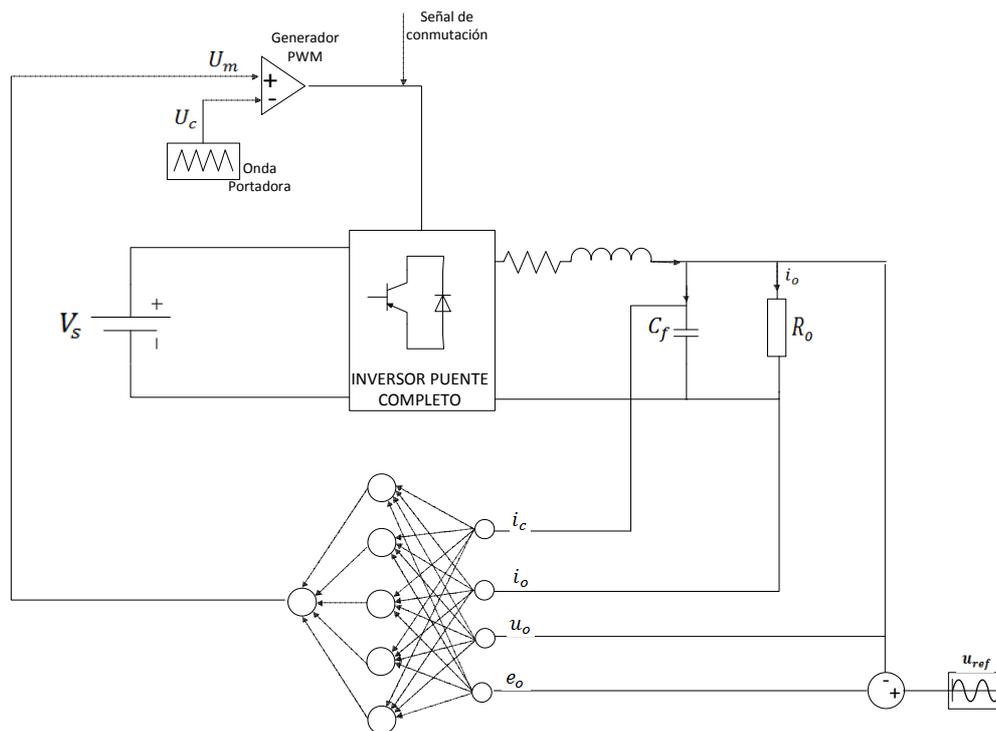
El controlador Clásico mostrado en el apartado anterior sirve como un modelo de referencia para el entrenamiento de la red neuronal. Es necesario definir las entradas primordiales que permitan un correcto desempeño del controlador basado en RNA.

Para poder controlar el inversor SPWM propuesto, las entradas utilizadas son las siguientes:

- Corriente de capacitor  $i_c$
- Corriente de carga  $i_o$
- Tensión de salida  $u_o$
- Error entre tensión de salida y tensión de referencia  $e_o$

Mientras que la salida de la red neuronal será la señal de compensación que modificará el índice de modulación en amplitud  $m_a$ , y por lo tanto elimina las componentes armónicas.

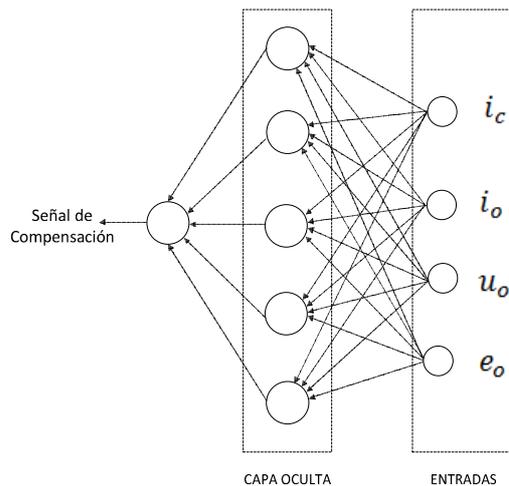
Por lo tanto la estructura de la red neuronal tendrá la forma que se muestra en el diagrama de la Figura. 3. 20.



**Figura. 3. 20. Diagrama Inversor SPWM controlado mediante RNA**

Ahora es necesario definir la estructura de la red neuronal que vamos a utilizar, en este caso, se busca una red que permita imitar el comportamiento del controlador clásico que actúe de forma instantánea y a un bajo costo computacional. Para este fin se utilizará una red neuronal con alimentación hacia adelante y algoritmo de propagación trasera, este tipo de red es la más simple de todas además de que sus características permiten imitar de forma eficiente el comportamiento de sistemas de control.

A continuación es necesario definir la arquitectura de la red neuronal, el número de neuronas en la capa oculta debe ser bajo para reducir el costo computacional, pero no se puede sacrificar la eficiencia de la red por lo cual se propuso una red con una capa de cuatro entradas, una capa oculta con 5 neuronas y una sola neurona de salida la arquitectura de la red neuronal propuesta se muestra en la Figura. 3. 21.



**Figura. 3. 21. Arquitectura de la red neuronal seleccionada.**

El siguiente paso a seguir es la recolección de patrones de entrenamiento que son las posibles entradas que generan una salida adecuada para el control del inversor, y de los objetivos que son el comportamiento que se desea a la salida de la red neuronal. El entrenamiento será en modo fuera de línea para reducir el trabajo de la red neuronal y que la misma trabaje de manera rápida para poder eliminar las frecuencias armónicas.

Para el entrenamiento fuera de línea de las RNA se necesita una amplia base de datos que contenga las relaciones de entrada y salida. En el caso del inversor propuesto, la base de datos debe incluir los patrones de entrada y salida bajo todas las condiciones de carga posibles. Para este caso clasificamos las condiciones de carga en dos tipos lineal y no lineal. Las cargas no lineales son puentes de diodos rectificador de media onda. Un nuevo patrón de ejemplo se debe obtener cada vez que el modelo de carga es cambiado. La base de datos de los patrones contiene cientos de patrones, para la obtención de la base de datos mencionada se ha automatizado el proceso utilizando el programa de *MATLAB* indicado en el ANEXO 4 se obtienen patrones utilizando el inversor con controlador PI como modelo de referencia. En el programa realiza una variación de la carga resistiva entre 5 y 60 $\Omega$ , combinados con cargas capacitivas de (10 $\mu$ F, 1 $\mu$ F, 10 $\mu$ F) para lo cual se utiliza la función de transferencia de una carga RC la cual se indica a continuación:

$$i_{RC} = \frac{C.R.s}{C.R.s + 1} \quad (3.19)$$

Además se utilizan las cargas resistivas entre 5 y 60Ω combinadas con inductivas de (0.1mH, 1mH, 10mH), para lo cual se usa la función mostrada a continuación:

$$i_{RL} = \frac{1}{Ls + R} \quad (3.20)$$

Posteriormente se simula el modelo del controlador PI obteniéndose de este modo los patrones y los objetivos deseados. Este procedimiento se repite para el inversor seguido de un rectificador de media onda acompañado con cada una de las cargas mostradas en la Tabla. 3. 5. Se debe recordar que al trabajar con corriente alterna se obtiene una respuesta distinta para cada instante de tiempo, por lo cual para cada carga se adquiere un patrón cada 0.00001 segundos durante un intervalo de tiempo de 0.01667segundos que representa un período de la onda senoidal a 60Hz. Por lo tanto para cada una de las 72 cargas expuestas en la Tabla. 3. 5 se obtienen 1666 patrones. Todos los patrones de entrenamiento se guardan en una base de datos de *MATLAB*, denominada “*bdpi.mat*” utilizando el comando “*save*”.

La red neuronal que actuará como el controlador PI se entrena utilizando la herramienta de *MATLAB* (Neural Network Training) y se realiza durante un número elevado de épocas para poder mejorar al máximo el desempeño del controlador, el algoritmo de entrenamiento se realiza durante un lapso de dos mil épocas con lo cual se consiguen los resultados de desempeño mostrados en la

Figura. 3. 22. Por el gran número de patrones de entrenamiento la red neuronal no alcanza el desempeño deseado, sin embargo para poder conseguir reducir este valor sería necesario aumentar el número de capas ocultas y de neuronas en cada una de ellas, lo cual ralentiza la velocidad de respuesta del controlador, y como se ha explicado para este sistema la velocidad es el factor más importante a ser tomado en cuenta. Finalmente para implementar la red neuronal como un bloque de *SIMLINK* se utiliza el comando “*gensin*”. El proceso

de creación de la red neuronal y generación del bloque del controlador se realiza mediante el código mostrado en el ANEXO 5.

