



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

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

TÍTULO:

**DISEÑO DE MODELOS DE SIMULACIÓN DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS
UTILIZANDO LA PLATAFORMA SIMULINK**

AUTOR:

CARLOS MARTÍN RUIZ NEIRA

Previa la obtención del Título
INGENIERO ELÉCTRICO-MECÁNICO

TUTOR:

M. Sc. Armando Heras Sánchez

Guayaquil, Ecuador

2016



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

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

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Sr. **Carlos Martín Ruiz Neira** como requerimiento parcial para la obtención del título de INGENIERO ELÉCTRICO-MECÁNICO.

TUTOR



M. Sc. Armando Heras Sánchez

DIRECTOR DE CARRERA



M. Sc. Armando Heras Sánchez.

Guayaquil, a los 16 del mes de Marzo del año 2016



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

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

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo, **Carlos Martín Ruiz Neira**

DECLARÓ QUE:

El trabajo de titulación "DISEÑO DE MODELOS DE SIMULACIÓN DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS UTILIZANDO LA PLATAFORMA SIMULINK" previa a la obtención del Título de Ingeniero Eléctrico-Mecánico, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan al pie de las páginas correspondientes, cuyas fuentes se incorporan en la bibliografía. Consecuentemente este trabajo es de nuestra autoría.

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

Guayaquil, a los 16 del mes de Marzo del año 2016

EL AUTOR

CARLOS MARTÍN RUIZ NEIRA



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

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

AUTORIZACIÓN

Yo, Carlos Martín Ruiz Neira

Autorizamos a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación: "DISEÑO DE MODELOS DE SIMULACIÓN DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS UTILIZANDO LA PLATAFORMA SIMULINK", cuyo contenido, ideas y criterios es de mi exclusiva responsabilidad y autoría.

Guayaquil, a los 16 del mes de Marzo del año 2016

EL AUTOR

CARLOS MARTÍN RUIZ NEIRA



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO

**CARRERA:
INGENIERÍA EN ELÉCTRICO-MECÁNICA CON MENCIÓN EN GESTIÓN
EMPRESARIAL INDUSTRIAL**

CALIFICACIÓN

DEDICATORIA

Dedico este proyecto como primer lugar a Dios por ser el inspirador para cada uno de mis pasos, de cada meta que se me presenta el día a día; a mis padres por ser los guías en el sendero de cada acto que realizo hoy, mañana y siempre; a mi hermana, por ser el incentivo para seguir adelante con este objetivo, a mi director de carrera elM. Sc. Armando Heras Sánchez por entregarme sus conocimientos para realizar los propósitos que tengo en mente.

EL AUTOR

CARLOS MARTÍN RUIZ NEIRA

AGRADECIMIENTO

Agradezco como primer punto profundamente a Dios, por guiarme en el camino correcto de mi vida, cada día en el transcurso de mí recorrido e iluminándome en todo lo que realizo de mí convivir diario, cada oración es para agradecerle a él de todas las bendiciones que me da. Como segundo punto agradezco a mis padres, por ser un ejemplo para seguir adelante en el convivir diario y más que nada por inculcarme valores que de una u otra forma me han servido en la vida, gracias por todo lo brindado por ustedes. A mi hermana por apoyarme en cada decisión que tomo, y por estar a mi lado en cada momento hoy, mañana y siempre. También agradezco mi Tutor de proyecto de titulación el M. Sc. Armando Heras Sánchez, por tenerme paciencia y por guiarme en cada paso de este proyecto. A mis maestros de la Universidad Católica Santiago De Guayaquil que me impartieron sus conocimientos y experiencias en el transcurso de mi vida estudiantil universitaria y que me ayudaron de una u otra forma para hacer posible la realización de mi proyecto de titulación.

EL AUTOR

CARLOS MARTÍN RUIZ NEIRA

Índice General

Índice de Figuras	X
Índice de Tablas	XIII
Resumen.....	XIV
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN.....	1
1.1. Antecedentes.....	1
1.2. Justificación del Proyecto	3
1.3. Planteamiento del Problema.....	3
1.4. Objetivos del Problema de Investigación.	3
1.4.1. Objetivo General.	3
1.4.2. Objetivos Específicos.....	3
1.5. Hipótesis.....	4
1.6. Metodología de Investigación.	4
CAPÍTULO 2: FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA	5
2.1. Introducción.	5
2.2. Transformadores.....	5
2.2.1. Relaciones de Voltaje.....	6
2.2.2. Operación sinusoidal.....	7
2.2.3. Relaciones de corriente.....	8
2.3. Tipos de Transformadores de Potencia.....	9
2.3.1. Auto-Transformadores:.....	9
2.3.2. Transformadores trifásicos:	11
2.4. Características del transformador ideal.	14
2.5. Máquinas DC.....	15
2.5.1. Ecuaciones básicas	15
2.5.2. Características de magnetización	16
2.5.3. Ecuación de armadura.	17
2.6. Máquinas de corriente continua en la práctica.	18
2.6.1. Armadura ranurada.....	18
2.6.2. Reacción de armadura.....	20

2.6.3.	Eficiencias en motores DC.....	22
2.6.4.	La potencia de salida y tamaño.....	23
2.7.	Características y Control.....	26
2.7.1.	Control de velocidad.....	26
2.7.2.	Los motores pequeños	28
2.7.3.	Efecto de la reacción de inducido.....	29
CAPÍTULO 3: DISEÑO Y RESULTADOS OBTENIDOS		31
3.1.	Introducción.....	31
3.2.	Simulación de un motor de inducción bifásico.....	32
3.2.1.	Resultados obtenidos del modelo de simulación de un motor de inducción bifásico sin carga.....	37
3.2.2.	Resultados obtenidos del modelo de simulación de un motor de inducción bifásico sin carga para voltajes de alimentación principal y auxiliar idénticos.....	41
3.2.3.	Resultados obtenidos del modelo de simulación de un motor de inducción bifásico con carga completa.....	45
3.2.4.	Resultados obtenidos del modelo de simulación de un motor de inducción bifásico con carga completa para voltajes de alimentación principal y auxiliar idénticos.....	48
3.3.	Diseño de una máquina asíncrona.....	52
3.3.1.	Resultados obtenidos de una máquina asíncrona.....	58
CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....		63
4.1.	Conclusiones.....	63
4.2.	Recomendaciones.....	63
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS		65
ANEXOS.....		66
Costos en la adquisición de MatLab /Simulink.....		66
Costo de Matlab/ Simulink		66

Índice de Figuras

Capítulo 2

Figura 2. 1: Esquemático de un transformador con fuente y carga.....	6
Figura 2. 2: Representación de la densidad de flujo e intensidad magnética para transformadores de acero.....	8
Figura 2. 3: Esquemático del auto-transformador.....	9
Figura 2. 4: Transformadores variables.....	11
Figura 2. 5: Modelo de un transformador trifásico.....	12
Figura 2. 6: Transformador trifásico de flujo.....	12
Figura 2. 7: Gráfica de flujos de transformadores trifásicos de (a) 0°, (b) 120° y (c) 240°.....	13
Figura 2. 8: Transformador ideal.....	14
Figura 2. 9: Característica de magnetización.....	16
Figura 2. 10: Máquina DC con fuente de voltaje.....	17
Figura 2. 11: Máquina DC con fuente de voltaje.....	18
Figura 2. 12: Modelo de una máquina DC con rotor ranurado.....	19
Figura 2. 13: Flujo de campo de una máquina DC.....	19
Figura 2. 14: Diagrama del flujo de campo ausente.....	20
Figura 2. 15: Diagrama del flujo de campo ausente.....	21
Figura 2. 16: Magnitud de la densidad de flujo.....	21
Figura 2. 17: Magnitud de la densidad de flujo.....	24
Figura 2. 18: Característica de velocidad – par de torsión.....	28
Figura 2. 19: Motor DC compuesto.....	30

Capítulo 3

Figura 3. 1: Pantalla principal de MatLab/Simulink.....	31
Figura 3. 2: Devanado auxiliar en eje α	32
Figura 3. 3: Devanado auxiliar en eje α	33
Figura 3. 4: Devanado principal en eje β	33
Figura 3. 5: Subsistema para las ecuaciones de voltaje del estator y rotor.....	35

Figura 3. 6: Subsistema para las ecuaciones de corriente del estator y rotor.
 36

Figura 3. 7: Subsistema para las ecuaciones del torque electromagnético y
 velocidad del rotor..... 36

Figura 3. 8: Subsistema para las ecuaciones del torque electromagnético y
 velocidad del rotor..... 37

Figura 3. 9: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 38

Figura 3. 10: Gráfica de la corriente del estator. 39

Figura 3. 11: Gráfica de la corriente del rotor. 39

Figura 3. 12: Gráfica de la corriente del rotor. 40

Figura 3. 13: Gráfica de la corriente del rotor. 40

Figura 3. 14: Gráfica del torque electromagnético. 41

Figura 3. 15: Gráfica de la velocidad del rotor. 41

Figura 3. 16: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 42

Figura 3. 17: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 42

Figura 3. 18: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 43

Figura 3. 19: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 43

Figura 3. 20: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 44

Figura 3. 21: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 44

Figura 3. 22: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 44

Figura 3. 23: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 45

Figura 3. 24: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 46

Figura 3. 25: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 46

Figura 3. 26: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 46

Figura 3. 27: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 47

Figura 3. 28: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 47

Figura 3. 29: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 47

Figura 3. 30: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 49

Figura 3. 31: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 49

Figura 3. 32: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 50

Figura 3. 33: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 50

Figura 3. 34: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 50

Figura 3. 35: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 51

Figura 3. 36: Gráfica de los voltajes de alimentación..... 51

Figura 3. 37: Bloques de máquinas asíncronas.	52
Figura 3. 38: Sistema Eléctrico de rotor devanado o máquina jaula de ardilla – Ejes q y d	53
Figura 3. 39: Sistema Eléctrico de máquina doble jaula de ardilla – Eje q . ..	54
Figura 3. 40: Sistema Eléctrico de máquina doble jaula de ardilla – Eje d . ..	54
Figura 3. 41: Simulación de una máquina asíncrona en modo motor.	57
Figura 3. 42: Torque y velocidad de la máquina asíncrona.	59
Figura 3. 43: Torque electromagnético de la máquina asíncrona.	60
Figura 3. 44: Corrientes del estator y rotor de la máquina asíncrona.	61
Figura 3. 45: Corrientes del estator y rotor de la máquina asíncrona.	62

Índice de Tablas

Capítulo 2

Tabla 2. 1: Relaciones de voltaje y corriente en transformadores ideales... 14

Capítulo 3

Tabla 3. 1: Parámetros del motor de inducción bifásica. 38

Tabla 3. 2: Subíndices de los bloques de máquinas asíncronas. 53

Tabla 3. 3: Parámetros de los bloques de máquinas asíncronas..... 55

Tabla 3. 4: Parámetros específicos de una jaula o del rotor devanado. 55

Tabla 3. 5: Parámetros específicos de doble jaula del rotor. 55

Resumen

Se realizó una descripción de los principios fundamentales que rigen las maquinas eléctricas, tales como, tipos y características de los transformadores, las ecuaciones básicas de máquinas DC, las características de control de velocidad y torque, entre otras. La búsqueda de plataforma de simulación permitió que se escogiera el software SIMULINK de MatLab como la herramienta más adecuada para modelar aplicaciones de la Ingeniería Eléctrica. El propósito del trabajo de titulación fue desarrollar modelos de simulación de máquinas eléctricas sobre la plataforma SIMULINK. Se modelo un motor de inducción bifásico y de una maquina asíncrona, utilizando MatLab/Simulink. Para realizar las simulaciones se investigó a profundidad el software SIMULINK, ya que no se tenía conocimiento que podía modelarse maquinas eléctricas. Para cada simulación se consideraron parámetros técnicos que son propios de la librería de Simulink. Los resultados obtenidos fueron óptimos y se interpretaron de acuerdo a la teoría explicada en el capítulo 3.

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

1.1. Antecedentes.

Durante las últimas décadas, el cálculo numérico de los campos magnéticos se ha convertido gradualmente en un estándar en el diseño de máquinas eléctricas. Al mismo tiempo, la cantidad de la electrónica de potencia, junto con las máquinas eléctricas se ha incrementado continuamente.

El diseño de convertidores y de máquinas eléctricas tradicionalmente se ha llevado a cabo por separado, pero las demandas para una mayor eficiencia y el rendimiento a un menor costo empujan al desarrollo de actividades de productos hacia un proceso de diseño combinado. Especialmente en las grandes unidades de motor y generadores de velocidad variable, tanto la máquina y el convertidor deben adaptarse individualmente para trabajar juntos y con ello garantizan el mejor rendimiento posible, para determinadas aplicaciones. Para la ejecución de tareas, se requiere de entornos de simulación combinadas, donde el análisis del campo magnético de la máquina eléctrica está acoplado con un modelo detallado del convertidor.

El método de los elementos finitos (*FiniteElementMethod, FEM*) que actualmente representa el “Estado del Arte” del cálculo numérico del campo magnético en relación con las máquinas eléctricas. Los modelos de

convertidor se componen en general de circuitos eléctricos relativamente simples y de sistemas de control con diferente complejidad. En el ámbito del presente trabajo de titulación, un motor o generador típico pueden ser modelados con gran precisión por FEM de dos dimensiones, que está acoplado con las ecuaciones de circuito para los devanados. Aunque el modelado de simulación se lo realizará en Matlab/Simulink.

Los circuitos convertidores suelen contener unos pocos elementos de circuito pasivos, tales como inductores, condensadores, y también componentes de conmutación, que a menudo se modelan como interruptores ideales. Para este tipo de circuitos, el acoplamiento con el cálculo FEM es bastante simple.

Los sistemas de control, por otro lado, hoy en día se basan en estimadores complejos y bucles de realimentación, y se implementan típicamente por procesadores de señales digitales. En consecuencia, la simulación de sistemas de control se llevan a cabo utilizando plataformas de simulación, tal como ocurre con SIMULINK de MatLab, que se pueden desarrollar modelos analíticos muy simples para máquinas eléctricas.

1.2. Justificación del Proyecto

A fin de alcanzar el entorno y la implementación de los modelos de simulación para sistemas de máquinas eléctricas, en la que se puede incluir convertidores controlados, y el cálculo FEM que debe ir acompañado de la simulación de circuito y control. Para este propósito, es importante tener en cuenta que se requiere nuevos conocimientos sobre mecanismos de acoplamiento.

1.3. Planteamiento del Problema.

Necesidad de desarrollar modelos de simulación de máquinas eléctricas, que nos ayude en el aspecto académico y a su vez se vea reflejada en el campo industrial.

1.4. Objetivos del Problema de Investigación.

1.4.1. Objetivo General.

Diseñar modelos de simulación de Máquinas Eléctricas a través de la plataforma de simulación SIMULINK.

1.4.2. Objetivos Específicos.

- Describir la fundamentación teórica de los sistemas de máquinas eléctricas.
- Realizar el diseño de los modelos de simulación de máquinas eléctricas a través del software SIMULINK

- Analizar los resultados obtenidos de los modelos de simulación de máquinas eléctricas diseñados en SIMULINK.

1.5. Hipótesis.

El presente trabajo de titulación modelará máquinas eléctricas mediante SIMULINK lo que permitirá demostrar el funcionamiento de estos sistemas sin necesidad de contar con el equipamiento que resulta ser muy costoso de adquirir.

1.6. Metodología de Investigación.

El tipo de metodología que utiliza en este proyecto de titulación es descriptiva y exploratoria, el método es empírico-analítico cuyo enfoque es cuantitativo.

CAPÍTULO 2: FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

2.1. Introducción.

En este capítulo se explorará en mayor profundidad las máquinas de CA y CC que son tratadas a lo largo de la formación de Ingeniería Eléctrico-Mecánica, cuyo enfoque es el desarrollar aplicaciones a través de una plataforma de simulación en lugar de diseñar máquinas que involucran costos muy altos para su implementación. Para lo cual nos concentraremos en los principios básicos, características y control de las máquinas eléctricas. Desde motores de inducción que representan más del 90% de motores utilizados en la industria. Es decir, que el presente trabajo de titulación hace hincapié al desarrollo de modelos de simulación de máquinas eléctricas.

2.2. Transformadores.

Para (Del Vecchio, Poulin, Feghali, Shah, & Ahuja, 2010) los transformadores funcionan en un entorno donde los requerimientos eléctricos deben ser satisfechos. Según (Edwards, 2004) los principios básicos de transformadores estaban cubiertos de procesos electromecánicos. En la figura 2.1 se muestra el diagrama esquemático de un transformador monofásico con dos bobinas sobre un núcleo magnético, donde se supone que el acoplamiento magnético debe ser perfecto: el mismo flujo ϕ pasa a través de cada espira de cada bobina.

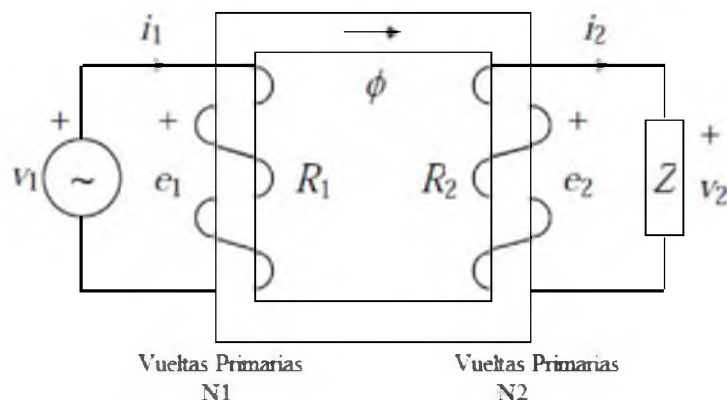


Figura 2. 1: Esquemático de un transformador con fuente y carga. Fuente: (Edwards, 2004)

Según (Del Vecchio, et al, 2010) los conceptos de cada una de estas disciplinas, deben ser llevados para influir en el proceso de diseño. A partir de estos principios básicos y proporcionando una gran cantidad de material de fondo, se derivan fórmulas y métodos de diseño.

