



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y
ELÉCTRICA**

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

**SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE TRACCIÓN DE UN
VEHÍCULO ELÉCTRICO UTILIZANDO MOTORES
SÍNCRONOS DE FLUJO AXIAL**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE

**MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

PRESENTA

ING. CARLOS ROBERTO GARRIDO DANIEL



MÉXICO, D.F. DICIEMBRE DE 2012



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO
ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de México, D. F. siendo las 16:00 horas del día 05 del mes de Diciembre del 2012 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de la Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de ESIME-Zacatenco. para examinar la tesis titulada:

“SIMULACIÓN DEL SISTEMA DE TRACCIÓN DE UN VEHÍCULO ELÉCTRICO UTILIZANDO MOTORES SÍNCRONOS DE FLUJO AXIAL”

GARRIDO Apellido paterno	DANIEL Apellido materno	CARLOS ROBERTO Nombre(s)							
		Con registro:	B	1	0	2	1	5	7

aspirante de:

MAESTRÍA EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Después de intercambiar opiniones, los miembros de la Comisión manifestaron **APROBAR LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

LA COMISIÓN REVISORA

Director(a) de tesis

DR. JAIME JOSÉ RODRIGUEZ RIVAS

PRESIDENTE

DR. LESZEK ZBIGNIEW KAWECKI ZLOTKOWSKA

SEGUNDO VOCAL

M. EN C. TOMAS IGNACIO ASIAIN OLIVARES

TERCER VOCAL

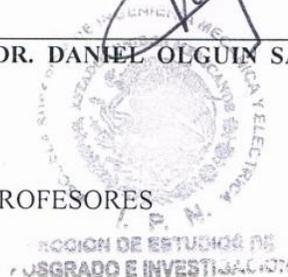
M. EN C. PEDRO FRANCISCO HUERTA GONZÁLEZ

SECRETARIO

DR. DANIEL OLGUIN SALINAS

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES

DR. MAURO ALBERTO ENCISO AGUILAR





INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL
COORDINACION GENERAL DE POSGRADOS E INVESTIGACION

CARTA DE CESIÓN DE DERECHOS

En la ciudad de México D.F. el día 06 del mes de diciembre del año 2012, el que suscribe **Ing. Carlos Roberto Garrido Daniel**, alumno del Programa de Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica con número de registro B102157, adscrito a la Sección de Estudios de Posgrados e Investigación de la ESIME-Zacatenco del IPN, manifiesta que es autor(a) intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del **Dr. Jaime José Rodríguez Rivas** y cede los derechos del trabajo intitulado: **Simulación del Sistema de Tracción de un Vehículo Eléctrico Utilizando Motores Síncronos de Flujo Axial**, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, graficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o directorios dl trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección cgd_ita@hotmail.com y jjrodriguezr@ipn.mx.

Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

Carlos Roberto Garrido Daniel
Nombre y firma

RESUMEN

En el presente trabajo se desarrolla la Simulación en Matlab/simulink 2009a, de un Sistema de Tracción Eléctrica Utilizando Motores de Flujo Axial de Imanes Permanentes.

El desarrollo de la simulación está dirigido hacia la futura implementación del sistema de tracción eléctrica contemplando el concepto “rueda motriz”. Esta tesis ha sido desarrollada en el marco del proyecto “Desarrollo de un prototipo de vehículo eléctrico SUPERCAP para la ciudad de México”(Proyecto: PICC010-95) el cual está financiado por el Instituto de Ciencia y Tecnología del Distrito Federal (ICyTDF).

Para lograr el objetivo propuesto del presente trabajo se realizó la simulación de todo el sistema de tracción eléctrica el cual está conformado por dos motores AFPM, dos inversores fuente de voltaje, dos sistemas de control (FOC), el sistema del diferencial electrónico y el modelo dinámico de un vehículo. A través del algoritmo del diferencial electrónico, se emula la función de un diferencial mecánico, con el cual se obtienen distintas velocidades en las ruedas del vehículo cuando éste circula en un camino con curvas.

Para la simulación se han probado dos variantes en el sistema de control de campo orientado para el motor AFPM, la primera variante utiliza un sensor de posición “*encoder*” y en la segunda variante se prescinde del sensor, para ello se utilizó un estimador de posición del rotor que aparece en la literatura.

Los resultados obtenidos en la presente tesis fueron comparados con resultados experimentales obtenidos en Sección de Estudios de Posgrados de la ESIME-Zacatenco, lo que confirma el buen desempeño del control utilizado en la simulación, por lo que este trabajo constituye una base sólida para la futura implementación del sistema de tracción eléctrica utilizando motores de flujo axial.

ABSTRACT

This thesis develops a simulation of electric drive system using axial flux motors with permanent magnets, using the software Matlab / Simulink 2009a.

The development of the simulation is directed towards the future implementation of the electric drive system contemplating the concept "drive wheel". This thesis has been developed in the framework of the project "Desarrollo de un prototipo de vehículo eléctrico SUPERCAP para la ciudad de México" (Project: PICC010-95) which is funded by the Instituto de Ciencia y Tecnología del Distrito Federal (ICyTDF).

To achieve the objective of this work I performed the simulation of the entire electric drive system which consists of two AFPM motors, two voltage source inverters, two systems of control (FOC) and electronic differential system. Through the electronic differential algorithm we can emulate the function of a mechanical differential, which is possible to obtain different speeds of the vehicle wheels when traveling on a road with curves.

For the simulation, two variants were tested in the field oriented control system for the motor AFPM, the first one using a position sensor "encoder" and in the second variant the sensor is omitted, for this purpose, a position estimator was used; this estimator is shown in the literature.

The results obtained in this thesis were compared with experimental results obtained in Postgraduate Studies Section of the ESIME-Zacatenco, confirming the good performance of the control used in the simulation, so this work provides a solid basis for future implementation of the electric traction system using axial flux motors.



CONTENIDO

Resumen	i
Abstract	iii
Contenido	v
Lista de figuras	ix
Lista de tablas	xvi
Glosario de términos	xviii

CAPITULO 1

Introducción

	Página
1.1. Introducción	1
1.2. Antecedentes	2
1.3. Justificación de la investigación	5
1.4. Objetivo de la investigación	6
1.5. Estado del arte	6
1.6. Alcance	10
1.7. Apotaciones	11
1.8. Estructura de la tesis	11

CAPITULO 2

Máquina Síncrona de Flujo Axial con Imanes Permanentes y sus Accionamientos

	Página
2.1. Introducción	13
2.2. Tipos de máquinas de flujo axial de IP	14
2.3. Clasificación de las máquinas AFPM	15
2.4. Densidad de potencia de la máquina de flujo axial	17
2.5. Máquinas axiales vs radiales	18
2.6. Modelo matemático de la máquina AFPM	20
2.7. Accionamiento del motor AFPM	29
2.7.1. Inversor trifásico fuente de voltaje	29
2.7.2. Control del campo orientado	32
2.7.3. Sistemas de control	34
2.7.4. Estructura de control cascada	35
2.7.5. Controlador PI	36
2.7.6. Diseño de lazo de control de par	37
2.7.7. Diseño de lazo de flujo	39
2.7.8. Diseño del lazo de velocidad	40
2.8. Estimador de velocidad	42

CAPITULO 3

Sistema de Tracción y Diferencial Electrónico para Vehículos Eléctricos

	Página
3.1. Introducción	47
3.2. Características de la tracción en automóviles	47
3.3. Configuración del sistema de tracción eléctrica	48
3.3.1. Selección del sistema de tracción eléctrica	50
3.4. Diferencial electrónico	51
3.5. Dinámica del vehículo	54

3.5.1. Fuerzas que actúan sobre el VE	55
3.5.1.1. Resistencia de rodadura	56
3.5.1.2. Fuerza aerodinámica	57
3.5.1.3. Fuerza de tracción	57

CAPITULO 4

Sistema de Tracción y Diferencial Electrónico para Vehículos Eléctricos

	Página
4.1. Introducción	59
4.2. Modelado del sistema del vehículo eléctrico	59
4.3. Bloque del modelo del motor AFPM	60
4.4. Bloque del modelo promedio del inversor	61
4.5. Modelo del control del campo orientado	63
4.6. Modelo del vehículo eléctrico	64
4.7. Modelo del diferencial electrónico	65
4.8. Resultados de la simulación	66
4.8.1. Motor Izquierdo	71
4.8.2. Motor Derecho	74
4.9. Estimador de velocidad	78

CAPITULO 5

Conclusiones y recomendaciones

	Página
5.1. Conclusiones	87
5.2. Recomendaciones	88

Referencias	91
Apéndice A Transformaciones de Clark y Park	97
Apéndice B Parámetros de la simulación	101
Apéndice C Detalle de la simulación del Sistema de Tracción	103

LISTA DE FIGURAS

Capítulo 1 Introducción

	Descripción	Página
Figura 1.1	Motor electromagnético de N. Tesla [P2].	2
Figura 1.2	Triciclo eléctrico de 1881 [3].	4
Figura 1.3	Clasificación de las técnicas de control más comunes [9].	5
Figura 1.4	Control de campo orientado. a) Método directo y b) método indirecto.	7
Figura 1.5	Control directo de par.	8

Capítulo 2 Máquina Síncrona de Flujo Axial de Imanes Permanentes y sus Accionamientos

	Descripción	Página
Figura 2.1	a) Vista ilustrativa del estator y rotores; b) Sección axial del motor en el radio medio del estator [63].	13
Figura 2.2	Topología básica de la máquina AFPM [68].	16
Figura 2.3	Máquina AFPM mono-etapa [68].	17
Figura 2.4	Máquina AFPM multi-etapa [68].	17
Figura 2.5	Variación de densidad de potencia respecto a una maquina radial en función del número de polos [69].	18
Figura 2.6	Topología de (a) máquina RFPM, (b) máquina AFPM [68].	19
Figura 2.7	Comparación de desempeño de una máquina RFPM y una AFPM [14].	20
Figura 2.8	Devanados estacionarios ABC y rotatorios dq de una máquina simple AFPM de dos polos [68].	22

Figura 2.9	Circuito equivalente en ejes dq de la máquina AFPM brushless.	26
Figura 2.10	Diagrama de fuerzas que actúan en el rotor de una AFPM.	28
Figura 2.11	Sistema del accionamiento de un motor AFPM.	29
Figura 2.12	Inversor trifásico de dos niveles.	30
Figura 2.13	Modelo promedio del inversor fuente de voltaje.	31
Figura 2.14	Diagrama de bloques del control de campo orientado para la región de potencia constante [78].	33
Figura 2.15	Diagrama fasorial del motor AFPM en la región de potencia constante.	33
Figura 2.16	Diagrama simplificado de un sistema de control con realimentación.	34
Figura 2.17	Estructura e control cascada	35
Figura 2.18	Controlador PI [81].	37
Figura 2.19	Diagrama de bloques de la planta (motor AFPM).	38
Figura 2.20	Diagrama del lazo de control de par.	38
Figura 2.21	Diagrama del lazo de control de flujo.	40
Figura 2.22	Diagrama del lazo de control de velocidad	41
Figura 2.23	Diagrama fasorial de los flujos del motor AFPM	44

Capítulo 3 Sistema de tracción y Diferencial electrónico para VE

	Descripción	Página
Figura 3.1	Características de par idea de un diferencial mecánico [1].	47
Figura 3.2	Característica de par de un automóvil [1].	48
Figura 3.3	Configuración clásica del sistema de tracción de un vehículo eléctrico.	49
Figura 3.4	Configuración de sistema de tracción eléctrica multi-motor.	49
Figura 3.5	Configuración del sistema de tracción utilizado para el	51

	presente trabajo.	
Figura 3.6	Estructura del vehículo durante una curva.	53
Figura 3.7	a) Vista frontal de la transmisión del vehículo, b) Representación de la transmisión del vehículo.	54
Figura 3.8	Fuerzas que actúan sobre el VE.	56

Capítulo 4 Simulación del sistema de tracción de un VE utilizando motores AFPM

	Descripción	Página
Figura 4.1	Sistema de tracción eléctrica	59
Figura 4.2	Bloques del modelo general del sistema de tracción.	60
Figura 4.3	Bloque del motor AFPM.	60
Figura 4.4	Diagrama de simulación del motor AFPM.	61
Figura 4.5	Bloque del modelo promedio del inversor.	61
Figura 4.6	Diagrama de simulación de la fuente de CD.	62
Figura 4.7	Diagrama de simulación del inversor.	62
Figura 4.8	Bloque del control de campo orientado.	63
Figura 4.9	Diagrama de simulación del Control de Campo Orientado.	63
Figura 4.10	Bloque del neumático derecho (Par de carga).	64
Figura 4.11	Diagrama de simulación del vehículo eléctrico.	64
Figura 4.12	Bloque de simulación del diferencial electrónico.	65
Figura 4.13	Diagrama de simulación del diferencial electrónico.	65
Figura 4.14	Vehículo eléctrico en circuito de prueba.	66
Figura 4.15	Vehículo eléctrico en circuito de prueba (Tramo en línea recta)	66
Figura 4.16	Vehículo eléctrico en circuito de prueba (Tramo de curvas).	67
Figura 4.17	Señal de referencia del ángulo de dirección.	68
Figura 4.18	Señal de referencia de velocidad en Km/h.	68

Figura 4.19	Velocidad real medida en Km/h de las ruedas del VE.	69
Figura 4.20	Corriente de la fuente de CD de alimentación.	70
Figura 4.21	Voltaje de la fuente de CD de alimentación.	70
Figura 4.22	Velocidad de referencia y real del motor izquierdo.	71
Figura 4.23	Par de carga y Par generado por el motor izquierdo	71
Figura 4.24	Corrientes en el marco de referencia dq del motor izquierdo	71
Figura 4.25	Señales de control a la entrada del inversor izquierdo	72
Figura 4.26	Ampliación de las señales de control a la entrada del inversor izquierdo.	72
Figura 4.27	Voltaje trifásico a la salida del inversor izquierdo.	72
Figura 4.28	Ampliación de la señal del voltaje trifásico a la salida del inversor izquierdo.	73
Figura 4.29	Voltajes en el marco de referencia dq del motor izquierdo.	73
Figura 4.30	Corriente trifásico a la salida del inversor izquierdo.	73
Figura 4.31	Ampliación de la corriente trifásica a la salida del inversor izquierdo.	74
Figura 4.32	Posición del rotor del motor izquierdo.	74
Figura 4.33	Velocidad de referencia y real del motor derecho.	74
Figura 4.34	Par de carga y Par generado por el motor derecho.	75
Figura 4.35	Corrientes en el marco de referencia dq del motor derecho.	75
Figura 4.36	Voltajes en el marco de referencia dq del motor derecho.	75
Figura 4.37	Señales de control a la entrada del inversor derecho.	76
Figura 4.38	Ampliación de las señales de control a la entrada del inversor derecho.	76
Figura 4.39	Voltaje trifásico a la salida del inversor derecho.	76
Figura 4.40	Ampliación de la señal de voltaje trifásico a la salida del inversor derecho.	76
Figura 4.41	Corriente trifásica a la salida del inversor derecho	77
Figura 4.42	Ampliación de la corriente trifásica a la salida del inversor derecho.	77

Figura 4.43	Posición del rotor del motor derecho	77
Figura 4.44	Diagrama de simulación del FOC con estimador de posición y velocidad.	78
Figura 4.45	Bloque de simulación del estimador de posición y velocidad	78
Figura 4.46	Diagrama de simulación del estimador de posición y velocidad.	79
Figura 4.47	Función para la transformada de voltaje y corrientes de ABC- dq .	79
Figura 4.48	Diagrama de simulación para la obtención de las variables de flujo $\alpha\beta$.	80
Figura 4.49	Función para la obtención de los flujos $\alpha\beta$.	80
Figura 4.50	Bloque para la obtención del ángulo de carga y el ángulo del vector flujo del estator.	80
Figura 4.51	Diagrama para la obtención del ángulo de carga y del ángulo del vector flujo del estator.	81
Figura 4.52	Función para la obtención del ángulo de carga.	81
Figura 4.53	Función para la obtención del ángulo de carga.	81
Figura 4.54	Función para la obtención del ángulo de carga.	82
Figura 4.55	Función para la obtención de la fase del vector de flujo en el estator en un rango de $0-2\pi$.	82
Figura 4.56	Función para la obtención de la posición del rotor.	83
Figura 4.57	Diagrama de simulación para la obtención de la velocidad eléctrica estimada.	83
Figura 4.58	Función para la obtención para el cálculo de la extrapolación.	83
Figura 4.59	Posición estimada del rotor.	84
Figura 4.60	Acercamiento a la posición estimada del rotor.	84
Figura 4.61	Velocidad estimada del motor.	85
Figura 4.62	Acercamiento a la velocidad estimada del motor.	85

Apéndice A Transformación de Clark y Park

	Descripción	Página
Figura A.1	Diagrama vectorial ABC- $\alpha\beta 0$.	98
Figura A.2	Diagrama vectorial ABC- $\alpha\beta 0$.	99

Apéndice C Detalle de la Simulación del Sistema de Tracción

	Descripción	Página
Figura D.1	Bloque del motor AFPM.	103
Figura D.2	Diagrama de simulación del motor AFPM.	103
Figura D.3	Bloque para la obtención de θ .	104
Figura D.4	Diagrama de simulación de una integral discreta.	104
Figura D.5	Función para mantener la posición del rotor de 0 a 2π	104
Figura D.6	Función para la obtención de los voltajes dq .	105
Figura D.7	Función para la obtención del Par electromagnético.	105
Figura D.8	Bloque del modelo promedio del inversor.	106
Figura D.9	Diagrama de simulación de la fuente de CD.	106
Figura D.10	Diagrama de simulación del inversor.	107
Figura D.11	Función para la obtención de las señales de control.	107
Figura D.12	Función para la obtención de los voltajes entre líneas.	108
Figura D.13	Función para la obtención de la corriente I_{cd} .	108
Figura D.14	Bloque de Control de Campo Orientado.	109
Figura D.15	Diagrama de simulación del control de campo orientado.	109
Figura D.16	Función para obtención de id e iq .	110
Figura D.17	Bloque del control PI.	110
Figura D.18	Diagrama de simulación del controlador PI de velocidad.	111
Figura D.19	Bloque de control PI con saturación a la salida.	111

Figura D.20	Diagrama de simulación del controlador PI de la velocidad con anti-winup.	112
Figura D.21	Función para obtención de los voltajes Sa, Sb, Sc.	112
Figura D.22	Bloque del neumático derecho.	112
Figura D.23	Diagrama de simulación del vehículo eléctrico.	113
Figura D.24	Función para obtención de la Fuerza de rozamiento	114
Figura D.25	Función para obtención de la fuerza aerodinámica.	114
Figura D.26	Función para obtención de la resistencia a inclinaciones del camino.	114
Figura D.27	Función para obtención del par de carga.	115
Figura D.28	Función para obtención de la velocidad eléctrica del motor.	115
Figura D.29	Bloque de simulación de la velocidad lineal.	115
Figura D.30	Función para obtención de la velocidad lineal del vehículo.	116
Figura D.31	Bloque de simulación del diferencial electrónico.	116
Figura D.32	Diagrama de simulación del diferencial electrónico.	117
Figura D.33	Función para obtención de la velocidad mecánica de referencia del motor.	117
Figura D.34	Función para obtención de la diferencia de la velocidad angular	118
Figura D.35	Función para obtención de la velocidad mecánica de referencia del motor derecho.	118
Figura D.36	Función para obtención de la velocidad mecánica de referencia del motor izquierdo.	118
Figura D.37	Función para obtención de la velocidad eléctrica de la velocidad eléctrica de referencia de los motores.	119

LISTA DE TABLAS

Capítulo 1 Introducción

	Descripción	Página
Tabla 1.1	Aplicaciones de las máquinas de flujo axial y su estado de desarrollo.	2

GLOSARIO DE TÉRMINOS

Término	Descripción
AFPM	Axial Flux Permanent Magnet
RFPM	Radial Flux Permanent Magnet
MSIP	Máquina Síncrona de Imanes Permanentes.
CD	Corriente Directa.
CA	Corriente Alterna
MRAS	Sistema adaptable a un modelo de referencia.
NdFeB	Neodimio-Hierro-Boro.
FOC	Control de Campo Orientado.
DSP	Procesador de Señales Digitales
DTC	Control Directo de Par.
DSC	Auto Control Directo de Par.
VE	Vehículo Eléctrico
	Razón de densidad de potencia.
	Densidad de potencia de un motor.
V_{ABC}	Matriz de Voltajes en el Estator de la Máquina.
i_{ABC}	Matriz de Corrientes en el Estator de la Máquina.
Ψ_{ABC}	Matriz de Flujos en el Estator de la Máquina.
R_1	Resistencia en los devanados de la máquina.
T_{dp}	Transformada directa de Park
θ	Posición de rotor.
ω_e	Velocidad eléctrica del rotor
v_a, v_b, v_c	Voltajes en el estator de la máquina en el marco de referencia ABC.

i_a, i_b, i_c	Corrientes en el estator de la máquina en el marco de referencia ABC.
ψ_a, ψ_b, ψ_c	Flujos en el estator de la máquina en el marco de referencia ABC.
v_d, v_q	Voltajes en el marco de referencia $dq0$.
i_d, i_q	Corrientes en el marco de referencia $dq0$.
ψ_d, ψ_q	Flujos en el marco de referencia $dq0$.
L_d, L_q	Inductancias en el marco de referencia $dq0$.
P	Potencia entregada por la fuente.
ψ_{IP}	Flujo de los Imanes Permanentes.
P_{elm}	Potencia electromagnética.
ρ	Número de pares de polos.
τ	Par neto aplicado.
J	Momento de inercia.
λ	Aceleración angular resultante.
T_e	Par electromagnético.
T_L	Par de carga generado por la dinámica del vehículo.
B	Coefficiente de fricción.
S_a, S_b, S_c	Señal de control para la conmutación del inversor.
V_{CD}	Voltaje de la fuente de CD.
I_{CD}	Corriente de la fuente de CD.
K_{PWM}	Ganancia constante del inversor
T_c	Transformada de Clark
T_p	Transformada de Park
K_p	Ganancia del controlador proporcional.
K_i	Ganancia del controlador integral.
PI	Controlador Proporcional-integral.

mf	Margen de fase.
v_α, v_β	Voltajes en el marco de referencia $\alpha\beta$.
i_α, i_β	Corrientes en los ejes imaginarios alfa-beta
ψ_α, ψ_β	Flujos en los ejes imaginarios alfa-beta.
G_p s	Función de transferencia en el dominio Laplace de la planta
G_c s	Función de transferencia del controlador
G_{LA} s	Función de transferencia del sistema en lazo abierto
G_{LC} s	Función de transferencia del sistema en lazo cerrado
G_{Cm} s	Función de transferencia del controlador primario también llamado “maestro”
G_{Ce} s	Función de transferencia del controlador secundario también denominado “esclavo”
G_{CP} s	Función de transferencia del controlador proporcional
G_{CI} s	Función de transferencia del controlador integral
ω_c	Frecuencia de corte de la función de transferencia
V_{dref}	Velocidad lineal de la rueda derecha
V_{iref}	Velocidad lineal de la rueda izquierda
ω_{Vref}	Velocidad angular del vehículo
L	Distancia entre ejes
d	Distancia entre neumáticos
R	Radio de curvatura
δ	Ángulo de dirección
ω_{dref}	Velocidad angular de la rueda derecha
ω_{iref}	Velocidad angular de la rueda izquierda
r_w	Radio de la rueda (neumático)

V	Velocidad lineal del vehículo
F_t	Fuerza de tracción que impulsa el vehículo
F_r	Resistencia al rozamiento
C_f	coeficiente de fricción
m	masa total del vehículo en Kg
g	coeficiente de aceleración gravitacional
α	ángulo de inclinación de la pendiente
F_p	Resistencia a la pendiente
F_a	Fuerza aerodinámica
A_f	Área frontal del vehículo
φ	Densidad del aire
C_d	Coficiente aerodinámico de arrastre

CAPÍTULO I

Introducción

Desde su aparición las máquinas eléctricas rotativas, han sido signo de mejoras en la vida diaria de las personas, en la actualidad se dice que en un día una persona tiene a su servicio alrededor de 50 motores eléctricos, de aquí la importancia de estudiar a este tipo de dispositivos y mejorar sus características funcionales.

Las mejoras tecnológicas de las últimas décadas han logrado que el campo de aplicación de las máquinas eléctricas se diversifique, por lo tanto hoy en día se tiene una gran variedad de máquinas eléctricas rotativas las cuales se clasifican en su forma más general como máquinas de corriente directa (CD) y máquinas de corriente alterna (CA).

En la actualidad las máquinas de flujo radial son las más reconocidas, sin embargo, no se puede olvidar la existencia de las máquinas de flujo axial las cuales fueron las primeras en ser desarrolladas, aunque por su bajo desempeño éstas fueron olvidadas a finales del siglo XIX.

En los últimos años ha resurgido el interés en las máquinas de flujo axial debido a las ventajas que presenta su topología para ciertas aplicaciones, tales como: tracción eléctrica, ventiladores y elevadores. Con la aparición de nuevos materiales magnéticos como el neodimio-hierro-boro (NdFeB), el desarrollo de las máquinas de flujo axial tuvo un gran impulso, por lo que se considera que el verdadero resurgimiento de éstas llegó con las máquinas de flujo axial de Imanes Permanentes (por sus siglas en inglés AFPM), las cuales como su nombre lo indica, llevan imanes permanentes montados en el rotor tipo disco, lo que da un flujo magnético constante, el cual actúa con el campo magnético creado en las bobinas del estator para lograr una velocidad de sincronismo, las características más importantes que contribuyeron a su resurgimiento son, su alta densidad de potencia y su geometría tipo disco lo que se convierte en un menor tamaño y longitud.

Una de las áreas en la que se ha destacado el motor AFPM y a la que más esfuerzos de investigación se le han dedicado es a los sistemas de tracción eléctrica ya que por su forma estos pueden ser montados directamente en las ruedas de los vehículos, lo que ha creado el concepto de la *rueda motriz* [1], lo que permite que el sistema de tracción puede estar conformado de uno o varios motores.

La utilización de dos motores eléctricos de tracción permite reemplazar el diferencial mecánico por un diferencial electrónico. El sistema de control debe producir en cada motor un par que depende de la velocidad de las ruedas, emulando la respuesta de un diferencial mecánico convencional y mejorando la estabilidad del vehículo en determinadas maniobras

como curvas o cambios de carril. Ésta es una de las especificaciones principales que se tiene en cuenta en el presente trabajo para el diseño de los accionamientos de tracción. La ventaja inmediata que se presenta es la eliminación del diferencial mecánico, con el ahorro en costo y pérdidas mecánicas que ello supone.

Por lo tanto, este trabajo de tesis aborda el accionamiento del motor trifásico de flujo axial con imanes permanentes (*Axial flux Permanent Magnets* de aquí en adelante será llamado motor AFPM), utilizando la técnica de Control de Campo Orientado sin sensor de posición, mayormente conocido como FOC (por sus siglas en inglés *Field Oriented Control*).

1.1. Antecedentes

La historia revela que las primeras máquinas eléctricas creadas fueron las máquinas de Flujo Axial, el primer prototipo jamás registrado fue *M. Faraday's Disc* (1831) [2] el cual era un generador homopolar que empleaba un disco de cobre que giraba entre los extremos de un imán con forma de herradura, generándose una pequeña corriente continua. Sin embargo, poco después T. Davenport (1837) reclamó la primer patente [P1] de una máquina de flujo radial, desde entonces éstas han sido ampliamente aceptadas como la configuración convencional para las máquinas eléctricas.

La construcción de otra máquina eléctrica tipo disco la cual se muestra en la figura 1.1, aparece en la patente N. Tesla's, U.S.405858 con el título *Electro-Magnetic Motor*, publicado en 1889 [P2].

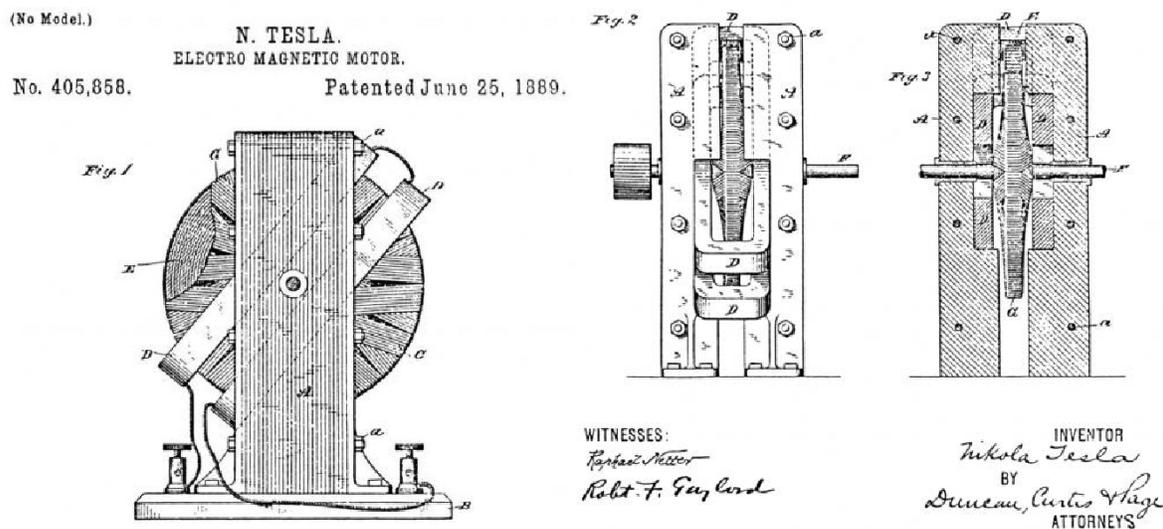


Figura 1.1 Motor electromagnético de N. Tesla [P2].

Sin embargo, el desarrollo de las máquinas de flujo axial se descartó tempranamente debido a las siguientes razones:

- Alta fuerza de atracción magnética axial, entre el estator y el rotor.
- Dificultades de fabricación, tales como el corte de ranuras en los núcleos laminados.
- Altos costos involucrados en la fabricación de núcleos laminados para el estator.
- Dificultades en el ensamblaje de la máquina y uniformidad en el entrehierro.

Por otro lado, aunque los primeros sistemas de excitación con imanes permanentes fueron aplicados a las máquinas rotativas en 1830`s, la mala calidad de los materiales magnéticos pronto desalentó su uso. Sin embargo, en la actualidad los sistemas de excitación con imanes permanentes han regresado gracias a la invención del *Alnico* en 1931, la *Ferrita de Bario* en los años 50`s y en especial la invención del material *Tierra Raras Neodimio-Fierro-Boro* (NdFeB) que se anunció en 1983 [1].

Desde un punto de vista técnico, el desarrollo de nuevos materiales para la fabricación de imanes permanentes de elevada inducción remanente y nuevos materiales metálicos de bajas pérdidas son la principal fuerza motriz para la explotación de nuevas topologías, en el ámbito de las máquinas eléctricas, tal es el caso de las máquinas de flujo axial de imanes permanentes, puesto que se logra mejorar el gran entrehierro de éstos.

Las máquinas AFPM se están desarrollando para muchas aplicaciones, el estado actual de desarrollo en que se encuentra este tipo de máquinas es el que se muestra en la tabla 1.1

Tabla 1.1 Aplicaciones de las máquinas de flujo axial y su estado de desarrollo [2]

Aplicación	Ventajas	Estado
Micromotores	Estructuras Mult.-etapa	Prototipo
Grabadores vídeo y lectores de disco	Ahorro de espacio	En uso
Motores sin cojinetes	Control simultáneo de par y posición	Prototipo
Ventiladores	Ahorro de espacio	En uso
Motor de ascensores	Tracción directa y ahorro de espacio	En uso
Coches eléctricos	Par específico alto y ahorro de espacio	En uso
Volantes de inercia	Altas velocidades	Prototipo
Alternadores turbina de gas	Comportamiento mecánico a alta velocidad y posibilidad multi-etapa	Prototipo
Generadores eólicos	Tracción directa y ahorro de espacio	En uso
Propulsión naval	Elevada potencia específica	En uso
Máquinas superconductoras sin hierro	Mejor aprovechamiento del campo magnético	Investigando
Propulsión aeronáutica en aviones especiales (estratosféricos)	Reducción del peso	Investigando

De las aplicaciones mostradas en la tabla 1.1 se le han dedicado más recursos de investigación a los vehículos eléctricos [2].

La construcción del primer vehículo eléctrico se le atribuye a Robert Anderson en 1839 en Aberdeen, Escocia, pero oficialmente se reconoce a Gustave Trouvé como el primero en construir un triciclo eléctrico, exhibido en París, Francia en 1881. También en 1881 Charles Jeantaud, ingeniero parisino y constructor del carro, con la ayuda de Camille Faure (inventor de la pila placa pegado), construyó un vehículo eléctrico en Francia. El vehículo fue hecho de un buggy estilo Tilbury con un motor de Gramme y la batería Fulmen (patente de Faure).

En ese mismo año W. Ayrton y J. Perry presentan en Inglaterra otro triciclo figura 1.2, a pesar de su desarrollo temprano, los vehículos impulsados por motores eléctricos cayeron prácticamente en el olvido alrededor de 1930. Los años que siguieron hasta la década de 1960 fueron años muertos para el desarrollo de vehículos eléctricos y para uso como transporte personal. De la década de 1990 hasta la actualidad se considera como renacimiento del interés masivo en éstos [3].

Con las nuevas técnicas de control, hoy en día el uso de los motores eléctricos en sistemas de tracción tiene numerosas ventajas, como el ahorro de energía, reducción de la contaminación (sonora y emanación de gases), reducción de las partes móviles, la mejora de la estabilidad y confort en el manejo del vehículo, y disminución de riesgos de accidente.

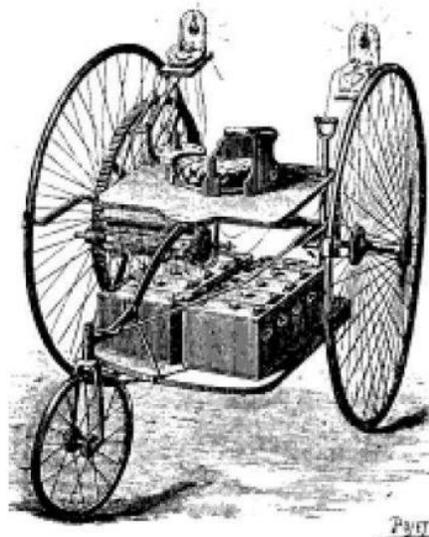


Figura 1.2 Triciclo eléctrico de 1881. [3]

Sin embargo, algunas desventajas, como la baja autonomía, el costo elevado, la dificultad de mantenimiento, los elevados tiempos de recarga de las baterías y la nula infraestructura para su recarga han impedido su expansión masiva.

Desde los primeros modelos de vehículos eléctricos los motores utilizados para los sistemas de tracción, fueron los motores de corriente directa, debido al tipo de alimentación utilizado y a la linealidad del par contra el flujo y del par contra la velocidad, lo que se creía imposible para los motores de CA, sin embargo, con el avance de las técnicas de control, los dispositivos electrónicos, los microcontroladores y DSP, las máquinas de corriente continua comenzaron a ser remplazadas a partir de la década de los 70's.

Para realizar el control de velocidad o par de las máquinas de corriente alterna se han propuesto diferentes estrategias, tales como controles escalares, controles vectoriales [4] [5], controles basados en técnicas no lineales [6, 7, 8], y otros menos difundidos.

En la figura 1.3 se muestra la clasificación de las técnicas de control o accionamientos para las máquinas de corriente alterna de inducción o de imanes permanentes, en donde V/F es la técnica de control escalar en donde la relación voltaje/frecuencia se mantiene constantes, FOC es la técnica Control de Campo Orientado, DTC es la técnica Control Directo de Par, DSC es una técnica similar al DTC llamada Autocontrol Directo y DTC-SVM esta técnica combina la implementación de la modulación de ancho de pulso por vectores espaciales con el DTC, cada uno con sus respectivas características [9].

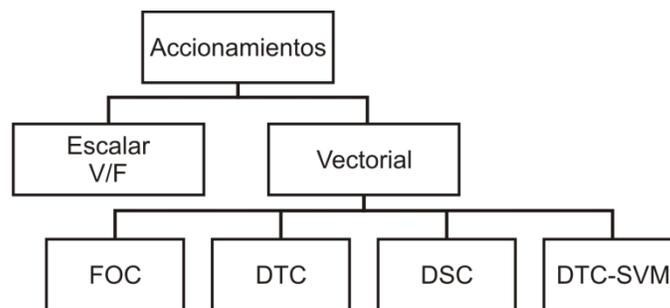


Figura 1.3 Clasificación de las técnicas de control más comunes [9]

1.2. Justificación de la investigación

Desde el punto de vista medioambiental, la reducción de emisiones contaminantes por parte de los automóviles de combustión ha llevado a la búsqueda de energías alternativas y nuevos sistemas de propulsión para éstos. Hoy en día los automóviles eléctricos ya se presentan como una alternativa a los vehículos de combustión esto gracias a los avances científicos de las últimas décadas, ya que proporcionan mayor eficiencia en el consumo

energético y una mayor reducción de componentes, lo que origina menores esfuerzos de fabricación y reducción en desechos al final de la vida útil de los vehículos.

Técnicamente, los sistemas de propulsión o tracción eléctrica han tenido grandes mejoras en los últimos años gracias a la aparición de nuevas técnicas de control para el accionamiento de motores de CA, lo que ha permitido sustituir los ineficientes motores de CD y recientemente con la aparición de nuevos materiales para la fabricación de imanes permanentes han resurgido los sistemas de excitación continua, lo que ha permitido explorar nuevas topologías en el ámbito de los motores de CA, tal es el caso de la AFPM con una alta densidad de potencia.

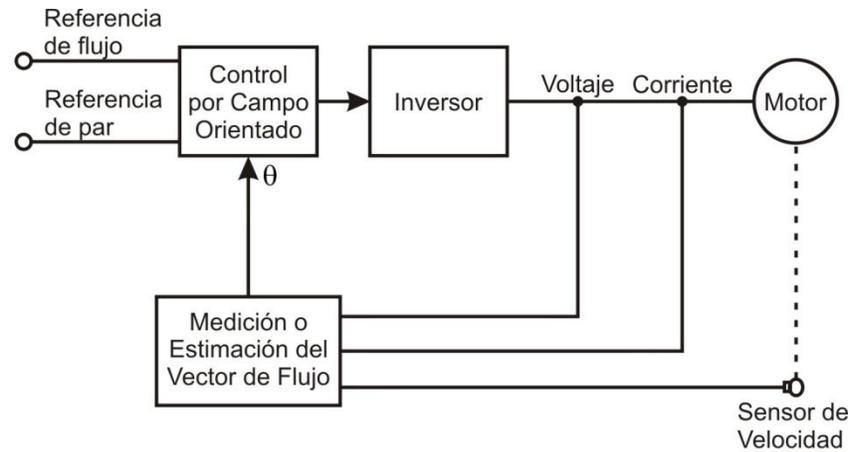
1.3. Objetivo de la investigación

Desarrollar la simulación de un sistema de tracción de un vehículo eléctrico aplicando motores de flujo axial y un diferencial electrónico, utilizando el modelo de la máquina síncrona de flujo axial de imanes permanentes, el modelo promedio del inversor fuente de voltaje, el control vectorial y el algoritmo del diferencial electrónico. Para estudiar el comportamiento del sistema por medio de los resultados obtenidos.

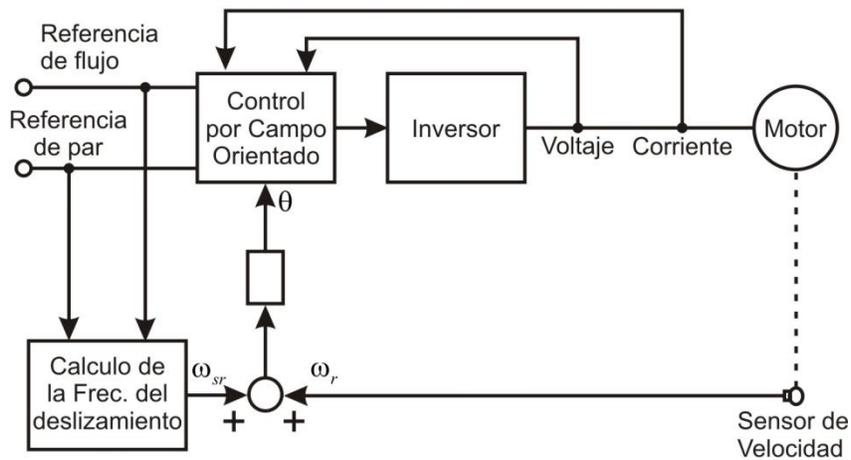
1.4. Estado del arte

En los años de 1969 y 1972 Hasse y Blaschke [10,11], presentan en Alemania el origen del control vectorial para máquinas de inducción con el esquema de “Control de Campo Orientado” (FOC) directo e indirecto respectivamente. El objetivo de esta técnica de control es generar un ángulo espacial de 90° entre las componentes de campo, dando características de un motor de CD al motor de inducción.

