



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

**Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico**

Tesis de Maestría

**Estudio de estrategias para mejorar la eficiencia
energética de un motor de inducción trifásico.**

Presentada por:

Ing. Jorge David Pérez Suárez

como requisito para la obtención del grado de

**Maestro en Ciencias en Ingeniería
Electrónica**

Director de tesis

Dr. Gerardo Vicente Guerrero Ramírez

Codirector de tesis

Dr. Manuel Adam Medina

Cuernavaca, Morelos, México. Agosto de 2024.

Cuernavaca, Mor.,

05/agosto/2024

No. de Oficio:

DIE/102/2024

Asunto:

Aceptación de documentos de tesis

DR. CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del C. JORGE DAVID PÉREZ SUÁREZ, con número de control M22CE085 de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado "ESTUDIO DE ESTRATEGIAS PARA MEJORAR LA EFICIENCIA ENERGÉTICA EN UN MOTOR DE INDUCCIÓN", y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS



Dr. Gerardo Vicente Guerrero Ramirez
Doctor en Ingeniería
Cédula profesional 3431842

CODIRECTOR DE TESIS



Dr. Manuel Adam Medina
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 5992003

REVISOR 1



Dr. Rodolfo Amalio Vargas Méndez
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 9526506

REVISOR 2



Dr. Jarniel García Morales
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 11106825

C.p. M.T.I. María Elena Gómez Torres, Jefa del Departamento de Servicios Escolares
Estudiante
JGM/kmq



Cuernavaca, Mor.,

No. De Oficio:

Asunto:

05/agosto/2024

SAC/219/2024

Autorización de
impresión de tesis

**JORGE DAVID PÉREZ SUÁREZ
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
P R E S E N T E**

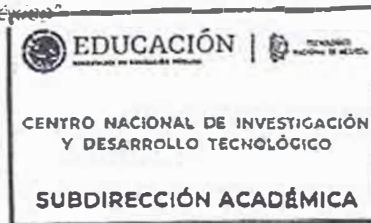
Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado **“ESTUDIO DE EST RATEGIAS PARA MEJORAR LA EFICIENCIA ENERGÉTICA EN UN MOTOR DE INDUCCIÓN”**, ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

AT E N T A M E N T E

Excelencia en Educación Tecnológica®

“Conocimiento y tecnología al servicio de México”



**CARLOS MANUEL ASTORGA ZARAGOZA
SUBDIRECTOR ACADÉMICO**

C. c. p. Departamento de Ingeniería Electrónica
Departamento de Servicios Escolares

CMAZ/Imz



Resumen

El problema energético del mundo es uno de los temas que actualmente es observado a nivel internacional con gran preocupación en la sociedad. Es necesario que exista una transición hacia un sistema energético basado en tecnologías más eficientes, trayendo consigo efectos económicos positivos y el desarrollo global. En este caso se realizará un estudio de estrategias para mejorar la eficiencia energética de un motor de inducción.

Durante el desarrollo de este documento de tesis, se realiza una revisión de conceptos generales sobre temas relacionados con el motor de inducción: partes constitutivas, su principio de funcionamiento, circuito equivalente, análisis en estado estacionario, modelo dinámico y análisis de pérdidas. De igual forma se revisan temas relacionados con accionadores electrónicos y se analizan las distintas estrategias de control usadas para controlar el funcionamiento del motor de inducción cuando se utiliza un variador de frecuencia.

Se analiza como caso de estudio un motor de inducción trifásico que mueve una banda transportadora, en el cual se realizarán ajustes en su velocidad con el objetivo de mejorar la eficiencia de un proceso de producción. El motor es simulado en tres escenarios distintos de operación. Se simula conectado directamente a la red para observar su comportamiento cuando trabaja en valores nominales y su velocidad es controlada mediante un sistema de engranes, se considerará el sistema de engranes ideal, sin pérdidas y solo se consideran las pérdidas en el motor. En las otras dos simulaciones se utiliza un variador de frecuencia con métodos de control por voltaje frecuencia (V/Hz) y control por campo orientado (FOC), para lograr un cambio de velocidad del motor ajustándola a la velocidad deseada en el proceso.

Con los resultados de las simulaciones, se realiza el análisis y comparación de los distintos casos en cuanto a pérdidas, eficiencia y consumo energético. Finalmente se proponen diferentes estrategias para minimizar las pérdidas y aumentar la eficiencia del motor de inducción trifásico.

Abstract

The world's energy problem is one of the issues that is currently being watched internationally with great concern in society. There is a need for a transition to an energy system based on more efficient technologies, bringing with it positive economic effects and global development. In this case, a study of strategies to improve the energy efficiency of an induction motor will be carried out.

During the development of this thesis document, a review of general concepts on topics related to the induction motor is carried out: constituent parts, its principle of operation, equivalent circuit, steady state analysis, dynamic model, and loss analysis. Likewise, topics related to electronic actuators are reviewed and the different control strategies used to control the operation of the induction motor when a frequency inverter is used are analyzed.

A three-phase induction motor that moves a conveyor belt is analyzed as a case study, in which adjustments are made to its speed to improve the efficiency of a production process. The motor is simulated in three different operating scenarios. It is simulated and connected directly to the grid to observe its behavior when it works at nominal values and its speed is controlled using a gear system, the ideal gear system will be considered, without losses and only the losses in the motor are considered. In the other two simulations, a variable frequency drive with voltage frequency (V/Hz) and field-oriented control (FOC) methods are used to achieve a change in motor speed by adjusting it to the desired speed in the process.

The results of the simulations are used to analyze and compare the different cases in terms of losses, efficiency, and energy consumption. Finally, different strategies are proposed to minimize losses and increase the efficiency of the three-phase induction motor.

Dedicatoria

Dedico esta tesis a mis padres, **Georgina Suárez Alborja** y **Jorge Senén Pérez López** cuyo amor incondicional y apoyo constante han sido mi guía en cada paso de este camino. Esta obra es un tributo a su sacrificio y dedicación. Su confianza en mí ha sido mi mayor inspiración y motivación, y sin su presencia este logro no habría sido posible. En cada página de esta tesis, en cada logro académico y personal, se refleja el esfuerzo conjunto de ustedes. Este trabajo es tanto suyo como mío, cada éxito que alcance en mi vida será siempre un testimonio de su inquebrantable fe en mí. Con todo mi amor y gratitud, les dedico este esfuerzo culminado, esperando que sea un reflejo de todo lo que me han dado y de lo que hemos logrado juntos.

A mi hermana **Eva Lorena Pérez Cordero**, cuyo espíritu vibrante y amor incondicional han sido una fuente constante de motivación en mi vida. Te dedico este trabajo con todo mi cariño y gratitud.

A mi novia, **Daylin Mariana Ortiz Diaz**, quiero agradecerte por creer en mí, incluso cuando yo mismo dudaba. Tu fe en mis capacidades y tu constante ánimo me han impulsado a superar cada obstáculo, y a seguir adelante, sin importar lo difícil que pareciera el camino. Has sido mi mayor apoyo, ofreciendo siempre una sonrisa de aliento, un abrazo reconfortante y una palabra de ánimo. Gracias por ser mi compañera, mi amor y mi amiga incondicional. Te amo y aprecio todo lo que has hecho por mí.

Dedico esta tesis a mis asesores, **Dr. Gerardo Vicente Guerrero Ramírez** y **Dr. Manuel Adam Medina**, cuya guía y apoyo constante han sido pilares fundamentales en la culminación de

este trabajo. Desde el primer día, su compromiso con mi desarrollo académico ha sido evidente, ofreciéndome no solo su vasto conocimiento, sino también su paciencia infinita y su disposición para escuchar y orientar. Esta tesis es un reflejo de su esfuerzo y compromiso, y por ello, les estaré eternamente agradecido.

A mis revisores, **Dr. Rodolfo Amalio Vargas Méndez** y **Dr. Jarniel García Morales**, me gustaría expresar mi más sincero agradecimiento por su dedicación, paciencia y orientación experta a lo largo de la revisión de esta tesis. Su valioso tiempo y esfuerzo han sido fundamentales en el proceso de mejora y perfeccionamiento de este trabajo académico.

Agradecimientos

Queridos padres, no existen palabras suficientes para expresar mi profundo agradecimiento por todo lo que han hecho por mí. Su amor incondicional, apoyo constante y sacrificio han sido la fuerza motriz detrás de cada logro en este viaje académico. Esta tesis no solo refleja mi esfuerzo, sino también es el fruto de su dedicación y guía a lo largo de los años. Gracias por creer en mí y por ser mi mayor fuente de inspiración.

Querida hermana, tu presencia constante y vuestro ánimo inquebrantable han sido un regalo invaluable durante este proceso. Gracias por ser mi hermana, mi amiga y mi inspiración. Tu cariño ha dejado una huella en mi vida, y por ello, te estaré eternamente agradecido.

A mi novia, es imposible expresar con palabras cuánto significas para mí y cuánto agradezco tu presencia en mi vida, especialmente durante este viaje académico. Tu amor incondicional, apoyo constante y comprensión han sido pilares fundamentales que me han impulsado a alcanzar mis metas y superar los desafíos.

A mi familia, les dedico este logro con profundo cariño y gratitud. Vuestra influencia, amor y apoyo han sido pilares fundamentales en mi vida y en la realización de esta tesis. Sin su presencia y contribución, este camino habría sido menos significativo y enriquecedor. Gracias por formar parte de mi historia y por ser una fuente constante de amor e inspiración.

Amigos queridos, Vuestra amistad ha sido un faro de luz en los días más oscuros y una fuente inagotable de alegría en los momentos de celebración. Gracias por estar siempre presentes, por comprender mis ausencias y por celebrar mis triunfos como si fueran vuestros propios logros. Vuestra compañía ha hecho este viaje mucho más significativo y memorable. Gracias por ser parte de mi historia y por enriquecer mi vida de innumerables maneras.

Respetados asesores, vuestra sabiduría, paciencia y orientación experta han sido fundamentales para la realización de esta tesis. Vuestra dedicación a mi crecimiento académico ha sido evidente en cada consejo, revisión y conversación que hemos compartido. Estoy profundamente agradecido por vuestra generosidad de conocimiento, por el tiempo y esfuerzo que han invertido en mí. Vuestra influencia perdurará más allá de estas páginas, dejando una huella imborrable en mi formación como profesional y como persona.

Apreciados profesores, deseo expresar mi más sincero agradecimiento por su invaluable contribución a mi formación académica y al desarrollo de esta tesis. Cada clase que impartieron fue una oportunidad para aprender y crecer, y cada consejo fue una guía en mi camino hacia la culminación de este trabajo. Vuestra pasión por la enseñanza y vuestro compromiso con el éxito de vuestros estudiantes han dejado una marca indeleble en mi educación. Sus palabras de aliento, desafíos intelectuales y apoyo constante han sido fundamentales en mi desarrollo como estudiante e investigador.

Tecnológico Nacional de México, quiero expresar mi más sincero agradecimiento al Tecnológico Nacional de México por brindarme la oportunidad de realizar mis estudios y por el invaluable apoyo académico y personal durante estos años.

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), quisiera expresar mi más sincero agradecimiento al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico por su invaluable apoyo durante el desarrollo de esta tesis. Su compromiso con la excelencia académica y la innovación tecnológica ha sido una fuente de inspiración y un pilar fundamental en la culminación de este proyecto.

Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías (CONAHCYT), quisiera expresar mi más sincero agradecimiento al Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías por el apoyo brindado a través de la beca estudiantil que me fue otorgada. Sin su generosa financiación y confianza en mi potencial, no habría sido posible llevar a cabo este proyecto de tesis.

Finalmente, agradezco a todas las personas que conozco y que me han ayudado en mi vida para llegar al final de este proceso.

Índice de contenido

Resumen	I
Abstract	II
Dedicatoria	III
Agradecimientos	V
Índice de contenido	VIII
Índice de figuras	XI
Índice de tablas	XIV
Simbología	XV
Abreviaturas y Acrónimos	XVII
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1 Introducción	1
1.2 Antecedentes	3
1.3 Planteamiento del problema	4
1.4 Hipótesis	4
1.5 Justificación	4
1.6 Objetivos	5
1.7 Metas	5
1.8 Metodología	5
1.9 Alcance	5
1.10 Aportación	6
1.11 Organización del documento	6
CAPÍTULO 2. MOTOR DE INDUCCIÓN	7
2.1 Principio de funcionamiento del motor de inducción	7
2.2 Partes constructivas del motor de inducción trifásico	8
2.3 Circuito equivalente y análisis en estado estacionario	10
2.4 Modelo dinámico del motor de inducción	13
CAPÍTULO 3. PÉRDIDAS EN EL MOTOR DE INDUCCIÓN	18
3.1 Análisis de pérdidas	18
3.1.1 Pérdidas en el hierro	19
3.1.2 Pérdidas mecánicas	20
3.1.3 Pérdidas en el cobre, en el estator y en el rotor	21
3.1.4 Pérdidas adicionales	21
3.2 Influencia de la calidad de la red eléctrica en las pérdidas	22

3.2.1	Influencia de las fluctuaciones de voltaje en las pérdidas	22
3.2.2	Influencia del desequilibrio del voltaje trifásico en las pérdidas	23
3.2.3	Influencia de la corriente armónica superior en las pérdidas del motor de inducción.....	24
3.3	Eficiencia y factor de potencia del motor de inducción trifásico.....	24
3.3.1	Cálculo de la eficiencia de funcionamiento del motor de inducción	25
3.3.2	Cálculo del factor de potencia operativo del motor de inducción.....	26
3.3.3	Análisis de la curva de eficiencia y del factor de potencia	28
CAPÍTULO 4.	VARIADOR DE FRECUENCIA.....	29
4.1	Variador de frecuencia.....	29
4.2	Circuito rectificador	30
4.2.1	Rectificador de media onda con carga resistiva-inductiva.....	30
4.2.2	Rectificador de onda completa con carga resistiva-inductiva.....	31
4.3	Bus de CD	32
4.4	Inversor	33
4.4.1	Inversor en medio puente	34
4.4.2	Inversor Puente Completo.....	34
4.5	Estudio de técnicas de modulación trifásica	36
4.5.1	Modulación por ancho de pulso sinusoidal.....	36
4.5.2	Modulación por vector espacial (SVM).....	38
CAPÍTULO 5.	MÉTODOS DE CONTROL	41
5.1	Métodos de control usados en los variadores de velocidad.....	41
5.2	Control Escalar.....	42
5.2.1	Control Voltaje-Frecuencia (V/Hz).....	42
5.2.2	Control del deslizamiento.....	43
5.3	Control Vectorial	43
5.3.1	Control por Campo Orientado (FOC).....	44
5.3.2	Control Directo del Par (DTC)	45
CAPÍTULO 6.	CASO DE ESTUDIO.....	46
6.1	Datos de motor de inducción trifásico y del variador de frecuencia seleccionado	47
6.2	Simulación del motor conectado directamente a la red eléctrica.....	49
6.3	Simulación del motor usando métodos de control escalar y vectorial	52
6.3.1	Método de control escalar V/Hz	53
6.3.2	Método de control por campo orientado (FOC).....	58

6.4 Análisis de resultados	65
6.4.1 Análisis de pérdidas	65
6.4.2 Análisis de eficiencia	68
6.4.3 Análisis de velocidades obtenidas	69
6.4.4 Análisis de consumo energético	70
CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES	72
7.1 Propuestas de mejora de eficiencia y reducción de pérdidas	73
7.1.1 Estrategias constructivas	73
7.1.2 Estrategias de operación	74
Bibliografía	76

Índice de figuras

Figura 1. Representación del principio de funcionamiento del motor de inducción trifásico. Imagen modificada de [19].	7
Figura 2. Partes constructivas del motor de inducción trifásico. Imagen modificada de [20].	8
Figura 3. Circuito equivalente de un motor de inducción dividido en estator y rotor. Imagen modificada de [15].	10
Figura 4. Reflejo de impedancias. Imagen modificada de [15].	12
Figura 5. Circuito equivalente redibujado. Imagen modificada de [15].	12
Figura 6. Modelo de ejes magnéticos de un motor de inducción trifásico [37].	14
Figura 7. Representación eléctrica de devanados de estator y rotor de un motor de inducción trifásico.	14
Figura 8. Circuito equivalente redibujado con pérdidas asociadas a sus elementos resistivos. Imagen modificada de [15].	18
Figura 9. Flujo de potencias en el motor de inducción trifásico. Imagen modificada de [15].	19
Figura 10. Curvas de eficiencia y factor de potencia del motor de inducción [18].	28
Figura 11. Circuitos de un variador de frecuencia. Imagen modificada de [65].	29
Figura 12. Representación circuital del variador de frecuencia y sus formas de onda. Imagen modificada de serie [52].	29
Figura 13. Circuito rectificador de media onda con carga resistiva-inductiva en serie [52].	31
Figura 14. Circuito rectificador de onda completa con carga resistiva-inductiva [52].	32
Figura 15. Rectificador de onda completa con condensador usado como filtro de suavizado [52].	33
Figura 16. Formas de ondas existentes al aplicar un filtro capacitivo a la salida del rectificador de onda completa. Imagen modificada de [52].	33
Figura 17. Inversor en medio puente [52].	34
Figura 18. Inversor de onda completa [52].	35
Figura 19. Combinaciones de interruptores en el inversor de onda completa [52].	35
Figura 20. Modulación por ancho de pulso bipolar (a) Referencia sinusoidal y portadora triangular (b) Salida $+VCD$ cuando $V_{seno} > V_{tri}$ y es $-VCD$ cuando $V_{seno} < V_{tri}$ [52].	36
Figura 21. (a) Puente convertidor de onda completa para un PWM unipolar. (b) Señales de referencia y portadora (c) Voltajes V_a y V_b del puente. (d) Voltaje de salida. Imagen modificada de [52].	37
Figura 22. PWM unipolar con interruptores de alta frecuencia. (a) Señales de referencia y de control. (b) V_a . (c) V_b (d) Salida $V_a - V_b$ [52].	38
Figura 23. Relación entre estos vectores de voltaje y la conmutación de los interruptores.	39
Figura 24. Estrategias de control usadas en variadores de velocidad.	41
Figura 25. Control de velocidad V/Hz con regulación de la frecuencia del deslizamiento [72].	42
Figura 26. Inversor CRPWM con control de la frecuencia del deslizamiento [72].	43
Figura 27. Control Vectorial por Campo Orientado Directo [72].	44

Figura 28. Control Vectorial por Campo Orientado Indirecto [72].	44
Figura 29. Control directo del par [72].	45
Figura 30. Ciclo de trabajo propuesto.	46
Figura 31. Variador de frecuencia seleccionado.	48
Figura 32. Motor de inducción conectado directamente a la red.	49
Figura 33. Corrientes que circulan en los devanados del estator, en las fases a, b y c, durante el arranque del motor.	50
Figura 34. Corrientes que circulan en los devanados del rotor, en las fases a, b y c, durante el arranque del motor.	50
Figura 35. Par electromagnético desarrollado por el motor durante el arranque cuando el motor está conectado directamente a la red.	51
Figura 36. Velocidad desarrollada por el rotor, cuando el motor está conectado directamente a la red.	51
Figura 37. Control V/Hz de motor de inducción de 50 Hp.	53
Figura 38. Corrientes que circulan en los devanados del estator, en las fases a, b y c, durante el arranque del motor, al simular el método de control escalar V/Hz.	54
Figura 39. Corrientes que circulan en los devanados del rotor, en las fases a, b y c, durante el arranque del motor, al simular el método de control escalar V/Hz.	54
Figura 40. Par electromagnético obtenido al simular el método de control escalar V/Hz.	55
Figura 41. Velocidad del motor obtenida al simular el método de control escalar V/Hz.	56
Figura 42. Voltaje de fase a-b en el método de control escalar V/Hz.	56
Figura 43. Corriente que circula por el estator en el método de control escalar V/Hz.	57
Figura 44. Corriente que circula por el rotor en el método de control escalar V/Hz.	58
Figura 45. Diagrama de bloques del método de control por campo orientado, aplicado al motor de 50 Hp.	59
Figura 46. Estructura interna del bloque AC3, usado para el control por campo orientado.	59
Figura 47. Corrientes que circulan en los devanados del estator, en las fases a, b y c, durante el arranque del motor, al simular el método de control por campo orientado.	60
Figura 48. Corrientes que circulan en los devanados del rotor, en las fases a, b y c, durante el arranque del motor, al simular el método de control por campo orientado.	61
Figura 49. Par electromagnético usando el método de control por campo orientado.	62
Figura 50. Velocidad del motor usando el método de control por campo orientado.	62
Figura 51. Voltaje de fase a-b usando el método de control por campo orientado.	63
Figura 52. Corriente que circula por el estator usando el método de control por campo orientado.	64
Figura 53. Corriente que circula por el rotor usando el método de control por campo orientado.	64
Figura 54. Valores solicitados por MatLab para las simulaciones del motor de inducción.	65
Figura 55. Comparación de pérdidas en el cobre del estator y del rotor a 1800 rpm.	67
Figura 56. Comparación de pérdidas en el cobre del estator y del rotor a 1350 rpm.	67
Figura 57. Comparación de pérdidas en el cobre del estator y del rotor a 900 rpm.	68
Figura 58. Comportamiento de la eficiencia en los tres casos simulados.	69
Figura 59. Comportamiento de la velocidad del motor en los tres casos simulados.	69
Figura 60. Error al variar la velocidad usando el método de control V/Hz.	70
Figura 61. Comparación del consumo energético anual en los tres casos simulados.	71

Figura 62. Comparativa de los métodos de control simulados. 72

Índice de tablas

Tabla 1. Estados de conmutación con sus respectivos vectores de voltaje.	40
Tabla 2. Datos del motor seleccionado.....	47
Tabla 3. Parámetros de inductancia calculados.....	48
Tabla 4. Parámetros medidos cuando el motor está conectado directamente a la red. ...	52
Tabla 5. Parámetros a simular para lograr el nuevo ciclo de trabajo.....	52
Tabla 6. Parámetros medidos usando método de control V/Hz.	58
Tabla 7. Parámetros medidos usando método de control por campo orientado (FOC)....	64
Tabla 8. Pérdidas en el cobre en el motor de inducción trifásico conectado directamente a la red.	66
Tabla 9. Pérdidas en el cobre en el motor de inducción trifásico usando método de control V/Hz.....	66
Tabla 10. Pérdidas en el cobre en el motor de inducción trifásico usando método de control por campo orientado.	66
Tabla 11. Consumo Energético.	70
Tabla 12. Consumos y costos de energía en los casos simulados.	71

Simbología

a	Relación de vueltas de devanados del estator y el rotor.
B	Densidad de flujo magnético.
B_m	Susceptancia de la rama de magnetización.
β	Coefficiente de carga.
$\cos\varphi$	Factor de potencia del motor de inducción.
ε_{U2}	Desequilibrio del voltaje de secuencia negativa.
f	Frecuencia.
g	Longitud del entrehierro.
G_c	Conductancia de la rama de magnetización.
G_{Fe}	Peso del núcleo del estator.
I_1	Corriente de línea de entrada del motor.
J	Inercia del rotor.
K	Coefficiente de corrección de las pérdidas en el hierro.
l	Longitud axial del entrehierro.
L_{lr}	Inductancia de dispersión de los devanados de rotor.
L_{ls}	Inductancia de dispersión de los devanados de estator.
L_{mr}	Inductancia de magnetización de los devanados de rotor.
L_{ms}	Inductancia de magnetización de los devanados de estator.
L_{sr}	Inductancia mutua entre los devanados de estator y rotor.
n_p	Número de pares de polos.
n_s	Velocidad sincrónica.
N_r	Número de vueltas del devanado del rotor.
N_s	Número de vueltas del devanado del estator.
p	Número de polos.
P_1	Potencia de entrada.
P_2	Potencia de salida.
P_{em}	Potencia electromecánica.
P_{Cu1}	Pérdidas en el cobre del estator.
P_{Cu2}	Pérdidas en el cobre del rotor.
P_{Fe}	Pérdidas en el hierro.
P_{Fw}	Pérdidas mecánicas.
P_H	Pérdidas por histéresis.
P_N	Potencia nominal.
P_{ad}	Pérdidas adicionales.
P_{cp}	Pérdidas por corrientes parásitas.
r	Radio promedio del entrehierro.
R_c	Resistencia del núcleo.
s	Deslizamiento.
T_l	Par de la carga.
U_1	Valor cuadrático medio de la componente de secuencia positiva del voltaje trifásico.
U_2	Valor cuadrático medio de la componente de secuencia negativa del voltaje trifásico.

ω_r	Frecuencia angular del rotor.
ω_s	Frecuencia angular del estator.
ω_{sl}	Frecuencia angular de deslizamiento.
X_{lr}	Impedancia de la inductancia de dispersión del rotor.
X_{ls}	Impedancia de la inductancia de dispersión del estator
X_m	Inductancia mutua.
X_{mag}	Reactancia de magnetización.
Y_ϕ	Admitancia de la rama de magnetización.
Z_ϕ	Impedancia de la rama de magnetización.
θ_r	Posición eléctrica del rotor.
μ_0	Permeabilidad en el entrehierro.
ΔP	Pérdidas activas totales del motor en funcionamiento.
ΔP_0	Pérdidas activas del motor en vacío.
ΔP_N	Pérdidas activas del motor con carga nominal.

Abreviaturas y Acrónimos

<i>ABB</i>	<i>Asea Brown Boveri, líder en tecnologías de energía y automatización</i>
<i>AC3</i>	<i>Modelo de Accionamiento de Motor de Inducción con control por campo orientado.</i>
<i>ASIC</i>	<i>Circuitos Integrados para Aplicaciones Específicas</i>
<i>CA</i>	<i>Corriente Alterna.</i>
<i>CENIDET</i>	<i>Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico</i>
<i>CCM</i>	<i>Modo de control de corriente</i>
<i>CD</i>	<i>Corriente Directa.</i>
<i>CFE</i>	<i>Comisión Federal de Electricidad</i>
<i>CONAHCYT</i>	<i>Consejo Nacional de Humanidades, Ciencia y Tecnología.</i>
<i>CRPWM</i>	<i>Inversor PWM Regulado por Corriente</i>
<i>DSP</i>	<i>Procesadores Digitales de Señales</i>
<i>DTC</i>	<i>Control Directo del Par</i>
<i>FOC</i>	<i>Control por campo orientado</i>
<i>LKV</i>	<i>Ley de Kirchhoff de Voltaje</i>
<i>Matlab</i>	<i>Programa de simulación</i>
<i>PWM</i>	<i>Modulación por ancho de pulso sinusoidal</i>
<i>SCR</i>	<i>Rectificadores Controlados de Silicio</i>
<i>SVM</i>	<i>Modulación por Vector Espacial</i>
<i>V/Hz</i>	<i>Control Voltaje-Frecuencia</i>

CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción

Los motores eléctricos son los mayores consumidores de energía eléctrica en plantas industriales, y también son de los elementos de mayor importancia en cualquier equipo o máquina. El motor eléctrico es el encargado de transformar la energía eléctrica en energía mecánica. Los motores pueden funcionar con corriente alterna o corriente directa, aunque por lo general los más usados en la industria funcionan con corriente alterna. El primer prototipo de motor eléctrico capaz de funcionar con corriente alterna fue desarrollado y construido por el ingeniero Nikola Tesla y patentado en 1887 [\[1\]](#).

Aproximadamente el 60% del consumo de energía eléctrica de una industria corresponde a los motores eléctricos que son usados en equipos tales como ventiladores, bombas, compresores, bandas transportadoras, etc... Una parte de ellos trabaja en condiciones de operación de baja eficiencia debido a la disparidad entre las características mecánicas del motor y las cargas mecánicas que mueven, algunas de estas características son: capacidad de potencia, par y velocidad [\[2\]](#).

Es claro que los motores eléctricos tienen un impacto significativo en el consumo de energía en el sector industrial, lo que subraya la importancia de identificar y evaluar oportunidades de ahorro energético en este ámbito. No obstante, es esencial determinar con precisión el estado energético actual de estos motores (el factor de carga, la eficiencia, el factor de potencia, la antigüedad, etc.) y conocer sistemas alternativos, tales como motores de alta eficiencia y variadores de frecuencia, para poder dar soluciones o alternativas para mejorar la eficiencia de los motores.

Una manera de mejorar la eficiencia de estos motores es construirlos para que funcionen a alta eficiencia usando técnicas de manufactura avanzadas, configuraciones eficientes y materiales de alta calidad. Sin embargo, algunas empresas manufactureras privilegian el bajo costo en lugar de la alta eficiencia de sus motores. Si el motor ya está construido, se debe elegir apropiadamente para accionar una carga determinada. Si no se hace así, una mala elección del motor provoca que funcione en condiciones de baja eficiencia. Un ejemplo típico son las motobombas y motocompresores, que tienen eficiencias de alrededor del 50%. Las estrategias para mejorar la eficiencia contemplan mecanismos de reducción de pérdidas en los diferentes componentes del sistema electromecánico, así como de estrategias adecuadas de control aplicadas en los mismos.

El caso de estudio del siguiente trabajo se centrará en un motor de inducción trifásico que mueve una banda transportadora. En el caso de estudio es necesario variar la velocidad de la banda transportadora. Esta variación de velocidad se puede hacer mediante un sistema de engranes cuando el motor está conectado directamente a la red o a través de la implementación de un variador de frecuencia, donde se pueden implementar distintas estrategias de control. Para mejorar la eficiencia del caso de estudio considerado se estudiarán temas relacionados con el motor de inducción trifásico, convertidores

electrónicos de potencia y métodos de control usados en los convertidores. Se simularán algunos de los métodos de control para poder observar el comportamiento del motor en cuanto a parámetros de eficiencia y pérdidas de energía en el motor. Se propondrán estrategias constructivas y de operación que se pueden implementar en el motor de inducción trifásico con el fin de mejorar su eficiencia energética [\[3-8\]](#).

1.2 Antecedentes

En 1824, Moritz Hermann von Jacobi construyó el primer motor eléctrico rotativo, aprovechando inventos previos como la batería y el electroimán [9]. En 1866, las investigaciones del inventor alemán Werner von Siemens, fundador de la empresa Siemens, posibilitaron la producción de motores eléctricos. Este avance permitió la fabricación de varios tipos de motores de corriente continua para el transporte y la industria. Sin embargo, estos motores eran voluminosos, ruidosos y generaban chispas cada vez que el conmutador producía un cortocircuito para invertir la dirección de la corriente eléctrica. Para resolver estos inconvenientes, surgieron los motores de corriente alterna [10]. En 1885, Galileo Ferraris fabricó un motor bifásico de corriente alterna. Pero era un motor de bajo rendimiento, lo que impidió su producción comercial. En 1887, Nikola Tesla inventó un motor de inducción de corriente alterna, el cual pudo patentar con éxito un año después [11]. No era adecuado para los vehículos de carretera, pero fue adaptado posteriormente por los ingenieros de Westinghouse. En 1889, el ingeniero eléctrico Michael von Dolivo-Dobrowolsky, patentó el primer motor de corriente alterna que era eficiente. Este motor constaba de tres fases y una jaula de rotor. Tenía una eficiencia del 80%, lo que lo hacía diferenciarse era su sencillez, la seguridad y lo poco ruidoso que era. A partir de este notable avance, las innovaciones empezaron a enfocarse en mejorar el rendimiento, la eficiencia energética, la conectividad y el coste.

Actualmente, el 45% de la electricidad global se utiliza para alimentar motores eléctricos en edificios y aplicaciones industriales. Según una estimación de ABB, la cantidad de motores eléctricos se duplicará para el año 2040. La adopción masiva de variadores de velocidad en estos equipos y la renovación de los propios motores incrementará significativamente su eficiencia energética [12].

La mejora de la eficiencia energética es algo que a menudo pasa desapercibido para el usuario. No es fácil darse cuenta de que un tren consume menos energía o de que una industria ha optimizado sus sistemas productivos para disminuir sus costos energéticos y reducir sus emisiones. Sin embargo, en la actualidad, la necesidad de eficiencia energética es más urgente que nunca, ya que el mundo busca descarbonizar la industria, los edificios y el transporte.

En este contexto, los motores energéticamente eficientes controlados por variadores de frecuencia, que a menudo se pasan por alto, desempeñarán un papel crucial en el camino hacia la neutralidad de carbono. Los motores eléctricos son una parte esencial de la vida cotidiana, aunque no siempre sean visibles: mueven las bombas que nos suministran agua, impulsan los sistemas de climatización que nos mantienen frescos, operan las prensas que moldean la chapa de los automóviles, facilitan el transporte sostenible y se utilizan ampliamente en la producción de alimentos. El desafío es que muchos de los sistemas motorizados del mundo se basan en tecnología obsoleta e ineficiente que desperdicia energía, por lo que invertir en la última tecnología de eficiencia energética puede tener un gran impacto. Si los sistemas impulsados por motores industriales en todo el mundo fueran

reemplazados por equipos optimizados de alta eficiencia, el consumo global de electricidad podría reducirse hasta en un 10 por ciento. Las soluciones de mejora de eficiencia energética a través de motores eléctricos, la implementación de variadores de velocidad y la mejora de otros dispositivos eléctricos es de vital importancia para lograr una mejor eficiencia energética, ya que esta no es una opción, sino una obligación [12].

1.3 Planteamiento del problema

El motor de inducción trifásico es un elemento clave en las plantas industriales debido a su alta utilización en los múltiples procesos. Este motor experimenta pérdidas energéticas durante su operación, lo que afecta directamente su eficiencia y la del proceso en el que es utilizado. Las pérdidas en el motor de inducción trifásico pueden ocasionar varios efectos negativos, entre los que destacan: calentamiento excesivo, la reducción de la vida útil del motor y el aumento del consumo energético, que incrementa los costos de operación y causa un mayor daño ambiental debido al uso ineficiente de la energía. Por lo tanto, es esencial investigar cómo y por qué ocurren estas pérdidas, para desarrollar estrategias que puedan reducirlas y, sobre todo, mejorar el consumo energético del motor.

1.4 Hipótesis

Es posible mejorar la eficiencia de un motor de inducción regulando sus condiciones de operación.

1.5 Justificación

Los motores de inducción son los más usados en la industria, debido a esto es necesario lograr que estos trabajen en las mejores condiciones y lograr que la energía se aproveche de la mejor manera al hacer que el motor trabaje con una eficiencia energética elevada. Para lograrlo es necesario identificar los mecanismos de pérdidas y ver la manera de minimizarlas. Estos mecanismos de pérdidas son muy difíciles de mejorar en la construcción del motor, ya que los materiales usados para la construcción de los motores de inducción dependen de cada fabricante y de la elección que hagan a la hora de escoger estos materiales para lograr que su negocio sea rentable. Ya que no se pueden modificar los materiales o métodos de construcción del motor, es necesario trabajar con las condiciones operativas del sistema e implementar estrategias como la utilización de variadores de frecuencia, para de esta forma lograr una mejor operación del motor, mejorando su eficiencia.

