

Tecnológico de Costa Rica  
Centro Académico de Alajuela  
Escuela de Ingeniería Electrónica  
Programa de Licenciatura en Ingeniería Electrónica



**Desarrollo, optimización y caracterización de una planta de pruebas para máquinas de inducción trifásica: implementación de la estimación de torque, medición de parámetros en tiempo real y control lineal**

Proyecto Final de Graduación para optar por el título de  
Ingeniero en Electrónica con el grado académico de Licenciatura

Douglas Andrés Barrantes Alfaro

Alajuela, 8 de junio de 2023



Desarrollo, optimización y caracterización de una planta de pruebas para máquinas de inducción trifásica: implementación de la estimación de torque, medición de parámetros en tiempo real y control lineal por Douglas Andrés Barrantes Alfaro se distribuye bajo una Licencia Creative Commons Atribución-NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional.

Declaro que el presente documento de proyecto de graduación ha sido realizado enteramente por mi persona, utilizando y aplicando literatura referente al tema e introduciendo conocimientos y resultados experimentales propios.

En los casos en que he utilizado bibliografía he procedido a indicar las fuentes mediante las respectivas citas bibliográficas. En consecuencia, asumo la responsabilidad total por el trabajo de proyecto de graduación realizado y por el contenido del presente documento.

Douglas Andrés Barrantes Alfaro

Alajuela, 8 de junio de 2023

Céd: 2-0791-0732

Instituto Tecnológico de Costa Rica  
Centro Académico de Alajuela  
Escuela de Ingeniería Electrónica  
Proyecto de Graduación  
Acta de Aprobación

Defensa de Proyecto de Graduación  
Requisito para optar por el título de Ingeniero en Electrónica  
Grado Académico de Licenciatura

El Tribunal Evaluador aprueba la defensa del proyecto de graduación denominado *Desarrollo, optimización y caracterización de una planta de pruebas para máquinas de inducción trifásica: implementación de la estimación de torque, medición de parámetros en tiempo real y control lineal*, realizado por el señor Douglas Andrés Barrantes Alfaro y, hace constar que cumple con las normas establecidas por la Escuela de Ingeniería Electrónica del Instituto Tecnológico de Costa Rica.

Miembros del Tribunal Evaluador



---

MSc. Hayden Phillips Brenes  
Profesor Lector



---

Dr. Roberto Pereira Arroyo  
Profesor Lector



---

Dr. Mauricio Muñoz Arias  
Profesor Asesor

Alajuela, 8 de junio de 2023

Instituto Tecnológico de Costa Rica  
Escuela de Ingeniería Electrónica  
Proyecto de Graduación  
Tribunal Evaluador  
Acta de Evaluación

Defensa de Proyecto de Graduación  
Requisito para optar por el título de Ingeniero en Electrónica  
Grado Académico de Licenciatura

Estudiante: **Douglas Andrés Barrantes Alfaro** Carné: 2018102395

Nombre del proyecto: *Desarrollo, optimización y caracterización de una planta de pruebas para máquinas de inducción trifásica: implementación de la estimación de torque, medición de parámetros en tiempo real y control lineal*

Los miembros de este Tribunal hacen constar que este proyecto de graduación ha sido aprobado y cumple con las normas establecidas por la Escuela de Ingeniería Electrónica del Instituto Tecnológico de Costa Rica y es merecedor de la siguiente calificación:

Nota de Proyecto de Graduación: 100

Miembros del Tribunal Evaluador



---

MSc. Hayden Phillips Brenes  
Profesor Lector



---

Dr. Roberto Pereira Arroyo  
Profesor Lector



---

Dr. Mauricio Muñoz Arias  
Profesor Asesor

Alajuela, 8 de junio de 2023



# Resumen

En el mundo actual, la investigación y desarrollo de métodos de generación de energía renovable es de vital importancia, especialmente en el contexto de la creciente demanda energética y la preocupación por el impacto ambiental de las fuentes de energía convencionales. Dentro de este escenario, las máquinas de inducción trifásica se presentan como una tecnología prometedora para la generación de energía eléctrica a partir de fuentes renovables. Sin embargo, su aplicación eficiente requiere sistemas de prueba bien diseñados y eficaces que permitan validar y evaluar diferentes modelos matemáticos de control.

En este documento se detalla el trabajo final de graduación para el grado de Licenciatura en Ingeniería en Electrónica en el Tecnológico de Costa Rica. Este trabajo se centra en optimizar y caracterizar una planta de pruebas para controladores de máquinas de inducción trifásica, ubicado en el Centro Académico de Alajuela del Tecnológico de Costa Rica, superando las limitaciones existentes en términos de medición de parámetros clave, estimación indirecta del torque, modularización y monitoreo en tiempo real. Se propone el diseño de un módulo de placa de circuito impreso (PCB) para la adquisición y procesamiento en tiempo real de variables clave, implementando una estimación indirecta del torque para el sistema generador. Se desarrolla un modelo de control automático lineal para regular la velocidad de operación del sistema y se implementa una interfaz gráfica de usuario para monitorizar el comportamiento del sistema.

La precisión en la representación del comportamiento de los motores de inducción, a través del modelo equivalente, presenta un error inferior al 4 % en comparación con las especificaciones proporcionadas por el fabricante. Además, la implementación de la estimación indirecta del torque ha resultado en una mejor comprensión del comportamiento de estos motores.

**Palabras clave:** Motor de Inducción Trifásico, Control Automático, Torque Electromagnético, Potencia Eléctrica, Planta de Pruebas, Sistema de Medición en Tiempo Real, Generador de Inducción Autoexcitado, Modelado de Máquinas de Inducción, Optimización de Sistema, Interfaz Gráfica de Usuario, Estimación Indirecta de Torque, Control Lineal, LabVIEW, Modularización de Sistema, Energía Renovable

# Abstract

In today's world, the research and development of renewable energy generation methods are of vital importance, especially in the context of increasing energy demand and concern about the environmental impact of conventional energy sources. Within this scenario, three-phase induction machines present themselves as a promising technology for the generation of electrical energy from renewable sources. However, their efficient application requires well-designed and effective test systems that allow for the validation and evaluation of different mathematical control models.

This document details the final graduation work for the Bachelor's degree in Electronic Engineering at the Technological Institute of Costa Rica. This work focuses on optimizing and characterizing a test plant for controllers of three-phase induction machines, located at the Alajuela campus of the Technological Institute of Costa Rica, overcoming existing limitations in terms of key parameter measurement, indirect torque estimation, modularization, and real-time monitoring. The design of a printed circuit board (PCB) module is proposed for the acquisition and real-time processing of key variables, implementing an indirect torque estimation for the generator system. A linear automatic control model is developed to regulate the system's operating speed, and a graphical user interface is implemented to monitor the system's behavior.

The accuracy in the representation of the behavior of induction motors, through the equivalent model, presents an error less than 4% compared to the specifications provided by motor manufacturers. In addition, the implementation of the indirect torque estimation has resulted in a better understanding of the behavior of these motors.

**Keywords:** Three-Phase Induction Motor, Automatic Control, Electromagnetic Torque, Electrical Power, Test Plant, Real-Time Measurement System, Self-Excited Induction Generator, Induction Machines Modeling, System Optimization, Graphical User Interface, Indirect Torque Estimation, Linear Control, LabVIEW, System Modularization, Renewable Energy

*A mis queridos padres y abuelos que con mucho esfuerzo hicieron posible que llegara a este punto en mis estudios y quienes fueron mi inspiración y me dieron la fuerza de seguir siempre adelante.*

# Agradecimientos

Este logro en mi carrera se debe en gran medida al amor y apoyo incansable de mi familia, quienes siempre estuvieron a mi lado y me brindaron la motivación necesaria para seguir adelante. Además, quiero expresar mi profundo agradecimiento a mis profesores asesores y al Tecnológico de Costa Rica, en especial al Centro Académico de Alajuela, por brindarme las herramientas y la oportunidad única de realizar mi proyecto de graduación en esta prestigiosa institución, lo cual contribuyó en gran medida a la realización exitosa de este trabajo.

Douglas Andrés Barrantes Alfaro

Alajuela, 8 de junio de 2023

# Índice general

Índice de figuras	IV
Índice de tablas	VIII
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Planteamiento del Problema . . . . .	4
1.2. Estructura del documento . . . . .	5
<b>2. Marco Teórico</b>	<b>6</b>
2.1. Máquina de inducción . . . . .	9
2.1.1. Componentes principales que constituyen la máquina de inducción .	9
2.1.2. Principio de funcionamiento de la máquina de inducción . . . . .	11
2.1.3. Concepto de deslizamiento de la máquina de inducción . . . . .	13
2.1.4. Circuito Equivalente de la máquina de inducción . . . . .	13
2.1.5. Curva de magnetización de la máquina de inducción . . . . .	14
2.1.6. Curva característica par - velocidad de la máquina de inducción . .	15
2.2. Variador de Frecuencia (VFD) . . . . .	17
2.3. Generador de inducción autoexcitado . . . . .	18
2.3.1. Principio de funcionamiento del generador de inducción autoexcitado	18
2.3.2. Autoexcitación . . . . .	20
2.3.3. Resonancia Eléctrica . . . . .	21
2.3.4. Cálculo del banco de condensadores . . . . .	22
2.4. Control de un generador autoexcitado . . . . .	23
2.5. Cálculo Indirecto del torque . . . . .	27
2.6. Caracterización del motor de inducción . . . . .	28
2.6.1. Prueba de DC . . . . .	28
2.6.2. Prueba del rotor bloqueado . . . . .	29
2.6.3. Prueba en vacío . . . . .	33
2.7. Control Automático . . . . .	35
2.7.1. Control on-off . . . . .	37
2.7.2. Control proporcional . . . . .	37
2.7.3. Control integral . . . . .	38
2.7.4. Control PID . . . . .	38
2.8. Metodología de validación . . . . .	40

2.8.1. Caracterización de los motores de inducción y modelo electrónico equivalente . . . . .	40
2.8.2. Medición Indirecta del torque . . . . .	43
<b>3. Hipótesis y Objetivos de la Investigación</b>	<b>48</b>
3.1. Hipótesis . . . . .	48
3.2. Objetivo General . . . . .	49
3.3. Objetivos Específicos . . . . .	49
<b>4. Estado del Arte</b>	<b>50</b>
<b>5. Descripción de la planta de máquinas de inducción trifásica</b>	<b>54</b>
5.1. Esquemático y descripción del Sistema . . . . .	54
5.2. Materiales y Construcción . . . . .	58
5.3. Sensores y comunicación . . . . .	60
5.4. Descripción de la programación . . . . .	60
<b>6. Descripción detallada de la solución</b>	<b>62</b>
6.1. Sistema Propuesto . . . . .	62
6.1.1. Análisis funcional de sistema . . . . .	64
6.1.2. Arquitectura funcional del sistema . . . . .	69
6.2. Evaluación de las alternativas . . . . .	71
6.3. Diseño del módulo de recolección de datos . . . . .	74
6.3.1. Medición de la velocidad . . . . .	76
6.3.2. Medición de corriente . . . . .	78
6.3.3. Medición de voltaje . . . . .	80
6.4. Caracterización de los motores eléctricos de inducción . . . . .	82
6.4.1. Prueba DC . . . . .	84
6.4.2. Prueba de rotor bloqueado . . . . .	85
6.4.3. Prueba de vacío . . . . .	85
6.4.4. Circuito equivalente . . . . .	86
6.5. Estimación del torque . . . . .	87
6.6. Comunicación con el variador de frecuencia . . . . .	92
6.7. Control automático . . . . .	94
6.8. Descripción del software . . . . .	98
6.8.1. Módulo de comunicación modbus entre el computador y el variador de frecuencia . . . . .	98
6.8.2. Módulo de lectura de voltaje, corriente y estimación indirecto del torque . . . . .	100
6.8.3. Módulo de lectura de Velocidad . . . . .	101
6.8.4. Módulo de control de cargas eléctricas . . . . .	103
6.8.5. Módulo de sincronización . . . . .	104
<b>7. Resultados</b>	<b>105</b>

---

7.1. Caracterización de los motores de inducción . . . . .	105
7.2. Circuito equivalente de los motores de inducción . . . . .	109
7.3. Medición indirecta del torque . . . . .	113
7.4. Control automático de la velocidad . . . . .	116
<b>8. Discusión</b>	<b>118</b>
8.1. Caracterización y modelo electrónico de los motores de inducción . . . . .	118
8.2. Medición indirecta del torque . . . . .	119
8.3. Control automático de la velocidad . . . . .	126
<b>9. Conclusiones y recomendaciones</b>	<b>129</b>
9.1. Conclusiones . . . . .	129
9.2. Recomendaciones . . . . .	132
<b>Bibliografía</b>	<b>133</b>
<b>A. Esquema electrónico del módulo de recolección de datos</b>	<b>140</b>
<b>B. Características eléctricas del motor de 0.5HP</b>	<b>141</b>
<b>C. Características eléctricas del motor de 0.25HP</b>	<b>143</b>
<b>D. Datos experimentales de la prueba de rotor bloqueado</b>	<b>145</b>
<b>E. Datos experimentales de la prueba en vacío</b>	<b>146</b>
<b>F. Parámetros eléctricos obtenidos de los motores de inducción</b>	<b>147</b>
<b>G. Tarjeta de adquisición de datos</b>	<b>148</b>
<b>H. Mediciones del torque estimado y esperado</b>	<b>150</b>
<b>I. Interfaz gráfica desarrollada</b>	<b>151</b>
<b>J. Repositorios de Código Fuente</b>	<b>153</b>
J.1. Repositorio de Caracterización de Motores . . . . .	153
J.2. Repositorio de Estimación del Torque . . . . .	153
J.3. Repositorio de LabVIEW . . . . .	153
J.4. Licencia . . . . .	154

# Índice de figuras

2.1. Estator de un motor de inducción de tipo jaula de ardilla [38] . . . . .	10
2.2. Rotor de un motor eléctrico de inducción de tipo Jaula de Ardilla [38] . . .	11
2.3. Carcasa de un motor de inducción de tipo jaula de ardilla [38] . . . . .	12
2.4. Circuito equivalente por fase de un motor de inducción [40] . . . . .	14
2.5. Curva de magnetización de la máquina de inducción [41] . . . . .	15
2.6. Curva característica Par-Velocidad de la máquina de inducción [36] . . . .	16
2.7. Generador de inducción autoexcitado . . . . .	19
2.8. Incremento de la tensión y corriente en el generador de inducción autoex- citado. . . . .	19
2.9. Punto de intersección P, entre la recta $r$ y la curva de magnetización. [45] .	22
2.10. Sistema de control propuesto en [47] . . . . .	24
2.11. Sistema de control propuesto en [47] . . . . .	25
2.12. Sistema de control propuesto en [53] . . . . .	26
2.13. Circuito de prueba de una prueba de cd de resistencia. [40] . . . . .	29
2.14. Prueba de rotor bloqueado de un motor de inducción [40] . . . . .	31
2.15. Prueba en vacío de un motor de inducción [40] . . . . .	34
2.16. Sistema dinámico . . . . .	35
2.17. Sistema de control realimentado . . . . .	36
2.18. Acción de control PID[57] . . . . .	39
2.19. Controlador PID con mecanismo de protección anti-windup[57] . . . . .	40
5.1. Esquema general de conexión de un sistema actual de la planta trifásica para fines de control, en donde $C$ es el banco de capacitores autoexcitado, $R_L$ es la carga resistiva variable, y las máquinas de inducción IM1 y IM2 están configuradas como generador y motor, respectivamente. . . . .	55
5.2. Construcción física en el laboratorio del sistema prototipo desarrollado para la evaluación de modelos de máquinas de inducción. . . . .	56
5.3. Conexión flexible impresa en 3D para la conexión en los ejes de los motores de inducción [14] . . . . .	57
5.4. Esquema eléctrico de la conexión de relés para el control de las cargas . . .	58
5.5. Diagrama del código desarrollado para controlar el sistema mediante un controlador automático lineal PID en NI LabVIEW [14] . . . . .	61



6.1. Esquema general del sistema utilizado en este trabajo, para el control y la monitorización de la velocidad, voltaje y corriente tanto a la salida del generador como el monitoreo de la potencia a la entrada entregada al motor principal $IM_2$ . . . . .	63
6.2. Diagrama de la estructura funcional del sistema(primer nivel) . . . . .	64
6.3. Diagrama de la estructura funcional del sistema (segundo nivel) . . . . .	65
6.4. Diagrama del módulo de generación . . . . .	66
6.5. Diagrama de Módulo de recolección y lectura de datos . . . . .	66
6.6. Diagrama de Módulo de Cargas . . . . .	67
6.7. Diagrama de Módulo de Comunicación . . . . .	68
6.8. Diagrama de Módulo de Control . . . . .	68
6.9. Diagrama de Módulo de Visualización de datos . . . . .	69
6.10. Diagrama modular del funcionamiento del sistema propuesto . . . . .	70
6.11. Variador de frecuencia Mitsubishi Electric D700 [44] . . . . .	72
6.12. Diagrama del circuito impreso para el módulo de recolección de datos . . . . .	75
6.13. Diagrama del circuito de medición de la velocidad rotórica . . . . .	77
6.14. Estructura física del circuito de medición de velocidad de los rotores . . . . .	78
6.15. Diagrama del circuito de medición de la corriente utilizando el sensor SCT-013. . . . .	79
6.16. Divisor de tensión utilizado para la medición del voltaje generado . . . . .	80
6.17. Proceso de caracteización de los motores de inducción . . . . .	83
6.18. Analizador de calidad de energía PS4000 . . . . .	83
6.19. Circuito equivalente por fase de un motor de inducción [40] . . . . .	87
6.20. Diagrama de flujo de potencia de un motor de inducción [40] . . . . .	87
6.21. Circuito equivalente por fase de un motor de inducción . . . . .	88
6.22. Circuito equivalente aplicando el teorema de Thevenin . . . . .	89
6.23. Conexión RS485 de 4 cables con un dispositivo externo [44] . . . . .	93
6.24. Conexión RS485 de 2 cables con un dispositivo externo [44] . . . . .	94
6.25. Sistema de control en lazo cerrado propuesto . . . . .	94
6.26. Gráfico de la Frecuencia en Hz vs la velocidad medida en rpm . . . . .	96
6.27. Gráfico de la velocidad medida en rpm vs Frecuencia en Hz . . . . .	97
6.28. Programa desarrollado para el módulo de comunicación entre el computador y el variador de frecuencia mediante el protocolo modbus . . . . .	99
6.29. Programa desarrollado para el módulo de lectura de voltaje, corriente y estimación indirecto del torque . . . . .	101
6.30. Programa desarrollado para el módulo de lectura de Velocidad . . . . .	102
6.31. Programa desarrollado para el módulo de control de cargas eléctricas . . . . .	103
6.32. Programa desarrollado para el módulo de sincronización . . . . .	104
7.1. Circuito equivalente por fase de un motor de inducción con una potencia de 0.5 hp . . . . .	109
7.2. Circuito equivalente por fase de un motor de inducción con una potencia de 0.25 HP . . . . .	110

7.3. Circuito equivalente para el sistema del generador de inducción autoexcitado, basado un marco de referencia estacionario d-q [64] . . . . .	111
7.4. Circuito equivalente para el sistema del generador de inducción autoexcitado, basado un marco de referencia estacionario d-q para el motor de 0.5 HP . . . . .	112
7.5. Circuito equivalente para el sistema del generador de inducción autoexcitado, basado un marco de referencia estacionario d-q para el motor de 0.25 HP . . . . .	113
7.6. Curva característica par - velocidad para el motor de inducción con una potencia de 0.5 hp, tomando las pérdidas en el núcleo constantes y dinámicas	114
7.7. Curva característica par - velocidad para el motor de inducción con una potencia de 0.25 hp, tomando las pérdidas en el núcleo constantes y dinámicas	115
7.8. Gráfico de la monitorización en tiempo real del torque estimado vs el torque esperado, operando el sistema a 65 Hz sobre el variador de frecuencia y agregando perturbaciones eléctricas . . . . .	116
7.9. Gráfico de la velocidad deseada y el comportamiento de la velocidad medida en rpm, con distintas perturbaciones de velocidad y cargas eléctricas . . . .	117
8.1. Gráfico de dispersión con línea de regresión para el torque estimado y torque esperado . . . . .	121
8.2. Gráfico de dispersión para el torque estimado y torque esperado con las variaciones de los niveles y factores utilizados . . . . .	122
8.3. Gráfico de probabilidad del porcentaje de error con la prueba de Kolmogorov-Smirnov . . . . .	125
8.4. Histograma del porcentaje de error entre el torque estimado y esperado . .	126
A.1. Esquemático desarrollado para la implementación del PCB . . . . .	140
B.1. Características eléctricas del motor de 0.5 HP . . . . .	142
C.1. Características eléctricas del motor de 0.25 HP . . . . .	144
G.1. Vista 2D de la tarjeta de adquisición de datos desarrollada . . . . .	148
G.2. Vista 3D de la tarjeta de adquisición de datos desarrollada . . . . .	149
H.1. Mediciones de los 456 experimentos realizados, comparando el torque esperado y torque esperado . . . . .	150
I.1. Interfaz gráfica desarrollada para la comunicación con el VFD mediante el protocolo modbus, así como la monitorización del voltaje y corriente de alimentación al motor primario . . . . .	151
I.2. Interfaz gráfica desarrollada para la recolección de datos y la monitorización en tiempo real de variables de interés como velocidad, corriente, voltaje y torque, así como el control de las cargas y la comunicación con el VFD mediante el protocolo modbus . . . . .	152

---

I.3. Interfaz gráfica desarrollada para el control de la velocidad de operación de la planta mediante un control automático PID . . . . .	152
---	-----

# Índice de tablas

2.1. Factores y niveles . . . . .	45
5.1. Equipo principal utilizado en el sistema implementado . . . . .	59
5.2. Características generales de las máquinas de inducción actuales . . . . .	59
6.1. Comparación de elementos de medición de voltaje . . . . .	72
6.2. Comparación de tarjetas de adquisición de señales eléctricas de interés . . . . .	73
6.3. Comparación de alternativas para la medición de velocidad rotórica . . . . .	74
6.4. Comparación de sensores para la medición de la corriente AC . . . . .	74
6.5. Variables de interés para la prueba de rotor bloqueado . . . . .	85
6.6. Variables de interés para la prueba de vacío . . . . .	86
6.7. Descripción de la conexión de pines puerto PU [44] . . . . .	93
6.8. Parámetros del controlador PID utilizados para el control de la velocidad del sistema propuesto . . . . .	97
6.9. Registros del VFD utilizados . . . . .	98
7.1. Mediciones obtenidas de la prueba en DC . . . . .	106
7.2. Resistencia del estator a $20^{\circ}C$ . . . . .	107
7.3. Resistencia del estator a $95^{\circ}C$ . . . . .	107
7.4. Resultados obtenidos experimentalmente en la prueba de rotor bloqueado . . . . .	107
7.5. Valores estimados para las reactancias del rotor y del estator, así como para la resistencia del rotor . . . . .	108
7.6. Resultados obtenidos experimentalmente en la prueba de vacío . . . . .	108
7.7. Valores estimados para la resistencia del núcleo, así como para la reactancia de magnetización . . . . .	108
7.8. Resumen de las perturbaciones utilizadas en el proceso de validación del control PID propuesto . . . . .	117
8.1. Porcentaje de error obtenido del proceso del análisis de las relaciones de potencia para el modelo obtenido de los motores de 0.5 HP y 0.25 HP de potencia . . . . .	119
8.2. Resultados de la regresión lineal . . . . .	120
8.3. Resumen de ANOVA para el Torque Esperado . . . . .	122
8.4. Resumen de ANOVA para el Torque Estimado . . . . .	123
8.5. Resumen de ANOVA para el Error de Estimación del Torque . . . . .	124

---

8.6. Resumen de los resultados del análisis del comportamiento del control automático implementado . . . . .	127
D.1. Voltajes y corrientes medidos . . . . .	145
D.2. Potencia de entrada y factor de potencia medidos . . . . .	145
E.1. Voltajes y corrientes medidos . . . . .	146
E.2. Potencia de entrada y factor de potencia medidos . . . . .	146
F.1. Parámetros eléctricos obtenidos en la caracterización de los motores de inducción . . . . .	147

# Lista de símbolos y abreviaciones

## Abreviaciones

HP	Horsepower
MAE	Error absoluto medio
MI	Motor de inducción
MSE	Error cuadrático medio
PCB	Placa de circuito impreso
PID	Proporcional Integral y Derivativo
RMS	Root mean square
RPM	Revoluciones por minuto
SEIG	Self-Excited Induction Generator
TEC	Tecnológico de Costa Rica
VAC	Voltios de corriente alterna

## Notación general

$\omega_{motor}$	Velocidad del motor	$\text{rad s}^{-1}$
$\omega_{sinc}$	Velocidad de sincronía	$\text{rad s}^{-1}$
$C$	Capacitancia	F
$f_e$	Frecuencia eléctrica	Hz
$f_o$	Frecuencia de resonancia	60 Hz
$f_r$	Frecuencia del rotor	Hz
$FP$	Factor de potencia	$\cos(\theta)$
$I_1$	Corriente en el estator	A
$I_2$	Corriente en el entrehierro	A
$j$	Número imaginario	$j = \sqrt{-1}$
$K$	Ganancia proporcional	
$K_d$	Ganancia derivativa	
$K_i$	Ganancia integral	
$L_1$	Inductancia del estator	H
$L_2$	Inductancia del rotor	H
$L_M$	Inductancia de magnetización	H
$N_{des}$	Velocidad de deslizamiento	RPM
$N_r$	Velocidad del rotor	RPM
$N_s$	Velocidad de sincronía	RPM
$P_{CE}$	Pérdidas en el cobre del estator	W
$P_{EH}$	Potencia en el entrehierro	W

$P_{ent}$	Potencia de entrada	W
$P_{FyR}$	Pérdidas por fricción y rozamiento	W
$P_{nucleo}$	Pérdidas en el núcleo	W
$P_{rot}$	Pérdidas rotatorias del motor	W
$R_1$	Resistencia del estator	$\Omega$
$R_2$	Resistencia del rotor	$\Omega$
$R_C$	Resistencia del núcleo	$\Omega$
$R_{RB}$	Resistencia del rotor bloqueado	$\Omega$
$R_{TH}$	Resistencia de Thevenin	$\Omega$
$T_d$	Tiempo derivativo	s
$T_e$	Torque electromagnético	N m
$T_i$	Tiempo integral	s
$V_\phi$	Voltaje de línea	$V_{RMS}$
$V_{TH}$	Voltaje de Thevenin	V
$X'_{RB}$	Reactancia del rotor bloqueado	$\Omega$
$X_1$	Reactancia del estator	$\Omega$
$X_2$	Reactancia del rotor	$\Omega$
$X_M$	Reactancia de magnetización	$\Omega$
$X_{TH}$	Reactancia de Thevenin	$\Omega$
$Z_{RB}$	Impedancia total del circuito del motor	$\Omega$
$Z_{TH}$	Impedancia de Thevenin	$\Omega$
$a$	Escalar	
$s$	Deslizamiento	
$P$	Número de polos del motor eléctrico	
$u$	Escalar	
$y$	Escalar	
<b>Variables físicas</b>		
$\alpha$	Coefficiente de variación con la temperatura del hierro	$3,9 \times 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$

# Capítulo 1

## Introducción

En el mundo actual, la necesidad de más energía parece ser cada vez mayor. Tanto los hogares como las industrias necesitan de grandes cantidades de energía. Al mismo tiempo, los medios existentes de producción de energía se enfrentan a nuevos problemas. Los tratados internacionales apuntan a disminuir los niveles de contaminación [1], el calentamiento global incita a tomar medidas para reducir la emisión de dióxido de carbono. Además, el incremento mundial de la demanda de energía ha significado que el costo de las fuentes de energía convencionales haya sufrido un incremento drástico.

Este desarrollo está ligado a la necesidad de cambiar los viejos métodos de producción de energía por métodos de producción modernos. La aparición y el uso de las fuentes de energía renovables y de otras formas de fuentes potenciales de generación está aumentando en todos los países el mundo. Estos tipos de fuentes de energía a menudo dependen del tiempo o el clima para funcionar de manera efectiva e incluyen métodos como la energía eólica, la energía solar y la hidroelectricidad en sus múltiples formas [2].

Numerosos autores han investigado cómo alcanzar el objetivo de un sistema eléctrico basado íntegramente en energías renovables [3-6]. Vale la pena mencionar el artículo de Jacobson et al. [6], donde estos autores evaluaron la viabilidad de atender las cargas de uso general de 139 países de todo el mundo con 100 % de energías renovables, y sus hallazgos sugieren que esto podría lograrse con una planificación cuidadosa de las unidades generadoras y sistemas de almacenamiento de energía. De manera similar, Aghahosseini et al. [7] evaluaron la factibilidad del sistema eléctrico interconectado basado completamente en energías renovables para las Américas para el 2030. Después de evaluar varios escenarios, sus resultados indicaron que las tecnologías existentes podrían abastecer toda la demanda de electricidad en el continente americano para el 2030, con un sistema dominado por la energía solar fotovoltaica e hidro-generadores.

Nuestro país logró producir su electricidad utilizando energías renovables (una combina-



ción de energía hidroeléctrica, eólica, solar y geotérmica) durante más de 300 días en el año 2018. Así mismo, en la actualidad produce más del 98 % de su energía eléctrica por medio de energías renovables[8], siendo según el Informe de Operación del Sistema Eléctrico Nacional para el año 2021, más del 70 % de la energía eléctrica del país por medio de represas hidroeléctricas [9]. Además, nuestro país, según R. Portilla en [10] menciona que posee un potencial teórico solar de hasta 656 GW/h por año [10], lo que ha motivado un crecimiento en hasta 50 veces la generación eléctrica en nuestro país por medio de energía solar desde el año 2012.

Costa Rica se ha fijado la meta de convertirse en carbono neutral dentro de este siglo [11] y para poder seguir en esta ruta, nuestro país requiere de lograr almacenar las energías de estas fuentes cuando se produce un exceso y luego debe de liberarse cuando los niveles de producción son inferiores a la demanda, esto debido a que las fuentes de energía modernas se centran directamente en poder aprovechar la energía que ofrece la naturaleza y, por lo que, es posible que sus picos de producción de energía no coincidan con los requisitos de energía. Estas fluctuaciones en la producción de energía pueden aparecer en ciclos mensuales o también en ciclos anuales. De igual forma, la demanda puede variar mensual o anualmente. Por lo tanto, para que estas nuevas fuentes sean completamente confiables como fuentes primarias energía, es necesario el poder llegar a almacenar de una manera eficiente este tipo de energía, ya que representa factor crucial.

Tomando en cuenta lo anterior mencionado, es que se propone el estudiar e implementar un sistema de pruebas para un controlador prototipo de un sistema de generación hidroeléctrica de bombeo y almacenamiento de energía energizado eléctricamente por un sistema fotovoltaico, dicho sistema se ha desarrollado en el Tecnológico de Costa Rica en conjunto con la Universidad de Groningen de Países Bajos. Este sistema se propuso debido al gran potencial que tiene nuestro país en cuanto a los recursos energéticos que posee para la generación de electricidad y el gran porcentaje que se utiliza en nuestro país la producción de energía por medio de energía solar e hídrica.

El almacenamiento por bombeo hidráulico es la tecnología de almacenamiento de energía más extendida, se ha utilizado durante más de cien años y tiene una eficiencia de ida y vuelta del 70 % al 85 %. Entre sus características se encuentra la disponibilidad de generar la energía eléctrica según la demanda de la red a la cual suministra energía; su principal diferencia con respecto a una planta hidroeléctrica convencional es que esta última no almacena el agua que utiliza, sino que fluye por el caudal de su fuente acuática; mientras que la planta de bombeo almacena el agua en repositorios para reutilizarla posteriormente [12].

El equipo de investigación mencionado desarrolló un modelo matemático de los controladores para el sistema de generación fotovoltaico y las máquinas correspondientes al sistema de bombeo, sin embargo, es necesario el poder generar una planta de prueba para

los controladores de la máquina generadora de inducción trifásica, para lograr garantizar una generación eléctrica estable y confiable en el tiempo.

La importancia de lograr generar una planta de pruebas para controladores de este tipo de máquinas generadoras radica en la necesidad que existe en distintos equipos de investigación en donde se hace uso de energías renovables, las cuales, no producen una generación constante de energía eléctrica, por lo que, se requiere probar, validar y mejorar el funcionamiento de los modelos de control para la generación de energía, ya que es necesario que la tensión generada permanezca constante al conectar y desconectar cargas eléctricas, las cargas son una analogía de la demanda eléctrica de la red, de tal modo que mediante una planta que logre probar modelos matemáticos de controladores de sistemas de generación eléctrica, se pueda validar que el sistema de generación controlado produzca la potencia eléctrica según la demanda de la red y así se reducen los residuos o sobre producciones de energía que no se emplean. Así mismo, es importante el poder evaluar el rendimiento de este tipo de sistemas y su comportamiento y con ello mejorar las versiones de los sistemas de control para este tipo de máquinas de Generación.

## 1.1. Planteamiento del Problema

En la actualidad, la investigación y el desarrollo de métodos de generación de energía renovable han cobrado gran importancia debido a la creciente demanda energética y la preocupación por el impacto ambiental de las fuentes de energía convencionales. Dentro de este contexto, las máquinas de inducción trifásica representan una tecnología prometedora para la generación de energía eléctrica a partir de fuentes renovables [13]. Para avanzar en el desarrollo y la implementación de esta tecnología, es crucial contar con sistemas de prueba que permitan validar y evaluar diferentes modelos matemáticos de control, tanto lineales como no lineales, que optimicen la generación y el consumo de energía.

Sin embargo, la planta de máquinas de inducción trifásica que fue desarrollada para el área de investigación, en una colaboración entre el Tecnológico de Costa Rica y la Universidad de Groningen [14] presenta ciertas limitaciones en su diseño y funcionamiento actual. En primer lugar, los sensores de velocidad, corriente y voltaje no están optimizados, lo que dificulta la obtención de mediciones precisas y confiables en tiempo real. Además, la falta de modularización en el sistema dificulta el manejo y lectura de datos, lo cual limita la capacidad de realizar pruebas y ajustes rápidos y eficientes.

Otro desafío importante en este campo de investigación es la necesidad de estimar el torque electromagnético de forma indirecta, esto debido a que el torque es un parámetro fundamental en el control de las máquinas de inducción trifásica [15], y su estimación precisa es esencial para el desarrollo de modelos de control no lineales avanzados [16], y actualmente, la planta de máquinas de inducción actual, carece de un modelo matemático que permita realizar esta estimación de manera efectiva.

Además, el sistema actual no cuenta con una interfaz gráfica adecuada para monitorear y analizar el comportamiento de la planta en tiempo real, por lo que la disponibilidad de una herramienta de visualización fácil de usar y comprensible facilitaría el proceso de investigación, permitiendo a los investigadores evaluar rápidamente el desempeño del sistema bajo distintas condiciones de operación y configuraciones de control.

En resumen, el problema central que aborda este trabajo es la necesidad optimizar una planta de pruebas de controladores para prototipos de máquinas de inducción trifásica que permita superar las limitaciones actuales en términos de medición de parámetros clave, estimación indirecta del torque, modularización y monitoreo en tiempo real. Al abordar estos desafíos, se espera desarrollar un sistema de pruebas más eficiente y efectivo que contribuya al avance del conocimiento y la implementación de tecnologías de generación de energía renovable basadas en máquinas de inducción trifásica, como generadores de inducción autoexcitados.

## 1.2. Estructura del documento

A lo largo de este trabajo, se propone el diseño de una planta de pruebas para controladores, para motores eléctricos de inducción trifásicos, en modo de operación como generador de inducción autoexcitado. La distribución de la estructura de documento se presenta a continuación:

**Capítulo 2:** se presenta una descripción de las partes y características que posee un motor de inducción, además, de las características principales de operación de la máquina bajo distintos modos de funcionamiento. Se presenta las distintas formas en las que se puede controlar un generador de inducción.

**Capítulo 3:** se presenta la hipótesis planteada, el objetivo general y los objetivos específicos del trabajo.

**Capítulo 4:** se realiza un análisis del estado del arte en relación con el problema, abarcando las investigaciones y desarrollos más recientes en el campo de las máquinas de inducción trifásica.

**Capítulo 5;** se ofrece una descripción detallada de la configuración actual de la planta de máquinas de inducción trifásica, incluyendo los principales componentes de hardware y software que la conforman.

**Capítulo 6:** se detalla la solución propuesta para optimizar y caracterizar la planta de pruebas, abordando aspectos como la estimación indirecta del torque, la adquisición y procesamiento en tiempo real de variables clave, y el control de las cargas eléctricas.

**Capítulo 7:** Se exponen y analizan los resultados obtenidos en el proceso de implementación de la solución propuesta. Se incluyen los valores y gráficos obtenidos de la estimación de parámetros, comparaciones entre los datos medidos y los previstos por los modelos, y un análisis de las métricas de error obtenidas.

**Capítulo 8:** Se discuten los hallazgos obtenidos en el capítulo anterior. En esta sección, se reflexiona sobre la efectividad de la solución propuesta, se realiza un análisis crítico de los resultados y se contrastan con los valores esperados.

**Capítulo 9:** Este último capítulo encapsula tanto las conclusiones como las recomendaciones derivadas del trabajo realizado. Las conclusiones se enfocan en resumir los hallazgos más significativos. En cuanto a las recomendaciones, se sugieren posibles mejoras al sistema, áreas para futuras investigaciones.

# Capítulo 2

## Marco Teórico

Las máquinas de Inducción trifásica abarcan no solo motores, sino que también comprenden generadores. Estas máquinas han sido ampliamente estudiadas para determinar y lograr la correcta verificación de diversos modelos matemáticos de sistemas dinámicos o controladores de sistemas de generación eléctrica, analizando aspectos técnicos importantes. Para la obtención de estos parámetros relevantes a estudiar, existen trabajos relacionados con este tema [17-22], en los cuales se especifican ciertas pruebas para los motores de inducción para verificar su rendimiento e integridad. Muchas de estas pruebas no son estándar y pueden aumentar el costo del motor sin agregar un valor significativo para el comprador.

Además, en [17] se muestra que, aunque algunas de estas pruebas pueden ayudar a determinar la confiabilidad y el rendimiento de un motor, la prueba puede ser dura para el motor, degradando la integridad del motor en el proceso, entre las pruebas mencionadas están la prueba de bobinado del estator, la prueba del núcleo del estator, la prueba del montaje del rotor y pruebas de soldadura. Además, pueden existir procedimientos de prueba alternativos que pueden generar información similar, pero sin el estrés impuesto por los métodos/especificaciones de prueba más tradicionales.

Por otra parte, en [23] se analiza y se implementa un banco para pruebas para motores de inducción trifásica en donde se analiza el uso de del tipo de motor más utilizado en la industria, el cual es el tipo jaula de ardilla, se basa en el desarrollo de sensores y varios componentes de automatización por medio del uso de un controlador lógico programable, un control de supervisión y adquisición de datos.

Otro punto para considerar en el diseño de un banco de pruebas para un motor de inducción es el costo, por eso en [24] se plantea un diseño de bajo coste, en el cual entre las variables de estudio están el torque, la corriente, la potencia de entrada y de salida de la red, factor de potencia, resistencias de los devanados del estator, parámetros del circuito

equivalente, y el aumento de temperatura en el devanado, las cuales se diferencian de las variables establecidas en [23], las cuales están planteadas en torno al control de calidad de los materiales y no al costo como tal.

Así mismo, en [23], se desarrolló la ecuación de estado para motor de inducción en las dos coordenadas estacionarias. Se estableció un modelo dinámico de motor de inducción basado en el entorno de programación gráfica de LabVIEW, así mismo, los autores, establecieron un modelo estático del modelo de inducción para el estado estable del motor. Por otro lado, en [25], se muestran pruebas realizadas de máquinas de inducción basadas en MATLAB y su correspondiente evaluación. Por otro lado, en [25], se muestran pruebas efectuadas de máquinas de inducción basadas en MATLAB y su correspondiente evaluación. En [26] se presenta un método para la estimación en línea de potencia, velocidad, pérdidas constantes, par y eficiencia de los motores de inducción trifásico utilizando MATLAB. El diseño del control remoto es posible mediante el uso de Ethernet. Se emplea para establecer comunicación entre la computadora y el PLC o LabVIEW. Además, con la prueba y el monitoreo del motor, uno puede mantenerse actualizado con la condición del motor ejecutando una prueba del motor que ayudará a identificar la eficiencia del motor [27]. Aunque hay muchos artículos relacionados con el monitoreo y la prueba de parámetros en línea, muy pocos artículos discuten el control del motor basado en LabVIEW junto con la adquisición de datos, como se menciona en [23].

Por otra parte, es esencial poder analizar los distintos estándares industriales vigentes para el Procedimiento de pruebas y verificación del rendimiento de los motores de inducción trifásicos, en este caso, El estándar IEEE 112 en [28], cubre las instrucciones para ejecutar y reportar las pruebas más generalmente aplicables y aceptables de motores y generadores de inducción polifásicos. Muchas de las pruebas descritas pueden aplicarse tanto a motores como a generadores, según sea necesario, y no se intenta dividir el procedimiento de prueba en cláusulas y sus cláusulas que se aplican por separado a motores o generadores. Dado que los sistemas de potencia polifásicos son casi universalmente sistemas trifásicos, las ecuaciones de esta norma se han escrito específicamente para tres fases. Otro estándar de relevancia a la hora de diseñar y probar motores de inducción es el IEEE-841, en [29] se define una especificación que trata sobre el rendimiento mecánico y eléctrico, los sistemas de aislamiento eléctrico, la protección contra la corrosión y las pruebas eléctricas y mecánicas para motores de inducción polifásicos de jaula de ardilla totalmente cerrados.

Así mismo, se encontraron estudios que están relacionados al modelado matemático del comportamiento del motor, como se menciona en [30], en donde utilizan un método de control basado la pasividad de asignación de amortiguamiento e interconexión (IDA - PBC), en donde no se llega a tomar en cuenta la frecuencia de entrada como se hace en otros tipos de control que están orientados a campo (FOC). En este caso, el controlador que se propuso se validó mediante simulaciones computacionales y pruebas experimentales utilizando un prototipo inversor.

Además, en la misma línea de diseño de controladores, en [31], que propone un modelado del comportamiento matemático de un motor de inducción para los casos en donde el valor de la carga del torque a la cual se le aplica al motor es conocida y para el caso en donde este valor no se conoce, es importante destacar que en ambas investigaciones, es necesario contar con una buena caracterización del motor eléctrico, ya que es necesario poder conocer las características eléctricas del motor para implementar un correcto modelo de control para describir este tipo de dispositivos.

Debido a la necesidad de conocer los distintos factores que toman parte en el funcionamiento de un motor de inducción trifásica, es que se presenta en [32], un modelo matemático orientado a conocer y estimar el torque del motor de manera indirecta, mediante un sistema de control de velocidad, implementado mediante un controlador integral proporcional (PI) para este control de velocidad, en este caso, también fue necesario conocer los distintos parámetros eléctricos del motor para poder implementar esta aproximación de la medición del torque de manera indirecta del mismo cuando está en funcionamiento.

Por otra parte, se encontraron investigaciones orientadas a la validación de sistemas de control, como por ejemplo en [33], en donde se analiza un sistema de control y se comprueba que las relaciones porcentuales de la media del error de simulación y de la media del error de predicción respecto a la media de la salida medida son menores que el 5%, entonces se puede afirmar que el modelo es válido para ser empleado en los procesos industriales. Además, en [34], se comenta que para probar modelos de control, es necesario que los datos recolectados en tiempo real de la planta a la cual se requiere controlar, sean lo más exacto posible, esto debido a que el modelo matemático del control automático se rige por las mediciones recolectadas por medio de los sensores y distintos métodos de recolección de datos utilizados, es por esto, que se requiere un error relativo menor al 2% para lograr validar el correcto funcionamiento de un modelo de control al utilizar valores cercanos a los reales, por lo que en la implementación de una planta de pruebas para controladores, es parámetro sumamente importante para lograr validar este tipo de sistemas.

Sin embargo, a pesar de que se encontraron distintas investigaciones orientadas a la implementación de modelos de control automáticos y sistemas de control para motores de inducción, no se encontraron investigaciones ataquen el problema desde una perspectiva de una planta especializada para la validación de controles automáticos de bajo costo para máquinas de inducción trifásica orientada a centros de investigación en instituciones académicas.

## 2.1. Máquina de inducción

Las Máquinas de Inducción es usada en gran variedad de aplicaciones, basadas en la conversión de energía eléctrica a trabajo mecánico. Es, sin duda, uno de los dispositivos más utilizados en la industria eléctrica. Bombeo, generación eléctrica y control de grúas son unas de las tantas aplicaciones de un motor de inducción, En pequeña escala, el servomotor de dos fases es usado en sistemas de control de seguimiento de posición y muchos otros motores de inducción monofásicos son ampliamente utilizados en electrodomésticos y herramientas [35].

Según [36], las máquinas de inducción trifásica logran generar movimiento y este giro lo llevan a cabo con una velocidad asíncrona, los cuales, operan como un motor cuando giran con una velocidad menor a la que se considera la velocidad sincrónica, y operando como un generador cuando giran a una velocidad mayor a la velocidad sincrónica. Las máquinas de inducción se consideran que son menos costosas que sus equivalentes en tamaño (potencia) de máquinas sincrónicas o también llamadas máquinas de corriente continua. La máquina de inducción son robustas y debido a su construcción interna, llegan a requerir menos mantenimiento que otros tipos de máquinas eléctricas. Sin embargo, su velocidad no es tan fácil de controlar como un motor de corriente continua, además de que requieren de una corriente de arranque grande, la cual, típicamente, es de 6 a 8 veces la corriente de plena carga, según [37].

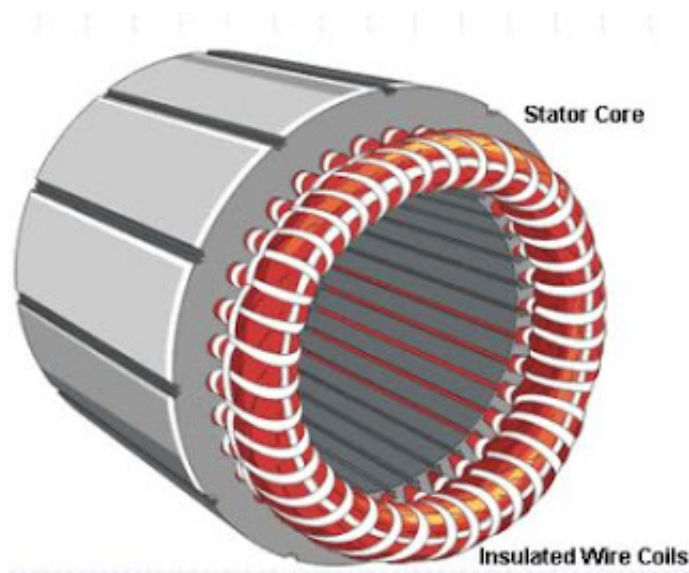
### 2.1.1. Componentes principales que constituyen la máquina de inducción

Las máquinas de inducción están basadas en el accionamiento de una pieza metálica por la acción de un campo giratorio. Estos están formados principalmente por dos armaduras con campos giratorios coaxiales, en donde una de ellas es fija y la otra es móvil. Se les llama estator y rotor, respectivamente.

#### **Estator**

El estator de una máquina de inducción es físicamente igual al de una máquina sincrónica, sin embargo, la construcción del rotor es diferente. El rotor de la mayoría de las máquinas de inducción no están equipadas con escobillas; en su lugar, la corriente fluye mediante barras de cobre o aluminio, las cuales están uniformemente distribuidas e incrustadas en un material ferromagnético, con todas las barras conectadas a un anillo común en cada extremo del rotor. Este tipo de configuración es llamada rotor de jaula de ardilla.





**Figura 2.1:** Estator de un motor de inducción de tipo jaula de ardilla [38]

En la Figura 2.1, se muestra la imagen de un estator, la cual, se encuentra constituido por un conjunto de láminas de acero de ranuras finas apiladas, las cuales son altamente permeables, que se encuentran dentro de un marco de acero de hierro fundido, provocando devanados a través de sus ranuras, por lo que cuando una corriente trifásica pasa a través de él, se llega a producir un campo magnético giratorio, a este fenómeno produce una fuerza magnética en el circuito cerrado según la ley de Lorentz y este empezará a rotar.

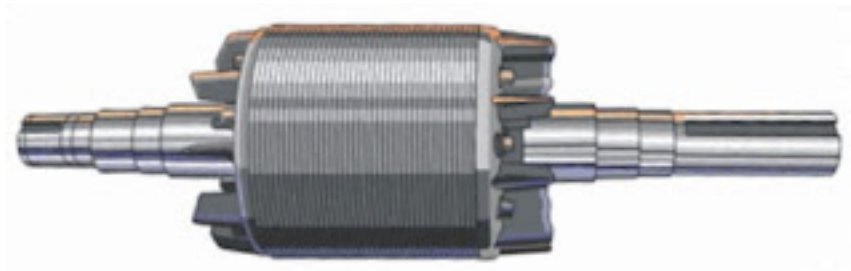
Un estator es la parte que se encuentra fija en una máquina giratoria y se considera fundamental para la transmisión de la potencia. Con lo cual, es la parte fija de un motor, por lo que llega a operar como base, permitiendo que se lleve a cabo la rotación. Además, este cuenta con un movimiento magnético y no con uno mecánico.

El estator tiene un conjunto de piezas de acero que se conocen como "paquetez estas tienen la habilidad de que pase el flujo magnético con facilidad, además, los devanados brindan los polos magnéticos que siempre están en pares, esto debido a que el mínimo números de polos que debe de tener un motor para su correcto funcionamiento son los antagonistas norte y sur.

## **Rotor**

El rotor posee un devanado que permite la conducción de la corriente alterna que se produce por inducción desde el devanado del estator conectado directamente, el cual, está constituido de conductores de cobre o aluminio en un rotor de laminaciones de acero. Dependiendo del caso, se instalan anillos terminales en corto circuito en ambos extremos para el caso del rotor de jaula de ardilla o solo en uno de los extremos para el caso del

rotor devanado.



**Figura 2.2:** Rotor de un motor eléctrico de inducción de tipo Jaula de Ardilla [38]

Las máquinas de inducción de rotor devanado suelen ser más costosas que las de rotor de jaula de ardilla y usualmente requieren más mantenimiento, debido al desgaste asociado las escobillas que poseen en su construcción interna, por lo que son poco utilizadas.