La implementación del Control de Campo Orientado requiere la información de magnitud y posición del vector flujo del estator, rotor o entrehierro y en base a la forma de obtener esta información se clasifica como método directo o indirecto. El trabajo de Hasse (método indirecto) propone la utilización de un sensor de posición que puede ser un *encoder* o un *resolver* [10]. Blaschke en su trabajo (método directo) sugiere que la determinación de la magnitud y la posición del vector flujo del rotor sean por medio de un cálculo basado en las magnitudes de voltaje y corriente del estator [11]. En la figura 1.4 se muestra la estructura del control de campo orientado.



(a)



(b)

Figura 1.4 Control de campo orientado. Método directo (a) y método indirecto (b)

En 1984-1985 los investigadores I. Takahashi y T. Noguchi [12], presentan una nueva técnica de control vectorial, llamada “Control Directo de Par” (DTC por sus siglas en inglés *Direct Torque Control*), el cual logra el desacoplamiento entre el par y el flujo del estator mediante la selección de los vectores espaciales de voltaje del inversor por medio de una tabla de vectores óptimos. Véase figura 1.5.

En el mismo año 1985, el investigador Alemán Depenbrock [13] presentó su técnica conocida como “Control Auto Directo de Par” (DSC por sus siglas en inglés *Direct Self Control*) [14]. El esquema de control DSC es una variante del DTC y está orientado para aplicaciones que requieren alto nivel de potencia [15].

Las técnicas de control Vectorial, FOC, DTC y DSC inicialmente fueron creadas para la máquina asíncrona de inducción, sin embargo, éstas pueden ser aplicadas para el control de par y velocidad de máquinas síncronas de imanes permanentes.

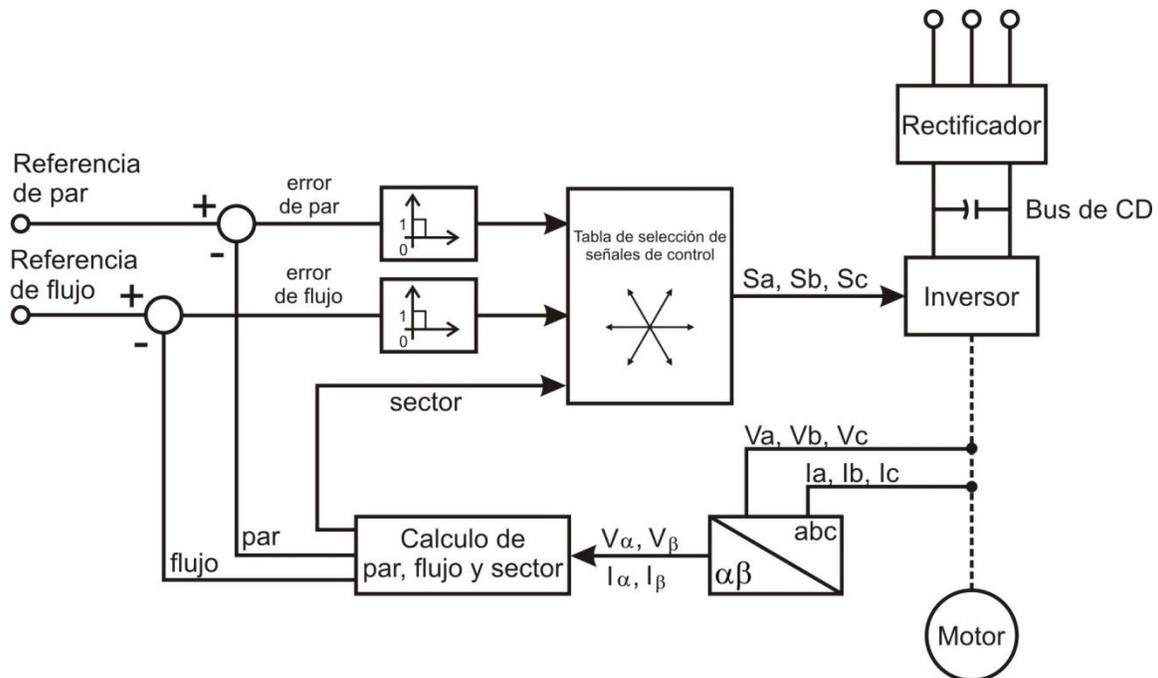


Figura 1.5 Esquema general del control directo de par clásico.

En 1986 Sebastian T., Slemon y Rahman M. A. [16] analizaron las ventajas de las Maquinas Síncronas de Imanes Permanentes (MSIP) y se presentó el circuito equivalente de éstas.

En 1988 Pillay y Krishnan, R. [17,18], presentaron el modelo de la máquina síncrona de imanes permanentes y sus accionamientos clasificándolos en dos categorías: Accionamientos de la máquina síncrona de imanes permanentes (MSIP) y Accionamientos de las máquinas de CD sin escobillas, también se presentó la simulación completa del sistema del accionamiento.

Como se mencionó anteriormente en accionamientos de motores con par o velocidad controlada, el lazo de control se cierra a través de la medición de la velocidad o posición del rotor de la máquina, usando un *encoder* (codificador) u otro sensor mecánico acoplado a su eje. Debido a que los sensores de posición son elementos generalmente frágiles y costosos, éstos generan grandes desventajas [19] al momento de su implementación.

Por lo que la eliminación del sensor mecánico (de posición o velocidad del rotor) ha sido objeto de numerosos trabajos en los últimos años [19, 20, 21]. En 1975 Abbondanti presenta uno de los primeros intentos por operar un motor de inducción en lazo cerrado sin utilizar un sensor de velocidad, con el título “Controladores de velocidad para un motor de inducción usando un estimador electrónico del deslizamiento basado en valores de voltaje y corriente del motor”.

Los métodos más usados se basan en observadores adaptativos [22] y en modelos de referencia adaptativos [23, 24].

A continuación se mencionan algunos métodos de estimación de posición para máquinas síncronas de imanes permanentes.

Métodos basados en la medición de tensiones y corrientes [25, 26, 27], éstos utilizan la medición de tensiones y corrientes para construir una señal de posición del flujo, a través de la cual puede controlarse el ángulo de fase de la corriente del estator. La precisión y la calidad de la estimación del flujo y de las mediciones de los parámetros eléctricos, determinarán el desempeño del algoritmo de control.

Métodos basados en diferentes irregularidades de la máquina [28, 29, 30, 31, 32, 33]. Estos métodos se basan, generalmente, en la medición de las inductancias de fase de la máquina. La medición de inductancias se realiza inyectando señales de alta frecuencia o mediante el cálculo de la derivada de la corriente al inyectar una secuencia de pulsos predeterminada [34].

Métodos que emplean observadores de estado [35, 36, 37, 38, 39]. Se han propuesto una gran variedad de métodos que emplean observadores de estado uno de ellos es el filtro de Kalman, el cual está basado en el modelado matemático completo de la máquina síncrona de imanes permanentes, y proveen una observación óptima a partir de señales censadas ruidosas y procesos perturbados por ruido aleatorio, suponiendo que ambos ruidos no están correlacionados. Usando los valores medidos de tensiones y corrientes, y las ecuaciones de estado de la máquina, la posición y velocidad del rotor pueden estimarse mediante el filtro de Kalman.

Existen propuestas con observadores no lineales de orden completo [40, 41, 42], donde se estiman las corrientes, la posición y la velocidad, midiendo la tensión y la corriente a bornes de la máquina.

En [43, 44] se emplean observadores de perturbación (*disturbance observers*), donde se supone que los estados a estimar son lentamente variantes, y el cambio de las variables de estado entre un muestreo y el siguiente se toma como perturbación. También hay propuestas usando observadores por modo deslizante [45, 46].

Numerosas configuraciones se han propuesto para implementar el sistema de tracción en VEs. En [47] se propone utilizar dos motores eléctricos, uno para el eje delantero y el otro para el eje trasero. En numerosas propuestas [1,48, 49, 50, 51, 52] se utiliza un motor por cada una de las ruedas traseras, lo que permite prescindir del sistema de transmisión diferencial. En otros trabajos [53, 54, 55] se propone utilizar cuatro motores, uno por cada una de las ruedas del vehículo.

En cuanto a la estrategia de control de los motores también se pueden encontrar gran cantidad de propuestas diferentes que se centran en la reducción de costos y la mejora en el desempeño y la confiabilidad del sistema. En [48] y [49] se evalúa y se implementa el control de dos motores alimentados por un solo inversor, con los motores conectados en paralelo. Esto tiene la ventaja de reducir sensiblemente costo y peso del VE, pero la desventaja de reducir la capacidad de control.

Para obtener un comportamiento similar al de un diferencial mecánico, el sistema de tracción debe considerar las distintas condiciones a las que se enfrenta el vehículo. Al poseer un control electrónico que sincroniza el funcionamiento de ambos motores, obtenemos un diferencial electrónico y está definido en el software del controlador [56, 57, 58, 59]. Las condiciones básicas a ser evaluadas son tres, el vehículo marchando en línea recta, en una curva y el caso en que una de las ruedas patine [52, 48].

Dentro de la sección de estudios de posgrado de la ESIME-Zacatenco se han realizado trabajos que son una base y un punto de partida para el presente trabajo el cual viene a complementar el proyecto “Desarrollo de un vehículo eléctrico SUPERCAP para la ciudad de México” (proyecto: picc010-95), estos son:

En el 2011 Ivan I. Juarez Hdz. [60], realiza la simulación de un sistema de recuperación de energía basado en supercapacitores con aplicación en tracción eléctrica, los resultados de esta simulación ilustran el intercambio de energía entre los dispositivos de almacenamiento en el sistema de recuperación de energía y el sistema de tracción eléctrica.

En el 2011 Pedro C. Castellanos M. [61], realiza el control vectorial de la velocidad de una máquina síncrona de imanes permanentes, éste trabajo está dirigido hacia el diseño e implementación del accionamiento de una máquina síncrona de imanes permanentes con un perfil de carga de tracción eléctrica, en la cual se lograron resultados experimentales satisfactorios en la implementación del accionamiento de la máquina utilizando el sensor de posición conectado en la flecha de la máquina.

1.5. Alcance

En el presente trabajo se lleva a cabo el planteamiento teórico del sistema de tracción de un vehículo eléctrico, la simulación de éste y se detallan los conceptos analíticos para

desarrollar el control de la velocidad de un motor AFPM, así como los conceptos para desarrollar el algoritmo del diferencial electrónico.

1.6. Aportaciones

Con el presente trabajo se aporta una herramienta con la cual se puede realizar la evaluación de los motores y de las ganancias de los controladores PI, seleccionados para un sistema de tracción eléctrica multi-motor y con ello ver su viabilidad hacia una futura implementación.

1.7. Estructura de la tesis

En el capítulo 1 se da una visión histórica de las máquinas eléctricas de flujo axial y de los vehículos eléctricos, a su vez se presentan algunos de los trabajos que se han desarrollado en el ámbito de vehículos eléctricos, en los cuales se presenta la aplicación de sistemas multi-motor en tracción eléctrica lo que permite desarrollar estrategias de control avanzadas con algoritmos de diferencial electrónico.

En el capítulo 2 se ahonda en el conocimiento de las máquinas de flujo axial, más específicamente en la máquina síncrona de imanes permanentes, en donde se desarrolla el sistema equivalente de ésta, en el marco síncrono de referencia $dq0$, también se describe la técnica de control vectorial y el diseño de los controladores utilizados en el accionamiento de la máquina AFPM y por último se describe la técnica de estimación de velocidad que se utiliza para prescindir de los sensores mecánicos.

En el capítulo 3 se describe el sistema de tracción que se utilizará en el presente trabajo, así como el estudio de la dinámica del vehículo para determinar el par de carga que este genera en el rotor de la máquina de flujo axial.

En el capítulo 4 se presenta la simulación y los resultados del sistema de tracción eléctrica el cual está compuesto por los siguientes bloques: motor AFPM, Inversor fuente de voltaje, control de campo orientado (FOC), el diferencial electrónico que se logra con los sistemas de tracción multi-motor.

En el capítulo 5 se presentan las conclusiones y recomendaciones que surgieron a partir de los resultados de la simulación.

CAPÍTULO 2

Máquina Síncrona de Flujo Axial con Imanes Permanentes y su Accionamiento

2.1. Introducción

Cuando el campo magnético resultante de un determinado motor rota concéntrico a su eje, entonces el motor es de flujo axial (AFM). En los motores de flujo axial, el estator tiene forma de anillo y el rotor (o los rotores) tiene forma de disco, con sus caras activas paralelas, cumpliéndose que sus diámetros activos interior y exterior (longitud activa), son iguales respectivamente, en la figura 2.1 se muestra un motor de flujo axial con rotores gemelos.

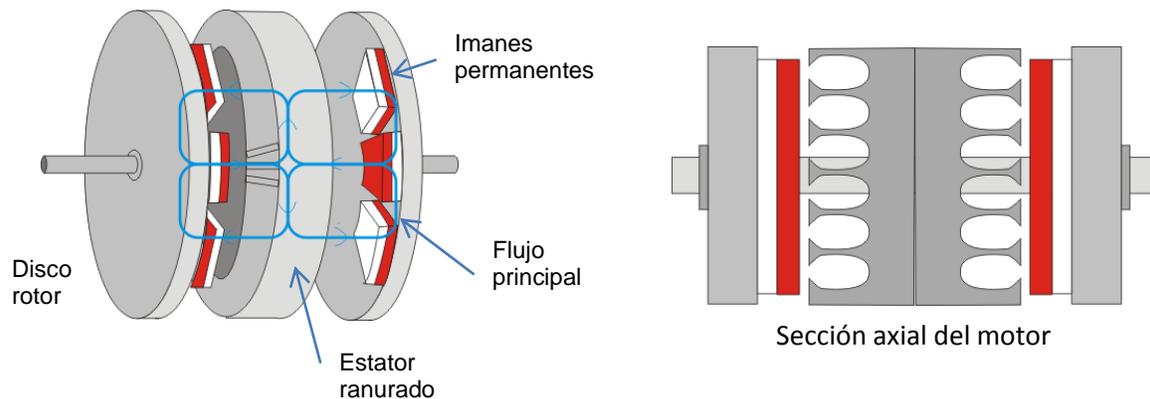


Figura 2.1 a) Vista ilustrativa de estator y rotores; b) Sección axial del motor en el radio medio del estator (sección ampliada) [63].

Las máquinas AFPM, también llamadas máquinas tipo disco, son una atractiva alternativa a las máquinas cilíndricas RFPM (Radial Flux Permanent Magnet), esto por su forma de panqué, su construcción compacta y su alta densidad de potencia. Los motores AFPM, son particularmente utilizados en vehículos eléctricos, bombas, ventiladores, válvulas de control, máquinas herramientas, robots y equipo industrial. Estas máquinas también pueden operar como pequeños y medianos generadores de potencia.

Éstas pueden ser diseñadas como máquinas de entrehierro sencillo o múltiple, con ranuras o sin ranuras o incluso con la armadura totalmente sin hierro. Las máquinas AFPM de baja potencia son frecuentemente diseñadas como máquinas sin ranuras en el estator y con los imanes permanentes superficiales.

En el diseño de estas máquinas se le debe prestar especial atención al conjunto mecánico rotor-eje debido a que usualmente éste es la causa de fallas.

Las máquinas de flujo axial son especialmente recomendables en aplicaciones donde se cumplen las siguientes condicionantes:

- Bajas velocidades.
- Pares elevados.
- Pesos de máquina necesariamente bajos.
- Sobrecargas elevadas y frecuentes.

Las máquinas convencionales de inducción y las máquinas de CD, no suelen ser apropiadas para este tipo de aplicaciones debido a su baja densidad de par (par/peso máquina) y baja resistencia a sobre cargas [64]. Sobre todo si se les compara con las actuales máquinas axiales síncronas, realizadas a base de imanes permanentes de tierras raras con elevado valor del producto $B \times H$.

2.2. Tipos de máquinas de flujo axial con imanes permanentes

En principio, cada tipo de máquina de flujo radial debería tener su correspondiente versión de máquina de flujo axial. En la práctica las máquinas de flujo axial están limitadas a los siguientes tres tipos:

- Máquinas CD conmutadas
- Máquinas CD sin escobillas y máquinas síncronas
- Máquinas de inducción.

Al igual que su contraparte RFPM, la máquina CD AFPM utiliza los imanes permanentes para remplazar el sistema de campo de excitación electromagnético. El rotor (inducido) puede ser diseñado como un rotor bobinado o rotor con devanado impreso. En el rotor bobinado, el devanado de armadura está hecha de hilos de cobre y moldeada con resina. El conmutador es similar al del tipo convencional, es decir, puede ser un conmutador cilíndrico o radial.

El motor tipo disco con devanado impreso en la armadura no tiene un núcleo ferromagnético y su bobinado es similar al devanado de onda de la máquina convencional

de CD con conmutador. Las bobinas se estampan a partir de piezas de lámina de cobre y luego soldadas, formando una onda de bobinado.

La máquina CD sin escobillas y la máquina síncrona de CA tienen casi la misma estructura, aunque su teoría y los principios de operación son algo diferentes [65], [66], [67]. La principal diferencia está en la operación de la forma de onda, es decir:

- La máquina CD sin escobillas genera una forma de onda FEM trapezoidal y se opera con una forma de onda rectangular (también llamado máquina de onda cuadrada);
- La máquina síncrona de CA genera una onda FEM sinusoidal y se opera con corrientes de onda sinusoidal (también llamado máquina de onda sinusoidal).

Hay poco interés en las máquinas tipo de disco de inducción, debido a la dificultad que presenta la fabricación del rotor laminado con devanado de jaula.

A partir de este momento cuando se mencione “motor AFPM” nos estaremos refiriendo a la máquina de CA síncrona operada con corrientes de onda sinusoidal, debido a que este será utilizado para el presente trabajo.

2.3. Clasificación de las máquinas AFPM

La presente clasificación de la máquina AFPM se hace desde el punto de vista de su construcción la cual puede ser diseñada con una o doble cara, con o sin ranuras en la armadura, con o sin núcleo en la armadura, con imanes permanentes internos o externos en el rotor y como máquinas de una sola etapa o multi-etapa.

En el caso de la configuración de doble cara, puede adoptar ya sea un arreglo con rotor externo o estator externo.

Las diversas topologías de la máquina AFPM pueden ser clasificadas como se muestra a continuación [15]:

- Máquinas AFPM de una cara. Véase figura 2.2(a)
 - Con ranuras en el estator
 - Sin ranuras en el estator
 - Con polos salientes en el estator
- Máquinas AFPM de doble cara. Véase figura 2.2 (b), (c), (d) y figura 2.3
 - Con estator interno
 - Con ranuras en el estator
 - Sin ranuras en el estator

- Con núcleo de hierro en el estator
- Sin núcleo en el estator
- Sin núcleo en el estator y en el rotor
- Con polos salientes en el estator
- Con rotor interno
 - con ranuras en el estator
 - Sin ranuras en el estator
 - Con polos salientes en el estator
- Máquinas AFPM multi-etapas (multidisco). Véase figura 2.4

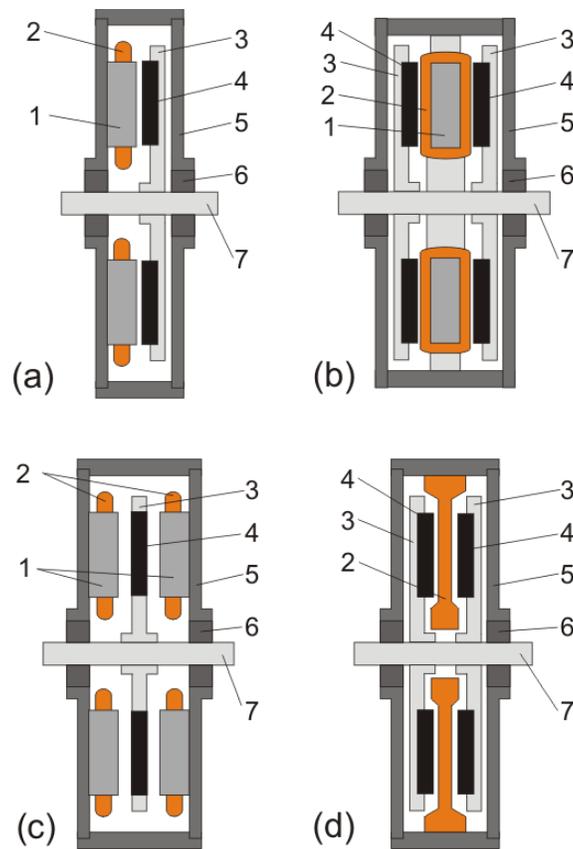


Figura 2.2 Topología básica de la máquina AFPM: (a) máquina ranurada de una cara, (b) máquina doble cara sin ranuras con estator interno y rotores gemelos con imanes permanentes, (c) máquina doble cara con estator ranurado y rotor interno con imanes permanentes, (d) motor doble cara sin núcleo con estator interno. 1- núcleo del estator, 2- devanado del estator, 3- rotor, 4- iman permanente, 5- armazón, 6- cojinetes, 7- eje.[6]

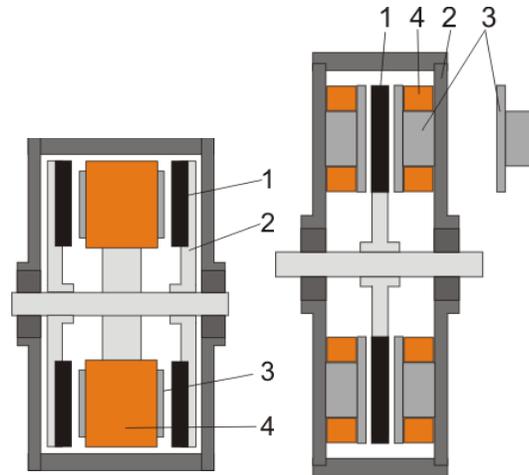


Figura 2.3 Máquina AFPM mono-etapa (multidisco) con tres estatores sin núcleo y cuatro rotores con imanes permanentes: 1- devanado del estator, 2- rotor, 3- armazón, 4- cojinetes, 5- eje [68].

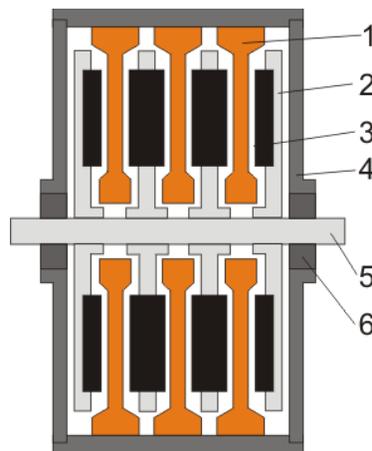


Figura 2.4 Máquina AFPM multi-etapa (multidisco) con tres estatores sin núcleo y cuatro rotores con imanes permanentes: 1- devanado del estator, 2- rotor, 3- armazón, 4- cojinetes, 5- eje [68].

2.4. Densidad de potencia de la máquina de flujo axial.

En la comparación de las máquinas eléctricas de flujo radial con las máquinas de flujo axial se ve que estas se diseñan con un ratio potencia/peso mucho más alto, para rendimientos similares. Esto se consigue con un número de polos elevados. Por tanto, estas máquinas son recomendadas para aplicaciones que requieran pares elevados y velocidades bajas [63].

Una forma rápida de justificar cuando emplear una máquina AFPM se puede obtener comparando las densidades de potencia respecto a una máquina RFPM [2].

La densidad de potencia de un motor , es un índice importante para muchas aplicaciones y se definirá como [69]:

$$\delta_{(M)} = \frac{\text{Potencia nominal del motor}}{\text{Peso del motor}}; Kw/Kg \quad 2.1$$

Por otro lado, la razón (o relación) de densidad de potencia, $\delta_{(M)}^l$, sirve para comparar dos motores, (X y Y). dividiendo sus densidades de potencia respectivamente, ($\delta_{(M)X}$, $\delta_{(M)Y}$) entre sí o sea:

$$\delta_{(M)}^l = \frac{\delta_{(M)X}}{\delta_{(M)Y}} \quad 2.2$$

En la figura 2.5 la curva muestra la dependencia entre y los pares de polos, en este caso la corresponde al cociente entre la de la máquina AFPM y la de la máquina RFPM, observándose que para menores velocidades sincrónicas (mayor número de polos) indiscutiblemente la máquina AFPM tendrá mayor .

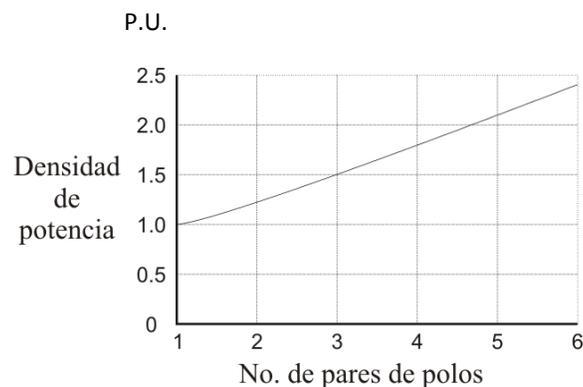


Figura 2.5 Variación de densidad de potencia respecto a una máquina radial en función del número de polos [69].

2.5. Máquinas axiales vs radiales

Con la aplicación de nuevos materiales, innovación en las tecnologías de fabricación y mejoras en las técnicas de refrigeración, el aumento en la densidad de potencia (potencia de salida por masa o volumen) de la máquina eléctrica ha sido posible. Hay un límite inherente a este aumento para las máquinas convencionales RFPM, debido a [65, 70, 71, 72, 73]:

- gran parte del núcleo del rotor alrededor del eje (yugo de rotor) apenas se utiliza como un circuito magnético;
- la característica de cuello de botella para el camino del flujo en la raíz del diente del rotor en el caso de la máquina de inducción y máquinas CD de colector o máquinas sin escobillas con rotor externo véase figura 2.6;
- el calor de los devanados del estator se transfiere al núcleo y al marco.

Estas limitaciones son inherentes a estructuras de flujo radial y no se pueden eliminar fácilmente a menos que se adopte una nueva topología. La máquina AFPM, es reconocida por tener una densidad de potencia mayor que la máquina RFPM, y es más compacta que su contraparte [65, 71, 72, 74].

Además, dado que el diámetro interior del núcleo de una máquina AFPM es generalmente mucho mayor que el diámetro del eje véase figura 2.2, se da una mejor ventilación y refrigeración. En general, las propiedades especiales de las máquinas AFPM, que se consideran ventajosa sobre las máquinas RFPM en ciertas aplicaciones, se pueden resumir como sigue [65, 75]:

- Las máquinas AFPM tienen un diámetro mucho mayor en razón de su longitud que las máquinas RFPM;
- Las máquinas de AFPM tienen un entrehierro plano y ajustable;
- Capacidad de ser diseñado para poseer una mayor densidad de potencia con un cierto ahorro en material de núcleo;
- La topología de una máquina AFPM es ideal para diseñar una máquina modular en la cual el número de los mismos módulos es ajustable a la potencia y par requerido;
- Cuanto mayor sea el diámetro exterior del núcleo, mayor será el número de polos que pueden ser acomodados, haciendo que las máquinas AFPM sean una elección adecuada para las operaciones de alta frecuencia o de baja velocidad.

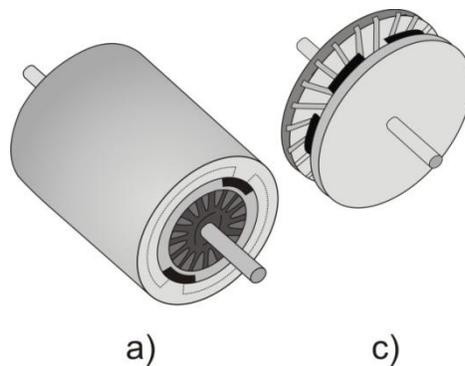


Figura 2.6 Topologías de (a) máquina RFPM, (b) máquina AFPM [68]

En consecuencia, las máquinas tipo AFPM son especialmente adecuados para aplicaciones de servo, tracción, generación distribuida y aplicaciones de propósito especial en donde sus propiedades ofrecen claras ventajas sobre sus contrapartes convencionales RFPM.

La figura 2.7 ofrece la comparación de rendimiento entre una máquina RFPM y un número de máquinas AFPM de diferentes configuraciones en cinco niveles de potencia diferentes [76], lo que demuestra que la máquina AFPM tiene menor volumen y menor masa de material activo para lograr la potencia nominal con respecto a una máquina RFPM.

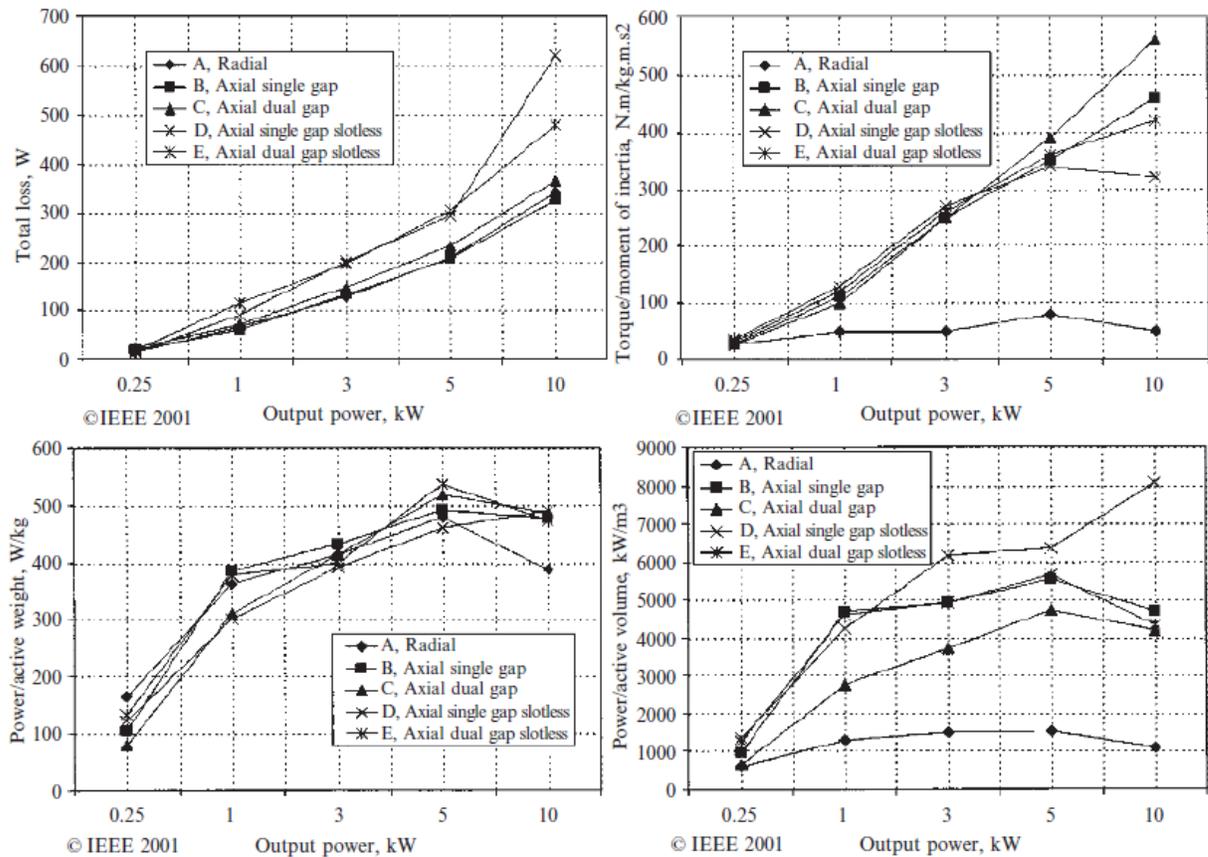


Figura 2.7 Comparación de desempeño de una máquina RFPM y una AFPM. [14]

2.6. Modelo matemático de la máquina AFPM

En este apartado se desarrollarán las ecuaciones básicas de la máquina AFPM que permitirán obtener el modelo del motor para la simulación en Matlab/Simulink que se presentará en el capítulo 4.

El principio del diseño electromagnético de la máquina AFPM es similar a la máquina de flujo radial con rotor cilíndrico. Sin embargo, su diseño mecánico, análisis térmico y su proceso de ensamblaje son más complejos.

Las ecuaciones del motor se deducen basadas en las siguientes suposiciones [68]:

- No hay pérdidas en el núcleo;
- El circuito magnético es lineal, por ejemplo no hay saturación en el circuito magnético;
- no hay ninguna magnetización transversal o acoplamiento mutuo entre los ejes d y q del circuito;
- no hay efectos de estator ranurado (núcleo del estator suave).

Las ecuaciones de voltaje de fase en forma matricial de la máquina eléctrica AFPM se pueden escribir como [68]:

$$V_{ABC} = R_1 i_{ABC} + \frac{d\Psi_{ABC}}{dt} \beta \quad 2.3$$

Donde Ψ_{ABC} son los flujos de fase del estator trifásico. La ecuación (2.3) es expresada en el llamado marco de referencia ABC, donde las variables del circuito (V, I, Ψ) están referidas al estator. Para las máquinas síncronas como la AFPM, es muy conveniente transformar o referir estas variables del estator a un marco de referencia que este fijo al rotor. En esta transformación los devanados ABC de la máquina son remplazados por los devanados ficticios $dq0$ que rotan con el rotor.

Para transformar las variables del circuito del marco de referencia estacionario ABC al marco de referencia $dq0$ o viceversa se aplica la *Transformada directa de Park* (consultar apéndice A).

$$f_{dq0} = [T_{dp}] [f_{ABC}] \quad 2.4$$

Y la transformación inversa de Park

$$f_{ABC} = [T_{dp}]^{-1} [f_{dq0}] \quad 2.5$$

T_{dp} se describe en la ecuación (2.6) y $[T_{dp}]^{-1}$ es la matriz inversa de $[T_{dp}]$. En las ecuaciones (2.4) y (2.5) f_{ABC} y f_{dq0} son las variables de voltaje, corriente o flujo en los marcos de referencia ABC y $dq0$ respectivamente.

$$T_{dp} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad 2.6$$

En la ecuación (2.6) el ángulo θ es el ángulo eléctrico definido en la figura 2.8. Con una velocidad ω constante del rotor el ángulo $\theta = \omega_e t$.

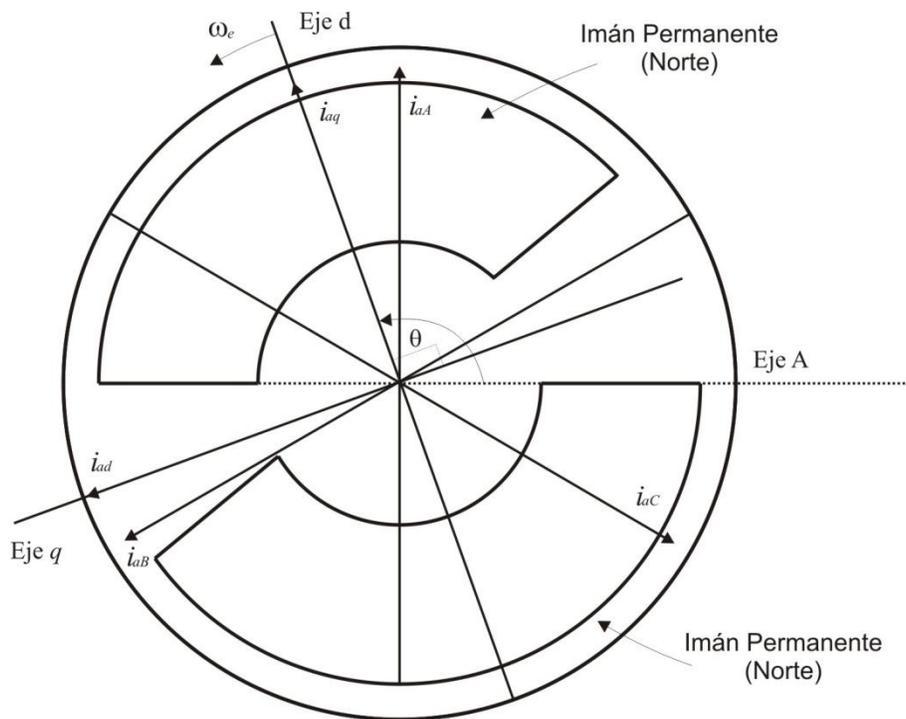


Figura 2.8 Devanados estacionarios ABC y rotatorios dq de una maquina simple AFPM de dos polos: (a) Vista frontal (Los imanes permanentes se muestran en líneas punteadas) [6].

Aplicando la ecuación (2.6) a las variables del circuito voltaje, corriente y flujo para transformarlas al marco de referencia $dq0$ se obtienen las siguientes ecuaciones.

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad 2.7$$

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad 2.8$$

$$\begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{pmatrix} \quad 2.9$$

Mediante la transformación de Park y la aplicación de la misma al sistema de ecuaciones de las variables del circuito de una máquina AFPM trifásica balanceada, se podrá obtener el modelo del motor a partir de 4 ecuaciones las cuales se desarrollan a continuación, con lo cual será más sencillo analizar a ésta.

Para una máquina AFPM trifásica balanceada solamente es necesario considerar los ejes d y q del circuito ya que la componente de secuencia cero no incide en el desempeño de la máquina puesto que generalmente las máquinas son operadas sin hilo neutro.