1.6 Objetivos

a) Objetivo general.

Desarrollar estrategias para mejorar la eficiencia energética de un motor de inducción, las cuales contemplan mecanismos de reducción de pérdidas en los diferentes componentes del sistema electromecánico, así como estrategias adecuadas de control aplicadas al motor.

b) Objetivos específicos.

- Analizar el motor de inducción: Partes constitutivas, principio de funcionamiento, circuito equivalente y análisis en estado estacionario.
- Obtener el modelo dinámico del motor de inducción.
- Analizar pérdidas en el motor de inducción.
- Analizar accionadores electrónicos usados en motores de inducción.
- Analizar estrategias de control para la mejora de eficiencia energética.
- Tomar como caso de estudio un motor de inducción trifásico que mueve una banda transportadora.

1.7 Metas

- Obtener las variables de funcionamiento del motor de inducción.
- Simular el motor de inducción bajo diferentes condiciones de operación.
- Caracterizar las pérdidas en el motor de inducción.
- Dimensionar los convertidores electrónicos para alimentar un motor en particular.
- Plantear estrategias de control para la mejora de la eficiencia energética del motor.
- Implementar estrategias de control y mejora de eficiencia usando como caso de estudio un motor de inducción trifásico que mueve una banda transportadora.

1.8 Metodología

La investigación formulada en el presente documento está programada para completarse en 2 años, período durante el cual se llevarán a cabo las siguientes actividades:

- Se recopilará y estudiará bibliografía sobre el motor de inducción donde se analizará su principio de funcionamiento, partes constructivas y se analizarán sus pérdidas.
- Se estudiará el modelo de estado estacionario y dinámico.
- Serán analizados los convertidores electrónicos de potencia.
- Se simulará bajo distintas condiciones de operación un motor de inducción y se analizará su eficiencia.
- Se plantearán e implementarán estrategias de control para la mejora de la eficiencia energética del motor, usando como caso de estudio una banda transportadora usada en un proceso de producción industrial.

1.9 Alcance

Se estudiarán los mecanismos que aportan pérdidas en el motor de inducción, las formas de reducirlas y aumentar su eficiencia. Se simularán estos estudios sobre las pérdidas para poder observar los resultados obtenidos. No se construirá un prototipo, todos los resultados serán simulados.

1.10 Aportación

Se analizarán todos los mecanismos de pérdidas en el motor de inducción, se propondrán formas para reducir las mismas, se simulará el motor bajo distintas condiciones de operación, se implementarán estrategias de control y de esta manera aumentará la eficiencia energética.

1.11 Organización del documento

Para dar solución a los objetivos establecidos, el trabajo queda organizado de la siguiente forma:

- **CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.**

En este capítulo, se presenta la introducción, antecedentes, el planteamiento del problema, la hipótesis, la justificación del trabajo, los objetivos generales y específicos, las metas, la metodología, el alcance, la aportación y la organización de cada uno de los capítulos para la conformación de este trabajo de tesis.

- **CAPÍTULO 2. MOTOR DE INDUCCIÓN.**

Este capítulo muestra el estudio realizado de los principales conceptos acerca del motor de inducción trifásico. Se revisan temas como partes constitutivas, principio de funcionamiento, circuito equivalente y modelo dinámico del motor de inducción trifásico.

- **CAPÍTULO 3. PÉRDIDAS EN EL MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO.**

En esta sección se hace un estudio profundo de las pérdidas existentes en el motor de inducción trifásico. Se revisan temas como la influencia de la calidad de la red eléctrica en estas pérdidas. También se revisan temas relacionados con la eficiencia, factor de potencia y el cálculo de la eficiencia global en motores de inducción.

- **CAPÍTULO 4. VARIADOR DE FRECUENCIA**

En este capítulo se hace una revisión de la estructura típica de un variador de frecuencia y se revisan conceptos básicos de sus componentes: rectificador, bus de corriente directa e inversor, de igual forma se revisan algunas de las técnicas de modulación trifásicas más usadas.

- **CAPÍTULO 5. MÉTODOS DE CONTROL.**

En esta sección se estudian las principales estrategias de control escalar y vectorial usadas en los variadores de frecuencia.

- **CAPÍTULO 6. CASO DE ESTUDIO**

En este capítulo se plantea el caso de estudio y se realizan las simulaciones de los tres escenarios planteados. En una segunda parte, se analizan y comparan los resultados obtenidos en cuanto a pérdidas, eficiencia, velocidad y consumo energético.

- **CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES**

En este capítulo se dan las conclusiones del trabajo, se proponen estrategias para la mejora de eficiencia y reducción de pérdidas en el motor de inducción trifásico.

CAPÍTULO 2. MOTOR DE INDUCCIÓN

Un motor de inducción es un dispositivo que transforma la energía eléctrica en energía mecánica. Se llaman motores de inducción porque los voltajes en el circuito del rotor son inducidos por el campo magnético giratorio del estator. Estos motores están hechos de componentes de cobre, acero y aluminio. Son conocidos por su alta calidad y por la larga durabilidad [13-15].

2.1 Principio de funcionamiento del motor de inducción

El principio de funcionamiento de un motor de inducción se basa en el principio de inducción electromagnética de Faraday. Esta es una ley básica del electromagnetismo que predice como un campo magnético interactuará con un circuito eléctrico para producir una fuerza electromotriz. Cuando se aplica corriente alterna trifásica a las bobinas inductoras, se genera un campo magnético giratorio cuya frecuencia es similar a la de la corriente alterna que alimenta el motor. Este campo magnético, al girar alrededor del rotor en reposo, induce una corriente en el rotor, creando un campo magnético que sigue el movimiento del campo del estator. Esto produce un par que hace que el rotor gire. Este proceso se conoce como principio de inducción mutua, en la **Figura 1** se puede apreciar este principio de funcionamiento [15-19].

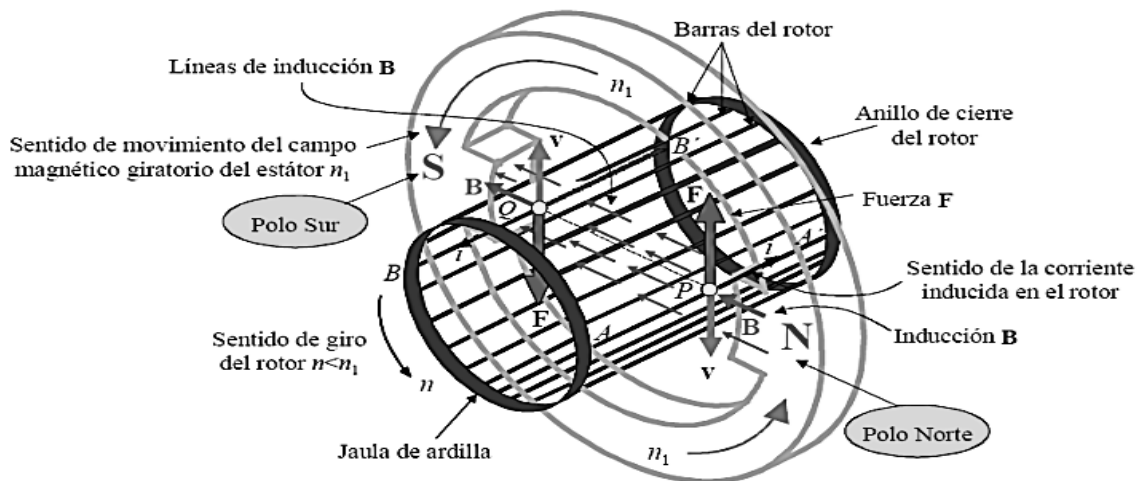


Figura 1. Representación del principio de funcionamiento del motor de inducción trifásico. Imagen modificada de [19].

2.2 Partes constructivas del motor de inducción trifásico

Las partes constructivas del motor de inducción trifásico son de vital importancia al hacer un análisis del comportamiento del mismo. Se puede descomponer el motor de inducción en estator, rotor, carcasa, eje, tapas laterales y rodamientos. También presentan escobillas en caso de ser un motor de inducción de rotor devanado. Estas partes pueden observarse en la **Figura 2**.

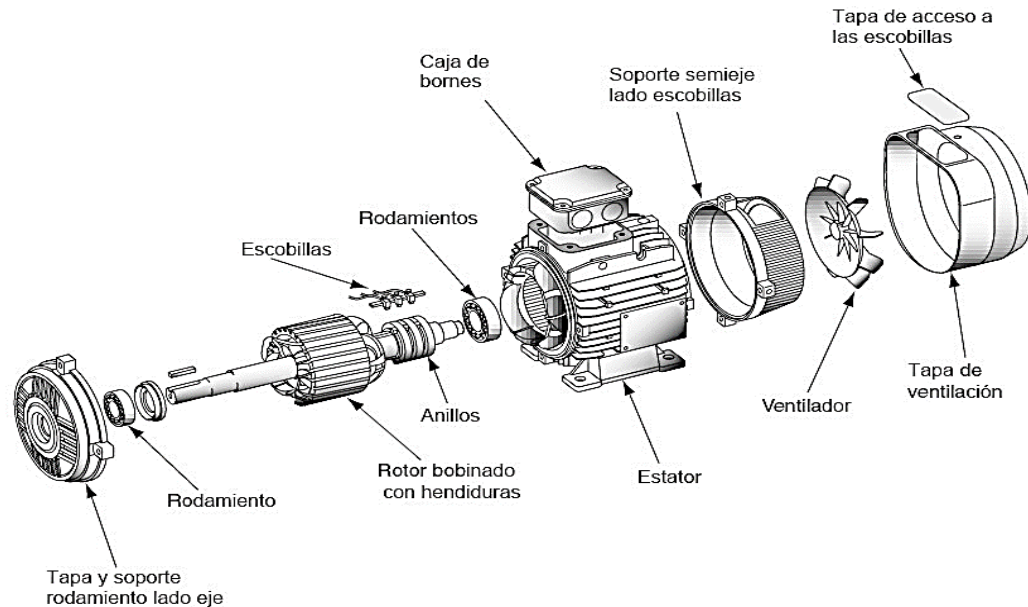


Figura 2. Partes constructivas del motor de inducción trifásico. Imagen modificada de [20].

Estator

Es la parte fija del motor. Una carcasa de acero o aleación ligera envuelve una corona de chapas delgadas de acero al silicio, aisladas entre sí mediante oxidación o barnices aislantes. Este laminado del circuito magnético reduce las pérdidas por histéresis y por corrientes de Foucault. Las chapas tienen ranuras donde se colocan los devanados del estator, encargados de producir el campo giratorio (tres devanados en el caso de un motor trifásico). Cada devanado puede estar compuesto por varias bobinas. La forma en que estas bobinas se conectan entre sí determina el número de pares de polos del motor y su velocidad de rotación. [15, 20-22].

Rotor

Es el elemento móvil del motor. Al igual que el circuito magnético del estator, está constituido por un grupo de chapas finas aisladas entre sí y forman un cilindro claveteado alrededor del eje del motor. Dependiendo de su forma de fabricación, permite distinguir dos familias de motores asíncrono. Los motores pueden ser de rotor de jaula de ardilla o de rotor bobinado.

Rotor jaula de ardilla

El rotor de jaula de ardilla es el más utilizado debido a su construcción simple y alta fiabilidad, ya que raramente presenta fallos eléctricos. Se fabrica sobre el eje de la máquina utilizando laminaciones de acero al silicio troqueladas. Al igual que en el estator, estas laminaciones se ensamblan una a una para formar el cuerpo del rotor con ranuras donde se colocan las barras de la jaula. El devanado se realiza con conductores de cobre o aluminio en forma de barras, que se insertan en las ranuras y se cortocircuitan mediante anillos. Las ranuras suelen ser de boca semicerrada y ligeramente inclinadas respecto al eje, para asegurar que las barras corten el campo magnético de manera más uniforme y mejorar así el rendimiento del motor.

Rotor devanado

El rotor devanado o de anillos rozantes se fabrica de manera similar al rotor de jaula de ardilla, pero en lugar de usar barras como devanado, emplea tres bobinas de alambre conectadas en estrella. Los extremos libres de estas bobinas se conectan al exterior mediante tres anillos montados en el eje y aislados entre sí. La corriente que llega a los anillos se regula a través de un reóstato trifásico [\[21-23\]](#).

Carcasa

Es la carcasa de la máquina, que proporciona soporte mecánico a sus componentes. Se construye con aletas disipadoras de calor hechas de una aleación de aluminio dúctil con alta resistencia mecánica. También hay carcasas sin aletas de disipación, fabricadas en hierro dulce, lo que las hace mucho más pesadas.

Flecha o eje

Es la parte central del rotor, generalmente hecha de acero, donde se ensamblan y fijan las laminaciones del rotor. En su extremo, se instala un ventilador que, al girar la máquina, genera un flujo de aire que enfría las partes internas. Esto es importante porque las corrientes en los devanados tienden a aumentar la temperatura y a reducir el rendimiento del motor [\[21-23\]](#).

Tapas laterales

Sirven para cerrar la máquina eléctrica y se aseguran firmemente a la carcasa mediante tornillos. Su función es sostener el eje a través de rodamientos que están montados en la cavidad central de la tapa.

Rodamientos o cojinetes

Su función es reducir la fricción generada por el giro del eje, y normalmente son rodamientos de bolas prelubricados y altamente pulidos. No requieren mantenimiento, ya que siempre tienen una capa de aceite alrededor. Hoy en día, aún existen rodamientos con anillos que deben ser lubricados periódicamente cuando se trata de un solo anillo. Cuando se utilizan rodamientos de dos anillos de diferentes diámetros, se colocan en un depósito de aceite llamado chumacera; un anillo soporta el eje, mientras que el anillo de mayor diámetro gira con el movimiento del eje, sumergiéndose en el aceite y lubricando el otro

anillo. Los rodamientos influyen en la eficiencia del motor, ya que las pérdidas por fricción que generan deben ser consideradas al diseñar el motor. Estas pérdidas dependen de la velocidad, el nivel de carga y la inercia que debe moverse. Las pérdidas por fricción no deben constituir una parte significativa de las pérdidas totales del motor [21-23].

Escobillas

Normalmente, se fabrican de carbón con un porcentaje específico de grafito, ya que un mayor contenido de grafito incrementa la dureza y la resistencia eléctrica. En las máquinas de inducción con rotor de anillos rozantes, las escobillas permiten conectar resistencias externas a través de los anillos. Esto ayuda a limitar las corrientes de arranque, mejorar las características del par y controlar la velocidad del motor [21-23].

2.3 Circuito equivalente y análisis en estado estacionario

El análisis del circuito equivalente del motor de inducción es fundamental para entender su comportamiento y características. El circuito equivalente es una representación simplificada del motor que permite analizar su funcionamiento en términos de circuitos eléctricos y magnéticos.

Se compone de elementos como la resistencia y la reactancia del devanado del estator, la resistencia y la reactancia del devanado del rotor, y la reluctancia del núcleo magnético. Estos elementos se combinan en un modelo que representa la relación entre la corriente eléctrica que fluye a través del motor y el par motor que produce.

Al analizar el circuito equivalente, se pueden obtener importantes parámetros del motor, como la velocidad de sincronismo, la velocidad de deslizamiento, el factor de potencia y la eficiencia.

Además, el análisis del circuito equivalente puede ayudar a identificar problemas en el motor, como la presencia de altas corrientes de arranque o la presencia de fallas en los devanados del estator o del rotor. En la **Figura 3** se representa el modelo de circuito equivalente de un motor de inducción trifásico y a continuación se muestran las fórmulas relacionadas con este modelo [15, 16, 18, 21, 24-30].

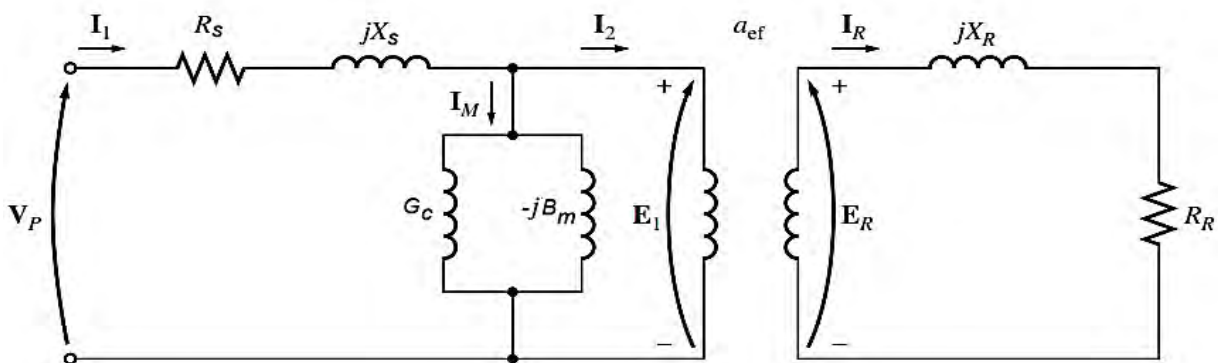


Figura 3. Circuito equivalente de un motor de inducción dividido en estator y rotor. Imagen modificada de [15].

$$Z_{\phi} = R_c // jX_{mag} \quad (1)$$

$$Y_{\phi} = G_c - jB_m \quad (2)$$

Donde:

Z_{ϕ} : es la impedancia de la rama de magnetización.

Y_{ϕ} : es la admitancia de la rama de magnetización.

R_c : es la resistencia del núcleo.

X_{mag} : es la reactancia de magnetización.

G_c : es la conductancia de la rama de magnetización.

B_m : es la susceptancia de la rama de magnetización.

$$n_s = \frac{120f_s}{\#polos} \quad (3)$$

$$a = \frac{N_s}{N_R} \quad (4)$$

$$\omega_s = n_s \frac{2\pi}{60} \quad (5)$$

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \quad (6)$$

$$s = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} = \frac{(n_s - n_r)}{n_s} \quad (7)$$

Donde:

n_s : es la velocidad sincrónica.

a : es la relación de vueltas de devanados del estator y el rotor.

N_s : es el número de vueltas de estator.

N_R : es el número de vueltas del rotor.

ω_{sl} : es la frecuencia angular de deslizamiento

ω_s : es la frecuencia angular del estator.

ω_r : es la frecuencia angular del rotor.

s : es el deslizamiento.

Utilizando la técnica del reflejo de impedancias obtenemos el circuito mostrado en la **Figura**

4. Su fórmula representativa se muestra a continuación donde $\frac{R_r'}{s}$ es la resistencia del rotor referida al estator.

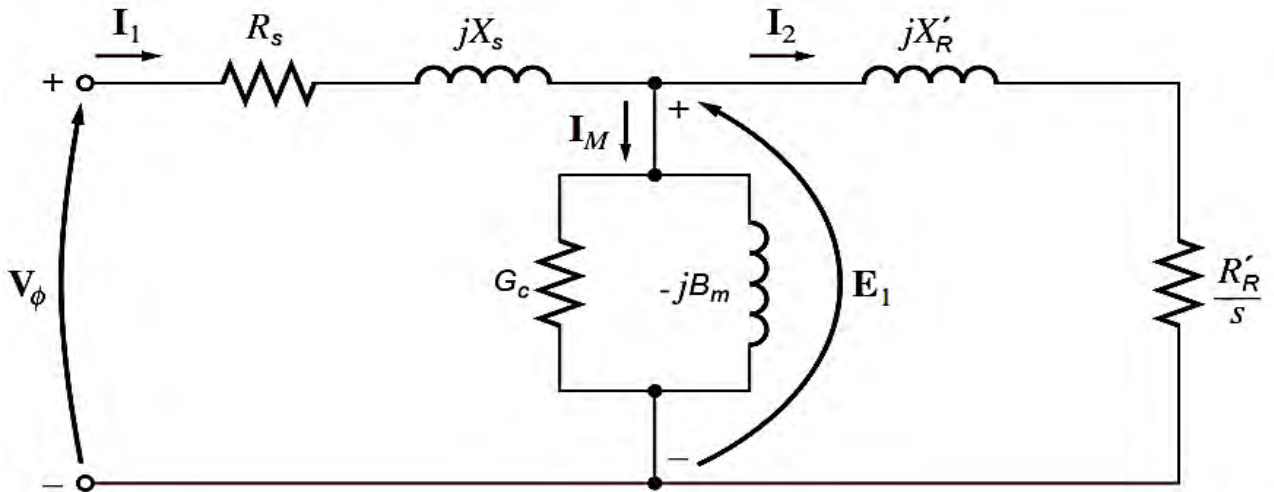


Figura 4. Reflejo de impedancias. Imagen modificada de [15].

$$\frac{R'_r}{s} = R'_r + \frac{R'_r}{s} - R'_r = R'_r + R'_r \frac{1-s}{s} \quad (8)$$

En la **Figura 5** se muestra otro circuito equivalente redibujado a partir de la técnica del reflejo de impedancias.

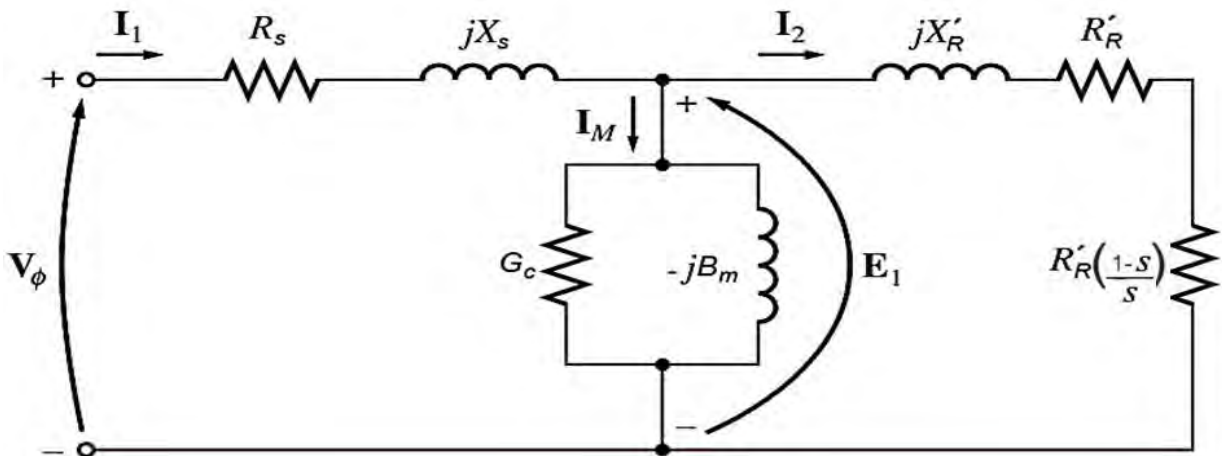


Figura 5. Circuito equivalente redibujado. Imagen modificada de [15].

Aunque el análisis del circuito equivalente del motor de inducción es una herramienta muy útil, también tiene algunas desventajas como:

Simplificación excesiva: El circuito equivalente es una simplificación del motor de inducción y, por lo tanto, no siempre refleja con exactitud el comportamiento real del motor en ciertas condiciones de operación.

Dificultad para modelar ciertos fenómenos: El circuito equivalente no puede modelar ciertos fenómenos complejos que ocurren en el motor, como la saturación del núcleo, los efectos de la temperatura, el ruido eléctrico y la interferencia electromagnética.

Variabilidad en los parámetros del motor: Los parámetros del circuito equivalente, como la resistencia y la reactancia, pueden variar en diferentes condiciones de operación o debido a la edad o el desgaste del motor, lo que puede afectar la precisión del modelo.

Limitaciones en la identificación de fallas: Aunque el circuito equivalente puede ayudar a identificar algunas fallas en el motor, no siempre es capaz de detectar problemas más complejos, como los relacionados con la geometría del rotor o con la distribución de la carga.

A pesar de estas desventajas, el análisis del circuito equivalente sigue siendo una herramienta valiosa en el análisis y el diseño de motores de inducción, siempre que se tenga en cuenta sus limitaciones y se aplique con precaución.

Este análisis es de vital importancia, ya que estudiando por separado los elementos que componen este circuito se pueden identificar las pérdidas existentes en el motor de inducción, se logra un mayor entendimiento de su funcionamiento y se puede trabajar en sus elementos de manera independiente para poder mejorar su eficiencia.

2.4 Modelo dinámico del motor de inducción

El modelo dinámico de un motor de inducción es una herramienta esencial en el campo de la ingeniería eléctrica y mecánica. Este modelo se compone de un conjunto de ecuaciones que describen el comportamiento del motor a medida que cambian las condiciones de operación, como la carga o la velocidad de rotación. Estos modelos se utilizan ampliamente en diversas etapas del proceso de diseño y control de un motor de inducción, permitiendo a los ingenieros predecir el rendimiento del motor en diferentes situaciones y optimizar su funcionamiento. Este modelo también se puede utilizar como herramienta de diagnóstico para detectar y resolver fallas en el motor.

El modelo dinámico del motor de inducción es una herramienta crucial, permitiendo a los ingenieros diseñar, controlar y diagnosticar motores de inducción de manera efectiva y eficiente.

Para la obtención de las ecuaciones del modelo dinámico del motor de inducción se toman como consideraciones:

- Es una máquina de inducción trifásica, simétrica, de dos polos y conectada en estrella.
- Los devanados del estator son idénticos, distribuidos en forma senoidal, desplazados 120° eléctricos entre sí, con un número equivalente de vueltas N_s , y resistencia R_s . En el rotor se representan los devanados equivalentes a los del estator, con N_r vueltas y resistencia R_r .

- Se asume que el circuito magnético de la máquina de inducción es lineal. Es decir, se considera que la permeabilidad del núcleo es infinita y se desestiman la saturación, las pérdidas en el hierro y el efecto de las ranuras.

En la **Figura 6** se ven representados los ejes magnéticos de un motor de inducción trifásico. Las bobinas del rotor se encuentran desfasados de los ejes magnéticos de las bobinas del estátor en un ángulo θ_r (θ_r es el ángulo de giro eléctrico del rotor) [1, 15, 18, 31-37].

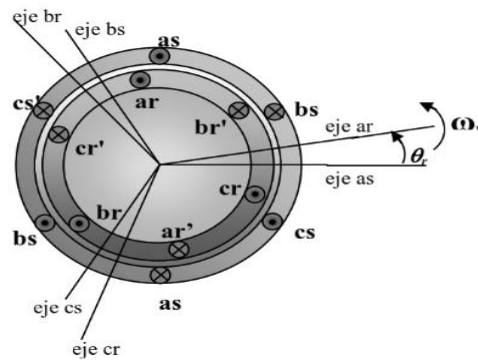


Figura 6. Modelo de ejes magnéticos de un motor de inducción trifásico [37].

Para obtener las ecuaciones se hace uso del diagrama eléctrico de los devanados del motor de inducción mostrados en la **Figura 7**.

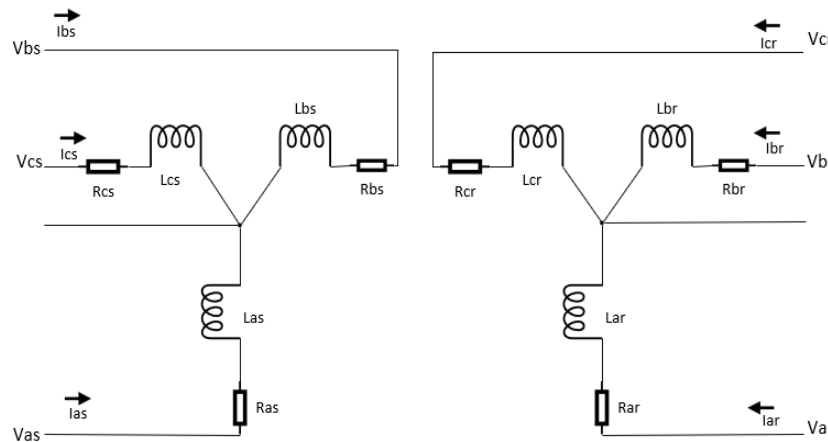


Figura 7. Representación eléctrica de devanados de estator y rotor de un motor de inducción trifásico.

Aplicando la Ley de Kirchhoff de Voltaje (LKV) a los devanados del motor (as, ar, bs, br, cs y cr) se obtienen seis ecuaciones de malla. Estas ecuaciones, de modo general, son:

$$V = RI + \frac{d\lambda}{dt} \quad (9)$$

El primero de los términos, del lado derecho de la ecuación, corresponde a la caída de voltaje en la resistencia propia de la bobina y el otro término es la fuerza electromotriz inducida en el circuito magnético de esa bobina relacionada con los enlaces de flujo de las bobinas. Durante la operación transitoria o permanente, es posible encontrar una dependencia entre los enlaces de flujo y las corrientes, dada por la expresión:

$$\lambda = LI \quad (10)$$

Donde:

$$I = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs} \ I_{ar} \ I_{br} \ I_{cr}]^T \quad (11)$$

$$V = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs} \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (12)$$

$$R = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{pmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abcr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & L_{sr} \\ (L_{sr})^T & L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{abcs} \\ I_{abcr} \end{pmatrix} \quad (14)$$

$$L_s = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -0,5L_s & -0,5L_s \\ -0,5L_s & L_{ls} + L_{ms} & -0,5L_s \\ -0,5L_s & -0,5L_s & L_{ls} + L_{ms} \end{pmatrix} \quad (15)$$

$$L_r = \begin{pmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -0,5L_r & -0,5L_r \\ -0,5L_r & L_{lr} + L_{mr} & -0,5L_r \\ -0,5L_r & -0,5L_r & L_{lr} + L_{mr} \end{pmatrix} \quad (16)$$

$$L_{sr} = (L_{sr})^T \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (17)$$

Donde:

L_{ls} : es la inductancia de dispersión de los devanados de estator.

L_{lr} : es la inductancia de dispersión de los devanados de rotor.

L_{ms} : es la inductancia de magnetización de los devanados de estator.

L_{mr} : es la inductancia de magnetización de los devanados de rotor.

L_{sr} : es la inductancia mutua entre los devanados de estator y rotor.

$L_{ls}+L_{ms}$: es la inductancia propia (autoinductancia) de los devanados de estator.
 $L_{lr}+L_{mr}$: es la inductancia propia (autoinductancia) de los devanados de rotor.
 θ_r : es la posición eléctrica del rotor.

Las inductancias de magnetización y mutua son:

$$L_{ms} = \frac{N_s^2}{4} * \frac{\pi\mu_0 rl}{g} \quad (18)$$

$$L_{mr} = \frac{N_r^2}{4} * \frac{\pi\mu_0 rl}{g} \quad (19)$$

$$L_{rs} = \frac{N_s}{2} * \frac{N_r}{2} * \frac{\pi\mu_0 rl}{g} \quad (20)$$

Donde:

N_s : es el número de vueltas del devanado del estator.

N_r : es el número de vueltas del devanado del rotor.

μ_0 : es la permeabilidad en el entrehierro.

r : es el radio promedio del entrehierro.

l : es la longitud axial del entrehierro.

g : es la longitud del entrehierro.

Se tiene que la derivada de los enlaces de flujo es:

$$\frac{d\lambda}{dt} = \frac{dL}{dt} i + L \frac{di}{dt} \quad (21)$$

Desarrollando el término de la derivada de la matriz de inductancias mediante la regla de la cadena se obtiene:

$$\frac{dL}{dt} = \frac{dL}{d\theta_r} * \frac{d\theta_r}{dt} \quad (22)$$

La velocidad eléctrica del rotor ω_r es:

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (23)$$

Se relaciona con la velocidad mecánica del rotor ω_m mediante el número de polos de la máquina:

$$\omega_r = \frac{p}{2} \omega_m = n_p * \omega_m \quad (24)$$

Donde:

p : es el número de polos.

n_p : es el número de pares de polos.

Además, se puede definir el conjunto de ecuaciones que define el comportamiento mecánico de la máquina [38-40].

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B_{\omega_r} + T_l \quad (25)$$

Donde:

J : es la inercia del rotor.

B : es el coeficiente de fricción viscosa en Nms / rad.

ω_r : es la velocidad mecánica angular del rotor en rad / s.

T_l : es el par de la carga.

La expresión del par electromagnético en términos de las variables de la máquina se obtiene de la coenergía almacenada en el campo magnético W_c , cuya relación con el T_e es:

$$T_e(i, \theta_r) = n_p \frac{\partial W_c(i, \theta_r)}{\partial \theta_r} \quad (26)$$

Donde W_c es la coenergía asociada a la energía almacenada W_f (que en un sistema magnético lineal son iguales):

$$W_f = \frac{1}{2} (i_{abcs})^T (L_s - L_{ls} I) (i_{abcs}) + (i_{abcs})^T (L_{sr}) (i_{abcr}) + \frac{1}{2} (i_{abcr})^T (L_r - L_{lr} I) (i_{abcr}) \quad (27)$$

Desarrollando la ecuación (27), y considerando que L_s y L_r no son funciones que dependen de θ_r , se obtiene el par:

$$T_e = n_p * (i_{abcs})^T * \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} * (i_{abcr}) \quad (28)$$

CAPÍTULO 3. PÉRDIDAS EN EL MOTOR DE INDUCCIÓN

Las pérdidas existentes en el motor de inducción son las pérdidas en el hierro, las pérdidas en el cobre del estator, las pérdidas en el cobre del rotor, las pérdidas mecánicas y las pérdidas por dispersión. Las pérdidas en el hierro y las pérdidas mecánicas suelen considerarse pérdidas constantes, mientras que las pérdidas en el cobre en el estator, las pérdidas en el cobre en el rotor y las pérdidas por dispersión se denominan pérdidas variables. El estudio de estas es de vital importancia para comprender el funcionamiento del motor y poder optimizar la eficiencia del mismo.

3.1 Análisis de pérdidas

En la **Figura 8** se puede observar como las pérdidas existentes en el motor de inducción se ven reflejadas en los elementos del circuito equivalente.

