

UNIVERSIDAD DE CIENCIAS Y ARTES DE CHIAPAS

INSTITUTO DE INVESTIGACIÓN E INNOVACIÓN EN
ENERGÍAS RENOVABLES

DISEÑO, CONSTRUCCIÓN Y EVALUACIÓN DE UN
INVERSOR PARA UN AEROGENERADOR DE BAJA
POTENCIA INTERCONECTADO A RED

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
Maestra en Materiales y sistemas Energéticos
Renovables

PRESENTA:

Ing. Gabriela Estrada Castellanos

DIRECTOR DE TESIS:

Dr. Orlando Lastres
Danguillecourt

CO-DIRECTOR DE TESIS:

Dr. Antonio Verde Añorve

Tuxtla Gutiérrez, Chiapas Marzo de 2020



A mis padres Verónica y Jesús por su apoyo incondicional, a mi esposo Cesar por brindarme toda su confianza para alcanzar mis metas, a mis abuelitos, tíos, primos, amigos, compañeros y maestros. A todas las personas que de una u otra manera han sido parte de mi vida y han aportado en mi crecimiento académico y personal.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco el apoyo y toda la colaboración recibida por parte de todos los maestros y doctores vinculados al programa de la Maestría en Materiales y Sistemas Energéticos Renovables; al Instituto de Investigación e Innovación en Energías Renovables de la Universidad de Ciencias y Artes de Chiapas por su participación en este trayecto.

Quiero resaltar especialmente la labor de mi director de tesis el Dr. Orlando Lastres Danguillecourt y mi codirector el Dr. Antonio Verde Añorve quienes han sido parte fundamental en el desarrollo y conclusión del presente proyecto de tesis, gracias por el apoyo, comprensión y tiempo.

A todos los compañeros con quienes he compartido esta etapa de mi vida, y con quienes he interactuado durante este proceso de aprendizaje dentro y fuera de las aulas de clase.

RESUMEN

Este trabajo plantea el desarrollo de un inversor para un aerogenerador de baja potencia conectado a la red eléctrica. El objetivo principal de este trabajo es convertir una señal de corriente directa a señal de corriente alterna con las exigencias de las normas vigentes para la conexión a red.

Se emplea una metodología para el diseño de un inversor que cumpla con el objetivo principal de este trabajo y se emplean herramientas de simulación con el fin de evaluar la modulación empleada; se utiliza el control SPWM (modulación por ancho de pulso sinusoidal) y para la conexión a red se propone la técnica de lazo de seguimiento de fase PLL (phase locked loop).

Se construye el inversor a nivel laboratorio para observar en cada etapa su comportamiento, así como las técnicas de control y el funcionamiento del PLL; se evalúan en condiciones controlada las curvas de potencia, voltaje, corriente y su distorsión armónica total; se evalúa el ángulo de desfase que existe una vez que ha sido conectado a la red eléctrica.

ABSTRACT

This work proposes the development of an inverter for a low power wind turbine connected to the grid. The main objective of this work is to convert a direct current signal to an alternating current signal with the requirements of the current regulations for the connection to the grid.

A methodology is used for the design of an investor that meets the main objective of this work and simulation tools are used to evaluate the modulation used; the SPWM control (sinusoidal pulse width modulation) is used and for the red connection the PLL phase tracking link technique (locked phase) is proposed.

The inverter is built at the laboratory level to observe at each stage its behavior, as well as the control techniques and operation of the PLL; the curves of power, voltage, current, and their total harmonic distribution are evaluated under controlled conditions; The offset angle that exists once it has been connected to the mains is evaluated.

CONTENIDO

Resumen.....	I
Abstract	II
Introducción.....	XI
Antecedentes	XX
Planteamiento del problema.....	XXI
Justificación.....	XXII
Hipótesis.....	XXII
Objetivos	XXII
Capítulo 1.- Fundamentos Teóricos	24
1.1 Introducción.....	24
1.2 Modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM)	24
1.3 Parámetros de M_a y M_f	25
1.4 Filtro LC.....	27
1.5 Conexión a red	28
1.5.1 Técnica de lazo de seguimiento de fase (PLL)	28
1.6 Dispositivos electrónicos	32
1.6.1 ICL8038	32
1.6.2 IR2110S	33
1.6.3 CD4046B	34
1.6.4 IGBT.....	37
Capítulo 2.- Metodología	39
2.1 Introducción.....	39
2.2 Metodología de diseño del inversor.....	39

2.3 Definición conceptual	40
2.4 Dimensionado de inversor	40
2.5 Metodología de simulación	41
2.6 Metodología de construcción.....	43
2.7 Metodología de evaluación.....	46
2.7.1 Equipos de medición	46
2.7.2 Requerimientos y evaluación	48
Capítulo 3.- Resultados	51
3.1 Introducción.....	51
3.2 Dimensionado del inversor	51
3.3 Simulación de formas de onda de inversor monofásico con modulación unipolar	55
3.4 Resultados experimentales de formas de ondas del inversor	61
3.5 Simulación de lazo de seguimiento de fase (PLL).....	65
3.6 Resultados experimentales de lazo de seguimiento de fase (PLL) CD4046B.	67
3.7 Evaluación del lazo de seguimiento de fase.....	70
3.8 Evaluación del inversor	72
Conclusiones y recomendaciones.....	78
Conclusiones	78
Recomendaciones	79
Bibliografía	80

LISTA DE FIGURAS

- Figura I1. Partes fundamentales de un aerogenerador de baja potencia
- Figura I2. Esquema general del convertidor de un aerogenerador
- Figura I3. Clasificación de los Inversores
- Figura I4. Inversor en Topología Puente Completo
- Figura I5. Puente completo con Modulación Bipolar
- Figura I6. SPWM con Modulación Bipolar
- Figura I7. Puente completo con Modulación Unipolar
- Figura I8. SPWM con Modulación Unipolar
- Figura 1. Representación gráfica de los modos de funcionamiento de Ma
- Figura 2. Esquema general del inversor con filtro LC
- Figura 3. Circuito electrónico de filtro LC
- Figura 4. Estructura básica de PLL
- Figura 5. Diagrama de bloques de un PLL
- Figura 6. Configuración básica del ICL8038
- Figura 7. Configuración básica del IR2110S
- Figura 8. Configuración general de CD4046B
- Figura 9. Configuración OFFSET de CD4046B
- Figura 10. Gráfico de valores externos para VCO
- Figura 11. Circuito eléctrico de filtro RC
- Figura 12. Símbolo electrónico del IGBT
- Figura 13. Esquema general de metodología de diseño del inversor

Figura 14. Esquema general de dimensionado del inversor

Figura 15. Esquema General de Simulación del Inversor

Figura 16. Esquema General de Construcción del Inversor

Figura 17. Osciloscopio digital RIGOL

Figura 18. Medidor de calidad de energía HIOKI 3197

Figura 19. Fuente AC/CD GWINSTEK APS-1102

Figura 20. Diagrama electrónico del inversor

Figura 21. Diagrama general de simulación del inversor con modulación unipolar

Figura 22. Forma de onda de señal moduladora

Figura 23. Forma de onda de señal portadora

Figura 24. Formas de onda de señales portadora y moduladora con tiempo de 0.016s

Figura 25. Forma de onda de señal de control SPWM

Figura 26. Forma de onda de señal de salida rama A

Figura 27. Forma de onda de señal de salida rama B

Figura 28. Forma de onda de señal de salida del inversor

Figura 29. Forma de onda de señal de salida del inversor con filtro

Figura 30. Medición de distorsión armónica total (THD)

Figura 31. Forma de onda de señal moduladora experimental

Figura 32. Forma de onda de señal portadora experimental

Figura 33. Forma de onda de señal SPWM experimental

Figura 34. Forma de onda de señal de salida de rama A experimental

Figura 35. Forma de onda de señal de salida de rama B experimental

Figura 36. Forma de onda de señal de salida del inversor experimental

Figura 37. Forma de onda de señal de salida del inversor con filtro, experimental

Figura 38. Diagrama general de simulación de lazo de seguimiento de fase

Figura 39. Señal de referencia y señal de oscilador controlado por voltaje

Figura 40. Frecuencia de centro

Figura 41. Frecuencia máxima

Figura 42. Frecuencia mínima

Figura 43. Señal de salida de comparador II

Figura 44. Señal de salida de filtro RC

Figura 45. Señal de red (azul) y señal del inversor (negra)

Figura 46. Gráfica de corriente contra potencia de entrada

Figura 47. Gráfica de carga contra potencia de entrada

Figura 48. Gráfica de corriente contra potencia de salida

Figura 49. Gráfica de carga contra potencia de salida

Figura 50. Gráfica de voltaje contra potencia

Figura 51. Gráfica de voltaje contra potencia

Figura 52. Gráfica de eficiencia contra THD

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Parámetros límite de sincronización a red eléctrica

Tabla 2. Tiempos de respuesta ante cambios de frecuencia

Tabla 3. Límites de distorsión armónica total

Tabla 4. Parámetros nominales de dimensionado del inversor

Tabla 5. Componentes electrónicos de inversor

Tabla 6. Variables de entrada de simulación del inversor

Tabla 7. Resultados experimentales obtenidos de etapa de control

Tabla 8. Variables de entrada de simulación del PLL

Tabla 9. Resultados experimentales obtenidos de lazo de seguimiento de fase

Tabla 10. Resultados de parámetros de entrada del inversor

Tabla 11. Resultados de parámetros de salida del inversor

Tabla 12. Parámetros de entrada del inversor

Tabla 13. Parámetros obtenidos de entrada del inversor

Tabla 14. Parámetros obtenidos de salida del inversor

Tabla 15. Resultados de THD, eficiencia y frecuencia

LISTA DE SIMBOLOS Y ABREVIATURAS

SÍMBOLOS

P	Densidad de potencia del viento	(w/m^2)
A	Área	(m^2)
v^3	Velocidad cúbica del viento	$(\frac{m^3}{s^3})$
V	Voltaje	(V)
I	Corriente	(A)
F	Frecuencia	(Hz)
R	Resistencia	(Ω)
THD	Distorsión armónica total	$(\%)$
P	Potencia	(W)
C	Capacitor	(F)
L	Bobina	(H)
T	Tiempo	(S)
η	Eficiencia	$(\%)$

ABREVIATURAS

CA	Corriente alterna
CD	Corriente directa
VSI	Inversor controlado por tensión (por sus siglas en inglés)
CSI	Inversor controlado por corriente (por sus siglas en inglés)
PWM	Modulación por ancho de pulso (por sus siglas en inglés)
SPWM	Modulación por ancho de pulso sinusoidal (por sus siglas en inglés)
Ma	Índice de modulación en amplitud
Mf	Índice de modulación en frecuencia
Ftri	Frecuencia de señal triangular
Fsen	Frecuencia de señal sinusoidal
Vtri	Voltaje de señal triangular
Vsen	Voltaje de señal sinusoidal
LC	Filtro Capacitivo- Inductivo
RC	Filtro Resistivo-Capacitivo
PLL	Lazo de seguimiento de fase (por sus siglas en inglés)
CF	Comparador de fase
LPF	Filtro pasa baja
VCO	Oscilador controlado por voltaje
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada (por sus siglas en inglés)

INTRODUCCIÓN

México, al igual que otros países, produce energía eléctrica a partir de recursos no renovables como el carbón y el petróleo que presentan importantes emisiones de gases de efecto invernadero, generando un impacto ambiental negativo y aumentando la contaminación [1]. Esta situación lleva a buscar soluciones innovadoras como lo son las fuentes de energías renovables, que presentan una solución viable para la producción de energía no contaminante tal como lo es la energía eólica, que se ha convertido en una de las más importantes a nivel mundial ya que ha experimentado un desarrollo notable en los últimos años sobre la producción de energía eléctrica de mediana y baja potencia que logre obtener tecnología más eficiente y económica que pueda aprovechar al máximo la energía del viento. Por otra parte, el gran aumento de las instalaciones de sistemas eólicos conectados a la red ha obligado a desarrollar nuevos métodos y sistemas de control. El sistema de control de los aerogeneradores es un campo amplio de estudio, desde el frenado, hasta los convertidores de potencia que constituyen una de las partes más importantes de un sistema eólico ya que son los encargados de acondicionar la potencia eléctrica producida por el generador eléctrico del aerogenerador, a las características de la red convencional de forma eficiente [2]. El reciente desarrollo de nuevos semiconductores de potencia como el IGBT o el IGCT permite importantes reducciones de costes y tamaño e importantes mejoras en la eficiencia y la fiabilidad de los inversores con control SPWM de aplicación en sistemas eólicos bien sean para aplicaciones a sistemas autónomos o conectados a la red.

ENERGÍA EÓLICA

Se denomina energía eólica a la obtenida a partir del viento. La energía eólica resulta de la energía cinética generada por efecto de las corrientes de aire y puede ser transformada en otras formas útiles de energía para facilitar las actividades humanas [3]. El principal recurso de la energía eólica es el viento y se genera a

causa del calentamiento no uniforme de la superficie terrestre debido a la radiación solar; por las características propias y por la forma de la tierra, el viento se presenta en cada segmento terrestre de forma diferente, éste es ocasionado principalmente por el efecto indirecto del sol y da como consecuencia el calentamiento de la tierra, entre el 1 y el 2 % de la energía proveniente del sol se convierte en viento [4]. La densidad de potencia del viento es la medida de la fortaleza del recurso eólico en watt por metro cuadrado (W/m^2). La cantidad de potencia por unidad de área de la corriente de aire se calcula por medio de la siguiente ecuación:

$$p = \frac{1}{2} \rho A v^3 \quad (1.2.1)$$

Donde p es la densidad de potencia expresada en W/m^2 , y es el resultado de multiplicar un medio de la densidad del aire ρ , por el área expuesta A y por el cubo de la velocidad del viento, v .

Las máquinas empleadas para transformar la energía del viento en electricidad se llaman turbinas eólicas o aerogeneradores [5].

AEROGENERADOR

Existen una gran cantidad de variables utilizadas mediante las cuales es posible hacer una clasificación de los aerogeneradores. Sin embargo, dos de ellas resultan las más apropiadas para el trabajo de tesis. La primera consiste en clasificarlos según la potencia que generan, medida en Watts. De esta manera, se obtienen tres categorías [6]: de alta, media y baja potencia. Los aerogeneradores de baja potencia se caracterizan por tener su estructura similar a los grandes aerogeneradores, siendo su diseño aún más simple; generalmente no cuentan con un sistema de multiplicación, es decir, el rotor está acoplado directamente al generador. Estos presentan la ventaja de poder ser instalados más fácilmente en lugares donde se necesite bajar el consumo eléctrico por la red nacional o en lugares donde no se cuente con energía eléctrica al no presentar complejidad en su transportación.

Los aerogeneradores de baja potencia están formados por varios elementos eléctricos y mecánicos como se muestra en la figura I1.

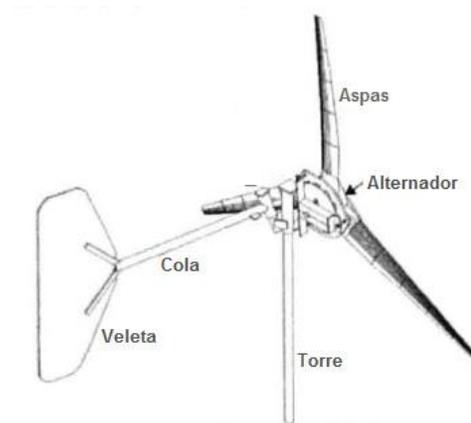


Figura I1 Partes fundamentales de un aerogenerador de baja potencia [7]

- Las aspas o palas del rotor permiten capturar la energía cinética del viento para convertirla en energía mecánica.
- El alternador o generador eléctrico es la parte del aerogenerador que convierte la energía mecánica en energía eléctrica. Existen diferentes tipos dependiendo del diseño del aerogenerador. Pueden ser síncronos o asíncronos, jaula de ardilla o doblemente alimentados, con excitación o con imanes permanentes.
- La veleta cumple la función de mantener posicionado al rotor frente al viento y de igual forma puede llegar a funcionar como un sistema de frenado.
- La torre sitúa el generador a una mayor altura, donde los vientos son de mayor intensidad y transmite las cargas del equipo al suelo.

Los rotores se pueden clasificar en disposición de su eje de giro: verticales y horizontales [8]. Los aerogeneradores con rotores de eje vertical tienen la ventaja de que no precisan ningún sistema de orientación activo para captar la energía

contenida en el viento. Los diseños más conocidos de eje vertical son los rotores tipo Darrieus y los rotores de tipo Savonius. Los aerogeneradores de rotores horizontales se caracterizan porque hacen girar sus palas en dirección perpendicular a la velocidad del viento incidente. Dentro de estos rotores los más utilizados son los de tres palas debido a su estabilidad aerodinámica, menor emisión de ruido y mayor rendimiento energético frente a los rotores de una o dos palas. Así mismo los aerogeneradores de baja potencia pueden clasificarse según su utilidad como lo son los aerogeneradores autónomos, para bombeo de agua e interconectados a la red eléctrica mismo que se menciona a continuación.

SISTEMAS EÓLICOS INTERCONECTADOS A LA RED ELÉCTRICA

La configuración básica de un sistema eólico conectado a la red eléctrica está compuesta por dos sistemas: uno mecánico y otro eléctrico. El primer sistema se encarga de convertir la energía cinética del viento en energía mecánica para después convertirla en energía eléctrica y el segundo sistema es el responsable de la transformación de la energía eléctrica con las características necesarias de la carga [9]. Este sistema consta de distintas etapas de potencia como se muestra en la figura 12.

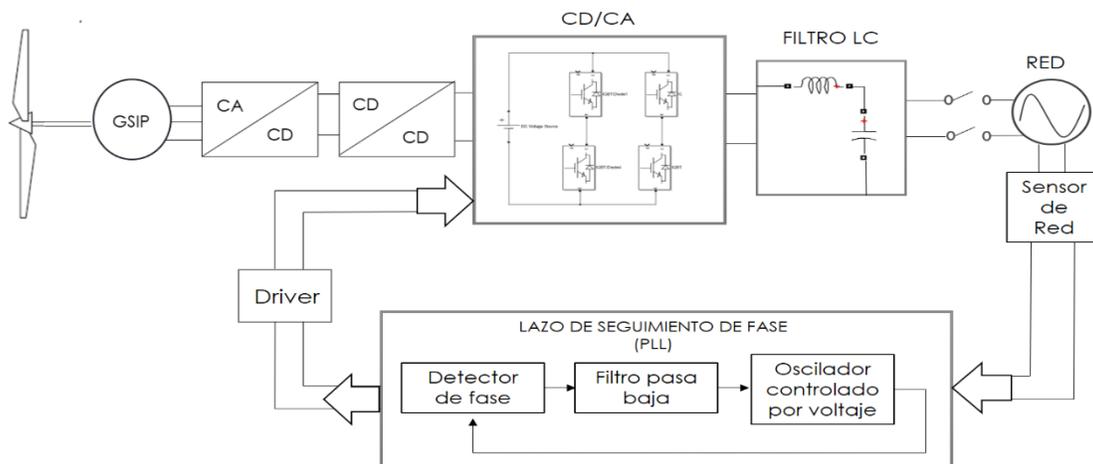


Figura 12 Esquema general del convertidor de un aerogenerador

La etapa CA-CD consta básicamente de un puente rectificador no controlado que se encarga de convertir la corriente alterna en corriente directa con voltaje y corriente variable. La etapa CD-CD suele ser un convertidor elevador boost o reductor buck y su función principal es mantener un voltaje fijo y una corriente variable; en esta etapa se implementa generalmente el seguidor del punto de máxima potencia. La tercera etapa CD-CA es la etapa del inversor y se encarga de convertir la corriente directa en corriente alterna con las características que las normas vigentes requieran para la conexión a red [10].

INVERSORES

Los inversores son circuitos que tienen como finalidad convertir un voltaje de entrada de corriente continua a un voltaje de salida de corriente alterna con la magnitud y frecuencia deseadas [11]. Estos se pueden clasificar de distintas maneras, los criterios empleados para clasificar a los inversores se han resumido en el esquema de la figura I3.