Desarrollando ψ_d de la ecuación (2.9) se obtiene:

$$\psi_d = \frac{2}{3} \left(\cos \theta \psi_a + \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \psi_b + \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \psi_c \right) \quad 2.10$$

Derivando la ecuación (2.10) se obtendrá:

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_d}{dt} &= \frac{2}{3} \left(\cos \theta \frac{d\psi_a}{dt} + \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d\psi_b}{dt} + \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d\psi_c}{dt} \right) \\ &+ \frac{2}{3} \left(-\psi_a \sin \theta \frac{d\theta}{dt} - \psi_b \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d\theta}{dt} - \psi_c \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d\theta}{dt} \right) \end{aligned} \quad 2.11$$

Factorizando y simplificando con la transformada de Park la ecuación (2.11) y considerando que $\frac{d\theta}{dt} = \omega_e$ (velocidad eléctrica del rotor), se obtiene:

$$\frac{d\psi_d}{dt} = \frac{2}{3} \left[\cos \theta \frac{d\psi_a}{dt} + \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d\psi_b}{dt} + \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \frac{d\psi_c}{dt} \right] + \psi_q \omega_e \quad 2.12$$

Desarrollando y despejando de la ecuación (2.3) las derivadas de los flujos obtenemos las ecuaciones siguientes:

$$\frac{d\psi_a}{dt} = v_a - R_a i_a \quad 2.13$$

$$\frac{d\psi_b}{dt} = v_b - R_b i_b \quad 2.14$$

$$\frac{d\psi_c}{dt} = v_c - R_c i_c \quad 2.15$$

Sustituyendo las ecuaciones (2.13), (2.14), (2.15) en la ecuación (2.12) se obtiene:

$$\frac{d\psi_d}{dt} = \frac{2}{3} \left[\cos \theta \left(v_a - R_a i_a \right) + \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \left(v_b - R_b i_b \right) + \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \left(v_c - R_c i_c \right) \right] + \psi_q \omega_e \quad 2.16$$

Desarrollando y considerando que $R_a = R_b = R_c = R_s$ se obtiene:

$$\frac{d\psi_d}{dt} = \frac{2}{3} \left[\begin{array}{l} v_a \cos \theta + v_b \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + v_c \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ - R_s \left(i_a \cos \theta - i_b \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) - i_c \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \end{array} \right] + \psi_q \omega_e \quad 2.17$$

De la ecuación (2.17) se obtiene la siguiente ecuación simplificando con la transformada de Park:

$$\frac{d\psi_d}{dt} = v_d - R_s i_d + \psi_q \omega_e \quad 2.18$$

Si despejamos v_d se obtiene la primera de las ecuaciones para desarrollar nuestro modelo de la máquina AFPM:

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \omega_e \quad 2.19$$

Para obtener nuestra segunda ecuación del modelo desarrollamos ψ_q como se ha hecho con ψ_d obteniendo:

$$\frac{d\psi_q}{dt} = v_q - R_s i_q - \psi_d \omega_e \quad 2.20$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \psi_d \omega_e \quad 2.21$$

Orientando el flujo de los imanes permanentes (IP) sobre el eje d , considerando que el marco de referencia $dq0$ gira en sincronismo con el rotor, y el ángulo inicial del rotor y de los ejes son iguales, se pueden obtener las siguientes ecuaciones de flujos:

$$\begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \psi_{IP} \\ 0 \end{pmatrix} \quad 2.22$$

Derivando las ecuaciones de flujo y despreciando la componente cero obtenemos:

$$\frac{d\psi_d}{dt} = L_d \frac{di_d}{dt} \quad 2.23$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = L_q \frac{di_q}{dt} \quad 2.24$$

Sustituyendo las ecuaciones (2.22), (2.23) y (2.24) en las ecuaciones (2.19) y (2.21) obtenemos el modelo de la máquina AFPM:

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q i_q \omega_e \quad 2.25$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_d i_d \omega_e + \psi_{IP} \omega_e \quad 2.26$$

Con las ecuaciones (2.25) y (2.26), se obtiene el modelo del motor, el cual está representado con el circuito equivalente de la figura 2.9

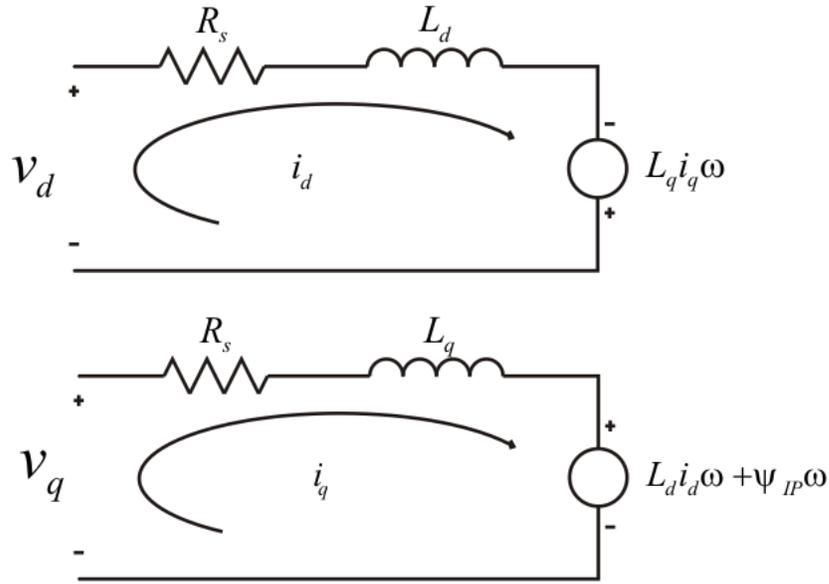


Figura 2.9 Circuito equivalente en ejes dq de la máquina AFPM brushless

A continuación se muestra el desarrollo de la expresión del par. Como bien se sabe, el par se obtiene a partir de la potencia, por lo tanto el primer término obtenido es la potencia desarrollada, la cual se calcula multiplicando cada corriente y cada tensión de cada fase; la corriente en el eje 0 vale cero por este motivo no aparece.

$$P = \frac{3}{2} v_d i_d + v_q i_q \quad 2.27$$

Se sustituyen las ecuaciones (2.25) y (2.26) en la ecuación (2.27), para poder analizar la correspondencia de cada término de la ecuación y así llegar a obtener la parte que corresponde a la conversión de la energía.

$$P = \frac{3}{2} \left(\left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q i_q \omega_e \right) i_d + \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_d i_d \omega_e + \psi_{IP} \omega_e \right) i_q \right) \quad 2.28$$

$$P = \frac{3}{2} \left(R_s i_d^2 + L_d \frac{di_d^2}{dt} - L_q i_q i_d \omega_e + R_s i_q^2 + L_q \frac{di_q^2}{dt} + L_d i_d i_q \omega_e + \psi_{IP} \omega_e i_q \right) \quad 2.29$$

$$P = \underbrace{\frac{3}{2} R_s i_d^2 + R_s i_q^2}_{\text{Perdidas en los conductores}} + \underbrace{\frac{3}{2} \left(L_d \frac{di_d^2}{dt} + L_q \frac{di_q^2}{dt} \right)}_{\text{Variación de la energía almacenada}} + \underbrace{\frac{3}{2} \omega_e L_d i_d i_q - L_q i_q i_d + \psi_{IP} i_q}_{\text{Para conversión de la energía}} \quad 2.30$$

El primer término contempla la potencia debido a las pérdidas por efecto Joule que introducen las resistencias. El segundo término contempla la variación de la energía magnética almacenada. El último término resulta ser el término de la conversión de la energía eléctrica en energía mecánica.

Para obtener la ecuación de Par sólo se tomará la última expresión de la potencia y obtendremos:

$$P_{elm} = \frac{3}{2} \omega_e L_d i_d i_q - L_q i_q i_d + \psi_{lp} i_q \quad 2.31$$

$$P_{elm} = \frac{3}{2} \omega_e \psi_d i_q - \psi_q i_d \quad 2.32$$

$$T_e = \rho \frac{P_{elm}}{\omega_e} \quad 2.33$$

Donde

$$\rho = \frac{\omega_e}{\omega_{mec}} \quad 2.32$$

$$T_e = \frac{3}{2} \rho \psi_d i_q - \psi_q i_d \quad 2.35$$

Al analizar la expresión del par electromecánico, ecuación (2.35) se puede apreciar que el par tan solo depende de parámetros físicos del motor y de las corrientes del mismo, además es proporcional a éstas. Se recuerda que ω_{mec} es la velocidad mecánica del rotor, la ω_e es la velocidad eléctrica del rotor y la ρ es el número de pares de polos que relaciona a éstas dos.

El motor convierte energía eléctrica en energía mecánica rotacional y una gran parte de ésta última estará disponible para mover una carga externa. La siguiente ecuación describe la relación entre el par aplicado a un objeto y su aceleración angular resultante. Esta relación, llamada *Ley de rotación de Newton*, está dada por la ecuación [77]

$$\tau = J\lambda \quad 2.36$$

Donde τ es el par neto aplicado, expresado en newton/metro

J Representa el momento de inercia del objeto y se mide en kilogramos/metros

λ Es la aceleración angular resultante expresada en radianes por segundo

En la figura 2.10 se muestran las fuerzas que se oponen a la rotación de la máquina, las cuales se suman para determinar la ecuación mecánica del motor.

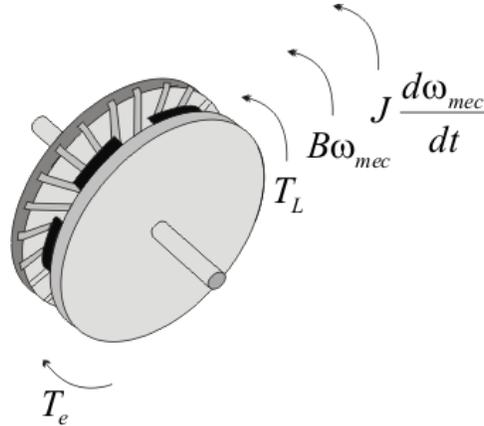


Figura 2.10 Diagrama de fuerzas que actúan en el rotor de una AFPM

$$T_e = J \frac{d\omega_{mec}}{dt} + B\omega_{mec} + T_L \quad 2.37$$

$$\frac{T_e - B\omega_{mec} - T_L}{J} = \frac{d\omega_{mec}}{dt} \quad 2.38$$

$$\omega_{mec} = \frac{\omega_e}{\rho} \quad 2.39$$

$$\frac{d\omega_{mec}}{dt} = \left(\frac{1}{\rho} \right) \frac{d\omega_e}{dt} \quad 2.40$$

$$\left(\frac{1}{\rho} \right) \frac{d\omega_e}{dt} = \frac{T_e - B \omega_e / \rho - T_L}{J} \quad 2.41$$

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{T_e \rho - B\omega_e - T_L \rho}{J} \quad 2.42$$

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{\rho}{J} T_e - T_L - \frac{B\omega_e}{J} \quad 2.43$$

Por lo tanto, las ecuaciones que se utilizarán para realizar el modelo del motor AFPM en Matlab/simulink son las ecuaciones (2.25), (2.26), (2.35), (2.43).

2.7. Accionamiento del motor AFPM

Fundamentalmente, hay dos técnicas de control para las máquinas eléctricas, el control escalar y el control vectorial, cabe mencionar que estas técnicas y conceptos de control son aplicables tanto para las máquinas de inducción como para las máquinas síncronas de imanes permanentes, cada una con sus características distintivas.

En la figura 2.11 se muestra un sistema típico de accionamiento de un motor AFPM, el cual consta de una fuente de CD, un inversor trifásico y un controlador de señales.

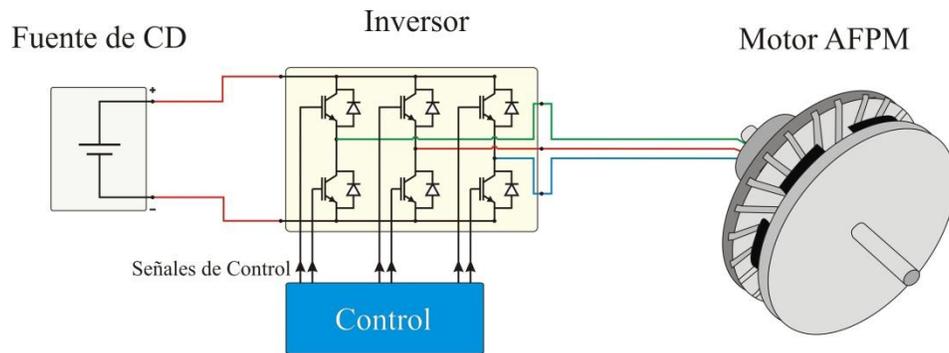


Figura 2.11 Sistema del accionamiento de un motor AFPM

En la figura 2.11 el voltaje de CD se obtiene de una fuente de CD o también puede obtenerse de una batería o un rectificador a diodos. Si la carga es de CA, es deseable que el voltaje en sus terminales sea sinusoidal y ajustable en su magnitud y frecuencia. Esto se logra por medio del inversor de CD a CA de modo conmutado de la figura 2.11, que acepta un voltaje de CD como entrada y produce el voltaje de CA deseado [80].

2.7.1. Inversor trifásico fuente de voltaje

En este apartado se describe de forma general el inversor con salida de CA trifásica, Para ellos se supondrá que la entrada al inversor es una fuente de voltaje de CD como se muestra en la figura 2.11. Estos inversores se denominan inversores de fuente de voltaje (VSI). Los VSI se subdividen en 3 categorías que son: *inversores modulados por ancho de pulsos*, *inversores de onda cuadrada* y *los inversores monofásicos con cancelación de voltaje*. El inversor que se utilizará para la presente tesis es el VSI modulado por PWM (por sus siglas en inglés *Pulse With Modulation*).

Los inversores pueden usar dispositivos controlados de encendido y apagado como: BJT, MOSFET, IGBT y GTO. En estos inversores, el voltaje de CD de entrada es esencialmente una magnitud constante, por lo tanto, el inversor debe controlar la magnitud y la frecuencia de los voltajes de CA de salida. Esto se logra mediante el PWM de los interruptores del inversor y por ende éste se llama inversor PWM [62].

El circuito de un inversor trifásico más frecuente consiste en tres patas o terminales, una para cada fase como se muestra en la figura 2.12.

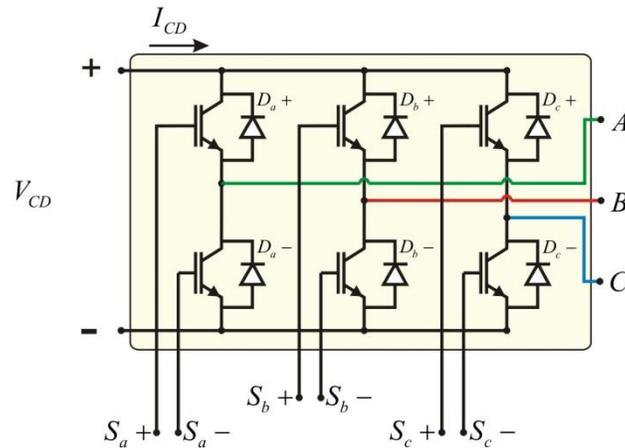


Figura 2.12 Inversor trifásico de dos niveles.

Para ser precisos, el inversor es un convertidor a través del cual el flujo de potencia es reversible. Sin embargo, la mayoría del tiempo el flujo de potencia va del lado de CD hacia el lado de CA.

El modelo detallado del inversor como el presentado en la figura 2.12 permite el estudio de fenómenos como el rizado de corriente por conmutación, espectro de alta frecuencia, oscilaciones parásitas, así como los efectos de algunos esquemas de PWM. Sin embargo, este modelo toma largos tiempos simulación, por lo tanto para efectos de la simulación del sistema de tracción que se realizara en Matlab/simulink se utilizará el modelo promedio del inversor para lograr menores tiempos de simulación en comparación con el modelo detallado [60].

Con el modelo promedio del inversor [81], se eliminan los efectos de las conmutaciones de los dispositivos, lo cual reduce el tiempo de simulación y las formas de onda obtenidas en este modelo son completamente sinusoidales.

El modelo promedio del inversor se muestra en la figura 2.13, éste se compone de dos fuentes dependientes de corriente y dos fuentes dependientes de voltaje, controladas por tres señales de control.

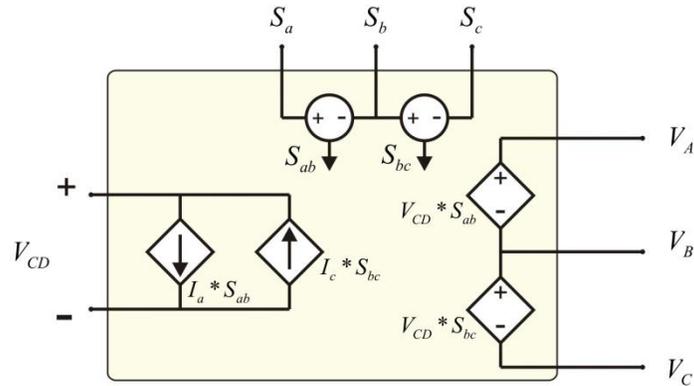


Figura 2.13 Modelo promedio del inversor fuente de voltaje

Para desarrollar el modelo promedio del inverso se definen las siguientes vectores

- Voltajes entre líneas

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a - V_b \\ V_b - V_c \\ V_c - V_a \end{bmatrix} \quad 2.44$$

- Señales de control

$$\begin{bmatrix} S_{ab} \\ S_{bc} \\ S_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a - S_b \\ S_b - S_c \\ S_c - S_a \end{bmatrix} \quad 2.45$$

- Voltajes entre línea a partir de las señales de control y V_{cd}

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{cd} * \begin{bmatrix} S_{ab} \\ S_{bc} \\ S_{ca} \end{bmatrix} \quad 2.46$$

-
- Corriente de entrada en el inversor I_{CD} en términos de las señales de control y las corrientes de línea

$$I_{CD} = S_{ab} * i_a - S_{bc} * i_c \quad 2.47$$

2.7.2. Control de Campo Orientado

La estrategia de control vectorial consiste en extrapolar la técnica del control de motores de corriente directa al ámbito de los motores de corriente alterna. Para ello y debido a que una máquina de corriente alterna carece de dos bobinados desacoplados este control es basado en proyecciones que transforman un sistema trifásico dependiente en un sistema de dos coordenadas estacionarias (coordenadas $\alpha\beta$) llamado transformada de Clark, posteriormente se lleva este sistema bifásico estacionario a un sistema bifásico que rota en sincronía con el flujo de los imanes permanentes, quedando este en “coordenadas $dq0$ ”, esta transformación es llamada transformada de Park.

Esto permite emular las condiciones magnéticas de una máquina de CD al separar las ecuaciones del motor y con ello controlar indirectamente el flujo (i_d) y Par (i_q) mediante un controlador PI de corriente. Por lo que las máquinas controladas por el control de campo orientado necesitan dos constantes de entrada: la componente de par i_q (alineada con el eje q) y la componente de flujo i_d (alineada con el eje d). De esta manera se logra obtener una relación lineal entre el par generado y la corriente i_q .

Por lo tanto la finalidad del control de campo orientado es controlar el par electromagnético de una forma equivalente al de una máquina de CD con excitación separada, por lo que se debe mantener el flujo del estator y el par electromagnético a un ángulo de 90° entre ellos (desacoplamiento), en la figura 2.14 se muestra el diagrama de bloques del Control de Campo Orientado.

Debido a que esta técnica de control se basa simplemente en proyecciones, la estructura de control toma valores eléctricos instantáneos. Esto hace que el control sea preciso en cada operación de trabajo (estable y transitorio) e independiente de el límite de ancho de banda del modelo matemático [78].

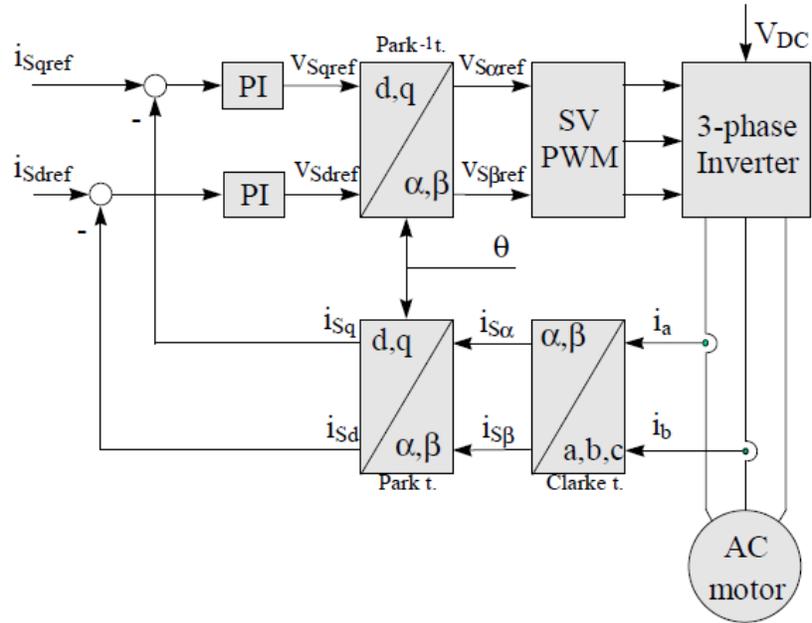


Figura 2.14 Diagrama de bloques del control de campo orientado para la región de potencia constante [78].

La figura 2.15 muestra el diagrama de fasorial de un motor AFPM para operación en la región de potencia constante donde $i_d = 0$. Nótese que δ es negativo para modo motor y positivo para modo generador.

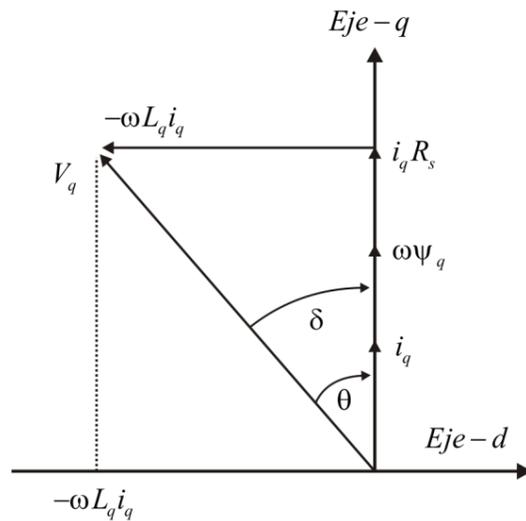


Figura 2.15 Diagrama fasorial del motor AFPM en la región de potencia constante

Gracias a estos factores, el control de la máquina de CA adquiere todas las ventajas de control de la máquina CD y se libera de los inconvenientes de la conmutación mecánica.

2.7.3. Sistemas de control

Existen dos formas básicas de sistemas de control, una es la denominada en lazo abierto y la otra en lazo cerrado. Con un sistema en lazo abierto la entrada se elige con base en la experiencia que se tiene con dichos sistemas para producir el valor de salida requerida.

Con un sistema de control en lazo cerrado se tiene una señal de realimentación hacia la entrada de la salida, la cual se utiliza para modificar la entrada de modo que la salida se mantenga constante a pesar de las condiciones de operación [79]

En las aplicaciones como el control de la velocidad de una máquina, en donde es necesario un control preciso de la velocidad y posición del rotor, es utilizado un control en lazo cerrado o de realimentación. En la figura 2.16 se muestra un sistema de control con realimentación donde:

$G_p(s)$ es la función de transferencia en el dominio Laplace de la planta

$G_c(s)$ es la función de transferencia del controlador

$X^*(s)$ es la referencia de entrada

$X(s)$ es la salida del sistema

$E(s)$ es el error el cual es la diferencia entre la entrada de referencia y la salida medida

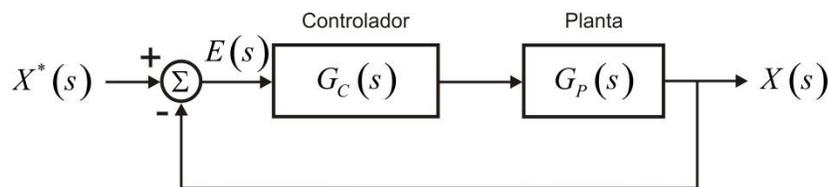


Figura 2.16 Diagrama simplificado de un sistema de control con realimentación.

La función de transferencia del sistema de la figura 2.16 en lazo abierto es la siguiente

$$G_{LA}(s) = G_c(s) G_p(s) \quad 2.48$$

La función de transferencia en lazo cerrado es la siguiente

$$G_{LC} s = \frac{G_{LA} s}{1 + G_{LA} s} \quad 2.49$$

2.7.4. Estructura de control cascada

En accionamientos de motores eléctricos frecuentemente se utiliza una estructura de control llamada cascada, debido a que es flexible. Se define como la configuración donde la salida de un controlador de realimentación es el punto de ajuste para otro controlador de realimentación, por lo menos. Más exactamente, el control de cascada involucra sistemas de control de realimentación o circuitos que estén ordenados uno dentro del otro.

Existen dos propósitos para usar control cascada:

1. Eliminar el efecto de algunas perturbaciones haciendo la respuesta de regulación del sistema más estable y más rápido.
2. Mejorar la dinámica del lazo de control.

La estructura de control en cascada mostrada en la figura 2.17 tiene dos lazos de realimentación, un lazo primario con un controlador primario también llamado “maestro” $G_{Cm}(s)$ y un lazo secundario con un controlador secundario también denominado “esclavo” $G_{Ce}(s)$, siendo la salida del primario el punto de consigna del controlador secundario. La salida del controlador secundario es la que actúa sobre el proceso.

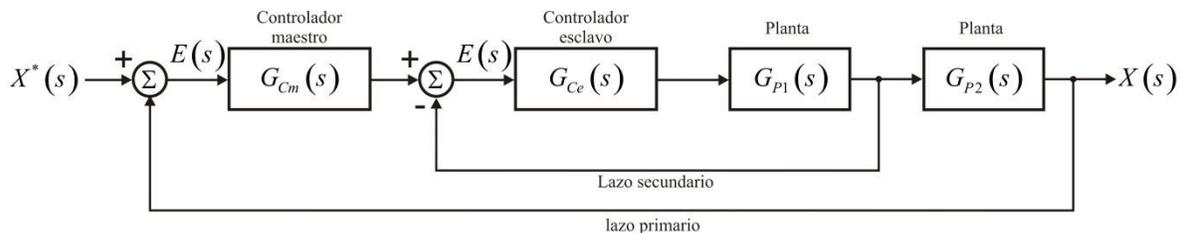


Figura 2.17 Estructura de control cascada.

Un requisito importante para que la aplicación del esquema de control en cascada presente ventajas sobre un controlador feedback puro, es que la respuesta dinámica de la planta G_{p2} sea más rápida que la correspondiente respuesta dinámica de la planta G_{p1} . Si este requisito se cumple entonces es muy probable mejorar el desempeño del esquema de control a lazo cerrado usando el concepto de control en cascada. Por esta razón, se acostumbra emplear un

controlador puramente proporcional para el control de la planta G_{p2} ; este controlador se sintoniza de manera tal que la respuesta obtenida de la planta G_{p2} sea lo más rápida posible, sujeta a las restricciones de estabilidad sobre los valores de la ganancia del controlador. Para el control de la planta G_{p1} podría emplearse un controlador PI o PID.

2.7.5. Controlador PI

El controlador es un elemento en el sistema en lazo cerrado que tiene como entrada la señal de error y produce una salida que se convierte en la entrada al elemento correctivo.

Los pasos que deben ser tomados en cuenta para llevar a cabo el diseño son los siguientes:

- Se considera que próximo al punto de operación en estado permanente los disturbios en la entrada de referencia y en la carga son pequeños, tal como se hace en un análisis de pequeña señal, lo cual permite que el sistema pueda ser considerado como un sistema lineal, permitiendo así que los conceptos básicos de la teoría de control clásico puedan ser aplicados.
- Una vez que el controlador sea diseñado, el sistema completo puede ser sometido a condiciones de gran señal para evaluar el desempeño del controlador, este análisis se puede realizar durante la simulación pudiéndose realizar ajustes en los parámetros de los controladores [61].

Con el *controlador proporcional* la salida del controlador es directamente proporcional a su entrada; la entrada es la señal de error, e , la cual es una función del tiempo. De esta manera

$$\text{Salida} = K_p e \quad 2.50$$

Donde K_p es una constante llamada *ganancia proporcional*. La salida del controlador depende sólo de la magnitud del error en el instante en el que se considera. La función de transferencia, $G_{CP}(s)$ para el controlador es, por lo tanto

$$G_{CP}(s) = K_p \quad 2.51$$

Con el *controlador integral* la salida del controlador es proporcional a la integral de la señal de error e con el tiempo, es decir,

$$\text{Salida} = K_i \int_0^t e dt \quad 2.52$$

Donde K_i es la constante denominada *ganancia integral*. La integral entre 0 y t es, de hecho, el área bajo la gráfica del error entre 0 y t . Así, debido a que después de que el error comienza, el área se incrementa en razón regular, la salida del controlador se debe incrementar en una razón regular. La salida en cualquier tiempo es, entonces, proporcional a la acumulación de los efectos de los errores pasados.

Al tomar la ecuación (2.52) y aplicarle la transformada de Laplace da por resultado la función de transferencia para el controlador integral, como se muestra en la ecuación (2.53)

$$G_{CI}(s) = \frac{Salida(s)}{e(s)} = \frac{K_i}{s} \quad 2.53$$

Por lo tanto utilizando las ecuaciones (2.51) y (2.53), se obtiene la función de transferencia de un controlador PI

$$G_{PI}(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) = \frac{K_i}{s} \left[1 + \frac{s}{K_i/K_p} \right] \quad 2.54$$

En la figura 2.18 se muestra el diagrama de un controlador PI.

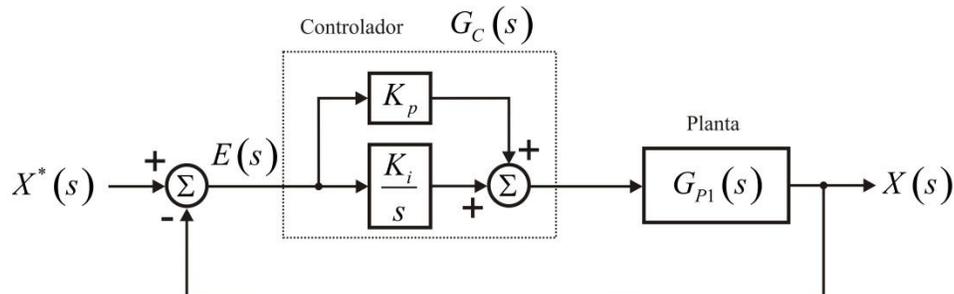


Figura 2.18 Controlador PI [81]

2.7.6. Diseño de lazo de control de par

La siguiente sección se fundamenta en [61, 80]. La ganancia constante del inversor considerando un PWM sinusoidal en la zona lineal es

$$K_{PWM} = \frac{V_{cd}}{V_{tri}} \quad 2.55$$

El diagrama de bloques de la planta mostrado en la figura 2.19 se obtiene de las ecuaciones (2.25), (2.26), (2.35), (2.43), las cuales se tienen que llevar al dominio de Laplace quedando de la siguiente manera

$$v_d = SL_d i_d + R_s i_d \quad 2.56$$

$$v_q = SL_q i_q + R_s i_q + \psi_{IP} \omega \quad 2.57$$

$$T_e = \frac{2}{3} \rho \psi_{IP} i_q \quad 2.58$$

$$S\omega_e = \frac{\rho}{J} T_e \quad 2.59$$

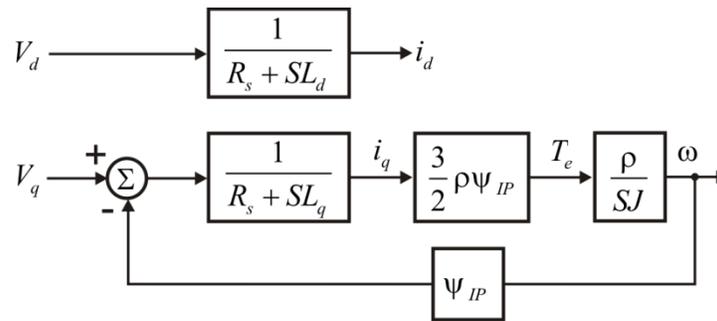


Figura 2.19 Diagrama de bloques de la planta (motor AFPM).

La estructura del lazo de control de par electromagnético se muestra en la figura 2.20, también se desarrolla la simplificación del diagrama, en la que no se considera el efecto de la fuerza electromotriz ($\psi_{IP} \omega$) debido a que esta depende de la velocidad, y la dinámica del lazo de control de la corriente es mucho más rápida y no está influenciada por la velocidad [80].

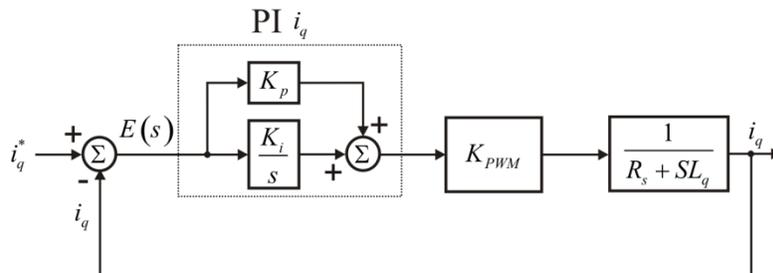


Figura 2.20 Diagrama del lazo de control de Par.

La función de transferencia en lazo abierto de la figura 2.16c queda de la siguiente manera según el algebra de bloques,

$$G_{LA}(s) = G_{PI}(s) K_{PWM} G_p(s) \quad 2.60$$

$$G_{LA}(s) = \underbrace{\left[\frac{K_{i_q}}{s} \left(1 + \frac{s}{K_{i_q}/K_{p_q}} \right) \right]}_{\substack{\text{Controlador} \\ \text{PI}}} \underbrace{K_{PWM}}_{\substack{\text{Ganancia} \\ \text{del inversor}}} \underbrace{\left[\frac{1/R_s}{1 + \frac{s}{R_s/L_q}} \right]}_{\text{Planta}} \quad 2.61$$

Para seleccionar las constantes de ganancia del regulador de PI en el lazo de corriente y obtener un margen de fase de 90° , se realiza el siguiente procedimiento:

Se selecciona el cero del controlador PI (K_i/K_p), para cancelarlo con el cero del motor (R_s/L_q), con esto se puede obtener fácilmente las ganancias proporcional e integral del controlador. Bajo estas condiciones

$$\frac{K_{i_q}}{K_{p_q}} = \frac{R_s}{L_q} \quad \text{o} \quad K_{p_q} = \frac{L_q}{R_s} K_{i_q} \quad 2.62$$

La cancelación de polos en la función de transferencia del motor hace que la función de transferencia en lazo abierto sea

$$G_{LA}(s) = \frac{\omega_{ci_q}}{s} \quad 2.63$$

Donde ω_{ci_q} es la frecuencia de corte de la función de transferencia

$$\omega_{ci_q} = \frac{K_{i_q} K_{PWM}}{R_s} \quad 2.64$$

Se considera que la frecuencia de corte del lazo de par será de un orden menor a la frecuencia de conmutación del inversor, de esta manera se evita la interferencia en el controlador generada por el ruido de la conmutación en el inversor.

De la ecuación (2.64) se obtiene la ganancia integral del controlador PI

$$K_{i_q} = \frac{\omega_{ci_q} R_s}{K_{PWM}} \quad 2.65$$

Esto completa el diseño del lazo de control, donde las ganancias constantes K_{pi_d} y K_{ii_d} pueden ser calculadas con las ecuaciones (2.62) y (2.65).

2.7.7. Diseño de lazo de flujo

En la figura 2.21 se puede observar la estructura en diagrama de bloques del lazo de control de flujo.

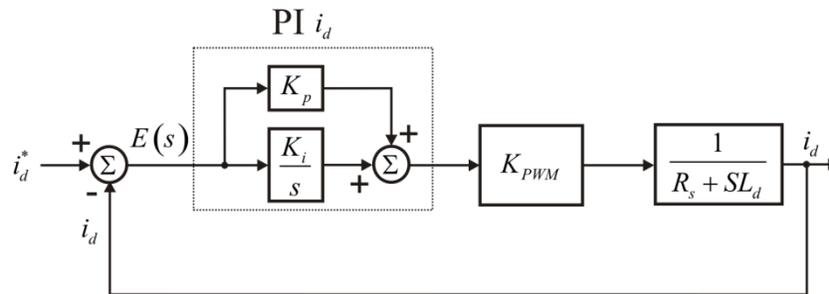


Figura 2.21 Diagrama del lazo de control de flujo

Como se puede ver la estructura de la figura 2.21 coincide con la presentada en la figura 2.20c la cual se utilizó para el cálculo del lazo de control de par electromagnético, por lo tanto, las expresiones obtenidas para el lazo de par pueden ser utilizadas para el cálculo del controlador de flujo dando las siguientes expresiones

$$K_{ii_d} = \frac{\omega_{ci_d} R_s}{K_{PWM}} \quad 2.66$$

$$K_{pi_d} = \frac{L_d}{R_s} K_{ii_d} \quad 2.67$$

2.7.8. Diseño del lazo de velocidad

En la figura 2.22 se presenta el diagrama a bloques del lazo de control de velocidad, en donde se presenta el lazo de control de par con un bloque de ganancia unitaria, debido a que el ancho de banda de éste es de un orden mayor que el de el lazo de velocidad.

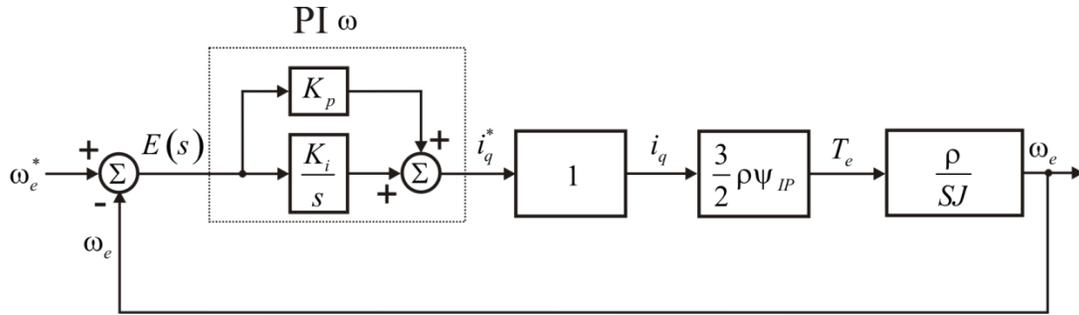


Figura 2.22 Diagrama del lazo de control de velocidad.

De la figura 2.22 se obtiene la siguiente función de transferencia en lazo abierto.

$$G_{LA}(s) = \left[\frac{K_{i\omega}}{s} \left(1 + \frac{s}{K_{i\omega}/K_{p\omega}} \right) \right] \left[\frac{\frac{3}{2} \rho^2 \psi_{IP}}{SJ} \right] \quad 2.68$$

Consideramos que la frecuencia a la cual la ganancia es unitaria es para 0dB y que el retraso de fase generado a la frecuencia de corte por la función de transferencia en lazo abierto deber ser menor a 180° , esto para que el sistema en lazo cerrado sea estable. A este ángulo de la función en lazo abierto y medido respecto a -180° se le llama margen de fase (MF). Para una respuesta dinámica satisfactoria el margen de fase deberá ser mayor a 45° , sin embargo comúnmente se selecciona con un valor de 60° .

$$mf = G_{LA} + 180^\circ \quad 2.69$$

Igualando la magnitud de la ecuación (2.68) a la unidad y considerando la ecuación (2.69) obtenemos

$$\left[\frac{K_{i\omega}}{s} \left(1 + \frac{s}{K_{i\omega}/K_{p\omega}} \right) \right] \left[\frac{\frac{3}{2} \rho^2 \psi_{IP}}{SJ} \right]_{s=j\omega_c} = 1 \quad 2.70$$

Y

$$\angle \left[\frac{K_{i\omega}}{s} \left(1 + \frac{s}{K_{i\omega}/K_{p\omega}} \right) \right] \left[\frac{\frac{3}{2} \rho^2 \psi_{IP}}{SJ} \right]_{s=j\omega_c} = mf - 180 \quad 2.71$$

La solución de estas ecuaciones no dan las constantes de proporcionalidad

$$K_{p\omega} = \frac{2J\omega_{c\omega}}{3\rho^2\psi_{IP}} \cdot |\sin(mf_{\omega} - 180^{\circ})| \quad 2.72$$

$$K_{i\omega} = \frac{2J\omega_{c\omega}^2}{3\rho^2\psi_{IP}} \cdot |\cos(mf_{\omega} - 180^{\circ})| \quad 2.73$$

Para el desarrollo de la simulación del sistema de control de campo orientado se utilizarán las ecuaciones (2.55), (2.62), (2.65), (2.66), (2.67), (2.72) y (2.73)

2.8. Estimador de velocidad

Para cerrar el lazo de velocidad es necesario medir la velocidad del rotor, esto normalmente se realiza montando sensores de velocidad en el eje del motor AFPM, los sensores más utilizados son: resolver, encoders, sensores de efecto Hall [15], entre otros. Sin embargo, el uso de estos sensores aumenta la complejidad, peso, mantenimiento y costo del sistema, por lo que se busca alguna alternativa que permita a través de algunas variables del sistema estimar la velocidad. Debido a que tanto las amplitudes y frecuencias de los voltajes y corrientes de entrada se pueden expresar en función de la velocidad mecánica, la velocidad puede estimarse a partir de la medición de dichas variables eléctricas, eliminando la necesidad de emplear sensores mecánicos, a esta técnica se le da el nombre de *Sensorless*.

A continuación se presenta uno de los métodos propuestos en [82], el cual emplea un estimador basado en mediciones de voltajes y corrientes, utilizando las ecuaciones dinámicas de la máquina en el marco de referencia estacionario $\alpha\beta$.

Para transformar las variables del circuito del marco de referencia estacionario ABC al marco de referencia $\alpha\beta$ o viceversa se aplica la *Transformada de Clark* (consultar apéndice A).

$$f_{\alpha\beta} = [T_c][f_{ABC}] \quad 2.74$$

Y la transformación inversa de Clark

$$f_{ABC} = [T_c]^{-1} [f_{\alpha\beta}] \quad 2.75$$

T_c se describe en la ecuación (2.76)

$$T_c = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad 2.76$$

Aplicando la ecuación (2.76) a las variables del circuito voltaje, corriente y flujo para transformarlas al marco de referencia $\alpha\beta$ se obtienen las siguientes ecuaciones.

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad 2.77$$

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad 2.78$$

$$\begin{pmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{pmatrix} \quad 2.79$$

La estimación de velocidad se realiza a partir del vector de flujo del estator y del ángulo de carga, estas variables son usadas para controlar el par desarrollado tanto en estado estable como en estado transitorio. Por lo tanto al usar estas dos variables en el proceso de estimación, la velocidad del rotor puede ser calculada con suficiente precisión.