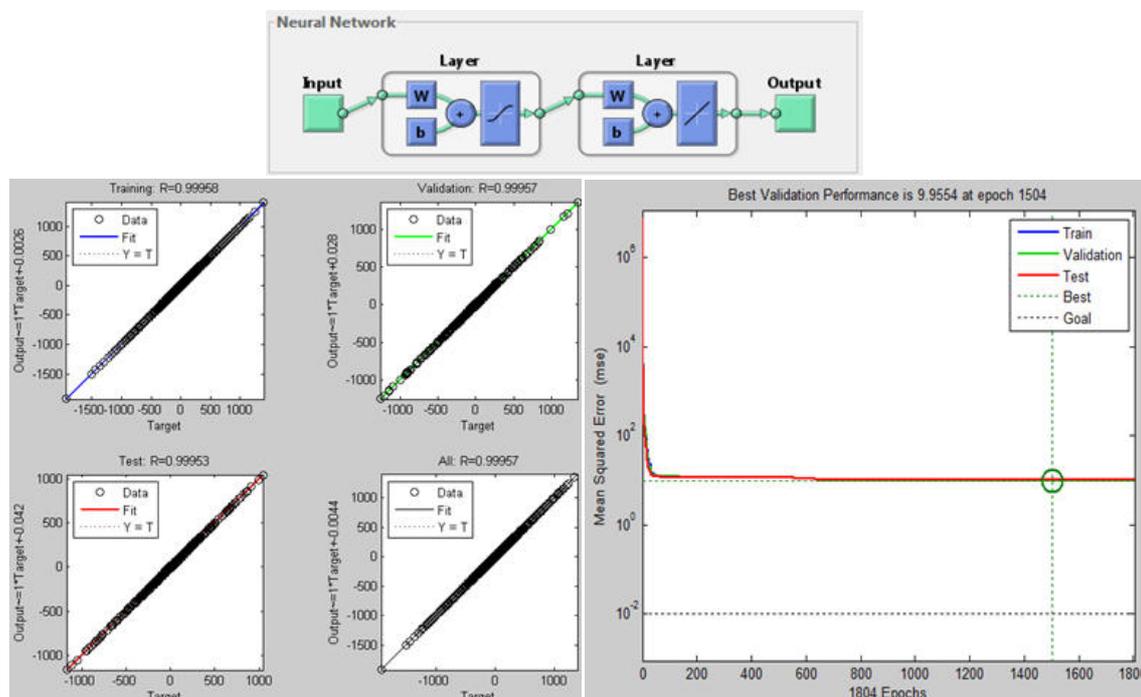


Figura. 3. 22. Desempeño de la red neuronal PI

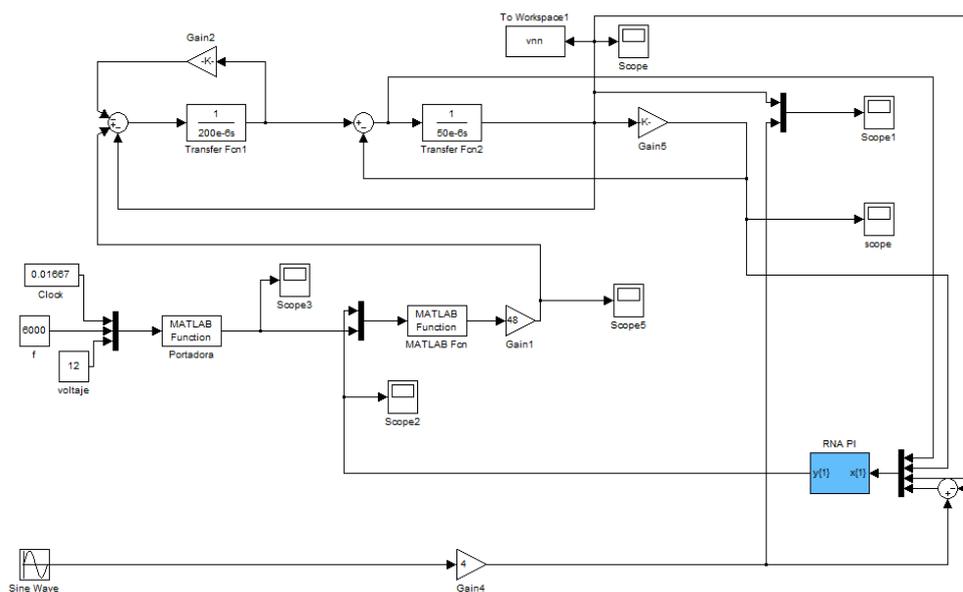
Tabla. 3. 5. Listado de cargas para la obtención de patrones de entrenamiento

R Ω	L (H)			C (F)		
	0,1	1	10	10	100	1000
5	5Ω-0.1mH	5Ω-1mH	5Ω-0.1mH	5Ω-10uF	5Ω-100uF	5Ω-1000uF
10	10Ω-0.1mH	10Ω-1mH	10Ω-10mH	10Ω-10uF	10Ω-100uF	10Ω-1000uF
15	15Ω-0.1mH	15Ω-1mH	15Ω-15mH	15Ω-10uF	15Ω-100uF	15Ω-1000uF
20	20Ω-0.1mH	20Ω-1mH	20Ω-10mH	20Ω-10uF	20Ω-100uF	20Ω-1000uF
25	25Ω-0.1mH	25Ω-1mH	25Ω-10mH	25Ω-10uF	25Ω-100uF	25Ω-1000uF
30	30Ω-0.1mH	30Ω-1mH	30Ω-10mH	30Ω-10uF	30Ω-100uF	30Ω-1000uF
35	35Ω-0.1mH	35Ω-1mH	35Ω-10mH	35Ω-10uF	35Ω-100uF	35Ω-1000uF
40	40Ω-0.1mH	40Ω-1mH	40Ω-10mH	40Ω-10uF	40Ω-100uF	40Ω-1000uF
45	45Ω-0.1mH	45Ω-1mH	45Ω-10mH	45Ω-10uF	45Ω-100uF	45Ω-1000uF
50	50Ω-0.1mH	50Ω-1mH	50Ω-10mH	50Ω-10uF	50Ω-100uF	50Ω-1000uF
55	55Ω-0.1mH	55Ω-1mH	55Ω-10mH	55Ω-10uF	55Ω-100uF	55Ω-1000uF
60	60Ω-0.1mH	60Ω-1mH	60Ω-10mH	60Ω-10uF	60Ω-100uF	60Ω-1000uF

A continuación se presenta un resumen de los pasos a seguir para el diseño del controlador con redes neuronales artificiales para aplicaciones de inversores.

- 1) Construir el controlador PI simulado como se muestra en la Figura. 3. 15
- 2) Para cada condición de carga, recolectar la salida de tensión, corriente de carga, y corriente de capacitor como entradas de la RNA, y la señal de compensación como la salida deseada de la misma. Estos patrones forman una base de datos para el entrenamiento de la red neuronal artificial
- 3) Seleccionar una estructura de red neuronal que sea simple y además suficiente para el control adecuado del inversor
- 4) Entrenar la red neuronal utilizando herramientas de software (MATLAB con “Neuronal Network Toolbox”)
- 5) Simular el modelo utilizando el bloque de la red neuronal generado. Como se muestra en la Figura. 3. 23.

Aplicando el controlador neuronal al modelo matemático del inversor como se muestra en la Figura. 3. 23 se obtienen los resultados mostrados en la Tabla. 3. 6 para algunos valores de carga.



**Figura. 3. 23. Modelo matemático SIMULINK del inversor controlado con RNA**

Tabla. 3. 6. Distorsión armónica total controlador Redes neuronales

Modelo	THD%
Cargaresistiva40Ω	0.0814%
Carga no lineal	0.0850%

A continuación en la Figura. 3. 24 se muestra el gráfico de la tensión de salida y su respectivo espectro para condiciones de carga lineal. En la Figura. 3. 25 se muestran los gráficos respectivos para condiciones de carga no lineal.