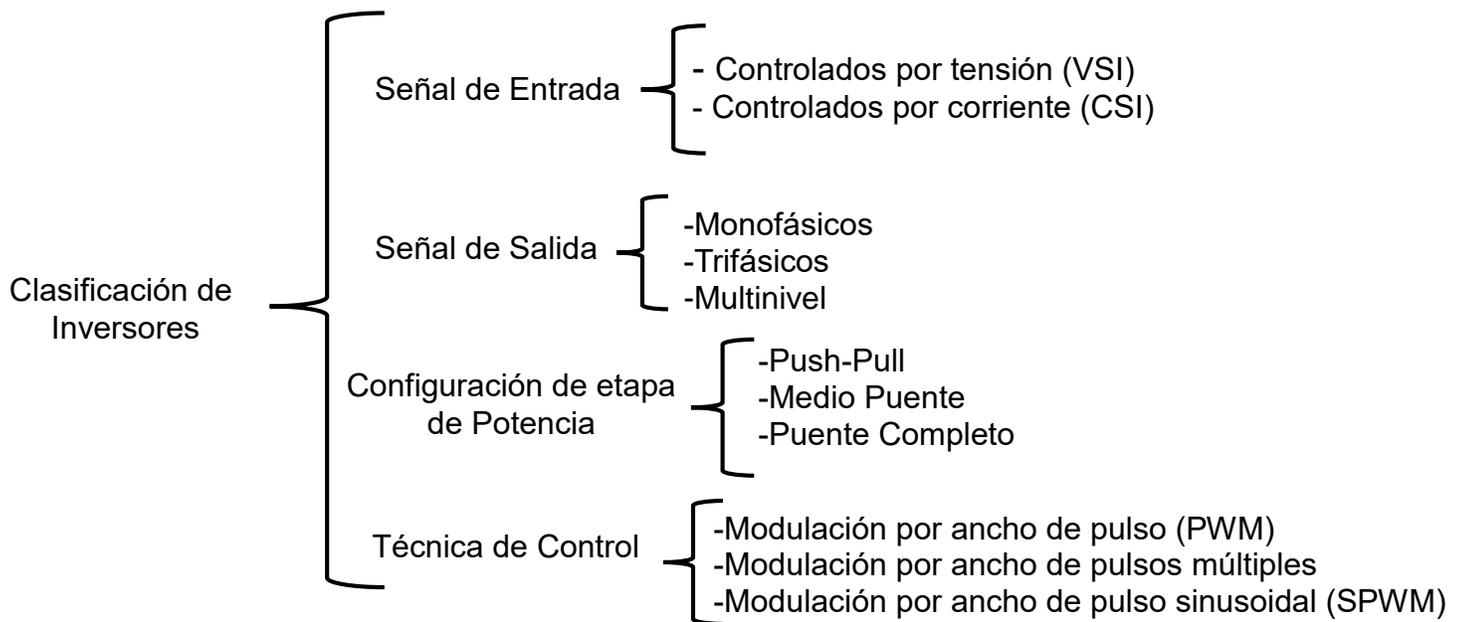


Figura I3 Clasificación de los Inversores [12]

Ya que el convertidor completo de un aerogenerador consta de un convertidor CD-CD que se encarga de mantener un voltaje fijo, la señal de entrada del inversor es una señal controlada por tensión (VSI), además de ser monofásica ya que se trata de una potencia menor a 10kW, según la clasificación de la etapa de potencia se distinguen tres topologías de potencia clásicas, estas son la configuración Push-Pull, Medio Puente y Puente Completo; la topología empleada en este trabajo es la topología en puente completo misma que se presenta a continuación [13].

Topología Puente Completo

Se muestra la configuración eléctrica de la topología en puente completo en la figura 14 la cual se compone de cuatro dispositivos de potencia agrupados en dos ramas, una primera rama formada por los interruptores S1 y S4 y una segunda rama conformada por S2 y S3; al disponer de cuatro dispositivos de potencia el número de estados posibles es mayor que en un medio puente, eliminando aquellas combinaciones que dan lugar a cortocircuitos de rama y aquellas en que la carga queda desconectada [14].

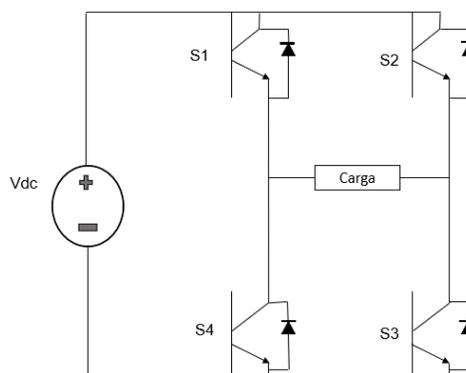


Figura 14 Inversor en Topología Puente Completo [15]

Así como existen distintas topologías de inversores se encuentran diferentes técnicas de modulación para su control, mismas que se mencionan a continuación.

TÉNICAS DE MODULACIÓN

El control SPWM se puede dividir generalmente en dos esquemas de modulación que son SPWM con modulación bipolar y SPWM con modulación unipolar [16] mismos que se describen a continuación.

SPWM CON MODULACIÓN BIPOLAR

En este método de modulación los cuatro interruptores de potencia conmutan en diagonales opuestas de las dos ramas del puente inversor (S1, S4 y S2, S3) es decir se conmutan a la vez como se muestra en la figura I5.

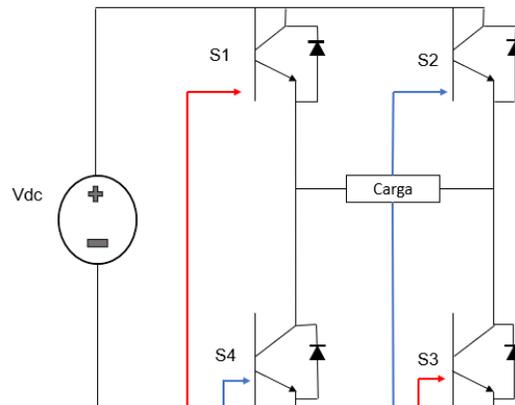


Figura I5 Puente completo con Modulación Bipolar [17]

La forma de onda de este tipo de modulación se muestra en la figura I6. La tensión de salida oscila continuamente entre su valor positivo y su valor negativo por lo que solo hay dos combinaciones posibles de los interruptores.

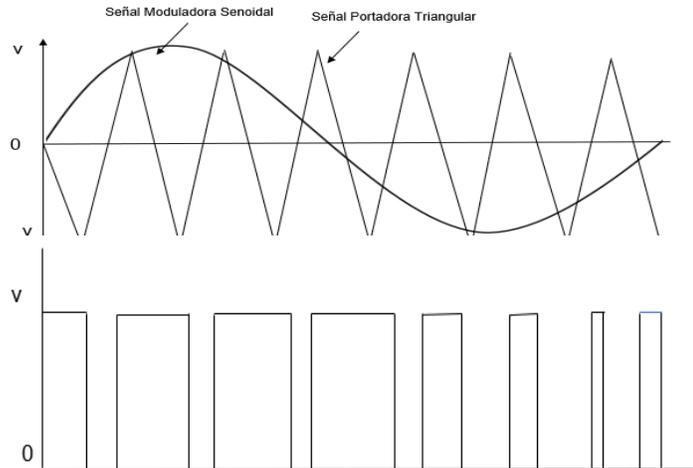


Figura I6 SPWM con Modulación Bipolar [18]

SPWM CON MODULACIÓN UNIPOLAR

En este tipo de modulación los dispositivos de potencia de las ramas del puente completo no se disparan simultáneamente. Cada rama del puente es controlada por separado comparando una señal triangular con una señal de control y su opuesta como se observa en la figura I7.

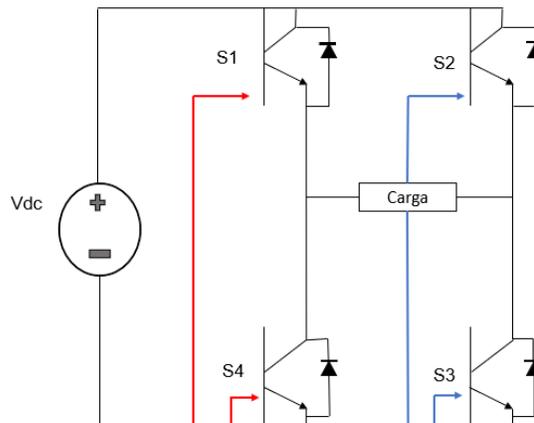


Figura I7. Puente completo con Modulación Unipolar [19]

En este tipo de control cuando los interruptores conmutan, la tensión de la salida cambia entre $+V_{dc}$ y $-V_{dc}$ como se muestra en la figura I8. Esta modulación tiene

la ventaja de doblar la frecuencia de conmutación, donde las componentes armónicas aparecen como múltiplos del doble de la frecuencia de conmutación.

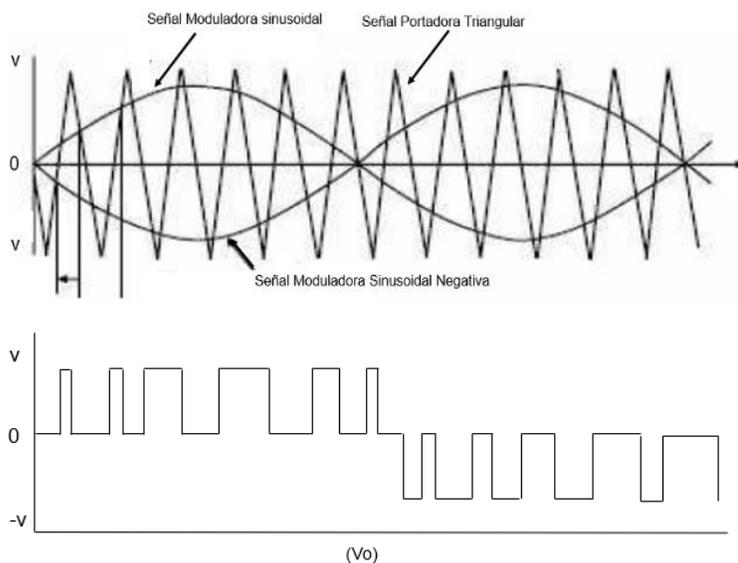


Figura 18. SPWM con Modulación Unipolar [20]

MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO SINUSOIDAL (SPWM)

Entre distintas técnicas la modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM) es la de uso más común y se suele utilizar para controlar el voltaje. El principio básico de esta modulación consiste en comparar la señal de control moduladora (sinusoidal) con una señal triangular (portadora). Generando así una modulación en ancho de pulso sinusoidal. Dependiendo de que combinaciones de estas señales se apliquen a cada interruptor se obtiene uno u otro tipo de modulación [21]. La frecuencia de la señal moduladora determina la frecuencia de la tensión de la salida y la frecuencia de la señal de la triangular determina el número de pulsos.

ANTECEDENTES

Se presentan algunos aportes e investigaciones desarrolladas en el campo del sistema de control relacionados al inversor monofásico con técnica de modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM) y la conexión a red realizados por:

- R. Moscoso et al, en 2015 [22] presentaron el trabajo titulado “Diseño y Construcción de un Inversor Monofásico Tipo Puente con Modulación de Ancho de Pulso Sinusoidal (SPWM) de dos Niveles”. El trabajo consiste en utilizar el microcontrolador 87C52 de Intel, que envía las señales de control y que controla el funcionamiento de los transistores de potencia. Se construyó un modelo funcional cuya aplicación permite efectuar las pruebas de las señales digitales generadas con distintas cargas, además de la comprobación de la variación de voltaje (índice de modulación en amplitud) y variación de la frecuencia. Se plantean las bases teóricas para la mejor comprensión del inversor implementado, así como su aplicación y utilidad.
- L. Hassaine, en 2014 [23] presenta el trabajo titulado “Implementación de un Control Digital de Potencia Activa y Reactiva para inversores”. En esta tesis doctoral se describen las bases previas al control propuesto, el funcionamiento de los inversores conectados a la red, el modo de conmutación del inversor y la teoría de las estrategias de control aplicando el control SPWM. Se presenta la implementación digital en FPGA del control propuesto de las técnicas de control SPWM y del regulador proporcional integral. De igual forma se presentan los resultados de las Simulaciones en Simulink de Matlab.
- J. Pfarher et al, en 2013 [24] presentan el trabajo titulado “Control de Potencia Monofásico por SPWM”. En este trabajo la aplicación en electrónica, de potencia, se basa en el control de potencia de la onda sinusoidal monofásica, por medio de la técnica SPWM, de tal forma, que el ancho de pulso de la modulación PWM, esté relacionado con la función sinusoidal. Esta técnica hace

que la distorsión armónica, se desplace a mayor frecuencia y por consiguiente, el diseño de los filtros se verán simplificados.

- W. Manuel, en 2014 [25] presenta el artículo titulado “Análisis de las técnicas modernas de modulación aplicadas a sistemas CD/CA”. En este artículo se presenta un estudio de las distintas técnicas de modulación para inversores representando sus ventajas como la reducción de requerimientos de filtrado y el control de la amplitud de salida, así como el índice de frecuencia y características presentadas en la salida del inversor.
- J. Soomro, en 2015 [26] presenta el artículo titulado “Design and analysis of single phase voltage source inverter using unipolar and bipolar pulse width modulation techniques”. Este artículo muestra la simulación y comparación de las dos técnicas de modulación mediante la distorsión armónica total de cada una de ellas, así como las formas de onda de dichas modulaciones.
- B. Smaill en 2016 [27] presenta el artículo titulado “Design and development of unipolar spwm switching pulses for single phase full bridge inverter application”. Este artículo desarrolla el diseño y la implementación de una simulación de un inversor en puente completo con modulación unipolar y la técnica de control SPWM.

PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Es escaso el desarrollo que existe en inversores para aerogeneradores de baja potencia ya que esta rama de las energías renovables sigue en desarrollo, por lo tanto, las técnicas de control y de conexión a red aún resultan complejas y costosas para su producción.

JUSTIFICACIÓN

Es necesario el desarrollo de inversores de tecnología nacional que contribuya a su desempeño experimental ante nuevas técnicas de control y así mismo que provean fiabilidad y eficiencia en la transformación de la energía al igual que la conexión a la red eléctrica.

Es importante para el desarrollo del país aprovechar las fuentes de energía renovables disponibles; así como adquirir experiencia y tecnologías propias de inversores para su mejoramiento y disminución de costo, para con ello lograr que el desarrollo de esta tecnología sea asequible.

HIPÓTESIS

Es posible desarrollar un inversor que convierta una señal de corriente directa a una señal de corriente alterna con las exigencias de las normas vigentes para su conexión a red.

OBJETIVOS

OBJETIVO GENERAL

Diseñar, construir y evaluar un inversor monofásico con interconexión a red para un aerogenerador de baja potencia.

OBJETIVOS PARTICULARES

- Diseñar un inversor con topología en puente completo para interconexión a red.
- Simular el diseño del inversor monofásico interconectado a red.
- Construir prototipo del inversor monofásico interconectado a red.
- Evaluar el prototipo del inversor monofásico interconectado a red de acuerdo con la normativa.

ESTRUCTURA DE LA TESIS

Capítulo 1.- Fundamentos teóricos

Se abordan los fundamentos teóricos de los inversores conectados a la red. En primera instancia se explican, de manera individual, los temas relacionados con los tipos de control empleados en estos sistemas; se procede a describir las técnicas de modulación y de igual forma se describen las técnicas de interconexión a red.

Capítulo 2.- Metodología

Se describe la metodología empleada para el diseño, construcción, y evaluación del inversor, además de describir los materiales utilizados para desarrollar el presente trabajo de investigación. En esta sección, además, se recopilan las normas y requerimientos para la evaluación del prototipo.

Capítulo 3.- Evaluación

En primera instancia se presenta el diseño del inversor, así como las distintas simulaciones del mismo, se presentan resultados de las simulaciones, así como la construcción, se presentan los resultados obtenidos y las evaluaciones respecto a la normatividad.

Por último, se presentan las conclusiones obtenidas del trabajo, así como las recomendaciones para próximos trabajos futuros.

CAPÍTULO 1.- FUNDAMENTOS TEÓRICOS

1.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se exponen las bases fundamentales con las cuales se logra plantear el dimensionado de un inversor conectado a la red para un aerogenerador de baja potencia. Se presentan las bases teóricas relacionadas a la energía eólica, así como a la electrónica de potencia, estructuras de inversores, técnica de modulación SPWM, la técnica de conexión a red por lazo de seguimiento de fase y los fundamentos para el filtro de salida LC.

La técnica implementada para el control del inversor es la modulación por ancho de pulso sinusoidal misma que se aborda a continuación.

1.2 MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO SINUSOIDAL (SPWM)

Para el control de la técnica SPWM existen dos parámetros fundamentales que toman en cuenta las frecuencias y amplitudes de la señal portadora y moduladora:

- Índice de modulación de amplitud (Ma):

$$Ma = \frac{V_{sen}}{V_{tri}} \quad (1.2.1)$$

La ecuación 1.2.1 define la relación entre la amplitud de la señal moduladora V_{sen} y la amplitud de la señal portadora V_{tri} .

- Índice de modulación de frecuencia (Mf) y su definición es la siguiente:

$$Mf = \frac{f_{tri}}{f_{sen}} \quad (1.2.2)$$

El índice de modulación en frecuencia se define como la relación entre la frecuencia de la señal portadora f_{tri} y la frecuencia de la señal moduladora f_{sen} [28]. A partir

de ambos índices podemos controlar la tensión de salida del inversor tanto en magnitud como en frecuencia. Variando el valor de Mf (por lo general, mediante la frecuencia de la onda triangular), variará con el número de conmutaciones en cada semiciclo. De igual forma, si modificamos el valor de la amplitud de la señal triangular, estaremos variando el ancho de los pulsos.

Estos dos índices explicados son de gran importancia a la hora de controlar la calidad en cuanto al contenido de armónicos de la onda resultante en la salida del inversor. El valor de Mf , y por consiguiente de la frecuencia de conmutación de los interruptores del puente, puede estar limitado por las pérdidas de conmutación de estos. Hay que encontrar un valor óptimo, ya que un valor excesivamente reducido, puede suponer la aparición de componentes armónicas próximas a la fundamental.

1.3 PARAMETROS DE M_a y M_f

En lo que concierne al índice de modulación en frecuencia interesa trabajar con valores lo más altos posible, ya que los armónicos aparecerán a frecuencias elevadas, lo cual facilita el filtrado de estas; sin embargo, no se debe dejar de lado que las pérdidas en conmutación aumentan al elevar la frecuencia; existe un compromiso en la elección de este parámetro; la mayoría de los autores fijan el valor de 21 como frontera para que el valor de este parámetro pueda considerarse elevado o bajo. Si $Mf < 21$ se dice que un inversor está muy poco modulado, mientras que si $Mf > 21$ se dice que está muy modulado [29].

El índice de modulación de amplitud M_a , se ha considerado que es siempre menor o igual que 1, correspondiente a la denominada zona lineal. En esta zona la amplitud de la componente fundamental obtenida a la salida del inversor es linealmente dependiente del valor de M_a . La ventaja que presenta es que los armónicos aparecen a altas frecuencias alrededor de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos. Para poder incrementar la amplitud de la componente armónica fundamental en la tensión de salida, el valor de M_a debe superar el valor de la unidad o que se denomina sobremodulación $M_a > 1$, trabajar en la zona de

sobremodulación provoca la aparición de más cantidad de armónicos con amplitudes significativas que en el caso de trabajar en la zona lineal. En resumen, el valor de Ma indicará la zona de funcionamiento en la que se encuentre el inversor como se muestra en la figura 1.

Existen tres posibles zonas de funcionamiento:

- Zona lineal: $Ma < 1$, la amplitud de la componente fundamental de la señal de salida es proporcional a Ma .
- Zona de sobremodulación: $Ma > 1$, tiene mayor contenido armónico. La relación con la tensión de entrada deja de ser lineal, ya que depende también de Mf .
- Zona de onda cuadrada: la amplitud de la componente fundamental de la señal de salida toma el máximo valor en todo el periodo. El número de armónicos es mayor que en los dos casos anteriores [30].

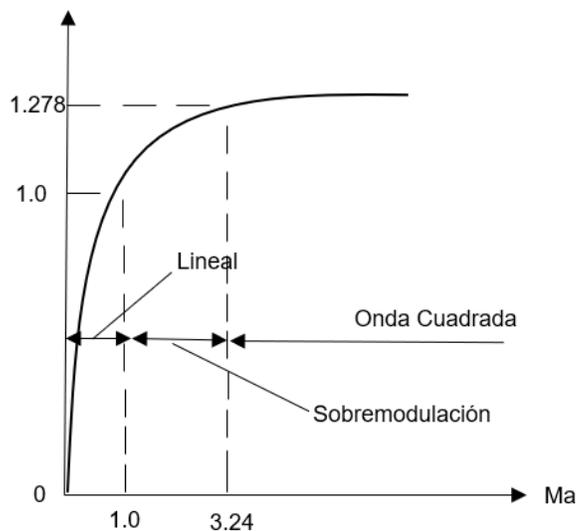


Figura 1. Representación gráfica de los modos de funcionamiento de Ma [31]

Al mejorar la señal de salida de un inversor es necesario el uso de algún tipo de filtro, en este caso se menciona el filtro LC.