De la ecuación (2.3) obtenemos los flujos de fase del estator:

$$\Psi_{ABC} = \int V_{ABC} - R_1 I_{ABC} dt \quad 2.80$$

Transformando la ecuación (2.80) al marco de referencia bifásico estacionario, se obtienen las componentes del vector de flujo

$$\psi_\alpha = \int v_\alpha - R_1 i_\alpha dt \quad 2.81$$

$$\psi_{\beta} = \int v_{\beta} - R_1 i_{\beta} dt \quad 2.82$$

A partir de las ecuaciones (2.81) y (2.82), se obtiene la magnitud y el ángulo del vector de flujo

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_{\alpha}^2 + \psi_{\beta}^2} \quad 2.83$$

$$\angle \psi_s = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{\beta}}{\psi_{\alpha}} \right) \quad 2.84$$

Para la obtención de la ecuación del ángulo de carga véase el diagrama fasorial de flujos en la figura 2.23

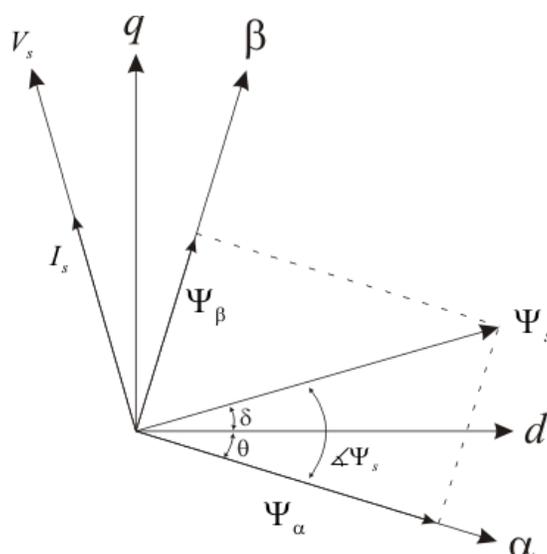


Figura 2.23 diagrama fasorial de los flujos del motor AFPM [84].

También, se puede apreciar que el ángulo de carga δ , el cual determina el valor del par electromagnético del motor AFPM, es el ángulo entre el vector espacial de flujo del estator ψ_s y el vector espacial de flujo del rotor que en este caso es el flujo de los imanes permanentes ψ_{IP} .

De acuerdo al diagrama fasorial de la figura 2.23 se obtiene la siguiente expresión de par, la cual contiene la variable del ángulo de carga

$$T_e = \frac{3}{2L_s} \rho \psi_{IP} |\psi_s| \sin \delta \quad 2.85$$

Despejando el ángulo de carga δ de la ecuación se determina finalmente la expresión para calcularlo

$$\delta = \sin^{-1} \left(\frac{2T_e L_s}{3\rho \psi_{IP} |\psi_s|} \right) \quad 2.86$$

La expresión de par electromagnético definida en la ecuación (2.35) se encuentra en marco de referencia dq por lo que debe ser transformada al marco de referencia $\alpha\beta$, esto se logra a través de la transformación inversa de Park (véase apéndice A)

$$\begin{pmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_d \\ f_q \end{pmatrix} \quad 2.87$$

Por lo que aplicando la transformada inversa de Park a las variables de flujo y corriente obtenemos las siguientes ecuaciones

$$\begin{pmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{pmatrix} \quad 2.88$$

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad 2.89$$

Sustituyendo las ecuaciones (2.88) y (2.89) en la ecuación (2.35) obtenemos

$$T_e = \frac{3}{2} \rho \psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha \quad 2.90$$

Sustituyendo la ecuación (2.90) en la ecuación (2.86) obtenemos

$$\delta = \sin^{-1} \left(\frac{\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha L_s}{\psi_{IP} |\psi_s|} \right) \quad 2.91$$

la posición eléctrica del motor de acuerdo a la figura 2.23 está dada por la relación

$$\theta = \angle \psi_s - \delta \quad 2.92$$

Por lo tanto la velocidad eléctrica ω_e , está dada por

$$\omega_e = \frac{d\theta}{dt} \quad 2.93$$

Por lo tanto las ecuaciones utilizadas para la simulación del estimador de velocidad son las ecuaciones (2.77), (2.78), (2.80), (2.82), (2.84), (2.91), (2.92).

CAPÍTULO 3

Sistema de Tracción y Diferencial Electrónico para Vehículos Eléctricos

3.1. Introducción

Debido a la mayor conciencia social sobre nuestro medio ambiente, en los últimos años se ha experimentado un incremento en el empleo de energías alternativas para la tracción de vehículos. Por tanto, el desarrollo de vehículos eléctricos está siendo objeto de investigación por parte de todos los grandes fabricantes de vehículos.

En la actualidad, se encuentran en el mercado vehículos híbridos muy eficientes en su consumo energético y recientemente se han lanzado al mercado vehículos 100% eléctricos con el inconveniente de un costo muy elevado [1].

3.2. Características de la tracción en automóviles

La característica fundamental para los automóviles es que el sistema de tracción debe regular la velocidad en las ruedas cuando se gira o se toma una curva. Cuando se emplean motores de combustión esto se consigue mediante el empleo de un diferencial mecánico de relación 1, con lo que idealmente se consigue mantener el mismo par en todos los ejes con independencia de la velocidad a la que gira cada uno véase figura 3.1.

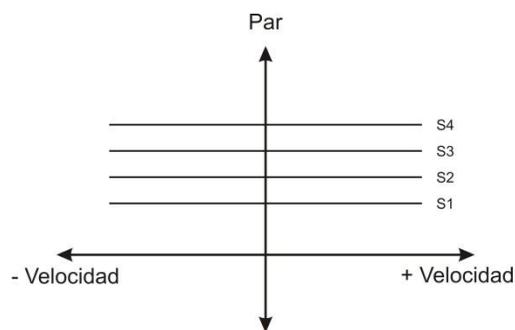


Figura 3.1 Característica de par ideal de un diferencial mecánico [1].

Por ejemplo, tomando las características de un vehículo eléctrico estándar, la velocidad de base es de 500 rpm desarrollando un par de 190 Nm, con una velocidad punta de 1500 rpm. La característica par velocidad a cumplir se muestra en la figura 3.2.

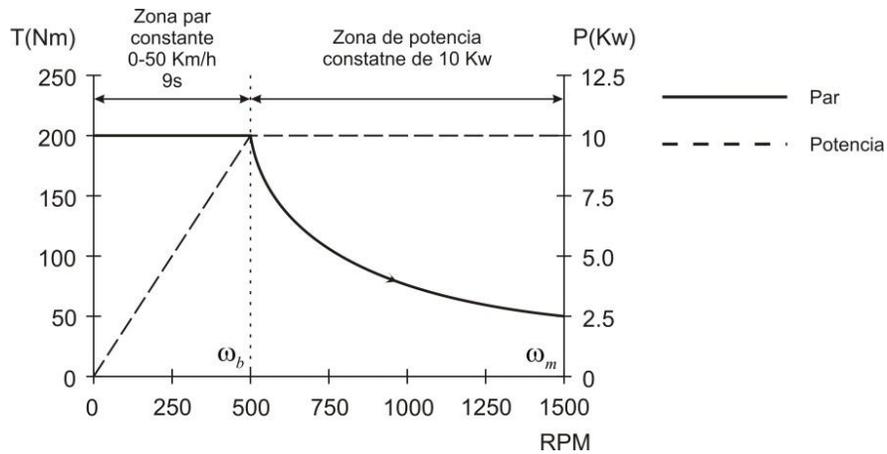


Figura 3.2 Característica de par de un automóvil [58].

Durante la fase de aceleración se aumenta la potencia progresivamente hasta llegar a la potencia nominal. En esta fase se necesita vencer el peso del vehículo y sus inercias para llevarlo a la velocidad de aceleración (50 km/h) por los que se mantiene el par constante. Una vez alcanzada esta velocidad, donde se han compensado las inercias, ya no es necesario mantener el par nominal de la máquina, por lo que se sigue aumentando la velocidad a base de reducir el par, es decir manteniendo la potencia constante.

3.3. Configuración del sistema de tracción eléctrica

Hoy en día se han presentado numerosas configuraciones de sistemas de tracción para ser aplicados a vehículos eléctricos, las principales diferencias que presentan se basan en el número de motores utilizados, el tipo y cantidad de inversores y los sistemas mecánicos adicionales [85].

El uso de mayor cantidad de accionamientos eléctricos puede incrementar el costo del sistema de tracción, pero permite aumentar sus prestaciones. Además, utilizar un mayor número de motores eléctricos permite reducir el número de sistemas mecánicos. La eliminación de sistemas mecánicos permite eliminar partes móviles, lo cual reduce costos y aumenta la confiabilidad del sistema. El caso ideal es acoplar el motor directamente a la rueda, lo que reduce la cantidad de partes móviles al mínimo (únicamente el rotor del motor) [86].

Para esta tesis los sistemas de tracción serán clasificados en 2 categorías en términos del número de motores:

- Sistema mono-motor
- Sistema multi-motor

Los sistemas mono-motor, utilizan un solo motor dispuesto longitudinal o transversalmente sobre el eje de tracción, acoplado a las ruedas por medio del embrague, la transmisión y un diferencial mecánico, como se muestra en la figura 3.3. Esta configuración es una de las primeras alternativas propuestas para los vehículos eléctricos ya que es la más parecida a un automóvil convencional, en donde el motor de combustión se reemplaza por el motor eléctrico. Si el motor eléctrico opera en un amplio rango de velocidades, es posible prescindir de la caja de velocidades.

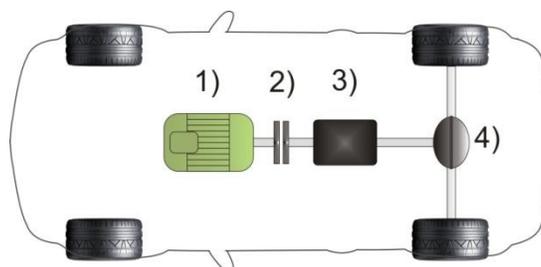


Figura 3.3 Configuración clásica del sistema de tracción de un vehículo eléctrico. 1) motor eléctrico, 2) embrague, 3) transmisión, 4) diferencial mecánico.

Los sistemas multi-motor, se realizan con 2 o más motores y cada motor es directamente conectado al neumático o montado dentro de éste. Con este tipo de sistema se puede prescindir de la utilización de la caja de velocidades y del diferencial mecánico como se muestra en la figura 3.4 b y c.

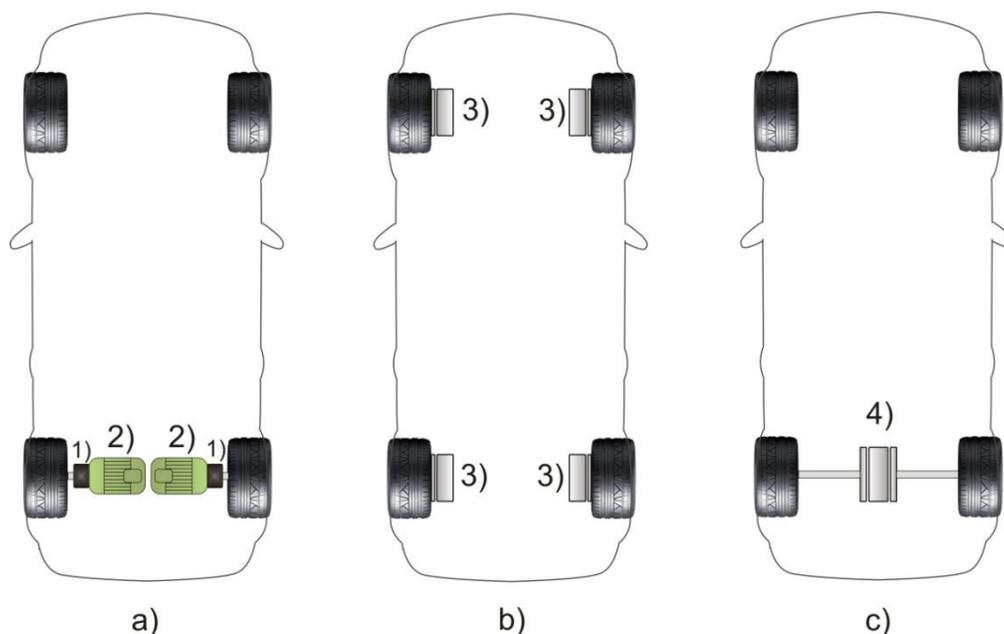


Figura 3.4 Configuración de sistema de tracción eléctrica multi-motor. 1) Caja reductora, 2) Motor de Flujo radial, 3) Motor de Flujo Axial, 4) Motor de Flujo Axial con rotores gemelos.

En la figura 3.4a se muestra una de las configuraciones más encontradas en la literatura de sistemas de tracción de VE, las dos ruedas traseras son accionadas por dos motores de tracción a través de una caja reductora y un eje de accionamiento.

Al utilizar este tipo de configuración las estrategias para su accionamiento se multiplican ya que los motores pueden ser conectados en paralelo a un inversor del tipo fuente de tensión y a pesar de tener un solo inversor, las corrientes que circulan a través de cada motor pueden ser diferentes dependiendo de la velocidad de giro de cada uno. Utilizando la configuración de un solo inversor se pierde flexibilidad, y sólo ofrecen un aceptable desempeño en determinados tipos de maniobra [86].

Otra alternativa para esta configuración y la cual se presenta como la más eficiente y más estudiada [88,89, 90], se basa en accionar los motores por dos inversores independientes, los cuales son controlados por un sistema de control.

Se encuentran otras alternativas a en la literatura, las cuales no serán mencionadas por su bajo desempeño.

En la figura 3.4b se muestra la aplicación de la Rueda Motriz, la cual puede ser implementada con un motor de flujo axial de inducción o de imanes permanentes. La configuración presentada en ésta figura, utiliza un motor por cada una de las cuatro ruedas del vehículo. Esta configuración es la de mayor costo, pero permite implementar estrategias de control más complejas para optimizar la estabilidad y calidad de manejo del vehículo. Los motores de flujo axial de imanes permanentes son una buena alternativa para aplicar este tipo estrategia por su facilidad para ser montados en cada una de las ruedas del vehículo [2].

En la figura 3.4c se muestra una de las configuraciones más novedosas la cual utiliza un motor de AFPM, con un estator en forma de anillo con dos devanados polifásicos uno de cada lado, y dos rotores con su eje separado, los cuales pueden rotar independientemente a diferentes velocidades, además se consigue optimizar el rendimiento de la máquina, ya que se aumenta la cantidad de cobre activo que produce par. La máquina es clasificada como un motor de flujo axial con rotores gemelos [91].

3.3.1. Selección del sistema de tracción eléctrica

En base al análisis de las recomendaciones encontradas en la literatura, la configuración seleccionada para este trabajo es la que se presenta en la figura 3.4b, con la diferencia de que sólo utiliza dos motores AFPM montados dentro de las ruedas traseras, accionados por dos inversores y dos sistemas de control independientes.

En la figura 3.5 se muestra el esquema de tracción que será utilizado en esta tesis, el cual presenta ventajas con respecto a los esquemas anteriores y posee un costo menor con respecto al esquema que utiliza cuatro motores. Las ventajas que presenta son las siguientes:

- Permite prescindir del sistema mecánico de transmisión diferencial.
- Permite implementar el diferencial electrónico en forma simple y sin limitaciones en el control de los motores.
- Permite implementar estrategias de control para mejorar el confort de manejo y la estabilidad el vehículo.
- Permite implementar estrategias de reducción del número de sensores (de velocidad, de corriente y tensión).

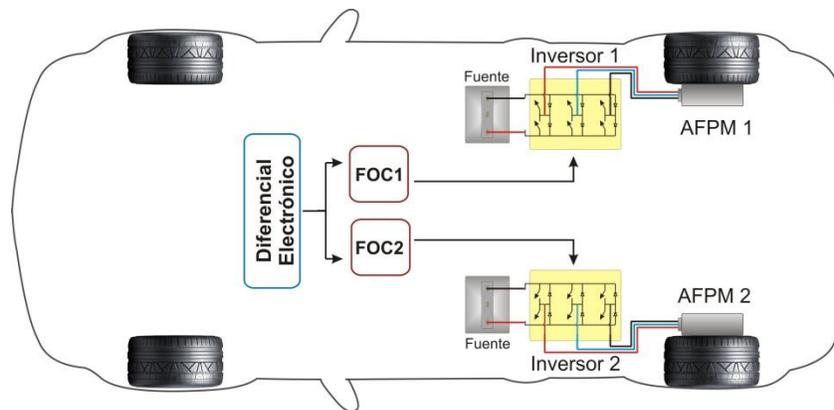


Figura 3.5 Configuración del sistema de tracción utilizado para el presente trabajo.

Los motores de tracción se colocan en las ruedas traseras ya que de otro modo se complicaría el sistema de dirección y se reducirían las ventajas de este tipo de configuración.

3.4. Diferencial electrónico

El uso del diferencial electrónico constituye un avance tecnológico en el diseño de vehículos a lo largo del concepto *More Electric Vehicle*. Su uso tiene la ventaja de reemplazar la transmisión y el diferencial mecánico, que son pesados e ineficientes [86].

Las características de un diferencial electrónico son las siguientes [87]:

- No tiene una conexión mecánica entre las ruedas motrices.
- El controlador de velocidad aplica la potencia de tracción por separado a cada rueda.

- Al tomar una curva el controlador de velocidad aplica menos potencia a la rueda interior y mayor potencia a las ruedas exteriores.
- El diferencial electrónico simula un bloqueo del diferencial cuando el vehículo va en línea recta.

Para que un vehículo recorra una curva es necesario que se cumpla una condición geométrica, conocida como principio de Ackerman y que viene a decir que cuando un vehículo gira, los ejes de todas las ruedas deben concurrir en un mismo punto, que llamamos centro instantáneo de giro como se muestra en la figura 3.6. De lo contrario los neumáticos perderían adherencia.

Para el diseño del diferencial electrónico se supone que [92]:

- La velocidad de cada rueda motriz se puede controlar independientemente
- la velocidad será definida por las ruedas traseras y las ruedas delanteras serán pasivas
- no hay ninguna acción de deslizamiento en las ruedas traseras, y como resultado, la velocidad de las ruedas puede ser representado como una función de su radio.
- la velocidad de giro del vehículo es un medio de la velocidad diferencial entre las dos ruedas traseras.

En la figura 3.6 se muestra el modelo de dirección de Ackerman simplificado, el cual se basa en trigonometría básica, donde L representa la distancia entre ejes, δ es el ángulo de dirección, d es la distancia entre los neumáticos del mismo eje y R es el radio de curvatura [93].

De acuerdo a la figura 3.5, la velocidad lineal de cada rueda es expresada como una función de la velocidad el vehículo y del radio de la curva, como se muestra en las ecuaciones (3.1) y (3.2)

$$V_{iref} = \omega_{Vref} * (R + \frac{d}{2}) \quad 3.1$$

$$V_{dref} = \omega_{Vref} * (R - \frac{d}{2}) \quad 3.2$$

El radio de la curva depende de la distancia entre ejes y del ángulo de dirección dado por

$$R = \frac{L}{\tan(\delta)} \quad 3.3$$

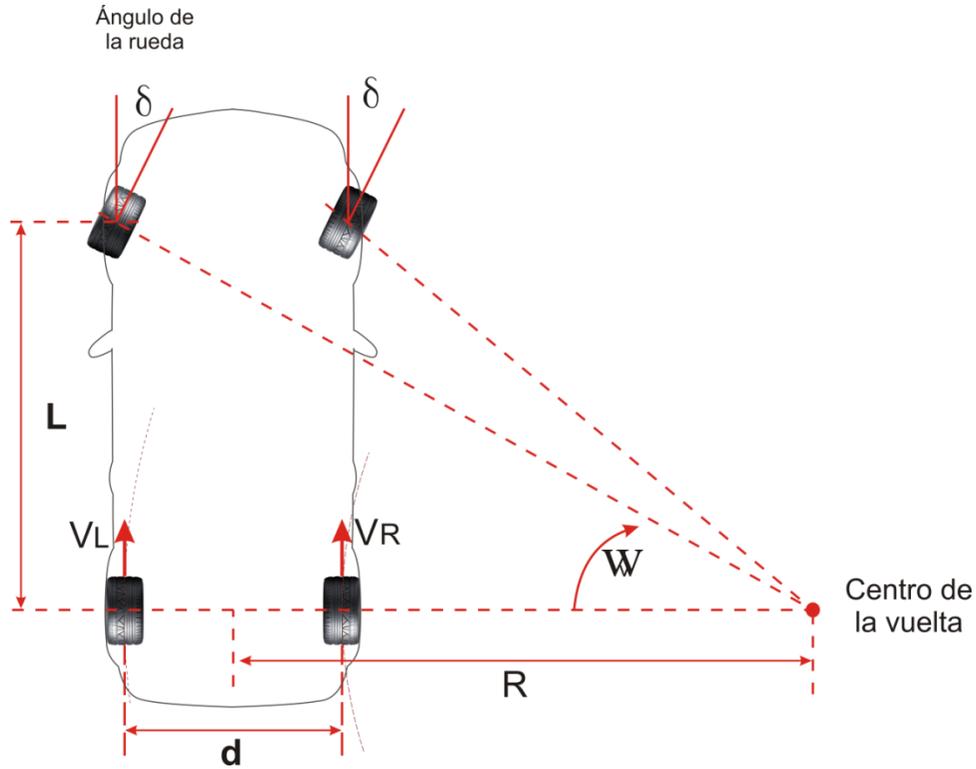


Fig. 3.6 Estructura del vehículo durante una curva

Sustituyendo la ecuación (3.3) en las ecuaciones (3.1) y (3.2), se obtiene la velocidad angular en cada una de las ruedas como se muestra a continuación

$$\omega_{iref} = \frac{L + \left(\frac{d}{2} * \tan(\delta)\right)}{L} * \omega_{Vref} \quad 3.4$$

$$\omega_{dref} = \frac{L - \left(\frac{d}{2} * \tan(\delta)\right)}{L} * \omega_{Vref} \quad 3.5$$

La diferencia entre la velocidad angular ω_{iref} y ω_{dref} de las ruedas es expresada por la ecuación (3.6).

$$\Delta\omega = \omega_{iref} - \omega_{dref} = \frac{d * \tan(\delta)}{L} * \omega_{Vref} \quad 3.6$$

Donde ω_{Vref} es la velocidad angular del vehículo, la cual viene dada por el conductor a través del acelerador.

La señal del ángulo de dirección indica que la dirección de giro es dada por la relación de la ecuación (3.7).

$$\begin{aligned} \delta > 0 &\rightarrow \text{Vuelta_derecha} \\ \delta = 0 &\rightarrow \text{Linea_recta} \\ \delta < 0 &\rightarrow \text{Vuelta_izquierda} \end{aligned} \quad 3.7$$

Cuando el vehículo llega al principio de la curva, el conductor aplica un ángulo de dirección δ a través del volante y el diferencial electrónico actúa inmediatamente en los dos motores reduciendo la velocidad de la rueda interior e incrementando la velocidad de la rueda exterior a la curva [87].

3.5. Dinámica del vehículo

El objetivo de este apartado es desarrollar la expresión del par de carga que se produce por las fuerzas en oposición al movimiento del auto y la inercia rotacional debido a la masa del VE.

Debido a que se ha utilizado el sistema denominado “rueda motriz” la transmisión mecánica ha desaparecido del sistema de tracción ya que el neumático es montada directamente sobre el rotor de motor AFPM véase figura 3.7a, a través de esta rueda motriz el par desarrollado por el motor se relaciona con la fuerza de tracción en la llantas con la siguiente expresión figura 3.7 b [94]:

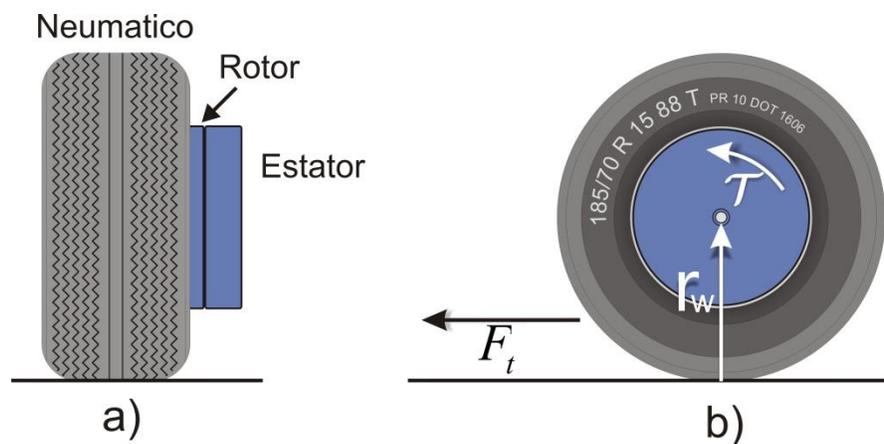


Figura 3.7 a) Vista frontal de la transmisión del vehículo b) Representación de la transmisión del vehículo.

$$T_e = F_t * r_w \quad 3.8$$

donde T_e es el par proporcionado por el motor, r_w es el radio de la llanta y F_t es la fuerza de tracción que impulsa el VE. Ya que el sistema de tracción no tiene acoplamientos mecánicos o cajas de reducción, se deduce que

$$T_e = T_c \quad 3.9$$

De la figura 3.7 se obtiene la relación entre la velocidad angular del motor ω_{mec} y la velocidad lineal V del VE con la siguiente expresión

$$\omega_{mec} = \frac{V}{r_w} \quad 3.10$$

3.5.1. Fuerzas que actúan sobre el VE

Cuando en un proceso mecánico interactúan dos sólidos, las fuerzas se aplican y transmiten en el punto de contacto. Pero cuando un sólido interactúa con el aire, en las moléculas del aire próximas al mismo se produce una distorsión, comenzando a moverse alrededor del sólido. El aire cambia de forma, fluyendo alrededor del sólido y manteniendo un contacto físico en todos sus puntos. Por ello, el “punto de contacto” de las fuerzas aerodinámicas generadas son todos y cada uno de los puntos de la superficie del cuerpo.

La potencia consumida en un vehículo que se desplaza a velocidad constante a través del aire se debe a dos conceptos [92]:

- Pérdidas de rodadura. Debidas a pérdidas en la transmisión, fricción en cojinetes y pérdidas por histéresis en las gomas de la rueda (las más importantes). Las dos últimas requieren para vencerlas una fuerza proporcional a la masa del vehículo, siendo unas pérdidas proporcionales a la velocidad.
- Pérdidas aerodinámicas. Debidas a la fricción del cuerpo del vehículo con el aire y a la fricción del aire con las ruedas.

La magnitud de dichas pérdidas va a depender tanto del aire como del sólido, en este caso el automóvil. Dos son las propiedades fundamentales del aire a tener presentes: su viscosidad y su densidad ρ , lo que es lo mismo, su compresibilidad. En el caso del automóvil ha de considerarse su forma, su rugosidad superficial, el área de contacto con el aire y, sobre todo, la velocidad relativa entre éste y el aire. Todo esto se traduce en fuerzas que interactúan con el vehículo las cuales son: fuerza o resistencia de rodadura, fuerza aerodinámica, y fuerza de tracción [94].

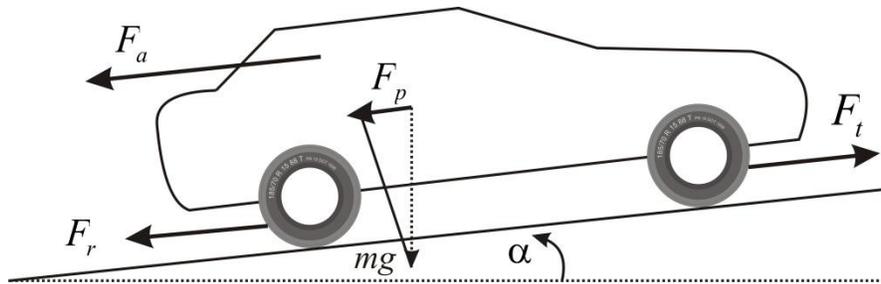


Figura 3.8 Fuerzas que actúan sobre el VE.

3.5.1.1. Resistencia de rodadura

La resistencia de rodadura involucra dos tipos de resistencias que afectan el desplazamiento del vehículo, siendo estas la resistencia al rozamiento y la resistencia a la pendiente como se observa en la figura 3.8.

- Resistencia al rozamiento

Debido al peso concentrado sobre las rueda los neumáticos ejercen presión sobre el terreno, esta presión hace que el neumático no se apoye solo sobre un punto, sino sobre una superficie más o menos grande que origina el rozamiento con el terreno y por lo tanto una resistencia, llamada resistencia al rozamiento. La resistencia al rozamiento es la fuerza necesaria para vencer las fuerzas que ofrecen resistencia al movimiento, como son la fricción entre el neumático y el pavimento y la fricción en las partes móviles del vehículo, y está dada por [85]

$$F_r = mgC_f \cos \alpha \quad 3.11$$

Donde C_f es el coeficiente de fricción, m es la masa total del vehículo en Kg, g es el coeficiente de aceleración gravitacional y α es el ángulo de inclinación de la pendiente.

- Resistencia a la pendiente

La fuerza necesaria para conducir el vehículo en una pendiente es la más sencilla de encontrar. Es simplemente la componente del peso del vehículo que actúa a lo largo de la pendiente [83].

$$F_p = mg \sin \alpha \quad 3.12$$

3.5.1.2. Fuerza aerodinámica

Aplicada a un vehículo, se expresa como la fuerza que necesita para desplazarse dentro de la atmósfera, sin tener en cuenta el rozamiento con el suelo, la mayor cantidad de resistencia aerodinámica se debe a la necesidad de desplazar el aire y a las diferencias de presión que se forman debido a ello.

El coeficiente aerodinámico de arrastre C_d es un factor adimensional que cuantifica la resistencia que presenta la forma de algún cuerpo al penetrar y moverse a través del aire, es posible afirmar que hasta cierto punto es independiente del tamaño del cuerpo y de la velocidad del fluido (aire).

La resistencia aerodinámica está en función de la velocidad lineal del vehículo V , el área frontal del vehículo A_f , la densidad del aire ρ , y el coeficiente aerodinámico de arrastre C_d y esta se expresa como [85].

$$F_a = \frac{1}{2} \rho A_f C_d V^2 \quad 3.13$$

3.5.1.3. Fuerza de tracción

Esta se refiere a la fuerza transmitida por el motor a través de una transmisión mecánica de engranajes a las ruedas, cuando la fuerza de tracción es mayor a las fuerzas que presentan resistencia al movimiento, se traduce en un desplazamiento del vehículo [93].

Se hace la sumatoria de fuerzas de la figura 3.8

$$F_t - F_r - F_p - F_a = 0 \quad 3.14$$

Despejando la fuerza de tracción F_t de la ecuación (3.14) y sustituyendo las expresiones correspondientes a cada fuerza que actúa sobre el VE se obtiene la expresión

$$F_t = mg C_f \cos \alpha + mg \sin \alpha + \frac{1}{2} \rho A_f C_d V^2 \quad 3.15$$

Para determinar el par de carga se sustituye la ecuación (3.9) en la ecuación (3.8), se despeja T_c y se sustituye la ecuación (3.15) con lo cual se obtiene

$$T_c = (mg C_f \cos \alpha + mg \sin \alpha + \frac{1}{2} \rho A_f C_d V^2) * r_w \quad 3.16$$

CAPÍTULO 4

Simulación del Sistema de Tracción de un VE Utilizando Motores AFPM

4.1. Introducción

En el presente capítulo se presentan los bloques que conforman la simulación del sistema de tracción que se estudio en las secciones anteriores, en primera instancia se realizó la simulación del sistema considerando la realimentación de la velocidad del motor para el control y un algoritmo de diferencial electrónico, en segunda instancia se presenta en la simulación un bloque de estimación de posición para eliminar el sensor de posición, que en este caso es el lazo de realimentación de la velocidad eléctrica del motor. Consultar apéndice D para detalles de la simulación.

4.2. Modelado del sistema del vehículo eléctrico

La configuración del sistema de tracción eléctrica que será utilizado es el especificado en la sección 3.3.1, el cual se presenta nuevamente en la figura 4.1 y éste consta de

- 2 Motores de Flujo Axial con Imanes Permanentes.
- 2 Inversores fuente de voltaje de 2 niveles.
- 1 Fuente de alimentación común (Fuente de CD).
- 2 Sistemas de control independientes.

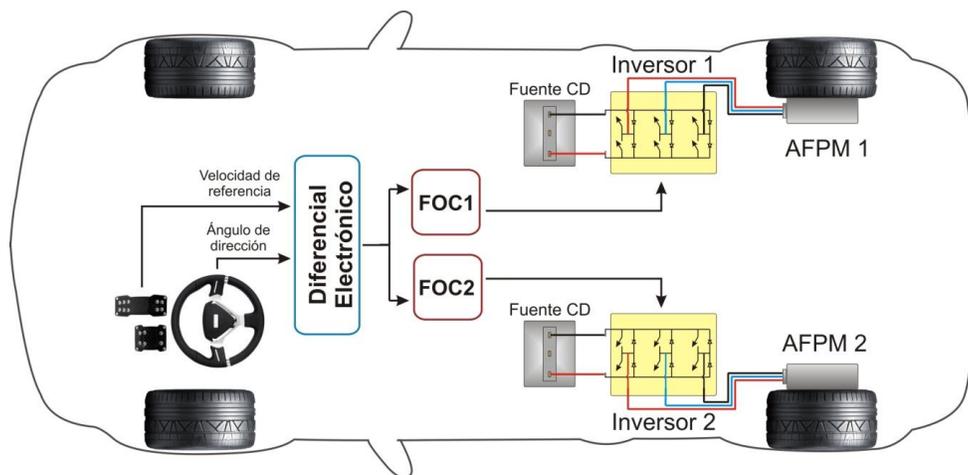


Figura 4.1 Sistema de tracción eléctrica.

En la figura 4.2 se muestra los bloques del sistema de tracción eléctrica simulado en Matlab/Simulink, los cuales se presentaran a detalle en las secciones siguientes, en el apéndice C se muestra un archivo .m el cual contiene las variables utilizadas para la simulación.

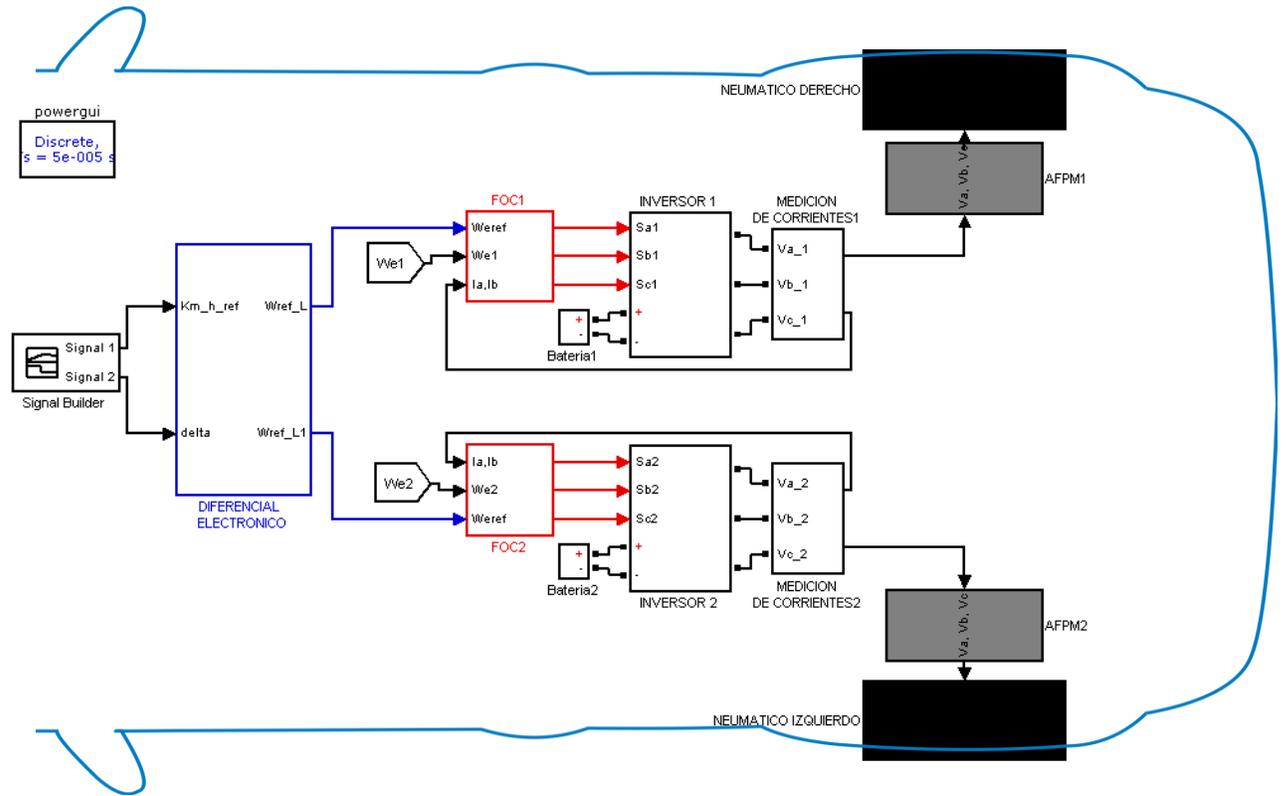


Figura 4.2 Bloques del modelo general del sistema de tracción.

4.3. Bloque del modelo del motor AFPM

La simulación del motor AFPM se realizó en base a las ecuaciones (2.23) y (2.24), con las cuales se obtuvo el circuito equivalente de la máquina en los ejes bifásicos síncronos $dq0$, para obtener el par electromagnético se utilizó la ecuación (2.33). En la figura 4.3 se muestra el bloque de simulación del motor AFPM.

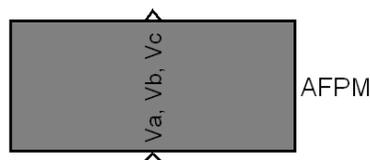
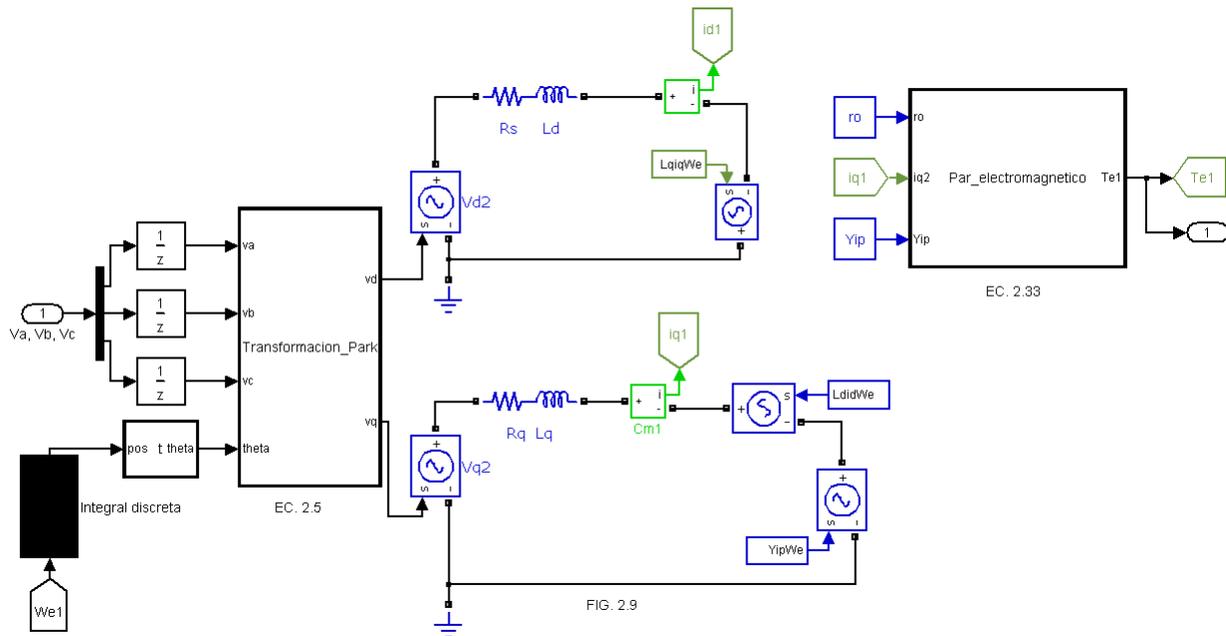


Figura 4.3 Bloque del motor AFPM

En la figura 4.4 se muestra el diagrama de simulación del motor AFPM el cual tiene como entradas los voltajes de alimentación en el marco de referencia ABC y la señal de la velocidad eléctrica obtenida con la ecuación (2.41), ésta se integra a través del bloque llamado “integral discreta” para obtener θ , la cual será utilizada para la transformación al marco de referencia $dq0$.



4.4 Diagrama de simulación del motor AFPM.

4.4. Bloque del modelo promedio del Inversor

El bloque del modelo promedio del inversor se presenta en la figura 4.5 el cual se realizó de acuerdo a la sección 2.7.1, también se considera el modelo de una fuente de CD ya que ésta se utiliza como fuente de alimentación para el sistema.

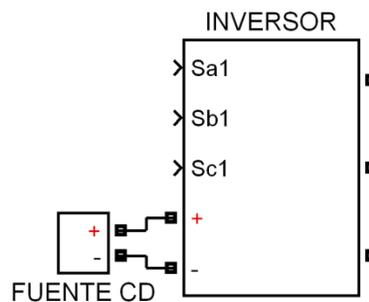


Figura 4.5 Bloque del modelo promedio del inversor.