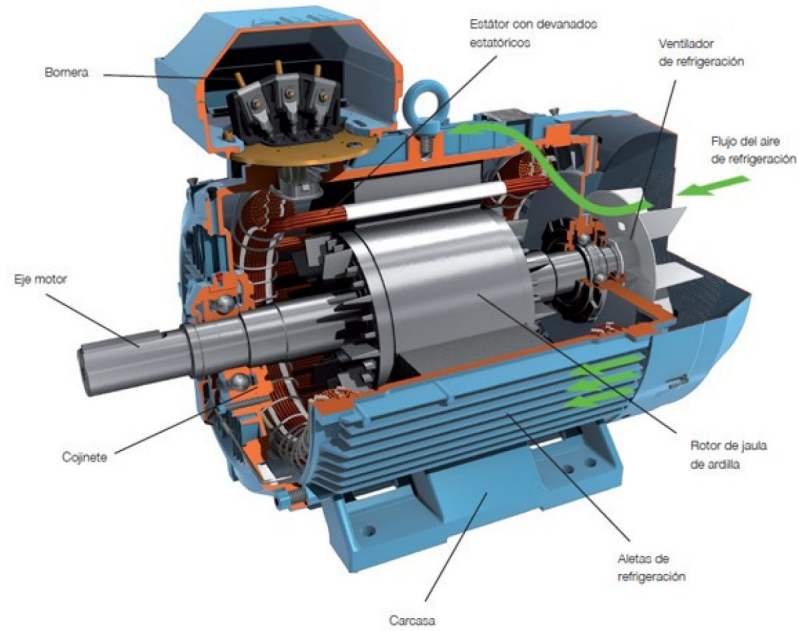
La característica distintiva de la máquina de inducción es que las corrientes del rotor son inducidas electromagnéticamente desde el estator, esta es la razón de la denominación “máquina de inducción”.

## Carcasa

La carcasa de un motor, es lo que cubre al motor, este está constituido por dos tapas laterales, donde se colocan los cojinetes en los que se llega a apoyar el eje. Esta suele disponer de aletas para mejorar la refrigeración de la máquina. Junto a esta cubierta está la placa de características donde se muestran las magnitudes más importantes de la máquina. Además, también se encuentra la caja de bornes, donde van a parar los extremos de los bobinados. En una máquina asincrónica trifásica de jaula de ardilla, esta caja de bornes tiene aproximadamente seis terminales, los cuales, corresponden a los extremos de las tres fases del estator, formando dos hileras de tres. De esta forma, resulta más fácil el conectar el devanado del estator en estrella o en delta.

### 2.1.2. Principio de funcionamiento de la máquina de inducción

Cuando el estator de una máquina de inducción trifásica se conecta a una fuente de potencia de frecuencia eléctrica  $f_e$ , un conjunto trifásico de corrientes empieza a fluir por los devanados del estator y se crea un campo magnético giratorio. Estas corrientes trifásicas llegan a suministrar potencia reactiva, la cual, es necesaria para establecer el campo magnético giratorio, así como la potencia activa que consume el propio motor.



**Figura 2.3:** Carcasa de un motor de inducción de tipo jaula de ardilla [38]

La velocidad del campo magnético giratorio está determinado enteramente por la frecuencia de la fuente de potencia trifásica, y esta es conocida como la velocidad de sincronía.

Esta velocidad sincrónica está dada por:

$$N_s = \frac{120f_e}{P} \quad (2.1)$$

En donde  $f_e$  es la frecuencia eléctrica en  $Hz$  de la red de suministro,  $P$  es el número de polos de la máquina y  $N_s$  está dada en r.p.m. (revoluciones por minuto). Cuando se produce un movimiento relativo entre el campo magnético del rotor y del estator, se llegan a inducir ciertos voltajes en los devanados (o barras conductoras) del rotor. La frecuencia  $f_r$  (Hz), de los voltajes inducidos en el rotor depende de la velocidad relativa entre el campo magnético del estator y el rotor [35].

La interacción de las corrientes del rotor con el campo magnético del estator produce un par que acelera el rotor en la dirección de rotación del campo magnético. Conforme la velocidad del rotor  $N_r$  se aproxima a la velocidad  $N_s$  del campo magnético del estator, los voltajes y corrientes inducidos se aproximan a cero. Para que la máquina desarrolle un par positivo  $N_r$  debe ser menor que  $N_s$  (zona de operación como motor).

### 2.1.3. Concepto de deslizamiento de la máquina de inducción

La magnitud de los voltajes inducidos en el rotor, además de la impedancia del rotor a la frecuencia de deslizamiento, determinan la magnitud de las corrientes que llegan a fluir en los circuitos del rotor. Esto se debe a que las máquinas de inducción dependen del voltaje y la corriente del rotor. En general, se llegan a utilizar dos términos para lograr definir el movimiento relativo entre el rotor y el campo magnético [39].

La velocidad de deslizamiento la podemos definir como la diferencia entre la velocidad sincrónica y la velocidad del rotor de la siguiente forma:

$$N_{des} = N_s - N_r \quad (2.2)$$

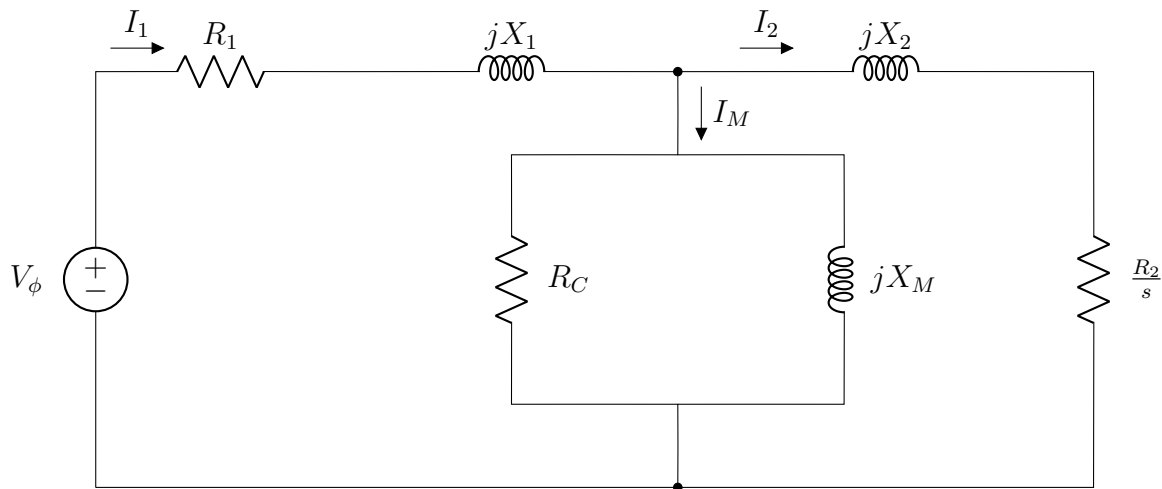
Un término importante para lograr describir el movimiento relativo es el deslizamiento, el cual, es la velocidad relativa expresada sobre una base por unidad. Este deslizamiento ( $S$ ) está dado por:

$$S = \frac{N_s - N_r}{N_s} \quad (2.3)$$

El valor del deslizamiento en la máquina de inducción aumenta con la demanda de la carga acoplada al eje del motor. Normalmente, para este tipo de máquina, funcionando a plena carga, el deslizamiento no supera el 6 %.

### 2.1.4. Circuito Equivalente de la máquina de inducción

El circuito equivalente de una máquina de inducción es muy similar al de un transformador, esto se debe a la acción de transformación que ocurre al inducirse corrientes en el rotor desde el estator.



**Figura 2.4:** Circuito equivalente por fase de un motor de inducción [40]

Normalmente, se utiliza el circuito equivalente que se logra observar en la Figura 2.4, para lograr determinar los valores y las magnitudes que se consideran en el funcionamiento en el régimen permanente de la máquina de inducción. Este modelo por fase de la máquina asincrónica se toma en consideración la resistencia y reactancia de dispersión correspondientes a los devanados del estator ( $R_1, X_1$ ) y del rotor ( $R_2, X_2$ ), donde estos últimos están referidos al estator, la resistencia debida a las pérdidas del núcleo magnético ( $R_C$ ) y la reactancia magnética ( $X_M$ ).

Por último, las pérdidas mecánicas y el accionamiento de la carga acoplada al eje de la máquina quedan incluidos en la resistencia dependiente del deslizamiento del rotor ( $R_{r2}$ ). En donde:

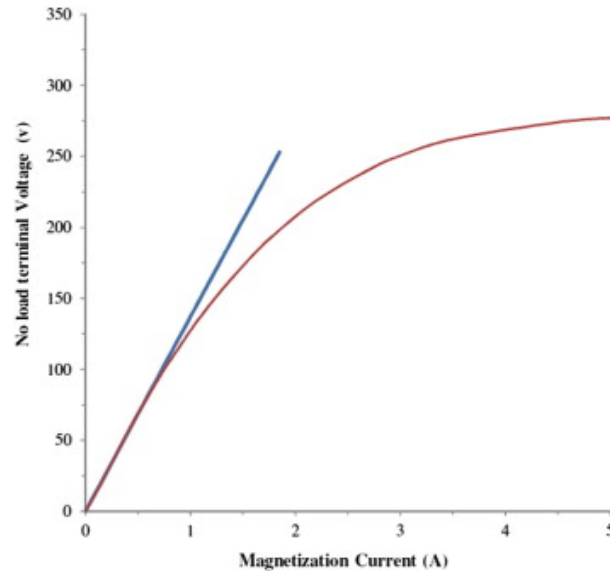
$$R_{r2} = R_2 \frac{1-s}{s} \quad (2.4)$$

### 2.1.5. Curva de magnetización de la máquina de inducción

Para el modelado de una máquina de inducción en modo de operación como un motor, es importante el lograr determinar la inductancia de magnetización al voltaje nominal. Cuando la máquina funciona en otros modos de operación, específicamente como generador, esta variación de la inductancia de magnetización es uno de los factores principales en la dinámica del incremento del voltaje en los terminales y en su estabilización.

Esta variación de la inductancia de magnetización  $M$ , se puede llegar a calcular haciendo girar el rotor de la máquina de inducción a la velocidad de sincronía, por medio de otra máquina motriz, y tomar las mediciones de las corrientes  $I_s$  que circulan por los devanados y del voltaje  $V_s$  aplicado a los terminales del estator, donde el valor deseado de

la frecuencia se mantiene. De esta forma, se tiene que el deslizamiento es cero y, por lo tanto, la corriente en el rotor es nula. Por lo que, si se llega a desprestigiar las pérdidas en el núcleo, la corriente en la inductancia de magnetización es igual a la medida en la línea de alimentación del motor,  $I_s = I_m$ . Por otro lado, es importante mencionar que el valor de la reactancia  $X_M$  se puede determinar a partir de la curva de magnetización de la máquina de inducción, como se puede observar en la Figura 2.5.



**Figura 2.5:** Curva de magnetización de la máquina de inducción [41]

Además, conociendo los valores para la caracterización magnética y los parámetros del estator correspondientes del modelo equivalente, se puede determinar la tensión  $V_m$  en la reactancia de magnetización mediante la ecuación:

$$V_m = V_s - (R_1 + X_1)I_s \quad (2.5)$$

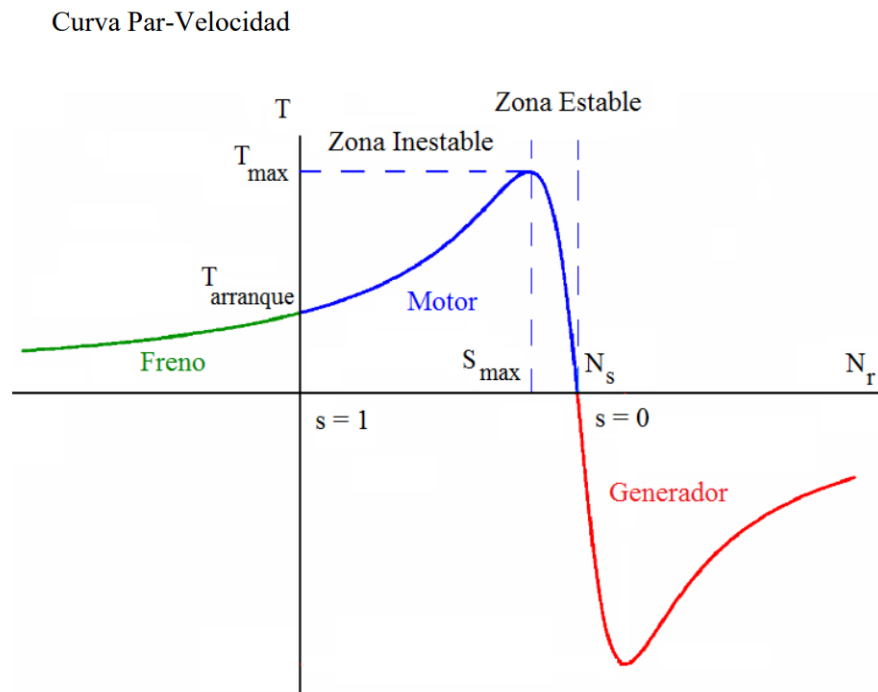
La inductancia de magnetización, se calcula según la siguiente expresión:

$$M = \frac{V_m}{2\pi f I_m} \quad (2.6)$$

### 2.1.6. Curva característica par - velocidad de la máquina de inducción

La curva Par-Velocidad de la máquina de inducción, que se puede observar en la Figura 2.6, muestra que, cuando la máquina funciona a tensión y frecuencia en el estator constantes, el par únicamente varía en función del deslizamiento "s", es decir, el par varía

solamente con la velocidad de giro del rotor.



**Figura 2.6:** Curva característica Par-Velocidad de la máquina de inducción [36]

En la figura anterior se puede observar tres regiones de operación:

### Zona de operación como motor

En esta región de operación, la velocidad  $n$  del motor varía entre 0 y la de sincronía  $N_s$ , lo que quiere decir que el deslizamiento  $s$  varía entre 1 y 0. Por lo tanto, funciona como motor, la velocidad de la máquina es del mismo sentido que la de sincronía y de menor valor que esta.

Debido a esto, en un motor asíncrono la máquina toma la potencia eléctrica por el estator para convertirla en potencia mecánica en su eje.

En este caso, tanto el par como la velocidad tienen signo positivo. Por ende, el par está a favor de la velocidad, por lo que este par provoca el giro de la máquina.

### Zona de operación como generador

En esta zona de operación, la velocidad  $n$  del motor es superior a la velocidad de sincronía  $N_s$ , lo que quiere decir que el deslizamiento  $s$  es negativo. Por lo tanto, funcionando como generador, la velocidad de la máquina es del mismo sentido que la de sincronía y de mayor valor que esta.

En consecuencia, en un generador de inducción, la máquina absorbe potencia mecánica en su eje para convertirla en potencia eléctrica (potencia activa) que se suministra a la red conectada al estator.

En este caso el par es negativo y la velocidad es positiva. Por lo tanto, el par de la máquina de inducción se opone a la velocidad y se trata de un par de frenado. Debido a esto, es necesario que exista otro par, por lo que es necesario una máquina primaria externa que sea la que influyendo a girar a una velocidad superior a la de sincronismo.

### Zona de operación como freno a contracorriente

En este caso, la velocidad  $n$  del motor es negativa, de sentido contrario a la de sincronía  $N_s$ , lo que quiere decir que el deslizamiento  $s$  es mayor que 1.

Por ende, en este caso funciona como freno a contracorriente y absorbe potencia eléctrica por el estator y potencia mecánica por su eje. La suma de estas dos potencias absorbidas se disipa en forma de calor entre todas las pérdidas de la máquina, la cual se puede llegar a calentar excesivamente.

En este caso el par es positivo y la velocidad negativa. Por lo tanto, el par de la máquina de inducción se opone a la velocidad y se trata de un par de frenado que se opone a su movimiento.

## 2.2. Variador de Frecuencia (VFD)

Un variador de frecuencia hace referencia a un dispositivo electrónico que se encuentra conformado por un rectificador, un inversor, un sistema encargado de realizar el control y un filtro intermedio, el cual, es capaz de posibilitar la conversión de voltaje y frecuencia de una señal con una amplitud y frecuencia variable [42]. Estos dispositivos electrónicos pueden controlar equipos como motores eléctricos de inducción trifásicos, aires acondicionados, bombas eléctricas, entre otros dispositivos. Es por esto que son altamente utilizados



en ambientes industriales y en sistemas de control automático [43]. Así mismo, los variadores de frecuencia, permiten configurar parámetros que controlan el arranque, el frenado, la frecuencia, par de giro, curva de la carga, entre otros parámetros [44].

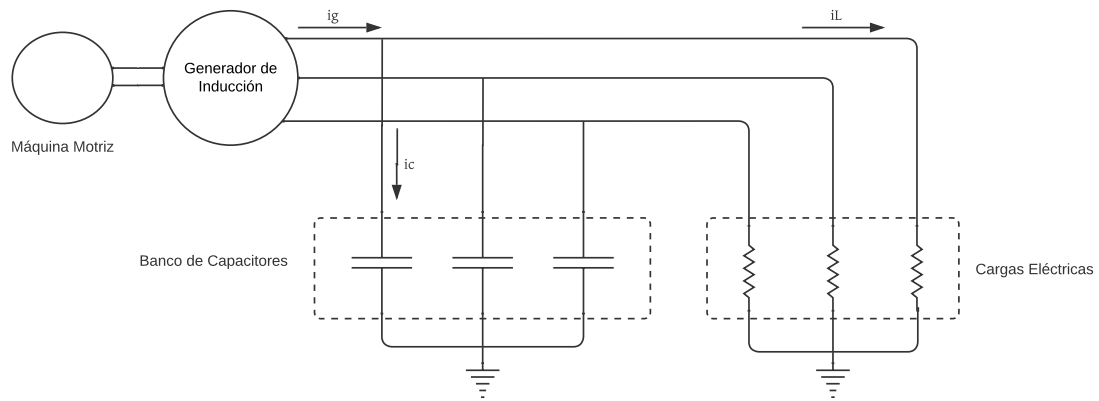
Además, los variadores de frecuencia, tienen la capacidad de ejecutar controles escalares o vectoriales en lazo abierto o cerrado sobre la máquina eléctrica que se encuentra operando. Estos controles escalares se basan en la relación del voltaje en el estator con la frecuencia, de tal modo que si se da un aumento de voltaje a bajas frecuencias, contrasta la caída de tensión en el estator y con ello se obtiene un flujo magnético constante en el entrehierro. Así mismo, el control vectorial se encuentra basado en controladores sobre motores de corriente continua y en modelos matemáticos de las corrientes del estator.

## **2.3. Generador de inducción autoexcitado**

El uso de la máquina de inducción como un generador, cada vez está adquiriendo mayor popularidad para las fuentes de energía renovables. En aplicaciones de energía renovable de baya y media potencia, la máquina de inducción cuando opera como un generador ofrece ventajas considerables en este tipo de aplicaciones.

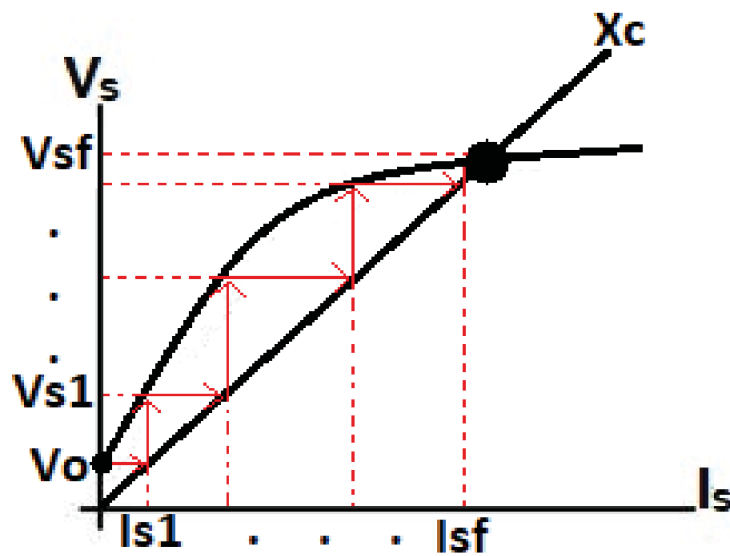
### **2.3.1. Principio de funcionamiento del generador de inducción autoexcitado**

Una máquina de inducción trifásica puede funcionar como un generador auto excitado, cuando una máquina primaria externa logra hacer girar su rotor a una velocidad apropiada, y la excitación requerida para establecer el campo magnético giratorio en el entrehierro es suministrada cuando se conecta a los terminales del estator, un banco trifásico de capacitores, usualmente en configuración de estrella como se puede observar en la Figura 2.7 [37].



**Figura 2.7:** Generador de inducción autoexcitado

Debido a la saturación magnética en la máquina, la fuerza electromotriz y las corrientes inducidas en los devanados se incrementarán hasta poder alcanzar un punto de equilibrio. El magnetismo residual en el rotor logra establecer el voltaje inicial, el cual, se va incrementando con la corriente del capacitor, esto lo que provoca es que se presenta un incremento continuo en el voltaje. Esta condición y la saturación magnética, genera un voltaje de estado estacionario en las terminales del generador, así como se puede observar en la Figura 2.8.



**Figura 2.8:** Incremento de la tensión y corriente en el generador de inducción autoexcitado. En donde las flechas rojas representan el cambio en el valor del voltaje en el capacitor, en función a la corriente del capacitor, hasta entrar en un punto de estabilidad del voltaje debido a la saturación magnética [45].

Entre las ventajas que se puede mencionar del SEIG están: presenta un bajo costo, mejor estabilidad, construcción sencilla, robustez, mantenimiento sencillo y autoprotección (el voltaje colapsa cuando se produce un cortocircuito en sus terminales), sin embargo, es

necesario mantener una correcta regulación del voltaje, esto, incluso cuando la velocidad se mantiene constante.

El voltaje en las terminales del generador depende de 3 factores principales:

1. La velocidad a la cual se opera la máquina.
2. El tamaño de los capacitores.
3. La carga conectada.

Cuando la velocidad del generador se mantiene constante, entonces el voltaje generado depende únicamente del tamaño de los capacitores y de la carga conectada. El voltaje de la máquina decrece cuando se presenta un incremento en la carga conectada, esto cuando se mantiene un valor de capacitancia constante. Por lo tanto, para lograr una regulación del voltaje en las terminales, es necesario variar el valor de la capacitancia continuamente en conjunto con la carga. Sin embargo, esta variación en la capacitancia no es una propuesta viable, simple ni económica.

Sería entonces deseable el lograr que el generador llegue a proporcionar un voltaje constante en las terminales bajo cualquier variación de las cargas conectadas al sistema. En la práctica, con un incremento de la carga, se llega a producir una caída en el voltaje y la frecuencia. Por lo que esto implica que para un voltaje constante en las terminales, se necesita un incremento en el valor del flujo magnético en el entre hierro, lo que resulta en una reactancia de magnetización que varía continuamente.

### **2.3.2. Autoexcitación**

Cuando se produce el fenómeno de autoexcitación de la máquina de inducción, puede o no llegar a ocurrir, es decir, aunque conectando los capacitores a los terminales del estator de la máquina y haciendo girar el rotor, puede o no aparecer un voltaje en los terminales del generador, este proceso de autoexcitación, lo determinan 3 factores principales:

1. La Inductancia de Magnetización.
2. Velocidad de la máquina motriz.
3. Banco de capacitores.

El principal factor en el establecimiento, incremento y la estabilización del voltaje en terminales en condición de vacío y carga, está determinada por la inductancia de magnetización. Así mismo, cuando el generador de inducción trabaja en vacío, existe una velocidad mínima para que el proceso de autoexcitación sea exitoso. Mientras que en condiciones de carga, llega a presentarse una velocidad mínima y también una velocidad máxima. Por lo tanto, es necesario poder determinar, en el caso general, la velocidad mínima necesaria para que el fenómeno de autoexcitación llegue a ocurrir. Por último, el banco de capacitores, es uno de los factores que pueden ser manejados para obtener el voltaje requerido en condiciones de vacío y con carga. Sin embargo, con una velocidad determinada, existe también un valor mínimo de los capacitores para que se establezca un voltaje en los terminales del generador.

Es importante mencionar que para que se pueda llegar a establecer este proceso de autoexcitación y a lograr alcanzar un determinado valor de tensión en el SEIG, la capacidad de los condensadores conectados al estator deben de superar un determinado valor mínimo, el cual, corresponde a la recta de reactancia capacitiva  $X_c$  tangente a la pendiente de la zona lineal de la curva de magnetización de la máquina, la cual se puede observar en la Figura 2.8.

### 2.3.3. Resonancia Eléctrica

La resonancia eléctrica se da cuando en un cierto circuito se presentan elementos reactivos (bobinas y condensadores) y estos son recorridos por una corriente alterna de una frecuencia que produce que la reactancia se anule, este fenómeno se denomina reactancia eléctrica.

Para que llegue a existir la reactancia eléctrica, se debe de cumplir que la reactancia capacitiva sea igual a la reactancia inductiva, como se puede observar en la ecuación 2.7, para que la máquina trabaje con una resistencia pura y a la vez con corriente máxima.

$$L = \frac{1}{C} \quad (2.7)$$

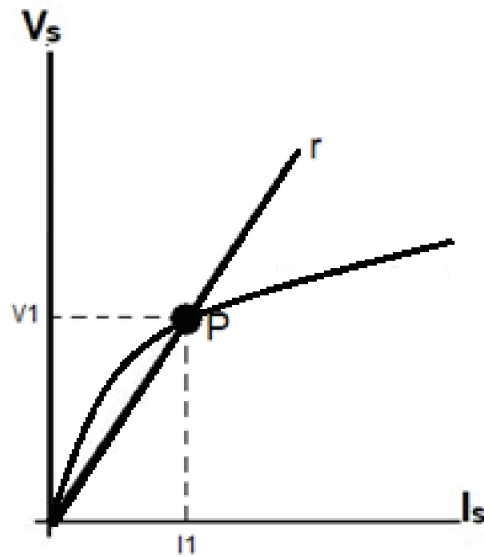
Por lo que, la resonancia eléctrica se origina cuando la reactancia inductiva cancela la reactancia capacitiva, por lo que se obtiene a una determinada frecuencia, esta frecuencia para lograr que las reactancias se anulen es la misma frecuencia que la frecuencia de la red eléctrica (60 Hz). Dicha frecuencia se le denomina frecuencia de resonancia  $f_o$ , la cual, se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.8)$$

### 2.3.4. Cálculo del banco de condensadores

Para el correcto funcionamiento de un SEIG, está condicionado por unos valores mínimos de capacidad y velocidad. Por tanto, lograr determinar la capacidad mínima que asegure el inicio y posterior mantenimiento del proceso de autoexcitación del generador es fundamental, este valor se puede lograr calcular mediante diversos procedimientos.

Uno de estos procedimientos es el de poder llegar a calcular el valor de la capacidad mínima mediante la curva de magnetización de la máquina de inducción, en donde sobre la curva de magnetización de la máquina, se traza una recta  $r$  que parte desde el origen de los ejes y pasa de forma tangencial por la zona lineal de la curva, al final, se interseca con la curva, lo que da como resultado el punto  $P$ , tal como se observa en la Figura 2.9.



**Figura 2.9:** Punto de intersección  $P$ , entre la recta  $r$  y la curva de magnetización. [45]

Tomando como referencia la imagen anterior, cuando se toma el voltaje de línea  $V_1$  entre el valor de la corriente de línea  $I_1$ , da como resultado la reactancia máxima que es capaz de llegar el condensador asociado al generador de inducción.

$$X_{cmax} = \frac{V_1}{I_1} \quad (2.9)$$

Mediante el valor de la reactancia máxima, se puede calcular el valor de la capacitancia mínima que pueden tener los condensadores para que el generador pueda llegar a realizar el proceso de autoexcitación y alcanzar el valor considerado de tensión y frecuencia nominal, mediante la siguiente ecuación:

$$C_{min} > \frac{1}{2\pi f X_{cmax}} \quad (2.10)$$

Por otra parte, también es posible lograr calcular la capacitancia mínima mediante los datos de la placa característica del motor de inducción. Este método es el que más se utiliza, esto debido a que usualmente solo se dispone de los datos de la placa característica de la máquina, donde además, suele resultar más sencillo que realizar los ensayos y las experimentaciones necesarias para el cálculo de los parámetros del modelo de la máquina de inducción como en el caso anterior mencionado.

Para este caso, es necesario los siguientes valores nominales que el fabricante facilita de la máquina de inducción: tensión, corriente, factor de potencia y frecuencia.

Usualmente, se considera que la componente reactiva que aportan los capacitores conectados al generador son cercanos al valor requerido en condiciones nominales y en este caso, se selecciona una configuración en estrella para la configuración del banco de capacitores, por lo que se determina la capacitancia requerida mediante la siguiente ecuación:

$$C = \frac{I \sin(\phi)}{V_f 2\pi f} \quad (2.11)$$

Por último, el tamaño del banco de capacitores es un factor importante a tomar en cuenta, con lo cual, para la autoexcitación del generador de inducción, se puede obtener el valor mediante la resonancia eléctrica de la ecuación 2.8, mediante la siguiente ecuación:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 L} \quad (2.12)$$

## 2.4. Control de un generador autoexcitado

El proceso de lograr controlar un generador de inducción autoexcitado es sumamente complejo según [46], esto debido a que presenta un desafío asociado, ya que estos sistemas presentan fluctuaciones de voltaje asociadas con los cambios de carga. Los investigadores han propuesto una serie de configuraciones para el control de voltaje [47-51], que generalmente se conocen como controladores de carga electrónicos o controladores de impedancia generalizados.

Usualmente, se utilizan controladores PI, con ciertos parámetros de forma heurística. Debido a que el objetivo principal del sistema de control es la regulación del voltaje, se

pueden usar para el diseño de un SEIG un control lineal izado aproximadamente en la velocidad de operación. Sin embargo, este tipo de modelos es difícil, ya que el sistema presenta una fuerte no linealidad y se vuelve un proceso complejo para un modelo preciso. En [46] se realizaron dos tipos de cargas, en primera instancia, se realizó una carga para consumir la potencia generada y una carga de lastre, en cuanto a la carga de consumidor se ideó para funcionar como un análogo a lo que podría ser la demanda comercial y en cuanto a la carga de lastre para poder utilizarlo en un dispositivo de consumo diario como un horno, cocina, termo resistencias, entre otros. Además, se implementó un control electrónico de carga para un SEIG, usando un interruptor antiparalelo con transistores para realizar la conexión a las cargas de lastre en la salida del generador. Para el caso en que la potencia mecánica es constante, se espera que la potencia generada a la salida del generador también se comporte de manera constante. Sin embargo, esta potencia generada depende de la carga eléctrica que se conecta a la salida del generador, lo cual provoca variaciones en esta.

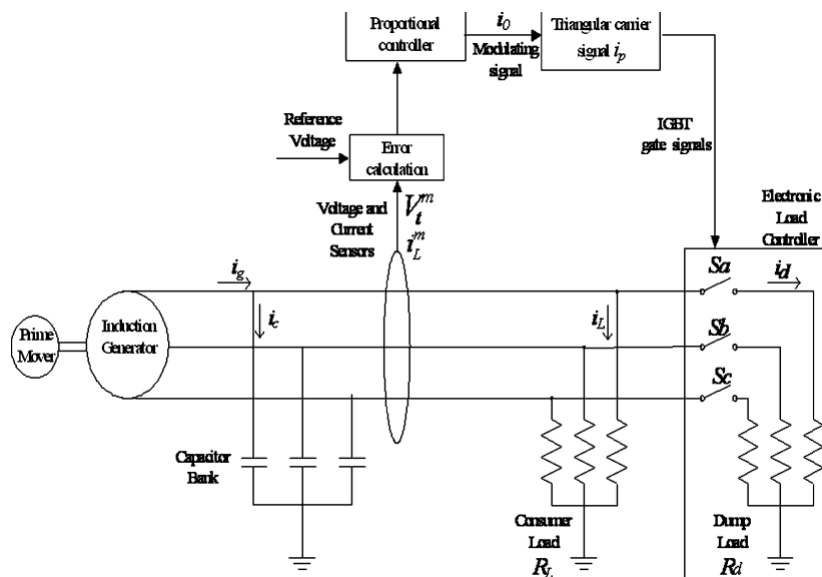
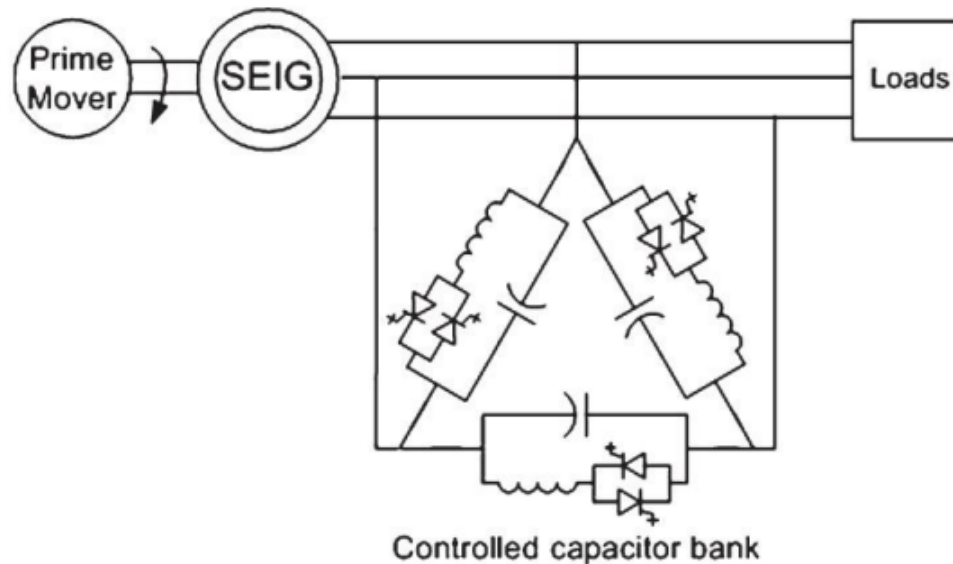


Figura 2.10: Sistema de control propuesto en [47]

En el caso del sistema de control de la figura anterior, se realizan comprobaciones físicas de las variables de corriente y tensión, para posteriormente poder calcular el error, en función al voltaje de referencia, y esto, se emplea para controlar la señal encargada de accionar el circuito conmutador de las cargas lastre. Para este caso en particular, es esencial poder estabilizar en primera instancia el SEIG en el voltaje deseado estando en vacío, posteriormente se conecta la carga lastre y finalmente la carga del consumidor. Dando como resultado, una simulación en la que se obtiene la potencia eléctrica en el consumidor en donde aumenta cuando la carga lastre disminuye, caso contrario, cuando la potencia en el consumidor disminuye, la carga aumenta, logrando estabilizar el voltaje de salida al nivel deseado.

Así mismo, en [47] se propone un sistema que emplea una capacitancia en derivación controlada continuamente. En donde la capacitancia efectiva se ajusta periódicamente controlando el encendido/apagado del dispositivo de autoconmutación. El funcionamiento se basa en que la corriente fluye a través del capacitor cuando el interruptor está apagado. El interruptor se enciende por un período corto cuando el voltaje instantáneo del capacitor alcanza el valor cero y la corriente fluye a través del interruptor. El voltaje a través del capacitor permanece en cero cuando el interruptor está encendido.



**Figura 2.11:** Sistema de control propuesto en [47]

Por otra parte, cuando el interruptor se cierra por más tiempo, el voltaje a través del capacitor se ve disminuido, lo que da como resultado una capacitancia efectiva más alta, la cual es independiente de la corriente que fluye a través del capacitor. Por lo tanto, la capacitancia mínima es la capacitancia real en el circuito, mientras que la capacitancia máxima toma valores muy altos, dependiendo del control de ángulo del interruptor. Para el control automático de este interruptor se toma el error entre el voltaje detectado y el de referencia y esto, se procesa en un controlador proporcional-integral (PI), y la salida del controlador de voltaje se usa para generar las señales de control para controlar el interruptor y de esta manera se mantiene constante la generación de potencia a la salida del SEIG.

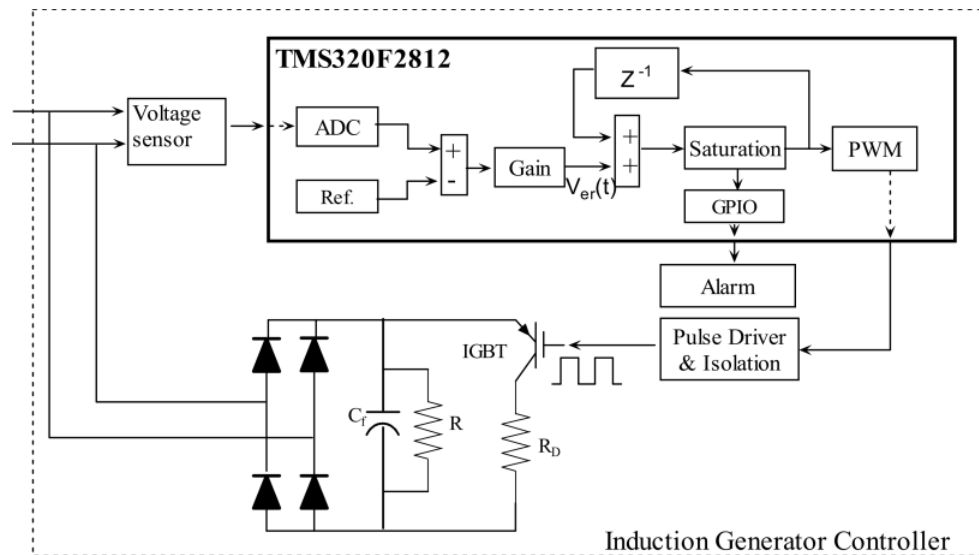
Así mismo, se encontró en [52], se utilizó una metodología basada en hacer girar el rotor del generador a una velocidad por encima de la velocidad de sincronía en el vacío para determinar la influencia de la variación de la carga en la frecuencia del voltaje generado en una fase. Esto debido a que una vez que se supera esta velocidad de sincronía, se conecta un banco de capacitores que aporta potencia reactiva y se logra generar tensión.

La velocidad rotórica se reguló hasta poder alcanzar el voltaje nominal, para después conectar cargas eléctricas a la salida del generador para observar el comportamiento de



la frecuencia de la señal de tensión generado. Este estudio presentó como resultados que dicha frecuencia no es proporcional a la velocidad rotórica ni a la variación de la amplitud de la carga.

Por otra parte, en [53] se presenta un controlador de generador de inducción basado en un procesador de señal digital para regular el voltaje y la frecuencia de un generador de inducción autoexcitado, que emplea una máquina de inducción de jaula de ardilla trifásica, adecuada para aplicaciones independientes.



**Figura 2.12:** Sistema de control propuesto en [53]

La metodología utilizada para el diseño del controlador, que se observa en la Figura 2.12, se centra en la de lograr aplicar una carga de consumidor y hacer que la corriente fluya por ella, esto con el fin de poder disminuir la cantidad de corriente en la carga lastre de tal modo que se transfiera potencia eléctrica de la carga lastre a la del consumidor, lo que provoca que el SEIG logre percibir una carga constante a su salida.

Como resultado de la aplicación de este controlador, se obtiene una buena regulación de la amplitud y la frecuencia de la señal generada a la salida, sin embargo, este esquema aporta distorsión armónica al sistema.

Usualmente, para que un SEIG experimente una potencia mecánica constante a la entrada y en la salida observe una potencia eléctrica constante, es necesario una carga constante en las terminales y en la mayoría de los casos esto no sucede. Es por esto que en [53], se conecta una carga lastre para poder mantener la carga constante y obtener como resultado que al colocar ciertas cargas eléctricas y regular la carga lastre, se logra mantener la magnitud y la frecuencia de la señal producida constante.

## 2.5. Cálculo Indirecto del torque

En el estudio [54], se utiliza el método de control vectorial indirecto para mantener la velocidad del motor de inducción trifásico. El controlador PI se aplicó como un compensador de errores para obtener el valor de  $V_d$  y  $V_q$  que se transformó en  $V_{abc}$  como la referencia de control de modulación de ancho de pulso sinusoidal, y de esta manera se logró mantener la velocidad.

En dicho estudio, se llevó a cabo un análisis del modelo equivalente del motor de inducción y se encontraron las siguientes ecuaciones para describir el torque electromagnético del motor de inducción:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{P}{J} (T_e - T_m) \quad (2.13)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} (I_{qs}\psi_{ds} - I_{ds}\psi_{qs}) \quad (2.14)$$

En donde, la velocidad mecánica del motor de inducción está representada por  $\omega_m$ , el torque mecánico y eléctrico están representados por  $T_m$  y  $T_e$  respectivamente, el número de polos del motor de inducción está dado por  $P$ , además, en cuanto a  $I_{qs}$  y  $I_{ds}$ , representan la corriente del estator, mientras que los enlaces de flujo en el estator están determinados por  $\psi_{ds}$  y  $\psi_{qs}$ . Por último, el momento de inercia está representado por  $J$  en unidades de  $kg^2$ .

Es importante mencionar que en esta investigación se requirió con los valores eléctricos del motor de inducción, tales como la resistencia del estator y del rotor, la inductancia del estator y del rotor, así como la cantidad de polos que posee el motor, y por último se requirió conocer el momento de inercia del motor.

Por otra parte, en [54], se muestra un esquema en donde se calcula el torque electromagnético de manera indirecta para motores de inducción trifásica,

$$T_e = \frac{3}{2}P |\Psi_s| |\Psi_r| \sin(\delta) \quad (2.15)$$

En donde,  $T_e$  es el torque electromagnético del motor de inducción, el componente de flujo del estator  $\Psi_s$ ,  $\Psi_r$  es el componente de flujo del rotor,  $P$  es el número de pares de polos del motor de inducción y  $\delta$  es el ángulo de torsión. En este caso, se tomó como valor contante el componente del flujo del rotor y se eligió un valor apropiado para este caso, en concreto, para el voltaje del estator.

Por otra parte, en [31], se analiza un esquema de control no lineal de motor de inducción, basado en sistemas hamiltonianos controlados por un puerto de error de estado y el principio de modelado de energía. En este documento se detalla el modelado matemático de un motor de inducción y el modelado matemático para el cálculo del torque del mismo, dicho modelado se presenta a continuación:

$$T_e = n_p \lambda_r^T J_2 i_r = n_p \frac{L_m}{L_r} i_s^T J_2 \lambda_r \quad (2.16)$$

En donde  $n_p$  son los polos del motor,  $L_m$  es el momento de inercia de inductancias mutuas,  $L_r$  es el momento de inercia del rotor,  $i_s$  es la corriente del estator,  $i_r$  es la corriente del rotor.

## 2.6. Caracterización del motor de inducción

Debido a que para el cálculo indirecto del torque y para el modelo matemático que describe el comportamiento del sistema, es necesario conocer ciertas características eléctricas del motor que se va a emplear. En [55], se muestra la caracterización de un motor de inducción polifásico, las pruebas presentadas en este documento fueron basadas el método F de las pruebas del estándar IEEE112 para motores de inducción polifásicos.

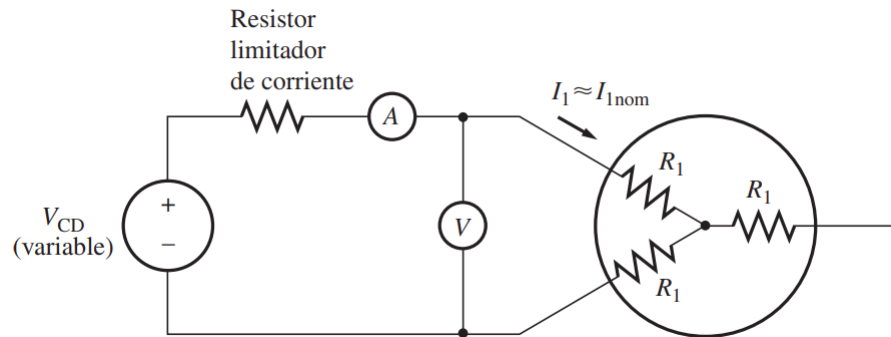
En primera instancia, es necesario analizar el circuito equivalente de un motor de inducción, ya que de esta forma, resulta ser muy útil para determinar la respuesta del motor ante cambios en la carga. Si embargo, si se requiere un modelo de una máquina real, esto debido a que se debe determinar qué valores de los elementos entraran en el modelo.

Como en muchos otros análisis de dispositivos polifásicos, es recomendable realizar las pruebas para la máquina con conexión en estrella, de modo que las corrientes sean valores lineales y los voltajes siempre sean valores de línea a neutro. A demás, al considerar que se está trabajando con una máquina con devanados polifásicos simétricos excitados por voltajes polifásicos balanceados, es posible observar el circuito equivalente para una fase, comprendiendo que los voltajes y corrientes en las fases restantes pueden ser encontrados mediante un desplazamiento de fase de las fases en estudio, que para efectos de máquinas trifásicas este desplazamiento es de al rededor de  $\pm 47^\circ$ .

### 2.6.1. Prueba de DC

Para lograr realizar esta prueba, es necesario ajustar la corriente en los devanados del estator a su valor nominal, y se debe de medir el voltaje entre las terminales.

Es importante mencionar que se debe de ajustar la corriente en los devanados del estator a su valor nominal, esto con el fin de lograr calentar los devanados a la misma temperatura que tendría durante una operación normal, ya que la resistencia del devanado depende directamente de la temperatura a la que se encuentre. La configuración para realizar esta prueba se ilustra en la Figura 2.13



**Figura 2.13:** Circuito de prueba de una prueba de cd de resistencia. [40]

Una vez que se logra estabilizar el valor de la temperatura en el devanado, es posible encontrar el valor de la resistencia mediante la ecuación:

$$R_1 = \frac{V_{DC}}{2I_{DC}} \quad (2.17)$$

Con este valor de  $R_1$  se pueden determinar las pérdidas en el cobre del estator en vacío, y se pueden encontrar las pérdidas rotacionales restando la potencia de entrada en vacío y las pérdidas en el cobre del estator. El valor de  $R_1$  calculado de esta manera no es exacto, puesto que desprecia el efecto pelicular que se presenta cuando se aplica un voltaje de ca a los devanados.

### 2.6.2. Prueba del rotor bloqueado

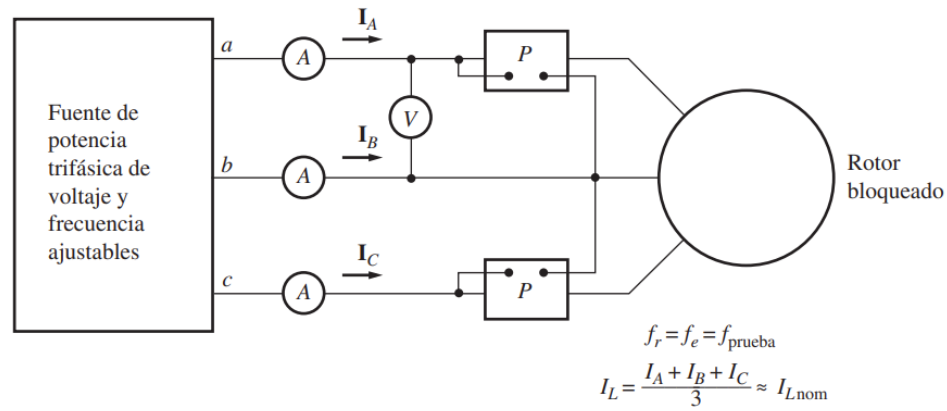
En esta prueba se bloquea el rotor para que no se pueda mover, se aplica un voltaje al motor y se miden el voltaje, la corriente y la potencia resultantes.

En la Figura 2.14a, se ilustran las diferentes conexiones necesarias para la prueba de rotor bloqueado. Para llevarla a cabo, se aplica un voltaje de ca al estator y se ajusta el flujo de corriente para que sea aproximadamente su valor a plena carga. Cuando la corriente

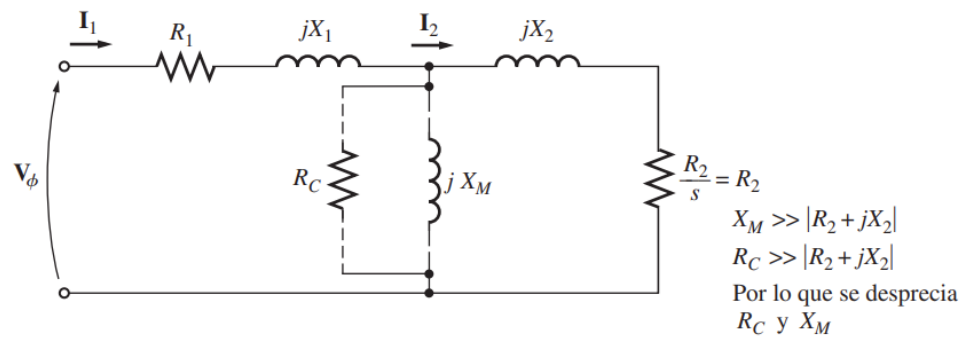
tiene su valor a plena carga, se miden el voltaje, la corriente y la potencia que fluyen en el motor.

Así mismo, en la Figura 2.14b, se muestra el circuito equivalente de esta prueba. Debido a que el rotor no se mueve, el deslizamiento  $s = 1$  y, por lo tanto, la resistencia del rotor  $R_2/s$  es igual a  $R_2$ . Debido a que  $R_2$  y  $X_2$  son tan pequeños, casi toda la corriente de entrada fluye a través de ellos, en lugar de atravesar la reactancia de magnetización  $X_M$  que es mucho más grande. Por lo tanto, el circuito en estas circunstancias se ve como una combinación en serie de  $X_1$ ,  $R_1$ ,  $X_2$  y  $R_2$ .

Sin embargo, esta prueba presenta un problema, ya que durante la operación normal, la frecuencia del estator es la misma frecuencia en la línea del sistema de potencia (50 o 60 Hz). En condiciones de arranque, el rotor también tiene la frecuencia de la línea. Sin embargo, en condiciones normales de operación, el deslizamiento de la mayoría de los motores es tan solo de 2 a 4% y la frecuencia resultante del rotor está en el rango de 1 a 3 Hz. Esto crea un problema porque la frecuencia de la línea no representa las condiciones normales de operación del rotor. Por lo que la frecuencia errónea del rotor puede provocar que la prueba produzca resultados falsos. Una solución típica es utilizar una frecuencia igual o menor a 25% de la frecuencia nominal.