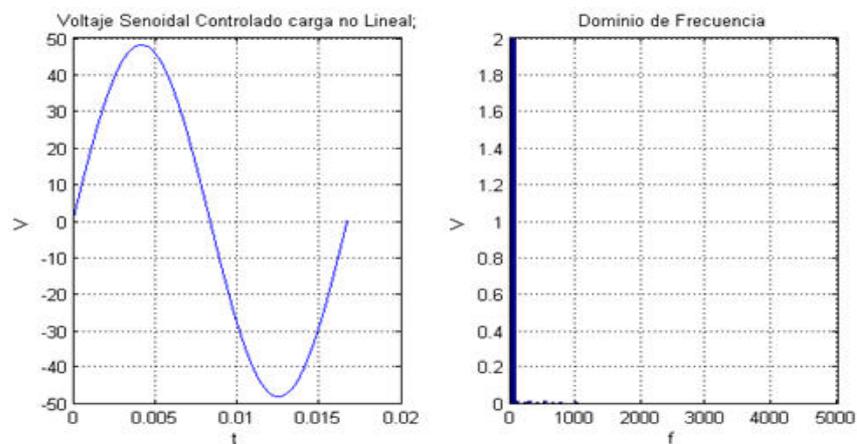


Figura. 3. 24. Voltaje y espectro controlador RNA carga lineal

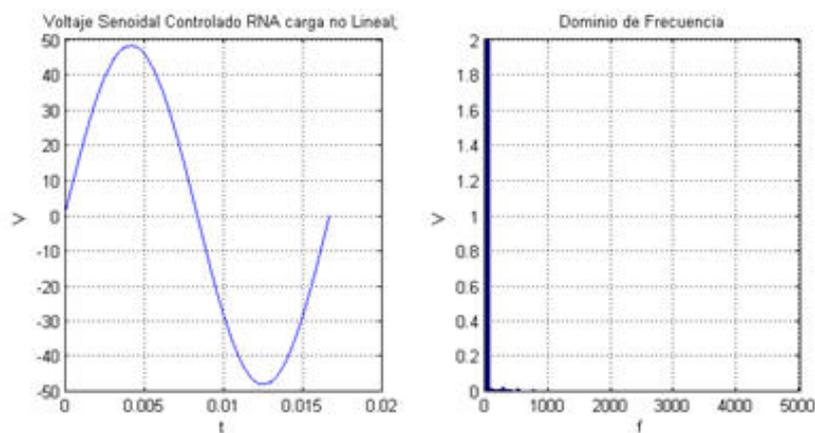


Figura. 3. 25. Voltaje y espectro controlador RNA carga no lineal

### 3.4. Controlador PD Difuso

A fin de reducir las corrientes armónicas se propone el diseño de un controlador PD difuso, el mismo que modificará el valor del índice de modulación en amplitud tal como ocurre con los otros controladores mostrados en este proyecto.

La ventaja del controlador difuso es que puede ser ajustado sin la necesidad de tener conocimiento específico del sistema que se desea controlar. El control difuso tiene el potencial de adaptarse a un amplio rango de cargas, y principalmente la capacidad de trabajar con sistemas no lineales.

Un controlador lógico difuso (FLC) tiene la ventaja de tener un algoritmo simple y no se necesita de un procesador avanzado para su implementación, lo cual lo convierte en una alternativa ideal para el control de convertidores DC/AC.

Para el diseño del controlador difuso se utiliza la herramienta “*FIS Editor*” de *MATLAB* donde se diseña el sistema difuso de inferencia considerando las entradas:

- Error (Control Proporcional)
- Cambio de error (Control Derivativo)

Mientras que la salida es la señal compensada que hace las funciones de onda moduladora o señal de referencia.

Para conseguir los rangos en que el error y el cambio de error se presentan, se obtienen los valores de la señal moduladora sin compensación. El valor de salida del sistema difuso se lo toma de acuerdo a la variación en la tensión de salida del controlador PI diseñado anteriormente. Al realizar estas acciones se consiguieron los siguientes resultados:

**Tabla. 3. 7. Rangos de error y cambio de error**

	<b>Error (V)</b>	<b><math>\Delta</math>error (V/S)</b>	<b>Salida (V)</b>
<b>Mínimo</b>	-0.5097	-5825	-200
<b>Máximo</b>	0.5710	5963	200

Se establece un sistema difuso de tipo “mandani”. Cada variable tiene cinco funciones de pertenencia que son: grande negativo, pequeño negativo, cero, pequeño positivo y grande positivo. En la Figura. 3. 26 se muestra la variable error, en la Figura. 3. 27 se muestra la variable cambio de error y en la Figura. 3. 28 la variable de compensación.

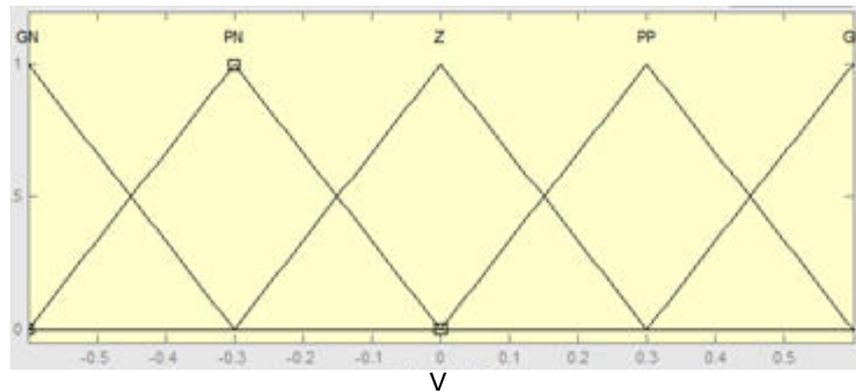


Figura. 3. 26. Variable error

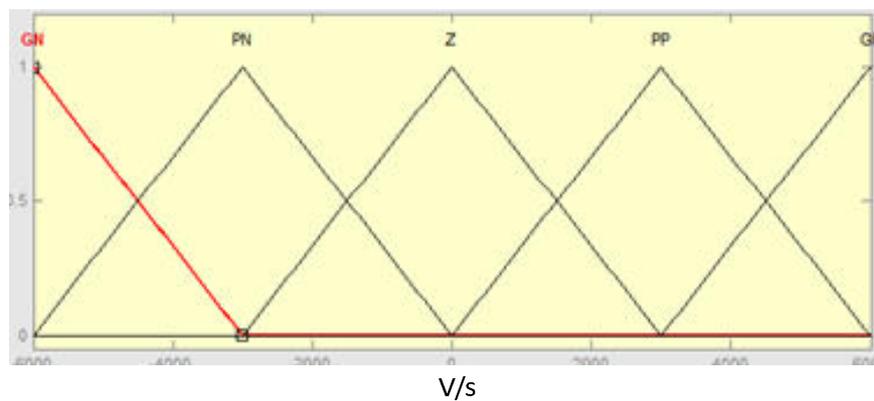
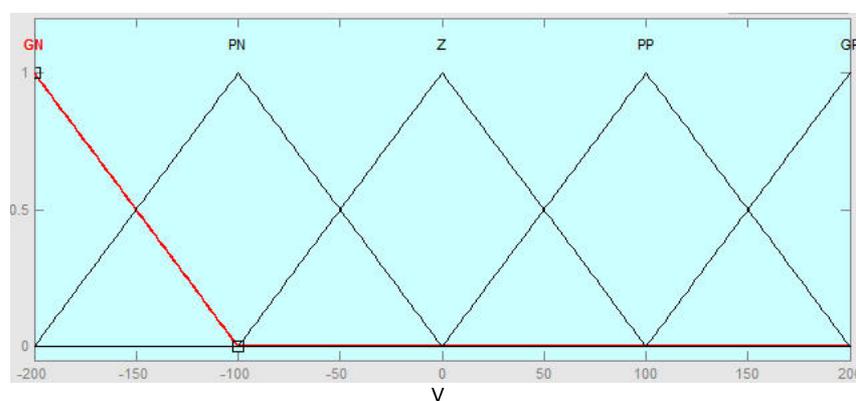


Figura. 3. 27. Variable cambio de error



**Figura. 3. 28. Variable de salida “Señal Compensación”**

La base de reglas se establece partiendo de la premisa: *si existe un error positivo significará que la onda de referencia es mayor a la salida deseada por lo tanto se necesita corregir con una salida positiva*, lo mismo pero en sentido inverso sucede en caso de presentarse un error negativo, toda la base de reglas se resume en la tabla mostrada a continuación:

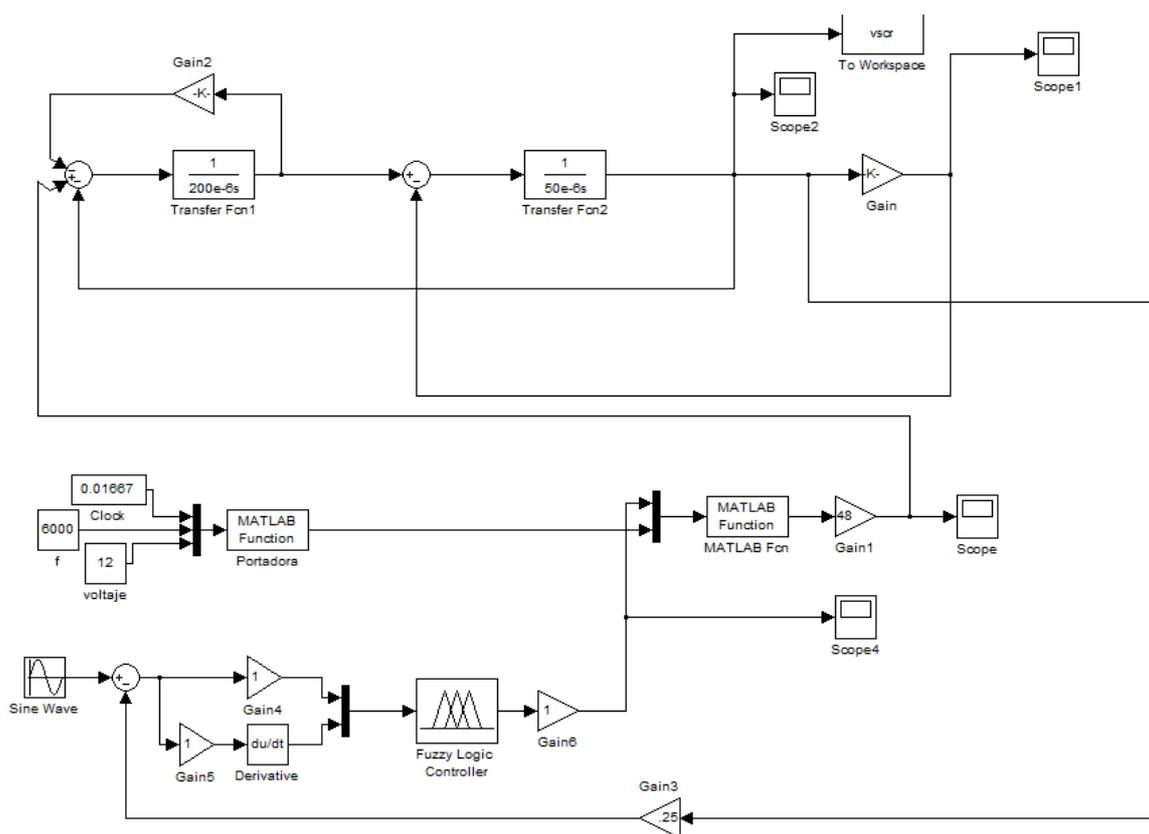
**Tabla. 3. 8. Reglas del sistema difuso**