2.2.1. Relaciones de Voltaje.

La ley de voltaje de Kirchhoff se aplica a los dos devanados, tal como (Hurley & Wölfle, 2013) formula las siguientes ecuaciones:

$$v_1 = e_1 + R_1 i_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} + R_1 i_1 \quad \text{Ecuación (2.1)}$$

$$v_2 = e_2 - R_2 i_2 = N_2 \frac{d\phi}{dt} - R_2 i_2 \quad \text{Ecuación (2.2)}$$

Si las resistencias R_1 y R_2 son insignificantes, entonces las ecuaciones 2.1 y 2.2 se convierten en:

$$v_1 \approx N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad \text{Ecuación (2.3)}$$

$$v_2 \approx N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad \text{Ecuación (2.4)}$$

Dividiendo las ecuaciones 2.3 y 2.4 se obtiene el siguiente resultado importante:

$$\frac{v_1}{v_2} \approx \frac{N_1}{N_2} \quad \text{Ecuación (2.5)}$$

2.2.2. Operación sinusoidal.

Si la fuente de tensión o voltaje es sinusoidal, entonces el flujo central también será sinusoidal, así que podemos dejar:

$$\phi = \Phi_m \sin \omega t \quad \text{Ecuación (2.6)}$$

Sustituyendo esta ecuación en la expresión de la ecuación 2.3 se tiene:

$$v_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} = N_1 \omega \Phi_m \cos \omega t = V_{1m} \cos \omega t \quad \text{Ecuación (2.7)}$$

En consecuencia, el voltaje primario máximo es:

$$V_{1m} = N_1 \omega \Phi_m = 2\pi f N_1 \Phi_m = 2\pi f N_1 A B_m \quad \text{Ecuación (2.8)}$$

De donde A , es el área de sección transversal del núcleo; y B_m , es la densidad de flujo máximo en el núcleo. Un valor típico para B_m es 1,4 T para la característica del acero al silicio (acero para transformadores o acero magnético) tal como se muestra en la figura 2.2.

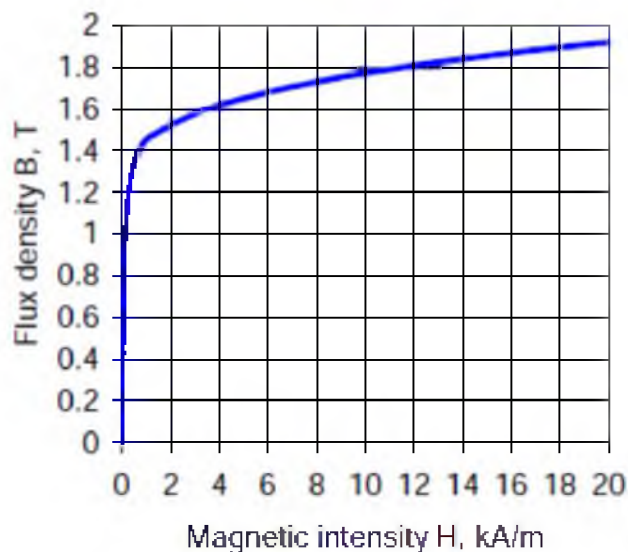


Figura 2. 2: Representación de la densidad de flujo e intensidad magnética para transformadores de acero.

Fuente: (Edwards, 2004)

2.2.3. Relaciones de corriente.

Según (Wagemakers & Escribano, 2013) la relación entre las corrientes primaria y secundaria se puede encontrar teniendo en cuenta el circuito magnético del transformador. De la ecuación circuito magnético básica, tenemos que:

$$F = N_1 i_1 - N_2 i_2 = R\phi \quad \text{Ecuación (2.9)}$$

En un transformador bien diseñado, la resistencia R es tan pequeña, en consecuencia la ecuación 2.9 queda:

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 \approx 0 \quad \text{Ecuación (2.10)}$$

Esto da el equivalente de la ecuación 2.5 para voltaje:

$$\frac{i_1}{i_2} \approx \frac{N_2}{N_1} \quad \text{Ecuación (2.11)}$$

Si los voltajes y las corrientes sinusoidales están representados por factores, las formas correspondientes para las ecuaciones básicas del voltaje y corriente son:

$$\frac{V_1}{V_2} \approx \frac{N_1}{N_2} \quad \text{Ecuación (2.12)}$$

$$\frac{I_1}{I_2} \approx \frac{N_2}{N_1} \quad \text{Ecuación (2.13)}$$

2.3. Tipos de Transformadores de Potencia.

Según (Bird, 2010) además del transformador de potencia monofásico (una sola fase) ordinaria, existen otros dos tipos que son de uso común: transformadores auto-protegidos, y transformadores trifásicos.

2.3.1. Auto-Transformadores:

Un transformador puede tener una única bobina con una salida tomada de una porción de la bobina, tal como se muestra en la figura 2.3. Esto se conoce como un transformador de auto-protegido o auto-transformador.

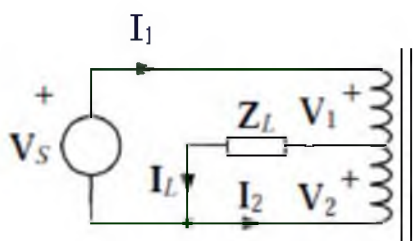


Figura 2. 3: Esquemático del auto-transformador.

Fuente: (Edwards, 2004)

A diferencia del transformador normal con dos devanados, conocido como un transformador doblemente protegido, este no proporciona aislamiento eléctrico entre el primario y el secundario; sin embargo, un auto-

transformador puede tener una clasificación de potencia aparentemente mucho mayor que un transformador doblemente protegido del mismo tamaño físico.

Dejar que N_1 sea el número de vueltas en la parte superior del bobinado (véase figura 2.3), y N_2 sea el número de vueltas en la parte inferior. Las ecuaciones 2.12 y 2.13 de un transformador convencional se aplican a estas partes del devanado, ya que son equivalentes a dos bobinados separados con una conexión común. La aplicación de la ley de Kirchhoff a este circuito da:

$$V_s = V_1 + V_2 \quad \text{Ecuación (2.14)}$$

$$I_L = I_1 + I_2 \quad \text{Ecuación (2.15)}$$

A manera de ejemplo, suponemos que $N_1 = N_2$. Si el transformador es considerado como ideal (véase la sección 2.4), entonces $I_1 = I_2$ y $V_1 = V_2$. Para lo cual, las ecuaciones 2.14 y 2.15 quedan así:

$$V_s = V_1 + V_2 = 2V_2 = 2V_L \quad \text{Ecuación (2.16)}$$

$$I_L = I_1 + I_2 = 2I_1 = 2I_s \quad \text{Ecuación (2.17)}$$

Donde:

V_L , es el voltaje a través de la carga

I_s , es la corriente suministrada por la fuente

Este auto-transformador, se comporta como un transformador reductor con una proporción de 2: 1, y la corriente en cada bobinado es igual a la mitad de la corriente de carga. Una elegante aplicación del principio de un auto-transformador, es el transformador variable, que tiene una bobina enrollada de una sola capa sobre un núcleo toroide. La salida se toma de una escobilla de carbón que hace contacto con la superficie de la bobina; el cepillo se puede mover sin problemas desde un extremo de la bobina a la otra, variando así la tensión de salida. En la figura 2.4 se muestra la estructura de un transformador variable.



Figura 2. 4: Transformadores variables.
Fuente: (Edwards, 2004)

2.3.2. Transformadores trifásicos:

En los sistemas trifásicos o de 3 fases, es una práctica común el uso de conjuntos de tres transformadores monofásicos. También es posible, sin embargo, para hacer transformadores trifásicos con tres juegos de devanados en tres extremidades de un núcleo, tal como se muestra en la figura 2.5.

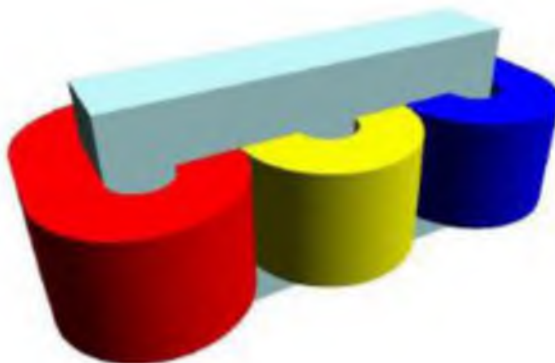


Figura 2. 5: Modelo de un transformador trifásico.
Fuente: (Edwards, 2004)

En la figura 2.6 se muestran los flujos correspondientes de transformadores trifásicos.

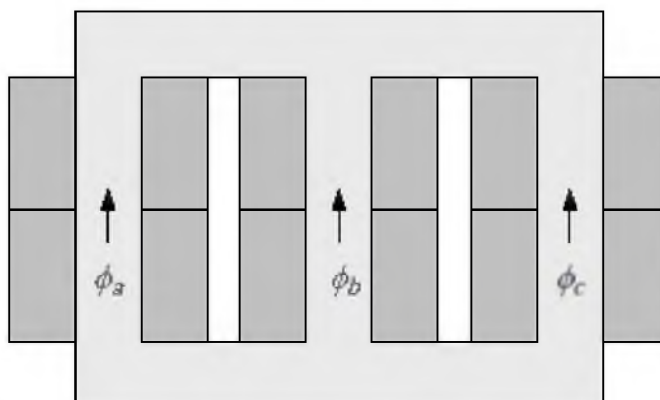


Figura 2. 6: Transformador trifásico de flujo.
Fuente: (Edwards, 2004)

En un sistema equilibrado, con tensiones de fase sinusoidales, los flujos serán dadas por:

$$\begin{aligned}
 \phi_a &= \Phi_m \cos \omega t \\
 \phi_b &= \Phi_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\
 \phi_c &= \Phi_m \cos(\omega t - 240^\circ) = \Phi_m \cos(\omega t + 120^\circ)
 \end{aligned}
 \tag{Ecuación (2.18)}$$

La figura 2.7 muestra los gráficos de flujo para el transformador en los instantes cuando $\omega t = 0^\circ, 120^\circ$ y 240° .

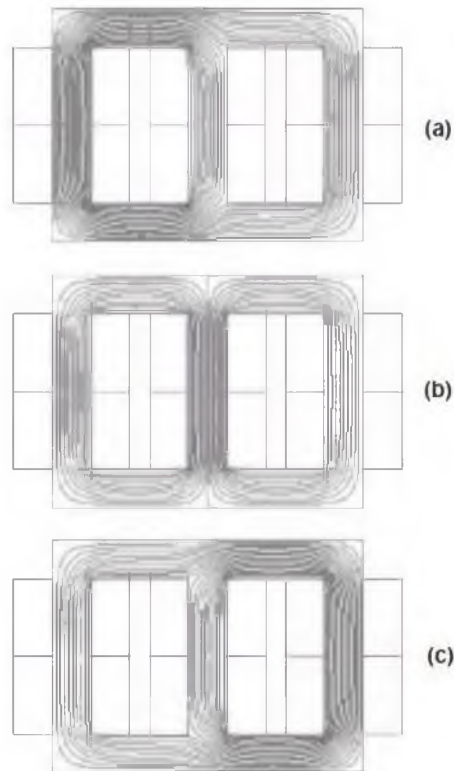


Figura 2. 7: Gráfica de flujos de transformadores trifásicos de (a) 0° , (b) 120° y (c) 240° .

Fuente: (Edwards, 2004)

No hay ningún requisito para otra extremidad para formar un camino de retorno de flujo, debido a que la suma de los flujos ϕ_a , ϕ_b y ϕ_c es cero en un sistema de 3 fases equilibrado. La prueba es como sigue, de la ecuación 2.18 la suma está dada por:

$$\begin{aligned} \frac{\phi_a + \phi_b + \phi_c}{\Phi_m} &= \cos \omega t + \cos(\omega t - 120^\circ) + \cos(\omega t + 120^\circ) \\ &= \cos \omega t + 2 \cos \omega t \cos 120^\circ = \cos \omega t - \cos \omega t = 0 \end{aligned}$$

Debido a que el flujo de la suma de las tres extremidades es cero en todos los instantes de tiempo, no existen fugas de flujos desde el núcleo, tal como el diagrama de flujo mostrado en la figura 2.7.

2.4. Características del transformador ideal.

Si los devanados primario y secundario tienen resistencia cero, y el núcleo magnético tiene cero reluctancias, a continuación, las igualdades aproximadas en las ecuaciones 2.12 y 2.13 se convierten en igualdades exactas. Esto conduce al concepto de un transformador ideal, para acompañar a los otros elementos ideales de la teoría de circuitos. En la figura 2.8 se muestra un símbolo de circuito para transformadores ideales.

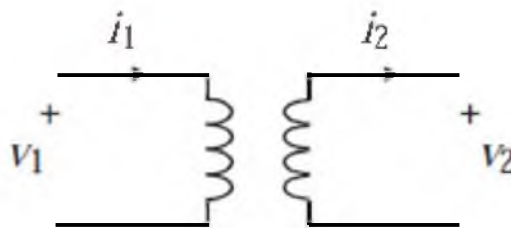


Figura 2. 8: Transformador ideal.
Fuente: (Edwards, 2004)

Las Relaciones de voltaje (tensión) y corriente en los dominios del tiempo y la frecuencia se muestran en la tabla 2.1.

Tabla 2. 1: Relaciones de voltaje y corriente en transformadores ideales.

Dominio del tiempo	Dominio de la frecuencia
$\frac{v_2}{v_1} = \frac{N_2}{N_1} = n$	$\frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2}{N_1} = n$
$\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} = n$	$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = n$

Las siguientes características del transformador ideal se pueden deducir a partir de ecuaciones 2.16 y 2.17:

- La transformación de voltaje es independiente de la corriente, y viceversa.
- Si el secundario es cortocircuitado, de manera que $v_2 = 0$, los terminales primarios parecen ser cortocircuitados desde $v_1 = 0$.
- Si el secundario es en circuito abierto, de manera que $i_2 = 0$, los terminales primarios parecen ser circuitos abiertos desde $i_1 = 0$.
- La potencia de salida es igual a la potencia de entrada, así que no hay pérdida de potencia en el elemento.

2.5. Máquinas DC.

Los principios básicos de máquinas DC estaban cubiertos de Electromecánica, aunque las máquinas sin escobillas DC, están más allá del alcance del presente trabajo de titulación. Los principales resultados de las máquinas DC se dan a continuación:

2.5.1. Ecuaciones básicas

La tensión generada y el par desarrollado se dan por:

$$e_a = K\phi_f\omega_r[V] \quad \text{Ecuación (2.19)}$$

$$T_d = K\phi_f i_a[Nm] \quad \text{Ecuación (2.20)}$$

Donde K es la constante de armadura, ϕ_f es el flujo de campo e i_a es la corriente de armadura. Hay que tener en cuenta que la velocidad angular

del rotor ω_r puede ser en radianes por segundo $\left(\frac{rad}{s}\right)$ y no en $\frac{rev}{min}$. Si la velocidad rotacional es $n_r rev/s$ o $N_r rev/min$, entonces:

$$\omega_r = 2\pi n_r = \frac{2\pi N_r}{60} \left[\frac{rad}{s} \right] \quad \text{Ecuación (2.21)}$$

En una máquina de imanes permanentes, el flujo de campo es fija, pero en una máquina de campo wound está en función de la corriente de campo i_f .

2.5.2. Características de magnetización

De la ecuación 2.19, si la velocidad ω_r se mantiene constante, el flujo es proporcional al voltaje e_a de armadura generada. Un gráfico de e_a versus la corriente i_f se conoce como la característica de magnetización de la máquina, y una curva típica se muestra en la figura 2.9 para un motor de 3 kW.

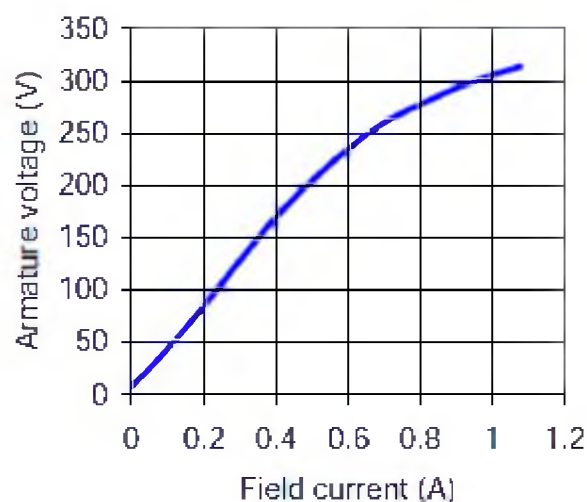


Figura 2. 9: Característica de magnetización.

Fuente: (Edwards, 2004)

De la figura 2.9 podemos observar que la relación es casi lineal hasta la corriente de campo nominal de 0.5 A, pero ahí es significativa falta de linealidad por encima de este valor, cuando las partes del circuito magnético se saturan. También hay un pequeño flujo residual cuando la corriente de campo es cero, dando una tensión generada correspondiente.

Para la parte inicial de la característica de magnetización, es aproximadamente cierto que $\phi_f \propto i_f$. Luego las ecuaciones 2.19 y 2.20 se convierten en:

$$e_a = K' i_f \omega_r \quad \text{Ecuación (2.22)}$$

$$T_d = K' i_f i_a \quad \text{Ecuación (2.23)}$$

2.5.3. Ecuación de armadura.

La figura 2.10 muestra una representación simbólica de una máquina de DC, con el inducido va conectado a una fuente de voltaje v_a .

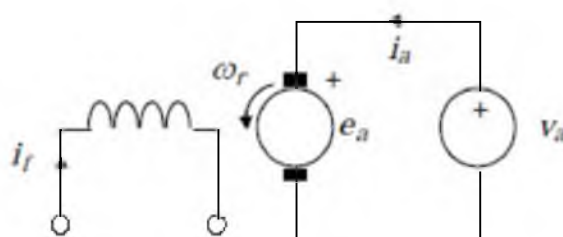


Figura 2. 10: Máquina DC con fuente de voltaje.

Fuente: (Edwards, 2004)

Si la armadura tiene una resistencia R_a , entonces la Ley de Kirchhoff de Voltaje (LKV) da la ecuación de voltaje de armadura:

$$V_a = R_a i_a + e_a = R_a i_a + K \phi_f \omega_r \quad \text{Ecuación (2.24)}$$

2.6. Máquinas de corriente continúa en la práctica.

A continuación se describirán las máquinas DC más utilizadas en la práctica de máquinas eléctricas de corriente continua.

2.6.1. Armadura ranurada.

La teoría elemental de máquinas de corriente continua asume que los conductores están en la superficie de la armadura, de modo que las simples expresiones $e = B \cdot l \cdot u$ y $f = B \cdot l \cdot i$ son aplicables. En la práctica, los conductores de la armadura se colocan en las ranuras tal como se muestra en la figura 2.11.



Figura 2. 11: Máquina DC con fuente de voltaje.

Fuente: (Edwards, 2004)

La figura 2.12 muestra un modelo simple de una máquina con rotor ranurado, y la figura 2.13 muestra la correspondiente gráfica de flujo cuando no hay corriente de armadura.

