



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y  
ELÉCTRICA

**DISEÑO DE UN NEURO-CONTROL  
VECTORIAL A TRAVÉS DE UNA TÉCNICA  
“SENSORLESS” PARA EL AHORRO  
ENERGÉTICO DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN  
DE 50 HP**

**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN**

**PRESENTA**

Carlos Eduardo Caravantes Reynoso

**ASEORES**

**M. EN C. MARIO CESAR MAYA RODRÍGUEZ**

**M. EN C. RENÉ TOLENTINO ESLAVA**



*Para mi Padre, mi Madre, Aline y un “simple”  
Profesor de Humanidades.*

## **AGRADECIMIENTOS**

Antes que nada, agradezco a Dios por haberme permitido llegar a este punto de mi carrera académica y de mi desarrollo personal, por haberme permitido apreciar la belleza y la sublimidad del conocimiento y por haberme dado la posibilidad de conocer a tan magníficas personas a lo largo de mi vida. Agradezco también a mis Padres por su constante esfuerzo y apoyo en mis necesidades académicas y por su amor absoluto; a mis asesores, los profesores Mario César Maya y René Tolentino por haberme permitido trabajar a su lado llenándome siempre de conocimiento y aprendizaje, al Profesor Edgar Valencia por su incondicional amistad, sus invalables enseñanzas y lecciones de vida que despertaron en mí el respeto, la devoción y la fascinación por la filosofía y las humanidades. Agradezco, además, a todos y cada uno de los profesores que mostraron su inquebrantable voluntad y deseo por una enseñanza de calidad y que formaron parte de mi trayectoria académica en distintos momentos de la misma, agradezco también a todos aquellas amistades que vieron en mi persona una sincera y trascendental hermandad. Finalmente, agradezco al Instituto Politécnico Nacional y en especial a la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica Unidad Zacatenco por haberme recibido y forjado dentro de sus aulas durante mis años de estudio de nivel superior.

# **RESUMEN**

El control por orientación de campo o mejor conocido como control vectorial es una técnica de control de motores de corriente alterna muy llamativa para el sector industrial ya que promete alto desempeño dinámico y un desacoplamiento entre las magnitudes de flujo magnético y par. Sin embargo, la estructura estándar del control vectorial emplea controladores tipo Proporcional-Integral (PI) y requiere el uso de sensores para medir la velocidad del rotor. En este trabajo de tesis se proponen modificaciones a la arquitectura tradicional del control vectorial mediante la sustitución del controlador PI del lazo de velocidad por un PI neuronal autoajustable. Además, se diseña y se propone el empleo de una técnica “sensorless”, es decir, sin el uso de sensores de velocidad montados en el rotor del motor gracias al empleo de un estimador de estados basado en redes neuronales. Se hace el estudio y su correspondiente análisis de desempeño dinámico y de consumo energético en tres tipos de controlador PI: el neuro-PI, un PI sintonizado por criterios de diseño y un PI sintonizado por el método de Ziegler-Nichols bajo tres condiciones específicas: cuando se emplea un sensor montado en el motor, cuando se usa un estimador de estados neuronal y cuando existen perturbaciones constantes externas. Finalmente, se presenta el análisis económico y las proyecciones de ahorro de consumo energético en cada caso con las tarifas de la Comisión Federal de Electricidad (CFE, México) a marzo de 2022.



## **ABSTRACT**

Field orientation control or better known as vector control is a very attractive AC motor control technique for the industrial sector as it promises high dynamic performance and a decoupling between the magnitudes of magnetic flux and torque. However, the standard vector control structure employs Proportional-Integral (PI) type controllers and requires the use of sensors to measure the rotor speed. In this thesis work, modifications to the traditional vector control architecture are proposed by replacing the velocity loop PI controller with a self-adjusting neural PI. In addition, the use of a sensorless technique is designed and proposed, that is, without the use of speed sensors mounted on the motor rotor thanks to the use of a state estimator based on neural networks . The study and its corresponding analysis of dynamic performance and energy consumption are made in three types of PI controller: the neuro-PI, a PI tuned by design criteria and a PI tuned by the Ziegler-Nichols method under three specific conditions: when an engine-mounted sensor is used, when a neural state estimator is used, and when constant external disturbances are present. Finally, the economic analysis and projections of energy consumption savings are presented in each case with the rates of the Federal Electricity Commission (CFE, Mexico) as of March 2022.



# Índice general

<b>Resumen</b>	<b>V</b>
<b>Abstract</b>	<b>VII</b>
<b>Planteamiento del Problema</b>	<b>XV</b>
<b>Justificación</b>	<b>XVI</b>
<b>Alcance</b>	<b>XVI</b>
<b>Objetivos</b>	<b>XVIII</b>
<b>Introducción</b>	<b>XIX</b>
<b>1 Estado del Arte</b>	<b>1</b>
1.1 Demanda de energía en el ámbito internacional . . . . .	1
1.2 Consumo de energía eléctrica por motores eléctricos . . . . .	7
1.3 Uso de Variadores de Frecuencia en Motores Eléctricos . . . . .	13
1.4 Control escalar y vectorial en VFD . . . . .	16
<b>2 Marco Teórico</b>	<b>22</b>
2.1 El motor eléctrico de inducción . . . . .	23
2.1.1 Principio de funcionamiento . . . . .	24
2.1.2 Modelo del motor de inducción . . . . .	25
2.1.3 Circuito equivalente del motor de inducción . . . . .	28
2.1.4 Modelos de estado estacionario . . . . .	29
2.1.5 Modelos dinámicos . . . . .	32
2.1.6 Aplicaciones industriales . . . . .	36
2.1.7 Calidad de la energía . . . . .	39
2.2 Instrumentación y equipos de control . . . . .	42
2.2.1 Sensores . . . . .	43
2.2.2 Variadores de frecuencia . . . . .	46
2.2.3 Controladores lógicos programables . . . . .	49
2.3 Estrategias de control para el motor eléctrico de inducción . . . . .	51
2.3.1 Teoría del marco de referencia u orientación de campo . . . . .	51
2.3.2 Control escalar . . . . .	52
2.3.3 Control vectorial . . . . .	54

2.3.4 Arquitectura sensorless . . . . .	59
2.4 Observadores de estado . . . . .	60
2.4.1 Redes Neuronales . . . . .	60
2.5 El controlador PID Neuronal . . . . .	61
<b>3 Desarrollo del neuro-controlador</b>	<b>64</b>
3.1 Metodología . . . . .	64
3.2 Modelo del motor . . . . .	65
3.3 Elección de parámetros . . . . .	66
3.4 Control vectorial . . . . .	67
3.4.1 Sintonización por diseño . . . . .	70
3.4.2 Sintonización por Ziegler-Nichols . . . . .	71
3.5 Diseño del PID neuronal . . . . .	72
3.6 Diseño del observador . . . . .	75
<b>4 Resultados y Análisis</b>	<b>79</b>
4.1 Resultados con medición directa . . . . .	80
4.1.1 PI diseño . . . . .	80
4.1.2 PI Ziegler-Nichols . . . . .	81
4.1.3 Neuro-PI . . . . .	83
4.2 Resultados con neuro-estimador de estados . . . . .	85
4.2.1 PI diseño . . . . .	85
4.2.2 PI Ziegler-Nichols . . . . .	86
4.2.3 Neuro-PI . . . . .	87
4.2.4 Análisis ante perturbaciones . . . . .	89
4.3 Comparación de índices de desempeño . . . . .	93
4.4 Análisis energético . . . . .	94
4.5 Análisis económico . . . . .	97
<b>Conclusiones y trabajos a futuro</b>	<b>102</b>
<b>Anexos</b>	<b>103</b>
<b>Apéndices</b>	<b>108</b>
<b>Referencias</b>	<b>112</b>

# Índice de figuras

1.1 Demanda total de energía primaria 2019-2030. . . . .	2
1.2 Tasa de cambio en la demanda mundial de energía primaria, 1900-2020. . . . .	3
1.3 Emisiones de $CO_2$ globales relacionadas con el sector energético, 1900-2020. . . . .	3
1.4 Comparación de los niveles de uso energético por tipo de energía, 1973 - 2018. . . .	4
1.5 Proyección del NZE2050 para la reducción en la emisión de gases contaminantes.	5
1.6 Tecnologías seleccionadas y su huella en las cadenas de valor bajas en carbono. . . .	6
1.7 Ahorros en el consumo energético estimados para el 2030 en los 5 productos principales. . . . .	6
1.8 Clasificación de los motores eléctricos. . . . .	7
1.9 Stock global estimado de motores eléctricos según su clase de eficiencia, 1995-2015.	8
1.10 Mercado estimado de motores de baja tensión, 2014 a 2019. . . . .	9
1.11 Opciones de ahorro energético en sistemas de motores eléctricos. . . . .	10
1.12 Consumo eléctrico global de motores eléctricos según su potencia de salida. . . . .	10
1.13 Porcentaje de consumo eléctrico de motores por sector. . . . .	11
1.14 Mercado mundial de motores de inducción de baja tensión, 2016, en billones. . . .	12
1.15 Estimación del consumo eléctrico por sector en México. . . . .	13
1.16 Ahorro energético en el uso de VSDs. . . . .	14
1.17 Eficiencia energética en climatización. . . . .	14
1.18 Eficiencia energética en ventilación. . . . .	15
1.19 Eficiencia energética de bombeo. . . . .	15
1.20 Estrategias de control modernas para motores de inducción. . . . .	16
1.21 Estrategias de Control Sensorless Modernas para Motores de Inducción. . . . .	19
2.1 Motor de inducción tipo jaula de ardilla. . . . .	24
2.2 Disposición de los devanados en el estator. . . . .	25
2.3 Formas de onda de las corrientes de estator. . . . .	26
2.4 Circuito equivalente monofásico. . . . .	29
2.5 Circuito equivalente T del motor de inducción: a) transitorio, b) estado estacionario.	31
2.6 Circuito equivalente $\Gamma^{-1}$ del motor de inducción: a) transitorio, b) estado estacionario. . . . .	32
2.7 Circuito equivalente $\Gamma$ del motor de inducción: a) transitorio, b) estado estacionario.	32
2.8 Motor de inducción monofásico en un taladro. . . . .	37
2.9 Motor de inducción trifásico en una bomba centrífuga. . . . .	38
2.10 Diferencia entre calidad de suministro y calidad de onda. . . . .	40
2.11 Ejemplo de análisis de la calidad energética. . . . .	41
2.12 Analizador de la calidad energética marca Fluke. . . . .	41

2.13 Ejemplo de análisis de la calidad de la energía usando un analizador de la marca Fluke. . . . .	43
2.14 Ejemplo de encoder. . . . .	44
2.15 Sensor de corriente monofásico industrial. . . . .	45
2.16 Pinza amperométrica marca Fluke. . . . .	45
2.17 Sensor de tensión industrial. . . . .	46
2.18 Etapas en el funcionamiento de un VFD. . . . .	47
2.19 Modulación por ancho de pulso, PWM. . . . .	48
2.20 Ejemplo de PLCs de la marca Siemens. . . . .	49
2.21 Estructura interna de un PLC. . . . .	50
2.22 Diagrama de control escalar V/f. . . . .	54
2.23 Diagrama de control vectorial V/f en lazo cerrado. . . . .	55
2.24 Diagrama del control vectorial directo con orientación del flujo de rotor. . . . .	57
2.25 Diagrama del control vectorial indirecto con orientación del flujo de rotor. . . . .	58
2.26 Observadores de estado actuales. . . . .	59
2.27 Esquema de control vectorial «sensorless» con observador de estados. . . . .	60
2.28 Red neuronal artificial supervisada. . . . .	61
2.29 Esquema de control Neuro-PID. . . . .	62
3.1 Metodología de desarrollo del proyecto neuro control vectorial. . . . .	65
3.2 Arquitectura de la técnica de control vectorial directo. . . . .	68
3.3 Respuesta de la velocidad ante el PI sintonizado por diseño. . . . .	71
3.4 Respuesta en lazo abierto del motor de inducción. . . . .	72
3.5 Respuesta de la velocidad sintonizando por el método de Ziegler-Nichols. . . . .	72
3.6 Esquema de la red neuronal diseñada para PID Neuronal. . . . .	74
3.7 Bloque de PID Neuronal diseñado en MATLAB/Simulink. . . . .	74
3.8 Sintonización de las ganancias $K_p$ , $K_i$ , $K_d$ . . . . .	75
3.9 Elección de las entradas de la red neuronal que actúa como estimador de estados. . . . .	76
3.10 Diseño del neuro-observador de estados propuesto. . . . .	77
3.11 Fase de prueba de la red neuronal empleando sólo el forward. . . . .	77
3.12 Estimación de la velocidad del motor de la red neuronal en fase de entrenamiento. . . . .	78
4.1 Respuesta de velocidad, torque y corrientes de estator ante estructura de control vectorial con PI sintonizado por diseño. . . . .	80
4.2 Respuesta de los índices de desempeño del controlador vectorial con PI sintonizado por diseño. . . . .	81
4.3 Estimación de la velocidad del observador ante controlador PI sintonizado por diseño. . . . .	81
4.4 Respuesta de velocidad, torque y corrientes de estator ante estructura de control vectorial con PI sintonizado por Ziegler-Nichols. . . . .	82
4.5 Respuesta de los índices de desempeño del controlador vectorial con PI sintonizado por Ziegler-Nichols. . . . .	82
4.6 Estimación de la velocidad del observador ante controlador PI sintonizado por Ziegler-Nichols. . . . .	83

4.7	Respuesta de velocidad, torque y corrientes de estator ante estructura de control vectorial con neuro-PI. . . . .	83
4.8	Respuesta de los índices de desempeño del controlador vectorial con neuro-PI. . .	84
4.9	Estimación de la velocidad del observador ante un controlador neuro-PI. . . . .	84
4.10	Respuesta de la velocidad, torque y corrientes de estator del sistema ante controlador PI sintonizado por diseño y con velocidad estimada por el observador. . . . .	85
4.11	Índices de desempeño del sistema con PI sintonizado por diseño y velocidad estimada por el observador. . . . .	85
4.12	Velocidad estimada por el observador cuando se usa el PI sintonizado por diseño. .	86
4.13	Respuesta de velocidad, torque y corrientes de estator ante controlador PI sintonizado por Z-N y con velocidad estimada. . . . .	87
4.14	Índices de desempeño del sistema con PI sintonizado por Ziegler-Nichols y velocidad estimada por el observador. . . . .	87
4.15	Velocidad estimada por el observador cuando se emplea el PI sintonizado por Ziegler-Nichols. . . . .	88
4.16	Respuesta de la velocidad, torque y corrientes de estator del sistema ante controlador neuro-PI y con velocidad estimada por el observador. . . . .	88
4.17	Índices de desempeño con neuro-PI y velocidad estimada por el observador. . . .	89
4.18	Velocidad estimada por el observador cuando se emplea el neuro-PI. . . . .	89
4.19	Respuesta dinámica de la velocidad, torque y corrientes de estator ante perturbación constante con PI sintonizado por diseño. . . . .	90
4.20	Índices de desempeño del controlador PI sintonizado por diseño ante presencia de perturbación. . . . .	90
4.21	Respuesta dinámica de la velocidad, torque y corrientes de estator ante perturbación constante con PI sintonizado por ZN. . . . .	91
4.22	Índices de desempeño del controlador PI sintonizado por ZN ante presencia de perturbación. . . . .	91
4.23	Respuesta dinámica de la velocidad, torque y corrientes de estator ante perturbación constante con neuro-PI. . . . .	92
4.24	Índices de desempeño del controlador neuro-PI. . . . .	92
4.25	Potencias consumidas por los tres controladores PI cuando se usa la velocidad directa y el estimador de estados. . . . .	96
4.26	Potencias consumidas por los tres controladores PI ante perturbación constante cuando se usa el estimador de estados. . . . .	97
4.27	Comportamiento del índice ISE ante controladores PI con velocidad medida del sensor. . . . .	98
4.28	Comportamiento del índice ISE ante controladores PI con velocidad estimada por el neuro-observador. . . . .	99



# Índice de tablas

1.1	<i>Categorías de los motores eléctricos según su eficiencia (IEC).</i>	8
1.2	<i>Ejemplos de aplicación de motores eléctricos en los sectores principales.</i>	11
1.3	<i>Diversos estudios sobre estrategias de Control Vectorial y su validación mediante simulación o implementación.</i>	17
1.4	<i>Varios estudios de estrategias de observadores para motores eléctricos de inducción.</i>	20
2.1	<i>Simbología utilizada en las magnitudes del motor de inducción.</i>	30
2.2	<i>Marcos de referencia de orientación de uso común.</i>	53
2.3	<i>Resumen estrategias de control vectorial con orientación de flujo.</i>	56
3.1	<i>Parámetros del modelo del motor de inducción utilizado.</i>	67
3.2	<i>Descripción de los estados y expresiones del modelo del motor de inducción.</i>	67
3.3	<i>Sintonización por método de Ziegler-Nichols.</i>	72
3.4	<i>Valor de hiperparámetros de la red neuronal.</i>	73
3.5	<i>Valor de hiper-parámetros de la red neuronal.</i>	76
4.1	<i>Índices de desempeño a 10 segundos de simulación empleando la medición de la velocidad.</i>	93
4.2	<i>Índices de desempeño a 10 segundos de simulación empleando el neuro-observador.</i>	94
4.3	<i>Índices de desempeño a 5 segundos de simulación con velocidad estimada ante perturbación constante en <math>t = 3s</math>.</i>	94
4.4	<i>Potencia media y consumo energético consumido por los controladores con medición directa.</i>	95
4.5	<i>Potencia media y consumo energético consumido por los controladores cuando se emplea la velocidad estimada por el neuro-observador de estados.</i>	95
4.6	<i>Comparación costo económico en consumo energético para cada controlador PI usando sensor de velocidad.</i>	98
4.7	<i>Comparación costo económico en consumo energético para cada controlador PI usando el neuro-observador de estados.</i>	99
4.8	<i>Comparación costo económico en consumo energético para cada controlador PI con observador de estados ante perturbación constante.</i>	100

# PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

La Agencia Internacional de la Energía estima que los motores eléctricos de corriente alterna son responsables del 80 % de la energía total consumida por los motores eléctricos [1]. Además, estima también que el 53 % de la electricidad mundial es consumida sólo por los sistemas de motores eléctricos, lo que se traduce en 6.960 megatones (Mt.) de emisiones de  $CO_2$  anuales [2]. Sin embargo, la mayor parte de las acciones actuales para reducir el gasto energético en el uso de motores se han centrado en el motor en sí, pero varias empresas líderes del mercado ahora tienen como objetivo el ahorro de energía y la reducción de costos a través del uso de variadores de frecuencia. No obstante, para poder mejorar la eficiencia de los motores no basta con su uso, sino que también es necesario el desarrollo de métodos modernos de control que logren el ajuste del uso energético según la demanda actual de la carga del motor. Actualmente dos enfoques que logran esto son estudiados: el control escalar y el control vectorial.

El control escalar es una técnica de control que se implementa teniendo un modelo matemático en estado estacionario del motor de inducción, cuyo principio de control consiste en mantener constante la relación entre la magnitud y la frecuencia de las tensiones aplicadas [3], pero sin tomar en cuenta el efecto de acoplamiento del modelo. Este método es fácil de implementar, pero el efecto de acoplamiento da una respuesta lenta y poco robusta. Como resultado, este enfoque tiene un rendimiento dinámico deficiente [4] y se usa generalmente en aplicaciones de bajo costo en donde el bajo rendimiento es aceptable o no crítico. El control vectorial está basado en el modelo dinámico del motor de inducción, en el que tanto el estado estacionario como el transitorio son válidos [3] y tiene como objetivo desacoplar la corriente del estator en dos componentes [5], siendo así más adecuado para aplicaciones de velocidad variable y que requieren un alto desempeño dinámico. Por lo anterior, se estima que el mercado del control vectorial crezca en comparación con el escalar clásico del variador de frecuencia en los próximos años [6]. Sin embargo, el control vectorial tiene algunos inconvenientes. Por un lado, requiere el uso de sensores para obtener la medición de la velocidad del rotor. Muchas veces el uso de sensores aumenta el tiempo de respuesta en lazo cerrado [7]. Además, añade costo y complejidad al sistema, lo que reduce la confiabilidad del mismo por la necesidad de mantenimiento periódico y la susceptibilidad a fallos del sensor.

Existen, sin embargo, dos principales enfoques de observadores de estado que pueden evitar este problema: los deterministas y los estocásticos. No obstante, las redes neuronales como estimadores deterministas han tenido una relevancia en la literatura de las últimas décadas debido a su gran capacidad de aprendizaje y, por tanto, adaptabilidad [8]. Por otro lado, el control vectorial posee en su arquitectura estándar dos controladores PI que son sintonizados tradicionalmente. No existe garantía de que la sintonización por métodos clásicos de controladores PI o Proporcional-Integral-Derivativo (PID) sea la mejor para la aplicación en cuestión, por lo que estos métodos pueden contribuir a que el sistema no sea eficiente.

# JUSTIFICACIÓN

La Agencia Internacional de la Energía en el año 2018 propuso a la Comisión Europea un acuerdo internacional concerniente al ahorro energético y cuyo escenario objetivo es, que para el año 2050, se logren anular las emisiones de gases contaminantes de los países. Este acuerdo recibió el nombre de “Net Zero Emissions by 2050” [8] o NZE2050, y en él participan más de 120 países de todo el mundo. Es claro que mejorar los niveles de eficiencia energética es la forma más accesible inmediata y económicamente para sumarnos al plan NZE2050. Esta situación es de total concernencia para México ya que es el 12º país con mayor consumo energético en el mundo [8] y se estima en [9], que los motores trifásicos representan el 61% del consumo de energía eléctrica del sector industrial, que son aproximadamente 2.6 millones de motores trifásicos instalados en el país.

Las investigaciones contemporáneas en el área del control de motores se han enfocado en el desarrollo de técnicas de estimación mediante el empleo de observadores de estado que permiten eliminar la necesidad de utilizar sensores. Las redes neuronales han tenido una gran relevancia como estimadores de estado debido a su capacidad natural de aprendizaje, y permiten sustituir otras estrategias de estimación como los filtros de Kalman, que requieren de un alto costo computacional y que conllevan cierta complejidad matemática al requerir el modelo del sistema. El gran poder de las redes neuronales radica en su propiedad de estimadores no lineales sin la necesidad de tener un modelo matemático que aproxime la dinámica de la planta en cuestión, lo que vuelve muy accesible su implementación en sistemas con ciertos niveles de no linealidad como es el caso de los motores de inducción.

Las estructuras PI del control vectorial pueden no tener la correcta sintonización que permite aprovechar al máximo el uso de observadores neuronales ya que se necesita un controlador que pueda adaptar su sintonización al mismo nivel que los estados estimados por el observador. Desde la década de 1960, los diseños de sistemas de control han progresado a esquemas adaptativos o basados en autoajuste para hacer frente a las variaciones dinámicas de la planta y las perturbaciones externas [14], donde la forma más funcional de realizarlo es por medio de una red neuronal (diferente a la del observador). Un controlador neuro-PID no solo supera la sintonización tradicional del controlador PID, sino que también hace que el sistema de control sea adaptable y más robusto [15].

## ALCANCE

La demanda del uso de motores eléctricos se encuentra en constante crecimiento debido al gran proceso de digitalización en el mundo, que a su vez impulsa una electrificación masiva en todo sector de una nación. Los motores eléctricos de inducción se encuentran en hogares, fábricas, escuelas, hospitales, comercios, etc.

Sin embargo, este trabajo de tesis se enfoca en el desarrollo de un neuro controlador vectorial para un motor eléctrico trifásico de inducción con una potencia de salida de 50 Hp, con aplicaciones de media potencia en industrias medianas y comercios que requieran el accionamiento de cargas medias. Se trata de un trabajo de investigación de tipo exploratorio y experimental, debido a que se tiene como eje directriz el método científico, haciendo énfasis en el diseño y simulación de las herramientas teóricas desarrolladas en un área no muy explorada en su faceta práctica; y también de tipo inductivo aplicado ya que, como trabajo futuro, se busca la expansión de la estrategia desarrollada en motores de mayor potencia.

Las teorías que sustentan este trabajo son aquellas desarrolladas en la década de los 70, pero que nunca llegaron a aplicarse debido a las limitantes tecnológicas de la época. El principio de orientación de campo o también conocido en la esfera académica como control vectorial, es la base sobre la cual se desarrolla este trabajo teniendo como teoría complementaria la inteligencia artificial, y más específicamente, la teoría del aprendizaje automático por medio de redes neuronales artificiales; de forma que la conjunción de ambas partes, es decir, tanto las teorías subyacentes como el enfoque experimental simulado de este trabajo, sirven como base para futuros trabajos que puedan extrapolar los resultados obtenidos para aplicaciones con motores eléctricos de inducción de una mayor o menor potencia, así como también para la búsqueda de oportunidades de mejora dentro del fin del presente trabajo.

Teniendo presente las oportunidades de aplicación comercial e industrial que alcanzan los motores eléctricos de (media potencia) 50 caballos de potencia, es imperativo destacar el beneficio en cuestiones de ahorro energético que representaría la satisfacción del proyecto, que a su vez serviría de catalizador para un ahorro económico significativo para los sectores que tengan sus operaciones bajo estos niveles de energía. Finalmente, una reducción en la emisión de gases contaminantes permite coadyuvar, de forma relevante en su masificación, a la solución de una problemática que aqueja al mundo desde los inicios de la revolución industrial y que amenaza cada día con causar daños permanentes al mundo: el calentamiento global.

# **OBJETIVO GENERAL**

Diseñar un neuro-control vectorial tipo *sensorless* mediante el empleo de un estimador neuronal para el ahorro energético en un motor de inducción de 50 hp.

## **OBJETIVOS PARTICULARES**

- Identificar las características y los parámetros del motor a controlar para su contemplación en el diseño de la propuesta.
- Diseñar la arquitectura de control *sensorless* basada en una red neuronal para la estimación de velocidad.
- Simular la estrategia de control propuesta con el software MATLAB/Simulink.
- Analizar el desempeño energético del neuro-controlador vectorial con y sin perturbaciones constantes.
- Evaluar el ahorro energético entre dos controladores PI y un neuro-PID usando un estimador neuronal de estados mediante los índices de desempeño.

# INTRODUCCIÓN

Los motores de eléctricos de inducción son las máquinas de CA más utilizadas en la industria de las últimas décadas debido a sus propiedades intrínsecas tales como una construcción sencilla, confiabilidad, robustez, precios bajos y capacidad para operar en entornos hostiles [64]. Para lograr controlar de manera precisa la velocidad y el par de un motor de inducción en estado estable se han presentado varias estrategias de control, como el control frecuencia-tensión (V/f) y el control de frecuencia por deslizamiento (o también conocido como control escalar). El control escalar es una estrategia simple, económica y fácil de implementar, pero su capacidad de control es limitada y no garantiza un buen desempeño dinámico [65]. Por lo tanto, la búsqueda de un control de velocidad más preciso y con mejores desempeños en estados permanente y transitorio, llevó a los académicos de la época a introducir la estrategia de control por orientación de campo o también conocido como control vectorial entre 1971 y 1973 [66]. Los aspectos teóricos de esta teoría indican que ofrece un rendimiento superior, ya que tiene como objetivo desacoplar la corriente del estator en dos componentes: la componente de eje directo (encargada de producir el flujo de estator) y la componente de cuadratura (encargada de producir el torque). Este nuevo enfoque es relativamente simple, fácil de implementar y promete una respuesta dinámica superior al control escalar incluso en zonas dinámicas. Sin embargo, el mayor problema del control vectorial es que depende del modelo del motor y su desempeño es altamente sensibles a los cambios en los parámetros del motor.

Por otro lado, los variadores de frecuencia y velocidad basados en un control totalmente digital han alcanzado el estado de una tecnología avanzada. Con la acelerada evolución de la microelectrónica y la computación se ha logrado mejorar del rendimiento y las capacidades de los microcontroladores, como la velocidad de la CPU, la precisión y la capacidad de la memoria, etc. Por esta razón, las técnicas de estimación de la velocidad de las máquinas de inducción (estrategias “sensorless”) han llamado mucho la atención en los últimos años. Algunas de las ventajas que las arquitecturas “sensorless” prometen son la reducción de la complejidad del hardware, menor costo de implementación y mantenimiento, reducir el tamaño de la máquina de accionamiento, la eliminación de cableado, una mejor inmunidad al ruido y una mayor confiabilidad. Específicamente, la operación en entornos hostiles requiere principalmente un motor sin sensor de velocidad [67].

En el pasado, los observadores de estado eran observadores de lazo abierto basados en el modelo de corriente o en el modelo de tensión, ya que a menudo se adoptaban para estimar la velocidad del rotor dado que son muy simples de construir y de implementar. Sin embargo, estos observadores son bastante sensibles a al ruido y a las variaciones de los parámetros [68]. Por este motivo, en los últimos años, se han desarrollado y propuesto muchos observadores de estado en lazo cerrado que emplean algún tipo de señal de retroalimentación, tales como el

Modelo de Sistema Adaptativo de Referencia (MRAS, por sus siglas en inglés), modos deslizantes, redes neuronales artificiales [69] y estimadores estocásticos tipo Kalman, se han empleado en la literatura reciente para mejorar el rendimiento de la estimación.

Este trabajo proporciona una propuesta de diseño que sugiere una modificación al diseño cañónico del control vectorial sustituyendo el controlador PI del lazo de velocidad por un controlador PI neuronal autoajustable. Además, siguiendo la tendencia literaria moderna, se adopta una estrategia sensorless por medio de un observador neuronal para la estimación de la velocidad del motor. De acuerdo con los resultados de la simulación, se muestra que el sistema NN+FOC muestra un mejor rendimiento de control de velocidad tanto en régimen estacionario como transitorio, permitiendo un ahorro energético y monetario mayor en comparación con los controladores PI sintonizados por métodos tradicionales tales como diseño y Ziegler-Nichols.

## CAPÍTULO

### 1

## ESTADO DEL ARTE

### 1.1. Demanda de energía en el ámbito internacional

**E**l uso de la energía en sus distintas manifestaciones son actividades que han acompañado al ser humano desde los inicios de su existencia. A lo largo de la historia, diversas formas de obtener y transformar la energía se fueron desarrollando en la medida que el hombre evolucionaba y desarrollaba su intelecto: de hombre primitivo a cazador, de cazador a sedentario y, por último, al hombre de la sociedad contemporánea, donde prácticamente toda actividad humana requiere el uso de energía en alguna de sus formas utilizables. Actualmente, la sociedad se basa en el desarrollo de la industria y el comercio para la producción de bienes y servicios que sirven como base para la estructura de la sociedad del presente. Esta estructura ha acuñado el nombre de “la sociedad industrial” que se caracteriza por un desmesurado consumo de energía y de materias primas para su sostenibilidad, de lo contrario no sería posible la elaboración de máquinas y dispositivos que produjeran la demanda de necesidades de la sociedad actual, a la vez su uso y empleo contribuye en gran medida al consumo energético global. El grado de consumo energético de una sociedad, y la proporción con la que la transforma y utiliza la energía forman parte de los criterios que permiten determinar su grado de desarrollo. Por lo que el incremento en el nivel de desarrollo de una nación está asociado a un mayor consumo energético y a una mayor capacidad en el uso y transformación de la energía de forma eficiente [16].

La gran demanda energética se justifica por la necesidad de mantener funcionando los distintos sectores que conforman y sostienen el tejido social actual. Los principales sectores que contribuyen al incremento del consumo energético de una nación son: el de transporte, el industrial, el residencial y el comercial. La energía se clasifica según la fuente de la cual proviene, a grandes

rasgos se divide en: energía primaria, que hace referencia a la energía obtenida directamente de algún recurso natural como el petróleo crudo, el gas y el carbón; y energía secundaria, que se refiere a la energía proveniente de la transformación de algún recurso primario en otro tipo de energía aprovechable.

En 2019 el consumo energético global se estima que fue de 14 406 Mtoe (Tonelada equivalente de petróleo que equivale a 40.2 GJ). El 32% de esta energía proviene del petróleo crudo, el 26% del carbón, el 23% del gas natural, el 10% de energías renovables, el 5% de centros nucleares, y el 4% de biomasa (Figura 1.1). Sin embargo, la proyección que la Agencia Internacional de la Energía (IEA, por sus siglas en inglés) hizo del consumo energético global en 2019 (que fue de 16 311 Mtoe para el año 2030, y de 17 723 Mtoe para el año 2040 [17]), se modificó en el año 2020 debido a la emergencia sanitaria mundial provocada por el SARS-COV-2, cambiando el pronóstico a una cantidad de 15 755 Mtoe para el año 2030 (Figura 1.1).

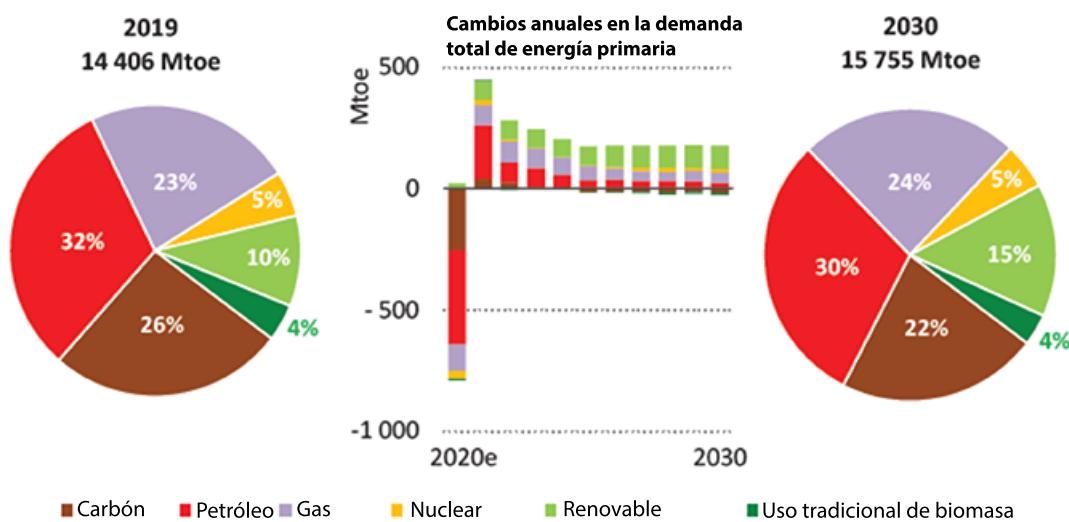


Figura 1.1: Demanda total de energía primaria 2019-2030.

Fuente: [17].

La pandemia de la COVID-19 ha generado una pérdida estimada de 300 millones de trabajos, y cerca de 450 millones de empresas tratan de no caer en la quiebra. Esta situación causó una caída del 3.5 % de la economía global (de acuerdo con el World Economic Outlook Update de Enero 2021), siendo la caída económica más grande desde la gran depresión de la década de 1930.

La IEA pronosticó una caída del 5 % de la demanda energética total global durante el año 2020 (Figura 1.2) debido a que, en Mayo de 2020, alrededor de un tercio de la población mundial se encontraba bajo bloqueo total o parcial en todos los sectores de producción, desde el comercial, el educativo hasta el industrial [3].

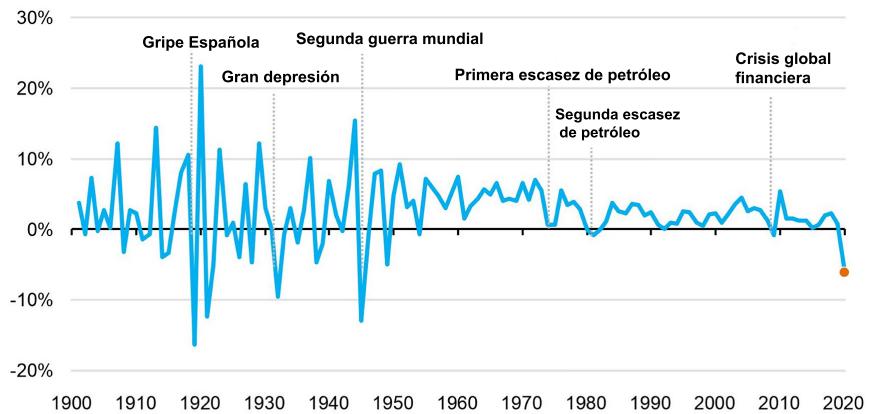


Figura 1.2: Tasa de cambio en la demanda mundial de energía primaria, 1900-2020.

Fuente: [18].

Por otro lado, desde inicios de siglo una consecuencia crítica del uso energético desmedido es el cambio climático, lo que ha obligado a las organizaciones internacionales a tomar con seriedad la situación y comenzar a regular las emisiones de gases contaminantes que las naciones producen por medio de estrictas (pero, en general, fallidas) leyes y políticas cuya intención es obligar a las empresas a reducir su huella de carbono y los contaminantes que generan. Este es el único indicador que se ha visto beneficiado por la pandemia de COVID-19, la IEA estimó una caída de aproximadamente el 3 % en las emisiones de  $CO_2$  relacionadas a la actividad del sector energético (Figura 1.3).

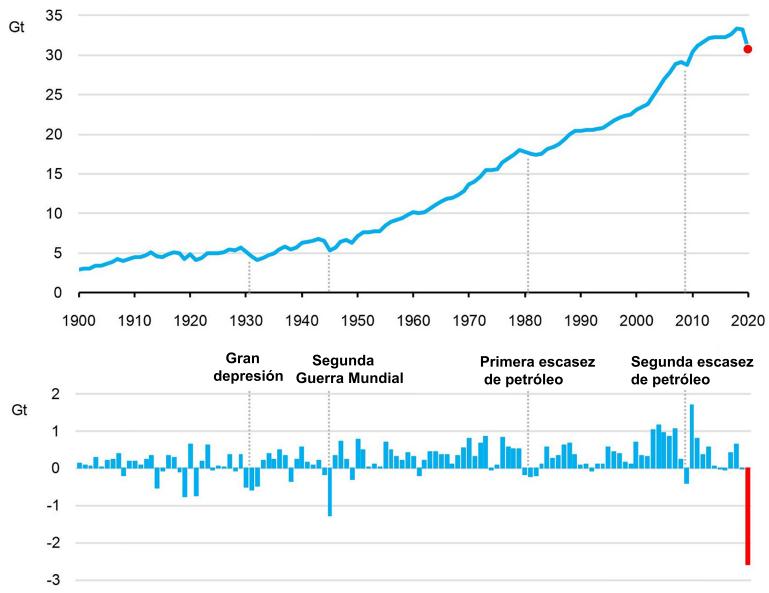


Figura 1.3: Emisiones de  $CO_2$  globales relacionadas con el sector energético, 1900-2020.

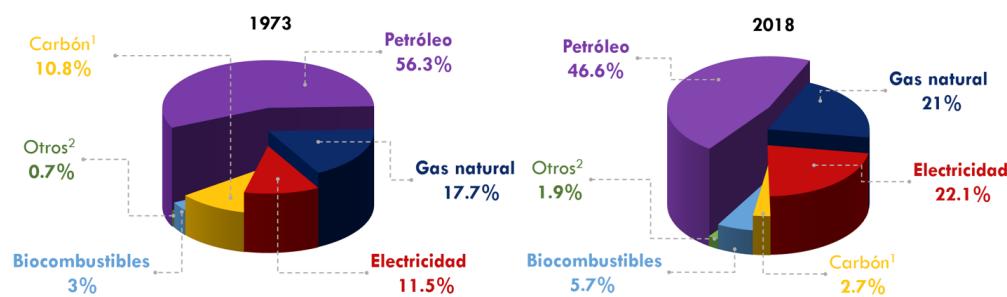
Fuente: [18].

El impacto total de la pandemia de COVID-19 aún desconocido, estará determinado por el tiempo de inactividad y bloqueo de las acciones comerciales e industriales de los países. No obstante, debido a que este descenso en las emisiones de  $CO_2$  fue ocasionado por la inhibición de la actividad económica, es altamente probable que se recupere a medida que la economía se vaya reactivando, por lo que es importante tomar medidas para evitar un alza tan pronunciada en las emisiones de  $CO_2$  hacia la atmósfera. La Figura 1.3 da una idea del nivel de cambios necesarios en el uso de la tecnología y en el comportamiento de las personas para lograr una reducción considerable y permanente de las emisiones de  $CO_2$ , y lograr solventar este problema al par que la economía mundial continúa creciendo y la población mundial aumente demandando más energía.

Debido a la reducción de la demanda energética, toda la industria de la energía y aquellas industrias dependientes sintieron el impacto económico a través de las cadenas de valor, significando grandes sumas de pérdidas monetarias. Los precios bajos y la baja demanda en todas las industrias dejarán a las empresas del sector con posiciones financieras debilitadas. Por esta razón, las industrias que deseen seguir siendo competitivas deberán implementar medidas para contrarrestar las consecuencias de la contingencia financiera y desarrollar planes de ahorro y optimización de su consumo energético.

La innovación tecnológica es la clave si se pretende alcanzar un cambio estructural radical que perpetúe las medidas y buenas prácticas de ahorro energético y monetario en el sector industrial. La eficiencia energética es una alternativa para problemas claves del futuro tales como el calentamiento global, la carencia de recursos y los costos energéticos. En conjunto con la implementación de energías renovables, representan una alternativa inmediata para el sector de la industria.

En la Figura 1.4 se muestra una comparación de los niveles de uso de las distintas fuentes de energía a nivel mundial. Es destacable que en casi 40 años el uso de la energía eléctrica se duplicó y pasó del tercer al segundo lugar, mientras que el uso del petróleo disminuyó aproximadamente en un 10%.



<sup>1</sup> la turba y la pizarra bituminosa se consideran con el carbón.

<sup>2</sup> Incluye energía calorífica, energía solar térmica y geotérmica.

Figura 1.4: Comparación de los niveles de uso energético por tipo de energía, 1973 - 2018.  
Autoría propia con datos de [20].

La IEA en el año 2018 propuso a la Comisión Europea un plan estratégico concerniente al ahorro energético y cuyo escenario objetivo es que para el año 2050 se logren emitir cero emisiones de gases contaminantes de los países hacia la atmósfera. Este plan tiene el nombre de "Net Zero Emissions by 2050" (o NZE2050) y participan más de 120 países de todo el mundo. En la Figura 1.5, se muestra la proyección que esta estrategia propone para el año 2050. Es evidente que algunas industrias tardarán más allá del año 2050 en alcanzar el punto de cero emisiones.