1.4 FILTRO LC

Un filtro es un elemento que elimina una determinada frecuencia o gama de frecuencias de una señal eléctrica que pasa a través de él, logrando modificar su amplitud como su fase [31]. La calidad de los inversores por lo general se evalúa en términos de los parámetros de rendimiento con THD. Para el mejoramiento de esto, se implementa un filtro LC como se muestra en la figura 2.

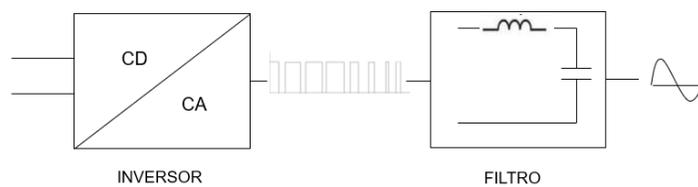


Figura 2. Esquema general del inversor con filtro LC

El filtro LC es un filtro pasivo compuesto por una bobina L y un condensador C como se muestra en la figura 3.

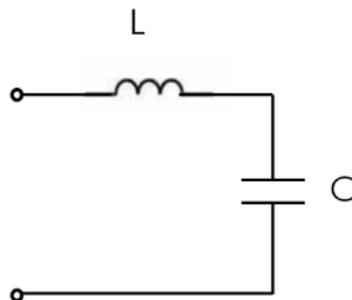


Figura 3. Circuito electrónico de filtro LC

En este tipo de filtros existe una frecuencia en la cual se produce un fenómeno de resonancia eléctrica, momento en el que la reactancia inductiva X_L es igual a la reactancia capacitiva X_C .

$$X_L = X_C \quad (1.6.1)$$

Aquella frecuencia en la que X_L y X_C son iguales se le denomina frecuencia de resonancia F_0 . Es decir, como son opuestas una impedancia anula a la otra y cuando eso ocurre la impedancia del circuito es igual a R , donde $Z=R$ y $X_L=X_C$, es decir:

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (1.6.2)$$

1.5 CONEXIÓN A RED

La corriente inyectada en la red tiene que ser sincronizada con la tensión, la frecuencia y fase de la red como lo exigen las normas de conexión a la red [32]. Entre los métodos para determinar el ángulo de fase se encuentran:

- El método clásico, detector de cruce por cero.
- Transformada discreta de Fourier.
- Lazo de seguimiento de fase mejor conocido como PLL (Phase Locked loop), es un método muy actual y produce mucha flexibilidad al usuario.

Se abordará el método de PLL ya que fue el método utilizado en este trabajo de tesis.

1.5.1 TÉCNICA DE LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE (PLL) [33]

El circuito de lazo de seguimiento de fase mejor conocido por su nombre en inglés phase locked loop (PLL) es un sistema realimentado cuyo objetivo principal consiste en la generación de una señal de salida con amplitud fija y frecuencia coincidente con la de entrada, dentro de un margen determinado. El esquema general de esta técnica se muestra en la figura 4.

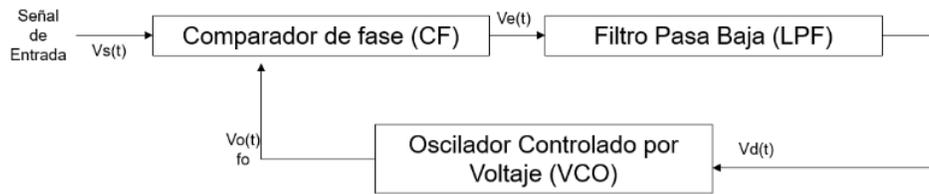


Figura 4 Estructura básica de un PLL [34]

- Comparador de fase (CF). Suministra una salida que depende del valor absoluto del desfase entre las señales de salida $V_o(t)$ y, de entrada $V_s(t)$. En algunos casos, esta etapa está constituida por un multiplicador.
- Filtro pasa-bajo (LPF). Se encuentra destinado a la transmisión de la componente de baja frecuencia de la salida de la etapa anterior.
- Oscilador controlado por tensión (VCO). Genera la tensión de salida con una frecuencia dependiente de la tensión de salida del filtro pasa bajo.

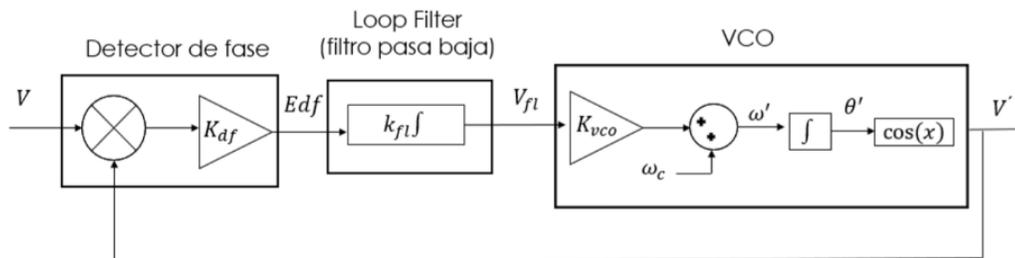


Figura 5. Diagrama de bloques de un PLL [35]

Tal como se muestra en la figura 5 el detector de fase en este caso es implementando por un multiplicador, el filtro pasa baja o loop filter se basa en un controlador PI y el oscilador controlado por voltaje consiste en una función sinusoidal suministrada por un integrador lineal. Si la señal de entrada aplicada a este sistema está dada por:

$$v = V\sin(\theta) = V\sin(\omega t + \phi) \quad (1.7.1.1)$$

Y la señal generada por el VCO está dada por:

$$v' = \cos(\theta') = \cos(\omega' t + \phi') \quad (1.7.1.2)$$

La señal de error de salida del multiplicador PD se puede expresar como:

$$E_{pd} = V k_{pd} \sin(\omega t + \phi) \cos(\omega' t + \phi')$$

$$\frac{V k_{pd}}{2} \left[\underbrace{\sin((\omega - \omega')t + (\phi - \phi'))}_{\text{Términos de baja frecuencia}} + \underbrace{\sin((\omega + \omega')t + (\phi - \phi'))}_{\text{Términos de alta frecuencia}} \right] \quad (1.7.1.3)$$

Dado que los componentes de alta frecuencia de la señal de error de PD serán cancelados por LF, solo el término de baja frecuencia se considerará a partir de ahora. Por lo tanto, la señal de error de PD para ser considerada en este análisis está expresada como:

$$E_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} \sin((\omega - \omega')t + (\phi - \phi')) \quad (1.7.1.4)$$

Si se asume que el VCO está ajustado a la frecuencia de entrada, es decir, $\omega \approx \omega'$, el término DC de la señal de error de fase está dado por:

$$E_{pd} = \frac{V k_{pd}}{2} \sin(\phi - \phi') \quad (1.7.1.5)$$

Se puede observar en la ecuación 1.7.1.5 que el multiplicador PD produce una detección de fase no lineal debido a la función sinusoidal. Sin embargo, cuando el

error de fase es pequeño el multiplicador PD puede ser linealizado en las proximidades de dicho punto de operación desde $\sin(\theta - \theta') \approx (\theta - \theta')$. Por lo tanto, una vez que el PLL está enganchado, el término de la señal de error de fase está dada por:

$$E_{pd} = \frac{Vk_{pd}}{2} (\theta - \theta') \quad (1.7.1.6)$$

Esta ecuación se puede usar para implementar un modelo de pequeña señal linealizada del multiplicador PD. En el estado de enganche, este modelo representa un bloque de orden cero cuya ganancia depende de la amplitud de la señal. Por su parte, la frecuencia promedio del VCO está determinada por:

$$w' = (w_c + \Delta w') = (w_c + k_{vco} v_{lf}) \quad (1.7.1.7)$$

Donde w_c es la frecuencia central del VCO y se suministra al PLL como un parámetro de retro alimentación dependiente del rango de frecuencia a detectar. Por lo tanto, pequeñas variaciones de señal en la frecuencia VCO están dadas por:

$$w' = k_{vco} v_{lf} \quad (1.7.1.8)$$

Las variaciones en el ángulo de fase detectadas por el PLL se pueden describen como:

$$\theta'(t) = \int w' dt = \int k_{vco} v_{lf} dt \quad (1.7.1.9)$$

Las ecuaciones anteriores en el dominio del tiempo se pueden traducir sin esfuerzo a términos de frecuencias mediante el uso de la transformada de Laplace. Si se considera que $k_{pd} = k_{vco} = 1$, se obtienen las siguientes expresiones para las señales de interés en el PLL:

$$\text{Detector de fase: } E_{pd}(s) = \frac{V}{2}(s - s') \quad (1.7.1.10)$$

$$\text{Filtro pasa baja: } v_{lf}(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_{is}}\right) E_{pd}(s) \quad (1.7.1.11)$$

$$\text{Oscilador controlado por voltaje: } (s) = \frac{1}{s} V_{lf}(s) \quad (1.7.1.12)$$

Y se obtiene la función de transferencia de lazo cerrado para el PLL [36]:

$$E_{\theta}(s) = \frac{E_{pd}(S)}{(s)} = 1 - H_{\theta}(s) = \frac{s}{s + LP(S)} = \frac{s^2}{s^2 + K_{ps} + \frac{k_p}{T_i}} \quad (1.7.1.13)$$

1.6 DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS

Para este trabajo de investigación son fundamentales distintos dispositivos electrónicos de control y de potencia, así como protecciones, resistencias, capacitores, entre otros. En este apartado se mencionan los dispositivos más importantes que se utilizaron para el diseño y construcción del inversor.

1.6.1 ICL8038

El generador de forma de onda ICL8038 es un circuito integrado capaz de producir alta precisión de ondas sinusoidal, cuadrada, formas de onda triangulares, de diente de sierra y de pulso con un mínimo de componentes externos. La frecuencia y amplitud pueden ser seleccionadas externamente de 0.001 Hz a más de 300 kHz y de 1 a 30 V utilizando resistencias o condensadores; el ICL8038 está fabricado con avanzada tecnología monolítica, utilizando diodos de barrera Schottky y resistores de película delgada [36]. En la figura 6 se muestra su configuración básica.

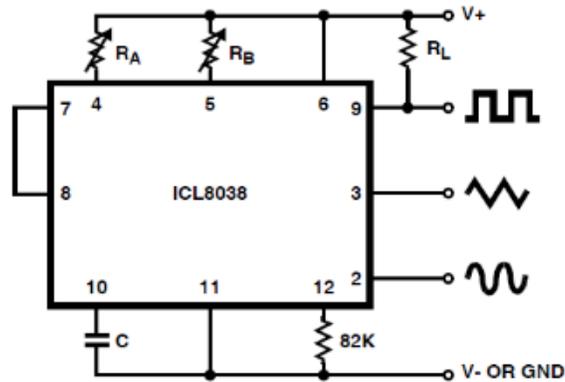


Figura 6. Configuración básica del ICL8038 [37]

Las ecuaciones que gobiernan a este dispositivo electrónico se presentan a continuación, mismas que se utilizan para obtener señales con la frecuencia y amplitudes deseadas. Se dice que si las resistencias de la figura 1.8.1.1 son iguales; es decir $RA = RB = R$ la fórmula para calcular la frecuencia de salida de la señal seleccionada está dada por:

$$f = \frac{0.33}{RC}; \quad (1.8.1.1)$$

Las resistencias RA y RB son iguales para el cálculo del capacitor (C), por tanto su valor se encuentra dado por:

$$C = \frac{0.33}{Rf} \quad (1.8.1.2)$$

1.6.2 IR2110S

EL driver es el encargado de acondicionar las señales de control hacia la etapa de potencia. Para el diseño del inversor se utilizó un circuito integrado IR2110S, este tipo de circuito es un driver para MOSFET e IGBT que cuenta con referencias independientes de alto y bajo para la conmutación de dichos dispositivos, su

$$2fl = f_{max} - f_{min} \quad (1.8.3.2)$$

La frecuencia de captura (f_c) representa las frecuencias en las que el PLL puede desplazarse una vez que se encuentra enganchado:

$$f_c = fl \quad (1.8.3.3)$$

La frecuencia de centro (f_{centro}) del oscilador controlado por voltaje representa la frecuencia en la cual el PLL deberá engancharse como se muestra en ecuación 1.8.3.4

$$f_{centro} = \frac{V_{DD}}{2} \quad (1.8.3.4)$$

Para la selección la frecuencia de centro es necesario colocar resistencias y capacitores externos al dispositivo que brindan el valor necesario de dicha frecuencia; para lograr esto se hace uso del gráfico 10.

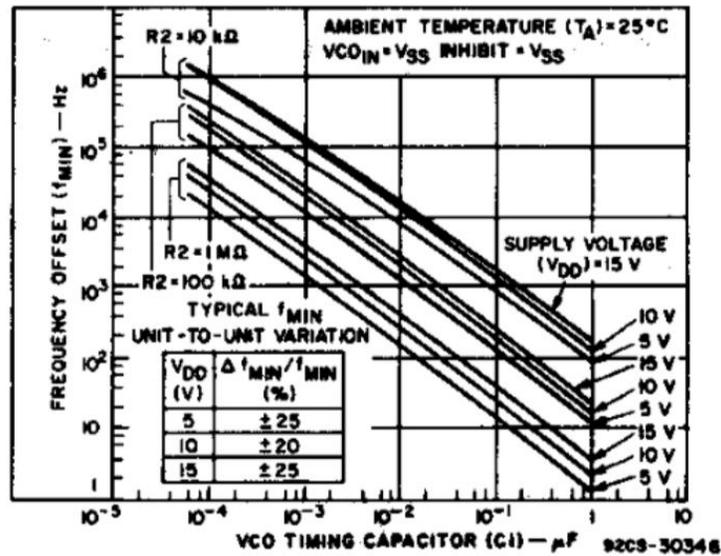


Figura 10. Gráfico de valores externos para VCO [43]

Otro parámetro importante para el dispositivo electrónico es el filtro pasa baja, en este caso es un filtro RC que está compuesto por una resistencia y un capacitor como se muestra en la figura 11.

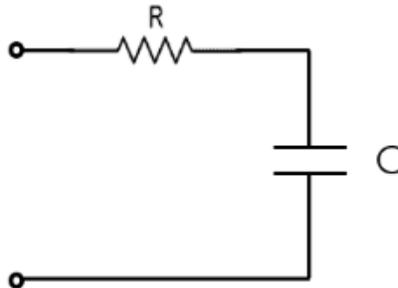


Figura 11. Circuito eléctrico de filtro RC

Para calcular el filtro RC del PLL se utiliza la ecuación 1.8.3.5 donde f_{corte} representa el límite de frecuencias que se desean atenuar

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1.8.3.5)$$

1.6.4 IGBT

El transistor bipolar de puerta aislada (conocido por la sigla IGBT, del inglés Insulated Gate Bipolar Transistor) es un dispositivo semiconductor que se aplica como interruptor controlado en circuitos de electrónica de potencia. Los IGBT son comúnmente empleados en inversores ya que estos dispositivos son completamente controlables y son ideales para este tipo de funcionamiento. La figura 12 muestra el símbolo electrónico equivalente de un IGBT ideal, que es la combinación de un transistor de potencia y un MOSFET.

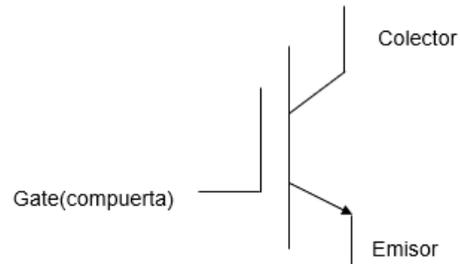


Figura 12. Símbolo electrónico del IGBT

Las clasificaciones de corriente y voltaje de los IGBT en un inversor deben seleccionarse de manera apropiada para cumplir con los requisitos en los niveles de potencia y voltaje [44].

Una vez mencionados los dispositivos electrónicos fundamentales para la construcción del inversor se puede realizar una metodología para su diseño, construcción y evaluación.

CAPÍTULO 2.- METODOLOGÍA

2.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presenta la metodología de diseño llevado a cabo para la implementación del inversor conectado a red. Se describen las etapas del dimensionado, simulación, construcción y evaluación, así como las normas que se utilizan para la evaluación de este.

2.2 METODOLOGÍA DE DISEÑO DEL INVERSOR

La metodología de diseño tiene como objetivo la conversión de una señal de corriente directa a una señal de corriente alterna con las exigencias de las normas vigentes para su conexión a la red eléctrica. Por ello, la metodología debe garantizar que dichas normas se cumplan y que en caso de que se produzca algún inconveniente, éstos se detecten en la etapa más temprana posible. Por ello en la fase de diseño se introducen puntos de verificación y caminos de vuelta atrás antes de comenzar las evaluaciones del inversor como se muestra en la figura 13. La herramienta fundamental para la verificación del comportamiento del inversor es el simulador; no se puede considerar que el circuito está correctamente diseñado hasta que la simulación dé como resultado el comportamiento deseado; de igual manera la evaluación práctica del inversor es fundamental para comparar los resultados reales con los ya simulados y cumplir con las especificaciones requeridas para la correcta función de este prototipo.

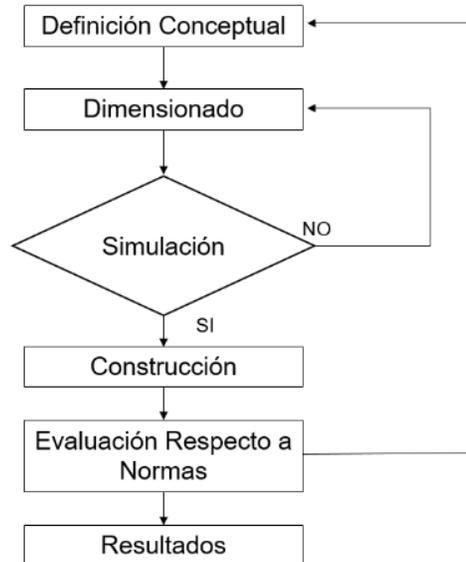


Figura 13. Esquema general de metodología de diseño del inversor

2.3 DEFINICIÓN CONCEPTUAL

En la definición conceptual es importante tener el conocimiento de lo que se está estudiando, por tanto, se realiza una revisión bibliográfica relacionada al estado actual de los inversores y la tendencia que están tomando además de estudiar estructuras de control empleadas en la actualidad y las soluciones aportadas en diferentes referencias para este tema investigación. También se lleva a cabo una revisión de normativas para saber cuáles son los estándares reglamentarios bajo los cuales se construyen y evalúan dichos inversores.

2.4 DISEÑO DE INVERSOR

Para el diseño del inversor se tomaron en cuenta parámetros de entrada de la simulación, así como la construcción, se muestra en la figura 14 la metodología para el dimensionado del inversor.

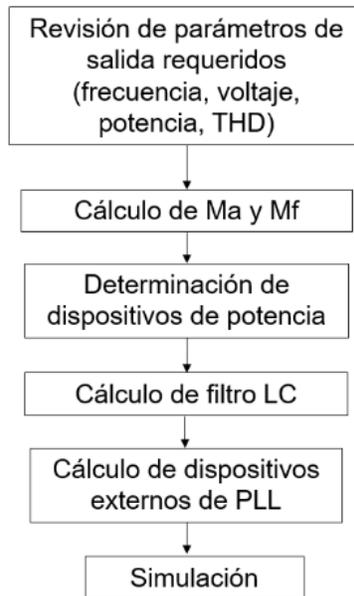


Figura 14. Esquema general de diseño del inversor

2.5 METODOLOGIA DE SIMULACIÓN

En la etapa de simulación se utilizaron dos softwares especializados en electrónica, uno de ellos es Simulink de MatLab®, que trabaja en un entorno de programación visual como lo son los diagramas de bloques, además de poder simular el comportamiento de todas las partes de un sistema. Para la simulación de Simulink se dividió por etapas como se muestra en la figura 15.