En la figura 4.6 se muestra el diagrama de simulación de la fuente de CD la cual proporciona un voltaje de 300 V al sistema de tracción, en ésta se colocó un filtro RC para observar las variaciones de voltaje que se presentan en las terminales de una fuente real.

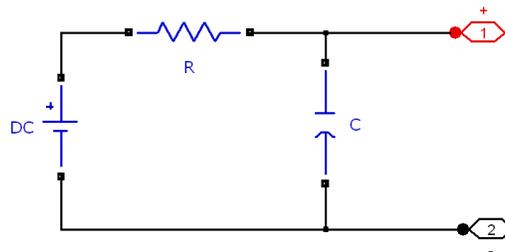


Figura 4.6 Diagrama de simulación de la Fuente de CD.

El modelo promedio del inversor, tiene como entrada las señales de control Sa, Sb y Sc provenientes del bloque de control denominado “FOC” y las señales eléctricas provenientes del bloque denominado “Fuente de CD”, con esto se obtiene a la salida del bloque “Inversor” voltajes de sinusoidales de alimentación para el motor AFPM. Véase figura 4.7

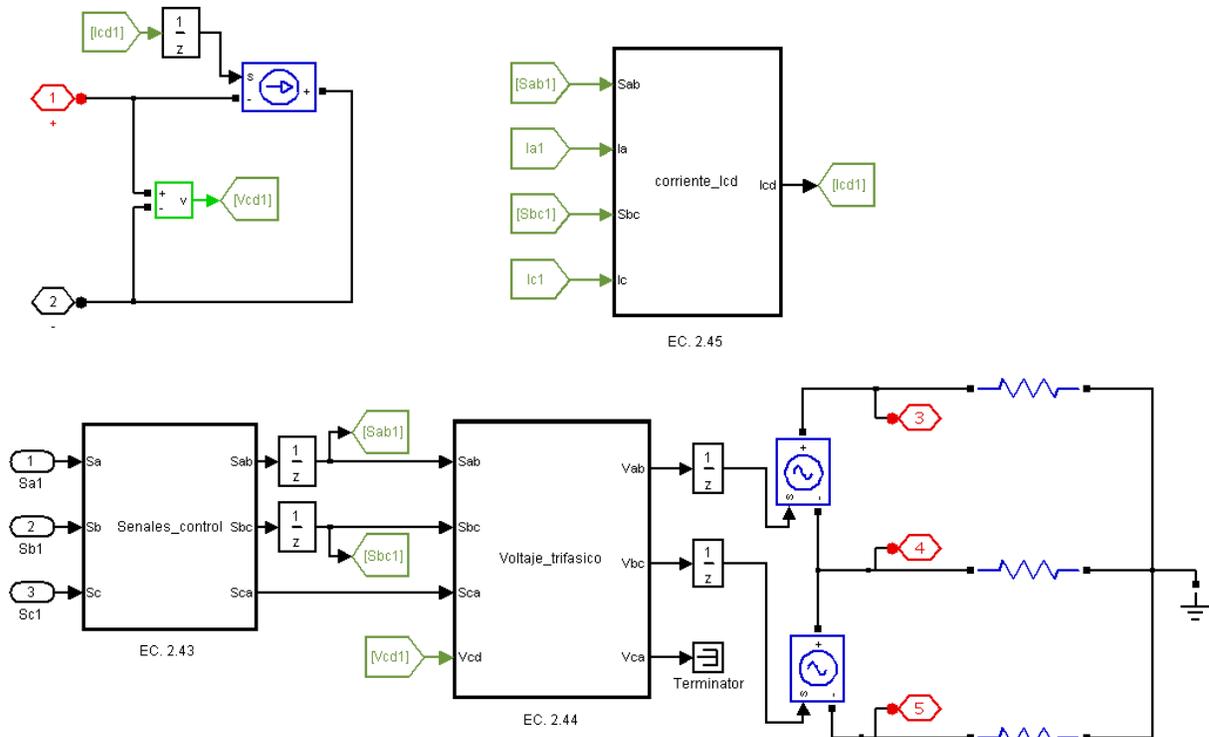


Figura 4.7 Diagrama de simulación del Inversor.

4.5. Modelo del Control de Campo Orientado

En la figura 4.8 se muestra el bloque de simulación del control de campo orientado, éste tiene como entrada las variables: velocidad de referencia, velocidad real, corriente de la fase a y la corriente de la fase b, a la salida se tienen las señales de control Sa, Sb y Sc.

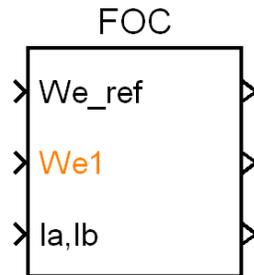


Figura 4.8 Bloque del Control de Campo Orientado.

En la figura 4.9 se muestra el diagrama de simulación del FOC, en donde se aprecian lazos de control, controladores PI y bloques de saturación con los que se obtendrán señales de control para el inversor.

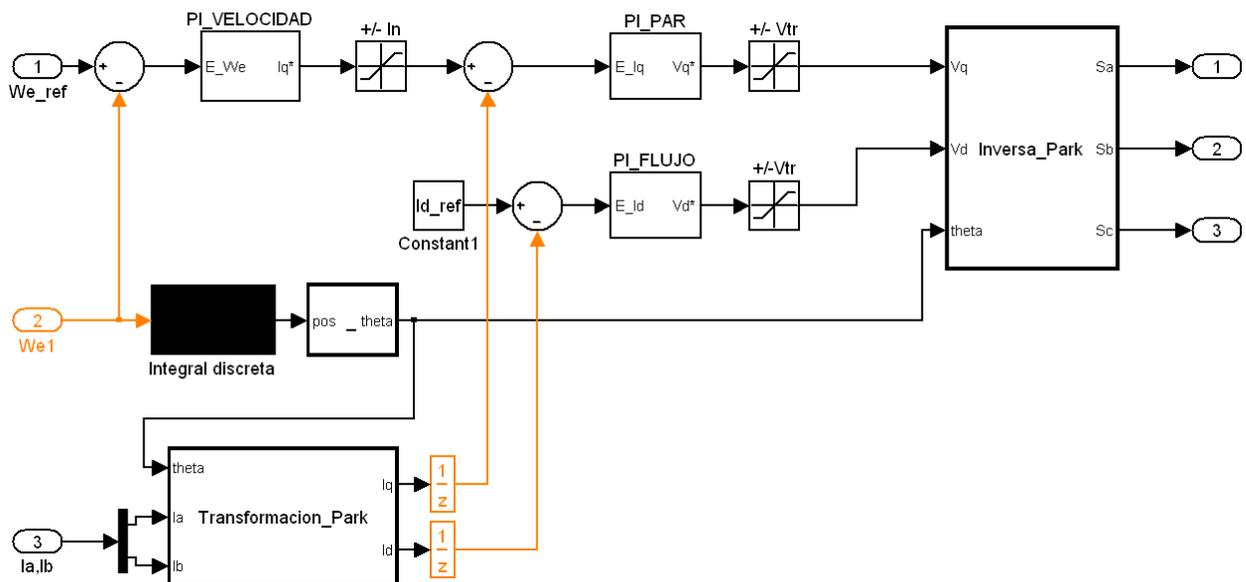


Figura 4.9 Diagrama de simulación del Control de Campo Orientado.

4.6. Modelo del Vehículo eléctrico

Como se mencionó en el apartado 3.5 la estructura y la dinámica del vehículo eléctrico se consideran como un par de carga para el motor, producido por las fuerzas que se oponen al movimiento de éste. En la figura 4.10 se muestra el bloque de éste modelo, representando un neumático en donde se calcula el par de carga para el motor.



Figura 4.10 Bloque del neumático derecho (Par de carga).

En la figura 4.11 se muestra el diagrama de simulación con el cual se obtiene el par de carga producido por el VE, éste es obtenido por las ecuaciones (3.8), (3.11), (3.12), (3.13).

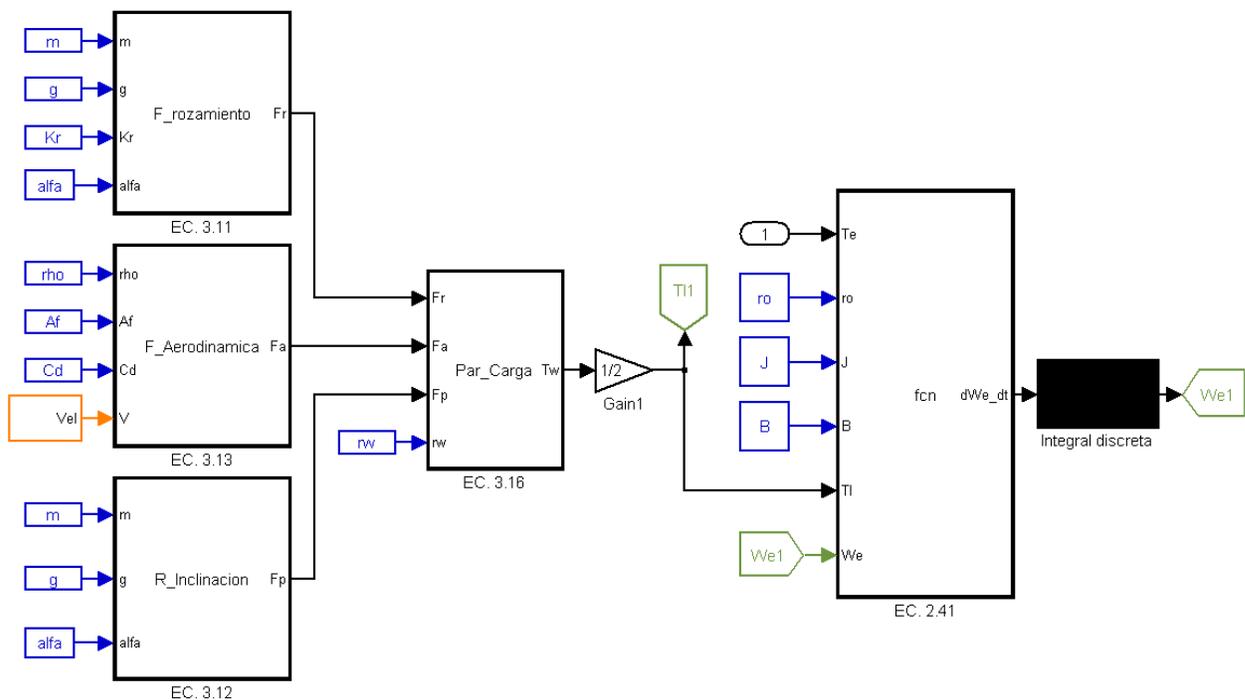


Figura 4.11 Diagrama de simulación del Vehículo eléctrico.

4.7. Diferencial Electrónico

El modelo del diferencial electrónico tiene como señales de entrada el ángulo de dirección proveniente del volante y la velocidad de referencia o deseada que es dada por medio del acelerador del VE, a partir de estas dos señales y con las ecuaciones (3.4), (3.5) y (3.6) se obtienen las diferentes velocidades de las ruedas cuando toma una curva. Véase figura 4.12.



Figura 4.12 Bloque de simulación del *Diferencial electrónico*

En la figura 4.13 se muestra el diagrama de simulación del diferencial electrónico en donde se puede observar que las señales de salida se obtienen en *rad/s* ya que éstas son utilizadas como señales de referencia de la velocidad eléctrica para el bloque FOC.

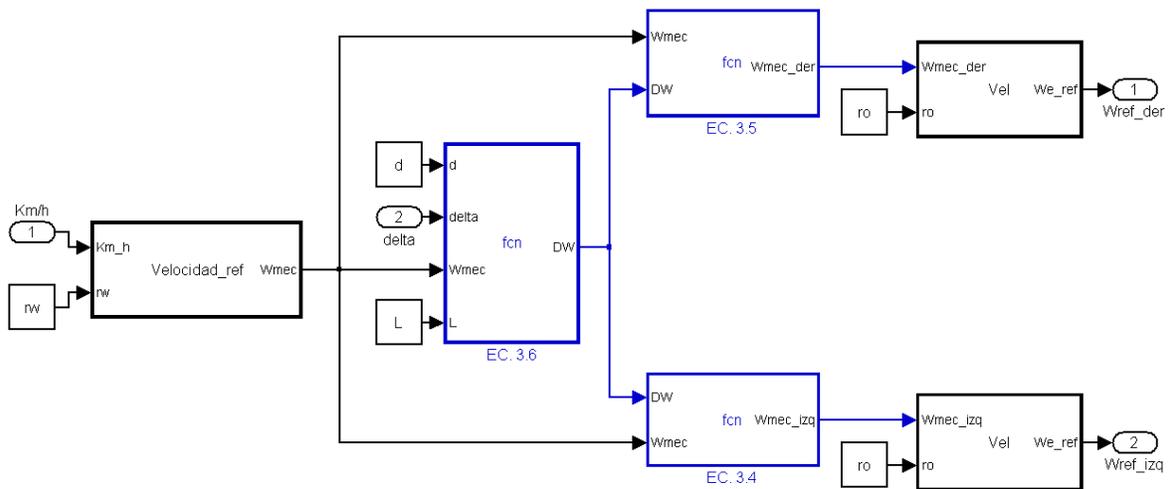


Figura 4.13 Diagrama de simulación del *Diferencial electrónico*.

4.8. Resultados de la Simulación.

Los parámetros de la simulación se encuentran en el apéndice B.

Caso de estudio

El circuito automovilístico que se presenta en la figura 4.14 es el utilizado para conocer el comportamiento del sistema de tracción que se ha simulado en Matlab/simulink, éste se encuentra constituido por un tramo en línea recta y tres curvas con las cuales se podrá ver el funcionamiento del diferencial electrónico. Para facilitar el estudio de los resultados de la simulación el circuito será dividido en fases, la primera consta del recorrido del tramo en línea recta segundo 0 al 7, la segunda fase consta del recorrido de las 3 curvas que se realiza del segundo 8 al 30.

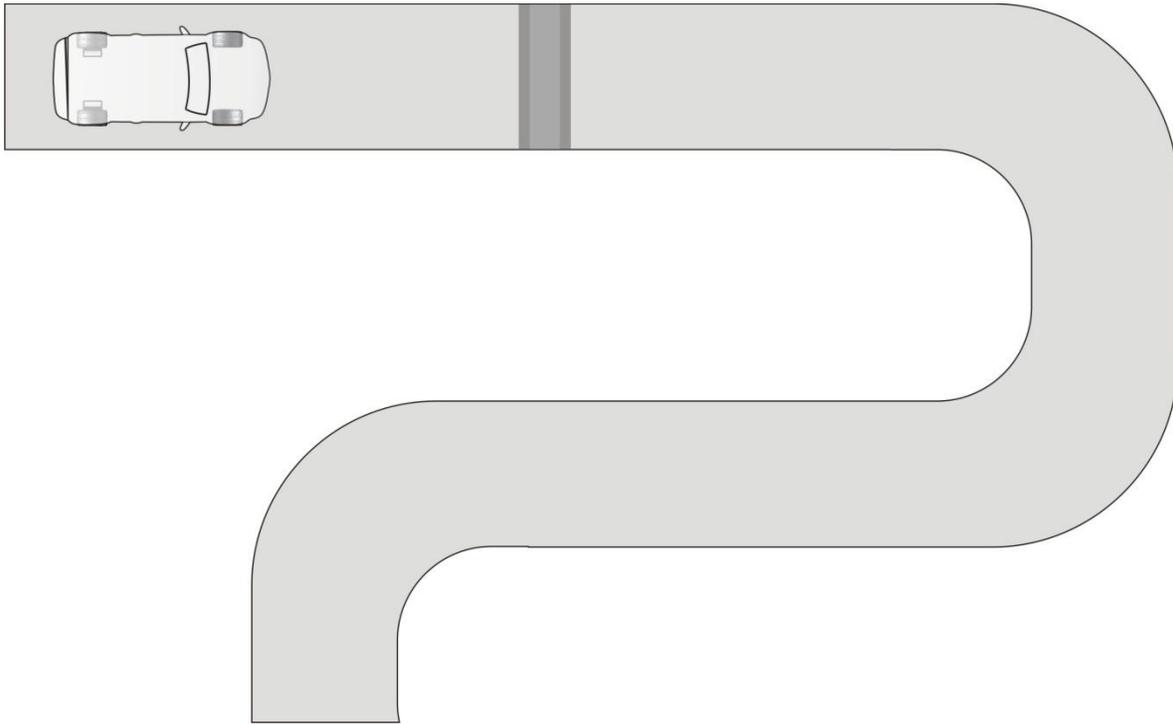


Figura 4.14 Vehículo eléctrico en circuito de prueba.

En la figura 4.15 se muestra el vehículo circulando en el tramo en línea recta en la cual se ha colocado un reductor de velocidad (Tope), éste tramo es recorrido por el vehículo en los primeros 7 segundos de la simulación.

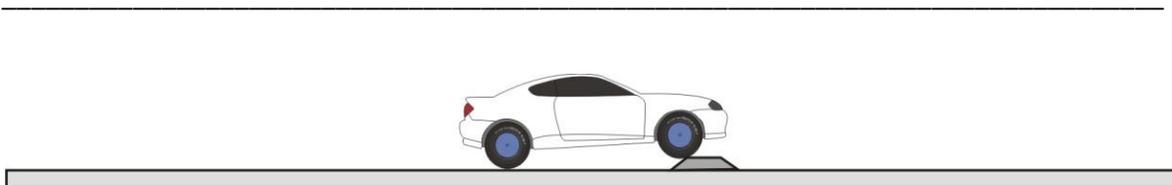


Figura 4.15 Vehículo eléctrico en circuito de prueba (Tramo en línea recta).

En la figura 4.16 se muestra el automóvil recorriendo el tramo del circuito que presenta tres curvas. Para desarrollar el perfil de la velocidad ante una curva se tomaran en cuenta las recomendaciones del *Comisariado Europeo del Automóvil*.

Recomendación de seguridad vial para tomar una curva.

Próximo a una curva se debe respetar la limitación de velocidad impuesta o reducirla para adecuarla a la aconsejada, de forma que a la entrada de la misma el vehículo se encuentre bien apoyado. Ya que si se entra a la curva acelerando, el peso del vehículo recaerá sobre el eje trasero, con lo que se perderá direccionalidad. Cuando el vehículo esté ya apoyado sobre las ruedas exteriores iremos acelerando progresivamente hasta salir de la curva. No es aconsejable frenar una vez dentro de la curva [página].

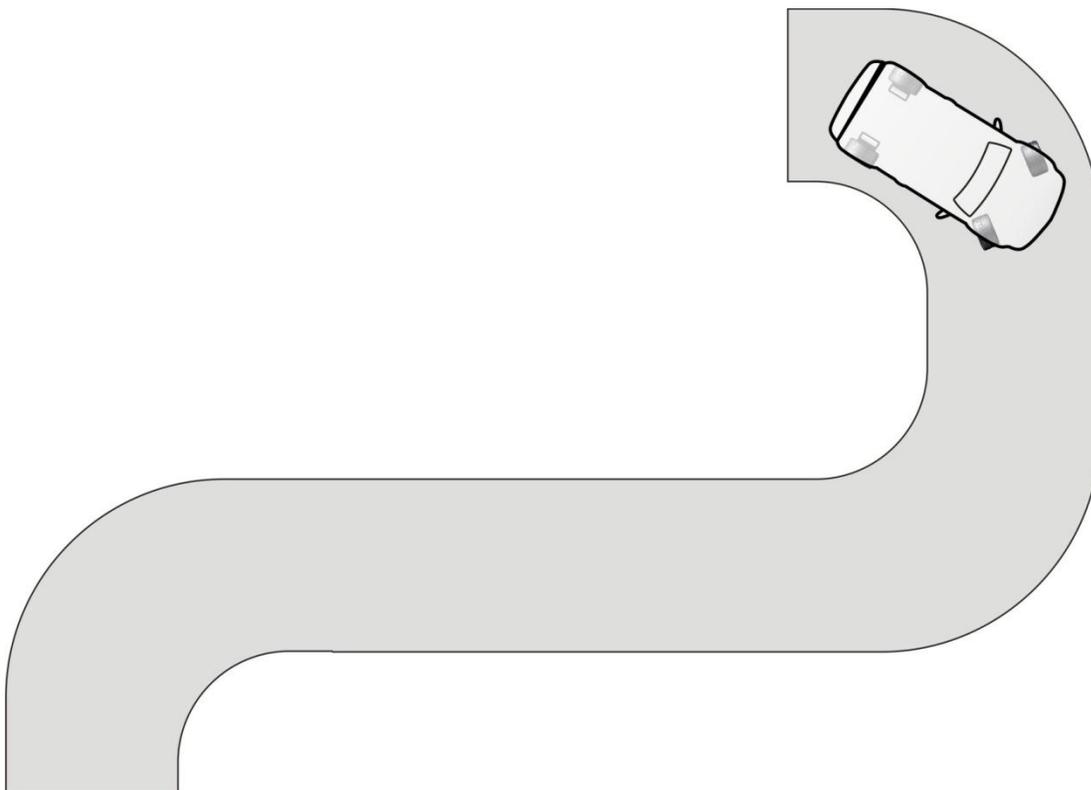


Figura 4.16 Vehículo eléctrico en circuito de prueba (tramo de curvas).

En la figura 4.17 se muestra el ángulo de dirección de las ruedas del vehículo al tomar las curvas.

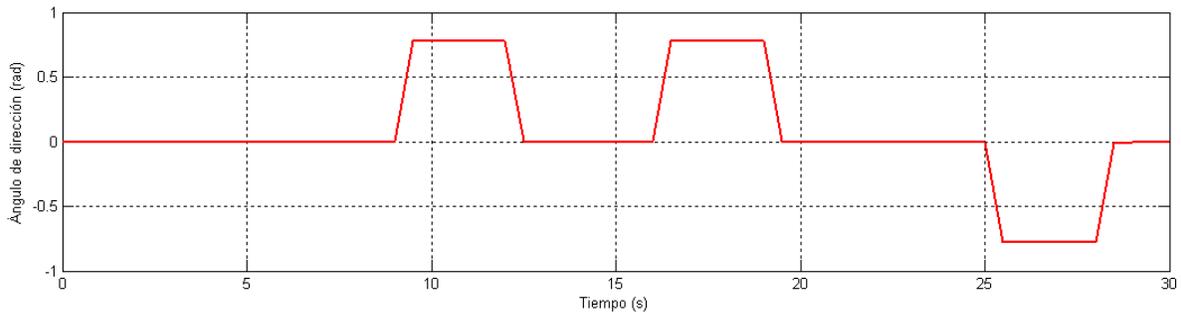


Figura 4.17 Señal de referencia del ángulo de dirección.

En la figura 4.18 se presenta el comando de velocidad demandado por el conductor a través del pedal (acelerador) del vehículo, esta señal es tomada como la señal de referencia de la velocidad para el control de los motores. Como se puede observar el vehículo circula a una velocidad máxima de 40 Km/h, en el segundo 3 se hace una disminución abrupta de la velocidad hasta llegar a 5 Km/h ya que en ese momento ha llegado al reductor de velocidad (tope), también se observa que al aproximarse a una curva (segundo 8) se reduce la velocidad del vehículo como es recomendado por el *Comisariado Europeo del Automóvil*, una vez que el vehículo ha llegado a la velocidad deseada para tomar la curva (segundo 9) esta se mantiene hasta que el vehículo se encuentre bien apoyado, ya que el vehículo se ha estabilizado se inicia la aceleración, como se muestra a partir del segundo 10, lo mismo se repite para las curvas siguientes.

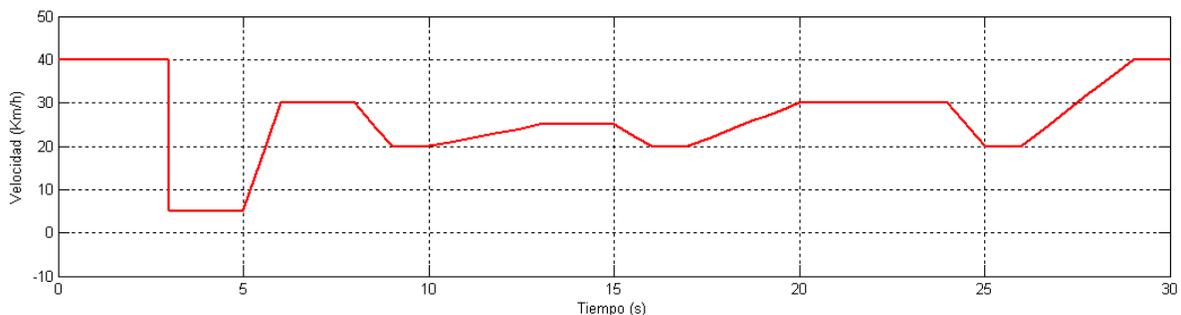


Figura 4.18 Señal de referencia de velocidad en Km/h.

En la figura 4.19 se aprecia el funcionamiento del diferencial electrónico ya que la velocidad de las ruedas presentan una diferencia de velocidad al tomar las curvas, como se

mencionado en el capítulo 3 al tomar una curva a la derecha, la rueda exterior a la curva o rueda izquierda (señal azul) aumentara la velocidad ya que tiene que recorrer mayor distancia y la rueda interior (señal verde) disminuye su velocidad puesto que esta recorre una distancia menor, la señal de referencia (señal roja) muestra la velocidad promedio del vehículo. Al tomar la última curva hacia la izquierda que en la simulación se presenta en el intervalo de tiempo (25-28.5 s) se logra observar como en esta ocasión la rueda izquierda disminuye su velocidad y la rueda derecha aumenta la velocidad ya que ahora esta es la rueda exterior a la curva.

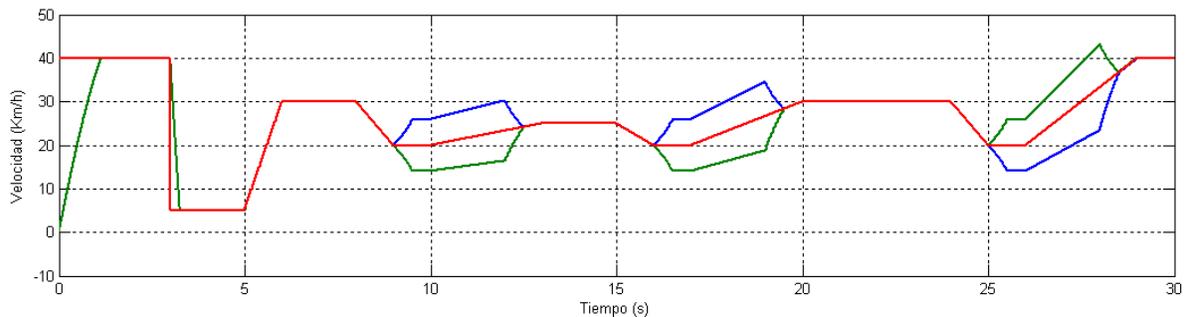


Figura 4.19 Velocidad real o medida en Km/h de las ruedas del VE.

La recuperación de energía en frenada es una expresión que se escucha cada vez más de boca de los fabricantes de automóviles híbrido y eléctricos. Los frenos regenerativos son un mecanismo de frenado para el vehículo que permite generar energía a partir de la energía cinética, por lo general energía eléctrica, para recargar las baterías.

En todo caso el concepto no tiene nada de nuevo ni revolucionario, y se viene usando en trenes eléctricos desde hace décadas; la diferencia está que en el caso de los automóviles la energía generada se usa para extender la carga de la batería, mientras que con los trenes la electricidad va al sistema de suministro centralizado. Incluso hay casos en líneas de trenes donde se comparte una fracción de esta energía generada en exceso a la comunidad.

En el caso de los frenos regenerativos, es el mismo motor eléctrico que asiste en el frenado, haciendo durante este proceso de generador. Al estar generando electricidad, el flujo de corriente en la armadura es opuesto como se muestra en la figura 4.20 en el intervalo de tiempo (3-3.4 s), en donde se ha realizado un frenado del automovil, en comparación con lo que ocurre cuando el generador hace de motor, lo que ejerce un par opuesto a la marcha como se muestra en las figuras 4.23 y 4.35 en el intervalo de tiempo (3-3.4 s)

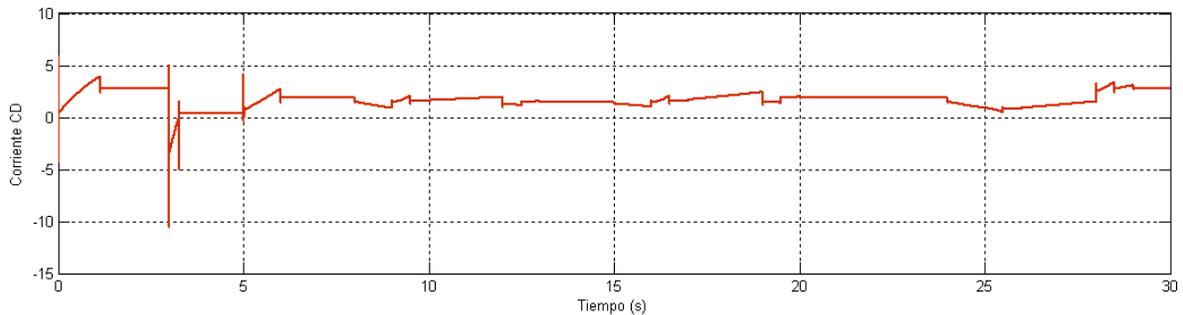


Figura 4.20 Corriente de la Fuente de CD de alimentación.

El frenado regenerativo se ve reflejado en el incremento de voltaje en las terminales de la fuente de CD como se puede observar en la figura 4.21 en el intervalo de tiempo (3-3.4 s) y como se menciona anteriormente esto se confirma al ver el cambio de flujo en la corriente como se muestra en la figura 4.20.

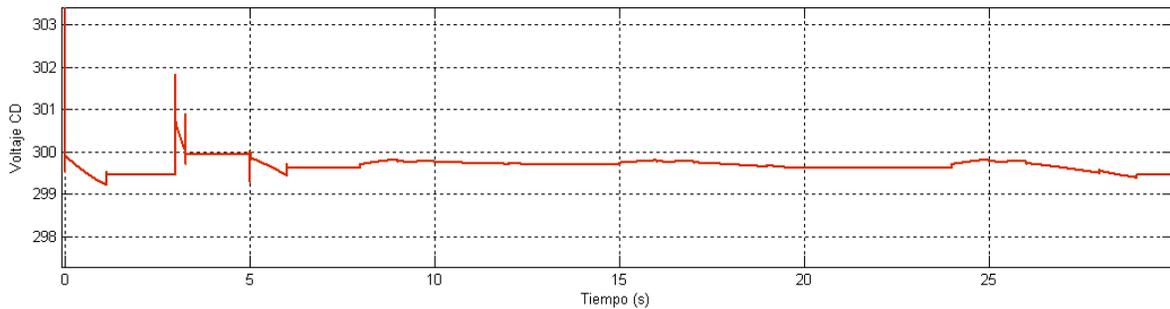


Figura 4.21 Voltaje de la Fuente de CD de alimentación.

Es importante notar que el freno regenerativo no reemplaza por completo al freno convencional de fricción, dado que a bajas velocidades va perdiendo efectividad. Aparte, el sistema podría fallar lo que requiere de un respaldo. También se puede dar el caso en una emergencia de requerir un frenado muy por sobre la capacidad del sistema, lo que sólo se puede lograr mediante el frenado convencional.

A continuación se muestran los resultados obtenidos en cada uno de los motores AFPM utilizados en la simulación del sistema de tracción eléctrica.

4.8.1. Motor Izquierdo

En la figura 4.20 se muestran las señales de la velocidad eléctrica del motor izquierdo donde la señal en color rojo es la señal de referencia proveniente del diferencial electrónico y la señal en color azul es la señal real del motor, en esta primer gráfica se puede apreciar que en los instantes en que se tiene una aceleración o desaceleración alta, el vehículo tarda unos instantes en alcanzar la velocidad deseada debido a la inercia que presenta el vehículo.

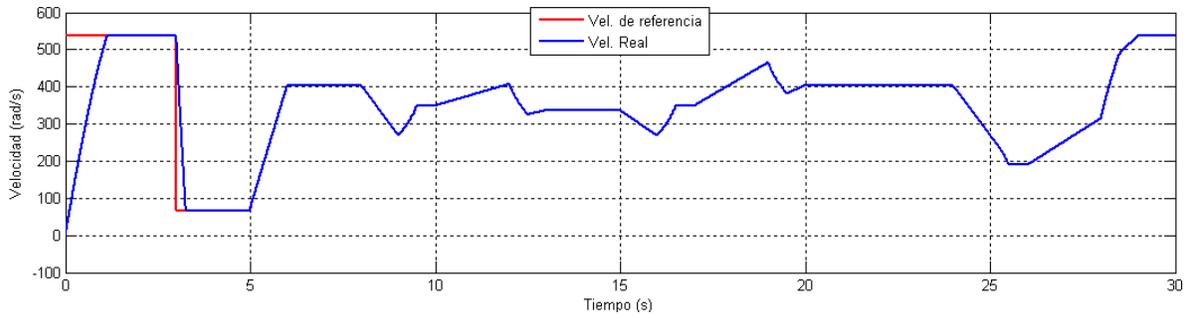


Figura 4.22 Velocidad de referencia y real del motor izquierdo.

Comparando las figuras 4.23 y 4.24 se puede observar la relación lineal existente entre el par electromagnético y la corriente i_q , tal como se mencionó en el capítulo 2 para el control de campo orientado.

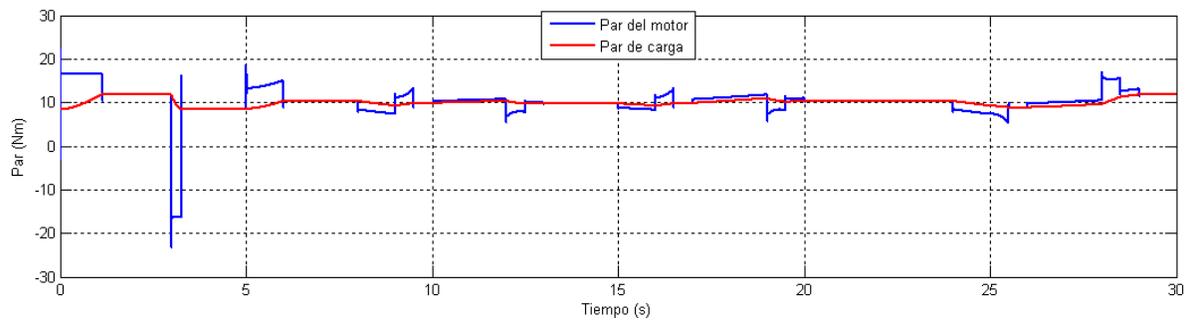


Figura 4.23 Par de carga y Par generado por el motor izquierdo.

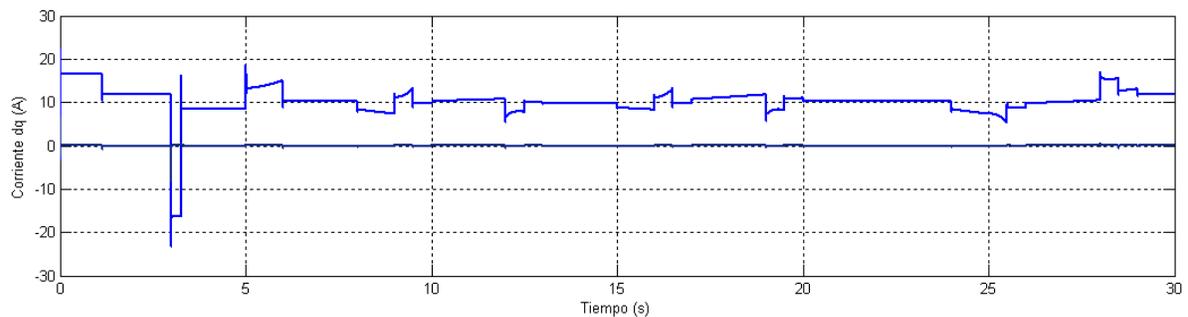


Figura 4.24 Corrientes en el marco de referencia dq del motor izquierdo.

Las corrientes i_d e i_q mostradas en la figura 4.24 son utilizadas para el control de campo orientado las cuales sirven para generar las señales de control S_a , S_b , S_c , para el inversor, éstas son mostradas en las figuras 4.25 y 4.26.

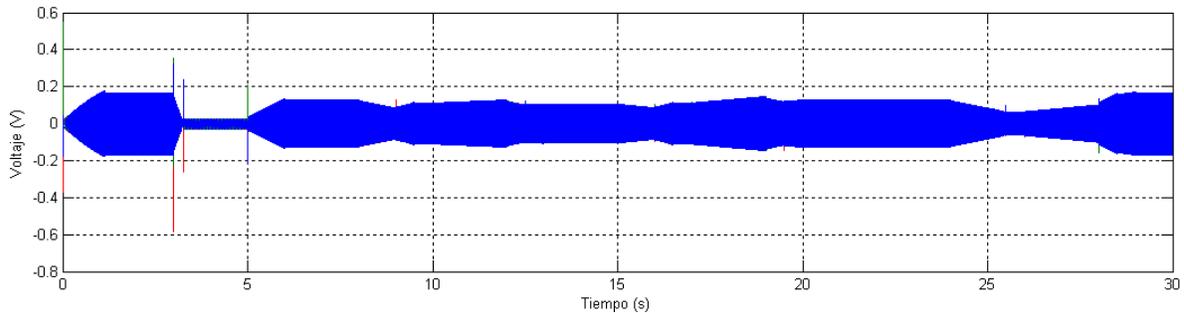


Figura 4.25 Señales de control a la entrada del inversor izquierdo.

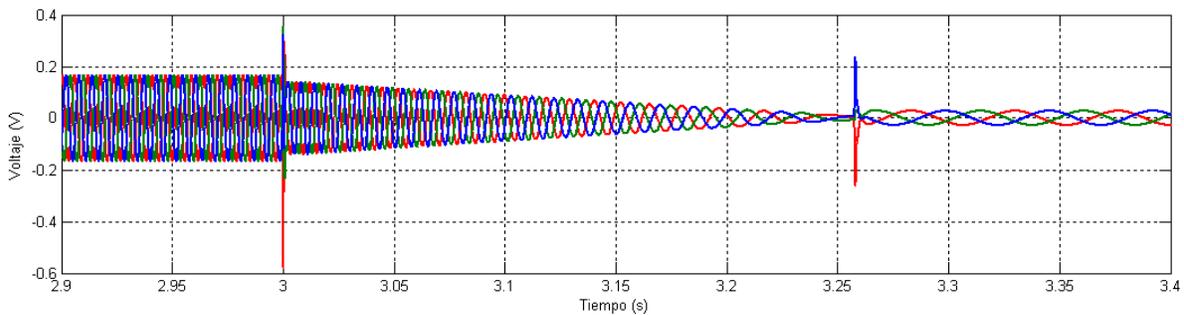


Figura 4.26 Ampliación de las señales de control a la entrada del inversor izquierdo.

En las figuras 4.27 y 4.28 se muestra el voltaje trifásico sinusoidal obtenido a la salida del inversor el cual es alimentado a las terminales del motor AFPM y en la figura 4.29 se muestra la transformación del voltaje del marco de referencia ABC al marco de referencia dq .

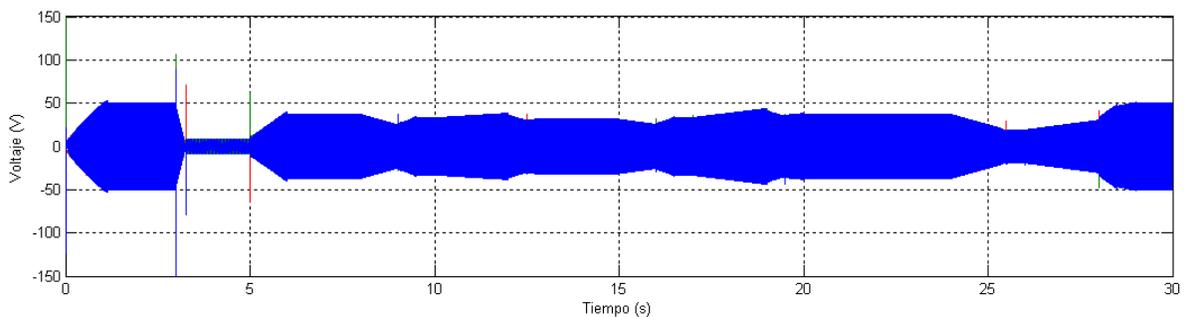


Figura 4.27 Voltaje trifásico a la salida del inversor izquierdo.