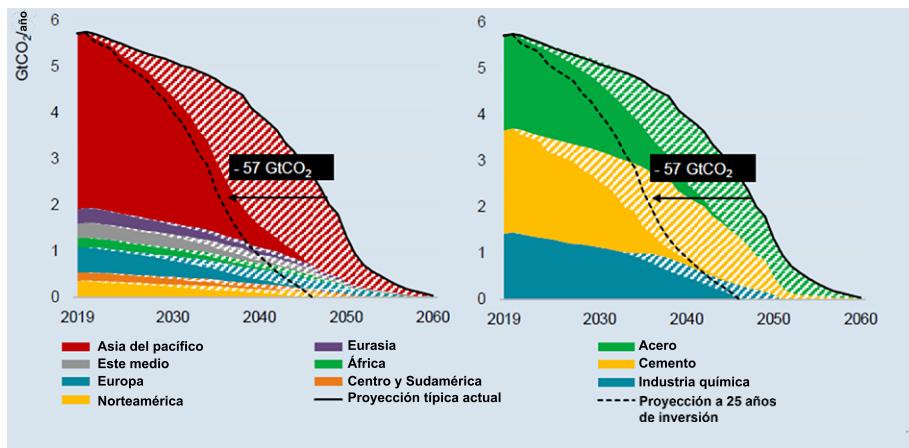
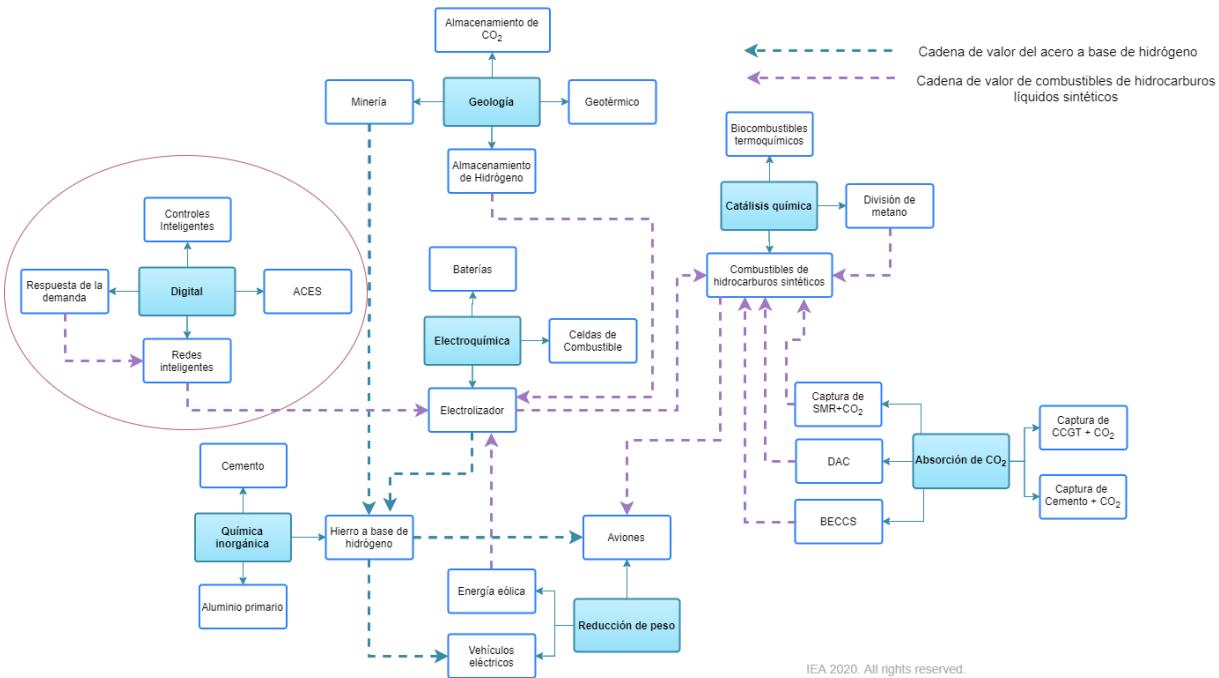


Figura 1.5: Proyección del NZE2050 para la reducción en la emisión de gases contaminantes.

Fuente: [19].

Para lograr la meta del NZE2050, la IEA en [19] propuso la adopción de un grupo de familias de tecnologías que generan una cadena comercial de baja generación de carbono (Figura 1.6), que incluye tecnologías que se encuentran fuera de las redes energéticas tradicionales y que tendrán un papel muy importante en el futuro debido a su capacidad para compensar las emisiones de  $CO_2$  [19]. El círculo rojo señala la familia de tecnologías aplicables al sector de la energía industrial.

Del consumo energético eléctrico mundial mostrado en la Figura 1.4, el sector de mayor consumo energético es el industrial con un 42 %, seguido del residencial con un 26.9 %, siguiendo el comercial con un 21.5 % y por último el de transporte con un 1.7 % [20]. Actualmente, los motores eléctricos demandan el 75 % de consumo energético del sector industrial [21]. La IEA en [22] estimó que más del 50 % de la electricidad consumida globalmente es usada en sistemas accionados por motores en los sectores industrial, residencial, agrónomo y de transporte, ya que, en realidad, los motores se encuentran de manera extensiva en varios subsectores industriales. No obstante, sólo entre el sector industrial y el residencial cubren el 90 % del consumo energético total demandado por motores [21]. Más de la mitad del consumo energético eléctrico mundial es demandado por cuatro productos (o servicios) principales: los sistemas de motores eléctricos, iluminación, aires acondicionados y refrigeradores. A pesar de esto, muchas veces tienen pérdidas significativas de electricidad debido a malos diseños o usos impropios [22].



Nota: DAC = captura de aire directa, BECCS = bioenergía con captura y almacenamiento de carbono, ACES = vehículos eléctricos automatizados, conectados y compartidos, SMR = reformado de metano con vapor, CCGT = central de ciclos combinados.

Figura 1.6: Tecnologías seleccionadas y su huella en las cadenas de valor bajas en carbono.  
Fuente: [18].

En septiembre de 2019, una organización llamada “Unidos por la Eficiencia (U4E)”, ligada a la ONU, visualizó un plan similar y paralelo al de la IEA, reduciendo la meta de las cero emisiones para el año 2030 en lo concerniente al sector eléctrico. La Figura 1.7 muestra la proyección del ahorro energético (en TWh) para el año 2030 en las cuatro principales aplicaciones del uso de energía eléctrica.

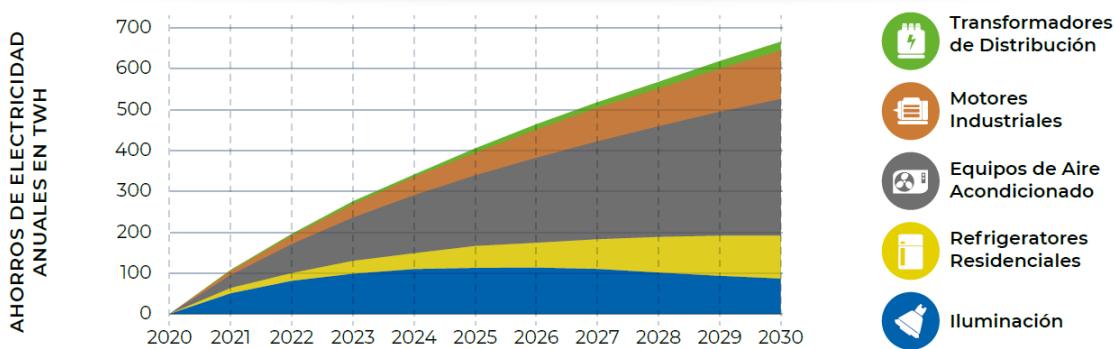


Figura 1.7: Ahorros en el consumo energético estimados para el 2030 en los 5 productos principales.

Fuente: [23].

## 1.2. Consumo de energía eléctrica por motores eléctricos

Un motor es una máquina que convierte un tipo de energía de entrada a energía mecánica que es capaz de producir un trabajo, generalmente de traslación o rotación. Así, un motor eléctrico es aquel que utiliza la electricidad como energía de entrada. Estos motores se clasifican según el tipo de energía eléctrica con la que se alimenten; en la Figura 1.8 se muestra una clasificación general de los tipos de motores eléctricos más encontrados en la industria.

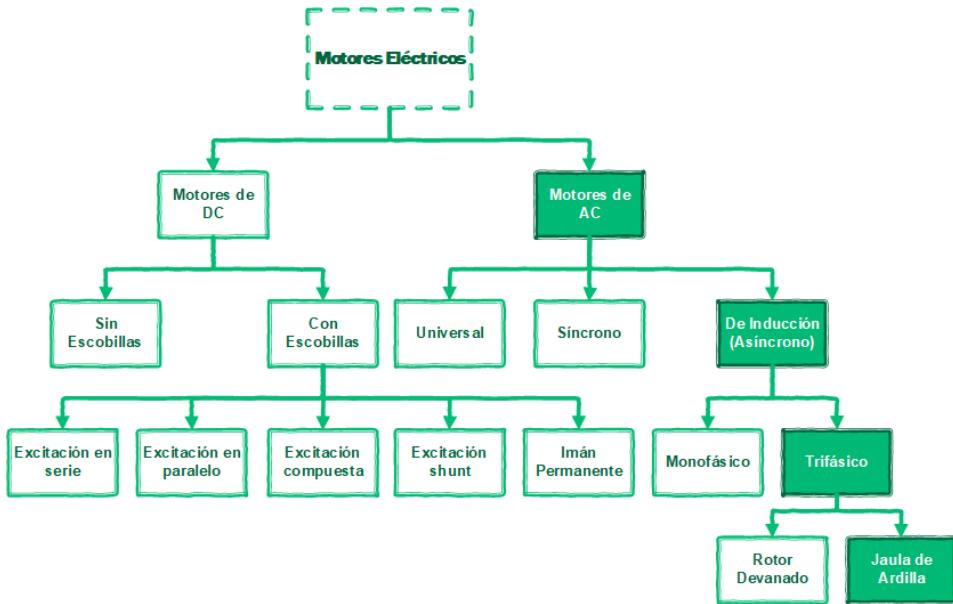


Figura 1.8: Clasificación de los motores eléctricos.

Fuente: [23].

Los motores son el núcleo de los sistemas, se encuentran en todos sectores y aplicaciones, desde los micromotores en sistemas como las computadoras o impresoras, motores pequeños en electrodomésticos, hasta motores de mediano y gran tamaño en el sector comercial e industrial. Los motores eléctricos de corriente alterna (AC), ya sean de una fase (monofásicos) o de tres fases (trifásicos) consumen el 80% de la energía total consumida por motores eléctricos [23].

La IEA estima que el 53% de la electricidad mundial que equivale a 10.700 TWh por año, es consumida sólo por los motores eléctricos, lo que se traduce en 6.960 Mt de emisiones de CO<sub>2</sub> anuales. Los motores eléctricos en los sectores de la industria y residencial representan alrededor del 57% y el 35% del consumo mundial de electricidad de los motores eléctricos respectivamente. En conjunto, estos dos sectores representan más del 92% de la electricidad consumida por todos los motores, mientras que los sectores de agricultura y transporte representan el 8% restante [2].

Es evidente que el uso de motores eléctricos está en constante ascenso a medida que se migran los servicios del sector transporte a un sistema electrificado, a medida que se reemplazan las

calderas por bombas de calor y a medida que se incrementa el número de aparatos electrodomésticos en el mundo; además de la creación de nuevas empresas del sector manufacturero, industrial o comercial. No obstante, el sector industrial y el terciario aún no utilizan en su mayoría, motores que cumplan con los requisitos de eficiencia actuales y apenas empiezan a mostrarse los beneficios de las aplicaciones de velocidad variable con el empleo de variadores de frecuencia (VFD, por sus siglas en inglés). Por consiguiente, es imperativa la prioridad de reemplazar los motores de uso actuales por motores de alta eficiencia o se implementen VFD's en motores que por su servicio lleven a un ahorro de energía.

La relación de conversión entre la energía eléctrica de entrada y la energía mecánica de salida neta se define como la eficiencia eléctrica de un motor. La Comisión Electrotécnica Internacional (IEC) en su estándar IEC 60034-30-1 categoriza los motores eléctricos en niveles de eficiencia energética, desde IE1 (menor eficiencia), IE2, IE3, IE4 e IE5 (mayor eficiencia), tal cual se muestra en la Tabla 1.1 [2].

Tabla 1.1: Categorías de los motores eléctricos según su eficiencia (IEC).

	Clase de Eficiencia	Clasificación
Fuente [2].	IE1	Eficiencia Estándar
	IE2	Alta Eficiencia
	IE3	Eficiencia Premium
	IE4	Eficiencia super Premium
	IE5	Eficiencia ultra Premium

La IEA estimó que en 2015 la mayoría de los motores que se encontraban en stock eran de categoría IE1, cuyo nivel de eficiencia es el más bajo; además de que asignó la categoría de IE0 a aquellos motores que estaban por debajo de la IE1 tal cual se muestra en la Figura 1.9.

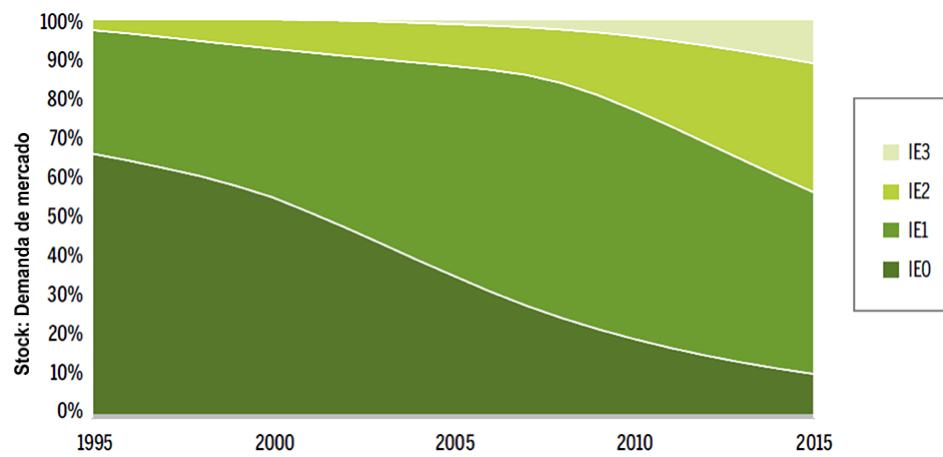


Figura 1.9: Stock global estimado de motores eléctricos según su clase de eficiencia, 1995-2015.  
Fuente: [23].

El estudio más reciente del mercado mundial de motores estima que la cantidad de motores de

baja tensión (<1000 V) vendidos entre 2014 y 2019 aumentó en un 11%, un 2.5% anual como se muestra en la Figura 1.10 [23].

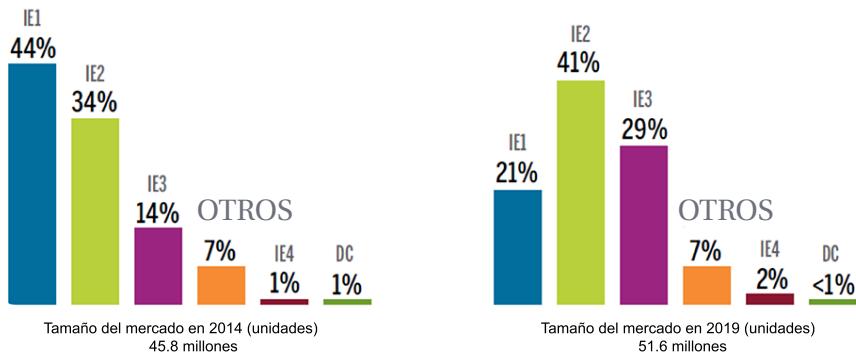


Figura 1.10: Mercado estimado de motores de baja tensión, 2014 a 2019.

Fuente: [23].

El correcto dimensionamiento de un motor es la manera más sencilla de maximizar su eficiencia. Los motores presentan su máxima eficiencia cuando operan con una carga del 75% [17]. Sin embargo, a menudo suelen ser sobredimensionados debido a una errónea creencia de que los motores de mayor potencia funcionarán de mejor manera para una aplicación determinada [24], o subdimensionados, esto causa que la eficiencia se reduzca sustancialmente si el motor solo opera con cargas bajas cuando la potencia calculada del motor se utiliza sólo durante las horas pico [25].

En un motor eléctrico, el proceso de conversión de energía eléctrica a energía mecánica siempre produce pérdidas intrínsecas debido a los siguientes factores [2]:

- El eje del motor debe superar la resistencia de las bobinas eléctricas de estator y de rotor (también conocidas como pérdidas "estator I<sup>2</sup>R" y "rotor I<sup>2</sup>R").
- Los campos magnéticos del estator y del rotor tienen fugas (llamadas "pérdidas del núcleo").
- Se debe superar la fricción interna de los elementos mecánicos (pérdidas por fricción) y la resistencia del aire que existe entre el rotor y el estator.
- Existencia de cargas parásitas debidas al intento de compensación interna de las cargas.

Estas pérdidas de energía no son convertidas en energía mecánica utilizable, sino que se disipan en forma de calor (potencia reactiva) y lo más que se ha logrado es reducirlas mediante la aplicación de las siguientes acciones que prometen ahorros significativos (Figura 1.11)[22]:

1. Diseño de motores más eficientes
2. Dispositivos de uso final más eficientes
3. Instalación de variadores de frecuencia (VFD)

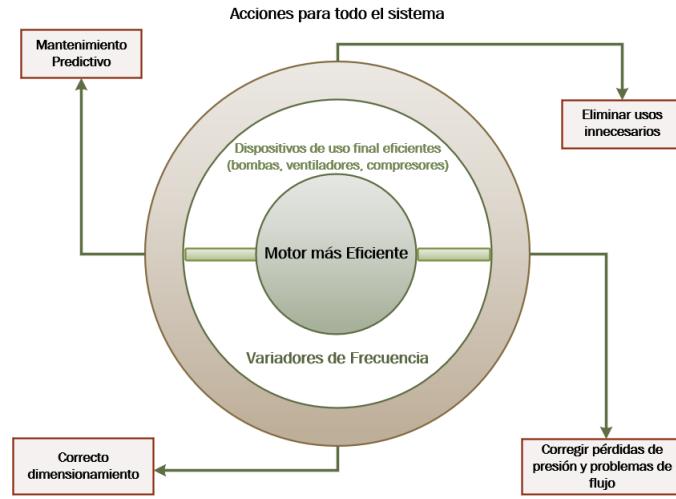


Figura 1.11: Opciones de ahorro energético en sistemas de motores eléctricos.

Fuente: [22].

El ahorro de energía potencial de los sistemas que utilizan motores eléctricos es de aproximadamente el 40 %, a través de la optimización general del sistema, de los cuales el 10 % es debido al uso de motores de mayor eficiencia energética y el 30 % debido al control electrónico de velocidad [25]. Por tanto, estas recomendaciones y las tecnologías propuestas merecen atención especial. Si todos los sistemas de motores hicieran uso de las tecnologías más eficientes que se encuentran disponibles, se estima que se reduciría el consumo eléctrico de los motores entre un 20 % y un 30 %, lo que, a su vez, reduciría la demanda total de electricidad mundial en aproximadamente un 10 % [26].

Por otro lado, los motores eléctricos también se clasifican según su tamaño, que a la vez está en función de su potencia, en motores pequeños, medianos y de gran tamaño. La Figura 1.12 muestra el mercado actual según esta clasificación. Como se observa, los motores medianos predominan el mercado por encima de los motores grandes y pequeños.

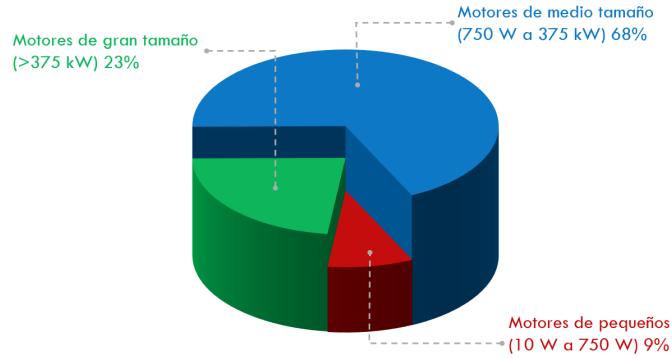


Figura 1.12: Consumo eléctrico global de motores eléctricos según su potencia de salida.

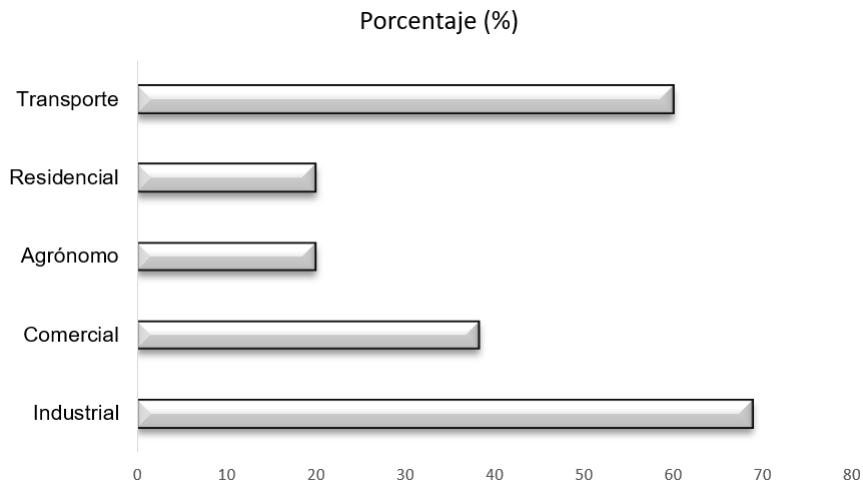
Fuente: [22].

Cada sector utiliza en mayor o menor medida los motores eléctricos para sus aplicaciones par-

ticulares, las aplicaciones más representativas del uso de motores para cada sector se muestran en la Tabla 1.2, mientras que el porcentaje de consumo eléctrico de motores por sector se muestra en la Figura 1.14.

**Tabla 1.2: Ejemplos de aplicación de motores eléctricos en los sectores principales.**  
Fuente [9].

Tamaño	Residencial	Agronomía	Transporte	Comercial	Industrial	Gas, Agua y Combustibles
<b>Micro motores (DC)</b>	Discos de computadoras, ventiladores, juguetes, pequeños electrodomésticos		Auxiliares automotrices (por ejemplo, limpiaparabrisas, elevadoras eléctricas, bomba de combustible)	Equipos de oficina (cortadores de papel, impresoras)		
<b>Motores pequeños (10 W -750 kW)</b>	Electrodomésticos de mayor tamaño, lavadoras, refrigeradores	Bombas de riego de agua para áreas pequeñas	HVAC, auxiliares automotrices de mayor tamaño	Equipos de oficina mayores (trituradoras)	Herramientas eléctricas, máquinas, herramientas, pequeños ventiladores y bombas pequeñas	
<b>Motores medianos (0.75 kW -375 kW)</b>	Sistemas HVAC para edificios, bombas de agua	Bombas de riego para áreas más grandes	Tracción de vehículos eléctricos de medio tamaño	Sistemas HVAC grandes (enfriadores), bombas de agua para edificios grandes	Ventiladores, turbinas, compresores, transportadores, máquinas de proceso	
<b>Motores grandes (&gt;375 kW)</b>			Tracción de vehículos eléctricos de gran tamaño (metros, trenes, camiones de carga, etc.)		Ventiladores, bombas, compresores, extractores, máquinas de proceso	Bombas de aguas residuales, compresores de gas, extracción de combustibles

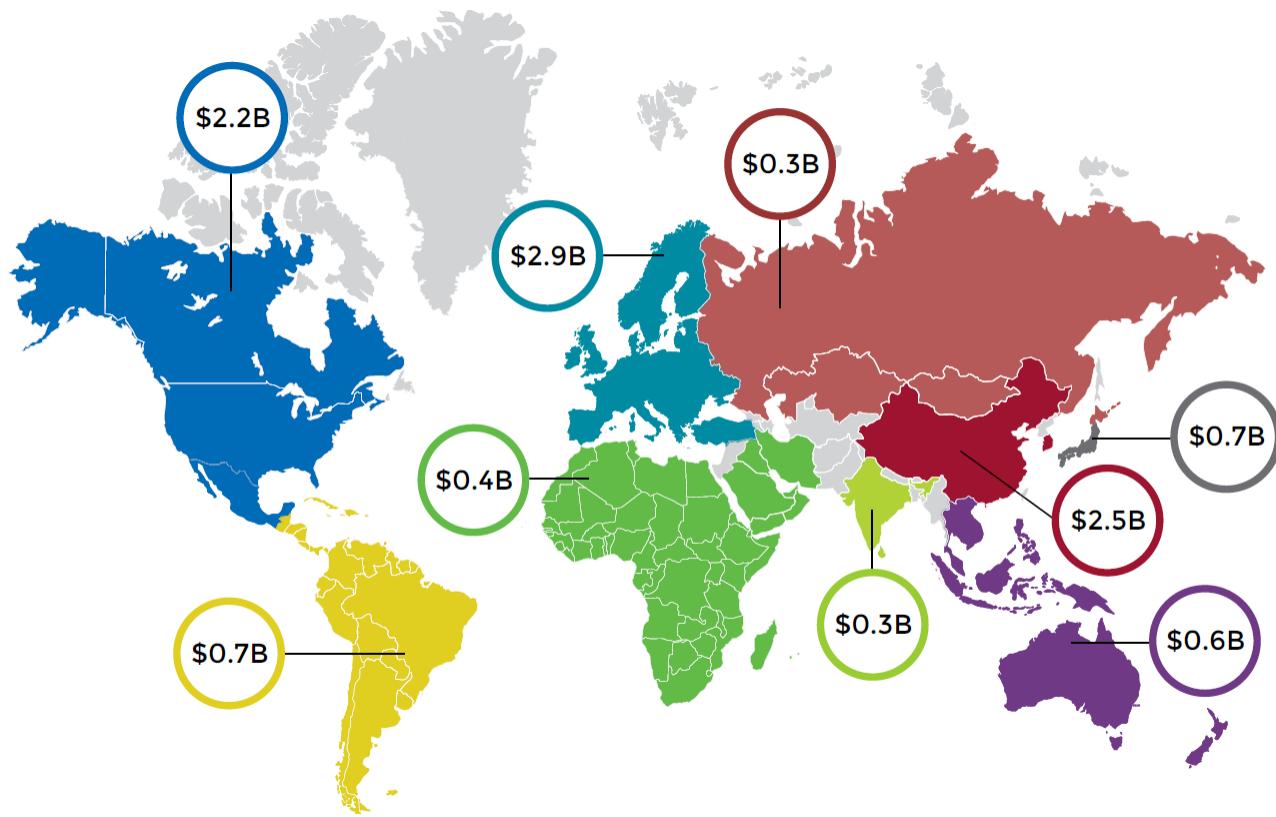


**Figura 1.13: Porcentaje de consumo eléctrico de motores por sector.**

Fuente: [24].

Los motores pequeños (<700 W) cubren cerca del 90 % del stock global actual, pero con un 9 % del consumo eléctrico total, sus aplicaciones son principalmente electrodomésticos pequeños. Estos motores son en su mayoría monofásicos y asincrónos que se fabrican en grandes cantidades para su integración a dispositivos o máquinas específicas. Los motores medianos (de 700 W a 375 kW) cubren el 10 % del stock mundial, pero representan el 68 % del consumo eléctrico, son generalmente motores de inducción que tienen desde 2 hasta 8 polos, generalmente son trifásicos (aunque puede haber polifásicos de más de tres fases) y sus usos más frecuentes son en sistemas HVAC o en procesos industriales. Finalmente, los motores grandes (>375 kW) cubren sólo el 0.03 % del stock mundial y representan el 23 % del consumo eléctrico, suelen ser motores de varias fases que operan a valores altos de tensión eléctrica (1kV - 20 kV) y se encuentran principalmente en la industria pesada [24].

A excepción de algunos motores grandes para aplicaciones particulares, la gran parte del resto de motores funcionan a tensión eléctrica baja, esto significa que operan por debajo de los 1000 V y suelen producir potencias de hasta 1000 kW. En la Figura 1.14 se muestra el mercado de motores de baja tensión alrededor del mundo. Las tres principales economías en cuanto a motores eléctricos de inducción de baja tensión se refiere son China, Europa y Estados Unidos. Mientras que Brasil, China, Europa, México y Estados Unidos son los mayores fabricantes [2]. Actualmente en México, los motores trifásicos representan el 61% del consumo de energía eléctrica del sector industrial, que son aproximadamente 2.6 millones de motores trifásicos instalados en el país [9].



Nota: El billón de esta imagen coincide con el millón de millones en México.

Figura 1.14: Mercado mundial de motores de inducción de baja tensión, 2016, en billones.

Fuente: [2].

México es el 12º país con mayor consumo energético en el mundo [21], con un crecimiento estimado anual promedio de 2.4 % entre los años 2014 y 2040. Esta tasa de crecimiento es tres veces más alta que el promedio de los países en el OCDE. Por lo tanto, se espera que la demanda de electricidad per cápita en México crezca alrededor del 50 % entre estos años. En este pronóstico hecho en [27], la industria seguirá siendo el mayor sector de consumo energético en México, cubriendo un 50 % de la demanda para el año 2040. Las empresas pequeñas y medianas en el sector industrial no pesado representan el 85 % del aumento de la demanda eléctrica en el sector. Estos datos se ilustran en la Figura 1.15.

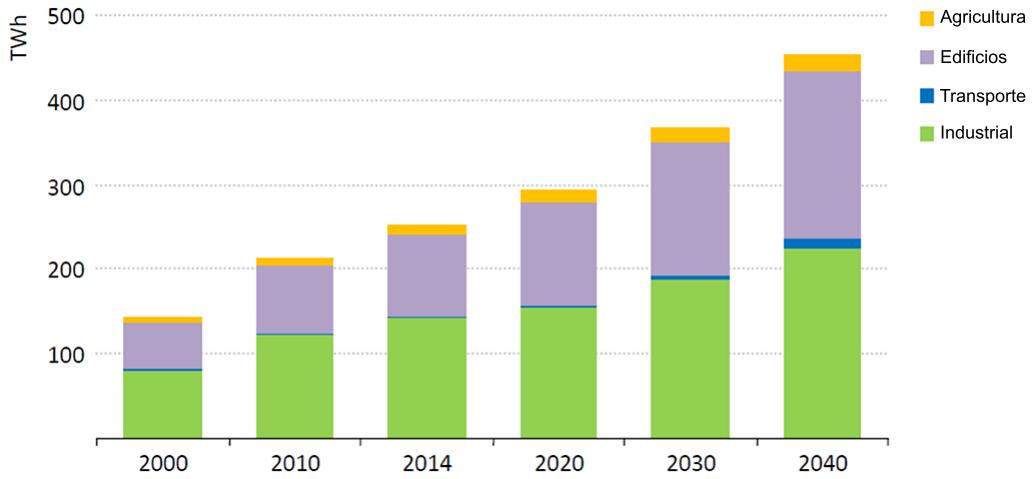


Figura 1.15: Estimación del consumo eléctrico por sector en México.

Fuente: [27].

### 1.3. Uso de Variadores de Frecuencia en Motores Eléctricos

La mayor parte de las acciones actuales se han centrado en buscar la mayor eficiencia posible en el motor en sí, pero varios países y empresas líderes del mercado ahora tienen como objetivo el ahorro de energía y la reducción de costos a través del uso de Variadores de frecuencia (VFDs) y de velocidad (VSDs), el cual también es el objetivo de este trabajo terminal.

El éxito de los VFDs se debe a que controlan electrónicamente tanto la velocidad de giro como el par del motor para adaptarse a la demanda actual de energía según la carga en cuestión mediante una variación en la frecuencia de la alimentación. Por otro lado, también permiten que los motores con un par de arranque alto arranquen con mayor facilidad. Sin embargo, los VFD no son considerados seriamente en varias aplicaciones debido a que añaden un costo considerable y complejidad al diseño de los sistemas de control. No obstante, aproximadamente el 50 % de los motores están conectados a una bomba o a un ventilador [28], los motores que se usan en estas aplicaciones a menudo están configurados para operar continuamente a máxima velocidad, causando un exceso innecesario en el consumo de energía en el proceso. Por otro lado, los VFDs utilizan sólo la cantidad precisa de energía necesaria para realizar el trabajo, reduciendo así el consumo energético y mejorando la eficiencia. Es importante destacar que los gastos de energía de los motores son cantidades enormes, por lo que incluso una pequeña reducción en la velocidad del motor puede resultar en ahorros de energía significativos a largo plazo [31].

Las empresas líderes del sector han considerado seriamente la implementación de estos dispositivos en las soluciones en las que se requiera el uso de un motor. En [28], ABB fue reconocida por la implementación exitosa de variadores de velocidad en sus soluciones, ahorrando 515 TW-h de energía en 2017, lo comparable a aproximadamente ocho días de consumo global de electricidad.

Adicionalmente, Rockwell Automation en [31] recomienda que en cualquier proceso de fabri-

cación que requiera operar a menos del 100% de la velocidad diseñada, los usuarios deberían considerar la integración de variadores de frecuencia para aplicaciones de baja y media tensión, ya que no solo podrán reducir considerablemente los costos de energía sino que, cuando se aplican correctamente, se puede evitar el uso válvulas, aumentando así la vida útil de las bombas y reduciendo las sobretensiones que se producen durante el arranque.

Otro caso empresarial destacado se encuentra en la firma multinacional Schneider Electric, empresa que se ha comprometido abiertamente con el medio ambiente y el ahorro energético en todas sus soluciones industriales. En la Figura 1.16 se muestra la comparación entre las curvas de consumo energético de una bomba regulada por una válvula y por un VSD. El ahorro energético debido al uso de los VSDs o VFDs no sólo es único de aplicaciones en bombas, sino también de otras aplicaciones como se muestra en las Figuras 1.17 a 1.19. Sin embargo, hay otras empresas importantes del sector como Siemens o Emerson que también han puesto los ojos sobre estas propuestas y comienzan a generar soluciones que ya están ligadas al uso de VFDs o VSDs.



Figura 1.16: Ahorro energético en el uso de VSDs.

Fuente: [12].

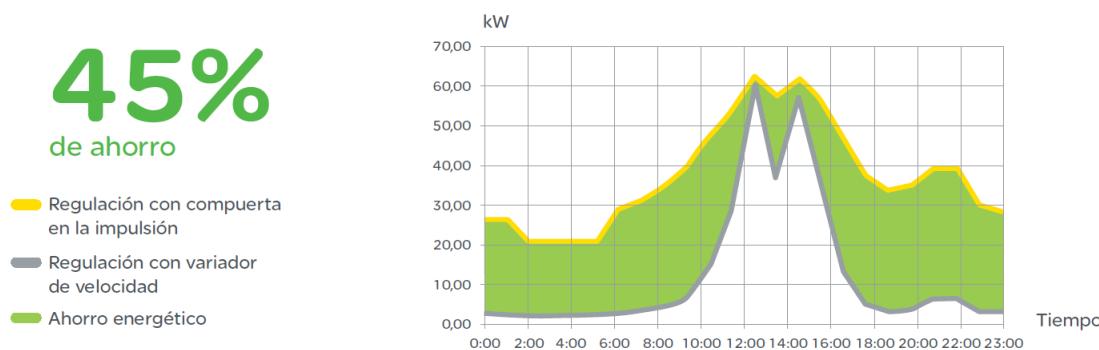


Figura 1.17: Eficiencia energética en climatización.

Fuente:[12].

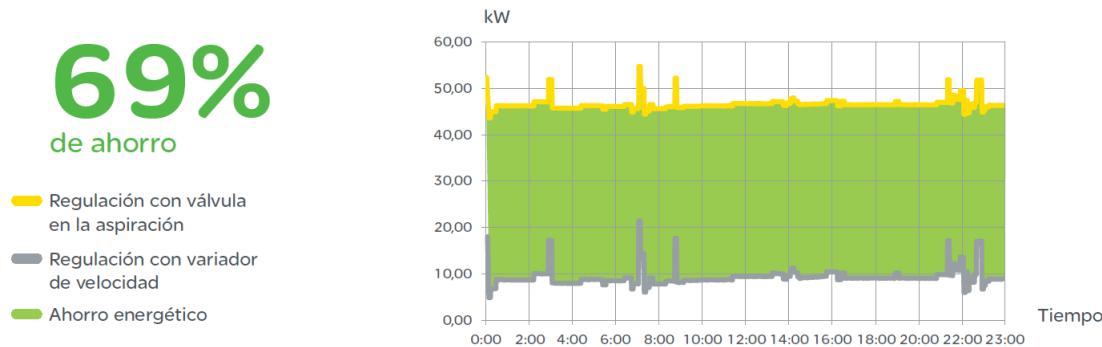


Figura 1.18: Eficiencia energética en ventilación.

Fuente:[12].

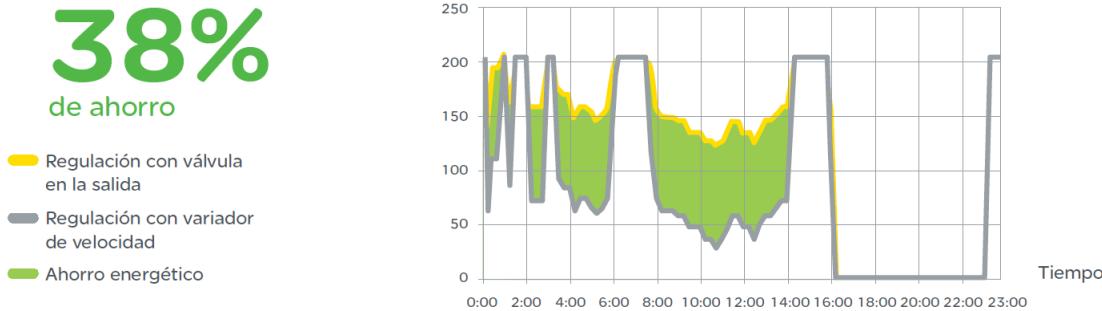


Figura 1.19: Eficiencia energética de bombeo.

Fuente: [12].

Como es posible apreciar, los VSD y los VFD pueden ofrecer importantes ahorros de energía en los sistemas, pero tienen eficiencias variables según la aplicación, por lo que podrían ser objetivos de mejora con base en esquemas de control existentes. Además de sus características de diseño inherentes, se busca alentar a los ingenieros a que optimicen los beneficios de los VFD prestando especial atención a los sistemas y configuraciones mediante las estructuras y estrategias de control que se diseñen.

Desde los inicios de la producción masiva de productos en el sector industrial, el motor de corriente continua dominaba las aplicaciones haciendo uso de accionamientos eléctricos, esto debido a la simplicidad de su construcción y por ende de su control. Sin embargo, debido a el acelerado crecimiento de la electrónica y al desarrollo de circuitos digitales, se permitió que los microcontroladores tuvieran poco a poco mayores capacidades de procesamiento y permitió el diseño de arquitecturas de control cada vez más precisas y económicas. El auge en el desarrollo de estos controladores es lo que reemplazó a los motores de corriente continua en la mayoría de las aplicaciones industriales. Como se ha enfatizado, los motores de inducción poseen una alta eficiencia cuando trabajan a su capacidad nominal, no obstante, a bajas cargas o en sobrecargas, las pérdidas se ven incrementadas y la eficiencia deteriorada. Para mejorar la eficiencia bajo estas situaciones, es importante el empleo de métodos o técnicas modernas de control adecuadas para hacer el ajuste del uso energético de acuerdo a la demanda actual de la carga

que es en esencia lo que realiza un VFD.

## 1.4. Control escalar y vectorial en VFD

Los métodos de control moderno son aquellos que poseen en la alimentación del motor un dispositivo electrónico de potencia que permite la regulación de la tensión y frecuencia suministrada. Este dispositivo está construido utilizando elementos de electrónica moderna y controlado generalmente por un microcontrolador. Los dos grandes tipos de control del motor de inducción dentro de los cuales se pueden incluir todos los demás son el Vectorial y el Escalar [3]. En los últimos años se han desarrollado otros métodos de control de motores de complejidad superior haciendo uso de herramientas teóricas que se van volviendo realidad conforme la capacidad tecnológica aumenta; estrategias como el control inteligente, el control multiescalar (o backstepping), o el Control Basado en Pasividad (PBC, por sus siglas en inglés), son propuestas prometedoras pero que la industria aún no ha adaptado a las aplicaciones prácticas, por lo que el mercado se limita de momento a los controladores escalares y vectoriales. En la Figura 1.20 se muestra un esquema de las principales estrategias de control modernas de motores eléctricos.

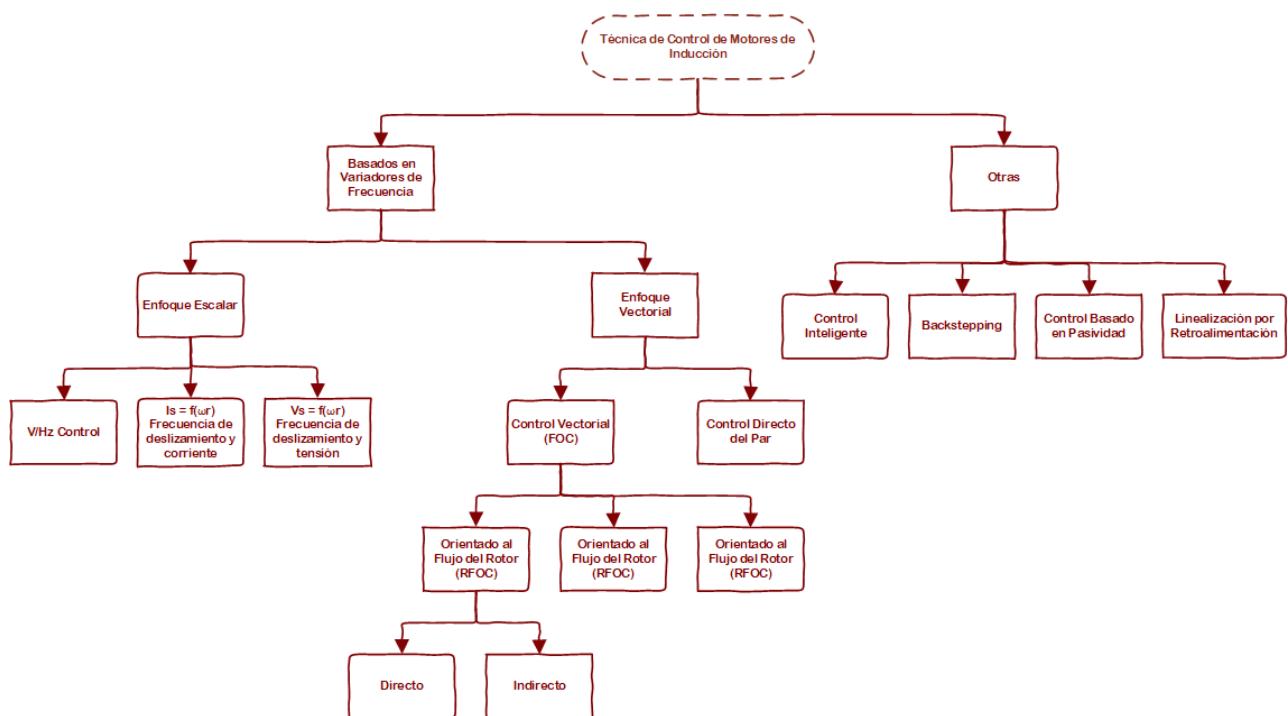


Figura 1.20: Estrategias de control modernas para motores de inducción.  
Elaboración Propia con datos de [3], [4], [5].