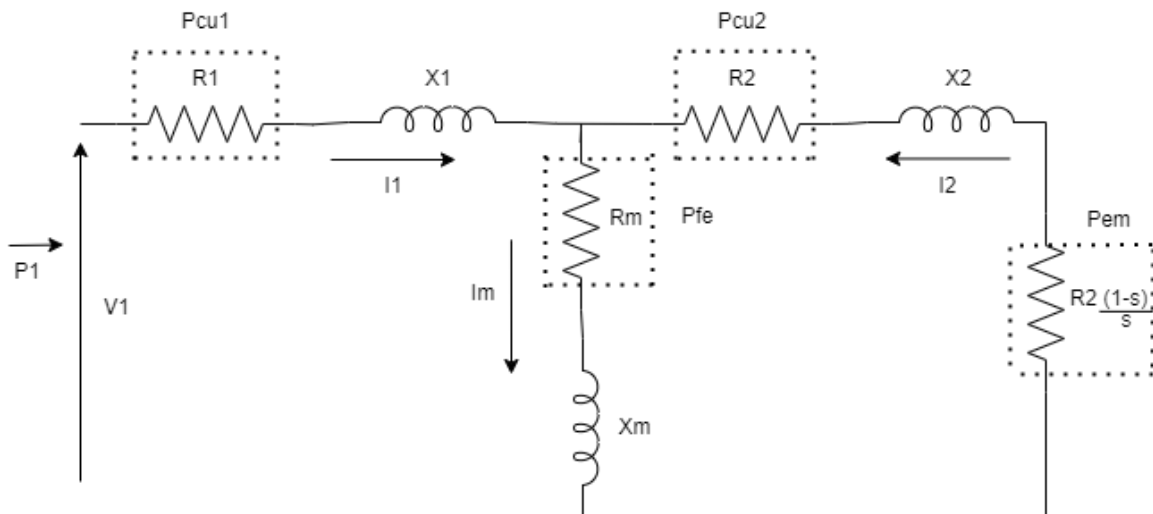


Figura 8. Circuito equivalente redibujado con pérdidas asociadas a sus elementos resistivos. Imagen modificada de [15].

Podemos observar que en este circuito equivalente se encuentra representada, P_1 que es la potencia de entrada, P_{Cu1} son las pérdidas en el cobre del estator, son producidas por la circulación de corriente en el devanado del estator, P_{Fe} son las pérdidas de hierro, son producidas por el campo giratorio, generalmente son pérdidas muy pequeñas y se desprecian, P_{Cu2} son las pérdidas en el cobre del rotor, son producidas por la circulación de corriente en el devanado del rotor, P_{em} es la potencia electromecánica que se desarrolla en el eje del rotor, en la cual existen dos tipos de pérdidas, las pérdidas mecánicas P_{fw} y las pérdidas adicionales P_{ad} .

En la **Figura 9** se observa un esquema representativo del flujo de potencias existentes en el motor de inducción. En la fórmula (29) se ven representadas las potencias y las pérdidas existentes en el motor de inducción [15, 18, 41-45].

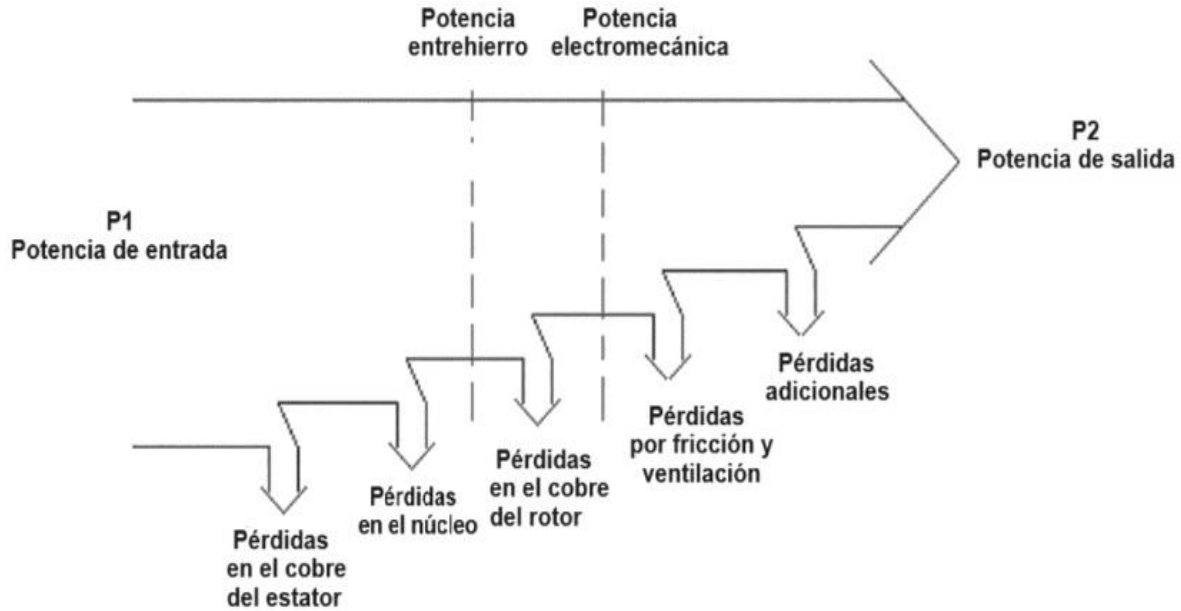


Figura 9. Flujo de potencias en el motor de inducción trifásico. Imagen modificada de [15].

$$P_2 = P_1 - P_{Cu1} - P_{Fe} - P_{fw} - P_s - P_{Cu2} = P_1 - \sum P \quad (29)$$

El ahorro de energía consiste en reducir las pérdidas y mejorar la eficiencia del motor. Siempre deben tomarse como referencia las pérdidas principales en cada motor para tratar de mejorar su eficiencia.

3.1.1 Pérdidas en el hierro

Las pérdidas en el hierro en un motor se originan por corrientes parásitas y por histéresis debido a cambios en el campo magnético en el núcleo de hierro. En condiciones normales, la variación en el campo magnético del rotor es mínima, por lo que ignoramos las pérdidas en el hierro en el rotor. Las pérdidas en el hierro también incluyen las pérdidas por dispersión en vacío, que son causadas por fugas de flujo magnético cuando la corriente pasa a través de los devanados del estator. Estas pérdidas son aproximadamente constantes debido a la corriente constante, solo constituyen alrededor del 1% de las pérdidas totales en el hierro. La magnitud de las pérdidas en el hierro se relaciona con el material del núcleo, la frecuencia y la densidad del flujo magnético, siendo proporcional al cuadrado de esta última [46].

$$P_{Fe} = KG_{Fe} f^{1.3} B^2 \quad (30)$$

Donde:

K : es el coeficiente de corrección de las pérdidas en el hierro.

G_{Fe} : es el peso del núcleo del estator.

f : es la frecuencia.

B : es la densidad de flujo magnético.

De la ecuación (30) se deduce que las pérdidas en el hierro son proporcionales no sólo al cuadrado de la densidad de flujo magnético, sino también al peso del núcleo del estator. Para motores de la misma potencia, cuanto mayor sea el número de polos y el volumen de los motores, mayores serán las pérdidas en el hierro.

Las pérdidas en el hierro pueden descomponerse en pérdidas por histéresis y pérdidas por corrientes parásitas. Las pérdidas por histéresis (P_H) se representan en la siguiente ecuación:

$$P_H = \alpha f B^Y \quad (31)$$

Donde:

α y Y : son coeficientes de las propiedades físicas que constituyen al material.

f : es la frecuencia de la red eléctrica.

B : es el valor más alto de la inducción magnética en el circuito.

Por otro lado, las pérdidas por corrientes parásitas (P_{cp}) se representan como:

$$P_{cp} = \beta f^2 B^2 \quad (32)$$

Donde:

β : es una constante del material.

B : es el valor de la inducción magnética B .

f : es la frecuencia.

Métodos para reducir las pérdidas en el hierro.

El uso de acero al silicio laminado en frío en lugar del laminado en caliente, con buena permeabilidad, ayuda a reducir las pérdidas por histéresis. La calidad del material influye en estas pérdidas, como el acero al silicio de alta calidad es costoso, se evalúa si la reducción en las pérdidas justifica el aumento de coste.

El uso de silicio fino reduce las pérdidas por corrientes parásitas, de igual forma, reducir la densidad del flujo magnético disminuye tanto las pérdidas por histéresis como por corrientes parásitas. Aumentar el tamaño del núcleo puede disminuir la densidad del flujo magnético, por eso a menudo se incrementa la longitud del núcleo de hierro para disminuir las pérdidas. En resumen, los motores de alta eficiencia suelen requerir un 35% más de hierro que otros motores de igual potencia, pero menor eficiencia [18, 41, 47].

3.1.2 Pérdidas mecánicas

Las pérdidas mecánicas se encuentran en el desgaste de los rodamientos, el sistema de ventilación y cuando el rotor es bobinado existe desgaste de las escobillas. El desgaste de los rodamientos está ligado al tipo de rodamiento, la instalación y la grasa utilizada. La ventilación se relaciona con el material del ventilador, su eficiencia y el diseño del conducto de aire. Estos aspectos también varían según la velocidad del motor. El desgaste de los rodamientos aumenta con el cuadrado de la velocidad, mientras que la ventilación lo hace con el cubo de la velocidad. Las pérdidas por fricción del aire se reducen cuando se usan más polos, esto puede verse en motores de igual potencia y distinta cantidad de polos. A

mayor potencia en un motor, la fricción del aire representa una proporción mayor en las pérdidas totales, principalmente debido a la necesidad de refrigeración.

Métodos para reducir las pérdidas mecánicas

Las pérdidas mecánicas son causadas por la fricción existente en el motor y por su sistema de ventilación. La fricción se refiere principalmente a la fricción del rodamiento; el uso de rodamientos y aceite lubricante de alta calidad puede reducir las pérdidas mecánicas. La fricción del viento es causada por el aire de refrigeración y la parte giratoria del motor, por lo que el uso de un ventilador de alta eficiencia y un mejor diseño de la estructura de ventilación puede reducir las pérdidas por fricción [\[18, 41, 47\]](#).

3.1.3 Pérdidas en el cobre, en el estator y en el rotor

Las pérdidas en el cobre del estator y el rotor (P_{Cu1}, P_{Cu2}) también se conocen como pérdidas de carga. Las pérdidas en el cobre son las pérdidas que se generan cuando las corrientes que circulan por el estator y el rotor atraviesan las resistencias de los devanados. Las pérdidas en el cobre dependen de la corriente de carga y de la resistencia del bobinado. Se puede saber por el circuito equivalente que:

$$P_{Cu1} = 3I_1^2 r_1 \quad (33)$$

$$P_{Cu2} = 3I_2^2 r_2 \quad (34)$$

Medidas para reducir las pérdidas en el cobre en el estator y en el rotor

Cuando la corriente pasa por el bobinado, genera calor, y esto causa pérdidas en el cobre de los devanados; la mejor manera de reducir estas pérdidas de cobre es reduciendo la resistencia. Si se tiene en cuenta el índice de ranura completa, podemos aumentar el área de la sección del cable del devanado del estator para reducir la resistencia del devanado. El motor de inducción de jaula de ardilla puede aumentar adecuadamente el área de la sección de la barra conductora para reducir la resistencia del rotor. Para el motor de inducción bobinado, podemos utilizar hilos de cobre y aumentar adecuadamente el área de la sección transversal de los hilos de cobre del rotor. Además, la reducción del entrehierro entre el estator y el rotor, la adopción de una lámina de acero al silicio de alta calidad, la reducción adecuada de la densidad de flujo magnético y la reducción de la corriente de excitación pueden reducir la corriente del estator, las pérdidas en el cobre y también mejorar el factor de potencia del motor [\[18, 41\]](#).

3.1.4 Pérdidas adicionales

Las pérdidas por dispersión también se conocen como pérdidas adicionales (P_{ad}). Estas pérdidas se componen principalmente de las pérdidas de cobre causadas por la fuga de flujo magnético en el devanado, el núcleo de hierro, el eje, el extremo y otras piezas metálicas.

Medidas para reducir las pérdidas por dispersión

Los principales métodos para reducir las pérdidas por dispersión son los siguientes: utilizar devanados sinusoidales en serie y devanados distribuidos para reducir los armónicos

superiores, seleccionar el número adecuado de ranuras para el estator y el rotor, diseñar la forma de la ranura del rotor para la canaleta, elegir la mejor longitud de separación y utilizar cuñas de ranura magnéticas [18, 41].

3.2 Influencia de la calidad de la red eléctrica en las pérdidas

La calidad de la energía tiene un impacto directo en las pérdidas del motor. Por ejemplo, la fluctuación del voltaje, el desequilibrio del voltaje y los armónicos elevados de la red pueden aumentar las pérdidas del motor de inducción [18].

3.2.1 Influencia de las fluctuaciones de voltaje en las pérdidas

- La influencia en las pérdidas en el hierro

$$P'_{Fe} \approx P_{Fe} \left(\frac{U'}{U_n} \right)^2 \quad (35)$$

Donde:

U' : es el voltaje de alimentación.

U_n : es el voltaje nominal.

Como puede verse en la ecuación (35), cuando aumenta el voltaje de alimentación, aumentan las pérdidas en el hierro.

- La influencia en las pérdidas mecánicas

$$P'_{Fw} \approx P_{Fw} \left(\frac{1-s}{1-s_N} \right)^2 \quad (36)$$

Donde:

s : es el deslizamiento existente en el motor al existir fluctuaciones de voltaje.

s_N : es el deslizamiento nominal del motor.

Cuando el voltaje de alimentación fluctúa (por ejemplo, $\pm 5\%$), la velocidad de rotación cambia poco y tiene escasa repercusión en las pérdidas mecánicas.

- Influencia en las pérdidas en el cobre del estator.

$$P'_{Cu1} \approx P_{Cu} \left\{ \left(\frac{I'_0}{I'_N} \right)^2 + \left[1 - \left(\frac{I'_0}{I'_N} \right)^2 \right] \left[\frac{(1-s_N)s}{(1-s)s_N} \right]^2 \right\} \quad (37)$$

Donde:

I'_0 : es la corriente del motor en las nuevas condiciones de operación.

I'_N : es la corriente del motor en condiciones nominales.

Con un par de carga externa constante, cuando el voltaje de alimentación aumenta, la corriente de excitación del estator aumenta, la velocidad aumenta y las pérdidas de cobre en el estator aumentan ligeramente.

- Influencia en las pérdidas en el cobre del rotor

$$P'_{Cu2} \approx P_{Cu2} \left(\frac{U_N}{U'} \right)^2 \left(\frac{1-s_N}{1-s} \right)^2 \quad (38)$$

Con un par de carga externa constante, cuando el voltaje de alimentación aumenta, la velocidad aumenta, la relación de deslizamiento disminuye ligeramente y las pérdidas en el cobre del rotor disminuyen ligeramente.

- Influencia en las pérdidas parásitas

$$P'_s \approx P_s \left(\frac{U_N}{U'} \right)^2 \left(\frac{1-s_N}{1-s} \right)^2 \quad (39)$$

Cuando el voltaje de alimentación aumenta, al igual que las pérdidas en el cobre del rotor, las pérdidas por dispersión se reducen.

$P'_{Fe}, P_{Fe}, P'_{fw}, P_{fw}, P'_{Cu1}, P_{Cu1}, P'_{Cu2}, P_{Cu2}, P'_s, P_s$ corresponden a todos los tipos de pérdida de U' o U_N . De la ecuación (39) se desprende que cuando aumenta el voltaje de red, las pérdidas totales tienen una tendencia creciente; cuando el voltaje de red cae, las pérdidas en el hierro del motor se reducen al cuadrado del voltaje. Cuando la carga es constante, el voltaje de funcionamiento disminuye, el par del motor disminuye, el deslizamiento aumenta y las pérdidas en el cobre del estator y del rotor aumentan. En el caso de un motor que funciona con carga constante, si el voltaje cae, las pérdidas totales aumentan. Sólo en el caso de una tasa de carga muy baja, cuando el voltaje baja, las pérdidas totales del motor disminuyen y el rendimiento aumenta [41, 48-50].

3.2.2 Influencia del desequilibrio del voltaje trifásico en las pérdidas

En un sistema eléctrico trifásico, el voltaje y la corriente trifásicas están desbalanceadas en distinto grado. El voltaje trifásico desequilibrado afecta directamente a las pérdidas y al rendimiento de un motor. El desequilibrio del voltaje trifásico, se descompone en componentes de secuencia positiva, negativa y cero. A continuación, se analiza el desequilibrio de acuerdo con la relación relativa de los componentes de secuencia negativa, cero, y el componente de secuencia positiva. El desequilibrio del voltaje trifásico se define como sigue:

$$\varepsilon_{U2} = \frac{U_2}{U_1} * 100\% \quad (40)$$

Donde:

ε_{U2} : es el desequilibrio del voltaje de secuencia negativa.

U_1 : es el valor cuadrático medio de la componente de secuencia positiva del voltaje trifásico.

U_2 : es el valor cuadrático medio de la componente de secuencia negativa del voltaje trifásico.

Durante el funcionamiento normal de la red, el desequilibrio del voltaje de secuencia negativa no es superior al 2%. Si el desequilibrio del voltaje de secuencia negativa supera el valor límite tendrá una gran influencia en las pérdidas del motor. En el devanado del motor, una pequeña componente de voltaje de secuencia negativa provocará una mayor

corriente de secuencia negativa. Por ejemplo, cuando la componente de voltaje de secuencia negativa alcanza el 5%, la corriente de secuencia negativa alcanzará el 20-35% de la corriente nominal, lo que provocará grandes pérdidas y sobrecalentamiento en el devanado [48].

La corriente de secuencia negativa producirá un campo magnético de secuencia negativa y el par generado por un campo magnético de secuencia negativa es negativo, lo que generará un par de frenado. Como la potencia mecánica producida por el componente de secuencia negativa es negativa, absorberá parte de la potencia mecánica, por lo que la corriente de carga del rotor y la pérdida de cobre del rotor aumentarán.

La componente de secuencia negativa no sólo provoca pérdidas adicionales en el hierro, cobre y pérdidas por dispersión en el rotor, sino que también aumenta las pérdidas en el estator. Si hay un 3,5% de voltaje desequilibrada en el motor, la pérdida total del motor aumentará un 20%, la eficiencia disminuirá en un 3-4%.

En resumen, los motores de inducción deterioran su eficiencia cuando el voltaje está desequilibrado, la capacidad de sobrecarga y el rendimiento disminuyen, y existe riesgo de sobrecalentamiento

Para el desequilibrio del componente de secuencia cero no hay límite. La razón es que las componentes de secuencia cero pueden suprimirse mediante la forma de conexión de los devanados [18, 49].

3.2.3 Influencia de la corriente armónica superior en las pérdidas del motor de inducción

La red tiene muchos usuarios de equipos eléctricos que constituyen una carga no lineal. La carga generará corrientes y voltajes armónicos que se inyectarán en la red, dando lugar a un voltaje armónico superior de frecuencia correspondiente en la impedancia del sistema; de este modo, se distorsionará la forma de onda del voltaje del sistema. Si la capacidad de la fuente de armónicos superiores es grande, no se pueden ignorar los efectos armónicos. Si hay una corriente armónica en el motor de inducción trifásico, producirá un campo magnético giratorio de frecuencia más alta, aumentando las pérdidas parásitas, sobrecalentando los conductores e incluso quemando el motor [18, 49, 51].

3.3 Eficiencia y factor de potencia del motor de inducción trifásico

La eficiencia y el factor de potencia son indicadores técnicos importantes del motor de inducción. La eficiencia refleja la magnitud de las pérdidas del propio motor y el factor de potencia refleja las pérdidas causadas por la corriente reactiva del motor en la línea. La clave para el funcionamiento económico de un motor de inducción es controlar la eficiencia operativa del motor y el factor de potencia [18].

Eficiencia del motor de inducción

La eficiencia del motor de inducción es la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} * 100\% \quad (41)$$

Donde:

P_2 : es la potencia de salida del motor.

P_1 : es la potencia de entrada del motor.

En las aplicaciones prácticas, existe: la eficiencia nominal, la eficiencia operativa y la eficiencia máxima de un motor. La eficiencia nominal se tiene cuando el motor trabaja a un valor de potencia nominal. La eficiencia operativa del motor es la eficiencia cuando el motor está funcionando con un valor de carga, que es un punto en la curva de eficiencia. Si el motor funciona en el punto más alto de la curva de eficiencia, este punto se denomina punto de eficiencia máxima del motor.

Definición del factor de potencia del motor de inducción

El factor de potencia del motor de inducción trifásico es la relación entre la potencia activa de entrada del motor y su potencia aparente, es decir:

$$\cos\varphi = \frac{P_1}{\sqrt{3}U_1I_1} \quad (42)$$

Donde:

$\cos\varphi$: es el factor de potencia del motor de inducción.

P_1 : es la potencia activa de entrada del motor.

U_1 : es el voltaje de línea de entrada del motor.

I_1 : es la corriente de línea de entrada del motor.

El factor de potencia del motor a carga nominal se denomina factor de potencia nominal $\cos\varphi_N$, en vacío se denomina factor de potencia en vacío $\cos\varphi_0$, y a una carga se representa como $\cos\varphi$.

3.3.1 Cálculo de la eficiencia de funcionamiento del motor de inducción

En funcionamiento, la potencia de entrada restando la potencia de salida es la pérdida activa, es también la pérdida total del motor en funcionamiento. Es decir:

$$(P_1 - P_2) = \Delta P = P_{Fe} + P_{fw} + P_{Cu1} + P_{Cu2} + P_s \quad (43)$$

Comprobar las distintas pérdidas en el proceso de funcionamiento del motor es muy difícil, medimos el coeficiente de carga según la norma de funcionamiento económico del motor de inducción; a continuación, podemos calcular las pérdidas activas totales del motor en funcionamiento.

$$\Delta P = \Delta P_0 + \beta^2(\Delta P_N - \Delta P_0) \quad (44)$$

Donde:

ΔP : son las pérdidas activas totales del motor en funcionamiento.

ΔP_0 : son las pérdidas activas del motor en vacío.

ΔP_N : son las pérdidas activas del motor con carga nominal.
 β : es el coeficiente de carga.

$$\beta = \frac{P_2}{P_N} \quad (45)$$

Donde:

P_2 : es la potencia de salida del motor.

P_N : es la potencia nominal del motor.

El coeficiente de carga multiplicado por el 100% se conoce como índice de carga, suele representarse por β .

Las pérdidas de potencia activa del motor a carga nominal pueden determinarse mediante la eficiencia nominal y la potencia nominal, es decir:

$$\Delta P_N = \left(\frac{1}{\eta_N} - 1 \right) P_N \quad (46)$$

Donde:

η_N : es la eficiencia nominal del motor.

Las pérdidas totales de potencia activa en funcionamiento:

$$\Delta P = \Delta P_0 + \beta^2 \left[\left(\frac{1}{\eta_N} - 1 \right) P_N - \Delta P_0 \right] \quad (47)$$

Por lo tanto, la eficiencia operativa del motor se puede calcular mediante la siguiente fórmula:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\beta P_N}{\beta P_N + \Delta P} = \frac{\beta P_N}{\beta P_N + \Delta P_0 + \beta^2 \left[\left(\frac{1}{\eta_N} - 1 \right) P_N - \Delta P_0 \right]} \quad (48)$$

A partir de la fórmula anterior, podemos aprender que la eficiencia operativa del motor está asociada a η_N , ΔP_0 y β . Mientras, η_N y ΔP_0 vienen determinadas por las características del motor. Para un motor determinado, η_N y ΔP_0 son valores fijos. Por lo tanto, la eficiencia de un determinado motor depende de la tasa de carga del motor β [\[18, 49, 51\]](#).

3.3.2 Cálculo del factor de potencia operativo del motor de inducción

El factor de potencia de un motor de inducción en marcha es:

$$\cos\varphi = \frac{P_1}{\sqrt{3}U_1I_1} = \cos\varphi = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}} \quad (49)$$

$$P_1 = \beta P_N + \Delta P_0 + \beta^2 \left[\left(\frac{1}{\eta_N} - 1 \right) P_N - \Delta P_0 \right] \quad (50)$$

$$Q_1 = Q_0 + \beta^2(Q_N - Q_0) \quad (51)$$

$$Q_0 = \sqrt{3U_2 I_0^2 * 10^{-6} - \Delta P_0^2} \quad (52)$$

$$Q_N = \left(\frac{P_N}{\eta_N}\right) \tan \varphi_N \quad (53)$$

Si sustituimos (53) en (51), obtenemos:

$$Q_1 = Q_0 + \beta^2 \left(\left(\frac{P_N}{\eta_N}\right) \tan \varphi_N - Q_0 \right) \quad (54)$$

$$\cos \varphi = \frac{\beta P_N + \Delta P_0 + \beta^2 \left[\left(\frac{1}{\eta_N} - 1\right) P_N - \Delta P_0 \right]}{\sqrt{\left\{ \beta P_N + \Delta P_0 + \beta^2 \left[\left(\frac{1}{\eta_N} - 1\right) P_N - \Delta P_0 \right] \right\}^2 + \left\{ Q_0 + \beta^2 \left(\left(\frac{P_N}{\eta_N}\right) \tan \varphi_N - Q_0 \right) \right\}^2}} \quad (55)$$

De la fórmula (52), podemos aprender que el factor de potencia del motor $\cos \varphi$ tiene relación con $I_0, \Delta P_0, P_N, \cos \varphi_N, \eta_N, \beta$. Para un motor específico, el tamaño de $\cos \varphi$ sólo tiene relación con el coeficiente de carga β . En el caso en que los parámetros nominales del motor son conocidos, el coeficiente de carga puede calcularse mediante la siguiente fórmula:

$$\beta = \frac{\frac{-P_N}{2} + \sqrt{\frac{P_N^2}{4} + (\Delta P_N - \Delta P_0)(P_1 - \Delta P_0)}}{\Delta P_N - \Delta P_0} * 100\% \quad (56)$$

Donde:

P_N : es la potencia nominal.

ΔP_N : son las pérdidas totales nominales.

ΔP_0 : son las pérdidas en vacío.

P_1 : es la potencia de entrada.

En la práctica, si queremos conocer el tamaño de la tasa de carga, primero debemos obtener la potencia de salida P_2 , que no es fácil de medir directamente. En la fórmula anterior, $P_N, \Delta P_N$ y ΔP_0 son parámetros conocidos. Sobre el terreno, si podemos conocer la potencia de entrada P_1 , podemos conocer el régimen de carga del motor [18].

La curva del factor de potencia del motor y su dibujo.

Si conocemos los parámetros $I_0, \Delta P_0, P_N, \cos \varphi_N, \eta_N$ de un motor, podemos dibujar la curva de eficiencia y factor de potencia basándonos en las fórmulas (49) y (53), es decir $\eta = f(\beta)$ y $\cos \varphi = f(\beta)$. Según la curva de eficiencia y factor de potencia del motor podemos analizar el estado de funcionamiento del motor y determinar si se encuentra en un estado de funcionamiento económico [18, 49, 51].

3.3.3 Análisis de la curva de eficiencia y del factor de potencia

La curva de eficiencia del motor de inducción tiene una amplia zona de alta eficiencia. Generalmente si la tasa de carga de los motores es del 35-40%, la eficiencia del motor tiene una tendencia a la baja. Si la tasa de carga es inferior al 30%, la eficiencia comienza a disminuir significativamente. Por lo tanto, siempre que la tasa de carga del motor en funcionamiento no sea muy baja, la eficiencia del motor es generalmente mayor.

El valor del factor de potencia es muy pequeño en vacío, generalmente inferior a 0,1, y aumenta al aumentar la velocidad de carga, con el aumento de la tasa de carga. Si el índice de carga alcanza aproximadamente el 60%, se aproxima al valor nominal. Para motores de la misma potencia, la curva del factor de potencia de un motor con más polos aumenta más rápidamente. La curva del factor de potencia de un motor de pequeña capacidad aumenta más rápidamente que la de un motor de gran capacidad.

La eficiencia de diferentes tipos de motores de acuerdo a su construcción y sus factores de potencia no son iguales. En general, para la misma capacidad de un motor de jaula de ardilla y el motor de tipo bobinado, el rendimiento y el factor de potencia del motor de jaula de ardilla son superiores; para un motor de alta velocidad, su rendimiento y factor de potencia son superiores a los de un motor de baja velocidad; para el mismo tipo de motor, a mayor capacidad, mayor eficiencia y factor de potencia.

Para un mismo motor, su curva de eficiencia no es invariable. Demasiado tiempo en servicio y un mantenimiento deficiente aumentarán todo tipo de pérdidas y su eficiencia disminuirá. En resumen, para que el motor funcione de forma económica, hay que elegir el tipo y la capacidad adecuados, de modo que las características mecánicas del motor se ajusten a la carga y procurar tener la mayor eficiencia de funcionamiento. Para el motor en servicio debemos mejorar la tasa de carga como sea posible. Fortalecer el mantenimiento y la revisión, tomar diversas medidas de reforma para reducir las pérdidas y mejorar la eficiencia del motor en funcionamiento.

Funcionamiento del motor de inducción trifásico.

La curva de eficiencia tiene un área amplia con una alta eficiencia, como se muestra en la **Figura 10**. Siempre que la tasa de carga no sea inferior al 20%, la eficiencia es alta. Pero no se puede seleccionar un índice de carga del 20%; cuando el índice de carga era del 20%, el factor de potencia era sólo de 0.53. Cuando el motor absorbe potencia reactiva de la red, la pérdida de potencia activa de la red aumentará. La eficiencia y el factor de potencia deben tenerse en cuenta al elegir la tasa de carga del motor [\[18, 49, 51\]](#).

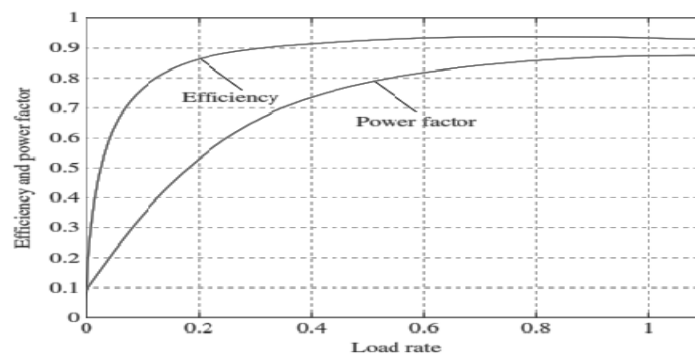


Figura 10. Curvas de eficiencia y factor de potencia del motor de inducción [\[18\]](#).

CAPÍTULO 4. VARIADOR DE FRECUENCIA

Los variadores de frecuencia, también conocidos como variadores de velocidad, son dispositivos electrónicos para motores de inducción trifásicos. Transforman la energía de una red fija en energía ajustable para el motor, permitiendo controlar velocidad, par y funciones como arranque y parada. Se usan ampliamente en manufactura, generación de energía, etc. Sus ventajas incluyen ahorro energético, prolongación de la vida útil del motor y control preciso. Sin embargo, presentan desventajas como costos iniciales altos y posibles interferencias electromagnéticas. A pesar de sus beneficios, es crucial considerar desventajas y tomar medidas para mitigarlas según las necesidades específicas de cada aplicación [52-58].

4.1 Variador de frecuencia

La estructura típica de un variador incluye rectificador, bus de corriente directa, inversor y circuito de control. La **Figura 11** muestra esta interacción y la **Figura 12** su circuito equivalente y formas de onda, a continuación, se realizará un estudio de los distintos componentes y en el capítulo 5 se revisarán métodos de control usados en el circuito de control del variador de frecuencia [18, 44, 52-64].

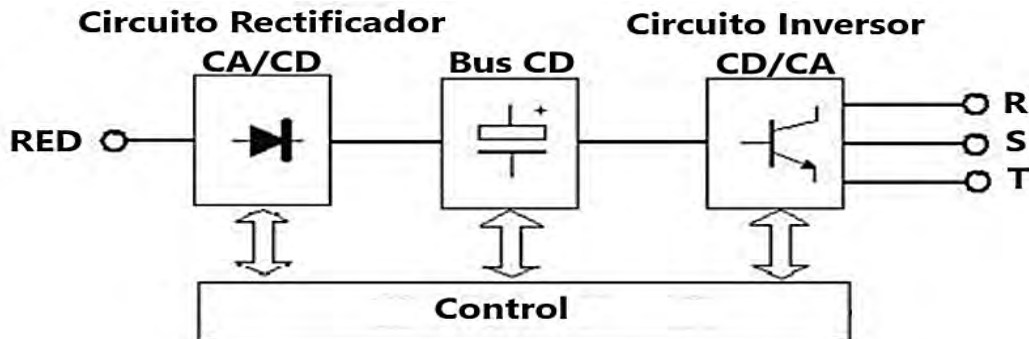


Figura 11. Circuitos de un variador de frecuencia. Imagen modificada de [65].

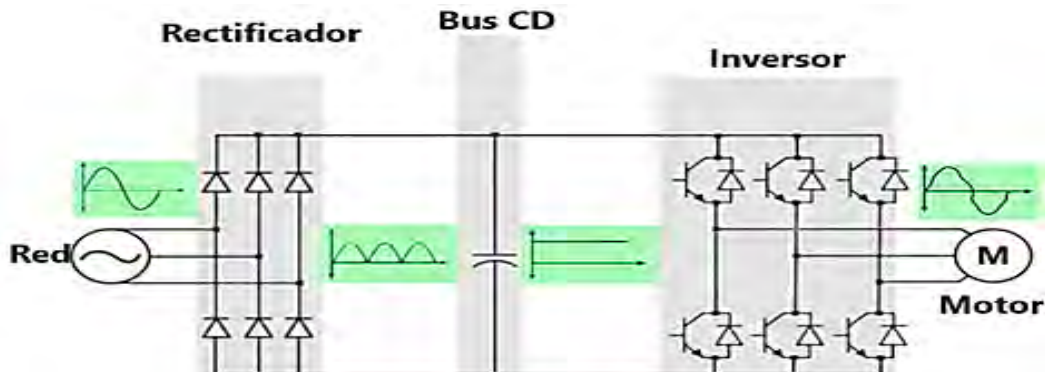


Figura 12. Representación circuital del variador de frecuencia y sus formas de onda. Imagen modificada de serie [52].

4.2 Circuito rectificador

Un rectificador es un dispositivo que convierte la energía eléctrica de corriente alterna (CA) a corriente directa (CD). Esto se logra mediante la eliminación de las partes negativas de la forma de onda de CA, produciendo una corriente continua que fluye en una sola dirección. Los rectificadores de CA a CD se utilizan en una amplia variedad de aplicaciones, como fuentes de alimentación de CD, cargadores de baterías y sistemas de suministro de CD para electrónica y maquinaria. Hay varios tipos de rectificadores CA a CD, los cuales se clasifican en función de como rectifican la señal de CA. Los tipos más comunes son:

- **Rectificador de media onda:** En este tipo de rectificador, se utiliza solo la mitad de la forma de onda de CA. Los diodos se utilizan para bloquear una mitad de la señal de CA, permitiendo que solo la otra mitad pase a través del circuito. Como resultado, el voltaje de salida es pulsante y no es completamente constante.
- **Rectificador de onda completa en puente (Puente de diodos):** Este es uno de los tipos más comunes de rectificadores CA a CD. Utiliza un conjunto de cuatro diodos en un puente para invertir la mitad negativa de la forma de onda de CA, de modo que la corriente resultante fluye en una sola dirección, generando una salida de CD más suave en comparación con el rectificador de media onda.
- **Rectificador de onda completa con transformador con derivación central:** Este tipo de rectificador de onda completa utiliza un transformador con derivación central para dividir el voltaje de entrada de CA en dos mitades iguales. Luego, se utilizan cuatro diodos en un puente rectificador para rectificar ambas mitades de la forma de onda de CA. Esto proporciona una salida de CD más suave y se utiliza a menudo en aplicaciones de alta corriente.