		Error				
		GN	PN	Z	PP	GP
$\Delta$ error	GN	GN	GN	GN	PN	Z
	PN	GN	GN	PN	z	PP
	Z	GN	PN	Z	PP	GP
	PP	PN	Z	PP	GP	GP
	GP	z	PP	GP	GP	GP

El siguiente paso es crear la matriz del sistema de inferencia difuso (FIS) utilizando el comando de *MATLAB*:

```
difuso=readfis('pddifusoinv')
```

Este comando toma el archivo creado mediante la herramienta “FIS editor” y guarda la matriz del sistema en la variable “difuso” para poder ser utilizada en SIMULINK utilizando el bloque “FuzzyLogicController”. En la Figura. 3. 29 se observa el modelo matemático del inversor con el controlador lógico difuso, como se puede ver no es necesario añadir ganancias proporcional ni derivativa, ni tampoco ganancia a la salida del sistema difuso, ya que el controlador funciona correctamente con los rangos establecidos.



**Figura. 3. 29. Inversor modelo Matemático con controlador Difuso**

Aplicando el método mostrado en el ANEXO 3 se obtienen los valores de distorsión armónica total mostrados en la Tabla. 3. 9, mientras que en la Figura. 3. 30 y la Figura. 3. 31 se pueden observar los voltajes y espectros de la tensión de salida para una carga lineal y una carga no lineal, respectivamente, y con una impedancia de  $40\Omega$ .

**Tabla. 3. 9. Distorsión armónica total del inversor con controlador difuso**

Modelo	THD%
Carga resistiva $40\Omega$	0.0646%
Carga no lineal	0.0847%

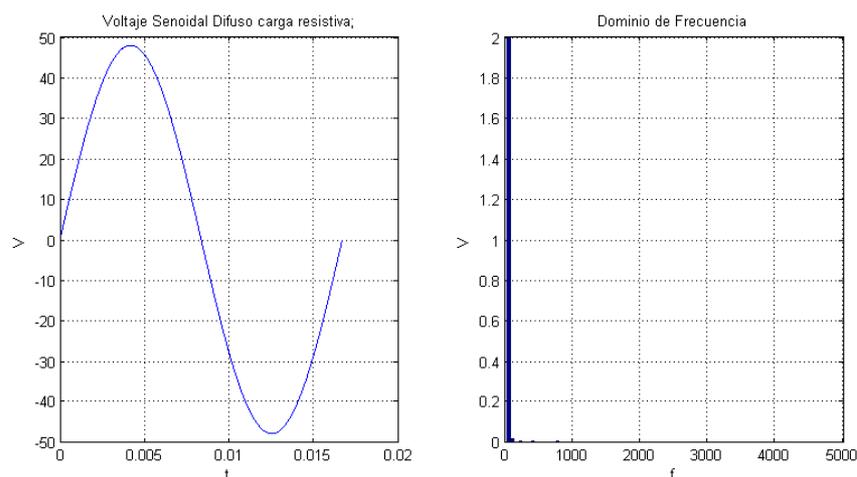


Figura. 3. 30. Voltaje y espectro controlador Difuso carga resistiva  $40\Omega$

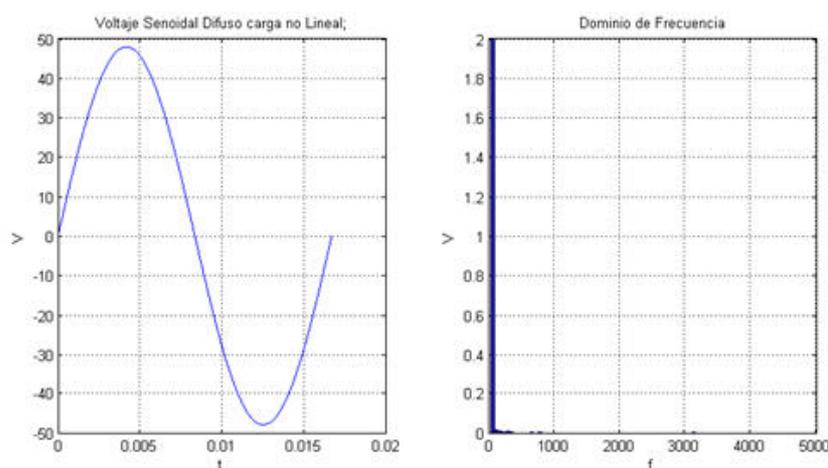


Figura. 3. 31. Voltaje y espectro controlador Difuso carga no lineal

### 3.5. Comparación de Resultados del inversor como Modelo matemático

Hasta este momento se ha mostrado la distorsión armónica en tensión sin embargo el parámetro más importante a ser tomado en cuenta es la distorsión armónica total sobre la corriente de carga. Para este efecto se diseñó el programa del ANEXO 6 el cual calcula la THD para varios valores de carga y con los distintos controladores, estableciendo una tabla comparativa. La Tabla. 3. 10 resume la información para cargas lineales.

Tabla. 3. 10. THD en corriente medido sobre cargas lineales

<b>DISTORSIÓN ARMÓNICA CARGA LINEAL</b>					
<b>Tipo de Carga</b>	<b>Impedancia</b>	<b>THD(%) Sin Controlador</b>	<b>THD(%) PI</b>	<b>THD(%) RNA</b>	<b>THD(%) FLC</b>
Resistiva	10Ω	1.07	0.12	0.15	0.09
	20Ω	1.28	0.11	0.12	0.09
	30 Ω	1.45	0.14	0.08	0.07
	40Ω	1.59	0.11	0.08	0.08
Resistiva inductiva 0.1mH	10Ω	0.97	0.27	0.13	0.07
	20 Ω	1.25	0.27	0.08	0.10
	30 Ω	1.43	0.26	0.06	0.08
	40 Ω	1.58	0.28	0.07	0.07
Resistiva inductiva 1mH	10Ω	0.73	0.34	0.30	0.28
	20 Ω	1.02	0.21	0.13	0.11
	30 Ω	1.24	0.21	0.09	0.08
	40 Ω	1.42	0.25	0.10	0.09
Resistiva inductiva 10mH	10Ω	7.18	7.11	7.02	7.04
	20 Ω	2.93	2.90	2.89	2.89
	30 Ω	1.71	1.68	1.64	1.63
	40 Ω	1.30	1.13	1.08	1.08
Resistiva Capacitiva 10uF	10Ω	26.86	7.86	7.76	7.93
	20 Ω	20.55	10.86	10.82	10.89
	30 Ω	20.03	13.13	13.10	13.13
	40 Ω	20.62	14.95	14.92	14.94
Resistiva Capacitiva 100uF	10Ω	24.82	21.01	20.99	20.99
	20 Ω	24.76	22.07	22.05	22.05
	30 Ω	20.84	19.20	19.19	19.18
	40 Ω	16.79	15.89	15.88	15.88
Resistiva Capacitiva 1000uF	10Ω	5.51	5.71	5.64	5.69
	20 Ω	1.89	1.98	1.96	1.97
	30 Ω	1.17	1.05	1.10	1.01
	40 Ω	1.01	0.73	0.78	0.66

En el caso de cargas no lineales el análisis sobre la carga se vuelve complicado debido al comportamiento bajo media onda sinusoidal. Para un mejor análisis con cargas no lineales la mejor opción es verificar la THD sobre la tensión de salida del inversor, tal como se muestra en la Tabla. 3. 11.