El control escalar se basa en el modelo en estado estacionario del motor de inducción y el control se realiza variando únicamente la magnitud (de aquí el escalar) de las variables de control

sin tomar en cuenta el efecto de acoplamiento que un motor de inducción posee. Según la variable que se regule, es el nombre que recibe el control escalar (Fig. 1.20). Por ejemplo, se varía la tensión y la frecuencia de forma que la relación V/f siempre se mantenga constante, o se varía la frecuencia de deslizamiento y la corriente para mantener su relación constante. Este método es simple y fácil de implementar, pero el efecto de acoplamiento intrínseco da una respuesta lenta y el sistema es propenso a caer en la inestabilidad debido al alto orden del sistema. Como resultado, la técnica de control escalar tiene un rendimiento dinámico deficiente. El control escalar se usa generalmente en aplicaciones de bajo costo y donde el bajo rendimiento es aceptable o no crítico [3]. Adicionalmente, en aplicaciones donde es obligatorio un control preciso del par, el control escalar no es capaz de controlar las variables más esenciales en los motores de inducción que son el par y el flujo [21].

Al contrario que el control escalar, el control vectorial está basado en el modelo dinámico del motor de inducción, en el que tanto el estado estacionario como el transitorio son válidos. El esquema de control vectorial está basado en transformaciones matemáticas vectoriales de todas las variables, de forma que el marco de referencia para hacer el control cambia. Este marco de referencia puede ser el rotatorio, el estático o el del entrehierro y dependiendo cuál se use, es el tipo de control vectorial. Lo más común es referenciar con respecto al marco de referencia del rotor, ya que al hacerlo así todas las variables rotando a la velocidad síncrona toman la forma de cantidades semejantes a las de un motor de corriente directa [3]. Al utilizar RFOC, el control del motor de inducción es transformado a un control similar al del motor de corriente directa, donde las componentes del par y el flujo están desacopladas. Además, la forma en la que la posición del flujo del vector es obtenida determina si el control vectorial es directo o indirecto. En el indirecto, la posición del flujo es obtenida sumando el deslizamiento a la medida de la posición del rotor, mientras que en el directo se calcula, se estima o se mide directamente, esto es importante porque la posición del rotor (o la velocidad) es necesaria para aplicar la transformación del marco de referencia.

Se estima que la cuota de mercado de controladores vectoriales crecerá en comparación con el control escalar clásico del variador de frecuencia en los próximos años [6] debido al bajo desempeño del control escalar. En la Tabla 1.3 se muestra un resumen de los trabajos de investigación más recientes en el desarrollo de controles vectoriales y que son una prueba de la relevancia que tiene esta estrategia de control en el sector industrial actual.

Tabla 1.3: Diversos estudios sobre estrategias de Control Vectorial y su validación mediante simulación o implementación.

Fuente: Tabla copiada de [5].

Autores	Año	Estrategia de Control	Método de Simulación	Implementación en Hardware
Abdelsalam et al.	2012	IFOC	MATLAB	Sí
Allouche et al.	2011	IFOC	Simulación por Computadora	No
Banazella and Reginatto	2000	IFOC	MATLAB	No
Bojoi et al.	2008	DFOC	-	Sí

Bose et al.	1997	DFOC	Simulación por Computadora	No
Boussak and Jarray	2006	IFOC	MATLAB	Sí
Brahim and Kawamura	1992	IFOC	Simulación por Computadora	Sí
Amezquita-Brooks et al.	2014	IFOC	Simulación por Computadora	Sí
Cardenas et al.	2004	DFOC	-	Sí
Consoli et al.	2000	DFOC	-	Sí
Derdiyok et al.	2002	IFOC	Simulación por Computadora	Sí
De Doncker and Novotny	1994	UFOC	-	Sí
Feemster et al.	2001	IFOC	-	Sí
Ha and Sul	1999	DFOC	-	Sí
Hannan et al.	2018	IFOC	MATLAB	Sí
Harnefors	2000	IFOC	Simulación por Computadora	Sí
Heber et al.	1997	IFOC	Simulación por Computadora	Sí
Huang et al.	1994	DFOC	Simulación por Computadora	Sí
Jansen and Lorenz	1994	DFOC	-	Sí
Kan et al.	2015	IFOC	MATLAB	Sí
Karanayil et al.	2007	IFOC	MATLAB	Sí
Kerkman et al.	1992	IFOC	Simulación por Computadora	Sí
Kim and Sul	1997	DFOC	-	Sí
Kim et al.	2001	IFOC	-	Sí
Kojabadi	2005	IFOC	MATLAB	Sí
Kowalska and Dybkowski	2010	DFOC	Simulación por Computadora	Sí
Kwon et al.	2005	DFOC	Simulación por Computadora	Sí
Levi	1995	IFOC	Simulación por Computadora	Sí
Lin and Liaw	1993	IFOC	MATLAB	Sí
Lorenz and Lawson	1987	IFOC	-	Sí
Lorenz and Lawson	1990	IFOC	-	Sí
Maiti et al.	2008	IFOC	MATLAB	Sí
Mannan et al.	2006	IFOC	MATLAB	No
Marino et al.	1999	IFOC	Simulación por Computadora	Sí
Masiala et al.	2008	IFOC	Simulación por Computadora	Sí
Matsuo and Lipo	1985	IFOC	Simulación por Computadora	No
Matsue et al.	1999	DFOC	10.15 Mode Simulator	Sí
Matsue et al.	2001	DFOC	10.15 Mode Simulator	Sí
Mengoni et al.	2008	IFOC	Simulación por Computadora	Sí
Moreira and Lipo	1993	IFOC	Simulación por Computadora	Sí
Noguchi et al.	1997	DFOC	Simulación por Computadora	Sí
Padmanaban et al.	2016	IFOC	MATLAB	No
Peng and Fukao	1994	IFOC	Simulación por Computadora	Sí
Rafa et al.	2014	IFOC	MATLAB	Sí
Rowan et al	1991	IFOC	-	Sí
Said and Benbouzid	1999	DFOC	Simulación por Computadora	No
da Silva et al.	1999	DFOC	-	Sí
Sousa et al.	1995	IFOC	SIMNON	Sí

Su et al.	2018	IFOC	MATLAB	Sí
Suzuki et al.	2000	IFOC	MATLAB	Sí
Teske et al.	2000	IFOC	-	Sí
Tsuji et al.	2001	IFOC	Simulación por Computadora	Sí
Uddin et al.	2000	IFOC	MATLAB	Sí
Wai and Chang	2004	IFOC	MATLAB	Sí
Wang et al	2014	IFOC	MATLAB	Sí
Wasynczuk et al.	1998	IFOC	Simulación por Computadora	Sí
Wee et al.	2001	DFOC	Simulación por Computadora	Sí
Zai et al.	1992	IFOC	Simulación por Computadora	Sí
Zinger et al.	1990	DFOC	-	Sí

Nota: Para ver la referencia de cada trabajo, consultar la fuente.

El hecho de que la medida de la velocidad sea un requisito para el VFD es una desventaja porque, si bien es cierto que esta medida es posible obtenerla por medio de sensores mecánicos u ópticos (como tacómetros o encoders), la adición de sensores al motor aumenta la complejidad, el costo y la confiabilidad del sistema debido a que requiere mantenimiento constante y es susceptible a fallos. Además, no siempre es posible añadir un sensor al motor debido a las condiciones internas que pudieran causar un daño irreversible, tales como calor y corrientes parásitas. Sin embargo, esta desventaja puede evitarse si en lugar de medir la velocidad, esta es estimada por medio del uso de observadores de estado. Por esta razón, las investigaciones en el tema de la estimación de la velocidad han recibido especial atención e importancia en los años recientes. Especialmente dos clases de técnicas de control sin sensores (sensorless) se han desarrollado en los últimos años (Fig 1.21): estimación mediante el modelo matemático del motor de inducción (espacios de estado) y estimación por inyección de señal mediante el aprovechamiento de la anisotropía de la máquina de inducción [3].

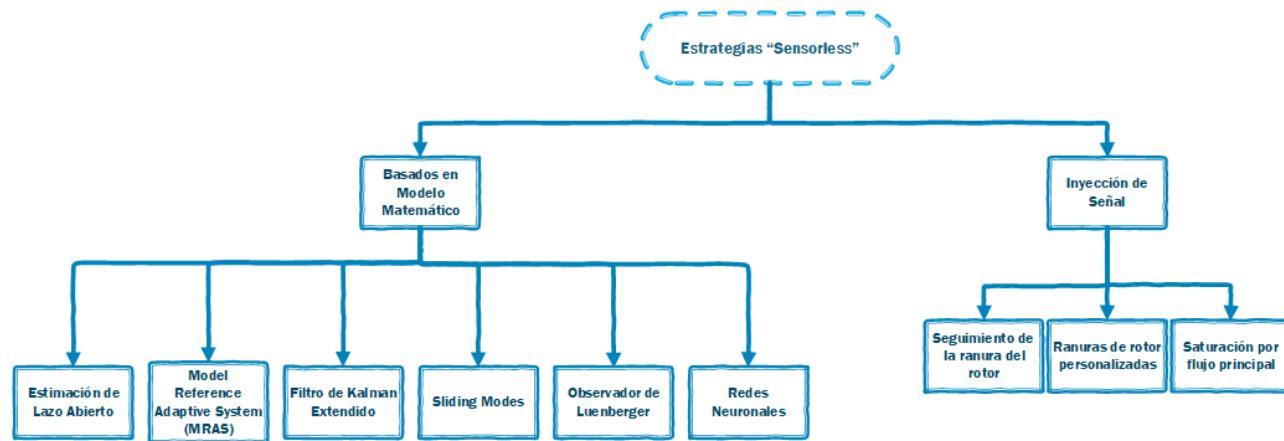


Figura 1.21: Estrategias de Control Sensorless Modernas para Motores de Inducción.  
Elaboración Propia con datos de [3], [4], [5].

A pesar de que todas estas técnicas han mostrado buenos resultados en diversos estudios, la mayoría son de carácter determinista. Esto significa que no tienen en cuenta efectos de variabilidad en los parámetros o ruido que pudiera haber a la hora de estimar las variables. Por otro lado, existen también enfoques estocásticos que toman en cuenta cierto grado de incertidumbre. El más popular y empleado en el área es el Filtro de Kalman (FK) en su versión no lineal, llamada Filtro de Kalman Extendido (FKE). Este filtro es una técnica estocástica que se utiliza en problemas de estimación en diversas áreas del conocimiento. La ventaja de este método es que toma en cuenta perturbaciones aleatorias, errores de modelado, imprecisiones computacionales y errores de medición del sistema para resolver el problema de estimación, e incluso el FK es capaz de estimar las partes no medidas de un sistema dinámico lineal, siendo el estimador óptimo en su versión lineal.

En la Tabla 1.4 se muestra un resumen de diversas investigaciones en las técnicas de estimación más utilizadas en aplicaciones para motores eléctricos. De la tabla se observa que se tienen pocas aplicaciones e investigaciones con el enfoque estocástico, probablemente debido a la complejidad matemática que presenta, o quizás debido al alto costo computacional que requiere su implementación; sin embargo, este trabajo se enfoca en el desarrollo e implementación de un FKE porque se cree que los resultados obtenidos pueden valer el esfuerzo adicional implicado debido a que la incertidumbre se encuentra en cualquier proceso, y encontrar una manera de estimarla es de gran significado para las aplicaciones y el futuro desarrollo industrial.

Tabla 1.4: Varios estudios de estrategias de observadores para motores eléctricos de inducción.

Fuente: Tabla copiada de [5].

Autores	Año	Referencia de Flujo	Técnica o Estrategia	Transformación
Alsofyani and Idris	2016	SFO	Extended Kalman Filter	Sí
Barut et al.	2007	RFO y SFO	Extended Kalman Filter	Sí
Bojoi et al.	2008	RFO	Flux Observer	Sí
Bose et al.	1997	SFO	Flux Observer	Sí
Brahim and Kawamura	1992	RFO	State Predictive Observer	Sí
Cardenas et al.	2004	RFO	MRAC	Sí
Consoli et al.	2000	AFO	Signal Injection	Sí
Derdiyok et al.	2002	RFO	Sliding Mode Control	Sí
Feemster et al.	2001	RFO	Rotor Velocity Observer	No
Ha and Sul	1999	RFO	Signal Injection	Sí
Habetler and Divan	1991	SFO	Sliding Mode Control	No
Harnefors	2000	RFO	Extended Kalman Filter	Sí
Huang et al.	1994	RFO	Flux Observer	Sí
Jansen and Lorenz	1994	RFO	Flux Observer	Sí
Kan et al.	2015	RFO	Rotor Resistance Adaptation	Sí
Karanayil et al.	2007	RFO	Flux Observer	Sí
Kerkman et al.	1992	SFO	MRAC	Sí

Kim et al.	2001	RFO	Neural Network Speed Estimator	Sí
Kirankumar et al.	2017	SFO	Flux Observer	Sí
Kojabadi	2005	RFO	MRAC	Sí
Kowalska and Dybkowski	2010	RFO	MRAC	Sí
Kwon et al.	2005	SFO	Luenberger Observer	Sí
Lascu et al.	2004	RFO	Sliding Mode Control	No
Lorenz and Lawson	1990	RFO	MRAC	Sí
Maes and Melkebeek	2000	SFO	Flux Observer	Sí
Maiti et al.	2008	RFO	MRAC	Sí
Masiala et al.	2008	RFO	MRAC	Sí
Matsuo and Lipo	1985	RFO	Signal Injection	Sí
Matsue et al.	1999	RFO	Flux Observer	Sí
Matsuse et al.	2001	RFO	Flux Observer	Sí
Mengoni et al.	2008	SFO	Flux Observer	Sí
Moreira and Lipo	1993	AFO	MRAC	Sí
Noguchi et al.	1997	RFO	MRAC	Sí
Peng and Fukao	1994	RFO	MRAC	Sí
Romero et al.	2007	SFO	Sliding Mode Control	No
Rowan et al.	1991	RFO	MRAC	Sí
Said and Benbouzid	1999	RFO	MRAC	Sí
da Silva et al.	1999	SFO	Kalman Filter	No
Tajima and Hori	1993	RFO	Flux Observer	Sí
Teske et al.	2000	RFO	Signal Injection	Sí
Tsuji et al.	2001	RFO	MRAC	Sí
Verma et al.	2013	RFO	MRAC	Sí
Wai and Chang	2004	RFO	MRAC	Sí
Wang et al.	2015	SFO	Flux Observer	Sí
Wee et al.	2001	SFO	Flux Observer	Sí
Yan et al.	2000	RFO	Flux Observer	Sí
Zai et al.	1992	RFO	Extended Kalman Filter	Sí
Zhang et al.	2010	SFO	Flux Observer	Sí
Zinger et al.	1990	AFO	Rotor Slot Ripple	Sí

Nota: Para ver la referencia de cada trabajo, consultar la fuente.

Después del impacto de la pandemia, el sector industrial experimenta un crecimiento acelerado en sus demandas, adicionalmente, cada vez más se requieren soluciones que permitan un ahorro energético mayor con excelentes desempeños y resultados. Por otro lado, los aspectos de seguridad en aplicaciones digitalizadas son cada vez más relevantes, la eficiencia optimizada cobrará más importancia con respecto a las exigencias de ahorro de energía. Los controladores que se basan hoy en microprocesadores o DSP (Digital Signal Processors), pueden cambiar en el futuro cada vez más hacia ASICs (Circuito Integrado para Aplicaciones Específicas) o FPGAs (Field Programmable Gate Array) combinado además con un incremento en el uso de técnicas de inteligencia artificial [6]. Por lo que el reto para los ingenieros del sector es cada vez mayor y la preparación requerida es cada vez más estricta y amplia multidisciplinariamente.

## CAPÍTULO

### 2

## MARCO TEÓRICO

**L**os motores trifásicos de inducción son tan comunes en la industria que en muchas plantas no se puede encontrar ningún otro tipo de máquina eléctrica. Esta popularidad se debe al diseño y a sus características de construcción que le permiten generar un campo magnético rotatorio que gira a una velocidad fija (velocidad síncrona), que a su vez depende del número de polos magnéticos del motor y la frecuencia de las señales de alimentación. Este motor no posee partes móviles, como el conmutador, los anillos o las escobillas de los generadores y motores síncronos de CA, reduciendo así la posibilidad de generar chispas (y aumentando su confiabilidad), por lo que este motor puede ser usado de forma segura en entornos hostiles, incluso en aplicaciones con atmósferas explosivas [32].

Así, el motor asincrónico (o de inducción) es considerado el motor de accionamiento eléctrico más utilizado en todo el mundo [33], su invención a finales del siglo pasado ha dado un fuerte impulso a la transición de los motores de CC a los motores de CA en el campo de la generación, transmisión y distribución de energía eléctrica. Estos motores están construidos en una variedad de diseños con clasificaciones desde bajas potencias en aplicaciones residenciales, hasta las altas potencias en industria y maquinaria pesada.

Aunque los principios de funcionamiento de los motores de inducción se han mantenido sin cambios, se ha logrado un progreso tecnológico significativo a lo largo de los años para mejorar su uso eficiente. En comparación con sus antepasados, los motores de hoy son más pequeños, más livianos, más confiables y más eficientes. La mayor parte de la energía eléctrica consumida en la industria es por el empleo de estos motores, aplicados en maquinaria de alta potencia como bombas, ventiladores, sopladores, trituradoras, compresores, etc. En estas aplicaciones, generalmente no hay necesidad de un alto rendimiento dinámico [33], pero el control de la velocidad puede generar ahorros de energía y económicos significativos en la mayoría de los

casos.

## 2.1. El motor eléctrico de inducción

Un motor de inducción consta de muchas partes, siendo el estator (parte estática, donde se alimenta el motor) y el rotor (parte rotatoria, inducida magnéticamente) los elementos principales de la máquina. La primera clasificación de los motores de inducción se basa en el tipo de rotor, teniendo principalmente dos tipos [34]:

- Rotor jaula de ardilla: Este rotor consta de varias barras conectadas en ambos extremos por anillos terminales. Este rotor no permite tener acceso a ningún parámetro interno del mismo, ya que se encuentra completamente aislado del estator y del exterior.
- Rotor de anillos deslizantes: El control de este motor es por medio de bancos de resistencias, ya que sí es posible acceder a las terminales del rotor empleando escobillas, permitiendo la modificación y medición de los parámetros internos del mismo.

En la Figura 2.1[32] se muestra una vista expandida de un motor cuyo rotor es de tipo jaula de ardilla. La carcasa del motor, acanalada para una mejor refrigeración, contiene al estator con un devanado trifásico colocado en ranuras alrededor del núcleo. Este núcleo está hecho de láminas de hierro delgadas que se apilan y atornillan entre sí. Las láminas individuales están cubiertas en ambos lados con aislante para reducir las pérdidas por corrientes parásitas. En la parte delantera, la carcasa del estator está cerrada por una tapa, que también sirve como soporte para el cojinete delantero del rotor. Por lo general, la carcasa tiene tomas de aire a prueba de goteo para mejorar el enfriamiento. El rotor, cuyo núcleo también está hecho de láminas, está construido alrededor de un eje, que transmite la potencia mecánica a la carga. En la parte trasera, hay otro cojinete y un ventilador de refrigeración fijo al rotor. El ventilador posee su propia cubierta. El acceso al devanado del estator lo proporcionan los terminales del estator ubicados en la caja de conexiones que se encuentra en una abertura en la carcasa del estator.

Otra clasificación de los motores de inducción se basa en el número de fases que se emplea en su alimentación, teniendo principalmente cuatro tipos:

- Monofásicos: una fase de alimentación
- Bifásicos: dos fases de alimentación
- Trifásicos: tres fases de alimentación
- Polifásicos: más de tres fases de alimentación

En la esfera industrial, los más importantes son los trifásicos y los monofásicos porque son los más utilizados. Es importante considerar que en el estudio de estos motores siempre se considera que las cargas y las fases están totalmente balanceadas y que en los modelos tradicionales los efectos no lineales tales como la saturación magnética son despreciables. El análisis de estos motores se lleva a cabo a través de circuitos equivalentes en estado permanente que representan una sola fase por circuito, que después se generaliza para el análisis de los motores trifásicos o polifásicos [34].

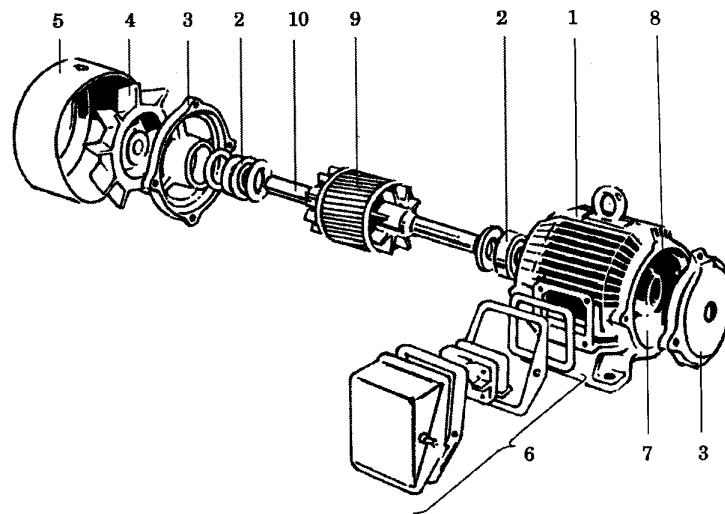


Figura 2.1: Motor de inducción tipo jaula de ardilla.

Fuente: [32].

Nota: (1) carcasa del motor, (2) rodamientos, (3) soportes de rodamientos, (4) ventilador de refrigeración, (5) carcasa del ventilador, (6) caja de conexiones, (7) núcleo del estator, (8) bobinado del estator (no visible), (9) rotor, (10) eje del rotor.

### 2.1.1. Principio de funcionamiento

El análisis del motor de inducción empieza a partir del concepto de velocidad síncrona [34], que forma la base para la definición de los circuitos equivalentes. La velocidad de sincronía se define como:

$$N_s = \frac{120f}{p} = [r \text{ rpm}],$$

el deslizamiento es la diferencia entre la velocidad de sincronía y la velocidad del rotor ( $N_r$ ):

$$S = \frac{N_s - N_r}{N_s},$$

en la práctica, la mayoría de los motores de inducción trabajan con valores de deslizamiento menores del 5 %. Por lo que, de forma análoga:

$$f_r = \left( \frac{N_s - N_r}{N_s} \right) f_s,$$

o bien,

$$f_r = S f_s,$$

donde el subíndice s hace referencia al estator y el subíndice r al rotor.

El estator consta de devanados en cierta disposición alrededor de una pieza metálica estática dentro del motor, la cantidad de devanados coincide con la cantidad de fases de la alimentación. El estator trifásico produce entonces un campo magnético giratorio (por la Ley de Ampere), que constituye una propiedad importante no solo de los motores de inducción sino también de las máquinas síncronas [32]. En la Figura 2.2 se muestra una disposición simplificada de los devanados, cada uno de los cuales consta de una bobina de un solo cable (en realidad, múltiples cables de cada devanado de fase se colocan en ranuras distribuidas a lo largo del interior del estator). Las bobinas se encuentran desplazadas  $120^\circ$  entre sí. Estos devanados se pueden conectar en estrella o delta. La Figura 2.3 muestra las formas de onda de las corrientes  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  e  $i_{cs}$  producidas en cada fase. La expresión matemática de estas corrientes está dada por:

$$\begin{aligned} i_{as} &= I_{sm} \cos(\omega t), \\ i_{bs} &= I_{sm} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right), \\ i_{cs} &= I_{sm} \cos\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right), \end{aligned}$$

donde  $I_{sm}$  representa el valor pico de la corriente suministrada y  $\omega$  es la frecuencia de alimentación en radianes.

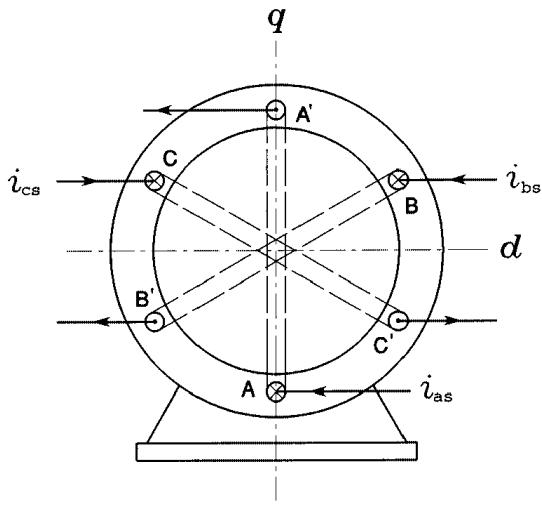


Figura 2.2: Disposición de los devanados en el estator.

Fuente: [32].

## 2.1.2. Modelo del motor de inducción

El modelado matemático de las magnitudes físicas en máquinas de inducción trifásicas implica ecuaciones diferenciales de orden superior y modelos con acoplamiento mutuo de las variables de estado. Para tales sistemas, la representación del espacio de estados proporciona una notación muy clara y un punto de partida adecuado para el diseño de controladores, modelos u

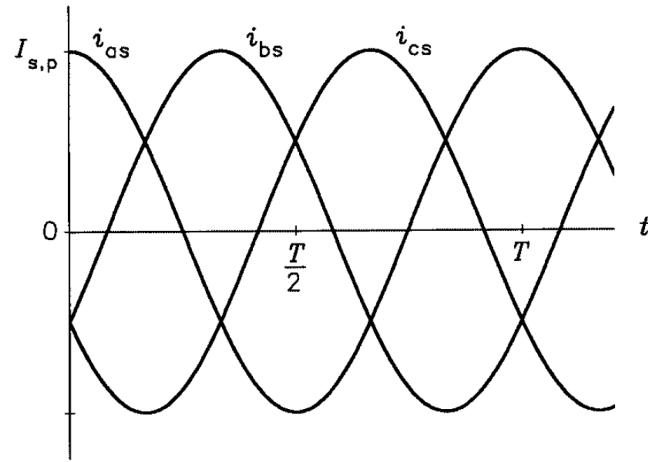


Figura 2.3: Formas de onda de las corrientes de estator.

Fuente: [33].

observadores. El principal inconveniente de la derivación del modelo de máquinas de inducción trifásicas es la varianza temporal de los parámetros y la no linealidad de las ecuaciones del sistema, teniendo así consecuencias para la discretización de las ecuaciones de estado [35].

### Representación continua en espacio de estados

Un sistema dinámico en tiempo continuo se representa por un modelo en espacio de estados definido por:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)); \quad \mathbf{x} \in \mathbb{R}^n; \quad \mathbf{u} \in \mathbb{R}^m; \quad \mathbf{x}_0 = \mathbf{x}(t_0) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{h}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)); \quad \mathbf{y} \in \mathbb{R}^p\end{aligned}\tag{2.1}$$

donde  $\mathbf{f}$  y  $\mathbf{h}$  son funciones analíticas del vector de estados  $\mathbf{x}$  y el vector de entradas  $\mathbf{u}$ . La ecuación (2.1) representa un sistema descrito por un conjunto de ecuaciones diferenciales de primer orden, en el cual  $n$  representa la cantidad de elementos independientes que almacenan energía (o la cantidad de estados),  $m$  es el número de entradas y  $p$  la cantidad de salidas observables del sistema.

En muchos casos, un sistema de la forma (2.1) contendrá funciones no lineales de  $\mathbf{f}$  y  $\mathbf{h}$ , por lo que la teoría de control moderna no será posible de aplicar directamente. Para evitar esto, es necesario obtener una descripción del sistema donde dichas funciones sean lineales. La forma habitual de lograr esto es mediante un proceso de linealización de la ecuación (2.1) a lo largo de una trayectoria  $(x(t), u(t))$ , o alrededor de un punto de operación estacionario  $(x_0, u_0)$ . Dependiendo de la elección de la trayectoria  $(x(t), u(t))$ , el punto de operación  $(x_0, u_0)$  o el grado de linealización, se pueden distinguir los siguientes casos especiales [35].

1. Sistema lineal con parámetros variantes en el tiempo: La ecuación del sistema toma la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t); \quad \mathbf{x}_0 = \mathbf{x}(t_0) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}(t)\mathbf{u}(t)\end{aligned}\quad (2.2)$$

donde la matriz **A** es la matriz del sistema, la matriz **B** es la matriz de entrada, la matriz **C** es la matriz de salida y la matriz **D** es la matriz de alimentación directa de los estados a la salida.

2. Sistema bilineal: Un sistema bilineal se caracteriza por tener la siguiente estructura:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{Ax}(t) + \sum_{i=1}^m \mathbf{N}_i u_i(t) \mathbf{x}(t) + \mathbf{Bu}(t); \quad \mathbf{x}_0 = \mathbf{x}(t_0) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{Cx}(t) + \mathbf{Du}(t)\end{aligned}\quad (2.3)$$

donde **N** representa la matriz de acoplamientos multiplicativos entre las entradas y los estados.

3. Sistema lineal con parámetros constantes: los sistemas lineales invariantes en el tiempo finalmente representan el caso más simple. Las ecuaciones de estos sistemas se describen mediante:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{Ax}(t) + \mathbf{Bu}(t); \quad \mathbf{x}_0 = \mathbf{x}(0) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{Cx}(t) + \mathbf{Du}(t)\end{aligned}\quad (2.4)$$

### Representación discreta en espacio de estados

Los algoritmos de control se procesan siempre en microcomputadoras (microcontroladores) [35] y, por lo tanto, en tiempo discreto (llamados sistemas digitales). La computadora o el microcontrolador recibe la cantidad de salida del sistema  $y(t)$  en puntos equidistantes definidos en el tiempo. A este periodo de tiempo equidistante se le llama tiempo de muestreo. Esto se realiza mediante un proceso de conversión de analógico a digital (A/D). Después de este proceso, las acciones de control se aplican de forma discontinua como tensiones mediante un inversor PWM.

Este procedimiento es imperativo de realizar, pues todas las computadoras están confinadas a trabajar en tiempo discreto debido a que, en realidad, es imposible tener una concepción continua de los fenómenos del mundo. Por tanto, el tiempo de muestreo se considera un parámetro más en el diseño de controladores digitales. Para lograr esto, una condición necesaria es que se pueda encontrar un modelo discreto en el tiempo equivalente para el sistema continuo en cuestión, que refleje exactamente el comportamiento dinámico del sistema continuo en los instantes de muestreo.

Desafortunadamente, para los sistemas no lineales o variantes en el tiempo, solo en algunos casos poco comunes será posible encontrar una representación discreta del sistema [35]. Por

esta razón, para diseñar un sistema de control digital podemos elegir principalmente entre las siguientes dos alternativas:

1. Se diseña el controlador para el sistema continuo y luego se implementa en tiempo discreto.
2. Se deriva un modelo discreto aproximado del sistema y después se diseña el controlador en tiempo discreto.

En muchos casos, es posible despreciar las no linealidades del sistema porque ciertas aproximaciones para los parámetros variables en el tiempo y las no linealidades son posibles y aceptables. Sin embargo, es necesario analizar a profundidad cada situación y aplicación particular. En el análisis del motor de inducción trifásico se asume que los parámetros son constantes entre periodo de muestreo y periodo de muestreo, por lo tanto, el período de muestreo debe ser elegido lo suficientemente pequeño. Así, la ecuación (2.2) se puede considerar lineal e invariante en el tiempo entre periodos de muestreo y la discretización del sistema continuo es posible de la forma convencional para los sistemas lineales invariantes en el tiempo.

Un modelo en espacio de estados discreto (i.e. lineal) se describe por las siguientes ecuaciones en diferencias de primer orden:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \Phi(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{H}(k)\mathbf{u}(k); \quad \mathbf{x}_0 = \mathbf{x}(0) \quad k \geq 0 \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}(k)\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}(k)\mathbf{u}(k) \end{aligned} \quad (2.5)$$

donde la matriz del sistema  $\Phi(k)$  se define como:

$$\Phi(k) = e^{\mathbf{A}(kT)T}, \quad (2.6)$$

esta matriz también es fundamental en el proceso de discretización, pues determina la dinámica y estabilidad del sistema discreto. La matriz  $H(k)$  se define como:

$$\mathbf{H} = \int_0^T e^{\mathbf{A}(kT)T} d\tau \mathbf{B} = \int_0^T \Phi(k)|_{T=\tau} d\tau \mathbf{B}, \quad (2.7)$$

si la matriz  $\mathbf{A}$  es invertible, entonces  $\mathbf{H}$  también se puede encontrar mediante:

$$\mathbf{H} = \mathbf{A}(kT)^{-1} \left[ e^{\mathbf{A}(kT)T} - \mathbf{I} \right] \mathbf{B}, \quad (2.8)$$

y la matriz  $\mathbf{C}$  es la misma que la del sistema continuo.

### 2.1.3. Circuito equivalente del motor de inducción

Es posible derivar un circuito que describa el comportamiento dinámico del motor de inducción trifásico, de manera que se puedan encontrar las variables clave (estados) dentro del funcionamiento del mismo. El circuito equivalente monofásico completo de un motor de inducción se encuentra en la Figura 2.4. Para entender la derivación de este circuito paso a paso, le sugiero al lector consultar [34].

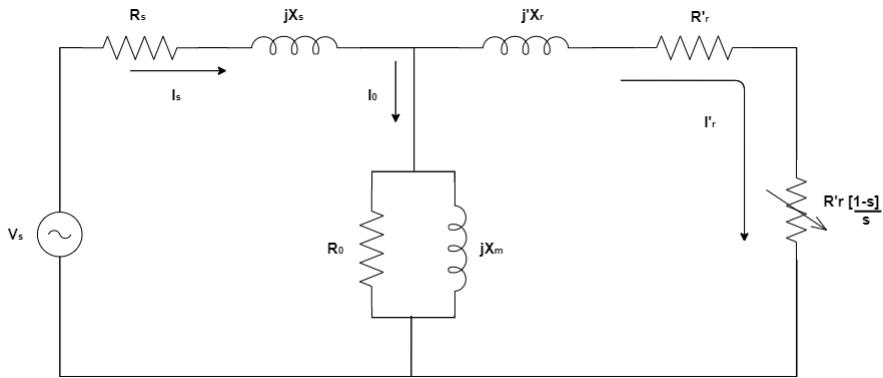


Figura 2.4: Circuito equivalente monofásico.

Fuente: [34].

donde  $V_s$  es la tensión de fase de alimentación del estator,  $R_s$  es la resistencia de estator,  $X_s$  es la reactancia del estator,  $I_s$  es la corriente de estator,  $R_0$  es la resistencia que representa las pérdidas del hierro (no siempre se representa),  $X_m$  es la reactancia magnetizante,  $I_m$  la corriente magnetizante,  $X'_r$  es la reactancia del rotor,  $R'_r$  es la resistencia del rotor,  $I'_r$  es la corriente de rotor y  $R's \left[ \frac{1-s}{s} \right]$  es la resistencia que representa la potencia mecánica entregada.

Con este modelo, se logra obtener una representación del motor de inducción que satisface las siguientes consideraciones que se cumplen en los motores industriales [34]:

- La tensión de alimentación en el estator es muy próxima a la FEM en el rotor.
- La corriente en el estator es mayor que la corriente de vacío.

Como se indicó anteriormente, el motor de inducción de CA trifásico se describe mediante un sistema de ecuaciones diferenciales de orden superior acopladas. Para un mejor entendimiento de los procesos electromagnéticos en estos motores y como punto de partida para el diseño de control, los circuitos equivalentes se basan en la representación de las magnitudes físicas como vectores espaciales complejos (conocidos como fasores) en un sistema de coordenadas fijo (que, como se verá más adelante, puede ser el eje de coordenadas del rotor, del estator, o en general, cualquier otro sistema de referencia) [35].

Las matemáticas subyacentes están fuertemente relacionadas con el cálculo complejo (variable compleja). Por tanto, es necesario que, antes de derivar las ecuaciones que definen la dinámica del motor de inducción trifásico, se aclare la simbología a utilizar en las mismas con el fin de evitar confusiones. Las magnitudes eléctricas se representan como vectores con componentes reales y complejas. Así, los índices más importantes que se utilizarán se muestran en la Tabla 2.1.

#### 2.1.4. Modelos de estado estacionario

A continuación, se muestran los modelos de estado estacionario más utilizados en el estudio y análisis del motor de inducción trifásico. Estos modelos se consideran en aplicaciones de con-

Tabla 2.1: Simbología utilizada en las magnitudes del motor de inducción.

Fuente: [35].

Superíndice:

f	Magnitudes de campo síncrono ( orientado al campo o flujo de rotor)
s	Magnitudes fijadas con respecto al estator (u orientadas al estator)
r	Magnitudes fijadas con respecto al rotor (u orientadas al rotor)

Subíndice:

Primera letra:	s	Magnitudes del estator
	r	Magnitudes del rotor
Segunda letra:	$\alpha, \beta$	Componentes del marco de referencia del estator, estacionario
	d,q	Componentes del marco de referencia del campo síncrono, rotatorio

trol de velocidad no variable y en las que el alto desempeño no juega un papel fundamental. Se muestran entonces tres modelos: T,  $\Gamma$  y  $\Gamma$  inverso, las ecuaciones que describen su comportamiento y las consideraciones más especiales. Para un análisis profundo de la derivación de cada modelo y de sus ecuaciones, invito al lector a consultar la literatura fuente de esta sección ([35]-[37]).

### Circuito equivalente T

El circuito equivalente T se muestra en la Figura 2.5. En este modelo, las ecuaciones de las tensiones del estator y del rotor se definen como:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= R_s \mathbf{i}_s + L_{s\sigma} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + L_m \frac{d\mathbf{i}_\mu}{dt}, \\ 0 &= R_r \mathbf{i}_r + L_{r\sigma} \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} + L_m \frac{d\mathbf{i}_\mu}{dt} - j\omega \psi_r, \end{aligned} \quad (2.9)$$

después de aplicar la transición al dominio de Laplace, las ecuaciones de las tensiones se transforman, para el estado estacionario:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= R_s \mathbf{i}_s + j\omega_s (L_{s\sigma} \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_\mu), \\ 0 &= \frac{R_r}{s} \mathbf{i}_r + j\omega_s (L_{r\sigma} \mathbf{i}_r + L_m \mathbf{i}_\mu), \end{aligned} \quad (2.10)$$

donde el deslizamiento se define como  $s = (\omega_s - \omega)/\omega_s$ . Así, los valores de  $R_s$ ,  $L_m$ ,  $L_{s\sigma}$ ,  $L_{r\sigma}$  y  $R_r$  representan los cinco parámetros del circuito equivalente T.

Este circuito se encuentra sobre determinado y no es posible identificar todos sus parámetros por medio de los valores de las magnitudes del estator [35], por tanto, la mayoría de las veces se asume  $L_{r\sigma} = L_{s\sigma} = L_\sigma$ . Sin embargo, en algunas aplicaciones es aconsejable reducir la cantidad de parámetros del circuito. Con este fin, se introdujeron los modelos  $\Gamma$  inverso y  $\Gamma$ , transformando la inductancia magnetizante ya sea en el lado del rotor o en el lado del estator.

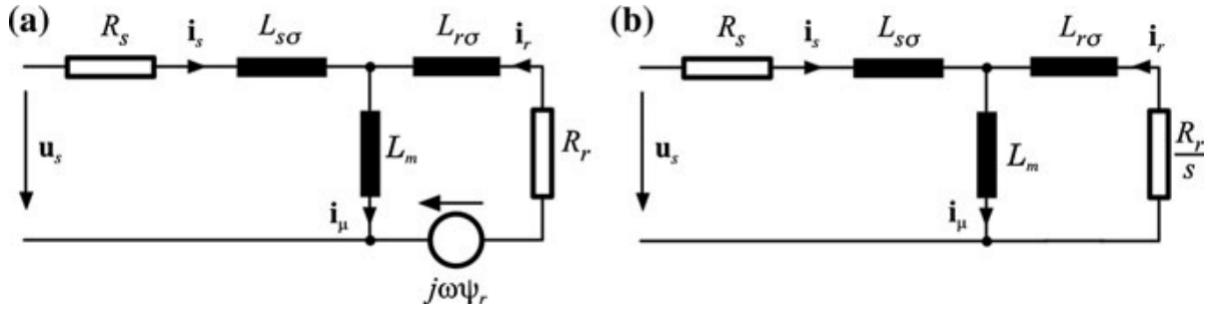


Figura 2.5: Circuito equivalente T del motor de inducción: a) transitorio, b) estado estacionario.

Fuente: [35].

### Círculo equivalente $\Gamma$ inverso

Para lograr reducir la cantidad de parámetros, se deriva un circuito equivalente modificado al redefinir la corriente magnetizante como:

$$\mathbf{i}_m = \frac{\psi_r}{L_m} = \mathbf{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \mathbf{i}_r, \quad (2.11)$$

y se elimina la corriente  $i_\mu$  de (2.9) introduciendo el factor de fuga:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad (2.12)$$

obteniendo así, las nuevas ecuaciones de las tensiones definidas del círculo  $\Gamma$  inverso:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= R_s \mathbf{i}_s + \sigma L_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + (1 - \sigma) L_s \frac{d\mathbf{i}_m}{dt}, \\ 0 &= \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \left( \frac{L_r}{L_m} \mathbf{i}_r \right) + (1 - \sigma) L_s \frac{d\mathbf{i}_m}{dt} - j\omega (1 - \sigma) L_s \mathbf{i}_m, \end{aligned} \quad (2.13)$$

este modelo es más apropiado para controles vectoriales con orientación de marco de referencia del rotor [35]. El circuito equivalente se muestra en la Figura 2.6.

### Círculo equivalente $\Gamma$

El circuito equivalente  $\Gamma$  acopla la inductancia magnetizante  $L_m$  del lado del rotor redefiniendo la corriente magnetizante:

$$\mathbf{i}_{ms} = \frac{\psi_s}{L_s} = \mathbf{i}_s + \frac{L_m}{L_s} \mathbf{i}_r, \quad (2.14)$$

así, las ecuaciones de las tensiones se vuelven:

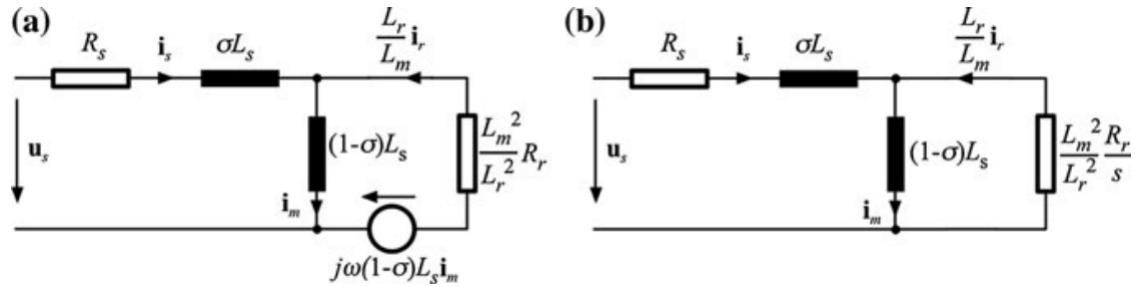


Figura 2.6: Circuito equivalente  $\Gamma^{-1}$  del motor de inducción: a) transitorio, b) estado estacionario.