La elección del tipo de rectificador CA a CD depende de la aplicación específica y de los requisitos de voltaje y corriente de salida. Los rectificadores son componentes clave en la conversión de energía eléctrica y se encuentran en una amplia gama de dispositivos y sistemas eléctricos y electrónicos [\[52, 58, 60-64\]](#).

4.2.1 Rectificador de media onda con carga resistiva-inductiva

Un rectificador de media onda con carga resistiva-inductiva en serie, **Figura 13**, es un circuito que se utiliza para convertir la CA en CD utilizando un solo diodo rectificador y una combinación en serie de una resistencia y una bobina o inductancia como carga. Este circuito tiene como objetivo reducir la ondulación de la corriente continua y suavizar el voltaje de salida en comparación con un rectificador de media onda simple con carga resistiva.

Durante la mitad positiva del ciclo de la señal de CA, el diodo rectificador se polariza en directa y permite que la corriente fluya a través de la carga resistiva y la bobina en serie. La resistencia consume parte de la energía de la señal, generando una caída de voltaje en ella.

Durante la mitad negativa del ciclo de la señal de CA, el diodo rectificador se polariza en inversa y bloquea el flujo de corriente en esa dirección. Sin embargo, la inductancia de la bobina evita una interrupción brusca en la corriente al oponerse a los cambios abruptos en la corriente. Esto ayuda a suavizar la forma de onda de la corriente y reduce la ondulación en el voltaje de salida. Se obtiene un voltaje directo suavizado en la carga resistiva-inductiva serie, con menos ondulación en comparación con un rectificador de media onda simple con carga resistiva. Este tipo de circuito es útil cuando se requiere una salida de CD con una ondulación reducida y es especialmente común en aplicaciones donde la calidad del voltaje de salida es necesaria [52, 58, 60-64].

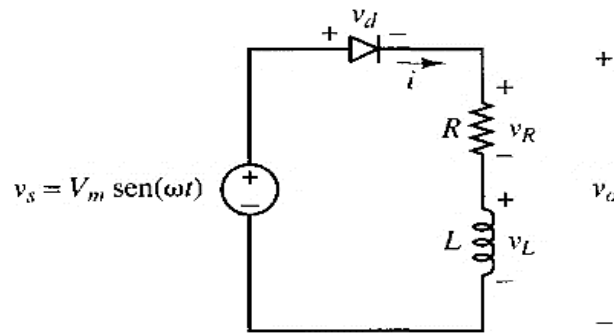


Figura 13. Circuito rectificador de media onda con carga resistiva-inductiva en serie [52].

4.2.2 Rectificador de onda completa con carga resistiva-inductiva

El rectificador de onda completa para carga resistiva-inductiva en serie mostrado en la **Figura 14**, tiene como característica que su carga tiene componentes resistivos e inductivos. Un rectificador de onda completa con carga RL convierte una señal de CA en una señal de CD pulsante, utilizando una configuración de cuatro diodos. Durante el medio ciclo positivo de la CA, dos diodos (por ejemplo, D1 y D2) conducen, permitiendo que la corriente pase a través de la carga RL en una dirección específica. Durante el medio ciclo negativo, los otros dos diodos (D3 y D4) conducen, manteniendo la misma dirección de la corriente a través de la carga.

La inductancia en la carga RL desempeña un papel crucial en el comportamiento del circuito. La inductancia almacena energía en su campo magnético durante los cambios de corriente, lo que ayuda a suavizar la corriente a través de la carga, reduciendo las fluctuaciones abruptas que se observarían en una carga puramente resistiva. Además, la inductancia introduce un desfase entre el voltaje y la corriente, causando un retraso en el momento en que la corriente alcanza su valor máximo en relación con el voltaje aplicado. Este desfase y la suavización de la corriente son efectos beneficiosos en muchas aplicaciones, ya que contribuyen a una salida de corriente más estable y menos ruidosa.

Este tipo de circuito es crucial en aplicaciones que requieren una fuente de CD estable, como en fuentes de alimentación, cargadores de baterías, y equipos electrónicos que necesitan un suministro de energía constante y suave. La configuración del rectificador de onda completa con carga RL permite no solo la conversión efectiva de CA a CD, sino también la mejora de la calidad de la corriente suministrada, gracias a las propiedades de la inductancia en la carga [52, 58, 60-64].

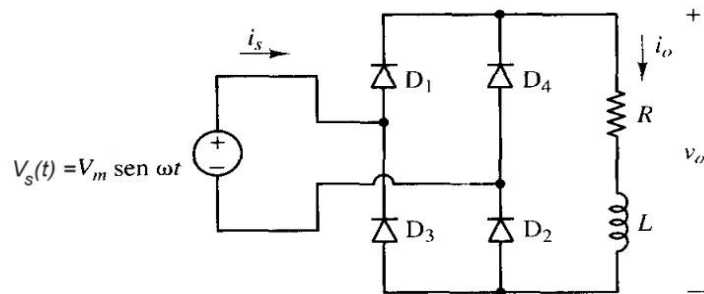


Figura 14. Circuito rectificador de onda completa con carga resistiva-inductiva [52].

4.3 Bus de CD

El suavizado de la onda a la salida del rectificador se refiere a la reducción de las fluctuaciones no deseadas en la salida de un rectificador, especialmente en el caso de rectificadores de media onda o de onda completa. Los rectificadores convierten una señal de CA en una señal de CD pulsante, lo que significa que la salida todavía contiene componentes de CA no deseados en forma de ondulaciones. El proceso de suavizado tiene como objetivo eliminar o reducir estas ondulaciones para obtener una señal de CD más constante.

El suavizado se logra típicamente mediante el uso de un componente llamado filtro. Los tipos más comunes de filtros utilizados en aplicaciones de rectificación son los siguientes:

Filtro de condensador (filtro capacitivo): Como se muestra en la **Figura 15**, este filtro consta de un condensador conectado en paralelo a la salida del rectificador. El condensador se carga durante la parte positiva del ciclo de la onda de CD y se descarga durante la parte negativa, lo que ayuda a suavizar la salida. Cuanto mayor sea el valor del condensador, mejor será el suavizado. El filtro de condensador es eficaz para eliminar la componente de CD rizada como se muestra en la **Figura 16**, pero no es adecuado para eliminar la componente de CA de frecuencia más alta.

Filtro LC (filtro inductor-condensador): Este filtro utiliza tanto un inductor como un condensador. El inductor se coloca en serie con la carga, y el condensador se coloca en paralelo. El inductor ayuda a eliminar las componentes de alta frecuencia de la onda de CA, mientras que el condensador suaviza la onda. Este tipo de filtro es más eficaz para eliminar las componentes de CA no deseadas de alta frecuencia.

Filtro de múltiples etapas: En aplicaciones donde se requiere un suavizado más riguroso, se pueden utilizar múltiples etapas de filtros. Esto implica la combinación de varios componentes inductores y condensadores en una configuración en cascada.

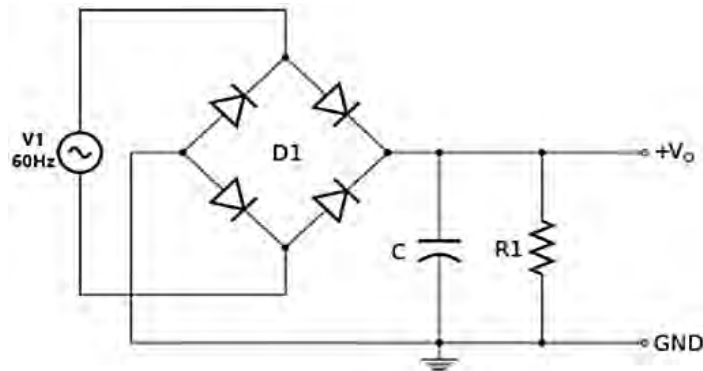


Figura 15. Rectificador de onda completa con condensador usado como filtro de suavizado [52].

La **Figura 16** muestra el comportamiento de la onda rectificada y de la acción del condensador, el cual mediante su carga y descarga suaviza la onda.

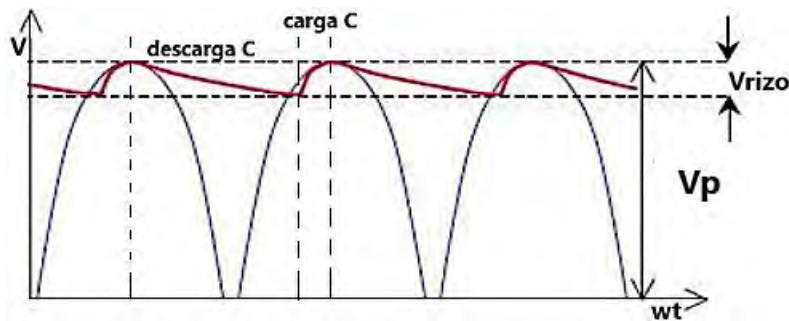


Figura 16. Formas de ondas existentes al aplicar un filtro capacitivo a la salida del rectificador de onda completa. Imagen modificada de [52].

La elección del tipo de filtro y sus componentes específicos dependerá de la aplicación y de los requisitos de suavizado de la onda. El objetivo final del suavizado de la onda de rectificador es obtener una señal de CD lo más constante y libre de fluctuaciones posible, lo que es importante en aplicaciones donde se requiere una fuente de alimentación estable, como en fuentes de alimentación de electrónica, cargadores de baterías y otros dispositivos similares [52, 58, 60-64].

4.4 Inversor

Un inversor es un dispositivo electrónico utilizado para convertir la corriente directa (CD) en corriente alterna (CA). Su función principal es tomar una fuente de energía en forma de corriente directa, como la proporcionada por una batería, panel solar o sistema de almacenamiento de energía, y transformarla en una corriente alterna semejante a la que se encuentra en la red eléctrica convencional.

En función de sus características los inversores pueden tener distintas clasificaciones. Se pueden clasificar de acuerdo a su señal de entrada en alimentados por voltaje o alimentados por corriente. Otra clasificación que puede hacerse es en función al número de fases de la señal de salida, distinguiéndose como inversores monofásicos o inversores trifásicos. Una

última clasificación de los inversores se refiere al tipo de control, en los inversores de onda cuadrada (o inversores no modulados), la frecuencia de la señal de salida es la misma que la de conmutación de los dispositivos semiconductores del circuito. En los inversores modulados la frecuencia de conmutación es mayor que la de salida y el intervalo de conducción de los dispositivos conductores se hace variar para reducir el contenido armónico y facilitar el filtrado [58].

Estas son las configuraciones básicas a partir de las cuales se deducen las demás:

- Inversor en Medio Punteo.
- Inversor en Punteo Completo.

4.4.1 Inversor en medio puente

En la **Figura 17** se puede observar el inversor en medio puente. En este se necesitan solo dos interruptores. Esto se logra mediante la división de la fuente de alimentación mediante dos condensadores. Cada condensador debe tener el mismo valor y tendrán el mismo voltaje $V_{CD}/2$. Cuando S_1 se cierra, la carga tendrá un voltaje de $-V_{CD}/2$ y cuando S_2 se cierra el voltaje de carga es $+V_{CD}/2$. Así se puede generar una salida en forma de onda cuadrada o una salida bipolar por ancho de pulso. El voltaje de un interruptor abierto es el doble del voltaje de carga, o V_{CD} . Se necesitan tiempos muertos entre los interruptores para evitar cortocircuitos [52, 60-64].

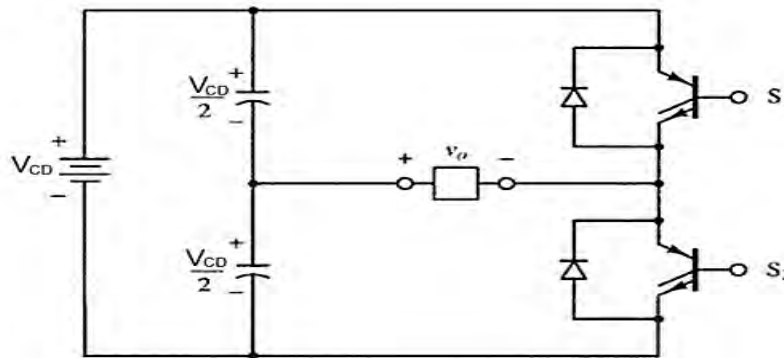


Figura 17. Inversor en medio puente [52].

4.4.2 Inversor Punteo Completo

El convertidor en puente de onda completa de la **Figura 18** es el circuito básico que se utiliza para la conversión de CD en CA. A partir de una entrada de CD se obtiene una salida en CA, abriendo y cerrando interruptores en una determinada secuencia. La salida de voltaje v_o puede ser $+V_{CD}$, $-V_{CD}$, o cero. Los circuitos equivalentes de las combinaciones de interruptores se muestran a continuación en la **Figura 19**.

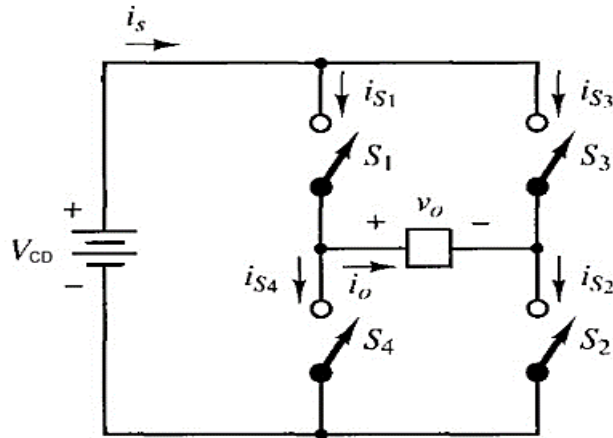
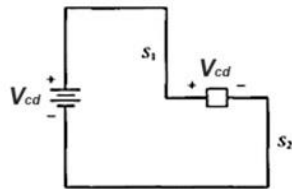
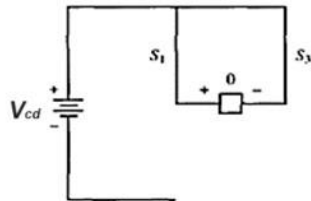


Figura 18. Inversor de onda completa [52].

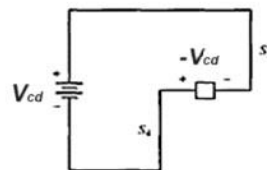
Cuando s_1 y s_2 están cerrados:



Cuando s_1 y s_3 están cerrados:



Cuando s_3 y s_4 están cerrados:



Cuando s_2 y s_4 están cerrados:

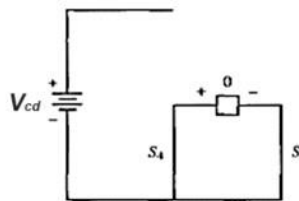


Figura 19. Combinaciones de interruptores en el inversor de onda completa [52].

Se puede observar que s_1 y s_4 no deben estar cerrados al mismo tiempo, ni tampoco s_2 y s_3 porque se produciría un cortocircuito. Al estar cerrados s_1 y s_2 y estar abiertos s_3 y s_4 , se genera un voltaje de salida de valor $+V_{CD}$, al cerrar s_3 y s_4 y estar abiertos s_1 y s_2 se genera un voltaje de salida de valor $-V_{CD}$. Si se cierra s_1 y s_3 y se mantienen s_2 y s_4 abiertos, el voltaje de salida es igual a 0. De igual forma sucede si cerramos s_2 y s_4 y se mantienen s_1 y s_3 abiertos, el voltaje de salida sería 0.

Se debe tomar en cuenta que los interruptores no cierran instantáneamente, por lo cual, se consideran dichos tiempos cuando se diseña el control de los interruptores. En el caso que se lleguen a solapar estos tiempos, resultaría en un cortocircuito denominado como fallo de solapamiento en la fuente de continua. El tiempo permitido para conmutación se denomina tiempo muerto.

Es de gran importancia hacer notar que la onda básica a la salida del inversor después de manipular los interruptores es cuadrada, por lo que se usan técnicas de modulación para lograr que esta onda cuadrada se asemeje a la onda sinusoidal deseada [52, 60-64].

4.5 Estudio de técnicas de modulación trifásica

Los inversores trifásicos controlan la salida de corriente alterna en motores usando modulación trifásica. Los algoritmos de modulación por ancho de pulso (PWM), con frecuencias altas para dispositivos de potencia, apuntan a reducir armónicos y obtener ondas sinusoidales para un mejor funcionamiento de los motores. Estas estrategias buscan mejorar la eficiencia y reducir las pérdidas. La selección de la estrategia depende de la linealidad, la calidad de onda y su implementación en el microcontrolador [58, 66-68].

Los estudios en modulación trifásica suelen incluir análisis teóricos, simulaciones y pruebas experimentales para evaluar el rendimiento de las estrategias de modulación en aplicaciones específicas. Estos estudios son esenciales para mejorar la eficiencia, la calidad de la energía y el rendimiento de los sistemas trifásicos en diversas aplicaciones industriales y de potencia. Dos de las técnicas más usadas en el control de velocidad de motores trifásicos de inducción son:

- Modulación por ancho de pulso sinusoidal, PWM sinusoidal.
- Modulación por vector espacial (SVM).

4.5.1 Modulación por ancho de pulso sinusoidal

El control de los interruptores para una salida PWM sinusoidal requiere una señal de referencia, también conocida como señal de control o moduladora, que es una onda sinusoidal, y una señal portadora, que es una onda triangular que controla la frecuencia de conmutación. Existen dos tipos de PWM: bipolar y unipolar [53, 56].

Conmutación bipolar

La **Figura 20** ilustra el principio de la modulación de un PWM bipolar sinusoidal, muestra la señal sinusoidal de referencia y la señal portadora triangular. Cuando el valor instantáneo de la sinusoidal de referencia es mayor que la portadora triangular, la salida es $+V_{CD}$ y cuando la referencia es menor que la portadora la salida es $-V_{CD}$.

$$\begin{aligned} V_o &= +V_{CD} \text{ para } V_{seno} > V_{tri} \\ V_o &= -V_{CD} \text{ para } V_{seno} < V_{tri} \end{aligned} \quad (57)$$

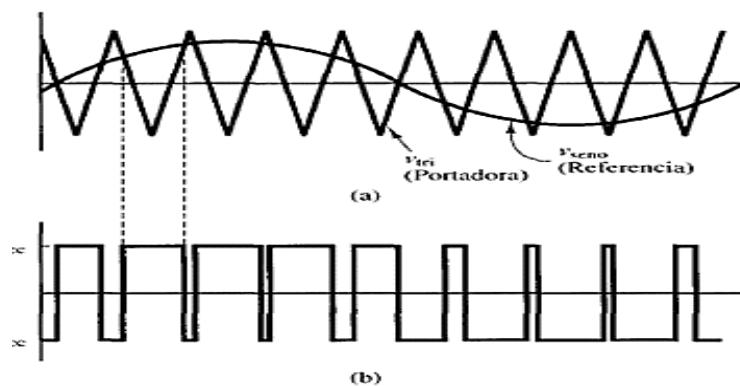


Figura 20. Modulación por ancho de pulso bipolar (a) Referencia sinusoidal y portadora triangular (b) Salida $+V_{CD}$ cuando $V_{seno} > V_{tri}$ y es $-V_{CD}$ cuando $V_{seno} < V_{tri}$ [52].

El esquema que permitirá implementar la conmutación bipolar utilizando el inversor de onda completa, se determina comparando las señales instantáneas de referencia y portadora:

S_1 y S_2 están conduciendo cuando $V_{seno} > V_{tri}$ ($V_o = +V_{CD}$)

S_3 y S_4 están conduciendo cuando $V_{seno} < V_{tri}$ ($V_o = -V_{CD}$)

Conmutación unipolar

En conmutación PWM unipolar, la salida es de nivel alto a cero, o de nivel bajo a cero, en lugar de entre los niveles alto y bajo, como se hace en la conmutación bipolar. Un esquema de conmutación unipolar tiene los siguientes controles de interruptores:

S_1 conduce cuando $V_{seno} > V_{tri}$

S_2 conduce cuando $-V_{seno} < V_{tri}$

S_3 conduce cuando $-V_{seno} > V_{tri}$

S_4 conduce cuando $V_{seno} < V_{tri}$

Observe que los pares de interruptores (S_1, S_4) y (S_2, S_3) son complementarios. Los voltajes V_a y V_b de la **Figura 21(a)** oscilan entre $+V_{CD}$ y cero. El voltaje de salida es $V_o = V_{ab} = V_a - V_b$ es tal como se muestra en la **Figura 21(d)**.

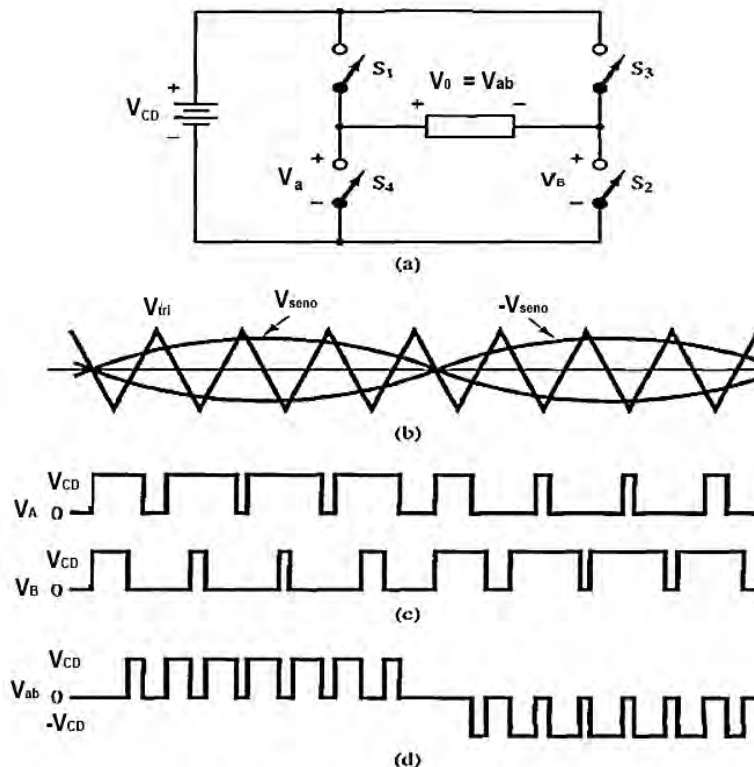


Figura 21. (a) Puente convertidor de onda completa para un PWM unipolar. (b) Señales de referencia y portadora (c) Voltajes V_a y V_b del puente. (d) Voltaje de salida. Imagen modificada de [52].

Otro esquema de conmutación unipolar usa un par de interruptores trabajando a la frecuencia de la portadora mientras el otro par trabaja a la frecuencia de referencia por lo tanto se tienen interruptores de alta frecuencia y de baja frecuencia.

S_1 conduce cuando $V_{seno} > V_{tri}$ (alta frecuencia)

S_4 conduce cuando $V_{seno} < V_{tri}$ (alta frecuencia)

S_2 conduce cuando $V_{seno} > 0$ (baja frecuencia)

S_3 conduce cuando $V_{seno} < 0$ (baja frecuencia)

Donde las ondas, sinusoidal y triangular son las mostradas en la **Figura 22**. De forma alternativa, S_2 y S_3 podrían ser interruptores de la alta frecuencia, y S_1 y S_4 podrían ser de baja frecuencia.

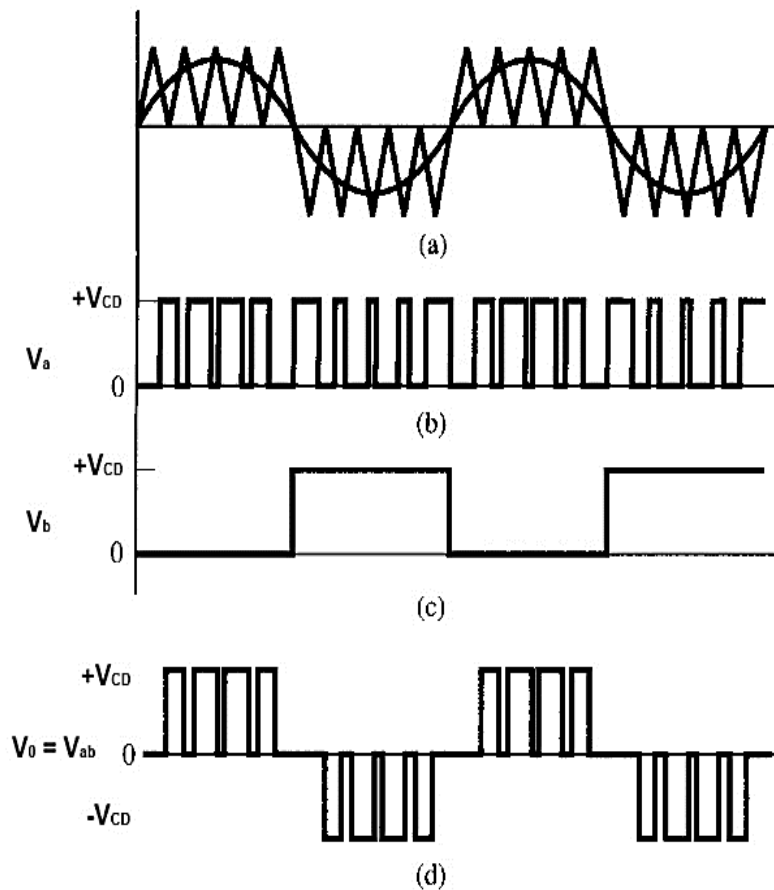


Figura 22. PWM unipolar con interruptores de alta frecuencia. (a) Señales de referencia y de control. (b) V_a . (c) V_b (d) Salida $V_a - V_b$ [52].

4.5.2 Modulación por vector espacial (SVM)

La modulación por vectores espaciales (SVM) es una variante a la modulación por ancho de pulso sinusoidal PWM, es una técnica avanzada utilizada en sistemas de control de

motores eléctricos, especialmente en motores de inducción trifásicos. Esta técnica se basa en la manipulación de vectores espaciales para controlar el voltaje y la frecuencia suministradas al motor, lo que permite un control preciso de la velocidad y la dirección de giro del motor. A diferencia de PWM la modulación por vector espacial considera las tres corrientes del motor de forma simultánea dentro de un marco de referencia bidimensional, el plano α - β . La relación entre estos vectores de voltaje y la conmutación de los interruptores se puede observar de manera gráfica en la **Figura 23**. Un inversor trifásico de dos niveles tiene en cuenta el estado de conmutación de cada fase, teniendo ocho posibles configuraciones de conmutación. Cada configuración de conmutación genera un voltaje específico en los terminales del motor. Los voltajes son vectores espaciales básicos representan su magnitud y dirección en un hexágono de vectores espaciales, siendo representados seis vectores básicos y dos vectores nulos en el plano bidimensional [67, 68].

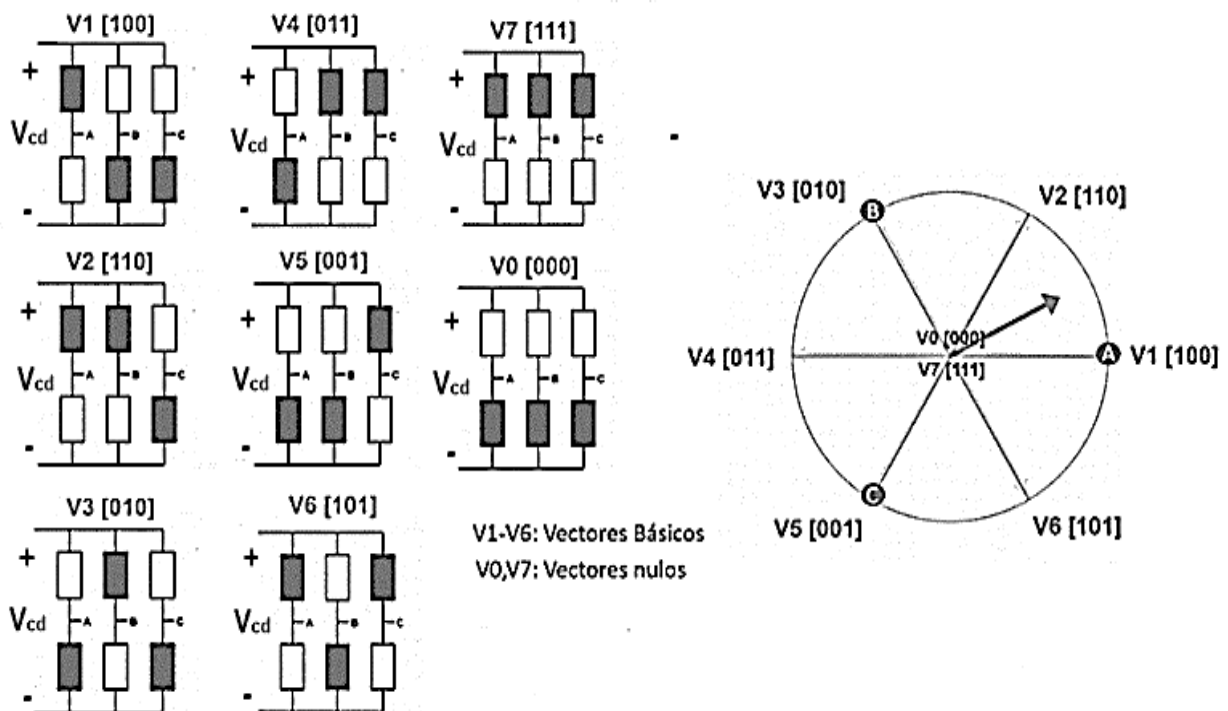


Figura 23. Relación entre los vectores de voltaje y la conmutación de los interruptores.

Los voltajes trifásicos en forma vectorial son presentados de la siguiente forma:

$$V = \frac{2}{3}(V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}) \quad (84)$$

$$a = e^{j2\pi/3} \quad (85)$$

Donde:

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : son los voltajes del inversor fase-neutro.

Como se muestra en la **Tabla 1**, teniendo en cuenta los estados de conmutación posibles del inversor en el plano bidimensional, se tiene una lista de vectores de voltaje.

Tabla 1. Estados de conmutación con sus respectivos vectores de voltaje.

V	S_1	S_2	S_3	$V_{\alpha-\beta}$
V_0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$
V_2	1	1	0	$\left(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3}\right)V_{dc}$
V_3	0	1	0	$\left(-\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3}\right)V_{dc}$
V_4	1	0	0	$-\frac{2}{3}V_{dc}$
V_5	0	0	1	$\left(-\frac{1}{3} - j\frac{\sqrt{3}}{3}\right)V_{dc}$
V_6	1	0	1	$\left(\frac{1}{3} - j\frac{\sqrt{3}}{3}\right)V_{dc}$
V_7	1	1	1	0

El objetivo de la SVM es aproximar la señal moduladora, o de referencia, mediante los vectores espaciales, esto se logra manipulando de forma precisa los voltajes y las corrientes en las fases del motor. Estos vectores pueden ser controlados de forma vectorial usando algoritmos PWM. Al ajustar el tiempo de activación de cada uno de los vectores, es posible generar un voltaje sinusoidal o una frecuencia deseada a la salida. Aplicar la modulación por vector espacial (SVM) a motores trifásicos tiene como objetivo principal mejorar el control, la eficiencia, el rendimiento y la calidad de funcionamiento de los motores [69].

CAPÍTULO 5. MÉTODOS DE CONTROL

El circuito de control es el encargado de controlar el circuito rectificador, el circuito intermedio y el circuito inversor. Este control es realizado mediante microprocesadores, teniendo un control total sobre los niveles de voltaje e intensidad en cada uno de los circuitos anteriormente mencionados, garantizando un funcionamiento adecuado en el variador y en el motor.

5.1 Métodos de control usados en los variadores de velocidad

Los variadores de frecuencia han revolucionado la manera en que controlamos la velocidad de los motores eléctricos, ofreciendo distintos métodos de control como se observa en la **Figura 24** que se dividen en dos categorías principales: control escalar y control vectorial. Aunque el control escalar proporciona una regulación aceptable en muchas situaciones, técnicas más avanzadas como el control de vector ofrecen un nivel superior de precisión y rendimiento en aplicaciones que requieren un control más refinado de la velocidad y el par motor [\[16, 59, 70-74\]](#).

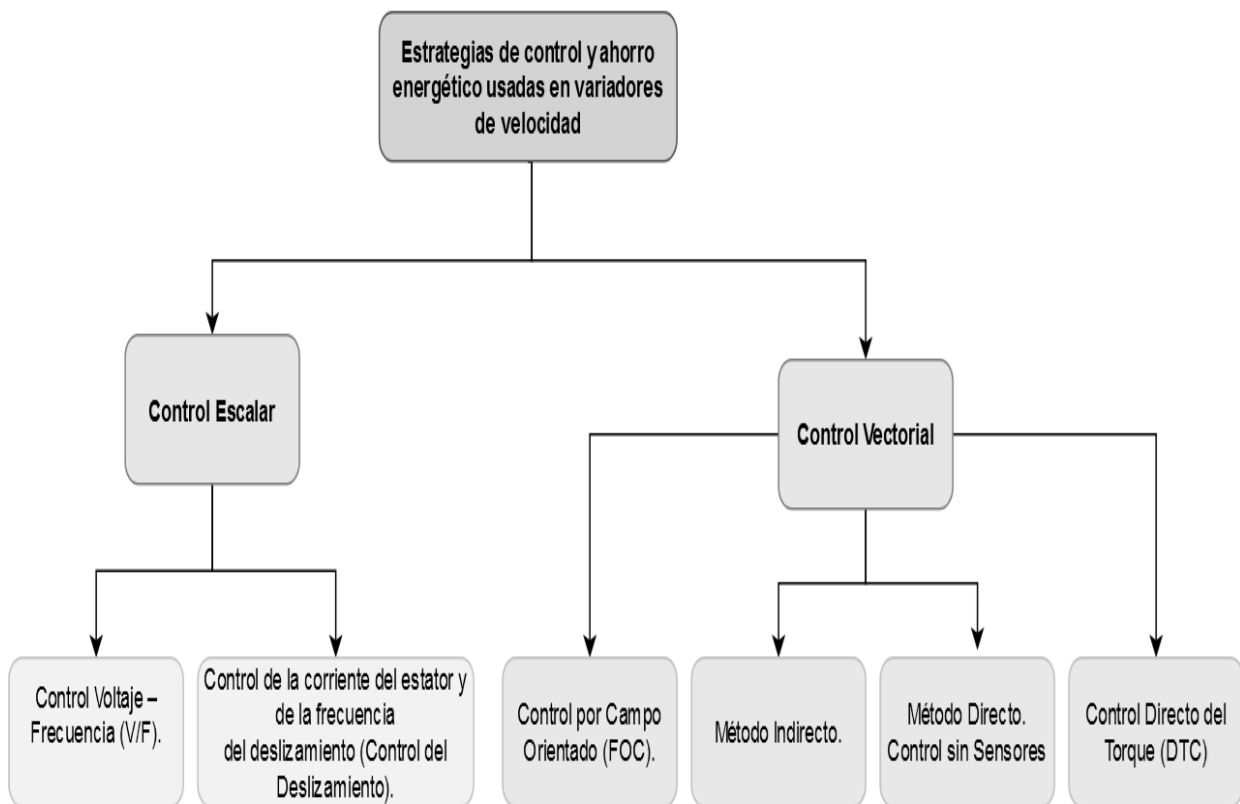


Figura 24. Estrategias de control usadas en variadores de velocidad.