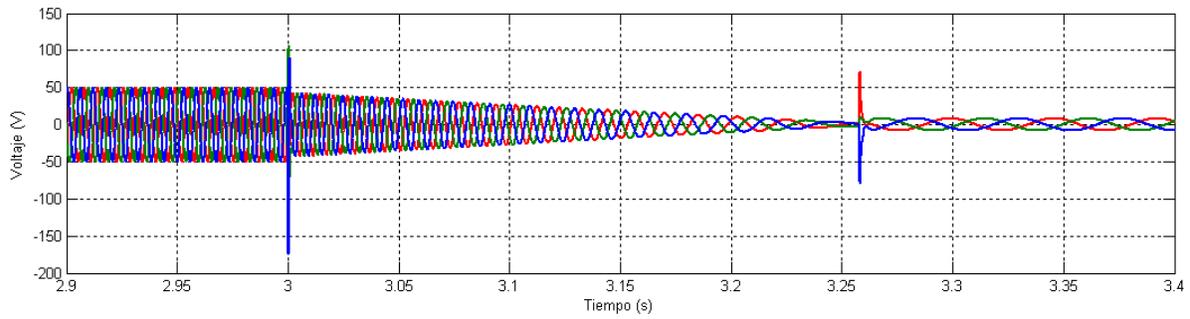


Figura 4.28 Ampliación de la señal del voltaje trifásico a la salida del inversor izquierdo.

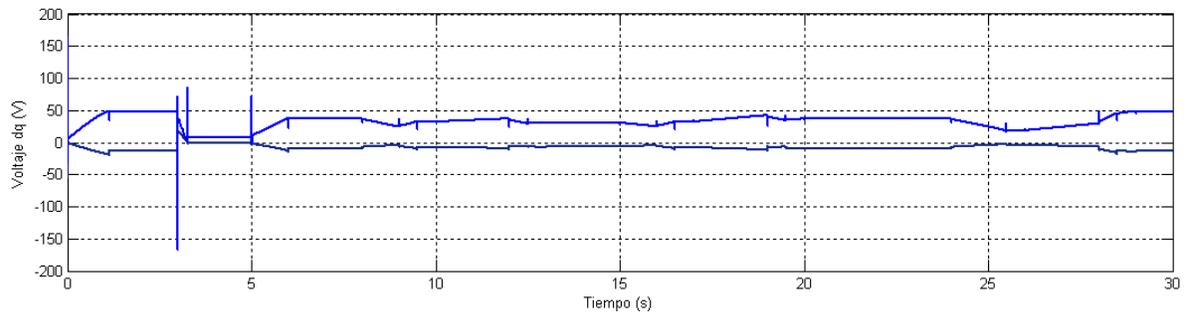


Figura 4.29 Voltajes en el marco de referencia dq del motor izquierdo.

La figura 4.30 muestra la corriente medida en terminales del motor en donde podemos observar que la corriente nominal no es sobrepasa porque el motor se encuentra protegido contra sobre corrientes. En la figura 4.31 se muestra una ampliación de estas corrientes en donde podemos observar que se tratan de señales sinusoidales.

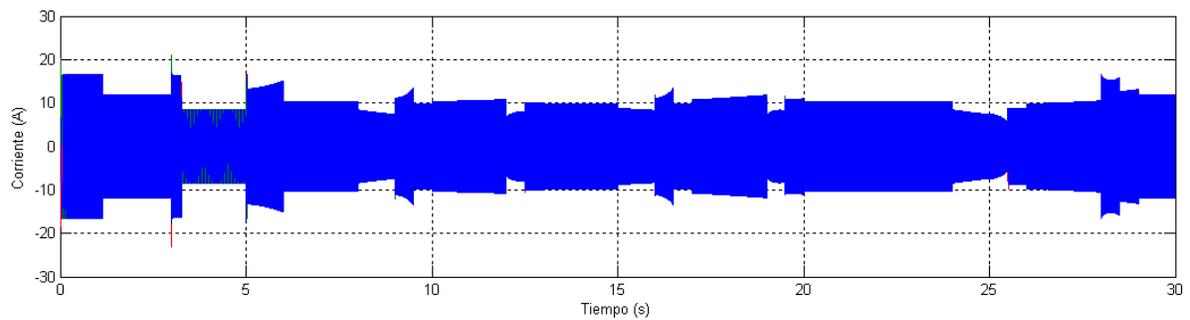


Figura 4.30 Corriente trifásico a la salida del inversor izquierdo.

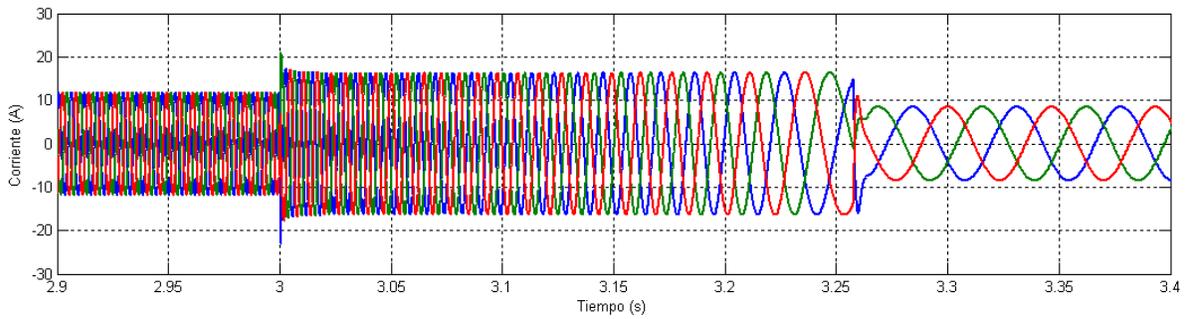


Figura 4.31 Ampliación de la corriente trifásico a la salida del inversor izquierdo.

En la figura 4.32 se puede observar una señal diente de sierra la cual representa la posición del rotor en un intervalo de 0 a 2π .

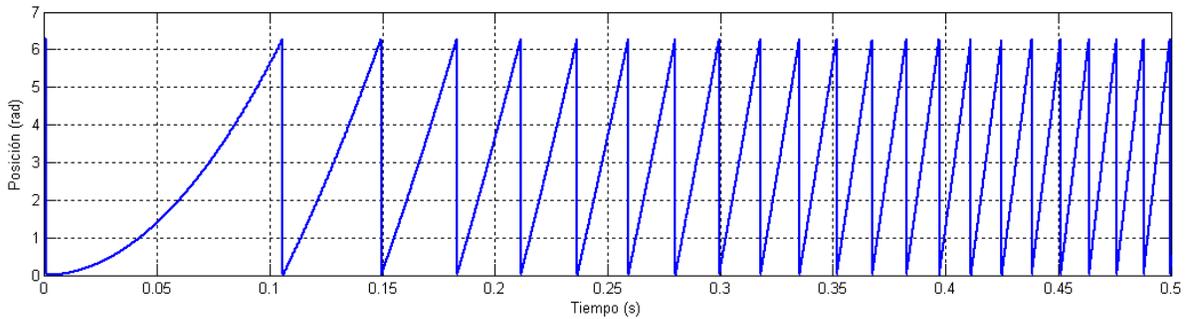


Figura 4.32 Posición del rotor del motor izquierdo.

4.8.2. Motor Derecho

A continuación se presentan los resultados obtenidos en el motor derecho los cuales presentan un perfil similar a los mostrados anteriormente con el motor izquierdo. En la figura 4.33 se observa el perfil de velocidad generada en la rueda derecha.

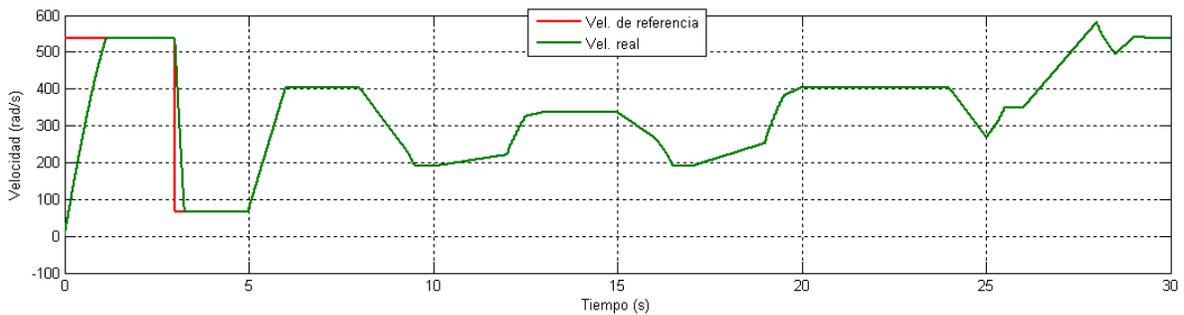


Figura 4.33 Velocidad de referencia y real del motor derecho.

En la figura 4.34 se puede observar como el par electromecánico es mayor o menor en los momentos en que se realiza una aceleración o una desaceleración del vehículo, este es debido a la inercia que presenta al cambio de estado.

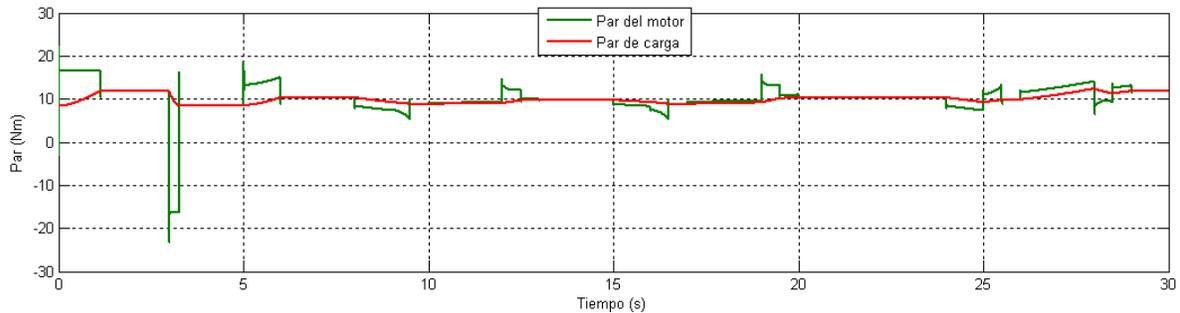


Figura 4.34 Par de carga y Par generado por el motor derecho.

De la figura 4.35 a la figura 4.42 se puede observar como las corrientes y los voltajes no superan los valores nominales de la de la máquina AFPM, esto debido a la acción del antiwinup colocado en los controladores PI del bloque FOC de la simulación.

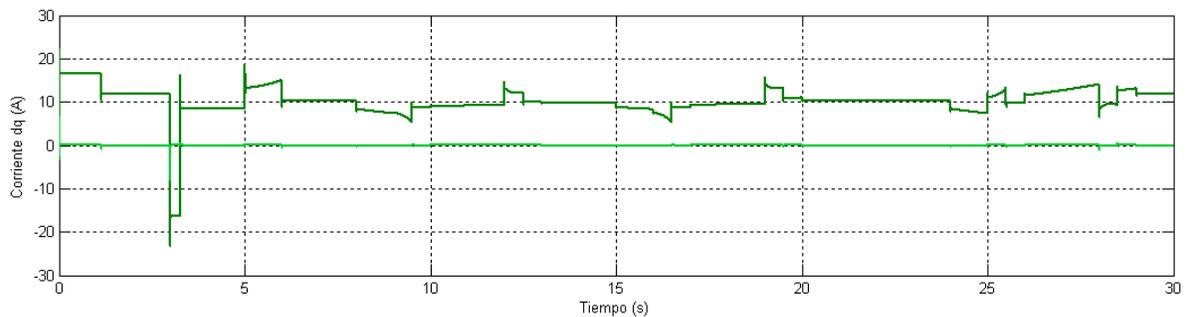


Figura 4.35 Corrientes en el marco de referencia dq del motor derecho.

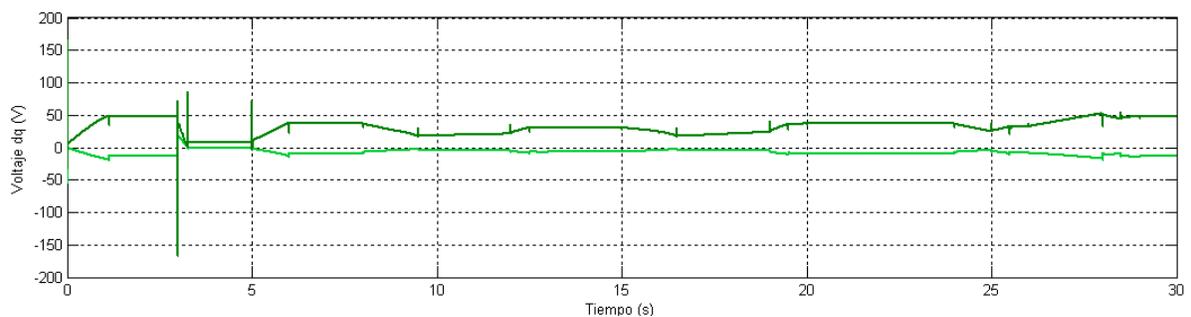


Figura 4.36 Voltajes en el marco de referencia dq del motor derecho.

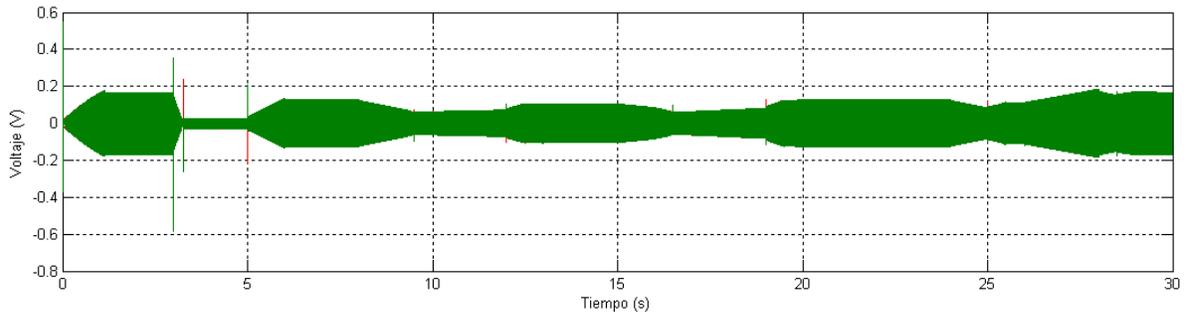


Figura 4.37 Señales de control a la entrada del inversor derecho.

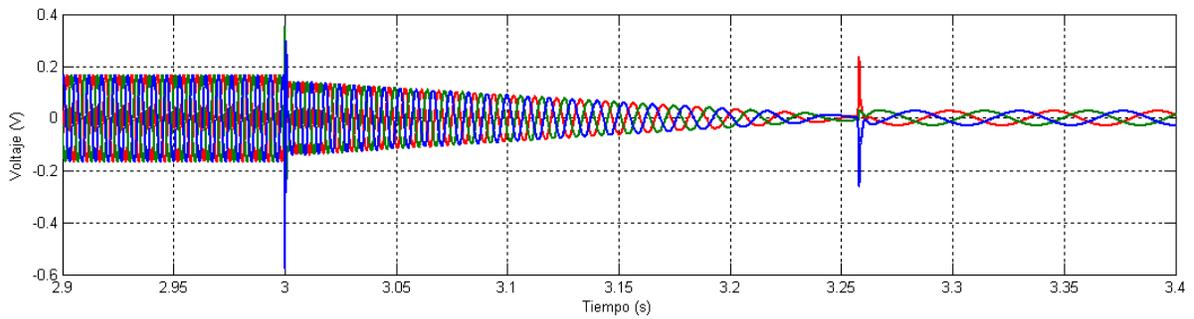


Figura 4.38 Ampliación de las señales de control a la entrada del inversor derecho.

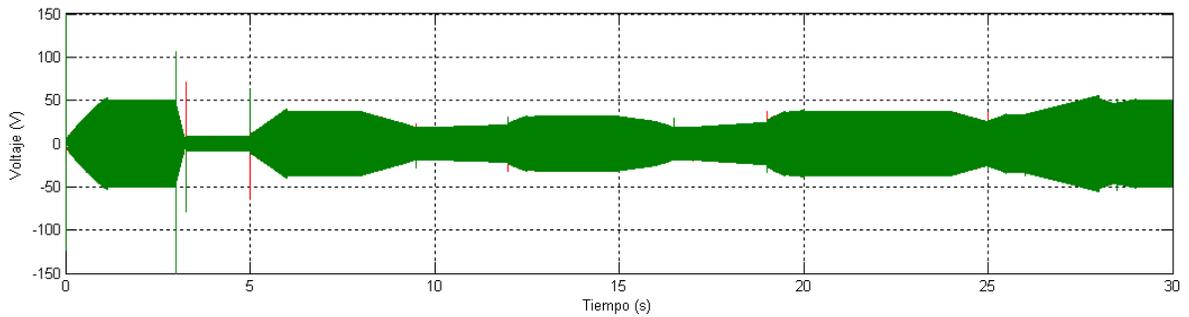


Figura 3.39 Voltaje trifásico a la salida del inversor derecho.

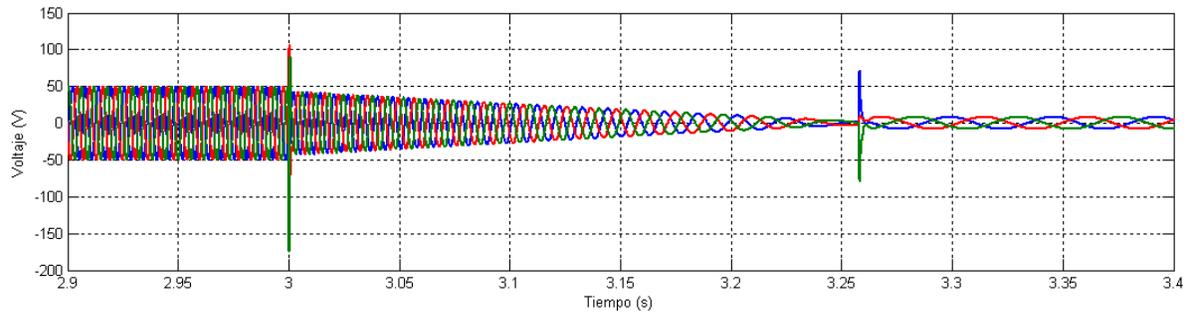


Figura 4.40 Ampliación de la señal del voltaje trifásico a la salida del inversor derecho.

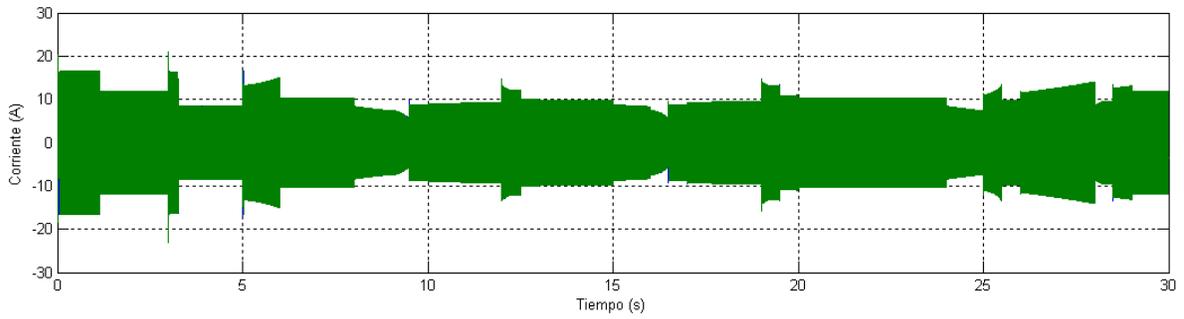


Figura 4.41 Corriente trifásico a la salida del inversor derecho.

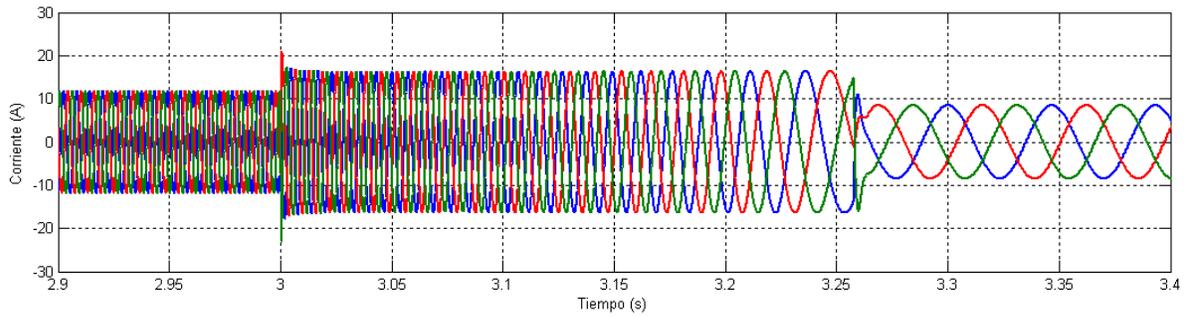


Figura 4.42 Ampliación de la corriente trifásico a la salida del inversor derecho.

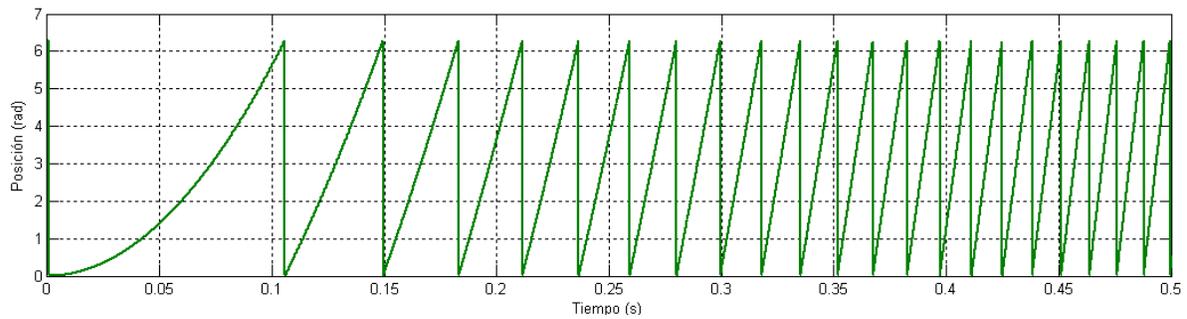


Figura 4.43 Posición del rotor del motor derecho.

4.9. Estimador de velocidad

Las ecuaciones utilizadas para la estimación de posición y velocidad del rotor son (2.77), (2.78), (2.81), (2.82), (2.84), (2.91), (2.92), en la figura 4.44 se presenta el diagrama de simulación del control de campo orientado con estimador de posición y velocidad del rotor.

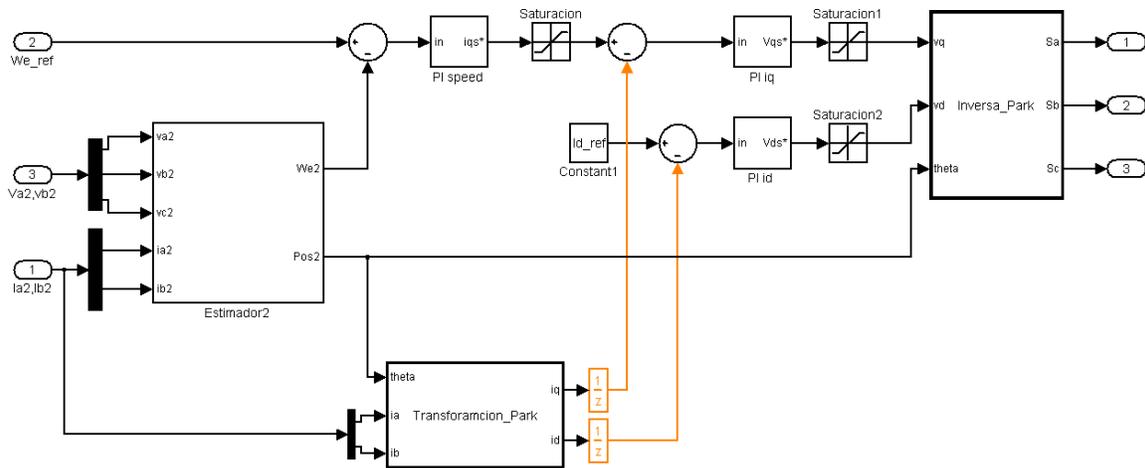


Figura 4.44 Diagrama de simulación del FOC con estimador de posición y velocidad

En la figura 4.45 se muestra el bloque del estimador de velocidad y en la figura 4.46 se muestra el diagrama de simulación del estimador, el cual tiene como variables de entrada los voltajes y corrientes de las fases a y b, el voltaje y la corriente de la fase c es calculada a partir de éstas dos, lo que ayuda a eliminar el uso de equipo de medición en esta fase.

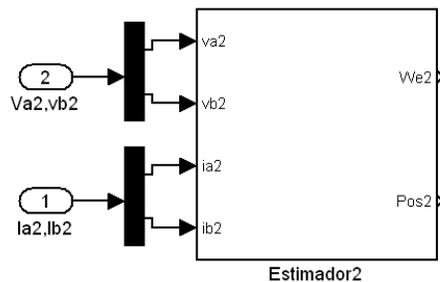


Figura 4.45 Bloque de simulación del estimador de posición y velocidad.

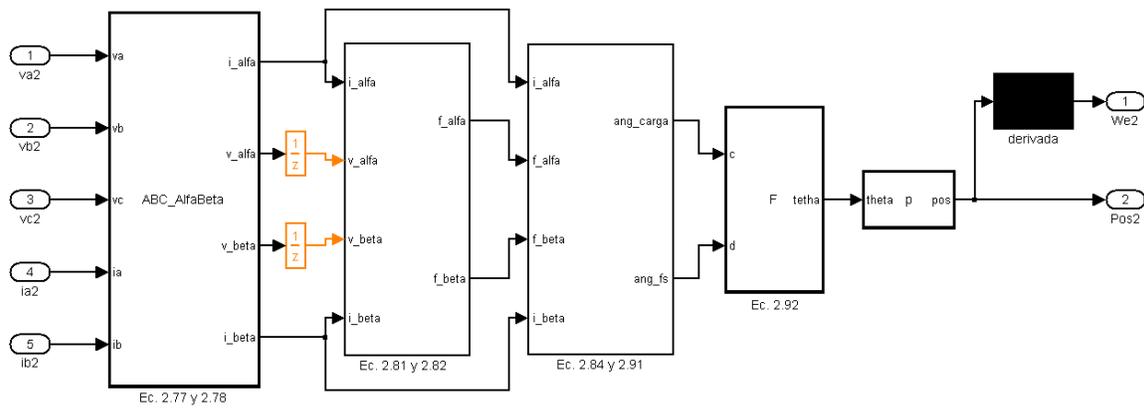


Figura 4.46 Diagrama de simulación del estimador de posición y velocidad.

Las funciones para la obtención del ángulo de carga y del ángulo del vector de flujo del estator se muestran en las figuras 4.47, 4.52, 4.53, 4.54, 4.55, con los que posteriormente se obtiene la posición del rotor en la figura 4.56.

```

Embedded MATLAB Editor - Block: Simulacion_Tesis_estimador/FOC2/Estimador2/Ec. 2...
File Edit Text Debug Tools Window Help
[Icons]
1  function [i_alfa,v_alfa,v_beta,i_beta] = ABC_AlfaBeta(va,vb,ia,ib)
2  %#eml
3
4  -  vc = - va - vb ;
5  -  ic = - ia - ib ;
6
7  -  v_alfa = (2/3)* (va - vb/2 - vc/2);
8  -  v_beta = (2/3)* ((sqrt(3)*vb)/2 - (sqrt(3)*vc)/2);
9
10 -  i_alfa = (2/3)* (ia - ib/2 - ic/2);
11 -  i_beta = (2/3)* ((sqrt(3)*ib)/2 - (sqrt(3)*ic)/2);
12
Ready Ln 1 Col 1

```

Figura 4.47 Función para la transformación de los voltajes y corrientes del marco abc al marco $\alpha\beta$.

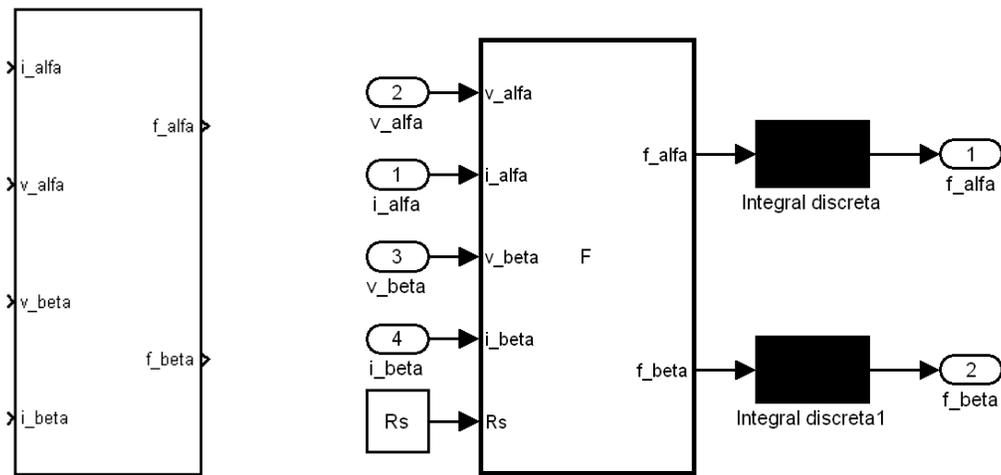


Figura 4.48 Diagrama para la obtención de las variables de flujo $\alpha\beta$.

```

1 function [f_alfa,f_beta] = F(v_alfa,i_alfa,v_beta,i_beta,Rs)
2 %#eml
3
4 f_alfa= v_alfa - (Rs*i_alfa);
5
6 f_beta= v_beta - (Rs*i_beta);
7
    
```

Figura 4.49 Función para la obtención de los flujos $\alpha\beta$.



Figura 4.50 Bloque para la obtención del ángulo de carga y del ángulo del vector flujo del estator.

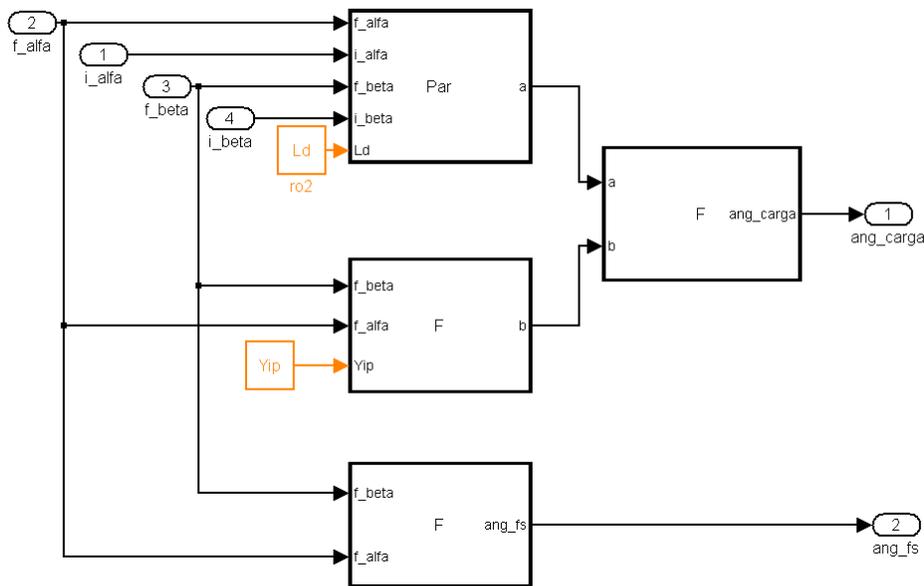


Figura 4.51 Diagrama para la obtención del ángulo de carga y del ángulo del vector flujo del estator.

```

Embedded MATLAB Editor - Block: Simulacion_Tesis_estimador/FOC2/Estimador2/Ec. 2...
File Edit Text Debug Tools Window Help
1 function a = Par(f_alfa,i_alfa,f_beta,i_beta,Ld)
2 %#eml
3
4 - a = ((f_alfa*i_beta)-(f_beta*i_alfa))*Ld;
Ready Ln 4 Col 42

```

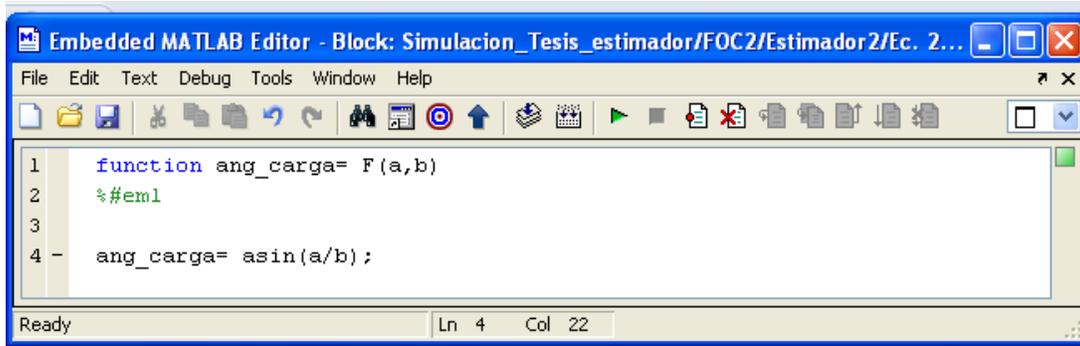
Figura 4.52 Función para la obtención del ángulo de carga.

```

Embedded MATLAB Editor - Block: Simulacion_Tesis_estimador/FOC2/Estimador2/Ec. 2...
File Edit Text Debug Tools Window Help
1 function b = F(f_beta,f_alfa, Yip)
2 %#eml
3
4 - f_s= sqrt((f_alfa*f_alfa)+(f_beta*f_beta));
5
6 - b = f_s * Yip;
Ready Ln 6 Col 15

```

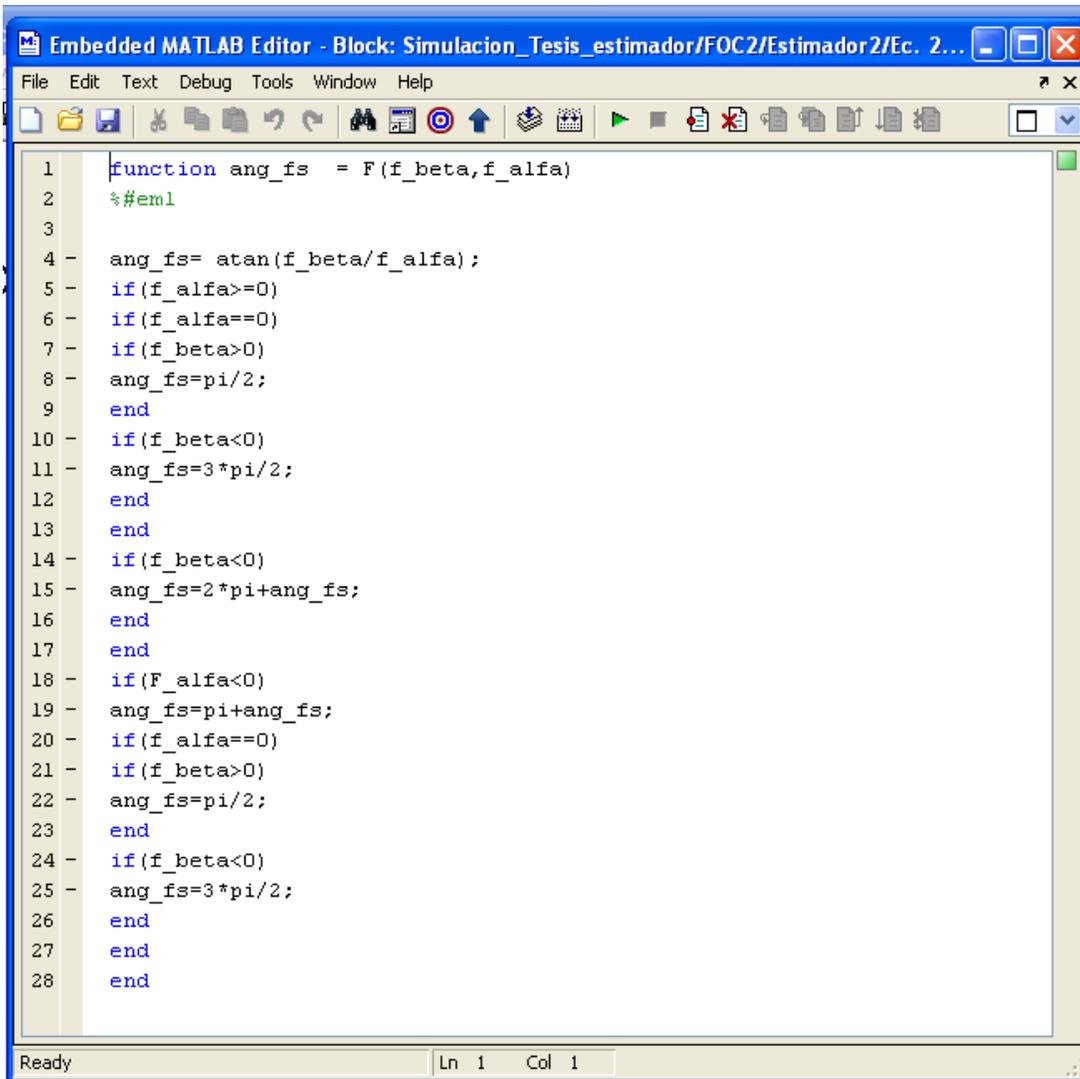
Figura 4.53 Función para la obtención del ángulo de carga.



```
1 function ang_carga= F(a,b)
2 %#eml
3
4 - ang_carga= asin(a/b);
```

Ready Ln 4 Col 22

Figura 4.54 Función para la obtención del ángulo de carga.



```
1 function ang_fs = F(f_beta,f_alfa)
2 %#eml
3
4 - ang_fs= atan(f_beta/f_alfa);
5 - if(f_alfa>=0)
6 - if(f_alfa==0)
7 - if(f_beta>0)
8 - ang_fs=pi/2;
9 - end
10 - if(f_beta<0)
11 - ang_fs=3*pi/2;
12 - end
13 - end
14 - if(f_beta<0)
15 - ang_fs=2*pi+ang_fs;
16 - end
17 - end
18 - if(f_alfa<0)
19 - ang_fs=pi+ang_fs;
20 - if(f_alfa==0)
21 - if(f_beta>0)
22 - ang_fs=pi/2;
23 - end
24 - if(f_beta<0)
25 - ang_fs=3*pi/2;
26 - end
27 - end
28 - end
```

Ready Ln 1 Col 1

Figura 4.55 Función para la obtención de la fase del vector de flujo en el estator en un rango de 0-2pi.

```

1 function tetha= F(c,d)
2 %#eml
3
4 tetha= d-c;
5

```

Figura 4.56 Función para la obtención de la *posición del rotor*.

En la simulación se ha apreciado que la estimación de la velocidad presenta problemas en los puntos donde se completa un giro en el rotor de la máquina debido a que la pendiente en esos puntos es muy grande.

Para corregir este error se ha tomado la solución propuesta en [80] la cual consta en un algoritmo para el cálculo de la extrapolación cuando se completa un giro en el rotor de la AFPM. En las figura 4.57 y 4.58 se muestran el diagrama de simulación y el código para el cálculo de derivada

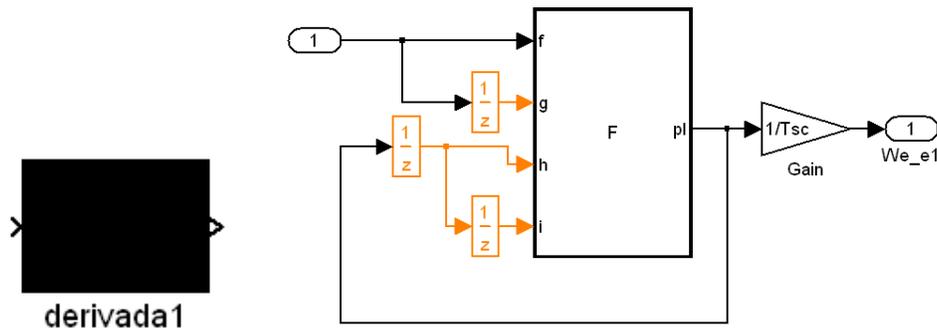


Figura 4.57 Diagrama de simulación de la derivada para la obtención de la velocidad eléctrica estimada.

```

1 function pl = F(f,g,h,i)
2 %#eml
3
4 if (abs(f-g)>0.1)
5     pl=2*h-i;
6 else
7     pl=f-g;
8 end

```

Figura 4.58 Función para el cálculo de la extrapolación.