Fuente: [35].

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= R_s \mathbf{i}_s + L_s \frac{d\mathbf{i}_{ms}}{dt}, \\ 0 &= \frac{L_s^2}{L_m^2} R_r \left( \frac{L_m}{L_s} \mathbf{i}_r \right) + \frac{\sigma L_s}{1 - \sigma} \left( \frac{L_m}{L_s} \frac{d\mathbf{i}_r}{dt} \right) + L_s \frac{d\mathbf{i}_{ms}}{dt} - j\omega \frac{L_s}{L_m} \psi_r, \end{aligned} \quad (2.15)$$

que definen al circuito equivalente  $\Gamma$ . La ecuación 2.12 sigue siendo válida para este modelo. Este circuito equivalente es más útil cuando se trata con controles vectoriales orientados al marco de referencia del estator [35]. En la Figura 2.7 se muestra este circuito equivalente.

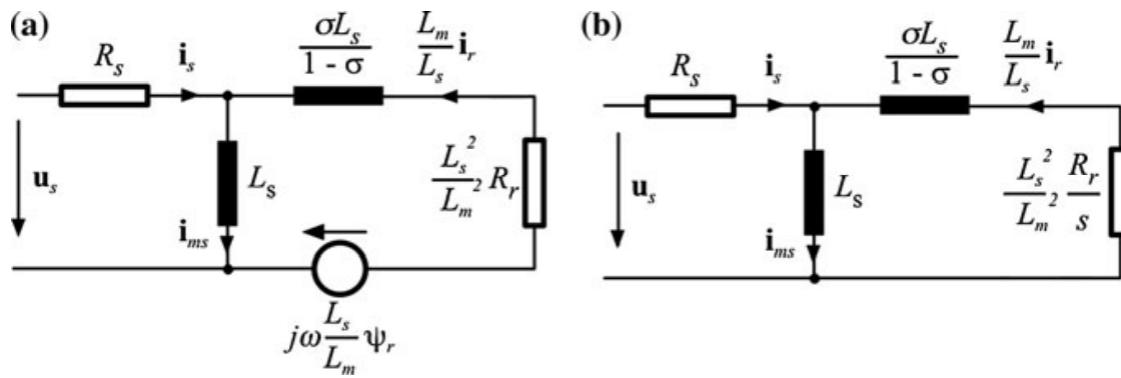


Figura 2.7: Circuito equivalente  $\Gamma$  del motor de inducción: a) transitorio, b) estado estacionario.

Fuente: [35].

## 2.1.5. Modelos dinámicos

Los modelos dinámicos se diferencian de los modelos de estado estacionario en que los primeros necesitan hacer uso de transformaciones (matemáticas) complejas con el fin de hacer la correcta orientación de un marco de referencia respecto al cual se consideran las variables internas del motor (tensiones, corrientes y flujos).

Cada uno de los siguientes modelos contiene un marco de referencia con respecto al cual se derivan las ecuaciones que definen su dinámica, estos modelos son: el modelo de fase variable (en el que se considera cada fase por separado), el modelo complejo (en el que se representan las magnitudes con respecto a un marco de referencia fijo) y el modelo d-q (en el que se representan las magnitudes con respecto a un marco de referencia rotatorio a velocidad fija  $\omega_s$ ). De nuevo, para una derivación exhaustiva de los modelos, consultar [36].

### Modelo de fase variable

Las ecuaciones de las tensiones por fase en el rotor y en el estator, se escriben con respecto a las mismas coordenadas de fase como:

$$-\frac{d\lambda_a}{dt} = i_\alpha R_s - v_\alpha, \quad (2.16)$$

en coordenadas de fase del estator, y

$$-\frac{d\lambda_{ar}}{dt} = i_{\alpha r} R_r - v_r, \quad (2.17)$$

en coordenadas de fase del rotor.

En forma matricial, las ecuaciones anteriores y las ecuaciones del par generado por fase, se escriben como:

$$[v] = [R][i] + [L] \frac{d}{dt}[i] + \frac{d}{d\theta_{ar}}[L] \left( \frac{d\theta_{ar}}{dt} \right) [i], \quad (2.18)$$

$$T_\alpha = \frac{1}{2} P[i] \frac{d}{d\theta_{ar}}[L][i], \quad (2.19)$$

donde  $[R]$  y  $[L]$  representan las matrices de los parámetros y  $P$  es el número de pares de polos. Adicionalmente, se necesitan la ecuación mecánica para definir por completo el modelo:

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = T_\alpha - T_L, \quad (2.20)$$

donde

$$\omega_r = \frac{d\theta_{ar}}{dt}.$$

Las tres ecuaciones anteriores representan un sistema no lineal de 8º orden con coeficientes variables. Sin embargo, este modelo es usado únicamente para casos especiales debido a su alto orden [36]. Para simplificar el modelo y eliminar las dependencias del tiempo de las variables, es necesario transformar las variables de fase de las magnitudes con respecto a un marco de referencia fijo. Esta transformación recibe el nombre de Transformación de Clarke en honor a E. Clarke, quien fue el primero en describir esta transformación para convertir las componentes en dominio temporal de un sistema de trifásico (abc) en uno de dos componentes de un marco estacionario ortogonal ( $\alpha\beta$ ) como se explica en la siguiente sección.

**Modelo Complejo (  $\alpha$  -  $\beta$  )**

Para derivar este modelo, se introduce la siguiente notación fasorial compleja[36]:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}; \quad \cos \frac{2\pi}{3} = Re[a]; \quad \cos \frac{4\pi}{3} = Re[a^2]; \quad \cos \left( \theta_{ar} + \frac{2\pi}{3} \right) = Re[ae^{j\theta_{ar}}]; \quad \cos \left( \theta_{ar} + \frac{4\pi}{3} \right) = Re[a^2e^{j\theta_{ar}}]$$

y se definen los siguientes parámetros del rotor con respecto al estator:

$$i'_r = \frac{L_{msr}}{L_{ms}} i_r \quad (2.21)$$

$$\lambda'_{ar} = \frac{L_{ms}}{L_{msr}} \lambda_{ar}, \quad (2.22)$$

$$R'_r = \left( \frac{L_{ms}}{L_{msr}} \right)^2 R_r, \quad (2.23)$$

$$L'_{r\sigma} = \left( \frac{L_{ms}}{L_{msr}} \right) L_{r\sigma}, \quad (2.24)$$

con esto, las ecuaciones de las tensiones de las fases se redefinen como:

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d \bar{\lambda}_s}{dt} = R_s \bar{i}_s + (L_{s\sigma} + M) \frac{d \bar{i}_s}{dt} + M \frac{d}{dt} (\bar{i}'_r e^{j\theta_{ar}}), \quad (2.25)$$

$$\bar{v}_r = R_r \bar{i}_r + \frac{d \bar{\lambda}_r}{dt} = R_r \bar{i}_r + (L'_{r\sigma} + M) \frac{d \bar{i}_r}{dt} + M \frac{d}{dt} (\bar{i}'_s e^{j\theta_{ar}}), \quad (2.26)$$

donde  $M = \frac{2}{3} L_{ms}$  y las magnitudes  $\bar{i}_s$ ,  $\bar{i}_r$ ,  $\bar{v}_s$ ,  $\bar{v}_r$ ,  $\bar{\lambda}_s$  y  $\bar{\lambda}_r$  representan cantidades complejas de las magnitudes. A estas cantidades complejas se les conoce como espacio fasorial.

Hasta aquí, las cantidades complejas definen las cantidades de estator con respecto al estator y las cantidades del rotor con respecto al mismo rotor. Sin embargo, para rotar el sistema de coordenadas por un ángulo arbitrario  $\theta_b$  con respecto al sistema coordenado del estator, de manera que:

$$\bar{\lambda}_s = \bar{\lambda}_{sb} e^{j\theta_b}, \quad (2.27)$$

$$\bar{i}_s = \bar{i}_{sb} e^{j\theta_b}, \quad (2.28)$$

$$\bar{v}_s = \bar{v}_{sb} e^{j\theta_b}, \quad (2.29)$$

con respecto al rotor, el nuevo plano de referencia gira un ángulo de  $(\theta_b - \theta_{ar})$  de tal forma que:

$$\bar{\lambda}'_r = \bar{\lambda}'_{rb} e^{j(\theta_b - \theta_{ar})}, \quad (2.30)$$

$$\bar{i}'_r = \bar{i}'_{rb} e^{j(\theta_b - \theta_{ar})}, \quad (2.31)$$

$$\bar{v}'_r = \bar{v}'_{rb} e^{j(\theta_b - \theta_{ar})}, \quad (2.32)$$

Y entonces las ecuaciones de las tensiones se convierten en:

$$\bar{v}_{sb} = R_s \bar{i}_{sb} + \frac{d\bar{\lambda}_{sb}}{dt} + j\omega_b \bar{\lambda}_{sb}, \quad (2.33)$$

$$\bar{v}'_{rb} = R'_r \bar{i}'_{rb} + \frac{d\bar{\lambda}'_{rb}}{dt} + j(\omega_b - \omega_r) \bar{\lambda}'_{rb}, \quad (2.34)$$

y el par electromagnético:

$$T = \frac{3}{2} \operatorname{Re}(j\bar{\lambda}_{sb} \bar{i}_{sb}^*) = \frac{3}{2} M \operatorname{Re}(j i_{sb}^* \bar{i}_{rb}) \quad (2.35)$$

### Modelo d-q

Las cantidades complejas se descomponen en un plano complejo con dos ejes ortogonales, que reciben el nombre de eje d y eje q. Por tanto:

$$\bar{v}_{sb} = v_d + j v_q, \quad (2.36)$$

$$\bar{i}_{sb} = i_d + j i_q, \quad (2.37)$$

$$\bar{\lambda}_{sb} = \lambda_d + j \lambda_q, \quad (2.38)$$

$$\quad (2.39)$$

donde, con esta descomposición, las ecuaciones de las tensiones se convierten en:

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_b \lambda_q, \quad (2.40)$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} - \omega_b \lambda_d, \quad (2.41)$$

$$v_{dr} = R'_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_b - \omega_r) \lambda_{qr}, \quad (2.42)$$

$$v_{qr} = R'_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} - (\omega_b - \omega_r) \lambda_{dr}, \quad (2.43)$$

$$T = \frac{3}{2} P (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) = \frac{3}{2} P M (i_{dr} i_q - i_{qr} i_d), \quad (2.44)$$

Las ecuaciones anteriores representan el modelo dq del motor de inducción trifásico. Este modelo se obtiene directamente de las ecuaciones del espacio fasorial y corresponde al modelo de la transformación de Park, con un marco de referencia rotando a alguna velocidad angular  $\omega_b$ . Para  $\omega_b=0$ , se tienen las coordenadas del estator y para  $\omega_b = \omega_s$  (la velocidad de sincronía) se tienen las coordenadas síncronas.

Este modelo, al involucrar cantidades reales, es útil para aplicaciones en simulaciones digitales en computadora y para el diseño de sistemas de control [38]. Recordemos que, el modelo complejo y el modelo dq son equivalentes. Las partes reales del modelo complejo en las coordenadas de estator (cuando  $\omega_b = 0$ ) representan las cantidades de cada fase del sistema trifásico. El

modelo dq puede ser visto como un motor bifásico con ejes (devanados) ortogonales, donde los ejes magnéticos de estos devanados rotan a la velocidad designada  $\omega_b$ , así las inductancias no varían con la posición del rotor [38]. Como se verá más adelante, este modelo se deriva de la transformación de Park, cuya representación matemática viene dada por:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_b)] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad (2.45)$$

donde

$$P[\theta_b] = \begin{bmatrix} \cos(-\theta_b) & \cos(-\theta_b + \frac{2\pi}{3}) & \cos(-\theta_b + \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(-\theta_b) & \sin(-\theta_b + \frac{2\pi}{3}) & \sin(-\theta_b + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad (2.46)$$

y la transformación inversa es:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} [P(\theta_b)]^T \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix}. \quad (2.47)$$

Como nota final, según [38], el modelo complejo es utilizado para obtener soluciones analíticas a velocidades constantes, mientras que el modelo dq es más apropiado para simulación y la aplicación de controladores digitales para velocidades variables.

## 2.1.6. Aplicaciones industriales

Los campos de aplicación del motor son muy diversos, desde pequeñas aplicaciones en dispositivos electrónicos como computadoras o impresoras, pasando por aplicaciones en domótica, en el sector transporte, en sistemas de apertura de puertas, ascensores, cintas transportadoras, autos eléctricos, bombas, etc.

En la segunda mitad del siglo XX se comienza el desarrollo de la electrónica y la microelectrónica, provocando el nacimiento de novedosas ideas y aplicaciones dentro de las cuales se dispone la posibilidad de generar corriente alterna de frecuencia y tensión variables. Este hecho implica la incorporación de la máquina de inducción en el campo del control de velocidad para aplicaciones industriales [39].

La gran popularidad de los motores de corriente alterna frente a los de corriente continua se debe a que los motores de corriente alterna tienen menos pérdidas. Sin embargo, tuvimos que esperar muchas décadas para que esto sucediera en la esfera industrial. El crecimiento de la electrónica catalizó a su vez la evolución y el desarrollo de las técnicas de control de corriente alterna. El control de velocidad de un motor de corriente continua es mucho más sencillo y se reduce a aumentar la tensión para aumentar la velocidad, mientras que, por otro lado, usando corriente alterna se debe controlar la frecuencia lo que es electrónicamente más complejo [39] y si además es trifásica, su complejidad aumenta exponencialmente.

### El motor de inducción monofásico: aplicaciones

Los motores de inducción monofásicos se utilizan en aplicaciones de baja potencia, donde el alcance trifásico no es necesario o posible. Estos motores se utilizan principalmente en aplicaciones domésticas o en industrias ligeras. Algunas de las aplicaciones se mencionan a continuación [40]:

- Bombas
- Compresores
- Ventiladores pequeños
- Herramientas
- Juguetes
- Aspiradoras
- Máquinas perforadoras
- Afeitadoras

Un ejemplo de aplicación de un motor de inducción monofásico se muestra en la Figura 2.8.



Figura 2.8: Motor de inducción monofásico en un taladro.

Fuente: [39].

### El motor de inducción trifásico: aplicaciones

Por otro lado, los motores de inducción trifásicos al no requerir de un circuito auxiliar de arranque, estos tienen varios usos en aplicaciones comerciales e industriales. Las características que hacen que los motores con rotor de jaula de ardilla sean ampliamente utilizados son principalmente un diseño simple y una construcción robusta.

Los motores de inducción trifásicos se utilizan ampliamente en aparatos y máquinas comerciales e industriales porque requieren poco o nulo mantenimiento y porque son comparativamente más baratos. Algunas aplicaciones del motor de inducción trifásico son [40]:

- Ascensores
- Grúas
- Extractores de gran potencia
- Máquinas torno
- Trituradoras
- Molinos
- Maquinaria textil

Un ejemplo de aplicación de un motor de inducción trifásico se muestra en la Figura 2.9.



Figura 2.9: Motor de inducción trifásico en una bomba centrífuga.

Fuente: [39].

Finalmente, los motores de jaula de ardilla tienen una alta eficiencia y tienden a ser más baratos que los motores de rotor bobinado. La clasificación NEMA ha definido clases de motores según la aplicación, que se resumen a continuación [41]:

- Motores de clase A: par de arranque normal, alta corriente de arranque, bajo deslizamiento, alta eficiencia. Las aplicaciones incluyen ventiladores, sopladores, bombas pequeñas, etc.
- Motores de clase B: par de arranque normal, corriente de arranque baja, deslizamiento bajo. Las aplicaciones incluyen arrancadores de tensión y aplicaciones de Clase A.

- Motores Clase C: alto par de arranque, baja corriente de arranque. Las aplicaciones incluyen compresores, transportadores, bombas reciproantes, trituradoras, etc.
- Motores de clase D: par de arranque más alto, corriente de arranque baja, alto deslizamiento de funcionamiento, baja eficiencia. Las aplicaciones incluyen excavadoras, estampadoras, cargas de alto impacto, etc.

### 2.1.7. Calidad de la energía

La calidad de la energía es definida como la ausencia de distorsiones en las señales eléctricas que utilizan (corrientes y tensiones) los equipos y dispositivos. Esto implica la ausencia de interrupciones, sobretensiones o cualquier otra deformación producida por armónicos en la red que pueda desfigurar de manera significativa las señales senoidales de alimentación.

Las principales razones por las que es necesario estudiar los conceptos relacionados con la calidad de la energía eléctrica se mencionan a continuación [42]:

1. Las cargas son muy sensibles a las variaciones de ciertos parámetros eléctricos.
2. Se ha incrementado la aplicación del concepto de «mayor eficiencia» en los sistemas eléctricos, lo cual ha causado un incremento en la aplicación de dispositivos de alta eficiencia.
3. Mayor atención a los problemas con la calidad de la energía del suministro eléctrico que pueden afectar las cargas como transitorios, depresiones y elevaciones de tensión, interrupciones, etc.

Así, es posible afirmar, sin pérdida de objetividad, que el principal factor que se encuentra detrás de los conceptos de la calidad de la energía eléctrica es la eficiencia energética.

En el ámbito industrial, la incorporación de la electrónica de potencia es una realidad debido a las ventajas que presentan a nivel de ahorro y eficiencia energética. Entre estos equipos se destacan aquellos que regulen o manipulen alguna magnitud eléctrica tales como variadores de frecuencia o arrancadores suaves además de los dispositivos basados en microcontroladores tales como las computadoras o los controladores lógicos programables. Sin embargo, el uso de estos equipos puede generar ciertos efectos en el sistema de alimentación eléctrica si no se tiene suficiente atención en su desempeño. No obstante, es importante distinguir entre la calidad de suministro eléctrico y calidad de onda [43]. Por un lado, calidad de suministro hace referencia a cómo la compañía suministradora entrega las señales eléctricas, mientras que calidad de onda se refiere a cómo el usuario emplea la corriente eléctrica. Esta distinción se puede apreciar de mejor forma en la Figura 2.10.

En una planta industrial, los motores eléctricos pueden llegar a representar hasta el 70 % de la energía total consumida [44]. El uso eficiente de la electricidad no solo es deseable, sino que en muchas circunstancias es imperativa, y puede llegar a significar la diferencia entre la rentabilidad y las pérdidas económicas mayores. Puesto que los motores consumen la mayor parte de la energía en la industria, se han convertido en el foco principal del ahorro y la eficiencia energética.

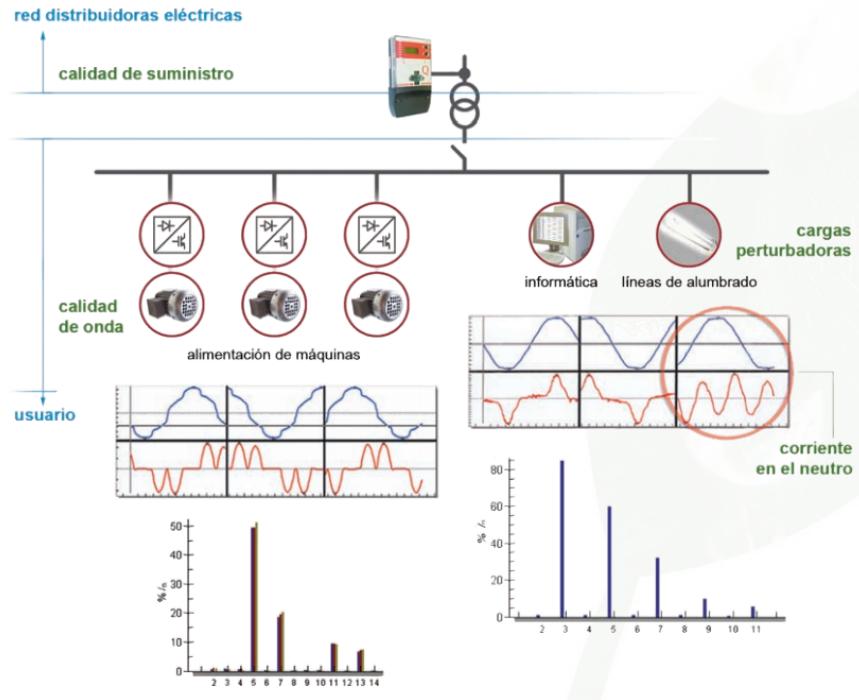


Figura 2.10: Diferencia entre calidad de suministro y calidad de onda.

Fuente: [43].

Aunque los métodos tradicionales para medir el rendimiento y la eficiencia de los motores eléctricos están bien establecidos, en muchas ocasiones suelen ser imprácticos. Esto se debe en gran parte al costo del tiempo de inactividad asociado a la desconexión de los motores, y en ocasiones de los sistemas por completo, para realizar las pruebas [44]. Las consecuencias de una mala calidad energética, como un factor de potencia bajo o la presencia de armónicos, no solo quedan provocar un desbalanceo de las fases, sino que la energía «sucia» puede paralizar equipos cruciales y producir tiempo de inactividad crítico [45].

Identificar los síntomas más habituales de una mala calidad energética y cómo mejorarla es un aspecto crítico de toda planta industrial, ya que, si no se mejora este factor, cualquier otro intento de mejorar los ahorros energéticos fracasará. Pero, ¿qué herramientas se pueden emplear para eliminar la mala calidad energética? Según Fluke en [46], primero se necesita disponer de un buen juego de planos actualizados. Luego, usar un analizador para la medición y el registro los parámetros asociados con la calidad de la energía. Otros dispositivos como registradores, termógrafos, pirómetros y multímetros digitales pueden ser útiles también para resolver el problema, la clave está en la identificación de los síntomas. En la Figura 2.11 se muestra un ejemplo de análisis de la calidad energética en un motor, mientras que en la Figura 2.12 se muestra un analizador de calidad de la energía de la marca Fluke.

Los principales problemas que afectan con mayor frecuencia a las empresas industriales son: fluctuaciones, transitorios de tensión, interrupciones eléctricas y desequilibrios. Sin embargo, se definen de forma más general a continuación [47]:

1. Caídas: una caída es una reducción de la magnitud de la tensión de entre el 10% y el



Figura 2.11: Ejemplo de análisis de la calidad energética.

Fuente: [44].



Figura 2.12: Analizador de la calidad energética marca Fluke.

Fuente: [45].

90 % de la tensión RMS durante más de 8 milisegundos (medio ciclo a 60 Hz) y menos de un 1 minuto (según la IEEE). Los equipos industriales como los PLC, VFD o incluso los manipuladores son sensibles a las caídas de tensión.

2. Armónicos: los armónicos son ondas con múltiplos de la frecuencia fundamental. Cuan-

do los armónicos se suman con la frecuencia fundamental, distorsionan la onda senoidal de entrada.

3. Transitorios: los transitorios son pequeños momentos donde la tensión sube por encima de la onda senoidal común. Sus magnitudes llegan a ser de entre cinco y diez veces la tensión del sistema nominal. Una sobretensión es un transitorio con una gran cantidad de energía, que normalmente se asocia con los rayos.
4. Desequilibrios: el desequilibrio de la tensión es la diferencia de tensión entre las fases de un sistema trifásico. Este efecto deteriora el rendimiento y reduce la vida de los motores.

Todos los problemas que pueden afectar la calidad energética pueden ser monitoreados, analizados, registrados con el fin de encontrar la causa y determinar la gravedad del problema en el suministro eléctrico [47].

Finalmente, para mitigar este tipo de problemas energéticos (Ejemplo en la Figura 2.13), la empresa líder del sector Fluke recomienda en [48] seguir los pasos siguientes:

1. Identifique cualquier equipo no lineal sospechoso (los VFD son los habituales).
2. Configure un analizador o registrador de la calidad de la electricidad para registrar los datos.
3. Asegúrese siempre de mantener las precauciones de seguridad eléctrica al conectar y desconectar este tipo de equipos.
4. Registre datos durante mínimo un ciclo de la planta para asegurarse de que sus datos capturarán los acontecimientos de los armónicos más graves.
5. Descargue los datos en un PC para proceder a su análisis con el software del analizador.
6. Si es posible, intente relacionar cualquier problema de la planta.
7. Finalmente, trabaje con el fabricante del VFD que tenga el problema para optar por la mejor solución y mitigar los armónicos.

## 2.2. Instrumentación y equipos de control

La instrumentación es una parte fundamental en el diseño de cualquier sistema de control y proceso industrial, pues representan la parte tangible y los eslabones de los procesos industriales. Tener el conocimiento de los tipos de instrumentos, sus ventajas, desventajas y limitantes, permite al ingeniero desarrollar la capacidad de discernir cuándo utilizar un instrumento o equipo determinado (con cierta tecnología) y en qué casos utilizar otro.

Los motores de corriente alterna son una planta más que debe ser instrumentada para llevar a cabo correctamente su funcionamiento y control. Dentro de los tipos de instrumentos utilizados en el control de motores se encuentran los sensores, los variadores de frecuencia y los controladores lógicos programables (los dispositivos de adquisición de datos).



Figura 2.13: Ejemplo de análisis de la calidad de la energía usando un analizador de la marca Fluke.

Fuente: [46].

### 2.2.1. Sensores

Los sensores son la base de todo sistema de control. Tienen la función de detectar la magnitud física a medir y, cuando se acoplan con un transmisor, de transmitir esta medida en una señal utilizable por el controlador en tiempo real. Dentro de los sistemas de control se encuentran disponibles una amplia gama de sensores de muchas tecnologías diferentes que incluyen un gran abanico de configuraciones físicas. Van desde un simple sensor de final de carrera, que proporciona un único bit de información al sistema de control, hasta sensores que emiten varios kB de información.

Una primera clasificación de los sensores se basa en si éstos tienen o no contacto directo con la magnitud que miden. Pueden clasificarse también como internos o externos y pasivos o activos. Cada año se agregan varios tipos de sensores a los catálogos de los fabricantes, y para mantenerse al día con estos cambios, será necesario utilizar internet para localizar y leer la información más reciente de estos nuevos dispositivos [49].

Idealmente, cada sensor debería contar con un acondicionamiento de señal en el punto de medición. Esta señal se transmitirá después desde el acondicionador a la sala de control donde estará el sistema de adquisición de datos o el sistema de control [50]. El único ruido que podría inducirse es durante la trayectoria entre el sensor y el acondicionador de señal, ya que a partir del acondicionador la señal ya es de alto nivel de tensión o corriente y, por lo tanto, altamente inmune a los ruidos electromagnéticos.

En el control de motores, las magnitudes que son necesarias medir siempre son las tensiones, corrientes del estator y la velocidad de rotación del eje del motor. Otras magnitudes que se miden con menor frecuencia son los sensores de flujo magnético y de potencia reactiva (aunque los analizadores de calidad de la energía ya realizan este trabajo).

## Encoders

El encoder es el sensor de velocidad por excelencia en el sector industrial. Estos codificadores ópticos están diseñados para convertir la velocidad de rotación del eje en una salida eléctrica en formato decimal codificado en binario (BCD, por sus siglas en inglés). El encoder posee un diseño óptico, lo que le permite ser un sensor que no necesite contacto con el eje del rotor. Además, la larga vida útil y la confiabilidad son el resultado del uso de componentes electrónicos en su composición. Su construcción se basa en un diodo LED como fuente de luz y un disco de código metalizado para codificar las señales ópticas. La información generada por el encoder se utiliza para presentarla como una velocidad en rpm, además se puede utilizar para controlar la velocidad de rotación ajustando la salida del controlador del motor [49].

Muchas veces y conforme las aplicaciones industriales aumentan su complejidad, el uso de encoders no es deseable, debido al alto costo asociado a motores con alta potencia y debido a que aumentan la dificultad del diseño del sistema de control. Sin embargo, no dejan de ser la opción estelar en la medición de velocidades de rotación en motores eléctricos. En la Figura 2.14 se muestra una colección de encoders.



Figura 2.14: Ejemplo de encoder.

Fuente: [47].

## Sensores de corriente

En la electricidad, la corriente (definida como el flujo de electrones) se mide en una unidad básica definida como amperio (ampere). Esta se mide generalmente con un imán permanente y un electroimán dispuesto para indicar la cantidad de amperios. Este dispositivo es necesario ya que no podemos ver un electrón, incluso con los microscopios más potentes [49]. Por tanto, se utiliza un campo magnético para medir el efecto de los electrones.

En la industria, existen dos formas de medir la corriente eléctrica. Se utilizan sensores de efecto Hall o pinzas de medición amperométricas. En realidad, ambos sensores utilizan el mismo principio de medición de la corriente mediante un campo magnético. En la Figura 2.15 se muestra un sensor industrial de corriente monofásico y en la Figura 2.16 una pinza amperométrica industrial.



Figura 2.15: Sensor de corriente monofásico industrial.

Fuente: [47].



Figura 2.16: Pinza amperométrica marca Fluke.

Fuente: [48].

Los medidores de pinza se insertan sobre un cable que lleva corriente alterna y el campo magnético alrededor del cable induce una pequeña corriente en los medidores. La escala del sensor está calibrada para medir amperios, además es posible leer la tensión de CA o la corriente sin quitar el aislamiento del cable [49]. Estos medidores son muy útiles cuando se trabaja con motores de CA.

### Sensores de tensión

El sensor de medición de tensión eléctrica se denomina voltímetro o voltmetro. El voltímetro no es más que un amperímetro con una resistencia agregada en el circuito del medidor [49]. Esta resistencia del voltímetro hace posible la conexión en paralelo de varias resistencias, llamadas multiplicadores, que se utilizan para conmutar a un circuito de medición con el fin de aumentar el rango de medición. Al igual que con la corriente eléctrica, es posible medir la tensión usando sensores de pinza. En la Figura 2.17 se muestra un medidor de tensión industrial de efecto Hall. Por otro lado, la tensión es muchas veces medida (o monitoreada) con un dispositivo conocido como multímetro, el cual es capaz de medir tanto tensión eléctrica, corriente eléctrica y resistencia eléctrica en el mismo dispositivo.



Figura 2.17: Sensor de tensión industrial.

Fuente: [48].

### Otros sensores e instrumentos de medición

Existen también otro tipo de sensores que sirven de apoyo para el mantenimiento, la detección de averías o la verificación del funcionamiento de los sistemas de control o las plantas (como los motores). Los principales se mencionan a continuación:

- Óhmetro: la unidad básica para medir la resistencia es el Ohm ( $\Omega$ ). Un óhmetro es un dispositivo para medir la resistencia en ohmios de un circuito. En esencia, es un amperímetro modificado para medir la resistencia.
- Wattmetro: mide la potencia eléctrica, que se calcula multiplicando la tensión por la corriente. Un wattmetro tiene dos bobinas electromagnéticas (una bobina con muchas vueltas de alambre tensión y una bobina con pocas vueltas de alambre para corriente). Las dos bobinas estacionarias se conectan en serie con una bobina móvil. La fuerza de los campos magnéticos determina cuánto se desvía la bobina móvil. La desviación de la aguja se lee en una escala calibrada en watts.
- Megohmetro: se utiliza para medir las resistencias de aislamiento de motores, compresores o conductores. También puede leer la continuidad y medir resistencias bajas de los devanados del motor.
- Multímetro digital: el multímetro digital es completamente electrónico. Utiliza circuitos impresos y chips de circuitos integrados para medir y calcular tensiones, resistencias y corrientes eléctricas

### 2.2.2. Variadores de frecuencia

El sector industrial busca constantemente controladores que aumenten la productividad y reduzcan los costos energéticos. Este esfuerzo se ha reducido en la medida en que la electrónica se ha hecho cargo y ha producido resultados deseados.

A diferencia del motor de CD, la velocidad de un motor de CA no se controla variando la tensión suministrada. Si bien es cierto que reducir la tensión de alimentación reducirá la velocidad del eje, también reducirá el par generado, de modo que cualquier cambio en la demanda de par

impuesta por la carga mecánica hará que el motor funcione a velocidades caóticas [51].

El gran desarrollo de la electrónica de potencia nos ha permitido crear dispositivos capaces de alimentar un motor suministrando la electricidad trifásica con frecuencia y tensiones variables. Estos dispositivos reciben el nombre de variadores de frecuencia (VFDs) [52].

Los variadores de frecuencia se denominan también inversores. Están diseñados para operar motores de inducción estándar, lo que permite que se agreguen fácilmente a un sistema existente. Los inversores a menudo se venden por separado porque es posible que el motor ya esté operando en la planta industrial.

El circuito interno de un VFD consta de tres secciones principales [52], el convertidor, el circuito intermedio y el inversor, como se muestra en la Figura 2.18.

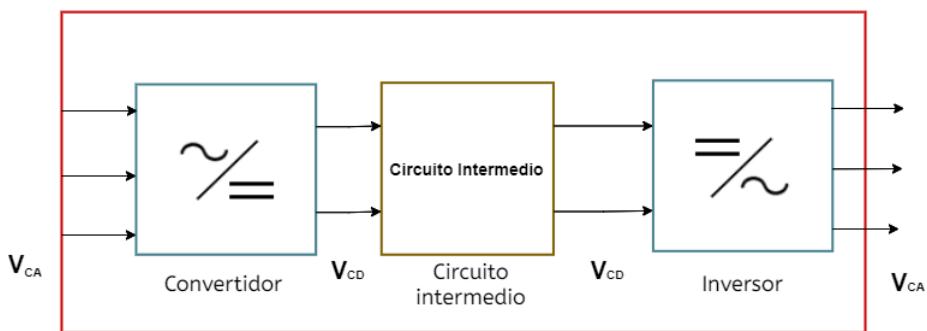


Figura 2.18: Etapas en el funcionamiento de un VFD.

Fuente: [48].

1. **Convertidor:** el convertidor es un rectificador que convierte la tensión de línea de CA en una tensión de CD pulsante a través de un puente de diodos. Si el variador funciona con un motor de baja potencia, se puede utilizar un circuito de puente monofásico para la rectificación. Por otro lado, se emplea un rectificador trifásico si se usa un motor de alta potencia.
2. **Circuito intermedio:** este circuito que generalmente consta de elementos RLC en forma de filtros, transforma la señal de CD pulsante del convertidor en una forma de onda de CD suave.
3. **Inversor:** la función del inversor es «invertir» la tensión de CD a la tensión de CA a la frecuencia deseada. Este consta de seis dispositivos de commutación electrónicos que se utilizan para desarrollar una señal de CA trifásica aproximada para el motor. Los transistores se encienden y apagan en la secuencia adecuada para crear tres conjuntos de formas de onda.

Actualmente se emplean industrialmente tres tipos principales de diseños de inversores: inversores de fuente de corriente (CSI), inversores de tensión variable (VVI) e inversores de modulación por ancho de pulso (PWM) [49].

### Inversor de corriente (CSI)

El inversor CSI controla corriente (en lugar de tensión) a la salida hacia el motor. La velocidad de rotación del motor se mide por medio de un sensor y se compara con la velocidad de referencia, generando un error que define la cantidad de corriente suministrada al motor. Los dispositivos de conmutación, generalmente de tipo SCR, conmutan a la frecuencia deseada para generar la corriente hacia el motor. Este tipo de inversor se utiliza generalmente en máquinas de inducción. Este inversor utiliza un rectificador controlado por fase para el control de la corriente, produciendo un factor de potencia bajo a bajas velocidades [49].

### Inversor de tensión variable (VVI)

Este inversor varía la tensión y la frecuencia del motor para producir la velocidad deseada. La diferencia entre este inversor y el inversor PWM es el esquema utilizado para controlar la tensión. Los inversores VVI controlan la tensión en una sección diferente de la sección de salida utilizada para generar la frecuencia. El control de tensión se realiza mediante un circuito rectificador en puente en la entrada del inversor, mientras que el control de frecuencia se logra mediante un circuito puente de salida que cambia la tensión variable a la frecuencia deseada [49]. Este inversor puede alcanzar eficiencias de hasta el 90 % a máxima velocidad y carga completa

### Inversor de modulación por ancho de pulso (PWM)

Este inversor lleva a cabo el control de la frecuencia y la tensión en la sección de salida del VFD. La tensión de salida tiene siempre una amplitud constante y mediante la modulación del ancho de pulso, se controla la tensión eficaz o RMS, tal cual se muestra en la Figura 2.19. Algunas de las características de este tipo de inversores son su uso en motores de inducción y una eficiencia de hasta el 90 % [49] a máxima velocidad y carga completa. Algunas de las características menos deseables de este tipo de inversor son su alto costo inicial y el hecho de que se debe convertir la potencia total entregada al motor.

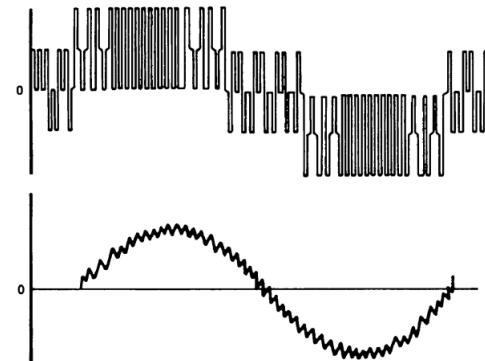


Figura 2.19: Modulación por ancho de pulso, PWM.

Fuente: [49].

### 2.2.3. Controladores lógicos programables

La evolución de la electrónica y la computación permitió la incorporación de computadoras a los procesos de control y automatización en la industria, lo que posteriormente evolucionaría hacia la incorporación de los ahora llamados controladores lógicos programables (PLC por sus siglas en inglés).

Un PLC es un dispositivo electrónico que puede ser programado y que está especialmente diseñado para trabajar con procesos en entornos industriales, disponiendo de la capacidad de gestionar y controlar automatismos eléctricos mediante programación. En la Figura 2.20 se muestra la familia de PLC que la marca Siemens ofrece en el mercado. Algunas de las ventajas y desventajas de los PLC se listan a continuación [39]:



Figura 2.20: Ejemplo de PLCs de la marca Siemens.

Fuente: [50].

#### Ventajas:

- Reducen notablemente el cableado de un sistema de automatización.
- Mejoran el tiempo de desarrollo de proyectos y su complejidad.
- Mantenimiento más sencillo y económico
- Alta escalabilidad
- Mejores tiempos de respuesta
- Posibilitan comunicación con otros controladores

#### Desventajas:

- Requiere conocimientos de programación para su uso
- Costo inicial elevado

## Estructura

La estructura interna de un PLC suele dividirse en seis partes principales (Figura 2.21) [39]:

1. **Fuente de alimentación.** Proporciona la energía necesaria para el funcionamiento del PLC.
2. **CPU.** Unidad Central de Procesamiento, es la sección encargada de procesar la información que recibe externamente el PLC en función de la programación definida.
3. **Interfaz de entradas.** Es la sección del PLC que contiene la conexión de las señales de entradas (sensores, pulsadores, interruptores, etc.)
4. **Interfaz de salidas.** Es la sección del PLC que contiene la conexión de las señales de salida (respuestas de la CPU) y que son la señal para dispositivos actuadores tales como motores, contactores, etc.
5. **Terminal de programación.** Es el elemento que permite la comunicación con una computadora con el fin de programar su rutina de acciones.
6. **Periféricos y elementos auxiliares.** Son los accesorios o elementos adicionales al PLC como memorias externas, módulos de comunicaciones o de expansión, HMIs, etc.

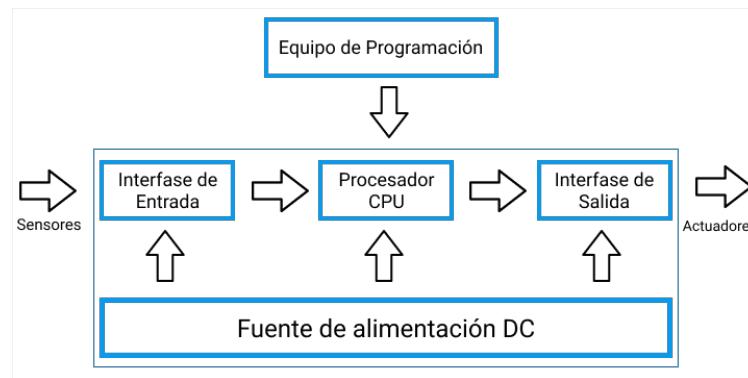


Figura 2.21: Estructura interna de un PLC.

Fuente: [50].

## Lenguajes de programación

La amplia variedad de arquitecturas y lenguajes que empezaron a surgir debido al auge de los PLC, obligó a que, en los setenta, la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC, por sus siglas en inglés), creara la norma IEC-1131, con el fin de estandarizar el mercado de PLCs. Esta norma está dividida en cinco partes, siendo la 3era la que hace referencia a los lenguajes de programación internacionalmente aceptados para programar los PLC, los cuales se dividen en lenguajes basados en texto y lenguajes gráficos tal como se muestra a continuación [39]:

1. Lenguajes basados en texto: Son aquellos en donde se programa utilizando texto y literales, como en los lenguajes de programación Fortran, C o Pascal. Dentro de esta clasificación se encuentran:
  - Lenguaje de lista de instrucciones
  - Lenguaje de texto estructurado
2. Lenguajes gráficos: Son aquellos en los que la programación se representa por medio de figuras o esquemas. Dentro de esta clasificación se encuentran:
  - Lenguaje de contactos «ladder»
  - Lenguaje de diagrama de funciones
  - Lenguaje de funciones secuenciales

## 2.3. Estrategias de control para el motor eléctrico de inducción

### 2.3.1. Teoría del marco de referencia u orientación de campo

El concepto de orientación de campo, propuesto por Hasse en 1969 y Blaschke en 1972, constituye, posiblemente, el paradigma más importante en la teoría del control de motores de inducción. En esencia, el objetivo de la orientación de campo es hacer que el motor de inducción emule la máquina de CD como una fuente de par ajustable. Esto se logra por medio de cambios de variables que permiten cambiar la forma de las ecuaciones que describen la dinámica del motor, primero de un marco trifásico ( $a, b, c$ ) a un marco de referencia complejo estático ( $dq_0$  o  $\alpha, \beta$ ). Esta transformación es conocida como la transformación de Clarke. Despues está la transformación del marco de referencia estático a uno que rota a velocidad angular  $\omega$  ( $dq$ ), conocida como la transformación de Park. Ambas transformaciones pueden definirse por medio de una matriz de transformación como se explica a continuación.