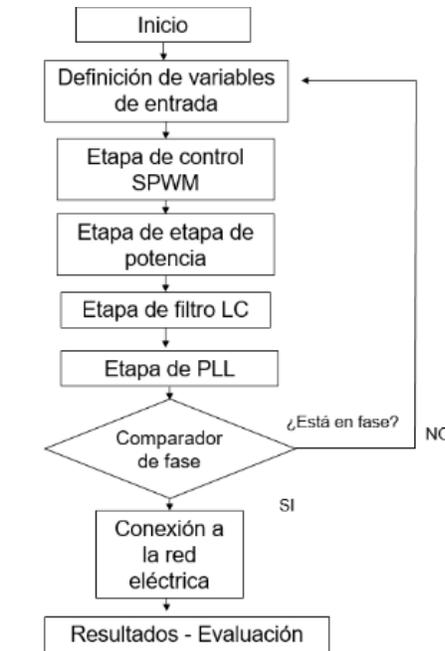


Figura 15. Esquema General de Simulación del Inversor

- **Parámetros de entrada:** Se configuran los parámetros de entrada del inversor tales como la frecuencia, los índices de M_a , M_f , así como el voltaje y la corriente.
- **Generación de señales:** Para esta etapa se simularon las señales de control del inversor, portadora y moduladora variando los parámetros de M_a y M_f para observar el comportamiento de dichas señales de control. De igual forma se simularon los dos tipos de modulación bipolar y unipolar con operadores relacionales y operadores lógicos; al igual que la señal PWM propia del PLL.
- **Etapa de Potencia:** En la etapa de potencia se simula el inversor con la topología ya antes seleccionada; es decir un inversor en puente completo con cuatro dispositivos de potencia, en este caso IGBT'S.

- Etapa de filtrado: El filtro que se utilizó en estas simulaciones consta de un inductor y un capacitor previamente calculados para lograr obtener una onda sinusoidal y la menor distorsión armónica a la salida del inversor.
- Etapa de conexión a red: la técnica que se utilizó para la conexión es la técnica de lazo de seguimiento de fase, para dicha simulación se utilizó un subsistema con una señal sinusoidal con amplitud, fase y frecuencia variables para observar el comportamiento de esta señal además de agregar los componentes correspondientes como lo es el comparador de fase, el filtro pasa baja y el oscilador controlado por voltaje.

En el capítulo 3 se comentarán los resultados obtenidos a partir de las simulaciones. Otro de los softwares empleados fue Proteus Design Suite ya que permite diseñar el circuito eléctrico con los componentes requeridos, de igual forma se implementó para la construcción del inversor ya que permite realizar el diseño del circuito impreso. Para la simulación en Proteus se utilizaron componentes específicos mencionados en el capítulo 1.

2.6 METODOLOGÍA DE CONSTRUCCIÓN

La construcción del prototipo del inversor llevó a cabo distintas etapas como se muestra en la figura 16, esto para poder evaluar cada una etapa y conocer el comportamiento de las señales. Una primera construcción se realizó en las tablillas de pruebas (protoboard) para verificar la correcta operación de los distintos dispositivos implementados.

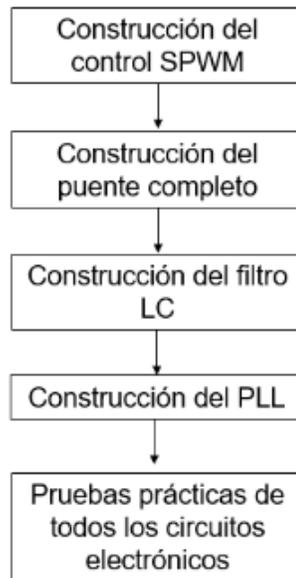


Figura 16. Esquema General de Construcción del Inversor

- **Circuito de control SPWM**
Para el circuito eléctrico de control se utilizaron generadores de señal para construir la señal portadora (triangular) y la señal moduladora (sinusoidal) con voltaje y frecuencia deseados; se utilizaron amplificadores operaciones para la comparación de estas señales y para su acondicionamiento.
- **Circuito de puente completo**
Para el circuito eléctrico de potencia se utilizaron cuatro dispositivos de potencia; en este caso IGBT'S con sus respectivos drivers y un filtro LC para obtener una señal sinusoidal a la salida.
- **Construcción de lazo de seguimiento de fase**
Para el circuito eléctrico del PLL se utilizaron resistencias externas y un filtro RC para su correcto funcionamiento.

Después de verificar la correcta operación de los circuitos electrónicos se procedió a construir las placas de operación del inversor, esto se realizó para minimizar las fallas electrónicas que puedan ocurrir en la elaboración de dichos circuitos.

La construcción de placas electrónicas fue realizada con el software especializado proteus ya que permite realizar el diagrama esquemático del inversor. El primer paso que se realizó fue colocar todos los dispositivos electrónicos de la etapa de control en la placa perforada con su cableado y soldadura para verificar las señales de disparo; después de esto se montaron los dispositivos de potencia con su disipador de calor y a su vez se colocó el filtro LC; en el proceso de construcción de las placas se realizaron pruebas de continuidad para no generar corto circuitos en la etapa de evaluación.

2.7 METODOLOGÍA DE EVALUACIÓN

Se hizo la búsqueda bibliográfica de normativas que permitieran la evaluación del inversor, así como instrumentos necesarios para efectuar las mediciones pertinentes a la normatividad para una correcta conexión a red; esto con el fin de evaluar la calidad y fiabilidad del inversor. Los cuales se presentan a continuación.

2.7.1 EQUIPOS DE MEDICIÓN

Las mediciones de normatividad y calidad fueron realizadas con los equipos que se mencionan a continuación:

- Osciloscopio digital RIGOL DS1054Z que se muestra en la figura 17; es un instrumento que permite observar las señales de cada etapa de la construcción y/o evaluación del inversor, así como las formas de onda de las señales, frecuencia, amplitud, etc [44].



Figura 17 Osciloscopio digital RIGOL [45]

- Medidor de calidad de energía HIOKI 3197 que se muestra en la figura 18 mismo que fue utilizado para medir el voltaje de salida del inversor, distorsión armónica total, corriente, entre otros.



Figura 18 Medidor de calidad de energía HIOKI 3197 [46]

- Fuente de AC/CD, este dispositivo permite inyectar corriente directa o corriente alterna, según los requerimientos de las pruebas, además el modelo GWINSTEK APS-1102 que se muestra en la figura 19 es programable, lo que facilita las condiciones de prueba y consta de un sistema de autoprotección contra sobrecorrientes y cortocircuitos [47].



Figura 19 Fuente AC/CD GWINSTEK APS-1102 [48]

- Multímetro digital FLUKE 117, este dispositivo permite medir valores tanto de corriente continua como de corriente directa, así como la resistividad y continuidad de cada uno de los circuitos electrónicos; [49].

2.7.2 REQUERIMIENTOS Y EVALUACIÓN

Se emplearon tres normas principales para la evaluación y requerimientos del inversor mismos que se presentan a continuación:

- Norma IEEE1547

Esta norma establece que antes de que algún equipo se interconecte a la red eléctrica se deben considerar los problemas de sincronización para proteger todo el equipo contra daños; se requiere que la interconexión síncrona a un sistema de distribución se encuentre dentro de los límites de diferencia de ángulo de fase que se indican en la tabla 1 [50]

Tabla 1. Parámetros límite de sincronización

Capacidad (KVA)	Diferencia de frecuencia (Hz)	Diferencia de ángulo de fase°
0-500	0.3	20
> 500-1500	0.2	15
>1500	0.1	10

- Norma IEEE1547

El inversor debe ser capaz de operar, ante cambios de frecuencia, de acuerdo a lo indicado en la tabla 2 [51]

Tabla 2. Tiempos de respuesta ante cambios de frecuencia

Frecuencia (Hz)	Tiempo de ajuste
57-58	Instantáneo
58-59	5s
59-60	Operación continua
60-61	5s
61<61	Instantáneo

- Norma CFEG0100-04

La calidad de energía del sistema depende en gran manera de la distorsión armónica total, por tanto, se presenta en la tabla 3 los rangos permitidos para evitar problemas del suministro de energía [52].

Tabla 3. Límites de distorsión armónica %

Tensión (Vn)	Distorsión armónica total	Distorsión armónica individual
< 69kV	5.0%	3.0%
69 < Vn < 161kV	2.5%	1.5%
Vn > 161kV	1.5%	1.0%

- Prueba de diferencia de ángulo de fase

Se realiza una prueba estacionaria, es decir se fija la frecuencia ideal a la cual se pretende que el inversor y el lazo de seguimiento de fase trabajen, a partir de esto y con ayuda del osciloscopio se toman mediciones de las dos señales; se calcula el tiempo de muestreo y se calculan los grados de desfase que existen entre estas dos señales mismo que debe cumplir con la Norma IEEE1547.

- Prueba de eficiencia de inversor

Se mantiene un voltaje de entrada fijo y se varía la carga, por lo tanto, se obtendrá una eficiencia por cada carga diferente hasta alcanzar la potencia máxima del inversor [54].

$$\eta = \frac{(V_{sal})(I_{sal})}{P_{sal}} (100)$$

- Prueba de distorsión armónica total

Esta prueba se hace con el uso del medidor de calidad de energía HIOKI 3197; se obtiene un THD diferente correspondiente a cada carga variable que se le ponga al inversor y con esto se obtiene la distorsión armónica total de la fundamental del inversor que debe cumplir con la norma CFEG0100-04.

CAPÍTULO 3.- RESULTADOS

3.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos del inversor con topología en puente completo con un control SPWM y la técnica PLL para la conexión a la red eléctrica. Se describen las características fundamentales del inversor y las gráficas más relevantes del comportamiento del dispositivo; se muestran las evaluaciones respecto a la normatividad mencionada en el capítulo 2 y se emplean comparaciones de los dos tipos de modulación empleados.

3.2 DISEÑO DEL INVERSOR

Los parámetros nominales de diseño que presenta el inversor para un aerogenerador de baja potencia se presenta en la tabla 4.

Tabla 4. Parámetros nominales para el diseño del inversor

Voltaje de entrada	120 Vcd
Voltaje de salida	110 Vac
Potencia de salida	600 W
Frecuencia de conmutación	23.4 kHz
Frecuencia de salida	60 Hz
Ma	1
Mf	390
THD	<5%
Corriente máxima	6 A

A partir de los parámetros nominales del dimensionado se diseña el circuito eléctrico el cual se muestra en la figura 20 mismo que se compone de cinco secciones fundamentales.

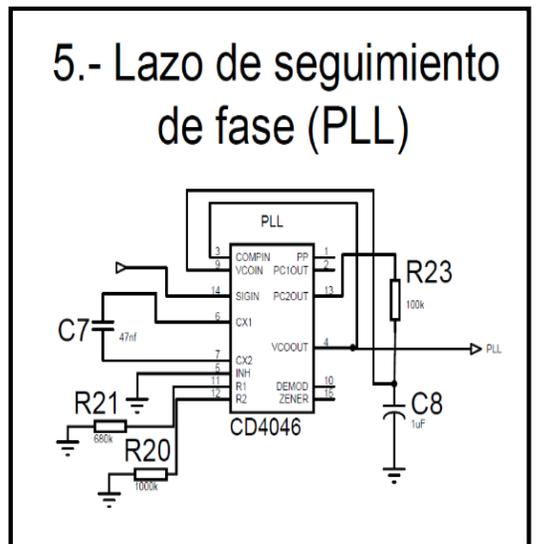
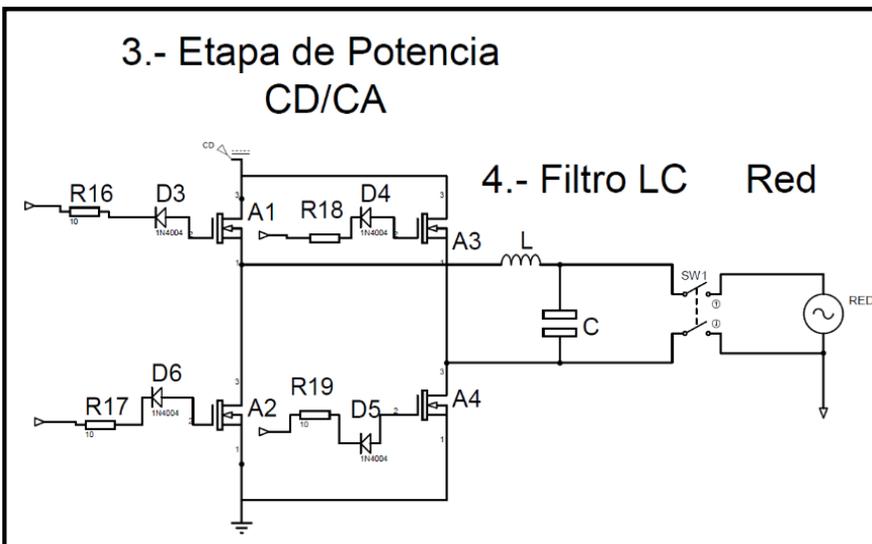
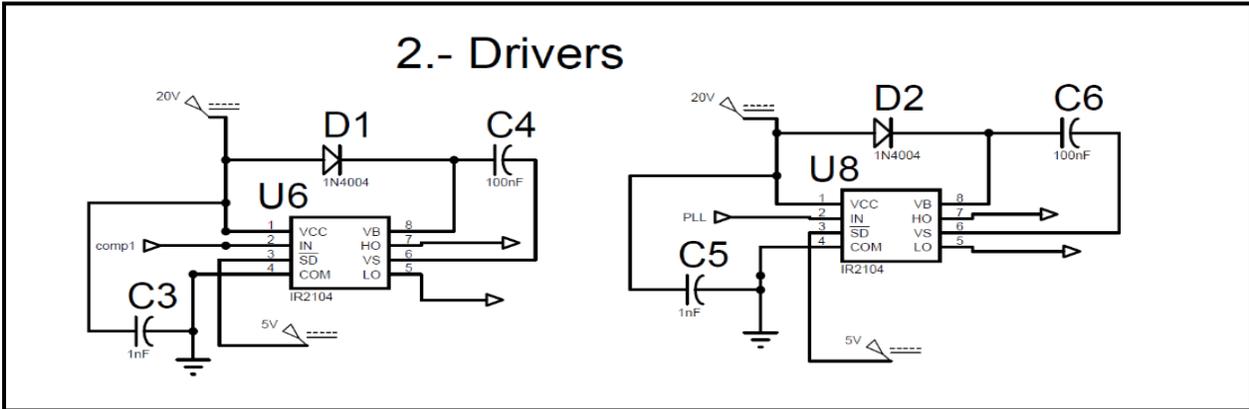
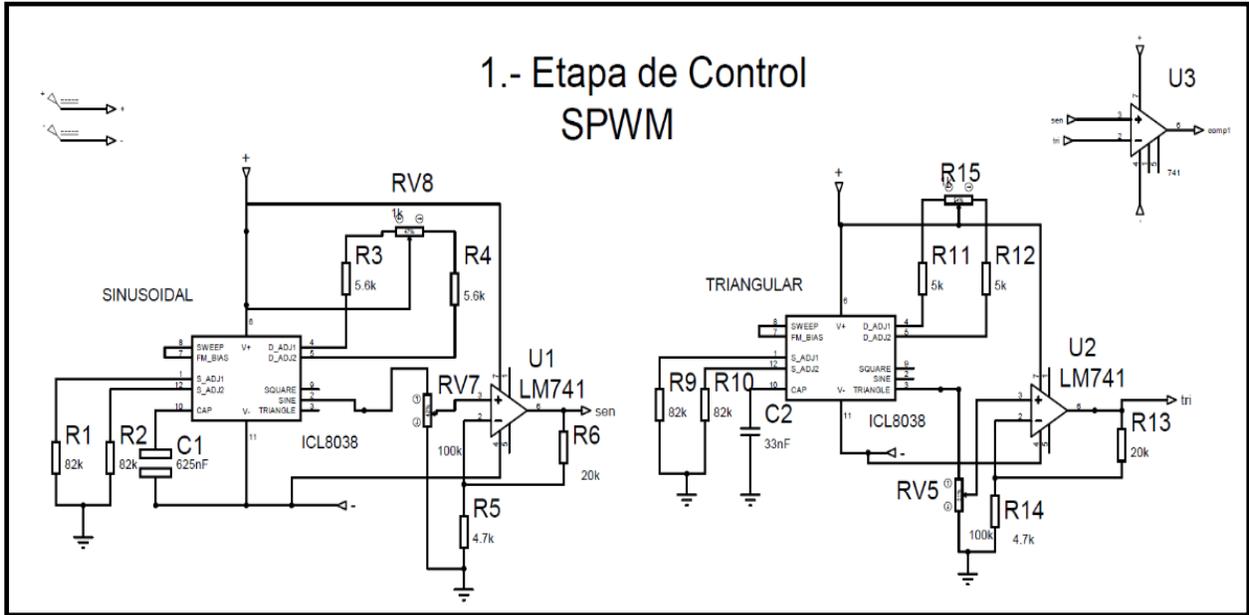


Figura 20 Diagrama electrónico del inversor

A partir del diagrama electrónico del inversor se presentan los componentes electrónicos y los valores de cada uno de ellos en la tabla 5.

Tabla 5. Componentes electrónicos de inversor

1.- Circuito de control SPWM		
Componente	Nombre	Valor
Resistencia	R1,R2,R9,R10	82 kΩ
Resistencia	R3,R4	5.6 kΩ
Resistencia	R5,R14	4.7 kΩ
Resistencia	R6,R13	20 k
Resistencia	RV5,RV7	100 k
Resistencia	R11,R12	5 k
Capacitor	C1	625 nF
Capacitor	C2	33 nF
OPAM	U1,U3	LM741
Circuito integrado	I1,I2	ICL8038
2.- Circuito de acondicionamiento de señales		
Componente	Cantidad	Valor
Diodo	D1,D2	1N4004
Capacitor	C4,C6	100 nF
Capacitor	C3,C5	1 nF
3.- Circuito de potencia		
Componente	Cantidad	Valor
Resistencia	R16,R17,R18,19	10 KΩ
Diodo	D3,D4,D5,D6	IN4148
IGBT	A1,A2,A3,A4	
4.- Circuito de filtro LC		
Componente	Cantidad	Valor
Bobina	L	3.3 mH
Capacitor	C	2.2 μF
5.- Circuito de lazo de seguimiento de fase		
Componente	Cantidad	Valor
Capacitor	C7	47 nF
Capacitor	C8	1 μF
Resistencia	R20,R23	100 kΩ
Resistencia	R21	680 kΩ

Una vez obtenidos los componentes electrónicos del inversor se describe cada uno de los circuitos electrónicos del diagrama del inversor:

1.- Circuito de control SPWM

En el primer circuito se encuentra la generación de señales portadora y moduladora construidas con el dispositivo electrónico ICL8038 ambas con frecuencia y voltajes deseados que pasan por un comparador para producir la señal SPWM misma que controla a cada rama del puente completo del inversor.

2.- Circuito de acondicionamiento de señales

El circuito 2 recibe la señal SPWM del comparador y se ajusta a 12 V que es el voltaje necesario para que el driver funcione correctamente y acondicione la señal para el disparo de los IGBT'S.

3.- Circuito de potencia

En este circuito se encuentra el inversor con la topología en puente completo con los cuatro IGBT'S de potencia que son los encargados de transformar la corriente directa a corriente alterna.

4.- Circuito de filtro LC

El circuito 4 muestra el filtro LC del inversor con una capacitancia de 2.2 μF y una inductancia de 3.3 mH; este circuito reduce los armónicos no deseados de la señal de salida del inversor y convierte la señal de salida en una onda sinusoidal con la distorsión armónica total correspondiente a la norma CFEG0100-04.

5.- Circuito de lazo de seguimiento de fase

En el último circuito se encuentra el dispositivo electrónico CD4046B que es el encargado de colocar en fase la señal del inversor con las características de la señal de la red eléctrica para lograr la interconexión.

3.3 SIMULACIÓN DE FORMAS DE ONDA DE INVERSOR MONOFÁSICO CON MODULACIÓN UNIPOLAR

Este apartado se propone como objetivo mostrar las formas de onda obtenidas mediante simulaciones que validan las predicciones teóricas del control propuesto en este trabajo. Para ello se presenta la simulación del inversor monofásico con control SPWM y modulación unipolar; se muestra en la tabla 6 los parámetros de entrada para la simulación

Tabla 6. Parámetros de entrada de simulación

Frecuencia señal moduladora	60 Hz
Frecuencia señal portadora	23.4 kHz
Amplitud señal moduladora	12 V
Amplitud señal portadora	12 V
Voltaje de entrada	170 V
Inductancia	3.3mH
Capacitancia	2.2 μ F

Se llevó a cabo la simulación del inversor en el programa Simulink de Matlab para efectuar el control SPWM y la modulación unipolar; se utilizaron las mismas frecuencias de conmutación dadas en la tabla 6. La Figura 21, muestra el circuito de simulación del inversor donde se generan las señales de control, el inversor en puente completo y el filtro LC.

