



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICO-MECÁNICA

TEMA:

**Implementación del modelo de simulación de motor de inducción
mediante instrumentación virtual LabView**

AUTOR:

Parrales Cedeño, Leonardo Rubén

Trabajo de Titulación previo a la obtención del grado de
INGENIERO EN ELÉCTRICO-MECÁNICA

TUTOR:

M. Sc. Pacheco Bohórquez, Héctor Ignacio

Guayaquil, Ecuador

19 de Marzo del 2019



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICO-MECÁNICA

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Sr.
Parrales Cedeño, Leonardo Rubén como requerimiento para la obtención
del título de **INGENIERO EN ELÉCTRICO-MECÁNICA.**

TUTOR

M. Sc. Pacheco Bohórquez, Héctor Ignacio

DIRECTOR DE CARRERA

M. Sc. Heras Sánchez, Miguel Armando

Guayaquil, a los 19 días del mes de Marzo del año 2019



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICO-MECÁNICA

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo, **Parrales Cedeño, Leonardo Rubén**

DECLARÓ QUE:

El trabajo de titulación “**Implementación del modelo de simulación de motor de inducción mediante instrumentación virtual LabView**” previo a la obtención del Título de **Ingeniero en Eléctrico-Mecánica**, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan en el documento, cuyas fuentes se incorporan en las referencias o bibliografías. Consecuentemente este trabajo es de mi total autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance del Trabajo de Titulación referido.

Guayaquil, a los 19 días del mes de Marzo del año 2019

EL AUTOR

PARRALES CEDEÑO, LEONARDO RUBÉN



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICO-MECÁNICA

AUTORIZACIÓN

Yo, **Parrales Cedeño, Leonardo Rubén**

Autorizó a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación: **“Implementación del modelo de simulación de motor de inducción mediante instrumentación virtual LabView”**, cuyo contenido, ideas y criterios son de mi exclusiva responsabilidad y total autoría.

Guayaquil, a los 19 días del mes de Marzo del año 2019

EL AUTOR

PARRALES CEDEÑO, LEONARDO RUBÉN

REPORTE DE URKUND

URKUND

Documento: [Tesis_Parrales_Leonardo.docx](#) (D48316034)

Presentado: 2019-02-25 10:45 (-05:00)

Presentado por: fernandopm23@hotmail.com

Recibido: edwin.palacios.ucsg@analysis.orkund.com

Mensaje: Revisión Parrales [Mostrar el mensaje completo](#)

1% de estas 29 páginas, se componen de texto presente en 4 fuentes.

Lista de fuentes **Fernando Palacios Meléndez (edwin_palacios)**

+	Categoría	Enlace/nombre de archivo	-
+	>	http://www.redalyc.org/resumen...	<input type="checkbox"/>
+		https://doi.org/10.4236/cs.2016...	<input checked="" type="checkbox"/>
+		https://help-indie.be/Sep-30/254...	<input checked="" type="checkbox"/>
+		https://doi.org/10.5772/intechop...	<input checked="" type="checkbox"/>
+		https://riunet.upv.es/handle/102...	<input checked="" type="checkbox"/>

Fuentes alternativas

Reiniciar Exportar Compartir

1 Advertencias

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE SANTIAGO DE
GUAYAQUIL FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA
PARA EL DESARROLLO CARRERA DE INGENIERÍA
ELÉCTRICO-MECÁNICA

TEMA: Implementación del modelo de simulación
de motor de inducción mediante
instrumentación virtual LabView

AUTOR: Parrales Cedeño, Leonardo Rubén

Trabajo de Titulación previo a la obtención del
grado de INGENIERO EN ELÉCTRICO-MECÁNICA

TUTOR: M. Sc. Pacheco Bohórquez, Héctor
Ignacio

Guayaquil, Ecuador

DEDICATORIA

Dedico mi esfuerzo a mis padres: Daice Leonor Cedeño Garcés y Genaro Vicente Parrales Salazar, mi más grande inspiración son ustedes que hicieron todo en la vida para que yo pudiera lograr mis sueños, por motivarme y darme la mano cuando sentía que el camino se terminaba, así mismo a mis hermanos Maritza y Germán mis ejemplos a seguir.

Además, dedico este trabajo de titulación a cada joven que anhele un futuro mejor a base de su propio esfuerzo.

A mis profesores de la Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo, quienes, a través de su enseñanza y amistad, forjaron bases sólidas de conocimientos para alcanzar una carrera profesional.

EL AUTOR

PARRALES CEDEÑO, LEONARDO RUBÉN

AGRADECIMIENTO

A Dios por sus infinitas bendiciones y llenar mi vida de dicha y felicidad.

A mi familia: mis padres, mis hermanos, mis tíos y abuela que me brindaron su apoyo incondicional a lo largo de la carrera a pesar de los muchos altibajos.

A mis profesores de la Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo por compartir experiencias, conocimientos, respeto y su afecto y a sus autoridades.

Y a todas aquellas personas que de una u otra forma colaboraron con la realización de esta investigación.

EL AUTOR

PARRALES CEDEÑO, LEONARDO RUBÉN



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICO-MECÁNICA

TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

f. _____

M. Sc. ROMERO PAZ, MANUEL DE JESÚS
DECANO

f. _____

M. Sc. HERAS SÁNCHEZ, MIGUEL ARMANDO
DIRECTOR DE CARRERA

f. _____

M. Sc. PALACIOS MELÉNDEZ, EDWIN FERNANDO
OPONENTE

Índice General

Índice de Figuras	XI
Índice de Tablas.....	XIV
Resumen	XV
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	16
1.1. Introducción.....	16
1.2. Antecedentes.	17
1.3. Definición del Problema.....	18
1.4. Justificación del Problema.....	18
1.5. Objetivos del Problema de Investigación.....	18
1.5.1. Objetivo General.....	18
1.5.2. Objetivos Específicos.	18
1.6. Hipótesis.....	19
1.7. Metodología de Investigación.....	19
CAPÍTULO 2: FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA	21
2.1. Introducción.....	21
2.2. Motor de Inducción.....	21
2.2.1. Estructura del motor de inducción.	23
2.2.2. Motor de inducción modelo en estado estacionario.....	27
2.3. Convertidor de frecuencia trifásico AC-AC.....	30
2.4. Control vectorial de motores de inducción.....	37
2.4.1. Teoría del vector espacial.....	38
2.4.2. Motor de inducción modelo vectorial espacial.	40
2.4.3. Sistema de control de vectores.....	42
2.5. Análisis de trabajos relacionados con simulaciones de motores de inducción.	46
2.5.1. Ensayo de aceleración y deceleración.	46

2.5.2. Prueba de cambio de paso de par de carga.....	52
2.5.3. Operación en la región de debilitamiento de campo.....	56
CAPÍTULO 3: SIMULACION Y RESULTADOS OBTENIDOS	60
3.1. Introducción.....	60
3.2. Metodología que se utiliza para la simulación.....	62
3.2.1. Adquisición de datos.....	63
3.3. Configuración Experimental.	63
3.4. Diseño de interfaz gráfica de configuración experimental.	64
3.5. Resultados de simulación.....	65
3.5.1. Medición del espectro de FFT de voltaje, distorsión armónica, amplitud y nivel	65
3.5.2. Medición del espectro de FFT de corriente, distorsión armónica, amplitud y nivel	69
CONCLUSIONES	74
Bibliografía	75

Índice de Figuras

Capítulo 2

Figura 2. 1: Piezas del motor de inducción.	22
Figura 2. 2: Motor de inducción con bastidor y devanados del estator parcialmente removido.....	24
Figura 2. 3: La estructura del núcleo del rotor laminado a la izquierda y la jaula del rotor a la derecha.	24
Figura 2. 4: Ilustración de un motor monofásico de dos polos a la izquierda y un motor monofásico de cuatro polos a la derecha	27
Figura 2. 5: Circuito equivalente de estado estable por motor de inducción.	28
Figura 2. 6: Convertidor de frecuencia AC-AC trifásico de dos niveles con puente del lado de la red activa y filtro LCL.	31
Figura 2. 7: Formas de onda PWM basadas en portadoras trifásicas.	32
Figura 2. 8: Convertidores trifásicos de dos niveles de vectores de conmutación.....	36
Figura 2. 9: Motor de inducción modelo vectorial espacial.	42
Figura 2. 10: Diagrama de bloque del sistema de control de vector directo basado en control de voltaje.	45
Figura 2. 11: Respuesta simulada de aceleración y desaceleración sin carga del motor.....	47
Figura 2. 12: Vista ampliada de la respuesta de velocidad (a) rampa de aceleración y (b) rampa de deceleración.	48
Figura 2. 13: Par simulado durante la aceleración y deceleración sin carga del motor.....	49
Figura 2. 14: La corriente simulada del estator está en el marco de referencia del flujo del rotor durante la prueba de aceleración.	49
Figura 2. 15: Valor absoluto de flujo magnético del motor de inducción durante la simulación de aceleración.....	50
Figura 2. 16: Parte real de la corriente del estator en el marco de referencia del flujo del rotor durante la simulación de aceleración.	51

Figura 2. 17: Corrientes trifásicas del estator durante la simulación de la prueba de aceleración.	52
Figura 2. 18: Par de carga y par electromotriz durante la simulación.	53
Figura 2. 19: Respuesta de velocidad simulada durante cambios de dos pasos en el par de carga.	54
Figura 2. 20: Componentes reales e imaginarios simulados de corriente del estator en el marco de referencia del flujo del rotor.	55
Figura 2. 21: Respuesta de velocidad durante cambios de dos pasos en el par de carga.	55
Figura 2. 22: Corrientes trifásicas durante el paso de par de carga de 3 Nm a -3 Nm.	56
Figura 2. 23: Velocidad de referencia y respuesta durante la prueba de operación de debilitamiento de campo.	56
Figura 2. 24: Electromotriz y par de carga durante simulación de prueba de debilitamiento de campo.	57
Figura 2. 25: Flujo simulado durante la prueba de debilitamiento de campo.	58
Figura 2. 26: Parte real de la corriente del estator simulada en el marco de referencia del flujo del rotor durante la prueba de debilitamiento del campo.	58
Figura 2. 27: Corrientes trifásicas simuladas del estator durante la prueba de debilitamiento de campo.	59

Capítulo 3

Figura 3. 1: Diagrama de bloques del sistema de prueba.	62
Figura 3. 2: Imagen de configuración experimental.	64
Figura 3. 3: VI del análisis de la forma de onda del voltaje.	64
Figura 3. 4: Análisis de forma de onda de voltaje.	65
Figura 3. 5: Análisis de forma de onda de corriente.	65
Figura 3. 6: Medición del espectro FFT de voltaje, distorsión armónica, amplitud y nivel para la fase R.	66

Figura 3. 7: Medición de espectro FFT de voltaje, distorsión armónica, amplitud y nivel para fase Y.....	67
Figura 3. 8: Medición de espectro FFT de voltaje, distorsión armónica, amplitud y nivel para fase-B.....	68
Figura 3. 9: Medición del espectro FFT de corriente, distorsión armónica, amplitud y nivel para la fase R.....	69
Figura 3. 10: Medición del espectro FFT de corriente, distorsión armónica, amplitud y nivel para la fase Y.	70
Figura 3. 11: Medición del espectro FFT de corriente, distorsión armónica, amplitud y nivel para la fase B.	71
Figura 3. 12: Forma de onda de voltaje para trifásico.....	71
Figura 3. 13: Forma de onda de corriente para trifásico.	72

Índice de Tablas

Capítulo 2

Tabla 2. 1: Todos los estados de conmutación de dos niveles de convertidor trifásico.	36
--	----

Resumen

El objetivo de este documento es diseñar un sistema de monitoreo de parámetros confiable y un sistema de análisis de calidad de potencia del motor de inducción. En este documento, el monitoreo de la forma de onda de corriente, la forma de onda de voltaje, la distorsión armónica, el análisis de amplitud y nivel, el espectro de potencia de FFT y el análisis espectral se realizaron utilizando las tarjetas LabVIEW y NI 6008 DAQ. La tensión y la corriente se miden mediante el transformador de corriente y el transformador potencial para varias cargas, su salida se interconecta con la computadora mediante la tarjeta DAQ 6008 y se muestra con el software LabVIEW. La implementación del hardware incluye la configuración de un sistema de prueba que incluye transformadores de corriente, transformadores reductores de voltaje, tarjeta DAQ y motor de inducción de jaula de ardilla trifásica con voltaje de alimentación variable por transformador automático variable trifásica.

Palabras claves: MOTORES, INDUCCIÓN, VOLTAJE, CORRIENTE, FFT, ESPECTRO, DENSIDAD.

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

1.1. Introducción.

Un motor de inducción es comúnmente conocido como el caballo de trabajo de una industria debido a su naturaleza robusta, construcción robusta y operación confiable. Cuando se proporciona una corriente alterna al circuito de devanado secundario del motor de inducción, se produce el flujo magnético giratorio alrededor del estator. El espacio de aire actúa como el medio dieléctrico que separa el rotor del estator sin tener ningún contacto físico. (Ramprasath, Manojkumar, & Veena, 2015)

Los motores de inducción son un componente popular de conversión de energía en muchos procesos industriales y con frecuencia se integran con equipos y procesos industriales disponibles comercialmente. Sin embargo, estas máquinas tendrán una mayor posibilidad de fallar debido a los ciclos de trabajo pesado, la instalación, el entorno de trabajo deficiente, la excitación inadecuada y los factores de fabricación, etc. Con la creciente demanda de eficiencia y confiabilidad, el campo de diagnóstico de fallas en los motores de inducción está ganando importancia. (Prakasam & Ramesh, 2016)

Cuando se produce el flujo magnético giratorio corta los devanados del rotor axialmente, como resultado produce una fuerza electromotriz inducida en el rotor que es de naturaleza sinusoidal. En un motor de inducción de jaula de ardilla, los anillos extremos están cortocircuitados, lo que proporciona el camino para que la corriente inducida fluya a través de los devanados del rotor. La corriente inducida en el rotor comienza a circular, lo que produce un campo magnético en una dirección opuesta a la causa. (Ghosh, 2013)

El diseño de motores de inducción basado en ecuaciones es un poco complejo, porque la ecuación cuyos términos no son de primer grado y, más allá, es un sistema fuertemente acoplado. La relación variable de entrada y salida es casi compleja, por lo que la simulación del motor de inducción físicamente es difícil. El software más comúnmente empleado es PSpice, seguido del análisis de elementos finitos, Matlab (Laboratorio de matriz) y

Laboratorio de ingeniería de instrumentos virtuales (LabView). La plataforma LabView está basado en un entorno de programación gráfica.

El software LabView tiene una naturaleza dinámica que contribuye a este seguimiento dinámico del procesamiento de los datos. Los cambios en estos datos pueden ser observados continuamente. El análisis dinámico se establece a partir del modelo matemático y físico. Normalmente, el circuito equivalente del motor de inducción se asemeja al circuito equivalente del transformador donde el espacio de aire entre el estator y el rotor en el motor de inducción se diferencia del transformador. El software LabView ofrece las siguientes calidades, tales como diagramas multidimensionales, gráficos x-y, generación de informes en Excel, Word, hace que este software sea accesible y tiene una característica única, que simplifica el proceso de simulación

1.2. Antecedentes.

Se encontraron trabajos relacionados al modelado de motores de inducción durante la búsqueda de información en repositorios digitales y de revistas científicas como IEEE. En el repositorio de la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil no se encontraron trabajos relacionados al modelamiento o simulación de motores de inducción sobre algún software, ya sea Matlab o LabView.

A continuación, se enumeran y se presenta un resumen de trabajos relacionados al tema de titulación propuesto en el documento:

1. Pacheco Mesa, (2011) desarrollo su tesis de pregrado denominada "Simulación dinámica de máquinas de inducción". Esta tesis abordó los fundamentos teóricos y demás aspectos generales de las máquinas de inducción, así como también, implementó diferentes modelos de simulación utilizando el software Simulink de Matlab.
2. Sapena Bañó, (2017) presenta un vídeo con fines académicos para simular el comportamiento de un motor de inducción de jaula de ardilla en Simulink.
3. Avendaño González & González Tamayo, (2013) publica en una revista científica cuyo trabajo se denomina "Simulación de control

vectorial a un motor de inducción”. El artículo muestra los resultados obtenidos al implementar la simulación de un control vectorial a un motor de inducción y también realiza comparativas entre el control tensión-frecuencia y el control vectorial para las mismas variaciones de torque en la carga y velocidades de referencia.

1.3. Definición del Problema.

Necesidad de realizar la implementación del modelo de simulación de un motor de inducción mediante instrumentos virtuales sobre la plataforma LabView.

1.4. Justificación del Problema.

La implementación del modelado de un motor de inducción será desarrollada sobre la plataforma LabView a través de los llamados instrumentos virtuales (VI) porque su apariencia y operación imitan a los instrumentos físicos, como los osciloscopios y los multímetros. LabVIEW es un lenguaje de programación gráfica para adquisición, análisis y presentación de datos. Los componentes de LabVIEW son el panel frontal y el diagrama de bloques. El panel frontal está construido con controles e indicadores y el diagrama de bloques contiene la representación gráfica del código fuente. En la actualidad, LabVIEW simplifica la computación científica, el control de procesos, la investigación, las aplicaciones industriales y las aplicaciones de medición.

1.5. Objetivos del Problema de Investigación.

1.5.1. Objetivo General.

Realizar la implementación del modelado de simulación de un motor de inducción utilizando instrumentos virtuales mediante la plataforma LabView.

1.5.2. Objetivos Específicos.

- Describir los fundamentos teóricos de los motores de inducción y sus aplicaciones.
- Diseñar el modelo de simulación del motor de inducción usando instrumentos virtuales sobre la plataforma LabView.

- Mostrar la interface gráfica de usuario del modelo de simulación propuesto en el trabajo de titulación.
- Analizar los resultados obtenidos de los escenarios de simulación de un motor de inducción.

1.6. Hipótesis.

La implementación del modelo de simulación de un motor de inducción contribuirá en la investigación formativa de los estudiantes de la Carrera de Ingeniería Eléctrico-Mecánica, y también se dispondrá de una base teórica y de simulación de un motor de inducción.

1.7. Metodología de Investigación.

El presente documento utiliza una investigación cuantitativa, lo que implica una investigación empírica de variables observables y medibles. Se usa para pruebas teóricas, predicción de resultados y para determinar relaciones entre variables mediante el análisis de datos o de medidas de tendencia central e inferencial. Este tipo de investigación describe dos fuentes de datos principales para la investigación cuantitativa:

1. Recopilación de datos primarios: En este enfoque, los datos son recopilados por el investigador. Los participantes se reclutan para el estudio, se obtiene el consentimiento informado y el investigador obtiene los datos cuantitativos en forma electrónica o en persona. Este enfoque le permite al investigador decidir exactamente qué variables está interesado en explorar y cómo se implementarán en el estudio. Las variables se miden utilizando instrumentos cuyas propiedades psicométricas (confiabilidad y validez) han sido establecidas por otros autores. Los datos se analizan utilizando técnicas estadísticas para evaluar la naturaleza de las relaciones entre y entre las variables.
2. Análisis de datos secundarios. Este enfoque implica el análisis estadístico de los datos recopilados por otros investigadores u organizaciones. Hay una serie de conjuntos de datos disponibles públicamente para los investigadores, a menudo de proyectos de investigación o repositorios de datos financiados con fondos

federales a gran escala. El análisis de datos secundarios puede ahorrar tiempo para los investigadores, ya que se evita el reclutamiento de participantes y la recopilación de datos. También es una forma de acceder a la información sobre las poblaciones vulnerables de una manera ética (ya que no implica contacto directo). Sin embargo, al utilizar este enfoque, los investigadores deben desarrollar sus preguntas de investigación basadas en los datos disponibles.

CAPÍTULO 2: FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

2.1. Introducción

La comprensión de este proyecto proviene básicamente de la investigación que se ha realizado a través de muchos tipos de fuentes, como Internet, revistas, tesis, libros y conocimientos del tutor basados en su experiencia profesional. Lo principal que se debe entender es el motor de inducción en sí mismo, la parte del motor de inducción y su función. De esto se puede saber y entender por qué los parámetros de la máquina del motor de inducción han cambiado.

Luego, el estudio sobre el software LabView como programa principal que debe utilizarse para obtener y verificar la adquisición de datos. Este capítulo está dedicado a los conceptos básicos de un motor de inducción. La primera sección cubre la teoría del motor de inducción desde la estructura del dispositivo hasta el modelo de circuito equivalente monofásico. La segunda sección cubre la estructura básica de un convertidor de frecuencia AC-AC trifásico y la tercera sección introduce las técnicas de modulación básicas utilizadas con estos convertidores. Finalmente, la última sección cubre el modelo de accionamiento de un motor de inducción controlado por vector.

2.2. Motor de Inducción.

Actualmente, el motor de inducción es el caballo de batalla de la industria. Es el tipo de motor eléctrico más utilizado en la industria, ya que es relativamente barato y robusto. Además, incluso es adecuado para entornos de trabajo amables, como aserraderos y fábricas de productos químicos, entre otras. Especialmente, el desarrollo de la tecnología del convertidor ha permitido un control bastante preciso del motor de inducción.

De este modo, es posible la utilización del motor de inducción incluso en aplicaciones que requieren un control de velocidad preciso. Esta sección describe los principios de funcionamiento, las estructuras y el circuito equivalente de estado estable de un motor de inducción.

El motor de inducción es un motor trifásico de AC y es la máquina más utilizada. Sus rasgos característicos son:

1. Construcción simple y robusta.
2. Bajo costo y mínimo mantenimiento.
3. Alta fiabilidad y eficiencia suficientemente alta.
4. No necesita un motor de arranque adicional y no necesita estar sincronizado.

Un motor de inducción tiene básicamente dos partes que son el estator y el rotor. El estator se compone de una serie de estampados con ranuras para llevar los devanados trifásicos (Martínez-Osorio Martín-Riva, 2014). Se enrolla para un número definido de polos. Los devanados están espaciados geométricamente con una separación de 120° . En los motores de inducción se utilizan dos tipos de rotores: el rotor de ardilla y el rotor bobinado. La figura 2.1 muestra las partes del motor de inducción.