Un cambio de variables que representa una transformación de las variables trifásicas de los elementos del circuito a un marco de referencia estacionario ortogonal puede expresarse como [53]:

$$\mathbf{f}_{dq0s} = \mathbf{K}_s \mathbf{f}_{abcs}, \quad (2.48)$$

donde

$$(\mathbf{f}_{dq0s})^T = [f_{qs} \quad f_{ds} \quad f_{0s}],$$

$$(\mathbf{f}_{abcs})^T = [f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}],$$

$$\mathbf{K} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix},$$

donde la posición y la velocidad angular del marco de referencia arbitrario se relacionan mediante:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (2.49)$$

Y la transformación inversa está definida por la matriz [53]:

$$(\mathbf{K})^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

En las ecuaciones anteriores, el vector  $\mathbf{f}$  puede representar tensiones, corrientes, flujos o cargas eléctricas. El superíndice T denota la transpuesta de una matriz, mientras que el subíndice s indica las variables, los parámetros y la transformación en asociación con el circuito de estator. La velocidad angular asociada con la transformación no está especificada, así, el marco de referencia puede rotar a cualquier velocidad angular constante o variable, o puede permanecer estacionario, es decir, que puede seleccionarse arbitrariamente para acelerar la solución de las ecuaciones del sistema o para satisfacer las restricciones del mismo.

El cambio de variables se puede aplicar a variables de cualquier forma de onda y secuencia en el tiempo; sin embargo, encontraremos que, para un sistema eléctrico trifásico, la transformación es particularmente apropiada para una secuencia abc [53].

Es importante conocer los marcos de referencia comúnmente utilizados en el análisis de máquinas eléctricas y componentes de sistemas de potencia; a saber, los sistemas de referencia estacionario, rotatorio al rotor y síncrono. El marco de referencia síncrono es el marco de referencia que gira a la velocidad angular eléctrica correspondiente a la frecuencia fundamental de las variables asociadas con los circuitos estacionarios [53]. En el caso de las máquinas de corriente alterna, esta frecuencia es la velocidad angular del campo magnético rotatorio del entrehierro establecida por las corrientes del estator. En la Tabla 2.2 se muestran las orientaciones del marco de referencia más comúnmente utilizadas.

### 2.3.2. Control escalar

El control escalar es una técnica de control sencilla que se utiliza para controlar la velocidad los motores eléctricos basándose únicamente en la magnitud y frecuencia de las tensiones aplicadas. El control se desarrolla con base en un modelo equivalente en estado estacionario por fase

Tabla 2.2: Marcos de referencia de orientación de uso común.

Fuente: [53].

Velocidad del marco de referencia	Interpretación	Notación	
		Variables	Transformación
$\omega$ (genérica)	Variables referidas a un marco de referencia arbitrario	$\mathbf{f}_{qd0s}^o$ $f_{qs}, f_{ds}, f_{0s}$	$\mathbf{K}_s$
0	Variables referidas a un marco de referencia estacionario	$\mathbf{f}_s^{qd0s}^o$ $f_{qs}^s, f_{ds}^s, f_{0s}^s$	$\mathbf{K}_s^s$
$\omega_r$	Variables referidas a un marco de referencia fijo en el rotor	$\mathbf{f}_r^{qd0s}^o$ $f_{qs}^r, f_{ds}^r, f_{0s}^r$	$\mathbf{K}_s^r$
$\omega_e$	Variables referidas a un marco de referencia rotando a velocidad síncrona	$\mathbf{f}_e^{qd0s}^o$ $f_{qs}^e, f_{ds}^e, f_{0s}^e$	$\mathbf{K}_s^e$

del motor, con el objetivo de mantener constante la corriente de magnetización  $I_m$  variando la magnitud de la tensión aplicada proporcionalmente a la frecuencia aplicada. La magnitud y frecuencia necesarias para mantener esta corriente de magnetización constante se sintetizan luego usando un inversor de tensión.

El control escalar es posiblemente la técnica de control de motores más simple y menos costosa. Es una estrategia de control de velocidad que se basa en dos observaciones [54]. La primera es que la pendiente de la curva par-velocidad de una máquina de inducción es normalmente bastante pronunciada cerca de la velocidad síncrona, por lo que la velocidad del rotor estará cerca de la frecuencia fundamental. Por tanto, controlando la frecuencia, se puede controlar la velocidad. La segunda observación se basa en la ecuación de tensión de fase, que puede expresarse como:

$$v_{as} = r_s i_{as} + p\lambda_{as}.$$

Para condiciones de estado estacionario de velocidades medias a altas en las que el término de enlace de flujo domina el término resistivo en la ecuación anterior, la magnitud de la tensión aplicada está relacionada con la magnitud del enlace de flujo del estator por:

$$V_s = \omega_e \Lambda_s,$$

lo que significa que para mantener un enlace de flujo constante (y evitar la saturación), la magnitud de la tensión del estator debe ser proporcional a la frecuencia [54]. En la Figura 2.22 se muestra un esquema simple del control escalar V/f [55].

Un valor fijo de la velocidad de deslizamiento  $\omega_{sl}$ , de, por ejemplo, 50 % del par es sumada con la velocidad de referencia  $\omega_M^*$  del motor, resultando así en la frecuencia de referencia síncrona  $\omega_{syn}^*$ . Esta frecuencia es multiplicada después por el número de par de polos  $p_p$  del motor de inducción para obtener la frecuencia de referencia  $\omega^*$  del inversor, la cual también es usada como entrada al controlador de tensión, el cual genera la señal de referencia  $V^*$  de la tensión a

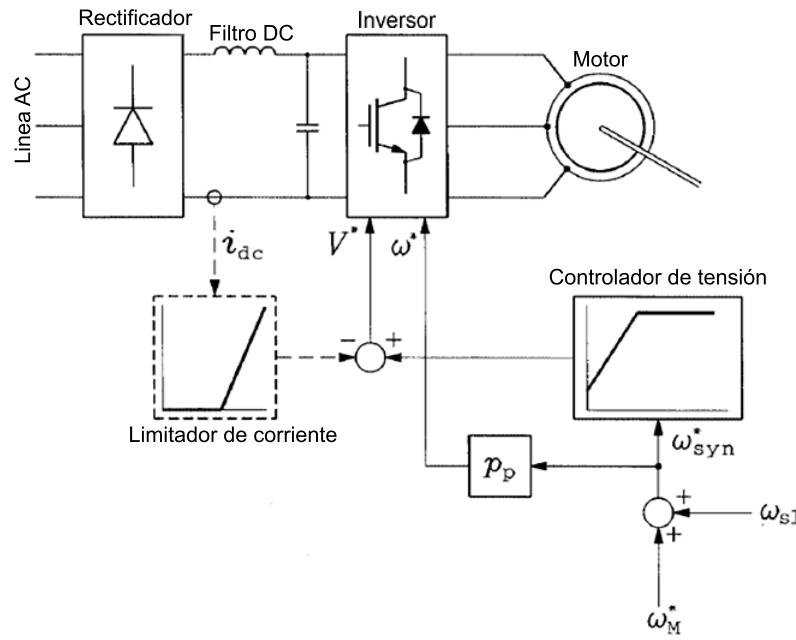


Figura 2.22: Diagrama de control escalar V/f.

Fuente: [55].

la salida del inversor.

Claramente, un alto desempeño en el control de la velocidad es imposible [55], porque el valor actual del deslizamiento varía con la carga del motor. Sin embargo, en muchas aplicaciones prácticas como en bombas, ventiladores, o mezcladores, un alto desempeño en el control es innecesario y, por tanto, aplicable el control escalar.

Debe notarse que esta arquitectura de control está definida para lazo abierto. Sin embargo, es posible derivar una arquitectura de lazo cerrado midiendo la velocidad del rotor (o estimándola). Un ejemplo del control escalar V/f en lazo cerrado se muestra en la Figura 2.23.

La velocidad del rotor  $\omega_M$  es comparada con la velocidad de referencia  $\omega_M^*$ , y la señal de error  $\Delta\omega_M$  es aplicada al controlador de deslizamiento que generalmente consta de un controlador tipo PI, el cual genera entonces la velocidad de deslizamiento de referencia  $\omega_{sl}^*$ . Esta velocidad de deslizamiento debe ser limitada por cuestiones de la estabilidad del sistema y para evitar sobrecorrientes haciendo uso de un elemento de saturación. Cuando se suman los valores de  $\omega_{sl}^*$  con  $\omega_M$ , se obtiene la velocidad síncrona  $\omega_{syn}$ , la cual es finalmente utilizada para generar los valores de referencia  $\omega^*$  y  $V^*$  del inversor para ser aplicados en las terminales del estator del motor.

### 2.3.3. Control vectorial

El control vectorial utiliza el principio de orientación de campo como base para su arquitectura, su nombre se debe a que orienta las variables de fase representadas por un fasor complejo

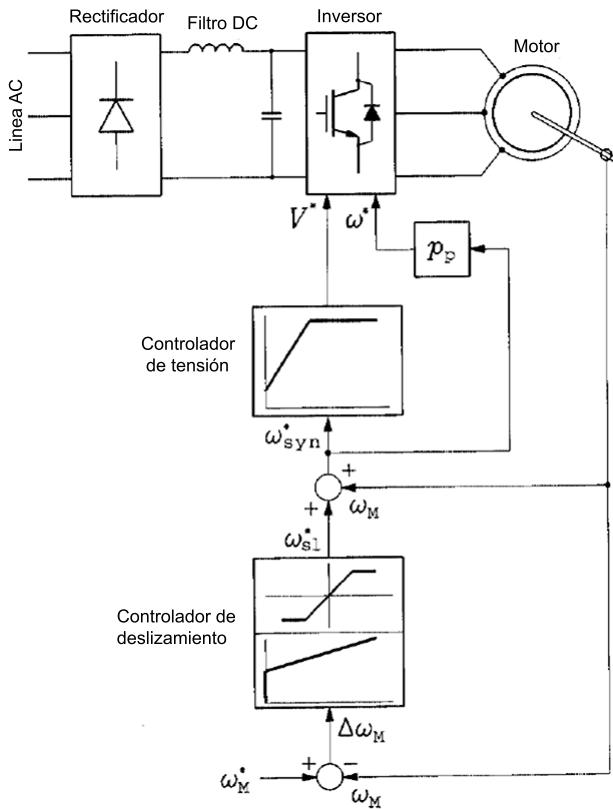


Figura 2.23: Diagrama de control vectorial V/f en lazo cerrado.

Fuente: [55].

con el flujo de enlace del rotor (o del estator o del entrehierro. Como se ha mencionado antes, el control vectorial vuelve a las máquinas de CA equivalentes a un motor de CD en cuanto a su control se refiere, pues desacoplan el control del flujo y del torque, produciendo así un alto desempeño dinámico. Este descubrimiento hecho por Hasse y Blaschke en los 70s, ocasionó que los motores de CA se posicionaran por encima de los motores de CD para aplicaciones en las que el alto desempeño es imperativo.

Los principios del control vectorial por orientación de campo dependen de la selección de un vector de flujo, que puede ser el flujo del rotor ( $\lambda_r$ ), el flujo del estator ( $\lambda_s$ ) o el flujo del entrehierro ( $\lambda_m$ ). Y pueden ser resumidos como sigue [55]:

1. Dados los valores de referencia  $T_m^*$  y  $\lambda_f^*$  del par y el flujo seleccionado, se encuentran las correspondientes componentes  $i_{\alpha S}^*$  y  $i_{\beta S}^*$  del vector corriente de estator en el marco de referencia estático  $\alpha\beta$ .
2. Se determina la posición angular  $\Theta_f$  del vector de flujo en cuestión para ser usado en la transformación  $\alpha\beta - dq$  (de  $i_{\alpha S}^*$  a  $i_{dS}^*$  y de  $i_{\beta S}^*$  a  $i_{qS}^*$ )
3. Dadas las componentes  $i_{dS}^*$  y  $i_{qS}^*$  en el marco de referencia estático, se usa la transformación  $dq \rightarrow abc$  para obtener los valores de referencia de las corrientes de estator  $i_a^*$ ,  $i_b^*$  y  $i_c^*$  para un inversor de corriente tipo CSI.

La forma en que se obtiene la posición del flujo determina el tipo de control vectorial como control vectorial directo o control vectorial indirecto [3]. En el control vectorial indirecto, la posición del flujo se obtiene sumando la posición del deslizamiento a la posición medida del rotor, mientras que en el control vectorial directo se calcula (o también puede medirse) en función de las variables de estator y la velocidad del rotor.

Es importante mencionar que la orientación del marco de referencia también afecta la decisión de qué tipo de control vectorial emplear. Por ejemplo, el desacoplamiento del circuito de corriente sólo se simplifica para una orientación del flujo del rotor, mientras que el desacoplamiento del circuito de tensión se simplifica sólo para la orientación del flujo de estator [3]. La Tabla 2.3 resume las estrategias de orientación más apropiadas para el control vectorial de motores de inducción.

Tabla 2.3: Resumen estrategias de control vectorial con orientación de flujo.

Fuente: [3].

Orientación del flujo	Control de corriente	Control de tensión	Ambos controles	Control vectorial indirecto	Control vectorial directo
Orientación del flujo de rotor	Ideal	Factible	Ideal	Ideal	Factible
Orientación del flujo de estator	Factible	Ideal	Factible	Factible	Ideal
Orientación del flujo de entrehierro	Ideal	Factible	Factible	Factible	Ideal

Cabe mencionar que el control vectorial se puede utilizar no solo en el control de motores de inducción (asíncronos), sino también en todo tipo de motores síncronos [56].

### Control vectorial directo

La identificación del vector de flujo puede ser obtenida con base en mediciones directas o estimaciones basadas en la medición de otras variables. Esta forma de obtener el vector de flujo en cuestión es la característica fundamental del control vectorial directo.

Según [57], sólo el flujo del entrehierro puede medirse directamente, por lo que el uso de sensores para medir los flujos del rotor o el estator son inconvenientes porque deterioran la robustez del motor de inducción. Por tanto, en la práctica, para encontrar el vector de flujo del rotor (o del estator), este se calcula con base en las tensiones y corrientes de las fases del estator. En particular,  $\lambda_s$  puede estimarse por:

$$\lambda_s = \int_0^t (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt + \lambda_s(0), \quad (2.51)$$

que a su vez nos permite calcular el rotor del entrehierro por medio de la siguiente ecuación:

$$\lambda_m = \lambda_s - L_{ls} \mathbf{i}_s, \quad (2.52)$$

y por tanto, la estimación del vector del rotor por medio de:

$$\lambda_r = \frac{L_r}{L_m} \lambda_m - L_{ls} \mathbf{i}_s. \quad (2.53)$$

En la Figura 2.24[57] se muestra un diagrama de bloques de un control vectorial directo con orientación al vector de flujo del rotor y empleando sensores de flujo en el entrehierro. De nuevo, los controladores del flujo y del par son de tipo PI, los cuales generan las componentes de referencia  $i_{as}^*$  y  $i_{bs}^*$  del vector corriente de estator. La transformación DQ ( $\alpha\beta$ ) → dq convierte las componentes anteriores en  $i_{ds}^*$  y  $i_{qs}^*$  que representan las componentes de referencia del vector corriente de estator en el marco de referencia del estator. Esta transformación es sincronizada por el ángulo  $\Theta_r$ , obtenida del bloque que calcula el flujo del rotor basándose en las ecuaciones definidas anteriormente. Finalmente,  $i_{ds}^*$  y  $i_{qs}^*$  se transforman en  $i_{as}^*, i_{bs}^*$  y  $i_{cs}^*$  para su aplicación en el inversor de corriente en las fases individuales del estator.

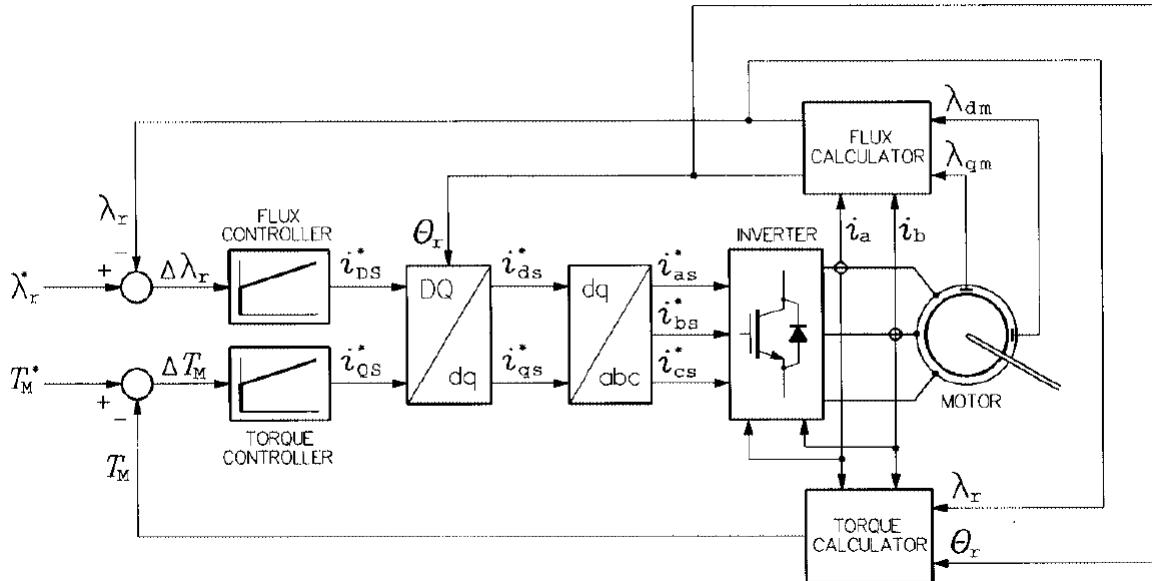


Figura 2.24: Diagrama del control vectorial directo con orientación del flujo de rotor.

Fuente: [57].

Para una derivación completa del control vectorial directo, consultar la referencia [57].

### Control vectorial indirecto

Una alternativa al control vectorial directo es el control vectorial indirecto, que se basa en calcular indirectamente el vector del flujo en cuestión. Por ejemplo, la posición angular del vector de flujo del rotor se determina indirectamente como:

$$\Theta_r = \int_0^t \omega_r^* dt + p_p \Theta_M, \quad (2.54)$$

donde  $\omega_r^*$  es la frecuencia del rotor requerida para la orientación del campo y  $\Theta_M$  es la posición angular del rotor, generalmente medida con un encoder digital.

La frecuencia del rotor se calcula por medio de las componentes de la corriente en el marco de referencia estacionario como:

$$\omega_r^* = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{QS}^*}{i_{DS}^*}, \quad (2.55)$$

donde  $\tau_r$  es la constante de tiempo del rotor y,  $i_{QS}^*$  e  $i_{DS}^*$  representan las componentes del flujo y del par respectivamente del vector corriente de estator  $\mathbf{i}_s^*$ . Estas componentes, se pueden calcular como sigue [57]:

$$i_{DS}^* = \frac{\tau_r p + 1}{L_m} \lambda_r^* = \frac{1}{L_m} \left( \tau_r \frac{d\lambda_r^*}{dt} + \lambda_r^* \right), \quad (2.56)$$

y para un torque de referencia dado  $T_M^*$ :

$$i_{QS}^* = \frac{1}{k_T} \frac{T_M^*}{\lambda_r^*}. \quad (2.57)$$

En la Figura 2.26 se muestra el esquema de un control vectorial indirecto con orientación al flujo de rotor, donde el ángulo del vector de flujo del rotor se calcula como:

$$\Theta_r = \Theta^* + \Theta_o, \quad (2.58)$$

donde  $\Theta^*$  representa el tiempo integral de la frecuencia del rotor de referencia  $\omega_r$ , y  $\Theta_o = p_p \Theta_M$  es el desplazamiento del rotor.

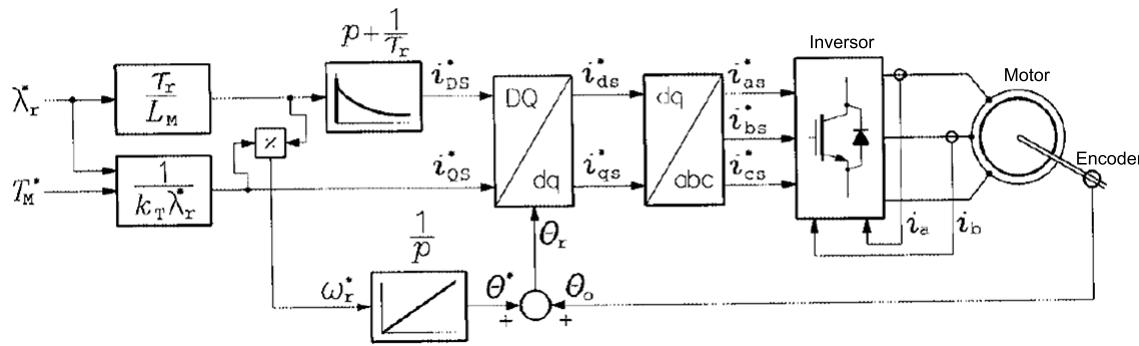


Figura 2.25: Diagrama del control vectorial indirecto con orientación del flujo de rotor.

Fuente: [57].

Como nota final, los sistemas diseñados con orientación de flujo del estator y del entrehierro conllevan algoritmos de control significativamente más complicados que para el sistema con orientación de flujo del rotor. Sin embargo, cuando se orienta con respecto al flujo del estator, la estimación del flujo es más sencilla de realizar que cuando se orienta respecto al flujo del rotor [57], mientras que en la orientación con respecto al flujo del entrehierro, la medición puede ser hecha directamente.

### 2.3.4. Arquitectura sensorless

Los sistemas de accionamiento del motor de inducción que se alimentan directamente de la línea de CA, tienen gran potencial de ahorro de energía cuando se operan a velocidad variable mediante el uso de variadores de frecuencia (VFD).

La medición precisa de la velocidad es un requisito esencial de los VFD para un control robusto y de alta precisión. La medición de la velocidad del rotor del motor se puede realizar utilizando sensores mecánicos y/u ópticos, como tacómetros y encoders. Sin embargo, al añadir sensores de velocidad a la arquitectura de control, se aumenta la complejidad, el costo y el tamaño del hardware requerido y del sistema [57]. Además, se reduce la fiabilidad del sistema porque se requiere un mantenimiento regular del sensor. Las desventajas de los sensores de velocidad se pueden eliminar si la velocidad se puede estimar a partir de las variables del estator (corrientes y tensiones) por medio del uso de observadores de estado.

Dos familias de observadores de estado (ver Figura 2.26) han evolucionado durante las últimas décadas para tratar de dar solución a este problema de los sensores, estas son: estimación por medio de un modelo matemático del motor de inducción, y la estimación mediante inyección de señal con el fin de aprovechar la anisotropía de la máquina de inducción.

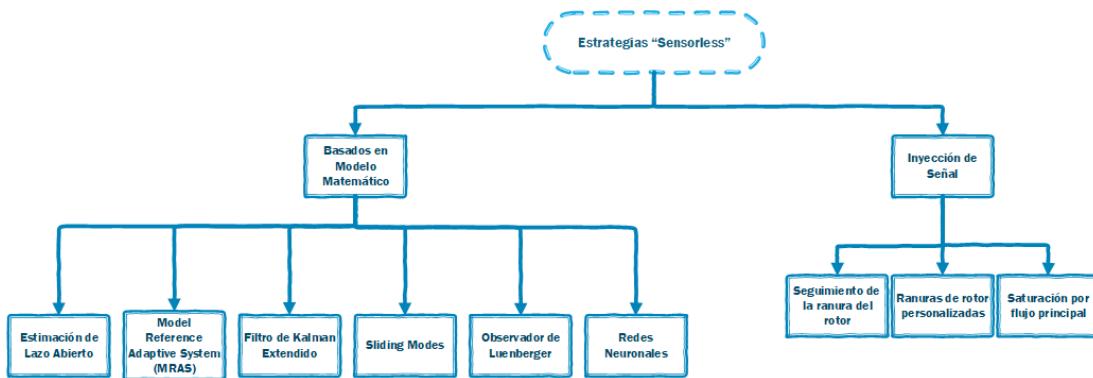


Figura 2.26: Observadores de estado actuales.

Fuente: [3].

Los enfoques basados en modelos tienen como objetivo extraer la información de la velocidad utilizando las tensiones y las corrientes obtenidas de las terminales del estator del motor. Sin embargo, el rendimiento de estas técnicas de estimación basadas en modelos depende principalmente de la precisión del valor de los parámetros utilizados para el modelado de motores [3].

Mientras que las técnicas de observación o estimación basadas en la inyección de señales ofrecen una buena solución para la adaptación de parámetros y una buena respuesta a velocidades cercanas a cero, así como para los problemas de estabilidad a largo plazo [3]. En la Figura 2.27 se muestra un ejemplo de un esquema de control vectorial «sensorless» utilizando un observador de estados en su arquitectura.

Independientemente de las estrategias de control utilizadas, la medición de la velocidad es algo

esencial para el algoritmo de control y el VFD. Por consiguiente, se han realizado cada vez más intentos para eliminar el sensor montado en el eje del motor sin afectar el rendimiento del sistema. Así, la investigación sobre técnicas «sensorless» aplicadas al control de motores han crecido de manera espectacular en las últimas décadas, representando un auge en el área del control aplicado.

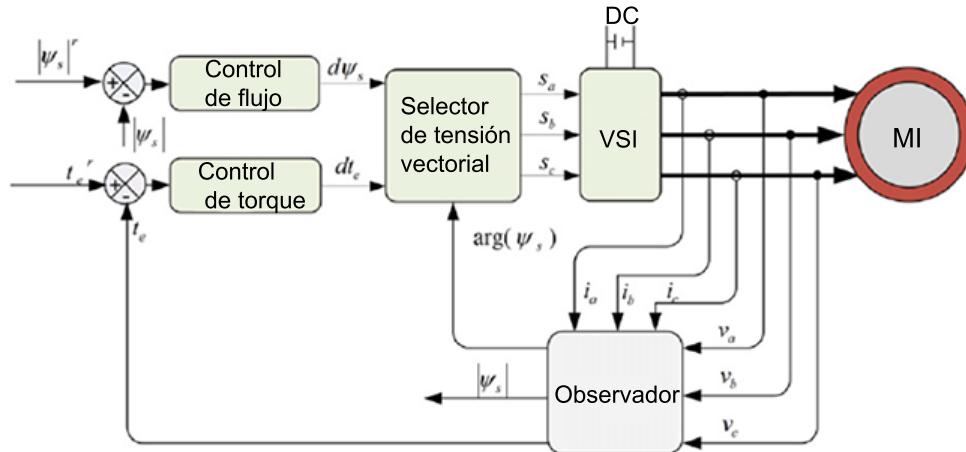


Figura 2.27: Esquema de control vectorial «sensorless» con observador de estados.

Fuente: [26].

## 2.4. Observadores de estado

El principal problema de las estrategias de control vectorial y en general del control de motores consiste en que se requiere el valor del flujo del rotor y la velocidad del mismo. Esto ha motivado a la comunidad científica a desarrollar técnicas teóricas especiales para compensar principalmente la variación de los parámetros y eliminar la necesidad de sensores [35]. Para lograr esto, se introduce un observador que es insensible a la variación de parámetros y cuyo empleo implica la ventaja de eliminar la necesidad de un sensor de velocidad.

En comparación con los métodos sin observadores, el enfoque empleando un observador ofrece la posibilidad de predecir el comportamiento dinámico del sistema y de adaptar la matriz de retroalimentación de manera específica [35]. Además, ciertas propiedades, como la robustez del sistema, pueden verse influidas por la elección adecuada de la matriz de retroalimentación. Sin embargo, a diferencia de los observadores de clásicos, la familia de los Filtros de Kalman tienen en cuenta las incertidumbres estocásticas del sistema y los errores de medición para una estimación combinada de estados y parámetros.

### 2.4.1. Redes Neuronales

Las Redes Neuronales Artificiales (RNA) se utilizan en muchas áreas de la ingeniería, como la teoría del control, la detección de fallas en máquinas eléctricas y el procesamiento de señales

digitales. La habilidad de una red neuronal radica en los parámetros llamados pesos y el sesgo (o bias). Las RNA se pueden clasificar en tres categorías según cómo se obtengan los pesos y los sesgos: redes de peso fijo, no supervisadas y supervisadas [60]. Un ejemplo de red supervisada se muestra en la Figura 2.28.

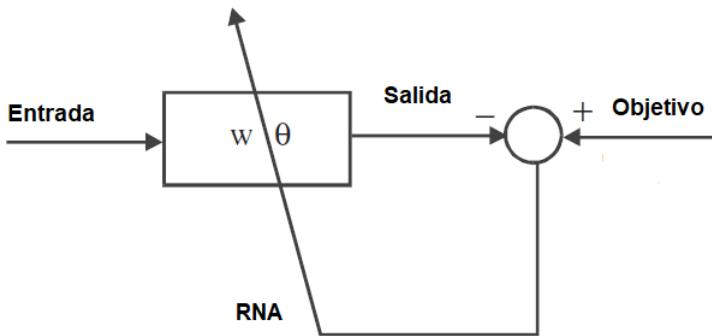


Figura 2.28: Red neuronal artificial supervisada.

Fuente: [60].

En esta red, los pesos y los sesgos se entrena de forma adaptativa mediante un mecanismo o algoritmo de aprendizaje. Estos algoritmos siguen siendo el foco de investigación en la comunidad científica, permitiendo el desarrollo de algoritmos cada vez mejores en su tiempo de convergencia. El algoritmo de aprendizaje más popular se conoce como retropropagación [60]. Los pesos y sesgos iniciales para las RNA entrenadas con el algoritmo de retropropagación se inicializan al azar. La  $j$ -ésima ecuación de actualización de peso de la  $i$ -ésima neurona se expresa como:

$$W_{ij}(t+1) = w_{ij}(t) + g \left( \frac{\partial E_m}{\partial w_{ij}(t)} \right), \quad (2.59)$$

donde  $g$  es la tasa de aprendizaje,  $E_m$  es la función de costo,  $w_{ij}(t+1)$  es el nuevo peso y  $w_{ij}(t)$  es el peso anterior [60].

## 2.5. El controlador PID Neuronal

El control por redes neuronales (o neuro control) es una poderosa técnica de control para sistemas no lineales que poseen un gran nivel de incertidumbre [61]. El hecho de añadir una RNA al controlador puede mejorar el rendimiento del controlador al seguir una trayectoria (es decir, adaptarse) definida debido a su capacidad de aprender la tarea de control automáticamente. El controlador neuro-PID o PID neuronal consta de dos partes: una es el controlador PID convencional; la otra es la red neuronal que ajusta los parámetros de PID en línea (online). La Figura 2.29 muestra el diagrama de bloques canónico de un controlador neuro-PID.

Las salidas de la RNA son la ganancia proporcional (P), la integral (I) y la derivativa (D) y las entradas se seleccionan de manera adecuada de acuerdo con el problema en cuestión [61]. Para una derivación completa del problema de control de tipo neuro-PID, ver las referencias ([61]-[62]), aquí sólo se describen las ecuaciones principales de la red, las ganancias y el algoritmo de

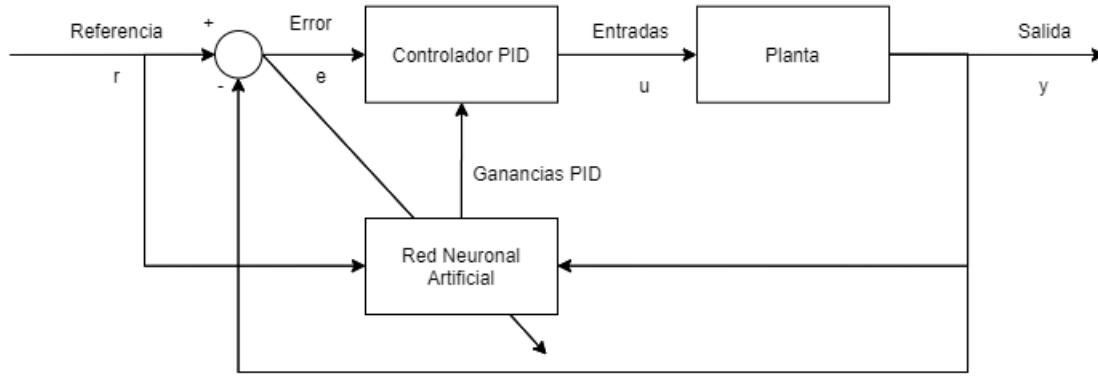


Figura 2.29: Esquema de control Neuro-PID.

Fuente: [61].

entrenamiento.

La entrada total a una neurona  $j$  es denotada por  $net_j$  y está dada por:

$$net_j = \sum_{i=1}^n W_{ji} O_i + \theta_j, \quad (2.60)$$

donde  $\theta_j$  representa un umbral o límite. La salida de la neurona se vuelve entonces:

$$O_j = f(net_j); \quad f(x) = \frac{1}{1+x}, \quad (2.61)$$

Al conectar muchas neuronas en una matriz mediante capas consecutivas, podemos aplicar el algoritmo de retropropagación basado en el método del gradiente descendente explicado en la sección anterior.

El controlador PID está en su forma discreta, descrito por:

$$u(n) = u(n-1) + K_P(e(n) - e(n-1)) + K_I e(n) + K_D(e(n) - 2e(n-1) + e(n-2)), \quad (2.62)$$

donde  $K_P$ ,  $K_I$  y  $K_D$  representan las ganancias proporcional, integral y derivativa respectivamente,  $u(n)$  representa la entrada a la planta en el instante  $kT$  y  $e(n)$  es el error en el instante  $kT$  entre un valor de referencia y la salida actual:  $e_k = r_k - y_k$ .

Para ajustar las ganancias de forma adaptable, se emplea una RNA de tres capas con el algoritmo de entrenamiento basado en el método BP. Cada capa consta de  $N_1$ ,  $N_2$  y  $N_3$  cantidad de neuronas, donde  $N_1$  y  $N_2$  pueden seleccionarse por medio de prueba y error de acuerdo con la complejidad de la planta, y  $N_3$  es igual a 3 [62], que es igual al número de ganancias PID. El método de retropropagación requiere una función de costo  $E_m$  que debe ser minimizada. Aquí, que generalmente representa al error cuadrático medio por medio de la siguiente expresión:

$$E_m = \frac{1}{2} e(n+1)^2, \quad (2.63)$$

los pesos  $W_{kj}$  en la capa de salida se actualizan mediante la siguiente expresión:

$$\Delta W_{kj}(n+1) = \eta \delta_k O_j + \alpha \Delta W_{kj}(n) + \beta \Delta W_{kj}(n-1), \quad (2.64)$$

donde

$$\delta_j = -\frac{\partial E_m}{\partial net_k},$$

usando la regla de la cadena para derivar, obtenemos:

$$\delta_k = e(n+1) \frac{\partial y(n+1)}{\partial u(n)} \frac{\partial u(n)}{\partial O_k} \frac{\partial O_k}{\partial net_k}, \quad (2.65)$$

donde

$$\frac{\partial u(n)}{\partial O_k} = \begin{cases} e(n) - e(n-1), & k = 1 \\ e(n), & k = 2 \\ e(n) - 2e(n-1) + e(n-2). & k = 1 \end{cases} \quad (2.66)$$

y donde  $O_1 = K_P$ ,  $O_2 = K_I$  y  $O_3 = K_D$ .

## CAPÍTULO

### 3

# DESARROLLO DEL NEURO-CONTROLADOR

**E**n este capítulo se presenta el desarrollo técnico de la propuesta de proyecto, el cual es el desarrollo de una estrategia de control sensorless, esto es, empleando un observador de estados para la estimación de la velocidad de un motor de inducción trifásico, con la arquitectura del control vectorial indirecto.

### 3.1. Metodología

El proceso de desarrollo inicia con la identificación del modelo del motor a utilizar y los parámetros de un motor en específico que será el motor sobre el cual se pone en marcha la estrategia de control. Se comienza diseñando un esquema de control vectorial indirecto tradicional en el cual se utiliza como variable de control la velocidad del motor. Posteriormente se explica el desarrollo del PID Neuronal como propuesta de mejora al esquema tradicional debido a la auto-sintonización de las ganancias del control en tiempo real. Finalmente, se desarrolla el diseño del observador de estados para la estimación de la velocidad y de esta manera evitar la medición directa de la velocidad en el motor mediante un sensor de velocidad y evitar costos de implementación y reducir la complejidad de la infraestructura de hardware necesaria para su puesta en marcha. Este proceso se muestra gráficamente en la Figura 3.1.

La metodología empleada en este proyecto es de carácter deductiva y carece de facultad para considerarse inductiva, esto significa, por ejemplo, que no es posible generalizar que la propuesta de mejora funcionará para todos los universos de condiciones posibles, es decir, para todos los motores, si no que sólo en aquellas aplicaciones en igualdad de condiciones o al menos muy parecidas.

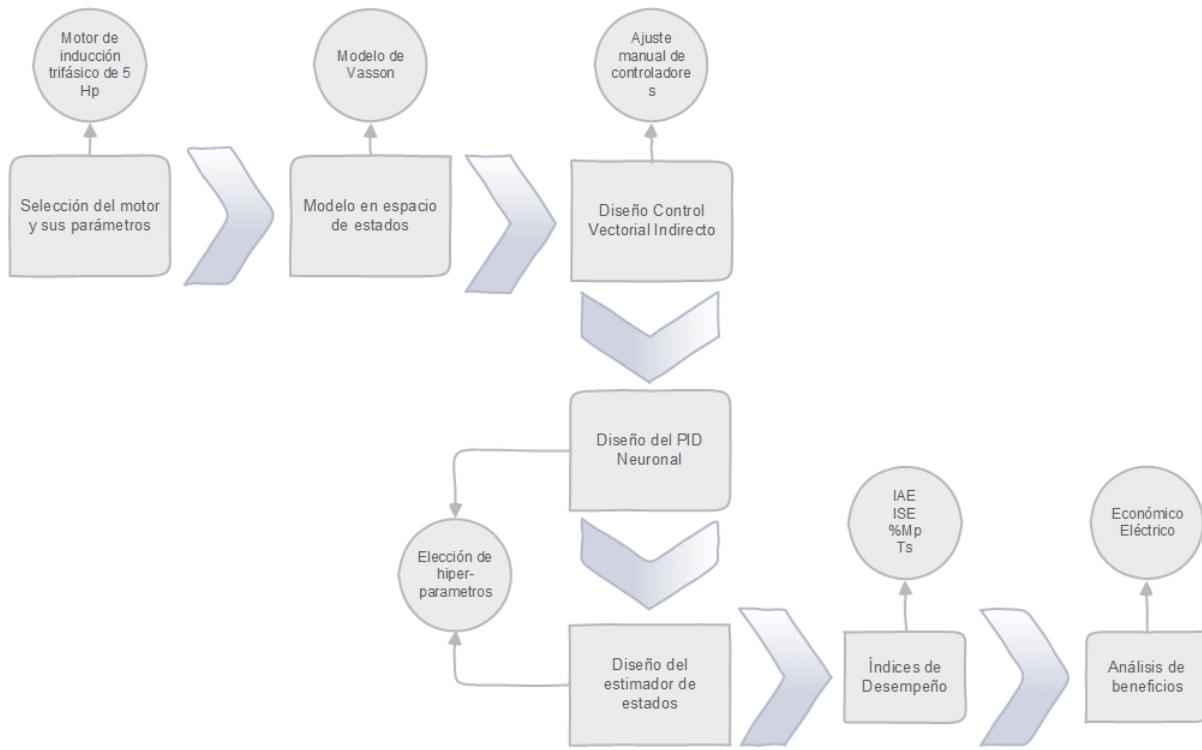


Figura 3.1: Metodología de desarrollo del proyecto neuro control vectorial.

## 3.2. Modelo del motor

De acuerdo con Agencia Internacional de la Energía en la Figura 1.12, los motores que van desde una potencia de 750 W a una de 375 kW se consideran de medio tamaño, y constituyen aproximadamente el 68% de la demanda del mercado industrial en sus distintas aplicaciones. Por esta razón, se decidió utilizar un motor de inducción trifásico con rotor tipo jaula de ardilla de 50 Hp como elemento de prueba para la estrategia de neuro-control vectorial.

Sin embargo, para poder diseñar un observador de estados y eliminar la necesidad de emplear sensores de velocidad, es necesario una representación matemática que modele de manera precisa el comportamiento interno y la relación entre las distintas variables del motor (corrientes, tensiones, flujos, etc.) y los parámetros del mismo (resistencias, inductancias, inercia, fricción, etc.). Por esta razón, el modelo que se eligió es el modelo de Vasson, el cual es descrito por el siguiente modelo en espacio de estados [63]:

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_\alpha &= -a_{11}i_\alpha + a_{12}\psi_\alpha + f_1\psi_\beta\omega + f_1u_\alpha, \\
 \dot{i}_\beta &= -a_{11}i_\beta + a_{12}\psi_\beta - f_1\psi_\alpha\omega + f_1u_\beta, \\
 \dot{\psi}_\alpha &= a_{21}i_\alpha - a_{22}\psi_\alpha - \psi_\beta\omega, \\
 \dot{\psi}_\beta &= a_{21}i_\beta - a_{22}\psi_\beta + \psi_\alpha\omega, \\
 \dot{\omega} &= -a_{33}\omega - f_3(i_\alpha\psi_\beta - i_\beta\psi_\alpha) - g_5t_L,
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

donde:

$$a_{11} = \frac{1}{L_e} \left( R_s + \frac{L_s - L_e}{\tau_r} \right); \quad a_{12} = \frac{1}{\tau_r L_e}, \quad a_{21} = \frac{L_s - L_e}{\tau_r}; \quad a_{22} = \frac{1}{\tau_r}$$

$$a_{33} = \frac{F}{J}; \quad f_1 = \frac{1}{L_e}; \quad f_3 = \frac{2}{3} \frac{p^2}{J}; \quad g_5 = \frac{p}{J},$$

donde la nomenclatura de cada parámetro y estado así como el valor del motor elegido se muestran en la Tabla 3.1.

Sin embargo, cuando la velocidad varía lentamente entre dos tiempos de muestreo subsecuentes, la ecuación mecánica se puede despreciar y se supone que la derivada de la velocidad del rotor es despreciable  $\frac{d\omega}{dt} = 0$ . Además se desprecia el efecto de saturación magnética ya que se presume que el filtro diseñado no es sensible a cambios en las inductancias ya que los cambios en los parámetros son compensados por el lazo de corriente contenido en el mismo filtro.