Tabla. 3. 11. THD en tensión medido para cargas no lineales

<b>DISTORSIÓN ARMÓNICA CARGA NO LINEAL</b>					
<b>Tipo de Carga</b>	<b>Impedancia</b>	<b>THD(%) Sin Controlador</b>	<b>THD(%) PI</b>	<b>THD(%) RNA</b>	<b>THD(%) FLC</b>
Resistiva	10Ω	4.38	0.20	0.13	0.08
	20 Ω	4.49	0.26	0.09	0.08
	30 Ω	4.38	0.23	0.08	0.08
	40 Ω	4.38	0.24	0.08	0.08
Resistiva inductiva 0.1mH	10Ω	4.47	0.19	0.14	0.08
	20 Ω	4.37	0.20	0.09	0.08
	30 Ω	4.38	0.17	0.08	0.08
	40 Ω	4.37	0.17	0.08	0.07
Resistiva inductiva 1mH	10Ω	4.48	0.19	0.18	0.11
	20 Ω	4.38	0.18	0.08	0.07
	30 Ω	4.37	0.18	0.08	0.07
	40 Ω	4.37	0.19	0.06	0.08
Resistiva inductiva 10mH	10Ω	4.60	0.15	0.19	0.08
	20 Ω	4.56	0.16	0.07	0.10
	30 Ω	4.53	0.19	0.08	0.08
	40 Ω	4.51	0.17	0.06	0.08
Resistiva Capacitiva 10uF	10Ω	3.71	0.09	0.06	0.09
	20 Ω	3.70	0.12	0.06	0.08
	30 Ω	3.80	0.07	0.06	0.08
	40 Ω	3.87	0.07	0.05	0.07
Resistiva Capacitiva 100uF	10Ω	4.15	0.11	0.08	0.08
	20 Ω	4.44	0.06	0.06	0.08
	30 Ω	4.66	0.10	0.06	0.08
	40 Ω	4.77	0.09	0.07	0.09

Resistiva	10 $\Omega$	4.91	0.10	0.10	0.08
Capacitiva 1000uF	20 $\Omega$	4.94	0.11	0.06	0.10
	30 $\Omega$	4.87	0.09	0.06	0.08
	40 $\Omega$	4.85	0.10	0.07	0.08

Como se puede observar en las Tablas 3.10 y 3.11 los controladores permiten reducir los armónicos en forma significativa además se puede notar que los controladores inteligentes son más eficientes que el controlador clásico.

## CAPÍTULO IV

### SIMULACIÓN MODELO TRANSISTOR

Hasta este momento se ha trabajado utilizando simplemente el modelo matemático del inversor SPWM y su respectivo filtro, el presente capítulo se enfoca en la simulación del sistema utilizando la herramienta “*SimPowerSystems*” de *MATLAB*, la cual permite simular sistemas de potencia con lo cual se obtiene valores más reales del comportamiento de los controladores diseñados en la sección anterior para el inversor SPWM.

#### 4.1. Modelamiento del sistema

Para el modelamiento del sistema en “*SimPowerSystems*” se utiliza los datos de un transistor MOSFET de potencia con las características principales enunciadas en la siguiente tabla:

**Tabla. 4. 1. Características del elemento conmutador de Potencia**

$I_D(\text{A})$	50
$V_{DS}(\text{V})$	50
$P_D(\text{W})$	200
$R_{DS}(\Omega)$	0.028

Para la simulación del puente que servirá como la etapa de potencia se utiliza el bloque “*Universal Bridge*” que se muestra en Figura. 4. 1 , en el cual se configura un puente de dos brazos tipo MOSFET con las características anteriormente señaladas en la Tabla. 4. 1. El bloque tiene una entrada para la fuente DC, la entrada “Gate” que permite el ingreso de la señal de control de conmutación del elemento de potencia, y los pines A y B que representan la salida en AC.

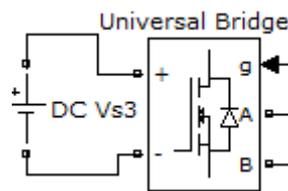


Figura. 4. 1. Bloque “*Universal Bridge*” de dos brazos tipo MOSFET

El filtro se lo realiza utilizando los bloques RLC de *Simulink* con los mismos valores indicados en la etapa de diseño. Mientras que la etapa de comparación de la onda moduladora y la onda portadora se la realiza mediante el bloque “*PWM Generator*” el mismo que trabaja como amplificadores operacionales que permiten la comparación de ondas, y a la salida se obtienen cuatro señales de conmutación para los cuatro elementos de potencia del puente inversor. En la Figura. 4. 2 se muestra el sistema de potencia completo del inversor SPWM modelado en “*SimPowerSystems*”.

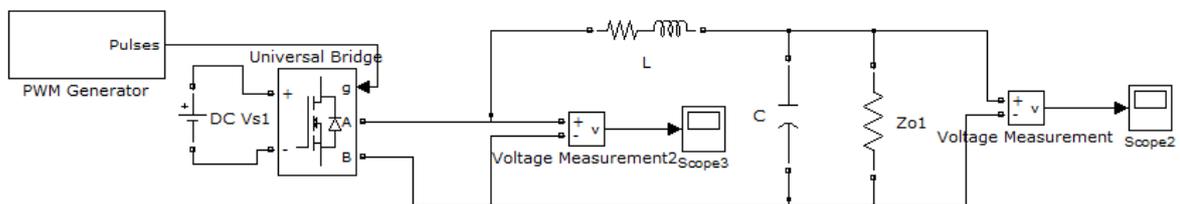


Figura. 4. 2. Inversor de potencia SPWM modelado en *SimPowerSystems*

#### 4.1.1. Controlador PI para el inversor modelo de transistor

Para el desarrollo del inversor SPWM con controlador PI se utiliza el mismo controlador diseñado para el modelo matemático, la tensión de carga es medida y se realimenta para realizar el sistema en lazo cerrado. En la Figura. 4. 3 se muestra el modelo de transistor del inversor SPWM con controlador PI.

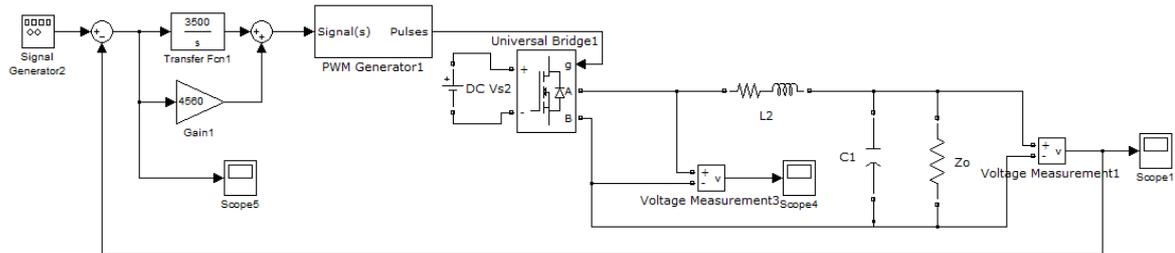


Figura. 4. 3. Modelo de transistor del inversor SPWM con controlador PI

#### 4.1.2. Controlador RNA para el inversor con modelo de transistor

Utilizando el procedimiento del modelo matemático mostrado en el capítulo anterior, se obtiene el bloque que actúa como un control neuronal que tiene un efecto similar al controlador PI utilizando las entradas: Corriente de capacitor  $i_c$ , Corriente de carga  $i_o$ , Tensión de salida  $u_o$  y error entre tensión de salida y tensión de referencia  $e_o$ . La salida actuará como onda moduladora compensada para la eliminación de armónicos. En la Figura. 4. 4 se muestra el modelo de transistor del inversor SPWM con controlador mediante redes neuronales artificiales.

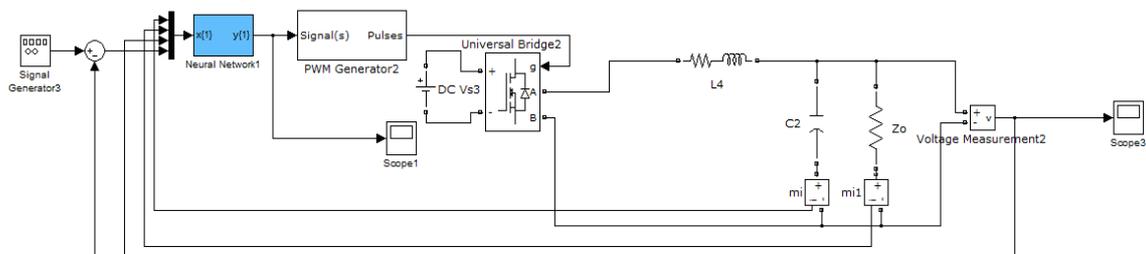


Figura. 4. 4. Modelo de transistor del inversor SPWM con controlador mediante redes neuronales artificiales.

### 4.1.3. Controlador Difuso para el inversor con modelo de transistor

La base de reglas del controlador difuso creado para el control del inversor como modelo matemático es utilizada, debido a que el comportamiento tanto para el modelo matemático como con el uso de transistores es similar con lo cual no se necesita re-sintonizar los valores para el controlador PD difuso. En la Figura. 4. 5 se muestra el modelo de transistor del inversor SPWM con controlador difuso.