(a) Circuito de prueba



(b) Circuito equivalente del motor

**Figura 2.14:** Prueba de rotor bloqueado de un motor de inducción [40]

Una vez que se fija el voltaje y la frecuencia para la prueba, se debe de ajustar el flujo de corriente en el motor a un valor cercano al valor nominal y se miden la potencia de entrada, el voltaje y la corriente antes de que el rotor se caliente demasiado [40]. La potencia de entrada al motor está dada por:

$$P = \sqrt{3}V_T I_L \cos(\theta) \quad (2.18)$$

Por lo que el factor de potencia del rotor bloqueado es:

$$FP = \cos(\theta) = \frac{P_{\text{entr}}}{\sqrt{3}V_T I_L} \quad (2.19)$$

El ángulo de la impedancia  $\theta$  está dado por:

$$\theta = \cos^{-1}(FP) \quad (2.20)$$

La magnitud de la impedancia total en el circuito del motor está dado por:

$$|Z_{RB}| = \frac{V_\phi}{I_L} = \frac{V_T}{\sqrt{3}I_L} \quad (2.21)$$

El ángulo de la impedancia total es  $\theta$  [40], por lo tanto:

$$Z_{RB} = R_{RB} + jX'_{RB} = |Z_{RB}|\cos(\theta) + |Z_{RB}|\sen(\theta) \quad (2.22)$$

Para el cálculo de la resistencia del rotor bloqueado  $R_{RB}$  es igual a:

$$R_{RB} = R_1 + R_2 \quad (2.23)$$

Por lo que mediante la ecuación 2.23, se puede calcular la resistencia del rotor, es necesario encontrar el valor de  $R_{RB}$  mediante la siguiente equivalencia:

$$R_{RB} = |Z_{RB}|\cos(\theta) \quad (2.24)$$

El cálculo de la reactancia del rotor bloqueado  $X'_{RB}$  está dado por:

$$X'_{RB} = X'_1 + X'_2 \quad (2.25)$$

En donde  $X'_1$  y  $X'_2$  son las reactancias del estator y del rotor con respecto a la frecuencia de la prueba respectivamente.

Para el cálculo de la resistencia del rotor se tiene que:

$$R_2 = R_{RB} - R_1 \quad (2.26)$$

En donde de la ecuación anterior  $R_1$  se puede lograr determinar mediante la prueba expuesta en la sección 2.6.1 de este informe. Además, La reactancia total del rotor referida al estator también se puede calcular [40], ya que la reactancia es directamente proporcional a la frecuencia, la reactancia total equivalente a la frecuencia normal de operación es:

$$X_{RB} = \frac{f_{nom}}{f_{prueba}} X'_{RB} = X_1 + X_2 \quad (2.27)$$

### 2.6.3. Prueba en vacío

La prueba en vacío de un motor de inducción mide las pérdidas rotacionales del motor y brinda información sobre su corriente de magnetización. En la Figura 2.15a, se ilustra el circuito de prueba necesario para realizarlo, para ello, es necesario conectar los watímetros, el voltímetro y tres amperímetros al motor, al que se le permite girar libremente. La única carga en el motor son las pérdidas por fricción y por rozamiento con el aire, por lo que toda la  $P_{conv}$  del motor se consume en pérdidas mecánicas y el deslizamiento del motor es muy pequeño, según [40], es menos de 0,001 o inclusive menos.

Así mismo, en la Figura 2.15b, se muestra el circuito equivalente de este motor. Cuando el deslizamiento es tan pequeño como se presenta en este caso, la resistencia que corresponde a la potencia convertida,  $R_2(1-s)/s$ , es mucho mayor que la resistencia que corresponde a las pérdidas en el cobre del rotor  $R_2$  y mucho mayor que la reactancia del rotor  $X_2$ . En este caso, el circuito equivalente se reduce aproximadamente al último circuito de la Figura 2.15b. Además, en esta imagen se muestra el resistor de salida está en paralelo con la reactancia de magnetización  $X_M$  y las pérdidas en el núcleo  $R_C$

En motores de inducción en condiciones de vacío, la potencia de entrada medida por los wattímetros debe ser igual a las pérdidas que sufre. Las pérdidas en el cobre del rotor son despreciables porque la corriente  $I_2$  es muy pequeña, esto es debido a la gran resistencia de carga  $R_2(1-s)/s$ , por lo que se puede despreciar esta corriente, además, las pérdidas en el cobre del estator está dado por:

$$P_{CE} = 3I_1^2 R_1 \quad (2.28)$$

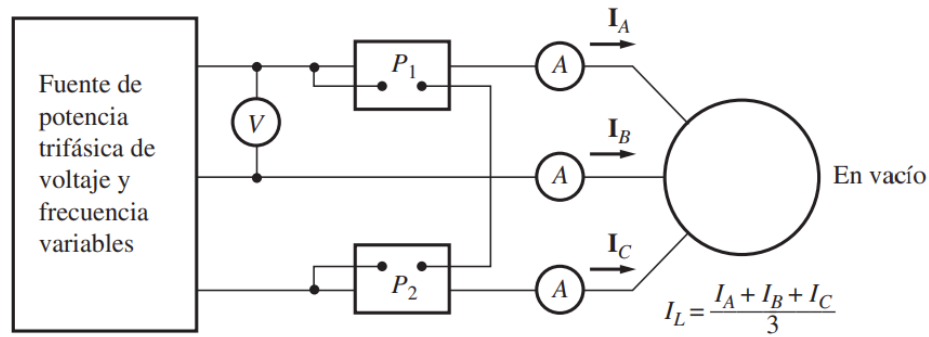
Por lo que la potencia de entrada debe de ser igual a:

$$P_{entr} = P_{PCE} + P_{nucleo} + P_{FyR} + P_{misc} = 3I_1^2 R_1 + P_{rot} \quad (2.29)$$

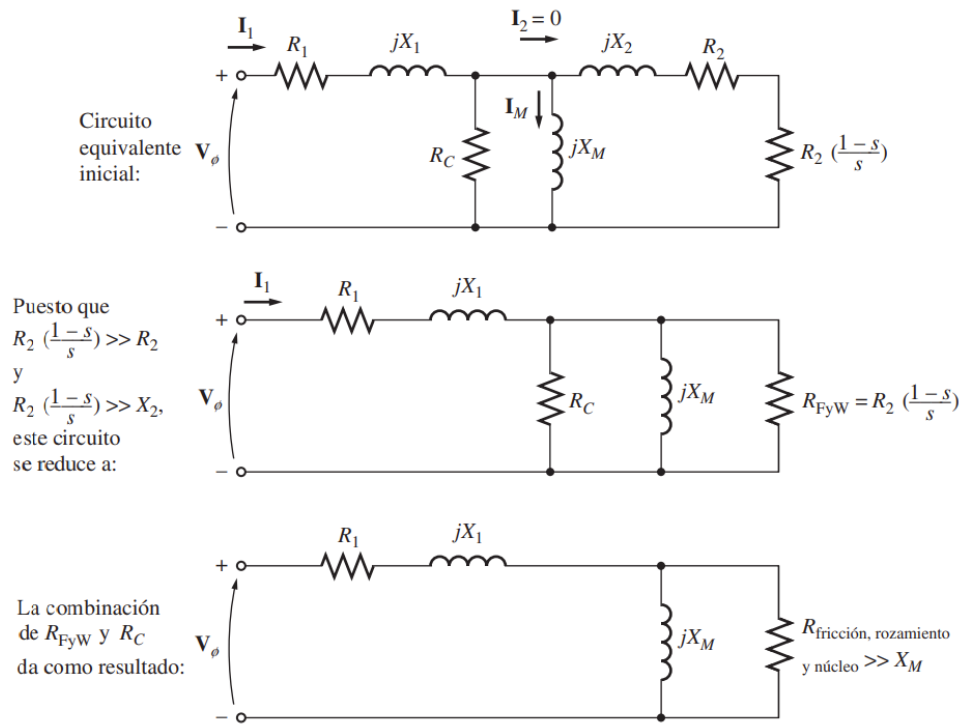
En donde  $P_{rot}$  son las pérdidas rotatorias del motor, y se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$P_{rot} = P_{nucleo} + P_{FuR} + P_{misc} \quad (2.30)$$





(a) Circuito de prueba



(b) Circuito equivalente del motor

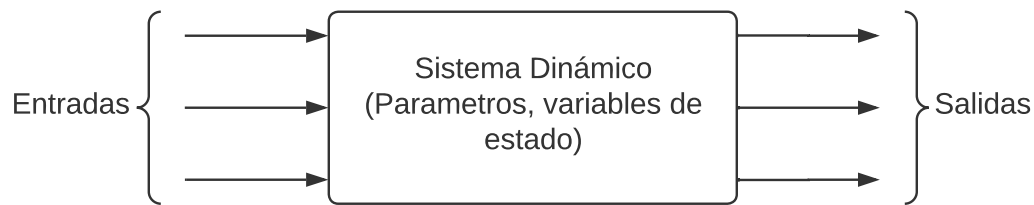
**Figura 2.15:** Prueba en vacío de un motor de inducción [40]

En [40], muestra que el circuito equivalente que describe al motor operando en esta condición contiene resistores  $R_C$  y  $R_2(1-s)/s$  en paralelo con la reactancia de magnetización  $X_M$ . Por lo que la corriente que se requiere para establecer un campo magnético es bastante grande en un motor de inducción debido a la alta reluctancia de su entrehierro, por lo que la reactancia  $X_M$  será mucho más pequeña que las resistencias conectadas en paralelo con ella y el factor de potencia de entrada total será muy pequeño. Con una corriente en retraso tan grande, la mayoría de la caída del voltaje se presentará a través de los componentes inductivos del circuito. Entonces, la impedancia de entrada equivalente es aproximadamente:

$$|Z_{eq}| = \frac{V_\phi}{I_L} = X_1 + X_M \quad (2.31)$$

## 2.7. Control Automático

En primera instancia, un sistema es una combinación de componentes que actúan entre ellos para poder llevar a cabo un objetivo determinado, todos los sistemas existentes cambian con el tiempo y cuando las tasas de cambio de estos sistemas son significativos, se definen como sistemas dinámicos. [56].



**Figura 2.16:** Sistema dinámico

El aislamiento de un sistema del entorno es puramente conceptual. Todo sistema interactúa con su entorno a través de dos grupos de variables. Las variables del primer grupo se originan fuera del sistema y no dependen directamente de lo que sucede en el sistema. Estas variables se denominan variables de entrada, o simplemente entradas.

En cuanto, al segundo grupo, comprende variables generadas por el sistema a medida que interactúa con su ambiente. Las variables dependientes de este grupo son las variables de interés, ya que son las respuestas esperadas por el sistema, lo que podemos llamar como las variables de salida del sistema. [56]

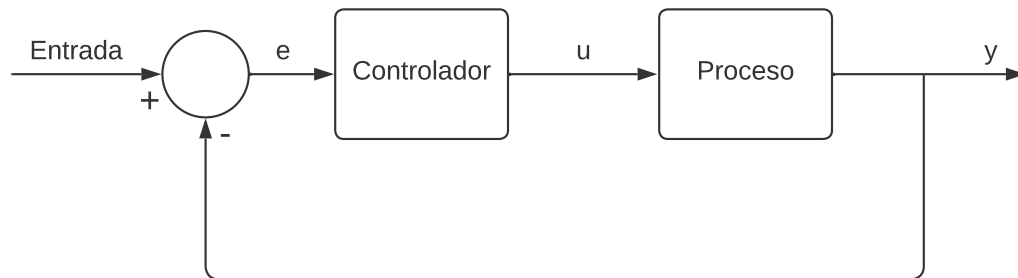
Al tratar de describir un sistema, es necesario lograr tener un conjunto completo de variables, a estas variables se les conoce como variables de estado. Las variables de estado son el conjunto mínimo de variables del sistema, que se necesitan para describir de forma efectiva el estado del sistema en un determinado instante de tiempo, y son de gran importancia en el modelado y análisis de sistemas dinámicos. Siempre que se cuenten con ciertas especificaciones necesarias en el estado inicial, además, se cuente con las variables de entrada y las variables de estado, es posible lograr describir en todo instante de tiempo el comportamiento o la respuesta del sistema.

El objetivo principal de análisis y control de sistemas es lograr predecir la manera en que un sistema responderá ante distintas variables o perturbaciones a la entrada del sistema

y cómo esa respuesta cambia con diferentes valores de parámetros del sistema.

Estos sistemas se pueden agrupar en distintos grupos, en cuanto a los sistemas lineales, cumplen con el principio de superposición, el cual, estipula que cuando se realiza la suma entre dos funciones diferentes a la entrada del sistema, este en la salida va a presentar un comportamiento que es consecuente a la misma de las dos respuestas que tendrían cada una de las funciones por separado. Otro principio que los sistemas lineales cumplen, es el principio de homogeneidad, el cual, establece que cuando se escala una función en la entrada, el sistema va a presentar una respuesta consecuente al mismo escalamiento a la salida. Este tipo de sistemas se pueden describir mediante ecuaciones diferenciales lineales. [56]

Por otra parte, a diferencia con el sistema lineal, el sistema no lineal, no cumple con el principio de superposición ni el de homogeneidad. El tratamiento de este tipo de sistemas no lineales, usualmente pasa por ciertas técnicas y métodos de linealización para lograr encontrar un modelo que describa al sistema y presente un comportamiento lineal. Una práctica muy utilizada es linealizar estos sistemas cercanos a un punto nominal de operación y de esta manera analizar el resultado, sin embargo, esto puede que no sea viable en muchas aplicaciones, debido a que esta linealización sería una aproximación del comportamiento que tendría el sistema en una variable cercana al punto de equilibrio, con lo cual, se llega a perder la predicción del comportamiento del sistema conforme el sistema se aleja del punto de equilibrio. [56]



**Figura 2.17:** Sistema de control realimentado

El sistema tiene dos grandes componentes, por un lado, se encuentra el proceso y el controlador, representados como cajas con flechas que muestran la relación causal entre entradas y las salidas. Además, este proceso presenta una entrada, la cual es la variable manipulada, también se le conoce como variable de control y se denota con  $u$ .

En cuanto a la variable de control, llega a influir sobre el proceso por medio de un actuador, que usualmente va a ser una válvula o un motor. Además, en cuanto a la salida

del proceso se le conoce como la variable de proceso y se está se representa por medio de una  $y$ . Esta variable se mide con sensores a la salida del sistema. Como se ilustra en la Figura 2.17, el actuador y el sensor se consideran parte del bloque llamado "Proceso". El valor deseado de la variable de proceso se le conoce como el valor de referencia. El error de control  $e$  es la diferencia entre el valor de referencia y la variable de proceso.

### 2.7.1. Control on-off

La realimentación se puede realizar de muchas formas diferentes. Un mecanismo de realimentación, se puede describir mediante la siguiente ecuación:

$$u = \begin{cases} u_{max} & \text{si } e > 0, \\ u_{min} & \text{si } e < 0, \end{cases} \quad (2.32)$$

En donde,  $e = a - y$ , es el error de control,  $a$  es la entrada del sistema y  $y$  es la salida del sistema, este método de control implica que siempre se utiliza una acción de corrección que es máxima. Este método de control se le conoce como control on-off, es un método sencillo, ya que no hay parámetros que se puedan elegir o configurar. Además, este tipo de control, usualmente funciona para mantener la variable del proceso cercana al valor deseado, sin embargo, generalmente resulta en un sistema de control con grandes oscilaciones, es importante también mencionar que como se puede observar en la ecuación 2.32, este sistema no está definido para el caso en que el error es igual a cero, y es usual efectuar algunas modificaciones ya sea añadiendo una histéresis o una zona muerta. [57]

### 2.7.2. Control proporcional

Una de las razones por las cuales el control on-off usualmente presenta muchas oscilaciones es que el sistema sobreactúa ante ciertas perturbaciones, ya que un pequeño cambio en el error va a provocar que la variable controlada varíe entre valores máximos, lo que lo vuelve un sistema con una respuesta muy agresiva y no logra conseguir un disminuir esas oscilaciones. Sin embargo, este efecto se evita con el control proporcional, donde la respuesta del controlador va a ser proporcional al error de control para cuando las variaciones en el error son pequeñas [57]. Esto se puede conseguir haciendo que la señal de control sea proporcional al error, como se puede observar en la siguiente ecuación:

$$u = K(a - y) = K_e \quad (2.33)$$

En donde de la ecuación anterior, la variable  $K$ , corresponde a la ganancia del actuador,

$a$  es la entrada del sistema y  $y$  es la salida del sistema.

### 2.7.3. Control integral

El control proporcional tiene la desventaja de que la variable del proceso, generalmente, se llega a desviar del valor deseado, sin embargo, esto se puede llegar a evitar haciendo que la acción del control sea proporcional a la integral del error, como se puede observar en la siguiente ecuación:

$$u(t) = k_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.34)$$

En donde  $k_i$  es la ganancia integral, además, este método de control integral posee una propiedad cuando el error es constante  $e_0$  y la señal de control es constante  $u_0$  cuando se presenta un estado estacionario, se sigue la siguiente ecuación:

$$u_0 = k_i e_0 t \quad (2.35)$$

Para el caso en que  $u_0$  es constante, se requiere que  $e_0$ , por lo que si hay un estado estacionario y un controlador tiene una acción integral, el error en estado estacionario es siempre cero. Esto es por lo que en muchas ocasiones se prefiere el utilizar un control proporcional - integral (PI) como se puede observar en la siguiente ecuación:

$$u(t) = K_e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.36)$$

### 2.7.4. Control PID

El control PID es el algoritmo de control más común y la mayoría de los lazos de realimentación se llegan a controlar mediante este algoritmo o algún otro con ligeras variaciones. Se implementan de muchas formas distintas, ya sea como un controlador único, o como parte de un paquete jerárquico [57]. El algoritmo PID se puede contemplar desde muchas direcciones diferentes. Se puede ver como un dispositivo que puede operarse con unas pocas reglas heurísticas.

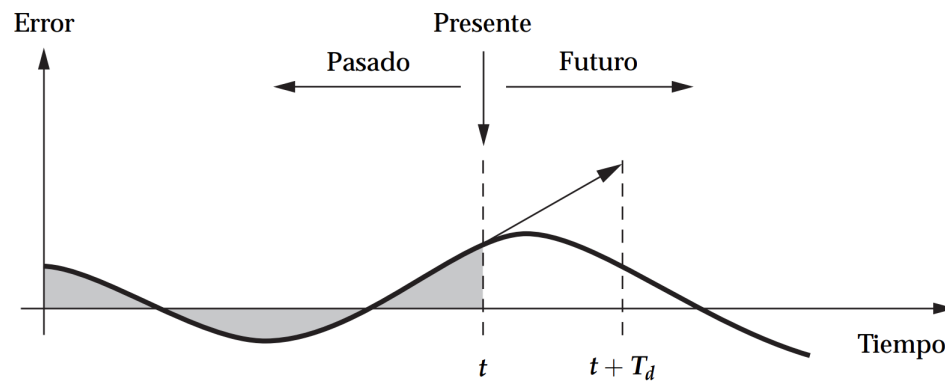
El control PID, se puede observar como un refinamiento adicional al controlador PI, el cual, consiste en dotar al controlador de una capacidad anticipativa utilizando una predicción de la salida basada en una extrapolación lineal, como se puede observar en la

siguiente ecuación:

$$u(t) = K \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.37)$$

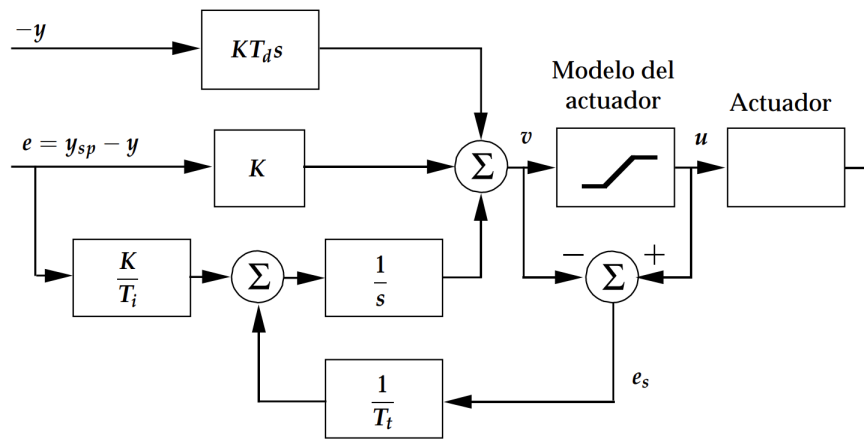
En donde  $u$  es la señal de control y  $e$  es el error de control ( $e = a - y$ ). En este caso, la señal de control es una suma de tres términos: en primera instancia el término-P (que es el proporcional al error), el término-I (que es proporcional a la integral del error) y finalmente el término-D (que es proporcional a la derivada del error). Estos parámetros del controlador son, por un lado, la ganancia proporcional ( $K$ ), el tiempo integral ( $T_i$ ) y el tiempo derivativo ( $T_d$ ) [57].

Por tanto, este método de control toma en cuenta una acción pasada (Término-I), el presente (Término-P) y el futuro (Término-D), como se ilustra en la Figura 2.18.



**Figura 2.18:** Acción de control PID[57]

Así mismo, es importante tomar en cuenta las limitaciones de los sistemas a controlar, ya que, por ejemplo, los motores tienen una velocidad limitada, por lo que la respuesta del control debe de tomar en cuenta estos factores, ya que para un sistema de control con un amplio rango de condiciones operativas, puede suceder que la variable de control alcance los límites del actuador. Cuando esto sucede, el lazo de realimentación se rompe y el sistema opera como un sistema en lazo abierto porque el actuador permanecerá en su límite independientemente de la salida del proceso. Cuando se utiliza un controlador con acción integral, el error puede continuar siendo integrado si el algoritmo no se diseña adecuadamente. Esto significa que el término integral puede hacerse muy grande o, lo que se conoce como windup.



**Figura 2.19:** Controlador PID con mecanismo de protección anti-windup[57]

Se requiere entonces que el error tenga signo opuesto durante un largo período antes de que las cosas retornen a la normalidad cuando se da esta saturación en el actuador, por lo que para evitar estos escenarios se debe de implementar un control PID con protección ante el efecto windup como se ilustra en la Figura 2.19.

## 2.8. Metodología de validación

En esta sección, se desglosa de manera detallada la metodología de validación que se implementó a lo largo de la presente investigación. Este procedimiento tiene el propósito de verificar el proceso de caracterización de los motores y el modelo electrónico equivalente, así como la medición indirecta del torque que se desarrolló para cada uno de los motores de inducción utilizados en la planta de Generador de Inducción Autoexcitado.

### 2.8.1. Caracterización de los motores de inducción y modelo electrónico equivalente

Basado en el procedimiento descrito en [40] sobre las relaciones de potencias en un motor eléctrico de inducción, es posible validar el modelo obtenido, basado en el cálculo de los parámetros eléctricos del circuito equivalente del motor de inducción. Este proceso se realiza haciendo una comparación entre la potencia de salida esperada del motor de inducción, la cual se calcula basado en las especificaciones del fabricante, descritos en los Apéndices A y B de este informe, contrastándolo con la potencia estimada a la salida que entrega el motor, basado en el modelo desarrollado a lo largo de este trabajo.

En primera instancia, para calcular el valor esperado de la potencia a la salida del motor eléctrico, se utiliza la expresión descrita en [40] y se utilizaron los valores brindados por

el fabricante.

$$P_{O \text{ esperada}} = \tau \cdot n_m \quad (2.38)$$

En donde de la ecuación anterior se puede observar que  $\tau$  es el torque inducido a plena carga y  $n_m$  es la velocidad de operación a plena carga del motor. Dado que se conoce el voltaje de operación y la velocidad de sincronía del motor, se puede calcular la impedancia efectiva del rotor con relación al estator:

$$\hat{Z}_2 = \frac{R_2}{s} + jX_2 \quad (2.39)$$

En donde  $R_2$  es la resistencia en el rotor,  $s$  hace referencia al deslizamiento del motor y  $X_2$  es la reactancia del rotor. Así mismo, se puede calcular la impedancia del devanado del estator, mediante la siguiente ecuación:

$$\hat{Z}_1 = R_1 + jX_1 \quad (2.40)$$

En donde  $R_1$  hace referencia a la resistencia del estator y  $X_1$  es la reactancia del estator. Una vez se tiene el valor de las impedancias del estator y del rotor y analizando el circuito del modelo de la Figura 2.4, se observa que  $R_C$ ,  $jX_M$  y  $\hat{Z}_2$  se encuentran en paralelo, la impedancia equivalente  $\hat{Z}_e$  puede calcularse como:

$$\hat{Z}_e = \left( \frac{1}{R_C} + \frac{1}{jX_M} + \frac{1}{\hat{Z}_2} \right)^{-1} \quad (2.41)$$

En donde  $R_C$  es la resistencia del núcleo y  $X_M$  es la reactancia de magnetización. Una vez se obtiene el valor de la impedancia equivalente, se puede calcular la impedancia total del circuito de la Figura 2.4 de la siguiente forma:

$$\hat{Z}_{in} = \hat{Z}_1 + \hat{Z}_e \quad (2.42)$$

Una vez se obtiene la impedancia de entrada total del modelo, y conociendo el voltaje de operación del motor eléctrico, se puede calcular la corriente en el estator utilizando la siguiente ecuación:

$$\tilde{I}_1 = \frac{V_\phi}{\hat{Z}_{in}} \quad (2.43)$$



En donde  $V_\phi$  es el voltaje de operación del motor eléctrico. Por lo que se puede calcular la potencia de entrada estimada del motor eléctrico utilizando la siguiente equivalencia:

$$P_m = 3V_1 I_1 \cos \theta \quad (2.44)$$

Una vez se tiene la potencia de entrada, se puede calcular la pérdida en el cobre del estator utilizando la siguiente ecuación:

$$P_{SCL} = 3I_1^2 R_1 \quad (2.45)$$

Además, se puede calcular el campo eléctrico en el estator del motor utilizando la siguiente ecuación:

$$\tilde{E}_1 = \tilde{V}_1 - \tilde{I}_1 \hat{Z}_1 \quad (2.46)$$

Así mismo, se puede obtener la corriente por pérdida en el núcleo y la corriente de magnetización, mediante las Ecuaciones 2.47 y 2.48.

$$\tilde{I}_C = \frac{\tilde{E}_1}{R_C} \quad (2.47)$$

$$\tilde{I}_M = \frac{\tilde{E}_1}{jX_M} \quad (2.48)$$

Por lo tanto, la corriente de excitación y la corriente del rotor, mediante las Ecuaciones 2.49 y 2.50.

$$\tilde{I}_\phi = \tilde{I}_C + \tilde{I}_M \quad (2.49)$$

$$\tilde{I}_2 = \tilde{I}_1 - \tilde{I}_M \quad (2.50)$$

Para el cálculo de las pérdidas en el núcleo se puede realizar mediante la siguiente equivalencia:

$$P_{nucleo} = 3I_C^2 R_C \quad (2.51)$$

La potencia en el entrehierro se puede calcular mediante la siguiente ecuación:

$$P_{AG} = P_{in} - P_{SCL} - P_{nucleo} \quad (2.52)$$

Así mismo, se procedió a calcular las pérdidas en el cobre del rotor mediante la siguiente ecuación:

$$P_{RCL} = 3I_2^2 R_2 \quad (2.53)$$

La potencia desarrollada por el eje es:

$$P_d = P_{AG} - P_{RCL} \quad (2.54)$$

Por lo que la potencia de salida estimada se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$P_{O\ estimada} = P_d - P_{FyW} \quad (2.55)$$

Mediante la ecuación 2.55, se obtiene la potencia desarrollada por el eje del motor menos las perdidas que se dan por fricción con los cojinetes y el rozamiento del aire. Además, se desarrolló un script en MATLAB para conocer la relación de potencias tanto esperada como estimada y de esta manera calcular el porcentaje de error del modelo desarrollado, mediante la ecuación:

$$\%E = \left| \frac{P_{O\ esperado} - P_{O\ estimado}}{P_{O\ esperado}} \right| \quad (2.56)$$

### 2.8.2. Medición Indirecta del torque

Debido a que este trabajo se centra en lograr diseñar una planta de pruebas para máquinas de inducción trifásica en una configuración de SEIG al evaluar y comprobar su funcionamiento, mediante un monitoreo en tiempo real de distintas variables dadas unas condiciones iniciales para un escenario definido para lograr la generación de potencia eléctrica, es debido a esto que esta investigación cabe dentro del marco de los experimentos multifactoriales. Esto debido a la naturaleza probabilística del comportamiento del motor de inducción ante diferentes cargas eléctricas y velocidades de operación.

Los experimentos multifactoriales, tal y como lo indica su nombre, son experimentos que permiten el estudio del efecto de cada factor sobre la variable de respuesta, así como el efecto de las interacciones entre factores sobre dicha variable. Con lo cual, es necesario de múltiples factores que ejerzan un efecto significativo sobre el sistema y que estos factores, permitan estudiarlos mediante diferentes niveles para evaluar el comportamiento del sistema de forma eficaz. Debido a esto, La aplicación de experimentos multifactoriales implica obtener resultados de los efectos de todas las posibles combinaciones de los niveles de cada factor que se esté analizando [58].

Se muestra a continuación el detalle de la variable de respuesta, los factores y niveles seleccionados de acuerdo a lo más representativo del sistema.

### **Variables de Respuesta**

Debido a que el objetivo de esta investigación es lograr probar controladores de máquinas de inducción, se debe de tomar en cuenta tanto la recolección de datos, así como las variables a controlar, por lo que las principales variables de respuesta se pueden dividir en:

- **Potencia:** Se medirá la potencia eléctrica generada por la planta, así como la potencia entregada al motor primario de inducción.
  
- **Velocidad de Operación:** Se medirá la velocidad a la cual se opera la máquina de inducción.

### **Factores y Niveles**

En diseño de experimentos, se conoce como factor a cada componente del sistema que pueda influenciar de cualquier manera las variables de respuesta. Para cada factor se definen niveles, los cuales representarán diferentes valores de cada factor. El objetivo final del experimento es determinar que tanta influencia tiene el factor en el sistema.

Se muestra a continuación el detalle de los factores y cada uno de sus niveles elegidos para la investigación.

- **Velocidad:** La idea de variar la velocidad a la cual opera el motor eléctrico es debido a que este factor determina la potencia eléctrica generada. Para lograr esto,

se debe variar la frecuencia en Hz que el variador de frecuencia entrega al motor primario, para esto se propone utilizar 17 niveles diferentes, esto con el objetivo de probar todas las posibles frecuencias en donde el motor de inducción logra generar el fenómeno de autoexcitación para la generación de potencia eléctrica, la cual es a una frecuencia mayor a 57 Hz en donde logra entregar la suficiente potencia generada, por lo que se definen los siguientes niveles:

- 57 Hz.
  - 58 Hz.
  - 59 Hz.
  - ...
  - 73 Hz.
  - 74 Hz.
  - 75 Hz.
- Cargas Eléctricas: La idea de variar los las cargas eléctricas es debido a que los generadores de inducción autoexcitados son sensibles a los cambios en las cargas eléctricas que se conectan y se desconectan del sistema, por lo que se desea observar la capacidad de respuesta ante diferentes perturbaciones. Para este factor se definen 3 niveles:
- sin carga eléctrica.
  - con una carga eléctrica.
  - con dos cargas eléctricas.

La Tabla 2.1 muestra un resumen de los factores y niveles.

**Tabla 2.1:** Factores y niveles

Frecuencia VFD	Cargas Eléctricas
57 Hz	sin cargas
58 Hz	con una carga
...	con dos cargas
74 Hz	
75 Hz	

## Combinaciones y Repeticiones del Experimento

En cuanto a las combinaciones posibles, se tiene el siguiente cálculo:

$$19 \times 3 = 57$$

Dado que para experimentos multifactoriales se requieren al menos 2 repeticiones de cada combinación, se propone una cantidad de 8 repeticiones, siendo una cantidad de repeticiones suficientes [58], con esto se tendrán un total de mediciones de:

$$57 \times 8 = 456$$

## Obtención de Datos

Para la obtención de los datos, se escribirán los resultados obtenidos de las variables de interés en un archivo, el cual, se utilizará posteriormente para su posterior proceso y análisis. Para realizar las pruebas de forma aleatoria, se plasmarán las pruebas a realizar mediante todas las posibles combinaciones de los niveles de los factores y se le dará un orden aleatorio, este orden aleatorio se plasmará en un archivo que posteriormente se va a emplear para correr los experimentos.

## Análisis de Regresión Lineal

Una vez recopilados los datos experimentales, se realizará un análisis de regresión lineal, que es un método estadístico que se utiliza para examinar la relación entre dos o más variables cuantitativas. Se empleará este método de análisis porque nos permite entender cómo la variable dependiente cambia con respecto a la variable independiente, y si este cambio es significativo desde el punto de vista estadístico. La regresión lineal también nos ayuda a crear un modelo que puede ser utilizado para predecir futuros valores basándonos en las tendencias observadas en los datos [59].

El análisis de regresión lineal proporciona una serie de resultados que nos permiten evaluar la eficacia del modelo. Uno de estos resultados es el coeficiente de determinación (R-squared), que nos dice cuánta variación en la variable dependiente puede explicarse por la variación en la variable independiente. Un valor de R-squared más cercano a 1 indica que el modelo es capaz de explicar una gran parte de la variación en la variable dependiente [60].

Además, la regresión lineal nos permite estimar los coeficientes de la ecuación de regresión, que nos dan la relación directa entre las variables. A través del análisis de estos coeficientes

y sus respectivos p-valores, podemos determinar qué variables son significativas en el modelo y cuál es su contribución relativa.

Por último, el análisis de regresión lineal nos proporciona la capacidad de realizar predicciones basadas en el modelo. Estas predicciones pueden ser utilizadas para entender cómo cambiará la variable dependiente ante cambios en las variables independientes, lo cual puede ser de gran utilidad en la toma de decisiones y en la planificación de futuras investigaciones.

### **Análisis de Varianza (ANOVA)**

Una vez se registren los datos obtenidos experimentalmente, se procederá a realizar un análisis de varianza, el cual, es una fórmula estadística que se emplea para comparar las varianzas entre las medias (o el promedio) de diferentes grupos. Se empleará este método de análisis debido a que ayuda a averiguar si la diferencia en los valores medios es estadísticamente significativa, esto debido a que asegura que el grado en la variación de los resultados en un experimento multifactorial no sea mayor a la suma de las variaciones de los factores que lo componen, así mismo, toma en cuenta que el error de cada una de las mediciones efectuadas sea menor a la suma de estas variaciones de los factores empleados [61]. Por lo que usar este método de análisis, brinda evidencia estadística que permite determinar si la hipótesis planteada resulta falsa o verdadera.

El análisis de varianza, también muestra de forma indirecta si una variable independiente está influyendo en la variable dependiente, con lo cual, resulta especialmente útil para encontrar mediciones con errores de muestreo y que pueden llegar a influir en el resultado. Además, brinda una herramienta para lograr observar la relación que existe entre una variable cuantitativa y una variable cualitativa con varios atributos, y de esta forma, es posible lograr distinguir la variable cuantitativa por medio de un atributo respectivo de la población [62].

# Capítulo 3

## Hipótesis y Objetivos de la Investigación

### 3.1. Hipótesis

Actualmente, las investigaciones están tratando de resolver el problema de la crisis energética por medio del uso de energías renovables, cuáles, al tratar con fuentes naturales, las soluciones se centran principalmente en realizar distintos modelos matemáticos para describir los sistemas de generación de energía eléctrica y en la propuesta de modelos matemáticos para el control de estas plantas de generación. Es necesario una solución para los investigadores que permita lograr evaluar, validar y mejorar estos modelos matemáticos, el cual, es un proceso necesario en el desarrollo de estos dispositivos, mediante un dispositivo que sea altamente configurable y de bajo costo, reduciendo de esta manera reduciendo en tiempo y dificultad, la comprobación de estos modelos de control. La hipótesis para la propuesta se muestra a continuación:

“Una planta de prueba de controladores para máquinas de inducción trifásica, implementado mediante un módulo de monitoreo y análisis, estimando el torque electromagnético inducido y sensando distintas variables de interés como velocidad, corriente y tensión, el cual, es capaz de brindar un error relativo de la variable medida menor al 5% <sup>1</sup> para el escenario seleccionado.”

---

<sup>1</sup>Basado en el estado del arte

## 3.2. Objetivo General

Diseñar una planta de pruebas para prototipos de máquinas de inducción trifásica, facilitando la estimación indirecta del torque electromagnético y la obtención de mediciones precisas de torque, velocidad, corriente y tensión bajo distintas condiciones de operación.

## 3.3. Objetivos Específicos

1. Optimizar la planta de pruebas para pruebas de máquinas de inducción trifásica que se encuentra en el Centro Académico de Alajuela del Tecnológico de Costa Rica.
2. Diseñar un módulo PCB que permita la adquisición y procesamiento en tiempo real de variables.
3. Caracterizar los motores eléctricos de inducción.
4. Implementar una medición indirecta del torque para el sistema generador.
5. Implementar una interfaz para monitorizar el comportamiento del sistema.
6. Evaluar el comportamiento del sistema a partir de mediciones bajo distintas condiciones de operación.



# Capítulo 4

## Estado del Arte

El equipo de investigación en [63], proponen un sistema en donde se enfatiza el almacenamiento de energía y flujo de potencia en un marco de puertos Hamiltonianos, teniendo en cuenta un enfoque de modelado basado en la energía debido a las interacciones entre diferentes dominios del sistema. Todas estas diferentes interacciones se interpretaron como un intercambio de energía a través de puertos de energía bien definidos para cada uno de estos dominios de energía. Además, se llegó a utilizar este enfoque de puertos Hamiltonianos, debido a que este, permite modelar posibles extensiones de modelado y diseño de sistemas de control no lineales, con ciertas propiedades de preservación de la estructura original.

Así mismo, principal aporte propuesto en [63], está estrechamente relacionado con una generalización de un modelo en un marco de puerto Hamiltoniano para un generador de inducción autoexcitado, en donde se propuso para un sistema en el marco de referencia estacionario d-q para un motor eléctrico de inducción. Este modelado propuesto permite la interconexión de un banco de capacitores y un conjunto de cargas resistivas variables en la salida del sistema. Además, esta investigación propone un enfoque de un modelado basado en energía, para motores de inducción de tipo de jaula de ardilla, esto debido a que esta extensión recae en la inclusión de una constante adicional que representa el número de fases, es significa que permite modelar motores de inducción de dos o tres fases, para un motor de tipo de jaula de ardilla, siempre manteniéndose en un marco de referencia de rotación sincrónica en el marco de los ejes d-q.

En resumen, la investigación en [63] se centra en la propuesta de un modelado de sistemas energéticos con enfoque en puertos Hamiltonianos y basado en energía. Se propone un modelado para un generador de inducción autoexcitado y se extiende a motores de inducción de jaula de ardilla. Este enfoque permite interconectar componentes y modelar sistemas de control no lineales con propiedades de preservación de estructura.

Así mismo, bajo esta misma línea, el equipo de investigadores en [64] propone un enfoque novedoso para el problema de la regulación de voltaje en el marco del puerto Hamiltoniano. En donde este formalismo del puerto Hamiltoniano es una generalización de los sistemas Hamiltonianos con propiedades de conservación de estructuras [65]. Esta nueva estrategia de control propuesta, deriva de una investigación previa de este mismo equipo de investigación en [63]. La nueva propuesta realizada por el equipo de investigación, toma como base la metodología propuesta en [66] para el sistema de control presentada inicialmente. En esta propuesta, se realiza una medición de voltaje en primera instancia, en las terminales del generador, en donde, también, se requiere realizar una medición de la velocidad del eje del generador.

Además, el equipo de investigadores presentado en [64] logró una importante mejora en el modelado aproximado de un generador de inducción de tipo de jaula de ardilla, mediante una generalización basada en un marco de referencia estacionario d-q. El enfoque utilizado en el modelado se centró en una estrategia basada en la transferencia de energía, lo que permitió lograr una propuesta de ley de control eficiente. Esta propuesta de control se basó en una estrategia de seguimiento en la trayectoria con el objetivo de conseguir una estabilidad asintótica en el voltaje deseado variable en el tiempo a la salida del generador. La acción de control propuesta, basada en un enfoque de error, se centró en el torque ejercido sobre el eje del generador.

Actualmente, existe una planta de máquina de inducción que se encuentra en el Centro Académico de Alajuela del Instituto Tecnológico de Costa Rica (TEC), este sistema fue propuesto por un equipo de investigación en colaboración con la Universidad de Groningen de Países Bajos, como se propone en [14], como parte de un sistema de producción de energía eléctrica basado en un sistema hidroeléctrico de bombeo junto con un sistema de paneles fotovoltaicos.

El sistema propuesto en [14], se basa en lograr implementar un controlador lineal y un controlador no lineal modelado para un generador de inducción trifásica autoexcitado sometido a perturbaciones en la carga eléctrica que se conecta en su salida. Así mismo, se elaboró una planta de generación de energía eléctrica utilizando máquinas eléctricas de inducción trifásicas acopladas mecánicamente por sus ejes, en donde la máquina primaria opera como motor controlado por un varedor de frecuencia y la máquina secundaria operara como generador auto excitado al conectarle a su salida un banco de capacitores en configuración de estrella.

Así mismo, en [67], se realizó un análisis para el mejoramiento de la toma de datos de un sistema de control, mediante el uso de métodos estadísticos para evaluar las mediciones obtenidas por sensores y circuitos para los parámetros de tensión y corriente utilizando como referencia las mediciones de instrumentos de medición. En donde se seleccionaron

circuitos y sensores para la medición de los diferentes parámetros, los cuales se adaptaron para la obtención de las señales provenientes de la planta desarrollada en [14].

A pesar de que se implementaron diversos sensores para la medición de voltaje, corriente y velocidad, la planta actual no cuenta con todos los sensores necesarios para lograr modelar y controlar de manera robusta el sistema. Ya que para esto, es necesario conocer el torque inducido por las máquinas eléctricas y actualmente la planta no cuenta con sensores que permitan conocer esta variable en tiempo real.

Existen muchas investigaciones en donde aborda esta necesidad de estimar el torque inducido por un motor eléctrico, tal es el caso del trabajo desarrollado en [68], en donde se plantea un control para un motor de inducción utilizando redes neuronales para el cálculo del torque inducido por el motor. La metodología utilizada fue la de implementar una red neuronal de dos capas que utiliza un algoritmo de descenso más pronunciado para estimar la perturbación de la carga y la alimentación directa, lo que da como resultado un control equivalente de modo que la respuesta de velocidad del motor de inducción es robusta frente a la perturbación de la carga.

Además, en la investigación que se presenta en [69], utiliza el concepto de flujo activo para revisar algoritmos sin sensores de frecuencia fundamental para motores de inducción y de imanes permanentes, en donde se propone una estimación del torque inducido por el motor eléctrico sin utilizar sensores, resolviendo este problema mediante el uso de un estimador de un modelo de corriente - velocidad, transformando un problema de estimación de torque a un problema de estimación de velocidad.

Por otra parte, en [70], se muestra un método para estimar el torque de un motor de inducción a partir del enlace de flujo del estator y los vectores de corriente del estator. Este método propuesto toma en cuenta pérdidas adicionales, no solo pérdidas mecánicas y de hierro sin carga, sino también pérdidas con carga parásita para lograr una estimación precisa del torque inducido.

También existen otras aproximaciones como es el caso de la aproximación del torque que se muestra en [40], en donde mediante el cálculo de la potencia en el entrehierro y la velocidad de sincronía del motor, logra estimar el torque inducido por el motor de inducción. Este método es interesante debido a que se puede tomar como base el circuito equivalente del motor y mediante técnicas de análisis de circuitos se puede encontrar una expresión que vincule la potencia del entrehierro, con magnitudes físicas del propio motor, como puede ser el voltaje, corriente de línea y velocidad del motor.

Así mismo, existen investigaciones en donde se ha tratado el problema de la generación

de potencia de un motor de inducción, como es el caso de la investigación presentada en [71], en donde se presenta un enfoque para el control directo de la potencia para motores de inducción, en donde utiliza un control lineal para la velocidad y un control para el torque inducido para generar un control en un amplio rango de velocidades.

Por otra parte, en [72], se propone un análisis en donde se compara diferentes esquemas para el control automático de un motor de inducción de tipo de jaula de ardilla. En esta investigación, se propusieron algunas técnicas de control no lineal, en donde se utilizaron distintos parámetros eléctricos y estimación del torque inducido por el motor y principios en el diseño de sistemas de control MIMO para lograr controlar el comportamiento del motor de inducción.

Así mismo, se encontraron otras investigaciones en donde se habla sobre el uso de controladores de lógica difusa para el control automático de motores de inducción, como se muestra en [73], en donde se aborda una comparación entre un sistema de control lineal clásico como lo es un controlador PID y un controlador de lógica difusa. En donde para ambos casos, se utilizó una expresión para modelar el torque el motor de inducción y de esta forma modelar el comportamiento de la planta que se presenta en la investigación.

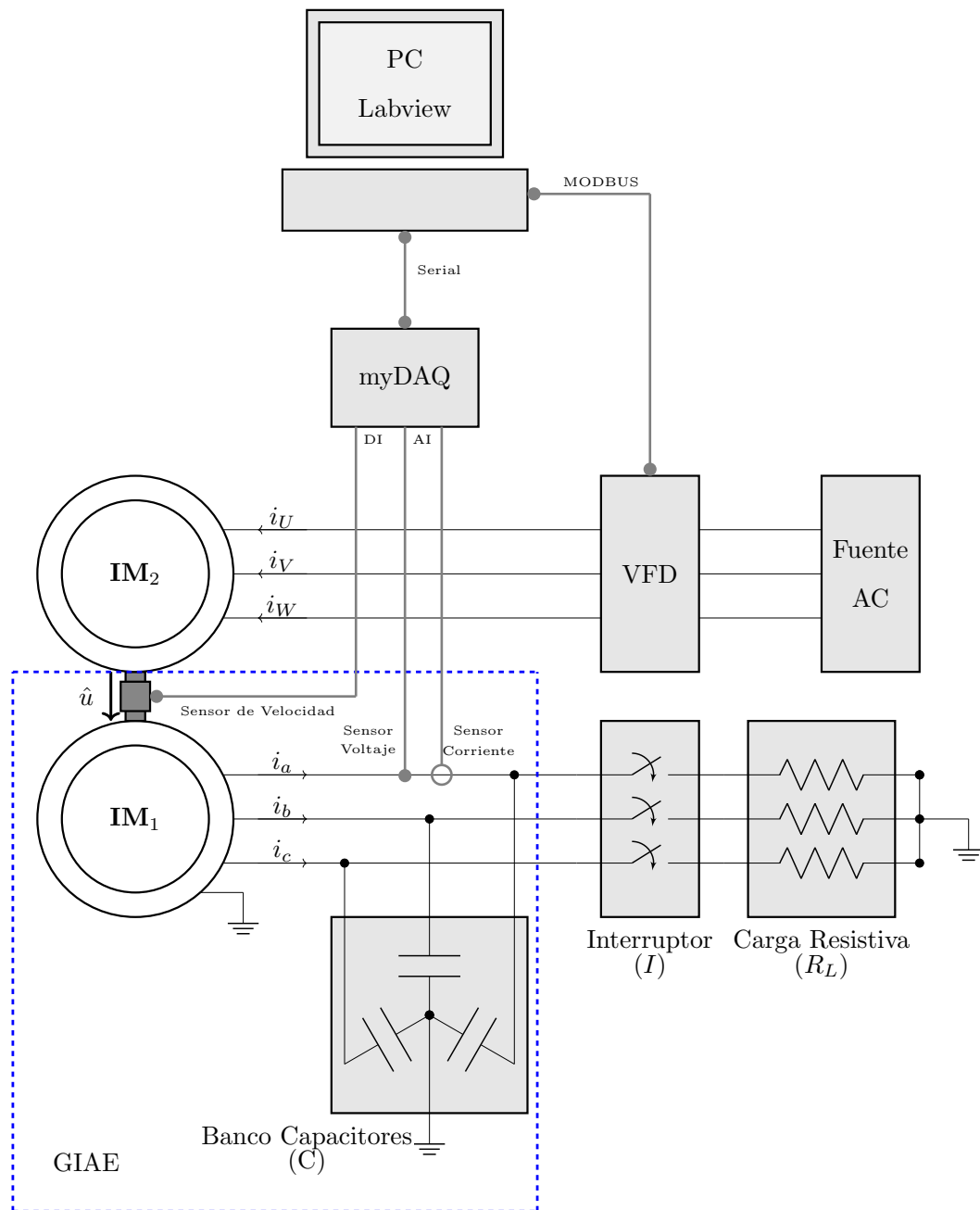
# Capítulo 5

## Descripción de la planta de máquinas de inducción trifásica

### 5.1. Esquemático y descripción del Sistema

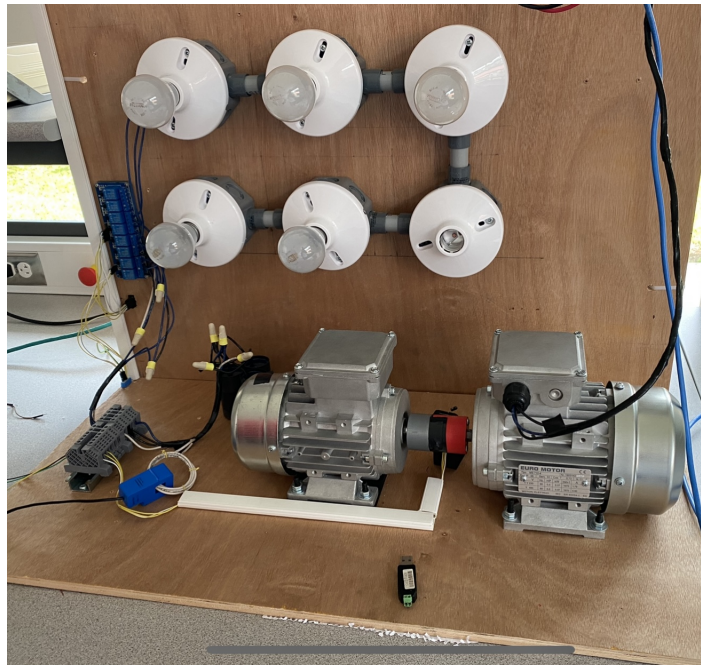
El sistema actual, que se encuentra en el Centro Académico de Alajuela del Tecnológico de Costa Rica, se muestra en la Figura 5.1, está compuesto por dos máquinas de inducción trifásica autoventiladas, que se han seleccionado para cumplir con los requisitos específicos del proyecto. Se decidió utilizar una máquina de 0.5 HP como motor y otra de 0.25 HP como generador, con el objetivo de mantener una generación de energía eléctrica baja y controlable cuando se conecta un banco de capacitores en configuración estrella a la salida del sistema.