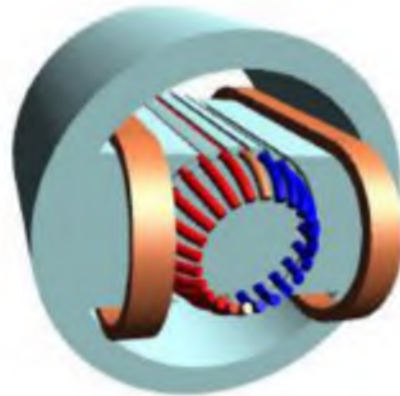


Figura 2. 12:Modelo de una máquina DC con rotor ranurado.
Fuente: (Edwards, 2004)

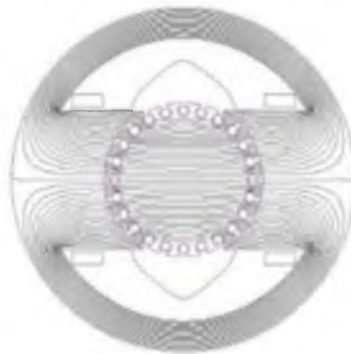


Figura 2. 13:Flujo de campo de una máquina DC.
Fuente: (Edwards, 2004)

Esto es similar a la gráfica de flujo cuando los conductores están en la superficie, pero con una diferencia importante: la mayoría de las líneas de flujo pasa entre los conductores, lo que indica que la densidad de flujo en las ranuras es muy baja. En consecuencia la fuerza sobre el conductor, dado por $f = B \cdot l \cdot i$, es muy pequeña.

La mayor parte de la fuerza se ejerce sobre el hierro de armadura y no en los conductores. Las ecuaciones básicas 2.19 y 2.20 no se ven afectados

por la ubicación de los conductores. En particular, el voltaje generado no se ve afectada, aunque una aplicación directa de $e = B \cdot l \cdot u$ parece contradecir esto.

2.6.2. Reacción de armadura.

La corriente que fluye en los conductores de la armadura también creará un campo magnético en la máquina, conocido como el campo de la reacción de inducido. La figura 2.14 muestra un diagrama de flujo de este campo cuando el principal flujo de campo está ausente.

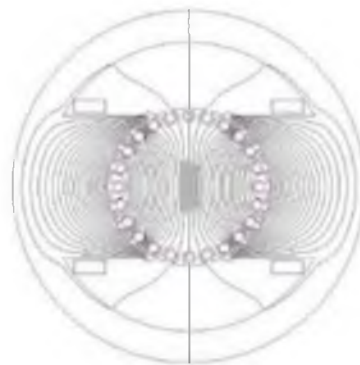


Figura 2. 14:Diagrama del flujo de campo ausente.
Fuente: (Edwards, 2004)

Hay que tener en cuenta que el eje del campo de la reacción de inducido está en ángulo recto con el eje del campo principal. Cuando las corrientes fluyen en los conductores de campo y la armadura, los dos campos magnéticos de los componentes se combinan para dar un campo resultante de la forma que se muestra en la figura 2.15. La curvatura de las líneas de campo indica que el estator ejerce un par de torsión en sentido antihorario en el rotor. Otra forma de representar la acción electromagnética

es considerar los polos magnéticos que representan el campo y la armadura componentes de flujo, como se muestra en la figura 2.15.

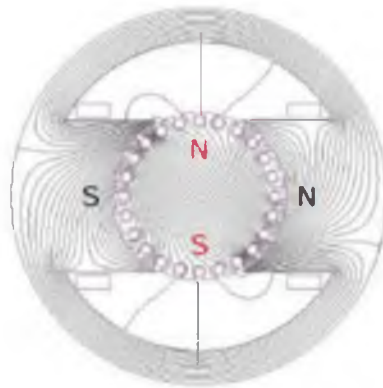


Figura 2. 15: Diagrama del flujo de campo ausente.
Fuente: (Edwards, 2004)

Un efecto importante de la reacción de inducido, que es evidente en la figura 2.15, es aumentar la densidad de flujo en un lado de un polo de campo y disminuirlo en el otro lado. En la figura 2.16 se muestra una gráfica sombreada que corresponde a la magnitud de la densidad de flujo, donde la gama de color de azul a rojo representa el rango de densidad de flujo de mínimo a máximo.

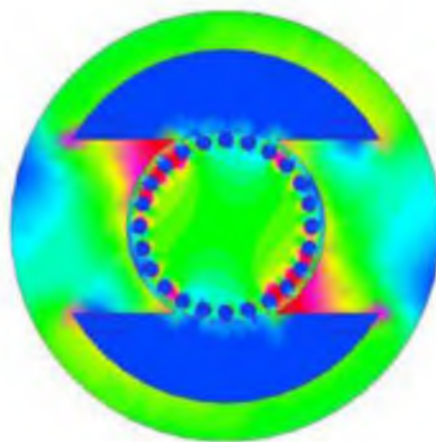


Figura 2. 16: Magnitud de la densidad de flujo.
Fuente: (Edwards, 2004)

Los valores altos de densidad de flujo pueden dar lugar a la saturación local del acero, incrementándose la reluctancia del circuito magnético, y reduciéndose el valor del flujo de campo. Esto tiene consecuencias importantes para las características del motor que se verán en la sección 2.7.

2.6.3. Eficiencias en motores DC.

La eficiencia de un motor se define de la manera usual:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad \text{Ecuación (2.25)}$$

Donde P_{in} es la entrada total de energía eléctrica a los terminales del motor, y P_{out} es la salida de potencia mecánica desde el eje del motor. La pérdida de potencia en forma de calor en el motor es:

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} \quad \text{Ecuación (2.26)}$$

Así que tenemos las siguientes formas alternativas de la ecuación 2.25:

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} = 1 - \frac{P_{loss}}{P_{in}} \\ \eta &= \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} = 1 - \frac{P_{loss}}{P_{out} + P_{loss}} \\ \eta &= \frac{P_{out}}{P_{in}} = 1 - \frac{P_{loss}}{P_{in}} = 1 - \frac{P_{loss}}{P_{out} + P_{loss}} \quad \text{Ecuación (2.27)} \end{aligned}$$

Al igual que con transformadores, la eficiencia de un motor grande generalmente no se determina a partir de la ecuación 2.25 por medición

directa de la potencia de entrada y de salida. En lugar de ello, las pérdidas se determinan a partir de varias pruebas, y la eficiencia se calcula a partir de la ecuación 2.27. La potencia de salida está dada por:

$$P_{out} = \omega_r T = \omega_r (T_d - T_1) \quad \text{Ecuación (2.28)}$$

Donde T_1 es el par de rotación pérdida. De ello se deduce que la pérdida de potencia de rotación es $\omega_r T_1$. La pérdida de rotación tiene dos componentes: pérdida mecánica, que también se conoce como el efecto del viento y las pérdidas por fricción y pérdidas en el núcleo en la armadura y los polos de campo resultantes de la rotación de la armadura.

La pérdida total de potencia incluye, además, la pérdida $I^2 R$ en los bobinados de campo y la armadura, y la pérdida de contactos de escobilla (brushed), que resulta de la caída de tensión entre las escobillas y los segmentos del conmutador.

2.6.4. La potencia de salida y tamaño.

El par desarrollado puede calcularse a partir de la ecuación $f = B \cdot l \cdot i$, a pesar de que los conductores de la armadura están en ranuras. Para este propósito, la máquina estará representada por un modelo sencillo con los conductores en la superficie tal como se muestra en el diagrama de flujo de la figura 2.17.

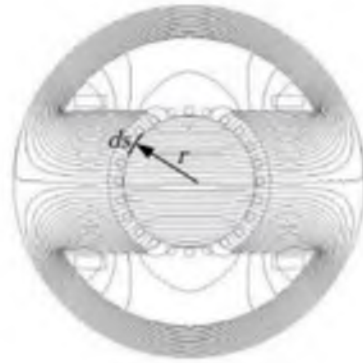


Figura 2. 17: Magnitud de la densidad de flujo.
Fuente: (Edwards, 2004)

Es útil para definir una carga de corriente A como la corriente en amperios por metro de longitud de circunferencia en la superficie de la armadura. La corriente en un elemento de longitud ds es entonces $di = Ads$. La fuerza de este elemento es:

$$df = B \cdot l \cdot di = B \cdot l \cdot Ads \quad \text{Ecuación (2.29)}$$

Donde l es la longitud axial de la armadura. La contribución correspondiente al par es:

$$dT_d = r df = r \cdot B \cdot l \cdot Ads \quad \text{Ecuación (2.30)}$$

Donde r es el radio de la armadura. Si B_{av} es el valor medio de la densidad de flujo en la superficie del inducido, entonces el par total es:

$$T_d = r \cdot B_{av} \cdot l \cdot A \cdot 2\pi r = 2\pi B_{av} A l r^2 = 2B_{av} AV \quad \text{Ecuación (2.31)}$$

Donde V es el volumen de la armadura. El valor máximo de B_{av} está limitado por la saturación del material magnético de la armadura, y el valor de la carga de corriente de A está limitado por el calentamiento de los

conductores de la armadura. Si se supone que el valor máximo de A es independiente del tamaño de la máquina, la ecuación 2.31 muestra que el par desarrollado es proporcional al volumen del rotor.

La potencia bruta es igual a:

$$P = \omega_r T_d = 2\omega_r B_{av} AV \quad \text{Ecuación (2.32)}$$

Por lo tanto, la potencia de salida máxima de un motor de corriente continua es aproximadamente proporcional al producto del volumen de la armadura y de la velocidad del inducido. En la práctica, la carga de corriente A también aumenta con el tamaño, por lo que la potencia de salida de máquinas grandes se incrementa aún más. Para cuantificar esto, supongamos que la disipación de energía por unidad de superficie es constante.

Sea d la profundidad radial de una capa conductora que representa a los conductores de la armadura. La resistencia de un elemento ds de esta capa es:

$$dR = \frac{\rho l}{d \cdot ds} \quad \text{Ecuación (2.33)}$$

El área de enfriamiento superficial del elemento es $dS = lds$, por lo que la disipación de energía por unidad de área es:

$$\frac{dP}{dS} = \frac{(di)^2 dR}{lds} = \frac{(Ads)^2 \frac{\rho l}{d \cdot ds}}{lds} = \frac{\rho A^2}{d} \quad \text{Ecuación (2.34)}$$

Si P/dS es constante, entonces $A \propto \sqrt{d}$, y si $d \propto r$ entonces $A \propto \sqrt{r}$. Para las máquinas geoméricamente similares, la longitud axial l es proporcional al radio r . Si la velocidad rotacional ω_r es constante, se deduce de la ecuación 2.31 que la salida de potencia es proporcional a $r^{3.5}$. Por lo tanto, si se duplican las dimensiones, la potencia de salida se incrementará por un factor de 11.3.

2.7. Características y Control.

2.7.1. Control de velocidad

En un motor grande, la pérdida total de energía es pequeña. Desde la pérdida de potencia de armadura $R_a i_a^2$ es sólo una parte de la pérdida total, este término debe ser pequeño en comparación con la potencia de entrada de la armadura $v_a i_a$. Resulta que:

$$R_a i_a \ll v_a \quad \text{Ecuación (2.35)}$$

Así que $R_a i_a$ puede despreciarse en la ecuación 2.24, dando:

$$v_a \approx K \phi_f \omega_r \quad \text{Ecuación (2.36)}$$

Por consiguiente, la velocidad de rotación es:

$$\omega_r \approx \frac{v_a}{K \phi_f} \quad \text{Ecuación (2.37)}$$

La ecuación 2.37 muestra que la velocidad es independiente del par, proporcionada la desigualdad 2.35. La ecuación 2.37 es la base de control de velocidad. Si el campo de flujo ϕ_f es constante, la velocidad rotacional es proporcional al voltaje aplicado. Los valores normales de v_a y ϕ_f definen la velocidad base ω_{r0} , y la velocidad puede ser reducida a cero mediante la variación de voltaje v_a .

Los controladores electrónicos para motores de corriente continua entregan un voltaje ajustable para la armadura del motor por rectificación de fase controlada de la red de alimentación de CA, utilizando tiristores. Esta es la base de los sistemas de accionamiento de velocidad variable de corriente continua, que son ampliamente utilizados en la industria.

En un motor de campo wound, es posible aumentar la velocidad es posible aumentar la velocidad por encima de la velocidad base mediante la reducción de ϕ_f , conocido como el debilitamiento de campo. Sólo un aumento de velocidad limitada es posible, por la siguiente razón. El par de torsión se relaciona con la corriente de armadura a través de la ecuación 2.20:

$$T_d = K\phi_f i_a$$

Si ϕ_f es reducido, habrá un aumento compensatorio de i_a para mantener el par, y existe el riesgo de que se supere la intensidad nominal de la máquina.

2.7.2. Los motores pequeños

En los motores pequeños, con potencias inferiores a 1 kW, la desigualdad 2.35 no se sostiene, por lo que no es lícito descuidar el término $R_a i_a$. La velocidad rotacional depende entonces del par desarrollado, como puede verse mediante la sustitución de i_a en términos de T_d en la ecuación 2.24:

$$v_a = R_a i_a + K \phi_f \omega_r$$

$$v_a = \frac{R_a T_d}{K \phi_f} + K \phi_f \omega_r \quad \text{Ecuación (2.38)}$$

Por lo tanto, la velocidad viene dada por:

$$\omega_r = \frac{v_a}{K \phi_f} - \frac{R_a T_d}{(K \phi_f)^2} \quad \text{Ecuación (2.39)}$$

Un gráfico de la velocidad contra el par de torsión es una línea recta, tal como se muestra en la figura 2.18. La velocidad sin carga, que es la velocidad cuando el par es cero, está dada por:

$$\omega_{r0} = \frac{v_a}{K \phi_f} \quad \text{Ecuación (2.40)}$$

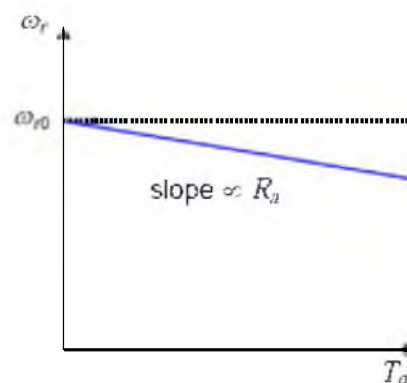


Figura 2. 18: Característica de velocidad – par de torsión.

Fuente: (Edwards, 2004)

2.7.3. Efecto de la reacción de inducido.

En la sección 2.6, se observó que el campo de la reacción de inducido podría causar la saturación local de los polos de campo, reduciendo así el valor del campo de flujo ϕ_f . Este efecto aumenta con la corriente de armadura i_a , y por tanto con el par desarrollado T_d . De la ecuación 2.37, una disminución de ϕ_f hará que la velocidad ω_r se eleve. Por lo tanto, la reacción de armadura tiene el efecto contrario a la armadura de resistencia, lo que provoca que ω_r caiga con el aumento de carga de par.

Hay una diferencia importante, sin embargo, el efecto de la resistencia es lineal, como se ilustra en la figura 2.16, pero el efecto de la reacción de inducido es no lineal. A valores bajos de corriente de inducido, la desigual distribución de la densidad de flujo en el polo de campo es insuficiente para causar la saturación, por lo que casi no hay reducción en el flujo de campo. A valores altos de corriente, por otro lado, puede haber una reducción significativa.

Es posible, por lo tanto, para la velocidad de un motor que caiga con el aumento de la carga cuando la corriente del inducido es bajo, pero para aumentar con la carga cuando la corriente es alta. Este aumento de velocidad puede ser muy indeseable, lo que lleva a la inestabilidad con algunos tipos de carga. Un gran motor de corriente continua generalmente incluye alguna forma de compensación por la reacción de armadura.

Un método simple de la compensación, es proporcionar un segundo bobinado en los polos de campo, conectados en serie con el inducido (véase la figura 2.19), para aumentar el campo MMF cuando la armadura aumenta la corriente. El motor resultante se conoce como un motor compuesto. Sin embargo, esto no puede compensar la naturaleza no lineal del efecto de reacción de armadura.

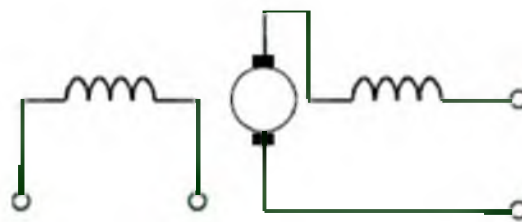


Figura 2. 19: Motor DC compuesto.
Fuente: (Edwards, 2004)

Hay otro método que se utiliza con frecuencia en accionamientos de CC de alta potencia, es utilizar un devanado de compensación. Esto toma la forma de conductores incrustados en ranuras en las caras de los polos de campo, conectado en serie con el inducido. Estos conductores transportan corriente en la dirección opuesta a los conductores de la armadura, cancelando así el flujo de la reacción de inducido.

CAPÍTULO 3: DISEÑO Y RESULTADOS OBTENIDOS

3.1. Introducción.

En el resto de secciones se desarrollan 2 modelos de simulación relacionados a las máquinas eléctricas, utilizando la plataforma de simulación MatLab/Simulink (véase en la figura 3.1). A través de la teoría descrita en el capítulo 2, se escogieron determinados temas que tienen que ver en el contenido de la asignatura de Máquinas Eléctricas. El inconveniente visto en clases, ha sido que no se utiliza una plataforma de simulación, que permita comparar los resultados teóricos con los obtenidos en los modelos de simulación.

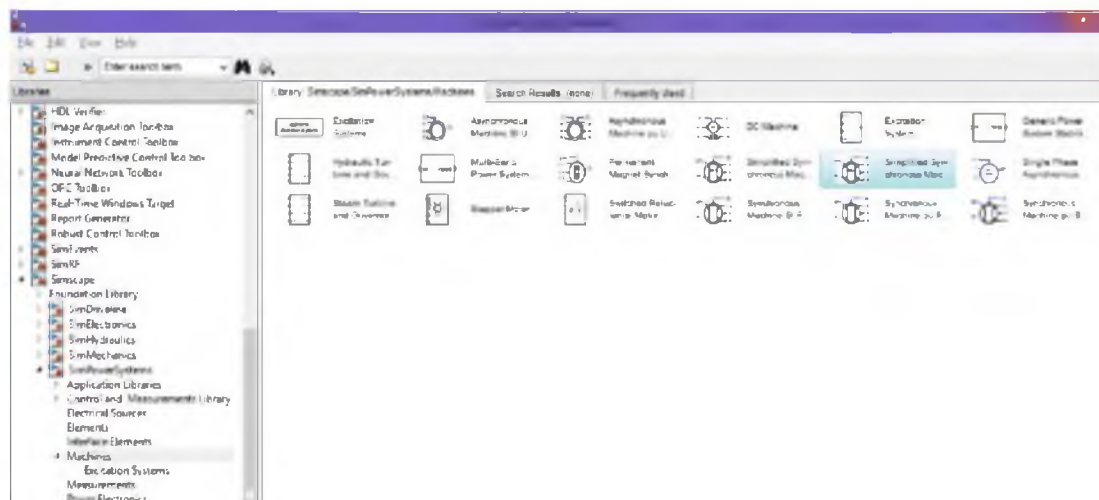


Figura 3. 1: Pantalla principal de MatLab/Simulink.
Elaborado por: Autor.