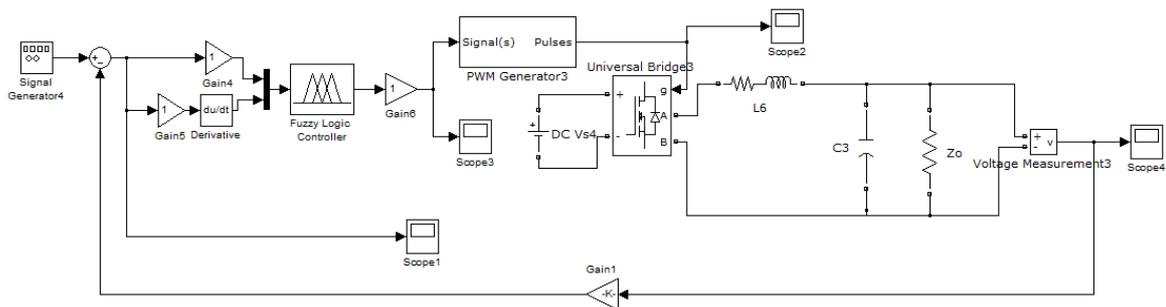


Figura. 4. 5. Modelo de transistor del inversor SPWM con controlador difuso

## 4.2. Medición de Eficiencia del Inversor

Para medir la eficiencia del controlador se obtiene el THD con cada uno de los controladores diseñados y con varios controladores de carga. Además se realiza un cambio de carga para medir la velocidad del sistema.

### 4.2.1. THD con varios controladores para cargas lineales

Utilizando el programa del ANEXO 6 se obtuvieron los resultados de THD, en tensión, para varias cargas lineales como se muestra en la tabla mostrada a continuación.

Tabla. 4. 2. Listado de THD con cargas lineales

<b>DISTORSIÓN ARMÓNICA CARGA LINEAL MODELO TRANSISTOR</b>					
<b>Tipo de Carga</b>	<b>Impedancia</b>	<b>THD(%) Sin Controlador</b>	<b>THD(%) PI</b>	<b>THD(%) RNA</b>	<b>THD(%) FLC</b>
Resistiva	10Ω	0.96	0.22	0.29	0.05
	20 Ω	1.11	0.09	0.12	0.07
	30 Ω	1.20	0.06	0.09	0.08
	40 Ω	1.27	0.06	0.13	0.05
Resistiva inductiva 0.1mH	10Ω	0.96	0.20	0.40	0.05
	20 Ω	1.11	0.09	0.15	0.06
	30 Ω	1.20	0.07	0.07	0.07
	40 Ω	1.27	0.06	0.07	0.05
Resistiva inductiva 1mH	10Ω	1.06	0.21	0.77	0.09
	20 Ω	1.15	0.10	0.24	0.06
	30 Ω	1.22	0.07	0.09	0.07
	40 Ω	1.28	0.07	0.29	0.05
Resistiva inductiva 10mH	10Ω	1.69	0.25	0.62	0.09
	20 Ω	1.65	0.11	0.78	0.05
	30 Ω	1.63	0.08	0.07	0.07
	40 Ω	1.61	0.07	0.08	0.05
Resistiva Capacitiva 10uF	10Ω	1.19	0.05	0.06	0.05
	20 Ω	1.20	0.05	0.07	0.05
	30 Ω	1.25	0.06	0.06	0.06
	40 Ω	1.30	0.06	0.06	0.07
Resistiva Capacitiva 100uF	10Ω	0.99	0.05	0.06	0.05
	20 Ω	1.11	0.05	0.07	0.05
	30 Ω	1.20	0.06	0.07	0.06
	40 Ω	1.27	0.06	0.07	0.07
Resistiva Capacitiva 1000uF	10Ω	0.95	0.13	0.28	0.06
	20 Ω	1.11	0.07	0.15	0.05
	30 Ω	1.20	0.06	0.07	0.07
	40 Ω	1.27	0.06	0.07	0.07

Como se puede observar el control difuso es el más efectivo de los controladores diseñados, el controlador neuronal es ligeramente menos efectivo que el control PI, sin embargo logra controlar de manera eficiente el inversor propuesto.

#### 4.2.2. THD con varios controladores para cargas no lineales

Para el diseño de cargas no lineales se propone un sistema de rectificación de onda completa compuesto por un puente de diodos, seguido de un capacitor de  $1000\mu\text{F}$ , acompañado de una carga que al igual que en casos anteriores se divide en puramente resistiva, resistiva inductiva y resistiva capacitiva, la tensión se mide a la salida del inversor y se determinan su carga de componentes armónicos. El sistema sin controlador modelado en "SimPowerSystems" de *SIMULINK* se muestra en la Figura. 4. 6, mientras que en las Figuras 4. 7, 4. 8 y 4.9, se puede visualizar el sistema con los controladores: PI, controlador neuronal y controlador difuso respectivamente. En la Tabla. 4. 3 se resumen los valores de THD para varias cargas para cada uno de los sistemas descritos.