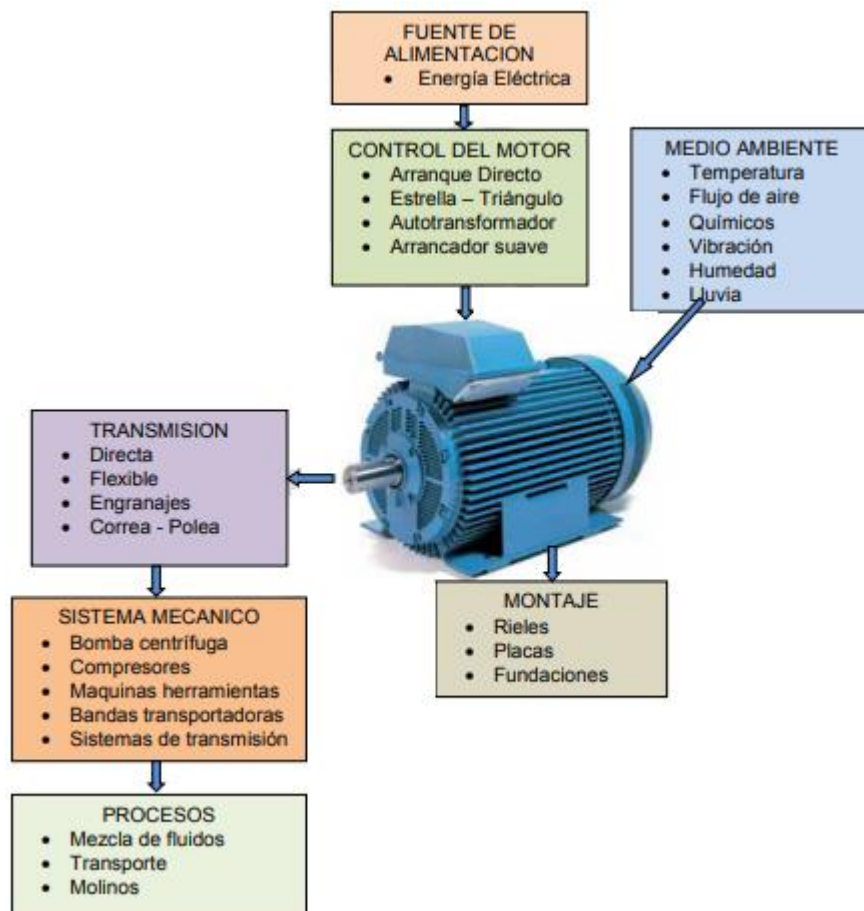


Figura 2. 1: Piezas del motor de inducción.
Fuente: (Marquez Gonzales & Andrade Mallea, 2017)

El cercamiento consta de un bastidor y dos soportes de extremo (o soportes de cojinetes). El estator se monta dentro del bastidor. El rotor encaja dentro del estator con un ligero espacio de aire que lo separa del estator. No hay conexión física directa entre el rotor y el estator. La carcasa también protege las partes eléctricas y operativas del motor de los efectos nocivos del entorno en el que opera el motor.

Los cojinetes, montados en el eje, sostienen el rotor y permiten que gire. Se utiliza un ventilador, también montado en el eje, en el motor para la refrigeración. Todas las cargas movidas por motores eléctricos son movidas realmente por magnetismo. El propósito de cada componente en un motor es ayudar a aprovechar, controlar y utilizar la fuerza magnética.

Al aplicar un sistema de accionamiento de AC, es útil recordar que en realidad está aplicando imanes para mover una carga. Para mover una carga rápida no requiere más imanes, simplemente mover los imanes rápidamente. Para mover una carga más pesada o disminuir el tiempo de aceleración (acelerar más rápido) se necesitan más imanes (más torque). Esta es la base para todas las aplicaciones de motor.

2.2.1. Estructura del motor de inducción.

Hay dos tipos principales de motores de inducción: un motor de inducción de rotor bobinado y un motor de inducción de rotor de jaula. Este capítulo se enfoca solo en el último, porque el banco de pruebas se implementó con un motor de inducción tipo rotor de jaula. La estructura de un rotor de jaula IM consiste en dos partes fundamentales que son el devanado del estator y el rotor de jaula.

Estas partes se muestran en la Figura 2.2, donde se ha eliminado parte del bastidor del motor de inducción y el estator. Esto revela el rotor de jaula laminada conectado al eje y al devanado del estator que lo rodea. Además, a veces se agregan estructuras adicionales al diseño del motor para obtener algunas características deseadas dependiendo de la aplicación.

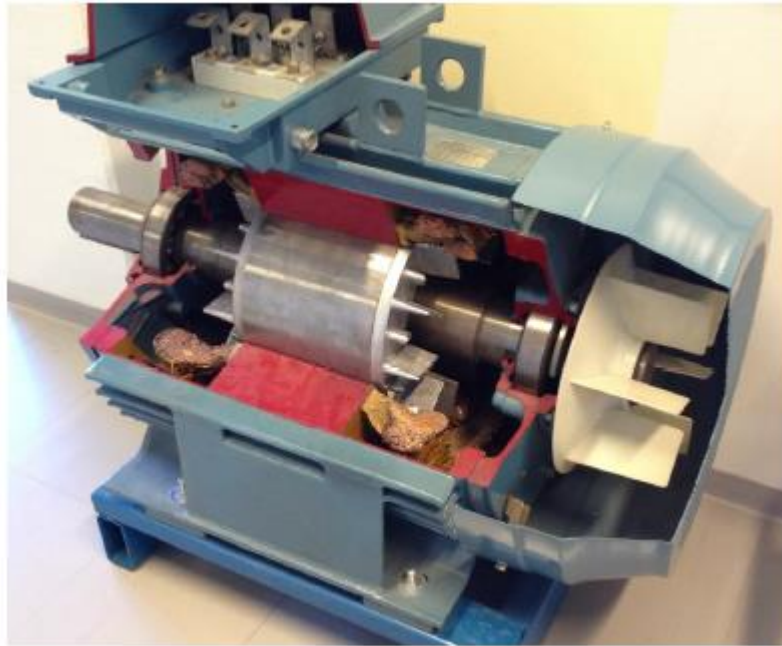


Figura 2. 2: Motor de inducción con bastidor y devanados del estator parcialmente removido.

Elaborado por: Autor.

El rotor de la jaula consiste en barras de conducción hechas de un material conductor. Por lo general, están hechas de aluminio o cobre y ambos extremos de las barras están cortocircuitados con anillos de cortocircuito. El lado derecho en la Figura 2.3 ilustra la estructura principal de la jaula utilizada en el rotor.

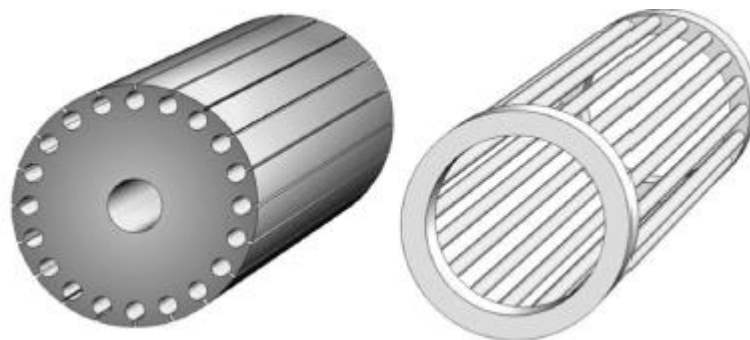


Figura 2. 3: La estructura del núcleo del rotor laminado a la izquierda y la jaula del rotor a la derecha.

Elaborado por: Autor.

Este tipo de jaula se coloca dentro de un núcleo laminado para minimizar las fugas magnéticas y las pérdidas por corrientes parásitas. La estructura principal de este núcleo de rotor laminado se muestra a la izquierda en la Figura 2.3. Además, las barras de conducción generalmente no se colocan

completamente paralelas a la dirección del eje, como se muestra en la Figura 2.3, sino en un ligero ángulo. Esta técnica se denomina sesgo y reduce el efecto de agarre que podría causar una situación de rotor bloqueado.

Además, esta técnica reduce el zumbido magnético y el ruido producido por el motor. La estructura del rotor descrita anteriormente es la más utilizada en el campo. Sin embargo, se utilizan diferentes variaciones con respecto a la forma y el tamaño de las barras. A veces, incluso un rotor de jaula doble se usa para obtener las características deseadas.

La otra parte principal es el estator estacionario. El estator del motor de inducción consiste en bobinas enrolladas. Estos consisten generalmente en alambres de cobre redondo o moldeado en estructuras de cobre. Las bobinas se colocan en una estructura laminada como el rotor de la jaula para evitar pérdidas por corrientes parásitas y para minimizar las fugas magnéticas.

Juntos, el rotor móvil y el estator estacionario forman un circuito magnético. Al aplicar voltaje sinusoidal a los devanados del estator es posible crear un campo magnético giratorio en el espacio de aire entre el estator y el rotor. La velocidad de rotación del campo magnético se llama velocidad síncrona y se define por (2.1).

$$n_s = \frac{120f_s}{p}, \quad (2.1)$$

Donde f_s es la frecuencia de la tensión aplicada al estator y p es el número de polos en el motor. La definición de polo se discute más adelante.

Este campo magnético giratorio induce voltajes a las barras en el rotor de la jaula de acuerdo con la ley de inducción de Faraday. Como las barras están cortocircuitadas con los anillos de cortocircuito en ambos extremos, la corriente comienza a fluir en ellas. Así, logra crearse un campo magnético en las barras del rotor. Sin embargo, la corriente sinusoidal en el rotor se retrasa con respecto a la corriente del estator, lo que causa una diferencia en los dos

campos magnéticos. Esto induce el par a las barras del rotor creando un movimiento rotatorio del eje.

La producción de par en un motor de inducción se basa en esta diferencia entre las velocidades del campo magnético del estator y el campo magnético del rotor. Sin la diferencia, las barras del rotor experimentarían un campo magnético estacionario y no se induciría voltaje al rotor y, por lo tanto, no se produciría un par. Por lo tanto, los motores de inducción siempre giran más lentamente que el campo magnético inducido por los devanados del estator. Esta diferencia se denomina deslizamiento y se define en (2.2).

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \cdot 100\% = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \cdot 100\% \quad (2.2)$$

Donde n_s es la velocidad síncrona en rpm, n_r es la velocidad de rotación real del eje del motor en rpm, y ω_s y ω_r son valores de velocidad de rotación en rad/s.

El número de polos define el número de polos magnéticos por una fase en el motor. En un motor de inducción monofásico con un solo devanado de estator, el conteo de polos es dos, ya que la tensión sinusoidal aplicada al devanado genera un campo magnético giratorio que tiene un polo negativo y otro positivo. Con una estructura de dos polos, un período de voltaje sinusoidal hace que el rotor gire 360° .

Cuando se divide el devanado del estator único en dos, el conteo de polos se duplica a cuatro. Esto hace que el rotor gire solo 180 en un período de voltaje. La Figura 2.3 representa un principio de la diferencia entre IM monofásico de dos y cuatro polos.

El anillo exterior ilustra el estator y el círculo interior el rotor. Los círculos en el estator ilustran los devanados del estator, donde el punto significa que el flujo actual de la página y, X significa que el flujo actual está dentro de la página. Las líneas rojas representan el campo magnético creado por la

corriente del estator. La S roja señala el polo sur del campo magnético y la N azul el polo norte.

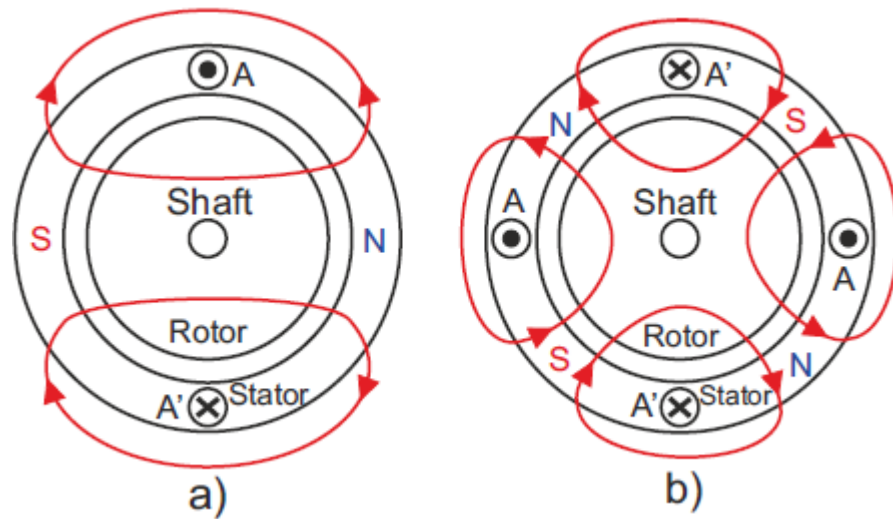


Figura 2. 4: Ilustración de un motor monofásico de dos polos a la izquierda y un motor monofásico de cuatro polos a la derecha
Fuente: (D'Aguanno, Marignetti, & Faginoli, 2018)

Estas mediciones expresan solo un momento durante la rotación de un motor y, en realidad, el campo magnético está girando constantemente debido a la corriente sinusoidal. Además, todas las partes descritas y dibujadas aquí se simplifican enormemente. Esta figura 2.4 ilustra el principio de funcionamiento de un motor monofásico, pero el motor trifásico funciona de manera similar. La única diferencia son los tres devanados del estator, uno para cada fase.

2.2.2. Motor de inducción modelo en estado estacionario.

Para investigar a fondo los fenómenos de un motor de inducción, es importante constituir un modelo de circuito equivalente. El motor de inducción se puede considerar como un transformador pensando que el estator es el primario y el rotor es el devanado secundario. Si el rotor está bloqueado, el motor de inducción funciona de manera similar a un transformador, pero tiene un espacio de aire en su circuito magnético.

Debido al espacio de aire entre el estator y el rotor, la mayor parte del flujo magnético se consume en el espacio ya que la permeabilidad del aire es notablemente menor en comparación con el núcleo de hierro laminado del

estator y el rotor. Sin embargo, cuando se considera el motor de jaula de ardilla, no hay conectores para el devanado secundario, ya que la jaula de ardilla es el devanado secundario. Por lo tanto, el secundario es en realidad un cortocircuito.

Además, cuando el eje del motor comienza a girar, las propiedades eléctricas del secundario cambiarán debido a circunstancias cambiantes. La diferencia se hace más evidente cuando se comparan las cargas de un transformador y un motor de inducción. La carga de un motor de inducción es el contra torque mecánico aplicado al eje.

Mientras que con un transformador suele ser una simple impedancia o resistencia. El problema que surge es cómo convertir la carga mecánica para que se corresponda con una carga eléctrica. Esto puede parecer una pregunta problemática. Sin embargo, se ha reconocido una relación entre el deslizamiento y la resistencia del rotor. Al considerar todos los asuntos anteriores, el circuito equivalente por fase de un motor de inducción trifásico se puede constituir como se muestra en la Figura 2.5.

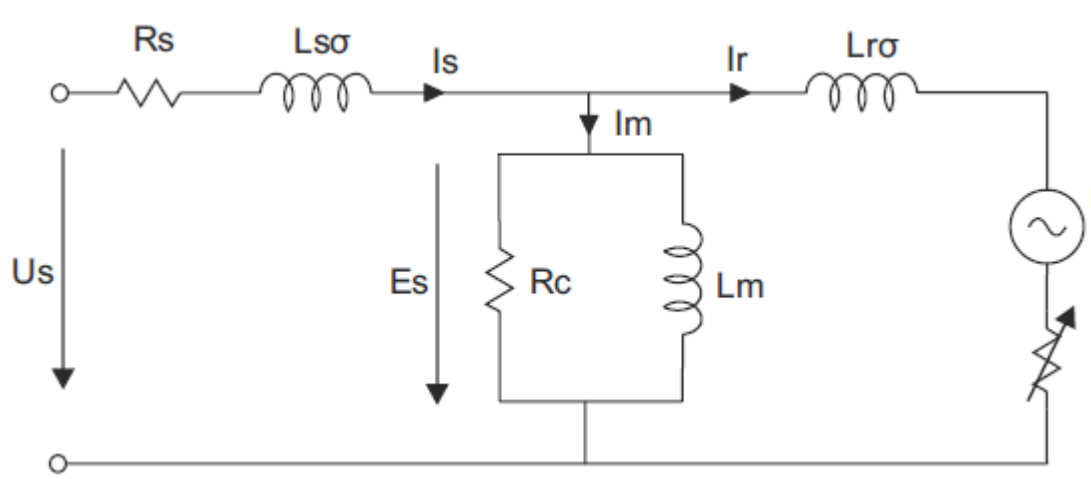


Figura 2. 5: Circuito equivalente de estado estable por motor de inducción.
Fuente: (D'Aguanno, Marignetti, & Fagnoli, 2018)

En la Figura 2.5, R_s es la resistencia del estator y $L_{s\sigma}$ es la inductancia de fuga del estator. Estos términos ilustran las propiedades eléctricas de los devanados del estator. El término paralelo R_c se utiliza para describir las pérdidas del núcleo que se producen en el núcleo de hierro laminado. Mientras

que L_m es inductancia de magnetización. I_m Es la corriente de magnetización extraída de la fuente en una situación sin carga para magnetizar el motor.

$L_{r\sigma}$ es la inductancia de fuga del rotor y el término R_r es la resistencia del rotor. En la práctica, todos estos valores para el circuito equivalente del motor de inducción se calculan utilizando mediciones de prueba de rotor bloqueado y sin carga. Además, el término U_r denota el voltaje de contador creado por el flujo inducido del rotor.

El valor de resistencia R_r/s cambia de acuerdo con el deslizamiento. Por lo tanto, cuanto mayor es el deslizamiento, mayor es la corriente que se introduce en el rotor, lo que da como resultado una mayor potencia producida. Esto se puede considerar con dos condiciones extremas $s = 1$ y $s = 0$. La primera corresponde a la condición en la que el rotor no gira y el término $R_r = s$ es igual a la resistencia del rotor, que es baja debido a la buena conducción de las barras de jaula de ardilla.

Esta situación da como resultado una alta corriente en el lado del rotor y también en el lado del estator desde donde se extrae la corriente. Por lo tanto, se inyecta alta potencia al eje. La otra condición donde $s = 0$ corresponde a una situación donde el eje está girando a velocidad síncrona. En realidad, esto no es posible, ya que el motor de inducción requiere deslizamiento para magnetizar el rotor.

Sin embargo, durante la situación sin carga, la velocidad de rotación es bastante cercana a la velocidad sincrónica y durante este tiempo el deslizamiento se puede considerar como cero. Esto da lugar a una situación en la que el término R_r/s va al infinito y la corriente en el rotor se reduce a casi cero. La única corriente extraída del suministro en esta situación se debe a la magnetización y las pérdidas de núcleo. Por lo tanto, la potencia inyectada al eje es cercana a cero y solo la potencia requerida para la magnetización y para superar la fricción se toma de la fuente.

El término R_r/s se divide normalmente en dos términos diferentes. El primero es R_r y describe las pérdidas del rotor debidas a la resistencia de las barras del rotor. El segundo es $(R_r(1 - s))/s$ y describe la potencia mecánica real del eje del motor. Usando este circuito equivalente es posible calcular la potencia mecánica inyectada al eje. Primero, las variables del rotor deben reducirse a estator o viceversa utilizando la relación de transformación entre el estator y el rotor. Después de esto, la potencia transferida a través del espacio de aire en un motor trifásico se puede calcular utilizando (2.3).

$$P_r = 3I_r'^2 \frac{R'_r}{s} \quad (2.3)$$

Donde las variables del rotor se reducen al estator y se describen con el primero. Después de esto, las pérdidas en el rotor se pueden calcular por medio de (2.4),

$$P_{rl} = 3I_r'^2 R'_r \quad (2.4)$$

Usando estas dos ecuaciones, la potencia electromecánica resultante se puede calcular usando (2.5),

$$P_M = P_r - P_{rl} = 3I_r'^2 \frac{1 - s}{s} R'_r \quad (2.5)$$

Estas ecuaciones se pueden usar cuando el motor se examina desde el lado del estator. Además, este modelo se aplica al motor de inducción solo durante la operación de estado estable y se requiere un mayor desarrollo cuando se examina el comportamiento dinámico. La derivación de esto se hace más adelante en esta tesis durante el examen del sistema de control de vectores. Esto concluye la revisión de la teoría del motor de inducción y la siguiente sección está dedicada al convertidor de frecuencia.

2.3. Convertidor de frecuencia trifásico AC-AC

Se requiere un convertidor de frecuencia para controlar la velocidad de un motor de CA. La función principal de un convertidor de frecuencia AC-AC es rectificar el voltaje de la red y, a continuación, formar las formas de onda de CA deseadas para el motor. Hay una gran variedad de convertidores de

frecuencia AC-AC implementados de manera diferente y existen múltiples topologías. Sin embargo, en esta sección se considera una topología básica y más común que también se utiliza en este banco de pruebas.

Esta topología consta de dos convertidores activos trifásicos de dos niveles y un condensador en el lado de DC. Ambos pueden operar como rectificador o inversor dependiendo de la región de operación del motor. Sin embargo, en la situación predeterminada, el convertidor del lado de la red funciona como un rectificador que suministra energía al bus de DC y el puente del lado del motor funciona como un inversor que suministra energía al motor en rotación. El flujo de potencia se invierte durante las situaciones de frenado dinámico y estos convertidores cambian su funcionamiento a opuesto.

La Figura 2.6 muestra el diagrama de circuito fundamental de un convertidor de AC-AC considerado. Además de los puentes IGBT trifásicos, el filtro de tipo L o LCL debe insertarse en el lado de la red para disminuir las perturbaciones en las corrientes causadas por la conmutación de alta frecuencia. No se requiere filtro en el lado del motor ya que el motor tiene propiedades inductivas y resistivas como se describe en el modelo de inducción de la sección anterior.