Luego, el generador de inducción autoexcitado alimenta un bloque de cargas resistivas conectadas por un interruptor ( $I$ ) controlado, como se observa en la Figura 5.1. El par aplicado al generador de inducción autoexcitado es proporcionado por un motor de inducción acoplado al eje del generador de inducción autoexcitado, el motor es controlado por un VFD comandado por una computadora.



**Figura 5.1:** Esquema general de conexión de un sistema actual de la planta trifásica para fines de control, en donde  $C$  es el banco de capacitores autoexcitado,  $R_L$  es la carga resistiva variable, y las máquinas de inducción IM1 y IM2 están configuradas como generador y motor, respectivamente.

Las señales físicas que deben ser medidas con un NI myDAQ son: velocidad del eje, voltaje de fase y corriente de línea del generador de inducción autoexcitado. Los datos se procesan y se desarrolla un controlador proporcional en LabVIEW, en este software se codifica el protocolo de comunicación entre una computadora y el VFD.



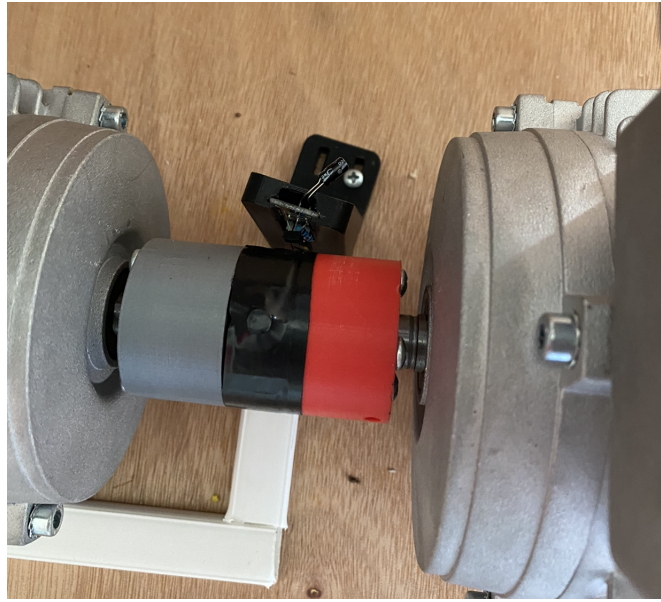
**Figura 5.2:** Construcción física en el laboratorio del sistema prototipo desarrollado para la evaluación de modelos de máquinas de inducción.

Estas máquinas de inducción trifásica están unidas mediante un acople mecánico elaborado en una conexión flexible impresa en 3D en su eje, este acople fue fabricado utilizando un filamento ABS (Acrilonitrilo Butadieno Estireno), debido a que es un material muy duro y resistente en estado sólido, como se muestra en la Figura 5.3. Esta solución permite una mayor flexibilidad en la unión, garantizando una transmisión de energía eficiente y una reducción de la vibración en el sistema.

El sistema de generación eléctrica ha sido diseñado para lograr el proceso de autoexcitación en un generador trifásico de inducción. Para lograr este objetivo, la planta cuenta con una conexión de un banco de capacitores en configuración de estrella conectado a la salida del generador, como se puede observar en la Figura 5.1, los cuales tienen un valor de  $30\mu F$ . La función de este banco de capacitores es aportar la energía necesaria para inducir el campo magnético en el rotor y así lograr la autoexcitación del generador.

Además, el sistema cuenta con seis bombillos incandescentes de 25 W como cargas eléctricas, distribuidos en dos cargas eléctricas en paralelo de tres bombillos cada una. La conexión y desconexión de cada carga se realiza a través de un banco de seis relés, que controlan cada carga por separado. Este sistema de control de cargas permite tener una gestión más eficiente y efectiva de la energía eléctrica generada por el generador, permitiendo adaptarse a las necesidades y demandas de la planta. Así mismo, el sistema actual utiliza un variador de frecuencia, el cual, permite variar la frecuencia y tensión del sistema.

El sistema de generación de energía eléctrica, cuenta con una conexión balanceada en su



**Figura 5.3:** Conexión flexible impresa en 3D para la conexión en los ejes de los motores de inducción [14]

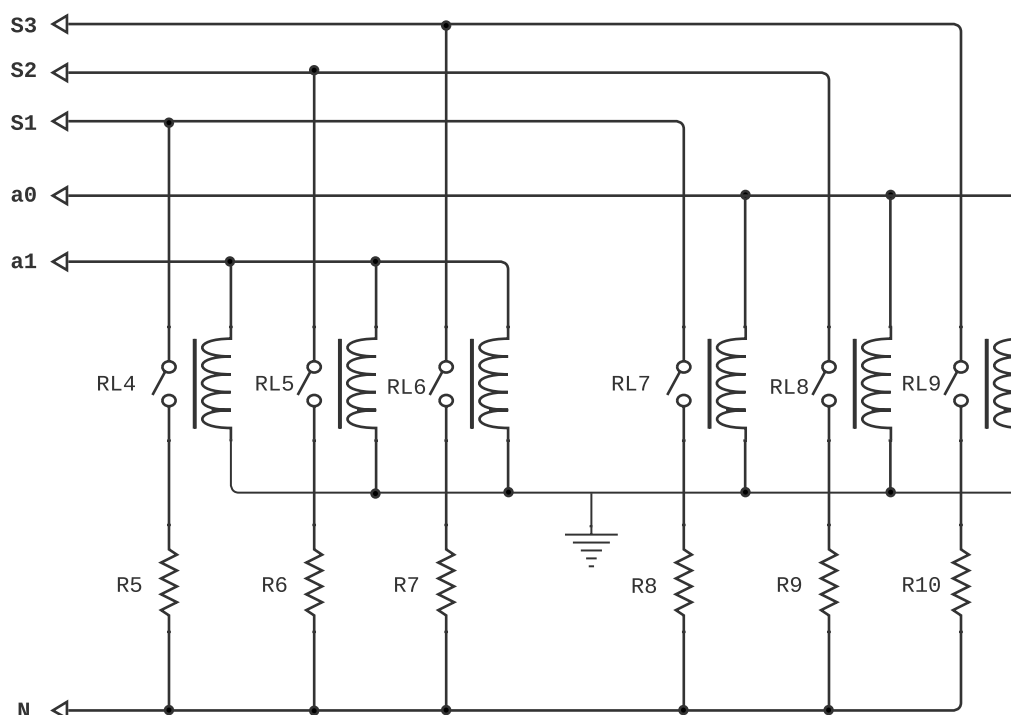
salida, que permite que cada una de las dos cargas eléctricas se conecten a cada una de las tres líneas, a través de una señal  $a_i$  en donde  $i = \{0, 1\}$ . Esta señal activa simultáneamente los tres bombillos incandescentes de 25 W cada uno, asociados a cada carga eléctrica. Para llevar a cabo esta conexión y desconexión de las cargas eléctricas, se utiliza un módulo de ocho relés, de los cuales se utilizan seis para controlar las seis cargas eléctricas. La señal  $a_0$  se encarga de conectar la primera carga eléctrica trifásica, mientras que la señal  $a_1$  conecta la segunda, como se puede observar en la Figura 5.4.

El sistema actual está compuesto por un variador de frecuencia (VFD), que está conectado a una tensión trifásica y es capaz de controlar la frecuencia y el voltaje de la señal eléctrica que se suministra al motor. La función del primer motor es dar movimiento al segundo motor para que este logre entrar en modo de generación de energía eléctrica.

Mediante esta configuración, se provoca un flujo de corriente en los devanados del estator y un flujo de magnetización en la máquina, provocando así la entrega de tensión. A su vez, dependiendo a que frecuencia se mueva el sistema, este generará una cantidad de energía eléctrica.

Aunque cuenta con sensores de voltaje, corriente y velocidad en el eje, no se ha realizado una caracterización adecuada de los motores de inducción. Esto resulta en la falta de mediciones críticas para el manejo de estas plantas de generación eléctrica, como la estimación del torque.





**Figura 5.4:** Esquema eléctrico de la conexión de relés para el control de las cargas

Por esta razón, es crucial mejorar este sistema actual para poder llevar a cabo experimentos y mediciones más especializados y precisos, y así obtener un mejor rendimiento en la generación de energía eléctrica. Por lo que es necesario integrar un método para la estimación del torque de manera indirecta para lograr modelar de una forma robusta el comportamiento de los motores de inducción, además de lograr una correcta caracterización de los parámetros eléctricos motores de inducción, lo que permitirá realizar mediciones más precisas y experimentos más detallados.

## 5.2. Materiales y Construcción

Para la implementación de este sistema prototipo, el material y los principales componentes utilizados se muestran en la Tabla 5.1. Uno de los principales enfoques fue utilizar componentes de bajo costo que se encuentran fácilmente en laboratorios académicos.

Los componentes fueron integrados tal como se muestra en el diagrama de la Figura 5.1, lo que resultó en el sistema implementado de la Figura 5.2. El VFD como componente de control para el motor de inducción, está conectado a la fuente monofásica de 220 VAC. El acoplamiento entre los ejes de las máquinas eléctricas se fabricó mediante impresión 3D en el laboratorio y contiene un amortiguador de vibraciones hecho de material flexible, como

**Tabla 5.1:** Equipo principal utilizado en el sistema implementado

Item	Descripción	Modelo	Fabricante
1	Motor	MS712-4	EURO MOTOR
2	Motor como Generador	MS632-4	EURO MOTOR
3	Variador de Frecuencia (VFD)	FR-D700	mitsubishi electric
4	Capacitores	30 $\mu F$ 250 VAC	NGM
5	Sensor de corriente	SCT-013-000	YHDC
6	Sensor de efecto hall	A3144	AllegroMicrosystems
7	Adquisición de datos	NI myDAQ	National Instrument
8	Interfaz digital	LabVIEW	National Instrument

se muestra en la Figura 5.3. Además, se colocó un imán en la superficie del acoplamiento para la medición de la velocidad angular mediante la detección del sensor de efecto Hall.

Como cargas para el SEIG, se utilizaron bombillas incandescentes de 25 W, controlando su activación mediante un bloque de relés controlado por el NI myDAQ comandado por la PC.

Las características generales de los motores utilizados se encuentran resumidas en la Tabla 5.2. Sin embargo, para conocer con mayor detalle las características eléctricas de estos motores, se recomienda al lector revisar los Apéndices B y C. Aquí se proporciona información completa y detallada sobre las características eléctricas y mecánicas de estas máquinas de inducción trifásica y su uso en el sistema de pruebas.

**Tabla 5.2:** Características generales de las máquinas de inducción actuales

Característica	Motor 1	Motor 2
Función	Motor	Generador
Potencia (HP)	0.50	0.25
Potencia (kW)	0.37	0.18
Velocidad de operación (RPM)	1750	1750
Voltaje nominal (V)	230	230
Corriente nominal (A)	1.79	1.15
Frecuencia de operación (Hz)	50-60	50-60
% de split	7.22	11.65
Temperatura de operación ( $^{\circ}C$ )	95	95
Eficiencia (%)	71.1	59.48

### 5.3. Sensores y comunicación

Para comunicar en serie una computadora con el VFD, se utiliza el estándar RS485; se implementa el protocolo Modbus-RTU para controlar el flujo de datos entre ambos dispositivos. El programa desarrollado en LabVIEW contempla la lectura y escritura de los parámetros de interés del VDF a través del protocolo Modbus.

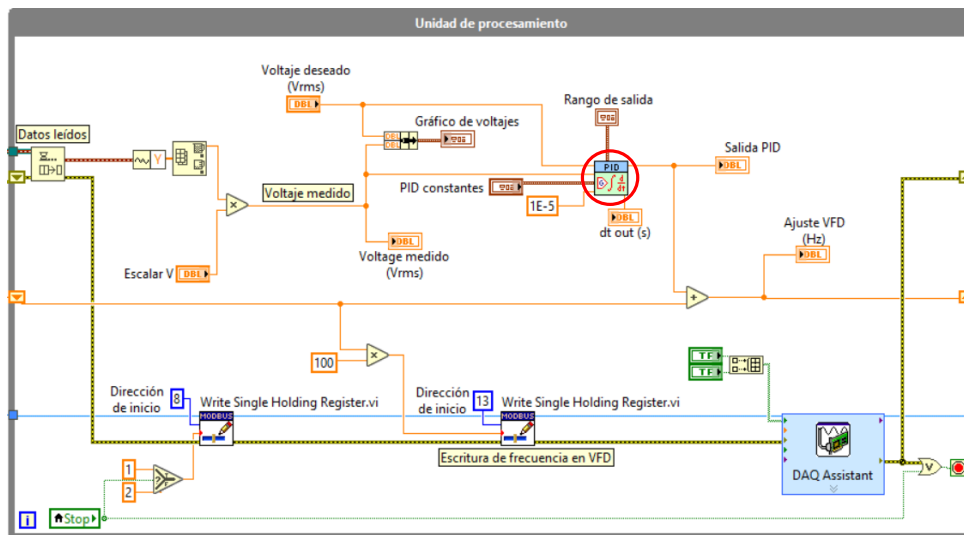
Debido a que el NI myDAQ solo tiene dos entradas de voltaje analógicas, se mide el voltaje y la corriente de una sola línea de salida del SEIG, además, las cargas colocadas están equilibradas para el sistema implementado. Se implementó un divisor de voltaje para medir el voltaje y un sensor de corriente no invasivo para estimar la corriente a través de las cargas, ambos sensores conectados a las entradas analógicas del NI myDAQ. Las señales se procesan en el programa para obtener la frecuencia y el valor rms real de ambos.

La velocidad del eje se adquiere mediante un circuito donde un sensor de efecto Hall cambia su salida de nivel alto a nivel bajo cuando percibe el campo magnético de un imán colocado en la pieza de acoplamiento, este circuito entrega una onda de pulso con un valor de frecuencia variable. La señal se conecta a una entrada digital del NI myDAQ donde un código interno lee la frecuencia y traduce el valor de frecuencia en términos de velocidad angular en unidades de rpm.

### 5.4. Descripción de la programación

La adquisición de datos se realiza con un NI myDAQ y los datos se procesan con LabVIEW. Primero, se establecen las entradas del myDAQ para tomar 2000 muestras con una tasa de muestreo de 2 kHz, los datos adquiridos se guardan dentro de una matriz para extraer el valor máximo de la señal analógica leída, este valor se escala para obtener el valor real eficaz de la línea. La lectura de voltaje se utiliza luego en las etapas de control para regular la salida de acuerdo con la ley de control establecida y ajustar el valor de frecuencia para el VDF.

Así mismo, en la Figura 5.5, se muestra un segmento del código desarrollado en donde se corre el controlador lineal PID desarrollado, el cual fue programado utilizando LabVIEW.



**Figura 5.5:** Diagrama del código desarrollado para controlar el sistema mediante un controlador automático lineal PID en NI LabVIEW [14]

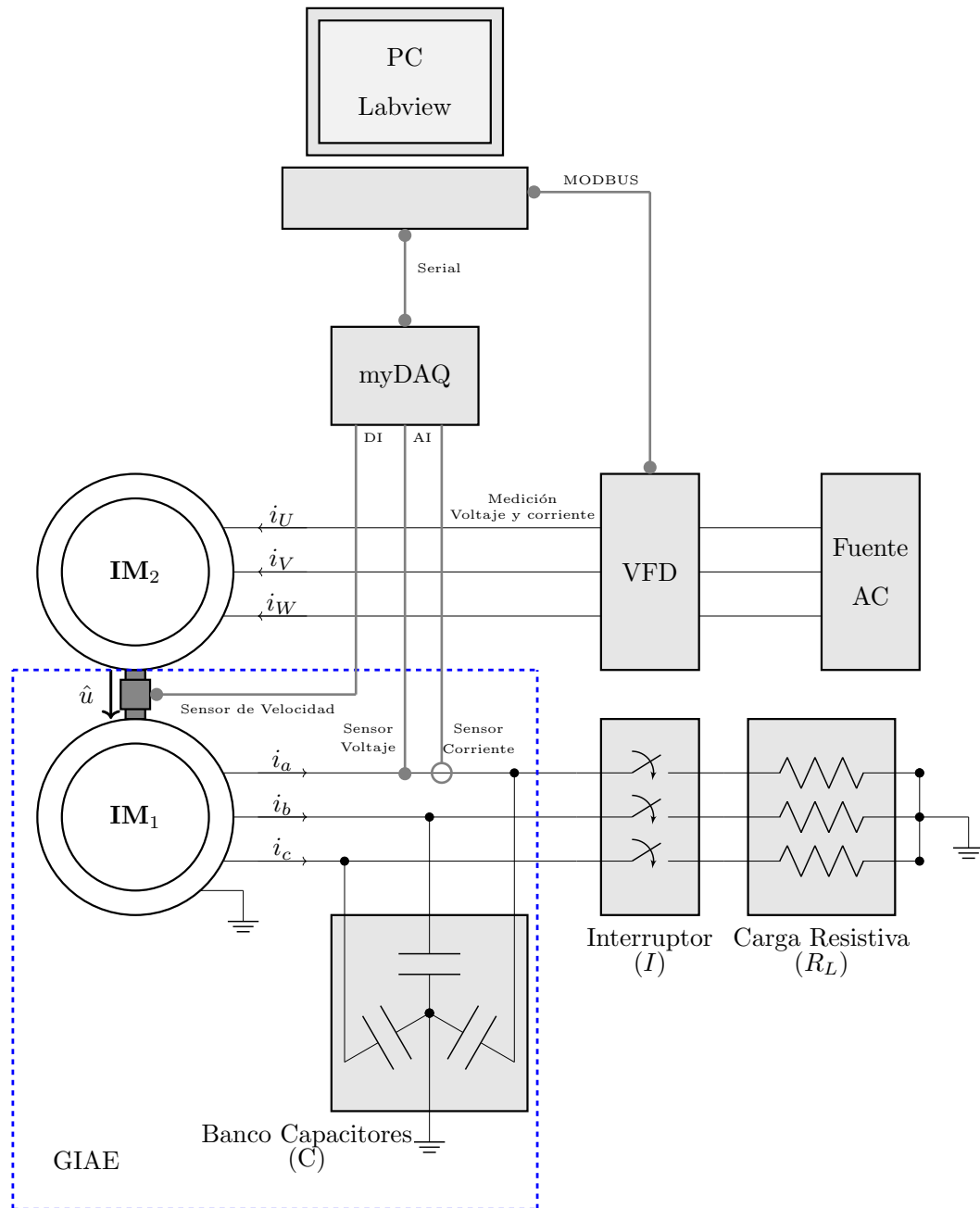
Los valores de la frecuencia del VDF se establecen desde LabVIEW utilizando el protocolo Modbus. El dispositivo Modbus maestro es la computadora y el dispositivo Modbus esclavo es el VDF. Se programan dos módulos para escribir cuando el motor debe iniciarse o detenerse y otro para escribir la frecuencia específica del VFD. La gestión de la señal que conecta o desconecta las cargas eléctricas se realiza con dos botones, pero también se puede programar para secuencias de operación temporizadas en pruebas.

# Capítulo 6

## Descripción detallada de la solución

### 6.1. Sistema Propuesto

Basado en los requerimientos del sistema a desarrollar, es que se propone el diseño de la Figura 6.1, en donde se muestra un sistema computacional, encargado de procesar las señales recopiladas de la planta generadora, generar y enviar señales de control tanto para la planta, como para el control de las cargas. Asimismo, va a ser el encargado de mostrar, mediante una interfaz computacional, las señales analizadas en tiempo real. Adicionalmente, se plantea tener, en un solo módulo, la recolección de los datos mediante la integración de los sensores necesarios para realizar estas mediciones.



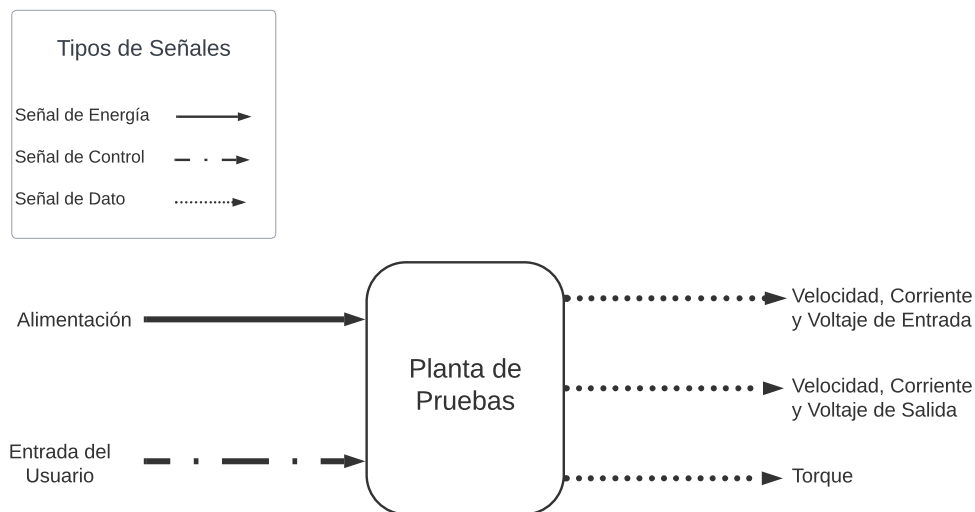
**Figura 6.1:** Esquema general del sistema utilizado en este trabajo, para el control y la monitorización de la velocidad, voltaje y corriente tanto a la salida del generador como el monitoreo de la potencia a la entrada entregada al motor principal  $IM_2$ .

El sistema va a recolectar la información proveniente de la planta generadora de máquinas de inducción, sensando las variables de velocidad, corriente y tensión, para posteriormente ser recopiladas por el módulo correspondiente por la lectura de datos y transferidos al computador. Este sistema de computación estará integrado con una herramienta de software capaz de poder controlar, simular y verificar el funcionamiento de la planta bajo distintos escenarios y de modelos matemáticos de sistemas dinámicos o controladores lineales. Así mismo, mostrará un monitoreo de las variables de interés en función del esce-

nario en tiempo real. El control de la generación de energía se regulará mediante señales de control que serán transferidas al variador de frecuencia. Por último, para comprobar el correcto funcionamiento del sistema de pruebas, se controlan una serie de cargas eléctricas que operarán como perturbaciones sobre el sistema.

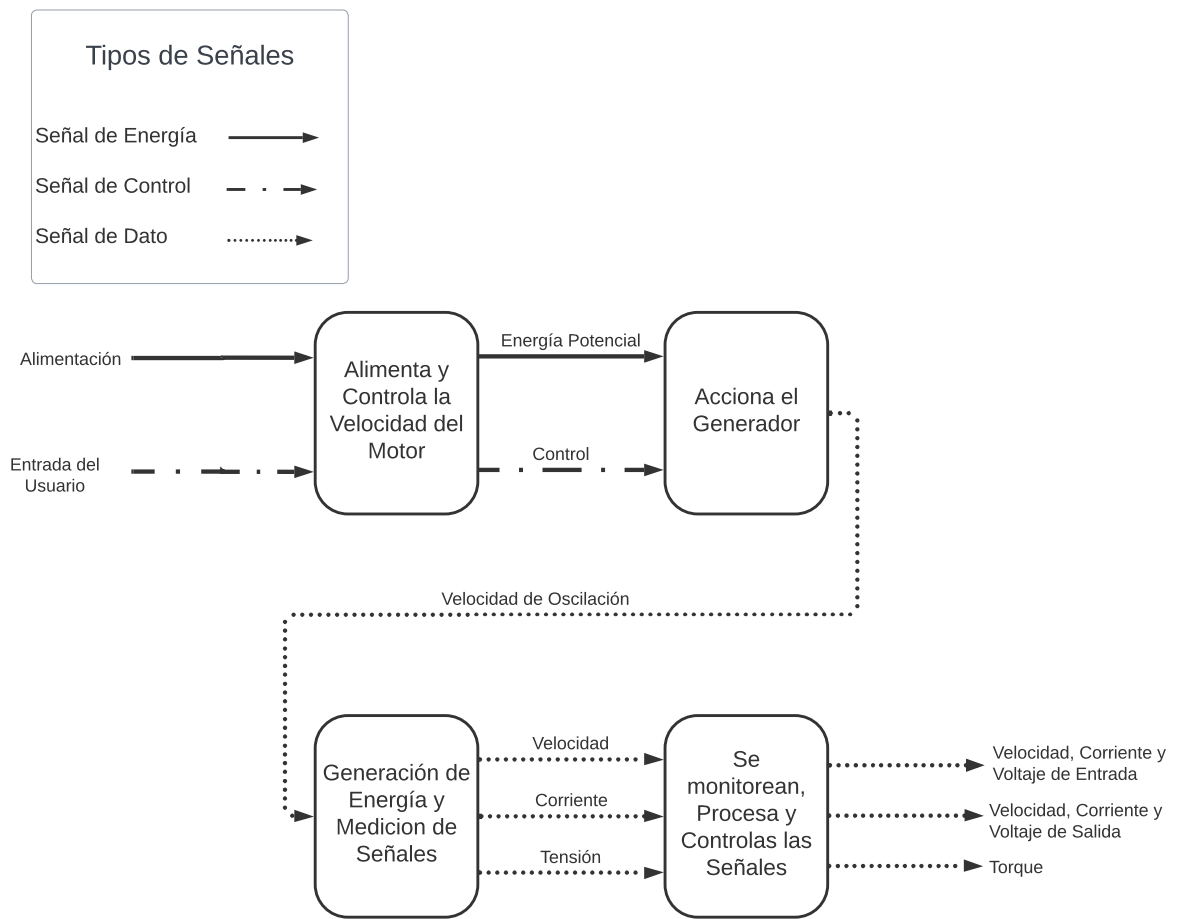
### 6.1.1. Análisis funcional de sistema

El diagrama que se ilustra en la Figura 6.2, se muestra una primera abstracción de la planta de pruebas. En este caso, se representa la planta de pruebas como una caja negra, la cual recibe como entradas la señal de alimentación y las entradas de prueba del usuario, mientras que en su salida se obtienen las señales de interés establecidas inicialmente dentro de las especificaciones de la planta de pruebas.



**Figura 6.2:** Diagrama de la estructura funcional del sistema(primer nivel)

En este caso, se descompone la estructura de la planta de pruebas en varios módulos. En general, como bloque inicial se tiene la alimentación del sistema y el variador de frecuencia, el cual se encarga de controlar la velocidad del motor. En segunda instancia, se tiene el bloque que acciona al generador, y en su salida es posible observar la velocidad de oscilación. Por otro lado, se encuentra el módulo de generación de energía y medición de señales, del cual se extraen las señales de interés de la planta de pruebas, las cuales corresponden a las entradas del siguiente bloque, el cual se encarga de monitorear y procesar dichas señales como se observa en la Figura 6.3.



**Figura 6.3:** Diagrama de la estructura funcional del sistema (segundo nivel)

Así mismo, sistema propuesto posee varios módulos funcionales, las cuales se pueden dividir en 6 secciones principales:

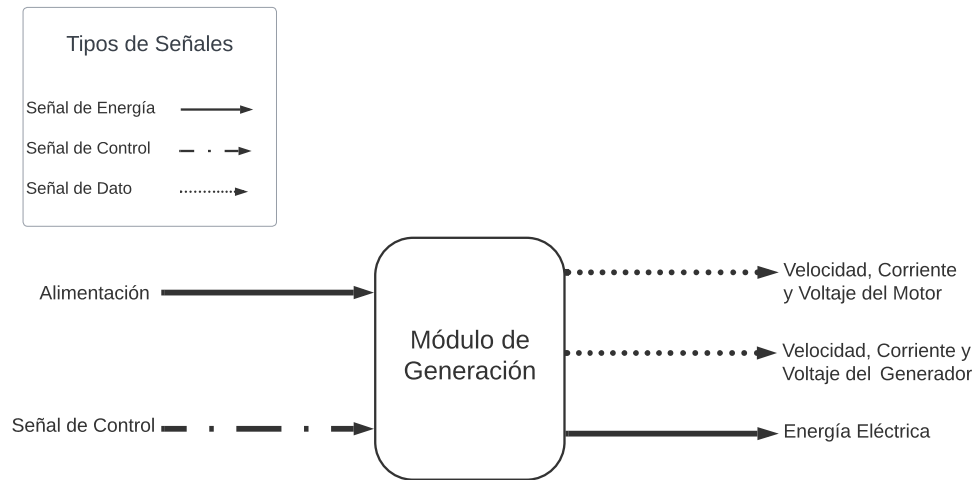
- Módulo de generación
- Módulo de recolección y lectura de datos
- Módulo de cargas
- Módulo de comunicación de señales y el computador
- Módulo de control computacional y parámetros del generador
- Módulo de visualización de señales

#### Módulo de Generación:

Como se observa en la Figura 6.4, se tiene un módulo de planta de generación, el cual recibe como entrada la alimentación y la entrada del usuario con los parámetros que este



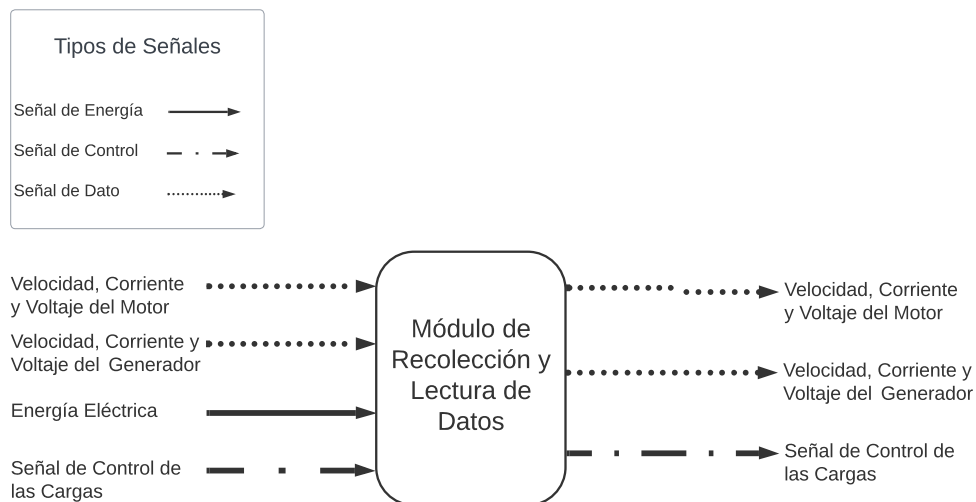
establezca, y tiene como salidas las mediciones de los parámetros de los motores: velocidad, corriente, torque y voltaje, este módulo se encarga del accionamiento del generador y el control del motor primario externo.



**Figura 6.4:** Diagrama del módulo de generación

### Módulo de recolección y lectura de datos:

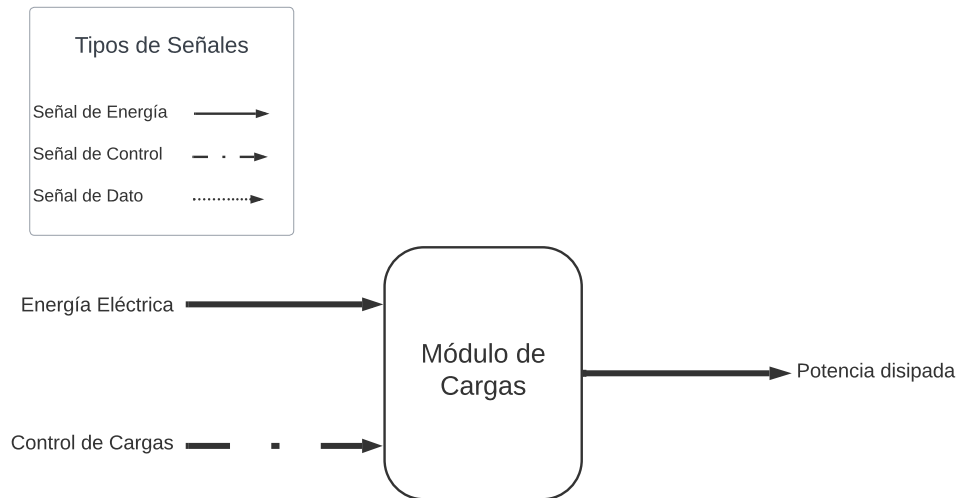
En cuanto a este módulo del sistema, como se muestra en la Figura 6.5, es el encargado de recolectar en un mismo punto las variables de medición en tiempo real del sistema, en el, se encuentran los sensores encargados de la monitorización de los parámetros medidos de los motores. Así como una señal de control de las cargas.



**Figura 6.5:** Diagrama de Módulo de recolección y lectura de datos

### Módulo de cargas:

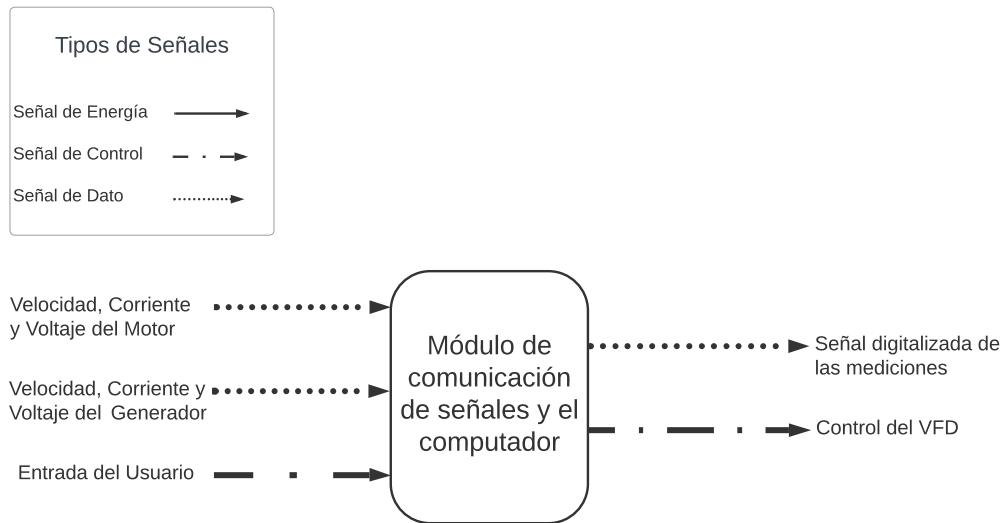
Dado que el sistema necesita verificar el correcto funcionamiento de distintos modelos matemáticos de controladores, es necesario lograr generar ciertas perturbaciones en el sistema para poder comprobar la capacidad de estos modelos, con lo cual, este módulo, que se logra observar en la Figura 6.6, se encarga de generar la perturbación eléctrica del generador mediante cargas eléctricas, las cuales van a recibir la energía eléctrica del generador y el control de las cargas y se tiene como salida de este módulo la potencia disipada.



**Figura 6.6:** Diagrama de Módulo de Cargas

### Módulo de comunicación de señales y el computador:

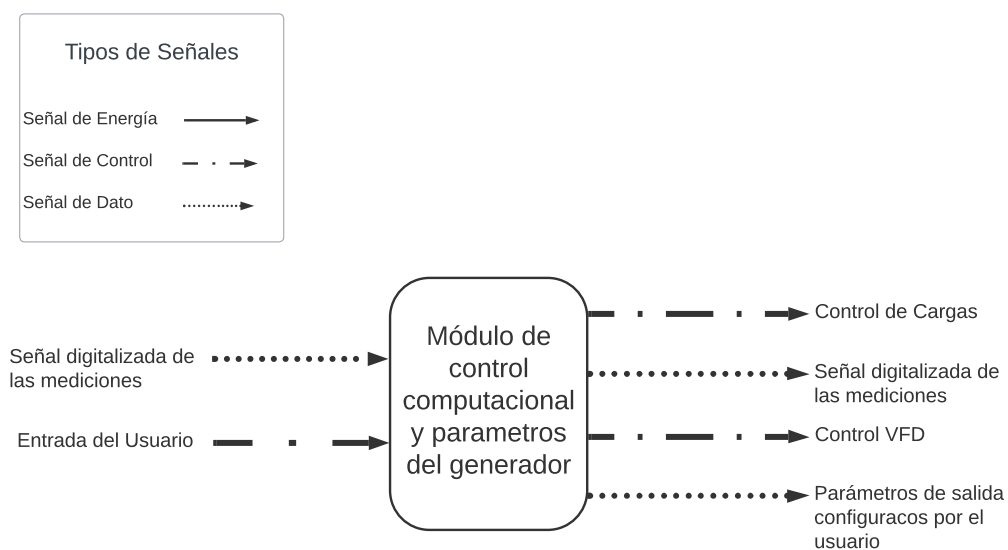
Este módulo es el encargado de realizar la comunicación entre el computador y las demás señales medidas, como se muestra en la Figura 6.7, para posteriormente analizar y procesar el comportamiento del sistema y de esta manera lograr validar el comportamiento y el correcto funcionamiento del controlador ante un escenario específico, este módulo tiene como entrada la configuración de los parámetros que ingrese el usuario, y los parámetros medidos de los motores. Y como salida se tiene la señal digitalizada de las mediciones.



**Figura 6.7:** Diagrama de Módulo de Comunicación

### Módulo de control computacional y parámetros del generador:

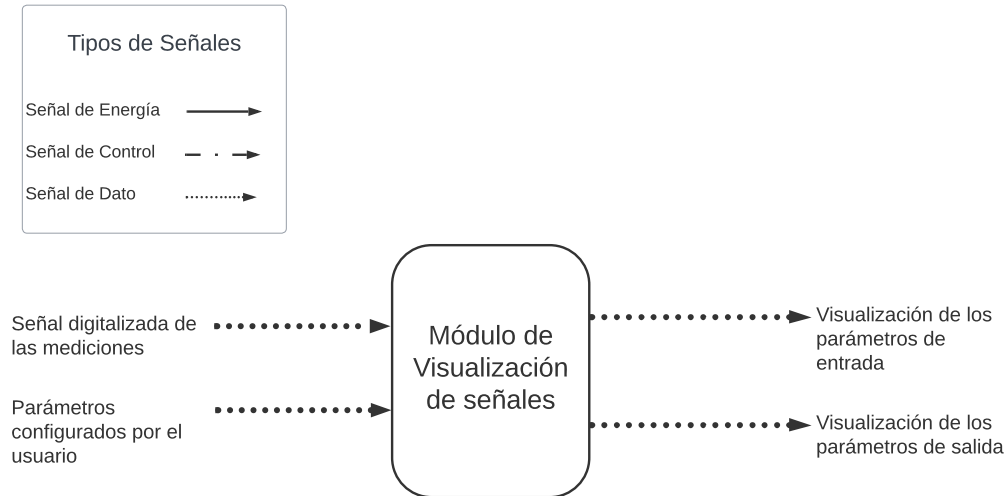
Como se observa en la Figura 6.8, se muestra el módulo de control computacional y parámetros del generador, el cual, es el encargado de todo el control computacional que recibe las señales digitalizadas del módulo de comunicación y también aquí el usuario ingresa los valores de los parámetros de los motores. Como salida, se tienen señales de control de tanto como el variador de frecuencia como del control de cargas, también la señales digitalizadas de las mediciones para su posterior visualización.



**Figura 6.8:** Diagrama de Módulo de Control

### Módulo de visualización de señales:

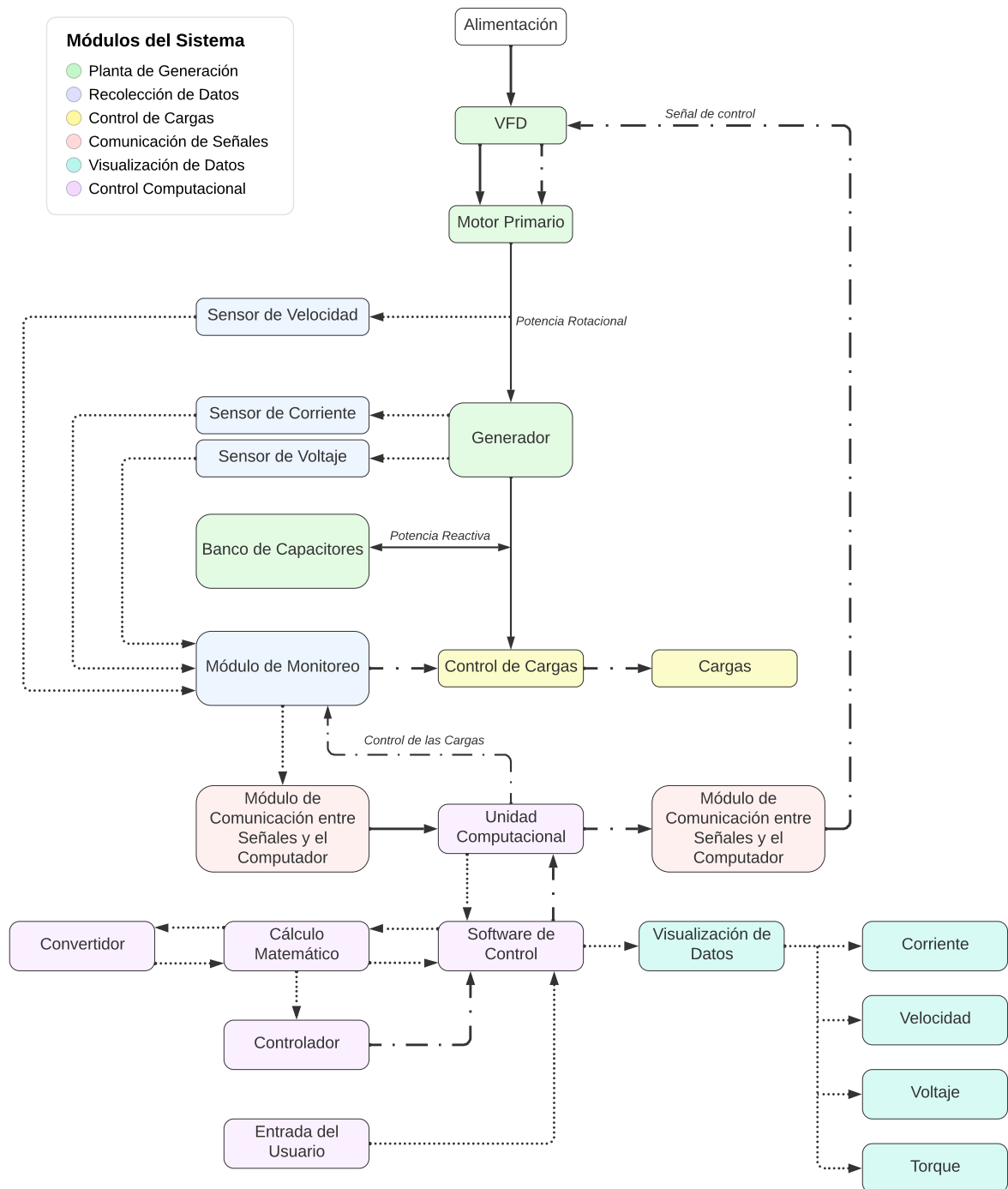
En cuanto al módulo de visualización de señales que se muestra en la Figura 6.9, que como su propio nombre indica, va a ser el encargado de permitir la visualización y la monitorización de las distintas señales medidas del sistema de generación eléctrica.



**Figura 6.9:** Diagrama de Módulo de Visualización de datos

### 6.1.2. Arquitectura funcional del sistema

Por otro lado, en la Figura 6.10, se plantea un diseño modular del sistema, en el cuadro que contiene las leyendas se detalla cuál módulo representa cada uno de los colores. En el caso de los elementos que se encuentran relacionados con la planta de generación del sistema, estos se agrupan utilizando un color verde claro. Por otro lado, se encuentra el módulo de recolección de datos, el cual se encuentra compuesto tanto por los sensores que se emplean para medir las variables de interés del sistema, y se representa a través del color azul claro. Asimismo, se encuentra la etapa de control de cargas, la cual se codifica con el color amarillo. Por su lado, los módulos de comunicación y computación del sistema, se representan con un color papaya, y un rosado claro, respectivamente. Por último, el módulo de la visualización, representado por un color verde agua, nos permite monitorizar/observar las señales obtenidas mediante los sensores que se encuentran ubicados a las salidas del motor y el generador, respectivamente.



**Figura 6.10:** Diagrama modular del funcionamiento del sistema propuesto

En donde la línea continua representa señales de energía, la línea discontinua representa señales de control y por último la línea punteada representa señales de datos.

Como se ilustra en la Figura 6.10, se logra observar que se encuentra directamente relacionado con la arquitectura funcional del sistema, se tiene como punto de partida la alimentación, la cual entrega energía eléctrica al variador de frecuencia. Este, a su vez, se comunica con el motor del sistema entregando tanto energía eléctrica como una señal de control que se encarga de manejar el funcionamiento del motor como tal. La salida

del motor se conecta con el generador del sistema, y a su vez en este punto se coloca un sensor de velocidad para medir la velocidad en dicho punto.

Por su parte, a la salida del generador se colocan un sensor de corriente y otro de voltaje, para monitorizar dichas señales como parte de la planta de prueba, asimismo, este se conecta con un banco de capacitores, los cuales se cargan y excitan el generador a través de potencia reactiva. Las señales de los sensores de velocidad, corriente y voltaje obtenidas a las salidas del motor y del generador, respectivamente, son captadas por un módulo de monitoreo.

Dicho módulo de monitoreo, le envía una señal de control al sistema de control de cargas, el cual se encarga de variar las cargas, simulando la demanda dinámica de energía eléctrica de la red. Por otro lado, en la Sección inferior del diagrama se ubican los módulos que tienen que ver con la parte computacional, de recolección de datos, y la parte de visualización de datos, en la cual se observan las señales medidas en los sensores.

## 6.2. Evaluación de las alternativas

Para llevar a cabo la conexión entre el motor de inducción y la alimentación, se decidió utilizar en este proyecto el variador de frecuencia FR-D720 de la compañía Mitsubishi Electric, que se muestra en la Figura 6.13. Este dispositivo electrónico es de clase trifásica, con una capacidad de entrada de entre 220 Vrms y 240 Vrms entre los 50 y los 60 Hz, con un voltaje de salida máximo de aproximadamente los 240 Vrms y una potencia de salida de 0.75 KW [44].



**Figura 6.11:** Variador de frecuencia Mitsubishi Electric D700 [44]

En cuanto a la medición de las señales eléctricas trifásicas, pueden ser medidas mediante el uso de diferentes sensores económicos o mediante el diseño de circuitos eléctricos destinados para este fin, algunos de los sensores de medición de voltaje y corriente alterna fueron brindados por el equipo de investigación.

Tomando en cuenta los requerimientos iniciales, los investigadores establecieron que los sensores utilizados deben de leer señales de hasta los 270 V con frecuencias que varían entre los 45 HZ hasta los 65 Hz. Como se puede observar en la Tabla 6.1, se presentan algunas características de los elementos considerados para realizar la medición del voltaje.

**Tabla 6.1:** Comparación de elementos de medición de voltaje

Características	Sensor de voltaje		
	ZMPT101b	Divisor de tensión	Transformador
Máximo voltaje de entrada (V)	250	280	220
Rango de voltaje de entrada (V)	0-250	0-280	0-220
Máximo voltaje de salida (V)	5	6	12
Rango de voltaje de salida (V)	0-5	0-6	0-12
Frecuencia de operación (Hz)	50-60	50-60	50
Tipo de salida	Analógica	Analógica	Analógica
Voltaje de operación (V)	5	No aplica	No aplica
Consumo de energía (mA)	<10	No aplica	No aplica
Temperatura de operación (°C)	-40 a 85	-55 a 150	-40 a 70
Precio aproximado (\$)	5,95	2,00	7,50

En cuando a la adquisición de datos, se debe realizar mediante una tarjeta electrónica que tenga las suficientes entradas analógicas, algunas de las opciones son las tarjetas Arduino Uno, Raspberry Pi 4, o un sistema de adquisición de alta precisión como el NI myDAQ, en la Tabla 6.2, se puede observar algunas de las características de interés en la evaluación de las tarjetas mencionadas previamente.

**Tabla 6.2:** Comparación de tarjetas de adquisición de señales eléctricas de interés

Característica	Dispositivo		
	NI myDAQ	Arduino Uno	Raspberry Pi 4
Bits de resolución	16	10	8
Frecuencia de muestreo	200 KHz	8 KHz	48 KHz
Entradas y salidas digitales	8	14	40
Entradas analógicas	2	6	4
Voltaje entrada analógica	10 V	5 V	3,3 V
Precio	300–400	20–30	35–55
Conectividad	USB	USB	GPIO
Potencia	USB	USB	Requiere fuente externa

Además de las características mencionadas en la Tabla 6.2, la compatibilidad con software es una característica importante a tener en cuenta al elegir una tarjeta de adquisición de señales eléctricas. En la tabla se puede observar que la tarjeta NI myDAQ es compatible con LabVIEW, MATLAB, C/C++ y Python, mientras que la tarjeta Arduino Uno es compatible con Arduino IDE, C/C++ y Python, y la tarjeta Raspberry Pi 4 es compatible con C/C++, Python y Scratch. Es importante destacar que estas son solo algunas de las opciones de lenguajes y plataformas de programación disponibles para cada dispositivo, y que es posible utilizar otras herramientas de programación y software para cada uno de ellos.

En cuanto a la medida de la velocidad rotórica, podría ser medida mediante un codificador incremental, un sistema óptico IRT9608 o con un sensor de efecto hall A3144. En la Tabla 6.3 se muestra la comparación de las distintas alternativas, en donde se tomó en cuenta que el sistema que se va a utilizar para medir la velocidad, debe de poder medir velocidades mayores a las 2000 rpm y su ajuste mecánico a la planta bajo estudio debe ser posible.



**Tabla 6.3:** Comparación de alternativas para la medición de velocidad rotórica

Característica	Sensor		
	A3144	HN3806-AB-400N	IRT9608
Máxima velocidad	15 000 rpm	6 300 rpm	2 000 rpm
Posible ajuste mecánico	Si	No	Si
Capacidad de velocidad cero	Si	Si	Si
Distancia de actuación	2,5 mm	2 mm	No especificado
Voltaje de alimentación	4,5 - 24 V	4,5 - 24 V	3 - 24 V

En cuanto a la medición de la corriente, en la Tabla 6.4 se presenta una comparación de tres sensores de corriente alterna (AC) ampliamente utilizados en aplicaciones de medición y monitoreo eléctrico. Los sensores analizados son el ZMCT103C, el SCT-013-000 y el 65ADC. Para cada sensor se evalúan características importantes.