3.2. Simulación de un motor de inducción bifásico.

Para el desarrollo de la simulación de un motor de inducción bifásico, se utilizará el software MatLab/Simulink (véase la figura 3.1 la pantalla de la librería de Simulink).

El motor de inducción bifásico se compone de dos devanados asimétricos, que son devanado auxiliar y principal. Para el caso, del devanado auxiliar por lo general tiene un menor número de vueltas que el devanado principal y se desplaza a 90° eléctricos entre los devanados en mención. En la figura 3.2 se muestra el diagrama esquemático de un motor de inducción bifásico, del cual podemos ver que los devanados auxiliares y principales no son idénticos a los devanados distribuidos sinusoidalmente, pero están dispuestos en cuadratura espacial.

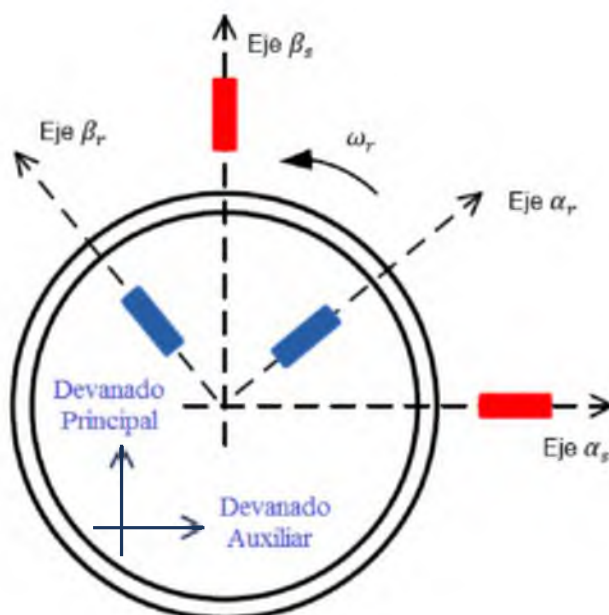


Figura 3. 2: Devanado auxiliar en eje α .
Elaborado por: Autor.

En las figuras 3.3 y 3.4 se muestran los circuitos eléctricos equivalentes que representan a un motor de inducción bifásico. La figura 3.3 muestra el circuito para el devanado auxiliar en el eje α y la figura 3.4 muestra el circuito para el devanado principal en el eje β .

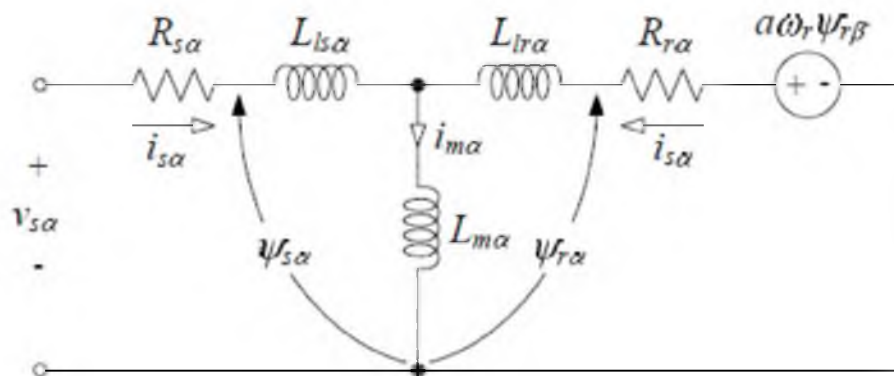


Figura 3. 3: Devanado auxiliar en eje α .
Elaborado por: Autor.

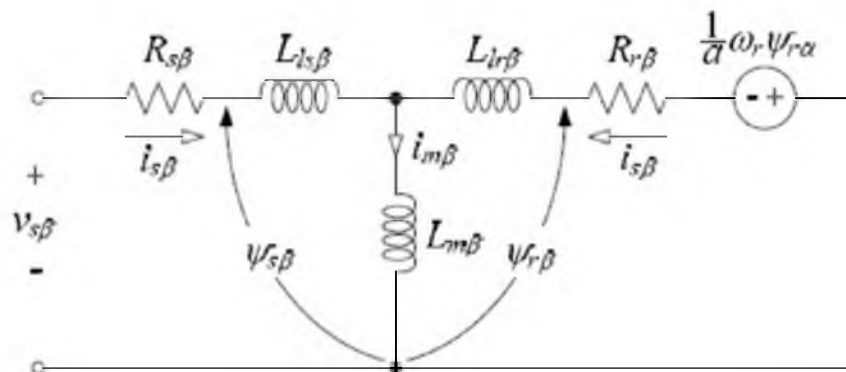


Figura 3. 4: Devanado principal en eje β .
Elaborado por: Autor.

Los componentes del estator y el voltaje de rotor del motor de inducción bifásico se puede expresar como sigue:

$$v_{s\alpha} = R_{s\alpha}i_{s\alpha} + \frac{d}{dt}\psi_{s\alpha}$$

$$v_{s\beta} = R_{s\beta}i_{s\beta} + \frac{d}{dt}\psi_{s\beta}$$

$$v_{r\alpha} = 0 = R_{r\alpha}i_{r\alpha} + \frac{d}{dt}\psi_{r\alpha} + a\omega_r\psi_{r\beta}$$

$$v_{r\beta} = 0 = R_{r\beta}i_{r\beta} + \frac{d}{dt}\psi_{r\beta} - \frac{1}{a}\omega_r\psi_{r\alpha}$$

$$i_{s\alpha} = \frac{L_{r\alpha}\psi_{s\alpha} - L_{m\alpha}\psi_{r\alpha}}{L_{s\alpha}L_{r\alpha} - L_{m\alpha}^2}$$

$$i_{s\beta} = \frac{L_{r\beta}\psi_{s\beta} - L_{m\beta}\psi_{r\beta}}{L_{s\beta}L_{r\beta} - L_{m\beta}^2}$$

$$i_{r\alpha} = \frac{L_{s\alpha}\psi_{r\alpha} - L_{m\alpha}\psi_{s\alpha}}{L_{s\alpha}L_{r\alpha} - L_{m\alpha}^2}$$

$$i_{r\beta} = \frac{L_{s\beta}\psi_{r\beta} - L_{m\beta}\psi_{s\beta}}{L_{s\beta}L_{r\beta} - L_{m\beta}^2}$$

La ecuación del torque electromagnético producido por la máquina viene dada por la ecuación:

$$T_e = p_p(L_{m\beta}i_{s\beta}i_{r\alpha} - L_{m\alpha}i_{s\alpha}i_{r\beta})$$

También, se debe considerar la dinámica mecánica, que se modela mediante la ecuación:

$$J\frac{d}{dt}\omega_r = T_e - T_L$$

Las ecuaciones descritas serán implementadas en Simulink utilizando bloques diferentes. Para este proyecto de titulación, se describe el modelado del motor de inducción bifásico asimétrico. En las figuras 3.5 y 3.6 se muestran los bloques del subsistema para los voltajes y corrientes del estator y rotor, respectivamente.

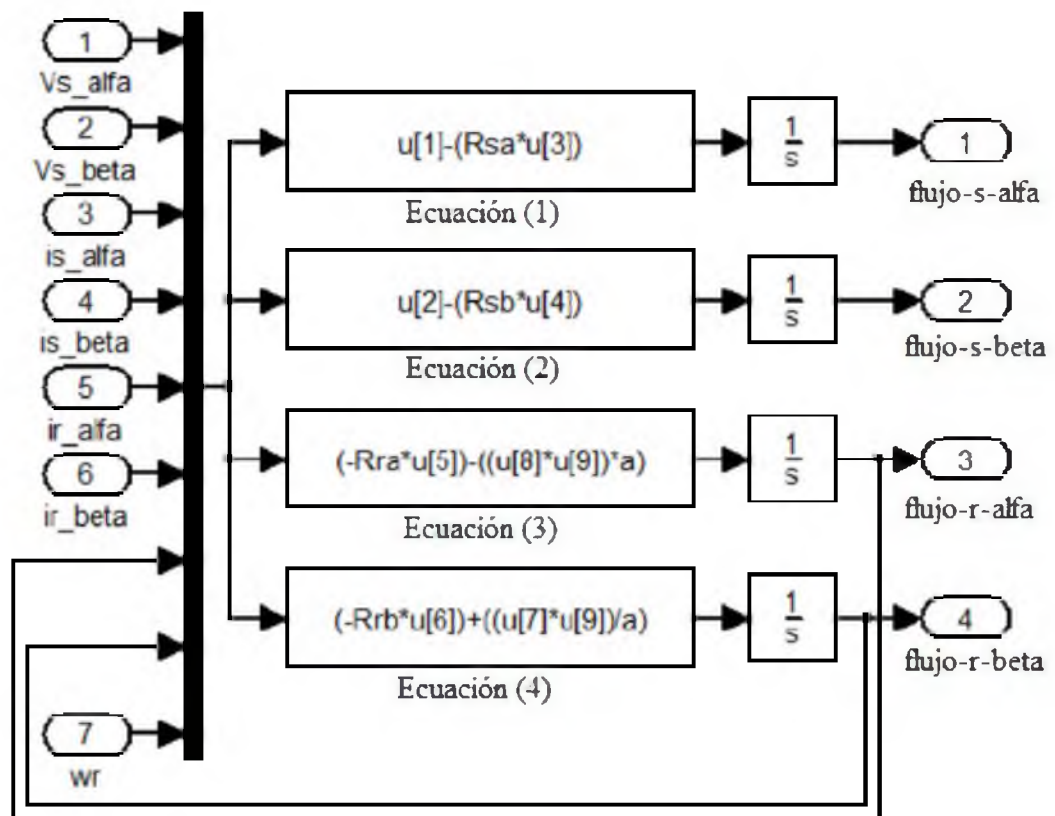


Figura 3. 5: Subsistema para las ecuaciones de voltaje del estator y rotor.
Elaborado por: Autor.

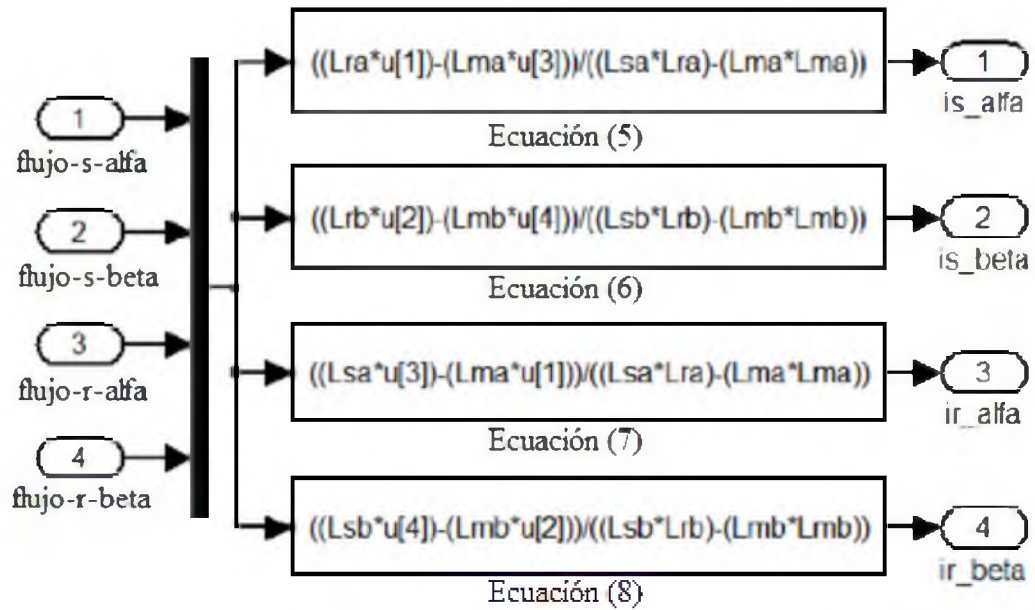


Figura 3. 6: Subsistema para las ecuaciones de corriente del estator y rotor.
Elaborado por: Autor.

El torque electromagnético y la velocidad del rotor determinado son como los mostrados por la figura 3.7. Por último, la figura 3.8 muestra la implementación del modelado en Simulink de un motor de inducción bifásico asimétrico.

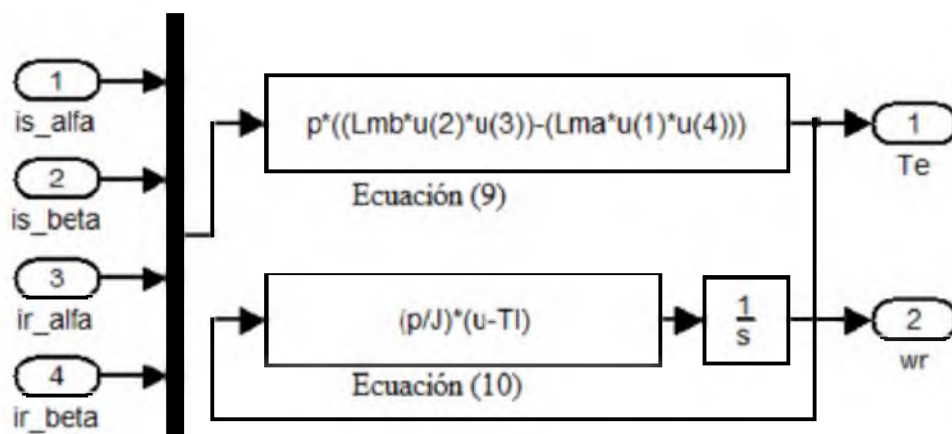


Figura 3. 7: Subsistema para las ecuaciones del torque electromagnético y velocidad del rotor.
Elaborado por: Autor.

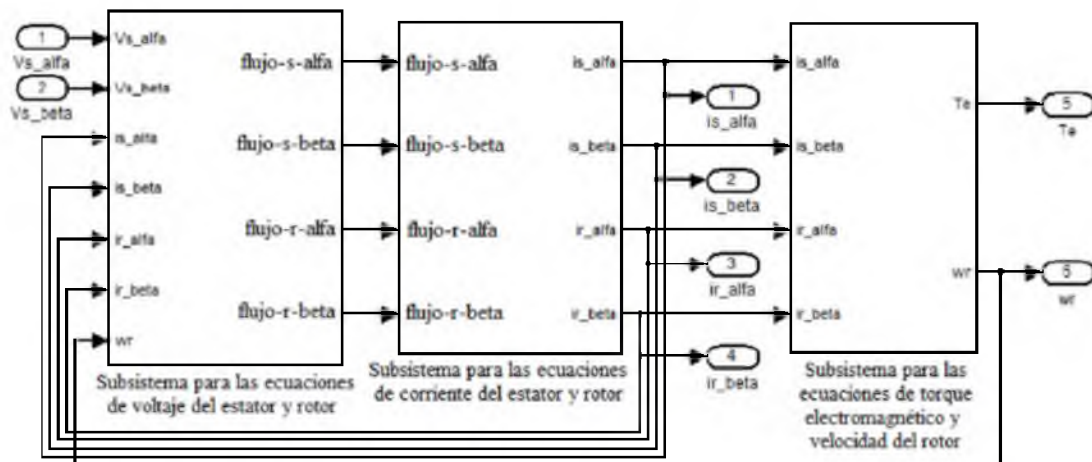


Figura 3. 8: Subsistema para las ecuaciones del torque electromagnético y velocidad del rotor.

Elaborado por: Autor.

3.2.1. Resultados obtenidos del modelo de simulación de un motor de inducción bifásico sin carga.

Ahora, mostraremos los resultados obtenidos en la simulación de un motor de inducción bifásico. Podemos comprobar que el modelo de simulación propuesto muestra un excelente funcionamiento del sistema. Para esta simulación en Simulink, se debe considerar el siguiente parámetro:

$$v_{auxiliar} = a \cdot v_{principal}$$

Los parámetros del motor de inducción bifásico asimétrico son calculados a partir de mediciones de cortocircuito y sin carga. A través de las resistencias de los devanados principal y auxiliar, se miden mediante pruebas de corriente continua (CC), mientras que los otros parámetros se estiman utilizando la posición fija y pruebas de velocidad sincrónica. Los parámetros del motor se muestran en la tabla 3.1 y las especificaciones son

110 V, 60 Hz, 1/4 HP, y cuadripolar (cuatro polos). Para cada escenario o caso de simulación, el torque de carga se fijó en 1.0096 Nm.

Tabla 3. 1: Parámetros del motor de inducción bifásica.

$R_{s\alpha} = 7.14 \ \Omega$	$L_{s\alpha} = 0.2549 \text{ H}$	$L_{m\alpha} = 0.2464 \text{ H}$
$R_{s\beta} = 2.02 \ \Omega$	$L_{s\beta} = 0.1846 \text{ H}$	$L_{m\beta} = 0.1772 \text{ H}$
$R_{r\alpha} = 5.74 \ \Omega$	$L_{r\alpha} = 0.2542 \text{ H}$	$J = 2.92 \times 10^{-3} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$
$R_{r\beta} = 4.12 \ \Omega$	$L_{r\beta} = 0.1828 \text{ H}$	$a = 1.18$

Elaborado por: Autor.

Los resultados de la simulación para el primer método, que utiliza el modelado dinámico, se muestran en la figura 3.9. Podemos ver que los voltajes de alimentación principal y auxiliar son idénticas en amplitud en 60 Hz y dos voltajes de fase en cuadratura (formas de onda de seno y coseno) fueron seleccionados de acuerdo con la siguiente relación $v_{auxiliar} = a v_{principal}$. El voltaje v_{aux} se fijó en $1.18 v_{principal}$, ya que se estimó la relación de espiras de bobinado en aproximadamente 1.18.