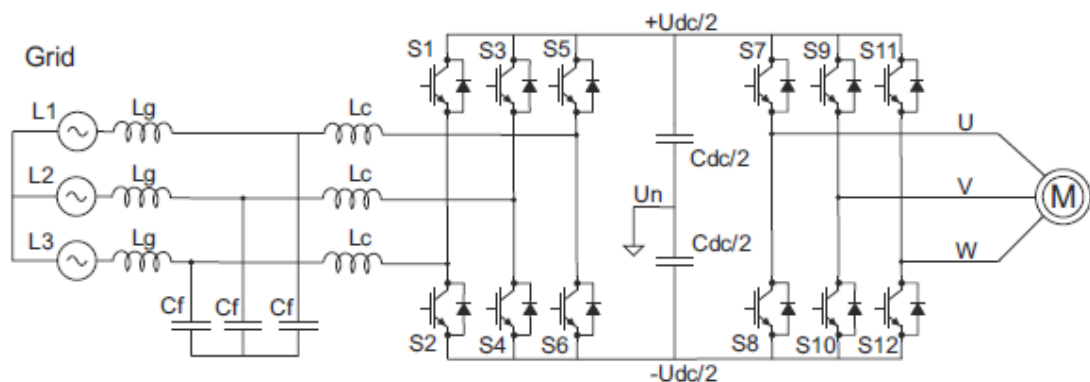


Figura 2. 6: Convertidor de frecuencia AC-AC trifásico de dos niveles con puente del lado de la red activa y filtro LCL.

Fuente: (D'Aguanno, Marignetti, & Faginoli, 2018)

Tanto los convertidores del lado de la red como los del lado del motor se pueden controlar mediante diferentes técnicas de modulación de ancho de

pulso (PWM). Existen múltiples esquemas de PWM diferentes y dos de los más comunes de estos se describen a continuación.

El primer y más usado método es el PWM basado en el operador. En este esquema, cada una de las señales de voltaje de referencia trifásica sinusoidal se compara con una señal portadora triangular que tiene una frecuencia considerablemente mayor que la señal de referencia. Esta es la frecuencia de conmutación de los semiconductores. La figura 2.6 ilustra este principio de operación.

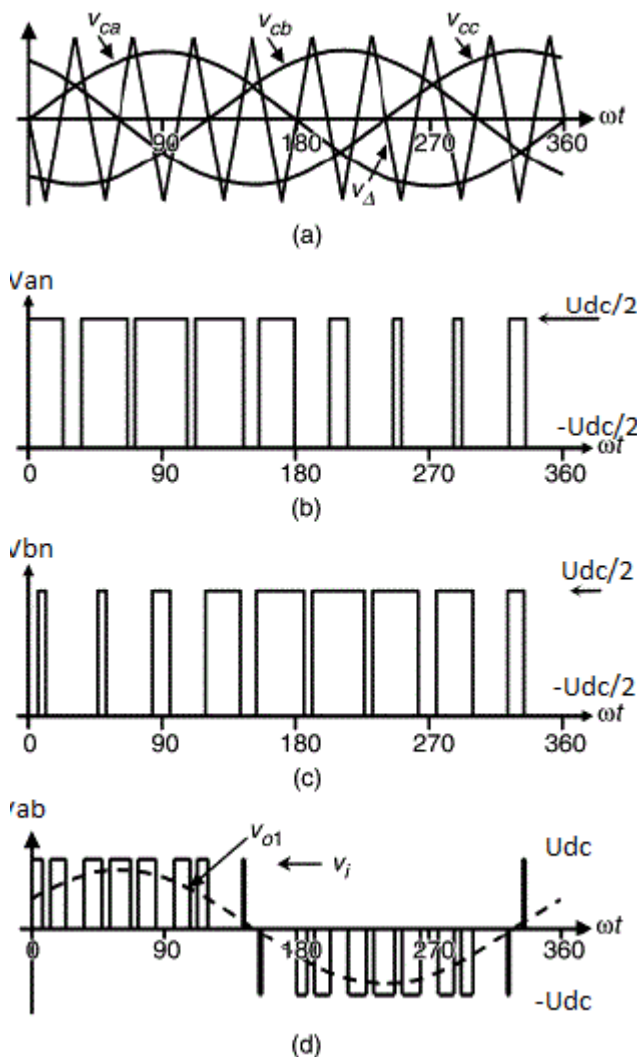


Figura 2. 7: Formas de onda PWM basadas en portadoras trifásicas.
 Fuente: (D'Aguanno, Marignetti, & Faginoli, 2018)

La Figura 2.7 (a) muestra las señales de referencia trifásicas para cada fase V_{ca} , V_{cb} y V_{cc} , donde el subíndice c se refiere al control. Se muestran en la misma figura con la señal portadora V_{Δ} . Las Figuras 2.7 (b) y (c) luego ilustran

el voltaje de salida PWM producido para las fases a y b respectivamente. Finalmente, la Figura 2.7 (d) muestra el voltaje de línea a línea ab resultante con el componente fundamental V_{o1} .

Cuando la señal de referencia es mayor que la portadora, el interruptor superior en esa etapa de fase está conduciendo y el inferior está apagado. De esta manera, la tensión positiva del bus de DC se ve en el lado de AC. Cuando la referencia cae por debajo de la señal portadora, ocurre una conmutación opuesta y la tensión negativa del bus de DC se ve en el lado de AC. Las formas de onda de línea a línea resultantes son PWM y contienen componentes armónicos además de la forma de onda fundamental deseada. El espectro se puede calcular utilizando la transformada de Fourier.

La amplitud de la onda fundamental se puede cambiar variando la amplitud de la onda de referencia. La relación entre las amplitudes de la portadora y las ondas de referencia se llama relación de modulación de amplitud y generalmente se denota por m_a . Se puede calcular utilizando (2.6).

$$m_a = \frac{\hat{U}_{ref}}{\hat{U}_{car}}, \quad (2.6)$$

Donde \hat{V}_{ref} es la amplitud de la referencia sinusoidal y \hat{V}_{car} es la amplitud de la onda portadora triangular. Cuando m_a está entre 0 y 1.0, se dice que el convertidor está en la región de modulación lineal. Esto se refiere al hecho de que la amplitud de la onda de frecuencia fundamental varía linealmente con respecto a la relación de modulación de amplitud. La amplitud de la componente de frecuencia fundamental de la tensión de salida durante la región de modulación lineal se puede calcular utilizando (2.7)

$$\hat{U}_{1an} = m_a \frac{U_{dc}}{2}, \quad (2.7)$$

donde U_{dc} es el voltaje del bus de CC y \hat{U}_{1an} es la amplitud del componente de frecuencia fundamental de voltaje de línea producido. Esto produce voltaje rms de línea a línea a la frecuencia fundamental dada por (2.8).

$$U_{LL1} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} U_{1an} = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a U_{dc} \approx 0.612 m_a U_{dc} \quad (2.8)$$

Sin embargo, esta ecuación se aplica solo en la región de modulación lineal. La región cuando m_a es mayor que 1.0 se llama sobre la región de modulación. El voltaje RMS máximo de línea a línea de la onda fundamental en esta región es de aproximadamente $0.78U_{dc}$ cuando la proporción de modulación es tan alta que el convertidor cambia a la operación de onda cuadrada. Sin embargo, en esta región el contenido armónico de la tensión aumenta sustancialmente. También hay formas de mejorar las formas de onda de voltaje en la región lineal, pero no se analizan en esta sección.

Otra técnica de modulación convertidora trifásica ampliamente utilizada es la modulación vectorial espacial. En este método, las referencias de tensión trifásicas simétricas se transforman primero en un único vector espacial complejo. Esta transformación se realiza utilizando el método de transformación de Clarke, donde u_A, u_B y u_C son los voltajes de fase y u es el vector de espacio de referencia generado.

$$u = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Este vector espacial tiene tres partes diferentes llamadas α , β y cero componentes. Sin embargo, se puede suponer que, en esta situación, las referencias de voltaje de fase deben ser simétricas, lo que conduce a un formulario donde el componente cero se cancela y solo se mantienen u_α y u_β . Esta cancelación ocurre solo con cantidades de voltajes simétricos. La forma resultante se muestra en 2.10.

$$u = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Esto también se puede cambiar a un formulario dado en (2.11)

$$u = \frac{2}{3}(u_A + au_B + a^2u_C) \quad (2.11)$$

$$a = e^{j\frac{2}{3}\pi} = 1\angle 120^\circ$$

$$a^2 = e^{-j\frac{2}{3}\pi} = 1\angle -120^\circ,$$

donde a es el vector unitario en un ángulo de 120° y a^2 el vector unitario en un ángulo de -120° . Una vez que las referencias de voltaje trifásico se han transformado en un solo vector, la siguiente tarea es definir todos los diferentes estados de conmutación que se pueden lograr con un convertidor trifásico de dos niveles. Estas combinaciones de conmutación se aplican solo con un convertidor de dos niveles porque otras topologías multinivel tienen más estados. Hay ocho combinaciones diferentes en conjunto con esta topología, ya que solo un interruptor en cada pierna puede realizar al mismo tiempo.

De lo contrario, los interruptores cortocircuitarían el bus de CC. Estos diferentes estados producen ocho vectores de voltaje en los terminales del lado de CA. Como puede verse en la Figura 2.6, cada tramo puede producir tensión de fase $U_{dc}/2$ o $-U_{dc}/2$ en el lado de CA. Con este conocimiento es posible definir un vector de conmutación para cada uno de estos ocho estados también mediante (2.12).

$$U = \frac{2}{3}(S_{12} + S_{34}e^{j\frac{2}{3}\pi} + S_{56}e^{-j\frac{2}{3}\pi}) \quad (2.12)$$

donde S_{12} , S_{34} y S_{56} de ne que interruptor en cada pierna está conduciendo. Por lo tanto, el valor de cada uno de estos es 1 cuando el interruptor superior está conduciendo o 0 cuando el conductor está bajando. Los subíndices se refieren a las patas del puente del lado de la cuadrícula en la Figura 2.6. La ecuación (2.12) se usa para calcular todos los diferentes vectores que se muestran en la Tabla 2.1, donde los estados de conducción de cada una de las tres patas se presentan como se indicó anteriormente. Por lo tanto, se producen seis vectores activos y dos vectores cero.

Tabla 2. 1: Todos los estados de conmutación de dos niveles de convertidor trifásico.

Vector	S_{12}	S_{12}	S_{12}	Vector producido
U_0	0	0	0	
U_1	1	0	0	$\frac{2}{3}U_{dc}$
U_2	1	1	0	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{1}{3}\pi}$
U_3	0	1	0	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{2}{3}\pi}$
U_4	0	1	1	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\pi}$
U_5	0	0	1	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{4}{3}\pi}$
U_6	1	0	1	$\frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{5}{3}\pi}$
U_7	1	1	1	0

Todos estos vectores se ilustran con un ejemplo de vector de referencia en un plano complejo en la Figura 2.7. Se puede observar que estos vectores forman seis sectores diferentes en el plano $\alpha\beta$, que se utilizan para definir los vectores de estado requeridos durante la modulación.

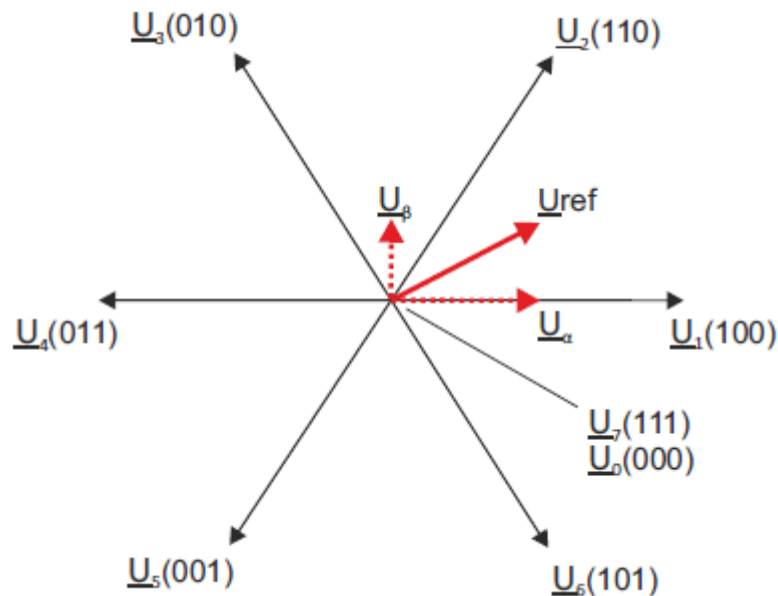


Figura 2. 8: Convertidores trifásicos de dos niveles de vectores de conmutación. Fuente: (D'Aguanno, Marignetti, & Faginoli, 2018)

Ahora, todos estos ocho vectores se pueden utilizar para producir el voltaje deseado de acuerdo con la referencia. Esto se ejecuta primero definiendo en qué sector está ubicado el vector de referencia. Los vectores de estado ubicados a los lados de este sector se utilizan luego en la modulación.

Por ejemplo, U_0 , U_1 y U_2 se usarían para formar el vector de referencia que se ve en la Figura 2.7, ya que está ubicado en el primer sector. Finalmente, las duraciones para cada vector de conmutación se definen utilizando un balance de voltios-segundo en un ciclo de conmutación [12]. De este modo, se consigue la tensión deseada en la salida.

Esta sección presenta una breve introducción a la topología de un convertidor de frecuencia AC-AC y a dos técnicas fundamentales de modulación del convertidor. Existen múltiples variaciones de estos y también diferentes métodos de modulación y topologías utilizadas en este campo. Sin embargo, el propósito de esta sección no fue introducir nuevas estrategias o comparar estrategias utilizadas, sino dar una visión general de los fundamentos de los convertidores de AC-AC, ya que son el elemento más vital en los variadores de CA.

2.4. Control vectorial de motores de inducción.

Control del vector del motor de inducción El control del vector de un motor eléctrico fue desarrollado inicialmente en Alemania por Blaschke, Hasse y Leonhard en la década de 1970 con el propósito de mejorar el control del motor de inducción. Actualmente, se utilizan diferentes métodos de control basados en esto en muchas aplicaciones, incluyendo motores eléctricos síncronos y asíncronos. También en esta tesis se utiliza un método de control directo de vectores.

Por lo tanto, esta sección presenta la teoría requerida para implementar el control de vector del motor de inducción. Se revisa la primera teoría de vectores espaciales, que luego es seguida por la introducción al modelo vectorial de motores espaciales de inducción y finalmente se presenta el sistema de control con los resultados adquiridos por simulación.

2.4.1. Teoría del vector espacial

En el control del vector del motor de inducción, las cantidades trifásicas se transforman en un solo vector complejo para facilitar la derivación matemática. Por lo tanto, es importante discutir primero la teoría sobre los vectores espaciales. Las cantidades de tres fases instantáneas se pueden dar como se muestra en (2.13) - (2.15). En esta derivación, se ha elegido x como variable, pero se reemplaza con voltaje, corriente o flujo durante la construcción del modelo dependiendo de la variable analizada.

$$x_A(t) = \hat{x} \cos(\omega_{sv}t + \phi) = \frac{\hat{x}}{2} (e^{j(\omega_{sv}t + \phi)} + e^{-j(\omega_{sv}t + \phi)}) \quad (2.13)$$

$$x_B(t) = \hat{x} \cos\left(\omega_{sv}t - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) = \frac{\hat{x}}{2} (a^2 e^{j(\omega_{sv}t + \phi)} + a e^{-j(\omega_{sv}t + \phi)}) \quad (2.14)$$

$$x_C(t) = \hat{x} \cos\left(\omega_{sv}t - \frac{4\pi}{3} + \phi\right) = \frac{\hat{x}}{2} (a e^{j(\omega_{sv}t + \phi)} + a^2 e^{-j(\omega_{sv}t + \phi)}) \quad (2.15)$$

Estas ecuaciones expresan cada uno de los valores instantáneos trifásicos en el tiempo t . La variable \hat{x} es la amplitud de la cantidad de fase sinusoidal. Usando estas ecuaciones, se puede derivar una presentación vectorial espacial como se indica en (2.16). En esto, el desplazamiento de fase entre diferentes cantidades de fase se ha representado con los vectores unitarios $a = -\frac{1}{2} + \frac{j\sqrt{3}}{2} = 1\angle 120^\circ$ y $a^2 = -\frac{1}{2} - \frac{j\sqrt{3}}{2} = 1\angle -120^\circ$.

$$\frac{2}{3} (x_A(t) + a x_B(t) + a^2 x_C(t)) = \hat{x} e^{j(\omega_{sv}t + \phi)} = \vec{x}_{sv} \quad (2.16)$$

Se requiere la constante $2/3$ para obtener una transformación invariante de amplitud. Esta transformación da como resultado un vector espacial que gira a velocidad angular ω_{sv} en el plano complejo. Todo esto también se puede representar en una forma de matriz introducida originalmente por E. Clarke como se indica en (2.17).

$$\vec{x}_{sv} = \begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A(t) \\ x_B(t) \\ x_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

La ecuación 2.17 divide el vector espacial x_{sv} en tres componentes diferentes denominados α -, β - y componente cero. Sin embargo, las cantidades del motor de inducción pueden considerarse simétricas debido a los devanados simétricos en el estator y en el rotor. Este supuesto da como resultado que $x_0 = 0$. Esto se debe al hecho de que la suma de los componentes simétricos sinusoidales trifásicos es cero en todo momento. Esto reduce (2.17) al que se muestra en (2.18).

$$\vec{x}_{sv} = \begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} x_A(t) \\ x_B(t) \\ x_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

donde el α término es parte real y término parte imaginaria del vector espacial. Como se señaló anteriormente, esta transformación genera el vector espacial que gira a una frecuencia angular ω_{sv} en el plano complejo estacionario. La transformada inversa de nuevo a cantidades trifásicas se muestra en (2.19).

$$\begin{pmatrix} x_A(t) \\ x_B(t) \\ x_C(t) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

En algunas aplicaciones, se requiere transformar el marco de referencia del marco estacionario en otro. De esta manera es posible transformar sinusoidalmente los componentes α - y β - a valores escalares. La transformación a un marco de referencia arbitrario con ángulo θ_k se puede realizar con (2.20).

$$\vec{x}_{sv}^k = \hat{x} e^{j(\theta - \theta_k)} = \vec{x} e^{-j\theta_k} \quad (2.20)$$

donde \vec{x}_{sv}^k es el vector \vec{x} transformado al marco de referencia k. θ es el ángulo del vector \vec{x} y θ_k es el ángulo del marco de referencia giratorio. Esta transformación también se puede presentar en forma matricial con el vector separado en dos componentes x y y por,

$$\vec{x}_{sv}^k = \begin{bmatrix} x_x(t) \\ x_y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \sin(\theta_k) \\ -\sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

y la inversa transforma de nuevo a marco de referencia estacionario por

$$\vec{x}_{sv}^k = \begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & -\sin(\theta_k) \\ \sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_x(t) \\ x_y(t) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Estas ecuaciones son necesarias para construir el modelo vectorial espacial de un motor de inducción. La derivación se presenta a continuación en esta sección.

2.4.2. Motor de inducción modelo vectorial espacial.

Esta sección presenta el modelo vectorial de espacio del motor de inducción que se utiliza para simular los fenómenos y el funcionamiento del banco de pruebas de motores de inducción antes de la construcción real. Este modelo también se utiliza durante el curso para el que está diseñado este banco de pruebas. Por lo tanto, para fines de verificación, las simulaciones se comparan con los resultados obtenidos de las mediciones reales del sistema de prueba.

Al principio, se hacen algunas simplificaciones fundamentales para facilitar los cálculos. Primero, se supone que la densidad de flujo en el espacio de aire está distribuida de forma sinusoidal y los componentes armónicos se descuidan. En segundo lugar, se descuidan la saturación del estator y el rotor, así como las pérdidas de hierro. Finalmente, se asume que las reactancias y resistencias son constantes, aunque, especialmente, la resistencia del rotor depende bastante de la temperatura.

Sin embargo, las ecuaciones de voltaje del motor de inducción en un marco de referencia arbitrario que gira a una velocidad angular ω_K se representan en (2.23) y (2.24).

$$\vec{u}_s^k = R_s \vec{i}_s^k + \frac{d\vec{\psi}_s^k}{dt} + j\omega_k \vec{\psi}_s^k \quad (2.23)$$

$$\vec{u}_s^k = R_s \vec{i}_s^k + \frac{d\vec{\psi}_r^k}{dt} + j(\omega_k - \omega_r) \vec{\psi}_r^k \quad (2.24)$$

Donde el superíndice k denota el marco de referencia, el subíndice s se refiere al estator y r a las cantidades del rotor, así como R denota las resistencias del estator y el rotor. Además, $\vec{\psi}$ es el vector de flujo, \vec{i} es el vector actual, ω_k y ω_r son velocidades de rotación del marco de referencia k y del rotor, respectivamente. Las ecuaciones (2.25) y (2.26) representan ecuaciones de flujo también en el marco de referencia arbitrario k .

$$\vec{\psi}_s^k = L_s \vec{i}_s^k + L_m \vec{i}_r^k \quad (2.25)$$

$$\vec{\psi}_r^k = L_r \vec{i}_r^k + L_m \vec{i}_s^k \quad (2.26)$$

Donde L_s es la autoinducción del estator, L_r la autoinducción del rotor y L_m la inductancia de magnetización. Estas inductancias se pueden calcular utilizando (2.27) y (2.28).

$$L_s = L_{s\sigma} + L_m \quad (2.27)$$

$$L_r = L_{r\sigma} + L_m \quad (2.28)$$

Donde L_m es la inductancia de magnetización, la inductancia de fuga del estator $L_{s\sigma}$ y la inductancia de fuga del rotor $L_{r\sigma}$, que se introdujeron previamente en la parte de teoría de motores de inducción. La potencia activa instantánea consumida por el motor de inducción se puede expresar en forma vectorial con (2.29). Sin embargo, esta expresión de potencia asume cantidades trifásicas simétricas.

$$p = \frac{2}{3} (\vec{u}_s \vec{i}_s^*) \quad (2.29)$$

Donde \vec{u}_s es el vector de voltaje del estator y \vec{i}_s^* es un conjugado complejo del vector de corriente del estator. Utilizando (2.23) - (2.28), se puede dibujar un vector-espacio del motor de inducción por circuito equivalente de fase en el marco de referencia k . Esto se muestra en la Figura 2.9.