El modelo se discretiza convirtiéndose en un sistema de la forma:

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= G_k x_k + H_k u_k, \\ y_k &= C_k x_k, \end{aligned} \tag{3.2}$$

donde  $G$  y  $H$  son las matrices discretas de transición del sistema y de entrada respectivamente, estas se pueden obtener a partir del método de Euler para discretizar un sistema usando la expansión en series de Taylor:

$$\begin{aligned} G_k &= e^{AT} \approx I + AT + \frac{(GT)^2}{2}, \\ H_k &\approx HT + \frac{(HT)^2}{2}, \end{aligned}$$

donde T representa el tiempo de muestreo que debe ser menor que la constante de tiempo del motor. Por esta razón, el tiempo de muestreo tomado es de  $2 \times 10^{-6}$  s = 2 microsegundos y así los términos subsecuentes de la expansión en series de Taylor de la ecuación 3.2 se pueden considerar despreciables al ser demasiado pequeños en magnitud con respecto al resto de la ecuación, por lo que:

$$\begin{aligned} G_k &\approx I + AT, \\ H_k &\approx BT \end{aligned}$$

### 3.3. Elección de parámetros

Los parámetros se obtuvieron del modelo simulado del motor elegido con potencia de salida de 50 Hp. La nomenclatura y el valor de cada parámetro se muestran en la Tabla 3.1 y de los estados en la Tabla 3.2.

Tabla 3.1: Parámetros del modelo del motor de inducción utilizado.

Símbolo	Parámetro	Valor
$P_n$	Potencia nominal	37300 VA
$V_n$	Tensión rms	400 Vrms
$f_n$	Frecuencia	50 Hz
$R_s$	Resistencia de estator	1.405 Ω
$L_s$	Inductancia de estator	$5.839 \times 10^{-3}$ H
$R_r$	Resistencia de rotor	1.395
$L_r$	Inductancia de rotor	$5.839 \times 10^{-3}$ H
$L_m$	Inductancia mutua	0.1722 H
$J$	Inercia	$0.0131 \text{ kgm}^2$
$F$	Factor de fricción	0.002985 Nms
$p$	Par polos	2

Tabla 3.2: Descripción de los estados y expresiones del modelo del motor de inducción.

Símbolo	Descripción
$i_\alpha$ ( $i_\beta$ )	Componente del eje $\alpha$ ( $\beta$ ) de la corriente de estator, A
$u_\alpha$ ( $u_\beta$ )	Componente del eje $\alpha$ ( $\beta$ ) de la tensión de estator, V
$\psi_\alpha$ ( $\psi_\beta$ )	Componente del eje $\alpha$ ( $\beta$ ) de flujo de rotor, Wb
$\omega$	Velocidad del rotor, rad/s
$L_e$	$\left(= L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right)$ inductancia equivalente del estator, H
$\tau_r$	$\left(= \frac{L_r}{R_r}\right)$ constante de tiempo del rotor, s

### 3.4. Control vectorial

Los métodos tradicionales de control para motores eléctricos de inducción emplean en gran parte estrategias escalares en las que se utilizan las magnitudes de las variables frecuencia, tensión, corriente, entre otras, para mantener un buen desempeño en aplicaciones de velocidad constante. El problema de estos enfoques es que tienen un gran acoplamiento entre ellas, el más característico es el acoplamiento entre el flujo magnético y el par electromagnético, esto significa que no se pueden controlar independientemente.

El método del control vectorial o de campo orientado permite desacoplar el par electromagnético y el flujo magnético de la máquina para obtener un comportamiento dinámico semejante al de un motor de corriente directa.

La estrategia de control vectorial implementada en este trabajo se muestra en la Figura 3.2, y comienza con la medición de las corrientes de fase abc para transformarlas a un marco de

referencia estacionario  $\alpha$  y  $\beta$  mediante la matriz de transformación siguiente:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

sin embargo, para sistemas balanceados como los motores, el cálculo de la componente de secuencia cero siempre es 0. Esto significa que, al implementar, se requiere el empleo de solo dos sensores de corriente en este tipo de aplicaciones, ya que la tercera fase se puede calcular como:

$$i_c = -(i_a + i_b)$$

de forma que la transformada con dos mediciones de corriente se aplica por medio de la matriz de transformación:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

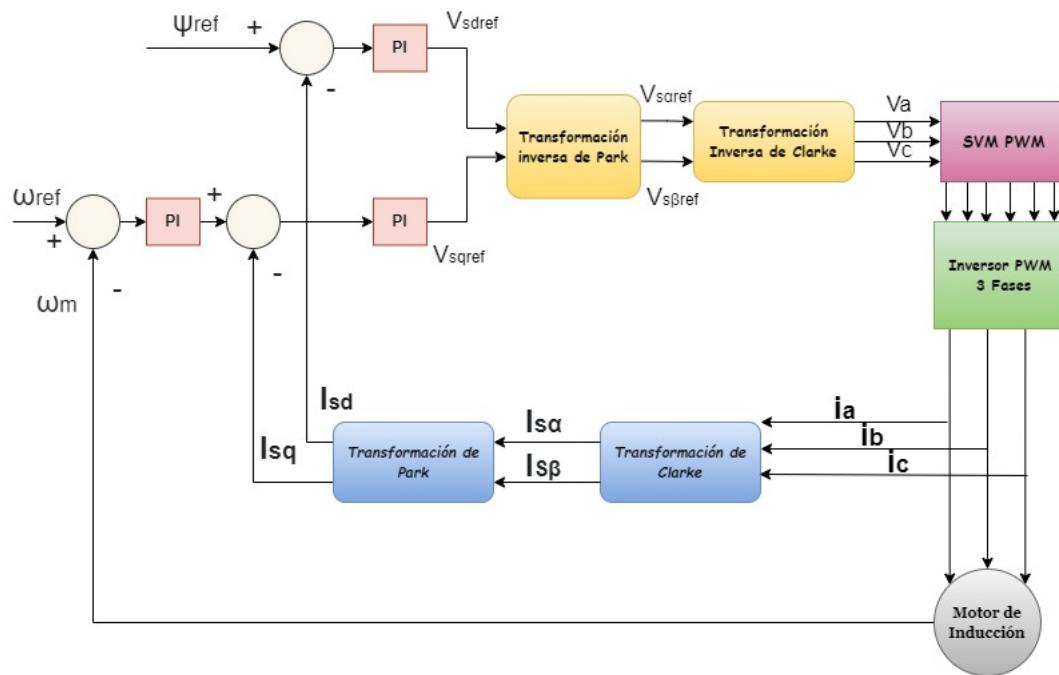


Figura 3.2: Arquitectura de la técnica de control vectorial directo.

Esta transformación recibe el nombre de Transformación de Clarke en honor a su inventor. Análogamente, esta transformación tiene su versión inversa que permite calcular las magnitud-

des abc desde las magnitudes en el eje de referencia  $\alpha, \beta$  aplicando la transformación inversa por medio de la matriz de transformación:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

al igual que en la transformación directa, se necesita el empleo de solo dos sensores ya que la tercera se puede calcular, y la matriz de transformación es entonces:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

posteriormente se obtiene la transformación de Park, la cual convierte las magnitudes en el sistema de referencia estacionario  $\alpha, \beta$  en un sistema de referencia rotórico a velocidad del rotor que, al alinear el eje d con el eje  $\alpha$ , causa que las magnitudes se consideren constantes en este sistema de referencia. La transformación tiene la matriz de transformación asociada:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\phi) & \sin(\phi) \\ -\sin(\phi) & \cos(\phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

y de forma análoga, su matriz de transformación inversa es:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ \sin(\phi) & \cos(\phi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

donde las referencias en términos de las corrientes  $I_d$  e  $I_q$  que controlan el par electromagnético y el flujo rotórico están dadas por las siguientes ecuaciones:

$$I_{dref} = \frac{\psi_r}{L_m}, \quad (3.9)$$

y

$$I_{qref} = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_{lr} + L_m} \frac{T_e}{\psi_r}, \quad (3.10)$$

donde, a la vez, el flujo del rotor se calcula por medio de la siguiente ecuación:

$$\psi_r = L_m I_d, \quad (3.11)$$

y el ángulo del flujo magnético rotórico se calcula por medio de la siguiente ecuación:

$$\phi = \int (\omega_r + \omega_m), \quad (3.12)$$

donde  $\omega_r = \frac{L_m I_q}{T_r \psi_r}$  es la frecuencia del rotor, y  $\omega_m$  la velocidad de rotación mecánica.

Finalmente, se usan tres controladores PI clásicos que se sintonizan empíricamente por prueba y error dependiendo de los parámetros del motor para la corrección de las magnitudes en los tres lazos: velocidad, corriente d y corriente q, de manera que la salida de los últimos dos corresponden a las tensiones de referencia  $V_{dref}$  y  $V_{qref}$  que son las que se convertirán en  $V_a$ ,  $V_b$  y  $V_c$  por medio de las transformadas inversas de Clarke y Park y posteriormente alimentadas al SVM PWM y al inversor para energizar el motor y así ejercer la señal de control.

### 3.4.1. Sintonización por diseño

Una vez que se han aplicado las transformaciones vectoriales y obtenemos las corrientes  $I_d$  e  $I_q$ , es posible diseñar el control de la variable velocidad por medio de los métodos tradicionales como si fuera un motor de corriente directa.

Para el control de la velocidad de rotación algunas veces es posible que, dentro de la dinámica de la parte mecánica, la fricción sea despreciable ( $b = 0$ ), lo que ocasiona que el sistema de lazo cerrado sea más simple. Se considera además que el sistema de control vectorial y el inversor controlado son ideales (sin pérdidas). Cuando esta simplificación es posible de considerar, el error en estado estacionario con una entrada escalón se reduce por medio de un controlador PI se reduce a 0. Sin embargo, en la práctica existen perturbaciones significativas en la flecha del motor afectando al par y afectando al error. Tomando en cuenta las reducciones anteriores, se tiene que la función de transferencia es:

$$\frac{\omega}{T_L} = \frac{K_p s + K_i}{J s^2 + K_p s + K_i},$$

por lo que la ecuación característica en lazo cerrado es:

$$\lambda(s) = s^2 + \left(\frac{K_p}{J}\right) + \left(\frac{K_i}{J}\right) = 0. \quad (3.13)$$

Los requerimientos de diseño para el controlador PI son  $t_s = 0,2$  s,  $\% \mu_p = 5\%$ . Con estos requerimientos obtenemos:

$$\xi = \sqrt{\frac{\ln(0,05)^2}{\ln(0,05)^2 + \pi^2}} = 0,7,$$

$$t_s = \frac{4}{\sigma} \rightarrow \omega_n = \frac{4}{t_s \xi} = \frac{4}{(0,7)(4)} = 28,571,$$

por lo que la ecuación característica deseada es:

$$s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = s^2 + 40s + 816,302, \quad (3.14)$$

igualando 3.13 con 3.14, obtenemos los siguientes valores de diseño:

$K_p = 26,48$        $K_i = 540,391$

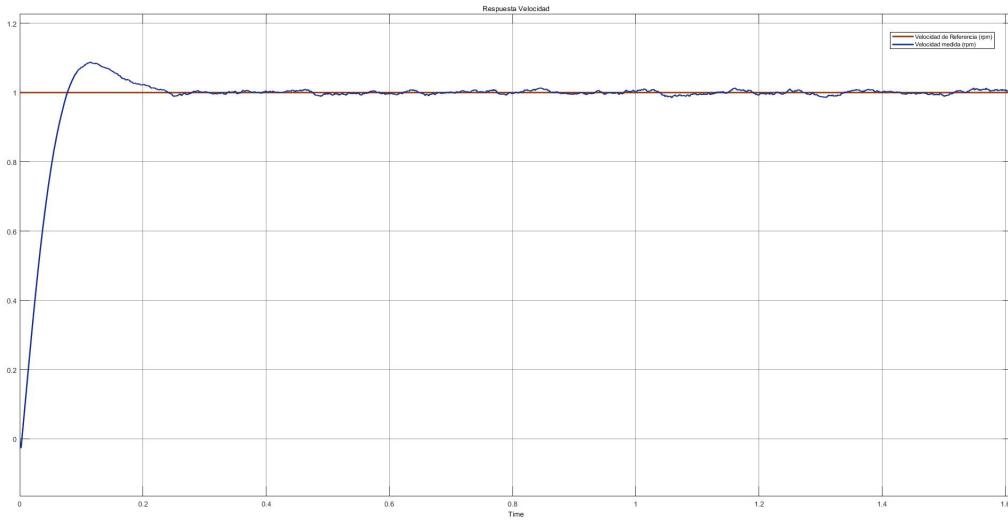


Figura 3.3: Respuesta de la velocidad ante el PI sintonizado por diseño.

En la Figura 3.3 se muestra la respuesta de la velocidad del motor con el controlador PI sintonizado con las ganancias anteriores, se puede observar que cumple con las características de diseño demandadas: un sobreimpulso de 5% y un tiempo de asentamiento de 200 ms.

Podemos observar las pequeñas oscilaciones que se tienen en la velocidad aun llegando al punto de referencia establecido.

### 3.4.2. Sintonización por Ziegler-Nichols

Además de sintonizar por diseño, es importante considerar otro de los métodos de sintonización más utilizados en la industria: el método de Ziegler-Nichols. Para aplicar el método es necesario obtener la curva de respuesta de la variable de interés en lazo abierto. En la Figura 3.5 se muestra la respuesta de la velocidad del motor de inducción en lazo abierto ante una entrada escalón.

Posteriormente se toman las mediciones del tiempo que tarda la respuesta en llegar al 50% de la respuesta total, esto representa el tiempo muerto o de retardo que posee el sistema  $t_0$ ; y también el tiempo que tarda la respuesta en llegar al 62.3% de la respuesta total, que corresponde a la constante de tiempo  $\tau$ . Como la entrada es un escalón unitario,  $k = 1$ . Finalmente se encuentran los valores de  $K_p$  y  $K_i$  según la Tabla 3.3.

Con lo que obtenemos los siguientes valores:

$$K_p = 2,772 \quad K_i = 56,589$$

En la Figura 3.5 se muestra la respuesta de la velocidad con la sintonización hecha por el método de Ziegler-Nichols. Como se puede observar, se mantiene la característica de este método de proporcionar una respuesta de diseño de asentamiento a un cuarto, la cual establece la relación entre la amplitud de dos oscilaciones sucesivas.

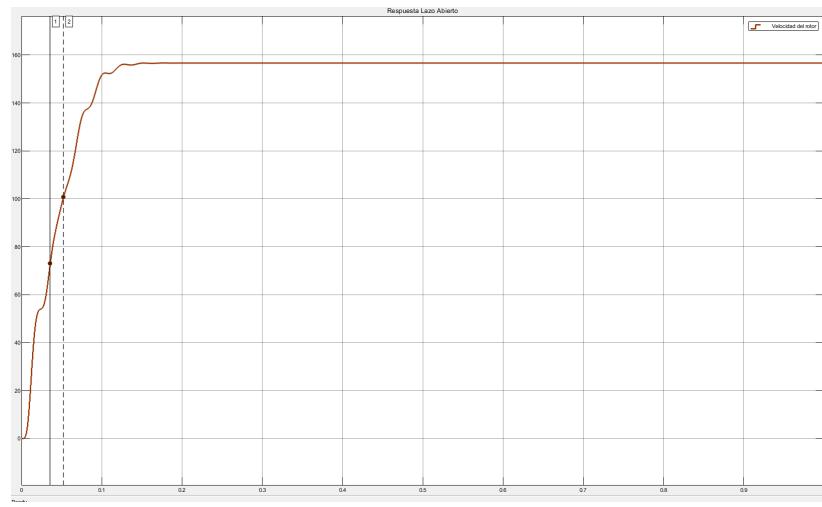


Figura 3.4: Respuesta en lazo abierto del motor de inducción.

Tabla 3.3: Sintonización por método de Ziegler-Nichols.

Algoritmo	$K_c$	$\tau_i$	$\tau_d$
PI	$\frac{0,9\tau}{kt_0}$	$3,33t_0$	-
PID	$\frac{1,2\tau}{kt_0}$	$2t_0$	$\frac{t_0}{2}$

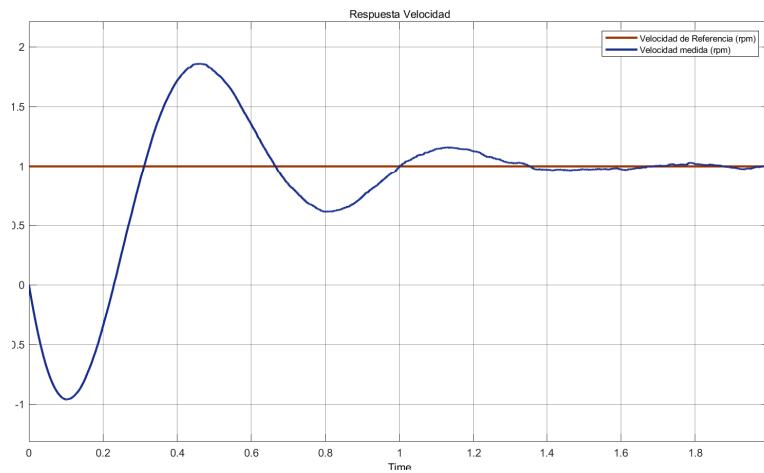


Figura 3.5: Respuesta de la velocidad sintonizando por el método de Ziegler-Nichols.

### 3.5. Diseño del PID neuronal

El hecho de que los controladores PI se tengan que sintonizar de acuerdo a los parámetros físicos del motor causa que los sistemas accionados por estos motores tengan que detenerse para poderse hacer el ajuste adecuado, causando pérdidas y sin tener una metodología clara de cómo encontrar un conjunto de valores  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$  que optimicen el desempeño del proceso.

Una propuesta de mejora en estas situaciones de aplicación consiste en diseñar una red neuronal artificial que permita hacer el ajuste de forma automática en línea (online) de los controladores PID (o PI) de forma que, independientemente de los parámetros del motor, los controladores se sintonicen de manera óptima según un índice de desempeño elegido. Este índice o función de costo generalmente es el error cuadrático medio (RMSE, por sus siglas en inglés).

La modificación a la regla de aprendizaje del Backpropagation mostrada en la ecuación 2.59 consiste en encontrar deltas de las capas de pesos de instantes anteriores que permitan mejorar la actualización de los pesos. La regla de aprendizaje del PID Neuronal se define por la siguiente expresión:

$$W_{k+1}^L = W_k^L - \eta \frac{\partial J}{\partial W_k^L} + \alpha \Delta W_k^L + \beta \Delta W_{k-1}, \quad (3.15)$$

donde

$$\frac{\partial J}{\partial W_k^L} = \frac{\partial J_k}{\partial y_k} \cdot \frac{\partial y_k}{\partial u_k} \cdot \frac{\partial u_k}{\partial O_k} \cdot \frac{\partial O_k}{\partial W_k^L}$$

$J = \frac{1}{2}(r_k - y_k)^2$ ,  $\Delta W_k^L = W_k^L - W_{k-1}^L$ ,  $\Delta W_{k-1}^L = W_{k-1}^L - W_{k-2}^L$ , y  $\alpha, \beta$  y  $\eta \in \mathbb{R}$  que forman parte de los hiper-parámetros de la red neuronal y se encuentran por medio de prueba y error. Las únicas recomendaciones para encontrar un conjunto de valores adecuados para estos parámetros consisten en no escogerlos mayores a 0.6 por la divergencia que pudieran ocasionar en la red, ni tampoco muy pequeños ya que pudieran alentar considerablemente el tiempo de convergencia. La estructura de la red se puede apreciar en la Figura 3.6, en la que los hiperparámetros de la red se eligieron a prueba y error con los valores mostrados en la Tabla 3.4, y el vector de entradas está definido de la siguiente manera:

$$x = [u_k \ u_{k-1} \ y_k \ y_{k-1} \ r_k \ r_{k-1} \ e_k \ e_{k-1} \ e_{k-2}]^T,$$

donde  $u_k$  representa la señal de control en el instante  $k$ ,  $y_k$  representa el valor de la magnitud medida (o estimada),  $e_k$  representa la señal de error y  $r_k$  la señal de referencia. En la Figura 3.7 se puede apreciar la estructura de la red neuronal diseñada en MATLAB/Simulink con los hiperparámetros propuestos. El código desarrollado para la programación de la red neuronal se muestra en el Apéndice 1, y en la Figura 3.8 se ve la variación de las ganancias  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$

Tabla 3.4: Valor de hiperparámetros de la red neuronal.

Hiper-parámetro	Valor
Número de nodos	9 x 90 x 3
Función de activación	Sigmoide
$\alpha$	0.05
$\beta$	0.1
$\eta$	0.2

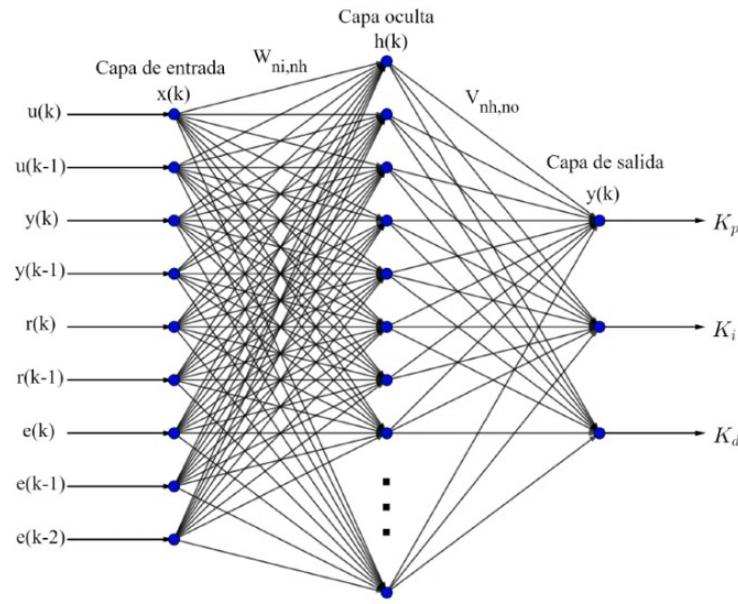


Figura 3.6: Esquema de la red neuronal diseñada para PID Neuronal.

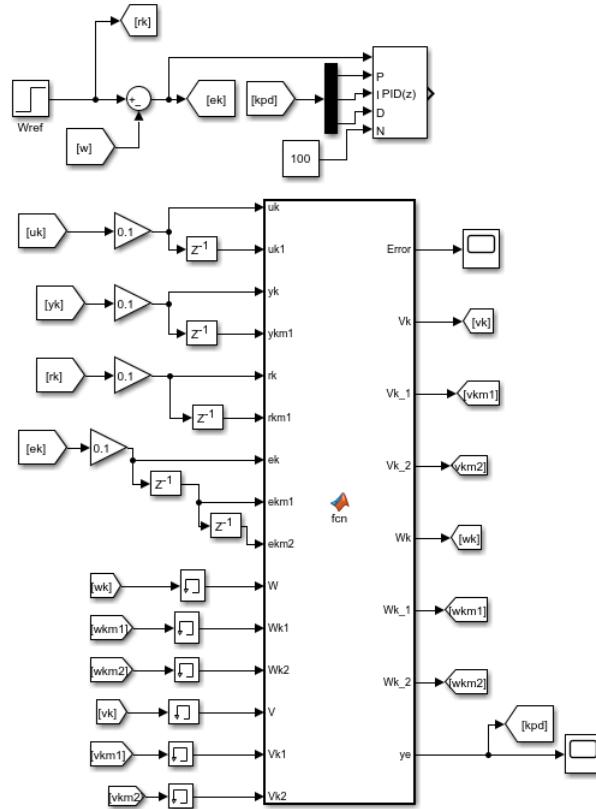
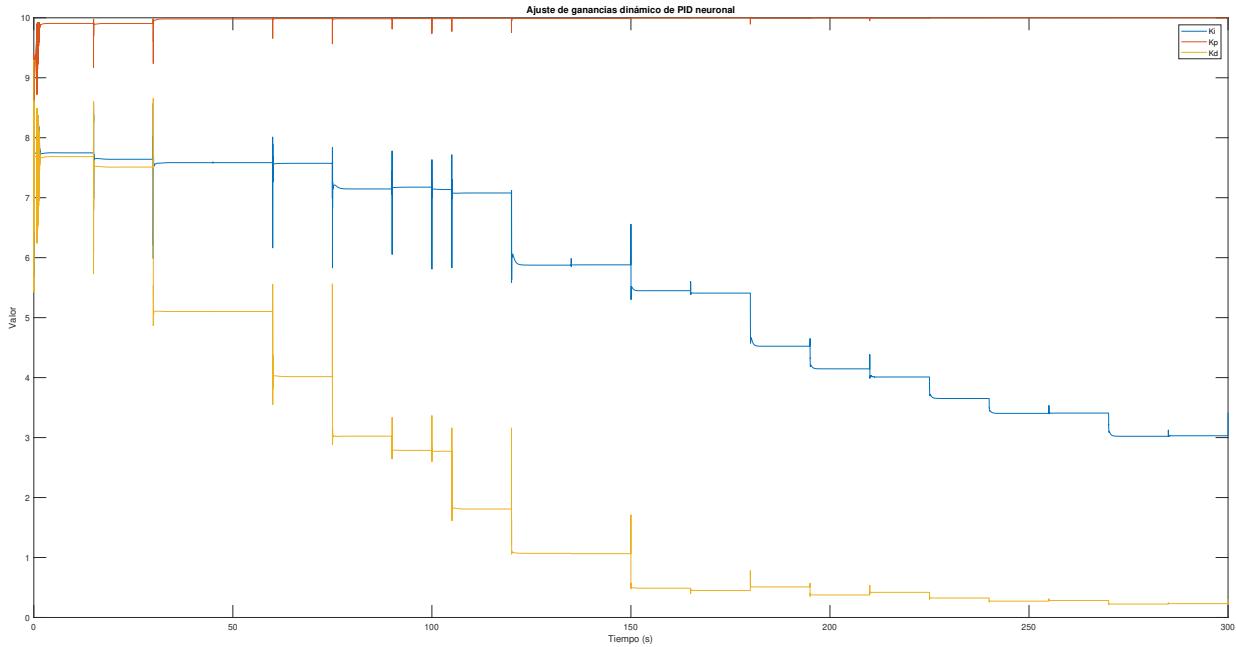


Figura 3.7: Bloque de PID Neuronal diseñado en MATLAB/Simulink.

Figura 3.8: Sintonización de las ganancias  $K_p$ ,  $K_i$ ,  $K_d$ .

## 3.6. Diseño del observador

Para que en un determinado sistema de control se pueda pensar en el empleo de un observador o estimador de estados, se tienen que satisfacer dos condiciones; la primera es que se tenga un modelo dinámico de la planta a controlar en su forma discreta de espacio de estados tal como se define en la ecuación 3.2 y segundo, que el modelo elegido tenga la característica de ser observable.

Sin embargo, existe una categoría de observadores que tienen la característica de no necesitar el modelo matemático del sistema, sólo las señales del sistema a estimar, esta categoría son los estimadores neuronales o basados en redes neuronales. La propiedad de aprendizaje de las redes neuronales permite prescindir el modelo matemático de la planta en cuestión para su estimación, pues es posible entrenarla con la referencia deseada para la correcta estimación de los estados del sistema. El diseño de la red neuronal desarrollada lleva los siguientes pasos:

- 1. Elección de entradas:** la red neuronal cuenta con 21 entradas, estas se muestran en la ecuación 3.16, las cuales son las corrientes de estator en el sistema de referencia  $\alpha$   $\beta$  y la señal de referencia con 6 instantes anteriores. Se llevaron a cabo pruebas con hasta 3 instantes anteriores de las señales pero la estimación de la velocidad fue pobre, por lo que se decidió aumentar el número de retrasos en las señales de entrada necesarias. En la Figura 3.11 se muestran las entradas elegidas para la red neuronal que estimará la velocidad del rotor.

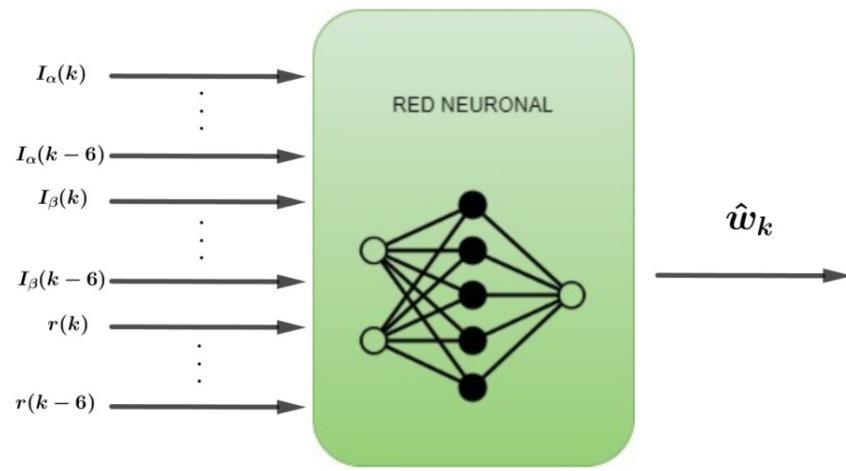


Figura 3.9: Elección de las entradas de la red neuronal que actúa como estimador de estados.

2. **Elección de hiperparámetros de la red neuronal:** los hiperparámetros de la red diseñada para el observador se muestran en la Tabla 3.5.

Tabla 3.5: *Valor de hiper-parámetros de la red neuronal.*

Hiperparámetro	Valor
Número de capas ocultas	2
Número de nodos	21 x 20 x 15 x 1
Función de activación	Sigmoide
$\eta$	0.35

3. **Entrenamiento de la red neuronal:** Para la fase de entrenamiento se propone el uso de un sensor de velocidad de bajo costo, ya que la velocidad medida es necesaria en esta fase. El algoritmo de entrenamiento es el clásico Backpropagation descrito en la ecuación 2.59, el cual se utiliza para la convergencia de la velocidad estimada con la velocidad medida mediante la convergencia de los pesos. El vector de entradas está definido como:

$$X = [i_\alpha, i_{\alpha k-1}, \dots, i_{\alpha k-6}, i_\beta, i_{\beta k-1}, \dots, i_{\beta k-6}, r_k, r_{k-1}, \dots, r_{k-6}]^T, \quad (3.16)$$

y se utiliza la señal del sensor de bajo costo  $y_k$  como target de entrenamiento. El diseño de la red neuronal se muestra en la Figura 3.10.

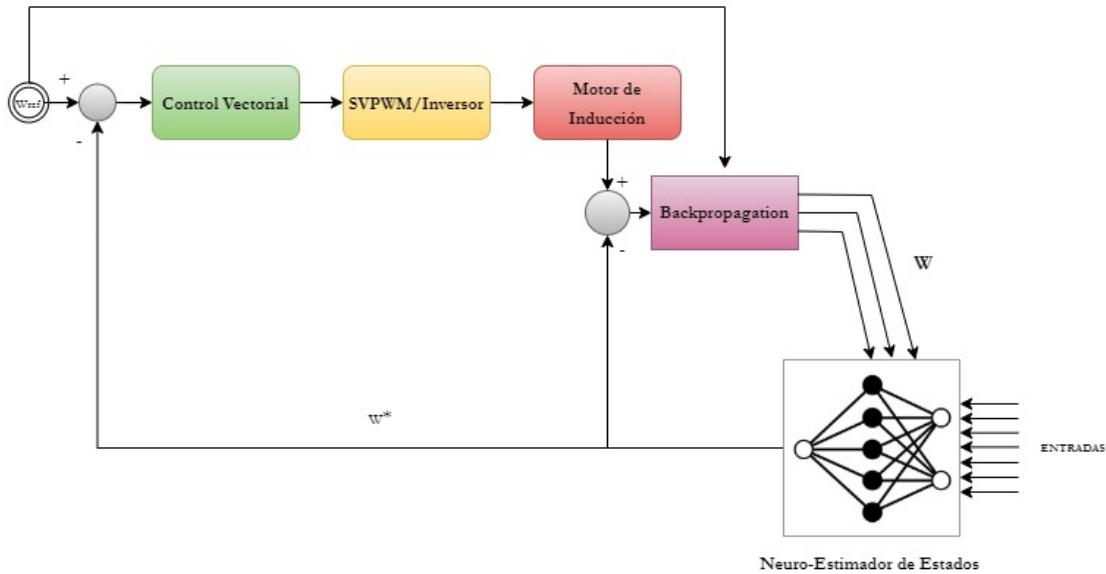


Figura 3.10: Diseño del neuro-observador de estados propuesto.

4. **Prueba de la red neuronal:** La fase de testeo se hace conservando el valor de los pesos  $W$  obtenidos de la fase de entrenamiento y dejando sólo la parte de propagación hacia delante (forward) con las señales actuales que se desean estimar del sistema. De esta forma es posible emplear la red neuronal entrenada para que identifique la velocidad de motores de iguales características bajo la misma aplicación.

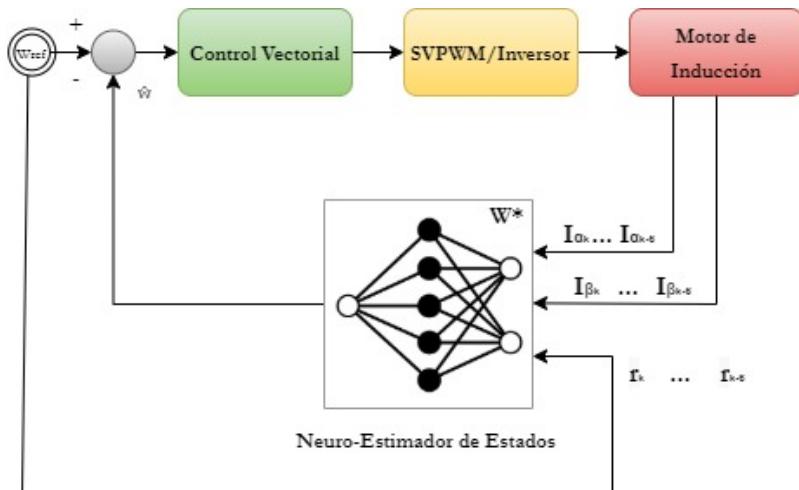


Figura 3.11: Fase de prueba de la red neuronal empleando sólo el forward.

En la Figura 3.12 se puede observar el resultado de la fase de entrenamiento para la estimación de la velocidad del motor. Es posible notar que como cualquier observador, el transitorio del inicio ocurre en lo que los pesos  $W$  convergen a la medición de la velocidad del motor, minimizando el error cuadrático medio (MSE, por sus siglas en inglés) a un valor de  $3,28 \times 10^{-4}$ , por

lo que la observación de la red neuronal del estado de la velocidad es estable y con buena de exactitud.

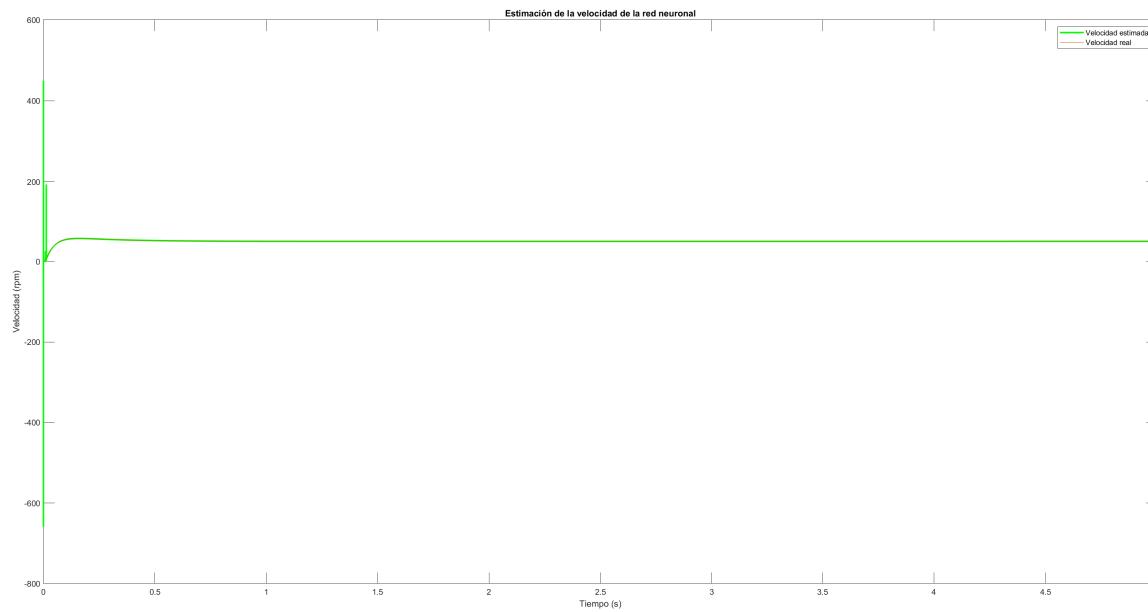


Figura 3.12: Estimación de la velocidad del motor de la red neuronal en fase de entrenamiento.

## CAPÍTULO

### 4

## RESULTADOS Y ANÁLISIS

**E**n este capítulo se muestran y analizan los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas. Se analizan los casos en los que los controladores PI se sintonizan por diseño, por el método de Ziegler-Nichols y también se analiza el caso cuando se usa el PI Neuronal. Se examina el desempeño de los tres casos cuando se usa la velocidad del motor medida directamente (como un encoder) y otro caso cuando se usa la velocidad estimada por el observador neuronal como señal de retroalimentación. Posteriormente se hace la distinción cuantitativa en términos de los índices de desempeño IAE, ISE, TVU, ITAE e ITSE y se realiza un análisis comparativo de potencia del cual se deriva un análisis energético. Se pone especial énfasis en el índice ISE (criterio de la integral del error al cuadrado, por sus siglas en inglés), el cual se define como:

$$\int_0^T e^2(t) dt,$$

dado que este índice discrimina entre sistemas excesivamente sobreamortiguados y excesivamente subamortiguados. Por lo cual, el controlador que logre minimizar este índice es el que tendrá menor consumo energético. Los análisis se llevan a cabo con un tiempo de simulación de 10 segundos con un tiempo de muestreo ( $T_s$ ) de 2  $\mu\text{s}$ . Al motor se le introduce una carga de 15  $N \cdot m$  cuyos parámetros se muestran en la Tabla 3.1. La entrada de referencia está definida por la siguiente función:

$$f(x) = \begin{cases} 50 & \text{cuando } t = 0 \\ 95 & \text{cuando } t = 1 \\ 60 & \text{cuando } t = 2 \\ 105 & \text{cuando } t = 3 \\ 70 & \text{cuando } t = 4 \\ 95 & \text{cuando } t = 5 \\ 90 & \text{cuando } t = 6 \\ 95 & \text{cuando } t = 7 \\ 80 & \text{cuando } t = 8 \\ 55 & \text{cuando } t = 9 \end{cases}$$

## 4.1. Resultados con medición directa

A continuación se analizan los resultados de los controladores usando la medición directa del rotor del rotor.

### 4.1.1. PI diseño

En la Figura 4.1 se muestra el efecto del control de velocidad así como el torque electromagnético y las corrientes de estator abc. Es posible observar que el controlador cumple con los criterios de diseño establecidos en la sección anterior, los cuales son  $M_p = 5\%$  y  $t_s = 0.5$  s. Por tanto el diseño del controlador y la estructura de control está correctamente desarrollada. En la Figura 4.2 se muestra la evolución de los índices de desempeño según la función de referencia. Los valores cuantitativos se pueden comparar en la Tabla 4.1

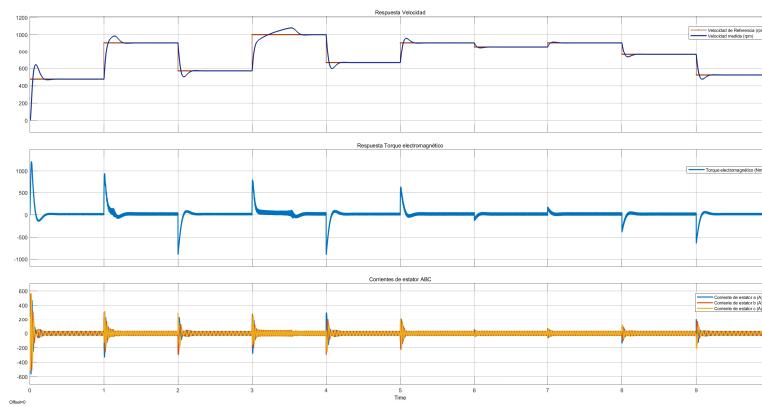


Figura 4.1: Respuesta de velocidad, torque y corrientes de estator ante estructura de control vectorial con PI sintonizado por diseño.

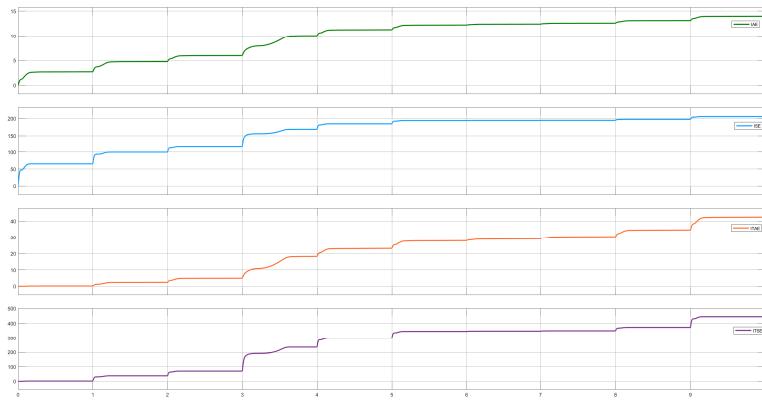


Figura 4.2: Respuesta de los índices de desempeño del controlador vectorial con PI sintonizado por diseño.

Sin embargo, la cuestión a resolver es si un controlador PI sintonizado por diseño es suficiente para una correcta estimación del estado velocidad con un neuro-observador, por lo que la estimación de la velocidad se realizó aun cuando se tenía la medición de la velocidad directamente como señal de retroalimentación. En la Figura 4.3 se muestra el desempeño del neuro-observador ante el controlador PI sintonizado por diseño, se puede observar que la estimación es pobre cuando se emplea el controlador propuesto pese a que la velocidad es directamente medida, lo cual nos indica que los pesos de la red neuronal del observador no convergen a la velocidad real.

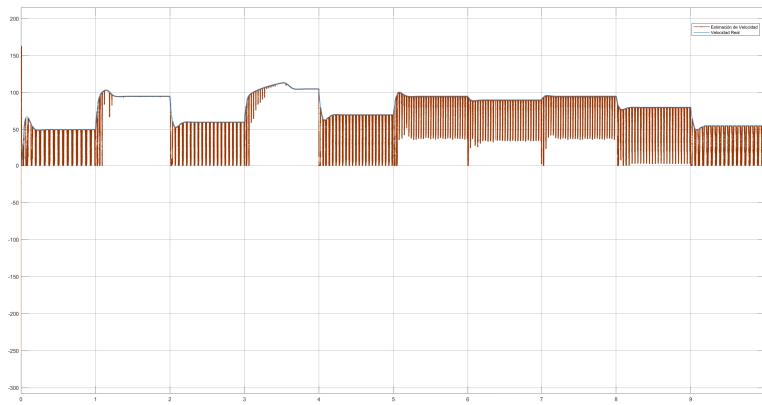


Figura 4.3: Estimación de la velocidad del observador ante controlador PI sintonizado por diseño.