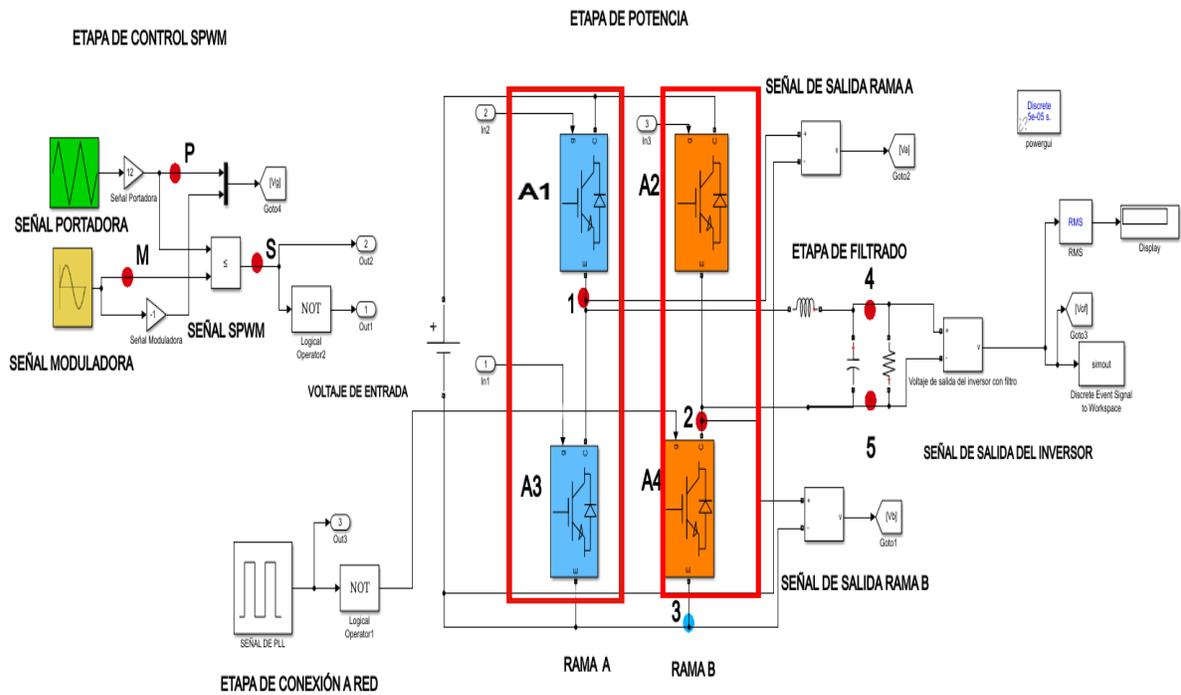


Figura 21 Diagrama general de simulación del inversor con modulación unipolar

A partir de esta simulación se obtienen las señales de control; se muestra en la figura 22 la forma de onda de la señal moduladora medida desde del punto M con una frecuencia de 60 Hz y una amplitud de 12 V.

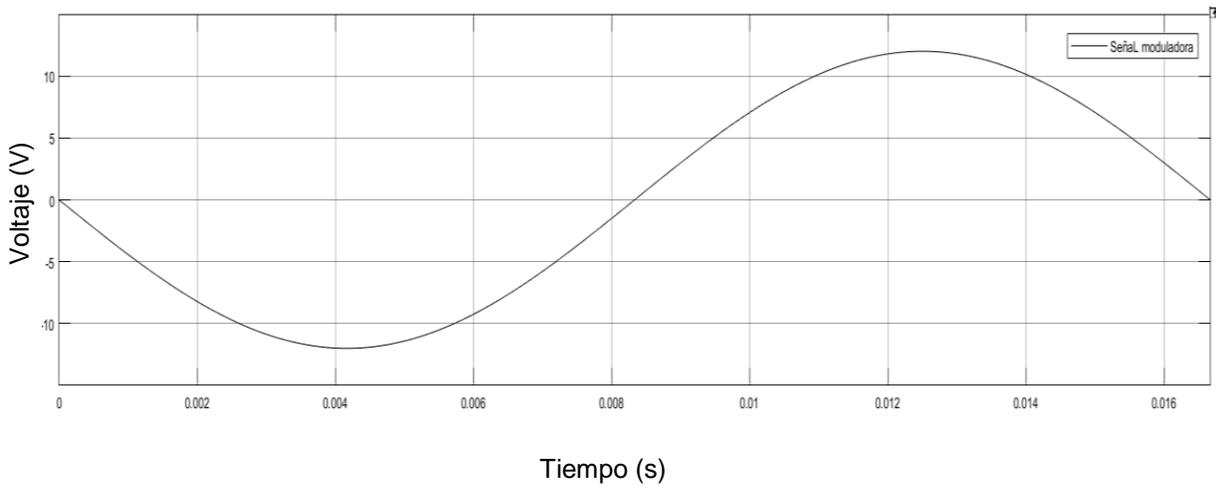


Figura 22 Forma de onda de señal moduladora

Capítulo 3

Se muestra en la figura 23 la señal portadora medida desde el punto P con una amplitud de 12 V y una frecuencia de 23.4 kHz, se muestra dicha señal en un tiempo 5.4 ms para poder apreciar la forma de la señal.

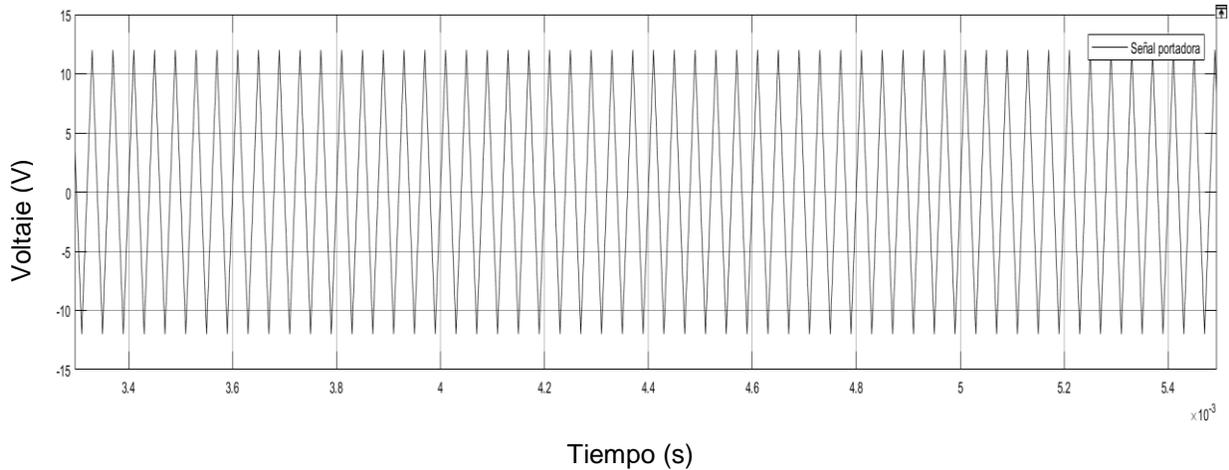


Figura 23 Forma de onda de señal portadora

En la figura 24 se muestran ambas señales de control en un tiempo de 0.016 s con las mismas frecuencias y amplitudes ya mencionadas.

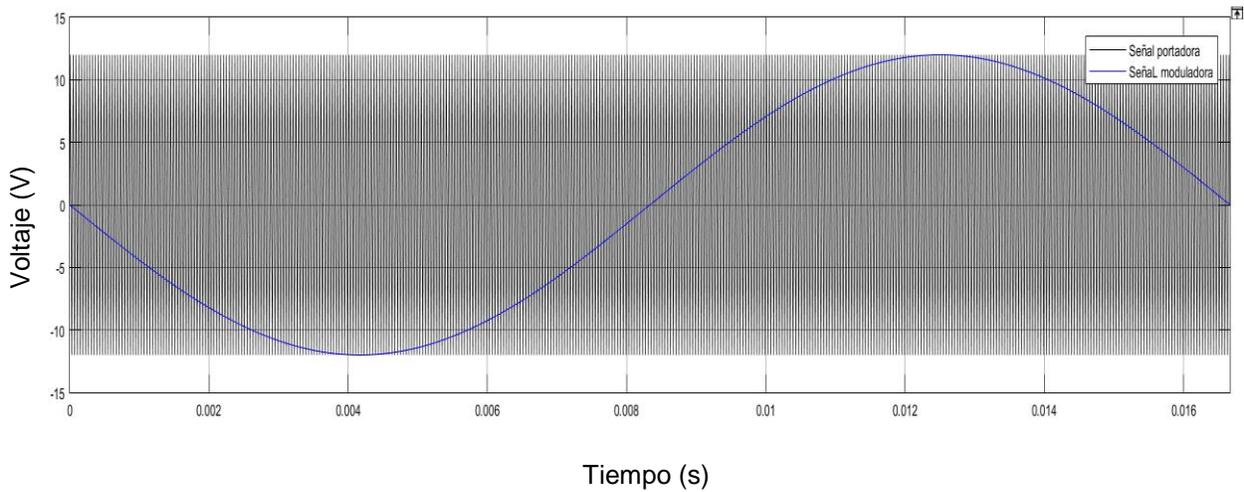


Figura 24 Formas de onda de señales portadora y moduladora con tiempo de 0.016 s

Capítulo 3

Después de generar ambas señales de control estas pasan por un comparador y se obtiene la señal SPWM; se muestra en la figura 25 la forma de onda de dicha señal medida desde el punto P; para poder apreciar la forma de onda de la señal se muestra en un tiempo de 10.5 ms, esta señal se dirige hacia la rama A del inversor.

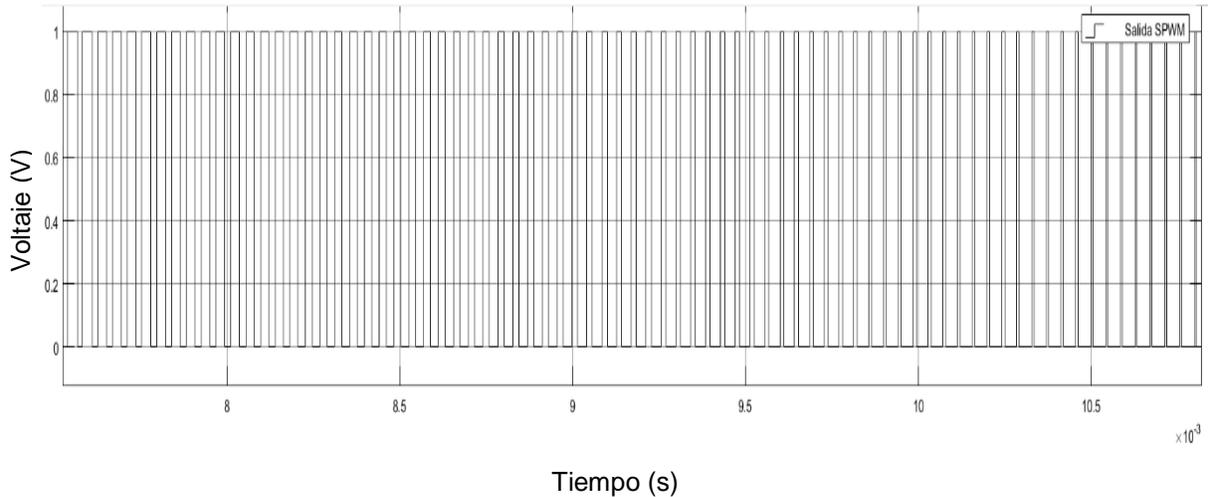


Figura 25 Forma de onda de señal de control SPWM

A continuación, se obtiene la forma de onda de la señal de salida de la rama A que pasa por los dispositivos de potencia A1 y A3, dicha señal se midió del punto 1 al punto 3 misma que se observa en la figura 26.

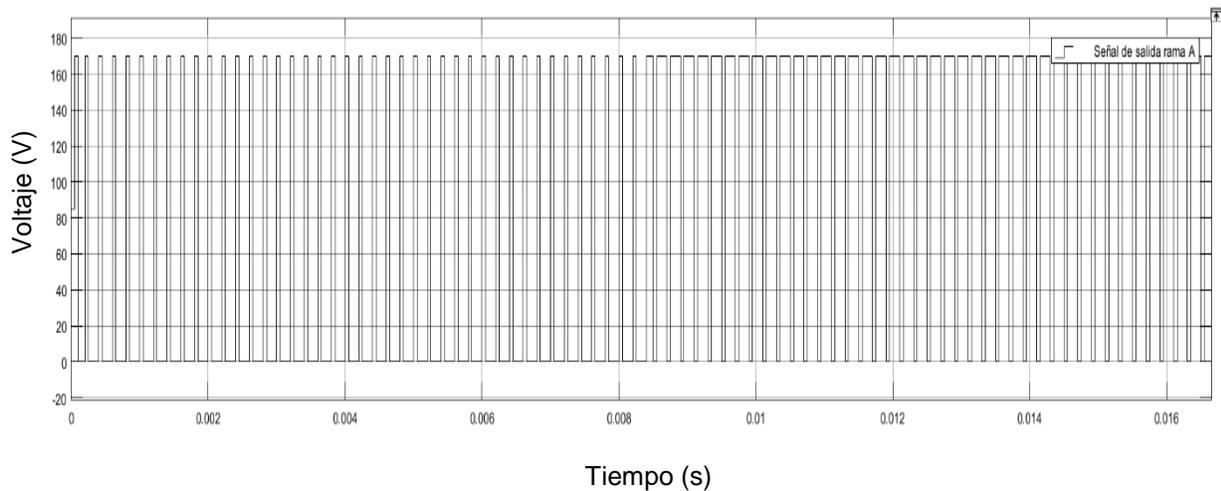


Figura 26 Forma de onda de señal de salida rama A

En la figura 27 se muestra la forma de onda de la señal de control del lazo de seguimiento de fase medida del punto 2 al punto 3 con una frecuencia de 60 Hz, esta señal de control se dirige a la rama B del puente completo, es decir a dos dispositivos de potencia A2 y A4, dicha señal se genera con el fin de proporcionar un mismo ángulo de fase y frecuencia a la salida del inversor y forma parte de la etapa de conexión a red misma que se abordará más adelante

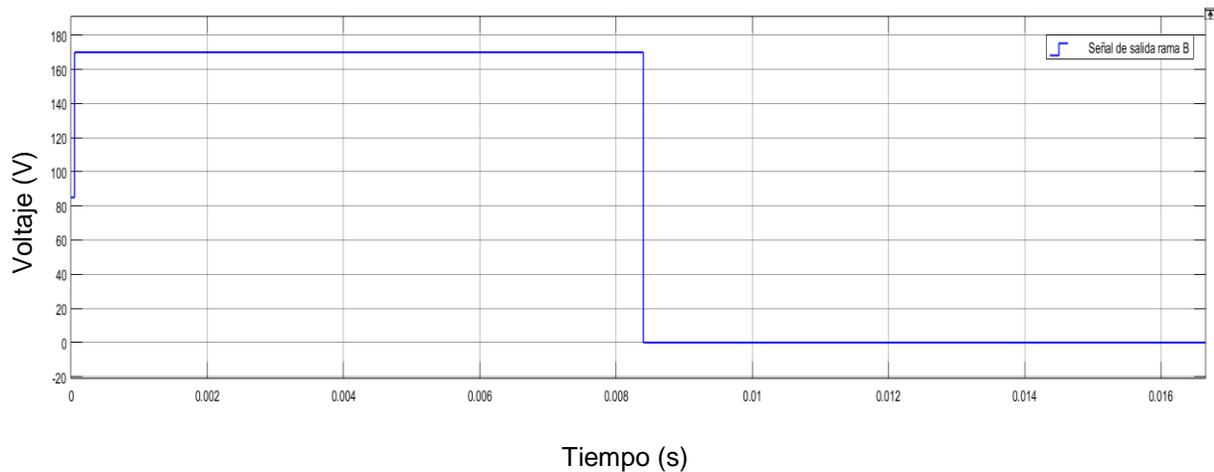


Figura 27 Forma de onda de señal de salida rama B

Después de alimentar a las dos ramas del puente completo se obtiene la forma de onda de la señal de salida del inversor medida del punto 1 al punto 2 como se muestra en la figura 28, se obtiene una señal de 170 V PICO en corriente alterna y una frecuencia de 60 Hz.

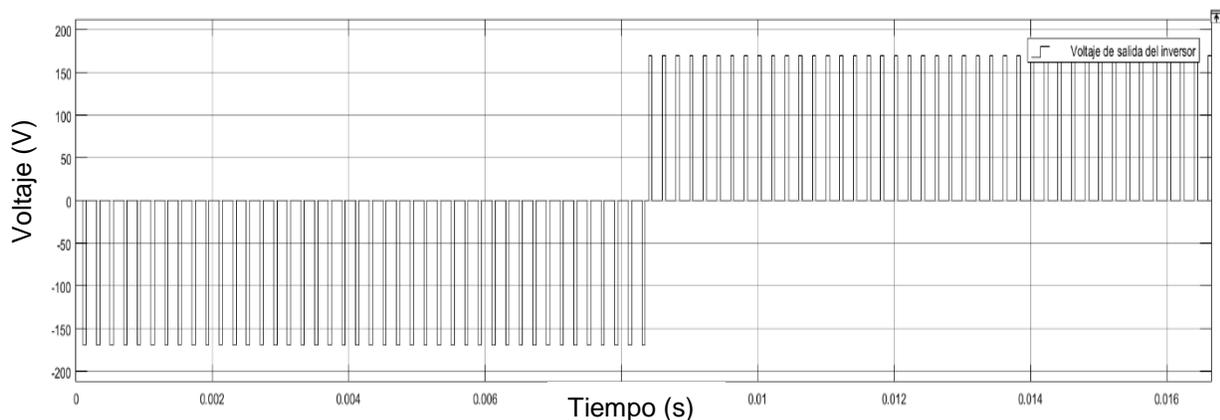


Figura 28 Forma de onda de señal de salida del inversor

Ya que se desea obtener una señal sinusoidal a la salida del inversor debido a los requerimientos de la red se emplea el filtro de salida LC; la figura 29 muestra como resultado la forma de onda de la señal de salida del inversor después de pasar por el filtro, una vez obtenida dicha señal es importante medir sus componentes armónicas ya que de esto depende en gran parte la calidad de la energía inyectada a la red.

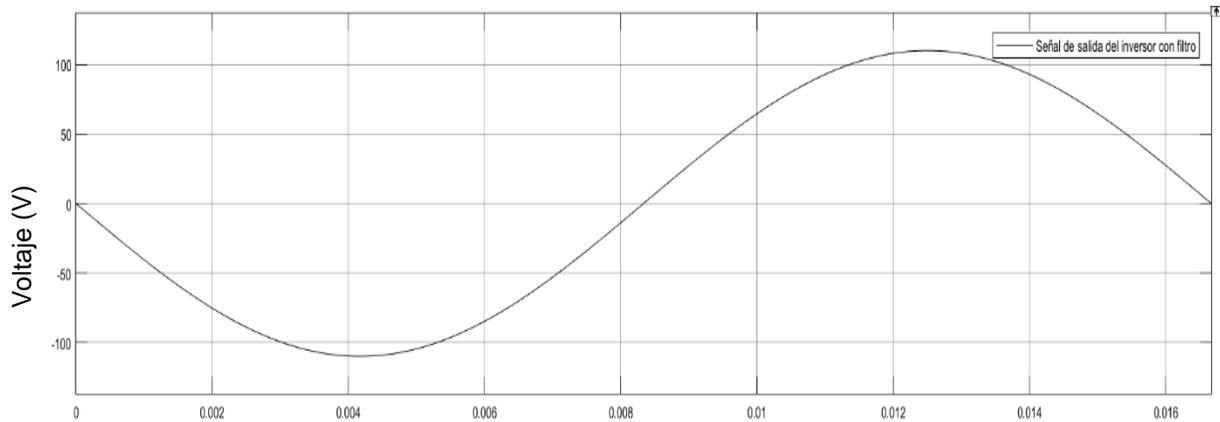


Figura 29 Forma de onda de señal de salida del inversor con filtro

La figura 30 muestra el resultado de la medición de la distorsión armónica total (THD), se obtiene como resultado la armónica fundamental de 60 Hz y un THD de 2.47% misma que cumple con los requerimientos de la norma CFE10004.