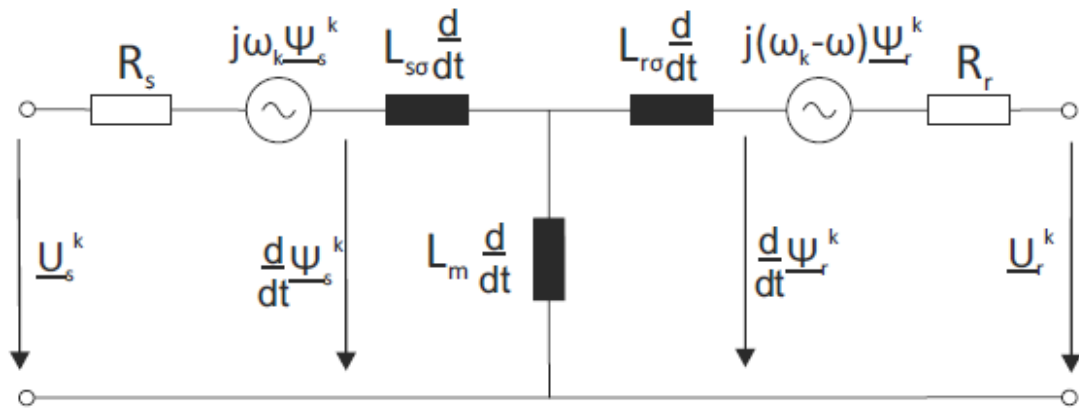


Figura 2. 9: Motor de inducción modelo vectorial espacial.
Fuente: (D'Aguanno, Marignetti, & Fagnoli, 2018)

Este modelo está diseñado principalmente para estudiar el comportamiento dinámico de un motor de inducción equipado con devanado de rotor trifásico. Sin embargo, esto también se aplica a un solo IM de jaula de ardilla con cierta inexactitud. Además, las suposiciones hechas al principio de esta sección introducen algunas inexactitudes en el modelado.

2.4.3. Sistema de control de vectores

Anteriormente, los motores de CC han dominado la industria de variadores de frecuencia debido a sus posibilidades de control extremadamente simples. El par electromagnético producido de un motor de CC se puede expresar con una ecuación relativamente simple mediante

$$t_{edc} = c i_f i_a = C_1 \psi_f i_a,$$

Donde el movimiento del rotor se puede cambiar simplemente controlando la corriente de armadura que produce el par de torsión o la corriente que produce el flujo sí. Los parámetros c y c_1 son constantes que se definen de acuerdo con el motor. Además, estos componentes son de tipo escalar, por lo que el control se puede implementar con un sistema simple. Sin embargo, una desventaja importante con los motores de CC es su estructura complicada con conmutador y múltiples devanados de compensación.

El control de un motor de inducción de jaula de ardilla es mucho más complicado en comparación con un motor de corriente continua. Las

dificultades en el monitoreo de las corrientes y el flujo del rotor complicarían el control. Además, el flujo producido por el estator está girando, lo que complica aún más el diseño de control. Sin embargo, el fenómeno de producción de par mecánico de un motor de inducción no difiere mucho del motor de corriente continua. Es posible definir los componentes de las corrientes del motor de inducción que son responsables de la producción de flujo y la producción de par.

Esto requiere modelar el motor de inducción usando la teoría del vector espacial. Al extraer estos dos componentes diferentes, es posible controlar por separado el componente productor de torsión y el componente productor de flujo. Por lo tanto, el control se vuelve más rápido y más preciso. La relación de par electromotor instantáneo del motor de inducción en forma de vector de fase se muestra en (2.31).

$$t_e = \frac{2}{3} p \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s$$

donde $\vec{\psi}_s$ es el vector de flujo del estator, \vec{i}_s es el vector de corriente del estator y p es el número de pares de polos. La ecuación de par no depende del marco de referencia, pero es la misma en todos. Esta ecuación de par también se puede presentar en forma de componentes en diferentes marcos de referencia que se muestran en (2.32) y (2.33).

$$t_e = \frac{2}{3} p (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha)$$

$$t_e = \frac{2}{3} p (\psi_x i_y - \psi_y i_x)$$

donde α y β denotan el marco de referencia estacionario, y x e y el marco de referencia de flujo del rotor.

Anteriormente, los motores de inducción se controlaban en su mayoría mediante el control U / f , en el que la frecuencia y la amplitud de voltaje aumentaban o disminuían, manteniendo la relación entre estas dos constantes. Sin embargo, este método de control es inexacto y lento.

El desarrollo del control de vectores comenzó en la década de 1970, pero como requiere más capacidad de cómputo, en realidad solo se puede usar después del desarrollo de microcontroladores y circuitos integrados. Actualmente, el proceso de cálculo de un sistema de control vectorial no plantea problemas con las capacidades de procesamiento actuales de los microcontroladores y DSP.

Existen múltiples implementaciones de sistemas de control de vectores diferentes para propósitos del motor de inducción. La principal diferencia entre estas implementaciones es el método que define la amplitud y el ángulo del flujo magnético. En el control vectorial directo, estas cantidades se calculan con el modelo de flujo utilizando valores medidos como la corriente, la tensión y / o el ángulo del rotor.

Mientras que en el flujo de control de vector indirecto y el ángulo de flujo se calculan utilizando el ángulo de rotor medido y el valor de referencia actual. Esta sección analiza solo los principios del sistema de control vectorial basado en voltaje directo que utiliza el ángulo y las corrientes medidos del rotor para calcular el flujo y el ángulo del flujo. El diagrama de bloques de este sistema se presenta en la Figura 2.10.

En esta implementación, se miden las corrientes del motor y el ángulo del rotor. Las corrientes medidas se transforman en un único vector de corriente utilizando el método de transformación de Clarke introducido en la teoría del vector espacial. Este vector tiene dos componentes: la parte real i_β y la parte imaginaria i_α . Estas corrientes y el ángulo del rotor se utilizan para calcular la amplitud del flujo y el ángulo del flujo del rotor utilizando el modelo de flujo. Este flujo calculado se utiliza como retroalimentación para el controlador de flujo.

La referencia para el flujo se calcula de acuerdo con la velocidad del ángulo del rotor. En la práctica, la referencia de amplitud de flujo se mantiene en un valor constante cuando el motor se opera por debajo de la velocidad nominal y el motor se maneja con un par constante. Sin embargo, cuando se

excede la velocidad nominal, el motor se desplaza a la región de debilitamiento del campo y la referencia de flujo comienza a disminuir linealmente con respecto a la velocidad.

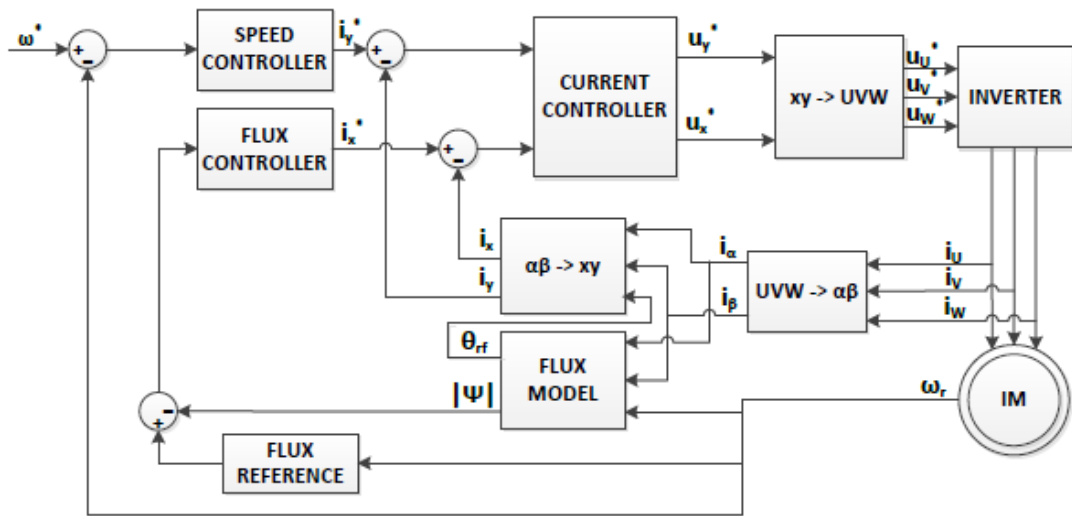


Figura 2. 10: Diagrama de bloque del sistema de control de vector directo basado en control de voltaje.
Elaborado por: Autor.

En esta región, el motor está funcionando con una potencia constante, ya que el par está disminuyendo con respecto al aumento de la velocidad de rotación. El error entre la referencia y el flujo calculado se alimenta luego al controlador de flujo que produce un valor de referencia para la parte real de la corriente del estator en el marco de referencia del flujo del rotor. El error de velocidad se envía al controlador de velocidad que produce el valor de referencia de la parte imaginaria de la corriente del estator en el marco de referencia del flujo del rotor.

Por lo tanto, la parte i_x de la corriente del estator se utiliza para controlar el par electromotor y de esta manera la velocidad de rotación del rotor, y la parte i_y se usa para controlar la amplitud del flujo del estator. Las corrientes medidas requieren la transformación al marco de referencia del flujo del rotor, que transforma las corrientes sinusoidales α y β en valores escalares, ya que el marco de referencia del flujo del rotor gira a la misma velocidad que el vector de corriente del estator. Finalmente, el error de ambos componentes de corriente del estator se alimenta al controlador de corriente que produce los

voltajes de referencia. Estos se transforman de nuevo en voltajes trifásicos y ciclos de trabajo para controlar los interruptores del convertidor.

El funcionamiento de este sistema de control vectorial fue simulado utilizando el modelo de vector-espacio-motor de inducción introducido en secciones anteriores.

2.5. Análisis de trabajos relacionados con simulaciones de motores de inducción.

Se utilizaron diferentes situaciones para simular las respuestas del sistema. Se probó la respuesta al cambio de la referencia de velocidad y el par de carga en la región del motor. Además, se realizaron pruebas de funcionamiento en el debilitamiento de campo y en la región del generador.

Con estos tipos de pruebas, fue posible ajustar los parámetros del controlador a los valores apropiados para lograr las respuestas deseadas. La sintonización es más segura y más fácil de realizar con la simulación, ya que es posible evitar las corrientes excesivas o las velocidades excesivas con el sistema real. Además, las simulaciones proporcionan información útil con respecto a los niveles de corriente y voltaje, y de esta manera facilita el diseño de los circuitos de medición. Por último, el sistema de control del banco de pruebas real se construye utilizando Simulink.

Por lo tanto, después de simular el comportamiento del variador con un modelo de motor de inducción, es fácil reemplazar el modelo con el hardware real mediante la inclusión de mediciones en tiempo real del motor.

2.5.1. Ensayo de aceleración y deceleración.

En la primera simulación, se proporcionó una rampa de aceleración de 1000 rpm/s desde la velocidad de 0 rpm a 2000 rpm como una velocidad de referencia y, después de dos segundos de velocidad constante, se proporcionó como referencia una rampa de desaceleración de 2000 rpm a 0 rpm en dos segundos. Durante esta simulación el motor no estaba cargado. La respuesta de velocidad del sistema se encuentra en la Figura 2.11, donde

la curva roja es la referencia dada para el sistema de control y el azul es la respuesta del motor.

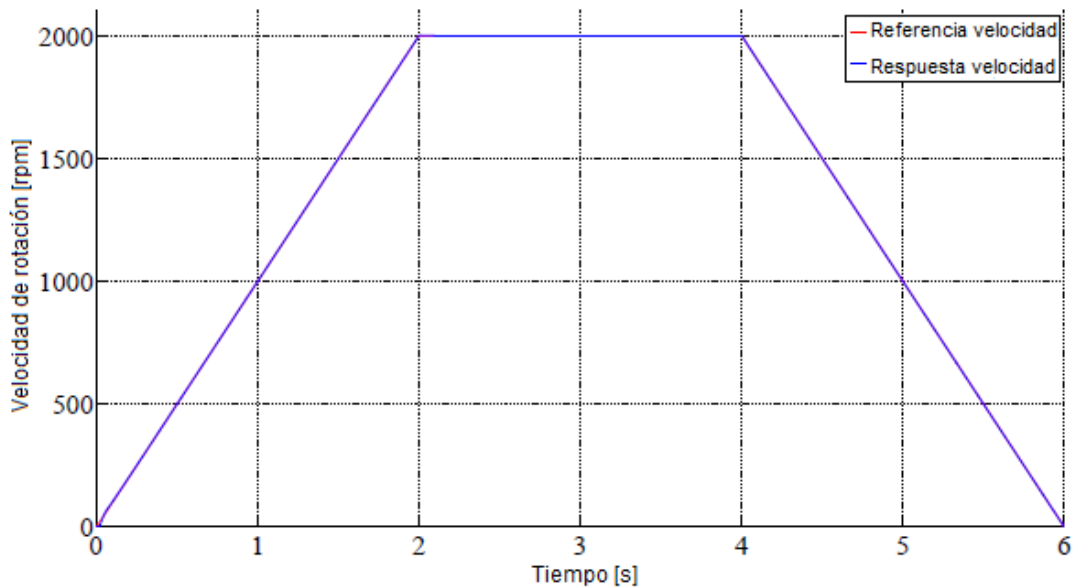


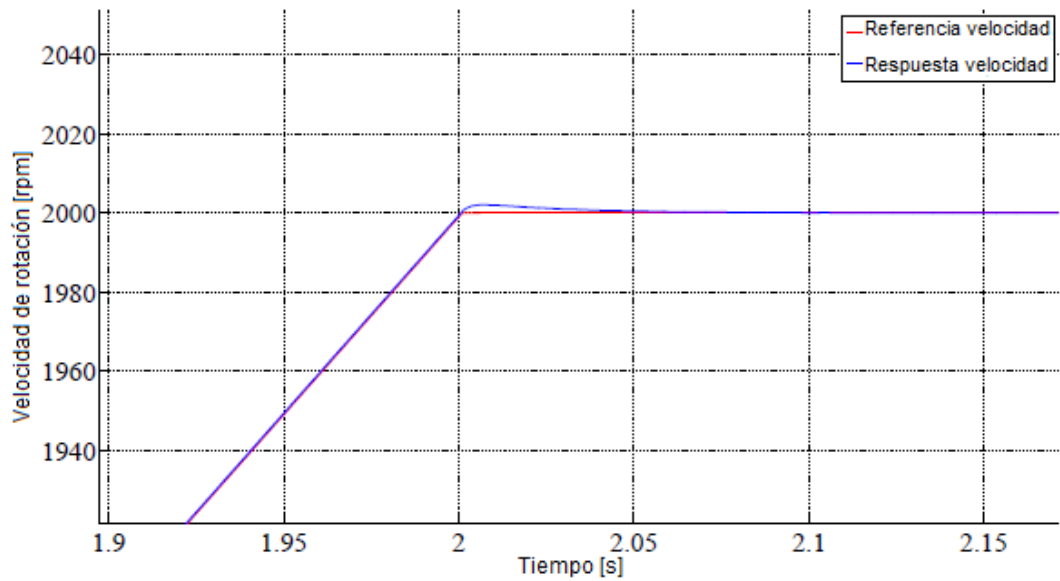
Figura 2. 11: Respuesta simulada de aceleración y desaceleración sin carga del motor.

Elaborado por: Autor.

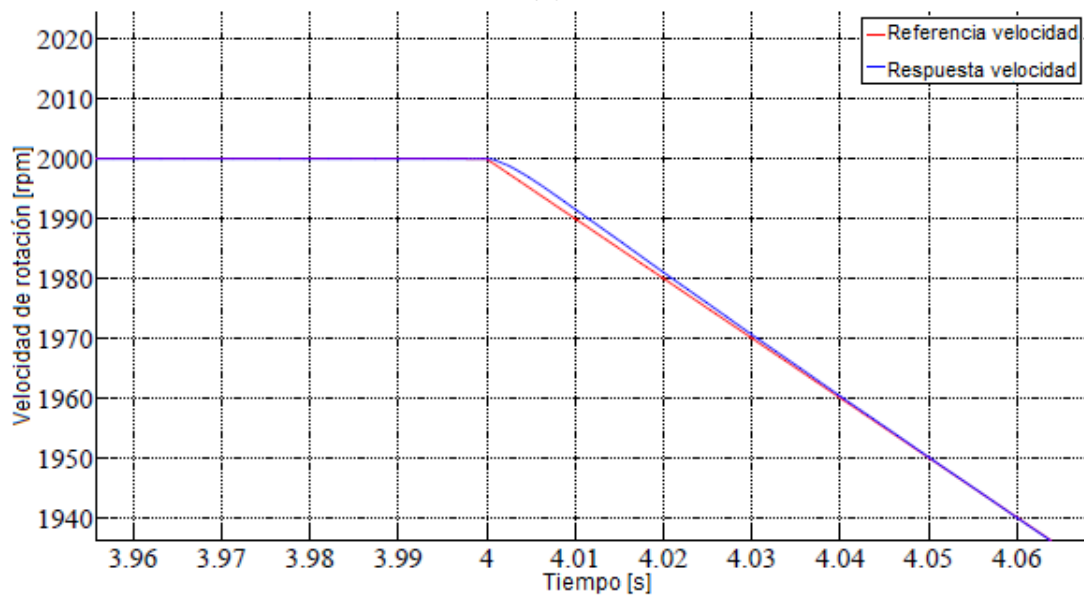
Como puede verse en esta figura, el sistema de control puede seguir con bastante precisión la velocidad de referencia. La figura 2.12 ofrece una vista ampliada de las rampas de aceleración y deceleración. Un pequeño rebasamiento de aproximadamente 5 rpm es evidente cuando la velocidad alcanza la velocidad de referencia del estado estacionario y también es visible cierto retardo en la respuesta de la velocidad durante la transición entre la velocidad constante y la desaceleración. Estas simulaciones dan solo la respuesta para la parte del controlador de velocidad. Por lo tanto, también se deben estudiar las respuestas del flujo y del controlador actual.

La Figura 2.13 muestra el par motor electromotriz producido por el motor y el par de carga aplicado al eje del motor. Como se puede ver en la figura, el torque durante la aceleración es de aproximadamente 0.3 Nm y cuando se alcanza una velocidad constante de 2000 rpm, el torque permanece en cero. Cuando comienza la desaceleración, el par cambia a negativo en comparación con la situación de aceleración. La curva roja muestra el par de carga que en esta simulación se mantuvo a cero constante. Hay una cierta

oscilación que se produce en el par electromotriz y a velocidades más altas, la oscilación es mayor.



(a)



(b)

Figura 2. 12: Vista ampliada de la respuesta de velocidad (a) rampa de aceleración y (b) rampa de deceleración.

Elaborado por: Autor.

Sin embargo, esta curva de par es consistente con la respuesta de velocidad observada en los valores anteriores, ya que es positiva durante la aceleración, cero durante la velocidad constante y negativa durante la desaceleración. Esta curva de par se logra cambiando el valor de la componente i_{sy} de la corriente del estator. La Figura 2.14 muestra esta

corriente y si se compara con la curva de torque, es obvio que el torque electromotor producido tiene una relación con esta corriente.

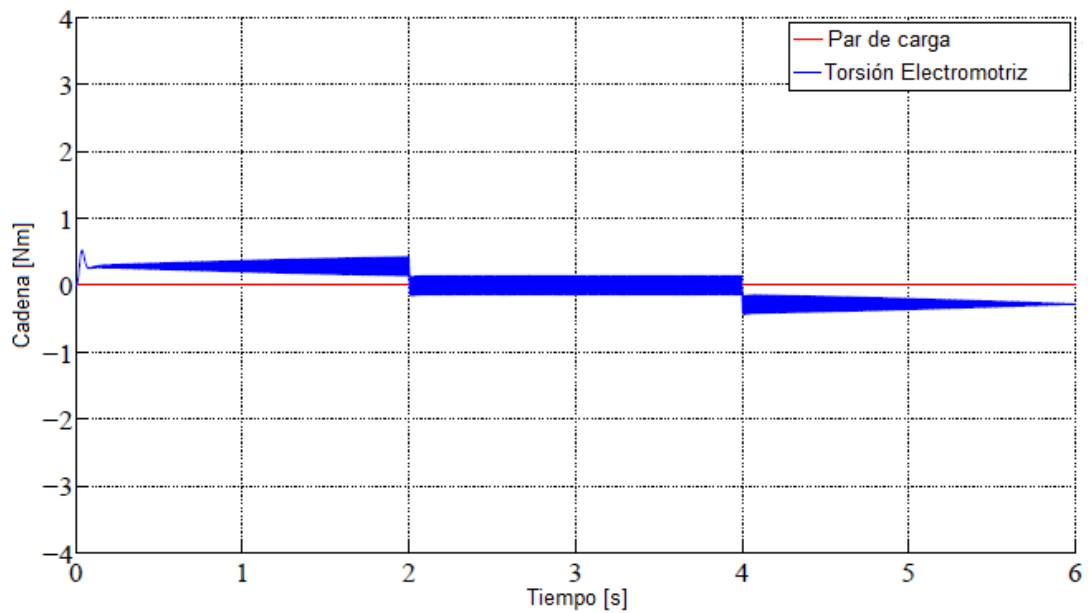


Figura 2. 13: Par simulado durante la aceleración y deceleración sin carga del motor.

Elaborado por: Autor.

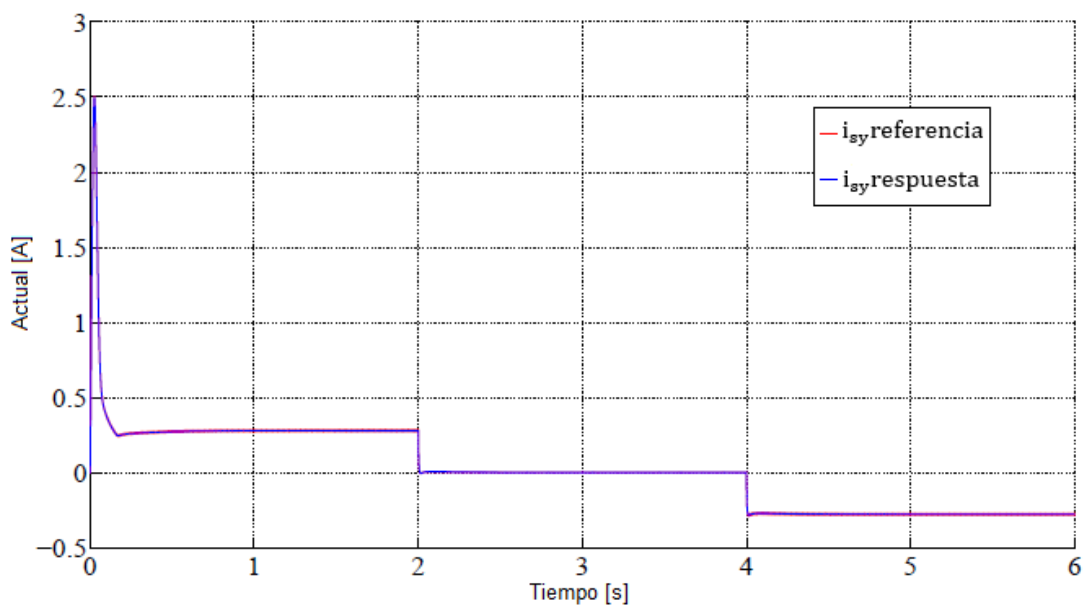


Figura 2. 14: La corriente simulada del estator está en el marco de referencia del flujo del rotor durante la prueba de aceleración.