### 4.1.2. PI Ziegler-Nichols

El controlador PI sintonizado por el método de Ziegler-Nichols de lazo abierto diseñado en la sección anterior se caracteriza por tener 2 oscilaciones seguidas con la segunda valiendo  $1/4$  de la principal. Esta característica hace que el método no sea el mejor en aplicaciones en las que se requiere un alto desempeño dinámico, sin embargo es un método de sintonización muy

utilizado en la industria, por lo que es importante considerarlo.

En la Figura 4.4 se muestra la respuesta de la velocidad, torque y corrientes de estator del motor ocasionada por el controlador PI sintonizado por el método de Ziegler-Nichols. Se puede observar que cumple con la especificación de las dos oscilaciones, lo que significa que el controlador está correctamente sintonizado. Sin embargo, podemos observar que la respuesta del torque oscila mucho ante los cambios de referencia y el tiempo de estabilización de las corrientes es mayor que con el PI sintonizado por diseño. Los índices de desempeño se muestran en la Figura 4.14 y nuevamente se pueden comparar cuantitativamente en la Tabla 4.1.

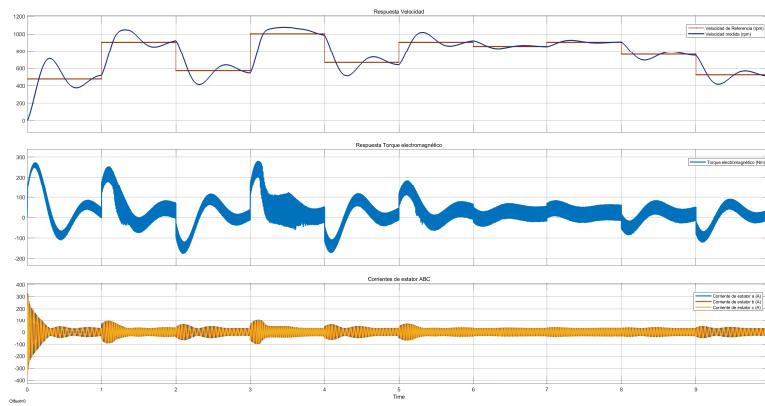


Figura 4.4: Respuesta de velocidad, torque y corrientes de estator ante estructura de control vectorial con PI sintonizado por Ziegler-Nichols.

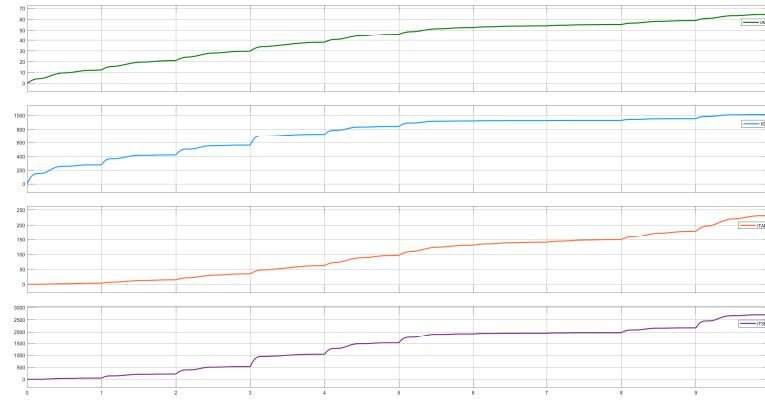


Figura 4.5: Respuesta de los índices de desempeño del controlador vectorial con PI sintonizado por Ziegler-Nichols.

No obstante, como en el caso anterior, es importante visualizar la estimación de la velocidad con los valores de sintonización del método de Ziegler-Nichols aun cuando la velocidad de retroalimentación sea tomada directamente del sensor, esto con objetivo de verificar si el controlador y el método de sintonización son adecuados para el empleo de un observador tipo neuronal. En la Figura 4.6 se observa la velocidad estimada por la arquitectura cuando se emplea un controlador PI sintonizado por el método de Ziegler-Nichols.

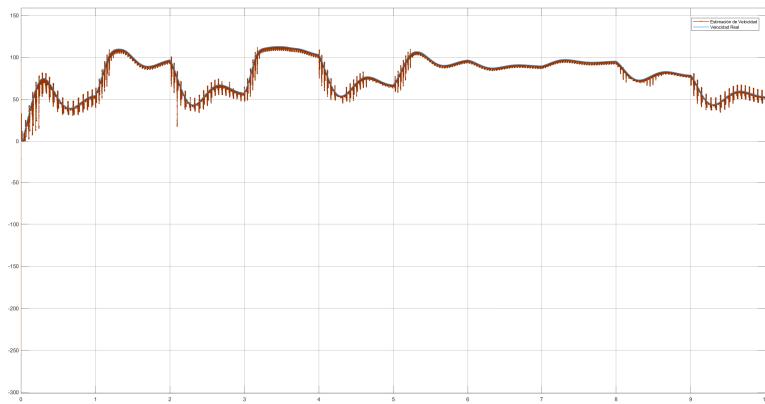


Figura 4.6: Estimación de la velocidad del observador ante controlador PI sintonizado por Ziegler-Nichols.

Es posible observar que, a comparación del PI sintonizado por diseño, la estimación es mejor, aunque posee oscilaciones constantes en los cambios de referencia.

### 4.1.3. Neuro-PI

La propuesta del controlador PI neuronal conlleva la propiedad de una sintonización dinámica ante los cambios de referencia, incluso cuando se entran a zonas de no linealidad. Por esta razón, la idea de emplear un neuro-PI en una arquitectura de control vectorial empleada en motores eléctricos trifásicos es una buena apuesta. La respuesta de la velocidad, torque y las corrientes de estator del sistema empleando un neuro-PI para el lazo de velocidad se muestran en la Figura 4.7.

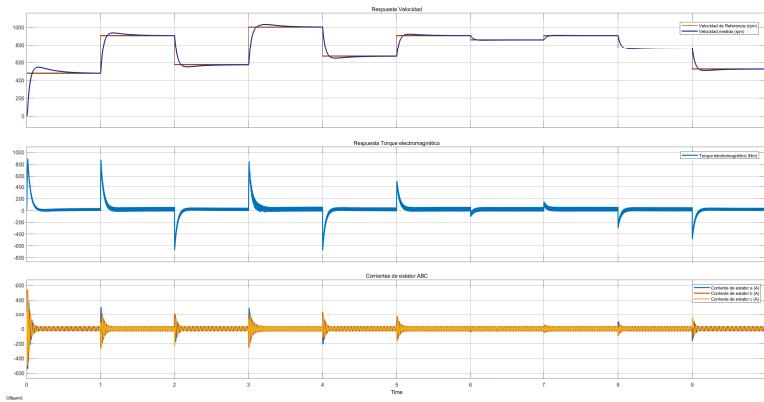


Figura 4.7: Respuesta de velocidad, torque y corrientes de estator ante estructura de control vectorial con neuro-PI.

Es posible observar que el sobreimpulso se redujo significativamente en relación con la respuesta obtenida con el controlador por diseño, además de que las transiciones dinámicas de las corrientes y el torque son más rápidas y estables en comparación con las obtenidas por el método de Ziegler-Nichols. Los índices de desempeño se pueden observar en la Figura 4.8 y

una vez más, se pueden comparar con los de los otros controladores en la Tabla 4.1.

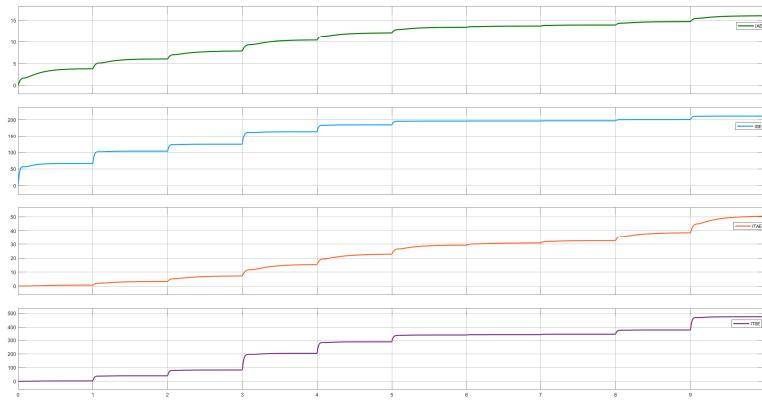


Figura 4.8: Respuesta de los índices de desempeño del controlador vectorial con neuro-PI.

En la Figura 4.9 es posible observar la estimación del neuro-observador de estados cuando se emplea un neuro-PI como controlador en el lazo de velocidad. Se puede observar que al inicio existe una zona transitoria inestable que desaparece conforme la red va siendo entrenada, ya que durante el resto de la simulación se observa que la estimación es muy cercana a la velocidad real.

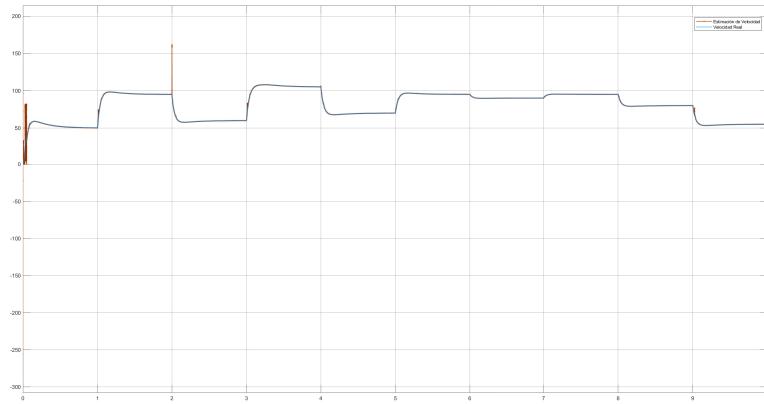


Figura 4.9: Estimación de la velocidad del observador ante un controlador neuro-PI.

De acuerdo con las Figuras 4.1 - 4.9, es posible observar que la arquitectura de control vectorial tiene mejor desempeño cuando se emplea un neuro-PI como controlador del lazo de velocidad aun cuando la velocidad de retroalimentación está siendo tomada directamente del sensor en el rotor del motor. Los índices de desempeño también se minimizan cuando se emplea un neuro-PI, seguido del controlador PI sintonizado por diseño y por último el PI sintonizado por el método de Ziegler-Nichols. En la siguiente sección se analizará el comportamiento dinámico y el desempeño de cada controlador cuando se toma la velocidad estimada como velocidad de retroalimentación con el neuro-estimador de estados.

## 4.2. Resultados con neuro-estimador de estados

A continuación se analizan los resultados obtenidos cuando la velocidad de retroalimentación se obtiene desde la estimación hecha por el observador de estados neuronal.

### 4.2.1. PI diseño

En la estructura del control vectorial mostrada en la Figura 3.2 se sintoniza el controlador PI utilizando las ganancias obtenidas del método de diseño presentado en la sección Desarrollo, el cual se requiere que la respuesta de la velocidad tenga un sobreimpulso máximo del 5% y un tiempo de asentamiento de 0.5 segundos. Los demás controladores PI se sintonizan a prueba y error para los lazos de las corrientes  $I_q$  e  $I_d$ . En la Figura 4.10 se muestra la respuesta del controlador cuando se usa la velocidad estimada del observador como señal de retroalimentación, y en la Figura 4.11 se muestran los índices de desempeño obtenidos para una simulación de 10 segundos.

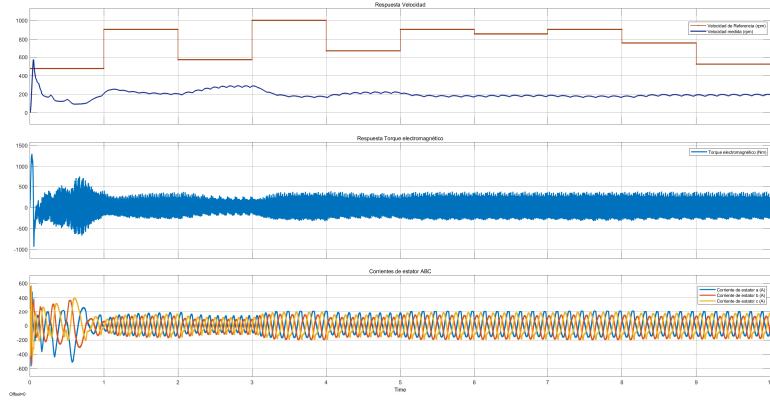


Figura 4.10: Respuesta de la velocidad, torque y corrientes de estator del sistema ante controlador PI sintonizado por diseño y con velocidad estimada por el observador.

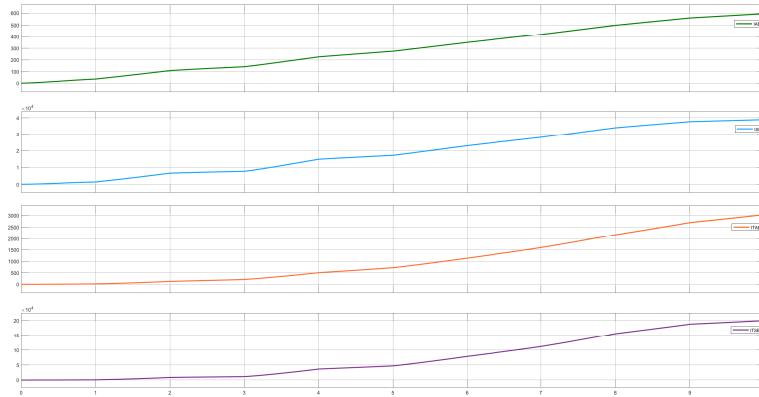


Figura 4.11: Índices de desempeño del sistema con PI sintonizado por diseño y velocidad estimada por el observador.

Es posible observar que el controlador PI en el lazo de velocidad no sigue de manera satisfactoria la referencia de velocidad, pues existe un constante error en estado estacionario. Además, el torque y las corrientes de estator presentan oscilaciones sostenidas que causan un consumo energético mayor del controlador y del sistema. Por otro lado, se observa que ninguno de los índices de desempeño mantienen un valor constante para cada valor de la entrada escalón, por lo que los índices están divergiendo de un valor estable. En la Figura 4.12 se muestra la velocidad estimada por el neuro-observador cuando se utiliza el PI en el lazo de velocidad.

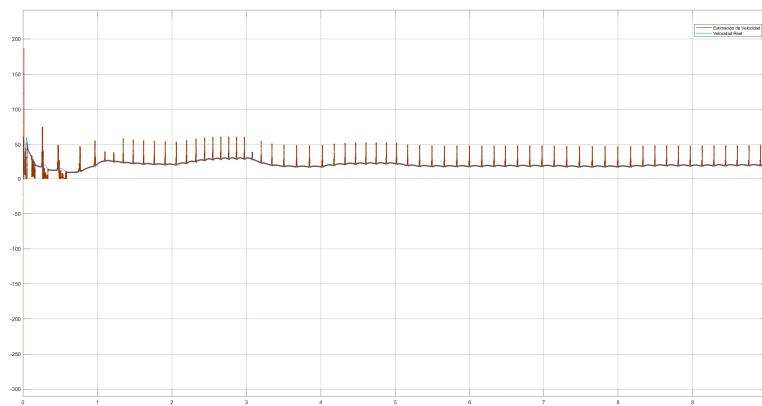


Figura 4.12: Velocidad estimada por el observador cuando se usa el PI sintonizado por diseño.

Se observa de la figura que la estimación no es buena ya que presenta constantes oscilaciones, lo que causa que la señal de corrección producida por el PI sea incorrecta.

#### 4.2.2. PI Ziegler-Nichols

Se prueba el esquema de control cambiando la sintonización del controlador PI a valores de las ganancias obtenidas por el método de ZN. En la Figura 4.3 se muestra la respuesta de la velocidad, el torque y las corrientes de estator cuando se usa este PI en el lazo de velocidad. Además, se muestra en la Figura 4.14 la evolución de los índices de desempeño a 10 s cuando se emplea el PI con la velocidad de retroalimentación estimada por el neuro-observador.

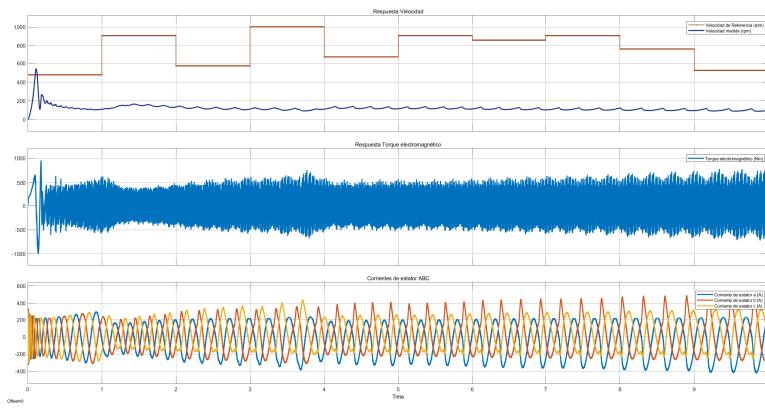


Figura 4.13: Respuesta de velocidad, torque y corrientes de estator ante controlador PI sintonizado por Z-N y con velocidad estimada.

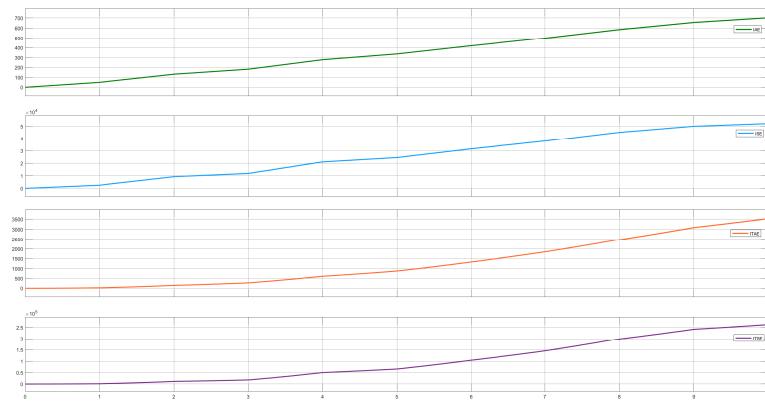


Figura 4.14: Índices de desempeño del sistema con PI sintonizado por Ziegler-Nichols y velocidad estimada por el observador.

Es posible observar que, al igual que con el PI sintonizado por diseño, la sintonización por el método de Ziegler-Nichols tampoco logra un ajuste de ganancias adecuado para seguir la referencia de velocidad establecida por el neuro-observador, y en el caso de los índices ocurre la misma situación, pues no se mantienen estables en algún punto de los valores de la referencia, si no que divergen indefinidamente. En la Figura 4.15 se muestra la velocidad estimada por el observador cuando se emplea el PI sintonizado por el método de Ziegler-Nichols.

Es posible observar que la estimación de la velocidad oscila con menor magnitud a comparación de con el PI sintonizado por diseño, sin embargo sigue manteniendo oscilaciones constantes por lo que el desempeño del observador cuando se utiliza el controlador PI sintonizado por ZN no es satisfactorio.

### 4.2.3. Neuro-PI

Ahora se hacen las respectivas pruebas empleando el neuro-PI diseñado en el lazo de velocidad de la arquitectura de control. La Figura 4.16 muestra el desempeño dinámico de la velocidad, el torque y las corrientes de estator cuando se usa el PI neuronal como controlador del lazo de

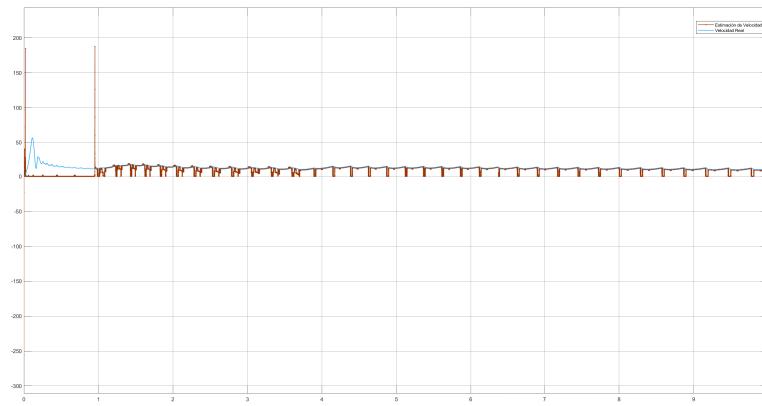


Figura 4.15: Velocidad estimada por el observador cuando se emplea el PI sintonizado por Ziegler-Nichols.

velocidad, mientras que en la Figura 4.17 se muestra la evolución de los índices de desempeño a un tiempo de 10 segundos de simulación.

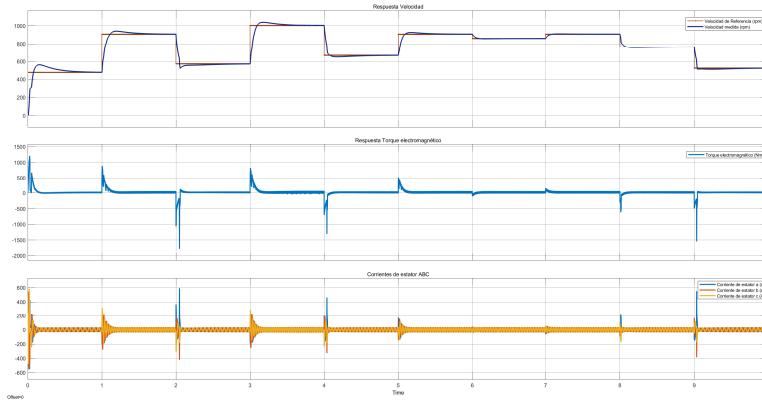


Figura 4.16: Respuesta de la velocidad, torque y corrientes de estator del sistema ante controlador neuro-PI y con velocidad estimada por el observador.

Podemos observar que la velocidad sigue con éxito la señal de referencia con un sobreimpulso reducido y un tiempo de asentamiento suficiente para la referencia introducida. Además, se puede observar que cuando ocurren los cambios de referencia el transitorio del torque y de las corrientes se estabiliza con gran rapidez.

Por otro lado, es posible observar que los índices de desempeño se stabilizan en un valor fijo para cada valor de entrada en la señal de referencia, lo que significa que los valores se stabilizan y el valor de los índices de desempeño no diverge como en los casos anteriores. Finalmente, en la Figura 4.18 se muestra la estimación de la velocidad llevada a cabo con el neuro-observador. Es posible observar que la estimación es muy aproximada para instantes estacionarios de la señal de referencia, pero muestra desviaciones mayores en cada cambio de referencia dinámico, aunque es posible observar también que la resiliencia del controlador es tal que converge a la estimación con gran rapidez.

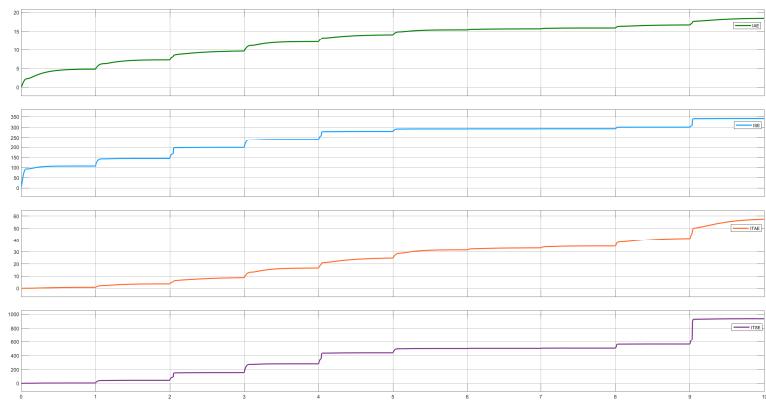


Figura 4.17: Índices de desempeño con neuro-PI y velocidad estimada por el observador.

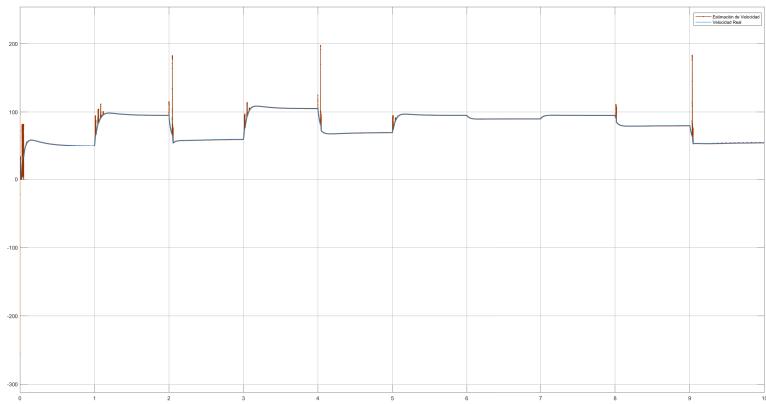


Figura 4.18: Velocidad estimada por el observador cuando se emplea el neuro-PI.

#### 4.2.4. Análisis ante perturbaciones

Para poder validar en un espectro más amplio un análisis de desempeño de un controlador, es importante considerar su acción bajo perturbaciones externas, ya que muchas veces en los procesos reales existen factores externos que pueden hacer que las variables controladas o manipuladas cambien el valor que deberían tener, por lo que es tarea del controlador corregir estas alteraciones para evitar problemas mayores. Se analizan las respuestas dinámicas de los tres controladores cuando se emplea la velocidad estimada por el observador como señal de retroalimentación. El análisis se lleva a cabo con una simulación de 5s a la cual en el segundo 3 se le añade una perturbación de 400 rpm.

##### PI diseño

Se hace el análisis dinámico empleando el controlador PI sintonizado por diseño en la arquitectura y empleando el observador de estados para visualizar la respuesta ante una perturbación constante. En la Figura 4.19 se muestra la respuesta de la velocidad, el torque y las corrientes de estator del sistema, al cual se le añade la perturbación en el segundo 3. Además, en la Figura 4.20 se muestra la evolución dinámica de los valores de los índices de desempeño.

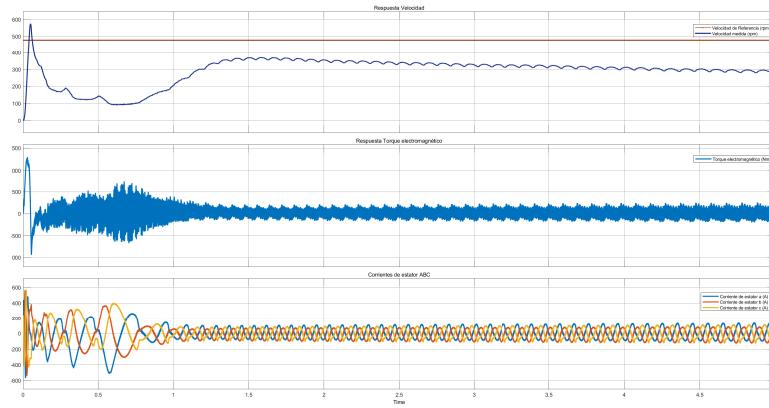


Figura 4.19: Respuesta dinámica de la velocidad, torque y corrientes de estator ante perturbación constante con PI sintonizado por diseño.

Como es posible observar, la respuesta dinámica no es satisfactoria debido al constante error en estado estacionario. Esto es debido a que la sintonización del PI no es suficiente para causar una buena estimación del neuro-observador, y al no hacer una buena estimación, el controlador efectúa su control de manera errónea.

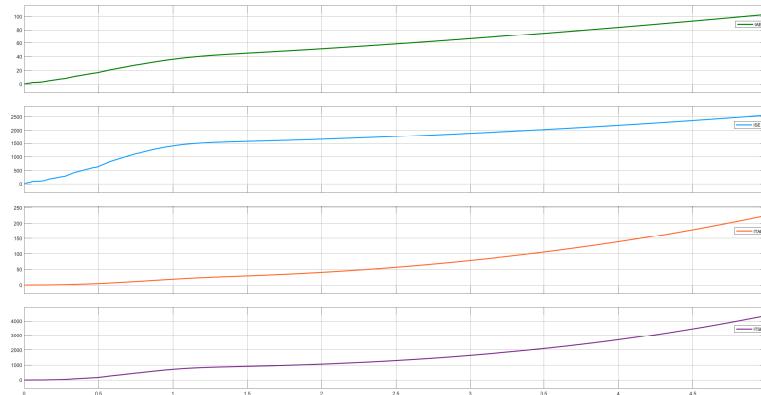


Figura 4.20: Índices de desempeño del controlador PI sintonizado por diseño ante presencia de perturbación.

Se puede observar además que los índices de desempeño no se encuentran acotados y divergen de manera indefinida ya que la velocidad no puede seguir la trayectoria de referencia.

### PI Ziegler-Nichols

Ahora se analiza la respuesta del controlador PI sintonizado por el método de Ziegler-Nichols cuando se añade una perturbación externa al proceso. En la Figura 4.21 se muestra la respuesta dinámica de la velocidad, el torque y las corrientes de estator y en la Figura 4.22 se muestra la evolución dinámica de los índices de desempeño más usados.

De acuerdo con la figura, incluso el PI sintonizado por el método de Ziegler-Nichols fue incapaz de seguir de manera adecuada la referencia de control. Este método de sintonización tampoco

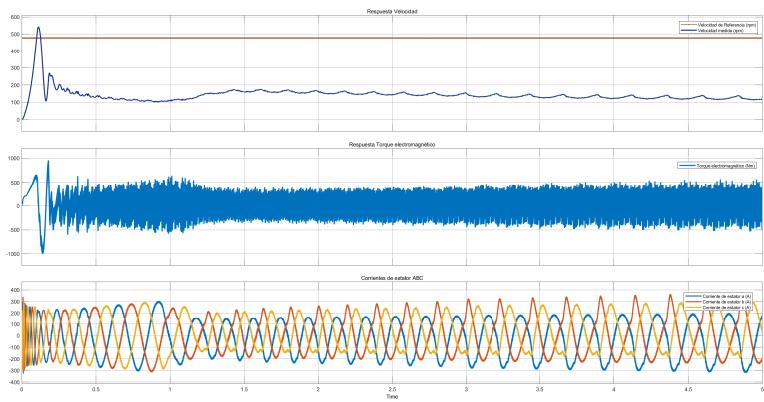


Figura 4.21: Respuesta dinámica de la velocidad, torque y corrientes de estator ante perturbación constante con PI sintonizado por ZN.

es suficiente cuando se tiene un observador de tipo neuronal, ya que los valores de las ganancias  $K_p$ ,  $K_i$  no son los adecuados para generar una buena estimación del estado ni para aplicar una adecuada ley de control.

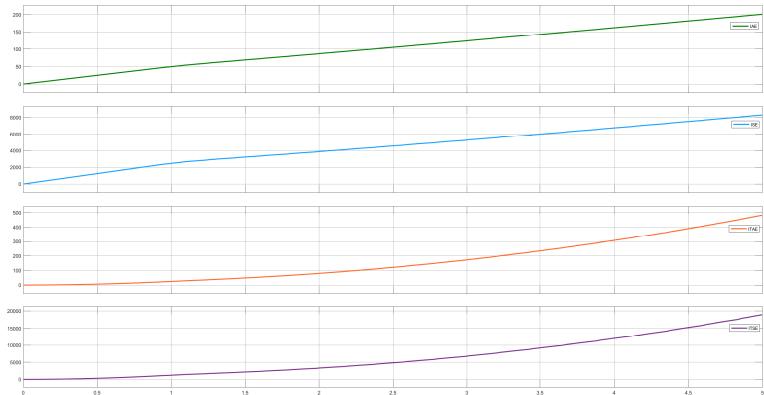


Figura 4.22: Índices de desempeño del controlador PI sintonizado por ZN ante presencia de perturbación.

Como se observa, al igual que en el caso del PI sintonizado por diseño, los índices de desempeño no se acotan bajo ningún valor aun cuando la entrada de referencia es un escalón simple. Esto nos lleva a pensar que en efecto una sintonización estática no es suficiente para llevar a cabo labores de control más complejas donde se requiera el uso de autosintonizadores que puedan generar una correcta estimación de las magnitudes a medir.

### Neuro-PI

Finalmente, se analiza el tercer y último controlador diseñado en este trabajo, el cual es un neuro controlador tipo PI cuya propiedad de autosintonización en línea hace que sea un excelente candidato para el controlador vectorial en arquitectura “sensorless” con un estimador de tipo neuronal. En la Figura 4.23 se muestra la respuesta dinámica de la velocidad, el torque y las co-

rrientes de estator del sistema ante la acción correctiva del neuro-controlador PI, y en la Figura 4.24 se muestra la evolución de los índices de desempeño a 3 segundos de simulación.

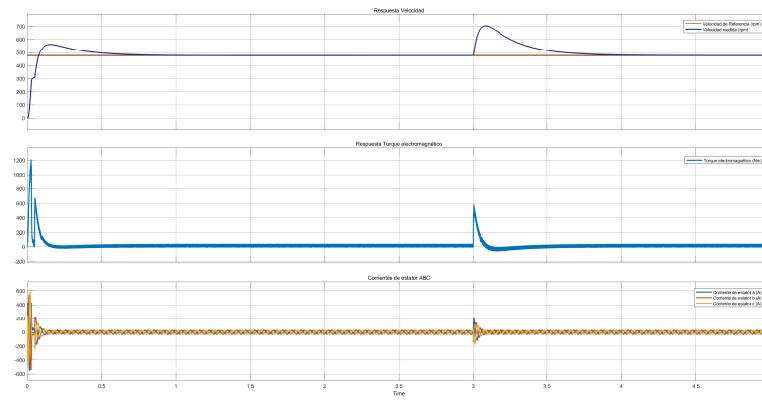


Figura 4.23: Respuesta dinámica de la velocidad, torque y corrientes de estator ante perturbación constante con neuro-PI.

Es posible observar que la perturbación es rechazada correctamente y el controlador logra poner el valor de la velocidad en el valor de la referencia a comparación de los otros controladores que ni si quiera podían mantener la variable en su referencia antes de la perturbación. Sin embargo es importante destacar el tiempo de asentamiento de la perturbación que es considerablemente largo. Esto pudiera tener varias explicaciones, pero la más fehaciente de ellas es que el sistema es muy grande en el sentido en que la perturbación debe propagarse por la velocidad, las corrientes en los ejes estacionario y rotatorio, reflejarse en el motor y luego volver por las transformaciones para después ser capturado por el observador de estados y entonces aplicar la ley de control correctiva.

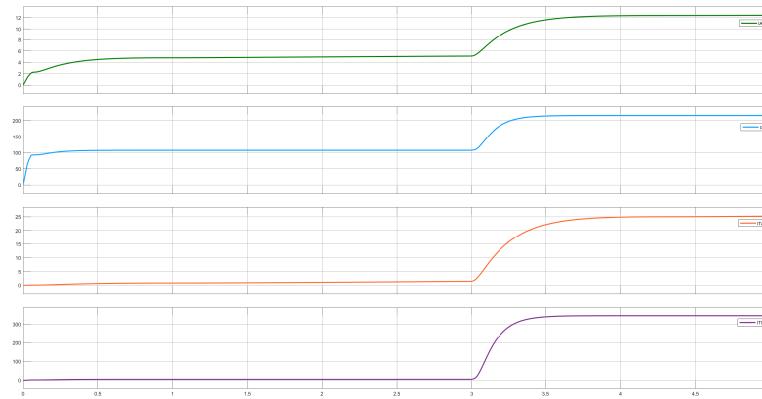


Figura 4.24: Índices de desempeño del controlador neuro-PI.

Finalmente, de la Figura anterior se observa que los índices de desempeño se encuentran acotados incluso cuando ocurre la perturbación, los valores crecen al nuevo valor estacionario, pero siempre acotado convergiendo a un valor fijo y no creciendo indefinidamente. De lo anterior es posible destacar que el controlador neuronal es superior en desempeño y rechazo a las perturbaciones que sus contrapartes PI por diseño y por Ziegler-Nichols debido a que éstos

poseen siempre una sintonización fija y no adaptable para las diferentes regiones no lineales de una planta cuya dinámica es de carácter no lineal.

### 4.3. Comparación de índices de desempeño

Un análisis cualitativo basado en gráficas nunca será fidedigno si no viene acompañado de un análisis cuantitativo. En la teoría de control se utilizan los llamados índices de desempeño para validar de manera cuantitativa que un controlador es mejor que otro con base en las necesidades y los requerimientos de cada sistema en cuestión.

La comparación de los índices de desempeño se hizo en tres fases. En la Tabla 4.1 se muestran los índices de desempeño IAE (integral del valor absoluto del error), ISE (integral del error al cuadrado), ITAE (integral del valor absoluto del error multiplicado por el tiempo), ITSE (integral del error cuadrado multiplicado por el tiempo) y TVU (integral de la variación total de control) cuando la velocidad de retroalimentación es tomada directamente del sensor de velocidad.

Se puede observar que el controlador que minimiza los índices IAE, ISE, ITAE e ITSE es el PI sintonizado dinámicamente por medio de una red neuronal, con índices apenas por debajo del PI sintonizado por diseño pero muy por debajo de los valores obtenidos por el PI sintonizado por el método de Ziegler-Nichols.

Esto se puede validar observando la respuesta dinámica de la velocidad en las Figuras 4.1 y 4.7, en las que observamos que el controlador PI por diseño posee sobreimpulsos mayores en cada cambio de referencia porque los cambios son más bruscos y rápidos, a diferencia de la respuesta obtenida por el neuro-PI cuyos cambios son más suaves y con menor sobreimpulso en cada cambio de referencia. Por esta razón, es posible deducir que el controlador PI neuronal tiene un ligero mejor desempeño dinámico que el controlador PI sintonizado por diseño, pero muchísimo mejor que el PI sintonizado por el método de Ziegler-Nichols.

Tabla 4.1: *Índices de desempeño a 10 segundos de simulación empleando la medición de la velocidad.*

Algoritmo	Método de Sintonización	IAE	ISE	ITAE	ITSE	TVU
PI	Diseño	16	211	50.49	475.2	0.03535
PI	Ziegler-Nichols	64.62	1011	232.8	2708	0.008404
PI	Red Neuronal	13.96	205.3	42.46	444.9	0.04364

En la segunda fase se analiza el desempeño dinámico de los controladores cuando se usa la velocidad estimada por el neuro-observador como velocidad de retroalimentación. Los resultados de los índices de desempeño se muestran en la Tabla 4.2. Es posible observar que el controlador que minimiza los índices de desempeño mostrados es nuevamente el controlador PI neuronal, pero en esta ocasión con un mayor margen.

Tabla 4.2: Índices de desempeño a 10 segundos de simulación empleando el neuro-observador.

Algoritmo	Método de Sintonización	IAE	ISE	ITAE	ITSE	TVU
PI	Diseño	594.3	$3.897 \times 10^4$	3031	$1.995 \times 10^5$	8.543
PI	Ziegler-Nichols	702.1	$5.228 \times 10^4$	3527	$2.624 \times 10^5$	0.4441
PI	Red Neuronal	18.45	341.5	57.39	935.9	2.185

Esto es posible de comprobar visualmente en las Figuras 4.10, y 4.16, en las cuales se observa que los controladores PI diseño y PI Ziegler-Nichols no son suficientes para seguir la velocidad de referencia ni la estimada por el observador. La razón de esto es que la arquitectura de control necesita un cambio de sintonización por cada cambio en la referencia que se introduzca debido a la no linealidad de la planta del sistema, propiedad que sí tiene el PI neuronal al aprender de los cambios en la referencia y de la identificación hecha por el neuro-observador.

Finalmente, se tiene el análisis de tercer fase el cual consiste en analizar la respuesta de los controladores ante una perturbación constante externa al sistema, simulando las variaciones que pueda haber en implementaciones físicas reales. Nuevamente es posible observar que el neuro-PI minimiza los índices IAE, ISE, ITAE e ITSE en comparación con los PI diseño y PI Z-N.

Si observamos las Figuras 4.19, 4.21 y 4.23, podemos observar que dado que los controladores PI por diseño y por ZN son incapaces de seguir la velocidad de referencia, ni siquiera logra afectar la perturbación a la velocidad controlada, generando un mayor error en estado estacionario y oscilaciones permanentes en el torque y las corrientes de estator. Por el contrario, el controlador PI neuronal logra disipar eficazmente la perturbación. En la Tabla 4.3 se muestra la comparación de los índices de desempeño cuando se introduce una perturbación constante externa al sistema.

Tabla 4.3: Índices de desempeño a 5 segundos de simulación con velocidad estimada ante perturbación constante en  $t = 3s$ .

Algoritmo	Método de Sintonización	IAE	ISE	ITAE	ITSE	TVU
PI	Diseño	103	2563	226.1	4396	6.613
PI	Ziegler-Nichols	201	8291	482.3	$1.89 \times 10^4$	0.3469
PI	Red Neuronal	12.43	215	25.24	345.1	1.623

## 4.4. Análisis energético

Para validar los resultados obtenidos y cumplir con el objetivo de este trabajo es necesario analizar el consumo energético del sistema de control bajo los escenarios estudiados anteriormente. En la simulación es posible cuantificar el consumo de energía a través de la potencia generada por el motor por medio de la siguiente fórmula:

$$P_k = \sqrt{3}V_k I_k \cos(\phi),$$

donde  $V_k$  e  $I_k$  son la magnitud eficaz de los fasores de tensión y corriente eléctrica respectivamente, y  $\cos(\phi)$  es el factor de potencia. En entornos de simulación como en Simulink, los factores de potencia son ideales (sin pérdidas). Sin embargo, esto no ocurre en la realidad, ya que todo sistema siempre posee algún tipo de disipación. En México, los sistemas eléctricos y de potencia tienen por ley que permanecer en valores mayores a 0.9, por lo que este es el valor considerado para el factor de potencia.

En la Tabla 4.4 se muestra la potencia media de salida del motor ante una carga de 15 N·m cuando se usa la velocidad directa como señal de retroalimentación.

Tabla 4.4: *Potencia media y consumo energético consumido por los controladores con medición directa.*

Algoritmo	Método de Sintonización	Potencia Media (kW/hr)	Consumo Energético (kW/hr/mes)
PI	Diseño	13.48	2,336.084
PI	Ziegler-Nichols	13.62	2,360.346
PI	Red Neuronal	12.53	2,171.449

Se puede observar que el menor consumo energético lo causa el controlador PI neuronal con un valor promedio de 12.53 kW/hr, seguido del controlador PI sintonizado por diseño con una potencia promedio de 13.48 kW/hr y por último el controlador PI sintonizado por Ziegler-Nichols el cual genera un consumo energético promedio de 13.62 kW/hr. El PI neuronal genera un 8% menos de gasto energético en comparación con la potencia del PI Ziegler-Nichols, mientras que un 7% con respecto a la potencia promedio del PI diseño. A pesar de que las potencias de salida consumidas no son tan diferentes, cuando hacemos una extrapolación a una mayor escala de tiempo, se puede observar un ahorro considerable como es el caso del PI neuronal que ahorra aproximadamente 190 kW/hora al mes, o sea cerca de 2280 kW al año (casi un mes al año). Por otro lado, en la Tabla 4.5 se muestra la potencia promedio consumida y el consumo energético del sistema cuando se usa la velocidad estimada del observador como señal de retroalimentación con cada uno de los tres controladores.