5.2 Control Escalar

El control escalar es una estrategia fundamental en el ámbito de los sistemas de accionamiento eléctrico, ya que permite regular la velocidad y el par de motores de corriente alterna y corriente continua mediante la variación de la magnitud del voltaje o la corriente suministrada. Esta técnica se basa en ajustar la frecuencia y el voltaje de manera proporcional para controlar el rendimiento del motor, siendo comúnmente utilizado en una amplia gama de aplicaciones industriales como sistemas de ventilación, transportadores, bombas y otros dispositivos electromecánicos.

5.2.1 Control Voltaje-Frecuencia (V/Hz)

El control escalar es esencial en variadores de frecuencia, uno de sus métodos es el control Voltaje-Frecuencia (V/Hz). Este método mantiene una relación constante entre el voltaje y la frecuencia que llega al motor para regular su velocidad. Para asegurar la mejor relación de par por ampere en la corriente del estator y así optimizar la capacidad de corriente del accionamiento, el flujo magnético debe estar cercano a su valor nominal, incluso ante cambios en las condiciones de operación. Mantener un flujo constante y próximo al valor nominal implica ajustar dos parámetros controlables, la amplitud y frecuencia del voltaje suministrado, para cada situación de operación.

El control V/Hz, mostrado en la **Figura 25**, establece una relación entre voltaje y frecuencia, conocida como ley de mando. A frecuencias bajas, el par disminuye, por lo que se ajusta el voltaje para adaptarse al consumo y la resistencia de los devanados. En aplicaciones con baja necesidad de par a bajas velocidades, como ventiladores y bombas centrífugas, se reduce el voltaje para ahorrar energía [59, 68, 70-75].

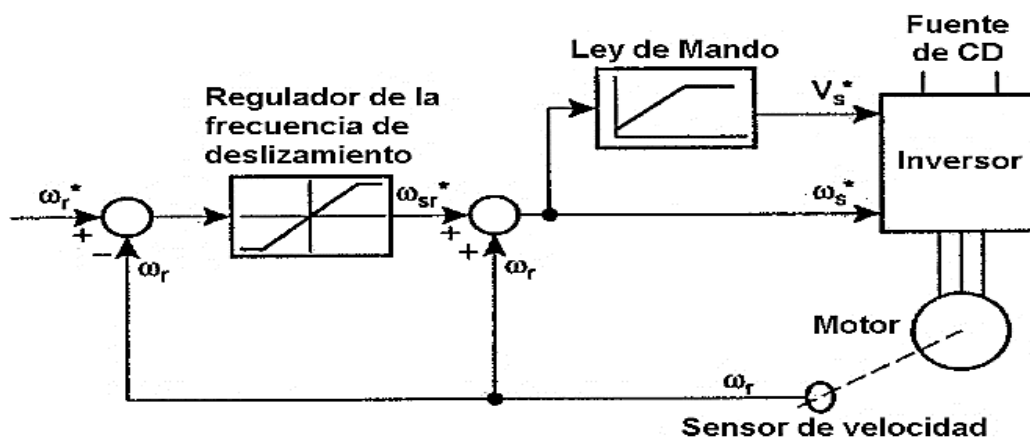


Figura 25. Control de velocidad V/Hz con regulación de la frecuencia del deslizamiento [72].

Los inversores ofrecen ajustar la relación entre el voltaje y la frecuencia según la carga mecánica. Las técnicas de control V/Hz se apoyan en modelos estáticos del motor de inducción para mantener el flujo constante.

5.2.2 Control del deslizamiento

El control del deslizamiento: regula la corriente del estator y la frecuencia para mantener la velocidad del motor en relación con el deslizamiento entre la velocidad síncrona y la velocidad real del rotor.

En este método se comparan las referencias de corriente con los valores actuales del motor. Utilizando el error como entrada para los reguladores de corriente y PWM. Las referencias de corriente provienen del generador de funciones y la frecuencia se deriva de la señal de frecuencia del rotor, medida mediante la velocidad y la señal de deslizamiento. La frecuencia del deslizamiento se obtiene del regulador de velocidad en accionamientos con control de par. Los reguladores de corriente suelen ser proporcionales integrales (PI), aunque pueden emplearse otras técnicas. El lazo intermedio de corriente requiere un ancho de banda amplio para que el inversor funcione como fuente de corriente, llamado modo de control de corriente (CCM) o inversor PWM regulado por corriente (CRPWM). La **Figura 26** muestra un inversor controlado por corriente con regulación de la frecuencia del deslizamiento.

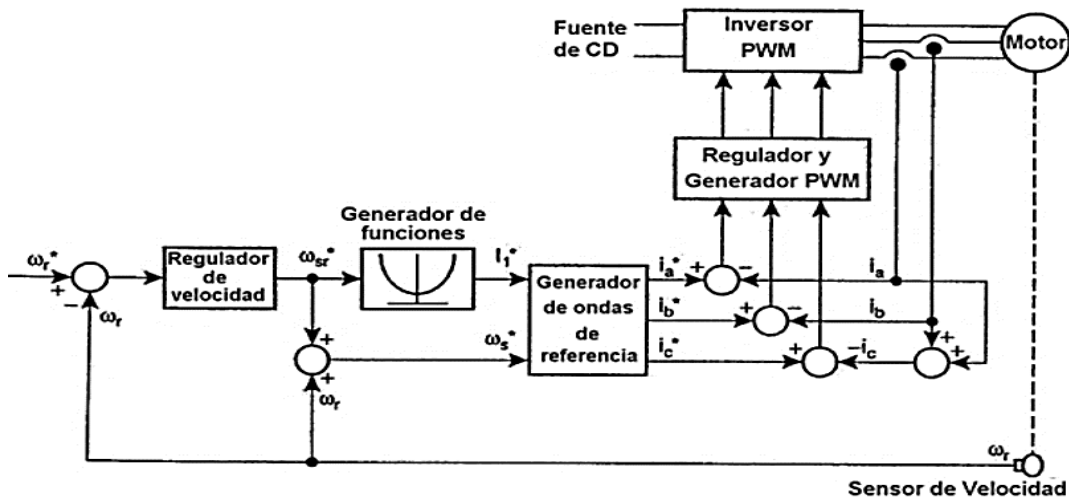


Figura 26. Inversor CRPWM con control de la frecuencia del deslizamiento [72].

5.3 Control Vectorial

El control vectorial es una técnica avanzada de control utilizada en sistemas de accionamiento eléctrico para lograr un control preciso y dinámico de motores eléctricos. Este método permite controlar independientemente la velocidad y el par del motor al manipular tanto la magnitud como la fase de la corriente suministrada al motor. Al hacerlo, el control vectorial supera las limitaciones del control escalar al proporcionar un rendimiento excepcional incluso en condiciones de carga variable y a bajas velocidades. Se utiliza ampliamente en aplicaciones que requieren un control fino y rápido, como en sistemas de

tracción eléctrica, maquinaria industrial avanzada y automatización de procesos [59, 68, 70-75].

5.3.1 Control por Campo Orientado (FOC)

El Control por Campo Orientado (FOC), permite gestionar por separado el flujo magnético y el par motor, mejorando la eficiencia y el desempeño del motor. Las técnicas de control vectorial han extendido el uso de motores de inducción para aplicaciones de alto rendimiento, equiparándolos a los motores de corriente directa. Estos esquemas posibilitan el control independiente del flujo y el par, conocido como control desacoplado. Se regula la corriente relacionada con el par y se ajusta el flujo. Los métodos directo e indirecto de control por campo orientado se presentan en las **Figura 27** y **Figura 28**.

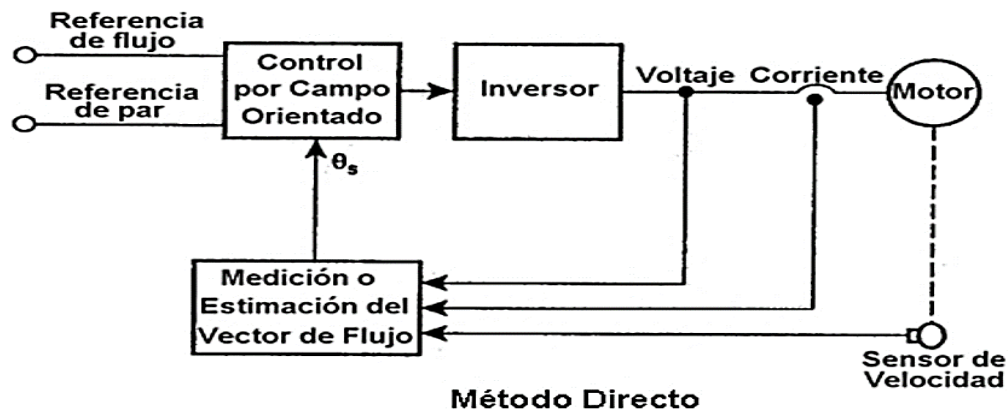


Figura 27. Control Vectorial por Campo Orientado Directo [72].

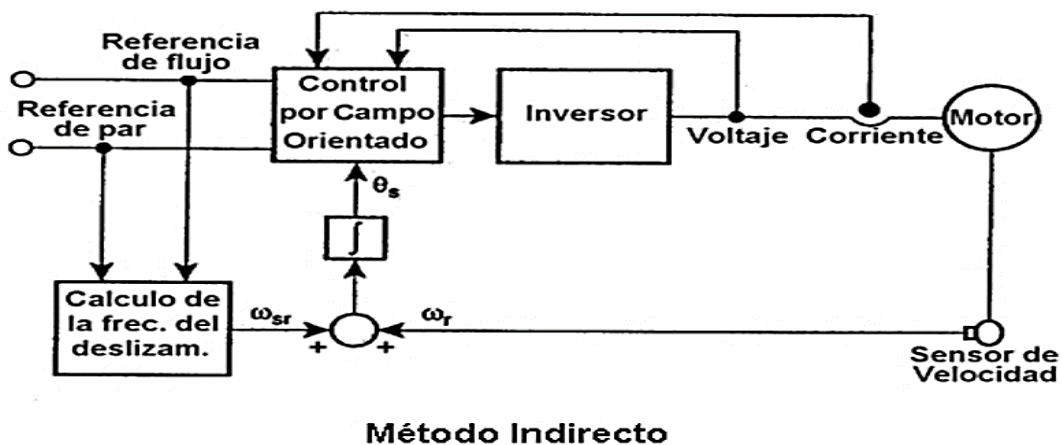


Figura 28. Control Vectorial por Campo Orientado Indirecto [72].

El método directo utiliza señales de flujo del estator o del entrehierro para generar el vector de corriente. El flujo del entrehierro se puede medir directamente (con sensores Hall) o estimarse a partir de los valores de voltaje y corriente del estator. Las componentes del flujo del estator se pueden calcular a partir de sus magnitudes. En este enfoque, no es necesario medir la velocidad del rotor para obtener el ángulo espacial del campo o flujo del rotor. El

método indirecto es más simple ya que no requiere medir o estimar el vector de flujo. La corriente se calcula con la velocidad del rotor y las referencias de flujo y par, que determinan la frecuencia del deslizamiento.

5.3.2 Control Directo del Par (DTC)

El Control Directo del Par (DTC) ofrece un control rápido y preciso del par motor, adaptándose eficazmente a cambios repentinos en las condiciones de operación. Una diferencia clave del DTC es la ausencia de un modulador PWM separado; en su lugar, la posición de los interruptores del convertidor de potencia se determina directamente por el estado electromagnético del motor. Esto requiere un modelo muy preciso del motor y una capacidad de cálculo significativa. En la **Figura 29** se presenta un esquema básico de Control Directo del Par, el cual ofrece una respuesta dinámica más rápida y con mayor rendimiento que los esquemas de control vectorial anteriores. El bloque de histéresis del par y el flujo compara los valores reales con las referencias y calcula la posición óptima de los interruptores del convertidor para seleccionar el vector de voltaje adecuado, ajustando así el flujo del estator según los valores deseados de par y flujo.

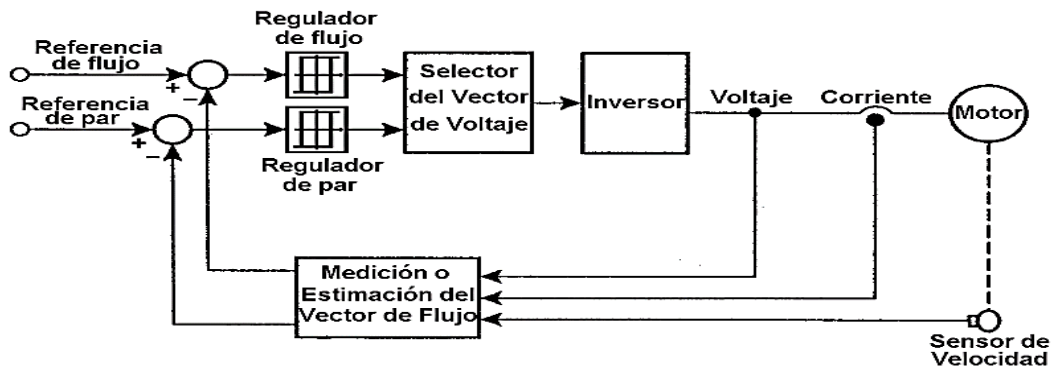


Figura 29. Control directo del par [72].

El DTC emplea tecnologías de microprocesadores de última generación, los procesadores digitales de señales (DSP), juntos con circuitos de propósito específicos (ASIC) para determinar la secuencia de conmutación del inversor. Las señales de control se transmiten por fibra óptica para lograr altas velocidades de transmisión. Esta combinación en variadores de frecuencia ha impulsado mejoras en la eficiencia energética, precisión de control y adaptabilidad en distintas aplicaciones industriales. Esto facilita una mayor automatización y eficiencia en los sistemas de control de motores eléctricos [68, 71-75].

CAPÍTULO 6. CASO DE ESTUDIO

En una fábrica de producción, se lleva a cabo un estudio para mejorar la eficiencia operativa y reducir los costos asociados con uno de sus procesos. El objetivo principal es optimizar la transición entre dos ciclos de trabajo diferentes para adaptarse a las variaciones en la demanda del producto y mejorar la eficiencia energética del proceso. En la **Figura 30** se muestra el ciclo de trabajo propuesto. La demanda del producto varía a lo largo del día, por lo que al variar el ciclo de trabajo se tiene como objetivo:

- Eliminar la sobreproducción, ajustando la producción a la demanda.
- Integrar tecnologías de control automático en la línea de producción para facilitar cambios rápidos y precisos entre ciclos de trabajo.
- Realizar ajustes en tiempo real según las fluctuaciones de la demanda y optimizar la eficiencia del proceso.

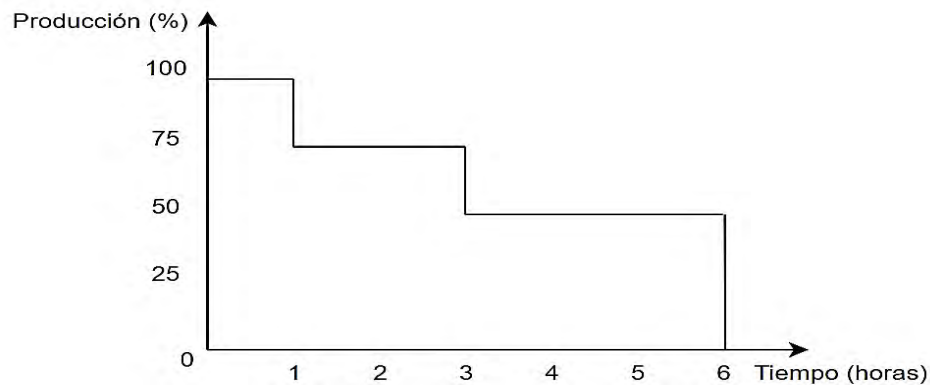


Figura 30. Ciclo de trabajo propuesto.

Uno de los equipos fundamentales de la fábrica es el motor de inducción trifásico de 50 Hp que mueve la banda transportadora, transportando los productos terminados hacia el lugar donde los empaquetan y distribuyen. El ciclo de trabajo de este motor va a variar de igual forma que el ciclo de producción de la fábrica, por lo que su velocidad de funcionamiento será ajustada, entre el 100% y el 50% de su velocidad nominal.

Actualmente el motor trabaja conectado directamente a la red eléctrica, para lograr la transición entre los ciclos de trabajo es necesario implementar un sistema de engranes acoplado al eje del motor o implementar el uso de un variador de frecuencia. Se compararán los parámetros del motor al usar el sistema de engranes, considerando un sistema de engranes ideal y sin pérdidas, y trabajar el motor de inducción en sus valores nominales, contra la implementación del variador de frecuencia. Al implementar el variador de frecuencia se implementarán dos métodos distintos de control, el método de control escalar Voltaje-Frecuencia (V/Hz) y el método de control vectorial por campo orientado (FOC), para elegir el método más eficiente. Las comparaciones se realizarán en cuanto a:

- Pérdidas eléctricas
- Eficiencia.
- Velocidad alcanzada.
- Consumo energético.

Las simulaciones se realizarán en Matlab (Simulink) en las condiciones determinadas por el ciclo de trabajo propuesto. Primero se realizarán las simulaciones con el motor conectado directamente a la red eléctrica para poder observar su comportamiento durante el nuevo ciclo de trabajo suponiendo que la variación de velocidad se realizará mediante engranes. En una segunda parte se simulará con el uso de un variador de frecuencia usando los dos métodos de control seleccionados.

6.1 Datos de motor de inducción trifásico y del variador de frecuencia seleccionado

El motor de inducción trifásico seleccionado para la simulación se retomó del libro de Krause [16], a continuación, mostramos sus parámetros en la **Tabla 2**.

Tabla 2. Datos del motor seleccionado.

Parámetros de motor de inducción trifásico	Valor
Potencia	37300 w
Voltaje	460V
Frecuencia	60 Hz
Polos	4
Resistencia del estator	0.087 ohm
Resistencia del rotor	0.228 ohm
Impedancia de la inductancia de dispersión del rotor	0.302 ohm
Impedancia de la inductancia de dispersión del estator	0.302 ohm
Impedancia de la inductancia mutua	13.08 ohm
Inercia del rotor	1.662 kgm^2
Par de carga nominal	198 Nm

Para la simulación en Matlab (Simulink) es necesario obtener los parámetros de inductancias de dispersión de los devanados del rotor y del estator, así como la inductancia mutua. Esto se calcula mediante las siguientes fórmulas:

$$L_{lr} = \frac{X_{lr}}{2\pi f_s} \quad (58)$$

$$L_{ls} = \frac{X_{ls}}{2\pi f_s} \quad (59)$$

$$L_{sr} = \frac{X_m}{2\pi f_s} \quad (60)$$

Donde:

L_{lr} : es la inductancia de dispersión del rotor.

L_{ls} : es la inductancia de dispersión del estator.

L_{sr} : es la inductancia mutua.

X_{lr} : es la impedancia de la inductancia de dispersión del rotor.

X_{ls} : es la impedancia de la inductancia de dispersión del estator.

X_m : es la impedancia de la inductancia mutua.

f_s : es la frecuencia del sistema.

Obteniéndose los resultados presentados en la **Tabla 3**.

Tabla 3. Parámetros de inductancia calculados.

Parámetros de motor de inducción trifásico	Valor
Inductancia de dispersión del rotor	0.0008014 H
Inductancia de dispersión del estator	0.0008014 H
Inductancia mutua	0.03471 H

Se realizó una búsqueda en el mercado de variadores de velocidad que pudieran implementarse en esta aplicación y se encontró el variador de frecuencia ATV340D37N4E mostrado en la **Figura 31**. El precio estimado de este variador de frecuencia en el mercado es de 55 441.36 pesos mexicanos y tiene las siguientes características:

- Potencia del motor: 37 kW para carga pesada, 45 kW para carga normal
- Corriente de salida nominal: 74,5 A
- Frecuencia de alimentación: 50-60 Hz +/- 5%
- Voltaje de alimentación: 380-480 V (-15% a +10%)
- Protocolo de comunicación: Modbus TCP, Ethernet/IP
- Número de fases de la red: 3 fases
- Grado de protección: IP20, UL tipo 1
- Número de entradas digitales: 8
- Número de salidas digitales: 1
- Número de entradas analógicas: 3
- Filtro EMC de clase C3 integrado
- Peso del producto: 28,4 kg
- Dimensiones: Ancho 213,0 mm, Altura 660,0 mm, Profundidad 262,0 mm



VARIADOR 3X380-480V 37KW 50HP 74,5A ETH

ATV340D37N4E



Figura 31. Variador de frecuencia seleccionado.

6.2 Simulación del motor conectado directamente a la red eléctrica

Se realiza la simulación del motor conectado directamente a la red eléctrica, como se muestra en la **Figura 32**, a un voltaje de 460 V y 60 Hz durante 60 segundos para observar el comportamiento del motor en condiciones nominales y realizar mediciones. Cabe destacar que esta simulación es la simulación correspondiente a la implementación del sistema de engranes, para esta simulación se considera un sistema de engranes ideal y sin pérdidas, no se simula el sistema de engranes porque lo importante de esta simulación es observar el comportamiento eléctrico del motor, en este caso el sistema de engranes solo influiría en variar la velocidad nominal desarrollada en el eje del motor, pero el motor trabajará durante todo el tiempo en sus valores nominales.

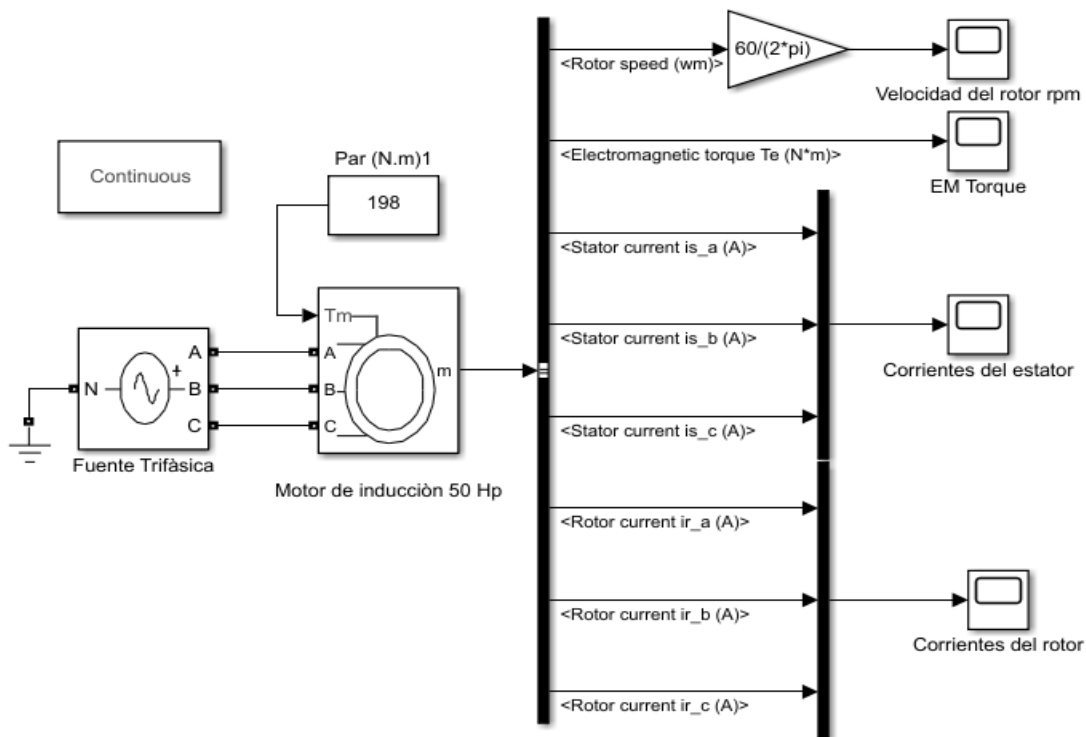


Figura 32. Motor de inducción conectado directamente a la red.

La simulación se lleva a cabo durante 60 segundos, tiempo en el cual se estabilizan los parámetros del motor y se hace una equivalencia al nuevo ciclo de trabajo del motor durante 6 horas continuas.

Los resultados obtenidos son mostrados a continuación, en la **Figura 33**, se muestra la gráfica de las corrientes que circulan por los devanados del estator, en las fases a, b y c durante el arranque. Estas corrientes presentan sobretiros de hasta 600 A, esto es un comportamiento normal, debido a que nos encontramos en la fase de arranque, posteriormente las corrientes fluctúan alcanzando un valor nominal de 53.83 A, las cuales son las condiciones de operación nominal del motor de acuerdo a su ficha técnica.

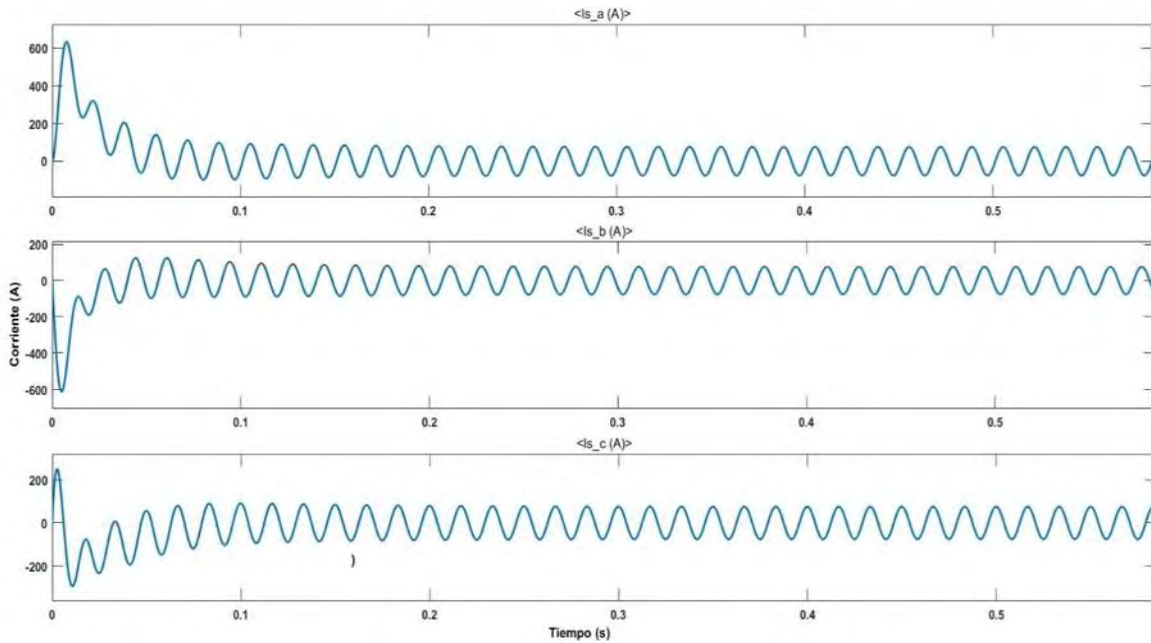


Figura 33. Corrientes que circulan en los devanados del estator, en las fases a, b y c, durante el arranque del motor.

La **Figura 34** muestra la gráfica de las corrientes que circulan por los devanados del rotor, en las fases a, b y c durante el arranque. Estas corrientes presentan sobretiros de hasta 600 A, esto es un comportamiento normal, debido a que nos encontramos en la fase de arranque, posteriormente las corrientes fluctúan alcanzando un valor nominal de 49.04 A, las cuales son las condiciones de operación nominal del motor.

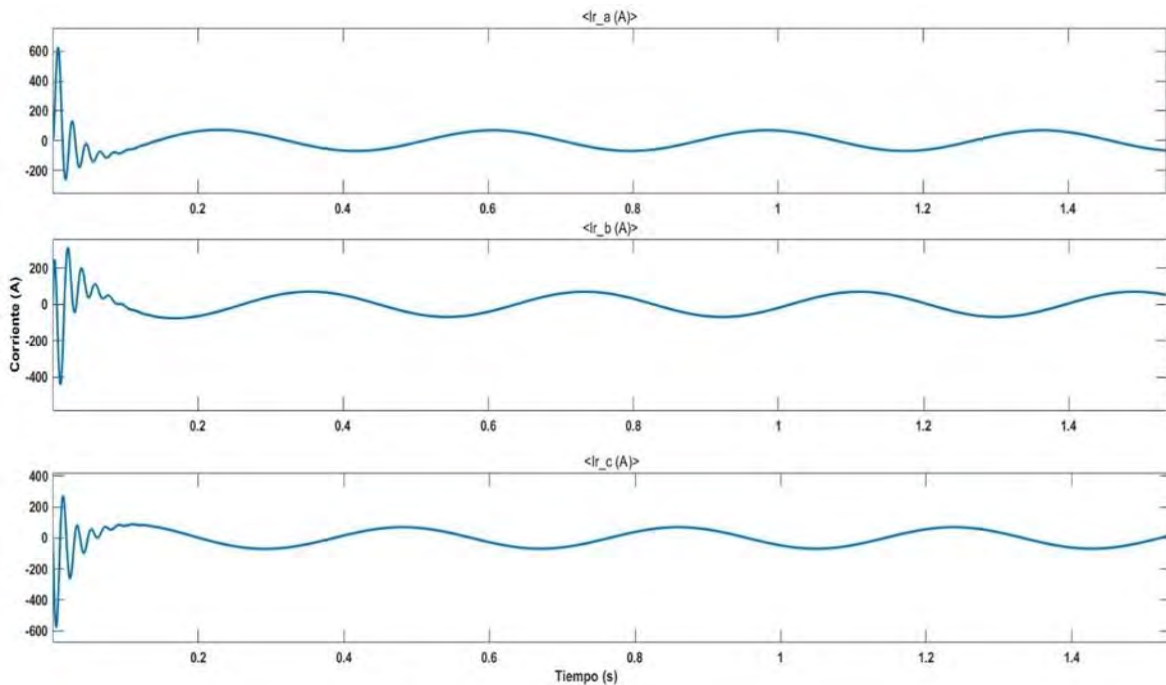


Figura 34. Corrientes que circulan en los devanados del rotor, en las fases a, b y c, durante el arranque del motor.

La **Figura 35** muestra la gráfica de comportamiento del par electromagnético, se puede observar fluctuaciones del par durante el arranque, luego de 0.1 segundos el valor del par se estabiliza en 198 Nm, correspondiendo a las condiciones de operación nominal del motor. La **Figura 36** muestra las revoluciones por minuto desarrolladas por el rotor, se puede observar fluctuaciones durante el arranque, luego de 0.1 segundos la velocidad se estabiliza en 1721 rpm, correspondiendo a las condiciones de operación nominal del motor.

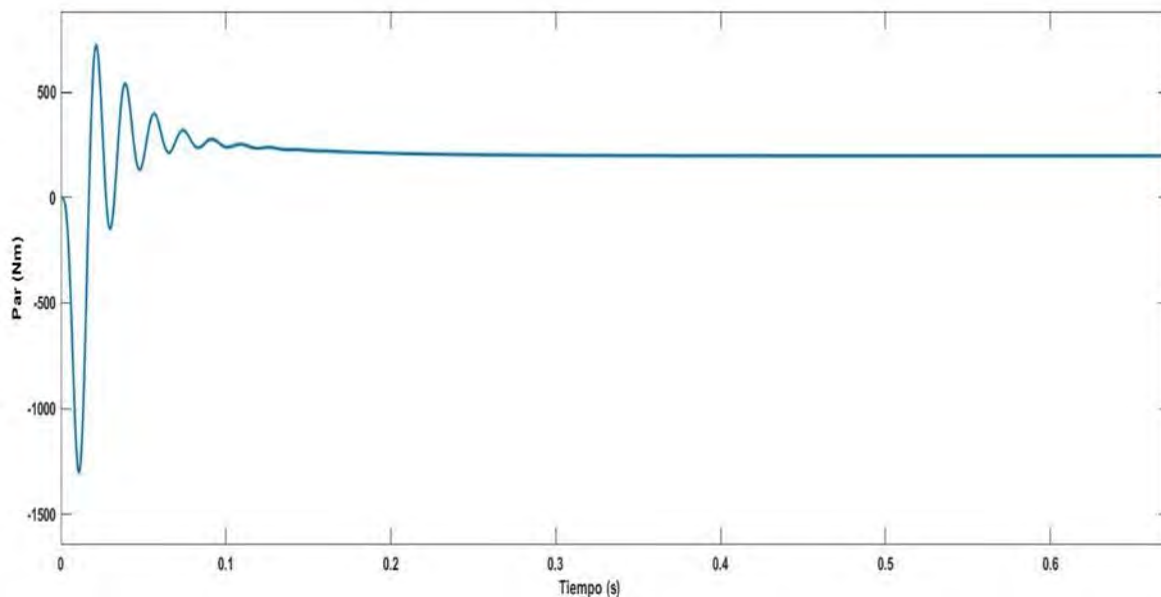


Figura 35. Par electromagnético desarrollado por el motor durante el arranque cuando el motor está conectado directamente a la red.