Elaborado por: Autor.

Las figuras 2.15 y 2.16 muestran el valor absoluto del flujo magnético y el componente de corriente del estator que es responsable de crear la magnetización. Como puede verse en la figura del flujo, la magnetización se

mantiene constante mientras el motor funciona por debajo de la velocidad nominal. Al comienzo de la simulación, el flujo aumenta con una pendiente para evitar corrientes excesivamente altas durante el inicio. Si se cambiara el flujo, con un paso de pendiente infinita, el controlador de flujo aumentaría la referencia i_{sx} en gran medida y luego el controlador de corriente rápida crearía una alta corriente de pico.

Se descubrió que esto era problemático durante el inicio real de la unidad y la pendiente tenía que agregarse para actuar como un inicio suave para la unidad. Una vez que se ha creado el flujo, los cambios en él son bastante lentos, y como el motor casi siempre funciona por debajo de la velocidad nominal, solo se requiere que el controlador de flujo mantenga el flujo constante durante las perturbaciones inducidas por los cambios de carga.

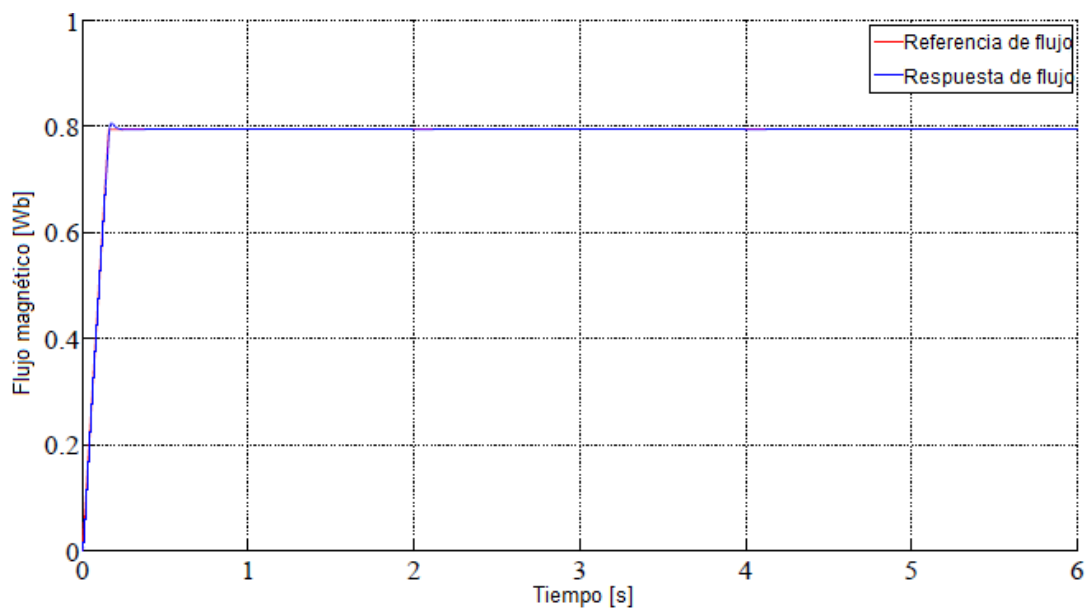


Figura 2. 15: Valor absoluto de flujo magnético del motor de inducción durante la simulación de aceleración.

Elaborado por: Autor.

La Figura 2.17 muestra las corrientes del estator trifásico durante esta simulación. Cabe señalar que la amplitud de la corriente en cada fase permanece constante durante toda la simulación, aparte de los transitorios en el principio. En esta prueba, el motor está funcionando sin carga, lo que significa que el motor requiere corriente solo para la magnetización y para superar las pérdidas inducidas por las resistencias del estator y los devanados del rotor.

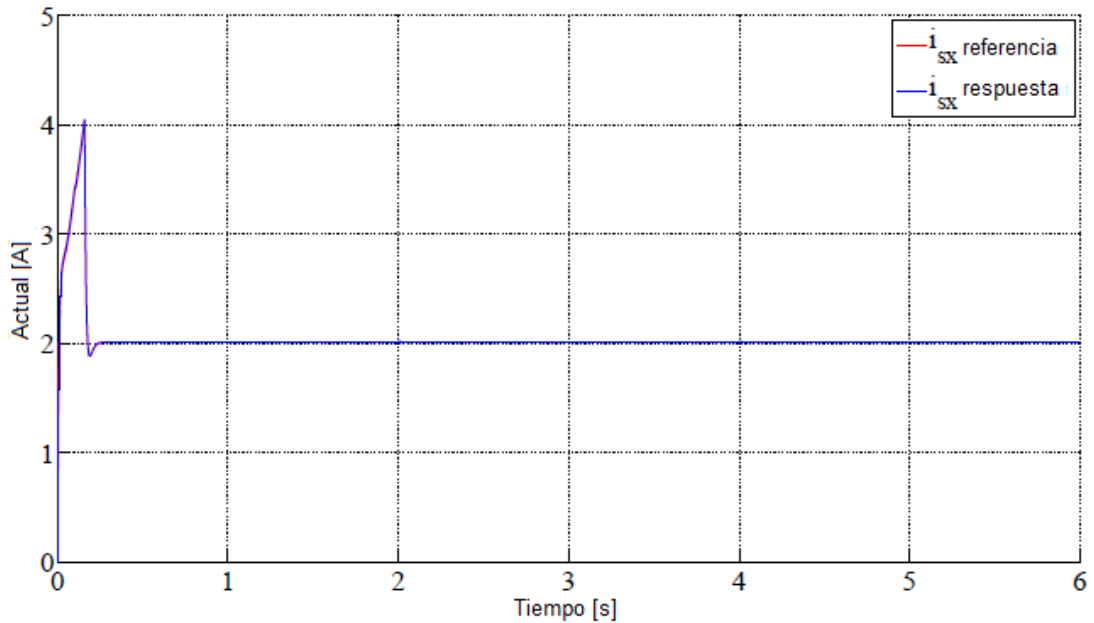


Figura 2. 16: Parte real de la corriente del estator en el marco de referencia del flujo del rotor durante la simulación de aceleración.
Elaborado por: Autor.

Aunque el par de torsión es necesario durante la aceleración, es pequeño en comparación con la magnetización, como se puede ver en las Figuras 2.14 y 2.16. Por lo tanto, las corrientes trifásicas que se ven en la figura son principalmente para la magnetización y la aceleración del motor puede notarse como la frecuencia creciente de las corrientes.

Esta simulación proporcionó información sobre el comportamiento sin carga de este sistema. Se utilizó para verificar el funcionamiento del sistema de control de vectores sin alteraciones. Se dio una referencia de velocidad de tipo rampa en lugar de un cambio de paso, ya que los motores en general se aceleran con este tipo de referencias de velocidad, ya que el cambio de paso en la velocidad afectaría las partes mecánicas, como los ejes y otras partes del sistema de proceso. Además, las corrientes en el motor aumentarán drásticamente durante la puesta en marcha. Después de esta simulación, la respuesta de la unidad tuvo que verificarse en condiciones de carga y esto se presenta en la siguiente sección.

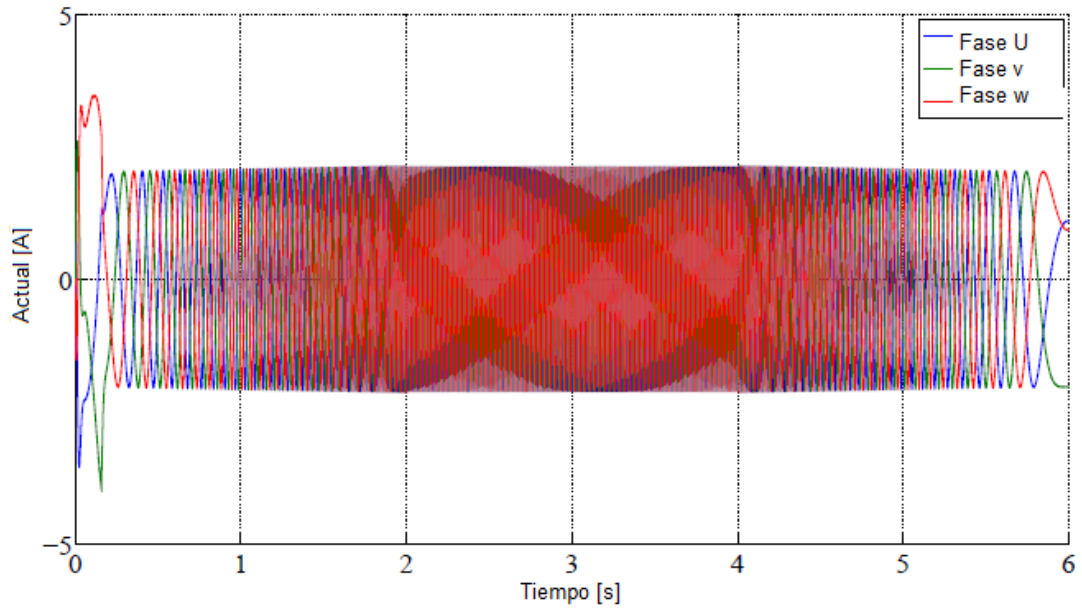


Figura 2. 17: Corrientes trifásicas del estator durante la simulación de la prueba de aceleración.

Elaborado por: Autor.

2.5.2. Prueba de cambio de paso de par de carga

En esta sección, el motor se accionó con una velocidad constante de 2000 rpm y primero se realizó un cambio de paso de 0 Nm a 3 Nm en el par de carga. Una vez que el sistema se había estabilizado, se realizó un paso de 3 Nm a -3 Nm al par de carga. Por lo tanto, con el segundo paso, el motor cambió su estado de motor a generador. Se seleccionó 3 Nm, ya que es aproximadamente la mitad del par nominal 7.54 Nm del motor usado.

Luego se estudiaron los fenómenos causados por estos cambios de carga. La Figura 2.19 muestra el par de carga aplicado al eje del motor con rojo y el par electromotor producido por el motor en azul. Además, la Figura 2.18 muestra la referencia de velocidad y la respuesta durante estos dos pasos diferentes de par de carga. La figura de velocidad se ha enfocado para permitir una mejor vista de los efectos del par de carga en la velocidad del motor.

El paso a 2 segundos de 0 a 3 Nm en el par de carga hace que la velocidad disminuya aproximadamente 23 rpm antes de que el controlador de velocidad empiece a aumentar el par electromotor para alcanzar la referencia

de velocidad. Después de 0.2 segundos, se alcanza nuevamente la velocidad y no hay error entre la referencia y el valor real.

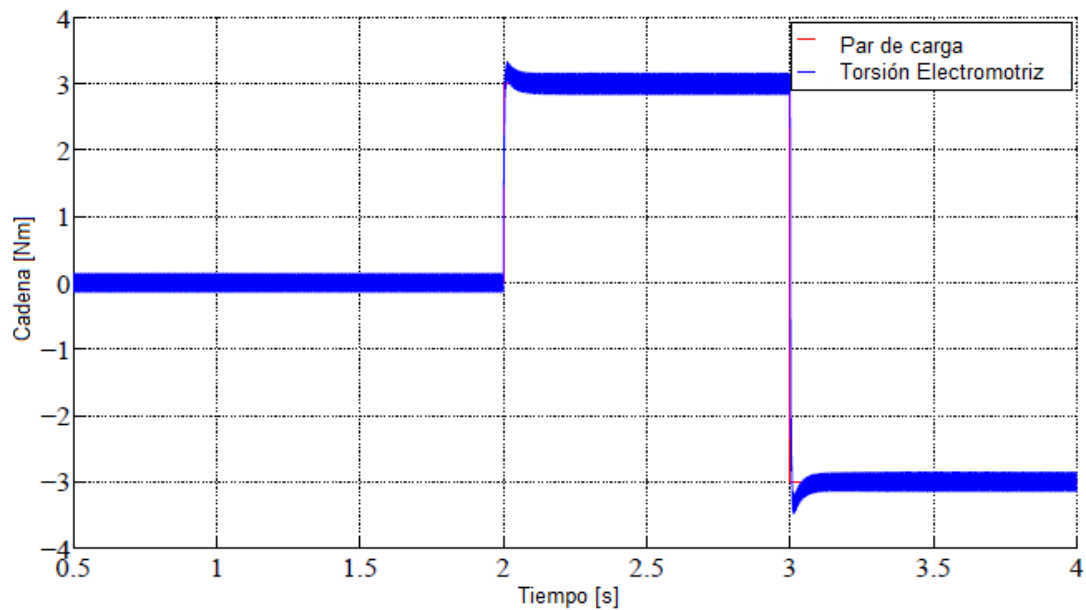


Figura 2. 18: Par de carga y par electromotriz durante la simulación.
Elaborado por: Autor.

Esto predice que el control del motor es capaz de seguir con precisión la referencia de velocidad incluso en situaciones de carga. Durante el segundo paso en el marcador de 3 segundos, el par de carga cambia de dirección y pasa a -3 Nm. Esto resulta en que la velocidad del eje aumenta a aproximadamente 2043 rpm antes de que el controlador de velocidad vuelva a alcanzar el valor de referencia. Después de este cambio de paso, el motor funciona como un generador y la potencia se transfiere al bus de CC del convertidor de frecuencia y de allí a la red.

Las figuras 2.20 y 2.21 presentan las corrientes de estator i_{sy} e i_{sx} en el marco de referencia del flujo del rotor respectivamente. Cuando se compara la corriente i_{sy} con la carga, se pueden observar las similitudes del torque electromotriz. Por lo tanto, se puede afirmar también aquí que el par se controla con este componente actual como se menciona en la parte de teoría de control de vectores.

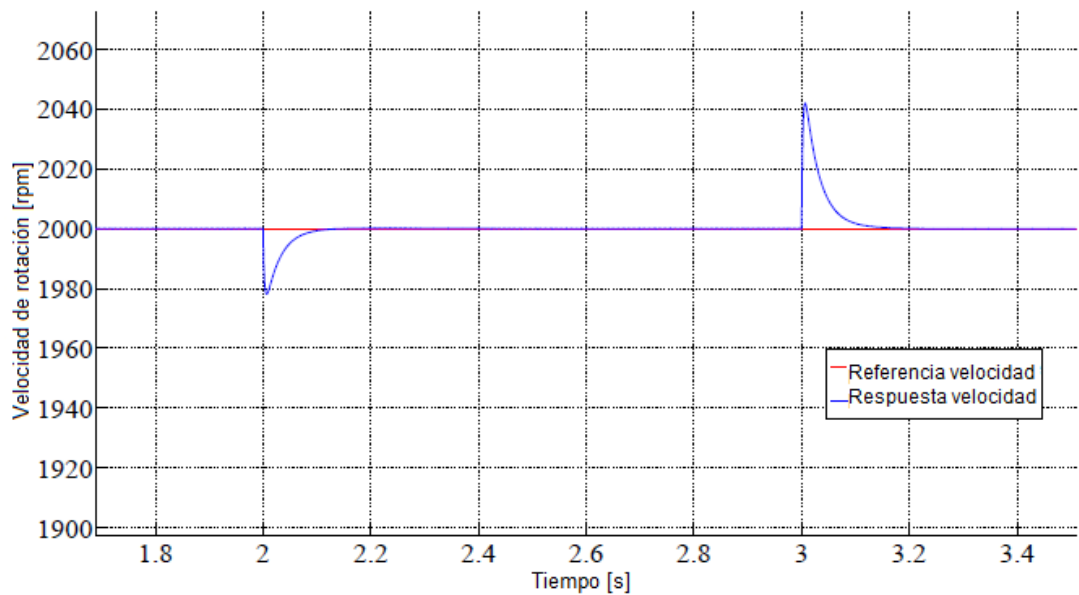


Figura 2. 19: Respuesta de velocidad simulada durante cambios de dos pasos en el par de carga.

Elaborado por: Autor.

También se puede ver que cuando el motor está funcionando como un generador, este componente actual cambia su signo en comparación con el funcionamiento del motor. A pesar de que el cambio en el par motor no afecta directamente a la corriente del estator, se pueden ver pequeñas perturbaciones en la forma de onda de la corriente simulada debido al acoplamiento cruzado. Sin embargo, esto es solo durante los pasos de carga, y en todas partes, la corriente es constante debido a que opera por debajo de la velocidad nominal.

La Figura 2.22 final en esta sección ilustra las corrientes del estator trifásico simuladas durante el cambio del funcionamiento del motor cargado al modo generador. Esto se puede ver en las corrientes investigándolas a los 3 s en el eje del tiempo. Se puede observar que cada una de las corrientes trifásicas cambia su fase en 180°, lo que explica la dirección cambiada del flujo de potencia.

Después de esta simulación, se estudiaron y simularon dos fenómenos fundamentales relacionados con los motores de inducción. Estos incluyen las respuestas para el cambio de referencia de velocidad y el cambio de par de carga. La parte final es estudiar los fenómenos del motor de inducción cuando

la velocidad del motor excede los interruptores nominales y de operación a la región de debilitamiento del campo. Las simulaciones para esto se presentan en la siguiente sección.

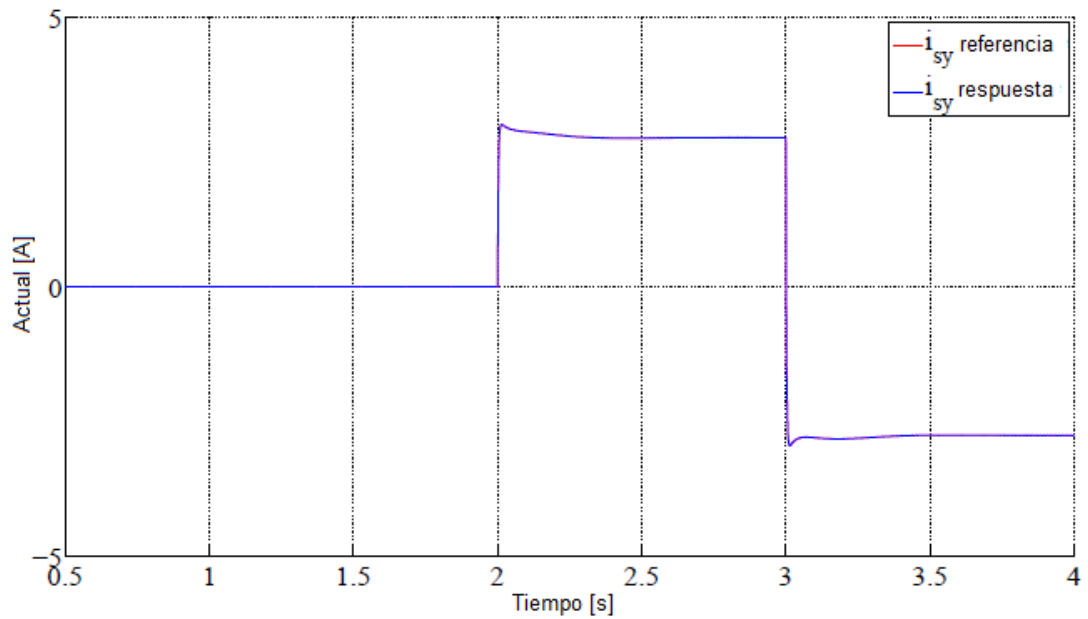


Figura 2. 20: Componentes reales e imaginarios simulados de corriente del estator en el marco de referencia del flujo del rotor.

Elaborado por: Autor.

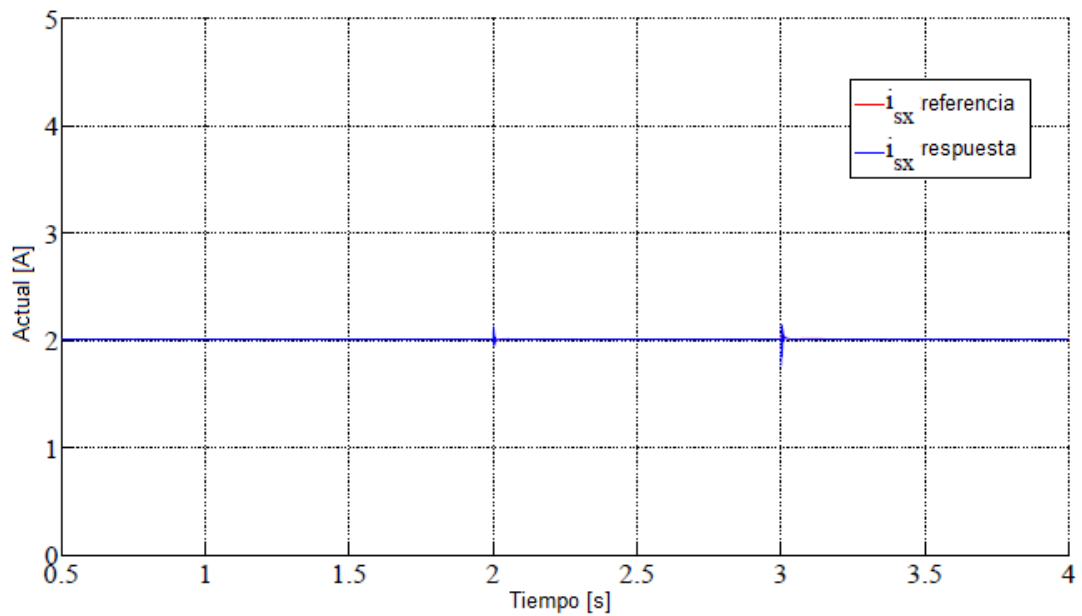


Figura 2. 21: Respuesta de velocidad durante cambios de dos pasos en el par de carga.