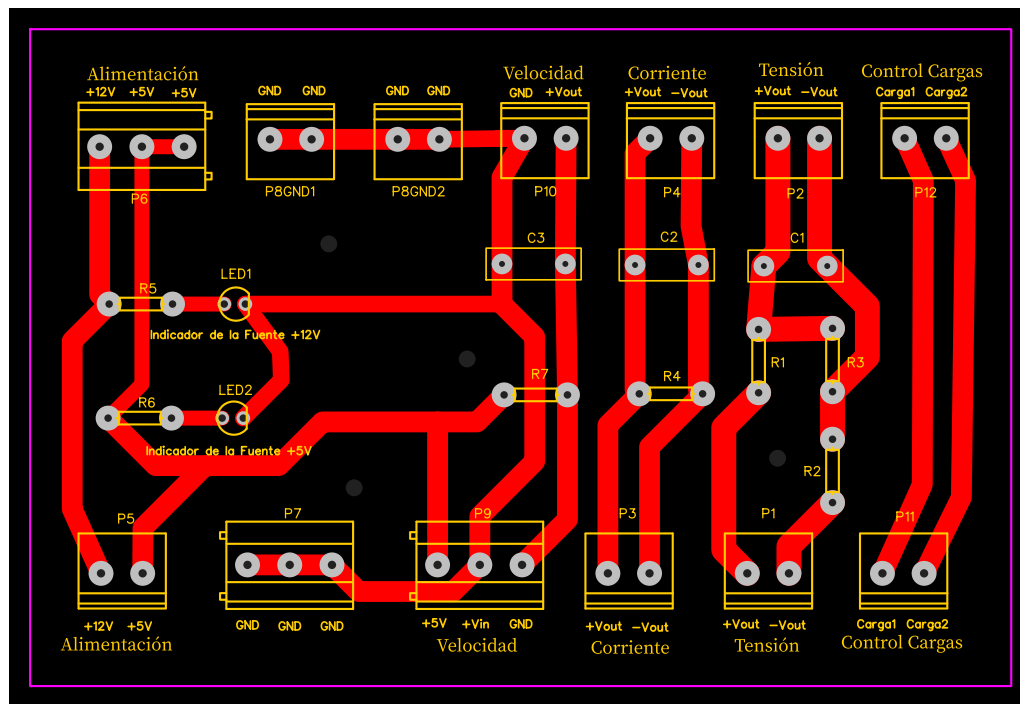
**Tabla 6.4:** Comparación de sensores para la medición de la corriente AC

Características	Sensor de corriente AC		
	ZMCT103C	SCT-013-000	65ADC
Rango de medición (A)	0-5	0-100	0-65
Sensibilidad (mV/A)	100	30	10
Frecuencia de operación (Hz)	50-60	50-60	50-60
Tipo de salida	Analógica	Analógica	Analógica
Voltaje de operación (V)	5	5	5
Consumo de energía (W)	<1	<1	<1
Precio aproximado (USD)	2-3	10-15	5-8

### 6.3. Diseño del módulo de recolección de datos

Además de la integración de sensores y la optimización de la caracterización de los motores, es fundamental implementar un módulo de recolección de datos. Este módulo permitirá la lectura y monitorización en tiempo real de las variables más importantes del sistema, en diferentes escenarios de funcionamiento. Para lograr esto, se propone el diseño de un PCB (Circuito Impreso de Montaje), el cual fue implementado mediante el uso de la herramienta de software EasyEDA, como se ilustra en la Figura 6.13.

Como se observa en la Figura 6.13, el módulo que se propone contiene una fila superior e inferior de entradas para denotar las entradas y salidas del módulo, siendo la fila superior de conectores, las salidas del módulo, las cuales se van a enviar directamente al computador central y la fila inferior en donde se ubicarán las conexiones para ingresar las



**Figura 6.12:** Diagrama del circuito impreso para el módulo de recolección de datos

mediciones al módulo de recolección de datos.

El módulo de recolección de datos ha sido diseñado con la finalidad de ser compacto y fácil de manipular, lo que permite tener un acceso rápido y sencillo a todas las mediciones de las variables relevantes del sistema. Este diseño incluye configuraciones necesarias para utilizar sensores de velocidad, corriente y voltaje, para garantizar una medición precisa y detallada de todas las variables de interés. Además, se ha incluido una sección especialmente diseñada para acondicionar la señal de voltaje generada, ya que el sistema de generación puede generar hasta 300 V, lo que requiere un previo acondicionamiento para garantizar la compatibilidad con dispositivos de lectura analógica de voltaje que no son capaces de soportar voltajes elevados.

Así mismo, este módulo contiene dos leds indicadores para verificar el correcto funcionamiento de las fuentes de alimentación, tanto para la alimentación de 5 V, como para la de la fuente de 15 V. Además, este módulo contiene un apartado para el control de la cantidad de cargas eléctricas para lograr perturbar el sistema. Estas señales de control de cargas, pasan por este módulo y posteriormente son enviadas al banco de relés para la respectiva activación de las cargas eléctricas deseadas por el usuario.

Por otra parte, debido a que se desea que el módulo de recolección de datos sea de fácil manejo y no llegue a ocupar mucho espacio, las dimensiones del PCB son de aproximadamente 118 mm de ancho y posee una altura de aproximadamente 79 mm, por lo que

basado en los requerimientos de la planta, lo vuelve un diseño viable y de fácil manipulación.

En cuanto a las características de diseño del módulo propuesto, se implementó un grosor de las vías de aproximadamente 3 *mm* para cada una y una separación entre vías de 1 *mm* entre cada una, esto con el objetivo de lograr evitar que el sistema llegue a generar mucha temperatura por el paso de la corriente por las vías y tener un espacio mínimo entre cada una para evitar errores al momento de la fabricación y utilización del módulo para que no existan cortocircuitos entre las vías.

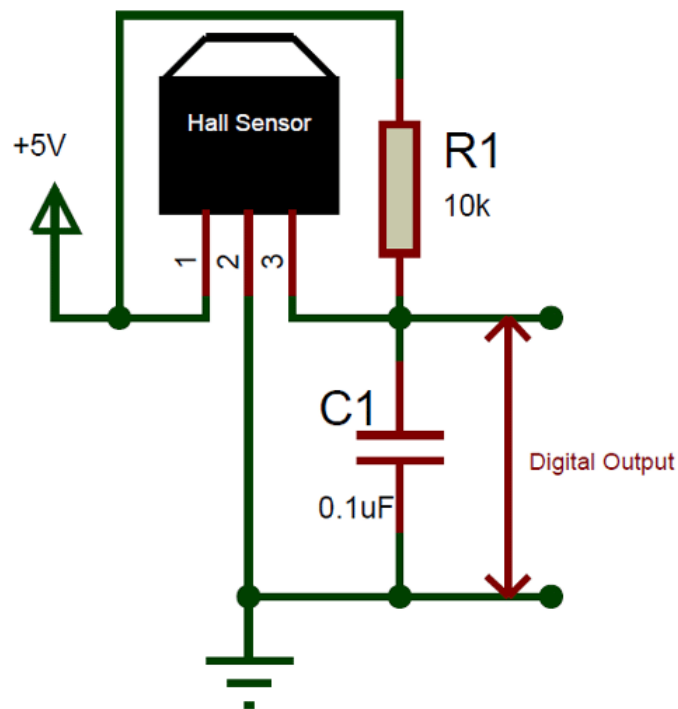
Para el cálculo utilizado para el diseño de las vías del PCB, se utilizó el estándar industrial ANSI-IPC 2221 [74] y que se muestra a continuación:

$$Ancho = \frac{I}{\frac{k_1 \Delta T k_2 k_3}{L1,378}} \quad (6.1)$$

En 6.1,  $L$  representa el grosor de la pista,  $k_1$  representa una constante definida por el estándar que en este caso se está aplicando, la cual tiene un valor de 0.0647 cuando las pistas son externas y un valor de 0.0150 cuando la pista es interna (cuando la vía está entre dos capas, esto es para diseños en los cuales el PCB posee más de dos capas). En cuanto a  $k_2$  se refiere a una constante del estándar, en donde varía también sus valores, entre 0.5453 y 0.4281 para cuando la pista es interna o externa respectivamente. Por otra parte,  $k_3$  es una constante con valores de 0.7349 para cuando la pista es interna y de 0.6732 para cuando la pista es externa.  $I$ , se refiere a la corriente máxima que va a pasar por la pista y por último, en cuanto a  $\Delta T$  se refiere al incremento de temperatura máximo soportado para el diseño. Cabe resaltar que debido a que el diseño propuesto se realizó en una sola capa, se utilizaron los valores de las constantes para el caso de las pistas externas [74].

### 6.3.1. Medición de la velocidad

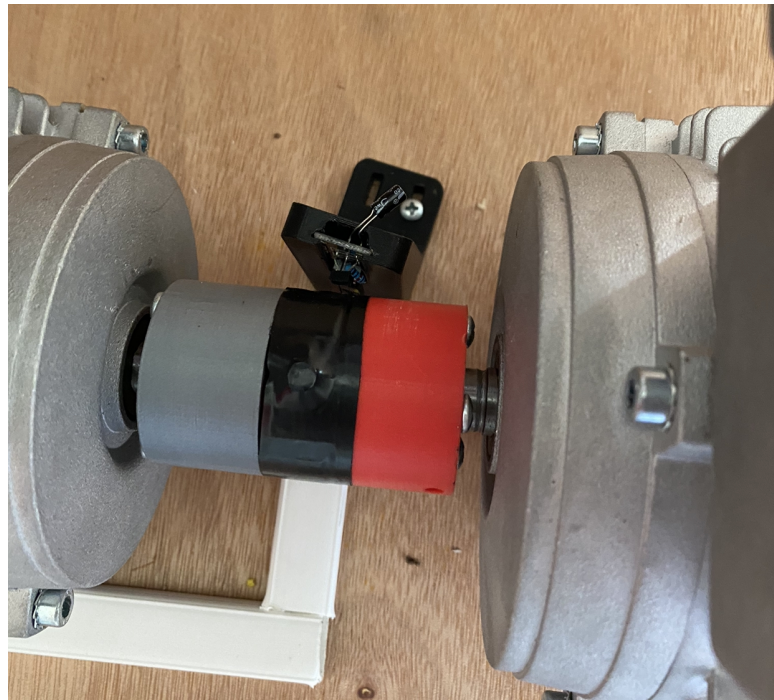
La medición de la velocidad de la planta se realiza mediante un sensor de efecto Hall A3144, el cual es capaz de detectar la presencia de un campo magnético y convertirlo en una señal eléctrica proporcional a la velocidad de rotación del generador. Para que el sensor funcione correctamente, se utiliza el circuito de la Figura 6.13, el cual se adaptó al PCB descrito en esta sección, que permite conectar adecuadamente los pines del sensor. En este circuito, se incluye una resistencia de pull up para garantizar que el voltaje de salida del sensor se mantenga en alto nivel cuando no hay presencia de un campo magnético, y un capacitor para filtrar las perturbaciones que puedan afectar la señal de salida.



**Figura 6.13:** Diagrama del circuito de medición de la velocidad rotórica

Cabe destacar que el A3144 es un sensor de efecto Hall unipolar, es decir, solo detecta campos magnéticos de un solo polo magnético. Por tanto, se debe ubicar un imán en el rotor del generador que tenga un solo polo magnético para que el sensor pueda detectar la velocidad de rotación del generador con precisión. Además, se debe tener en cuenta que la señal de salida del sensor es proporcional a la velocidad angular del rotor del generador, por lo que es necesario hacer una conversión para obtener la velocidad lineal del eje del generador en unidades de revoluciones por minuto (RPM), debido a que la señal de salida del sensor es una señal cuadrada con una frecuencia proporcional a la velocidad de rotación del generador.

El sensor de efecto Hall A3144 produce una señal digital de 0 V cuando detecta un campo magnético y un valor igual al voltaje de alimentación cuando no lo detecta. Durante el funcionamiento del sistema, el rotor giratorio genera un campo magnético que es detectado por el sensor, lo que produce un tren de pulsos en la salida del circuito, el sistema de adquisición de datos utilizado por medio del dispositivo myDAQ, tiene un convertidor analógico a digital el cual es de 16 bits. La figura 6.15 muestra una imagen que ilustra la colocación del circuito de medición de la velocidad rotatoria, donde se aprecia la posición del imán en el acoplamiento mecánico y la ubicación del sensor Hall. Es importante asegurarse de que el sensor y el imán estén colocados con precisión para evitar mediciones erróneas de la velocidad.



**Figura 6.14:** Estructura física del circuito de medición de velocidad de los rotores

### 6.3.2. Medición de corriente

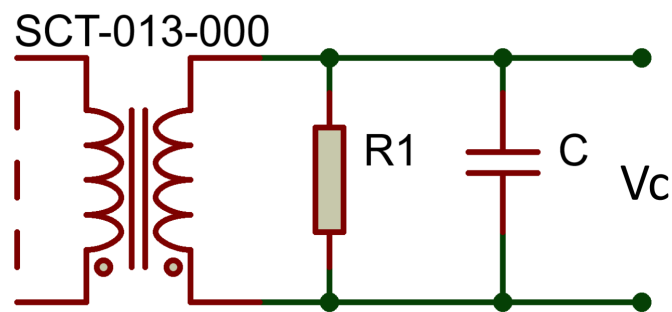
En cuanto a la medición de la corriente, el sensor SCT-013-000 se utilizó como el dispositivo de medición de la corriente en el sistema. Estos sensores son del tipo transformador de corriente y se componen de un devanado primario, un núcleo ferromagnético y un par de cables que entregan una señal de corriente analógica escalada. A diferencia de los sensores de corriente convencionales, estos sensores SCT son no invasivos, lo que significa que no es necesario alterar o abrir el circuito eléctrico para realizar la medición.

El módulo de medición de corriente SCT-013-000 es capaz de medir corriente alterna de hasta 100 A. La señal de corriente analógica que entrega este sensor es proporcional a la corriente que pasa por el cable que atraviesa el sensor, y está escalada en una proporción de 1:2000 debido al número de vueltas del embobinado del sensor, que es de 2000 vueltas. Para obtener una señal de voltaje que pueda ser leída por un sistema de adquisición de datos que lee señales analógicas de voltaje, se requiere una conversión de la señal de corriente analógica. Una forma de lograr esto es colocando una resistencia en la salida del sensor, lo que permite convertir la señal de corriente en una señal de voltaje [75].

La relación del sensor SCT-013-000 de 1:2000 significa que la señal de corriente analógica entregada por el sensor es 2000 veces menor que la corriente que fluye por el cable que atraviesa el sensor. En este sistema, la máxima amplitud de la señal de corriente que entrega el sensor es de alrededor de  $293,45\mu A$ , lo que puede dificultar su lectura precisa. Para solucionar esto, se ha optado por hacer que el cable pase por el centro de la pinza

del sensor 10 veces, lo que aumenta la señal de corriente en un factor de 10 y, por lo tanto, facilita su medición. Además, para convertir la señal analógica de corriente en una señal de voltaje que pueda ser leída por el sistema de adquisición de datos, se ha colocado una resistencia en la salida del sensor. Esta resistencia funciona como un divisor de voltaje, lo que permite obtener una señal de voltaje proporcional a la corriente medida por el sensor.

El circuito implementado en el PCB del módulo de recolección de datos, se muestra en la Figura 6.15, en donde se colocó una resistencia de "burn resistor."<sup>en</sup> las terminales de la salida del sensor para tener una caída del voltaje y, por ende, una señal de voltaje proporcional a la corriente medida. Además, se agregó un capacitor en paralelo a la resistencia para eliminar el ruido de la señal y garantizar una medición más limpia. En conjunto, el diseño del circuito de medición permitió obtener una señal analógica de voltaje para su posterior procesamiento y análisis.



**Figura 6.15:** Diagrama del circuito de medición de la corriente utilizando el sensor SCT-013.

Se eligió un valor de resistencia de  $1k\Omega$  y un capacitor cerámico de  $100nF$  para el circuito implementado. Dado que el sensor de corriente SCT-013-000 tiene una relación de escala de 1:2000, la corriente máxima que puede medir es de alrededor de 2.93 mA pico. Usando la ley de Ohm de la Ecuación 6.2, se puede calcular que la máxima caída de voltaje a través de la resistencia sería de 2.93 V como se observa en la Ecuación 6.3. Por lo tanto, el valor de resistencia elegido junto con el capacitor aseguran una lectura adecuada y estable de la señal analógica del sensor. El capacitor ayuda a reducir el ruido en la señal, mientras que la resistencia se utiliza para obtener una caída de voltaje proporcional a la corriente medida.

$$V_c = IR \quad (6.2)$$

$$V_c = 2,93mA_{pico}1k\Omega = 2,93V_{pico} \quad (6.3)$$

Es importante mencionar que la señal medida a la salida del circuito es una señal analógica de voltaje, por lo que es necesario realizar una conversión para lograr encontrar el valor

real de la corriente de línea. Para este fin, se tiene que:

$$V_c = \frac{10I_L R}{2000} \quad (6.4)$$

$$I_L = \frac{2000V_c}{10R} \quad (6.5)$$

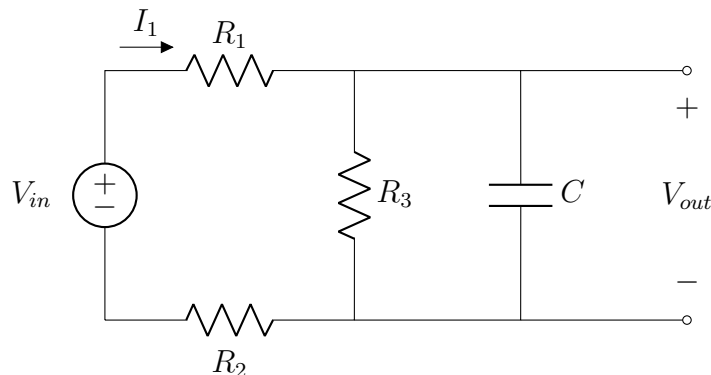
Para obtener el valor RMS de la corriente y sustituyendo el valor de la resistencia se tiene que:

$$I_{rms} = \frac{2000V_c}{10000\sqrt{2}} = 0,143V_c \quad (6.6)$$

### 6.3.3. Medición de voltaje

El módulo de recolección de datos implementado, realiza la medición del voltaje entre una línea trifásica y el neutro de la salida del generador. Para lograr esto, fué necesario implementar un divisor de voltaje como se muestra en la Figura 6.16, además, se escogieron los valores de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  del mismo valor, por lo que la ecuación del divisor de tensión propuesto es:

$$V_{out} = \frac{V_{in}R_3}{2R_1 + R_3} \quad (6.7)$$



**Figura 6.16:** Divisor de tensión utilizado para la medición del voltaje generado

Para determinar los valores de resistencia del circuito divisor de voltaje en la Figura 6.16, es necesario conocer la tensión analógica máxima que se aplicará a la entrada del circuito, la cual en este caso es de alrededor de 280 V. Es importante tener en cuenta que la amplitud de la señal analógica máxima que puede ser leída por el dispositivo NI myDAQ

es de 10 V, sin embargo, por razones de seguridad del equipo, se debe establecer un valor máximo de voltaje aplicado a la entrada del dispositivo de 6 V.

Además, es importante contemplar que se desea que el circuito divisor de voltaje consuma muy poca corriente para no afectar el circuito al que está conectado. Por esta razón, se opta por escoger resistencias de alto valor resistivo para el circuito.

Teniendo en cuenta lo anterior y utilizando la ley de divisor de voltaje, se puede despejar el valor de una de las resistencias del circuito. En este caso, se despeja el valor de la resistencia de la Ecuación 6.7:

$$R_3 = 2R_1 \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}} \quad (6.8)$$

Se sabe que el valor máximo de voltaje que se puede generar es de aproximadamente 280 V, por lo que se puede establecer que la relación entre las resistencias debe ser mayor a la relación en los voltajes de entrada y salida, para asegurar que el voltaje de salida nunca exceda los 6 V.

Escogiendo un valor de  $R_1 = R_2 = 510k\Omega$ , se puede despejar el valor de  $R_3$  de la Ecuación 6.7. Se obtiene que el valor de  $R_3$  debe ser aproximadamente  $22k\Omega$ .

Con estos valores de resistencias, se logra que el circuito divisor de voltaje consuma muy poca corriente, mientras se logra reducir la tensión de entrada de 280 V a un valor seguro para la entrada del dispositivo NI myDAQ. Así mismo, el valor del capacitor es de  $100nF$  y se utiliza para eliminar perturbaciones por ruido. Por lo que sustituyendo estos valores en la Ecuación 6.7, se obtiene que:

$$V_{out} = \frac{V_{in} 22k\Omega}{2 \cdot 510k\Omega + 22k\Omega} \quad (6.9)$$

$$V_{in} = 52V_{out} \quad (6.10)$$

$$V_{rms} = 36,77V_{out} \quad (6.11)$$

Por lo que cuando se realice la adquisición de datos a la salida del divisor de voltaje, se debe de realizar un escalamiento del valor medido para estimar el valor RMS de entrada real de la línea que se está analizando.



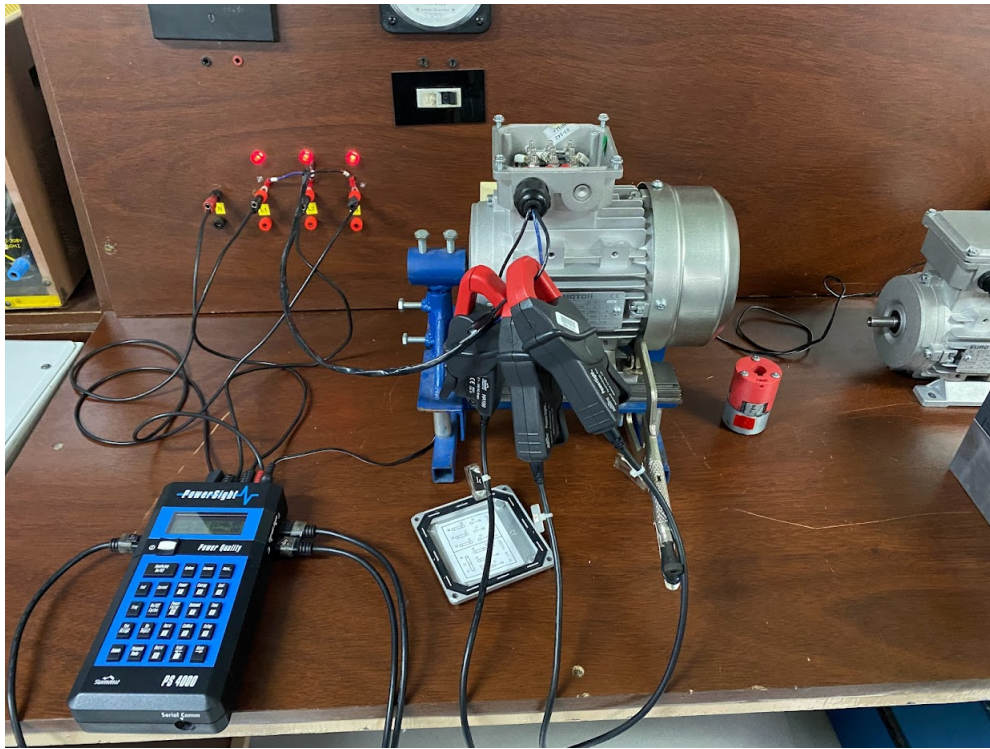
## 6.4. Caracterización de los motores eléctricos de inducción

La caracterización de los motores eléctricos de inducción es un aspecto crucial para el correcto funcionamiento y optimización de sistemas de generación de energía eléctrica. Los motores eléctricos son una parte fundamental en la industria y en la vida cotidiana, siendo su caracterización, una parte fundamental para conocer sus propiedades y comportamiento ante diferentes cargas y ambientes.

La necesidad de caracterizar adecuadamente los motores de inducción radica en la importancia de tener un conocimiento preciso de sus características eléctricas y mecánicas para poder optimizar su funcionamiento y garantizar un rendimiento óptimo en la generación de energía eléctrica. La caracterización también permite conocer los valores críticos para el manejo de estas plantas de generación, como la estimación del torque.

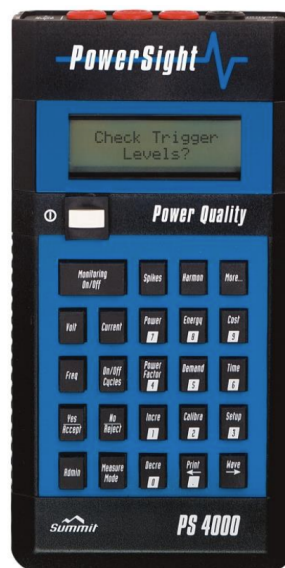
Para caracterizar los motores de inducción, se llevaron a cabo diversas pruebas, tales como la prueba de vacío, la prueba de rotor bloqueado y la prueba dc, con el objetivo de conocer los valores de los componentes y poder estimar el circuito equivalente. Estas pruebas permitirán obtener una descripción detallada de los motores, lo que a su vez permitirá una mejor comprensión de su funcionamiento y una optimización del sistema de generación de energía eléctrica.

La configuración mediante la cual, se llevaron a cabo las pruebas anteriormente mencionadas se puede observar en la Figura 6.17, en donde para estas mediciones, se utilizó un banco de pruebas especializado para manejar motores de inducción ubicado en la Escuela de Electromecánica en la sede central del Tecnológico de Costa Rica.



**Figura 6.17:** Proceso de caracteización de los motores de inducción

Así mismo, en cuanto a los instrumentos de medición que se utilizaron se puede mencionar el uso de multímetros y fuentes de poder, así como el uso de un analizador de calidad de energía PS4000 para sistemas trifásicos, el cual se puede observar en la Figura 6.18.



**Figura 6.18:** Analizador de calidad de energía PS4000

Este dispositivo fue el utilizado para medir las lecturas de voltaje y de corriente en las 3 fases de los dos motores, presentando este instrumento un error de medición de 0.1 %,

según las especificaciones del fabricante.

Es importante destacar que en el proceso de caracterización de los motores de inducción se utilizará la convención representada en la Tabla 5.2. Dicha convención establece que cuando se hace referencia al "Motor 1", se está hablando de la máquina eléctrica de 0.5 HP, mientras que cuando se hace mención al "Motor 2", se está refiriendo a la máquina eléctrica con una potencia de 0.25 HP. Esta identificación de las máquinas eléctricas permitirá una mejor organización y claridad en los resultados obtenidos durante las pruebas y la caracterización de los motores.

### 6.4.1. Prueba DC

En primera instancia, se realizó la prueba DC a los motores de inducción, el objetivo principal de esta prueba es la de conocer el valor de la resistencia del estator, colocando el motor de inducción en la configuración que se muestra en la Figura 2.13.

Para lograr llevar a cabo esta prueba, se ajustó la corriente en los devanados del estator al valor nominal que presenta cada uno de los motores, posteriormente se procedió a hacer una medición de voltaje y de corriente entre las terminales. La corriente es necesaria ajustarla al valor nominal del motor, debido a que la resistencia en el estator, se encuentra en función a la temperatura del motor, por lo que se realiza esto con la función de simular las condiciones a la misma temperatura durante una operación normal.

Debido a que estos resultados no se obtienen a una temperatura nominal de operación, que es de aproximadamente de  $95^{\circ}C$  según la hoja de datos del fabricante, es necesario hacer un escalado de la resistencia a la temperatura normal de operación de uno de estos motores de inducción. Para este fin, se utilizó la ley de ohm - temperatura para lograr extrapolar los resultados obtenidos a los valores nominales del motor. [76].

Esta propone que las resistencias de cualquier metal depende directamente de su temperatura, por lo que la resistencia de un material presenta una relación lineal para el cobre, la cual está dado por la ecuación 6.12.

$$R = R_{20} (1 + \alpha \Delta t) \quad (6.12)$$

Además, basado en [77], se conoce que el coeficiente de variación con la temperatura  $\alpha$  es aproximadamente de  $3,9 \cdot 10^{-3}$  para el cobre.

### 6.4.2. Prueba de rotor bloqueado

La prueba de rotor bloqueado es una prueba crucial en la caracterización de los motores eléctricos de inducción. Esta prueba consiste en bloquear el rotor de la máquina para que este no se mueva y aplicarle un voltaje a una corriente cercana a la corriente nominal del motor, para llevar a cabo esta prueba, se procedió a colocar al motor en la configuración que se muestra en la Figura 2.14a, la cual, es la configuración requerida para realizar las mediciones necesarias a lo largo de esta prueba.

El objetivo de esta prueba es lograr encontrar variables eléctricas del motor, como lo es las reactancias tanto del estator como del rotor, así como la resistencia del rotor, las cuales se encuentran relacionadas con el rendimiento y eficiencia del mismo. Para llevar a cabo la prueba de rotor bloqueado, se deben conocer los valores iniciales, tales como la corriente nominal, el voltaje, la frecuencia, entre otros, que se muestran en la Tabla 6.5.

**Tabla 6.5:** Variables de interés para la prueba de rotor bloqueado

Variable	Motor 1	Motor 2
$I_{nominal}$ (A)	1,79	1,15
$f_{prueba}$ (Hz)	60	60
Potencia (kW)	0,37	0,18
$R_1$ (Ohm)	10,7460	25,3866

Una vez se han recopilado los datos iniciales, se puede proceder a realizar mediciones de corriente, voltaje y factor de potencia, para posteriormente proceder con el cálculo de las variables de interés, como la impedancia, la corriente y la resistencia, para tener una representación más clara y detallada de las características del motor.

### 6.4.3. Prueba de vacío

La prueba de vacío se lleva a cabo en los motores de inducción con el objetivo principal de obtener una medición precisa de las pérdidas rotacionales del motor, así como también de brindar información sobre la corriente de magnetización y la resistencia en el núcleo del motor. Para realizar esta prueba, el motor se conecta en una configuración específica que permite al rotor girar libremente, sin ninguna carga, excepto por las pérdidas por fricción y rozamiento del aire. Esta configuración se ilustra en la Figura 2.15a. Durante la prueba, se miden los valores de voltaje y corriente, y se realiza un análisis para estimar las variables eléctricas de interés, incluyendo la corriente de magnetización y la resistencia en el núcleo del motor.

Para llevar a cabo esta prueba y lograr determinar los parámetros eléctricos de interés,

es necesario conocer el valor de algunas variables de importancia para llevar a cabo esta prueba de manera efectiva y lograr determinar los valores de interés al final de esta prueba, estos valores se muestran en la Tabla 6.6.

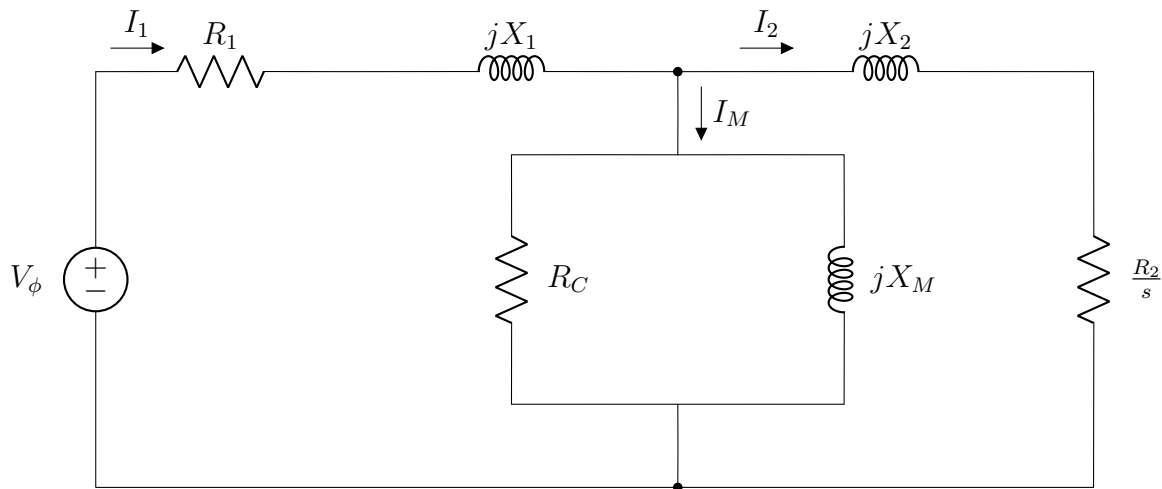
**Tabla 6.6:** Variables de interés para la prueba de vacío

Variable	Motor 1	Motor 2
$f_{prueba}$ (Hz)	60	60
Potencia (kW)	0,37	0,18
$R_1$ (Ohm)	7,7869	18,3961
$X_1$	5,8732	14,4471
$P_{nucleo}$	32,1100	14,2100
$P_{FyR}$	6,6820	4,1750
RUV	14,5000	35,3000
RVW	14,5000	35,2000
RWU	14,5000	35,2000

Posteriormente, se procedió realizar mediciones de corriente, voltaje y factor de potencia, para posteriormente proceder con el cálculo de las variables de interés como lo son la resistencia en el núcleo ( $R_C$ ) y la reactancia de magnetización ( $X_M$ ).

#### 6.4.4. Circuito equivalente

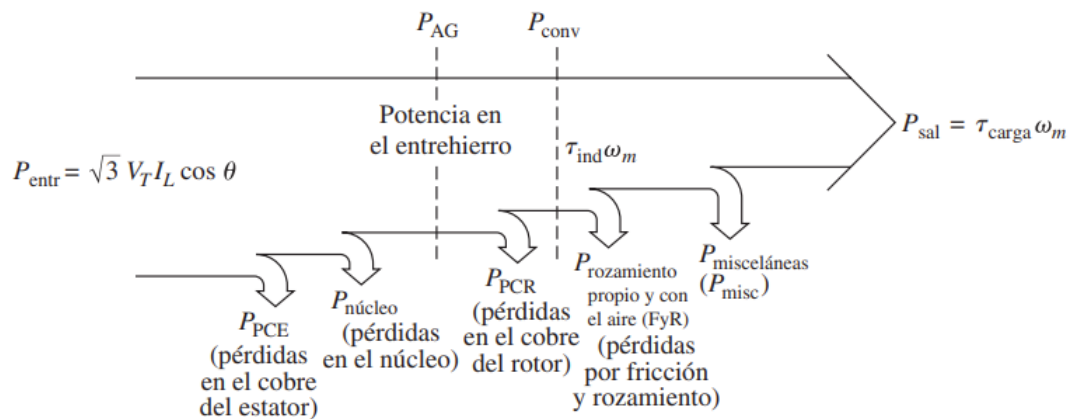
El circuito equivalente de un motor de inducción es una representación simplificada de las características eléctricas y electromagnéticas del motor. Este modelo se utiliza comúnmente para estudiar el comportamiento del motor bajo diferentes cargas y condiciones de funcionamiento, así como para diseñar y optimizar su control. La representación que se muestra en la Figura 6.19, incluye los componentes electromagnéticos, como el inductor, y componentes eléctricos como resistencias, tanto del estator como del rotor.



**Figura 6.19:** Circuito equivalente por fase de un motor de inducción [40]

## 6.5. Estimación del torque

En este apartado, se combinarán los resultados obtenidos en la Sección 6.4 con el fin de determinar el torque inducido en los motores de inducción. Para ello, se utilizarán las estimaciones del circuito equivalente y el diagrama de flujo de potencia del motor, que se muestran en la Figura 6.20. Con esta información, se logrará derivar una expresión general que describa cómo el torque inducido varía en función de la velocidad del motor.



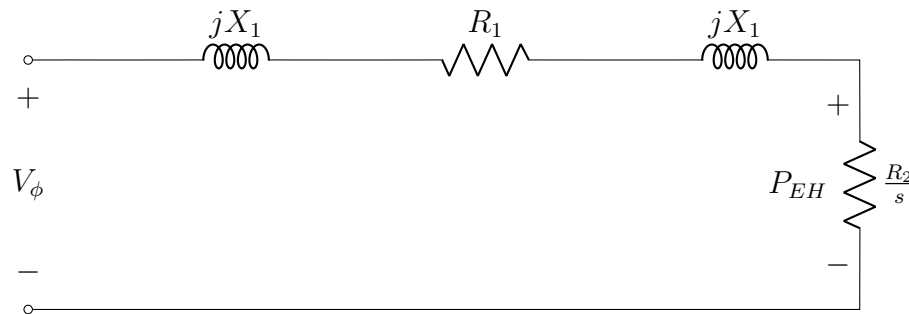
**Figura 6.20:** Diagrama de flujo de potencia de un motor de inducción [40]

Un motor de inducción, en términos generales, se puede describir como un transformador rotatorio, en donde posee como entrada un sistema trifásico de voltajes y corrientes. A diferencia de un transformador ordinario en donde su salida es potencia eléctrica de los devanados secundarios, este tipo de motores en los devanados secundarios lo que presenta es un cortocircuito, por lo que no hay una salida eléctrica en un motor de inducción. Su salida es mecánica, por lo que existe una relación entre la potencia eléctrica a la entrada del motor y la potencia mecánica de salida del motor de inducción, como se muestra en la

Figura 6.20. Por lo tanto, el torque inducido para un motor de inducción, se puede lograr estimar mediante la ecuación 6.13 [40].

$$\tau_{ind} = \frac{P_{EH}}{\omega_{sinc}} \quad (6.13)$$

La ecuación 6.13, es muy útil, debido a que hace uso de la velocidad de sincronía ( $\omega_{sinc}$  [rad/s]), la cual, es un valor constante para una frecuencia específica de entrada y un número de polos dados en la construcción del MI. Tomando en cuenta estos valores y utilizando la ecuación 2.1, se encuentra que este valor constante es de 1800 rpm. Por lo tanto, con el conocimiento de la potencia en el entrehierro ( $P_{EH}$ ), se permite hallar el torque inducido en el motor.



**Figura 6.21:** Circuito equivalente por fase de un motor de inducción

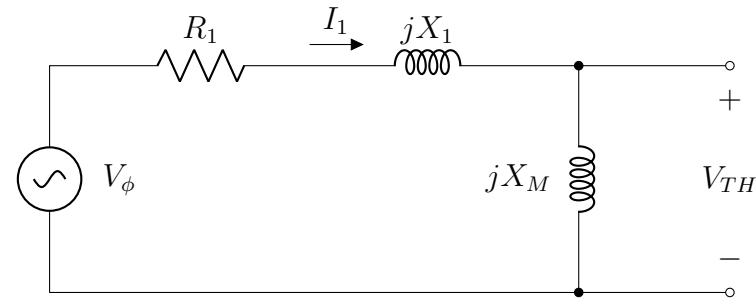
Como se observa en la Figura 6.21, la potencia en el entre hierro es la potencia que cruza en el espacio que se encuentra entre el circuito del estator y el circuito del rotor, esta potencia es igual a la potencia que absorbe la resistencia  $R_2/s$  [40]. Esta potencia se describe en la siguiente ecuación:

$$P_{EH} = 3I_2^2 \frac{R_2}{s} \quad (6.14)$$

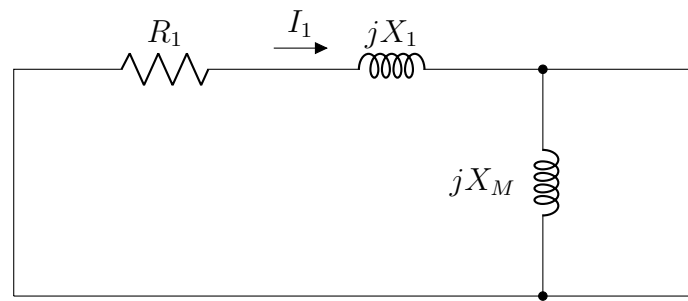
Por lo que si se puede determinar la corriente que cruza la resistencia  $R_2/s$ , se puede determinar la potencia en el entrehierro y por ende el torque inducido por el motor.

Para lograr determinar la corriente  $I_2$ , se debe de resolver el circuito de la Figura 6.21, para este objetivo se procedió a determinar el equivalente de Thevenin, en donde según [78], el teorema de Thevenin dice que cualquier circuito lineal que se pueda separar del resto del sistema en dos terminales, se puede reemplazar por una sola fuente de voltaje conectada en serie con una impedancia equivalente. Por lo que cuando se le aplica el teorema de Thevenin al circuito equivalente del motor de inducción, el circuito resultante

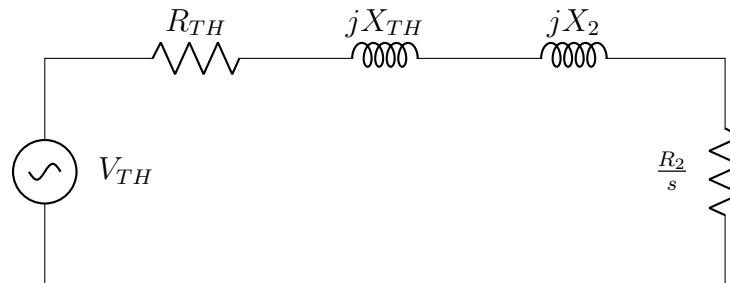
sería una combinación en serie de elementos, como se muestra en la Figura 6.22c.



(a) Voltaje equivalente de Thevenin del circuito de entrada de un motor de inducción



(b) Impedancia equivalente de Thevenin del circuito de entrada



(c) Circuito equivalente resultante simplificado de un motor de inducción

**Figura 6.22:** Circuito equivalente aplicando el teorema de Thevenin

En primera instancia, para este fin, se procedió a abrir las terminales para trabajar la entrada del circuito, tal y como se muestra en la Figura 6.22a, en donde se muestran las terminales para el voltaje de Thevenin  $V_{TH}$ . Así mismo, para encontrar la impedancia de Thevenin  $Z_{TH}$ , se hace un corto circuito en el voltaje de la fase y se encuentra  $Z_{eq}$ , mirando hacia adentro de los terminales.

En la Figura 6.22a, se muestra el circuito con las terminales abiertas que se utilizaron para encontrar el voltaje de Thevenin, en donde se procedió a realizar una regla de división de voltajes para lograr calcular este valor de voltaje, por lo que el voltaje de Thevenin



resultante estaría dado por:

$$V_{TH} = V_{\phi} \frac{Z_M}{Z_M + Z_1} = V_{\phi} \frac{X_M}{R_1 + jX_1 + jX_M} \quad (6.15)$$

Por lo tanto, calculando la magnitud del voltaje de Thevenin de la ecuación 6.14, obtenemos que este voltaje es:

$$V_{TH} = V_{\phi} \frac{X_M}{\sqrt{R_1^2 + (jX_1 + jX_M)^2}} \quad (6.16)$$

Por otra parte, en la Figura 6.22b, se muestra el circuito con la entrada de voltaje por fase en corto circuito, esto con el propósito de lograr encontrar la impedancia de Thevenin, en este sentido, las dos impedancias que se encuentran en paralelo son las que conforman la impedancia de Thevenin, por lo que obtendríamos que:

$$Z_{TH} = \frac{Z_1 Z_M}{Z_1 + Z_M} \quad (6.17)$$

Esta impedancia de Thevenin se puede reducir a:

$$Z_{TH} = R_{TH} + jX_{TH} = \frac{jX_M(R_1 + jX_1)}{R_1 + j(X_1 + X_M)} \quad (6.18)$$

De la ecuación anterior 6.18, se puede calcular  $R_{TH}$  y  $X_{TH}$  por separado, por lo que estos resultados se muestran en las ecuaciones 6.19 y 6.20, tanto para la resistencia de Thevenin, así como para la reactancia de Thevenin.

$$R_{TH} = \frac{X_M^2 R_1}{R_1^2 + j(X_1 + X_M)^2} \quad (6.19)$$

$$X_{TH} = \frac{X_M R_1^2 + X_M X_1^2 + X_M^2 X_1}{R_1^2 + (X_1 + X_M)^2} \quad (6.20)$$

El circuito equivalente de este proceso de Thevenin, se muestra en la Figura 6.22c, en donde para calcular la corriente  $I_2$ , que pasa por el circuito, está dado por:

$$I_2 = \frac{V_{TH}}{Z_{TH} + Z_2} = \frac{V_{TH}}{R_{TH} + R_2/s + jX_{TH} + jX_2} \quad (6.21)$$

Por lo que la magnitud de esta corriente está dada por:

$$I_2 = \frac{V_{TH}}{\sqrt{(R_{TH} + R_2/s)^2 + (X_{TH} + X_2)^2}} \quad (6.22)$$

Una vez obtenido el valor de esta corriente, se puede utilizar la ecuación 6.21 de la corriente  $I_2$ , en la ecuación 6.14 de la potencia del entrehierro, lo que obtendríamos:

$$P_{EH} = 3I_2^2 \frac{R_2}{s} = \frac{3V_{TH}^2 R_2/s}{(R_{TH} + R_2/s)^2 + (X_{TH} + X_2)^2} \quad (6.23)$$

Por lo tanto, con el valor de la potencia en el entrehierro de la ecuación 6.23, se puede utilizar la ecuación 6.13 para calcular el torque, obteniendo la siguiente equivalencia:

$$\tau_{ind} = \frac{P_{EH}}{\omega_{sinc}} = \frac{3V_{TH}^2 R_2/s}{\omega_{sinc} [(R_{TH} + R_2/s)^2 + (X_{TH} + X_2)^2]} \quad (6.24)$$

Por lo tanto, para encontrar el torque generado por el motor de inducción en la carga, es necesario restar al torque inducido de la ecuación 6.24, las pérdidas rotacionales [79], por lo que el torque en la carga sería:

$$\tau_{carga} = \frac{P_{EH}}{\omega_{sinc}} = \frac{3V_{TH}^2 R_2/s}{\omega_{sinc} [(R_{TH} + R_2/s)^2 + (X_{TH} + X_2)^2]} - \tau_{Protacionales} \quad (6.25)$$

En donde, estas pérdidas rotacionales están dadas por:

$$\tau_{Protacionales} = \frac{P_{rotacionales}}{\omega_{motor}} = \frac{P_{nucleo} + P_{FYR}}{\omega_{motor}} \quad (6.26)$$

Es importante mencionar que en esta aproximación del circuito de Thevenin, no se está tomando en cuenta la resistencia en el núcleo del motor de inducción ( $R_C$ ), por lo que se consideran las pérdidas en el núcleo como constantes ( $P_{nucleo}$ ) constantes en la ecuación 6.26. Sin embargo, es posible calcular el circuito equivalente tomando en cuenta esta resistencia del núcleo, por lo que las equivalencias de Thevenin tomando en cuenta la resistencia del núcleo se pueden observar en las ecuaciones 6.27, 6.28 y 6.29, tanto para el voltaje de Thevenin, resistencia de Thevenin y Reactancia de Thevenin respectivamente.

$$V_{TH} = V_\phi \frac{X_M R_C}{\sqrt{(R_C R_1 - X_M X_1)^2 + (X_M R_C + X_M R_1 + X_1 R_C)^2}} \quad (6.27)$$

$$R_{TH} = \frac{X_M R_C R_1 (-R_C R_1 + X_M X_1 + X_M R_C + X_M R_1 + R_1 R_C)}{(R_C R_1 - X_M X_1)^2 + (X_M R_C + X_M R_1 + X_1 R_C)^2} \quad (6.28)$$

$$X_{TH} = \frac{X_M R_C R_1 (R_C R_1 - X_M X_1 + X_M R_C + X_M R_1 + R_1 R_C)}{(R_C R_1 - X_M X_1)^2 + (X_M R_C + X_M R_1 + X_1 R_C)^2} \quad (6.29)$$

Por lo que tomando en cuenta las ecuaciones anteriores en donde se utiliza la resistencia en el núcleo, se utilizaría una variante de la ecuación 6.26, debido a que ya las pérdidas en el núcleo no serían constantes, y solo se tomarían en cuenta en este caso las pérdidas por fricción y rozamiento, obteniendo la siguiente ecuación:

$$\tau_{Protacionales} = \frac{P_{rotacionales}}{\omega_{motor}} = \frac{P_{FYR}}{\omega_{motor}} \quad (6.30)$$

## 6.6. Comunicación con el variador de frecuencia

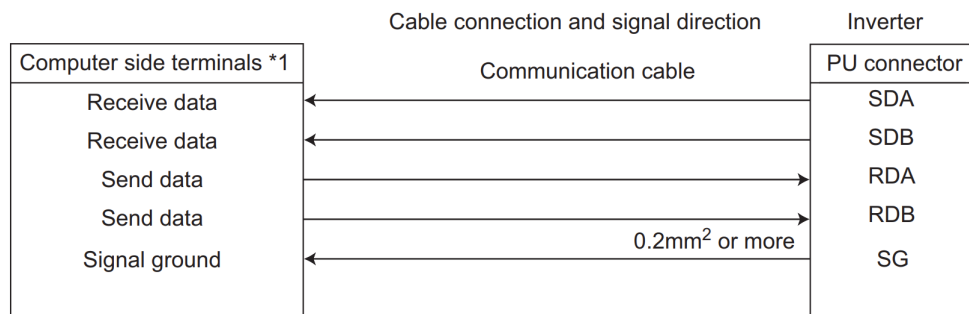
El variador de frecuencia, además de su función principal de controlar la velocidad de un motor eléctrico, cuenta con un puerto de entrada denominado "PU" que permite la configuración de parámetros y la operación del panel mediante una red externa, como un ordenador u otro dispositivo de control. Gracias a este puerto, es posible controlar una unidad de parámetros FR, un panel de superficie, o incluso establecer una comunicación digital entre el variador de frecuencia y un ordenador. Al conectarse el conector PU con un ordenador, se pueden realizar diversas acciones, como correr, supervisar, leer y escribir parámetros en el VFD [44].

El puerto PU del variador de frecuencia se encuentra en la forma de una entrada que permite ensamblar un conector RJ-45 con un cable tipo Ethernet. En el manual del VFD, se indica la conexión establecida de cada uno de los pines para la comunicación serial del VFD con una red externa [44], la cual se detalla en la Tabla 6.7.