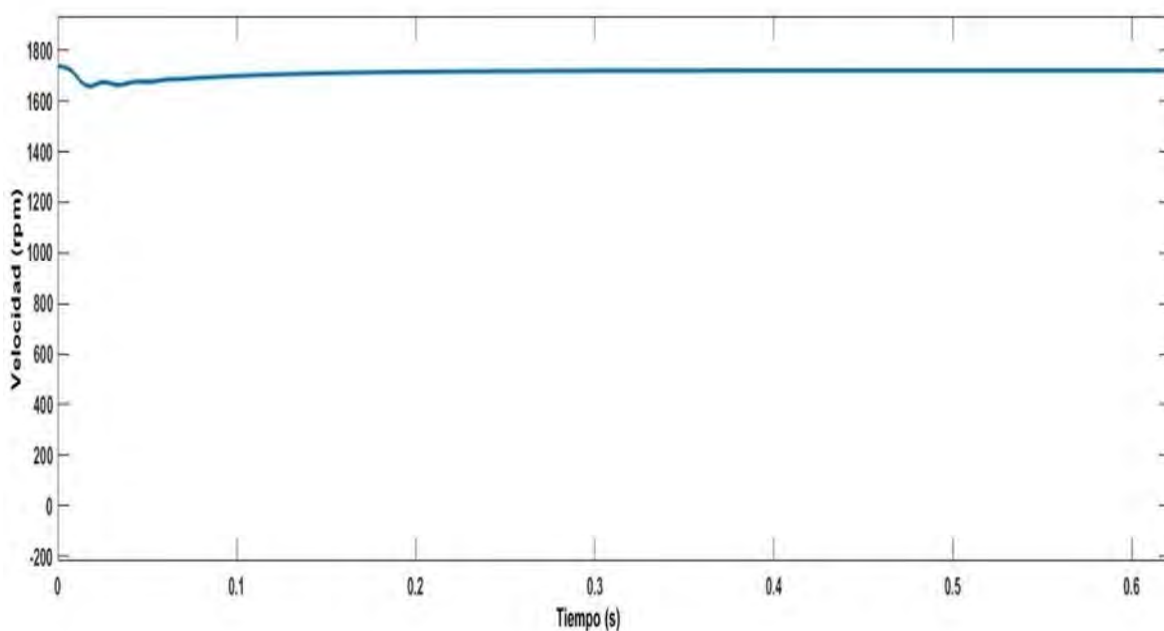


Figura 36. Velocidad desarrollada por el rotor, cuando el motor está conectado directamente a la red.

Los valores obtenidos en la simulación son mostrados en la **Tabla 4**. La principal diferencia de los valores obtenidos en la simulación y los valores nominales que propone el libro de Krause, viene dada en que en el libro calculan el valor de la corriente nominal asumiendo un factor de potencia unitario y en la simulación se obtienen los valores reales de esta corriente, ya que se puede determinar el ángulo de desfasaje entre la corriente y el voltaje.

Tabla 4. *Parámetros medidos cuando el motor está conectado directamente a la red.*

Parámetros medidos	Valor
Eficiencia	0.937
Potencia de entrada	38085.144 w
Potencia de salida	35683.837 w
Velocidad del rotor (rpm)	1721 rpm
Velocidad del rotor (rad/s)	180.22 rad/s
Par desarrollado	198 Nm
Corriente en el estator	53.83 A
Corriente en el rotor	49.04 A
Ángulo de desfasaje entre voltaje y corriente	-27.34°
Factor de potencia	0.888

6.3 Simulación del motor usando métodos de control escalar y vectorial

Se simulará el motor de inducción en el nuevo ciclo de trabajo, utilizando un variador de frecuencia e implementándole métodos de control escalar y vectorial. Logrando la operación del motor al 100%, 75% y 50% de su velocidad nominal.

Las simulaciones se llevarán a cabo durante sesenta segundos, la simulación del comportamiento del motor de cada hora se reflejará en un intervalo de diez segundos, tratando de lograr una equivalencia con las seis horas que se implementará el nuevo ciclo de trabajo, variando la velocidad de la forma planteada en la **Figura 30**, la cual representa el ciclo de trabajo propuesto en el caso de estudio.

Como método de control escalar se implementará el método de control voltaje frecuencia (V/Hz). Como método de control vectorial se simulará el método de control por campo orientado (FOC). Estos métodos de control se simularán variando la frecuencia en el transcurso del tiempo de la manera mostrada en la **Tabla 5**.

Tabla 5. *Parámetros a simular para lograr el nuevo ciclo de trabajo.*

Parámetros simulados	Valor
Tiempo (s)	[0 10 30]
Velocidad (rpm)	[1800 1350 900]

6.3.1 Método de control escalar V/Hz

La simulación mostrada en la **Figura 37** consiste en una fuente de alimentación trifásica de 460V y 60 Hz que se encuentra alimentando un variador de frecuencia conformado por un circuito rectificador, un bus de corriente directa y un inversor con modulación PWM por vector espacial. La frecuencia de conmutación del inversor se ajusta a 2000 Hz y el vector de referencia de entrada a Magnitud-Ángulo. El control de velocidad del motor se realiza mediante el bloque V/Hz constante. La magnitud y la frecuencia de los voltajes del estator se ajustan en función de la velocidad. Variando la magnitud de los voltajes del estator en proporción con la frecuencia, el flujo del estator se mantiene constante, logrando que el motor trabaje con los parámetros establecidos en la **Tabla 5**, nos servirá para observar el comportamiento del motor al variar su velocidad.

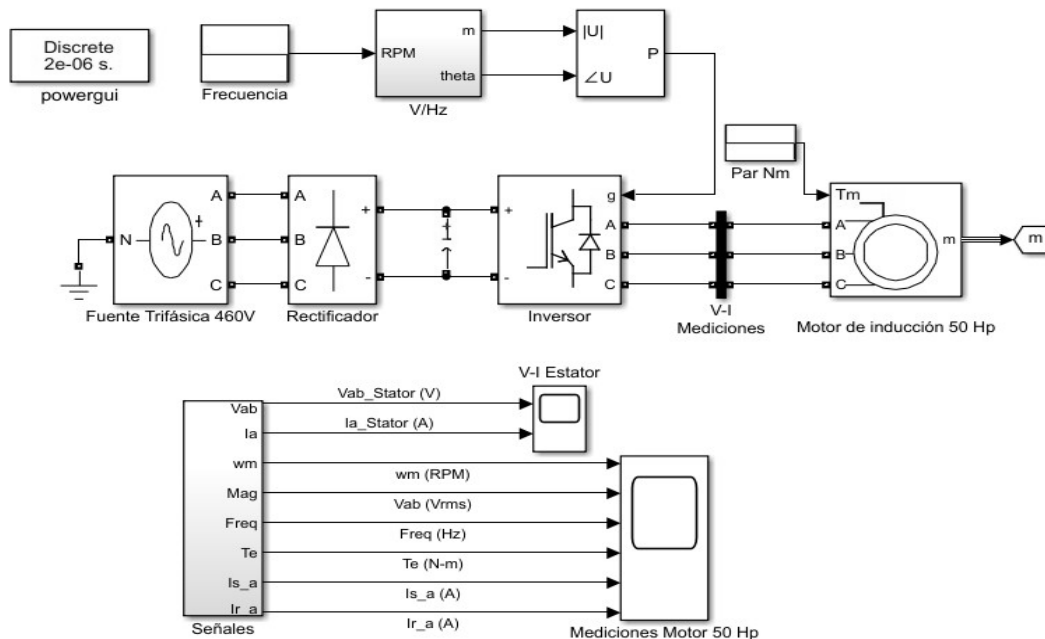


Figura 37. Control V/Hz de motor de inducción de 50 Hp.

Los resultados obtenidos son mostrados a continuación, en la **Figura 38**, se muestra la gráfica de las corrientes que circulan por los devanados del estator, en las fases a, b y c, durante el arranque, cuando se implementa el método de control V/Hz. Presentan sobretiros de hasta 600 A, esto es un comportamiento normal, debido a que nos encontramos en la fase de arranque, posteriormente las corrientes fluctúan alcanzando un valor de 53.95 A.

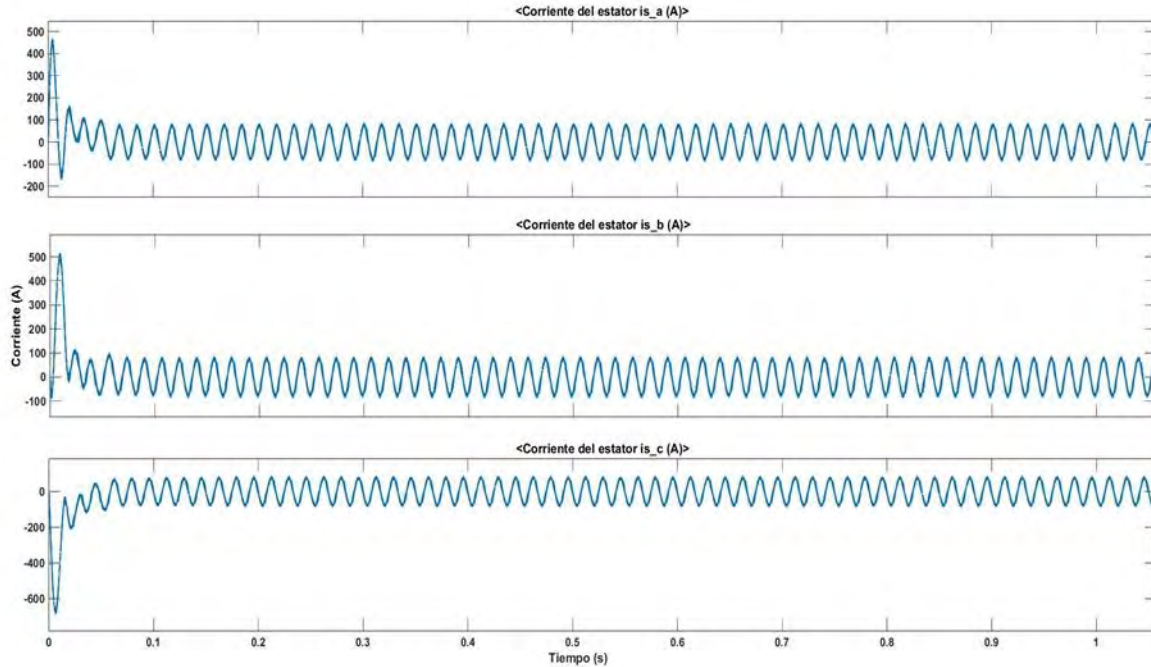


Figura 38. Corrientes que circulan en los devanados del estator, en las fases a, b y c, durante el arranque del motor, al simular el método de control escalar V/Hz.

La **Figura 39**, muestra la gráfica de las corrientes que circulan por los devanados del rotor, en las fases a, b y c, durante el arranque, cuando se implementa el método de control V/Hz. Presentan sobretiros de hasta 600 A, esto es un comportamiento normal, debido a que nos encontramos en la fase de arranque, posteriormente las corrientes fluctúan alcanzando un valor de 50.24 A.

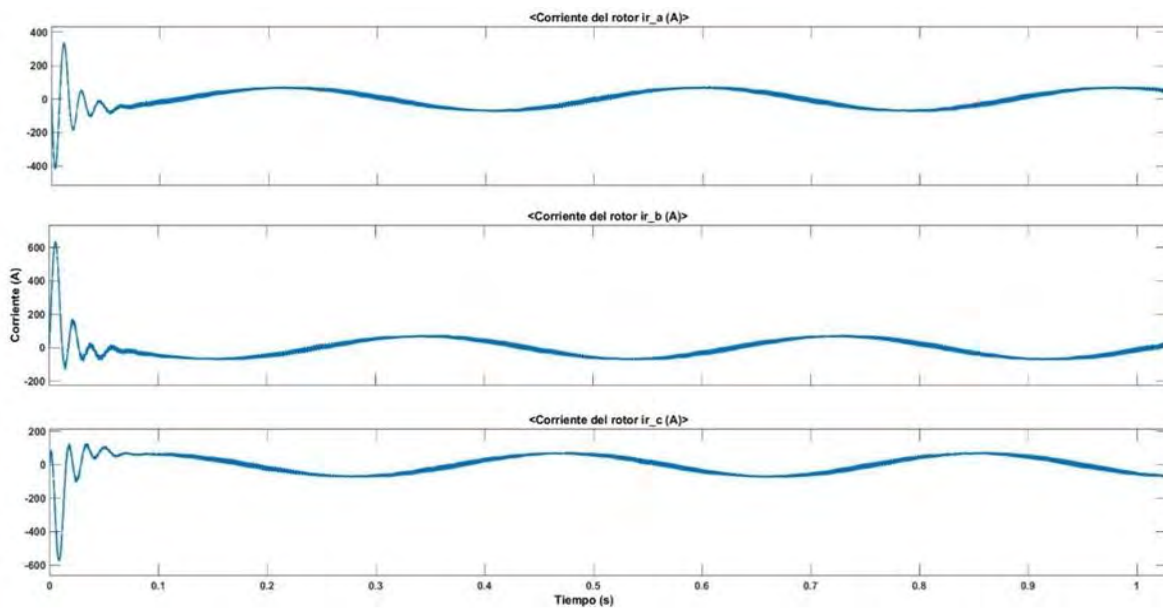


Figura 39. Corrientes que circulan en los devanados del rotor, en las fases a, b y c, durante el arranque del motor, al simular el método de control escalar V/Hz.

La **Figura 40**, muestra la gráfica de comportamiento del par electromagnético durante los 60 segundos que dura la simulación, se puede observar fluctuaciones del par durante el arranque, luego de 0.1 segundos el valor del par se estabiliza en 198 Nm. A los 10 segundos y a los 30 segundos, hay una fluctuación debido a la reducción de la velocidad programada en el variador de velocidad, a través del método de control V/Hz, una vez que se alcanza los valores de velocidad deseados, el par vuelve a comportarse estable en los 198 Nm.

En la **Figura 41**, se muestra las revoluciones por minuto desarrolladas por el rotor. Se puede observar que una vez pasado el arranque el motor logra alcanzar una velocidad de 1721 rpm, durante 10 segundos. A los 10 segundos se realiza el primer cambio de velocidad, llegando a alcanzar la velocidad de 1330 rpm. A los 30 segundos, se realiza el segundo cambio de velocidad, llegando a alcanzar la velocidad de 858 rpm. Estos cambios de la velocidad se programan en el variador de velocidad a través del método de control V/Hz, y se puede notar como las velocidades obtenidas no se corresponden con las velocidades programadas, las cuales son mostradas en la **Tabla 5**.

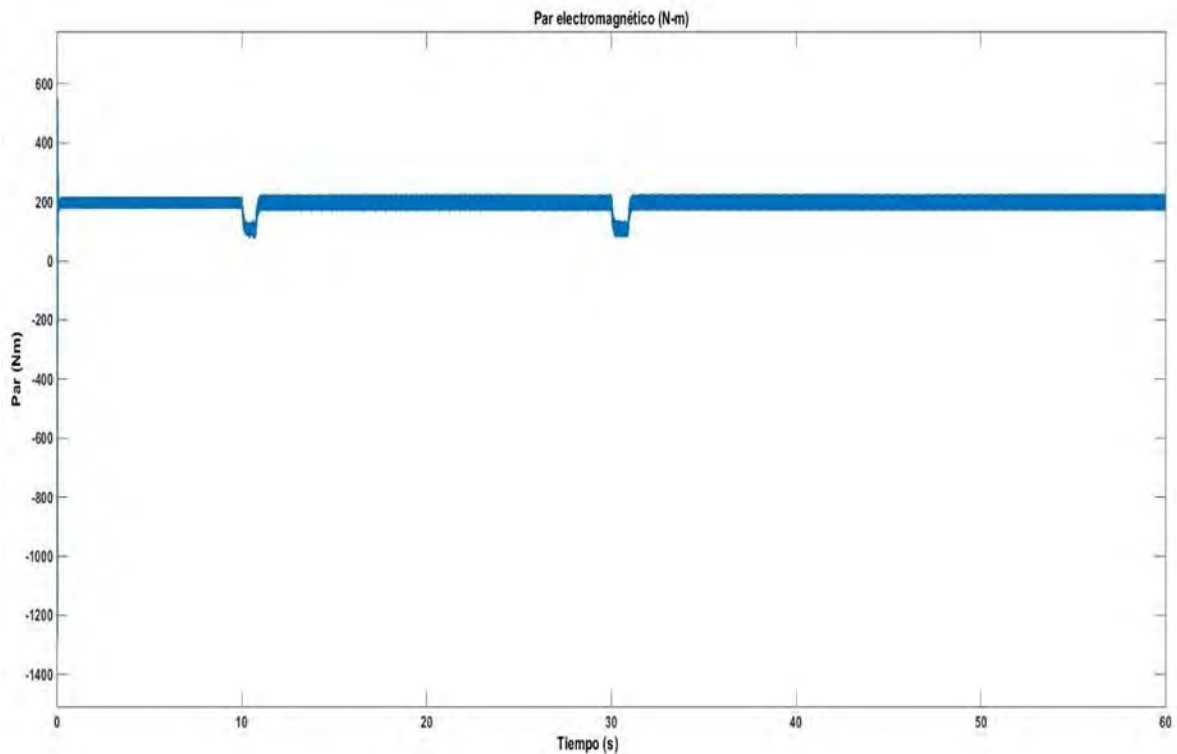


Figura 40. Par electromagnético obtenido al simular el método de control escalar V/Hz.

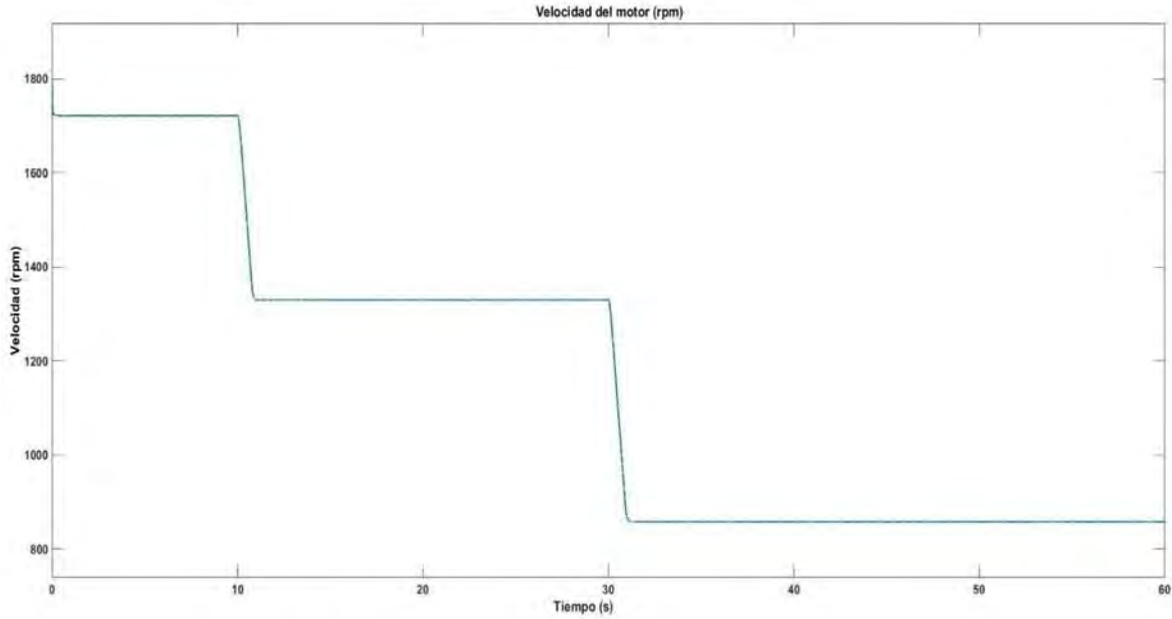


Figura 41. Velocidad del motor obtenida al simular el método de control escalar V/Hz.

La **Figura 42**, muestra el comportamiento del valor eficaz del voltaje entre las fases a-b, se puede observar que al variar la frecuencia aplicada usando el método de control V/Hz, varía de igual forma el voltaje aplicado y la velocidad con que se mueve el rotor. Al programar la velocidad de 1800 rpm, el voltaje se mantiene en 460V. Al programar la velocidad de 1350 rpm, el voltaje se mantiene en 361.6 V. Al programar la velocidad de 900 rpm, el voltaje se mantiene en 244 V. Notándose que disminuye el valor del voltaje al disminuir la velocidad deseada.

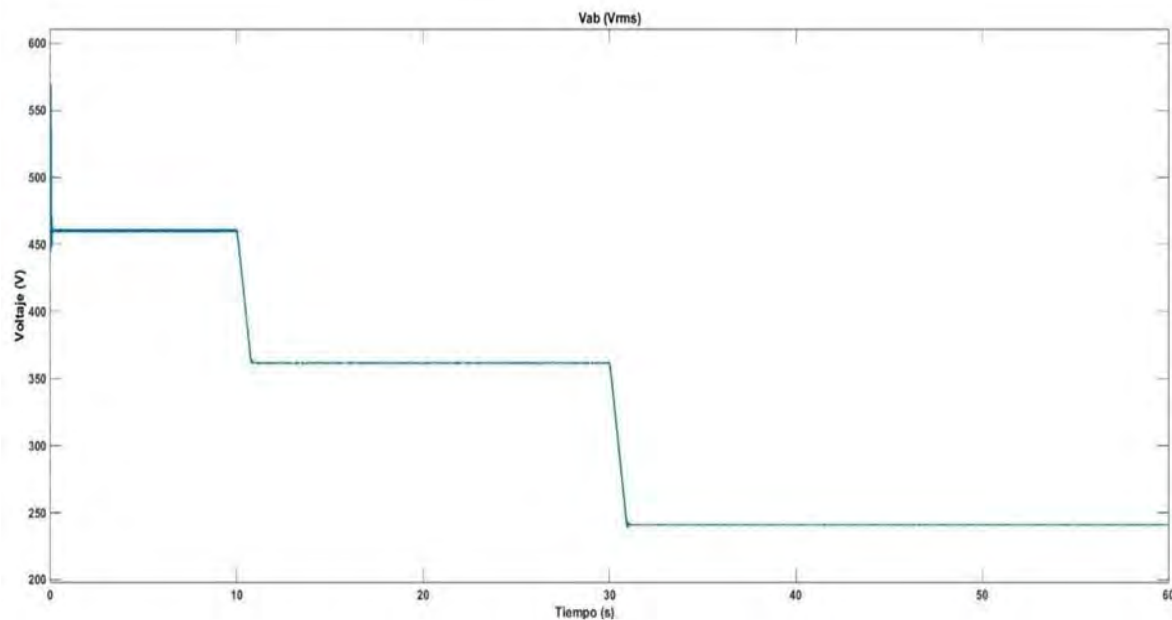


Figura 42. Voltaje de fase a-b en el método de control escalar V/Hz.

La **Figura 43**, muestra la corriente que circula por el devanado del estator, durante los 60 segundos que se realiza la simulación. Se notan variaciones durante el arranque y en los cambios de velocidad. Las variaciones que corresponden al arranque se mostraron anteriormente, en la **Figura 38**. Mientras que las variaciones en los cambios de velocidad, ocurren a los 10 segundos y a los 30 segundos. Los valores de corrientes por los devanados a las distintas velocidades, son mostrados en la **Tabla 6**.

La **Figura 44**, muestra la corriente que circula por el devanado del rotor, durante los 60 segundos que se realiza la simulación. Se notan variaciones durante el arranque y en los cambios de velocidad. Las variaciones que corresponden al arranque se mostraron anteriormente, en la **Figura 39**. Mientras que las variaciones en los cambios de velocidad, ocurren a los 10 segundos y a los 30 segundos. Los valores de corrientes por los devanados a las distintas velocidades, son mostrados en la **Tabla 6**.

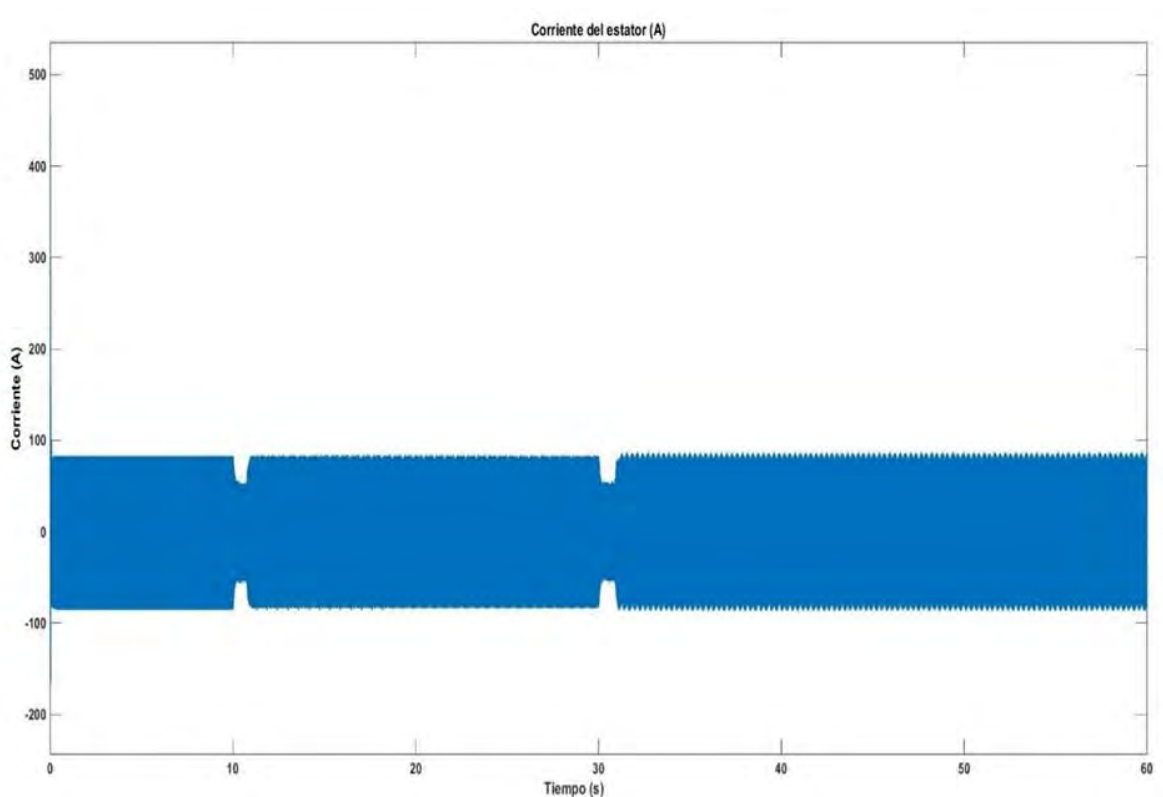


Figura 43. Corriente que circula por el estator en el método de control escalar V/Hz.

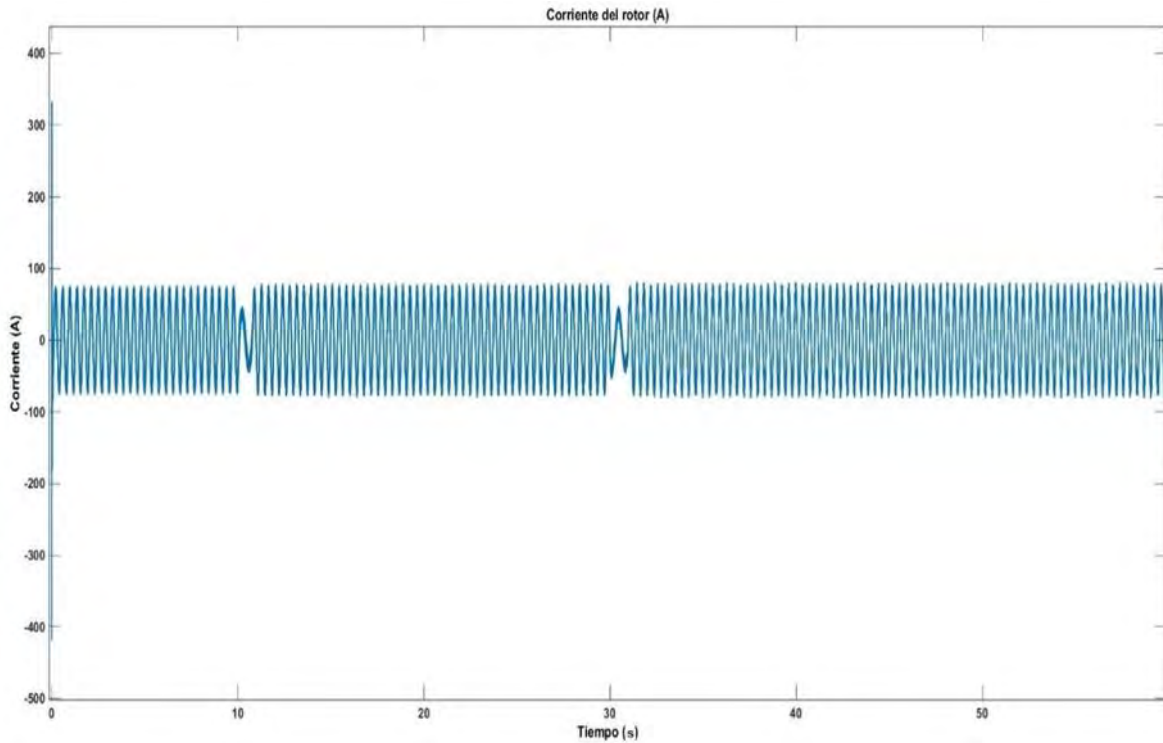


Figura 44. Corriente que circula por el rotor en el método de control escalar V/Hz.

Tabla 6. Parámetros medidos usando método de control V/Hz.

Parámetros medidos	1800 rpm	1350 rpm	900 rpm
Velocidad del rotor (rpm)	1721 rpm	1330 rpm	858 rpm
Velocidad del rotor (rad/s)	180.22 rad/s	139.28 rad/s	89.85 rad/s
Par	198 Nm	198 Nm	198 Nm
Voltaje	460 V	361.6 V	244 V
Corriente en el estator	53.95 A	54.1 A	54.2 A
Corriente en el rotor	50.24 A	50.55A	51.06 A
Potencia de entrada	38170.04 w	30088.39 w	20340.54 w
Potencia de salida	35683.84 w	27576.70 w	17790.08 w
Eficiencia	0.935	0.916	0.874

6.3.2 Método de control por campo orientado (FOC)

En la simulación de este método de control utilizaremos el bloque AC3 de la librería Specialized Power Systems de MatLab (Simulink), mostrado en la **Figura 45**. Modela un método de control por campo orientado con una resistencia de frenado. El motor de inducción de 50 Hp es alimentado por un inversor de fuente de voltaje PWM, que se construye utilizando un bloque de puente universal. El lazo de control de velocidad utiliza un controlador PI para producir las referencias de flujo y par para el controlador FOC. El controlador FOC calcula las tres corrientes de línea de referencia del motor correspondientes a las referencias de flujo y par, luego alimenta el motor con estas

corrientes utilizando un regulador de corriente trifásico. Las señales de corriente, velocidad y par del motor están disponibles a la salida del bloque.

La principal ventaja de este método en comparación con los métodos de control escalar es su rápida respuesta dinámica. El efecto de acoplamiento inherente entre el par y el flujo de la máquina se gestiona mediante el control de desacoplamiento (orientación del flujo del rotor), permitiendo controlar el par y el flujo de forma independiente. Sin embargo, debido a su complejidad computacional, la implementación de este método requiere procesadores de cálculo rápido. En la **Figura 45** se observan los bloques usados en la simulación el método de control por campo orientado. En la **Figura 46** se muestra como está construido internamente el bloque AC3.

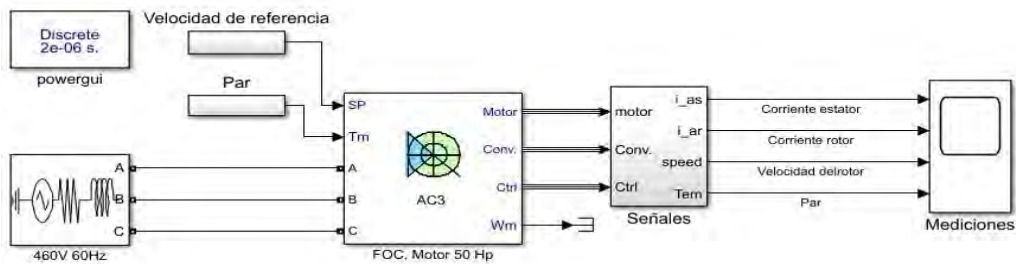


Figura 45. Diagrama de bloques del método de control por campo orientado, aplicado al motor de 50 Hp.

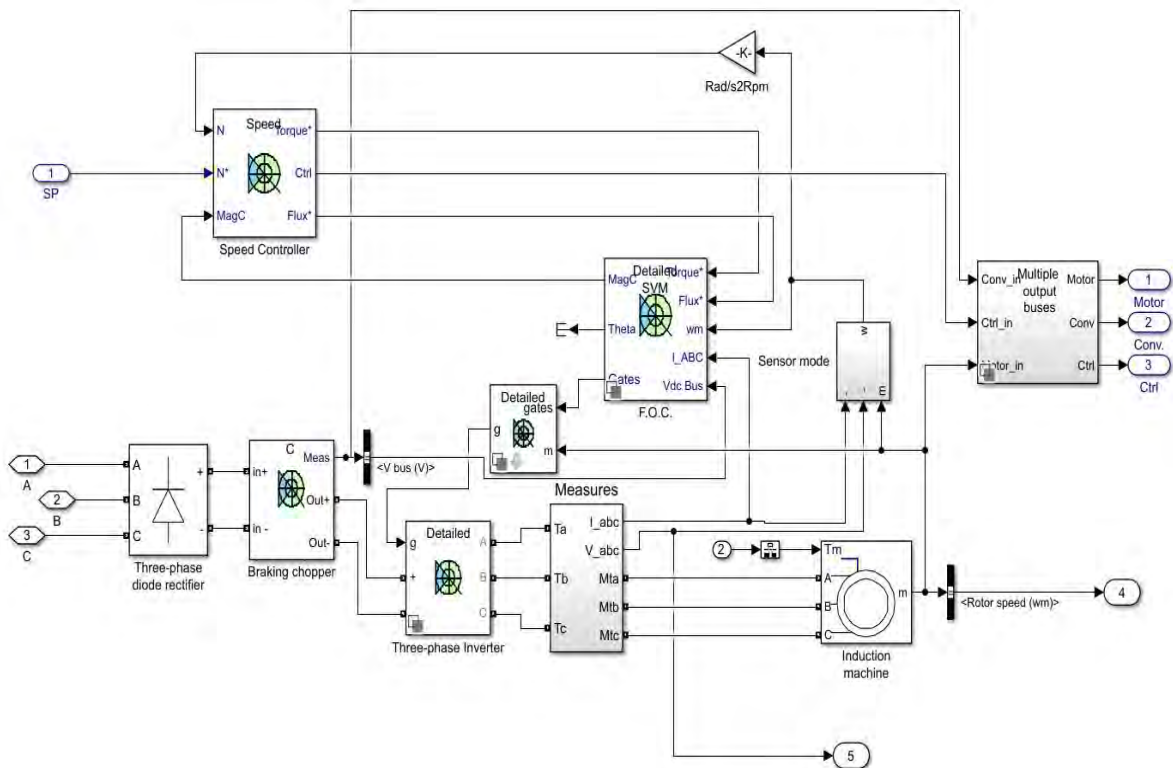


Figura 46. Estructura interna del bloque AC3, usado para el control por campo orientado.