Elaborado por: Autor.

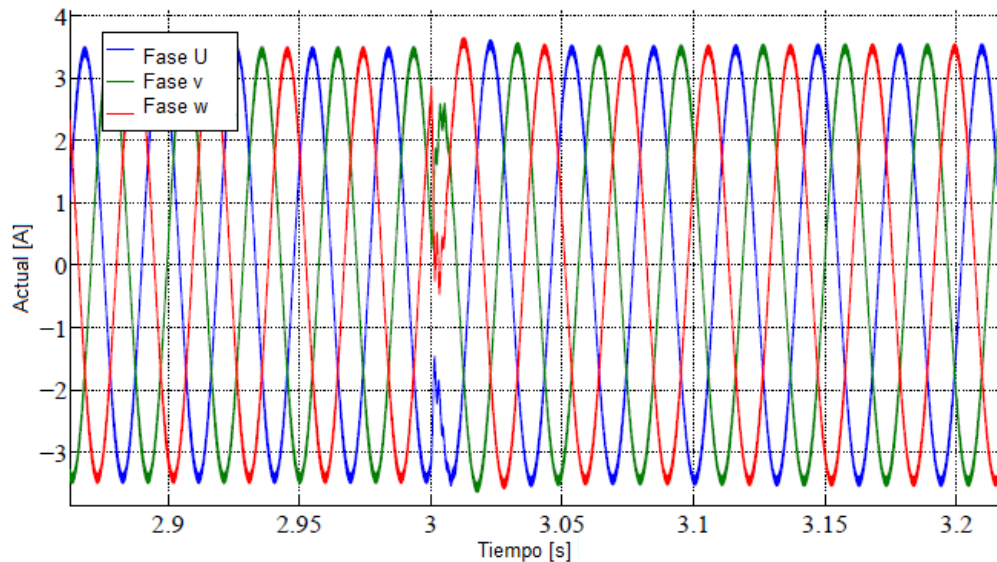


Figura 2. 22: Corrientes trifásicas durante el paso de par de carga de 3 Nm a -3 Nm.
Elaborado por: Autor.

2.5.3. Operación en la región de debilitamiento de campo

En la simulación final, se estudió el funcionamiento del motor accionado por encima de la velocidad nominal en la región de debilitamiento del campo del motor. Se proporcionó una rampa de aceleración de 0 rpm a 3100 rpm como referencia de velocidad para el motor. La pendiente de esta rampa se mantuvo constante a 3000 rpm / s. Cuando el motor se estabilizó a 3100 rpm, se aplicó un paso de torsión de 3 Nm al motor. La figura 2.23 muestra la referencia de velocidad y la respuesta. Esto indica que el control del motor funciona también por encima de la velocidad nominal, ya que la respuesta sigue siendo satisfactoria.

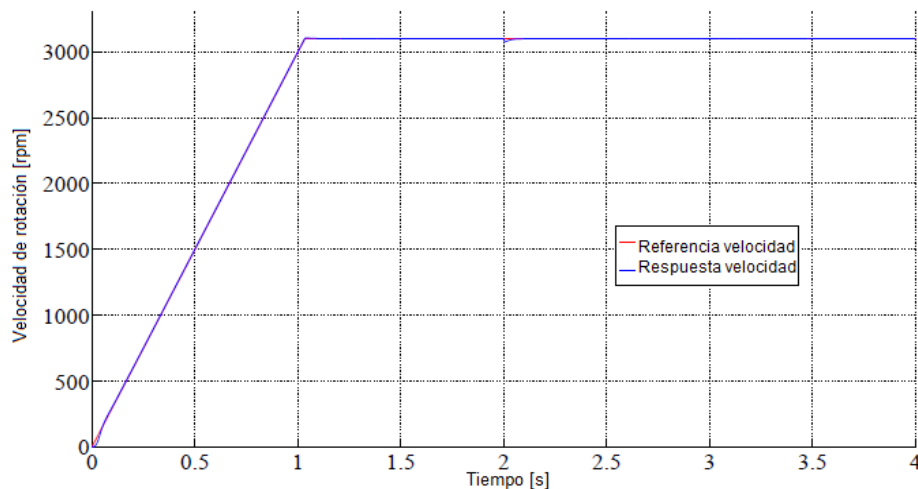


Figura 2. 23: Velocidad de referencia y respuesta durante la prueba de operación de debilitamiento de campo.
Elaborado por: Autor.

A continuación, el par electromotor junto con el par de carga aplicado se muestran en la Figura 2.24, donde el cambio de carga es visible a partir de 2 s.

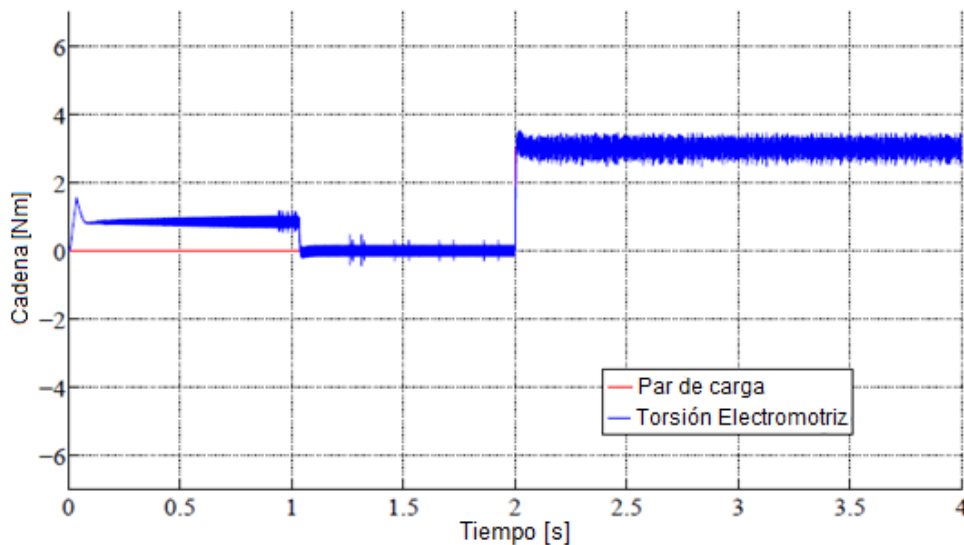


Figura 2. 24: Electromotriz y par de carga durante simulación de prueba de debilitamiento de campo.

Elaborado por: Autor.

Sin embargo, las cantidades más importantes que se estudiarán en esta sección son el flujo y el i_{sx} actual del estator que es responsable de su creación. Por lo tanto, las figuras 2.25 y 2.26 muestran las curvas simuladas para estas cantidades respectivamente. Como puede verse en estas figuras, el sistema de control comienza a disminuir el flujo después de que la velocidad del rotor aumenta por encima de la velocidad nominal de 2875 rpm ligeramente antes del marcador de 1 s. Esta disminución en la amplitud del flujo se lleva a cabo disminuyendo el i_{sx} actual. Esto se puede ver en la Figura 2.26, donde la corriente disminuye de 2.0 A a aproximadamente 1.85 A cuando la velocidad del motor es de 3100 rpm.

Algunas perturbaciones se pueden ver en la forma de onda actual después de aplicar la carga, lo que indica que los controladores no están optimizados. Sin embargo, no afecta la velocidad durante la simulación y es suficiente para probar la aplicación después de la construcción.

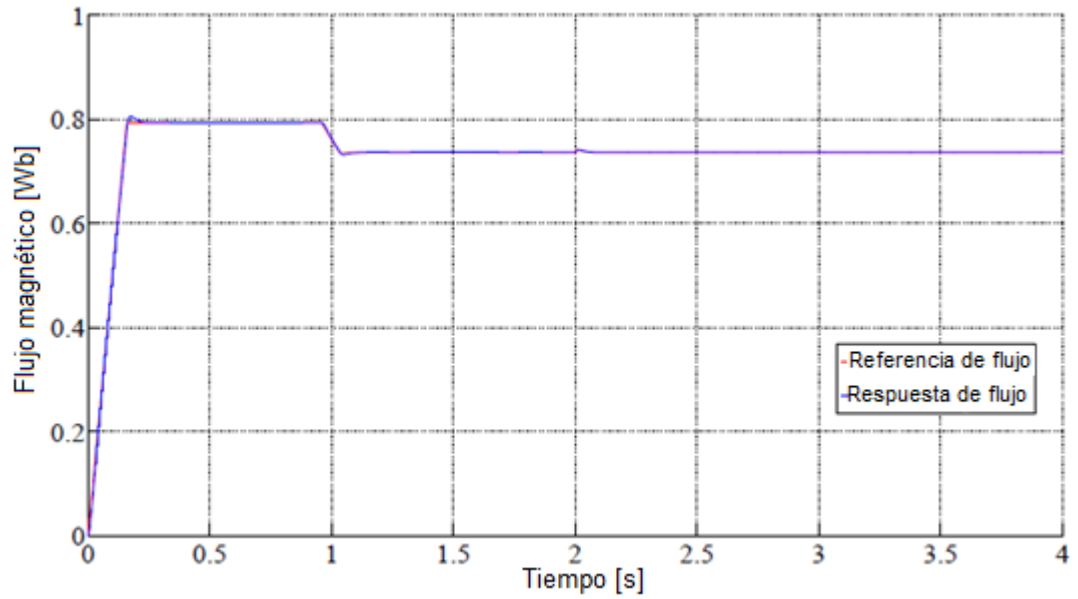


Figura 2. 25: Flujo simulado durante la prueba de debilitamiento de campo.
Elaborado por: Autor.

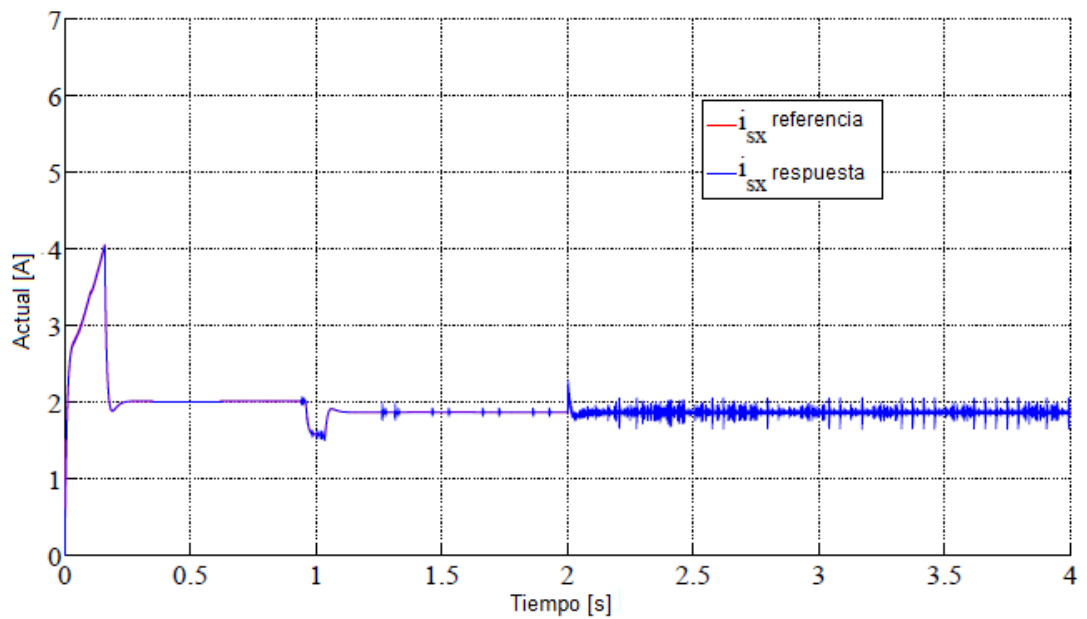


Figura 2. 26: Parte real de la corriente del estator simulada en el marco de referencia del flujo del rotor durante la prueba de debilitamiento del campo.
Elaborado por: Autor.

Finalmente, la Figura 2.27 muestra las formas de onda de corriente trifásica simuladas. La transición a la operación de debilitamiento del campo se puede ver en esta figura a medida que la amplitud de las corrientes disminuye desde un poco antes del marcador de 1 segundo en adelante. En el marcador de 2 segundos, se aplica el paso de carga que aumenta la corriente.

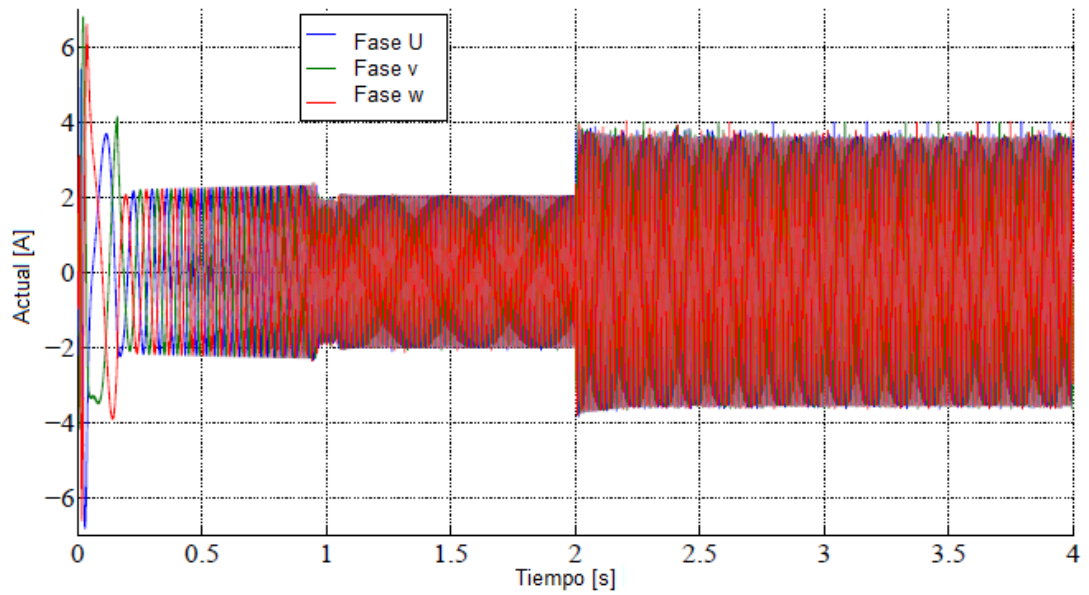


Figura 2. 27: Corrientes trifásicas simuladas del estator durante la prueba de debilitamiento de campo.

Elaborado por: Autor.

Esto concluye la simulación del modelo de accionamiento por motor de inducción controlado por vector. Estos resultados se utilizaron como base para la construcción del banco de pruebas que se presenta en el siguiente capítulo. Además, el sistema de control diseñado en Simulink se usó directamente con el sistema dSPACE al reemplazar el modelo de accionamiento por motor de inducción con mediciones reales del motor. Sin embargo, una descripción más detallada de esto se introduce más adelante en el presente trabajo de titulación.

CAPÍTULO 3: SIMULACION Y RESULTADOS OBTENIDOS

3.1. Introducción.

El motor de inducción se utiliza principalmente para aplicaciones industriales. En algunas ocasiones, el motor de inducción eventualmente fallará debido a fallas en la instalación, mal ambiente, rotor bloqueado, etc. Las técnicas de monitoreo de condición que comprenden el diagnóstico de fallas son de gran preocupación en la industria y están ganando cada vez más atención. Los numerosos fallos internos se producen en el motor de inducción, como el giro del estator, la barra del rotor, el fallo a tierra, etc.

Si el motor funciona a alta o baja tensión según el requisito, reduce la eficiencia y causa la falla de los parámetros. Este documento constituye la base para la supervisión del motor de inducción, que puede ampliarse aún más para el análisis de fallas. Se utilizan muchos métodos para monitorear motores de inducción como monitoreo de vibración, monitoreo térmico, monitoreo químico, pero requieren sensores y componentes adicionales, donde en este el monitoreo de parámetros del motor de inducción utiliza solo el transformador de corriente y el transformador de voltaje, por lo tanto, el costo del componente adicional se reduce.

Durante la condición de funcionamiento del motor de inducción se producen una serie de fallas. Si alguna de estas fallas no se encuentra en el instante, se crea un fallo pernicioso.

Algunas mediciones requieren que se revise información completa sobre la señal, la frecuencia y la fase. Sin embargo, se puede realizar otro grupo mayor de mediciones sin conocer la relación de fase entre el componente sinusoidal. Este tipo de señal se llama análisis de espectro. En otras palabras, cuando se combinan, producen adecuadamente la señal del dominio del tiempo que se examina. Acerca de barras rotas y anillos, excentricidades y desalineación de la información proporcionada por la corriente del estator, por lo tanto, el espectro del motor de inducción puede reflejar las fallas. Al

muestrear la corriente del estator y luego analizar su espectro, se puede detectar la falla incipiente.

Cuando se produce una falla de giro en el devanado del estator, la corriente de cortocircuito fluye a través de la ruta defectuosa. Esto configuró el MMF negativo, por lo tanto, se redujo el MMF neto. Por lo tanto, la forma de onda del flujo de espacio de aire se modifica por la distorsión de la MMF neta, por lo que se induce una frecuencia armónica. Estos aparecen en el espectro que indica que hay un fallo de cortocircuito.

Un armónico es una señal u onda cuya frecuencia es un múltiplo integral (número entero) de la frecuencia de alguna señal u onda de referencia. El término también puede referirse a la relación de la frecuencia de tal señal u onda a la frecuencia de la señal de referencia u onda. El dispositivo no lineal es una fuente importante de armónicos para producir, por ejemplo, horno de arco, transformador, etc. Debido a esto, varios efectos se producen en el equipo.

Depende de la magnitud y el orden de los armónicos, como una pérdida eléctrica como la pérdida de I^2R , la pérdida de hierro (pérdida de corriente parásitas y pérdida de histéresis) y la pérdida de carga parásita. La pérdida de hierro es directamente proporcional al cuadrado del voltaje del espacio de aire. Las corrientes armónicas dependen directamente de la magnitud de los armónicos de voltaje. Los armónicos de orden superior crean un calentamiento excesivo en el motor. Debido a que el monitoreo de la monitorización de armónicos es necesario para prevenir el motor contra la falla.

En este documento, se monitoriza el parámetro del motor de inducción, como el voltaje y la corriente, y se realiza el análisis de las señales con LABVIEW. LabVIEW es un software multitarea para que el monitoreo de todos los parámetros se realice fácilmente mediante la programación gráfica. En la configuración experimental, se utilizan tres transformadores de corriente, un transformador de voltaje reducido como transformadores de potencial y un

autotransformador variable trifásico junto con un motor de inducción trifásico de 0.75HP sin carga.

Con estas pruebas de configuración, se realizó el monitoreo de la corriente, el voltaje, el espectro de potencia FFT, la distorsión armónica, la medición del nivel de amplitud (nivel de estado alto, nivel de estado bajo) y el análisis espectral. La falla de giro del estator, la falla de fase, el análisis de armónicos y la falla a tierra, etc. pueden identificarse utilizando esta disposición de monitoreo de motores de inducción.

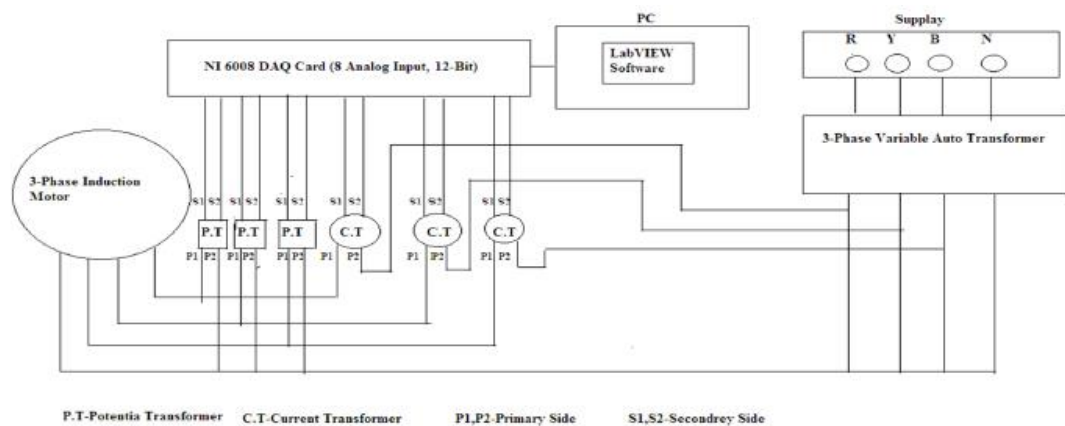


Figura 3. 1: Diagrama de bloques del sistema de prueba
Elaborado por: Autor.

3.2. Metodología que se utiliza para la simulación.

La metodología contiene todo el proceso para monitorear el parámetro del motor de inducción sin carga. Este sistema utiliza la tarjeta NI 6008 DAQ para la adquisición de datos. El sistema de adquisición de datos comprende la señal de adquisición de la fuente de medición y la digitalización de la señal para su análisis y presente en la PC mediante el uso del software LabVIEW. La herramienta FFT es una parte importante en LabVIEW para varios campos, es decir, análisis espectral, modelado, máquina aplicada y digitalización.

En este sistema de pruebas, la herramienta FFT está utilizando para el análisis del espectro de potencia de FFT (con partes reales e imaginarias de la señal), análisis espectral, distorsión armónica y nivel de amplitud.

3.2.1. Adquisición de datos

El monitoreo de datos en tiempo real se realiza con el sistema de adquisición de datos. Esto hace que el sistema sea más confiable, reduce la conexión complicada y el funcionamiento pesado en la aplicación del consumidor. Tienen trabajo de tareas múltiples. Por lo tanto, solo una tarjeta interactúa con el motor de inducción y recopila los diversos datos en diferentes condiciones del motor. En este estudio se utilizó la tarjeta DAQ NI 6008.