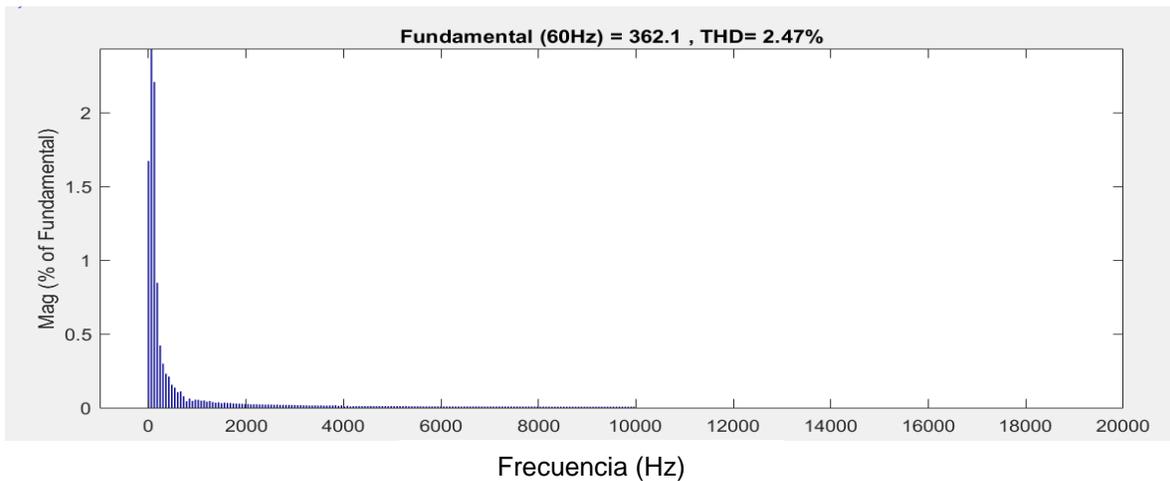


Figura 30 Medición de distorsión armónica total (THD%)

3.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES DE FORMAS DE ONDAS DEL INVERSOR

En la tabla 7 se muestran los resultados experimentales obtenidos de las señales de control del inversor; se hicieron mediciones desde el osciloscopio RIGOL DS1054 y se exportaron los datos obtenidos al software MATLAB para posteriormente graficar dichos datos.

Tabla 7. Resultados experimentales de señales de control

Frecuencia moduladora	60.3 Hz
Frecuencia portadora	24.3 kHz
Amplitud moduladora	12.3 V
Amplitud portadora	12.2 V
Voltaje de entrada	169.6 V
Inductancia	3.3 mH
Capacitancia	2.2 μ F

Se obtiene la forma de onda de la señal moduladora con una frecuencia de 60.3 Hz y una amplitud de 12.3 V como se muestra en la figura 31.

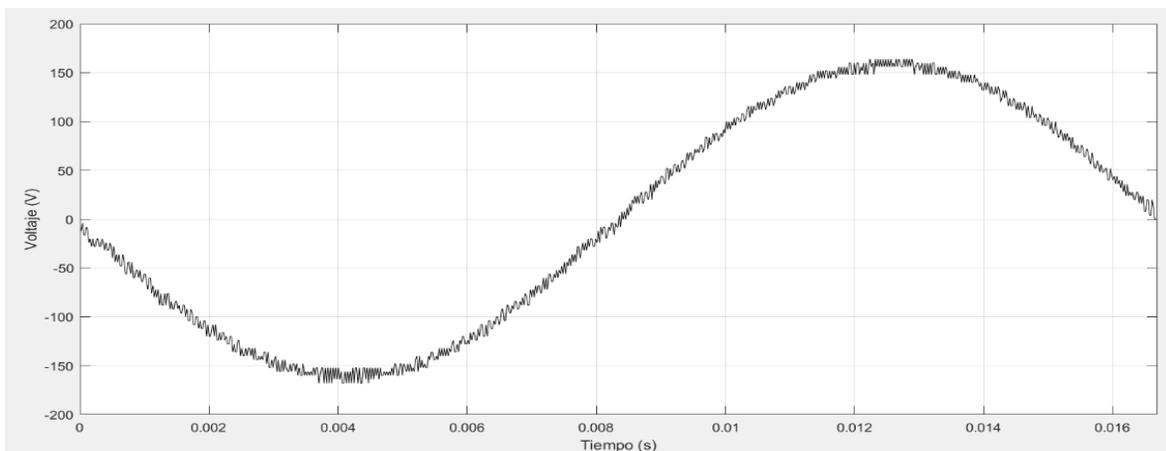


Figura 31 Forma de onda de señal moduladora experimental

Así mismo se obtiene la forma de onda de la señal triangular portadora con una frecuencia de 24.3 kHz y una amplitud de 12.2 V como se muestra en la imagen 32.

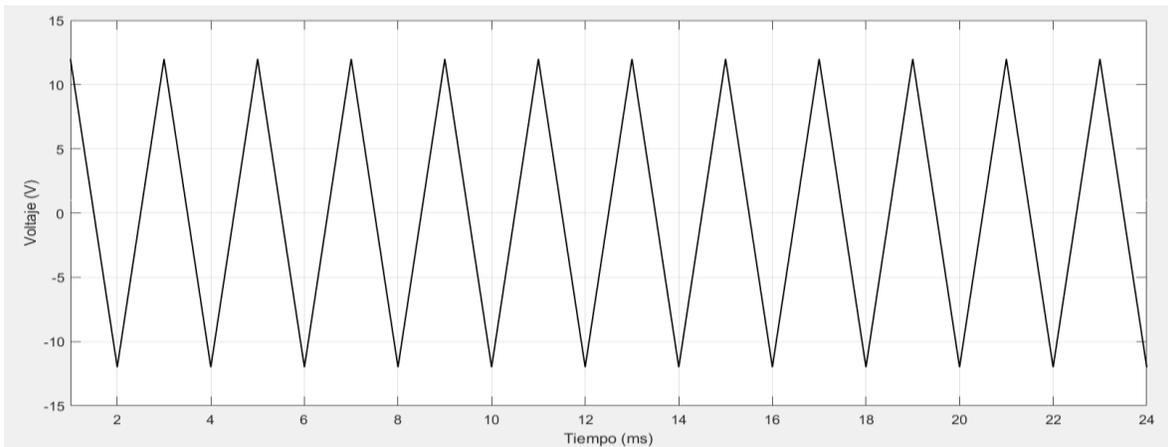


Figura 32 Forma de onda de señal portadora experimental

Una vez generadas ambas señales de control pasan por un comparador operacional obteniendo así la forma de onda de la señal SPWM con una frecuencia de conmutación de 60.3 Hz y una amplitud de 12.2 V como se muestra en la figura 33.

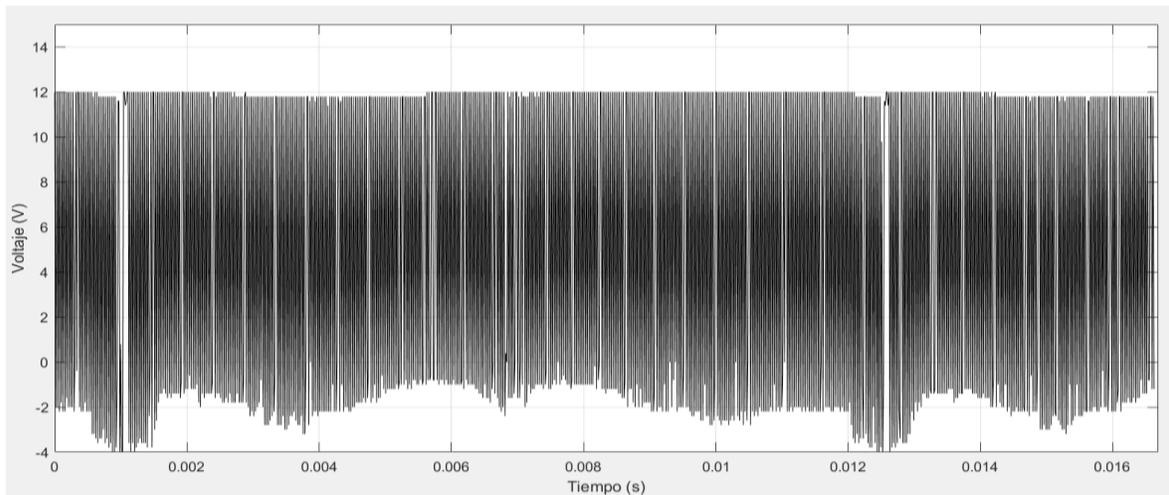


Figura 33 Forma de onda de señal SPWM experimental

Ya que se obtienen todas las señales de control se procede a pasar a la etapa de potencia, dichas señales pasan por el puente completo y se obtienen las señales de salida de cada rama del puente. La figura 34 muestra la forma de onda de la señal

de salida de la rama A es decir señal que pasa por los dos interruptores de potencia (A1 y A3). Se muestra dicha señal con una frecuencia de 24.3 kHz y un voltaje de 170.8 V.

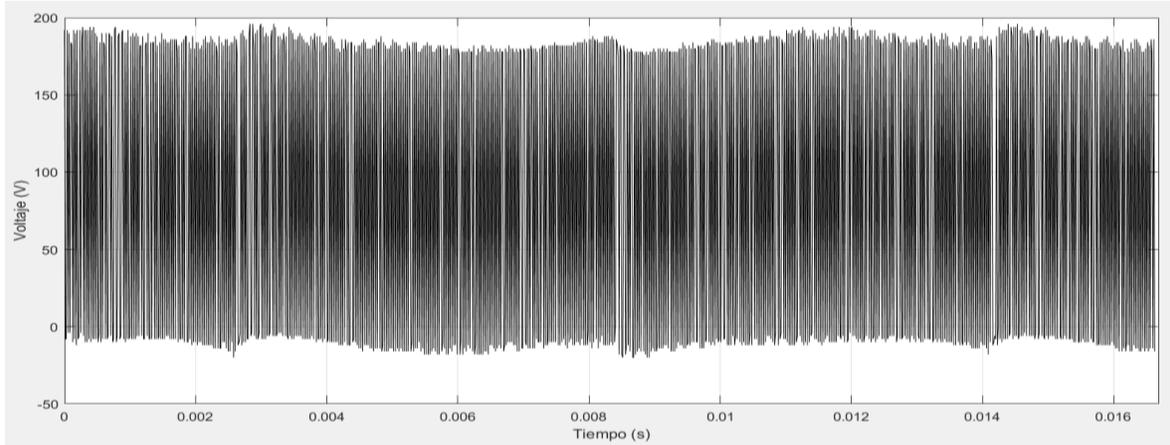


Figura 34 Forma de onda de señal de salida de rama A experimental

De igual manera se muestra la forma de onda de la señal de salida de la rama B, señal que pasa por los interruptores de potencia (A2 y A4). Se observa en la figura 35 dicha señal con una frecuencia de 60.3 Hz y una amplitud de 170.8 V PICO; cabe recalcar que esta señal proviene del lazo de seguimiento de fase y forma parte de la etapa de conexión a red que se abordará más adelante.

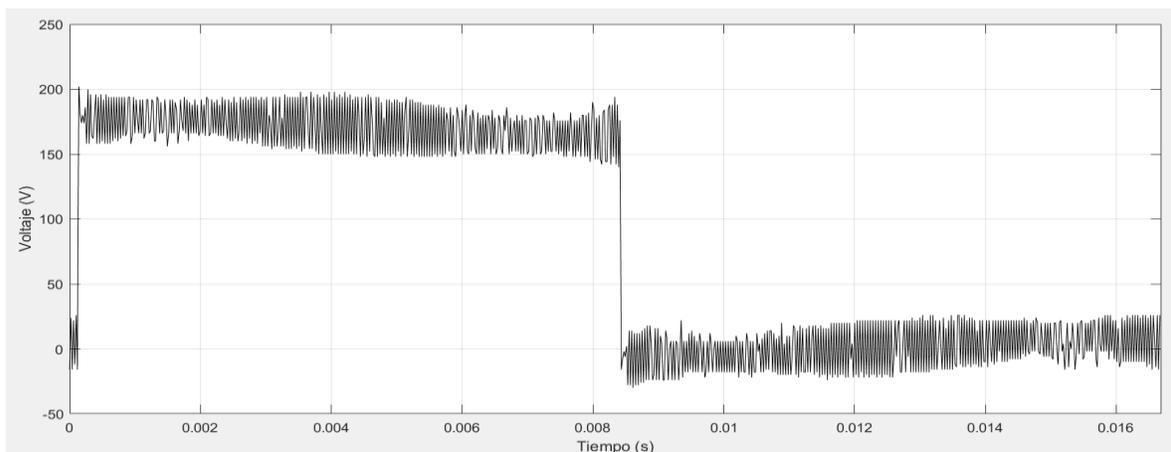


Figura 35 Forma de onda de señal de salida de rama B experimental

Una vez obtenidas las señales de salida de cada rama del puente completo se obtiene la forma de onda de la señal de salida del inversor misma que pasa de ser una señal de corriente directa a una señal de corriente alterna de 170.8 V misma que se muestra en la figura 36.

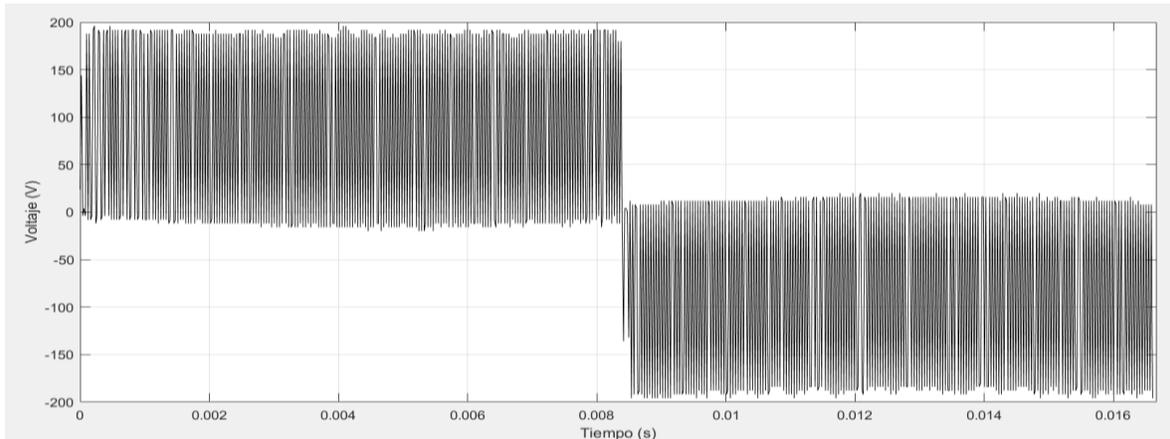


Figura 36 Forma de onda de señal de salida del inversor experimental

Se logra obtener la forma de onda de la señal de salida del inversor que pasa por el filtro LC para así obtener una señal sinusoidal con un voltaje de 170.8 VPICO y una frecuencia de 60.6 Hz que se muestra en la figura 37. Logrando el objetivo de mantenerse en la norma tal para interconexión a red.

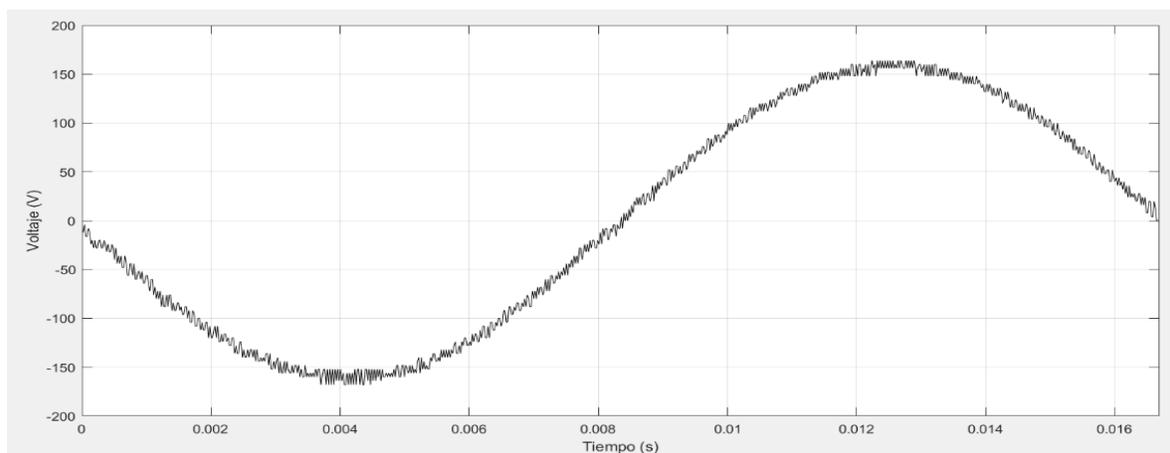


Figura 37 forma de onda de señal de salida del inversor con filtro, experimental

Una vez obtenidas las formas de onda del inversor se aborda la etapa de conexión a red, se presenta la simulación y datos experimentales del lazo de seguimiento de fase.

3.5 SIMULACIÓN DE LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE (PLL)

Se presenta la simulación del lazo de seguimiento de fase de manera aislada para poder observar el comportamiento del lazo de seguimiento de fase; en la tabla 8 se muestran los parámetros de entrada de dicha simulación.

Tabla 8 Parámetros de entrada de simulación de PLL

Señal de referencia	65 HZ
Resistencia	10 k
Capacitor	1 μ F
Frecuencia de oscilador controlado por voltaje	60 Hz
Amplitud de oscilador controlado por voltaje	1 V

El lazo de seguimiento de fase consta de un comparador, un filtro RC o LC y un oscilador controlado por voltaje como se muestra en la figura 38.

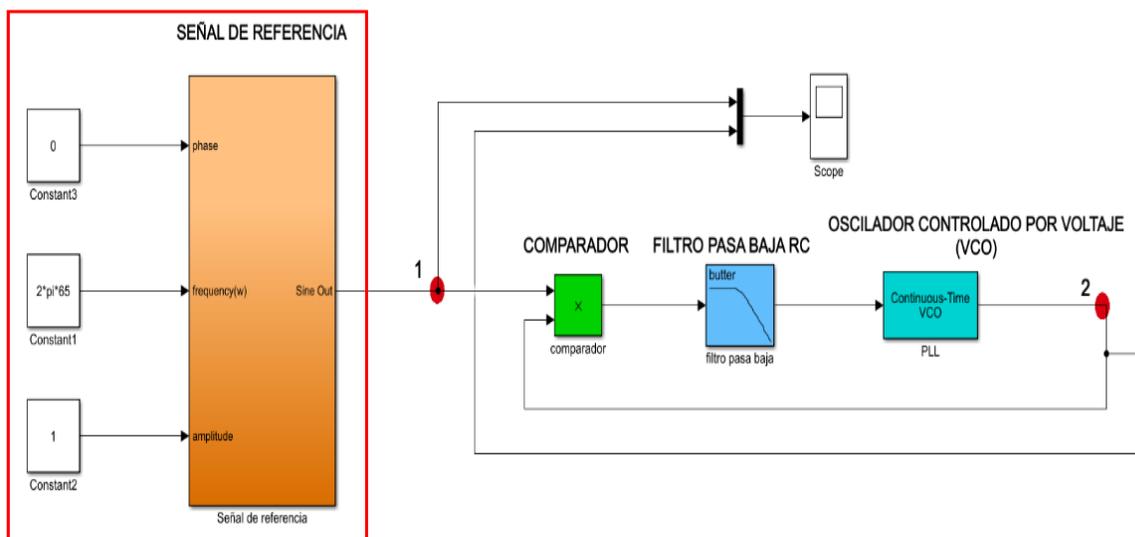


Figura 38 Diagrama general de simulación de lazo de seguimiento de fase

una señal de referencia sinusoidal con una frecuencia de 65 Hz y una amplitud de 1 V; esta señal de referencia pasa por el bloque comparador mismo que recibe la señal del oscilador controlado por voltaje con una frecuencia de 60 Hz y una amplitud de 1 V; estas dos señales son comparadas entre sí para obtener el error de desfase que existe entre ellas, este error es filtrado para obtener un voltaje proporcional a la frecuencia del VCO y así conseguir que estas dos señales tengan igual fase; los resultados de esta simulación se muestran en la figura 39.