La **Figura 47**, muestra la gráfica de las corrientes que circulan por los devanados del estator, en las fases a, b y c, durante el arranque, cuando se implementa el método de control por campo orientado. Presentan sobretiros, esto es un comportamiento normal, debido a que nos encontramos en la fase de arranque, posteriormente las corrientes fluctúan alcanzando un valor de 56.35 A. La **Figura 48**, muestra la gráfica de las corrientes que circulan por los devanados del estator, en las fases a, b y c, durante el arranque, cuando se implementa el método de control por campo orientado. Presentan sobretiros, esto es un comportamiento normal en la fase de arranque, posteriormente las corrientes fluctúan alcanzando un valor de 50.01 A.

En este método de control por campo orientado, se implementa un arranque suave por lo que se observa que los valores de las gráficas tardan un poco más de 1 segundo en estabilizarse, momento en el cual el motor alcanza la velocidad de 1800 rpm.

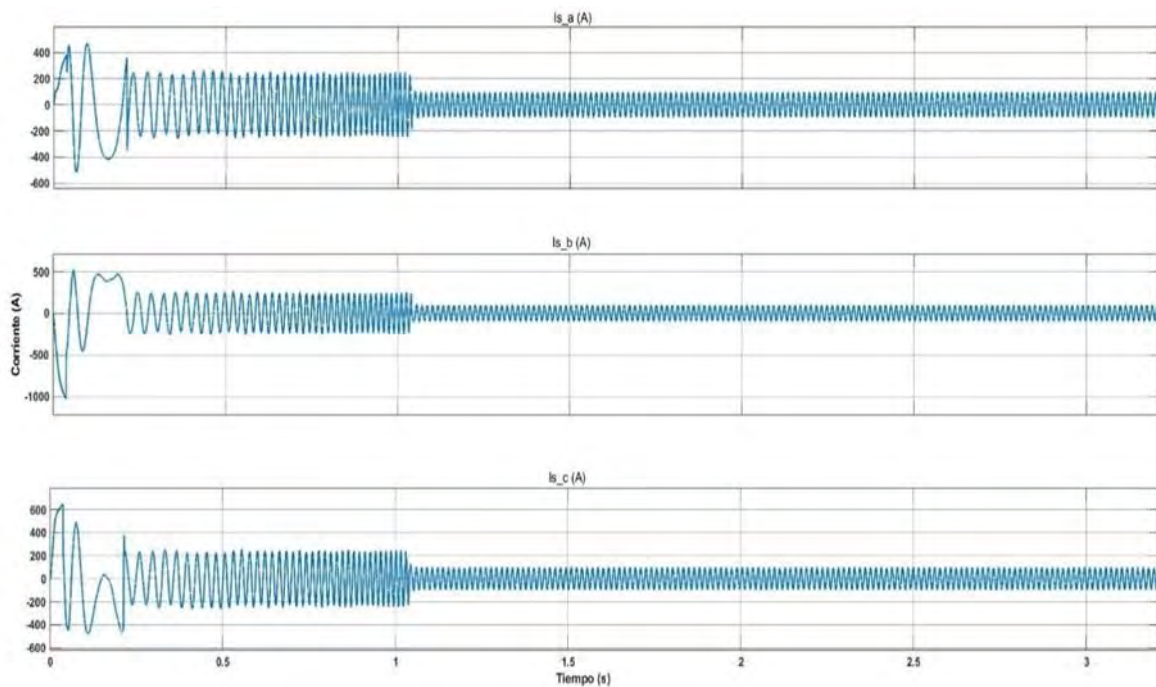


Figura 47. Corrientes que circulan en los devanados del estator, en las fases a, b y c, durante el arranque del motor, al simular el método de control por campo orientado.

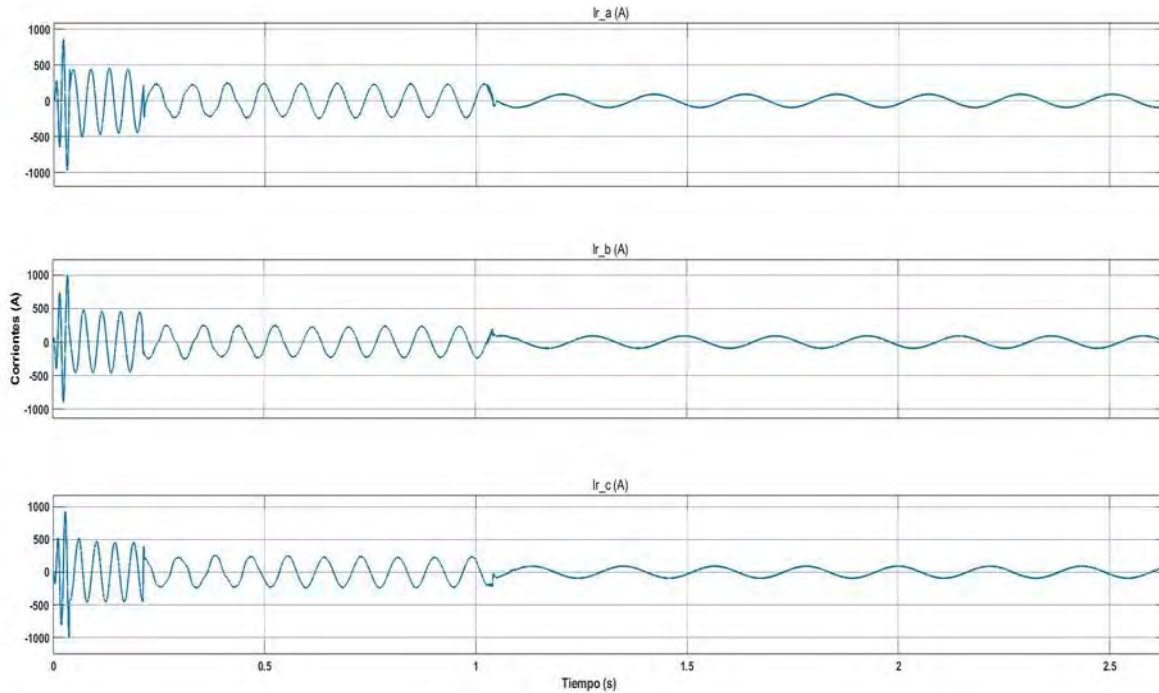


Figura 48. Corrientes que circulan en los devanados del rotor, en las fases a, b y c, durante el arranque del motor, al simular el método de control por campo orientado.

La **Figura 49**, muestra la gráfica de comportamiento del par electromagnético durante los 60 segundos que dura la simulación, se puede observar fluctuaciones del par durante el arranque, luego de aproximadamente 1 segundo el valor del par se estabiliza en 198 Nm. A los 10 segundos y a los 30 segundos, hay una fluctuación debido a la reducción de la velocidad, programada en el variador de velocidad a través del método de control por campo orientado, una vez que se alcanza los valores de velocidad deseados el par vuelve a comportarse estable en los 198 Nm.

En la **Figura 50**, se muestran las revoluciones por minuto desarrolladas por el rotor. Este método de control cuenta con un arranque suave. Se puede observar que una vez pasado el arranque el motor logra alcanzar una velocidad de 1800 rpm, durante 10 segundos. A los 10 segundos se realiza el primer cambio de velocidad, llegando a alcanzar la velocidad de 1350 rpm. A los 30 segundos, se realiza el segundo cambio de velocidad, llegando a alcanzar la velocidad de 900 rpm. Estos cambios de la velocidad se programan en el variador de velocidad a través del método de control por campo orientado, y se puede notar como las velocidades obtenidas se corresponden con las velocidades programadas, las cuales son mostradas en la **Tabla 5**.

La **Figura 51**, muestra el comportamiento del valor eficaz del voltaje entre las fases a-b, se puede observar que al variar la frecuencia aplicada usando el método de control V/Hz, varía de igual forma el voltaje aplicado y la velocidad con que se mueve el rotor. Al programar la velocidad de 1800 rpm, el voltaje se mantiene en 460V. Al programar la velocidad de 1350 rpm, el voltaje se mantiene en 354.4 V. Al programar la velocidad de 900 rpm, el voltaje se mantiene en 246.5 V. Notándose que disminuye el valor del voltaje al disminuir la velocidad deseada.

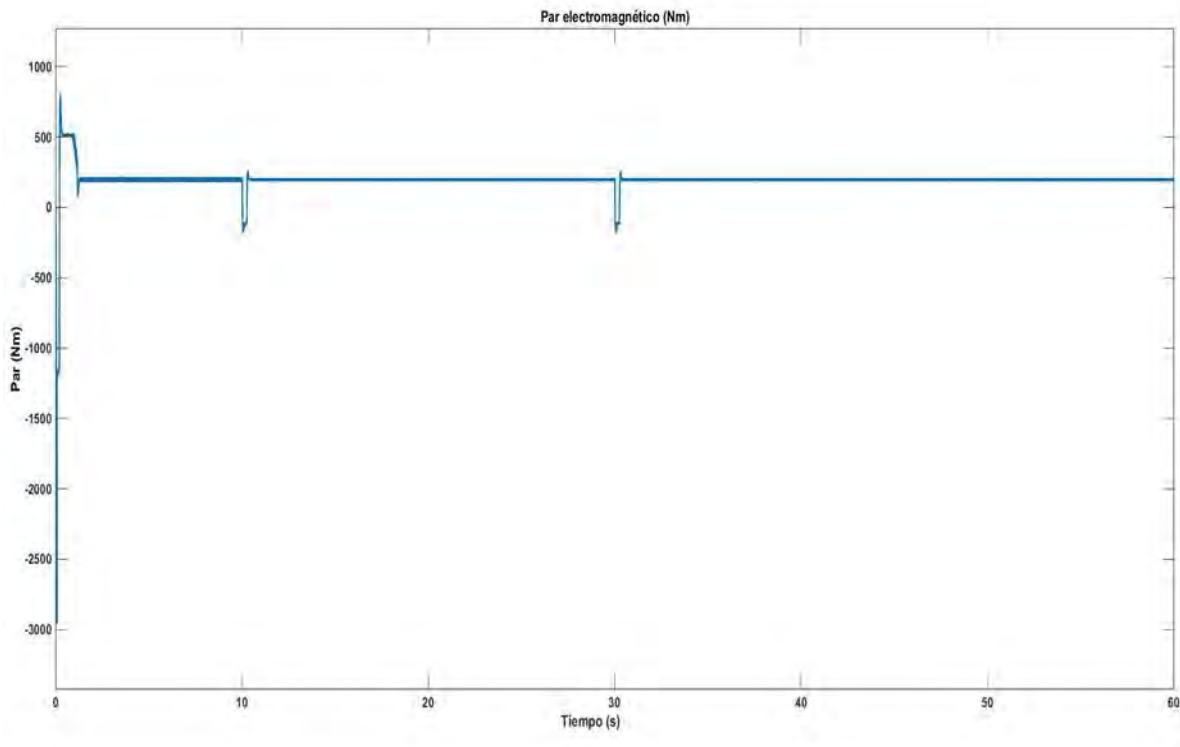


Figura 49. Par electromagnético usando el método de control por campo orientado.

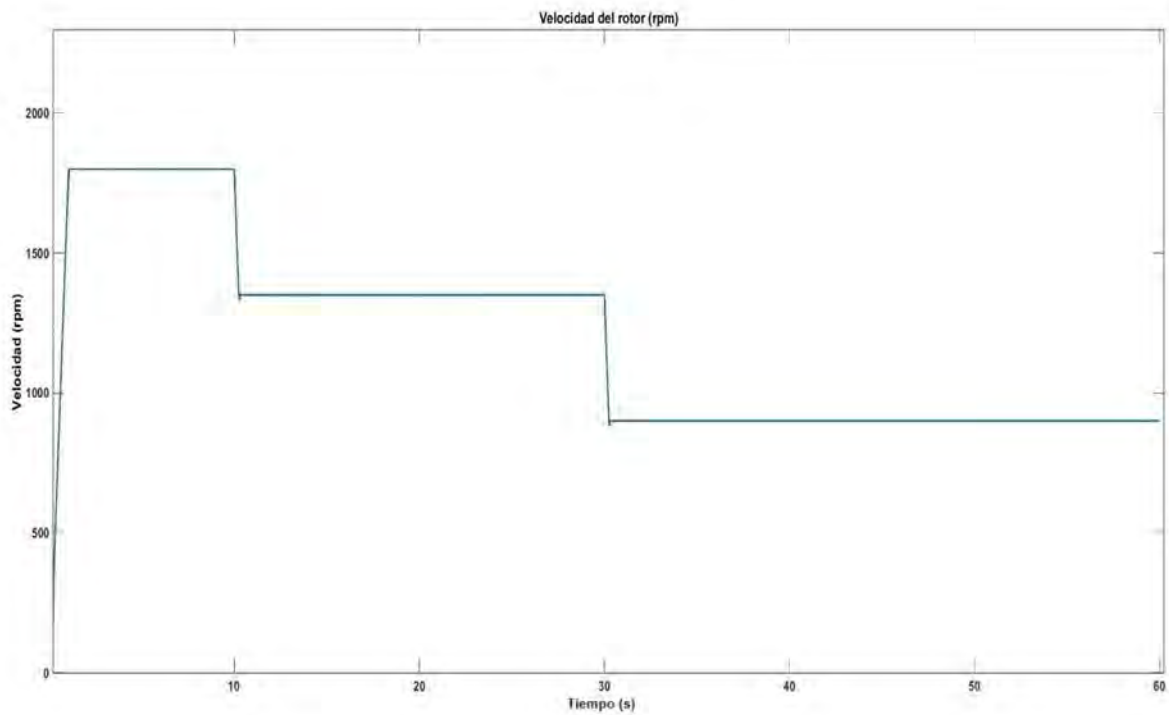


Figura 50. Velocidad del motor usando el método de control por campo orientado.

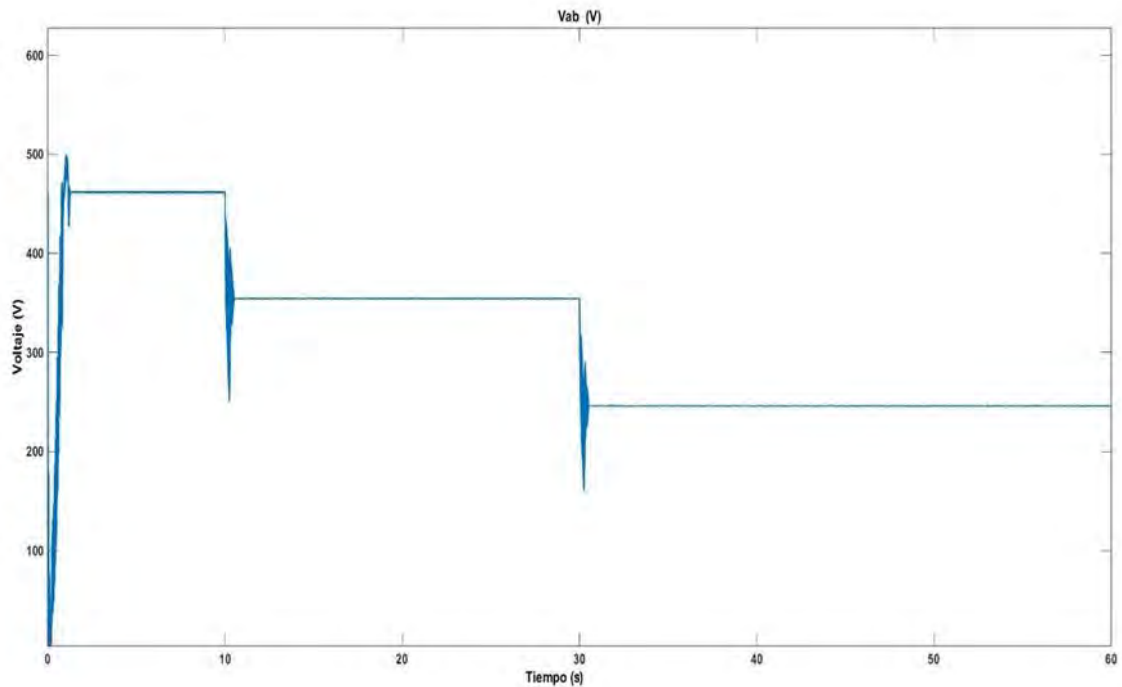


Figura 51. Voltaje de fase a-b usando el método de control por campo orientado.

La **Figura 52**, muestra la corriente que circula por el devanado del estator, durante los 60 segundos que se realiza la simulación. Se notan variaciones durante el arranque y en los cambios de velocidad. Las variaciones que corresponden al arranque se mostraron anteriormente, en la **Figura 47**. Mientras que las variaciones en los cambios de velocidad, ocurren a los 10 segundos y a los 30 segundos. Los valores de corrientes por los devanados a las distintas velocidades, son mostrados en la **Tabla 7**.

La **Figura 53**, muestra la corriente que circula por el devanado del rotor, durante los 60 segundos que se realiza la simulación. Se notan variaciones durante el arranque y en los cambios de velocidad. Las variaciones que corresponden al arranque se mostraron anteriormente, en la **Figura 48**. Mientras que las variaciones en los cambios de velocidad, ocurren a los 10 segundos y a los 30 segundos. Los valores de corrientes por los devanados a las distintas velocidades, son mostrados en la **Tabla 7**.

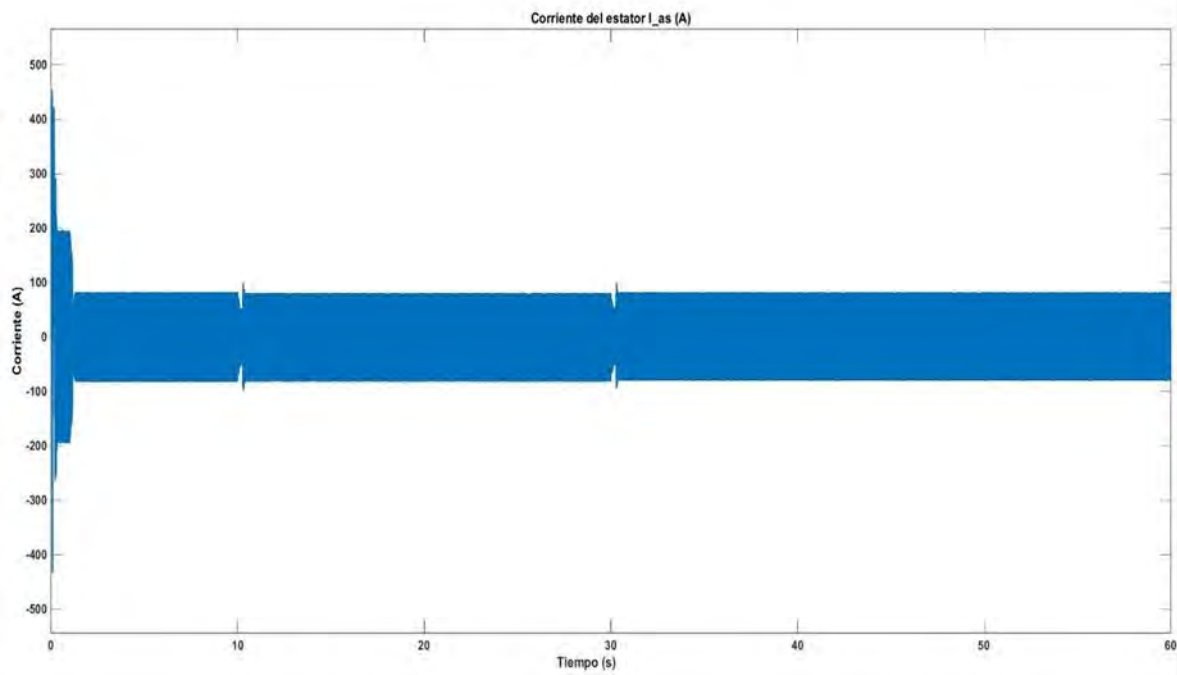


Figura 52. Corriente que circula por el estator usando el método de control por campo orientado.

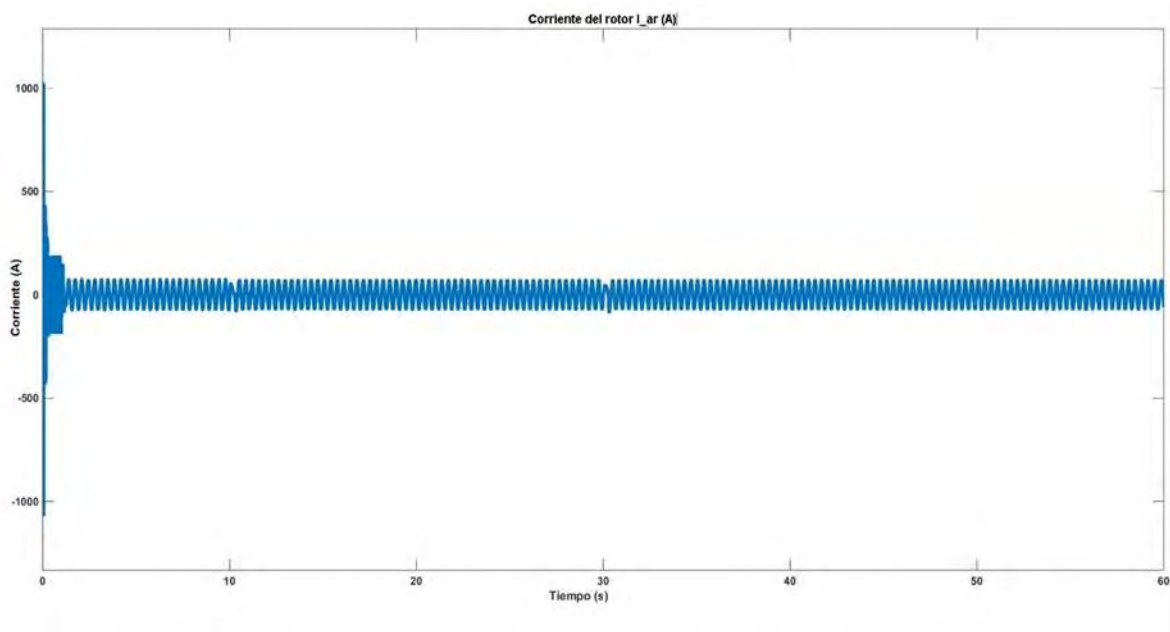


Figura 53. Corriente que circula por el rotor usando el método de control por campo orientado.

Tabla 7. Parámetros medidos usando método de control por campo orientado (FOC).

Parámetros medidos	1800 rpm	1350 rpm	900 rpm
Velocidad (rpm)	1800 rpm	1350 rpm	900 rpm
Velocidad del rotor (rad/s)	188.5 rad/s	141.37 rad/s	94.25 rad/s
Par	198 Nm	198 Nm	198 Nm
Voltaje	460 V	354.4 V	246.5 V
Corriente en el estator	56.35 A	56 A	56 A
Corriente en el rotor	50.1 A	50.07 A	50.06 A
Potencia de entrada	39868.06 w	30524.96 w	21231.38 w
Potencia de salida	37321.85 w	27991.38 w	18660.92 w
Eficiencia	0.936	0.916	0.878

6.4 Análisis de resultados

En este estudio comparativo, se analizarán los parámetros obtenidos en las tres simulaciones realizadas, con el objetivo de determinar el método más eficiente en términos de pérdidas eléctricas, eficiencia, velocidad alcanzada y consumo energético.

6.4.1 Análisis de pérdidas

Analizamos detalladamente las pérdidas presentes en cada caso de simulación. Se compararán las pérdidas cuando el motor está conectado directamente a la red, a las pérdidas existentes con el uso del variador de frecuencia usando los distintos métodos de control. Como se muestra en la **Figura 54** al realizar las simulaciones en MatLab (Simulink) nos percatamos que los datos requeridos para las mismas en el motor de inducción solo incluyen valores resistivos en los devanados del estator y del rotor, por lo que solo obtendremos valores de pérdidas de energía en estos devanados y las comparaciones solo se podrán hacer respecto a las pérdidas existentes en estas resistencias.

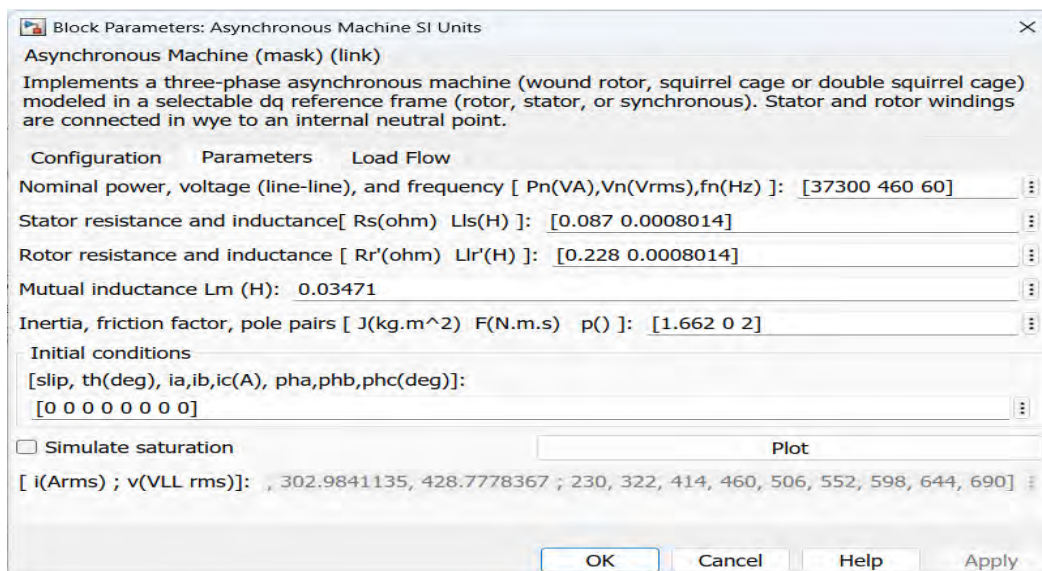


Figura 54. Valores solicitados por MatLab para las simulaciones del motor de inducción.

Las **Tabla 8, 9 y 10**, muestran los valores obtenidos en las simulaciones respecto a pérdidas en el cobre y eficiencia de los distintos casos simulados.

Tabla 8. *Pérdidas en el cobre en el motor de inducción trifásico conectado directamente a la red.*

Pérdidas	1800 rpm
Pérdidas totales	2402 w
Pérdidas en el cobre del estator	756.29 w
Pérdidas en el cobre del rotor	1645.71 w
Eficiencia	0.937

Tabla 9. *Pérdidas en el cobre en el motor de inducción trifásico usando método de control V/Hz.*

Pérdidas	1721 rpm	1330 rpm	858 rpm
Pérdidas totales	2486.5 w	2510.97 w	2199.28 w
Pérdidas en el cobre del estator	759.67 w	763.89 w	772.96 w
Pérdidas en el cobre del rotor	1726.33 w	1747.08 w	1608.74 w
Eficiencia	0.935	0.916	0.874

Tabla 10. *Pérdidas en el cobre en el motor de inducción trifásico usando método de control por campo orientado.*

Pérdidas	1800 rpm	1350 rpm	900 rpm
Pérdidas totales	2546.21 w	2533.57 w	2570.45 w
Pérdidas en el cobre del estator	828.75 w	818.49 w	818.49 w
Pérdidas en el cobre del rotor	1716.84 w	1714.79 w	1751.28 w
Eficiencia	0.936	0.917	0.879

En la **Figura 55** se observa una comparación de las pérdidas existentes en los devanados del motor de inducción trifásico a 1800 rpm en los tres casos simulados, notando que cuando el motor está conectado a la red las pérdidas son ligeramente inferiores a cuando se usa el variador de frecuencia. Nos percatamos, de que en este caso cuando la velocidad de referencia es 1800 rpm, solo en el método de control por campo orientado se logra esta velocidad, en el método de control V/Hz solo se logran 1721 rpm por lo que los valores de pérdidas para este método de control no son los valores exactos ya que el método de control no logra la velocidad deseada. En el caso simulado del motor conectado directamente a la red los valores de pérdidas van a ser siempre los mismos porque el motor siempre va a trabajar en sus valores nominales y la variación de velocidad la realizará el sistema de engranes.

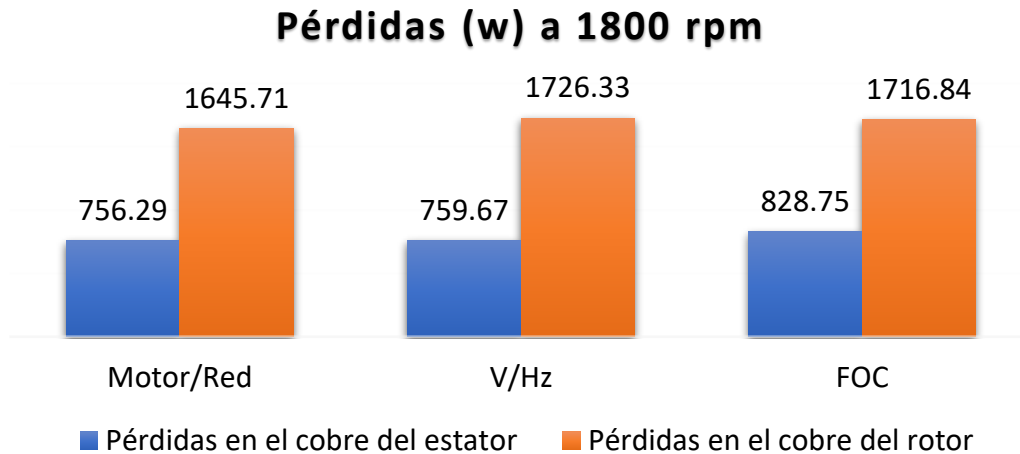


Figura 55. Comparación de pérdidas en el cobre del estator y del rotor a 1800 rpm.

En la **Figura 56** se observa una comparación de las pérdidas existentes en los devanados del motor de inducción trifásico a 1350 rpm en los dos casos simulados usando métodos de control para regular la velocidad. Notando que cuando usamos el método de control V/Hz las pérdidas en el devanado del estator son inferiores al método de control por campo orientado, mientras que en el devanado del rotor son superiores. De igual forma se aprecia que en este caso cuando la velocidad de referencia es de 1350 rpm, solo en el método de control por campo orientado se logra esta velocidad, en el método de control V/Hz solo se logran 1330 rpm por lo que los valores de pérdidas para este método de control no son los valores exactos ya que el método de control no logra la velocidad deseada.

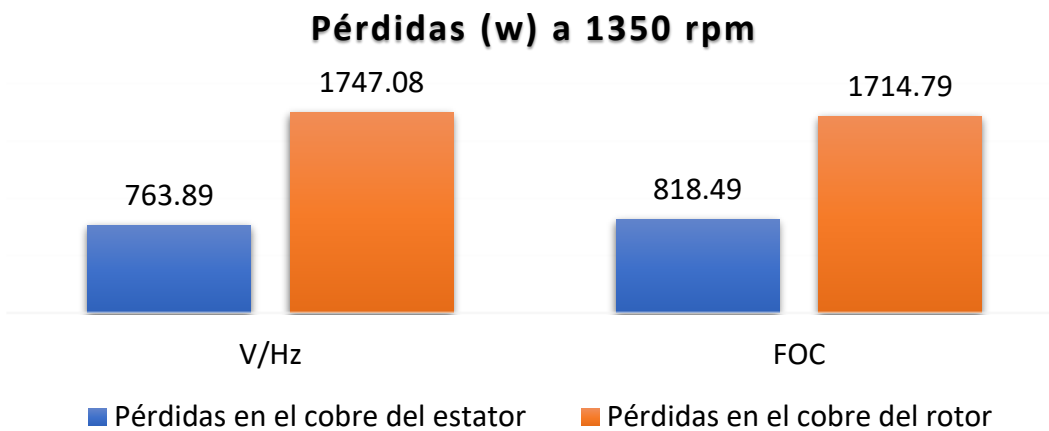


Figura 56. Comparación de pérdidas en el cobre del estator y del rotor a 1350 rpm.

En la **Figura 57** se observa una comparación de las pérdidas existentes en los devanados del motor de inducción trifásico a 900 rpm en los dos casos simulados usando métodos de control para regular la velocidad. Notando que a esta velocidad el método de control V/Hz presenta menores pérdidas en los dos devanados que el método de control por campo orientado. De igual forma se aprecia que en este caso cuando la velocidad de referencia es

de 900 rpm, solo en el método de control por campo orientado se logra esta velocidad, en el método de control V/Hz solo se logran 858 rpm por lo que los valores de pérdidas para este método de control no son los valores exactos ya que el método de control no logra la velocidad deseada.

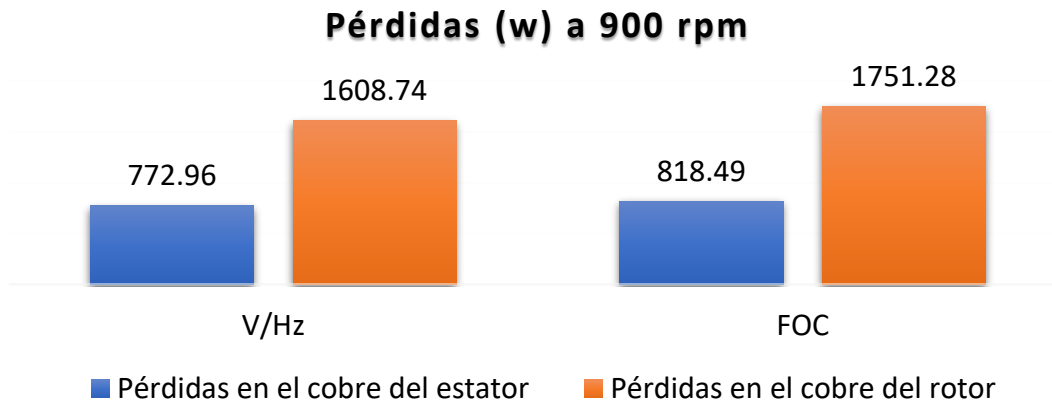


Figura 57. Comparación de pérdidas en el cobre del estator y del rotor a 900 rpm.

Las pérdidas en el cobre aumentan ligeramente a bajas velocidades, debido a la mayor corriente necesaria para producir el mismo par de torsión, este efecto es generalmente menor en comparación con la reducción en otras pérdidas. En MatLab (Simulink) no se pudieron obtener los demás valores de pérdidas como son las pérdidas mecánicas, pérdidas en el hierro y pérdidas adicionales.

Es muy importante resaltar que las pérdidas mecánicas se ven reflejadas en la fricción existente en los rodamientos y en el aire al chocar con las partes móviles del motor. El valor de estas pérdidas está relacionado directamente con la velocidad del motor, por lo que podemos afirmar que disminuyen a velocidades más bajas debido a la reducción en la velocidad de rotación de las partes móviles del motor. En resumen, al disminuir la velocidad de un motor de inducción, las pérdidas totales del motor tienden a disminuir debido a la reducción en las pérdidas mecánicas.