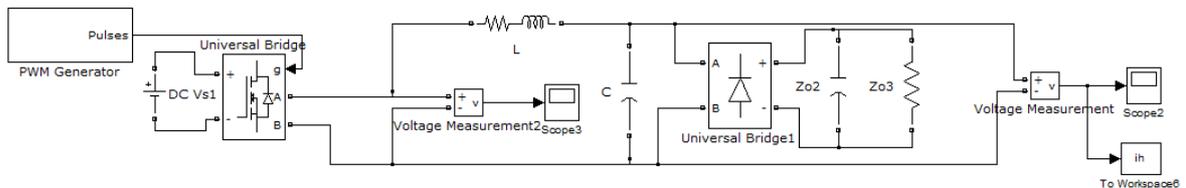


Figura. 4. 6. Sistema inversor con carga no lineal sin controlador

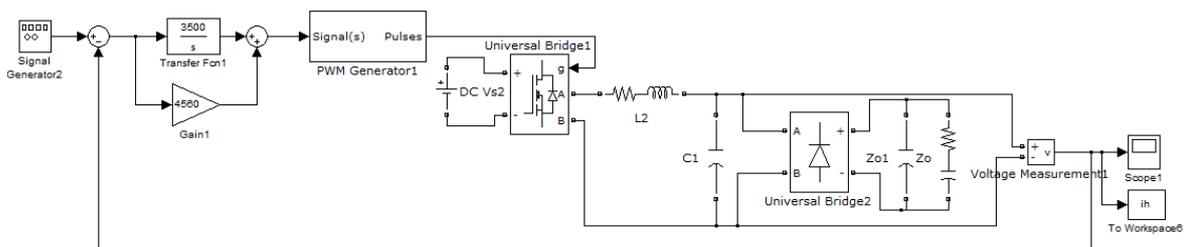


Figura. 4. 7. Sistema inversor con carga no lineal con controlador PI

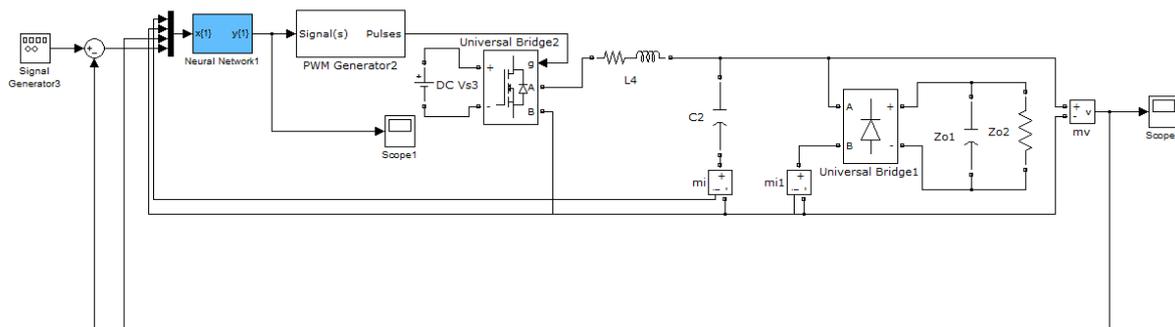


Figura. 4. 8.Sistema inversor con carga no lineal con controlador RNA

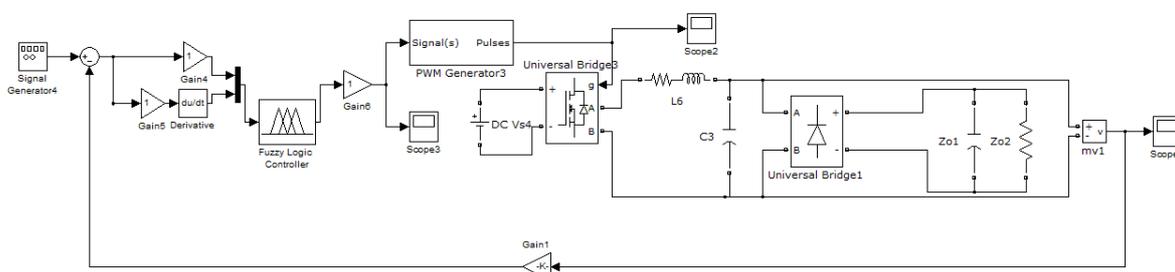


Figura. 4. 9.Sistema inversor con carga no lineal con controlador difuso

Tabla. 4. 3.Listado de THD con carga no lineal

DISTORSIÓN ARMÓNICA CARGA NO LINEAL MODELO TRANSISTOR					
Tipo de Carga	Impedancia	THD(%) Sin Controlador	THD(%) PI	THD(%) RNA	THD(%) FLC
Resistiva	10Ω	23.82	2.07	1.88	0.19
	20 Ω	24.00	1.68	1.34	0.24
	30 Ω	24.14	1.71	1.17	0.28
	40 Ω	24.22	2.04	1.11	0.30
Resistiva inductiva 0.1mH	10Ω	23.81	1.68	1.74	0.18
	20 Ω	24.00	1.69	1.30	0.24
	30 Ω	24.14	1.68	1.17	0.28
	40 Ω	24.22	1.95	1.14	0.30
Resistiva inductiva 1mH	10Ω	23.80	1.67	1.81	0.18
	20 Ω	23.99	1.68	1.30	0.24
	30 Ω	24.14	1.67	1.17	0.28

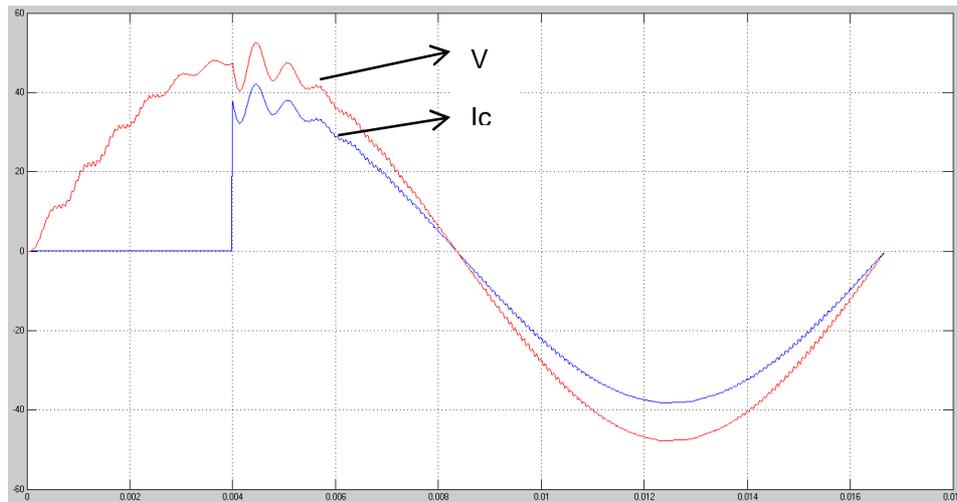
	40 $\Omega$	24.22	1.94	1.14	0.30
Resistiva inductiva 10mH	10 $\Omega$	23.75	1.68	1.76	0.18
	20 $\Omega$	24.01	1.67	1.30	0.24
	30 $\Omega$	24.15	1.71	1.14	0.28
	40 $\Omega$	24.23	1.65	1.15	0.30
Resistiva Capacitiva 10uF	10 $\Omega$	24.50	1.72	1.01	0.06
	20 $\Omega$	24.50	1.81	1.01	0.06
	30 $\Omega$	24.50	1.78	1.04	0.06
	40 $\Omega$	24.50	1.78	1.04	0.06
Resistiva Capacitiva 100uF	10 $\Omega$	24.32	1.72	1.01	0.13
	20 $\Omega$	24.31	1.86	1.01	0.23
	30 $\Omega$	24.33	1.76	1.01	0.26
	40 $\Omega$	24.35	1.74	1.02	0.27
Resistiva Capacitiva 1000uF	10 $\Omega$	23.93	1.80	1.34	0.21
	20 $\Omega$	24.06	1.68	1.20	0.26
	30 $\Omega$	24.17	1.73	1.11	0.29
	40 $\Omega$	24.24	1.69	1.05	0.30

Como se puede ver todos los controladores reducen a un mínimo la cantidad de distorsión armónica total. El controlador más eficiente que prácticamente suprime todas las corrientes armónicas no deseadas es el sistema lógico difuso.

#### 4.2.3. Reacción del sistema ante cambio de carga

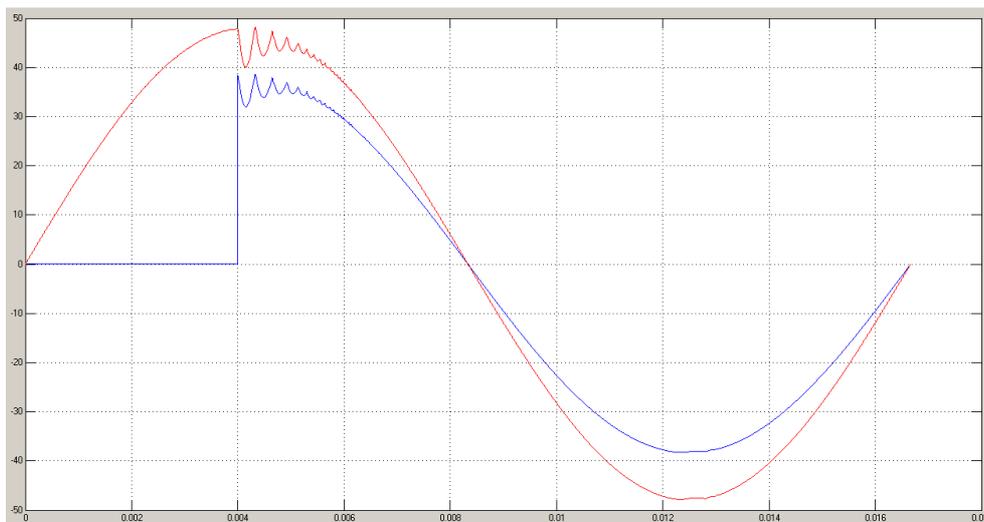
Otro parámetro a tomar en cuenta al momento de elegir un controlador para un inversor SPWM es la velocidad de reacción del controlador ante un cambio de carga para realizar este análisis se utilizó un conmutador que conecta una carga lineal en un tiempo determinado en 4mS que es la cuarta parte de un ciclo. Posteriormente se registra el tiempo que el sistema tarda en pasar del periodo transitorio al régimen permanente.

En la Figura. 4. 10 se muestra la corriente y la tensión que alimentan a la carga no lineal, el régimen transitorio dura 0.4mS. Además se presentan cambios de tensión de  $\pm 8V$ .



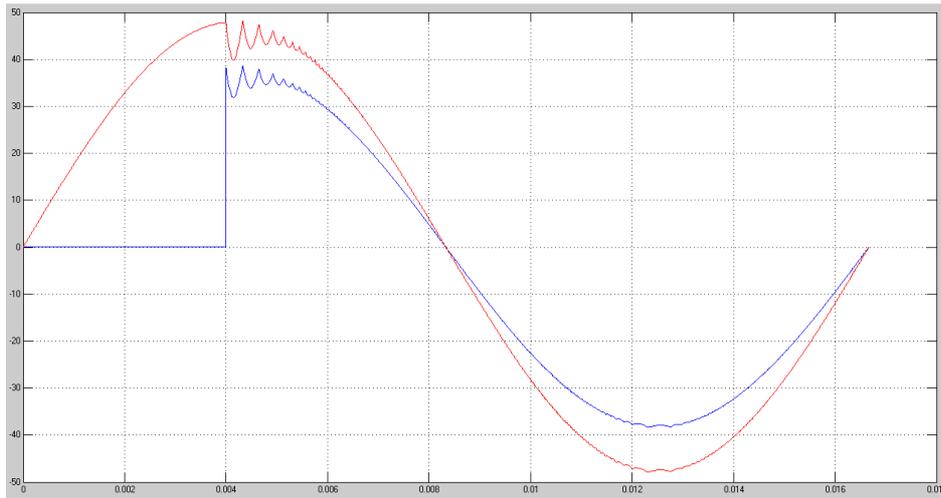
**Figura. 4. 10. Régimen transitorio inversor sin controlador**

En la Figura. 4. 11 se muestra el periodo de transición, del inversor SPWM con controlador PI, que dura 1mS y se presentan cambios de tensión entre valores de 0 a -8V.