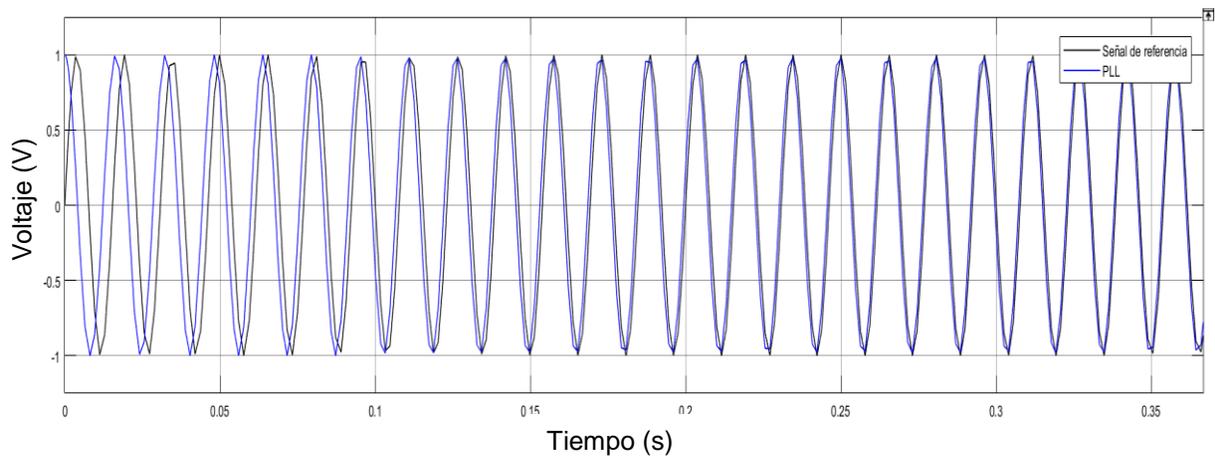


Figura 39 Señal de referencia y señal de oscilador controlado por voltaje

Se obtiene como resultado una señal de referencia (señal de color negra) y una señal generada por VCO (señal de color azul), se muestran ambas señales para poder observar el desfase que existe entre las dos señales; se puede observar que las dos señales se colocan en igual fase y frecuencia; el tiempo de esta simulación fue de 0.35 s para poder observar el acople de las dos señales. Se muestra que la señal de referencia se ajusta completamente a la señal del VCO, teniendo el mismo ángulo de fase y frecuencia. Este resultado indica que es posible lograr que ambas señales estén en fase y así lograr su construcción y evaluación.

3.6 RESULTADOS EXPERIMENTALES DE LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE (PLL) CD4046B

Se muestra en la tabla 9 los resultados obtenidos experimentales del lazo de seguimiento de fase con el circuito integrado CD4046B.

Tabla 9 Resultados experimentales obtenidos de lazo de seguimiento de fase

VDD	5.1V
VDD/2	2.6 V
Resistencia de filtro	10 kΩ
Capacitor de filtro	1 μF
Configuración	OFFSET
Comparador	II
Frecuencia de corte	1.59 Hz
Frecuencia máxima	95 Hz
Frecuencia mínima	38.9 HZ
Frecuencia de centro	60.3 Hz

La frecuencia de centro representa la frecuencia fundamental a la cual se requiere que el PLL trabaje y se obtiene dividiendo el voltaje de entrada entre 2; en este caso como se requiere una conexión a red y como lo marca la norma IEEE1547 se fija una frecuencia de 60 Hz que de igual forma representa la frecuencia del oscilador controlado por voltaje y se muestra en la figura 40.

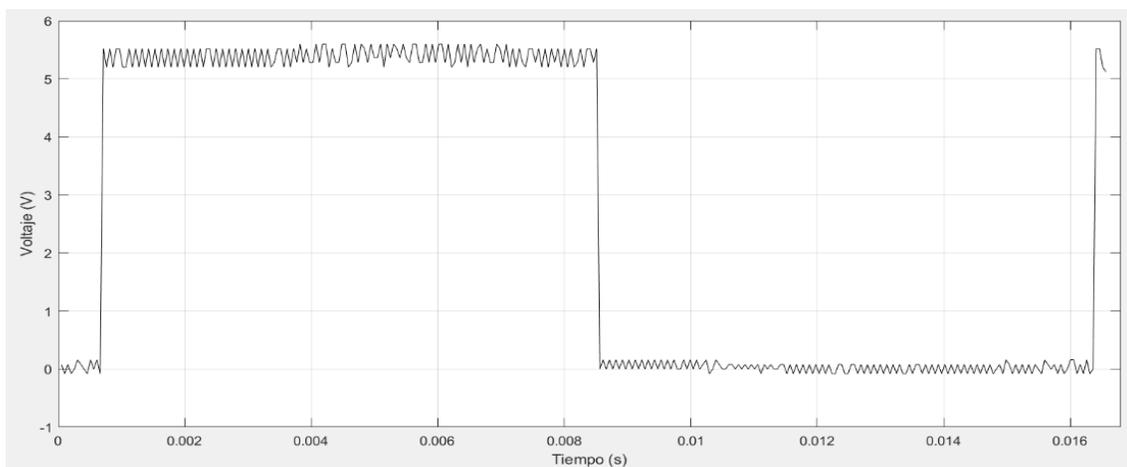


Figura 40 Frecuencia de centro

Capítulo 3

Se obtiene una frecuencia de centro de 60.3 Hz y 5.02 V de amplitud; una vez obtenida la frecuencia de centro se obtiene la frecuencia máxima del oscilador controlado por voltaje de 95 Hz y una amplitud de 5.5 V como se muestra en la figura 41.

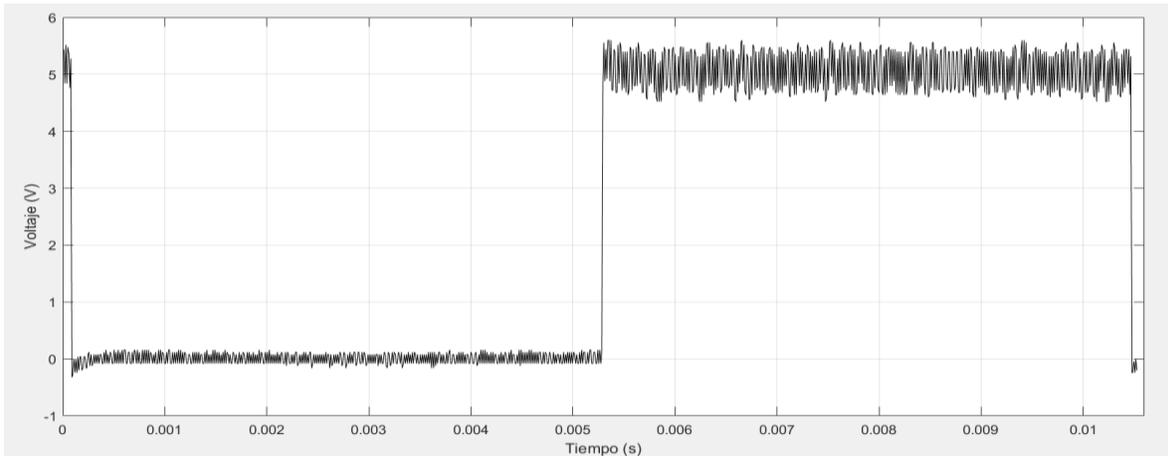


Figura 41 Frecuencia máxima

La configuración OFFSET proporciona una frecuencia mínima igual a la frecuencia propia del PLL, esto quiere decir que la frecuencia mínima no puede ser 0, por lo que se obtiene como resultado una frecuencia de 38.9 Hz y una amplitud de 5.5 V, dicha señal se muestra en la figura 42.

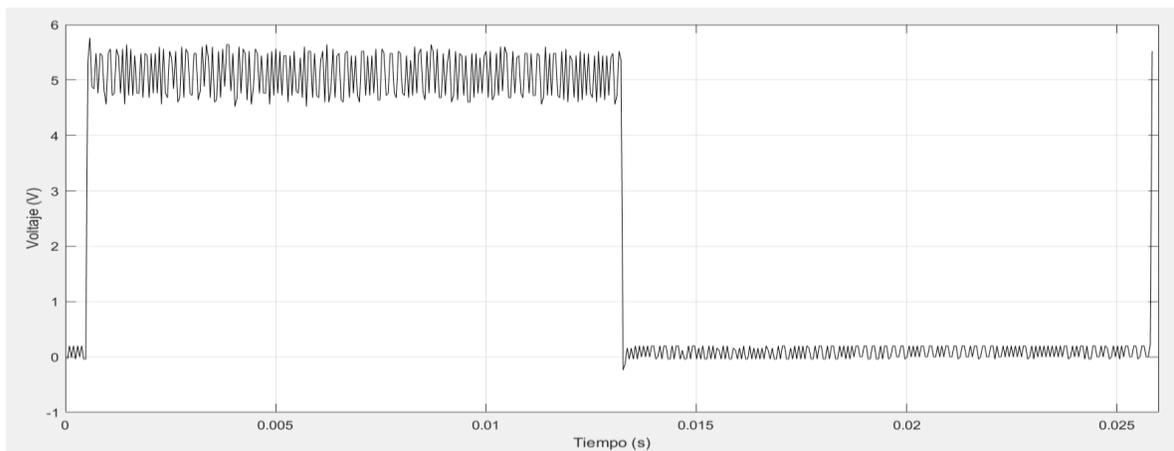


Figura 42 Frecuencia mínima

Una vez obtenidas las señales fundamentales del PLL se procede a comparar la señal de referencia con la señal de oscilador controlado por voltaje, en este caso se utilizó la señal de la red como señal de referencia y se acondiciono para ser implementada en el PLL, como resultado de la comparación se obtiene el error que se muestra en la figura 43.

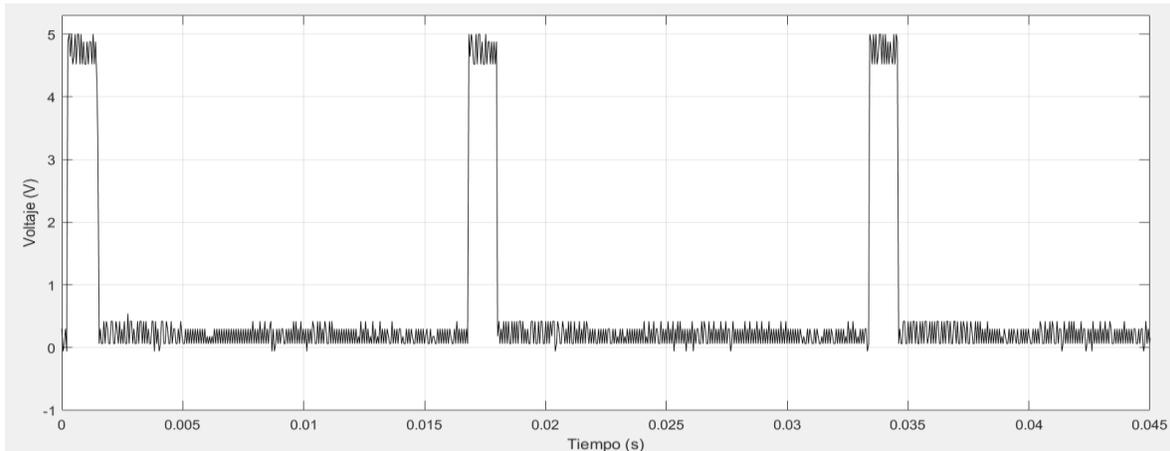


Figura 43 Señal de salida de comparador II

Al obtener el error o desfase que existe entre la señal de referencia y la señal de salida del VCO, se pasa por un filtro RC mismo que filtra dicha señal para proporcionar una señal con un voltaje proporcional a la entrada del oscilador controlado por voltaje cuyo objetivo es ajustar la frecuencia y la fase de la señal de salida como muestra en la figura 44.

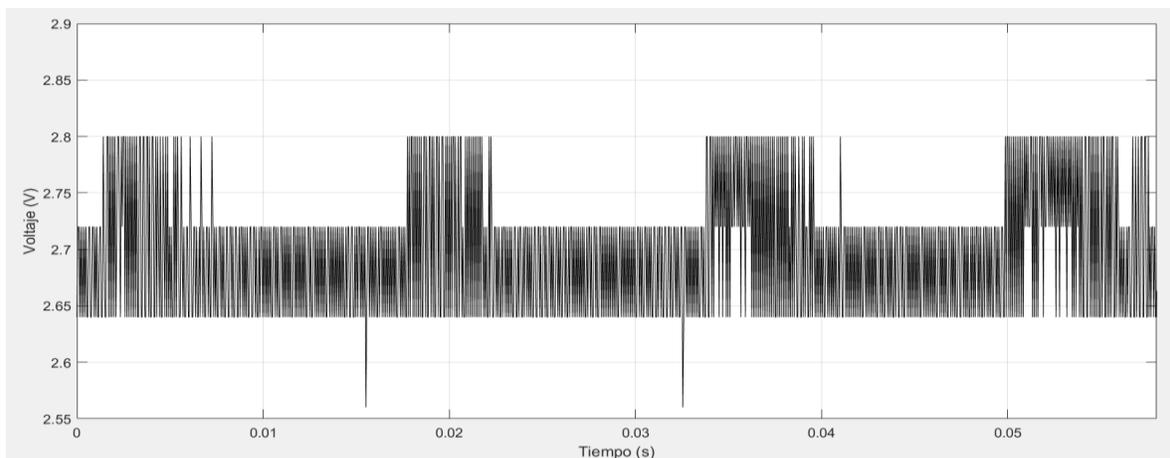


Figura 44 Señal de salida de filtro RC

La figura 45 muestra el resultado final del lazo de seguimiento de fase; se muestra la señal de color azul que representa la señal de la red y la señal de color negra representa la señal del VCO misma que se dirige hacia la rama B del inversor, ambas con una frecuencia de 60.3 Hz y 5.5 V de amplitud. Se logra apreciar que las señales se encuentran en fase, aunque se visualiza un pequeño ángulo de desfase entre las dos señales que se abordará en la siguiente sección.

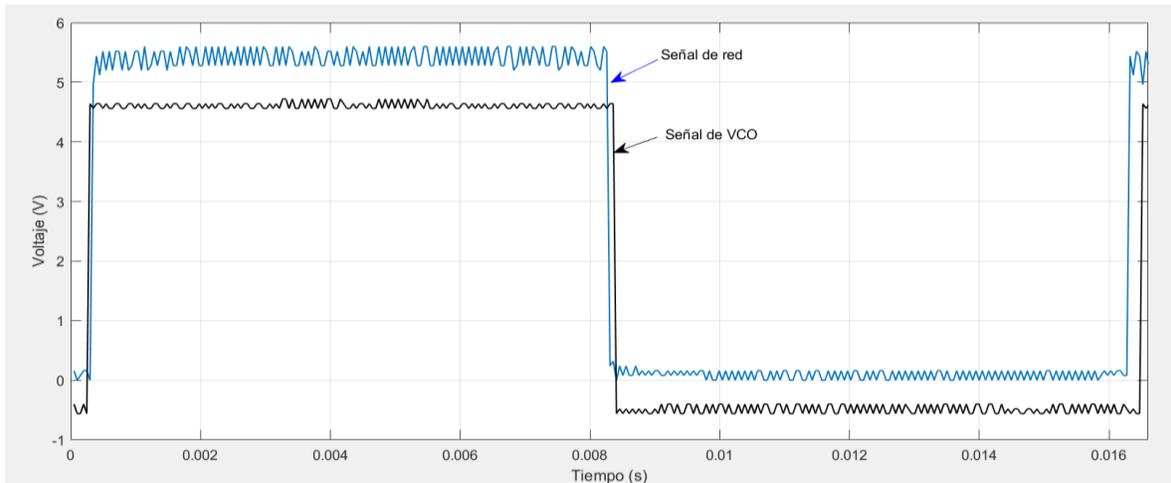


Figura 45 Señal de red (azul) y señal del inversor (negra)

3.7 EVALUACIÓN DEL LAZO DE SEGUIMIENTO DE FASE

En este apartado se presenta la evaluación del lazo de seguimiento de fase, se inicia con la prueba de requerimiento IEEE1547 para la conexión a red; en la tabla 10 se muestran los resultados de la prueba en condiciones estacionarias; se mantuvo una frecuencia de 60 Hz, en 14 ciclos y se hizo un promedio de los ángulos de desfase y la desviación estándar de ambas señales.

Tabla 10 Resultados en tiempo y desfase de PLL

Ángulo de desfase °	Desviación estándar
1.05E-04	4.56993E-05

Se muestra un ángulo de desfase de 1.05E-04 por lo cual se cumple con lo establecido en la norma estando por debajo de los 20 grados de límite cumpliéndose el objetivo de acoplar ambas señales en misma fase y frecuencia.

3.8 EVALUACIÓN DEL INVERSOR

Se realizaron las evaluaciones del inversor a nivel laboratorio con una fuente controlada de tanto simulando el aerogenerador, se presenta en la tabla 12 los parámetros de entrada del inversor.

Tabla 12 Parámetros de entrada del inversor

Ma	1
Mf	405
Vi	170 V
Frecuencia	60 Hz
Vo	110 V
THD	2.47%

Se determinó variar la carga entre tal 20 Ω y 109 Ω , utilizando cargas resistivas, a continuación, se presentan tales resultados.

Tabla 13 Parámetros obtenidos de entrada del inversor

Resistencia (Ω)	Voltaje de entrada (V)	Corriente de entrada (A)	Potencia de entrada (W)
109.2	169.6	0.68	115.33
72.4	169.6	1.02	172.99
36.6	171	2.04	348.84
24.4	170.1	3.1	527.31
20	168.9	3.81	643.51

En estas primeras pruebas se mantuvo con voltaje de entrada fijo de aproximadamente 170 V de corriente directa y se varió la carga hasta llegar a la potencia máxima, se presenta en la figura 46 la gráfica de corriente contra potencia.

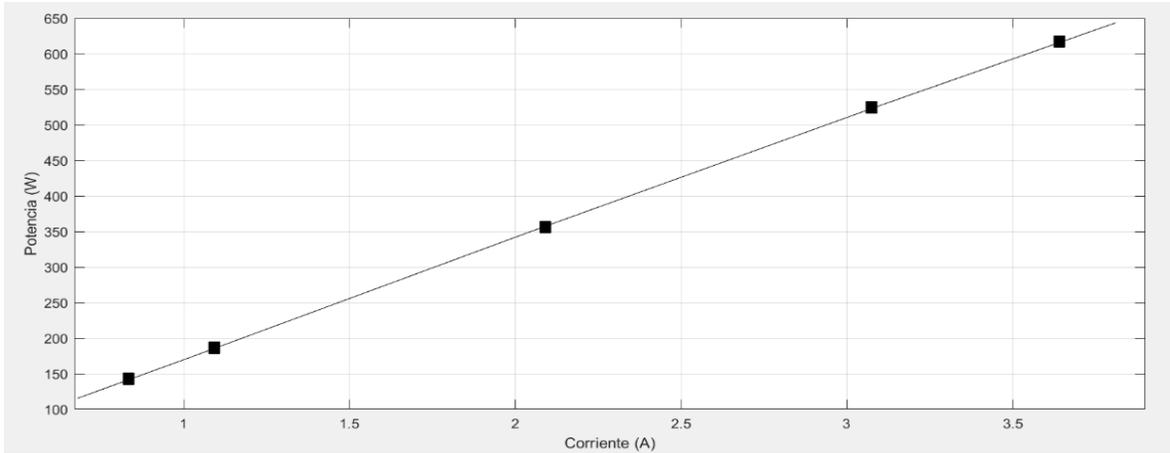


Figura 46 Gráfica de corriente contra potencia de entrada

Se logra observar que conforme la corriente va aumentando la potencia de igual manera aumenta hasta llegar a una potencia máxima de 643.51 W debido a que se mantiene un voltaje constante a la entrada del inversor. En la figura 47 se presenta la gráfica de resistencia contra potencia. La carga mínima fue tal valor y se obtuvo potencia de tal la carga máxima fue de tanto y se obtuvo tal valor

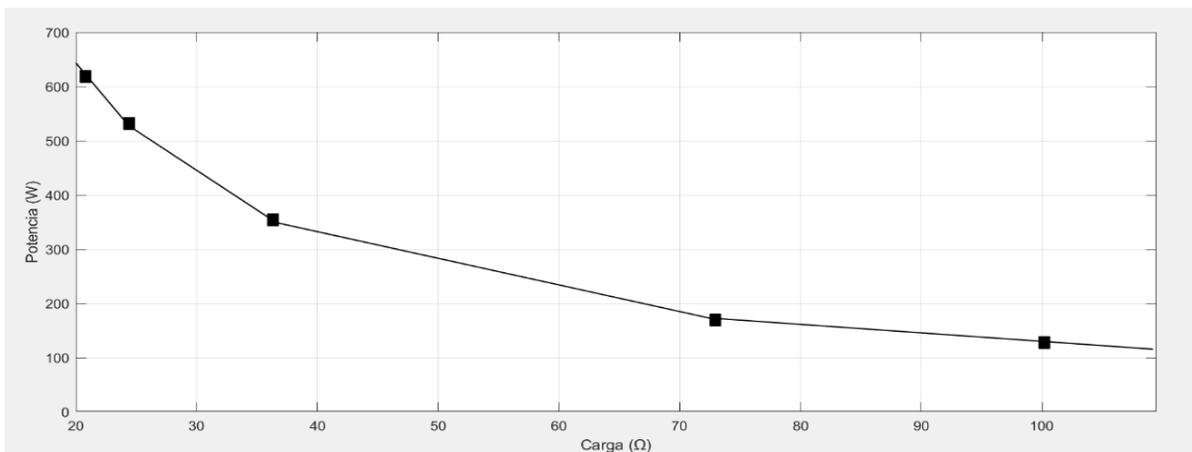


Figura 47 Gráfica de resistencia contra potencia de entrada

Se hizo la prueba de potencia de entrada con cinco resistencias diferentes hasta alcanzar la potencia máxima del inversor, se muestra que conforme la carga va disminuyendo la potencia va aumentando ya que hay menos obstrucción para el

paso de energía. A continuación, se presentan los parámetros obtenidos de salida del inversor, en la tabla 14 se muestran dichos resultados.