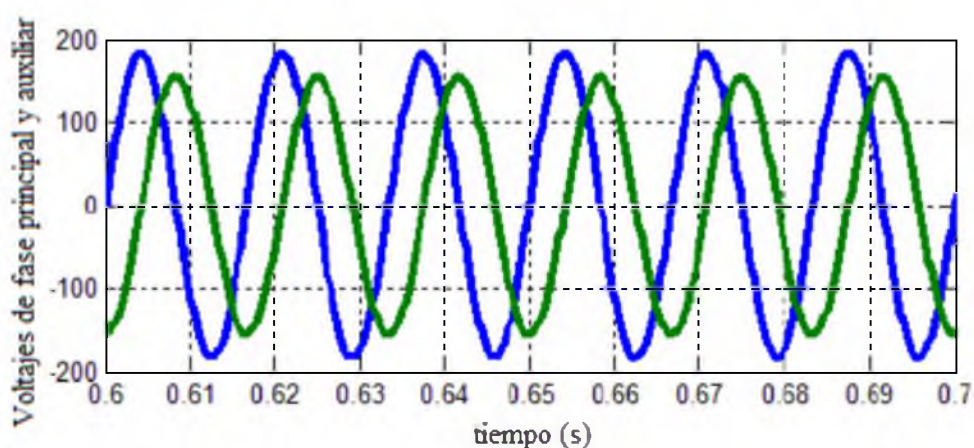


Figura 3. 9: Gráfica de los voltajes de alimentación.

Elaborado por: Autor.

Los resultados de la simulación de la respuesta dinámica sin carga se muestran en las figuras 3.10 y 3.11. Se puede observar que las corrientes del estator y del rotor disminuyen en estado estacionario.

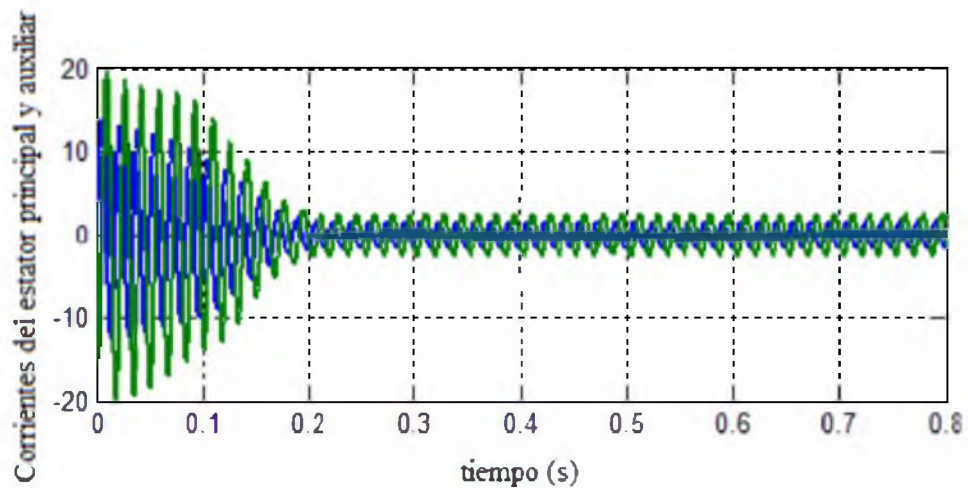


Figura 3. 10: Gráfica de la corriente del estator.
Elaborado por: Autor.

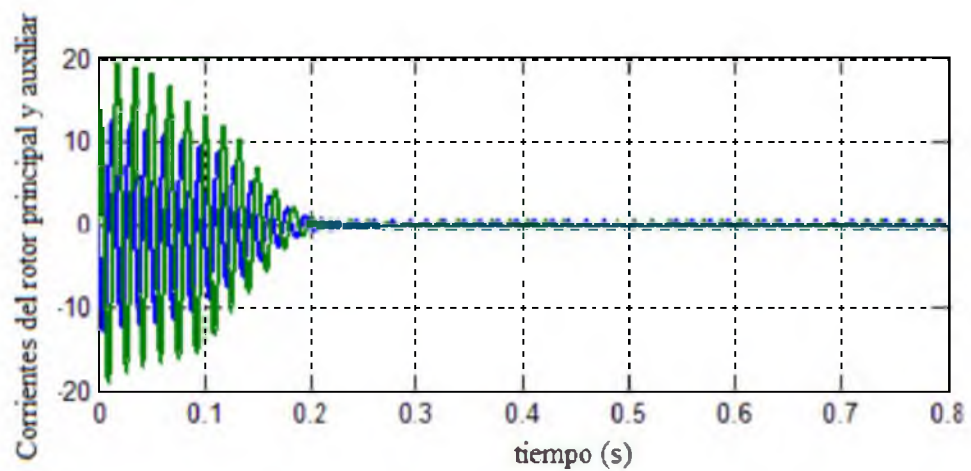


Figura 3. 11: Gráfica de la corriente del rotor.
Elaborado por: Autor.

De las figuras 3.10 y 3.11 se procedió a realizar un zoom y se puede observar que las corrientes del estator y del rotor sonen cuadratura, tal como se muestran en las figuras 3.12 y 3.13.

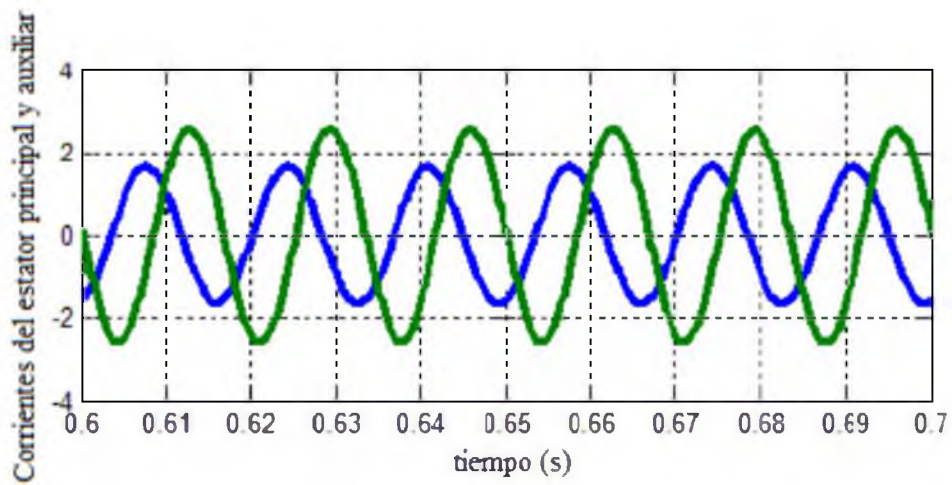


Figura 3. 12: Gráfica de la corriente del rotor.
Elaborado por: Autor.

Como resultado, en las figuras 3.14 y 3.15 observamos que la respuesta del torque electromagnético se genera en estado transitorio y en estado estacionario y la velocidad del rotor es constante a 1800 rpm.

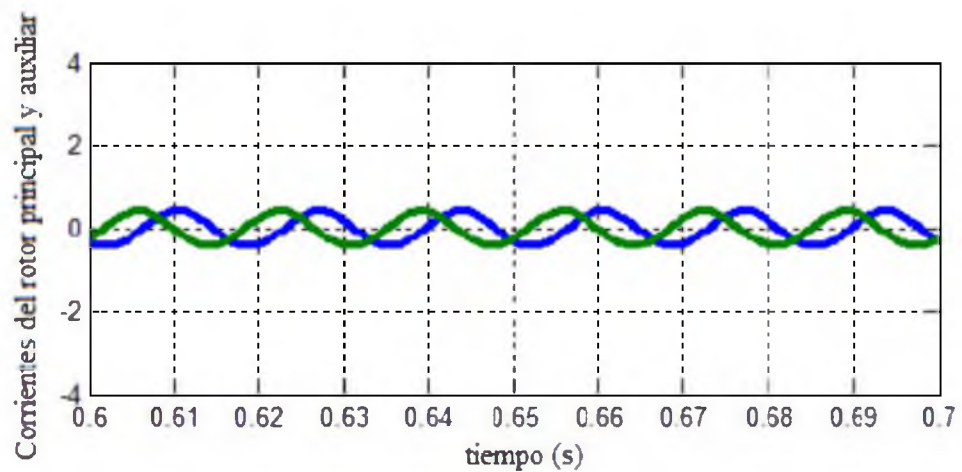


Figura 3. 13: Gráfica de la corriente del rotor.
Elaborado por: Autor.

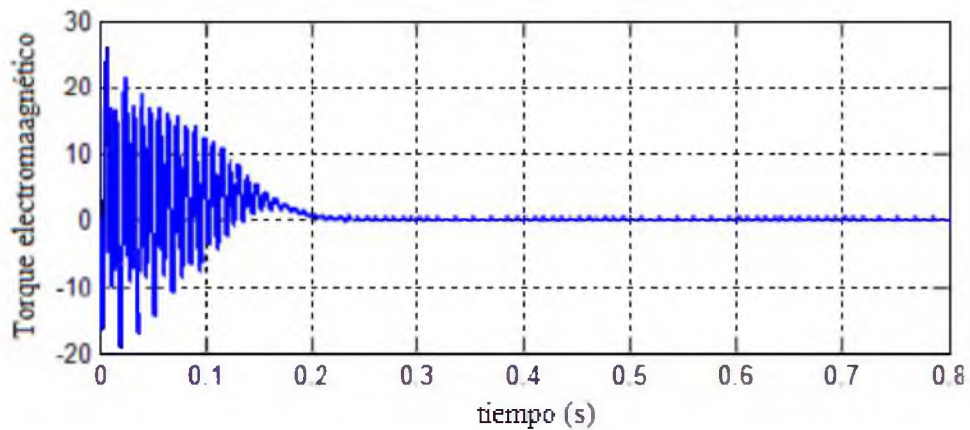


Figura 3. 14: Gráfica del torque electromagnético.
Elaborado por: Autor.

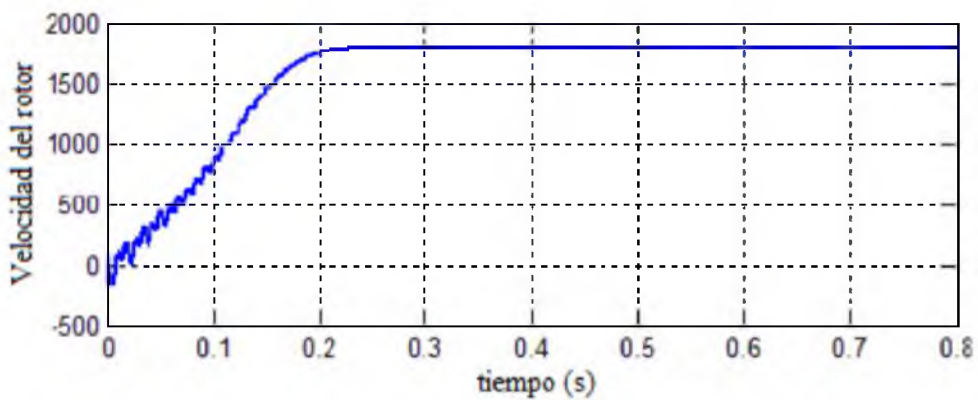


Figura 3. 15: Gráfica de la velocidad del rotor.
Elaborado por: Autor.

3.2.2. Resultados obtenidos del modelo de simulación de un motor de inducción bifásico sin carga para voltajes de alimentación principal y auxiliar idénticos.

Para esta sección, se modelará el motor de inducción bifásico sin carga pero el voltaje de alimentación $v_{principal} = v_{auxiliar}$. En la figura 3.16 se muestra la simulación del voltaje de alimentación para dos voltajes de fase a 60 Hz con igual magnitud (principal y auxiliar) de 110 Vrms sin carga.

En las condiciones ya explicadas, la corriente del devanado auxiliar ya no está en cuadratura, y tiene menor magnitud. Esto ocurre, porque la mayor fuerza contra electromotriz desarrollada en el devanado auxiliar impide que circule una conveniente corriente de devanado cuando la magnitud del voltaje de fase aplicado es demasiado baja, tal como se muestra en las figuras 3.17y 3.18.

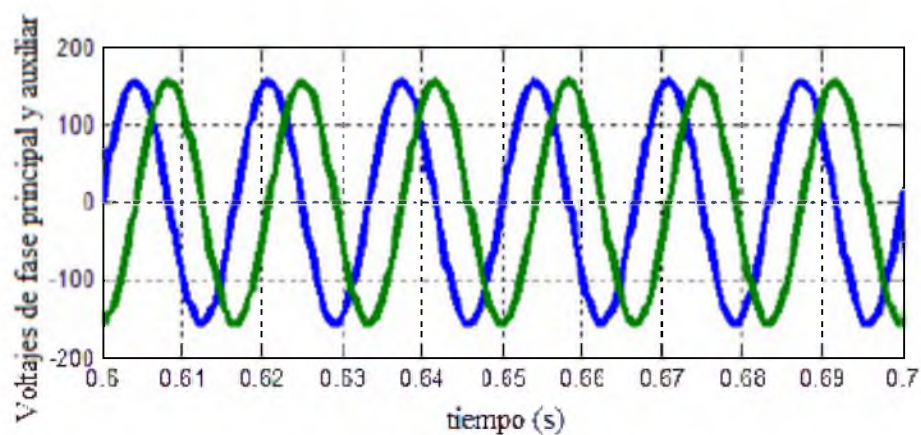


Figura 3. 16: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

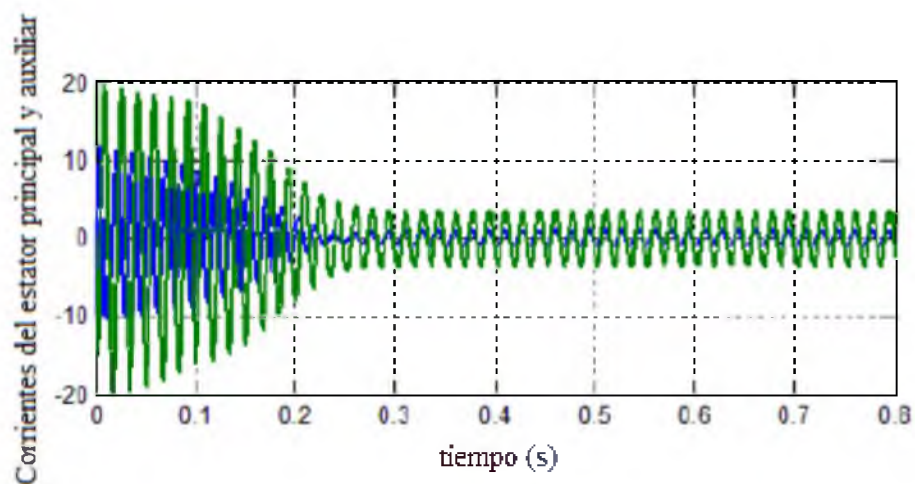


Figura 3. 17: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

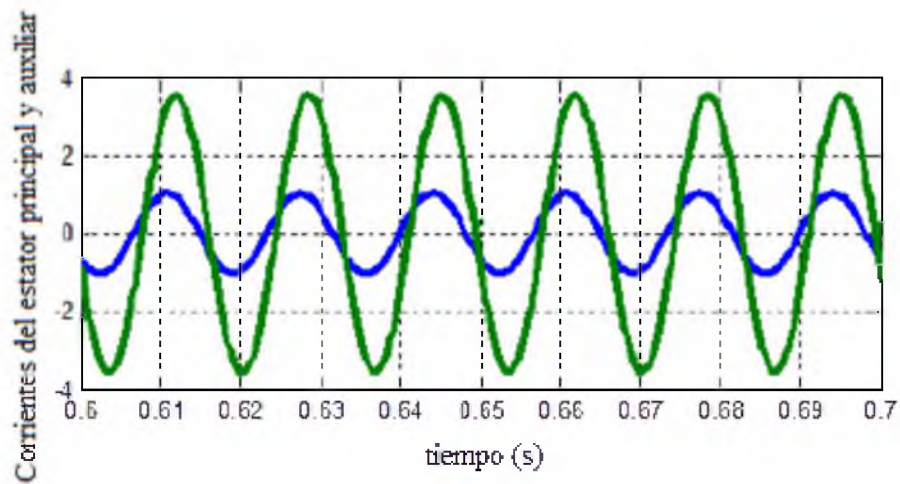


Figura 3. 18: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

Las figuras 3.19 y 3.20 muestran las corrientes del rotor transitoria y en estado estacionario (estable), respectivamente. Mientras que las figuras 3.21 y 3.22 muestran las respuestas transitorias del torque electromagnético y la velocidad del rotor es 1800 rpm sin carga.