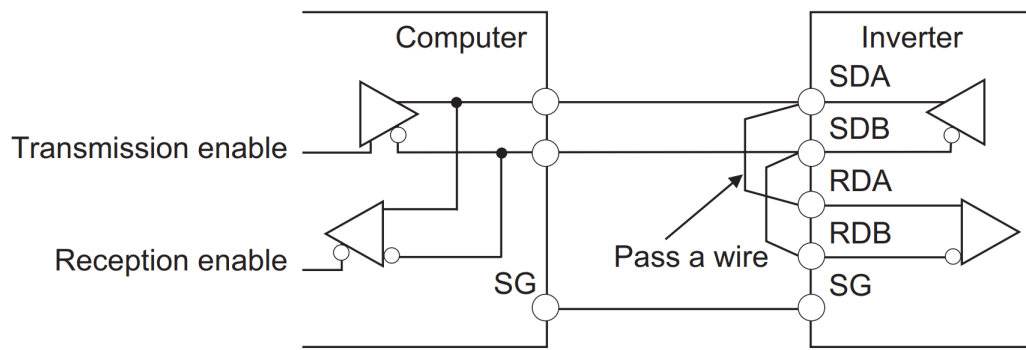
**Tabla 6.7:** Descripción de la conexión de pines puerto PU [44]

Número de Pin	Nombre	Descripción
1	SG	Tierra
2	-	Fuente de poder
3	RDA	Receptor +
4	SDB	Emisor -
5	SDA	Emisor +
6	RDB	Receptor -
7	SG	Tierra
8	-	Fuente de poder

Para comunicar el VFD mediante el puerto PU con otro dispositivo externo, es necesario realizar la conexión física de las líneas según lo indicado en la Figura 6.24. Esto permitirá una comunicación bidireccional entre el variador de frecuencia y otros dispositivos de control externos, lo que aumentará la flexibilidad y la capacidad de integración del VFD en sistemas más complejos [44]. Además, al utilizar un conector RJ-45 estándar, la conexión del VFD con otros dispositivos de control se vuelve más sencilla y accesible, ya que se trata de un conector ampliamente utilizado en la industria.

**Figura 6.23:** Conexión RS485 de 4 cables con un dispositivo externo [44]

La comunicación entre la computadora y el variador de frecuencia mediante RS-485 se realiza utilizando un convertidor USB-RS485, que tiene un puerto de transmisión (D+) y un puerto de recepción (D-) de datos [44]. El convertidor se encarga de convertir la señal USB de la computadora a la señal RS-485 que es compatible con el variador de frecuencia. Cabe destacar que el convertidor USB-RS485 posee únicamente dos líneas de comunicación, mientras que el variador de frecuencia tiene cuatro. Por esta razón, se deben interconectar las líneas de comunicación de acuerdo a lo que se muestra en la Figura 6.24.



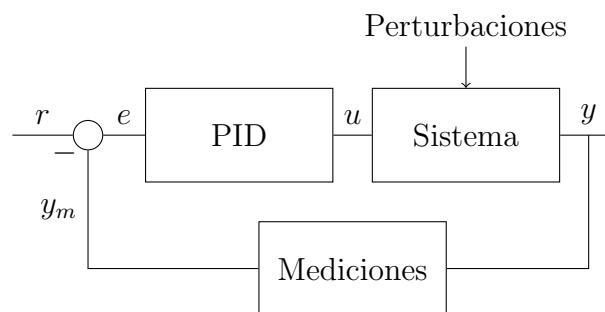
**Figura 6.24:** Conexión RS485 de 2 cables con un dispositivo externo [44]

Otro aspecto importante a considerar es que, en algunos casos, puede ser necesario instalar los drivers correspondientes para que la computadora reconozca el convertidor USB-RS485 y permita la comunicación con el variador de frecuencia. Estos drivers suelen ser proporcionados por el fabricante del convertidor y deben ser instalados antes de realizar la conexión.

## 6.7. Control automático

Uno de los principales objetivos de esta investigación ha sido desarrollar un control automático para la planta desarrollada. Como parte de este proceso, se propuso el uso de un Controlador Proporcional Integral Derivativo (PID), para la regulación automática de la velocidad de operación del sistema.

El PID es uno de los tipos de controladores más comunes en la industria debido a su simplicidad, eficacia y fácil implementación. La función principal de este controlador es minimizar el error entre un valor deseado y el valor actual medido en el sistema, manipulando así la entrada al sistema hasta que el error sea lo más pequeño posible, el sistema propuesto para el control de la velocidad automática se presenta en la Figura 6.25.



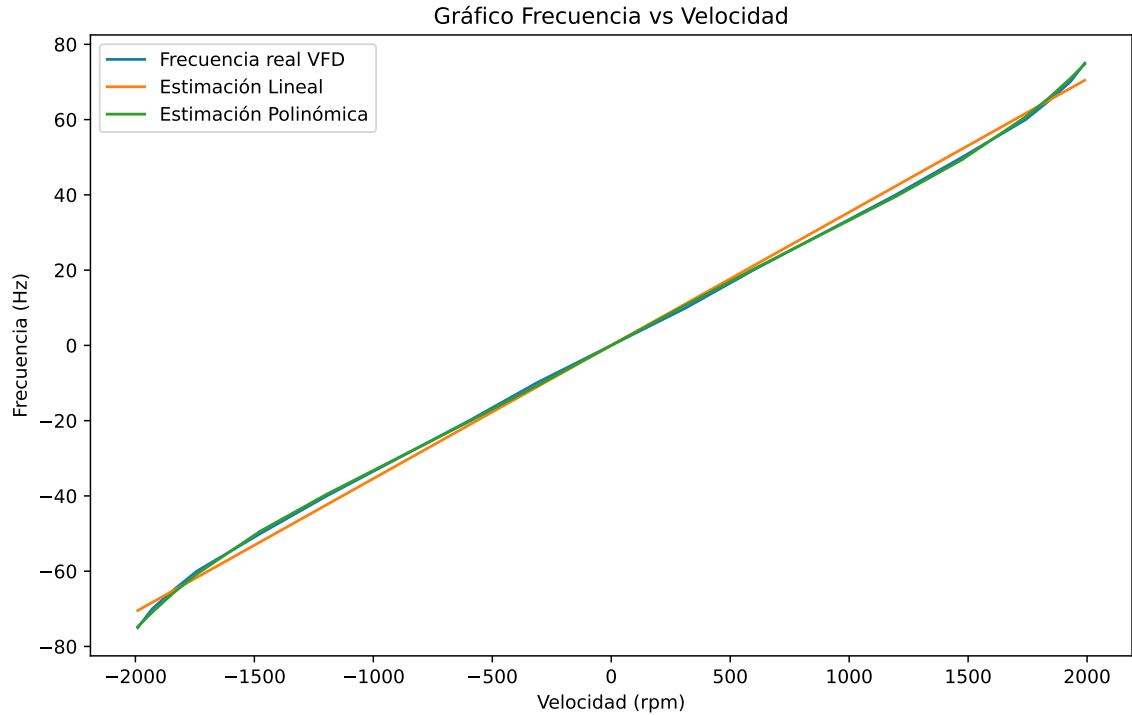
**Figura 6.25:** Sistema de control en lazo cerrado propuesto

El diseño del controlador propuesto se muestra en la Figura 6.25. En este esquema,  $r$  representa la referencia o el valor deseado de la velocidad en unidades rpm, mientras que  $y_m$  es la medición actual de la variable que estamos controlando. La diferencia entre  $r$  y  $y_m$  se denomina error  $e$ , que es la entrada para el controlador PID. A su vez, el controlador genera una señal de control  $u$  que es un ajuste en la velocidad en rpm y además, es la entrada al sistema que estamos controlando. El sistema también puede verse afectado por las perturbaciones, que son variables que no podemos controlar, pero que pueden afectar a la salida  $y$  del sistema. Esta salida se vuelve a medir para retroalimentar el controlador.

Para lograr un control efectivo de la velocidad de operación en la planta, fue necesario establecer una relación matemática que permitiera traducir la frecuencia de operación del Variador de Frecuencia (VFD, por sus siglas en inglés) en Hertz (Hz) a la velocidad en revoluciones por minuto (rpm), y de manera recíproca. Esta necesidad se derivó del hecho de que nuestra variable de control en el sistema de control automático PID era la velocidad en rpm, medida directamente en el sistema.

Aunque la señal de control generada por el PID se expresaba en términos de velocidad (rpm), el sistema de la planta se controlaba mediante un variador de frecuencia a través del protocolo Modbus. Esto implicaba que la señal de control debía convertirse de rpm a Hz para poder interactuar correctamente con el sistema de control de la planta.

Por lo tanto, se procedió a encontrar de manera experimental estas equivalencias matemáticas. El proceso y los resultados de esta exploración experimental se pueden observar en las Figuras 6.26 y 6.27. En estas figuras se presentan las relaciones descubiertas entre la frecuencia de operación en Hz y la velocidad en rpm, y cómo estas relaciones se utilizaron para traducir entre estas dos medidas.



**Figura 6.26:** Gráfico de la Frecuencia en Hz vs la velocidad medida en rpm

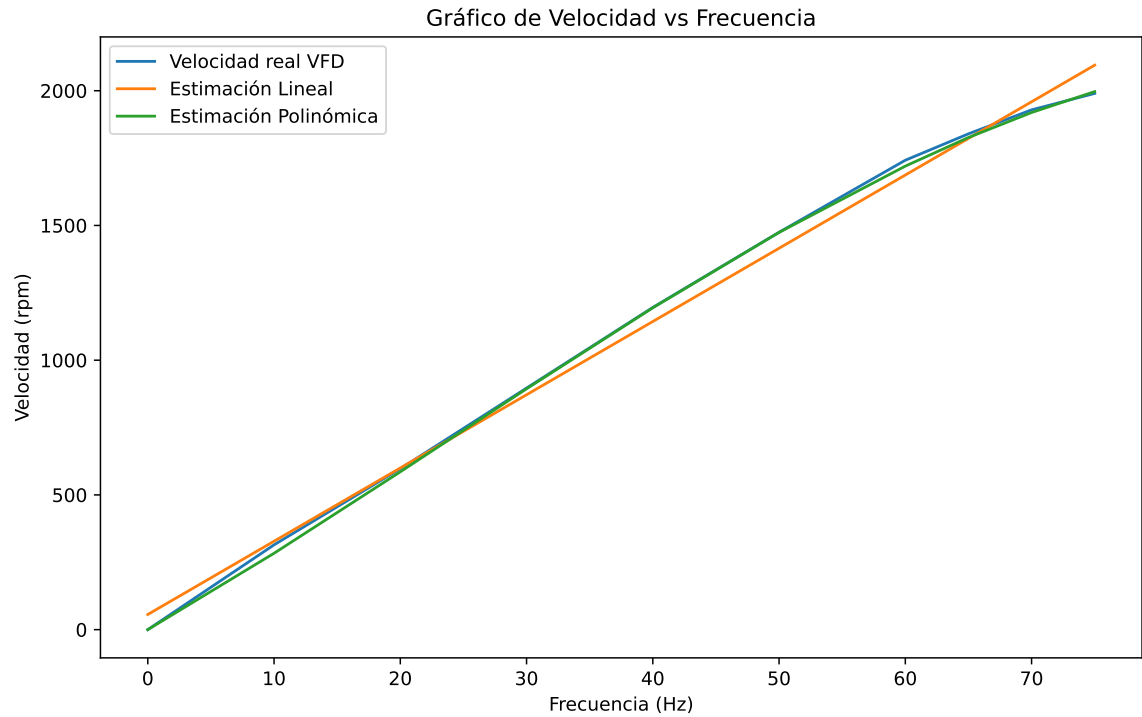
Analizando los resultados obtenidos de las estimaciones lineales y polinomiales de las Figuras 6.26 y 6.27, se escogió utilizar la estimación polinomial en ambos casos, debido a que esta estimación se ajusta muy bien a los datos medidos.

$$v(f) = -0,0022f^3 + 0,1606f^2 + 26,954f \quad (6.31)$$

$$f(v) = -2 \cdot 10^{-28}v^6 + 7 \cdot 10^{-16}v^5 - 1 \cdot 10^{-23}v^4 - 2 \cdot 10^{-9}v^3 - 3 \cdot 10^{-14}v^2 + 3,45 \cdot 10^{-2}v - 1 \cdot 10^{-8} \quad (6.32)$$

Las Ecuaciones 6.31 y 6.32 establecen una relación matemática entre dos variables: la velocidad en revoluciones por minuto (rpm) representada por la variable  $v$ , y la frecuencia en hertz (Hz) simbolizada por la variable  $f$ .

Tras establecer estas relaciones de equivalencia entre la velocidad y la frecuencia, el siguiente paso fue determinar la función de transferencia del sistema. La función de transferencia es un modelo matemático que describe la relación entre la entrada y la salida de un sistema lineal invariante en el tiempo [80]. En términos más simples, nos proporciona una descripción precisa de cómo un sistema responde a un cambio en la entrada, la función de transferencia del sistema obtenido es:



**Figura 6.27:** Gráfico de la velocidad medida en rpm vs Frecuencia en Hz

$$H(s) = \frac{26,954s^2 + 0,1606s - 0,0044}{s^3} \quad (6.33)$$

Una vez obtenida la función de transferencia del sistema, se procedió a sintonizar los parámetros del controlador PID utilizando el método de Ziegler-Nichols. Este método proporciona una heurística sistemática para afinar estos parámetros, y es uno de los enfoques más utilizados en la industria debido a su simplicidad y eficacia [81].

**Tabla 6.8:** Parámetros del controlador PID utilizados para el control de la velocidad del sistema propuesto

Parámetro	Valor
$k_p$	0.5434
$k_i$	1.4740
$k_d$	0.0067

El método de Ziegler-Nichols se basa en la caracterización del comportamiento del sistema en respuesta a una entrada en escalón y, a partir de estos datos, se obtienen las constantes del PID que proporcionan un equilibrio entre la estabilidad del sistema y la rapidez de la respuesta. El uso de este método permitió establecer los parámetros del controlador que



se presentan en la Tabla 6.8.

## 6.8. Descripción del software

En esta sección, se abordará una descripción detallada de los módulos creados en la herramienta LabVIEW para la implementación del sistema propuesto. El objetivo es proporcionar una comprensión clara del diseño del software y su interacción con los diferentes componentes del sistema. Además, en el Apéndice I, se observa la interfaz gráfica desarrollada, tanto para la monitorización en tiempo real de variables, la interfaz de control automático de la velocidad de operación, así como la comunicación con el variador de frecuencia para el control de la velocidad y la recolección de la potencia de alimentación del sistema.

### 6.8.1. Módulo de comunicación modbus entre el computador y el variador de frecuencia

En el alcance de este proyecto, se implementa el protocolo top del Modbus-RTU como medio para la transmisión de información entre una computadora y el Variador de Frecuencia (VFD). La descripción detallada del protocolo Modbus-RTU, las funcionalidades utilizadas en el protocolo para este proyecto se limitan a la lectura y escritura de parámetros en el VFD, proporcionando una interfaz dinámica y controlada para la manipulación de las características de la planta.

**Tabla 6.9:** Registros del VFD utilizados

Registro	Definición	Dirección de inicio
40009	Estado del inversor	8
40014	Frecuencia de operación	13
40202	Corriente de salida	201
40203	Voltaje de salida	202

Los registros específicos que se manejan dentro de este proyecto se detallan en la Tabla 6.9. Sin embargo, es importante notar que en el protocolo Modbus-RTU no utilizamos la dirección de memoria del registro directamente. En lugar de eso, se emplea una dirección de inicio de registro.

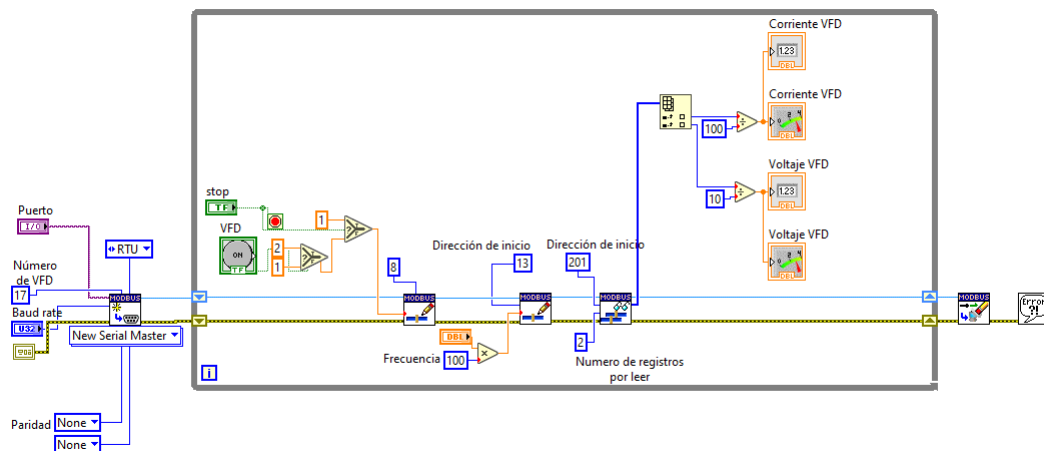
$$D_{inicio} = D_{registro} - 40001 \quad (6.34)$$

La determinación de esta dirección se logra restando 40001 a la dirección del registro, como se evidencia en la Ecuación 6.34, en donde la variable  $D_{inicio}$  representa la dirección de inicio y la variable  $D_{registro}$  la dirección de registro. Este enfoque asegura la correcta ubicación y manipulación de los registros dentro del esquema Modbus-RTU, facilitando la comunicación entre la computadora y el VFD.

En el proceso de lectura de parámetros, se debe construir el mensaje siguiendo las especificaciones del fabricante. La dirección del esclavo se configura en el parámetro 117 del VFD, la función de lectura de registro es 03 y el número de registros se refiere a la cantidad de registros que se desean leer a partir de la dirección de inicio.

Para escribir parámetros, se utiliza la función 06, que corresponde a la escritura de un parámetro a la vez. Se debe seguir el formato del mensaje de que indica el fabricante, donde el dato es el valor que se almacenará en la dirección de inicio del registro especificado.

A continuación, se describe el código programado en LabVIEW que permite leer y escribir parámetros del variador de frecuencia. LabVIEW cuenta con paquetes de herramientas (tool-kit) pre-programados para realizar funciones específicas, como el kit del módulo Modbus, que facilita la creación de un maestro Modbus y el envío de mensajes de solicitud de escritura y lectura a los esclavos Modbus.



**Figura 6.28:** Programa desarrollado para el módulo de comunicación entre el computador y el variador de frecuencia mediante el protocolo modbus

Se diseñó un módulo básico que permite encender y apagar el motor, ajustar el valor de la frecuencia, y leer la corriente y el voltaje de salida del VFD. El código correspondiente se muestra en la Figura 6.28. Inicialmente, fuera de la estructura de bucle, se crea el maestro Modbus, configurándolo con el protocolo Modbus RTU, ajustando la velocidad de trans-

misión y el puerto serie para la comunicación. También se debe indicar el identificador del esclavo al que se enviará el mensaje, en este caso, el número 17. Fuera del bucle, se debe cerrar el módulo Modbus.

Para cada módulo de escritura, se debe indicar el registro de inicio y el valor que se escribirá en dicho registro. El primer módulo dentro del bucle escribe sobre el registro 40009, que define si el variador está detenido o en funcionamiento. Según la Tabla 6.9, la dirección de inicio es 8, y se escribe un 1 para detener el motor y un 2 para ponerlo en marcha.

El segundo módulo escribe sobre el registro 40014, con dirección de inicio igual a 13, para configurar la frecuencia de salida del variador. El valor del dato a escribir se debe multiplicar por 100, ya que el variador toma el valor del registro y lo distribuye entre decenas, unidades, décimas y centésimas. Por ejemplo, 50 Hz equivale a una escritura de 5000 en el registro de frecuencia. El tercer módulo se encarga de leer la corriente y el voltaje proporcionados por el variador de frecuencia. La dirección de inicio es el registro 201, y a partir de ahí se leen dos registros: uno para la corriente y otro para el voltaje.

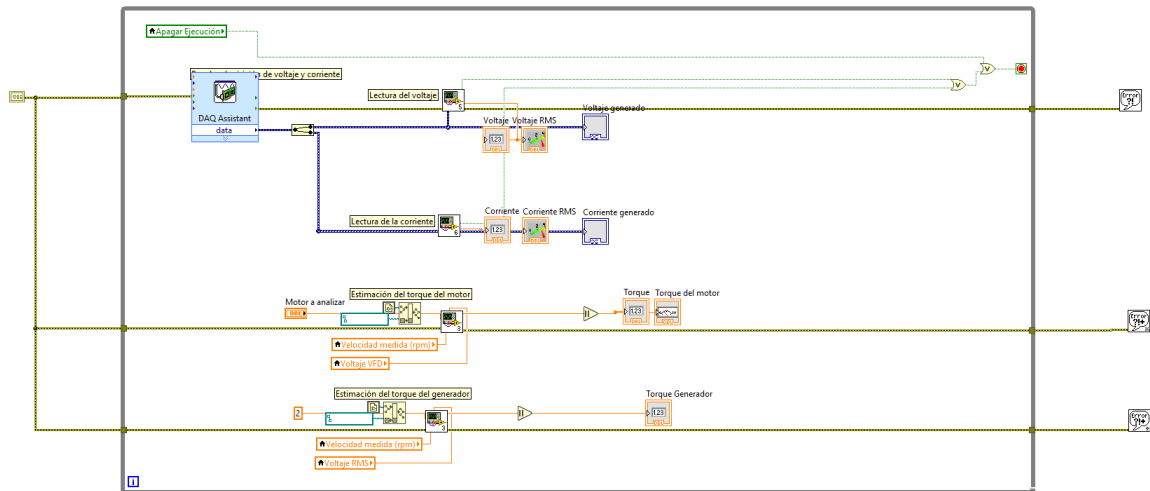
Dado que se consultaron dos registros, el módulo retorna un arreglo bidimensional, que se separa para obtener dos arreglos unidimensionales. El primero corresponde a los datos de la corriente y el segundo al voltaje de salida del VFD.

### 6.8.2. Módulo de lectura de voltaje, corriente y estimación indirecto del torque

Una vez establecidos los circuitos para la medición de voltaje y corriente, se procede a la lectura de estas señales utilizando el dispositivo NI myDAQ. Este módulo, como se observa en la Figura 6.29, se encarga de medir las señales de voltaje y corriente a través de las entradas analógicas. Se ha configurado para que cada canal recoja 250 muestras por iteración a una frecuencia de muestreo de 1 kHz, dando como resultado un tiempo de ejecución de 250 ms por iteración.

Este módulo proporciona una matriz bidimensional, que luego se separa en dos vectores unidimensionales para obtener las señales de voltaje y corriente individuales. Se utilizan bloques pre programados que determinan características como la amplitud pico y la frecuencia de una señal analógica.

Estos bloques se aplican a los vectores de datos para calcular la frecuencia y amplitud pico. El valor de la amplitud pico se multiplica por un factor de escala para obtener el valor



**Figura 6.29:** Programa desarrollado para el módulo de lectura de voltaje, corriente y estimación indirecto del torque

RMS del voltaje real. Se sigue un procedimiento similar para obtener el valor RMS real de la corriente. Es importante mencionar que estos bloques programados para el cálculo de estos valores, toma las 250 muestras por ejecución que recoge el dispositivo myDAQ para lograr un valor promedio, esto lo que provoca es una disminución en la frecuencia de muestreo de los valores promedios de las señales medidas anteriormente descritas.

Los factores de escala se determinan según lo descrito en las Secciones 6.3.2 y 6.3.3. Sin embargo, debido a posibles errores en la magnitud real de las resistencias utilizadas, estos factores de escala pueden necesitar ajustes, que pueden hacerse a través de pruebas de campo.

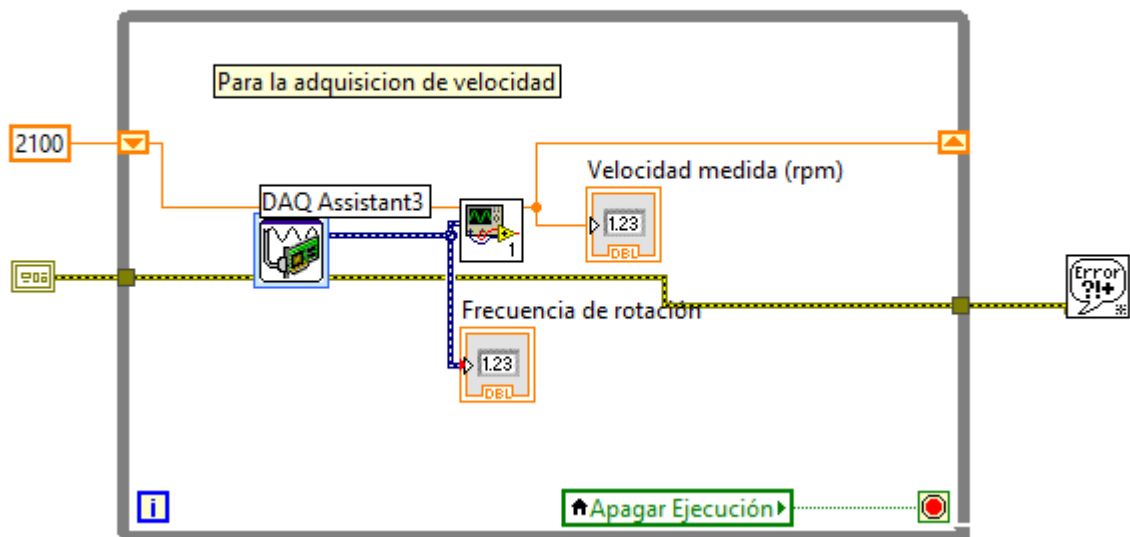
En cuanto al módulo de la estimación del torque, se realiza tanto para el motor como para el generador, recibiendo señales de entrada de las mediciones de potencia y velocidad en tiempo real de la planta, esta estimación del torque se realizó por medio de las ecuaciones descritas en la Sección 6.5 de este informe.

### 6.8.3. Módulo de lectura de Velocidad

Una vez se tiene calibrado el sensor de velocidad y se diseña el circuito para la medición de la velocidad, se procede a generar un módulo para recopilar en tiempo real la medición de la velocidad por medio del software labVIEW, el cual, brinda módulos especialmente diseñados para interactuar con tarjetas de adquisición de datos. Estos módulos simplifican el proceso de configuración de los canales de entrada y salida, permitiendo la personalización de tareas específicas según se requiera. Un elemento destacable dentro de estas utilidades es el Asistente DAQ, un módulo preprogramado que agiliza la configuración del

myDAQ y minimiza la necesidad de codificación adicional.

El Asistente DAQ es capaz de configurar un puerto digital para calcular elementos como la frecuencia de un tren de pulsos. Además, permite la personalización de aspectos claves de las entradas analógicas como el número de muestras y la frecuencia de muestreo. Estos elementos son vitales, ya que determinan el tiempo que toma cada iteración, según lo define la Ecuación 5.11. Debido a su versatilidad y eficacia para facilitar la adquisición de datos, el Asistente DAQ es un recurso esencial en este proyecto.



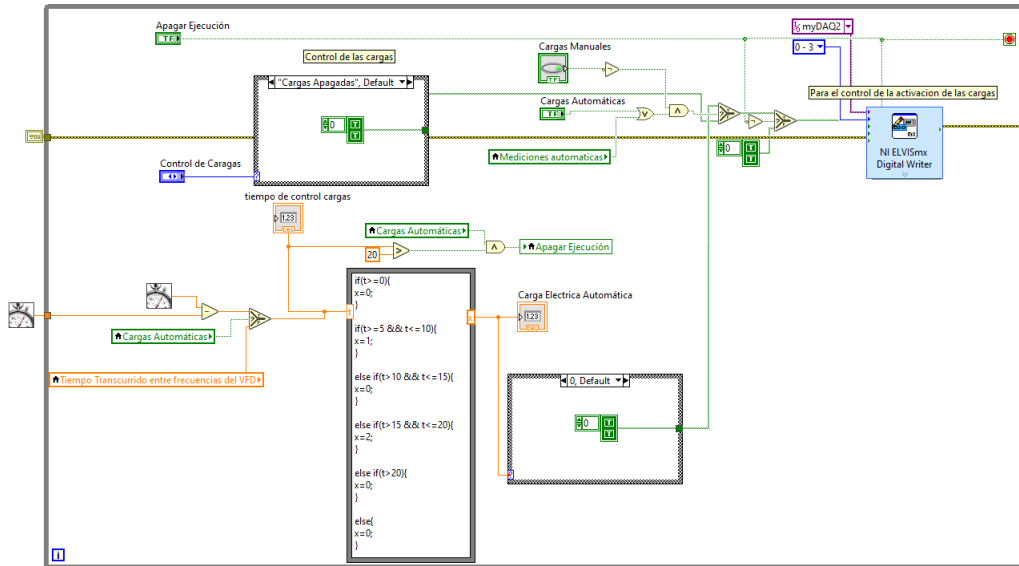
**Figura 6.30:** Programa desarrollado para el módulo de lectura de Velocidad

La Figura 6.30 ilustra el código en LabVIEW desarrollado para la recopilación de señales analógicas, la frecuencia de la velocidad rotórica, y el activado de los relevadores. En este código, el primer módulo del Asistente DAQ, es utilizado para cuantificar las revoluciones por minuto del rotor en movimiento. Este módulo interpreta la frecuencia del tren de pulsos que llega al puerto digital.

Además, para asegurar la calidad de los datos, se implementa un filtro lógico que invalida cualquier valor superior a 2100 rpm, y en caso de que se detecte un valor no válido, se mantiene el último valor medido válido como el actual.

### 6.8.4. Módulo de control de cargas eléctricas

Se diseñó un módulo para el control de cargas, el cual se presenta en la Figura 6.31, en donde el propósito principal de este módulo es el conectar y desconectar perturbaciones de cargas eléctricas a la planta.



**Figura 6.31:** Programa desarrollado para el módulo de control de cargas eléctricas

La Figura 6.31 ilustra el módulo para el manejo de las variaciones en la carga eléctrica aplicada a la planta, permitiendo tanto cambios automáticos como manuales. Esta dualidad en el control de la carga refuerza la adaptabilidad del sistema a diversos escenarios de operación y facilita la intervención del usuario cuando sea necesario.

El cambio manual de la carga se activa mediante la intervención directa del usuario. Este proporciona una entrada binaria de dos bits a un módulo pre programado responsable de la gestión de la tarjeta myDAQ, que a su vez regula la conexión o desconexión de la carga eléctrica. Este nivel de control manual permite un ajuste fino y personalizado de la carga aplicada, ofreciendo la posibilidad de experimentar con diferentes configuraciones y adaptarse a situaciones inesperadas.

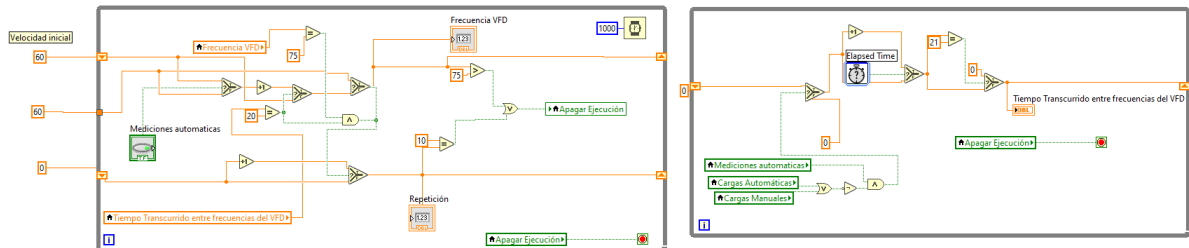
Por otro lado, el módulo también cuenta con la función de “Cargas automáticas”, que se encarga de gestionar las fluctuaciones de carga de manera autónoma. Esta función procesa la entrada del tiempo transcurrido de ejecución, y gracias a un bloque de cálculo integrado, puede discernir y aplicar patrones para activar o desactivar cargas en momentos específicos.

Este proceso automático representa un avance significativo en la eficiencia operacional del

sistema, ya que permite una adaptación fluida a los cambios de demanda de carga sin necesidad de intervención constante. Asimismo, minimiza los posibles errores humanos y optimiza la distribución de la carga en función del tiempo y las necesidades del sistema.

### 6.8.5. Módulo de sincronización

Con el objetivo de crear una integración entre todas las señales y asegurar que funcionen de manera sincronizada bajo una única referencia de tiempo, se ha desarrollado un módulo autónomo que se encarga de manejar y sincronizar los tiempos operativos de todo el sistema. Este módulo de sincronización, como se puede apreciar en la Figura 6.32, es el corazón del sistema diseñado, proporcionando un ritmo constante que rige todas las funciones y operaciones.



**Figura 6.32:** Programa desarrollado para el módulo de sincronización

La Figura 6.32 muestra el módulo de sincronización con dos bloques. El primer bloque es el mecanismo de control y protección del sistema. Este componente es vital para el monitoreo continuo y la verificación del funcionamiento correcto de la planta. Se han establecido ciertos criterios y condiciones para esta vigilancia, lo que permite una detección precisa y temprana de cualquier anomalía. Si en algún momento la operación de la planta se desvía de las expectativas, este módulo es capaz de intervenir inmediatamente, deteniendo la ejecución de todos los módulos del sistema para salvaguardar la integridad de la planta.

El segundo bloque es el generador de la señal de tiempo que actúa como una especie de metrónomo para todos los demás módulos en el sistema. Este bloque no solo proporciona una referencia de tiempo constante, sino que también ofrece la posibilidad de reiniciar el reloj a voluntad del usuario. Esta capacidad de reinicio puede ser generada ya sea mediante una entrada de control específica o al alcanzar un tiempo de reinicio preestablecido.

# Capítulo 7

## Resultados

En este capítulo, se presentan y analizan los resultados obtenidos durante la implementación y optimización de la planta de pruebas de controladores para prototipos de máquinas de inducción trifásica. En particular, se enfocará en el proceso de caracterización de los motores, especialmente en lo referente al circuito electrónico equivalente, en la evaluación del modelo de medición indirecta del torque electromagnético y el análisis del control automático desarrollado.

### 7.1. Caracterización de los motores de inducción

Los resultados obtenidos de la Prueba de DC se muestran en la Tabla 7.1, es importante mencionar que estos valores de resistencia calculados se están tomando en cuenta dos fases y a una temperatura de aproximadamente  $20^{\circ}C$ .



**Tabla 7.1:** Mediciones obtenidas de la prueba en DC

No. Medición	Motor	Voltaje (V)	Corriente (A)	Resistencia	Fase
1	1	27,30	1,70	16,0588	UV
2	1	28,17	1,80	15,6500	UV
3	1	27,74	1,80	15,4111	UV
4	1	25,86	1,80	14,3667	VW
5	1	24,55	1,80	13,6389	VW
6	1	24,68	1,80	13,7111	VW
7	1	30,80	1,80	17,1111	WU
8	1	32,02	1,80	17,7889	WU
9	1	33,75	1,80	18,7500	WU
10	1	26,64	1,80	14,8000	UV
11	1	26,64	1,80	14,8000	VW
12	1	26,64	1,80	14,8000	UW
13	2	34,92	1,10	31,7455	UV
14	2	34,96	1,10	31,7818	VW
15	2	49,05	1,10	44,5909	UW
16	2	46,02	1,10	41,8364	UV
17	2	49,81	1,10	45,2818	VW
18	2	38,44	1,10	34,9455	UW
19	2	39,60	1,10	36,0000	UV
20	2	39,49	1,10	35,9000	VW
21	2	39,60	1,10	36,0000	UW
22	2	39,27	1,10	35,7000	UV
23	2	39,27	1,10	35,7000	VW
24	2	39,27	1,10	35,7000	UW
25	2	39,16	1,10	35,6000	UV
26	2	39,05	1,10	35,5000	VW
27	2	39,16	1,10	35,6000	UW

De los resultados obtenidos, se calcularon las resistencias promedio para cada uno de los dos motores, en la Tabla 7.2, se muestran los resultados obtenidos de las resistencias de los estatores para ambos motores a una temperatura promedio de  $20^{\circ}\text{C}$ .

**Tabla 7.2:** Resistencia del estator a  $20^{\circ}\text{C}$

Variable	Motor 1	Motor 2
Resistencia Estator (ohm)	7,7869	18,3960
Temperatura ( $^{\circ}\text{C}$ )	20	20

Posteriormente, se procedió a realizar el escalado de los valores obtenidos a la temperatura nominal de operación de los motores de inducción, por lo que utilizando la variación lineal se procedió a extrapolar los resultados obtenidos para la resistencia del estator a una temperatura de  $95^{\circ}\text{C}$ , los resultados se muestran en la Tabla 7.3.

**Tabla 7.3:** Resistencia del estator a  $95^{\circ}\text{C}$

Variable	Motor 1	Motor 2
Resistencia Estator (ohm)	10,7460	25,3866
Temperatura ( $^{\circ}\text{C}$ )	95	95

Por otra parte, los resultados experimentales producto de realizar la prueba de rotor bloqueado se presentan en la Tabla 7.4. En ella se pueden observar las mediciones obtenidas de voltaje y corriente de línea, así como también el cálculo del factor de potencia y la potencia de entrada. Además, para tener una mayor comprensión de los resultados obtenidos, se puede consultar el Apéndice D, para obtener información más detallada de los valores experimentales obtenidos.

**Tabla 7.4:** Resultados obtenidos experimentalmente en la prueba de rotor bloqueado

Motor	$V_L$ (V)	$I_L$ (A)	$P_{entrada}$ (W)	FP
1	54,422	1,866	127,33	0,7167
2	77,922	1,107	106,33	0,7033

Después de recolectar las mediciones relevantes, se elaboró un programa de procesamiento de datos en el software MATLAB para analizar las mediciones y calcular las variables eléctricas importantes para cada uno de los dos motores. Este procesamiento permitió obtener los resultados que se presentan <sup>1</sup> en la Tabla 7.5.

<sup>1</sup>Para obtener los resultados, se siguió el proceso descrito en la Sección 2.6.2.

**Tabla 7.5:** Valores estimados para las reactancias del rotor y del estator, así como para la resistencia del rotor

Variable Obtenida	Motor 1	Motor 2
$X_2$	5,8732	14,4471
$X_1$	5,8732	14,4471
$R_2$	2,0061	4,8114

Así mismo, los resultados experimentales obtenidos de la prueba de vacío para la caracterización de los motores de inducción, se presentan en la Tabla 7.6. En ella se pueden observar las mediciones obtenidas de voltaje y corriente de línea, así como también el cálculo del factor de potencia y la potencia de entrada. Además, para tener una mayor comprensión de los resultados obtenidos, se puede consultar el Apéndice E, para obtener información más detallada de los valores experimentales obtenidos.

**Tabla 7.6:** Resultados obtenidos experimentalmente en la prueba de vacío

Motor	$V_L$ (V)	$I_L$ (A)	$P_{entrada}$ (W)	FP
1	209,22	1,12	65	0,16
2	210,67	0,71	49	0,19

Después de recolectar las mediciones relevantes, se elaboró un programa de procesamiento de datos en el software MATLAB para analizar las mediciones y calcular las variables eléctricas importantes para cada uno de los dos motores. Este procesamiento permitió obtener los resultados que se presentan <sup>2</sup> en la Tabla 7.7.

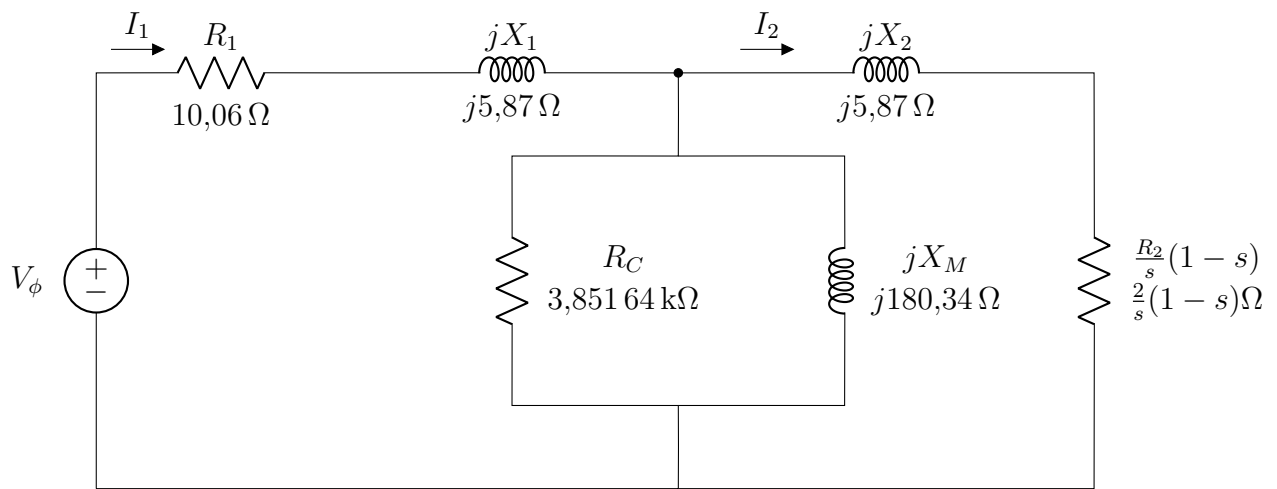
**Tabla 7.7:** Valores estimados para la resistencia del núcleo, así como para la reactancia de magnetización

Variable Obtenida	Motor 1	Motor 2
$X_M$	180,3780	280,88
$R_{nucleo}$	3851,500	8637,80

<sup>2</sup>Para obtener los resultados, se siguió el proceso descrito en la Sección 2.6.3.

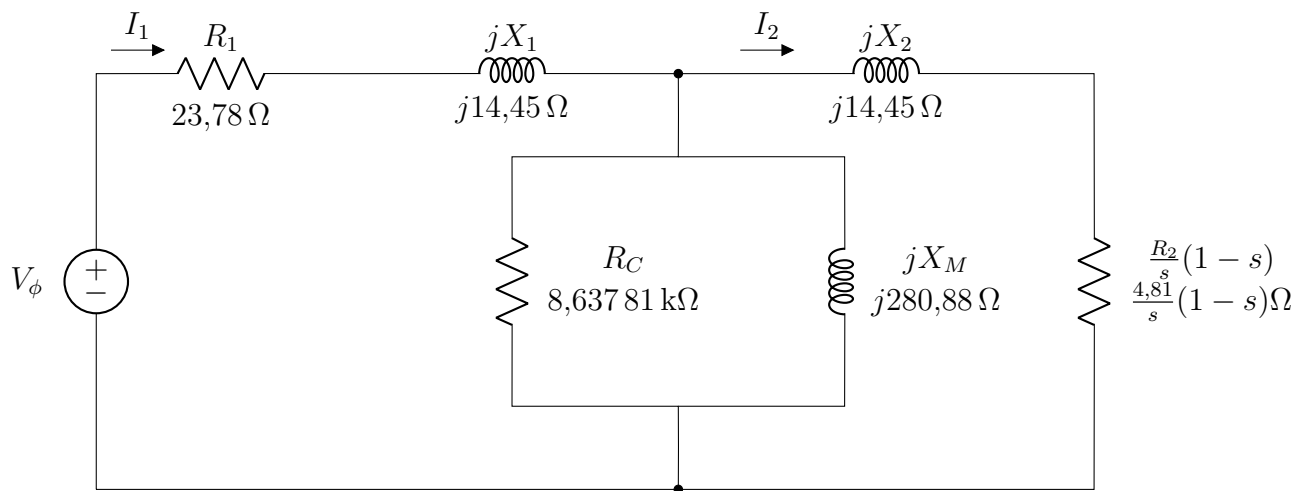
## 7.2. Circuito equivalente de los motores de inducción

En el proceso de caracterización de los motores de inducción, descrito en la Sección 6.4 de este trabajo, se determinaron los parámetros eléctricos importantes mediante una serie de pruebas y mediciones. A partir de estos resultados, se puede representar el circuito equivalente de cada motor. La Figura 7.1 muestra el circuito equivalente para el motor de inducción de 0.5 HP, y la Figura 7.2 presenta el circuito equivalente por fase del motor de inducción de 0.25 HP. Los valores estimados para cada uno de los parámetros eléctricos se encuentran resumidos en el Apéndice F. Con esta información, se puede profundizar en el entendimiento del funcionamiento eléctrico de los motores de inducción con los que se está caracterizando.



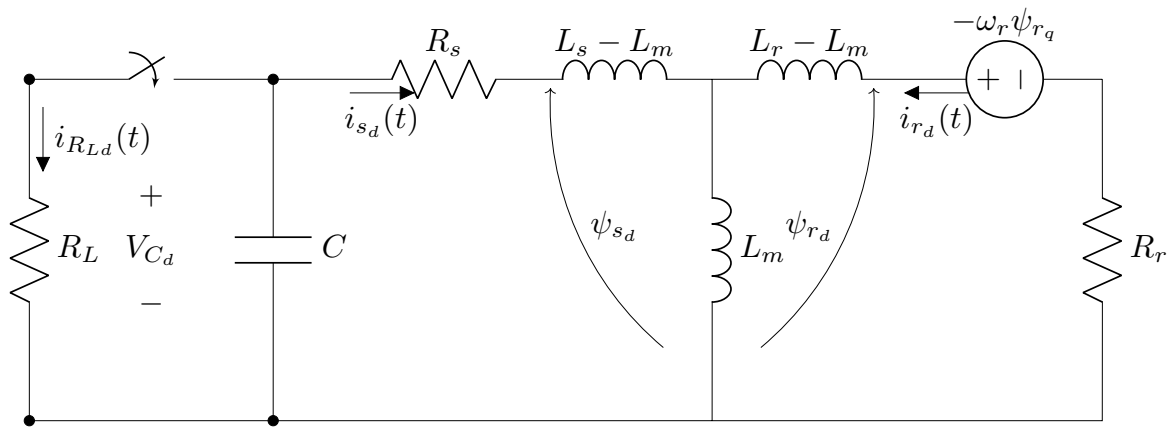
**Figura 7.1:** Circuito equivalente por fase de un motor de inducción con una potencia de 0.5 hp

A partir de esta caracterización, se obtuvo información relevante sobre las características eléctricas de cada uno de los motores, lo que permitió representarlos mediante un circuito equivalente. Este circuito equivalente permite representar de forma simplificada las características eléctricas de un motor y su comportamiento ante diferentes condiciones de operación. La representación gráfica del circuito equivalente es una herramienta importante para el análisis y diseño de sistemas que involucran motores de inducción, permitiendo entender su comportamiento y optimizar su desempeño.

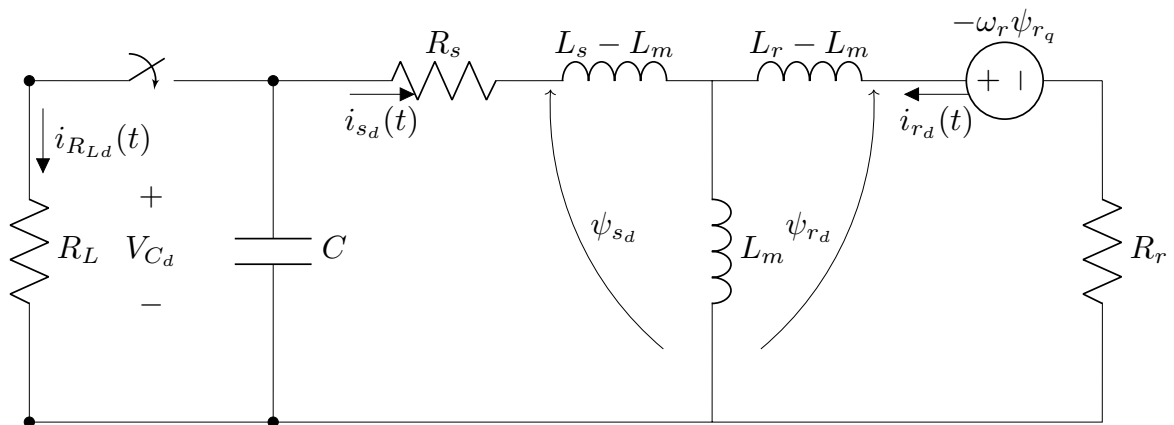


**Figura 7.2:** Circuito equivalente por fase de un motor de inducción con una potencia de 0.25 HP

Además, con el objetivo de lograr una comprensión más profunda y elevada de los motores eléctricos, se llevó a cabo una transformación del circuito electrónico equivalente obtenido a un marco de referencia estacionario d-q, como se muestra en la Figura 7.3.



(a) Circuito equivalente del marco de referencia d

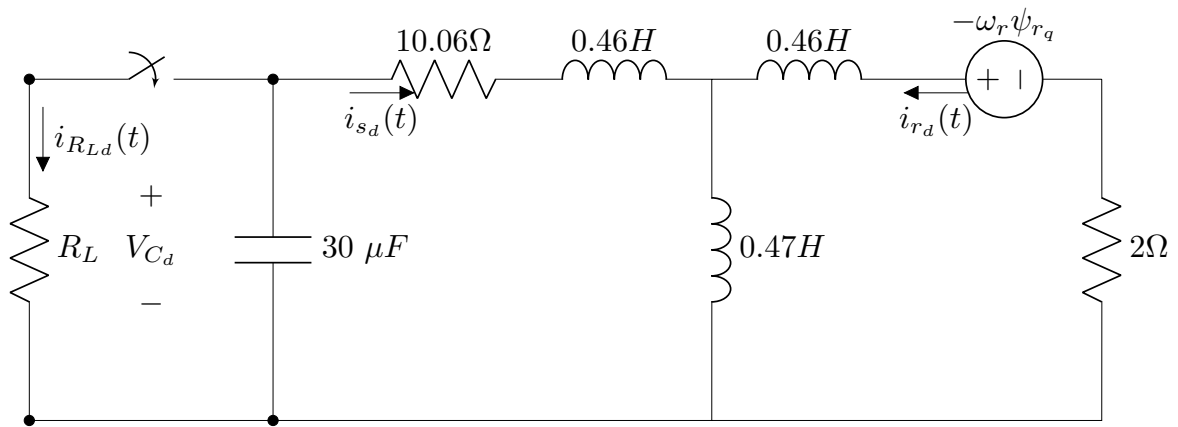


(b) Circuito equivalente del marco de referencia q

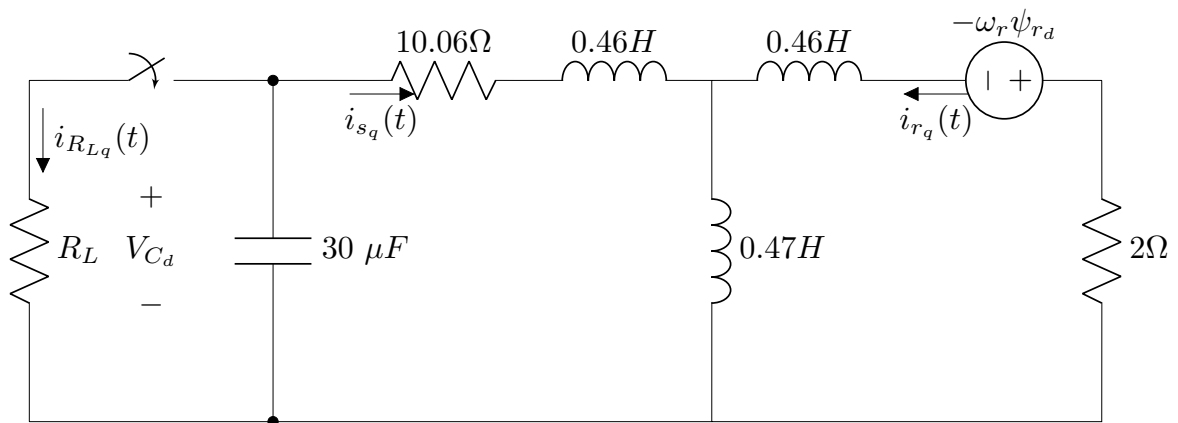
**Figura 7.3:** Circuito equivalente para el sistema del generador de inducción autoexcitado, basado un marco de referencia estacionario d-q [64]

Esta transformación es de gran relevancia en el análisis y diseño de sistemas de control para motores eléctricos, ya que facilita la representación y el estudio de las variables involucradas. Al trasladar el circuito electrónico equivalente a un marco de referencia d-q, se pueden analizar de manera más clara las interacciones entre las corrientes, tensiones y flujo magnético dentro del motor, lo que permite una interpretación más precisa del funcionamiento y comportamiento del mismo.