En las figuras 4.59, 4.60, 4.61 y 4.62 se muestran los resultados obtenidos con el bloque de estimación de velocidad, tanto de la posición del rotor como de la estimación de la velocidad y puede apreciar que estos resultados son bastante aceptables por que lo que no se repetirán los resultados de las otras variables.

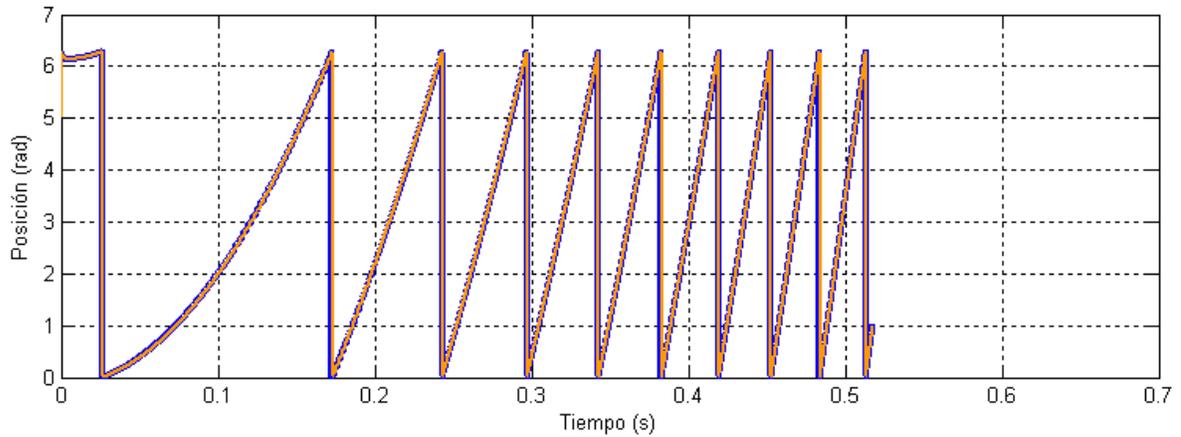


Figura 4.59 Posición estimada del rotor.

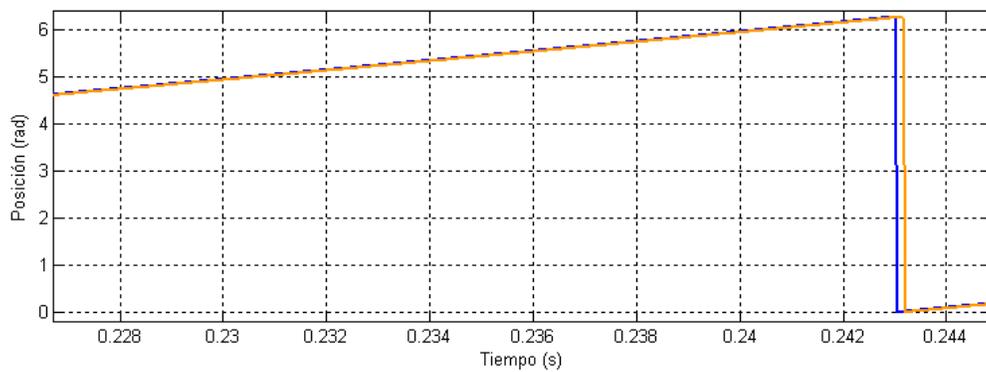


Figura 4.60 Acercamiento a la posición estimada del rotor

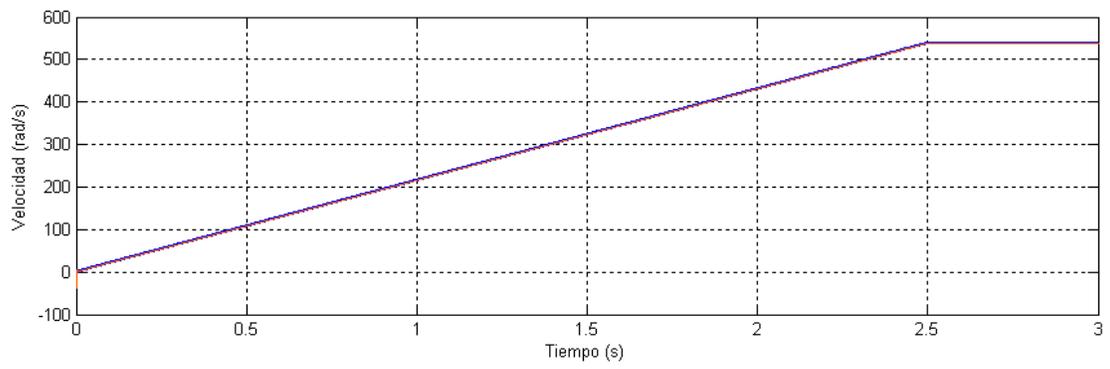


Figura 4.61 Velocidad estimada motor.

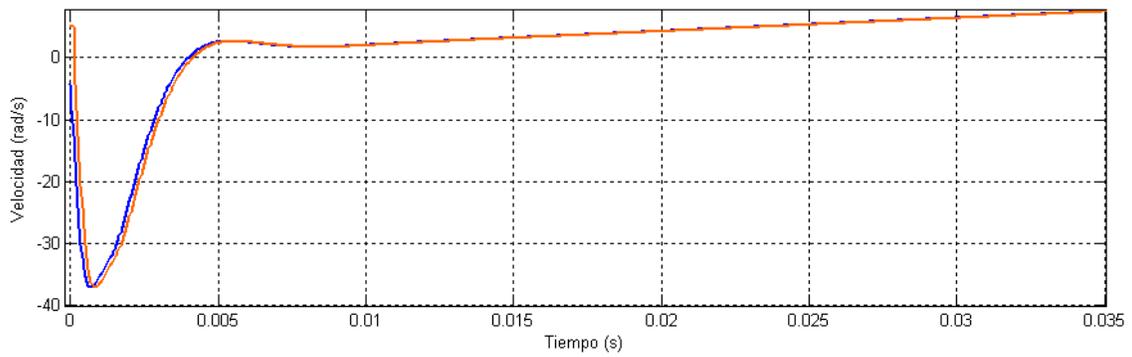


Figura 4.62 Acercamiento a la velocidad estimada del motor

CAPÍTULO 5

Conclusiones y Recomendaciones

5.1. Conclusiones

Durante el desarrollo del trabajo se logró conocer en profundidad el estado del arte de los temas tratados. Además se logró profundizar en áreas de interés, como son el procesamiento digital de señales, la electrónica digital y la electrónica de potencia.

De acuerdo a los resultados de la simulación del sistema de tracción eléctrica que se han mostrado en el capítulo 4 se concluye lo siguiente:

En base a los resultados que se muestran en la figura 4.19 se concluye que el Control de Campo Orientado presenta un buen desempeño en el control de la velocidad aplicado a sistemas de tracción eléctrica multi-motor con diferencial electrónico.

En base a los resultados de las mediciones de corrientes y voltajes trifásicos se concluye que el motor se encuentra protegido contra sobre corrientes y sobre voltajes, ya que estos no superan los valores nominales de la máquina por la acción del antiwinup en los controladores PI del control de campo orientado.

La utilización de motores síncronos de imanes permanentes hace posible un aumento en la autonomía de los VE, ya que como se muestra en las figuras 4.20 y 4.21 al momento de realizar un frenado se produce la regeneración de la energía.

De acuerdo a la figura 4.24 se concluye que el motor AFPM en todo momento trabaja en la región de potencia constante ya que i_d (componente de flujo) se mantiene con un valor igual a cero, garantizando que los imanes no sufrirán una desmagnetización ya que nunca se trabaja en la región de debilitamiento de campo.

La estimación de la velocidad para prescindir de los sistemas mecánicos como los *encoders*, es viable y beneficiosa para los sistemas de tracción eléctrica ya que se reducen costos y problemas mecánicos del sistema.

Las características constructivas del motor AFPM le atribuyen ventajas considerables sobre otros motores, en sistemas de tracción eléctrica donde la relación par/peso de un motor es un parámetro de diseño importante, esta relación es mucho mejor en los AFPM en

comparación con los motores de inducción y los motores síncronos de imanes permanentes de flujo radial también usados en aplicaciones de tracción eléctrica.

La variación de las resistencias de fase no afectan la relación directa entre la frecuencia del campo magnético giratorio presente en los devanados del motor y la velocidad angular mecánica del rotor, esto debido a la naturaleza síncrona del motor AFPM.

El control vectorial tiene la ventaja de un diseño simple, puesto que se basa en someter la expresión del par electromagnético del AFPM a transformaciones de coordenadas, esto con el propósito de desacoplar la dinámica entre el flujo, el par y la velocidad. Una vez desacopladas estas dinámicas, se utiliza cualquier controlador lineal para controlar por separado las variables i_q e i_d .

La respuesta del diferencial electrónico es satisfactoria cuando el vehículo presenta un ángulo de giro distinto a cero, esto se puede observar en las figuras 4.22 y 4.33 ya que la rueda exterior a la curva aumenta su velocidad y la rueda interior disminuye su velocidad, con lo cual se mantiene la estabilidad del vehículo en estas maniobras.

5.2. Recomendaciones

A continuación se listan recomendaciones para trabajos futuros de esta tesis:

Desarrollar un modelado del inversor más aproximado a la realidad, ya que en esta tesis solo se considero un modelo promedio el cual no se ve afectado por las altas frecuencias de conmutación y por pérdidas de ningún tipo.

Desarrollar un esquema de control distinto del control de campo orientado presentado en esta tesis, para su comparación y evaluación. Estos esquemas pueden ser el control adaptable, el control por modos deslizantes ó el control inteligente.

Desarrollar un conjunto de pruebas que permitan conocer los parámetros físicos del motor.

Implementar los controladores en tiempo real con resultados favorables.

Otro de los trabajos que se pueden realizar a partir del prototipo realizado en esta tesis es la implementación de estrategias avanzadas de control de la estabilidad y confort de manejo.

Como se mencionó anteriormente, la técnica usada para estimar la velocidad del rotor no funciona correctamente a muy bajas velocidades (por debajo del 5% de la velocidad nominal), por lo que sería conveniente aplicar otra técnica para hacer posible el funcionamiento del FOC a velocidades muy bajas (incluso a velocidad cero). Para esto se propone como trabajo futuro implementar estrategias de inyección de señales de alta frecuencia que identifican la posición del rotor o del flujo magnético en base a diferencias en la impedancia eléctrica medidas en los bobinados de estator.

Referencias

Patentes

- [P1] US132. Davenport T. (1837). Improvement in propelling machinery by magnetism and electro-magnetism.
- [P2] US405858. Tesla N. (1889). Electro-Magnetic Motor.

Artículos

- [1] F. Profumo, Z. Zhang y A. Tenconi, "Axial flux machines drives a new viable solution for electric cars," IEEE Trans. Ind. Elect., Vol. 44, No. 1, 1997, pp. 39-45.
- [2] Eduardo Frías Valero "Aportaciones al estudio de las Maquinas eléctricas de flujo Axial mediante la aplicación del Método de los elementos finitos" Tesis doctoral, Universidad Politécnica de Catalunya, año 2004.
- [3] <http://www.electricvehiclesnews.com/History/historyearlyIII.htm>
- [4] B. K. Bose, Power Electronics and AC Drives. New Jersey, USA: Prentice-Hall, 1986.
- [5] D. M. Dawson, J. Hu, and T. C. Burg, Nonlinear Control of Electric Machinery. New York, USA: Marcel Dekker Inc., 1998.
- [6] D. Taylor, "Nonlinear Control of Electric Machines: An Overview," IEEE Control Systems Magazine, pp. 41–51, Dec. 1994.
- [7] R. Krishnan, Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control. Prentice Hall, 2001.
- [8] W. Leonhard, Control of Electrical Drivers. Berlin: Springer-Verlag, 1996.
- [9] Asurvey Giuseppe S. Buja, Marian P. Kazmierkowiicki, "Direct Torque Control of PWM Inverter - Fed AC Motors", *Industry Electric, IEEE Transactions on*, vol. 51, No. 4, august 2004.
- [10] Hasse, K. Zur "Dynamik Drehzahl geregelter Antriebe mit Stromrichtergespeisten Asynchron-Kurzschlussaufemaschine. Techn Hochsch Disetatio, 1969.
- [11] Blaschke, F. "The principle of field orientation as applies to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines. Germany, Siemens Rev. 39, 5, pp 217-220, 1972.
- [12] Isao Takahashi, member IEEE, and Toshihiko Noguchi, "A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor" IEEE Transactions on industry applications, vol.IA-22, No.5, Septiembre-October 1986.
- [13] M. Depenbrock "Direct Self Control (DSC) of Inverter Fed Induction Machine" IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 3, No.4, October 1988.
- [14] Domenico Casadei, Member IEEE, Francesco Profumo, Senior Member IEEE, Giovanni Serra, Member IEEE and Angelo Tani, "FOC and DTC Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No.5, September 2002.

-
- [15] Alberto Enrique Sixtega, "Control Directo de Par del Motor Síncrono de Imanes Permanentes" Tesis de Maestría, Instituto Politécnico Nacional, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, año 2011.
- [16] T. Sebastian, G. Slemon, and M. Rahman, "Modeling of Permanent Magnet Synchronous Motors", *Magnetics, IEEE Transaction on*, vol 22, pp. 1069-1071, 1986.
- [17] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling of Permanent Magnent Motor Drives", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. IA-22, pp. 738-746,1988.
- [18] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, Simulation and analisis of Permanent Magnent Motor Drives. Part I: The Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 265-273,1989.
- [19] K. Rajashekara, A. Kawamura, and K. Matsuse, *Sensorless Control of AC Motor Drives*. IEEE Press, 1996.
- [20] J. Holtz, "Sensorless Position Control of Induction Motors - an Emerging Technology," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 6, pp. 840–852, Dec. 1998.
- [21] C. Ilas, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva, and F. Profumo, "Comparison of Different Schemes Without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives," in 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. IECON '94, Bologna, Italy, Sept. 5-9 1994, pp. 1579–1588.
- [22] H. Kubota, K. Matsuse y T. Nakano, "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 29, No. 2, 1993, pp. 344-348.
- [23] F. Z. Peng, "Speed and Flux Sensorless Field Oriented Control of Induction Motors for Electric Vehicles", *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (AEPEC)*, 2000, pp. 133-139.
- [24] M. Marwali, y A. Keyhani, "A comparative study of Rotor Flux Based MRAS and Back EMF Based MRAS Speed Estimators for Speed Sensorless Vector Control of Induction Machines", *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*, 1997, pp. 160-166.
- [25] N. Ertugrul and P. Acarnley, "A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 1, pp. 126–133, Jan.-Feb 1994.
- [26] "Indirect Rotor Position Sensing in Real Time for Brushless Permanent Magnet Motor Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 608–616, July 1998.
- [27] C. French and P. Acarnley, "Control of Permanent Magnet Motor Drives Using a New Position Estimation Technique," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, pp. 1089–1097, Sept./Oct. 1996.
- [28] M. Corley and R. Lorenz, "Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 784–789, July-Aug. 1998.
- [29] H. Kim, M. C. Harke, and R. D. Lorenz, "Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Machine Drives with Zero-Phase Lag Position Estimation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 6, pp. 1726–1733, Nov.-Dec. 2003.

-
- [30] A. B. Kulkarni and M. Ehsani, "A Novel Position Sensor Elimination Technique for the Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 1, pp. 144–150, Jan.-Feb. 1992.
- [31] S. Ogasawara and H. Akagi, "An Approach to Real-Time Position Estimation at Zero and Low Speed for a PM Motor Based on Saliency," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 1, pp. 163–168, Jan.-Feb. 1998.
- [32] E. Robeischl and M. Schroedl, "Direct Axis Current Utilization for Intelligent Sensorless Permanent Magnet Synchronous Drives," in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference*, vol. 1, Chicago, IL, USA, 30 Sept.-4 Oct. 2001, pp. 475–481.
- [33] M. Tursini, R. Petrella, and F. Parasiliti, "Initial Rotor Position Estimation Method for PM Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 6, pp. 1630–1640, Nov.-/Dec. 2003.
- [34] Hérnan De Angelo "Control para Máquinas de CA de Imanes Permanentes con FEM Arbitraria, sin Sensores Mecánicos" Tesis Doctoral, Universidad Nacional de la Plata, 2004.
- [35] A. Bado, S. Bolognani, and M. Zigliotto, "Effective Estimation of Speed and Rotor Position of a PM Synchronous Motor Drive by a Kalman Filtering Technique," in *23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. PESC '92*, vol. 2, Toledo, Spain, Jun. 29 - Jul. 3 1992, pp. 951–957.
- [36] S. Bolognani, R. Oboe, and M. Zigliotto, "Sensorless Full-Digital PMSM Drive With EKF Estimation of Speed and Rotor Position," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 1, pp. 184–191, Feb. 1999.
- [37] S. Bolognani, M. Zigliotto, and M. Zordan, "Extended-Range PMSM Sensorless Speed Drive Based on Stochastic Filtering," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 1, pp. 110–117, Jan. 2001.
- [38] Y. Kim and Y. Kook, "High Performance IPMSM Drives Without Rotational Position Sensors Using Reduced-Order EKF," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 868–873, Dec. 1999.
- [39] S. Stasi, L. Salvatore, and F. Cupertino, "Sensorless Control of PM Synchronous Motors Based on LKF Estimation of Rotor Position," in *2002 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON '02*, Seville, Spain, Nov. 5-8 2002, pp. 686–691.
- [40] A. Consoli, S. Musumeci, A. Raciti, and A. Testa, "Sensorless Vector Speed Control of Brushless Motor Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 1, pp. 91–96, Feb. 1994.
- [41] L. A. Jones and J. H. Lang, "A State Observer for the Permanent-Magnet Synchronous Motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 36, no. 3, pp. 374–382, Aug. 1989.
- [42] G. Zhu, A. Kaddouri, L.-A. Dessaint, and O. Akhrif, "A Nonlinear State Observer for the Sensorless Control of a Permanent-Magnet AC Machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 6, pp. 1098–1108, Dec. 2001.
- [43] M. Tomita, T. Senjyu, S. Doki, and S. Okuma, "New Sensorless Control for Brushless DC Motors Using Disturbance Observers and Adaptive Velocity Estimations," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 2, pp. 274–282, Apr. 1998.

-
- [44] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "An Extended Electromotive Force Model for Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 2, pp. 288–295, Apr. 2003.
- [45] C. Li and M. Elbuluk, "A Robust Sliding Mode Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives," in *2002 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON '02*, vol. 2, Seville, Spain, Nov. 5-8 2002, pp. 1014–1019.
- [46] L. Hao, "Permanent Magnet AC Motor Full Speed Range Operation Using Hybrid Sliding Mode Observer," Thesis for the Doctor of Philosophy degree, Texas A&M University, Dec. 2002.
- [47] M. Shino y M. Nagai, "Independent wheel torque control of small-scale electric vehicle for handling and stability improvement," *JSAE Review*, No. 24, 2003, pp. 449-456.
- [48] C. R. Winterhalter, "Field Oriented Control of a Single Inverter, Dual, Parallel Induction Machine Traction Drive for Electric Vehicles," Master in Science Thesis, University of Wisconsin-Madison, 1997.
- [49] P. M. Kelecy y R. D. Lorenz, "Control methodology for single inverter, parallel connected dual induction motor drives for electric vehicles," en *Proc. IEEE PESC*, 1994, pp. 987–991.
- [50] K. Matsuse, Y. Kouno, H. Kawai y S. Yokomizo, "A Speed-Sensorless Vector Control Method of Parallel-Connected Dual Induction Motor Fed by a Single Inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 38, No. 6, 2002, pp. 1566-1571.
- [51] K. Matsuse, H. Kawai, Y. Kouno y J. Oikawa, "Characteristics of Speed Sensorless Vector Controlled Dual Induction Motor Drive Connected in Parallel Fed by a Single Inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 40, No. 1, 2004, pp. 153-161.
- [52] E. Ledezma, B. McGrath, A. Muñoz, T. A. Lipo T.A., "Dual AC-drive system with a reduced switch count", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 37, No. 5, 2001, pp. 1325-1333.
- [53] Y. Wang y M. Nagai, "Integrated control of four-wheel-steer and yaw moment to improve dynamic stability margin," *Proc. 35th Conf. on Decision and Control*, 1996, pp. 1783-1784.
- [54] S-I Sakai, H. Sado y Y. Hori, "Motion control in an electric vehicle with four independently driven in-wheel motors," *IEEE Trans. on Mechatronics*, Vol. 4, No. 1, 1999, pp. 9-16.
- [55] S-I Sakai y Y. Hori, "Advanced motion control of electric vehicle with fast minor feedback loops basic experiments using the 4-wheel motored "EV UOT Electric March II," *JSAE Review*, No. 22, 2001, pp. 527-536
- [56] A. Haddoun, M. E. H. Benbouzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J. Ghouili and K. Srairi "Sliding Mode Control of EV Electric Differential System" 2010, *ICEM'06*, Chania: Greece(2006).
- [57] Y. E. Zhao, J.W. Zhang and X. Q. Guan. " Modeling and Simulation of Electronic Diferential System for an Electric Vehicle with Two-Motor-Wheel Drive." *IEEE*. 2008
- [58] S. M. Wasfy, M. M. Eissa, G. M. A. Sowilam, M. Abdel monem "Modeling and Analysis of a Traction Control System for Two Independent Wheel Drives-Electric Vehicle". *ICREPQ'10*. Electrical Power and Machiens Deparment, Helwant university, Helwan (Egypt), 2010.

-
- [59] Francisco J. Perez-Pinal, Ciro Nuñez, Ricardo Álvarez, Ilse Cervantes, Ali Emadi. "Electric Differential for Traction Applications". Instituto Politécnico Nacional, Universidad Autónoma de San Luis Potosí. IEEE 2007.
- [60] Iván Ignacio Juárez Hernández "Simulación de un Sistema de Recuperación de Energía Basado en Supercapacitores con Aplicación en Tracción eléctrica" Tesis de Maestría, Instituto Politécnico Nacional. 2011
- [61] Pedro C. Castellanos Morales "Control Vectorial de la Velocidad de una Máquina Síncrona de Imanes Permanentes" Tesis de Maestría, Instituto Politécnico Nacional. 2011
- [62] Muhamad H. Rashid "Electrónica de Potencia", Tercera edición, 2004, edición en español, editorial Pearsons Printince Hall
- [63] Zhang, Z.; F. Profumo and A. Tenconi: "Wheels Axial Flux Machines for Electric Vehicle applicatios", in Conf. Rec. ICEM-94, Palais des Congrès, Paris, France, 5-8 September, 1994.
- [64] Caricchi, F.; Crescimbin, F.; Mezzetti, F.; Santini, E. "Multistage Axial-Flux PM Machine for Wheel Direct Drive". IEEE Transactions on industry Applications. Volume: 32, Issue: 4, July-Aug. 1996. Pages: 882-888.
- [65] Gieras J.F., and Wing M. (2002). Permanent magnet motor technology: design and applications. 2nd. Ed., Marcel Dekker, New York.
- [66] Hendershot J.H., and Miller T.J.E. (1994). "Design of Brushless Permanent Magnet Motors". Oxford: Clarendon Press.
- [67] Miller T.J.E. (1989). "Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drive". Oxford: Clarendon Press.
- [68] Jacek F. Gieras; Rong-jie Wang y Maarten J. Kamper: "Axial flux Permanent Magnet Brushless Machines" Second edition 2008 Springer.
- [69] Alberto N. Basanta "Ventaja de los motores de flujo axial" Instituto Superior Politecnica Jose Antonio Echeverria. Ciudad de la Habana. 2002
- [70] Campell P. (1975). The magnetic of an axial flux DC electrical machine, IEEE Trans. MAG-11(5):1541-1543
- [71] Chan C.C. (1987). Axial-field electrical machines: desing and application, IEEE Trans. EC-2(2): 294-300.
- [72] Leung W.S., and Chan C.C. (1980). A new desing approach for axial-field electrical machine, IEEE Trans. PAS-99(4):1679-1685.
- [73] Miti G. K., and Renfrew A.C. (1998). Field weakening performance of the TORUS motor with rectangular current excitation, Int. Conf. on Electr. Machines ICEM '98 Istambul, Vol. 1, pp. 630-633.
- [74] Campell P. (1974). Principle of a PM axial field DC machine, Proceedings of IEEE, vol. 121, no.1, pp. 1489-1494.

-
- [75] Chan C.C. (1982). Axial-field electrical machines with yokeless armature core. PhD Thesis, University of Hong Kong.
- [76] Sitapati K., and Krishnan R. (2001). Performance comparisons of radial and axial field permanent magnet brushless machines, *IEEE Trans. IA-37(5)*:1219-1226.
- [77] Stephen J. Chapman “Máquinas Eléctricas” tercera edición 2000 Mc GRAW-HILL.
- [78] Literature Number: BPRA073 “Field Oriented Control of 3-Phase AC-Motors” Texas Instruments Europe February 1998.
- [79] W.Bolton “Ingenieria de Control” 2ª Edición. Edit. Alfaomega. 2001
- [81] Ned Mohan, “*Electric Drives an Integrative Approach*”, Mnpere, 2003.
- [83] Z. Mihailovic, Himemshu V. Prasad and D. Borojevic. “Computer Modeling Analysis of VSI Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems with Adjustable Levels of Complexy”, *IEEE*.
- [84] Bimal Bose “Power Electronics and Motor Drives Advances and Trends”. Elsevier, 2006
- [85] Mehrdad Ehsani, Yimin Gao, Ali Emadi “Modern Electric, Hybrid Electrid and Fuel Cell Vehicles”. Second Edition, CRC Press 2010.
- [86] Maximiliano Osvaldo Sonnaillon “Sistema Digital de Control de un Vehículo Eléctrico Urbano” Tesis de Maestría en Ciencias 2005, Universidad Nacional de Río Cuarto, Facultad de Ingeniería.
- [87] Francisco Perez Pinal, Ciro Nuñez, Ricardo alvarez, Ilse Cervantes, Ali Emaid, “Electric Differential for Traction Applications”, *IEEE* 2007, Instituto Politecnico Nacional ESIME CU.
- [88] Abdelfatah Nasri, Abdeldjabar Hazzab, Ismail Khalil, SAmir Hadjeri, Pierre Sicard, “Fuzzy- Sliding Mode Speed Control for Two Wheels Electric Vehicle Drive”, *Journal of Electric Engineering and Tegnology*, 2009.
- [89] Abdelfatah Nasri, Brahim Gasbaoui, “A Novel Vehicle Studies Based on Space Vector Modulation Technique and Direct Torque Control Strategy”, *Journal of Asian Electric Vehicle*, 2011.
- [90] K. Hartani, Y. Miloud, M. Bourahla, “Direct Torque Fuzzy Control of Permanent Magnet Synchronous Electrical Vehicle Motor with PI Resistance Estimator”, *Saudi Technical Conference and Exhibition*, 2009.
- [91] F. Profumo, Z. Zhang y A. Tenconi, “Axial flux machines drives a new viable solution for electric cars,” *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 44, No. 1, 1997, pp. 39-45.
- [92] Diego Langarica Córdoba “Control de un Motor Brushless para Aplicación a Vehículos Eléctricos” Tesis de Maestría en Ciencias 2010, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.
- [93] S. M. Wasfy, M. M. Eissa, G.M.A. Sowilam, M. Abdel monem, “Modeling and Analysis of a Traction Control System for Two Independent Drives Electric Vehicle”, *Helwan University*, 2010.
- [94] James Larminie, John Lowry, “Electric Vehicle Technology Explained” Editorial John Wiley and Sons, 2003.

APÉNDICE A

Transformaciones de Clark y Park

En el año 1929 por R. H. Park presento un artículo a la AIEE titulado “*Two reactions theory of synchronoud machines.*” En éste, se presentó una generalización y extensión del trabajo de Blondel, Dreyfus, y Doherty y Nickle, y establece métodos generales para calcular corriente, potencia, y torque en maquinas sincrónicas de polos saliente y de rotor liso tanto en condiciones de estado estacionario como transitorio.

Park, resulta una transformación similar y como tal es un cambio de coordenadas, desde el un sistema trifásico estacionario ($f_{abc} = [f_a f_b f_c]T$) al sistema coordenado giratorio sobre los ejes $dq0$ ($f_{0dq} = [f_0 f_d f_q]T$) que define Blondel. Esta transformación es hecha en dos pasos:

- Una transformación desde el sistema coordenado estacionario trifásico (abc) a un sistema coordenado estacionario denominado $\alpha\beta$ (Clark).

$$f_{\alpha\beta} = [T_c][f_{ABC}] \quad \text{A-1}$$

Y la transformación inversa de Clark

$$f_{ABC} = [T_c]^{-1}[f_{\alpha\beta}] \quad \text{A-2}$$

Donde la matriz de transformación T_c viene dado por

$$T_c = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad \text{A-3}$$

Para que la transformación sea invariante en amplitud se multiplica por $\frac{2}{3}$, como se muestra en la ecuación A-3.

$f_{\alpha\beta}$ contiene tres componentes, f_α , f_β y f_0 y representa la descomposición de cada una de las componente del f_{abc} sobre los ejes $\alpha\beta$, como se muestra en la figura a-1

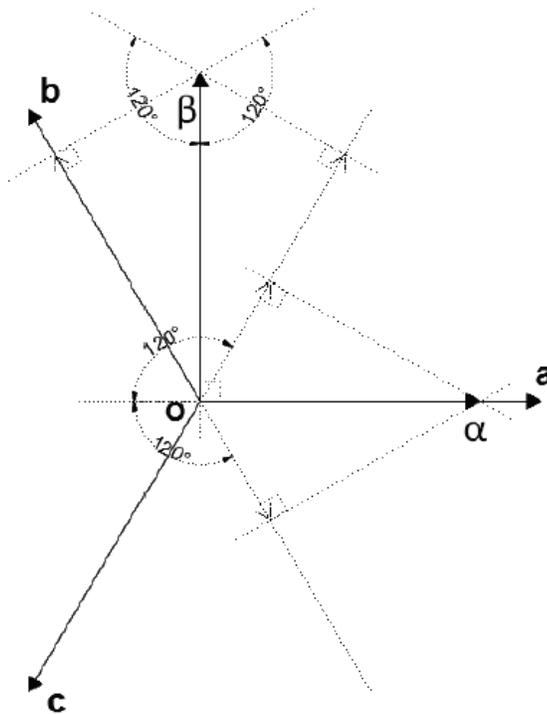


Figura A.1 Diagrama vectorial ABC- $\alpha\beta$ [80]

- Una transformación desde el sistema coordenado estacionario $\alpha\beta$ al sistema giratorio $dq0$ (Park).

$$f_{\alpha\beta} = [T_p][f_{dq0}] \quad \text{A-4}$$

Siendo T_p la matriz que permite la transformación al eje giratoria, la cual viene dada por

$$T_p = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad \text{A-5}$$

La proyección de las componentes de $\alpha\beta$ sobre dq se obtiene la figura a-2 como se muestra a continuación.

A partir de estas dos transformaciones podemos obtener una transformación directa del eje ABC a eje $dq0$ como se muestra en la figura a-2.

Combinando en un solo paso obtenemos

$$T_{dp} = T_c \quad T_p = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad \text{A-6}$$

Para obtener una transformación directa de las variables eléctricas Voltaje, Corriente, flujo se debe aplicar la ecuación A-7 como se muestra a continuación.

$$f_{dq0} = [T_p][f_{ABC}] \quad \text{A-7}$$

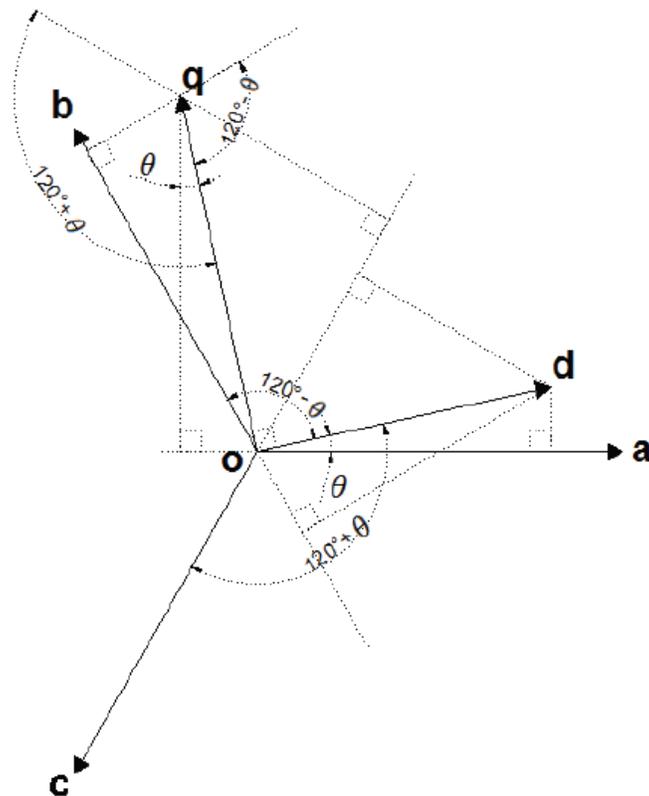


Figura A.2 Diagrama vectorial ABC-dq0 [80]

APÉNDICE B

Parámetros de la simulación

%%%

```
Vcd = 300;           %Voltaje en la fuente de CD
R=0.1;              %Resistencia del filtro de la fuente de CD
C=1000e-6;          %Capacitancia del filtro de la fuente
fs = 10000;         %Frecuencia de conmutación del inversor
Ts = 5e-5;          %Tiempo de muestreo de la simulación
```

```
Rs = 0.6/2;         %Resistencia de linea del motor
Lq = 4.2e-3/2;      %Inductancia en el eje de cuadratura
Ld = 4.2e-3/2;      %Inductancia en el eje directo
Lls = 2.5e-3/2;     %Inductancia dispersa
B= 0.000000000038; %Coeficiente de fricción
J = 0.064353+Jw;    %Inercia del motor (kg*m^2)
ke = 85.5;          %Constante de voltaje
ro = 8;              %Número de pares de polos
Yip = (ke*sqrt(2)*30)/(1000*ro*pi*sqrt(3)); %Flujo de los imanes
permanentes
In=16.5;             %Corriente nominal
```

%CALCULO DE LOS VALORES PARA LOS CONTROLADORES%

```
Vtr = 1/sqrt(3);    %Amplitud de la señal portadora
Kpwm = Vcd/Vtr;     %Ganancia del inversor
wciq = 2*pi*(fs/10); %Frecuencia de cruce controlador de par
wcid = 2*pi*(fs/10); %Frecuencia de cruce controlador de flujo
wcv = 2*pi*(fs/100); %Frecuencia de cruce controlador de vel.
```

```
%Controlador PI de PAR%
Kiiq = (wciq*Rs)/Kpwm; %Constante integral controlador de par
Kpiq = (Kiiq*Lq)/Rs;   %Constante proporcional controlador de par
```

```
%Controlador PI de FLUJO%
Kiid = (wcid*Rs)/Kpwm; %Constante integral controlador de flujo
Kpid = (Kiid*Ld)/Rs;   %Constante proporcional controlador de flujo
```

```
%Controlador PI de VELOCIDAD%
mf = pi/3;           %Margen de fase del controlador de velocidad
Kpw = (2*J*wcv*abs(sin(mf-pi)))/(3*ro*ro*Yip);
%Constante integral controlador de velocidad
Kiw = (2*J*wcv*wcv*abs(cos(mf-pi)))/(3*ro*ro*Yip);
%Constante proporcional controlador de velocidad
```

```
idref = 0;
Tsc = 1/fs;           %cálculo del periodo de muestreo del controlador
```

```
%VALORES DEL VEHICULO ELECTRICO%
```

```
d = 1.5;             %Distancia entre neumaticos del mismo eje
L = 2.5;             %Distancia entre ejes
g=9.80665;           %Aceleración de la gravedad (m/s^2)
Jw=0.164;            %Inercia en las llantas (kg*m^2)
rw=0.1651;%0.274;   %Radio de las ruedas (m)
fr=0.013;            %Coeficiente de resistencia de rodamiento (pu)
rho=1.23;            %Densidad del aire (kg/m^3)
Cd=0.31;             %Coeficiente de arrastre aerodinámico (pu)
Af=1.75;             %Área frontal del vehículo (m^2)
m=800;               %Masa del vehículo (kg)
alfa=0;              %Ángulo de inclinación de la calle (rad)
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

APÉNDICE C

Detalle de la Simulación del Sistema de Tracción

Modelo del motor AFPM

La simulación del motor AFPM se realizó en base a las ecuaciones (2.25) y (2.26), con las cuales se obtuvo el circuito equivalente de la máquina en los ejes bifásicos síncronos $dq0$, para obtener el par electromagnético se utilizó la ecuación (2.35). En la figura D.1 se muestra el bloque de simulación del motor AFPM.

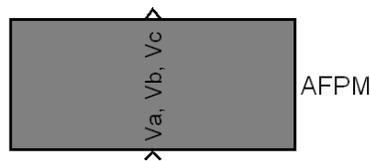


Figura D.1 Bloque del motor AFPM

En la figura D.2 se muestra el diagrama de simulación del motor AFPM el cual tiene como entradas los voltajes de alimentación en el marco de referencia ABC y la señal de la velocidad eléctrica obtenida con la ecuación (2.43), ésta se integra a través del bloque llamado “integral discreta” para obtener θ , que será utilizada para la transformación al marco de referencia $dq0$.

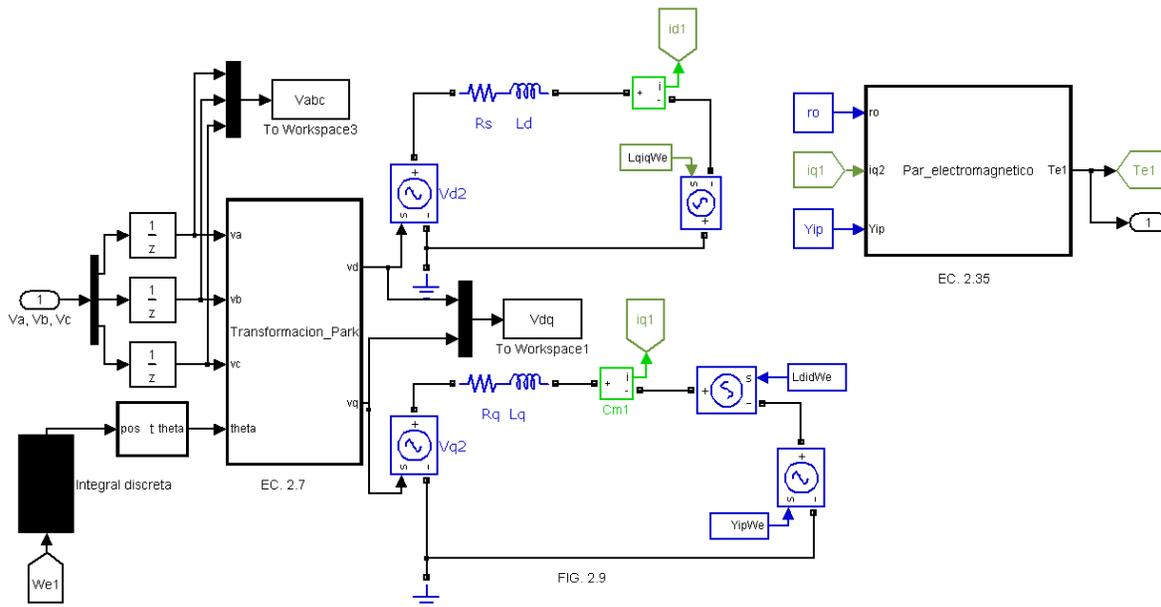


Figura D.2 Diagrama de simulación del motor AFPM.

Para la obtención de θ se utilizan los bloques mostrados en la figura D.3 en donde ω_e es la velocidad eléctrica del motor la cual se integra ya que $\frac{d\theta}{dt} = \omega_e$



Figura D.3 Bloques para la obtención de θ (Posición del rotor).

Debido a que se trabaja en un sistema discreto la integración de ω_e se realiza por medio de una integral discreta lo que se consigue a través del bloque “integral discreta” su diagrama de simulación se muestra en la figura D.4

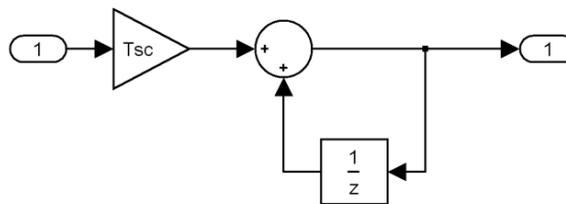


Figura D.4 Diagrama de simulación de una integral discreta.

Y el bloque “pos theta” es utilizado para mantener la posición del rotor en un rango de $0-2\pi$, en la figura D.5 se muestra el código para lograr esto.

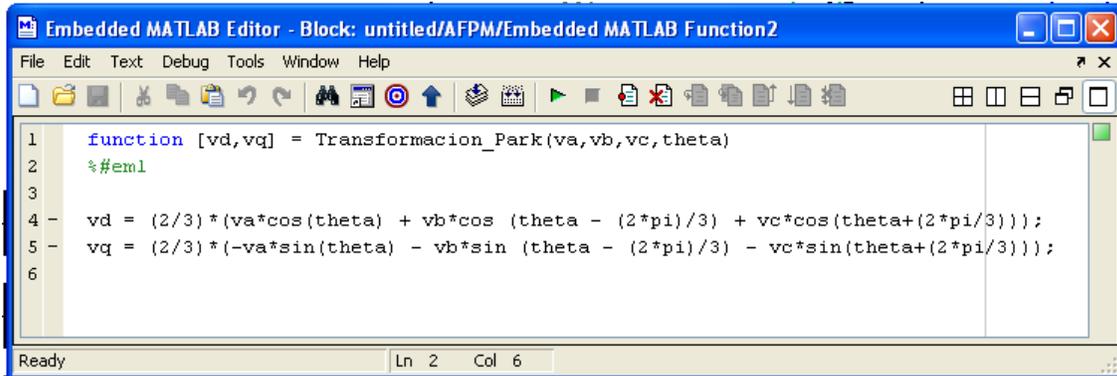
```

Embedded MATLAB Editor - Block: untitled/ *
File Edit Text Debug Tools Window Help
1 function theta = t(pos)
2 %#eml
3
4 v = pos/(2*pi);
5 p = round(v);
6 if ((p-v)>0)
7     p=p-1;
8 end
9 theta=pos-p*2*pi;
Ready Ln 1 Col 1

```

Figura D.5 Función para mantener la posición del rotor de 0 a 2π .

Con el bloque “Transformacion_Park” se realiza la transformación del marco de referencia ABC al marco de referencia $dq0$ aplicando la ecuación (2.6) a los voltajes de alimentación. En la figura D.6 se muestra la ecuación (2.7) con la cual se obtienen los voltajes dq , ésta es programada en un bloque *Embedded MATLAB Function*.

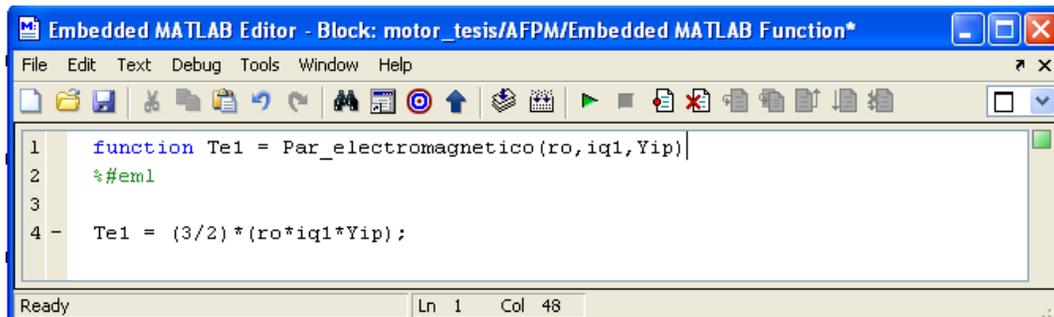


```
1 function [vd,vq] = Transformacion_Park(va,vb,vc,theta)
2 %#eml
3
4 - vd = (2/3)*(va*cos(theta) + vb*cos(theta - (2*pi)/3) + vc*cos(theta+(2*pi)/3));
5 - vq = (2/3)*(-va*sin(theta) - vb*sin(theta - (2*pi)/3) - vc*sin(theta+(2*pi)/3));
6
```

Figura D.6 Función para la obtención de los voltajes dq .

Los voltajes en el marco de referencia dq son utilizados para la alimentación del modelo del motor obtenido de la figura 2.9 a través de fuentes controladas de voltajes como se muestra en la figura D.2.

El bloque “Par_electromagnético” de la figura D.2 contiene la ecuación (2.35), con la que se obtiene el par generado en el rotor de la máquina. En la figura D.7 se presenta dicha ecuación programada en un bloque *Embedded MATLAB Function*.