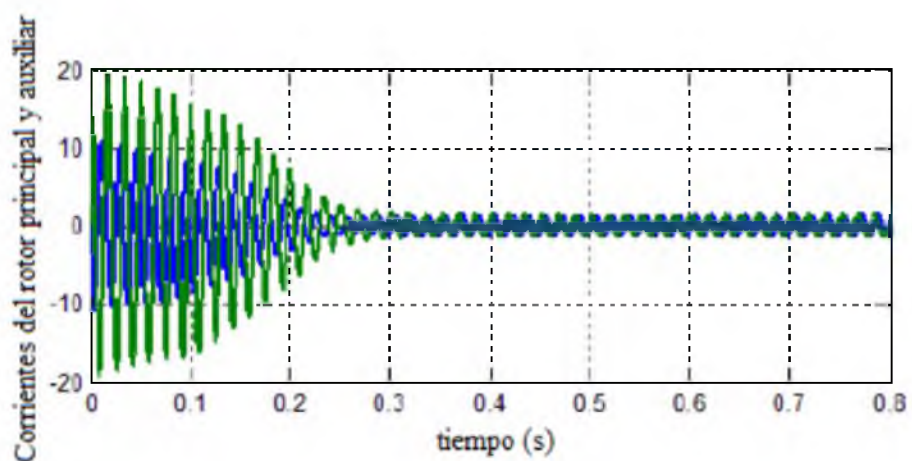


Figura 3. 19: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

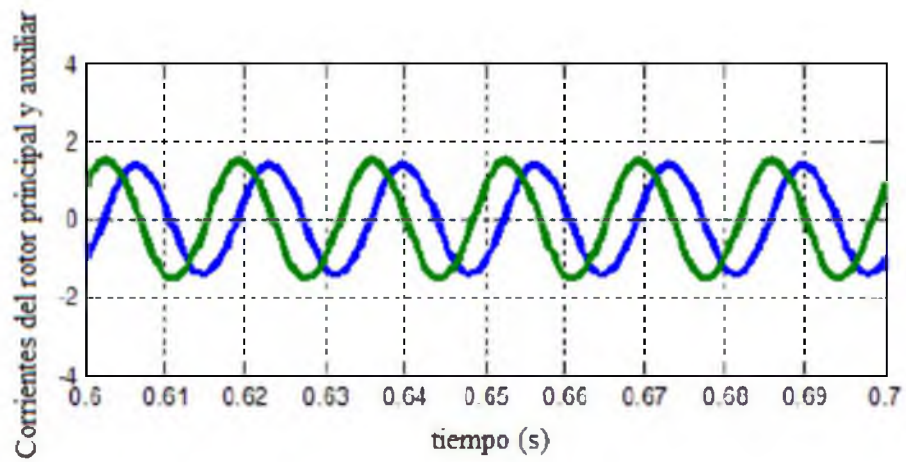


Figura 3. 20: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

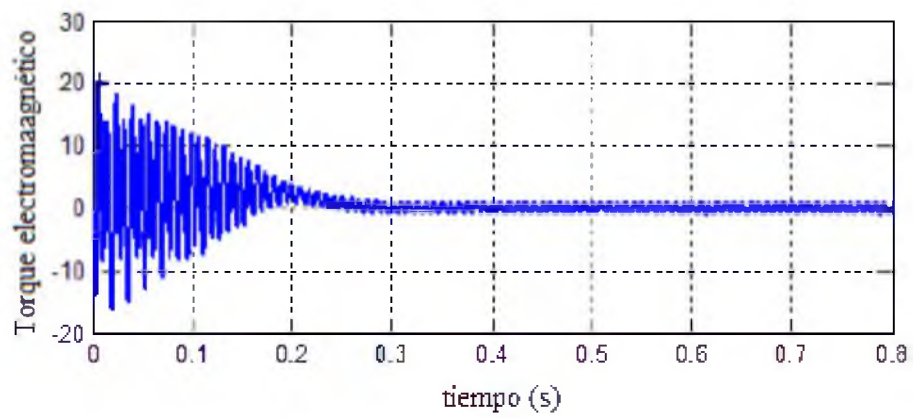


Figura 3. 21: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

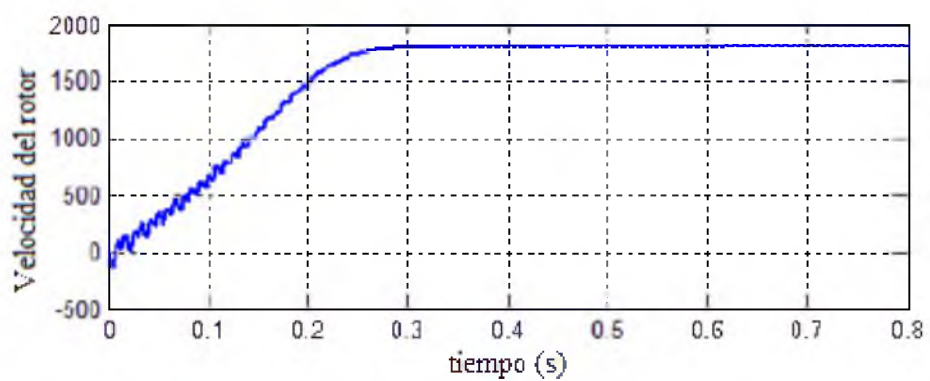


Figura 3. 22: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

3.2.3. Resultados obtenidos del modelo de simulación de un motor de inducción bifásico con carga completa.

Este escenario consiste en un motor de inducción bifásico con carga completa, sin que los voltajes de alimentación sean idénticos, es decir, que el voltaje de alimentación auxiliar es “a” veces el voltaje de alimentación principal. En las figuras 3.23 a 3.30 muestran los resultados obtenidos del presente escenario de simulación para respuestas transitorias y dinámicas, cuando aplicamos $v_{auxiliar} = a \cdot v_{principal}$, se cambian los valores del torque de carga en 1.0096 Nm (carga completa) tal como se muestra en la figura 3.23.

Las figuras 3.24 a 3.27 muestran la respuesta transitoria y dinámica del estator, y las corrientes de devanado del rotor. Las figuras 3.28 y 3.29 muestran las respuestas transitorias de la velocidad del rotor y del torque electromagnético cuando se cambia el torque electromagnético. Se puede apreciar que la velocidad es 1765 rpm.

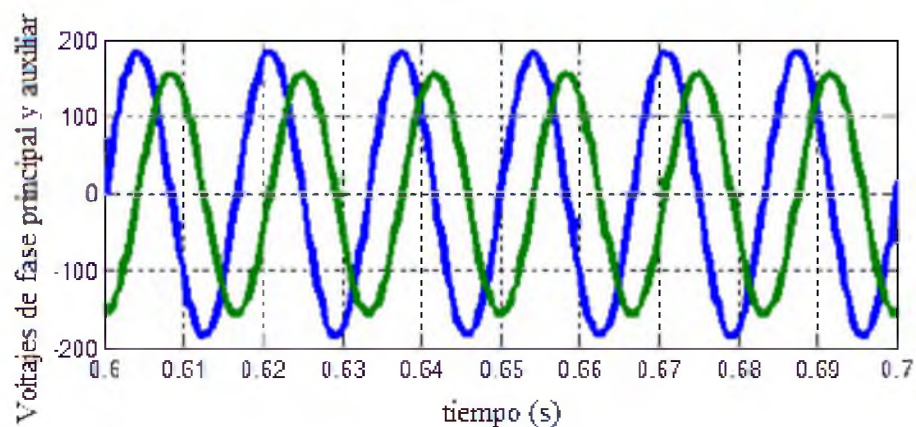


Figura 3. 23: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

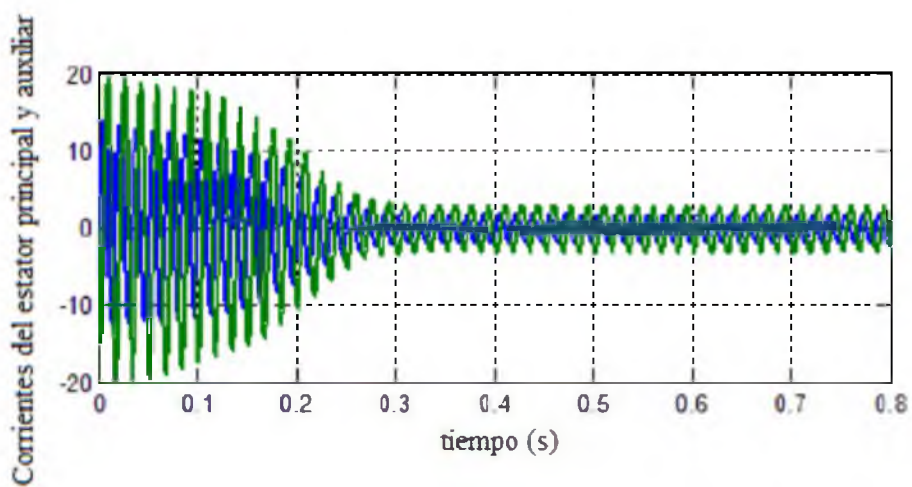


Figura 3. 24: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

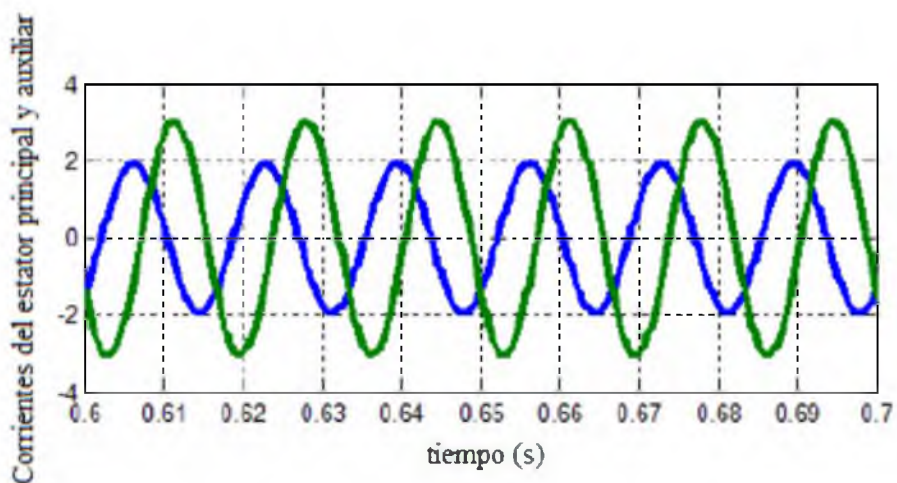


Figura 3. 25: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

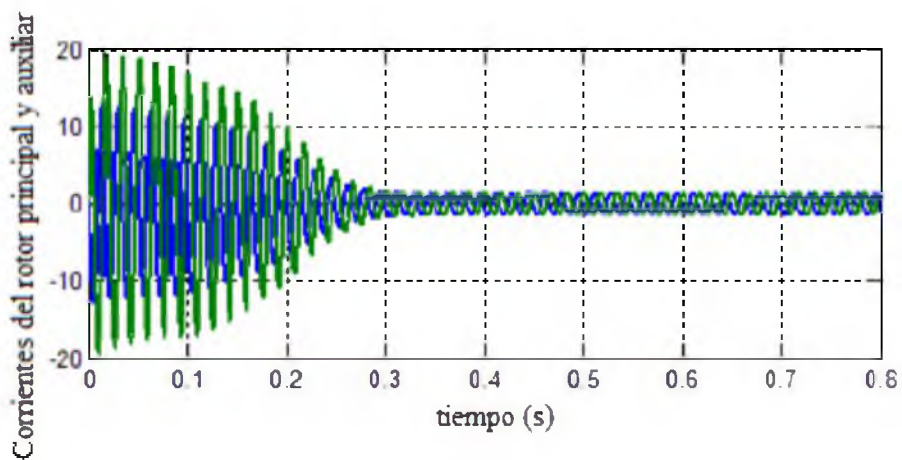


Figura 3. 26: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

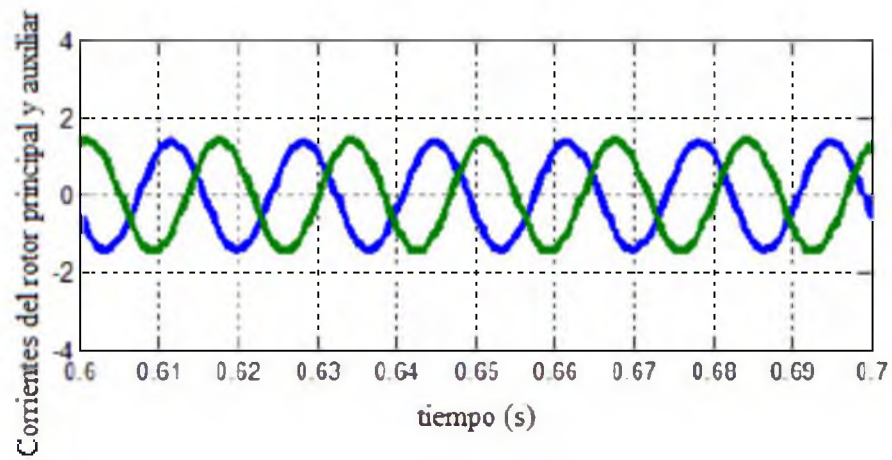


Figura 3. 27: Gráfica de los voltajes de alimentación.

Elaborado por: Autor.

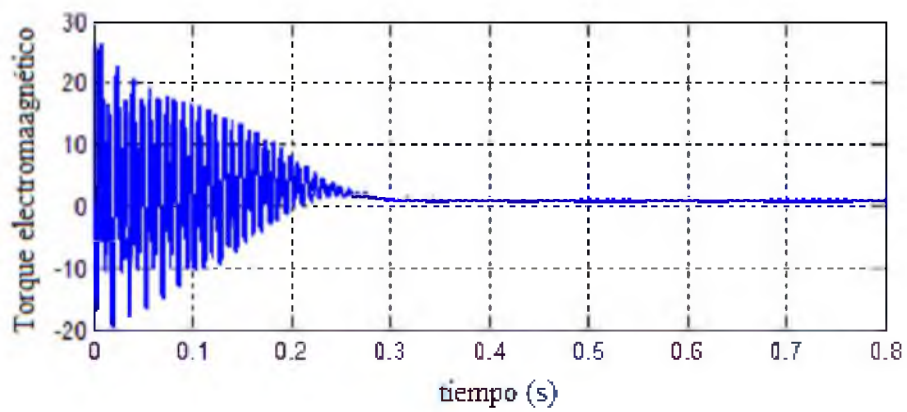


Figura 3. 28: Gráfica de los voltajes de alimentación.

Elaborado por: Autor.

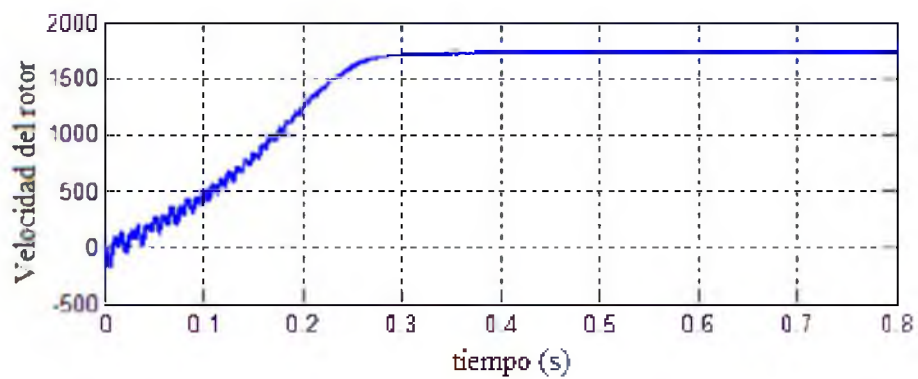


Figura 3. 29: Gráfica de los voltajes de alimentación.

Elaborado por: Autor.

3.2.4. Resultados obtenidos del modelo de simulación de un motor de inducción bifásico con carga completa para voltajes de alimentación principal y auxiliar idénticos.

En las figuras 3.30 a 3.36 se muestran los esquemas del voltaje de alimentación, las formas de onda de las corrientes del estator y rotor, las velocidades del torque electromagnético y del rotor. Estos esquemas, han sido obtenidos al simular el escenario para cuando el voltaje de alimentación es igual al auxiliar.

La velocidad del rotor es 1765 rpm, tal como se muestra en la figura 3.34 y el torque de carga de referencia es 1.0096 Nm. La figura 3.30 muestra la respuesta de estado estacionario del motor cuando se abastece con una fuente sinusoidal bifásica balanceada. Los resultados de la simulación a la respuesta dinámica bajo plena carga se muestran en las figuras 3.31 y 3.33. Se puede ver altas ondulaciones de corrientes del estator y rotor, ampliando (zoom) las imágenes de las corrientes de estator y rotor, observamos que las corrientes del estator y del rotor son en cuadratura (véase las figuras 3.32 y 3.34).

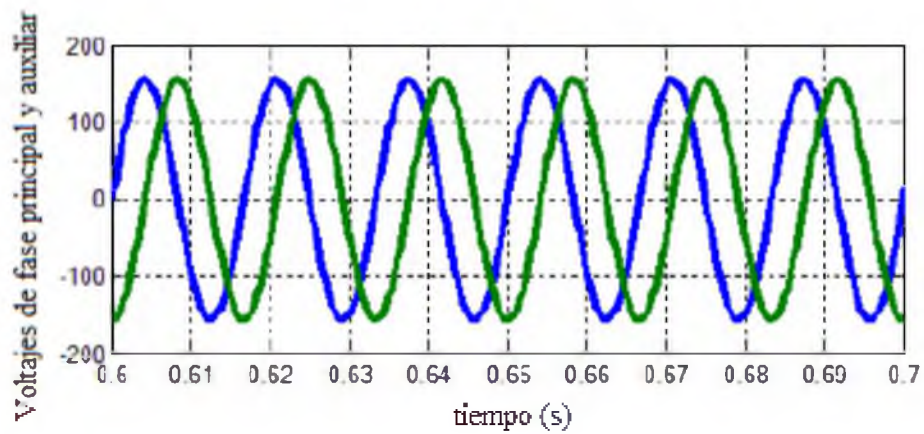


Figura 3. 30: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

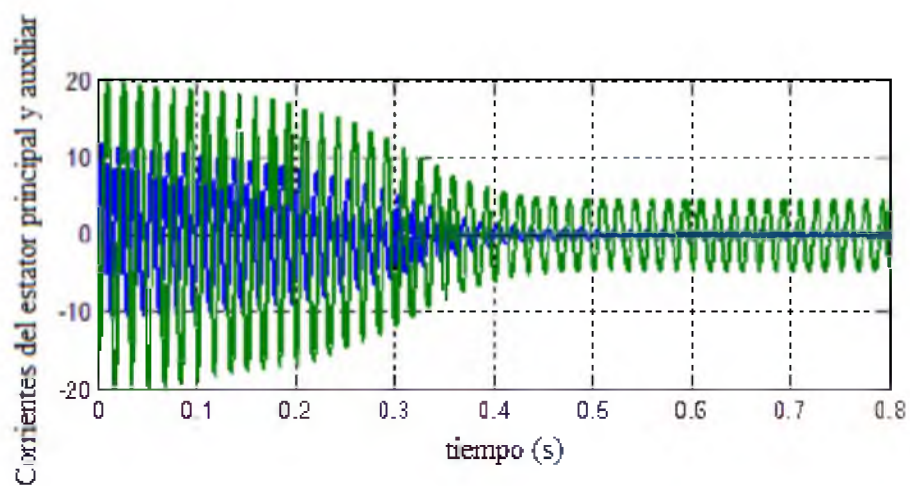


Figura 3. 31: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

En la figura 3.35 se muestra la respuesta del torque electromagnético del motor de inducción bifásico cuando se tiene dos devanados asimétricos. En este caso, la fluctuación del par motor bajo a plena carga es de 1 Nm.