Tabla 14 Parámetros obtenidos de salida del inversor

Resistencia (Ω)	Voltaje de salida (V)	Corriente de salida (A)	Potencia de salida (W)
109.2	111.8	1.02	114.036
72.4	111.2	1.52	169.024
36.6	110.4	3.03	334.512
24.4	110	4.55	500.5
20	109.7	5.55	608.835

Se obtiene un voltaje de salida aproximadamente de 110 Vrms de corriente alterna; se realiza la primera prueba de corriente variando la carga; se presenta en la figura 48 la gráfica de corriente contra potencia.

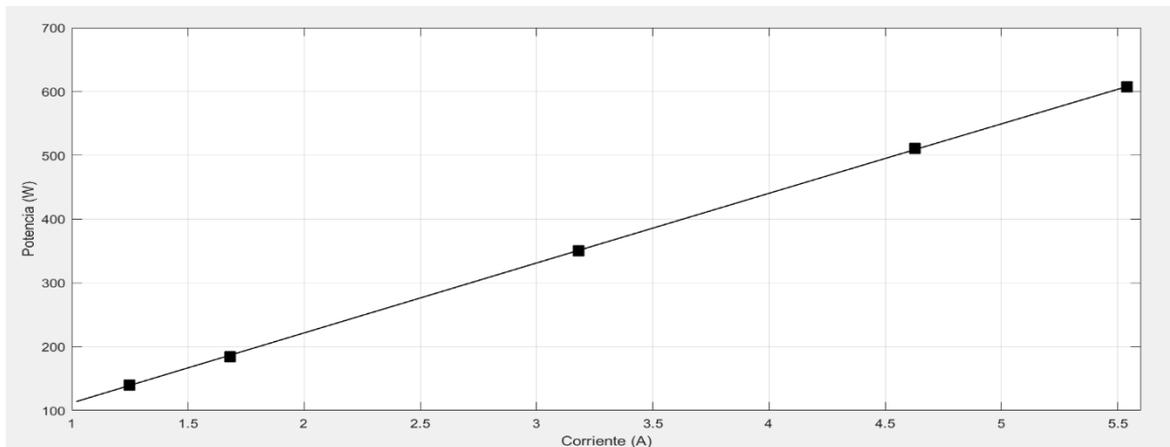


Figura 48 Gráfica de corriente contra potencia de salida

Capítulo 3

Se observa que conforme la corriente va aumentando la potencia también va aumentando de manera lineal debido a que se implementó una carga resistiva. En la figura 49 se muestra la gráfica de carga contra potencia de salida.

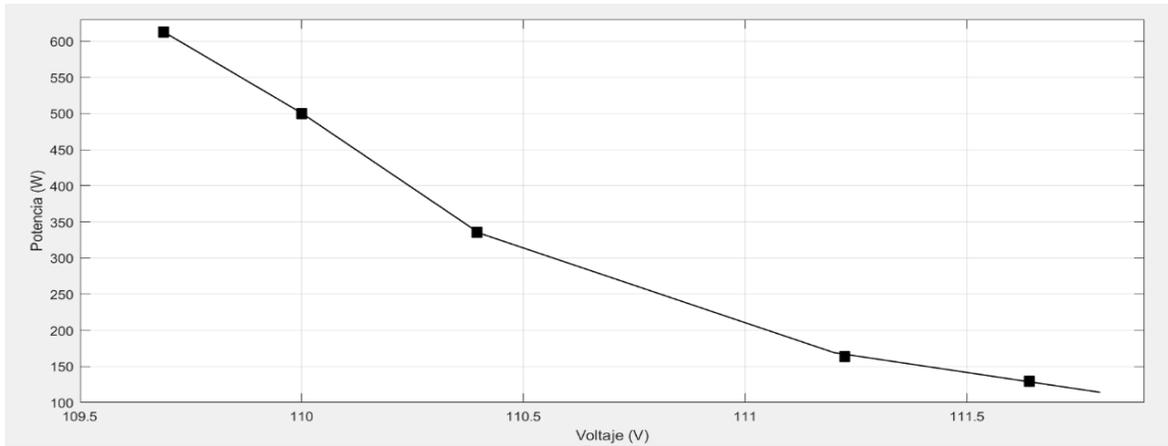


Figura 49 Gráfica de carga contra potencia de salida

Al igual que los resultados de entrada obtenidos la potencia de salida va aumentando conforme la carga va disminuyendo ya que la demanda de energía es mayor; por último, se muestra en la figura 50 la gráfica de voltaje contra potencia

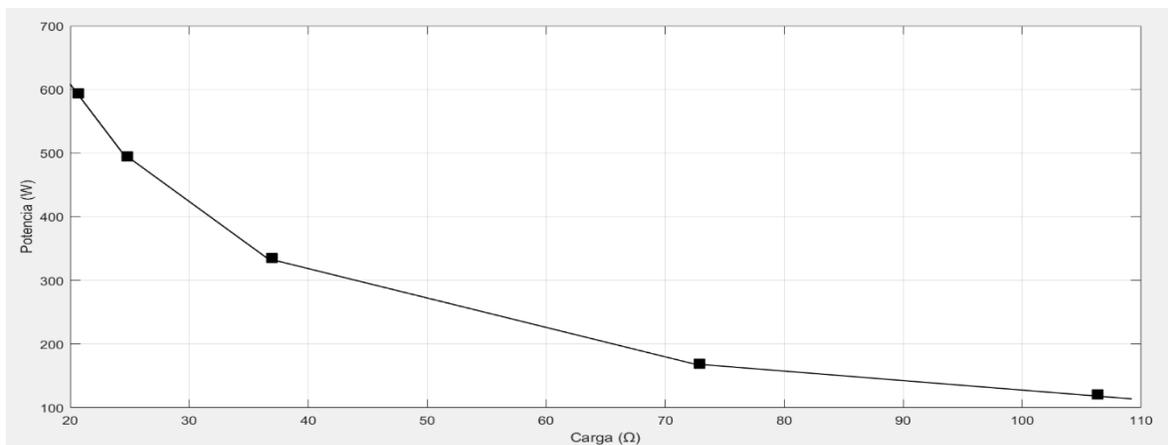


Figura 50 Gráfica de voltaje contra potencia

Se observa el voltaje de salida del inversor de aproximadamente 110 Vrms y las diferentes potencias del inversor respecto a las cargas propuestas.

PRUEBA DE EFICIENCIA

En la tabla 15 se muestran los resultados obtenidos de frecuencia y distorsión armónica total; se observa que la frecuencia se mantuvo fija en cada variación de carga y la distorsión armónica total se mantuvo menor al 5% como lo dicta la norma.

Tabla 15 Resultados de THD, eficiencia y frecuencia

Resistencia(Ω)	THD%	Eficiencia%	Frecuencia Hz
109.2	1.3	98.879	60.19
72.4	1.3	97.77	60.19
36.6	1.4	95.892	60.19
24.4	1.4	94.915	60.19
20	1.6	94.611	60.19

En la figura 51 se muestra la gráfica de resistencia contra eficiencia; se logra observar que conforme la resistencia va disminuyendo la eficiencia de igual manera disminuye hay pérdidas de conmutación, pérdidas de energía en cables, etc; se obtiene una eficiencia máxima de 98.8%.

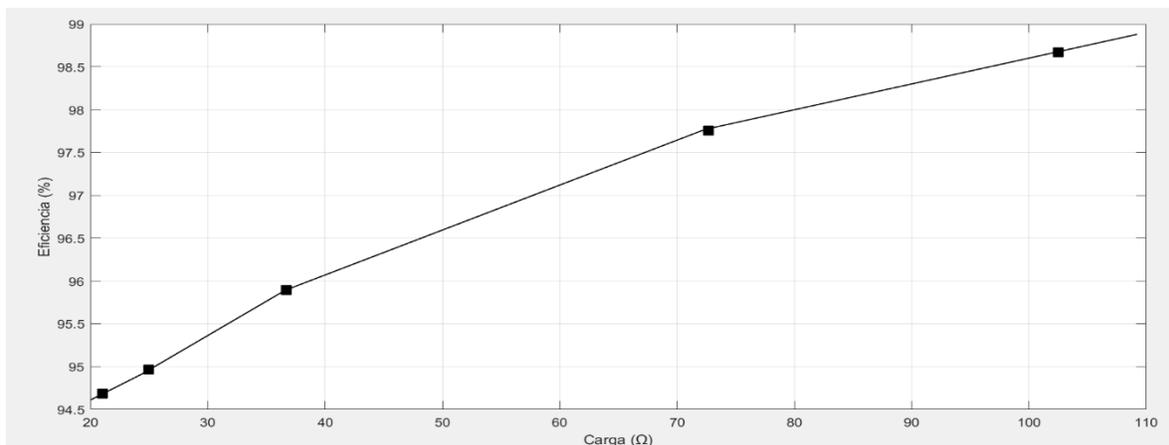


Figura 51 Gráfica de voltaje contra potencia

En la figura 52 se observa la gráfica de eficiencia contra distorsión armónica total.

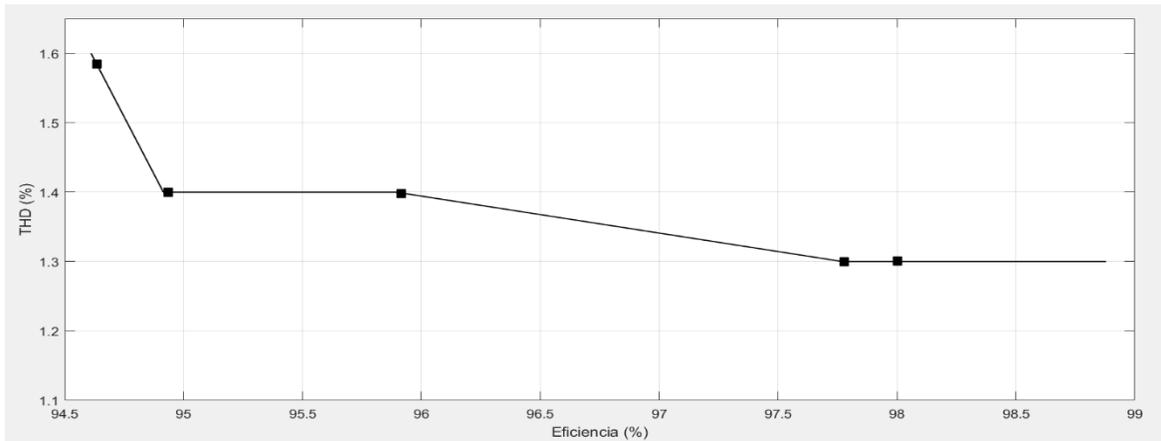


Figura 52 Gráfica de eficiencia contra THD

Se observa que la variación de THD se mantiene en el rango deseado respecto a la norma CFEG0100-04, mismo que menciona un THD menor al 5%, con esto se logra obtener uno de los objetivos de este trabajo.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES

Se logró el objetivo principal, el diseño y construcción y evaluación de un inversor conectado a la red eléctrica, del cual se concluyen los siguientes puntos:

- Aplicando la metodología desarrollada en este trabajo, se lograron establecer las técnicas de diseño y simulación para la validación teoría expuesta en el capítulo 1.
- Se diseñó y dimensionó un inversor con topología puente completo con modulación unipolar, técnica de control SPWM y la técnica de control de lazo de seguimiento de fase para la interconexión a red.
- Se validó a través de la simulación las diferentes formas de ondas de la etapa de control del inversor, así como la etapa de potencia. Se comprobó el comportamiento adecuado de la etapa de conexión a red de manera aislada
- Se construyó el inversor para observar el funcionamiento correcto de la etapa de control, así como la etapa de potencia y conexión a red.
- Se presentan los resultados experimentales de las diferentes formas de onda del inversor mismas que cumplen con las condiciones expuestas de la simulación.
- En la etapa de control se obtiene una frecuencia de 60.3 Hz con una amplitud de 12.3 V para la señal moduladora y una frecuencia de 24.3 kHz con una amplitud de 12.2 V para la señal portadora, con esto se concluye que se obtiene un índice de modulación en amplitud de 1 y un índice de modulación en frecuencia de 390.

- En la etapa de conexión a red se obtiene una frecuencia máxima de 95 Hz, una frecuencia mínima de 38.9 Hz y una frecuencia de centro de 60.3 Hz.
- Los parámetros de entrada obtenidos muestran un voltaje pico de 169.6 V, una corriente mínima de 0.68 A y una corriente máxima de 3.81 A, se obtiene una potencia mínima de 115.33 W y una potencia máxima de 643.51 W.
- Los parámetros de salida obtenidos muestran un voltaje rms de 11.8V, una corriente mínima de 1.02 A y una corriente máxima de 5.55 A, se obtiene una potencia mínima de 114.036 y una potencia máxima de 608.835.
- Se evaluó el inversor con las normas correspondientes presentadas en el capítulo 2 y se obtiene como resultado una frecuencia de 60 Hz, una eficiencia mínima de 94.6% y una frecuencia máxima de 98.87% se obtiene de igual forma una distorsión armónica total mínima de 1.3% y una distorsión armónica total máxima de 1.6% esto concluye que el modelo diseñado es válido y cumple con las exigencias para una correcta conexión a red.

De manera general se concluye que se diseñó e implementó un inversor con topología puente completo y control SPWM; dicho esquema de control presenta un lazo interno de control de voltaje que permite poner en fase el voltaje de salida del inversor a la red. Finalmente, se validó de forma experimental la respuesta del inversor implementado para operar en el modo interconectado a red.

RECOMENDACIONES

El alcance del trabajo se limita a interconectar el inversor con la red eléctrica. Sin embargo, los inversores de este tipo cuentan con otros tipos de control para la interconexión que se deben estudiar, analizar y optimizar.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Energías renovables. Consumo energético mundial. Disponible en: <http://www.gstriatum.com/energiasolar/blog/2010/08/20/consumo-energetico-mundial>.
- [2] Santianes C. M.J., Aerogeneradores de potencia inferior a 100 kW, CIEMAT 2008.
- [3] Erich Hau.; Wind turbines, fundamentals, technologies, applications and economics. Segunda edición 2011.
- [4] Burton T., Sharpe D., Jenkins N. and Bossanyi E. Wind energy handbook. Wiley Interscience. England. John Wiley & Sons, 2001.
- [5] Lecuona N. A. La energía eólica: Principios básicos y tecnología. Leganés, 2002.
- [6] Manwell J.F., McGowan J.G. and Rogers A.L. (2002). Wind energy explained. Theory, design and application. Wiley Interscience. England. John Wiley & Sons.
- [7] Menéndez Castellanos, M. “Diez Preguntas y Respuestas Sobre la Energía Eólica”. La Habana, 2007.
- [8] FOCER. Manual de la Energía Eólica, San José Costa Rica, 2002.
- [9] Mónica chinchilla Sánchez, “Control de un sistema de Generación Eólica de Velocidad Variable con Generador Síncrono Multipolar de Imanes Permanentes acoplado a Red”, tesis doctoral, Chinchilla 2011.
- [10] Farm Bill, Sistemas eólicos pequeños conectados a la red eléctrica, 2001.

[11] Muhammad H. Rashid.; Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones. Cuarta edición 2015.

[12] García, J., Estudio de control de inversores por SPWM. Tesis de Maestría. Universidad del Istmo, 2013.

[13] García, J., Estudio de control de inversores por SPWM. Tesis de Maestría. Universidad del Istmo, 2013.

[14] D. Marco A. Luna., Diseño y simulación de un inversor monofásico en puente completo para un sistema fotovoltaico autónomo, Universidad Carlos III, Madrid, 2010.

[15] CEIPUM (centro de electrónica industrial), electrónica de potencia inversores modulados, Cataluña 2000.

[16] Ned Moham.; Electrónica de potencia, convertidores, aplicaciones y diseño. Tercera edición 2014.

[17] García, J., Estudio de control de inversores por SPWM. Tesis de Maestría. Universidad del Istmo, 2013.

[18] L. Mejía., Diseño didáctico de un Inversor Monofásico. Tesis doctoral de ingeniería. Cuernavaca Morelos 2016.

[19] P.G.Barbosa, L.G.B.Rolim, E.H.Watanabe, R.Hanitsch, "Control Strategy for Grid-connected DC-AC with Load Power Factor Correction Converters" IEE, Kansas 2006.

[20] A.Barrado, A.Lázaro, "Problemas de Electrónica de Potencia". Pearson – Prentice Hall, 2007.

[21] Fang Lin Luo.; Power electronics advanced conversion technologies. Singapur 2016.

[22] R. Moscoso et al., Diseño y Construcción de un Inversor Monofásico Tipo Puente con Modulación de Ancho de Pulso Sinusoidal (SPWM) de dos Niveles Cusco Perú 2015.

[23] L. Hassaine., Implementación de un Control Digital de Potencia Activa y Reactiva para inversores. Tesis doctoral de ingeniería, Universidad Carlos III Madrid, Madrid 2014.

[24] J. Pfarher et al.; Control de Potencia Monofásico por SPWM. Tesis maestrante de ingeniería. Cuernavaca Morelos 2013.

[25] W. Manuel., Análisis de las técnicas modernas de modulación aplicadas a sistemas CD/CA. Universidad Nacional Autónoma de México. Ciudad de México 2014.

[26] J.Soomro et al, Design and analysis of single phase voltaje source invertir using unipolar and bipolar pulse width modulation techniques. Universidad Estatal de Arizona 2017.

[27] B.Samajilet al, Design and development of unipolar switching pulses for full bridge invertir application, Visakhapatnam, India.

[28] D.Grahame Holmes, Thomas A.Lipo. "Pulse Width Modulation for Power Converters. Principles and Practice", USA. John Wiley & Sons, 2003.

[29] Christiansen, F. "Electronics Engineers Handbook"edicién, McGraw-Hill, USA, 1982.

[30] Erlckson, R., Maksimovic, D. Fundamentals of Power Electronics, segunda edición, Kluwer Academic Publishers, USA, 2001.

[31] Antonio Pertence.; Amplificadores operaciones y filtros activos. Tercera edición 2011.

[32] Araujo S, Engler A, Sahan B and Antunes, LCL filter design for grid-connected NPC inverters, 2007.

[33] R. Teodorescu.; Improved PLL structures for single-phase grid inverters Universidad de Sheffield 2010.

[34] Qing-Chang Zhong.; Control of power inverters in renewable energy and smart grid integration. Reino Unido 2017.

[35] Remus Teodorescu.; Grid converters for photovoltaic and wind power systems. Reino Unido 2016.

[36] Intersil TM.; ICL8038 datasheet , Abril 2001.

[37] Texas instruments, ICL8038, datasheet, 2000.

[38] International IOR Rectifier, IR2109 half bridge driver datasheet 2000.

[39] International IOR Rectifier, IR2110 half bridge driver datasheet 2004.

[40] Texas instruments, CD4046B Manual, 2003.

[41] Texas instruments; CMOS micropower Phase-locked loop, CD4046B datasheet 2003.

[42] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Improved PLL structures for single-phase grid inverters," 2010.

[43] Vrej Barkhordarian. "Power MOSFET Basics". Technical report, International Rectifier, 2004.

[44] http://tecnoedu.com/Download/DS1052ESerieDS1000E_ManualUsuario.pdf

[45] <http://www.finaltest.com.mx/Rigol-DS4014E-p/ds4014e.htm>.

[46] <http://www.hioki.com/en/>

[47] <http://www.gwinstek.com/>

[48] http://www.cedesa.com.mx/gw-instek/fuentes_poder/mixtas-ac-dc/APS-1102A/

[49] <http://www.FLUKE.com/>

[50] IEEE, Standars for distributed energy resources interconnection and interoperability with the electricity grid 2014.

[51] IEEE, Standars for distributed energy resources interconnection and interoperability with the electricity grid 2014.

[52]CFEG0100-04 Interconexión a la red eléctrica de baja tensión de sistemas de energías renovables con capacidad hasta 30kW.