6.4.2 Análisis de eficiencia

En la **Figura 58** se muestra el comportamiento de la eficiencia en los tres casos simulados, la eficiencia del motor conectado directamente a la red se mantiene constante ya que este trabaja con sus valores nominales, mientras que cuando se varía la velocidad usando los métodos de control disminuye la eficiencia, mostrándose ligeramente superior la del método de control por campo orientado.

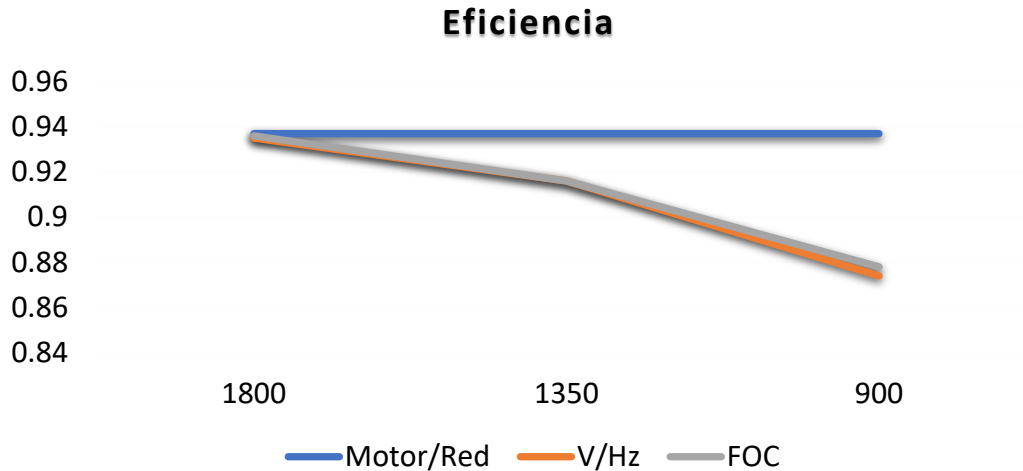


Figura 58. Comportamiento de la eficiencia en los tres casos simulados.

6.4.3 Análisis de velocidades obtenidas

En la **Figura 59**, se muestra el comportamiento de la velocidad del motor en los tres casos simulados, destacando que la velocidad del motor cuando está conectado directamente a la red no varía y gira a su velocidad nominal durante todo el ciclo de trabajo. En este caso, aunque se represente la velocidad real del eje del motor, se va a lograr un control preciso de la velocidad deseada para cada intervalo mediante el sistema de engranes. Cuando se implementan los métodos de control se logra la variación de velocidad, siendo el método de control por campo orientado el que logra variar la velocidad de manera exacta, mientras que en el método de control V/Hz hay un pequeño error existente en la variación de velocidad, mostrado en la **Figura 60**.

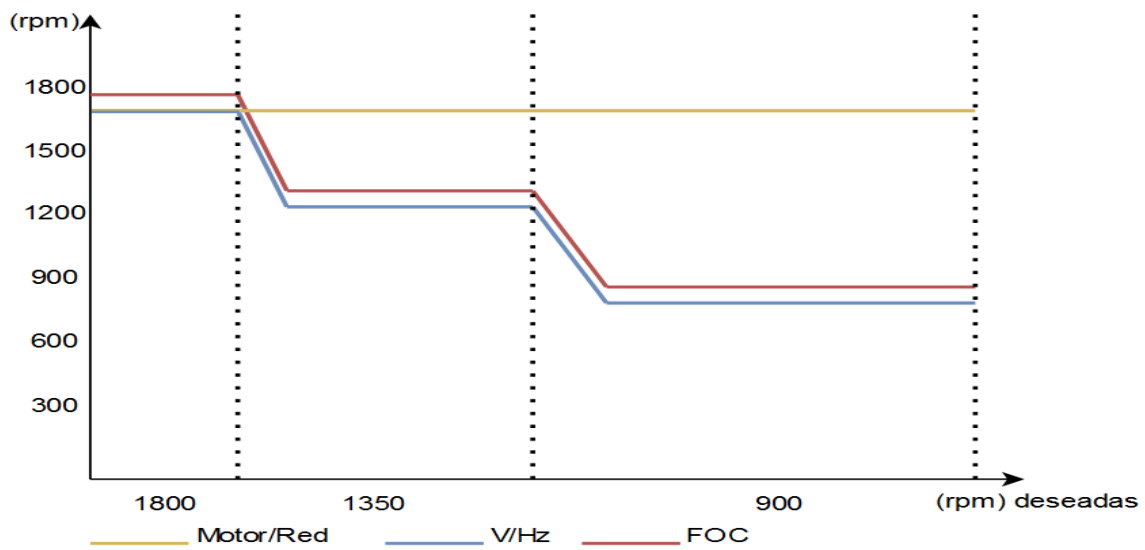


Figura 59. Comportamiento de la velocidad del motor en los tres casos simulados.

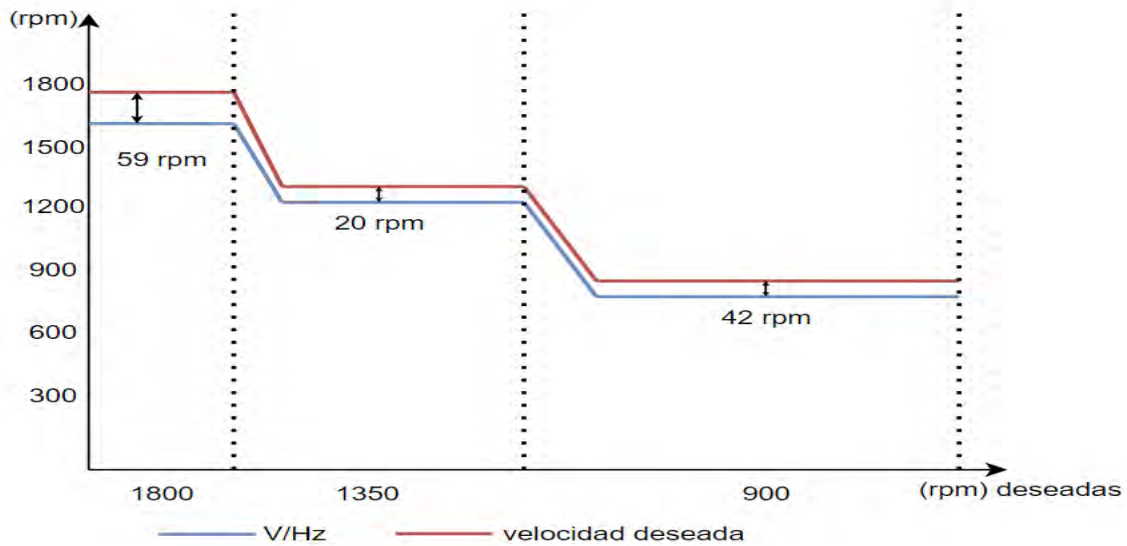


Figura 60. Error al variar la velocidad usando el método de control V/Hz.

6.4.4 Análisis de consumo energético

La comparación desde el punto de vista energético se llevará a cabo en los tres casos simulados, la misma se realizará para un tiempo de 6 horas diarias durante 365 días. En el caso del motor de inducción conectado directamente a la red se analizarán sus datos usando sus valores nominales y suponiendo que la velocidad del proceso será variada mediante engranes por lo que el consumo se mantendrá estable durante las 6 horas. En cuanto al consumo energético cuando se usan los dos métodos de control se multiplicará el consumo por una hora de trabajo a 1800 rpm, por dos horas de trabajo a 1350 rpm y por tres horas de trabajo a 900 rpm, se sumarán para obtener el consumo diario, ya que esas son las horas que se mantiene trabajando el motor a estas velocidades según el ciclo de trabajo propuesto. Como se observa en la **Tabla 11** y en la **Figura 61** existe un ahorro significativo de energía al año después de implementar el variador de frecuencia, por lo que este ahorro es uno de los parámetros más importantes a la hora de comparar la utilización del variador contra un sistema de engranes.

Tabla 11. Consumo Energético.

Casos simulados	1800 rpm	1350 rpm	900 rpm	Consumo Total Diario	Consumo Total Anual (365 días)
Motor/Red	38085.14 w			228,5 kWh	83402.5 kWh
V/Hz	38170.40 w	30088.39 w	20340.54 w	159,4 kWh	58181 kWh
FOC	39868.06 w	30524.96 w	21231.38 w	164,6 kWh	60079 kWh

Consumo energético anual (kWh)

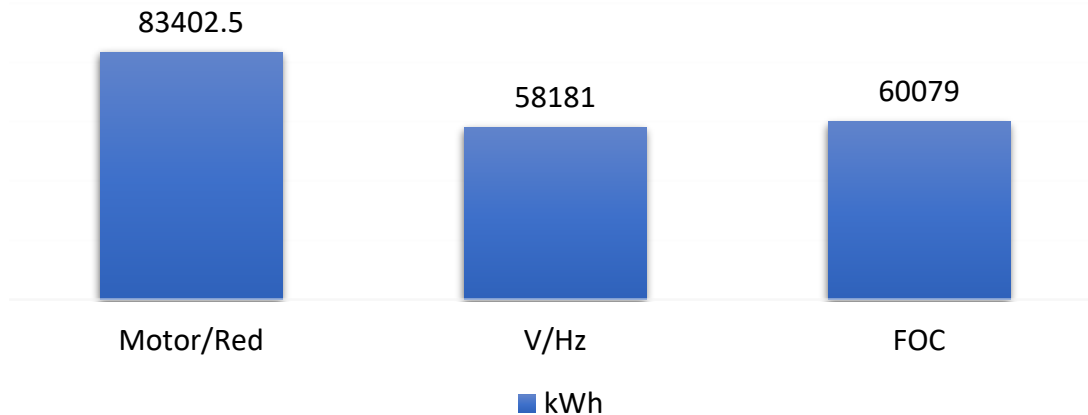


Figura 61. Comparación del consumo energético anual en los tres casos simulados.

Según datos de la Comisión Federal de Electricidad (CFE) en México, para la zona de Cuernavaca Morelos, en el mes de mayo de 2024, la tarifa que se aplicará a todos los servicios que destinen la energía en bajo voltaje a cualquier uso, con demanda de más de 25 kilowatts, excepto a los servicios para los cuales se fija específicamente su tarifa. El precio del kWh es de \$ 1.594 pesos mexicanos [76]. Reflejando el costo de la energía consumida por el motor para los distintos casos simulados en la **Tabla 12**.

Tabla 12. Consumos y costos de energía en los casos simulados.

Casos Simulados	Consumo Total Diario	Consumo Total Anual (365 días)	Costo Consumo Total Diario	Costo Consumo Total Anual (365 días)
Motor/Red	228,5 kWh	83402.5 kWh	\$ 364.22	\$ 132940.3
V/Hz	159,4 kWh	58181 kWh	\$ 254.08	\$ 92739.2
FOC	164,6 kWh	60079 kWh	\$ 262.37	\$ 95765.05

Como se observa en la **Tabla 12**, este ahorro significativo de energía que se logra cuando se implementan los métodos de control usando el variador de frecuencia, en comparación con el método de conectar el motor directamente a la red y regular la velocidad mediante engranes mecánicos, lo podemos traducir de igual forma en ahorro económico, usando el precio del kWh notamos que hay un ahorro de \$ 40201.1 pesos mexicanos al año, al implementar el método de control V/Hz o un ahorro de \$37175.25 pesos mexicanos al año, al implementar el método de control por campo orientado. Ya que el precio en el mercado del variador de frecuencia seleccionado (ATV340D37N4E) es de \$ 55 441.36 pesos mexicanos podemos hacer notar que la inversión realizada al comprar el variador de frecuencia será devuelta en cuanto arrorró energético antes del año y medio de trabajo.

CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES

Después de simular los tres métodos propuestos llegamos a la conclusión de que el mejor método de los implementados es el método de control por campo orientado. En la **Figura 62** podemos observar una pequeña comparativa en cuanto a pérdidas totales en el cobre, control de velocidad, eficiencia y consumo energético.

	Pérdidas en el cobre	Control de velocidad	Eficiencia	Consumo Energético
Motor/Red	2401 w	Mediante engranes	0.937	228.5 kWh 83402 kWh
Control V/Hz	2486 w -2550 w	Control de velocidad con error de hasta 5%	0.934 - 0.87	159.4 kWh 58181 kWh
Control FOC	2533 w -2570 w	Control preciso de velocidad	0.936 - 0.88	164.6 kWh 60079 kWh

Figura 62. Comparativa de los métodos de control simulados.

El método de control de velocidad mediante engranes, considera un sistema de engranes ideal, sin pérdidas y solo se consideran las pérdidas en el motor. Mantiene los niveles de pérdidas constantes a las distintas velocidades, ya que el motor trabaja siempre en sus valores nominales, pero tiene como principal desventaja en comparación con los métodos que usan variador de frecuencia que no habrá ahorro de energía cuando la velocidad deseada sea menor que la nominal ya que esta variación la va a realizar el sistema de engranes y el motor siempre se mantendrá trabajando en sus valores nominales. Otra desventaja que puede tener este control mediante engranes es que este sistema casi siempre se construye para lograr una velocidad deseada y no se fabrica para poder regular la velocidad de manera ágil, como si se logra con un variador de frecuencia. De igual forma el uso de engranes tiene otras desventajas ya que puede causar ruido, vibraciones, requieren mantenimiento y requieren lubricación periódica.

Al comparar el uso de engranes con la implementación del variador de frecuencia, podemos ver que la implementación del variador de frecuencia tiene varias ventajas, como el control ágil de la velocidad y ahorro energético. Este ahorro es uno de los parámetros más importantes, porque una de las principales desventajas de los variadores es su alto costo en el mercado y con este ahorro se puede pensar que en un tiempo determinado el variador va a devolver su costo. El uso de variadores de velocidad también permite cumplir con las normativas y regulaciones gubernamentales relacionadas con la eficiencia energética y la reducción de emisiones. Estas tecnologías ofrecen adaptabilidad a diferentes cargas y condiciones de trabajo, optimizando procesos y mejorando la calidad del producto final. Otra ventaja que trae consigo el variador de frecuencia es que, al operar el motor a velocidades más bajas durante períodos de menor demanda, se reduce la cantidad de energía

desperdiciada debido a las pérdidas por fricción, ventilación y otros factores inherentes a las altas velocidades. Además, esta reducción de velocidad en la carga operativa, prolonga la vida útil de los motores, minimizando la necesidad de mantenimiento y reemplazos frecuentes, lo que a su vez contribuye a la reducción de residuos y costos asociados.

Al comparar los resultados obtenidos en las simulaciones que usan el variador de frecuencia podemos ver que el método de control voltaje-frecuencia (V/Hz) tiene un mayor ahorro energético que el método de control por campo orientado (FOC), sin embargo, su precisión a la hora de controlar la velocidad es limitada. De igual forma se puede observar que su eficiencia es ligeramente inferior a la del método de control por campo orientado.

En general, la elección entre un sistema de engranajes y un variador de frecuencia con métodos de control V/Hz o FOC dependerá de las necesidades específicas de la aplicación. Si se requiere una variación de velocidad precisa y eficiencia energética, el variador de frecuencia con control FOC puede ser la mejor opción. Por otro lado, si se busca una solución más simple y de menor costo, un sistema de engranajes podría ser adecuado, siempre y cuando cumpla con los requisitos de precisión y eficiencia energética de la aplicación.

7.1 Propuestas de mejora de eficiencia y reducción de pérdidas

Se observa que al implementar los métodos de control no se reducen significativamente las pérdidas en el cobre en los devanados del estator y del rotor, sin embargo, las pérdidas mecánicas si disminuyen proporcionalmente con la disminución de la velocidad. La eficiencia del motor disminuye, al disminuir su velocidad cuando se usa el variador de frecuencia, pero lo hace en pequeña medida. El uso del variador de frecuencia trae ventajas que son mayores al poder controlar la velocidad del proceso y disminuir considerablemente el consumo energético. De los tres casos simulados llegamos a la conclusión de que el método más eficaz es el método de control por campo orientado (FOC), ya que realiza un control de velocidad preciso, manteniendo alta eficiencia y reduciendo considerablemente el consumo energético del motor.

Este caso de estudio destaca la importancia de la planificación avanzada y la automatización en la industria para mejorar la eficiencia operativa y adaptarse de manera efectiva a las demandas del mercado. Basándose en el estudio realizado del motor de inducción trifásico y los resultados obtenidos en las simulaciones de los tres casos propuestos, llegamos a la conclusión de que las estrategias para reducir las pérdidas y mejorar la eficiencia energética del motor de inducción pueden ser estrategias constructivas o estrategias de operación.

7.1.1 Estrategias constructivas

Utilizar materiales magnéticos de alta calidad: Emplear materiales magnéticos de alta calidad en el diseño del núcleo del motor puede reducir las pérdidas por histéresis y corrientes parásitas.

Optimiza el diseño del núcleo: Diseñar el núcleo del motor de manera eficiente, con dimensiones y forma adecuada minimizará las pérdidas magnéticas.

Utilizar conductores de alta calidad: Emplear materiales conductores de electricidad con baja resistividad para minimizar las pérdidas en los devanados del estator y del rotor. Los materiales como el cobre de alta pureza son preferibles debido a su baja resistividad y alta conductividad.

Diseñar secciones transversales adecuadas: Diseña las secciones transversales de los conductores del estator y del rotor de manera óptima. Secciones más grandes reducen la resistencia eléctrica, reduciendo las pérdidas en el cobre.

Optimizar la longitud de los conductores: Minimiza la longitud de los conductores en el motor para reducir las pérdidas por resistencia. Esto se puede lograr mediante un diseño eficiente que minimice las longitudes de cableado innecesarias.

Utilizar materiales aislantes adecuados: La utilización de material aislante de alta calidad en los devanados reduce las corrientes parásitas en el cobre.

Mejorar la ventilación y refrigeración: Un mejor sistema de ventilación y refrigeración en el motor puede ayudar a mantener una temperatura más baja en los conductores de cobre, lo que reduce las pérdidas debido a la resistencia eléctrica.

Utilizar técnicas de soldadura y conexión eficientes: Utilizar técnicas de soldadura y conexión adecuadas, ayuda a minimizar las resistencias adicionales en los puntos de conexión de los conductores de cobre.

Utilizar motores de alta eficiencia: La posibilidad de reemplazar motores antiguos por motores de inducción trifásicos de alta eficiencia energética, reducirá las pérdidas y mejorará la eficiencia general de todo el sistema donde trabaje el motor.

7.1.2 Estrategias de operación

Implementar variadores de frecuencia: Utilizar dispositivos de control de velocidad, como variadores de frecuencia, para operar el motor a velocidades óptimas según los requerimientos de la carga.

Optimización de la eficiencia: Al adaptar la velocidad del motor a la carga, se mejora la eficiencia general del sistema. Un motor que funcione a una velocidad más baja cuando la carga es ligera consume menos energía y reduce las pérdidas asociadas con el exceso de energía consumida.

Monitoreo del consumo de energía: Utilizar funciones de monitoreo del consumo de energía en el variador de frecuencia para identificar patrones de consumo, identificar áreas de mejora y tomar medidas para optimizar el uso de energía.

Control de par constante: En aplicaciones donde se requiere un par constante a diferentes velocidades, utiliza el control de par constante del variador de frecuencia para mantener un rendimiento eficiente del motor en todo el rango de operación.

Utilizar el perfil de velocidad adecuado: Configurar el variador de frecuencia para que se ajuste al perfil de velocidad deseado. Esto puede incluir rampas de arranque y parada

suaves, o trabajo del motor a velocidades y par deseados, para reducir el estrés mecánico y reducir los valores de corrientes de arranque.

Aplicar técnicas de control de flujo vectorial: Utilizar técnicas de control de flujo vectorial como el control por campo orientado (FOC) para optimizar la operación del motor a diferentes velocidades y cargas, lo que puede reducir las pérdidas y mejorar la eficiencia energética en comparación con otros métodos de control de velocidad.

Implementar el modo de ahorro de energía: Algunos variadores de velocidad ofrecen modos específicos de ahorro de energía que ajustan automáticamente los parámetros de funcionamiento para minimizar las pérdidas y optimizar la eficiencia energética durante condiciones de carga parcial.

Mantenimiento regular: Realizar un mantenimiento regular del motor, incluyendo la lubricación de cojinetes y la limpieza de componentes, minimiza las pérdidas mecánicas y prolonga la vida útil del motor.

Aplicar técnicas de gestión de energía: Implementar estrategias de gestión de energía, como la optimización de horarios de funcionamiento y la reducción de la carga, minimizan el consumo energético del motor.

Menor sobrecalentamiento: Al evitar que el motor opere constantemente a velocidades altas cuando la carga es baja, se reduce el sobrecalentamiento que puede provocar pérdidas debido a la resistencia y la disipación de calor.

Monitoreo y análisis: Realizar un seguimiento del motor mediante sistemas de monitoreo y análisis de datos permitirá identificar posibles áreas de mejora y tomar medidas correctivas para mejorar la operación del mismo.

Capacitación: Capacitar al personal involucrado en el uso y mantenimiento de los motores para que comprendan la importancia de la eficiencia energética y adopten prácticas que contribuyan a reducir las pérdidas.

Optimización de sistemas completos: No solo optimices el motor, sino también el sistema completo que incluye el motor, el variador de frecuencia, los accesorios y las cargas. Una optimización general del sistema puede proporcionar mejoras significativas en la eficiencia energética general.

Bibliografía.

- [1] J. V. Bort, "Estudio del modelo matemático del motor de inducción trifásico. simulación en régimen dinámico," *Universitat Rovira I Virgili*, 2002.
- [2] L. F. Mantilla Peñalba and E. Ciro Quispe, "Motores eléctricos de alta eficiencia: características electromecánicas, ventajas y aplicabilidad," 2004.
- [3] S. Ambrona González, "Estudio y comparativa de ahorro energético en sistemas de bombeo eléctrico," 2015.
- [4] J. G. Herrera Guachamin, "Análisis de la eficiencia de los motores de inducción que operan bajo diferentes condiciones de fallo," 2018.
- [5] A. T. de Almeida, F. J. Ferreira, and J. Fong, "Perspectives on Electric Motor Market Transformation for a Net Zero Carbon Economy," *Energies*, vol. 16, no. 3, p. 1248, 2023.
- [6] A. T. Peranquive Gómez, "Análisis comparativo de normas IEEE112 e IEC 60034 2-1 para la evaluación energética en motores de inducción de jaula de ardilla," (in Bogotá), Tesis 2021.
- [7] E. Ramírez Gil, "Gestión de la energía en la aplicación de motores eléctricos de inducción en la empresa Sucromiles SA," 2007.
- [8] D. F. de Souza, F. A. M. Salotti, I. L. Sauer, H. Tatizawa, A. T. de Almeida, and A. G. Kanashiro, "A Performance Evaluation of Three-Phase Induction Electric Motors between 1945 and 2020," *Energies*, vol. 15, no. 6, p. 2002, 2022.
- [9] M. Lukaszczyk, "¿ Qué ha cambiado en el diseño de motores?," *Revista española de electrónica*, no. 797, pp. 72-74, 2021.
- [10] P. Glouchevitch, *Juggernaut: la empresa alemana: por qué está transformando Europa... y el mundo*. Andrés Bello, 1994.
- [11] F. M. P. GRANADOS, "Desarrollo tecnológico en la historia de la humanidad: Inventores e inventos. Tesla y las centrales hidroeléctricas," *Revista Digital Innovación y Experiencia Educativa*, p. 10.
- [12] ABB. "Optimización de la eficiencia energética con motores eléctricos y generadores ABB." <https://new.abb.com/motors-generators/es/energy-efficiency> (accessed).
- [13] S. J. Chapman, "Máquinas eléctricas," 2012.
- [14] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, and S. D. Umans, "Electric machinery," 2003.
- [15] S. Chapman, *Máquinas eléctricas*. Mc Graw Hill, 2012.

- [16] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*. Wiley Online Library, 2002.
- [17] J. G. Averos Rea and I. A. Padilla Valencia, "Desarrollo de una red ethernet para el monitoreo y control de motores de Inducción trifásicos," Ecuador: Latacunga: Universidad Técnica de Cotopaxi (UTC), 2023.
- [18] W. Ma and L. Bai, *Energy-Saving Principles and Technologies for Induction Motors*. Wiley Online Library, 2018.
- [19] I. Velázquez Palencia, "Análisis y simulación del control vectorial de motores asíncronos," 2020.
- [20] A. F. Calcina Sotelo, "Optimización del funcionamiento de un motor de inducción para el ahorro de energía eléctrica en el laboratorio UNCP," 2016.
- [21] L. B. Wenzhong Ma, *Energy-saving Principles and Technologies for Induction Motors-Wiley* 2018.
- [22] R. E. Trujillo Fernandez, "Mantenimiento predictivo de motores eléctricos."
- [23] A. L. Farina, "Motores eléctricos trifásicos: usos, componentes y funcionamiento," *Suplemento instaladores*, pp. 68-72, 2018.
- [24] J. P. Bedoya Toro and J. C. Pretel Tamayo, "Análisis del funcionamiento en estado estable de un motor de inducción con asimetrías en el estator y/o en el rotor," 1995.
- [25] A. Bruno, M. Caruso, A. O. Di Tommaso, R. Miceli, C. Nevoloso, and F. Viola, "Simple and flexible power loss minimizer with low-cost MCU implementation for high-efficiency three-phase induction motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, no. 2, pp. 1472-1481, 2021.
- [26] M. Torrent and B. Blanqué, "Influence of Equivalent Circuit Resistances on Operating Parameters on Three-Phase Induction Motors with Powers up to 50 kW," *Energies*, vol. 14, no. 21, p. 7130, 2021.
- [27] C. A. Wengerkievicz *et al.*, "Estimation of three-phase induction motor equivalent circuit parameters from manufacturer catalog data," *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, vol. 16, pp. 90-107, 2017.
- [28] A. H. Jassim, A. A. Hussein, and L. F. Abbas, "Study the performance of three-phase induction motor under imbalanced non-sinusoidal supply," in *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2021, vol. 1058, no. 1: IOP Publishing, p. 012035.
- [29] M. Á. R. Pozueta, "Máquinas Eléctricas II," 2018.

- [30] D. Rubio Soto, "Caracterización de motores de inducción trifásicos en aplicaciones de tracción," Universitat Politècnica de Catalunya, 2014.
- [31] G. B. CD, A. Medina, F. Torres del Carmen, and O. Rangel, "Modelado del motor de inducción en la formulación Euler-Lagrange considerando las pérdidas del núcleo."
- [32] A. García and J. Díaz, "Modelación del motor de inducción trifásico," *Revista Colombiana de Tecnología de Avanzada*, vol. 2, no. 8, 2006.
- [33] H. Mujica and G. E. Pérez, "Control no lineal basado en pasividad de motores de inducción para alto desempeño dinámico," *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, vol. 11, no. 1, pp. 32-43, 2014.
- [34] C. D. Córdova Mendiburo and D. H. Cárdenas Villacrés, "Análisis del régimen dinámico de un motor de inducción trifásico usando un software de simulación," 2018.
- [35] A. Beltrán, J. Rumbo, H. Azcaray, K. Santiago, M. Calixto, and E. Sarmiento, "Simulación y control de la velocidad y par electromagnético de un motor de inducción trifásico: Un enfoque a vehículos eléctricos," *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, vol. 16, no. 3, pp. 308-320, 2019.
- [36] I. S. Tellez Hernandez and T. S. Jorge Rincón, "Metodología para la estimación de los parámetros del modelo circuital para estudios de aceleración de un motor de inducción trifásico," 2021.
- [37] M. Durán, G. Guerrero, J. Gudiño, A. Claudio, and J. Alcalá, "An improved direct torque controller applied to an electric vehicle," *Revista Facultad de Ingeniería Universidad de Antioquia*, no. 72, pp. 217-228, 2014.
- [38] A. Ferrandis Roselló, "Desarrollo de un modelo dinámico del motor de inducción y su control implementado en Simulink," Universitat Politècnica de València, 2021.
- [39] J. C. Gómez Sánchez, "Caracterización, obtención y validación del modelo dinámico de un motor de inducción para tracción eléctrica, según la IEC 60034," 2016.
- [40] M. Carbonieri and N. Bianchi, "A complete and fast analysis procedure for three-phase induction motors using finite element, considering skewing and iron losses," *Applied Sciences*, vol. 11, no. 5, p. 2428, 2021.
- [41] M. Á. González Canca, "Herramienta de ayuda para la determinación del rendimiento de motores trifásicos de inducción basada en UNE EN 60034-2-1," 2018.

- [42] D. E. Casicana Apupalo and P. I. Freire Ubilluz, "Determinación de pérdidas en los motores trifásicos de inducción jaula de ardilla con líneas desequilibradas, mediante la medición de la eficiencia energética," Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, 2015.
- [43] S. D. Castillo Rodríguez, "Evaluación del ahorro energético y económico en accionamientos eléctricos con motores de alto rendimiento," 2020.
- [44] A. D. Vizcaya Ardila, "Estudio de las pérdidas y la eficiencia de motores de inducción, alimentados con variador de frecuencia, aplicando la especificación técnica IEC60034-2-3," 2021.
- [45] S. Kamar *et al.*, "Performance analysis of three-phase induction motor for railway propulsion system," *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, vol. 14, no. 3, pp. 1433-1441, 2023.
- [46] P. M. de la Barrera, "Pérdidas en el núcleo de motores de inducción: aplicaciones al control y al diagnóstico de fallas," 2009.
- [47] C. F. Naula Morocho and I. D. Lituma Pintado, "Protección de la máquina de inducción mediante su modelo térmico," 2024.
- [48] E. C. Quispe, "Efectos del desequilibrio de tensiones sobre la operación del motor de inducción trifásico. Énfasis en la caracterización del desequilibrio de tensiones y el efecto sobre la potencia nominal," 2015.
- [49] A. A. J. Matta, "Efecto de las perturbaciones: huecos de tensión, desequilibrios de tensión y armónicos, en los motores de inducción con rotor Jaula de Ardilla," *INGE@ UAN-Tendencias en la Ingeniería*, vol. 4, no. 7, 2013.
- [50] L. Collazo Solar and A. Costa Montie, "Efectos de la variación de la tensión en el comportamiento del motor asincrónico trifásico jaula de ardilla," *Ingeniería Energética*, vol. 39, no. 1, pp. 31-37, 2018.
- [51] R. Noa Furones, "Efectos de los Armónicos y la Asimetría en la eficiencia del motor de inducción," Tesis en opción al título académico de Máster en Electromecánica, 2010.
- [52] D. W. Hart and A. B. Bautista, *Electrónica de potencia*. Prentice Hall Madrid, España, 2001.
- [53] D. R. Segovia Segovia, "Análisis de la calidad de energía en los sistemas de bombeo Electrosumergible y horizontal alimentados con PWM y 6-step de la marca BH," Ecuador: Latacunga: Universidad Técnica de Cotopaxi (UTC), 2023.
- [54] J. Pérez Cruz, "Incidencias importantes a tener en cuenta en las aplicaciones de variadores de frecuencia," 2012.

- [55] R. M. Loyola Zuleta, "Modelo, simulación y análisis del variador de frecuencia SD700 con frenado disipativo."
- [56] Á. O. Cárate Gutiérrez and Á. R. Villacís Salazar, "Diseño y Construcción de un Módulo con Variador de Frecuencia para el Control de Velocidad de Motores Asíncronos Jaula de Ardilla Trifásicos para el Laboratorio de Control Industrial," 2011.
- [57] J. F. Guerrero Aragón, "CARACTERIZACIÓN DE CONVERTIDORES DE FRECUENCIA TRIFÁSICOS EMBEBIDOS EN RELACION CON LA EFICIENCIA ENERGÉTICA EN LOS CONSUMOS DE SU CARGA," 2023.
- [58] A. M. Trzynadlowski, *Introduction to modern power electronics*. John Wiley & Sons, 2015.
- [59] A. Hughes and B. Drury, *Electric motors and drives: fundamentals, types and applications*. Newnes, 2019.
- [60] J. A. GUALDA GIL and S. MARTINEZ GARCIA, *Electrónica de potencia. Componentes, topologías y equipos: componentes, topologías y equipos*. Ediciones Paraninfo, SA, 2006.
- [61] R. P. López and E. B. Portillo, *Electrónica de potencia*. Marcombo, 2012.
- [62] N. Mohan, W. ROBBINS, and T. UNDELAND, *Electrónica de potencia*. Mc Graw Hill, 2009.
- [63] E. B. Portillo, R. Piqué, and R. P. López, *Electrónica de potencia: principios fundamentales y estructuras básicas*. Marcombo, 2011.
- [64] M. H. Rashid, *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación, 2004.
- [65] R. Comigual and J. Daniel, "Modelación simulación y análisis del VDF SD 700 con frenado regenerativo."
- [66] A. Hafeez *et al.*, "Comparative Analysis of the PWM and SPWM on Three-Phase Inverter through Different Loads and Frequencies," *Journal of Computing & Biomedical Informatics*, vol. 4, no. 02, pp. 204-220, 2023.
- [67] J. D. Mayorga González, "Análisis documental para la implementación de mantenimientos en equipos electrónicos e industriales," 2023.
- [68] F. A. Jiménez Baracaldo, "Sistemas de variación de velocidad con motores trifásicos de inducción."
- [69] J. Sancha Miguel, "Desarrollo e implementación de un control orientado de campo sensorless en un motor asíncrono de inducción," 2023.
- [70] A. Álzate, D. M. Yarce, and M. G. Valencia, "Control de velocidad mediante relación voltajefrecuencia," *Scientia et technica*, vol. 3, no. 49, pp. 19-24, 2011.

- [71] R. Arnanz, F. J. García, and L. J. Miguel, "Métodos de control de motores de inducción: síntesis de la situación actual," *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, vol. 13, no. 4, pp. 381-392, 2016.
- [72] F. E. López Monteagudo, A. Beltrán Telles, R. Villela Varela, J. L. Díaz Rodríguez, F. Bañuelos Ruedas, and J. de la Torre y Ramos, "Estrategias de control y ahorro energético con el empleo de variadores de velocidad," 2018.
- [73] L. Gamboa Araque, "Implementación del control directo del par con inversor multinivel para un motor de inducción," 2020.
- [74] A. G. M. A. Aziz, A. Y. Abdelaziz, Z. M. Ali, and A. A. Z. Diab, "A Comprehensive Examination of Vector-Controlled Induction Motor Drive Techniques," *Energies*, vol. 16, no. 6, p. 2854, 2023.
- [75] J. A. Espinoza Tantaquispe, "Diseño e implementación de un módulo de control con los métodos escalar y vectorial empleados en el motor de inducción para el análisis de su comportamiento en estado transitorio," 2017.
- [76] C. F. d. E. (CFE). "Tarifas/GranDemandaBT." (accessed.