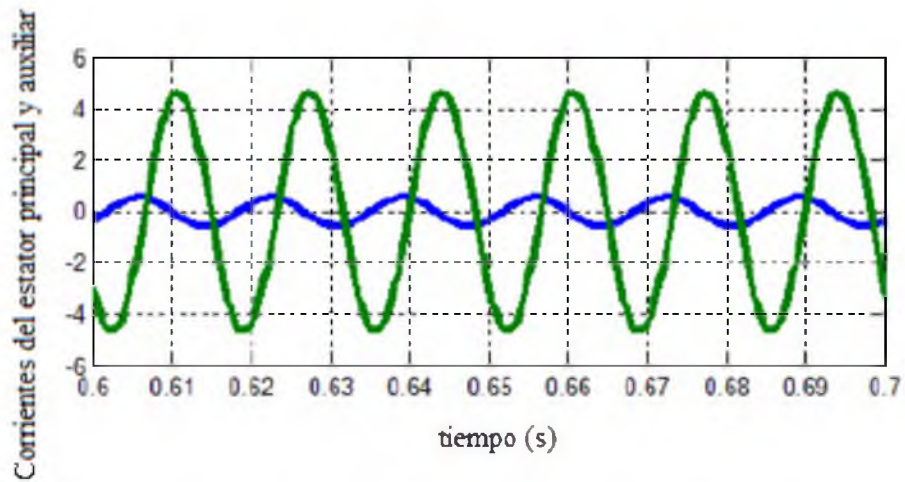


Figura 3. 32: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

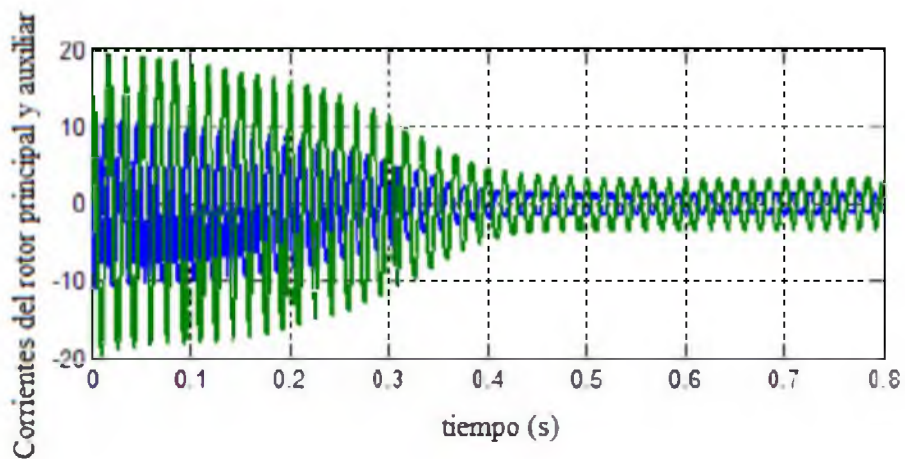


Figura 3. 33: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

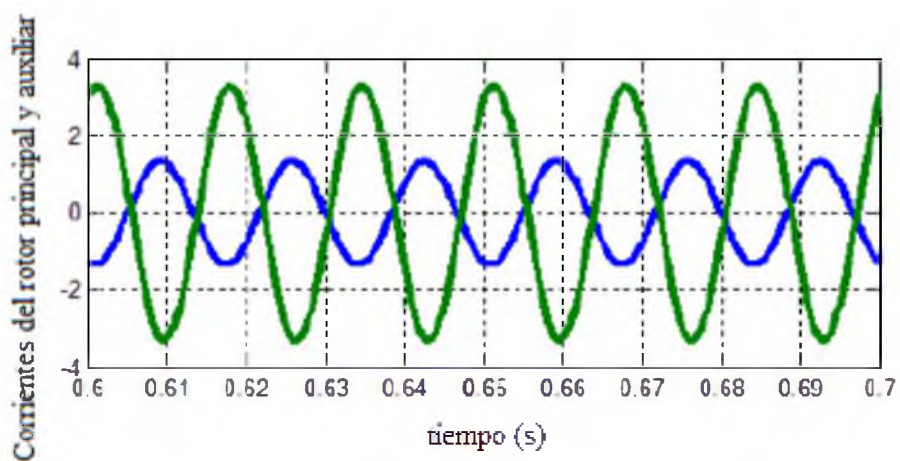


Figura 3. 34: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

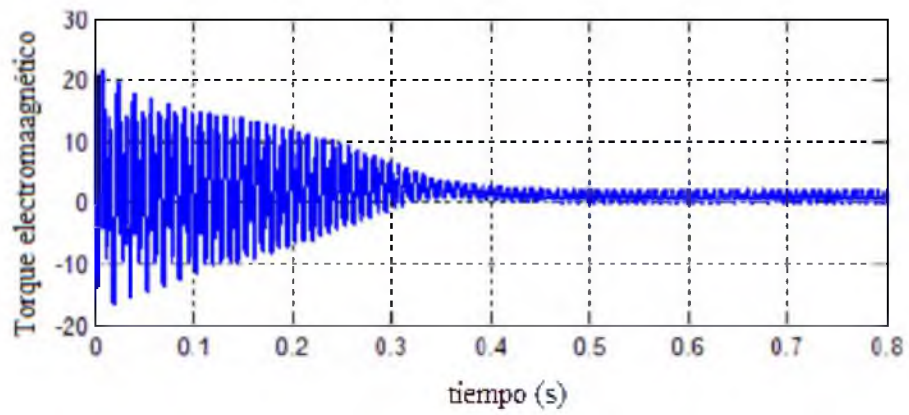


Figura 3. 35: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

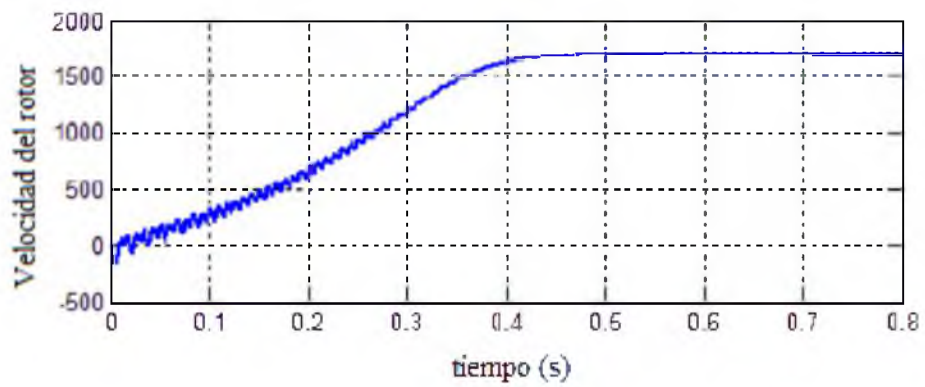


Figura 3. 36: Gráfica de los voltajes de alimentación.
Elaborado por: Autor.

3.3. Diseño de una máquina asíncrona.

Los bloques de máquinas asíncronas (librería de Simulink) que se muestra en la figura 3.2, implementa una máquina asíncrona trifásica (rotor bobinado, única jaula de ardilla, o doble jaula de ardilla). Esto funciona tanto en modalidad de generador o motor. El modo de funcionamiento está dictado por la señal del torque mecánico:

- Si T_m es positivo, la máquina actúa como un motor.
- Si T_m es negativo, la máquina actúa como un generador.

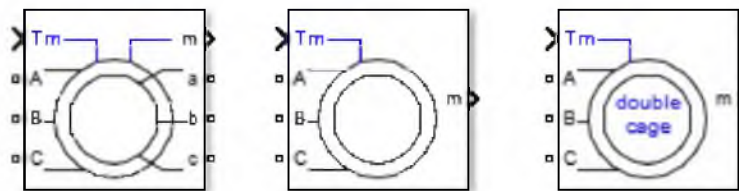


Figura 3. 37: Bloques de máquinas asíncronas.
Elaborado por: Autor.

La parte eléctrica de la máquina se representa por el modelo state-space de 4to orden (o 6to orden para máquinas doble jaula de ardilla), y las piezas mecánicas de un sistema de 2do orden. Todas las variables eléctricas y los parámetros se refieren al estator, indicado por las señales principales de la máquina. Todas las cantidades del estator y el rotor, están en el sistema de referencia (dqframe) de dos ejes arbitrarios. Los subíndices utilizados se definen en la tabla 3.1.

Tabla 3. 2: Subíndices de los bloques de máquinas asíncronas.

Subíndice	Definición
d	Cantidad del eje d
q	Cantidad del eje q
r	Cantidad del Rotor (devanado del rotor o una jaula)
r1	1 jaula del rotor (doble jaula)
r2	2 jaula del rotor (doble jaula)
s	Cantidad del Estator
l	Inductancia de dispersión o fuga
m	Inductancia de magnetización

Elaborado por: Autor.

En la figura 3.38 se muestran los circuitos de los sistemas eléctricos del rotor devanado o para una jaula de ardilla de los ejes q y d, respectivamente.

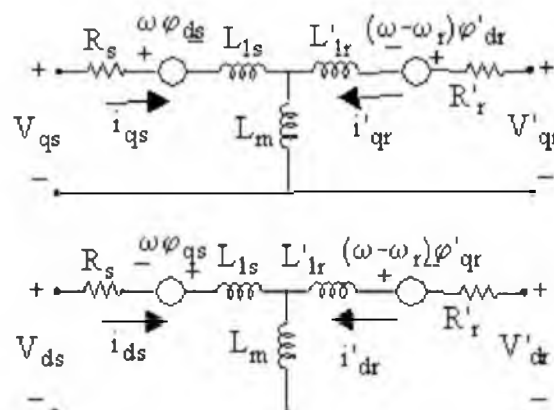


Figura 3. 38: Sistema Eléctrico de rotor devanado o máquina jaula de ardilla – Ejes q y d.

Elaborado por: Autor.

Mientras, que en las figuras 3.39 y 3.40 se muestran los circuitos equivalentes del sistema eléctrico de máquina doble jaula de ardilla de ejes q y eje d, respectivamente. Estos dos circuitos son diferentes a los mostrados en las dos figuras anteriores. Con los circuitos equivalentes de las figuras

3.38 a 3.40 servirán para modelar una máquina asíncrona en el software Simulink. En la siguiente sección se ve el modelo diseñado en Simulink.

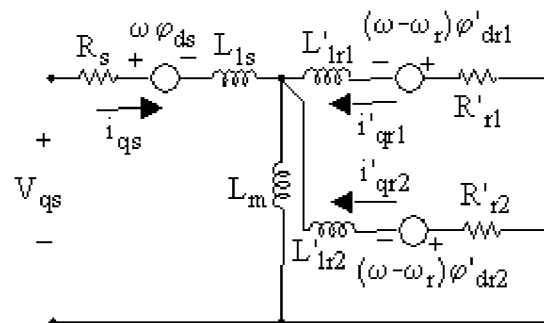


Figura 3. 39: Sistema Eléctrico de máquina doble jaula de ardilla – Eje q.
Elaborado por: Autor.

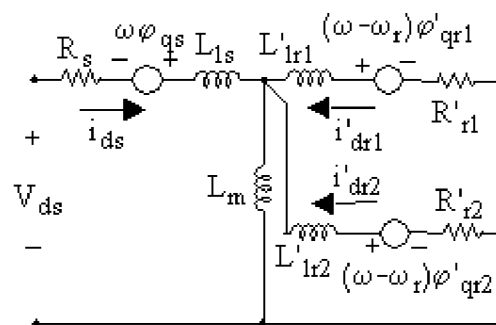


Figura 3. 40: Sistema Eléctrico de máquina doble jaula de ardilla – Eje d.
Elaborado por: Autor.

En la tabla 3.3 se muestran las definiciones de los parámetros del bloque de la máquina asíncrona que son propios de la librería del programa Simulink

Tabla 3. 3: Parámetros de los bloques de máquinas asíncronas.

Parámetros para todos los modelos	Definición
R_s, L_{ls}	Resistencia del estator e inductancia de dispersión
L_m	Inductancia de magnetización
L_s	Inductancia total del estator
V_{qs}, i_{qs}	Voltaje y corriente del estator del eje q
V_{ds}, i_{ds}	Voltaje y corriente del estator del eje d
ϕ_{qs}, ϕ_{ds}	Flujos del estator de los ejes d y q
ω_m	Velocidad angular del rotor
Θ_m	Posición angular del rotor
p	Número de par de polos
ω_r	Velocidad angular eléctrica
Θ_r	Posición angular del rotor eléctrico
T_e	Par electromagnético
T_m	Par mecánico del eje
J	Rotor combinado y coeficiente de inercia de carga. Configuración para simular rotor bloqueado.
H	Rotor combinado y constante de inercia de la carga. Configuración para simular rotor bloqueado.
F	Rotor combinado y el coeficiente de fricción viscosa de la carga.

Fuente: Matworks.

Mientras que en las tablas 3.4 y 3.5 se muestran los parámetros específicos de una jaula o rotor devanado y de doble jaula del rotor.

Tabla 3. 4: Parámetros específicos de una jaula o del rotor devanado.

Parámetros específicos de una jaula o rotor devanado	Definición
L_r	Inductancia del rotor total
R_r, L_{lr}	Resistencia del rotor e inductancia de dispersión
V_{qr}, \bar{I}_{qr}	Voltaje y corriente del rotor de eje q
V_{dr}, \bar{I}_{dr}	Voltaje y corriente del rotor de eje d
ϕ_{qr}, ϕ_{dr}	Flujos del rotor de eje q y d

Fuente: Matworks.

Tabla 3. 5: Parámetros específicos de doble jaula del rotor.

Parámetros específicos de una jaula o rotor devanado	Definición
R'_{r1}, L'_{lr1}	Resistencia del rotor e inductancia de dispersión de la jaula 1
R'_{r2}, L'_{lr2}	Resistencia del rotor e inductancia de dispersión de la jaula 2
L'_{r1}, L'_{r2}	Inductancia total del rotor de jaula 1 y 2
i_{qr1}, i_{qr2}	Corrientes del rotor de eje q de la jaula 1 y 2
i_{dr1}, i_{dr2}	Corrientes del rotor de eje d de la jaula 1 y 2
$\phi^*_{qr1}, \phi^*_{dr1}$	Flujos de rotor de jaula 1 de los ejes q y d
$\phi^*_{qr2}, \phi^*_{dr2}$	Flujos de rotor de jaula 2 de los ejes q y d

Fuente: Matworks.

A continuación se explica el diseño de una máquina asíncrona en el modo de motor. En la figura 3.41 se ilustra el uso del bloque de la máquina asíncrona en el modo de motor. Se compone de una máquina asíncrona en un sistema de control de velocidad en lazo abierto. El rotor de la máquina está en cortocircuito, y el estator es alimentado por un inversor de PWM, diseñada en Simulink y la interfaz con el bloque de la máquina asíncrona a través del bloque fuente de tensión controlada.

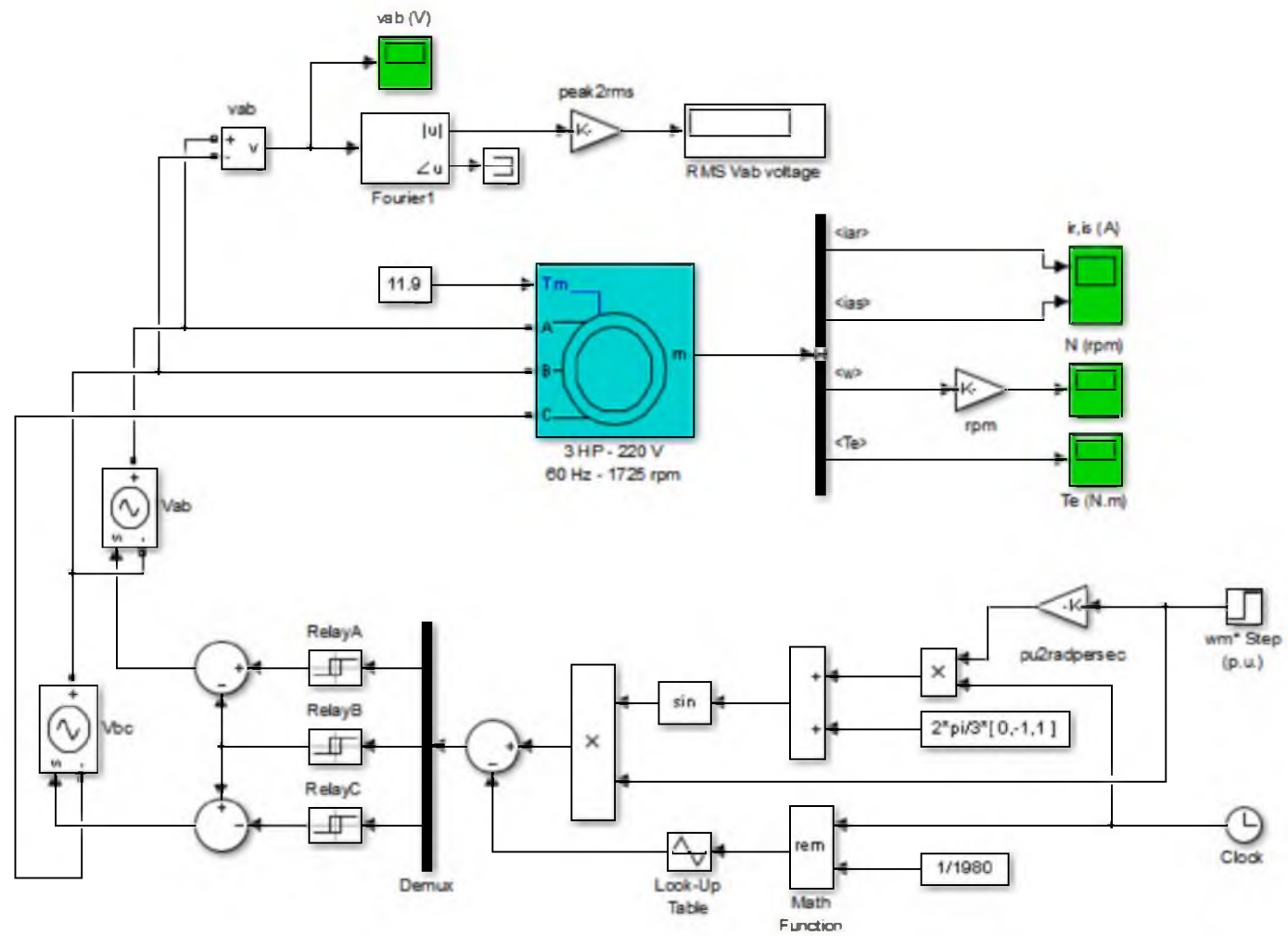


Figura 3. 41: Simulación de una máquina asíncrona en modo motor.
Elaborado por: Autor.

El inversor utiliza la modulación por ancho de pulso (PWM) sinusoidal. La frecuencia de base de la onda de referencia sinusoidal se fija en 60 Hz y la frecuencia de la onda portadora triangular se fija en 1980 Hz. Esta frecuencia corresponde a un factor de modulación de frecuencia de 33 (60 Hz x 33 = 1980).

La máquina de 3 HP está conectado a una carga constante de valor nominal (11.9 Nm). Se inicia y llega a la velocidad de punto establecido de 1,0 pu en $t=0.9$ segundos. Los parámetros de la máquina son los encontrados en las tablas anteriores, excepto por la inductancia de dispersión del estator, que se fija a dos veces su valor normal para simular un inductor de suavizado colocado entre el convertidor y la máquina. Además, el marco de referencia estacionario se utilizó para obtener los resultados que se muestran.

3.3.1. Resultados obtenidos de una máquina asíncrona.

. Una vez ejecutada la simulación, podemos observar la velocidad y el torque de la máquina en la figura 3.42. Esta figura muestra la velocidad En los parámetros de simulación, se requiere una pequeña tolerancia relativa debido a la alta velocidad de conmutación del inversor de la máquina que va desde 0 hasta 1.725 rpm (1,0 pu).