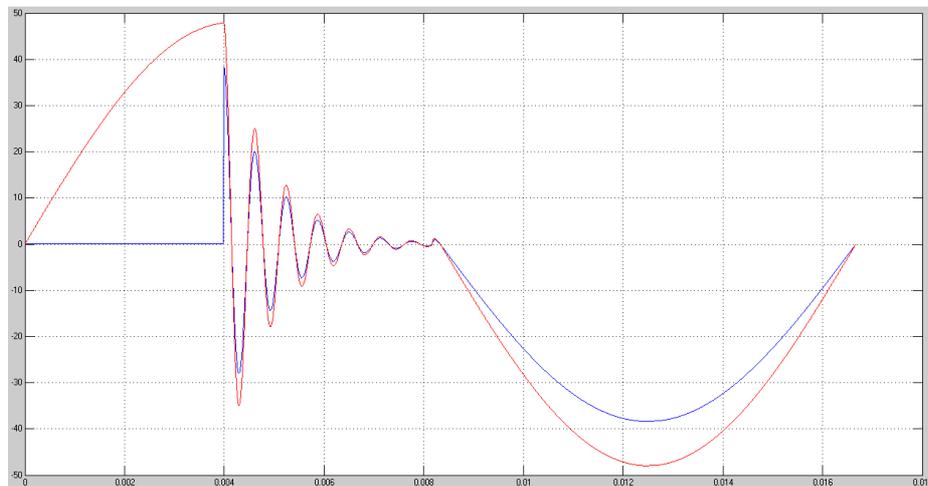
**Figura. 4. 11. Régimen transitorio inversor con controlador PI**

La Figura. 4. 12 muestra la tensión y la corriente del inversor SPWM controlado mediante RNA, el régimen transitorio dura 1mS y se presentan cambios de tensión entre 0 y -8V.



**Figura. 4. 12. Régimen transitorio inversor con controlador RNA**

En la Figura. 4. 13 se muestra el régimen transitorio al pasar de trabajar en vacío a trabajar con una carga lineal. Como se puede observar el controlador difuso no trabaja de forma efectiva ante cambios radicales debido a que tiene un diseño para corregir armónicos con valores de pocos voltios. El controlador difuso actúa en el cruce por cero de la onda que sigue a la conmutación de estado.



**Figura. 4. 13. Régimen transitorio inversor con controlador difuso**

## CAPÍTULO V

### CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

#### 5.1. Conclusiones

- En el presente documento se presentó alternativas de control inteligente para lograr una respuesta dinámica adecuada y una tensión de salida con baja distorsión armónica total para un inversor monofásico con modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM). Los controladores propuestos se basan en redes neuronales artificiales y control difuso. Los controladores fueron diseñados utilizando el modelo matemático del inversor, además se comprobó su funcionamiento utilizando el modelo de transistor mosfet utilizando “*SimPowerSystems*” de *MATLAB*. El comportamiento de cada uno de los controladores fue medido utilizando cargas lineales y un puente rectificador que trabajó como carga no lineal.
- El control de un inversor, que utiliza modulación SPWM para la generación de las señales de disparo de los elementos de conmutación, se realiza variando la onda sinusoidal de referencia u onda moduladora permitiendo la variación del índice de modulación en frecuencia y amplitud. Lo cual compensa el ancho de pulso ante perturbaciones como corrientes armónicas o cambios de carga.

- El controlador PI diseñado actúa como modelo de referencia para medir el comportamiento y la eficiencia de los controladores inteligentes. Además permite la obtención de una base de datos con los parámetros de entrenamiento, y el objetivo para el controlador neuronal. El controlador PI permite reducir de forma eficiente la distorsión armónica total del voltaje de salida del inversor, además tiene una buena respuesta en la conmutación de estado transitorio a régimen permanente.
- El controlador neuronal diseñado se entrenó fuera de línea para que tenga un comportamiento rápido aunque se reduzca su capacidad de adaptabilidad, además, la arquitectura de la red se diseñó de tal forma que sea lo más simple posible pero que tenga un desempeño adecuado, se diseñó una red neuronal inversa con una capa oculta con cinco neuronas. La red neuronal presentó un gran desempeño en la reducción de distorsión armónica total tanto con carga lineal como con carga no lineal.
- Se diseñó un controlador PD difuso que tiene el mejor desempeño de todos los controladores para la reducción de la distorsión armónica total tanto para sistemas con carga lineal como para cargas no lineales, sin embargo debido a la precisión que posee para regular armónicos, se pierde la velocidad de reacción al existir un cambio drástico de carga. Si se desea mejorar esta respuesta es necesario re-sintonizar los parámetros PD que componen las entradas del sistema de inferencia difuso.
- Los controladores inteligentes mostraron un mejor desempeño que el controlador clásico en líneas generales, especialmente al actuar bajo condiciones de carga no lineal, el controlador neuronal es capaz de trabajar con cargas para las cuáles no fue entrenado además de reducir la THD, mientras que el control difuso disminuye a casi cero el valor de distorsión armónica total. Sin embargo el desempeño de los controladores en *MATLAB* depende de la velocidad del tiempo de

integración, es decir en la realidad si se desearía mayor efectividad se necesitarían altas velocidades de procesamiento para su mejor comportamiento.

- Las alternativas de control diseñadas presentan nuevas tecnologías para la regulación de tensión de sistemas inversores u onduladores principalmente en el campo de la alimentación ininterrumpida UPS ya que estos sistemas necesitan ondas sinusoidales puras con la menor cantidad de componentes armónicos además de asegurar su funcionamiento con cargas críticas.

## 5.2. Recomendaciones

- Obtener adecuadamente los valores del rango de trabajo del sistema de inferencia difusa FIS para reducir el tiempo de sintonización de los parámetros PD del controlador difuso.
- Al trabajar con controladores neuronales se debe tener en cuenta la velocidad con la que se requiere controlar el sistema, debido a que entre más neuronas se impongan en la arquitectura de la red neuronal, menor será la velocidad de respuesta del sistema a pesar de tener un mejor desempeño al alcanzar los valores de objetivo.
- Al realizar la simulación de modelos en *SIMULINK* de *MATLAB* se debe tomar muy en cuenta el tipo de solucionador con el que se trabaja. Si la simulación se configura en "*Fixed time Step*" se debe utilizar un tiempo mucho más bajo que las frecuencias con las se trabaja. Si se utiliza "*Variable-Step*" es necesario configurar los parámetros de cruce por cero para no tener errores durante la simulación además de tener una simulación precisa.

- Ampliar el conocimiento de las técnicas de control para sistemas de potencia. Así como el estudio de controladores inteligentes para el control de sistemas eléctricos.
- Realizar futuras investigaciones sobre controladores inteligentes aplicados a inversores trifásicos, multinivel y con modulación vectorial por ancho de pulso.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. RASHID, Muhammad, *Electrónica de Potencia Circuitos Dispositivos y aplicaciones*, Tercera edición, Prentice Hall, México, 2004.
2. HART, Daniel, *Electrónica de Potencia*, Primera Edición, Prentice Hall, Madrid, 2001.
3. [http://tec.upc.es/el/TEMA-5%20EP%20\(v1\).pdf](http://tec.upc.es/el/TEMA-5%20EP%20(v1).pdf), Convertidores u onduladores.
4. [http://catarina.udlap.mx/u\\_dl\\_a/tales/documentos/meie/fernandez\\_n\\_jm/capitulo1.pdf](http://catarina.udlap.mx/u_dl_a/tales/documentos/meie/fernandez_n_jm/capitulo1.pdf), Introducción a los controladores CD-AC.
5. MOHAN, UNDELAND, ROBBINS, Ned, Tore, William, *Power Electronics Converters applications and design*, Segunda Edición, John Wiley, Nueva York, 2002.
6. DÍAZ, Juan, *Inversores PWM*, Oviedo-España, 1998.
7. BHOOPAL, MADHAV, *Neural and Neuro-Fuzzy Controllers for UPS Inverter Applications*, International Journal of Recent Trends in Engineering, Volumen 2, Nro: 8, Noviembre 2009.
8. SHAHGHOLIAN, FAIZ, JABBARI, Ghazanfar, Jawad, Masoud, *Voltage Control Techniques in Uninterruptible Power Supply Inverters* International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.), Vol. 6, N. 4, Julio-Agosto 2011.
9. XIAO SUN, Martin, *Analogue Implementation of a Neural Network, Controller for UPS Inverter Applications*, IEEE transactions on power electronics, vol. 17, no. 3, mayo 2002.

10. DJAFFAR, WIRA, MERCKLE, Abdeslam, Patrice, Jean, *Artificial Neural Networks to Control an Inverter in a Harmonic Distortion Compensation Scheme*, International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2008), Cambridge, Inglaterra, 2008.

11. HUDSON, HAGAN ,DEMUTH, Mark, Martin, Howard *Neural Network Toolbox User's Guide*, The MathWorksInc, 2010

## FECHA DE ENTREGA

El proyecto fue entregado al Departamento de Eléctrica y Electrónica y reposa en la Escuela Politécnica del Ejército desde:

Sangolquí, \_\_\_\_\_ del 2012.

ELABORADO POR:

---

Juan José Salazar Salvador  
172300452-7

AUTORIDAD:

---

Ing. Víctor Proaño  
Coordinador de la Carrera de Ingeniería en Electrónica,  
Automatización y Control