En las siguientes figuras, se presentan los marcos de referencia d-q para dos motores de inducción trifásica con diferentes potencias. La primera Figura 7.4 corresponde al motor de 0.5 HP, mientras que la segunda Figura 7.5 representa al motor de 0.25 HP.



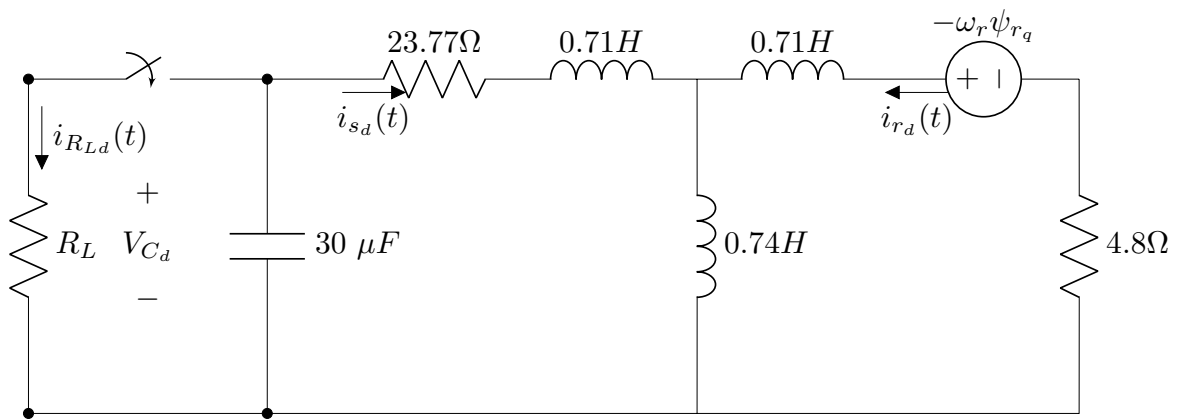
(a) Circuito equivalente del marco de referencia d



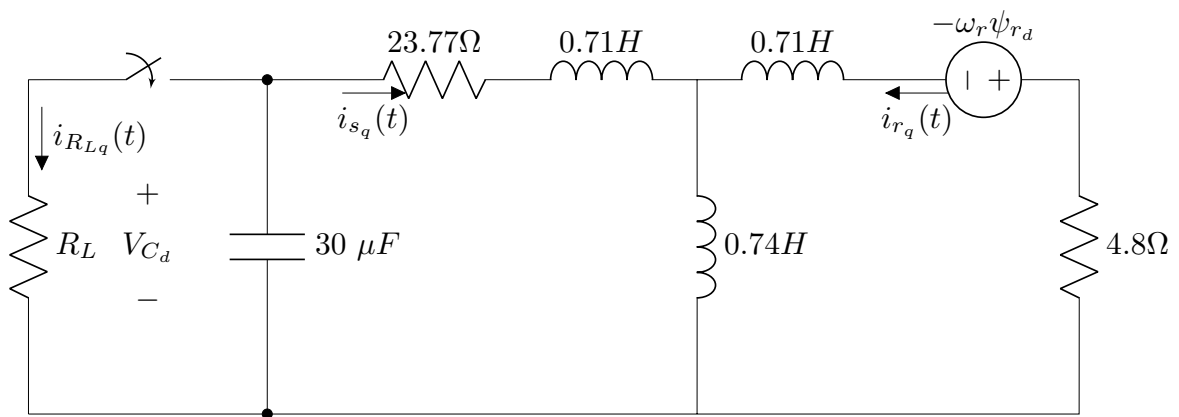
(b) Circuito equivalente del marco de referencia q

**Figura 7.4:** Circuito equivalente para el sistema del generador de inducción autoexcitado, basado un marco de referencia estacionario d-q para el motor de 0.5 HP

Al observar las figuras de manera individual, se pueden apreciar que ambos modelos poseen el mismo valor de capacitancia de  $30 \mu F$ , esto debido al valor del banco de capacitores que se tiene en la planta actual.



(a) Circuito equivalente del marco de referencia d



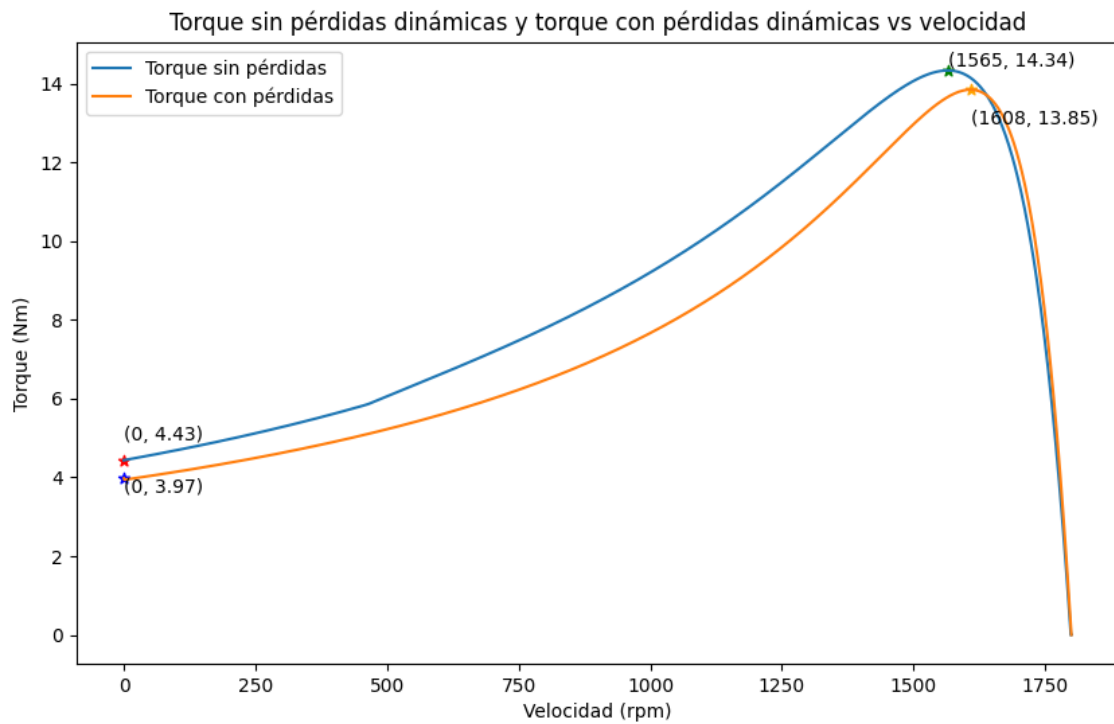
(b) Circuito equivalente del marco de referencia q

**Figura 7.5:** Circuito equivalente para el sistema del generador de inducción autoexcitado, basado un marco de referencia estacionario d-q para el motor de 0.25 HP

### 7.3. Medición indirecta del torque

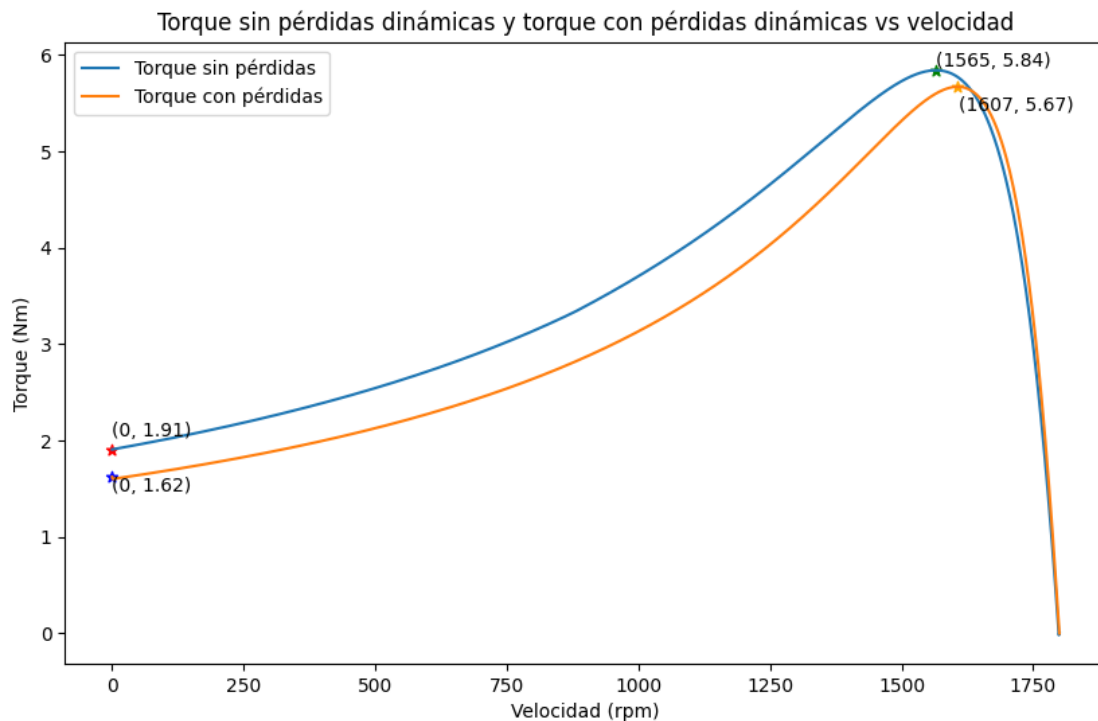
Basado en las ecuaciones descritas anteriormente, se procedió a realizar un script en MATLAB en donde se recibiera como argumentos los parámetros obtenidos en la Tabla F.1 del proceso de caracterización de los motores de inducción descritos en la Sección 6.4 y utilizar 6.25 para el cálculo del torque del motor, obteniendo de esta manera la gráfica que se muestra en la Figura 7.6, en donde se muestra la curva característica par - velocidad estimada para el motor de inducción con una potencia de 0.5 hp, en donde la línea azul es la estimación tomando en cuenta las pérdidas del núcleo como constantes utilizando las equivalencias de Thevenin de las ecuaciones 6.16, 6.17 y 6.20. Por otro lado, se muestra en la línea verde, la estimación tomando las pérdidas del núcleo de forma dinámicas en función a la velocidad, tomando como base las equivalencias de Thevenin obtenidas en las ecuaciones 6.27, 6.28 y 6.29.





**Figura 7.6:** Curva característica par - velocidad para el motor de inducción con una potencia de 0.5 hp, tomando las pérdidas en el núcleo constantes y dinámicas

De la Figura 7.6, se puede observar que la curva obtenida con las pérdidas en el núcleo dinámicas, es menor que la curva en la que se tomaron en cuenta estas pérdidas como constantes, presentando en el primer caso un torque máximo de 13.85 [Nm] y un torque de arranque de 3.97 [Nm], que a diferencia del caso que se tomaron como constantes las pérdidas del núcleo en donde estos valores son mayores, en donde se presentó un torque máximo de 14.34 [Nm] y un torque de arranque de 4.43 [Nm]. Así mismo, se realizó el mismo ejercicio para el motor de inducción de 0.25 hp, en donde se muestra en la Figura 7.7, estas curvas características obtenidas en el análisis de ambos casos.

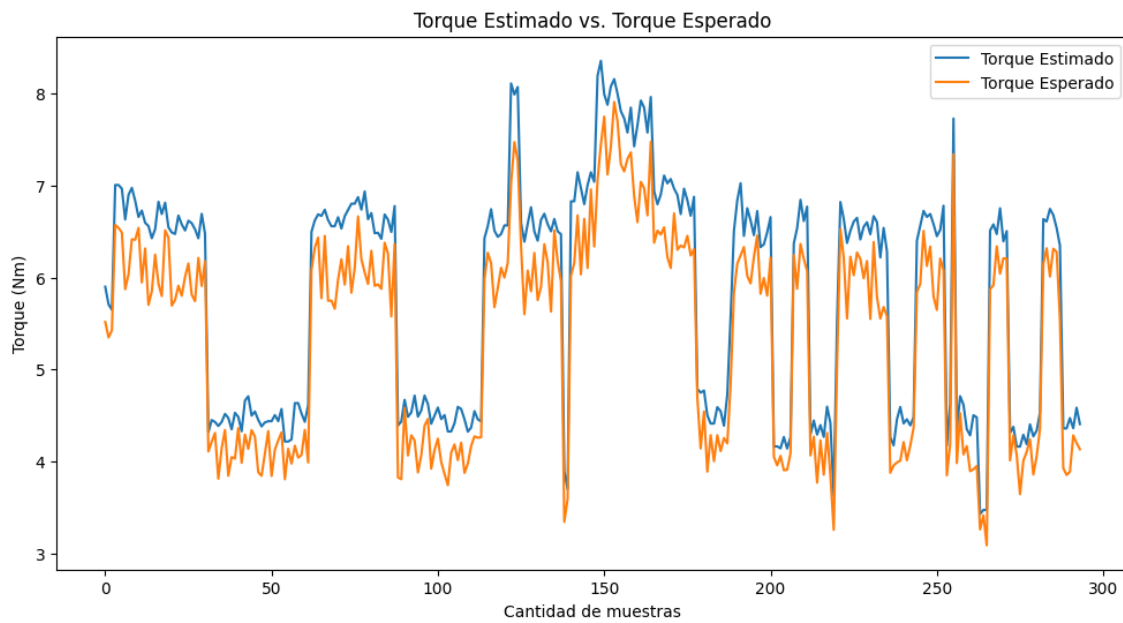


**Figura 7.7:** Curva característica par - velocidad para el motor de inducción con una potencia de 0.25 hp, tomando las pérdidas en el núcleo constantes y dinámicas

Como se puede observar en la Figura 7.7, se muestra un comportamiento similar que en el caso del motor de 0.5 hp, en donde la curva obtenida con las pérdidas en el núcleo dinámicas, es menor que la curva en la que se tomaron en cuenta estas pérdidas como constantes, presentando en el primer caso un torque máximo de 5.67 [Nm] y un torque de arranque de 1.62 [Nm], que a diferencia del caso que se tomaron como constantes las pérdidas del núcleo en donde estos valores son mayores, en donde se presentó un torque máximo de 5.84 [Nm] y un torque de arranque de 1.91 [Nm].

Además, para ambos modelos, en ambos motores de inducción, se obtuvo una velocidad a plena carga cercana a 1780 [rpm], que es cercano a lo esperado, en donde según [82], la velocidad a plena carga de un motor de inducción de jaula de ardilla con 4 polos está aproximadamente en los 1770 [rpm].

Además, se llevaron a cabo distintas mediciones basadas en el procedimiento metodológico expuesto en la Sección 2.8.2 de este informe, en donde se realizaron distintas mediciones de potencia en la planta física, mediante el monitoreo de corriente y voltaje tanto a la salida del motor generador, como a la entrada del motor primario, así mismo se monitoreó la velocidad a la cual se operaba el sistema, debido a que se expuso el sistema a diferentes perturbaciones de cargas eléctricas a distintos niveles de operación de velocidad, como se muestra en la Figura 7.8.



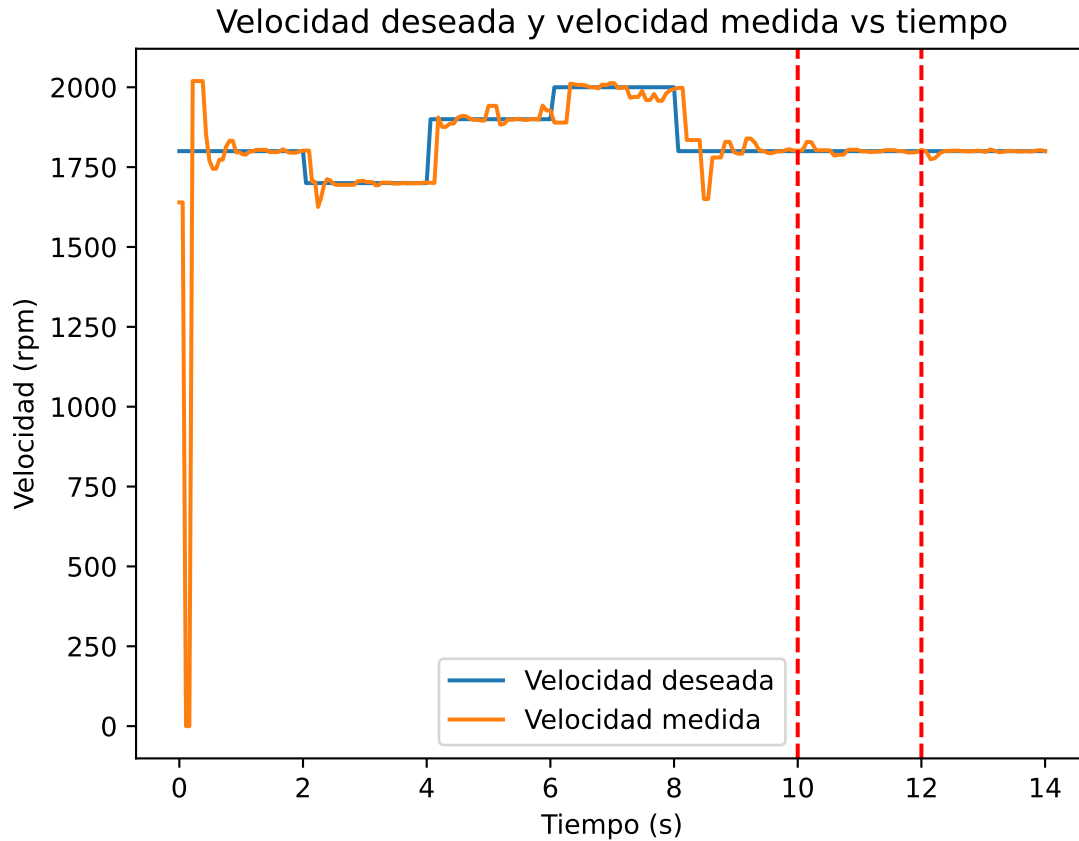
**Figura 7.8:** Gráfico de la monitorización en tiempo real del torque estimado vs el torque esperado, operando el sistema a 65 Hz sobre el variador de frecuencia y agregando perturbaciones eléctricas

Como se puede observar en la Figura 7.8, se muestra parte de los resultados obtenidos de la sección experimental de este informe, en donde se muestra el comportamiento del torque a una misma frecuencia de operación del variador de frecuencia, la cual es de 65 Hz, cuando se le agregan diferentes perturbaciones eléctricas por medio de operarlo en vacío, con una y con dos cargas eléctricas conectadas a la salida del generador. es importante mencionar que se realizaron pruebas a lo largo de 17 frecuencias distintas, entre el rango de 57 Hz a 75 Hz, debido a que es en este rango de frecuencias en donde se logra el fenómeno de autoexcitación y se opera el segundo motor como un generador para lograr monitorizar el comportamiento de la potencia generada.

## 7.4. Control automático de la velocidad

Para evaluar la eficacia del controlador automático PID propuesto, descrito en detalle en la sección 6.7, se realizaron una serie de pruebas en las que se varió la velocidad de operación deseada del sistema. Además, se simuló la presencia de perturbaciones a través de la conexión y desconexión de cargas eléctricas en el sistema. La Figura 7.9 ilustra los resultados de este experimento, en la que se puede apreciar el comportamiento del sistema frente a las variaciones de velocidad y la perturbación de cargas eléctricas.

En la Figura 7.9, se observa cómo se comportó el controlador PID en respuesta a las perturbaciones realizadas cada dos segundos, que incluían variaciones en la velocidad de-



**Figura 7.9:** Gráfico de la velocidad deseada y el comportamiento de la velocidad medida en rpm, con distintas perturbaciones de velocidad y cargas eléctricas

seada de operación y en las cargas eléctricas. La Tabla 7.8 proporciona un resumen de las perturbaciones aplicadas en cada intervalo de tiempo.

**Tabla 7.8:** Resumen de las perturbaciones utilizadas en el proceso de validación del control PID propuesto

Intervalo de tiempo (s)	Velocidad deseada (rpm)	Cantidad de cargas eléctricas
0 - 2	1800	0
2 - 4	1700	1
4 - 6	1900	0
6 - 8	2000	1
8 - 10	1800	2
10 - 12	1800	0
12 - 14	1800	1

# Capítulo 8

## Discusión

A lo largo de este capítulo, se presentará el análisis y la validación de los datos experimentales obtenidos en este informe.

### 8.1. Caracterización y modelo electrónico de los motores de inducción

El objetivo principal de esta sección es discutir los resultados obtenidos a través de la implementación del modelo propuesto y validar su precisión en comparación con los datos proporcionados por los fabricantes. Para ello, se siguió el procedimiento descrito en la Sección 2.8, en la cual se confrontaron las potencias de salida estimadas, derivadas de los parámetros del circuito, con las potencias de salida especificadas por los fabricantes en sus hojas de datos.

Cabe destacar que en este proceso de validación se emplearon diferentes relaciones de potencia, incluyendo la potencia de entrada ( $P_{in}$ ), la potencia del estator ( $P_{SCL}$ ), la potencia del núcleo ( $P_{nucleo}$ ), la potencia del entrehierro ( $P_{AG}$ ), la potencia del rotor ( $P_{RCL}$ ), la potencia mecánica de salida ( $P_d$ ) y las pérdidas por fricción y rozamiento ( $P_{FyW}$ ). Estas relaciones de potencia permiten comprender cómo se distribuye la energía en el motor y cómo se transforma la potencia eléctrica en mecánica.

Los resultados de esta comparación se presentan en la Tabla 8.1, donde se muestra la potencia de salida estimada, la potencia de salida proporcionada por el fabricante y el porcentaje de error asociado.

**Tabla 8.1:** Porcentaje de error obtenido del proceso del análisis de las relaciones de potencia para el modelo obtenido de los motores de 0.5 HP y 0.25 HP de potencia

Motor	Potencia del motor (HP)	Potencia Esperada (W)	Potencia Estimada (W)	Error %
1	0,5	378,69	367,27	-3,02
2	0,25	180,33	186,39	3,36

A partir de la Tabla 8.1, se muestran los resultados obtenidos al comparar la potencia de salida estimada con la potencia de salida esperada proporcionada por el fabricante en las hojas de datos de los motores de 0.5 HP y 0.25 HP de potencia.

Al analizar los resultados, se puede observar que, para el motor de 0.5 HP, la potencia de salida esperada es de 378.69 W y la potencia de salida estimada, según el modelo propuesto, es de 367.27 W. Esto arroja un porcentaje de error de -3.02 %. Dicho error negativo indica que la potencia de salida estimada es ligeramente inferior a la proporcionada por el fabricante.

En cuanto al motor de 0.25 HP, la potencia de salida esperada es de 180.33 W y la potencia de salida estimada es de 186.39 W, lo que resulta en un porcentaje de error de 3.36 %. A diferencia del motor de 0.5 HP, en este caso el error es positivo, lo que señala que la potencia de salida estimada es ligeramente superior a la proporcionada por el fabricante.

En ambos casos, el porcentaje de error es inferior al 4 %, lo que sugiere que el modelo desarrollado representa de manera adecuada el comportamiento de los motores eléctricos de inducción.

## 8.2. Medición indirecta del torque

En cuanto a los resultados obtenidos de la estimación de torque, se siguió el procedimiento metodológico descrito en la Sección 2.8.2 de este informe, en donde se realizaron distintas mediciones de potencia tanto en la alimentación del motor primario, así como mediciones de la potencia generada a la salida del sistema, ante distintas perturbaciones mediante cargas eléctricas y velocidades de operación.

En primera instancia se procedió a realizar un análisis de regresión lineal de los datos para lograr evaluar la eficiencia del modelo desarrollado en este informe, mediante distintos

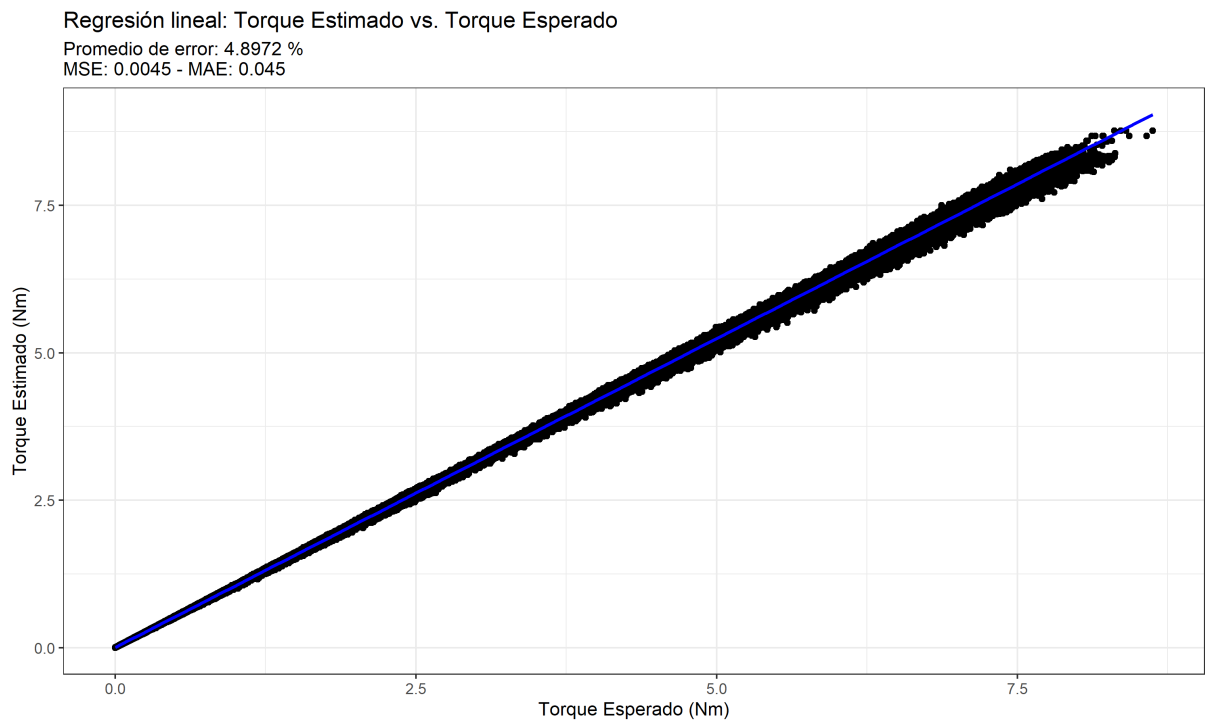
datos que se obtienen de este tipo de análisis, en la Tabla 8.2, se los resultados obtenidos:

**Tabla 8.2:** Resultados de la regresión lineal

Variable dependiente:	Torque estimado	
	Coef.	(Std. Err.)
Intercept	0.003***	(0.0003)
Torque Esperado	1.048***	(0.0001)
Observations	122,550	
R-squared	0.999	
Adjusted R-squared	0.999	
Residual Std. Error	0.067	
F Statistic	184,901,419.000***	
Note: * $p < 0,1$ ; ** $p < 0,05$ ; *** $p < 0,01$		

En cuanto a los resultados del modelo de regresión lineal que se presentan en la Tabla se observa un coeficiente del Intercepto es 0.003, lo que indica que cuando el Torque Esperado es cero, el modelo predice un Torque Estimado de 0.003. Es importante notar que este coeficiente es estadísticamente significativo a un nivel de significancia del 0.01, como lo indica el triple asterisco (\*\*\*). Por otra parte, el coeficiente del Torque Esperado es 1.048. Esto significa que por cada unidad de incremento en el Torque Esperado, se espera un incremento en el Torque Estimado de 1.048 unidades. Al igual que el Intercepto, este coeficiente es estadísticamente significativo a un nivel de significancia del 0.01.

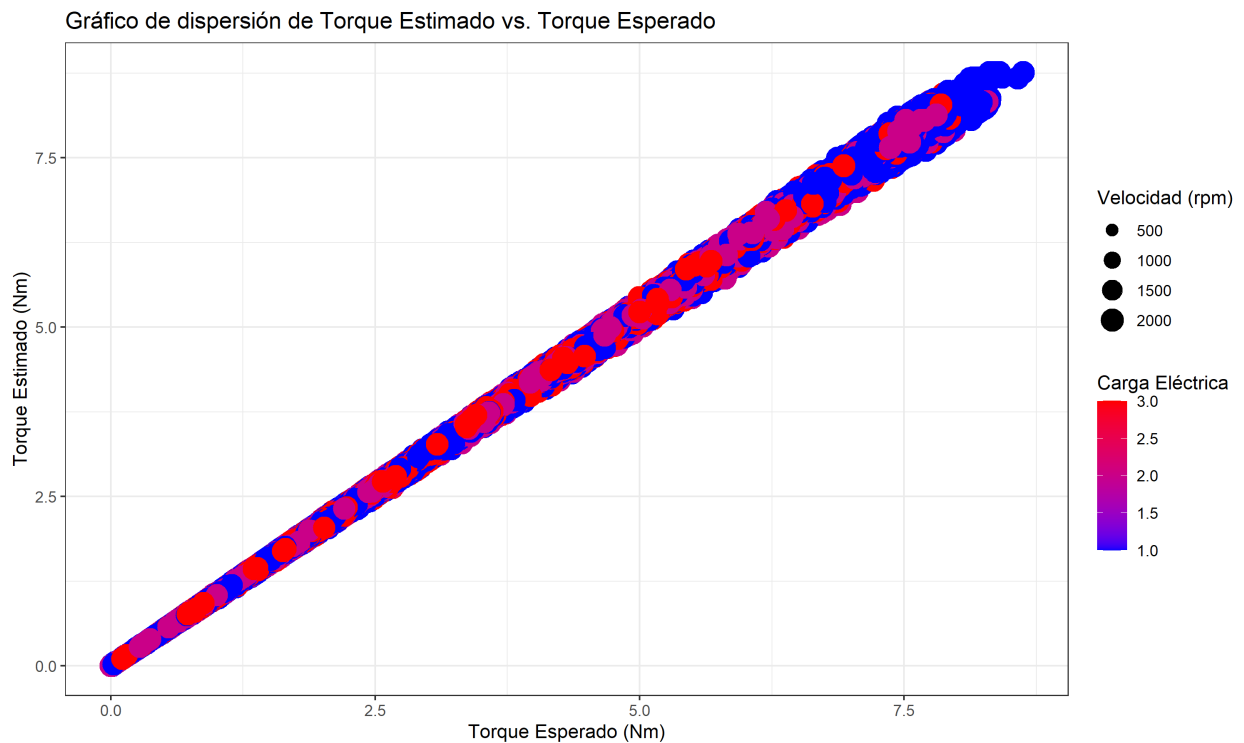
Además, el modelo de regresión lineal tiene un R cuadrado (R-squared) de 0.999, lo que indica que el 99.9% de la variabilidad en el Torque Estimado puede ser explicada por el Torque Esperado. Este es un valor alto, lo que sugiere que el modelo se ajusta muy bien a los datos. Por otro lado, se observa un Error Estándar Residual es de 0.067, lo que indica que las predicciones del modelo son, en promedio, precisas hasta 0.067 unidades de Torque Estimado. Así mismo, se observa un Estadístico F alto, lo que sugiere que es improbable que los resultados observados se deban al azar. Este estadístico es también significativo al nivel de 0.01.



**Figura 8.1:** Gráfico de dispersión con línea de regresión para el torque estimado y torque esperado

Con el objetivo de visualizar los resultados obtenidos de la regresión lineal, se presenta en la Figura 8.1 el gráfico de dispersión con la línea de regresión y diferentes métricas de evaluación. En primera instancia se muestra el valor del Error cuadrático medio (MSE) 0.0045, esta métrica indica el promedio de los errores al cuadrado, que es la diferencia entre los valores predichos y los valores observados. Por otro lado, se obtuvo un valor de 0.045 para el error absoluto medio (MAE) y por último se obtuvo un porcentaje promedio de error del 4.89 % en los datos del modelo analizado para la estimación del torque, así mismo se presenta en la Figura 8.2, el gráfico de dispersión con los factores utilizados.





**Figura 8.2:** Gráfico de dispersión para el torque estimado y torque esperado con las variaciones de los niveles y factores utilizados

Como se mencionó en la Sección 2.8.2, la validación de la estimación indirecta del torque en la planta física se apoyó en un experimento multifactorial. Este tipo de experimentos permite verificar su validez a través de un análisis de varianza (ANOVA), por lo que se realizaron tres análisis diferentes con el objetivo de validar las mediciones del torque esperado, del torque estimado y el porcentaje de error obtenido entre ambas variables.

En primer lugar, los resultados obtenidos del análisis ANOVA para el torque esperado se presentan en la Tabla 8.3. Este análisis nos permite examinar la influencia de diferentes factores en la variable del torque esperado.

**Tabla 8.3:** Resumen de ANOVA para el Torque Esperado

	Df	Suma Cuad.	Cuad. Medio	Valor F	Pr(>F)
Repeticion	1	6	6	3.225e+00	0.0725 .
Frecuencia_VFD	1	514514	514514	2.805e+05	<2e-16 ***
Carga_Electrica	2	15164	7582	4.133e+03	<2e-16 ***
Residuos	122545	224803	2		

*Códigos de significancia:* 0 '\*\*\*' 0.001 '\*\*' 0.01 '\*' 0.05 '.' 0.1 ' ' 1

De acuerdo a los resultados presentados en la Tabla 8.3, se puede observar que tanto la

frecuencia del VFD (Frecuencia\_VFD) como la carga eléctrica (Carga\_Electrica) tienen un efecto significativo en el torque esperado, como lo indica el valor p muy pequeño ( $<2e-16$ ). Por otra parte, la repetición muestra un valor p de 0.0725, que aunque es mayor al nivel común de significancia de 0.05, puede sugerir alguna influencia en el torque esperado, pero no es estadísticamente significativa al nivel del 5 %, lo cual, es esperado que las repeticiones no sean estadísticamente significativo sobre el comportamiento del torque esperado.

A continuación, se presentan los resultados del análisis ANOVA para el torque estimado en la Tabla 8.4. Este análisis nos permite determinar la influencia de diferentes factores en la variable del torque estimado.

**Tabla 8.4:** Resumen de ANOVA para el Torque Estimado

	Df	Suma Cuad.	Cuad. Medio	Valor F	Pr(>F)
Repeticion	1	7	7	3.267e+00	0.0707 .
Frecuencia_VFD	1	565816	565816	2.811e+05	<2e-16 ***
Carga_Electrica	2	16690	8345	4.146e+03	<2e-16 ***
Residuos	122545	246652	2		

*Códigos de significancia:* 0 '\*\*\*' 0.001 '\*\*' 0.01 '\*' 0.05 '.' 0.1 ' ' 1

Observando los resultados que se presentan en la Tabla 8.4, se puede inferir que tanto la frecuencia del VFD en Hz (Frecuencia\_VFD) como la carga eléctrica (Carga\_Electrica) tienen un efecto altamente significativo en el torque estimado, como lo indica el valor p pequeño ( $<2e-16$ ). Así mismo, de manera similar al caso anterior, la repetición muestra un valor p de 0.0707, que, aunque es mayor que el nivel común de significancia de 0.05, no es una variable estadísticamente significativa sobre el torque estimado, ya que se observa que la repetición no es estadísticamente significativa al nivel del 5 %, lo cual es esperado.

Así mismo, se describen los resultados del análisis ANOVA para el error de estimación del torque, presentados en la Tabla 8.5. Este análisis proporciona información sobre la influencia de diferentes factores en el error de estimación entre el torque esperado y el torque estimado.

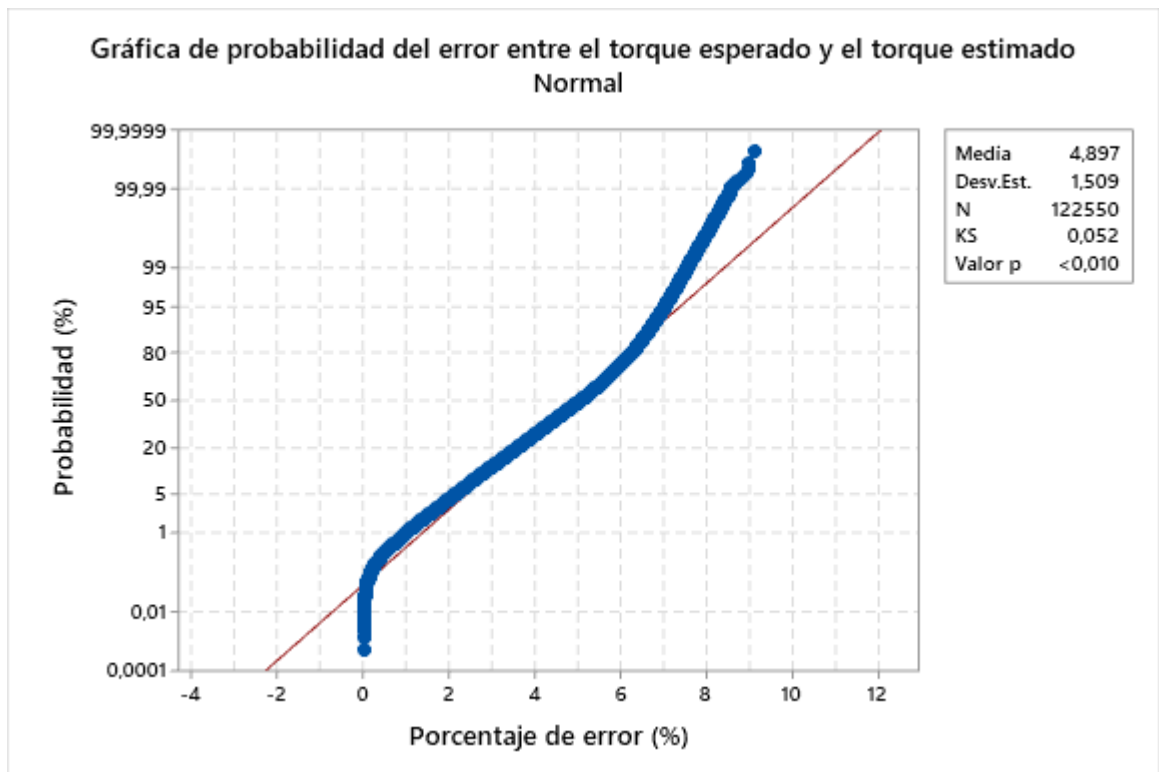
**Tabla 8.5:** Resumen de ANOVA para el Error de Estimación del Torque

	Df	Suma Cuad.	Cuad. Medio	Valor F	Pr(>F)
Repeticion	1	2	1.5690	0.689	0.406
Frecuencia_VFD	1	1	0.7794	0.342	0.558
Carga_Electrica	2	3	1.5411	0.677	0.508
Residuos	122545	279029	2.2770		

*Códigos de significancia:* 0 ‘\*\*\*\*’ 0.001 ‘\*\*\*’ 0.01 ‘\*’ 0.05 ‘.’ 0.1 ‘ ’ 1

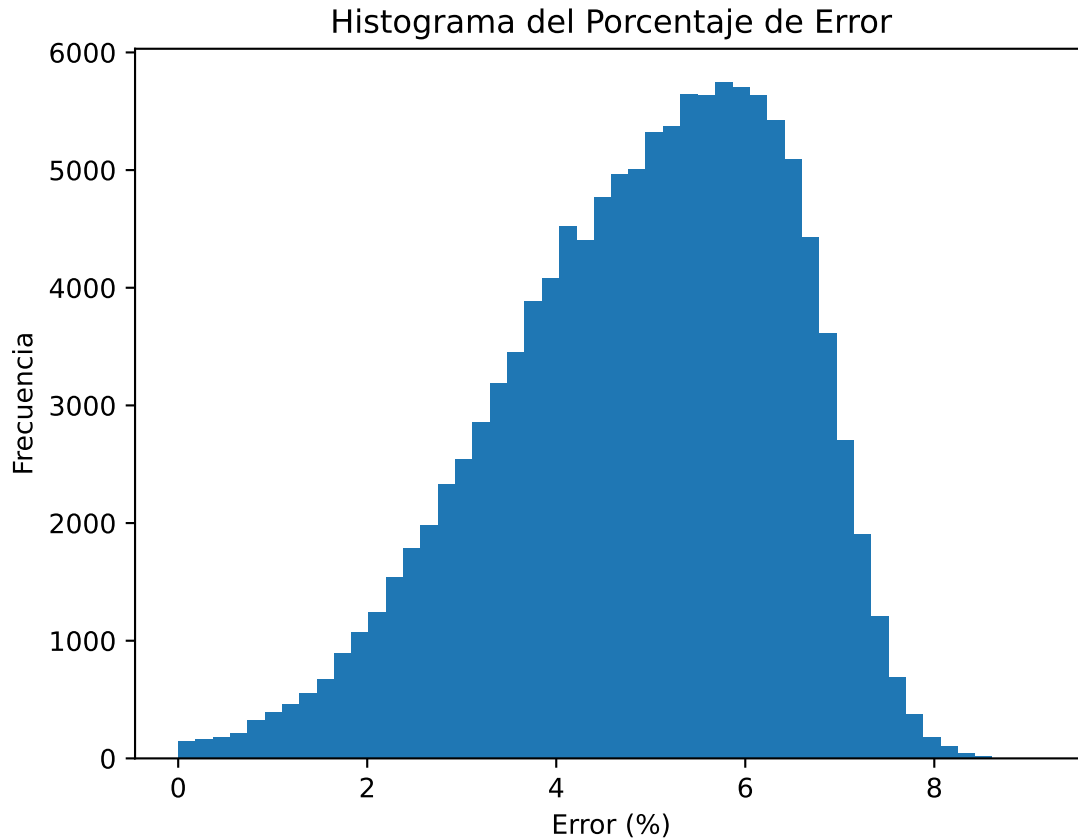
Examinando los resultados que se presentan en la Tabla 8.5, se puede notar que ninguno de los factores estudiados (repeticiones, frecuencia del VFD en Hz y carga eléctrica) presenta un efecto estadísticamente significativo en el error de estimación del torque, ya que todos los valores p son superiores al nivel de significancia comúnmente aceptado de 0.05. Esto es coherente con las expectativas, ya que el error de estimación del torque debería comportarse de manera constante, independientemente de las condiciones a la cual se opere el sistema bajo estudio. Esto sugiere que la estimación del torque no es influenciada de manera significativa por variaciones en los factores estudiados, lo que es un indicador de la confiabilidad del modelo de estimación empleado.

En el análisis de varianza (ANOVA), uno de los supuestos fundamentales es la normalidad de la variable dependiente. Este supuesto implica que, para cada combinación de los niveles de los factores, los datos siguen una distribución normal. La importancia de este supuesto radica en que el ANOVA es una prueba paramétrica que utiliza la media y la varianza para calcular la significancia estadística, y ambas medidas son sensibles a la forma de la distribución. Si los datos no son normales, las conclusiones extraídas del ANOVA pueden ser engañosas o incorrectas [61]. Es por ello que es común realizar pruebas de normalidad para validar este supuesto. Una prueba comúnmente utilizada es la prueba de Kolmogorov-Smirnov [83], la cual compara la distribución acumulada de los datos con la distribución acumulada de una distribución normal teórica, por lo que en la Figura 8.2, se muestran los resultados de normalidad obtenidos de la prueba de Kolmogorov-Smirnov sobre el porcentaje de error entre el torque estimado y esperado.



**Figura 8.3:** Gráfico de probabilidad del porcentaje de error con la prueba de Kolmogorov-Smirnov

Analizando la gráfica de probabilidad del error entre el torque esperado y el torque estimado que se presenta en la Figura 8.3, se realizó una prueba de normalidad por el método de Kolmogorov-Smirnov. Los resultados muestran una media de 4.897 y una desviación estándar de 1.509. El estadístico de Kolmogorov-Smirnov fue 0.052, y el valor p fue menor a 0.01. Para interpretar estos resultados, debemos recordar que el valor p es la probabilidad de obtener un estadístico de Kolmogorov-Smirnov igual o más extremo que el observado, si la hipótesis nula es cierta. En este caso, la hipótesis nula es que los datos no siguen una distribución normal. Dado que el valor p es menor a 0.01 y utilizando un nivel de significancia del 5%, podríamos rechazar la hipótesis nula basándonos en el valor p, por lo que los datos observados siguen una distribución normal. Así mismo, en la Figura 8.4, se presenta un histograma de la distribución del porcentaje de error entre el torque estimado y el torque esperado.



**Figura 8.4:** Histograma del porcentaje de error entre el torque estimado y esperado

### 8.3. Control automático de la velocidad

En esta sección, se discuten los resultados obtenidos en el análisis del control automático implementado en el sistema propuesto. El objetivo principal de esta sección es evaluar la estabilidad y el rendimiento del controlador a través de diversos parámetros.

La Figura 7.9 muestra la respuesta del sistema bajo diferentes condiciones de operación y frente a diferentes perturbaciones. Es notable un retraso en la respuesta del sistema ante cambios en la velocidad deseada. Este retraso se atribuye al tiempo de procesamiento que LabVIEW requiere para ejecutar los scripts desarrollados. Dichos scripts realizan transformaciones bidireccionales entre la velocidad expresada en revoluciones por minuto (rpm) y la frecuencia en Hertz (Hz), necesarias para controlar el variador de frecuencia (VFD). Debido a que los parámetros de entrada para el control lineal desarrollado son la velocidad deseada y la velocidad medida en rpm, la salida del control será un ajuste a la velocidad actual para alcanzar y estabilizarse en la velocidad deseada. Por lo tanto, es necesario transformar la respuesta del control a la frecuencia en Hz para operar adecuadamente el VFD y, por ende, controlar con precisión la velocidad del motor.

Los resultados presentados en la Figura 7.9 muestran una ligera oscilación en la respuesta del sistema durante su estabilización. Esta oscilación se debe a que estamos tratando de modelar un sistema inherentemente no lineal mediante un controlador lineal PID. A pesar de que esta aproximación consigue controlar de manera efectiva la planta, el sistema aún muestra pequeñas oscilaciones, incluso después de alcanzar la velocidad deseada. Esta característica resalta el reto inherente de modelar sistemas no lineales mediante métodos lineales.

Además, como se observa en la Tabla 6.8, se muestran las constantes del modelo de control desarrollado en donde se utilizó una constante derivativa aproximadamente de 0.0067, cuando se compara con el valor de la constante integral del modelo que es de 1.47, se observa una diferencia significativa entre ambos valores, esto es debido a que se priorizó en el diseño del modelo, que este alcanzara una estabilidad en el menor tiempo posible, presentando el mínimo valor del error en estado estacionario.

A continuación, se presenta una tabla que resume el análisis de los resultados obtenidos del proceso de experimentación:

**Tabla 8.6:** Resumen de los resultados del análisis del comportamiento del control automático implementado

Parámetro	Valor
Tiempo de subida	0.0409 s
Tiempo de asentamiento	0.314 s
Sobrepaso	9.7 %
Margen de ganancia	-77.1 dB @ 44.3 rad/s
Margen de fase	90° @ 44.3 rad/s
Estabilidad en lazo cerrado	Estable

En la Tabla 8.6, se muestran los resultados del análisis del control automático propuesto, en donde se observa que el tiempo de subida de 0.0409 segundos indica la rapidez con la que el sistema alcanza su valor de régimen, mientras que el tiempo de asentamiento de 0.314 segundos representa el tiempo necesario para que la respuesta se estabilice dentro de una banda aceptable alrededor del valor de referencia. En cuanto al sobrepaso del 9.7 % muestra el grado de oscilación o exceso de respuesta observado durante el proceso de regulación.

Además, los márgenes de ganancia y fase son parámetros fundamentales para evaluar la estabilidad del sistema en lazo cerrado. El margen de ganancia de -77.1 dB @ 44.3 rad/s indica una buena tolerancia a perturbaciones y variaciones en los parámetros del sistema. Por otro lado, el margen de fase de 90 grados @ 44.3 rad/s demuestra una adecuada capacidad de estabilidad y control de fase del sistema.

En términos generales, estos resultados indican un rendimiento adecuado del control automático implementado para el control de la velocidad de operación de la planta.

# Capítulo 9

## Conclusiones y recomendaciones

Este capítulo final abarca las conclusiones derivadas de la investigación y desarrollo realizados, así como las recomendaciones propuestas para futuros trabajos en este campo. Las conclusiones proporcionan una síntesis de los resultados obtenidos y los logros alcanzados durante la investigación. Las recomendaciones, por otro lado, ofrecen una guía para las próximas etapas y propuestas de mejora o expansión basadas en la experiencia y los resultados adquiridos.

### 9.1. Conclusiones

Se observó que los condensadores de  $30\mu F$  dispuestos en configuración estrella son esenciales para el funcionamiento autoexcitado del generador. Logramos producir un voltaje que fluctúa entre  $92V_{rms}$  y  $170V_{rms}$  en un rango de frecuencia de 50 a 60 Hz.

Con el fin de obtener un modelo del circuito equivalente confiable y preciso, se observó la importancia de llevar a cabo todas las pruebas recomendadas por la literatura pertinente y el estándar IEEE112, replicando las condiciones de carga completa del motor de inducción. Esto garantizará la precisión del modelo del circuito equivalente, permitiendo un control y estimación más confiables de su funcionamiento.

En el proceso de caracterización y modelización de los motores de inducción, se ha observado un alto grado de precisión en la estimación de la potencia de salida. A través de la confrontación directa de las potencias de salida estimadas con las especificaciones proporcionadas por los fabricantes, se validó la exactitud del modelo propuesto.

Para los motores de 0.5 HP y 0.25 HP, se encontró un error inferior al 4% entre la potencia de salida estimada y la proporcionada por el fabricante. Esto sugiere que el modelo



propuesto puede representar con precisión el comportamiento de los motores de inducción. En el caso del motor de 0.5 HP, el modelo ligeramente subestimó la potencia, mientras que para el motor de 0.25 HP, la potencia fue ligeramente sobreestimada.