Tabla 4.5: *Potencia media y consumo energético consumido por los controladores cuando se emplea la velocidad estimada por el neuro-observador de estados.*

Algoritmo	Método de Sintonización	Potencia Media (kW/hr)	Consumo Energético (kW/hr/mes)
PI	Diseño	78	13,517.4
PI	Ziegler-Nichols	124.18	21,520.3
PI	Red Neuronal	12.775	2,213.9

Es posible destacar que el consumo energético del PI neuronal muestra un valor muy inferior a los otros dos controladores PI. En concreto, la energía promedio consumida por el PI neuronal

es de 12.75 kW/hr, mientras que con el PI diseño es de 78 kW/hr y con el PI por Ziegler-Nichols es de aproximadamente 124 kW/hr. Es decir, el PI neuronal muestra un consumo energético muy similar a cuando se emplea la velocidad directa del sensor. Esto es, un 90% de ahorro energético en comparación con el PI ZN y un 65% en comparación con el controlador PI diseño si es que se implementaran estos controladores con el observador neuronal.

Del mismo modo, es posible analizar cualitativamente mediante la medición de la energía consumida por el sistema mediante el uso de gráficas de simulación. En la Figura 4.25 se muestra el consumo energético por cada uno de los tres controladores PI con y sin estimador. Es posible observar que el consumo energético de los controladores cuando se emplea el sensor son similares con la peculiaridad de que el PI Z-N oscila con mayor intensidad, haciendo que su potencia promedio aumente un poco. Sin embargo, cuando se emplea el estimador de estados se observa un incremento desmedido en la potencia consumida por el motor cuando se usan los controladores PI diseño y PI Z-N en el lazo de velocidad, mientras que cuando se emplea el PI neuronal suben sólo de 12.53 kW/hr a 12.77 kW/hr, es decir apenas un incremento del 1.8% en comparación a cuando se usa el sensor de velocidad, lo que equivale a una diferencia de 41.52 kW/hr al mes.

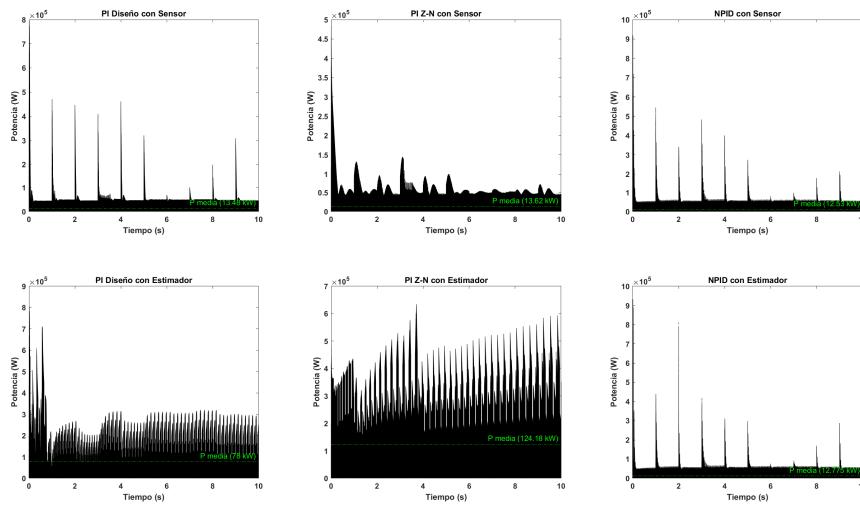


Figura 4.25: Potencias consumidas por los tres controladores PI cuando se usa la velocidad directa y el estimador de estados.

Análogamente, en la Figura 4.26 se muestra el consumo energético del sistema cuando existe una perturbación externa constante. El análisis se hace únicamente cuando se emplea el observador de estados. Es posible observar que el consumo energético es mucho menor con el PI neuronal en comparación con lo demás controladores, teniendo una potencia media de 10.23 kW/hr para el PI neuronal, 58.97 kW/hr con el PI diseño y 106.23 kW/hr con el PI Z-N cuando hay una perturbación de 400 rpm. Por lo que el PI neuronal genera un ahorro de cerca del 17% (8,446.6 kW/hr/mes) en comparación con el PI diseño, y de 90.3% (16,636.8 kW/hr/mes) en comparación con el PI Z-N.

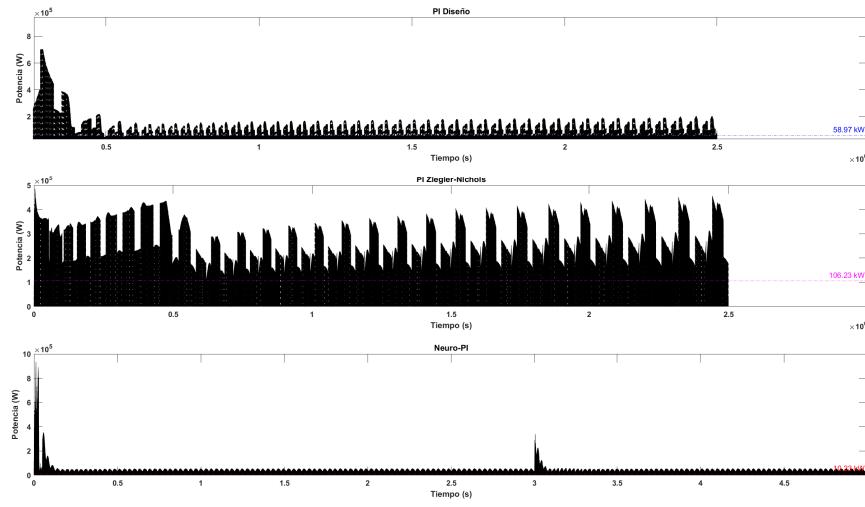


Figura 4.26: Potencias consumidas por los tres controladores PI ante perturbación constante cuando se usa el estimador de estados.

Finalmente, el análisis se centra alrededor del índice ISE dado que este índice va a discriminar entre sistemas excesivamente sobreamortiguados y excesivamente subamortiguados, es decir que para minimizar el valor del ISE necesita haber un compromiso de amortiguación, por lo que minimizar este índice implica minimizar el consumo de energía para sistemas electromecánicos. En la Figura 4.27 se muestran la evolución del índice ISE a lo largo de la simulación cuando se emplea la señal del sensor de velocidad. Como se puede observar, el PI ZN muestra un crecimiento mucho mayor en comparación con los otros dos controladores, los cuales poseen un valor ISE muy similar, estando ligeramente por debajo el PI neuronal, lo que significa que genera un consumo energético ligeramente menor que el PI diseño, lo cual se puede comprobar cuantitativamente en la Tabla 4.1.

Por otro lado, en la Figura 4.28 se muestra la misma evolución del índice ISE cuando se emplea el observador de estados. En este caso se observa una evolución acelerada de los valores del índice para los PI diseño y PI ZN, los cuales no muestran acotación alguna en los cambios de referencia, mientras que el controlador PI neuronal sí muestra un valor constante y acotado muy inferior al de los dos anteriores, esto se comprueba cuantitativamente con los valores obtenidos en la Tabla 4.2, por lo que se puede deducir que el controlador PI neuronal nuevamente posee un mayor ahorro energético que es más marcado cuando se emplea el neuro-observador de estados.

## 4.5. Análisis económico

En esta última sección se analiza el gasto en términos monetarios que genera el motor con cada uno de los controladores propuestos. En la Tabla 4.6 se muestran el precio total a pagar por el consumo energético consumido por el motor a 1 año. Las diferentes tarifas están basadas en

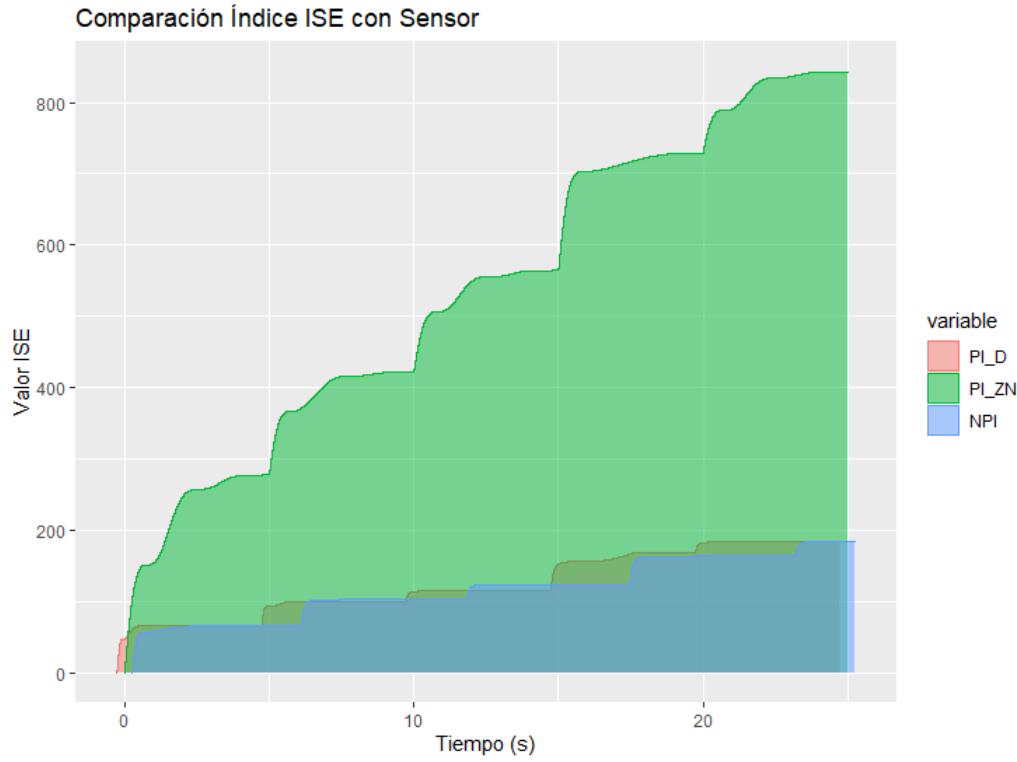


Figura 4.27: Comportamiento del índice ISE ante controladores PI con velocidad medida del sensor.

los precios de la CFE a marzo de 2022 para la Ciudad de México.

Tabla 4.6: Comparación costo económico en consumo energético para cada controlador PI usando sensor de velocidad.

Controlador	Consumo Energético (kW-hr/mes)	Tarifa DAC \$6.79/kW	Tarifa RAMT \$0.836/kW	Tarifa DIT \$0.92/kW
PI Diseño	2,336.08	\$190,344.12	\$23,435.59	\$25,790.37
PI Ziegler-Nichols	2,360.35	\$192,320.99	\$23,678.99	\$26,058.22
<b>PI Neuronal</b>	<b>2,171.45</b>	<b>\$176,929.66</b>	<b>\$21,783.98</b>	<b>\$23,972.80</b>

En el Anexo 1 se muestra el tarifario vigente para el año 2022. La tarifa DAC (De alto consumo) contempla gasto doméstico de alta tensión y generalmente no hay aplicaciones domésticas para motores de 50 hp, sin embargo para fines de comparación se toma en cuenta esta tarifa. La tarifa RAMT hace referencia al sector agrícola y la tarifa DIT hace referencia al sector industrial con sistemas de transmisión. Es posible observar que, coherentemente con el consumo energético analizado en la sección anterior, el que menor gasto genera es el controlador PI neuronal, aunque en la Tabla 4.6 no existe una gran diferencia entre el consumo energético de los tres controladores, pero cuando se extrae a un año, se puede observar que el controlador PI neuronal genera un ahorro de aproximadamente **\$2,000 MXN** anuales con respecto a ambos controladores para las tarifas RAMT y DIT. No obstante, se puede observar un mayor ahorro en la tarifa DAC. La diferencia es de aproximadamente **\$15,000 MXN anuales** para el controlador

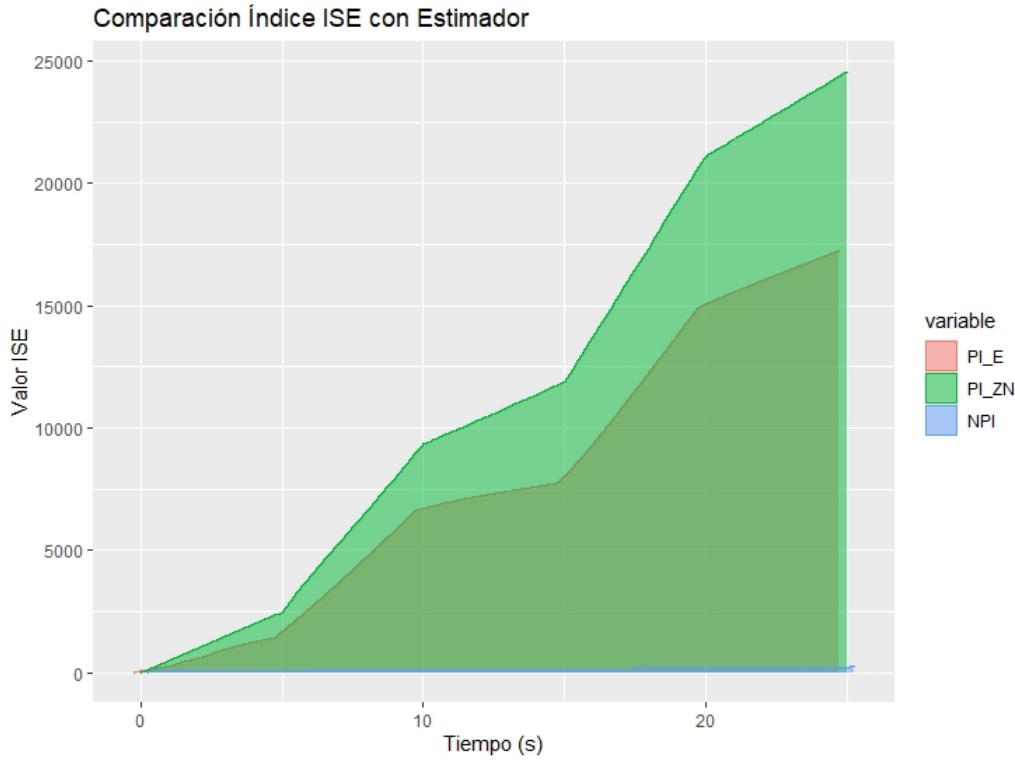


Figura 4.28: Comportamiento del índice ISE ante controladores PI con velocidad estimada por el neuro-observador.

neuronal en comparación con el resto de controladores en la tarifa DAC.

Adicionalmente, en la Tabla 4.7 se muestran las mismas proyecciones económicas pero ahora consideran el consumo energético del sistema cuando se emplea el observador de estados y su estimación de la velocidad. Para la tarifa DAC se observa un ahorro de cerca de **\$921,000 MXN anuales** en comparación con el PI diseño y de **\$1.5 millones de MXN anuales** en comparación con el PI ZN para la tarifa DAC. Para las tarifas RAMT y DIT el ahorro es de aproximadamente **\$200,000 MXN anuales** en comparación con el PI ZN y de alrededor de **\$120,000 MXN anuales** en comparación con el PI diseño, por lo que es posible deducir que cuando se emplea el observador de estados los ahorros monetarios son muy altos, esto adicionado a la no necesidad de invertir en sensores tipo encoder para los motores de inducción, ya que la red neuronal del observador cumple con la función de estimador después de ser entrenada.

Tabla 4.7: Comparación costo económico en consumo energético para cada controlador PI usando el neuro-observador de estados.

Controlador	Consumo Energético (kW-hr/mes)	Tarifa DAC \$6.79/kW	Tarifa RAMT \$0.836/kW	Tarifa DIT \$0.92/kW
PI Diseño	13,517.40	\$1,101,397.75	\$135,606.56	\$149,232.10
PI Ziegler-Nichols	21,520.30	\$1,753,474.04	\$215,891.65	\$237,584.11
PI Neuronal	<b>2,213.90</b>	<b>\$180,388.57</b>	<b>\$22,209.84</b>	<b>\$24,441.46</b>

Finalmente, en la Tabla 4.8 se muestran los gastos económicos contemplando sólo el gasto

energético del motor en un periodo de 1 año con una carga de 15 N·m. Se puede observar que, al igual que en los casos anteriores, el controlador que mayor ahorro económico genera es el PI neuronal. En concreto, el ahorro monetario anual es de **\$1,359,641 MXN** para la tarifa DAC en comparación con el PI ZN, y de **\$692,311 MXN** en comparación con el PI diseño. Para las tarifas RAMT el ahorro monetario anual es de **\$167,402 MXN** en comparación con el PI ZN y de **\$85,000 MXN** en comparación con el PI diseño. Por último, en la tarifa DIT el ahorro monetario anual es de **\$184,000 MXN** en comparación con el PI ZN y de **\$93,000 MXN** en comparación con el PI diseño. Estas cantidades son muy significativas, por lo que es posible deducir que el hecho de que el PI neuronal tenga mejor desempeño dinámico que el resto de controladores, se refleja directamente en ahorros monetarios relacionados al consumo de energía y a la no necesidad de comprar sensores de velocidad para llevar a cabo la estrategia de control.

Tabla 4.8: Comparación costo económico en consumo energético para cada controlador PI con observador de estados ante perturbación constante.

Controlador	Consumo Energético (kW-hr/mes)	Tarifa DAC \$6.79/kW	Tarifa RAMT \$0.836/kW	Tarifa DIT \$0.92/kW
PI Diseño	10,219.50	\$832,684.86	\$102,522.02	\$112,823.28
PI Ziegler-Nichols	18,409.60	\$1,500,014.21	\$184,685.11	\$203,241.98
PI Neuronal	<b>1,722.80</b>	<b>\$140,373.74</b>	<b>\$17,283.13</b>	<b>\$19,019.71</b>

## CONCLUSIONES Y TRABAJOS A FUTURO

En este trabajo se propuso el diseño de una arquitectura de control vectorial “sensorless” con un neuro-observador de estados y un PI neuronal como controlador en el lazo de velocidad. El controlador en cuestión se comparó en desempeño con otros dos controladores PI sintonizados uno por características deseadas de diseño y otro por el método tradicional de Ziegler-Nichols. Se evaluaron tres principales casos: el desempeño dinámico cuando se usa la medición directa del sensor como velocidad de retroalimentación, cuando se usa la estimación hecha por el neuro-observador como velocidad de retroalimentación y por último cuando existe una perturbación constante en la variable manipulada con la medición estimada.

De acuerdo con las gráficas y las tablas presentadas, es posible observar que cuando la velocidad del motor es medida directamente con un sensor, el desempeño dinámico del PI neuronal es apenas un 1.8% mejor en términos de los índices IAE e ISE en comparación con el PI sintonizado por diseño, esto equivale a un ahorro energético del 7% equivalentes a 2,280 kW al año y un ahorro económico de cerca de \$2,000 mxn anuales en las tarifas RAMT (agrícola) y DIT (industrial); pero un 50% mejor en términos de los índices IAE e ISA en comparación con el PI sintonizado por ZN, equivalentes a un ahorro energético del 8% o 2,400 kW al año y un ahorro de alrededor de \$2,500 mxn anuales en tarifas RAMT y DIT.

Sin embargo, el mayor diferencial de desempeño y ahorro energético/económico se encontró cuando se analizaron los controladores con la señal de velocidad estimada por el neuro-observador de estados, ya que es posible notar que tanto el controlador PI por diseño y el controlador PI por Ziegler-Nichols no fueron capaces de seguir correctamente los cambios en la referencia de velocidad, contrario a lo que sucede cuando se emplea el PI neuronal. La mejora en términos de los índices de desempeño IAE e ISE llega a ser de hasta un 90% con respecto al controlador PI sintonizado por Z-N y cerca de un 80% en comparación con el controlador PI por diseño, lo que se traduce en una diferencia de 112 kW/hr y un ahorro económico de hasta 1.5 mdp anuales en términos de gasto energético únicamente del motor.

Los métodos de sintonización tradicionales evaluados presentan la desventaja de que los valores de las ganancias  $K_p$  y  $K_i$  son constantes, es decir, no cambian aún si las condiciones de la planta cambian ligeramente sus valores. En otras palabras, los parámetros de los cuales dependen los modelos matemáticos de los sistemas representan los elementos físicos del mismo, si por factores externos tales como calor, campos magnéticos, corrientes parásitas, humedad, etc. estos parámetros cambian, entonces cambia el modelo del sistema y la dinámica se ve afectada. Esta característica se ve más marcada en sistemas con dinámica no lineal. En contraste, un controlador como el PI neuronal permite sintonizar dinámicamente el controlador según la ley establecida en la ecuación 2.64, lo que permite al PI sintonizarse de acuerdo a los valores actuales de los parámetros del sistema gracias al aprendizaje de la red neuronal.

Es importante destacar la condición inductiva de este trabajo y la no generalidad de los resultados obtenidos para todos los casos, ya que más pruebas son necesarias en motores de otras potencias y de otros tipos para poder validar el carácter universal del diseño propuesto. El estimador de estados presentó un aprendizaje mejorado cuando se empleó el PI neuronal en comparación con los PI tradicionales, pues estos no son capaces de seguir la señal de referencia. Este hecho nos indica la necesidad de un controlador autosintonizable (adaptable) para el empleo de observadores neuronales en una planta de un motor de inducción de 50 hp debido a su dinámica no lineal.

Finalmente, como trabajo a futuro se prevén áreas de mejora y de implementación del proyecto. Por ejemplo, mejorar aún más el desempeño dinámico de ambas redes neuronales mediante una mejor elección de los hiperparámetros, empleo de técnicas de aprendizaje más avanzadas como el meta-learning o el transfer-learning, el uso de modelos de ensamble, etc. Y por otro lado, buscar optimizar el hardware necesario para la implementación de este diseño (es decir, reducir su complejidad computacional) para tener medios de pruebas de implementación y ser capaces de extrapolarlo a otro tipo de motores.

## ANEXO 1: TARIFAS CFE

SISTEMA TARIFARIO		
TARIFA	DESCRIPCIÓN	TIPO
1	SERVICIO DOMÉSTICO	
DAC	SEVICIO DOMÉSTICO	
	DE ALTO CONSUMO	
1-A	SERVICIO DOMÉSTICO	E
1-B	SERVICIO DOMÉSTICO	S
1-C	SERVICIO DOMÉSTICO	P
1-D	SERVICIO DOMÉSTICO	E
1-E	DOMÉSTICO	C
1-F	DOMÉSTICO	I
5	SERVICIO ALUMBRADO PÚBLICO	F
5-A	SERVICIO ALUMBRADO PÚBLICO	I
6	BOMBEO AGUA POTABLE	C
9	RIEGO AGRÍCOLA EN MEDIA TENSIÓN	A
9-M	RIEGO AGRÍCOLA EN MEDIA TENSIÓN	S
9-CU	RIEGO AGRÍCOLA CON CARGO ÚNICO	
9-N	RIEGO AGRÍCOLA NOCTURNO	
2	SERVICIO GENERAL HASTA 25 KW	
3	SERVICIO GENERAL MAS DE 25 KW	
7	SERVICIO TEMPORAL	
O-M	ORDINARIA MEDIA TENSIÓN	
O-MF	ORDINARIA MEDIA TENSIÓN FIJA	G
H-M	HORARIA MEDIA TENSIÓN	E
H-MF	HORARIA MEDIA TENSIÓN FIJA	N
H-S	HORARIA ALTA TENSIÓN	E

	SUBTRANS	
H-SF	HORARIA ALTA TENSIÓN SUBTRANS FIJA	R
H-SL	HORARIA ALTA TENSIÓN SUBTRANS Y LARGA ÚTIL	A
H-SLF	HORARIA ALTA TENSIÓN SUBTRANS Y LARGA ÚTIL FIJA	L
H-T	HORARIA ALTA TENSIÓN TRANSMISIÓN	E
H-TF	HORARIA ALTA TENSIÓN TRANSMISIÓN FIJA	S
H-TL	HORARIA ALTA TENSIÓN TRANSMISIÓN Y LARGA ÚTIL	
H-TLF	HORARIA ALTA TENSIÓN TRANSMISIÓN Y LARGA ÚTIL FIJA	
I-15	PARA SERVICIO INTERRUMPIBLE	

## APÉNDICES

### Apéndice 1: Código PID Neuronal

```
function [Vk,Vkm1,Vkm2,Wk,Wkm1,Wkm2,kpid,flag] = ...
fcn(uk,uk1,yk,ykm1,rk,rkm1,ek,ekm1,ekm2,W,Wk1,Wk2,V,Vk1,Vk2,flags)

ni=9;
nh=90;
no=3;
eta=0.2;
beta=0.8;
alfa=0.45;

%FORWARD

X=[uk;uk1;yk;ykm1;rk;rkm1;ek;ekm1;ekm2];

h=forward(ni,nh,W,X);

kpid=forward(nh,no,V,h);

%BACKWARD

if flags == 1
    ykk= X(3);
    rkk= X(5);
    err=[X(7) X(8) X(9)];
    Errt= 0.5*(rkk-ykk)^2;

    % ACTUALIZACION V
    [Vkk,gradloc] = backprimerpid(no,nh,h,ykk,err,rkk,kpid,V,eta);
    ΔVk=V-Vk1;
    ΔVkm1=Vkm1-Vk2;
    Vkk=Vkk+(alfa*ΔVk)+(beta*ΔVkm1);
    Vkm1=V;
    Vkm2=Vkm1;

    % ACTUALIZACION W
    Wkk=backfinal(nh,ni,h,X,eta,gradloc,W);
    ΔWk=W-Wk1;
    ΔWkm1=Wkm1-Wk2;
    Wkk=Wkk+(alfa*ΔWk)+(beta*ΔWkm1);
    Wkm1=W;
    Wkm2=Wkm1;
    flag = 0;
else
```

```

Vk=V;
Vkm1=Vk1;
Vkm2=Vk2;
Wk=W; Wkm1=Wk1; Wkm2=Wk2; flag=1;
end

```

## Apéndice 2: Código Observador Entrenamiento

```

function [Error,ye,W1k,W2k,W3k] = fcn(ia,iak_1,iak_2, iak_3, iak_4, ...
iak_5, iak_6,ib, ibk_1,ibk_2,ibk_3, ibk_4, ibk_5, ibk_6,yk, rk, rk_1, ...
rk_2, rk_3, rk_4, rk_5, rk_6,W1,W2,W3)

%Parametros
ni = 21;
nh1 = 20;
nh2 = 15;
no = 1;
eta = 0.35;

W1m = W1i + W1;
W2m = W2i + W2;
W3m = W3i + W3;

%Acomodo el vector de entradas y target
Tg=yk;

X = [ia iak_1 iak_2 iak_3 iak_4 iak_5 iak_6 ib ibk_1 ibk_2 ibk_3 ibk_4 ...
ibk_5 ibk_6 rk rk_1 rk_2 rk_3 rk_4 rk_5 rk_6];

%Forward

Z_1 = W1m*X';
A_1 = (1./(1 + exp(-Z_1)));
%A_1 = tanh(Z_1);
%A_1 = max(0,Z_1);

Z_2 = W2m*A_1;
A_2 = (1./(1 + exp(-Z_2)));
%A_2 = tanh(Z_2);

Z_3 = W3m*A_2;
ye = Z_3;

Error = 0.5.* (Tg-ye).^2;
%Backward:

ΔL = -(Tg-ye);
%ΔL = -(Tg-ye).* (1-tanh(Z_3).^2);
W3_new = ΔL*A_2';

```

```

 $\Delta L_1 = (W3m' * \Delta L) .* ((1 ./ (1 + \exp(-Z_2))) .* (1 - (1 ./ (1 + \exp(-Z_2))))) ;$ 
% $\Delta L_1 = (W3m' * \Delta L) .* (A_2 .* (1-A_2)) ;$ 
% $\Delta L_1 = (W3m' * \Delta L) .* (1 - \tanh(Z_2) .^ 2) ;$ 
W2_new =  $\Delta L_1 * A_1'$  ;

 $\Delta L_2 = (W2m' * \Delta L_1) .* (A_1 .* (1-A_1)) ;$ 
% $\Delta L_2 = (W2m' * \Delta L_1) .* (1-\tanh(Z_1) .^ 2) ;$ 
W1_new =  $\Delta L_2 * X$  ;

%Update Weights
W3k = (W3m - eta * W3_new) - W3i;
W2k = (W2m - eta * W2_new) - W2i;
W1k = (W1m - eta * W1_new) - W1i;
end

```

### Apéndice 3: Código Observador Forward

```

function ye = fcn(ia,iak_1,iak_2, iak_3, iak_4, iak_5, iak_6,ib, ...
ibk_1,ibk_2,ibk_3, ibk_4, ibk_5, ibk_6, rk, rk_1, rk_2, rk_3, rk_4, ...
rk_5, rk_6,W1,W2,W3)

%Parametros
ni = 21;
nh1 = 20;
nh2 = 15;
no = 1;
eta = 0.2;

%Acomodo el vector de entradas y target

X = [ia iak_1 iak_2 iak_3 iak_4 iak_5 iak_6 ib ibk_1 ibk_2 ibk_3 ibk_4 ...
ibk_5 ibk_6 rk rk_1 rk_2 rk_3 rk_4 rk_5 rk_6];

%Forward
Z_1 = W1*X';
A_1 = (1 ./ (1 + \exp(-Z_1))) ;

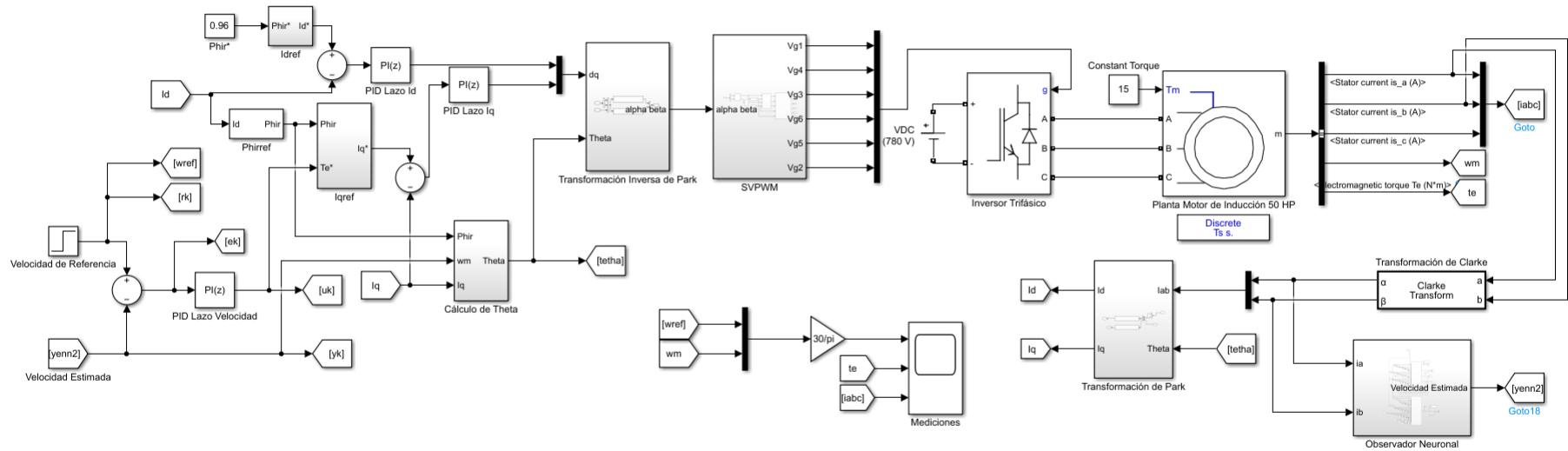
Z_2 = W2*A_1;
A_2 = (1 ./ (1 + \exp(-Z_2))) ;

Z_3 = W3*A_2;
ye = Z_3;

end

```

## Apéndice 4: Esquema de control diseñado en Simulink



## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Agencia Internacional de la Energía, "Energy Efficiency roadmap for electric motor and motor systems", Energy Efficient End-use Equipment, Noviembre 2015.
- [2] UN Environment, United for Efficiency (U4E), "Accelerating the global adoption of energy-efficient electric motors and motor systems", United Nations Environment Programme, 2017.
- [3] I. M. Alsofyani, N.R.N. Idris, "A review on sensorless techniques for sustainable reliability and efficient variable frequency drives of induction motors", Renewable and Sustainable Energy Reviews 24, 111–121, 2013.
- [4] M. Jannati et al., "A review on Variable Speed Control techniques for efficient control of Single-Phase Induction Motors: Evolution, classification, comparison", Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2016.
- [5] S. M. Tripathi, R. Vaish, "Taxonomic research survey on vector controlled induction motor drives", IET Power Electron, Vol. 12 Iss. 7, pp. 1603-1615, 2019.
- [6] R. Arnanzb, F.J. García, L.J. Miguelc, "Métodos de control de motores de inducción: síntesis de la situación actual", Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial 13, 381–392, 2016.
- [7] S. Kumar, J. Prakash, P. Kanagasabapathy, "A critical evaluation and experimental verification of Extended Kalman Filter, Unscented Kalman Filter and Neural State Filter for state estimation of three phase induction motor", Applied Soft Computing 11, 3199–3208, 2011.
- [8] Agencia Internacional de la Energía, "World Energy Outlook 2020".

- [9] Comisión Nacional para el Uso Eficiente de la Energía y Secretaría de la Energía, "Guía para ahorrar energía eléctrica en motores de corriente alterna, trifásicos, de inducción, tipo jaula de ardilla", México, Julio 2013.
- [10] J. Li, Y. Zhong, "Comparison of Three Kalman Filters for Speed Estimation of Induction Machines", IAS 2005.
- [11] S. J. Julier, J. K. Uhlmann, "A New Extension of the Kalman Filter to Nonlinear Systems", SPIE Vol. 3068, 1997.
- [12] Schneider Electric, "Soluciones y Servicios de Eficiencia Energética: Catálogo", España, 2009.
- [13] E. A. Wan, R. van der Merwe, "The Unscented Kalman Filter for Nonlinear Estimation", Oregon Graduate Institute of Science Technology, 2000.
- [14] Q. M. Zhu, K. Warwick, "A neuro PID controller for complex dyamic plants", IFAC Digital Control: Past, Present and Future of PID Control, Spain, 2000.
- [15] J. Zhang et al., "Cascade control of super heated steam temperature with neuro-PID controller", ISA Transactions 51, 778–785, 2012.
- [16] J. González, *Energías Renovables*, Barcelona, España, Editorial Reverté, 2009.
- [17] Agencia Internacional de la Energía, "World Energy Outlook 2019", 2019.
- [18] Agencia Internacional de la Energía, "Global Energy Review 2020", 2020.
- [19] Agencia Internacional de la Energía, "Energy Technology Energy Perspectives 2020", 2020.
- [20] Agencia Internacional de la Energía, "Key World Energy Statistics 2020", 2020.
- [21] Agencia Internacional de la Energía, "World Energy Outlook 2018", 2018.
- [22] Agencia Internacional de la Energía, "23. World Energy Outlook 2016", 2016.
- [23] Agencia Internacional de la Energía, "Energy Efficiency roadmap for electric motor and motor systems", Energy Efficient End-use Equipment, Noviembre 2015.
- [24] P. Waide, C. U. Brunner (Agencia Internacional de la Energía), "Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems", 2011.
- [25] ZVEI, "Energy Efficiency with Electric Drive Systems", 2015.
- [26] H. Falkner, S. Holt (Agencia Internacional de la Energía). "Walking the torque: Proposed work plan for energy-efficiency policy opportunities for electric motor-driven systems", Mayo 2011.
- [27] Agencia Internacional de la Energía, "Mexico Energy Outlook", 2016.

- [28] Foro Económico Mundial, "Global Innovations from the Energy Sector 2010-2020", Mayo 2020.
- [29] ABB, "ABB's sustainable energy innovation recognized by WEF", Zurich, Suiza, Mayo 28, 2020.
- [30] D. Stockill (Emerson), "Sustainable Energy Efficiency, User Guide", Revisión 2.0, 2014.
- [31] Rockwell Automation, "Cómo una estrategia bien planificada puede ayudar a la industria de alimentos y bebidas a gestionar con mayor eficacia los costos relacionados con la energía", Enero 2017.
- [32] A. M. Trzynadlowski, *Control of Induction Motors*, Estados Unidos, Academic Press, 2001.
- [33] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, 3ra Edición, Berlín, Springer, 2001.
- [34] P. Ponce, *Máquinas Eléctricas: Técnicas Modernas de Control*, 2da Edición, Alfaomega, 2008.
- [35] N. Phung, J.-A. Dittrich, *Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice*, 2da Edición, Berlín, Springer, 2015.
- [36] I. Boldea, S. A. Nasar, *Vector Control of AC Drives*, CRC Press, 1992.
- [37] E. Clarke, "Circuit Analysis of A-C Power Systems", Vol. I - Symmetrical and Related Components, John Wiley Sons, Nueva York, 1943.
- [38] P. Krause et al., *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 3ra Edición, Nueva Jersey, John Wiley & Sons, IEEE Press, 2013.
- [39] S. Gallardo, *Técnicas y procesos en instalaciones domóticas y automáticas*. 2da Edición, Madrid, Ediciones Paraninfo, 2019.
- [40] A. J. Princy. (2020, Junio, 04). Induction Motors: Main Types and Different Applications. [Online]. Disponible: [www.researchdive.com](http://www.researchdive.com)
- [41] C. Cavallo. All About Induction Motors - What They Are and How They Work. [Online]. Disponible: [thomasnet.com](http://thomasnet.com).
- [42] E. Harper, *El ABC de la calidad de la energía eléctrica*, México, Editorial Limusa.
- [43] J. Sierra, "Guía Técnica de eficiencia energética eléctrica", Circutor, España, 2009.
- [44] Fluke. (2021, Mayo, 9). Eficiencia y fiabilidad de motores eléctricos: El nuevo método de pruebas emula las condiciones del mundo real. [Online]. Disponible: [www.fluke.com](http://www.fluke.com)
- [45] Fluke. (2021, Mayo, 9). ¿Por qué la energía limpia es esencial para un funcionamiento correcto?. [Online]. Disponible: [www.fluke.com](http://www.fluke.com)
- [46] Fluke. (2021, Mayo, 9). Solución de los problemas relacionados con calidad eléctrica más comunes. [Online]. Disponible: [www.fluke.com](http://www.fluke.com)

- [47] J Smith. Fluke. (2021, Mayo, 9). Una mirada renovada a los conceptos de la calidad eléctrica. [Online]. Disponible: [www.fluke.com](http://www.fluke.com)
- [48] Fluke. (2021, Mayo, 9). Siete pasos para mitigar los problemas con los armónicos de los variadores de frecuencia (VFD). [Online]. Disponible: [www.fluke.com](http://www.fluke.com)
- [49] R. Miller, M. Miller, *Industrial Electricity and Motor Controls*, 2da Edición, Estados Unidos, McGraw-Hill Education, 2013.
- [50] C. Chicala, *Adquisición de datos: Medir para conocer y controlar*, 1ra Edición, México, Cengage Learning Editores, 2015.
- [51] T. Bartelt, *Industrial Automated Systems Instrumentation and Motion Control*, Delmar, Cengage Learning, 2011.
- [52] J. M. Escaño et al., *Integración de Sistemas de Automatización Industrial*, España, Ediciones Paraninfo, 2019.
- [53] P. Krause et al., *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, Capítulo 3: Reference Frame Theory, 3ra Edición, Nueva Jersey, John Wiley Sons, IEEE Press, 2013.
- [54] P. Krause et al., *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, Capítulo 13: 13 Induction Motor Drives, 3ra Edición, Nueva Jersey, John Wiley Sons, IEEE Press, 2013.
- [55] A. M. Trzynadlowski, *Control of Induction Motors* Capítulo 5: Scalar Control Methods, Estados Unidos, Academic Press, 2001.
- [56] A. M. Trzynadlowski, *The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors*, 1ra Edición, Nueva York, Springer Science+Business Media, 1994.
- [57] A. M. Trzynadlowski, *Control of Induction Motors* Capítulo 7: Field Orientation, Estados Unidos, Academic Press, 2001.
- [58] M. S. Grewal, A. P. Andrews, *Kalman Filtering: Theory and Practice Using MATLAB*, 3ra Edición, Nueva Jersey, John Wiley Sons, Inc., 2008.
- [59] Mathworks. Extended and Unscented Kalman Filter Algorithms for Online State Estimation. [Online]. Disponible: [www.mathworks.com](http://www.mathworks.com)
- [60] Y. Oguz, M. Dede, "Speed estimation of vector controlled squirrel cage asynchronous motor with artificial neural networks", Energy Conversion and Management 52, 675–686, 2011.
- [61] Z. Chen et. al, "Neuro-PID Control of Hybrid Machines With 2-DOF for Trajectory Tracking Problems", Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics, 2007.
- [62] S. Omatsu, T. Fujinaka, M. Yoshioka, "Neuro-PID Control for Inverted Single and Double Pendulums", IEEE, Osaka Prefecture University, 2000.

- [63] F. Alonge et. al, "Extended complex Kalman filter for sensorless control of an induction motor", Elsevier, Control Engineering Practice 27 1-10, 2014.
- [64] Kan, J., Zhang, K., Wang, Z.: 'Indirect vector control with simplified rotor resistance adaptation for induction machines', IET Power Electron., 2015, 8, (7), pp. 1284–1294
- [65] Smith, A., Gadoue, S., Armstrong, M., et al.: 'Improved method for the scalar control of induction motor drives', IET Electr. Power Appl., 2013, 7, (6), pp. 487–498
- [66] Matsuo, T., Lipo, T.A.: 'Rotor parameter identification scheme for vector controlled induction motor drives', IEEE Trans. Ind. Appl., 1985, IA-21, (4), pp. 624–632
- [67] J. Holtz. "Sensorless Control of Induction Motor Drives," Proceedings of IEEE, vol. 90, pp. 1359-1394, August 2002
- [68] P. L. Jansen and R. D. Lorenz "Observer based direct field orientation: Analysis and comparison of alternative methods," IEEE Trans. On Ind. Appl., vol. 30, pp.945-953, July/August 1994
- [69] Seong-Hwan Kim et al. "Speed-Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using Neural Network Speed Estimation," IEEE Trans. On Ind. Elect., vol. 48, pp.609-614, June 2001.