Esta tarjeta dispone de 8 canales de entrada analógica, señal digital en la E/S del conector, +2.5 VDC y referencia de +5 VDC en el canal de entrada analógica. El componente del sistema de adquisición de datos, el sensor convierte la señal física en señal eléctrica, el circuito de acondicionamiento de la señal, la señal del sensor convertida en forma de valor digital y el ADC convierte la señal analógica en valor digital.

3.3. Configuración Experimental.

La configuración experimental incluye un motor de inducción de jaula de ardilla trifásico con autotransformador variable trifásico. Para medir la corriente y el voltaje, se utilizan transformador de corriente y transformador de voltaje reductor. El diagrama de bloques del sistema de configuración experimental se muestra en la figura 3.1.

El sistema de configuración experimental se muestra en la figura 3.2. Los tres transformadores de corriente conectados en serie y tres transformadores de voltaje reducidos conectados en paralelo con un motor de inducción trifásico. El autotransformador se utiliza para variar la tensión de alimentación en el nivel diferente.

NI 6008 DAQ se usa para adquirir la señal del transformador de corriente, el transformador de voltaje y estas señales se envían a la PC para su análisis. Esta representación mostrada por LabVIEW. En el software LabVIEW, compilación VI mediante programación gráfica, es decir, organiza diferentes bloques según los requisitos. Debido a la baja calificación de

corriente de la tarjeta DAQ, las formas de onda y las lecturas se anotan a 130 V con el autotransformador de 3 fases variable.

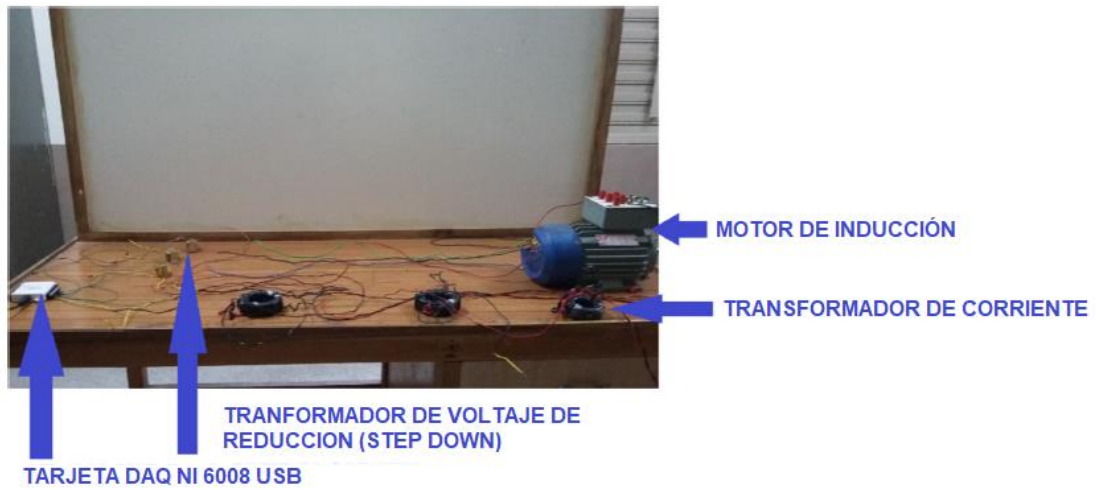


Figura 3. 2: Imagen de configuración experimental
Elaborado por: Autor.

3.4. Diseño de interfaz gráfica de configuración experimental.

La Figura 3.3 muestra el diseño del instrumento virtual (VI) usando la medición del espectro de FFT, espectral, distorsión armónica, amplitud y nivel

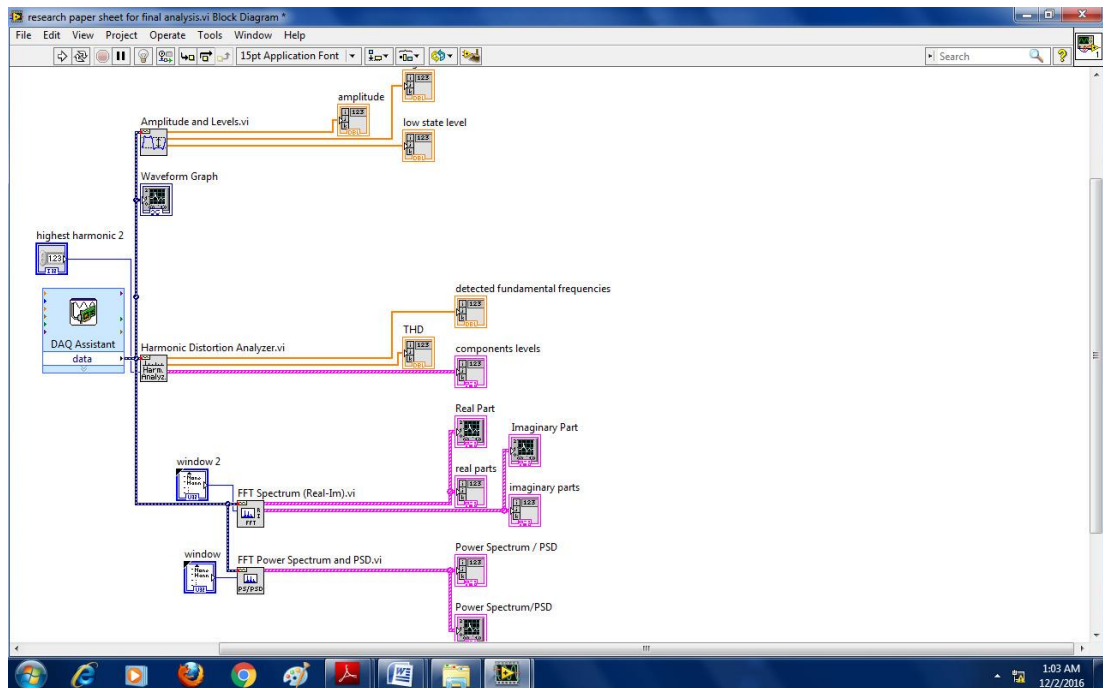


Figura 3. 3: VI del análisis de la forma de onda del voltaje
Elaborado por: Autor.

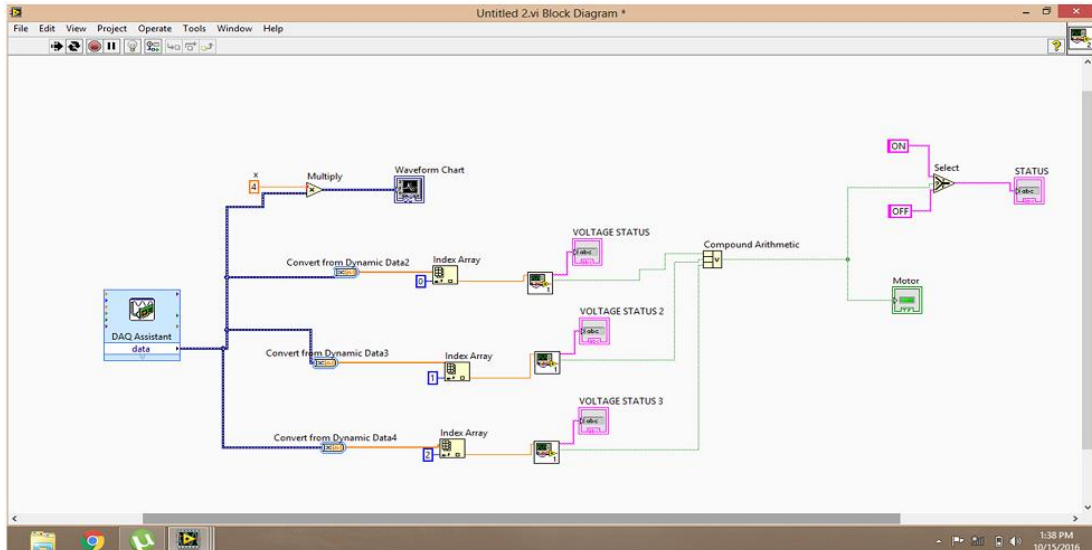


Figura 3. 4: Análisis de forma de onda de voltaje
Elaborado por: Autor.

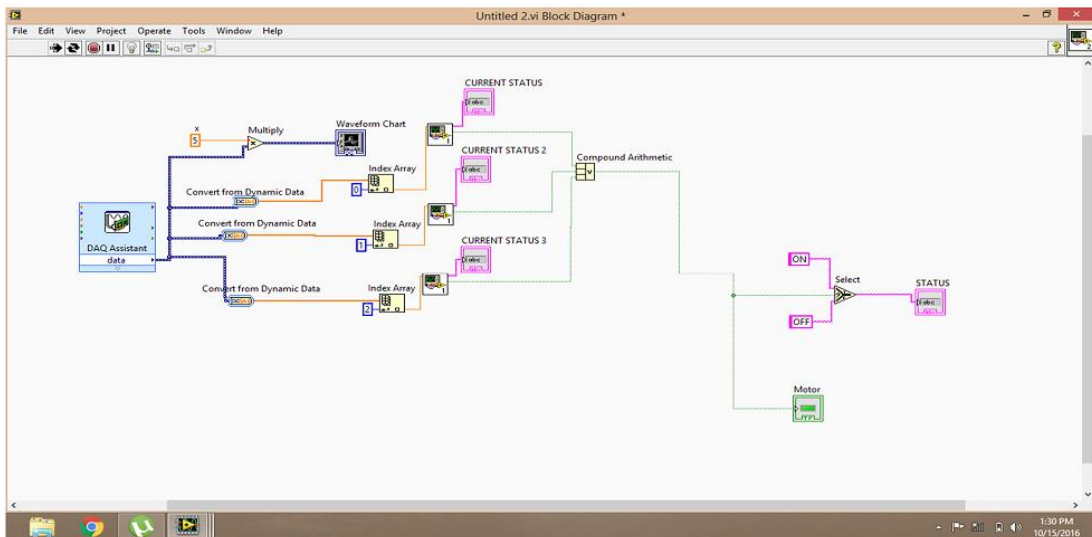


Figura 3. 5: Análisis de forma de onda de corriente.
Elaborado por: Autor.

3.5. Resultados de simulación.

3.5.1. Medición del espectro de FFT de voltaje, distorsión armónica, amplitud y nivel

La figura 3.6 muestra las mediciones del espectro FFT de voltaje, distorsión armónica, amplitud y nivel para la fase R.

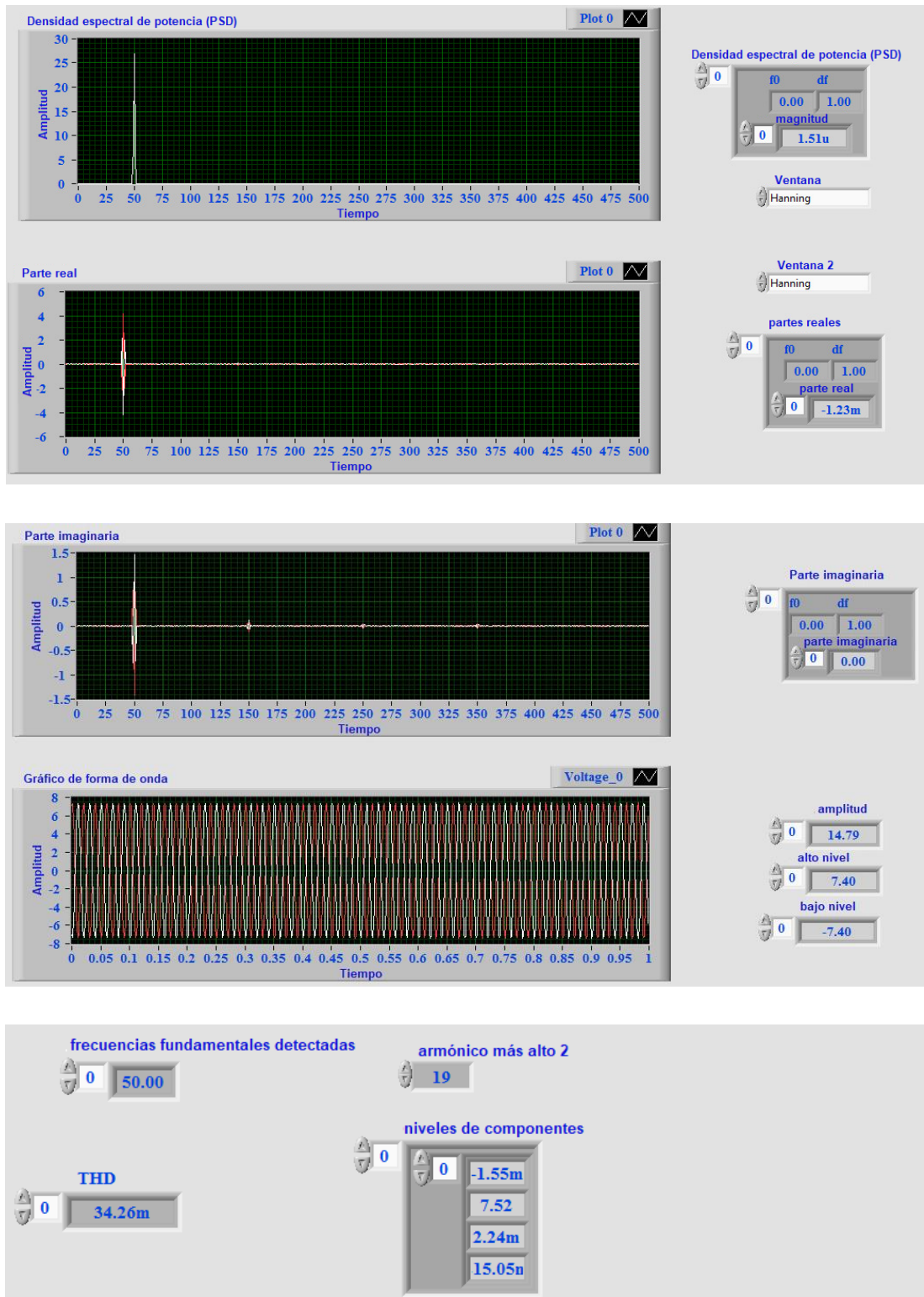


Figura 3. 6: Medición del espectro FFT de voltaje, distorsión armónica, amplitud y nivel para la fase R.
Elaborado por: Autor.

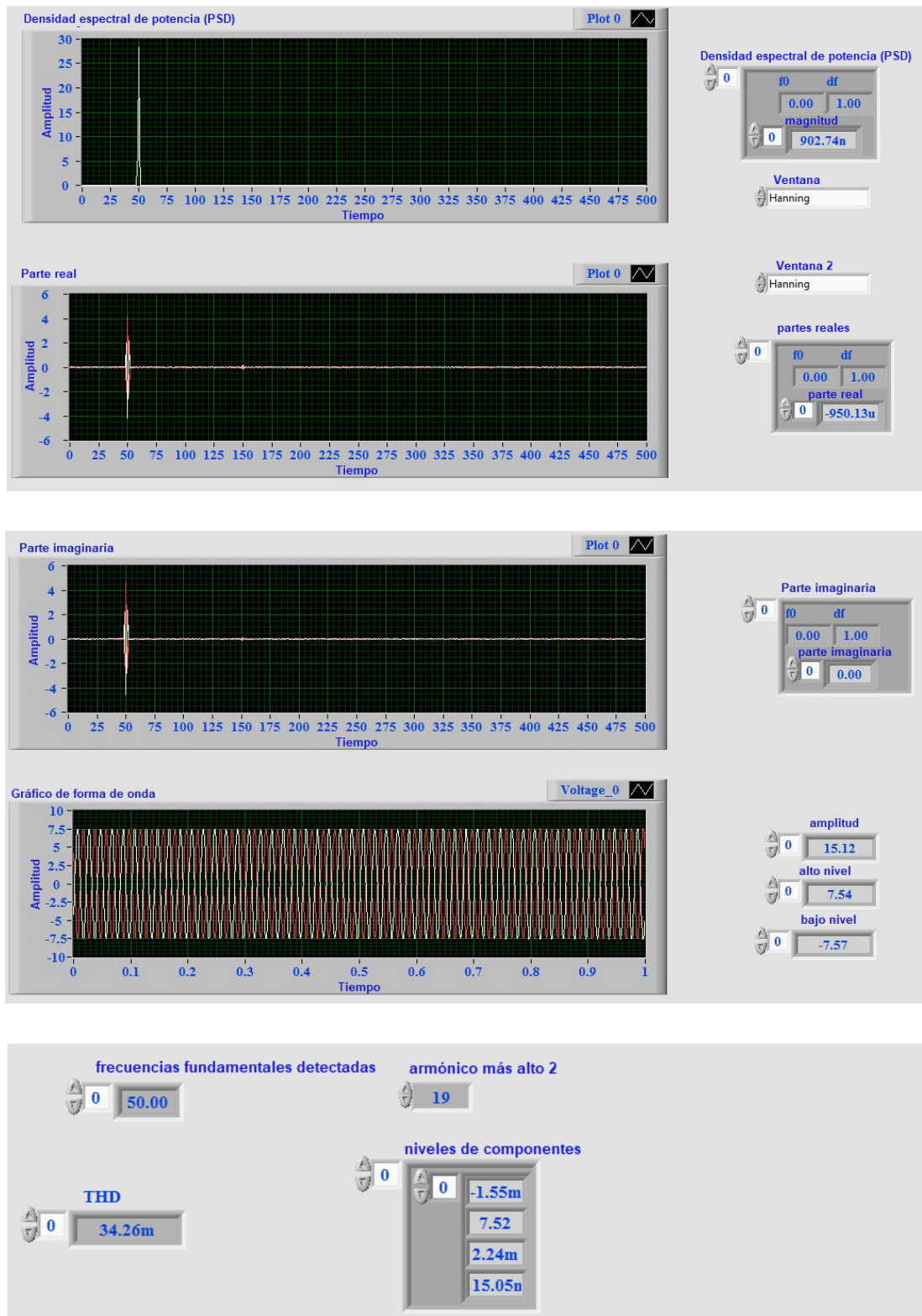


Figura 3. 7: Medición de espectro FFT de voltaje, distorsión armónica, amplitud y nivel para fase Y.
Elaborado por: Autor.

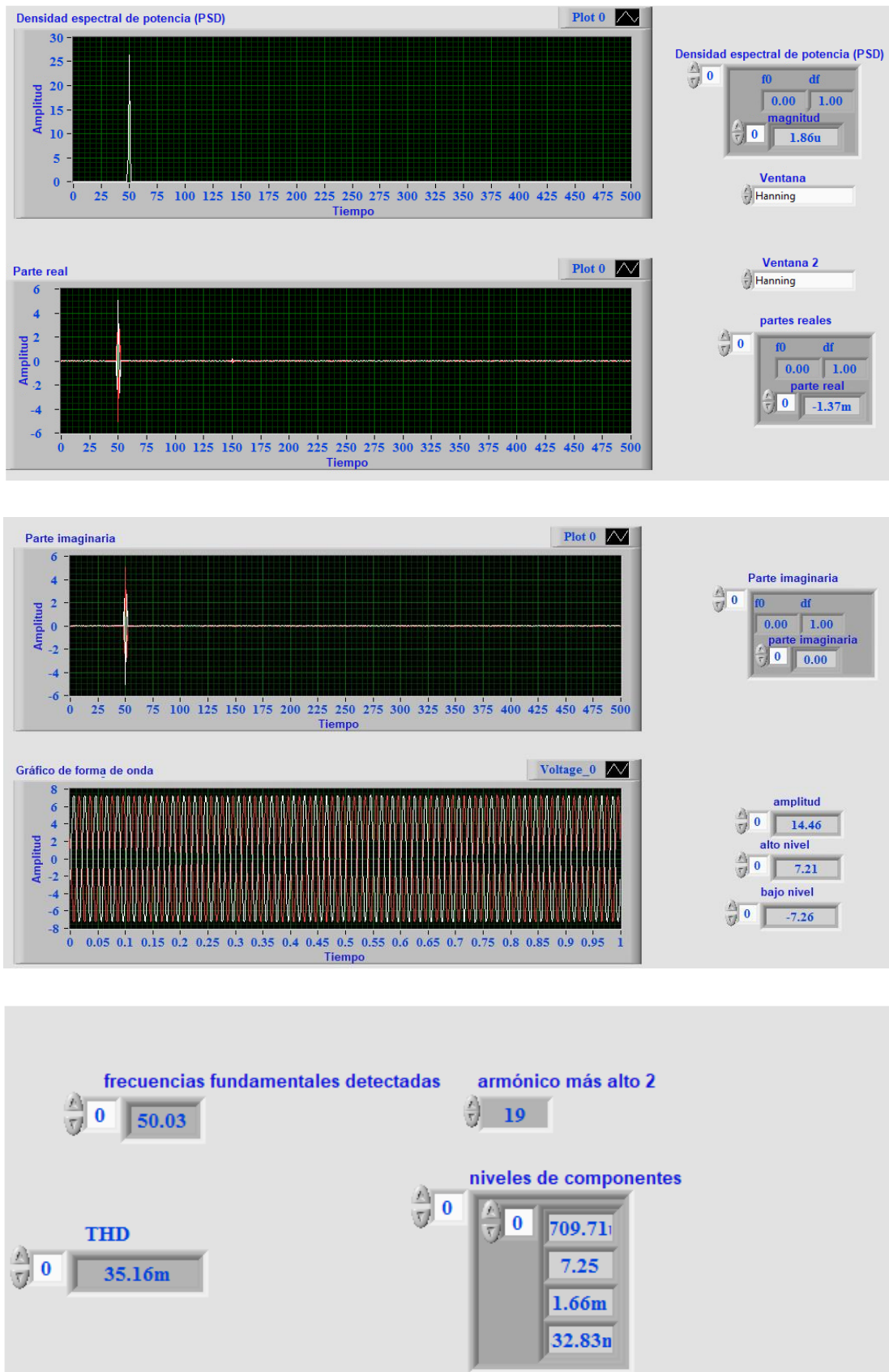


Figura 3. 8: Medición de espectro FFT de voltaje, distorsión armónica, amplitud y nivel para fase-B
Elaborado por: Autor.