Al estimar la curva par-velocidad del motor de inducción, se constató que el modelo de circuito equivalente de Thevenin que incluye la resistencia del núcleo como parte integral del circuito, en lugar de considerarlo simplemente como una fuente de pérdida de potencia constante, proporciona una aproximación más precisa a los datos que proporciona el fabricante.

A lo largo de este trabajo, se observó que el modelo de circuito equivalente de Thevenin, empleado para la estimación del torque, genera una curva prácticamente lineal en la zona de trabajo nominal de la máquina. Esta zona comprende el intervalo entre la operación a plena carga y en vacío dentro de la curva par-velocidad del motor.

Los coeficientes obtenidos en el modelo de regresión, tanto para el intercepto como para el Torque Esperado, son estadísticamente significativos a un nivel de significancia del 0.01.

Se observó que el error cuadrático medio (MSE) del modelo es de 0.0045 y el error absoluto medio (MAE) es de 0.045. Además, se calculó un porcentaje de error de 4.8972%. Estas métricas, todas relativamente bajas, indican que las predicciones del modelo son precisas y se ajustan bien a los valores esperados.

Al estudiar el comportamiento de la planta, se observó que a frecuencias de operación altas en el VFD, el error obtenido entre el torque estimado y el torque esperado aumenta, ya que en la curva característica de par-velocidad de un motor de inducción, solo se mantiene con un comportamiento lineal cuando se acerca a la velocidad de sincronía, a velocidades mayores, la diferencia entre las curvas obtenidas para los motores de 0.5 y 0.25 caballos de fuerza aumenta, generando que el error tienda a aumentar.

El análisis de varianza (ANOVA) para el torque esperado y estimado muestra que tanto la frecuencia del VFD como la carga eléctrica tienen un efecto altamente significativo en el torque esperado y estimado. Sin embargo, el factor de repetición no tiene una influencia estadísticamente significativa en el Torque Esperado ni en el Torque Estimado.

En el caso del análisis de la variable de error de estimación de torque, no se encontró ninguna influencia estadísticamente significativa de los factores estudiados. Este resultado es coherente con las expectativas y sugiere que el modelo de estimación de torque es fiable y no está significativamente afectado por las variaciones en los factores estudiados.

En cuanto al control lineal desarrollado, se observó que el tiempo de subida del sistema, medido en 0.0409 segundos, es bastante corto. Esto indica que el sistema puede alcanzar rápidamente su valor de régimen, lo que sugiere una respuesta ágil a los cambios.

Se constató que los márgenes de ganancia y fase son parámetros esenciales para evaluar la estabilidad del sistema en lazo cerrado. Un margen de ganancia de -77.1 dB a 44.3 rad/s sugiere que el sistema posee una buena tolerancia a perturbaciones y variaciones en los parámetros del sistema.

El margen de fase de 90 grados a 44.3 rad/s evidencia una adecuada capacidad de estabilidad y control de fase del sistema, lo que es esencial para un control efectivo y para evitar oscilaciones no deseadas.

El uso de un software de programación gráfica, como lo es labVIEW, resultó ser efectivo en el procesamiento de datos. Esto no solo simplifica la implementación, sino que también permite la visualización y el análisis en tiempo real de los datos medidos. De esta forma, se optimiza el control y la toma de decisiones en función de la información recolectada, lo que se traduce en un sistema de medición y control más eficiente y manejable.

## 9.2. Recomendaciones

Una potencial utilización del estimador de torque desarrollado podría residir en la implementación de un control de torque para una máquina de inducción. Al adaptar el torque según las necesidades de rendimiento del usuario, se podrían optimizar diversas aplicaciones en las que se utilice un motor de Jaula de Ardilla.

Considerar el uso de máquinas eléctricas con mayor capacidad de potencia para incrementar la capacidad de generación de la planta en estudio.

Explorar la utilización de otras tarjetas de adquisición de datos más asequibles para mejorar la viabilidad económica del proyecto sin comprometer la calidad de los datos recopilados.

Desarrollar una plataforma de código abierto para el sistema de control y medición con el objetivo de disminuir costos de licencias y ofrecería mayor adaptabilidad para ajustarse a los requerimientos del sistema.

Proponer un control no lineal que permita un control más eficiente y robusto para el sistema.

Evaluar el uso de distintos sensores para medir velocidad, el voltaje y corriente de las cargas conectadas a la salida trifásica del generador para diversificar la recopilación de datos.

Realizar experimentos con diferentes tipos de carga eléctrica con resistencia constante, registrar las señales de corriente y voltaje de línea y comparar estos resultados con los obtenidos utilizando bombillas de tungsteno.

Ajustar el modelo del estimador del torque desarrollado, utilizando un sensor especializado para la medición del torque en un motor eléctrico de inducción trifásico, para obtener una mayor precisión en la estimación realizada.

# Bibliografía

- [1] Marta Muñoz Gómez. «El Acuerdo de París: Nuevo paradigma en la arquitectura de los tratados ambientales internacionales». En: *Sociedad global y Derecho Público*. Tirant lo Blanch. 2022, págs. 307-321.
- [2] Dolf Gielen et al. «Global energy transformation: a roadmap to 2050». En: (2019).
- [3] Mark Z Jacobson et al. «A 100 % wind, water, sunlight (WWS) all-sector energy plan for Washington State». En: *Renewable Energy* 86 (2016), págs. 75-88.
- [4] Mark Diesendorf y Ben Elliston. «The feasibility of 100 % renewable electricity systems: A response to critics». En: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 93 (2018), págs. 318-330.
- [5] Mark Z Jacobson y Mark A Delucchi. «Providing all global energy with wind, water, and solar power, Part I: Technologies, energy resources, quantities and areas of infrastructure, and materials». En: *Energy policy* 39.3 (2011), págs. 1154-1169.
- [6] Mark Z Jacobson et al. «Matching demand with supply at low cost in 139 countries among 20 world regions with 100 % intermittent wind, water, and sunlight (WWS) for all purposes». En: *Renewable Energy* 123 (2018), págs. 236-248.
- [7] Arman Aghahosseini et al. «Analysing the feasibility of powering the Americas with renewable energy and inter-regional grid interconnections by 2030». En: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 105 (2019), págs. 187-205.
- [8] B.Waziers y C.Echevarría. *Infraestructura para el desarrollo - Vol.2, No. 3: Cómo Renovar la Electricidad en Costa Rica*. <https://publications.iadb.org/es/infraestructura-para-el-desarrollo-vol-2-no-3-como-renovar-la-electricidad-en-costa-rica>. Consultado el 01 agosto de 2022. 2017.
- [9] *Informe Generación Renovable 2021*. <https://apps.grupoice.com/CenceWeb/CenceDescargaArchivos.jsf?init=true&categoria=3&codigoTipoArchivo=3008>. Consultado el 01 agosto de 2022. Centro Nacional de Control de Energía, CENCE, 2022.
- [10] Rolando Portilla. «Energía solar para generación eléctrica: un recurso abundante pero con limitaciones». En: *Ambientico* 250-251 (2015), págs. 29-36.
- [11] Kevin McDonough. «Geography Today: An Encyclopedia of Concepts, Issues, and Technology [book review]». En: (2020).

- [12] Tao Ma et al. «Technical feasibility study on a standalone hybrid solar-wind system with pumped hydro storage for a remote island in Hong Kong». En: *Renewable Energy* 69 (2014), págs. 7-15. ISSN: 0960-1481. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2014.03.028>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0960148114001736>.
- [13] Rubén Tapia Olvera et al. «Sistema Eólico Basado en la Máquina de Inducción». En: *Fuentes de Energías Alternas: Teoría y Práctica* (2014), pág. 77.
- [14] Andrey Navarro Monge. «Implementación de un prototipo de un controlador para la máquina de inducción trifásica en modo de operación como generador auto excitado». Tesis de Licenciatura. Instituto Tecnológico de Costa Rica, 2021.
- [15] Mario Llamas Rivas et al. «MODELO PARA EVALUACIÓN DE LA POTENCIA ELÉCTRICA PRODUCIDA EN UNA PLANTA DE ÓSMOSIS RETARDADA POR PRESIÓN (MODEL FOR EVALUATING THE ELECTRIC POWER OUTPUT OF PRESSURE RETARDED OSMOSIS GENERATION PLANT)». En: *Pistas Educativas* 40.130 (2018).
- [16] ALFONSO ALZATE GOMES, Andrés Escobar Mejía y Carlos Andres Torres. «Control vectorial de la máquina de inducción». En: *Scientia et technica* 15.43 (2009), págs. 55-60.
- [17] W.R. Finley et al. «Understanding electrical and mechanical tests performed on induction motors». En: *Record of Conference Papers. Industry Applications Society. Forty-Ninth Annual Conference. 2002 Petroleum and Chemical Industry Technical Conference*. 2002, págs. 167-178. DOI: [10.1109/PCICON.2002.1044999](https://doi.org/10.1109/PCICON.2002.1044999).
- [18] Camila P. Salomon et al. «Induction Motor Efficiency Evaluation Using a New Concept of Stator Resistance». En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 64.11 (2015), págs. 2908-2917. DOI: [10.1109/TIM.2015.2437632](https://doi.org/10.1109/TIM.2015.2437632).
- [19] Asım Gökhan Yetgin. «Effects of induction motor end ring faults on motor performance. Experimental results». En: *Engineering Failure Analysis* 96 (2019), págs. 374-383. ISSN: 1350-6307. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.engfailanal.2018.10.019>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1350630718307891>.
- [20] Güvenir Kaan Esen y Engin Özdemir. «A New Field Test Method for Determining Energy Efficiency of Induction Motor». En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 66.12 (2017), págs. 3170-3179. DOI: [10.1109/TIM.2017.2735718](https://doi.org/10.1109/TIM.2017.2735718).
- [21] Dileep Kumar Soother y Jawaid Daudpoto. «A brief review of condition monitoring techniques for the induction motor». En: *Transactions of the Canadian Society for Mechanical Engineering* 43.4 (2019), págs. 499-508. DOI: [10.1139/tcsme-2018-0234](https://doi.org/10.1139/tcsme-2018-0234). URL: <https://doi.org/10.1139/tcsme-2018-0234>.

- [22] Matteo Carbonieri, Nicola Bianchi y Luigi Alberti. «Induction Motor Mapping Using Rotor Field-Oriented Analysis Technique». En: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2019, págs. 2321-2328. DOI: [10.1109/ECCE.2019.8912787](https://doi.org/10.1109/ECCE.2019.8912787).
- [23] Kunal B. Chavhan y R.T. Ugale. «Automated test bench for an induction motor using LabVIEW». En: *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*. 2016, págs. 1-6. DOI: [10.1109/ICPEICES.2016.7853547](https://doi.org/10.1109/ICPEICES.2016.7853547).
- [24] Amr A Adly, Osama A Mahgoub y Salwa K Abd-El-Hafiz. «Design and construction of a low cost single-phase induction motor test bench». En: *2013 IEEE 20th International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS)*. IEEE. 2013, págs. 113-116.
- [25] Sunil Sehra, KK Gautam y Vijay Bhuria. «Performance evaluation of three phase induction motor based on no load and blocked rotor test using matlab». En: *Int. J. Sci. Environ. Technol* 1.5 (2012), págs. 541-547.
- [26] Amar Bentounsi et al. «Computer-Aided Teaching Using MATLAB/Simulink for Enhancing an IM Course With Laboratory Tests». En: *IEEE Transactions on Education* 54.3 (2011), págs. 479-491. DOI: [10.1109/TE.2010.2085046](https://doi.org/10.1109/TE.2010.2085046).
- [27] Hakan Calis y Eyup Caki. «LabVIEW based laboratory typed test setup for the determination of induction motor performance characteristics». En: *Journal of Electrical Engineering & Technology* 9.6 (2014).
- [28] «IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators». En: *IEEE Std 112-2017 (Revision of IEEE Std 112-2004)* (2018), págs. 1-115. DOI: [10.1109/IEEESTD.2018.8291810](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2018.8291810).
- [29] «IEEE Standard for Petroleum and Chemical Industry—Premium-Efficiency, Severe-Duty, Totally Enclosed Squirrel Cage Induction Motors from 0.75 kW to 370 kW (1 hp to 500 hp)». En: *IEEE Std 841-2021 (Revision of IEEE Std 841-2009)* (2021), págs. 1-36. DOI: [10.1109/IEEESTD.2021.9444261](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2021.9444261).
- [30] Humberto Gonzalez et al. «A novel induction motor control scheme using IDA-PBC». En: *Journal of Control Theory and Applications* 6.1 (2008), págs. 59-68.
- [31] Haisheng Yu et al. «Nonlinear control of induction motors based on state error PCH and energy-shaping principle». En: *Nonlinear Dynamics* 72.1 (2013), págs. 49-59.
- [32] Andri Pradipta, Santi Triwijaya y Mohamad Ridwan. «Performance and Analysis of Indirect Torque Control-Based Three-Phase Induction Motor». En: *ELKHA: Jurnal Teknik Elektro* 13.2 (), págs. 122-127.
- [33] Magdelén Bazán-de los Santos, Mónica Mulet-Hing y Angela Giralt-Sánchez. «Combustion control system by the closed-loop calorimetric method of the flow of steam and air in a bagasse boiler RETAL». En: *Chemical Technology* 42.3 (2022), págs. 435-451. URL: <https://tecnologiaquimica.uo.edu.cu/index.php/tq/article/view/5272>.

- [34] Wouter JP Kuijpers et al. «Weather forecast error modelling and performance analysis of automatic greenhouse climate control». En: *Biosystems Engineering* 214 (2022), págs. 207-229.
- [35] T.F. Chan y Loi Lei Lai. «Capacitance requirements of a three-phase induction generator self-excited with a single capacitance and supplying a single-phase load». En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 17.1 (2002), págs. 90-94. DOI: [10.1109/60.986443](https://doi.org/10.1109/60.986443).
- [36] V.B Murali Krishna et al. «Experimental investigation on performance comparison of self excited induction generator and permanent magnet synchronous generator for small scale renewable energy applications». En: *Renewable Energy* 195 (2022), págs. 431-441. ISSN: 0960-1481. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2022.06.051>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0960148122008837>.
- [37] E Torres. «Control de voltaje del generador de inducción auto-excitado para aplicaciones de micro/mini generación de energía eléctrica». En: *Trabajo Especial de Grado para obtener el Título de Maestro en Ciencias en la especialidad de Ingeniería Eléctrica* (2006).
- [38] Luís Serrano Iribarnegaray y Javier Andrés Martínez Román. «Máquinas eléctricas». En: *Colección Académica. Editorial UPV* (2017).
- [39] HP Tiwari y JK Diwedi. «Minimum capacitance requirement for self-excited induction generator». En: *Proc. 12th Nat. Power System Conf.* 2002, págs. 5-10.
- [40] SJ Chapman y Máquinas Eléctricas. *4<sup>o</sup> Edición, Ed.* 2005.
- [41] Lokesh Varshney y R.K. Saket. «Reliability evaluation of SEIG rotor core magnetization with minimum capacitive excitation for unregulated renewable energy applications in remote areas». En: *Ain Shams Engineering Journal* 5.3 (2014), págs. 751-757. ISSN: 2090-4479. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.asej.2014.03.010>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2090447914000392>.
- [42] Andrés Leonardo Aguilar Díaz y Samuel Enrique Sanabria Rodríguez. «Implementación de un tablero didáctico, para prácticas de sistemas automatizados en motores, en el laboratorio de accionamientos eléctricos de las UTS». En: (2023).
- [43] Percy Rafael Viego Felipe, Julio Rafael Gómez Sarduy y Enrique Ciro Quispe Oqueña. «Motores sincrónicos de reluctancia controlados con variadores de frecuencia: una aplicación para ahorrar energía». En: *Ingeniería Energética* 36.1 (2015), págs. 72-82.
- [44] Mitsubishi Electric Corporation. *Inverter FR-D700 instruction manual (applied)*. Revisado: 02.12.2020. 2020. URL: <https://dl.mitsubishielectric.com/dl/fa/document/manual/inv/ib0600366eng/ib0600366eng.pdf>.

- [45] Héctor Iván Troncoso Maureira. «Estudio del generador de inducción autoexcitado y su control para producir corriente continua regulada». En: *Facultad de Ingeniería de la Pontificia Universidad Católica de Valparaíso* (2019).
- [46] Oleh Kiselychnyk, Marc Bodson y Jihong Wang. «Model of a self-excited induction generator for the design of capacitor-controlled voltage regulators». En: *21st Mediterranean Conference on Control and Automation*. 2013, págs. 149-154. DOI: [10.1109/MED.2013.6608713](https://doi.org/10.1109/MED.2013.6608713).
- [47] Yogesh K. Chauhan, Sanjay K. Jain y Bhim Singh. «A Prospective on Voltage Regulation of Self-Excited Induction Generators for Industry Applications». En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 46.2 (2010), págs. 720-730. DOI: [10.1109/TIA.2009.2039984](https://doi.org/10.1109/TIA.2009.2039984).
- [48] B. Singh, S.S. Murthy y S. Gupta. «STATCOM-Based Voltage Regulator for Self-Excited Induction Generator Feeding Nonlinear Loads». En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.5 (2006), págs. 1437-1452. DOI: [10.1109/TIE.2006.882008](https://doi.org/10.1109/TIE.2006.882008).
- [49] B. Singh, S.S. Murthy y S. Gupta. «Transient analysis of self-excited induction Generator with electronic load controller (ELC) supplying static and dynamic loads». En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 41.5 (2005), págs. 1194-1204. DOI: [10.1109/TIA.2005.855047](https://doi.org/10.1109/TIA.2005.855047).
- [50] Jayanta K. Chatterjee, B. Venkatesa Perumal y Naveen Reddy Gopu. «Analysis of Operation of a Self-Excited Induction Generator With Generalized Impedance Controller». En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 22.2 (2007), págs. 307-315. DOI: [10.1109/TEC.2006.875432](https://doi.org/10.1109/TEC.2006.875432).
- [51] B. Venkatesa Perumal y Jayanta K. Chatterjee. «Voltage and Frequency Control of a Stand Alone Brushless Wind Electric Generation Using Generalized Impedance Controller». En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 23.2 (2008), págs. 632-641. DOI: [10.1109/TEC.2007.914178](https://doi.org/10.1109/TEC.2007.914178).
- [52] Hari Santoso et al. «Impact of load and speed variation to frequency variation on single-phase self-excited induction generator». En: *2018 Electrical Power, Electronics, Communications, Controls and Informatics Seminar (EECCIS)*. 2018, págs. 5-8. DOI: [10.1109/EECCIS.2018.8692949](https://doi.org/10.1109/EECCIS.2018.8692949).
- [53] D. K. Palwalia y S. P. Singh. «Design and implementation of induction generator controller for single phase self excited induction generator». En: *2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. 2008, págs. 400-404. DOI: [10.1109/ICIEA.2008.4582547](https://doi.org/10.1109/ICIEA.2008.4582547).
- [54] Ravi Hemantha Kumar, Atif Iqbal y Natesan Chokkalingam Lenin. «Review of recent advancements of direct torque control in induction motor drives—a decade of progress». En: *IET Power Electronics* 11.1 (2018), págs. 1-15.
- [55] Johny Alexander Pérez Velásquez et al. «Estimador de torque electrónico para motores de inducción Jaula de Ardilla». En: (2017).



- [56] Bohdan T Kulakowski, John F Gardner y J Lowen Shearer. *Dynamic modeling and control of engineering systems*. Cambridge University Press, 2007.
- [57] Karl Johan Åström y Tore Hägglund. *Control PID avanzado*. Pearson, Madrid, 2009.
- [58] Henry Pedroza, Luis Dicovskyi et al. «Sistema de análisis estadísticos con SPSS». En: (2007).
- [59] Irene Moral Peláez. «Modelos de regresión: lineal simple y regresión logística». En: *Revista Seden* 14 (2016), págs. 195-214.
- [60] R Montero Granados. «Modelos de regresión lineal múltiple». En: *Granada, España: Departamento de Economía Aplicada, Universidad de Granada* (2016).
- [61] Lars St, Svante Wold et al. «Analysis of variance (ANOVA)». En: *Chemometrics and intelligent laboratory systems* 6.4 (1989), págs. 259-272.
- [62] Manuel Terrádez y Angel A Juan. «Análisis de la varianza (ANOVA)». En: *Catalunya: Universidad Oberta de Catalunya* (2003).
- [63] Luis Miguel Esquivel-Sancho, Roberto Pereira-Arroyo y Mauricio Muñoz-Arias. «An energy-based modeling approach to the induction machine». En: *2021 European Control Conference (ECC)*. IEEE. 2021, págs. 2543-2548.
- [64] Luis Miguel Esquivel-Sancho, Roberto Pereira-Arroyo y Mauricio Muñoz-Arias. «Voltage regulation for a self-excited induction generator». En: *2021 60th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*. IEEE. 2021, págs. 1336-1341.
- [65] Arjan Van der Schaft. *L2-gain and passivity techniques in nonlinear control*. Springer, 2000.
- [66] Kenji Fujimoto, Kazunori Sakurama y Toshiharu Sugie. «Trajectory tracking control of port-controlled Hamiltonian systems via generalized canonical transformations». En: *Automatica* 39.12 (2003), págs. 2059-2069.
- [67] Andrés Castillo López. «Evaluación del uso de diferentes sensores y circuitos eléctricos en la medición de parámetros de tensión y corriente con respecto a un instrumento de medición para el prototipo de un controlador para la máquina de inducción trifásica en modo de operación como generador autoexcitado». Tesis de Licenciatura. Instituto Tecnológico de Costa Rica, 2021.
- [68] Chich-Yi Huang, Tien-Chi Chen y Ching-Lien Huang. «Robust control of induction motor with a neural-network load torque estimator and a neural-network identification». En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 46.5 (1999), págs. 990-998. DOI: [10.1109/41.793348](https://doi.org/10.1109/41.793348).
- [69] Jiahao Chen et al. «Overview of Fundamental Frequency Sensorless Algorithms for AC Motors: A Unified Perspective». En: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 11.1 (2023), págs. 915-931. DOI: [10.1109/JESTPE.2022.3194520](https://doi.org/10.1109/JESTPE.2022.3194520).

- [70] Shu Yamamoto, Hideaki Hirahara y Balapuwaduge Amith Shantha. «A Method to Estimate Torque and Stray Load Loss of Induction Motor without Torque Detector». En: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2019, págs. 2341-2346. DOI: [10.1109/ECCE.2019.8913232](https://doi.org/10.1109/ECCE.2019.8913232).
- [71] Harshit Mohan, Mukesh Kumar Pathak y Sanjeet Kumar Dwivedi. «Direct Power Control of Induction Motor Drives». En: *2019 IEEE 13th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*. 2019, págs. 1-5. DOI: [10.1109/CPE.2019.8862412](https://doi.org/10.1109/CPE.2019.8862412).
- [72] Julio Cesar Martínez Ramírez et al. «Análisis comparativo de diferentes esquemas de control no-lineal de posición y velocidad angular aplicado al motor de inducción trifásico tipo jaula de ardilla». En: *REPOSITORIO NACIONAL CONACYT* (2017).
- [73] Andrés Ricardo Cobo Plaza, Pablo Sebastián Narváez Molina, Edwin Israel Cevallos Guaján et al. «Diseño y simulación de un proceso de control de un motor de inducción con un controlador de lógica difusa». B.S. thesis. Espol, 2018.
- [74] Ron Hanifan. «Drawing Types and Requirements: Select the Proper Drawing for Your Application». En: *Perfecting Engineering and Technical Drawing*. Springer, 2015, págs. 37-57.
- [75] Robert Wall y C Eng. *Yhdc SCT-013-000 Current Transformer*. 2016.
- [76] Andrés Rodrigo Ramírez Juárez. *Ley de Ohm*. 2019.
- [77] Ignacio Arata, Francisco Arrufat Pablo Palacios y Santiago Folie. *Variación de la resistencia con la temperatura*. 2001.
- [78] Robert L Boylestad. *Introducción al análisis de circuitos*. Pearson Educación, 2004.
- [79] JA Pérez. *Estimador de torque electrónico para motores de inducción jaula de ardilla*. 2011.
- [80] Aránzazu de Juan Fernández. «Modelos de Función de Transferencia». En: *Universidad Autónoma de Madrid. España* (2006).
- [81] PM Meshram y Rohit G Kanojiya. «Tuning of PID controller using Ziegler-Nichols method for speed control of DC motor». En: *IEEE-international conference on advances in engineering, science and management (ICAESM-2012)*. IEEE. 2012, págs. 117-122.
- [82] Engineering ToolBox. *Induction Motors - No. of Poles and Synchronous vs. Full Load Speed*. Consultado el 06 febrero de 2023. 2009. URL: [https://www.engineeringtoolbox.com/synchronous-full-load-speed-induction-motors-d\\_1448.html](https://www.engineeringtoolbox.com/synchronous-full-load-speed-induction-motors-d_1448.html).
- [83] Vance W Berger y YanYan Zhou. «Kolmogorov-smirnov test: Overview». En: *Wiley statsref: Statistics reference online* (2014).

# Apéndice A

## Esquema electrónico del módulo de recolección de datos

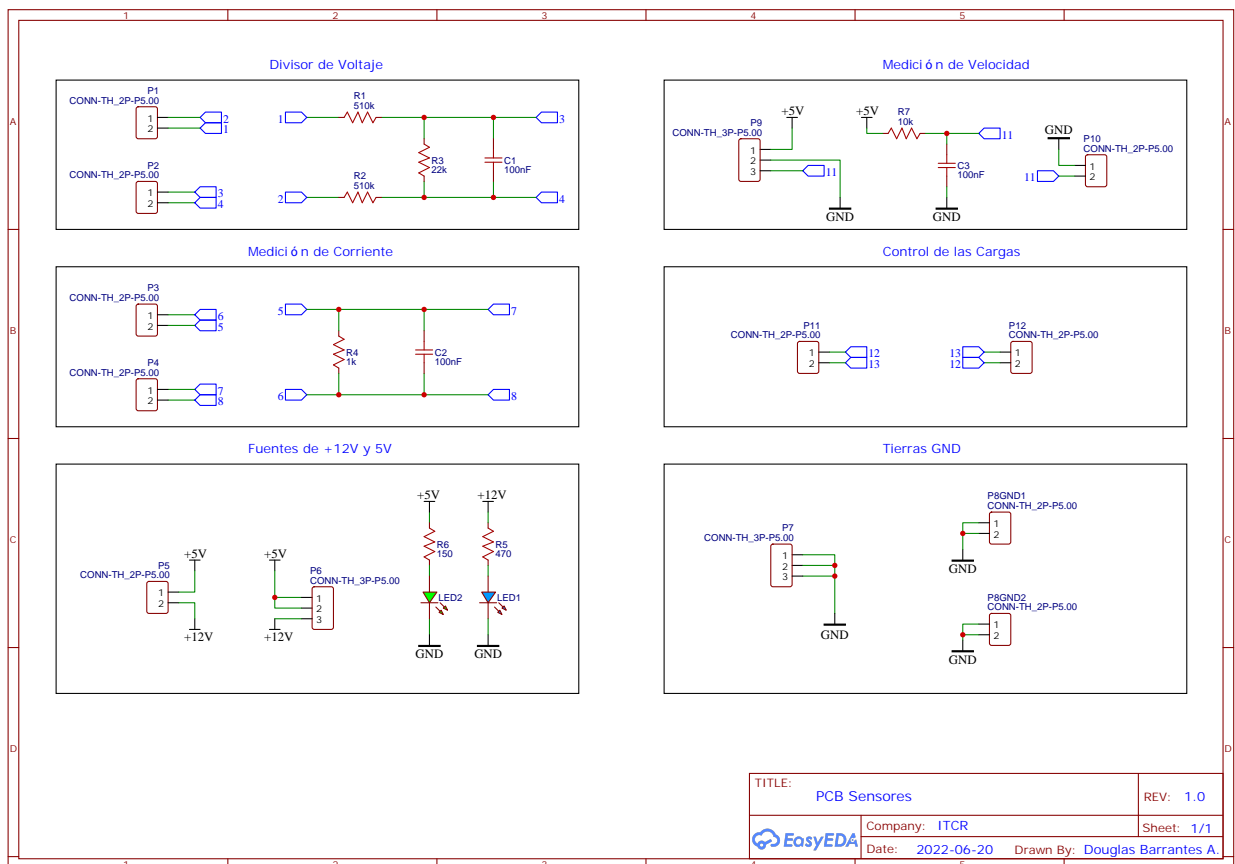


Figura A.1: Esquemático desarrollado para la implementación del PCB

## Apéndice B

### Características eléctricas del motor de 0.5HP



## Type Test Report

Type: MS712-4	Voltage: 460/230 V	Design list No.:
Output: 0.37 kW	Connection: Y/YY	Product No:
Frequency: 60 Hz	Duty: S1	Report No:

Test Item		Result
1.	Efficiency %	71.1
2.	Power Factor	0.732
3.	Tem. Rise of Stator Winding K	62
4.	Vibration mm/s	
5.	Noise Lp dB (A) (Lw)	
6.	Breakdown Torque/Rated Torque	2.62
7.	Pullup Torque/Rated Torque	2.13
8.	Locked Rotor Tor./Rated Tor.	2.29
9.	Locked Rotor Cur./Rated Cur.	4.54
10.	High Voltage Test V	1920
11.	Hot Insulation Res. of Stator Winding MΩ	300.
12.	Temperature of Bearing °C	58
13.	Unbalance of Current %	1.67
14.	Full Load line Current A	0.892
15.	Full Load input W	520.4
16.	Full Load torque Nm	2.116
17.	Max.temp.of enclosure surface °C	57
18.	No Load Current A	0.712
19.	Slip %	7.22
20.	Stator Winding phase resistance Ω (95°C)	38.541
21.	Stray Load Loss W	5.88
22.	No Load Stator Power W	75.3
23.	Core Loss W	32.11
24.	Friction & Windage Loss W	6.682
25.	Locked Rotor Power W	
26.	Stator I ii R Loss W	76.41
27.	Rotor I ii R Loss W	29.32
Remark:		

Check:

Operator:

**Figura B.1:** Características eléctricas del motor de 0.5 HP

## Apéndice C

### Características eléctricas del motor de 0.25HP



## Type Test Report

Type: MS632-4  
Output: 0.18 kW  
Frequency: 60 Hz

Voltage: 460/230 V  
Connection: Y/YY  
Duty: S1

Design list No.:  
Product No:  
Report No:

Test Item		Result
1.	Efficiency %	59.48
2.	Power Factor	0.662
3.	Tem. Rise of Stator Winding K	53
4.	Vibration mm/s	
5.	Noise Lp dB (A) (Lw)	
6.	Breakdown Torque/Rated Torque	2.35
7.	Pullup Torque/Rated Torque	1.98
8.	Locked Rotor Tor./Rated Tor.	2.31
9.	Locked Rotor Cur./Rated Cur.	3.05
10.	High Voltage Test V	1920
11.	Hot Insulation Res. of Stator Winding MΩ	300.
12.	Temperature of Bearing °C	50
13.	Unbalance of Current %	2.53
14.	Full Load line Current A	0.5737
15.	Full Load input W	302.6
16.	Full Load torque Nm	1.081
17.	Max.temp.of enclosure surface °C	51
18.	No Load Current A	0.512
19.	Slip %	11.65
20.	Stator Winding phase resistance Ω (95°C)	71.185
21.	Stray Load Loss W	1.885
22.	No Load Stator Power W	80.3
23.	Core Loss W	14.21
24.	Friction & Windage Loss W	4.175
25.	Locked Rotor Power W	
26.	Stator I ii R Loss W	77.8
27.	Rotor I ii R Loss W	24.53
Remark:		

Check:

Operator:

**Figura C.1:** Características eléctricas del motor de 0.25 HP

# Apéndice D

## Datos experimentales de la prueba de rotor bloqueado

Tabla D.1: Voltajes y corrientes medidos

No. Medición	Motor	Corrientes de Línea (A)				Voltajes de Línea (V)			
		$I_A$	$I_B$	$I_C$	$I_L$	$V_{AB}$	$V_{BC}$	$V_{CA}$	$V_L$
1	1	1,860	1,89	1,87	1,873	54,30	54,90	53,80	54,333
2	1	1,860	1,89	1,89	1,880	54,30	55,50	54,50	54,767
3	1	1,830	1,85	1,85	1,843	53,60	54,90	54,00	54,167
4	2	1,040	1,08	1,10	1,073	74,30	75,60	74,30	74,733
5	2	1,090	1,12	1,14	1,117	77,00	77,30	77,00	77,100
6	2	1,100	1,14	1,15	1,130	81,60	82,70	81,50	81,933

Tabla D.2: Potencia de entrada y factor de potencia medidos

No. Medición	Motor	Potencia	Factor de Potencia			
		(W)	$V_{AB} - I_A$	$V_{BC} - I_B$	$V_{CA} - I_C$	$FP_{Total}$
1	1	127	0,72	0,74	0,72	0,72
2	1	129	0,73	0,74	0,72	0,70
3	1	126	0,74	0,75	0,73	0,73
4	2	96	0,69	0,72	0,72	0,70
5	2	104	0,68	0,73	0,70	0,70
6	2	119	0,71	0,74	0,69	0,71



# Apéndice E

## Datos experimentales de la prueba en vacío

Tabla E.1: Voltajes y corrientes medidos

No. Medición	Motor	Corrientes de Línea (A)				Voltajes de Línea (V)			
		$I_A$	$I_B$	$I_C$	$I_L$	$V_{AB}$	$V_{BC}$	$V_{CA}$	$V_L$
1	1	1,10	1,12	1,15	1,12	210	210	209	209,67
2	1	1,10	1,12	1,15	1,12	209	209	209	209,00
3	1	1,09	1,13	1,16	1,13	209	210	208	209,00
4	2	0,70	0,70	0,70	0,70	211	210	210	210,67
5	2	0,70	0,73	0,73	0,72	211	210	210	210,67
6	2	0,70	0,73	0,73	0,72	211	210	210	210,67

Tabla E.2: Potencia de entrada y factor de potencia medidos

No. Medición	Motor	Potencia	Factor de Potencia			$FP_{Total}$
		(W)	$V_{AB} - I_A$	$V_{BC} - I_B$	$V_{CA} - I_C$	
1	1	65	0,15	0,20	0,13	0,16
2	1	65	0,14	0,20	0,14	0,16
3	1	65	0,13	0,21	0,14	0,16
4	2	49	0,17	0,18	0,18	0,19
5	2	49	0,17	0,19	0,17	0,19
6	2	49	0,17	0,17	0,18	0,19

# Apéndice F

## Parámetros eléctricos obtenidos de los motores de inducción

Tabla F.1: Parámetros eléctricos obtenidos en la caracterización de los motores de inducción

Parámetro	Motor 1 0,5 hp	Motor 2 0,25 hp
$R_1$	10,0646	23,7769
$R_2$	2,0061	4,8114
$X_1$	5,8732	14,4471
$X_2$	5,8732	14,4471
$R_C$	180,378	280,88
$X_M$	3851,4647	8637,8077
$P_N$	32,11	14,21
$P_{FYR}$	6,682	4,175

# Apéndice G

## Tarjeta de adquisición de datos

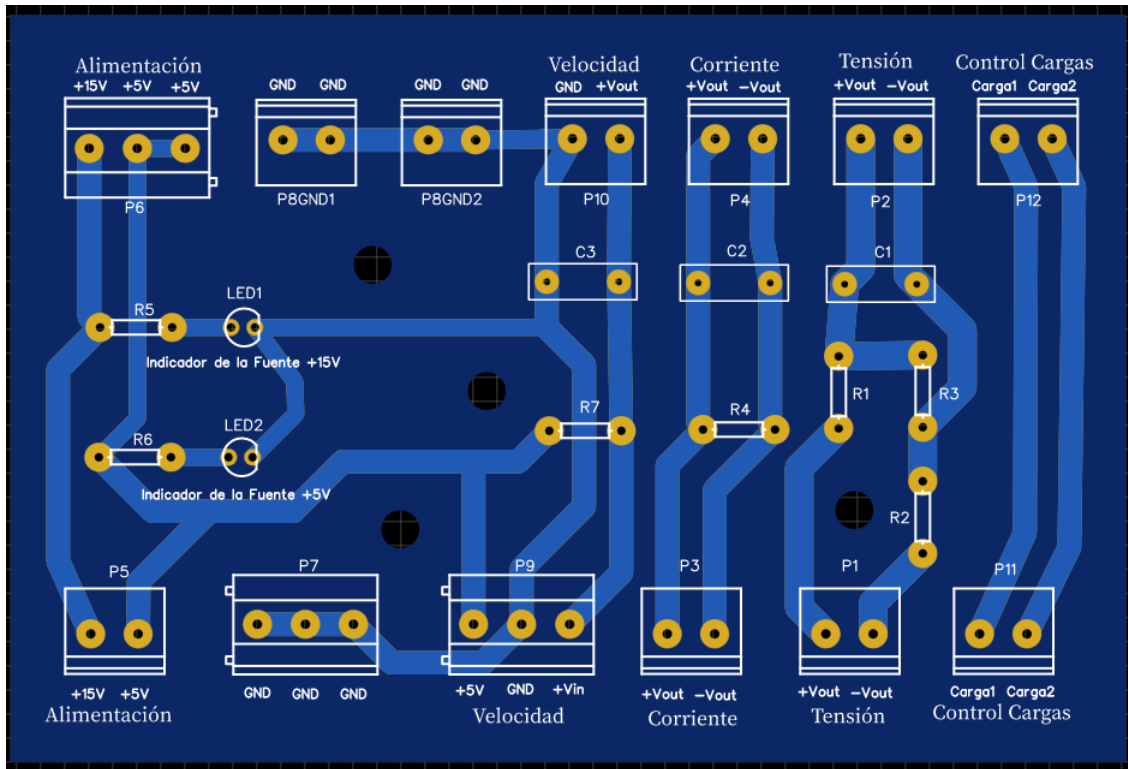


Figura G.1: Vista 2D de la tarjeta de adquisición de datos desarrollada

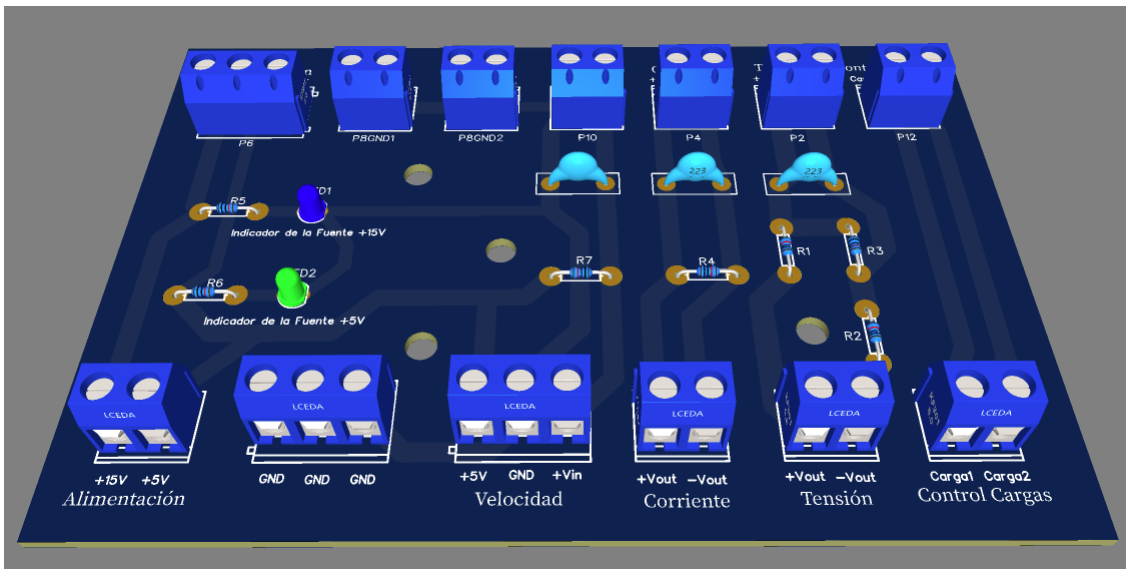
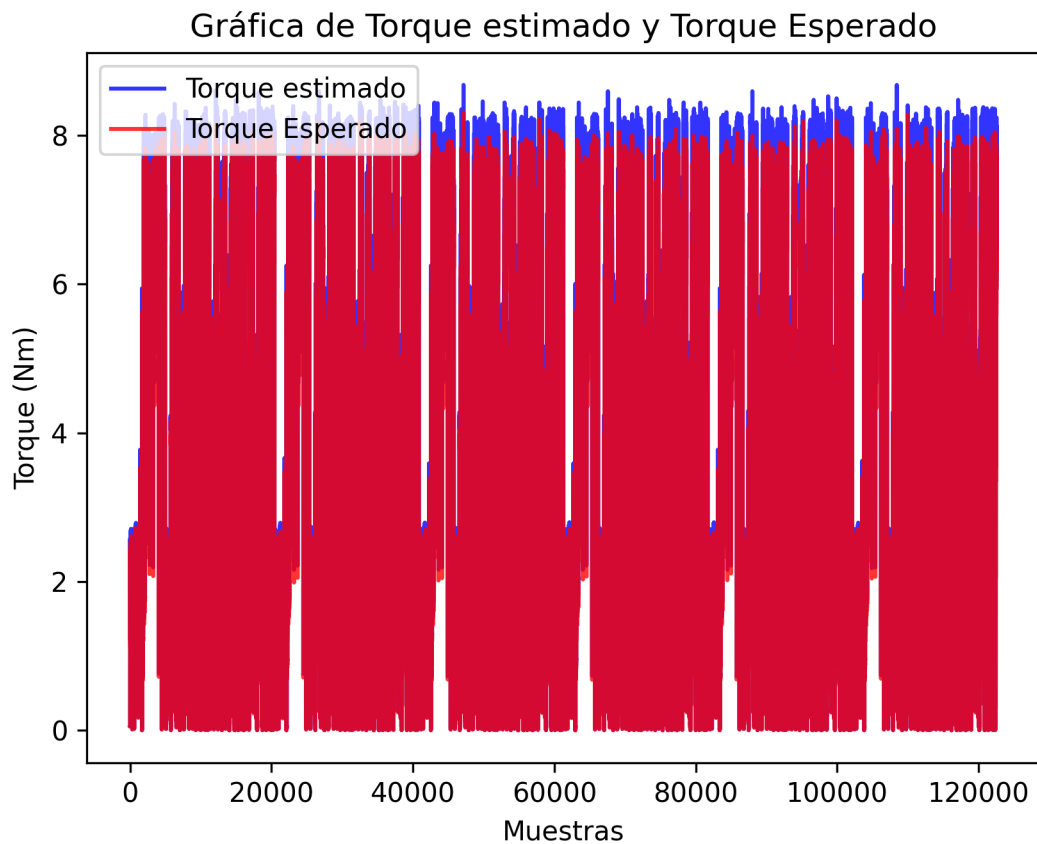


Figura G.2: Vista 3D de la tarjeta de adquisición de datos desarrollada

# Apéndice H

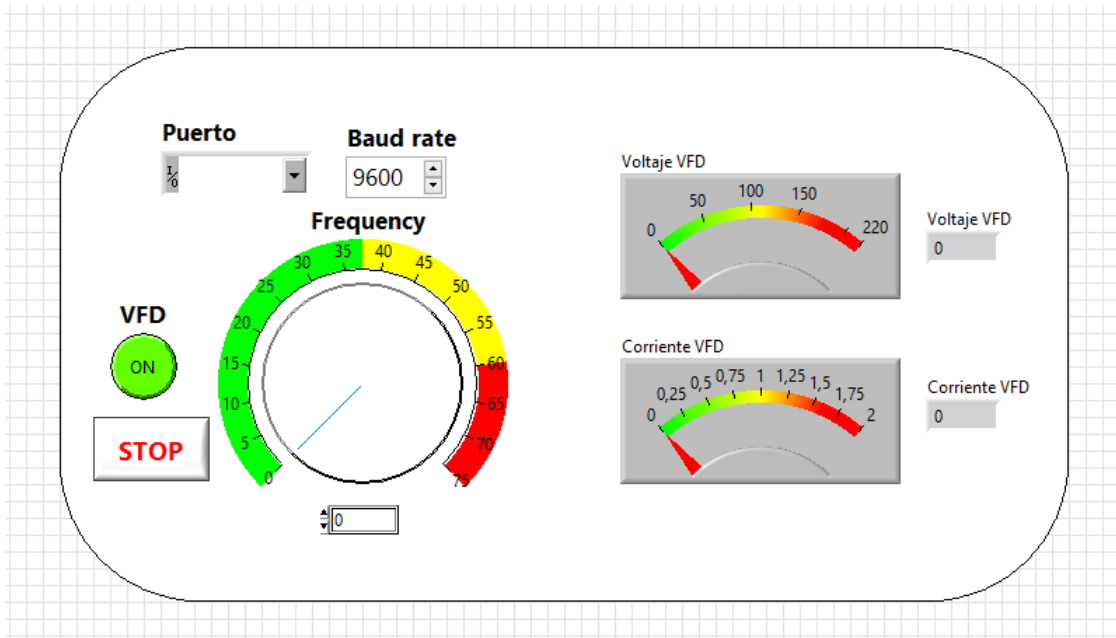
## Mediciones del torque estimado y esperado



**Figura H.1:** Mediciones de los 456 experimentos realizados, comparando el torque esperado y torque estimado

# Apéndice I

## Interfaz gráfica desarrollada



**Figura I.1:** Interfaz gráfica desarrollada para la comunicación con el VFD mediante el protocolo modbus, así como la monitorización del voltaje y corriente de alimentación al motor primario



Figura I.2: Interfaz gráfica desarrollada para la recolección de datos y la monitorización en tiempo real de variables de interés como velocidad, corriente, voltaje y torque, así como el control de las cargas y la comunicación con el VFD mediante el protocolo modbus

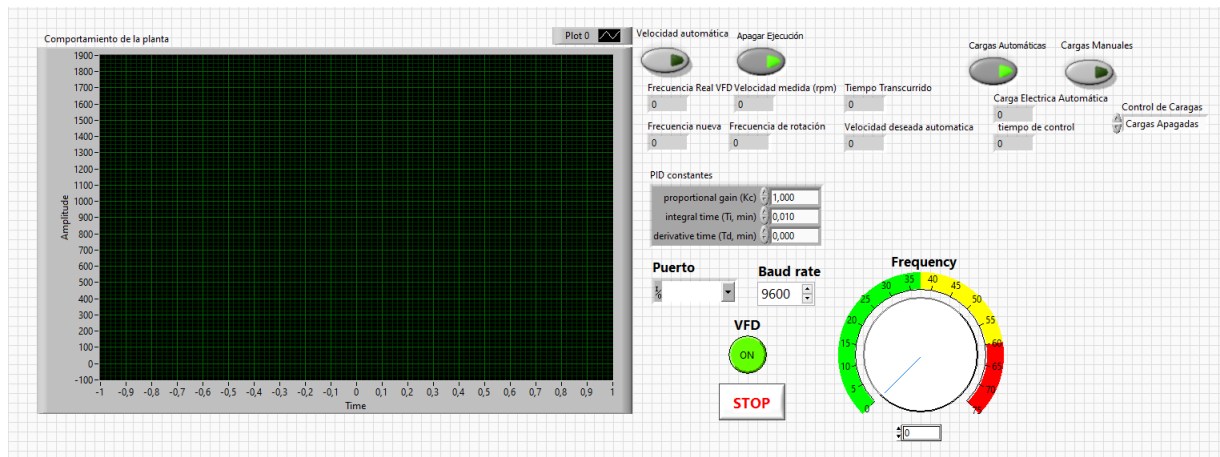


Figura I.3: Interfaz gráfica desarrollada para el control de la velocidad de operación de la planta mediante un control automático PID

# Apéndice J

## Repositorios de Código Fuente

El código fuente para la caracterización de motores y la estimación del torque, desarrollado durante esta investigación, se encuentra disponible en dos repositorios de GitHub, uno en inglés y otro en español. En esta sección, describimos brevemente la estructura y el contenido de estos repositorios.

### J.1. Repositorio de Caracterización de Motores

El primer repositorio contiene scripts de MATLAB para la caracterización de motores eléctricos, proporcionando funciones para calcular varios parámetros de los motores. El repositorio está estructurado en varias carpetas, cada una de las cuales contiene diferentes scripts y funciones de MATLAB.

### J.2. Repositorio de Estimación del Torque

El segundo repositorio se centra en la estimación del torque de un motor de inducción y también contiene scripts y funciones de MATLAB.

### J.3. Repositorio de LabVIEW

Además de los scripts de MATLAB, este trabajo también incluye scripts en LabVIEW para la recolección de datos y monitoreo en tiempo real de variables de interés.



Los repositorios están disponibles en GitHub y se pueden acceder a través de los siguientes enlaces:

- En inglés: [https://github.com/DBarrantes45/TFG\\_electronic\\_engineering\\_torque\\_estimation\\_motor\\_characterization.git](https://github.com/DBarrantes45/TFG_electronic_engineering_torque_estimation_motor_characterization.git)
- En español: [https://github.com/DBarrantes45/TFG\\_ingenieria\\_electronica\\_estimacion\\_torque\\_caracterizacion\\_motores.git](https://github.com/DBarrantes45/TFG_ingenieria_electronica_estimacion_torque_caracterizacion_motores.git)

## J.4. Licencia

El código en estos repositorios está licenciado bajo la MIT License.

MIT License

Copyright (c) 2023 Douglas Andrés Barrantes Alfaro

Permission is hereby granted, free of charge, to any person obtaining a copy of this software and associated documentation files (the "Software"), to deal in the Software without restriction, including without limitation the rights to use, copy, modify, merge, publish, distribute, sublicense, and/or sell copies of the Software, and to permit persons to whom the Software is furnished to do so, subject to the following conditions:

The above copyright notice and this permission notice shall be included in all copies or substantial portions of the Software.

THE SOFTWARE IS PROVIDED "AS IS", WITHOUT WARRANTY OF ANY KIND, EXPRESS OR IMPLIED, INCLUDING BUT NOT LIMITED TO THE WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE AND NONINFRINGEMENT. IN NO EVENT SHALL THE AUTHORS OR COPYRIGHT HOLDERS BE LIABLE FOR ANY CLAIM, DAMAGES OR OTHER LIABILITY, WHETHER IN AN ACTION OF CONTRACT, TORT OR OTHERWISE, ARISING FROM, OUT OF OR IN CONNECTION WITH THE SOFTWARE OR THE USE OR OTHER DEALINGS IN THE SOFTWARE.