En la figura 3.43 se muestra el par electromagnético desarrollado por la máquina. Debido a que el estator es alimentado por un inversor de PWM, para lo cual se observa un torque ruidoso.

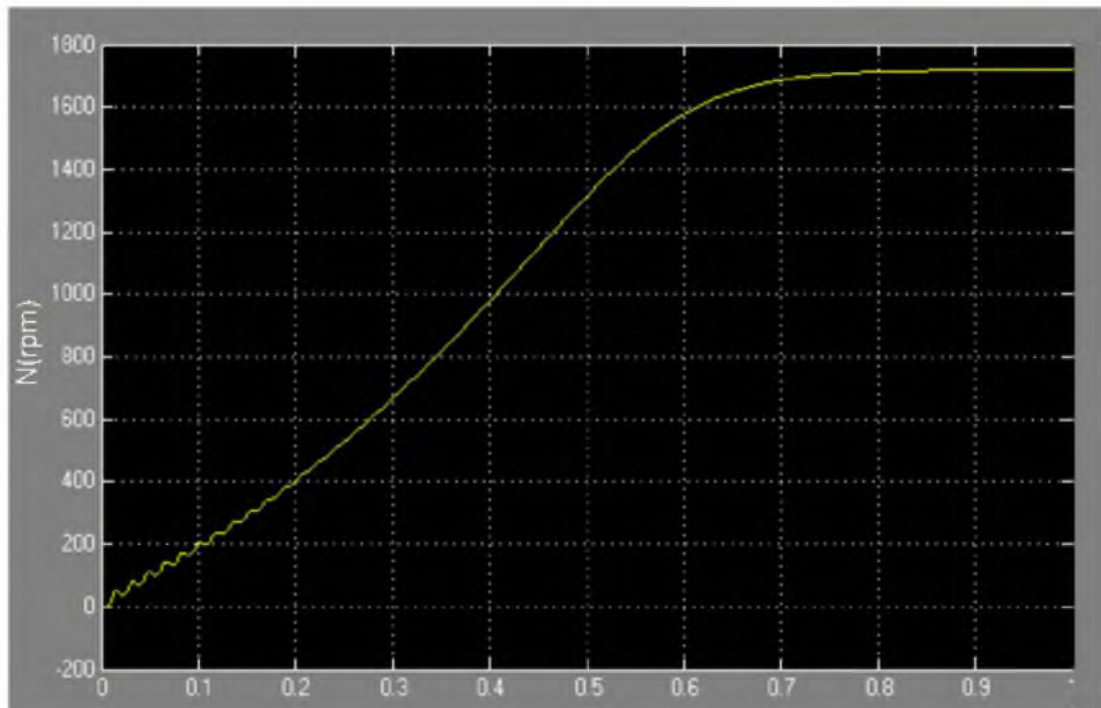


Figura 3. 42: Torque y velocidad de la máquina asíncrona.
Elaborado por: Autor.

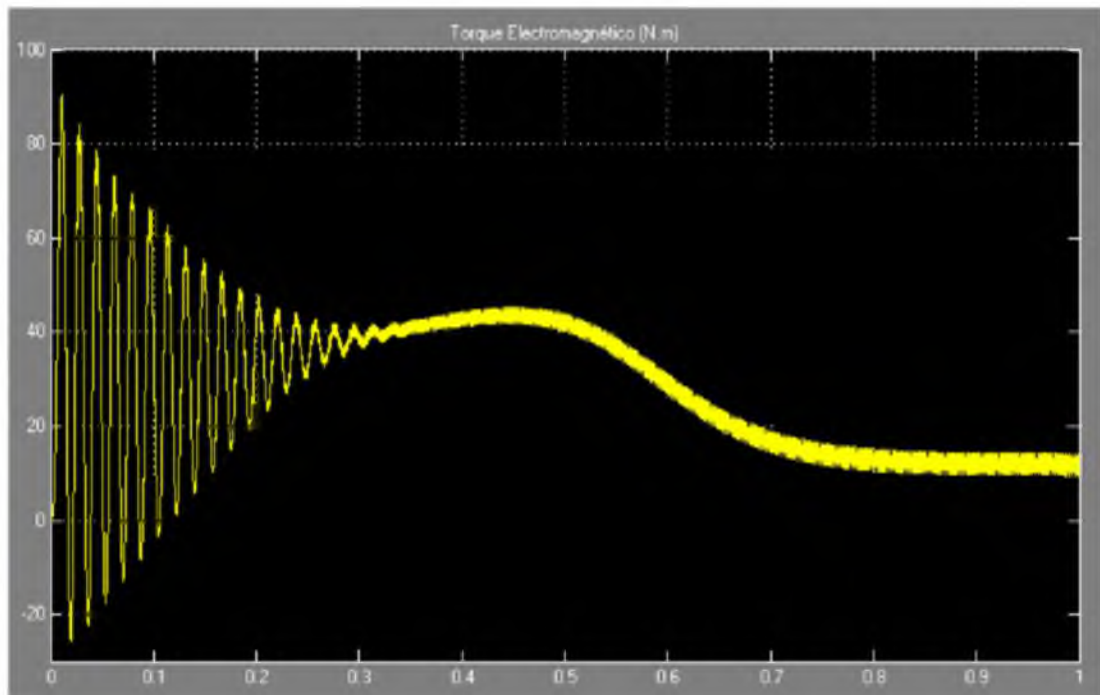


Figura 3. 43: Torque electromagnético de la máquina asíncrona.
Elaborado por: Autor.

Sin embargo, de las figura 3.42 y 3.43 el ruido no es visible en la velocidad, ya que se filtra por la inercia de la máquina, pero se puede ver en las corrientes del estator y del rotor, tal como se muestra en la figura 3.44.

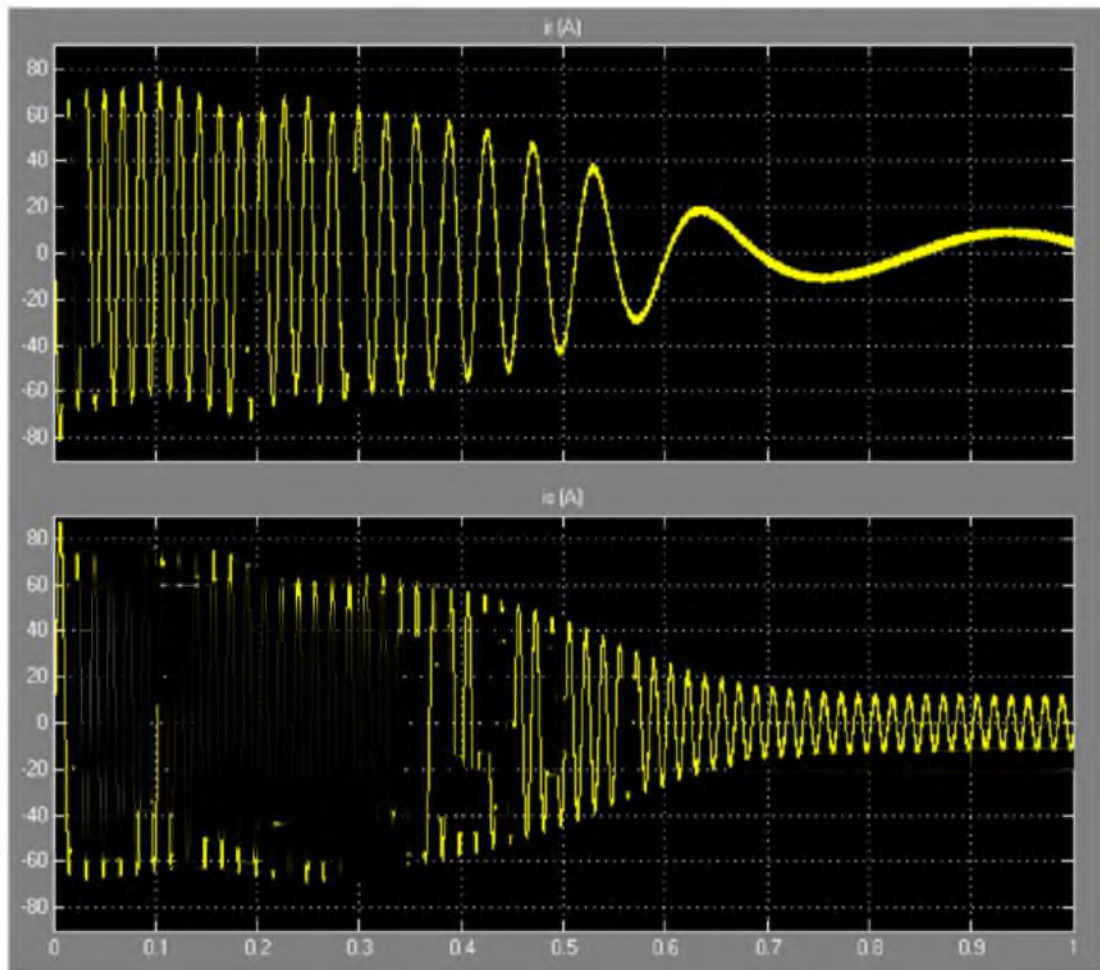


Figura 3. 44: Corrientes del estator y rotor de la máquina asíncrona.
Elaborado por: Autor.

Ahora, en la figura 3.45 podemos observar la salida del inversor PWM. Aunque, nada interesante se puede ver en la escala de tiempo de simulación, el gráfico se concentra en los últimos momentos de la simulación.

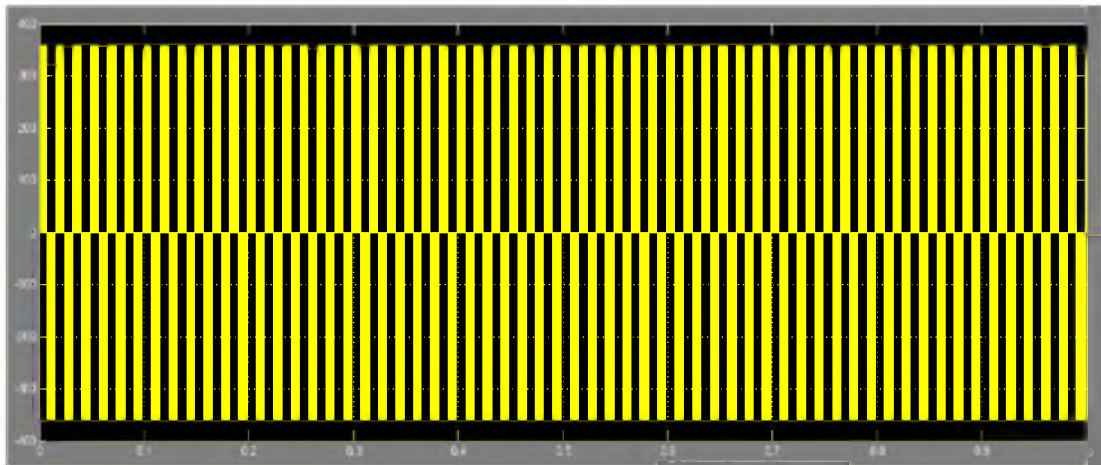


Figura 3. 45: Correntes do estator e rotor de a máquina assíncrona.
Elaborado por: Autor.

CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

4.1. Conclusiones.

- La fundamentación teórica permitió que se analicen los principios básicos de transformadores y sus tipos, así como lo de las maquinas DC, de corriente continua, todo esto permitió que durante la investigación se encuentren aplicaciones que se pueden desarrollar con máquinas eléctricas.
- Para el presente trabajo de titulación se ha presentado el diseño del modelado de un motor de inducción bifásica asimétrico desarrollado en el software Matlab/Simulink. El modelado propuesto analiza las características de estado transitorio y estable con voltajes de alimentación en cuadratura de fase de dos variables.
- Los resultados obtenidos de la simulación demostraron tener una excelente respuesta de estado estacionario, tanto del motor de inducción bifásica asimétrica y del motor asíncrono, donde se demostraron gráficamente los estados transitorio y estacionario del voltaje de alimentación, las corrientes de devanado del estator y rotor, el torque electromagnético y la velocidad del rotor sin carga y a plena carga.

4.2. Recomendaciones.

- Incluir en los programas de estudio o syllabus de la Carrera de Ingeniería Eléctrico-Mecánico programas o plataformas de simulación que permitan modelar dispositivos eléctricos, electrónicos, transformadores, máquinas DC, AC, síncronas y asíncrona, entre otras aplicaciones dentro de la formación de ingeniería.

- Realizar propuestas de proyectos para titulación, en la que se demuestre matemáticamente a través de un modelo de simulación, un sinnúmero de aplicaciones no solamente en la asignatura de máquinas eléctricas sino, también en otras materias de Ingeniería Eléctrico-Mecánica.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Bird, J. (2010). *Electrical and Electronic Principles and Technology*. Elsevier.

Del Vecchio, R., Poulin, B., Feghali, P., Shah, D., & Ahuja, R. (2010). *Transformer Design Principles: With Applications to Core-Form Power Transformers, Second Edition*. Florida, EEUU: CRC Press.

Edwards, J. (2004). *Electromechanics Course Notes*. Brighton, Reino Unido: University of Sussex.

González G., D. (2011). *Diseño, Cálculo y Análisis de la aplicación de un motor lineal síncrono con imanes permanentes*. Madrid: Repositorio Universidad Carlos III de Madrid.

Hurley, W., & Wölfle, W. (2013). *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications*. Chichester, Reino Unido: John Wiley & Sons.

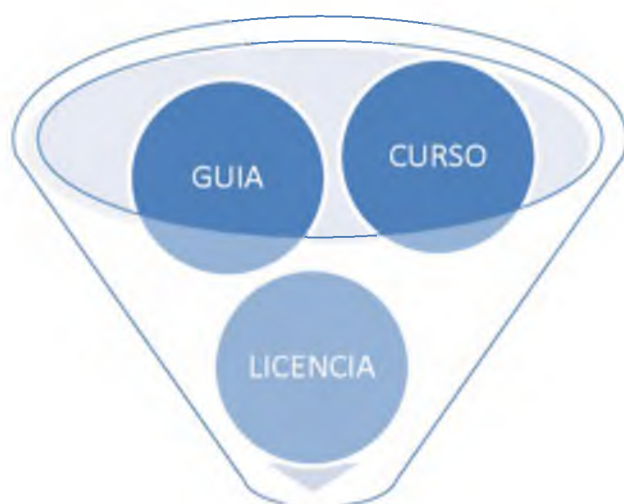
Wagemakers, A., & Escribano, F. (2013). *Introducción a la Teoría de Circuitos y Máquinas Eléctricas*. Madrid: Universidad Rey Juan Carlos.

ANEXOS

Costos en la adquisición de MatLab /Simulink

<h1>GUIA</h1>	<ul style="list-style-type: none"> • Cuenta con 16 capítulos donde se explican los conceptos elementales . Esta guía tiene un costo en el mercado de \$32
<h1>LICENCIA</h1>	<ul style="list-style-type: none"> • El costo del programa de simulación, se basa en el pago de una licencia de la versión R2016a que se la adquiere en este sitio Web http://es.mathworks.com con un costo de \$55 básico y \$85 profesional.
<h1>CURSOS</h1>	<ul style="list-style-type: none"> • El curso de <u>MatLab/Simulink</u>, esta rodeando un precio de \$326 dólares con una duración de 42 días que se basa en una iniciación 15 días, el modulo intermedio dura 22 días, y el avanzado 5 días.

Costo de Matlab/ Simulink



TOTAL=\$443

Costos en la Adquisición de un Motor Asíncronos

Motor asíncrono
Banda
Teletransportadora

• Este motor trifásico puede ser de 2HP, 1725RPM, 220V. esta valorado en el mercado entre unos \$150 a \$400 dólares

Motor asíncrono
Extrusora

• Este motor trifásico puede ser de 100,200,300 HP una tensión de 440v. Este motor esta valorado en el mercado por unos \$2.000 a \$10.000



Presidencia
de la República
del Ecuador



Plan Nacional
de Ciencia, Tecnología,
Innovación y Saberes



DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, Ruiz Neira Carlos Martin con C.C: # 0926971615 autor del trabajo de titulación: **Diseño de modelos de simulación de máquinas eléctricas utilizando la plataforma Simulink**, previo a la obtención del título de **INGENIERO ELECTRICO-MECANICO** en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

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

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

Guayaquil, 16 de marzo de 2016

f. _____

Nombre: Ruiz Neira, Carlos Martin

C.C: 0926971615

REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

TÍTULO Y SUBTÍTULO:	Diseño de modelos de simulación de máquinas eléctricas utilizando la plataforma Simulink		
AUTOR(ES) (apellidos/nombres):	Ruiz Neira, Carlos Martin		
REVISOR(ES)/TUTOR(ES) (apellidos/nombres):	Heras Sánchez, Armando		
INSTITUCIÓN:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
FACULTAD:	Facultad De Educacion Tecnica Para El Desarrollo		
CARRERA:	Ingeniería Eléctrico-Mecánica		
TITULO OBTENIDO:	Ingeniero Eléctrico-Mecánico		
FECHA DE PUBLICACIÓN:	16 de marzo de 2016	No. DE PÁGINAS:	83
ÁREAS TEMÁTICAS:	Simulación de máquinas eléctricas		
PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	Matlab, Simulink, Ingeniería eléctrica, Simulación		
RESUMEN/ABSTRACT:	<p>Se realizó una descripción de los principios fundamentales que rigen las maquinas eléctricas, tales como, tipos y características de los transformadores, las ecuaciones básicas de máquinas DC, las características de control de velocidad y torque, entre otras. La búsqueda de plataforma de simulación permitió que se escogiera el software SIMULINK de MatLab como la herramienta más adecuada para modelar aplicaciones de la Ingeniería Eléctrica. El propósito del trabajo de titulación fue desarrollar modelos de simulación de máquinas eléctricas sobre la plataforma SIMULINK. Se modelo un motor de inducción bifásico y de una maquina asíncrona, utilizando MatLab/Simulink. Para realizar las simulaciones se investigó a profundidad el software SIMULINK, ya que no se tenía conocimiento que podía modelarse maquinas eléctricas. Para cada simulación se consideraron parámetros técnicos que son propios de la librería de Simulink. Los resultados obtenidos fueron óptimos y se interpretaron de acuerdo a la teoría explicada en el capítulo 3.</p>		
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: +593-984898641	E-mail: martyn-15mg@hotmail.com	
CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN (COORDINADOR DEL PROCESO UTE)::	Nombre: Philco Asqui, Orlando		
	Teléfono: +593-980960875		
	E-mail: orlando.philco@cu.ucsq.edu.ec / orlandophilco_7@hotmail.com		

SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA

Nº. DE REGISTRO (en base a datos):	
Nº. DE CLASIFICACIÓN:	
DIRECCIÓN URL (tesis en la web):	