3.5.2. Medición del espectro de FFT de corriente, distorsión armónica, amplitud y nivel

La figura 3.9 muestra las mediciones del espectro FFT, distorsión armónica, amplitud y nivel para la fase R

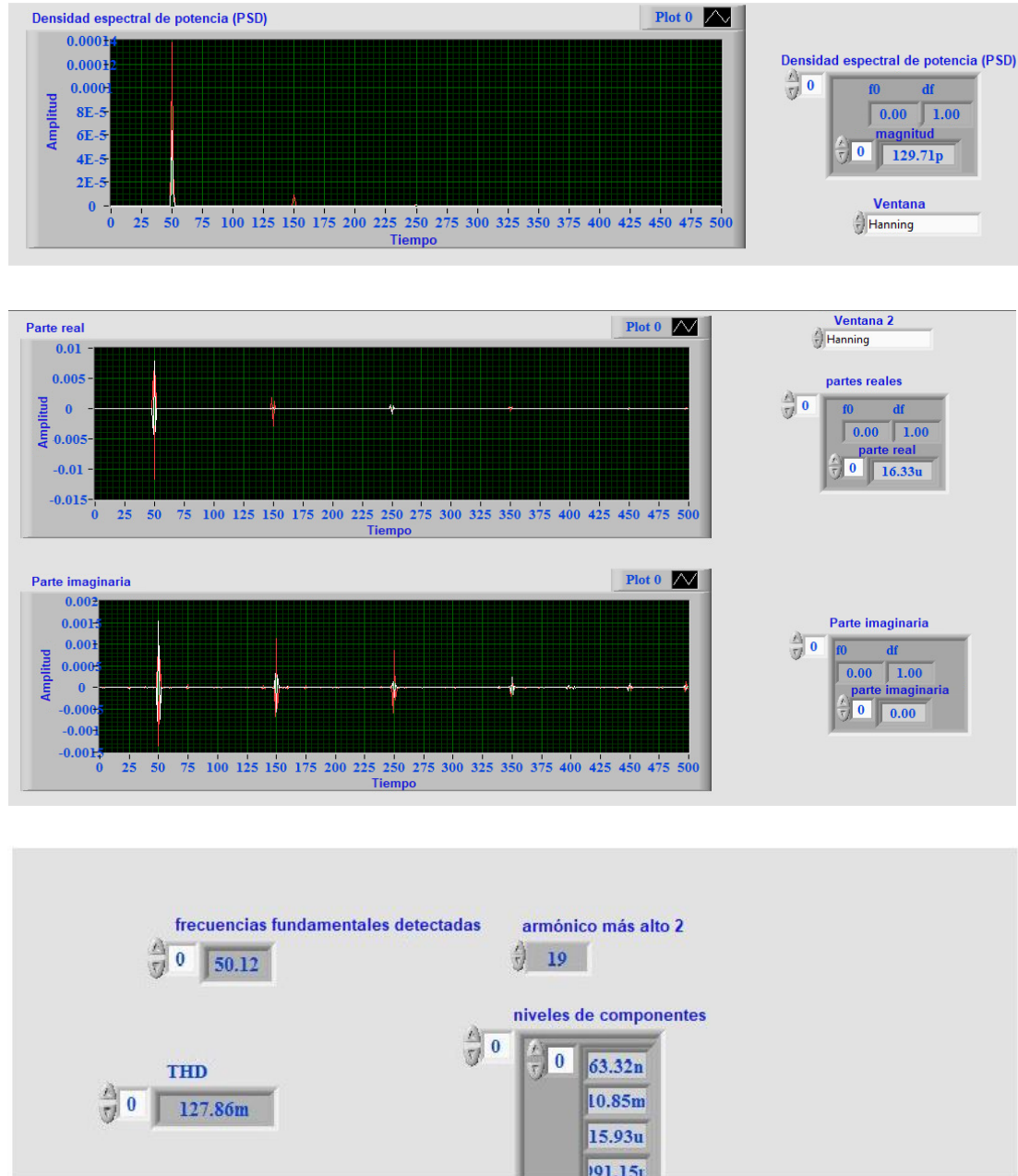


Figura 3. 9: Medición del espectro FFT de corriente, distorsión armónica, amplitud y nivel para la fase R.

Elaborado por: Autor.

La figura 3.10 muestra las mediciones del espectro FFT, distorsión armónica, amplitud y nivel para la fase Y

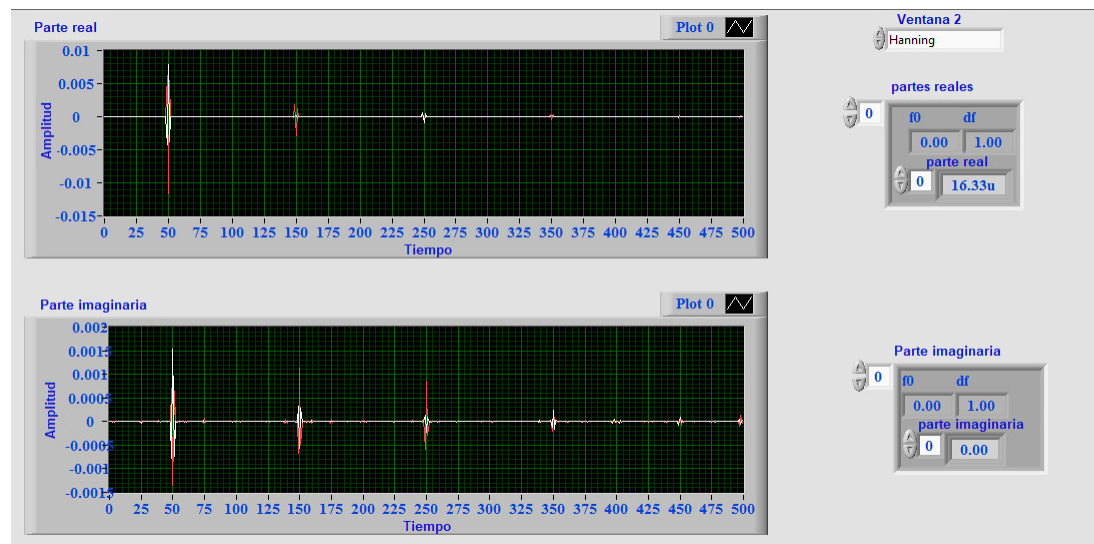
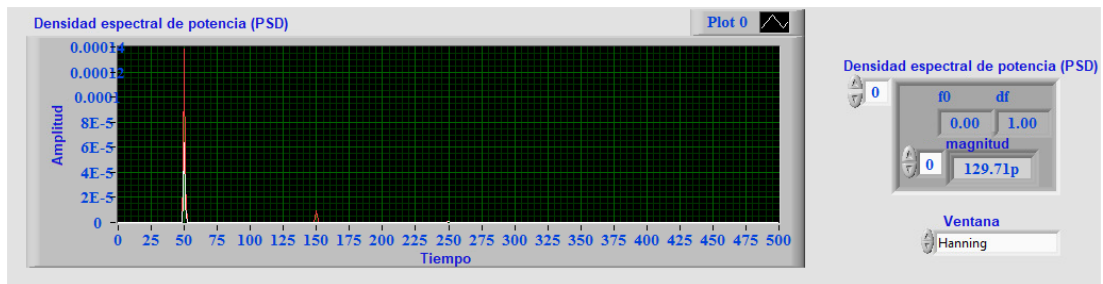


Figura 3. 10: Medición del espectro FFT de corriente, distorsión armónica, amplitud y nivel para la fase Y.
Elaborado por: Autor.

La Figura 3.11 muestra las mediciones del espectro FFT, distorsión armónica, amplitud y nivel para la fase B de corriente.

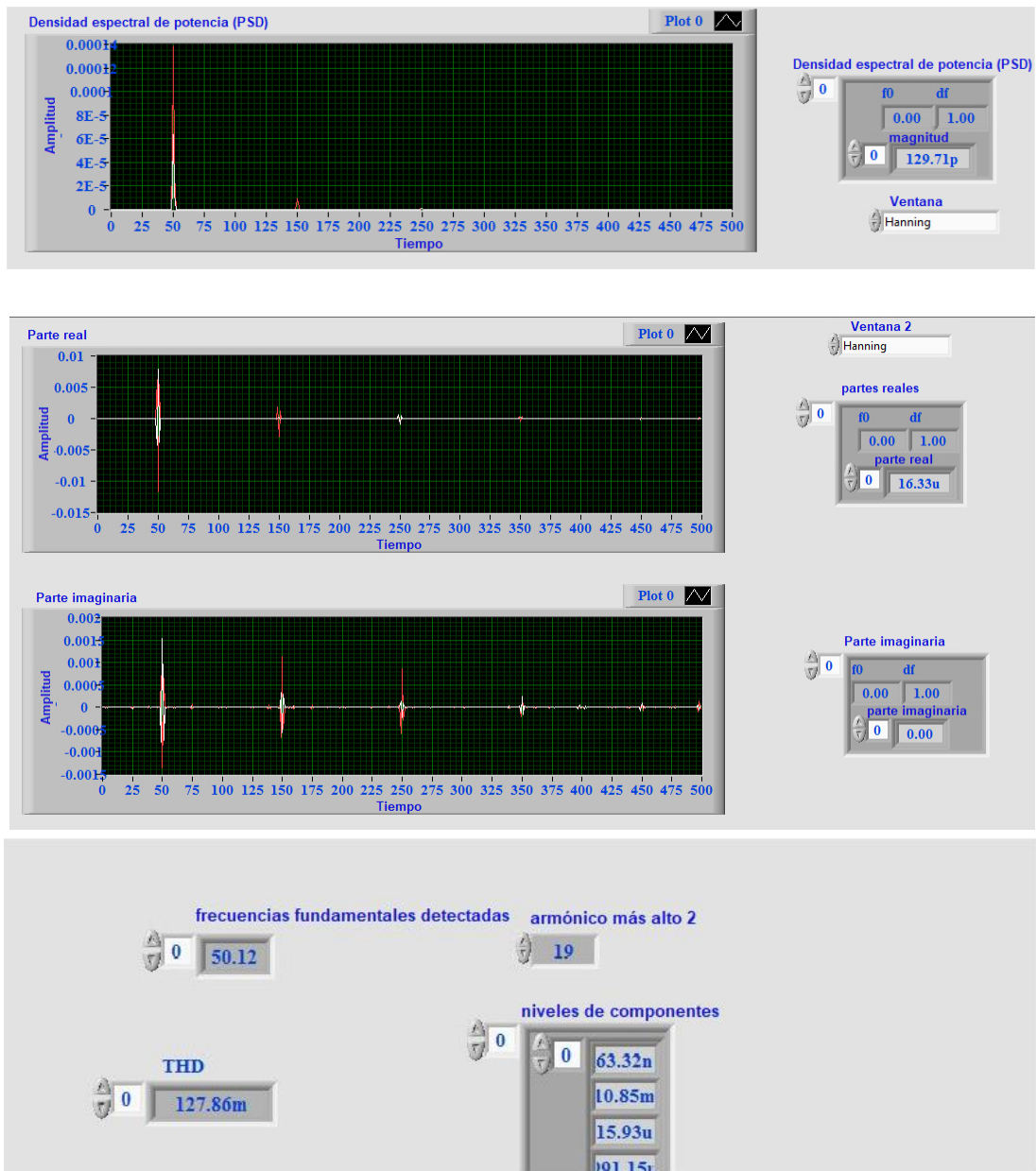


Figura 3. 11: Medición del espectro FFT de corriente, distorsión armónica, amplitud y nivel para la fase B.
Elaborado por: Autor.

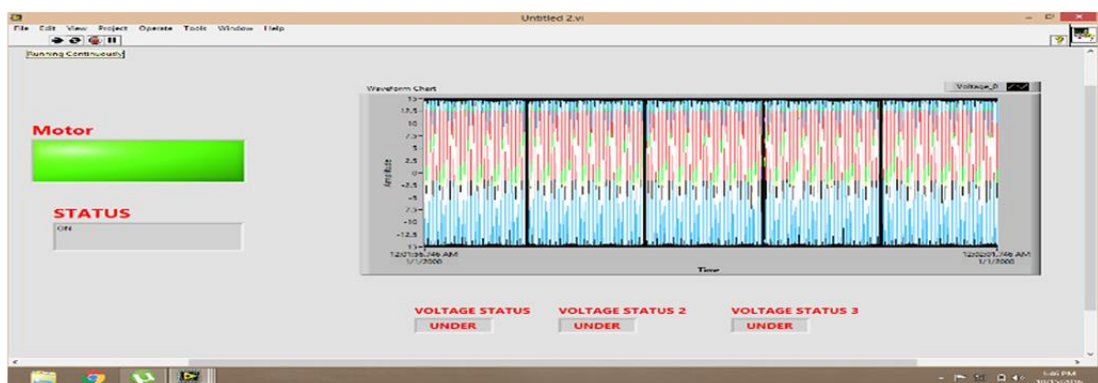


Figura 3. 12: Forma de onda de voltaje para trifásico.
Elaborado por: Autor.

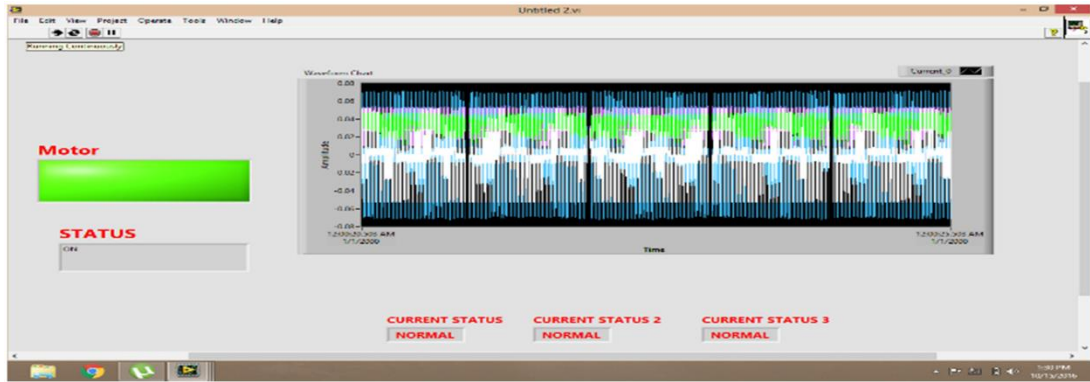


Figura 3. 13: Forma de onda de corriente para trifásico.

Elaborado por:

Las figuras 3.7 a 3.11 muestran el voltaje y la corriente, el espectro de potencia FFT, el análisis espectral (se muestra en el resultado como un espectro de potencia 2 y un valor numérico), la distorsión armónica (en los resultados se muestran como valores de THD, nivel de componente, frecuencia fundamental detectada), El espectro de potencia FFT (real-imag) muestra los valores de los componentes real e imaginario, la amplitud y la medición de nivel (contiene alto nivel de estado, bajo nivel de estado y amplitud).

La figura 3.12 muestra la forma de onda de tensión trifásica y la figura 3.13 muestra la forma de onda de corriente trifásica con el estado del motor. Estos resultados se identifican, cuando el motor está en buenas condiciones y funcionando.

Cuando se produce una anomalía, como la falla de la jaula del rotor o del estator, es decir, girar para girar la falla en el devanado del estator, la desalineación del eje, los dientes rotos en la caja de engranajes de carga, etc. Se detecta mediante análisis de espectro de potencia FFT o análisis de espectro de dos lados (partes reales e imaginarias) para determinar la magnitud y la fase.

Formas de onda de corriente y voltaje que indican la condición normal del motor. En ciertas condiciones, el motor está sobre voltaje o bajo voltaje, y se obtiene mediante el monitoreo de las formas de onda de corriente y voltaje

con su estado, es decir, el voltaje y la corriente son normales o superiores o inferiores, según la capacidad nominal del motor de inducción.

Distorsión armónica que indica el nivel de componentes de los armónicos, armónica más alta y distorsión armónica total para saber qué armónica está presente y sus efectos en el motor de inducción. El monitor de parámetros es esencial para una vida útil prolongada y previene el fallo prematuro contra la falla en el motor de inducción.

CONCLUSIONES

- Los fundamentos teóricos de motores de inducción contribuyeron de manera significativa para el desarrollo del presente trabajo de titulación.
- El monitoreo del estado de los parámetros y su análisis es una tarea importante en las industrias. Este trabajo de titulación presenta un monitoreo de parámetros del motor de inducción trifásico en condiciones estables. Se muestra la disposición práctica para la monitorización de parámetros del motor de inducción. Con la configuración del espectro de potencia FFT, la distorsión armónica, la medición de amplitud y nivel, el voltaje y las formas de onda de corriente se ha logrado realizar el análisis de espectro de potencia de base FFT.
- También se representó las partes reales e imaginarias. Con estos valores, se puede hacer el análisis de fallas de corriente del estator y el diagnóstico de fallas. Este documento identifica el espectro de voltaje, la condición del parámetro y puede ser útil para el análisis de fallas internas para obtener un resultado más preciso. La condición es la vigilancia necesaria para evitar que el motor contra fallas perniciosas.

Bibliografía

- Avendaño González, L. E., & González Tamayo, J. P. (2013). Simulación de control vectorial a un motor de inducción. *Scientia Et Technica*, 18(1). Recuperado de <http://www.redalyc.org/resumen.oa?id=84927487003>
- D'Aguanno, D., Marignetti, F., & Faginoli, F. (2018). Single-Phase Motors for Household Applications. En A. El-Shahat (Ed.), *Electric Machines for Smart Grids Applications - Design, Simulation and Control*. IntechOpen. <https://doi.org/10.5772/intechopen.79203>
- Ghosh, S. (2013). *Electrical machines*.
- Marquez Gonzales, R., & Andrade Mallea, C. [Tutor. (2017). *Sistema electronico para la gestión y mantenimiento de motores eléctricos de inducción* (Thesis). Recuperado de <http://localhost:8080/xmlui/handle/123456789/13618>
- Martínez-Osorio Martín-Riva, P. (2014). *Concepción de un motor asíncrono de jaula de ardilla* (Proyecto de Fin de Grado). Universidad Pontificia, Madrid. Recuperado de <https://repositorio.comillas.edu/xmlui/handle/11531/1304>
- Pacheco Mesa, D. (2011). *Simulación dinámica de máquinas de inducción* (Thesis). Universidad Central "Marta Abreu" de Las Villas. Recuperado de <http://dspace.uclv.edu.cu:8089/xmlui/handle/123456789/4572>
- Prakasam, K., & Ramesh, S. (2016). Testing and Analysis of Induction Motor Electrical Faults Using Current Signature Analysis. *Circuits and Systems*, 07(09), 2651–2662. <https://doi.org/10.4236/cs.2016.79229>
- Ramprasath, E., Manojkumar, P., & Veena, P. (2015). Induction Motor Analysis Using Labview. *Zenodo*. <https://doi.org/10.5281/zenodo.1100925>

Sapena Bañó, Á. (2017). Simulación del motor de inducción de jaula de ardilla en simulink. Recuperado de <https://riunet.upv.es/handle/10251/84177>



Presidencia
de la República
del Ecuador



Plan Nacional
de Ciencia, Tecnología,
Innovación y Saberes



SENESCYT
Secretaría Nacional de Educación Superior,
Ciencia, Tecnología e Innovación

DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **Parrales Cedeño, Leonardo Rubén** con C.C: # 092712262-2 autor del Trabajo de Titulación: **Implementación del modelo de simulación de motor de inducción mediante instrumentación virtual LabView** previo a la obtención del título de **INGENIERO EN ÉLECTRICO-MECÁNICA** en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

1.- Declaro tener pleno conocimiento de la obligación que tienen las instituciones de educación superior, de conformidad con el Artículo 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior, de entregar a la SENESCYT en formato digital una copia del referido trabajo de titulación para que sea integrado al Sistema Nacional de Información de la Educación Superior del Ecuador para su difusión pública respetando los derechos de autor.

2.- Autorizo a la SENESCYT a tener una copia del referido trabajo de titulación, con el propósito de generar un repositorio que democratice la información, respetando las políticas de propiedad intelectual vigentes.

Guayaquil, 19 de Marzo de 2019

f. _____

Nombre: Parrales Cedeño, Leonardo Rubén

C.C: 092712262-2

REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

TÍTULO Y SUBTÍTULO:	Implementación del modelo de simulación de motor de inducción mediante instrumentación virtual LabView		
AUTOR(ES)	Parrales Cedeño, Leonardo Rubén		
REVISOR(ES)/TUTOR(ES)	M. Sc. Pacheco Bohórquez, Héctor Ignacio		
INSTITUCIÓN:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
FACULTAD:	Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo		
CARRERA:	Ingeniería en Eléctrico-Mecánica		
TÍTULO OBTENIDO:	Ingeniero en Eléctrico-Mecánica		
FECHA DE PUBLICACIÓN:	19 de Marzo del 2019	No. DE PÁGINAS:	76
ÁREAS TEMÁTICAS:	Controles Eléctricos, Controles Electrónicos, Máquinas Eléctricas		
PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	MOTORES, INDUCCIÓN, VOLTAJE, CORRIENTE, FFT, ESPECTRO, DENSIDAD.		
RESUMEN/ABSTRACT (150-250 palabras):			
<p>El objetivo de este documento es diseñar un sistema de monitoreo de parámetros confiable y un sistema de análisis de calidad de potencia del motor de inducción. En este documento, el monitoreo de la forma de onda de corriente, la forma de onda de voltaje, la distorsión armónica, el análisis de amplitud y nivel, el espectro de potencia de FFT y el análisis espectral se realizaron utilizando las tarjetas LabVIEW y NI 6008 DAQ. La tensión y la corriente se miden mediante el transformador de corriente y el transformador potencial para varias cargas, su salida se interconecta con la computadora mediante la tarjeta DAQ 6008 y se muestra con el software LabVIEW. La implementación del hardware incluye la configuración de un sistema de prueba que incluye transformadores de corriente, transformadores reductores de voltaje, tarjeta DAQ y motor de inducción de jaula de ardilla trifásica con voltaje de alimentación variable por transformador automático variable trifásica.</p>			
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: +593993064614	E-mail: lrparralesc@hotmail.com	
CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN: COORDINADOR DEL PROCESO DE UTE	Nombre: Philco Asqui, Luis Orlando		
	Teléfono: +593-9-80960875		
	E-mail: luis.philco@cu.ucsg.edu.ec		
SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA			
Nº. DE REGISTRO (en base a datos):			
Nº. DE CLASIFICACIÓN:			
DIRECCIÓN URL (tesis en la web):			