```
1 function Te1 = Par_electromagnetico(ro,iq1,Yip)
2 %#eml
3
4 - Te1 = (3/2)*(ro*iq1*Yip);
```

Figura D.7 Función para la obtención del Par Electromagnético.

Modelo promedio del Inversor

El bloque del modelo promedio del inversor se presenta en la figura D.8 el cual se realizó de acuerdo a la sección 2.7.1, también se considera el modelo de una fuente de CD ya que ésta se utiliza como fuente de alimentación para el sistema.

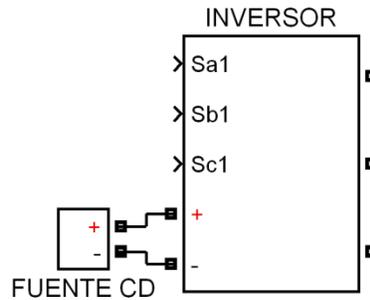


Figura D.8 Bloque del modelo promedio del inversor.

En la figura D.9 se muestra el diagrama de simulación de la fuente de CD la cual proporciona un voltaje de 300 V al sistema de tracción, en ésta se colocó un filtro RC para observar las variaciones de voltaje que se presentan en las terminales de una fuente real.

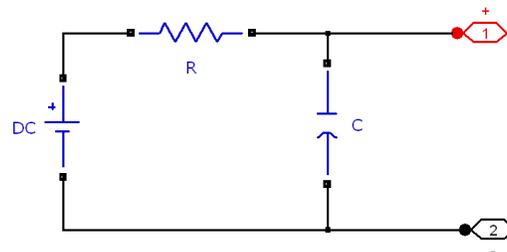


Figura D.9 Diagrama de simulación de la Fuente de CD.

El modelo promedio del inversor, tiene como entrada las señales de control Sa, Sb y Sc provenientes del bloque de control denominado “FOC” y las señales eléctricas provenientes del bloque denominado “Fuente de CD”, con esto se obtiene a la salida del bloque “Inversor” los voltajes de sinusoidales de alimentación para el motor AFPM.

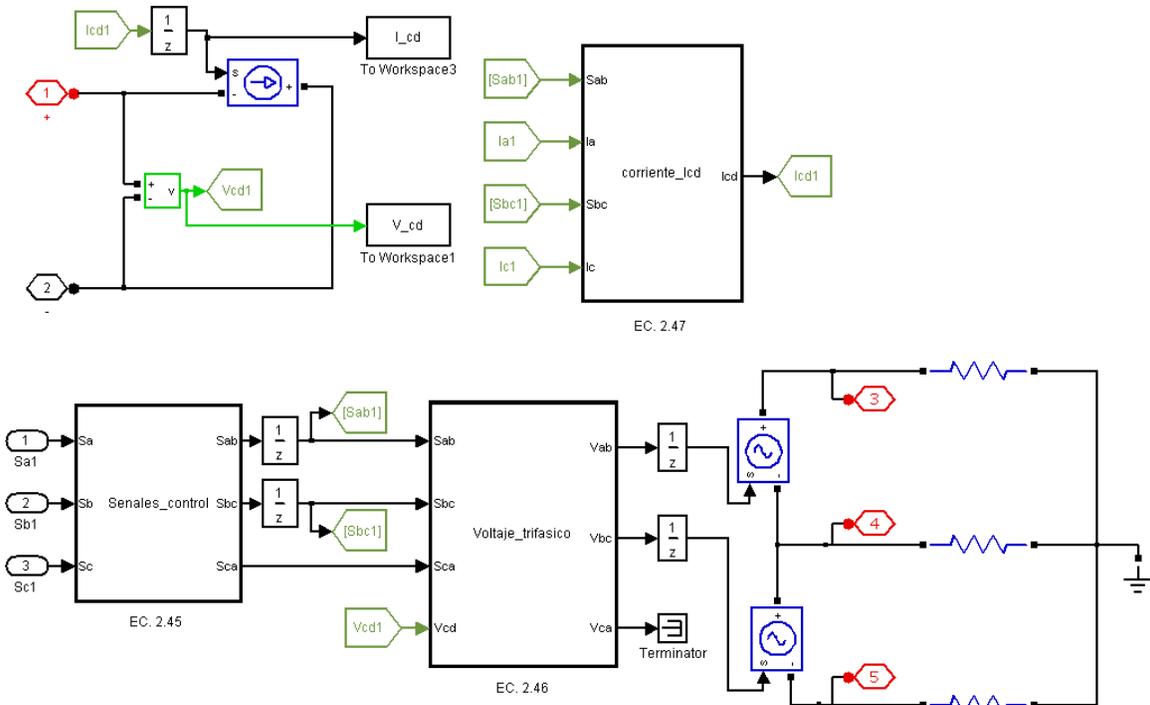


Figura D.10 Diagrama de simulación del Inversor.

El bloque “Senales_control” de la figura D.10 contiene la ecuación (2.45), con la que se obtienen las señales de control Sa, Sb, Sc, que son enviadas al bloque “Voltaje_trifasico” esto para obtener las señales de control que se utilizaran para generar los voltajes sinusoidales entre líneas. En la figura D.11 se presenta dicha ecuación programada en un bloque *Embedded MATLAB Function*.

```

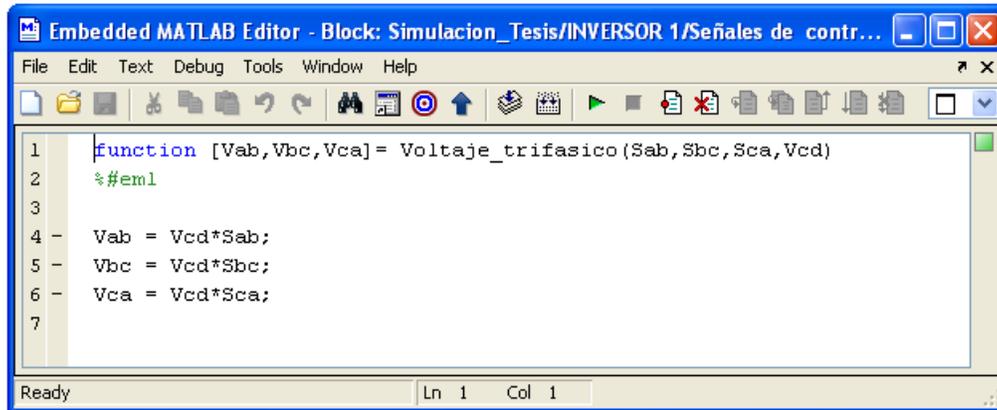
function [Sab,Sbc,Sca]= Senales_control (Sa,Sb,Sc)
%#eml
3
4 - Sab = Sa-Sb;
5 - Sbc = Sb-Sc;
6 - Sca = Sc-Sa;
7

```

The image shows a screenshot of the Embedded MATLAB Editor. The window title is 'Embedded MATLAB Editor - Block: Simulacion_Tesis/INVERSOR 1/Señales de control'. The code editor contains the following MATLAB function: `function [Sab,Sbc,Sca]= Senales_control (Sa,Sb,Sc)`, followed by a comment `%#eml` and three lines of code: `Sab = Sa-Sb;`, `Sbc = Sb-Sc;`, and `Sca = Sc-Sa;`. The status bar at the bottom indicates 'Ready' and 'Ln 1 Col 1'.

Figura D.11 Función para la obtención de las señales de control.

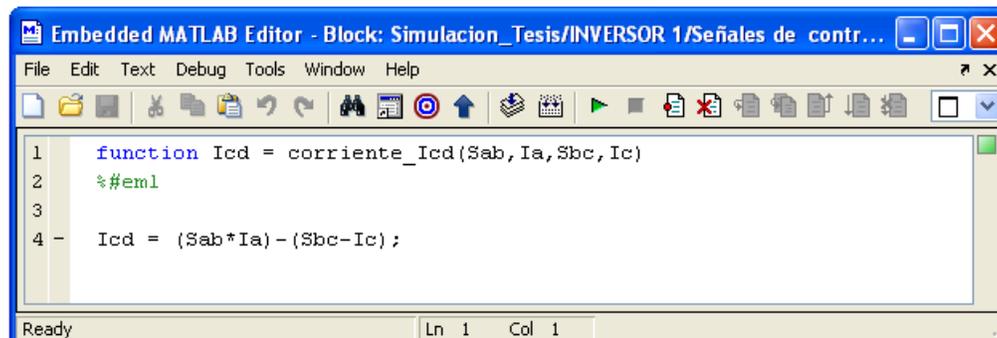
Como se menciona anteriormente el bloque “Voltajes_trifasicos” es utilizado para generar las señales que alimentarán a las fuentes controladas de voltajes y con estas generar señales eléctricas, véase figura D.12. Para este bloque se programó la ecuación (2.46) en un bloque *Embedded MATLAB Function*.



```
1 function [Vab,Vbc,Vca]= Voltaje_trifasico(Sab,Sbc,Sca,Vcd)
2 %#eml
3
4 - Vab = Vcd*Sab;
5 - Vbc = Vcd*Sbc;
6 - Vca = Vcd*Sca;
7
```

Figura D.12 Función para la obtención de los voltajes entre líneas.

Para la obtención de la corriente que entra al inversor se programó la ecuación (2.47) como se muestra en la figura D.13.



```
1 function Icd = corriente_Icd(Sab, Ia, Sbc, Ic)
2 %#eml
3
4 - Icd = (Sab*Ia) - (Sbc-Ic);
```

Figura D.13 Función para la obtención de la Corriente *Icd*.

Modelo del Control de Campo Orientado

En la figura D.14 se muestra el bloque de simulación del control de campo orientado, éste tiene como entrada las variables: velocidad de referencia, velocidad real, corriente de la fase a y la corriente de la fase b, a la salida tiene las señales de control Sa, Sb y Sc.

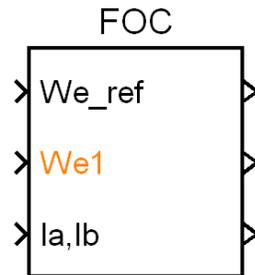


Figura D.14 Bloque del Control de Campo Orientado.

En la figura D.15 se muestra el diagrama de simulación del FOC, en donde se aprecian lazos de control, controladores PI y bloques de saturación con los que se obtendrán señales de control para el inversor.

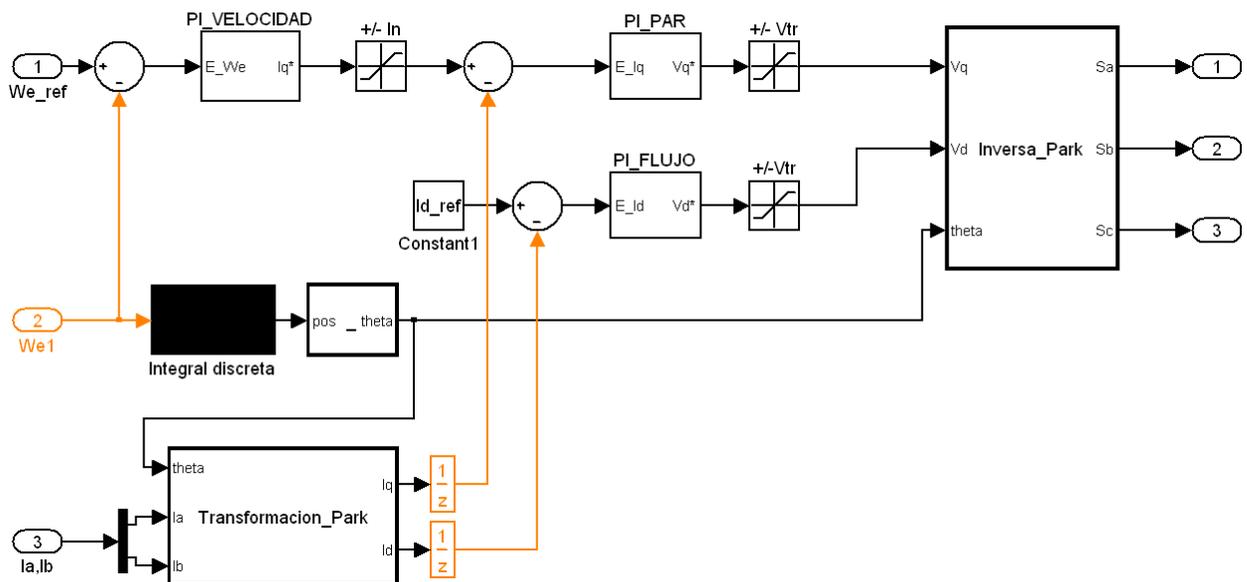


Figura D.15 Diagrama de simulación del Control de Campo Orientado.

Como se menciona en el capítulo 2 el control de campo orientado necesita las señales de corriente I_d (componente de flujo) e I_q (componente de par), las cuales se obtienen a partir de I_a , I_b e I_c , que son transformadas a través del bloque “transformación_Park”, con el conocimiento previo de la posición del rotor. En la figura D.16 se muestra la función para la obtención de las corrientes I_d e I_q , también nótese que solo es necesario hacer la medición de corrientes en dos líneas ya que la tercera puede ser calculada a partir de éstas dos.

```

1 function [Iq, Id] = Transformacion_Park(theta, Ia, Ib)
2 %#eml
3
4 - Ic = - Ia - Ib;
5 - Iq = (2/3)*(-Ia*sin(theta) - Ib*sin(theta - (2*pi)/3) - Ic*sin(theta+(2*pi)/3));
6 - Id = (2/3)*(Ia*cos(theta) + Ib*cos(theta - (2*pi)/3) + Ic*cos(theta+(2*pi)/3));

```

Figura D.16 Función para la obtención de I_d e I_q .

También son necesarias las señales de entrada ω_e_ref la cual es la velocidad de referencia proveniente del diferencial electrónico y ω_e que es la velocidad real medida en el rotor a través del encoder o sensor de velocidad.

Como se muestra en la figura D.15 el esquema de control de campo orientado emplea tres controles PI, uno para el lazo de control de velocidad y dos para los lazos de corriente. Las ganancias de los controladores PI son definidas en las ecuaciones (2.62), (2.65), (2.66), (2.67), (2.72) y (2.73). En la figura D.17 se muestra el bloque del controlador PI de velocidad. Los bloques de Par y Flujo son similares a éste, solo cambia el cálculo de las ganancias.

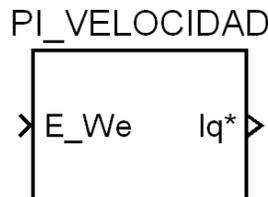


Figura D.17 Bloque del Controlador PI.

En la figura D.18 se muestra el diagrama de simulación del controlador PI, las ganancias K_i y K_p para cada uno de los controladores son definidas en el archivo *FOC_modificado.m*, mostrado en el apéndice B.

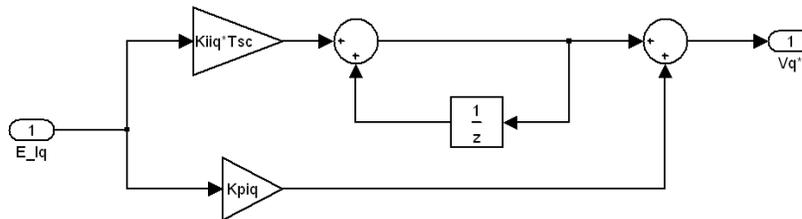


Figura D.18 Diagrama de simulación del controlador PI de velocidad.

A la salida de los controladores se colocan saturadores para limitar los valores de corriente y voltaje a los valores nominales del motor, ya que al modelar la planta no se toman en cuenta las limitaciones físicas de ésta, y de no hacerlo podría tomar valores relativamente grandes, ocasionando daño al sistema real por la acción del control. En la figura D.19 se muestra un controlador con su respectiva saturación.

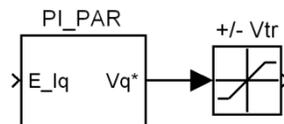


Figura D.19 Bloque del Controlador PI con saturación a la salida.

Cuando la acción integral es usada en un sistema con saturación se presenta el fenómeno conocido como *windup*, el cual se produce por la acumulación de error en el controlador PI de velocidad, produciendo un sobre tiro en la velocidad, lo que puede desestabilizar al sistema. La mayoría de los controladores comerciales tendrán un reiniciador integral para esto, la otra forma es usar un *anti-windup*.

Para el presente trabajo se utilizara el método llamado anti-windup el cual tiene como objetivo principal evitar un sobre valor en el integrador, por lo que la salida del integrador se mantendrá limitada. Esta técnica se aplica al controlador de velocidad ya que en este es donde se acumula el error, en la figura D.20 se muestra el controlador con *anti-windup*.

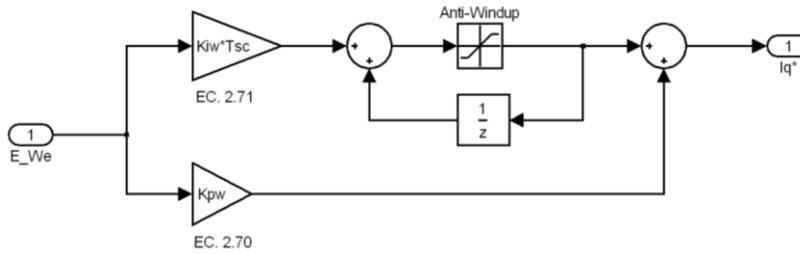


Figura D.20 Diagrama de simulación del controlador PI de velocidad con anti-windup.

```

1 function [Sa, Sb, Sc] = Inversa_Park(Vq,Vd,theta)
2 %#eml
3
4 Sa = Vd*cos(theta)-Vq*sin(theta);
5 Sb = Vd*cos(theta-(2*pi)/3)-Vq*sin(theta-(2*pi)/3);
6 Sc = Vd*cos(theta+(2*pi)/3)-Vq*sin(theta+(2*pi)/3);

```

Figura D.21 Función para la obtención de los voltajes de control Sa, Sb, Sc.

Modelo del Vehículo eléctrico

Como se mencionó en el apartado 3.5 la estructura y la dinámica del vehículo eléctrico se consideran como un par de carga para el motor, producido por las fuerzas que se oponen al movimiento de éste. En la figura D.22 se muestra el bloque de éste modelo, representado por un neumático en donde se calcula el par de carga para el motor.



Figura D.22 Bloque del neumático derecho (Par de carga).

En la figura D.23 se muestra el diagrama de simulación con el cual se obtiene el par de carga producido por el VE, éste es obtenido por las ecuaciones (3.8), (3.11), (3.12), (3.13). También se puede apreciar que en este bloque es incluida la ecuación (2.43) con la que es obtenida la velocidad eléctrica ω_e del motor y la cual es utilizada para el cálculo de θ y para el cálculo del error de velocidad en el lazo de control del control de campo orientado.

También se puede observar que a la salida del bloque “Par_carga” se colocó una ganancia de $\frac{1}{2}$ ya que el par calculado en esta ecuación es el par total generado por la dinámica del vehículo, por lo tanto éste es dividido en el número total de motores del sistema de tracción.

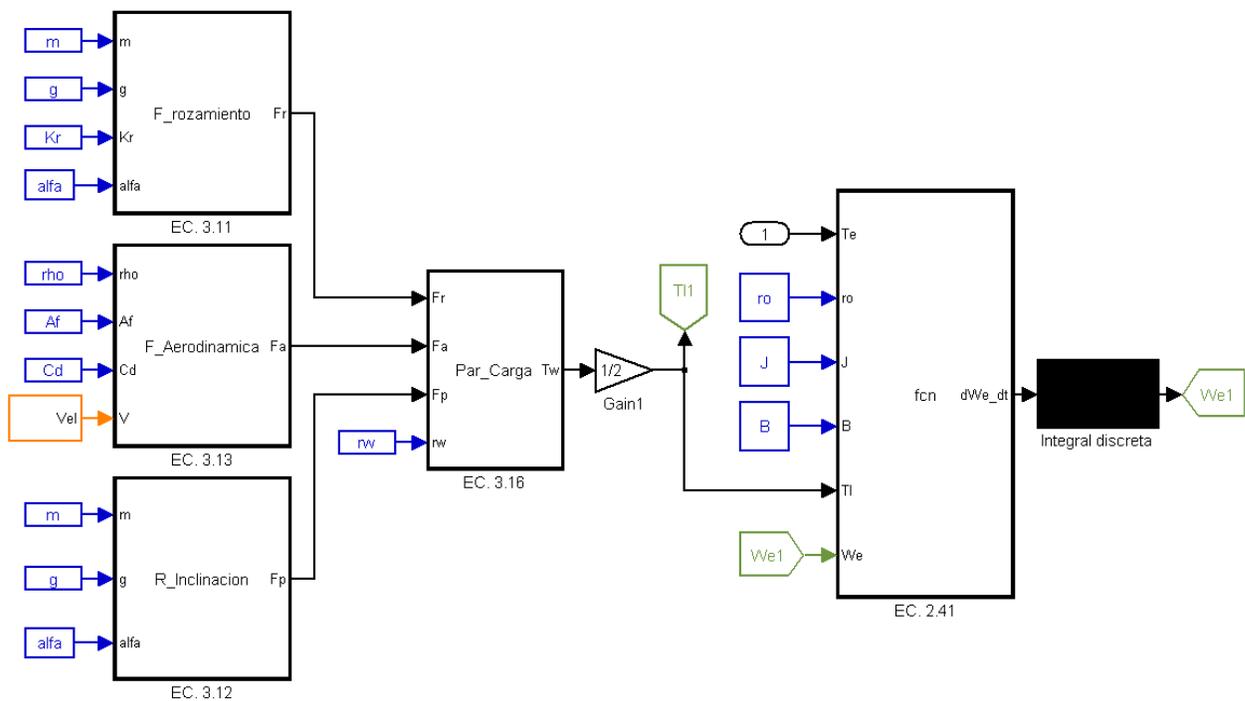
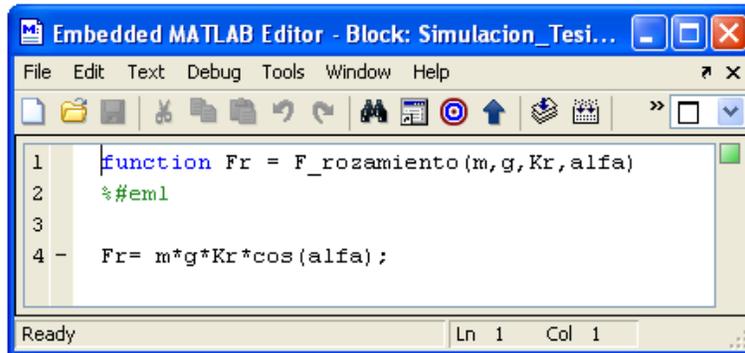


Figura D.23 Diagrama de simulación del Vehículo eléctrico.

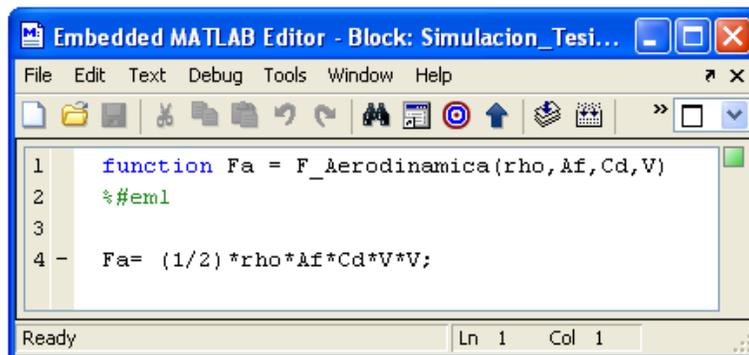
En las figuras D.24, D.25, D.26, D.27 y D.28 se muestran las funciones programadas en cada uno de los bloques que se presentan en la figura 4.18.



```
1 function Fr = F_rozamiento(m,g,Kr,alfa)
2 %#eml
3
4 - Fr= m*g*Kr*cos(alfa);
```

Ready Ln 1 Col 1

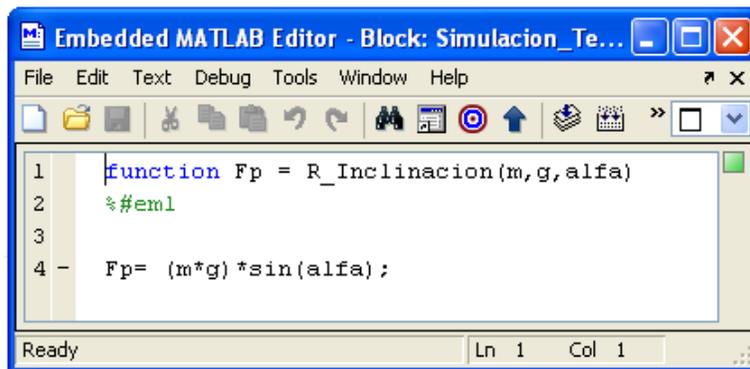
Figura D.24 Función para la obtención de la *Fuerza de rozamiento*.



```
1 function Fa = F_Aerodinamica(rho,Af,Cd,V)
2 %#eml
3
4 - Fa= (1/2)*rho*Af*Cd*V*V;
```

Ready Ln 1 Col 1

Figura D.25 Función para la obtención de la *Fuerza Aerodinámica*.



```
1 function Fp = R_Inclinacion(m,g,alfa)
2 %#eml
3
4 - Fp= (m*g)*sin(alfa);
```

Ready Ln 1 Col 1

Figura D.26 Función para la obtención de la *Resistencia a inclinaciones del camino*.

```

1 function Tw = Par_Carga(Fr, Fa, Fp, rw)
2 %#eml
3
4 - Ft = Fr+Fa+Fp;
5 - Tw= Ft*rw;

```

Figura D.27 Función para la obtención del *Par de Carga*.

```

1 function dWe_dt = fcn(Te, ro, J, B, Tl, We)
2 %#eml
3
4 - dWe_dt = ((ro/J)*(Te-Tl))-(B*We/J);

```

Figura D.28 Función para la obtención de la *Velocidad Eléctrica del Motor*.

Como se puede observar en la figura D.25 la Fuerza Aerodinámica está en función de la velocidad lineal del vehículo, por lo que es necesario hacer la transformación de la velocidad eléctrica ω_e a velocidad lineal en Km/h , esto se realiza a través del bloque “Vel”. Véase figura D.29

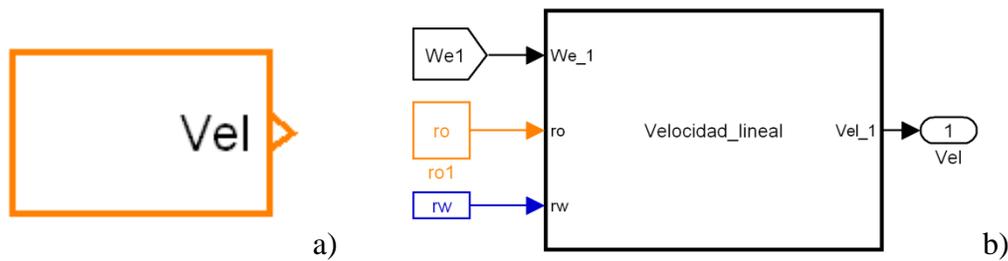
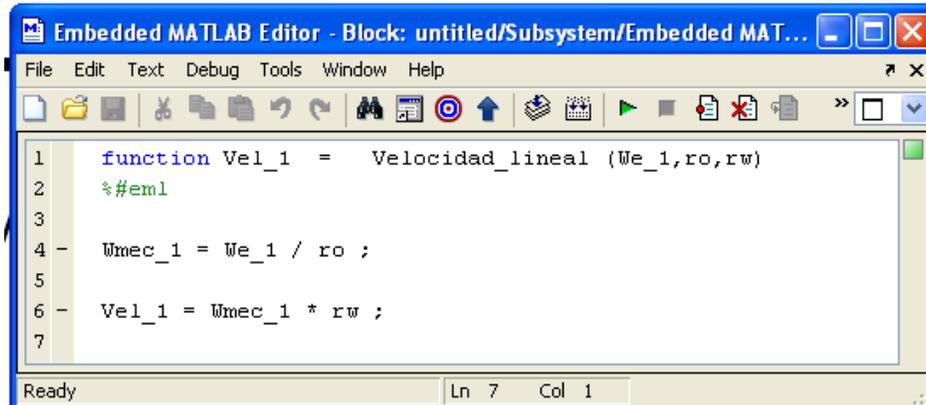


Figura D.29 a) Bloque de simulación Velocidad lineal.
b) diagrama de simulación para la obtención de la Velocidad lineal.

En la figura D.30 se muestra la función utilizada para calcular la velocidad lineal del vehículo a partir de la velocidad eléctrica del motor.



```
1 function Vel_1 = Velocidad_lineal (We_1,ro,rw)
2 %#eml
3
4 - Wmec_1 = We_1 / ro ;
5
6 - Vel_1 = Wmec_1 * rw ;
7
```

Figura D.30 Función para la obtención de la *Velocidad lineal del vehículo*.

Diferencial Electrónico

El modelo del diferencial electrónico tiene como señales de entrada el ángulo de dirección proveniente del volante y la velocidad de referencia o deseada que es dada por medio del acelerador del VE, a partir de estas dos señales y con las ecuaciones (3.4), (3.5) y (3.6) se obtienen las diferentes velocidades de las ruedas cuando toma una curva. Véase figura D.31.



Figura D.31 Bloque de simulación del *Diferencial electrónico*

En la figura D.32 se muestra el diagrama de simulación del diferencial electrónico en donde se puede observar que las señales de salida se obtienen en *rad/s* ya que éstas son utilizadas como señales de referencia de la velocidad eléctrica para el bloque FOC.

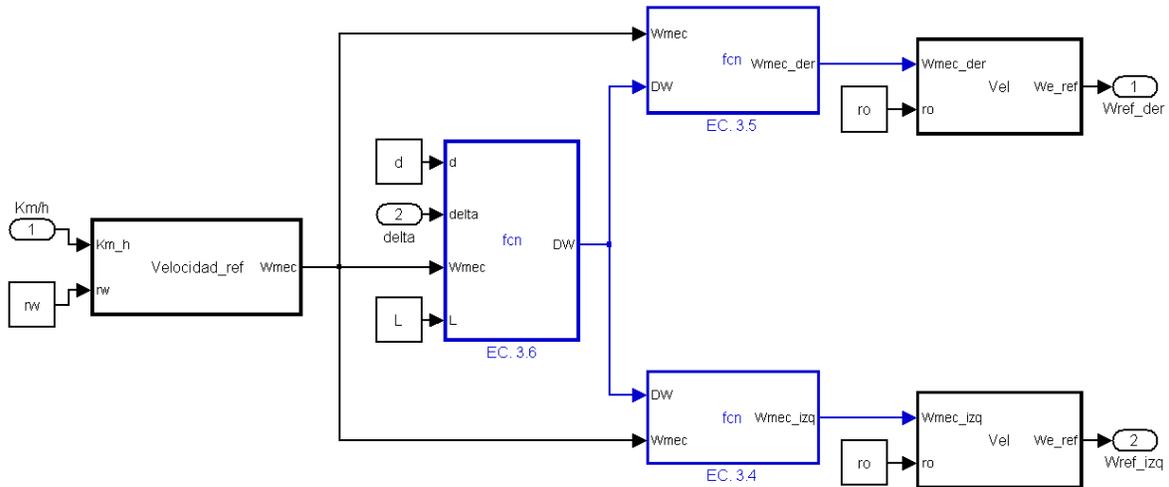


Figura D32 Diagrama de simulación del *Diferencial electrónico*.

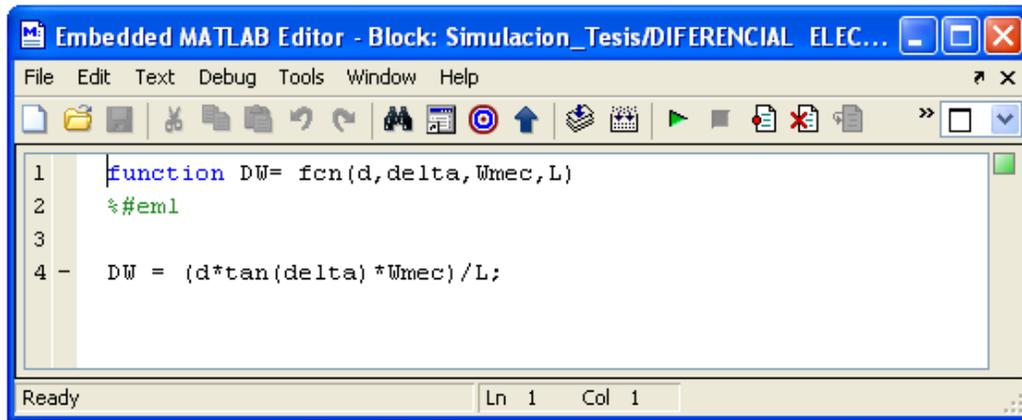
En las figuras D.33, D.34, D.35, D.36, D.37 se muestran las funciones utilizadas para el DE.

```

Embedded MATLAB Editor - Block: Simulacion_Tesis/DIFERENCIAL ELEC...
File Edit Text Debug Tools Window Help
1 | function Wmec = Velocidad_ref(Km_h,rw)
2 |     %#eml
3 |
4 | - Wmec = (Km_h*(1000/3600)) / rw ;
5 |
6 |
Ready | Ln 1 Col 1

```

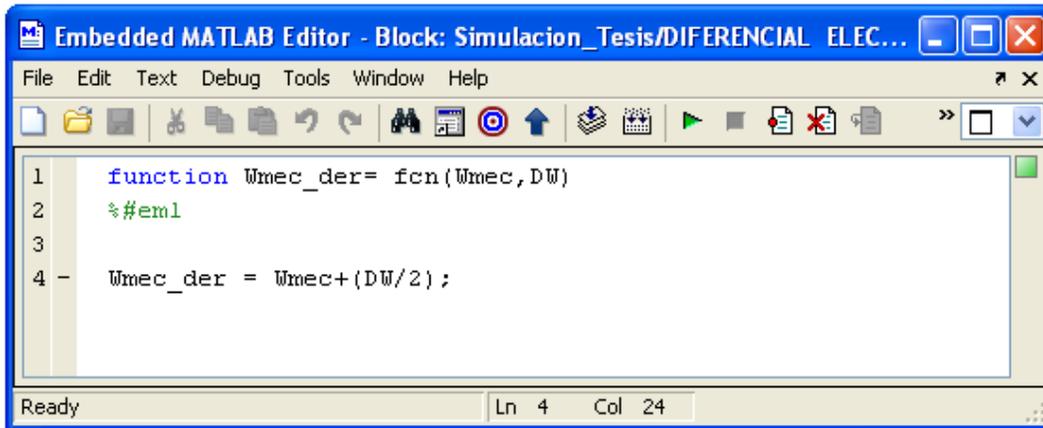
Figura D.33 Función para la obtención de la *velocidad mecánica de referencia del motor*.



```
1 function DW= fcn(d,delta,Wmec,L)
2 %#eml
3
4 - DW = (d*tan(delta)*Wmec)/L;
```

Ready Ln 1 Col 1

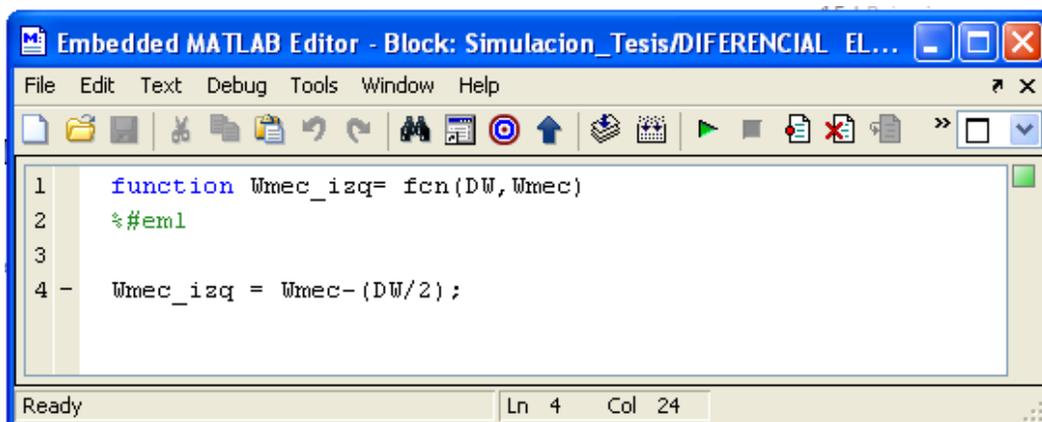
Figura D.34 Función para la obtención de la *diferencia de velocidad angular*.



```
1 function Wmec_der= fcn(Wmec,DW)
2 %#eml
3
4 - Wmec_der = Wmec+(DW/2);
```

Ready Ln 4 Col 24

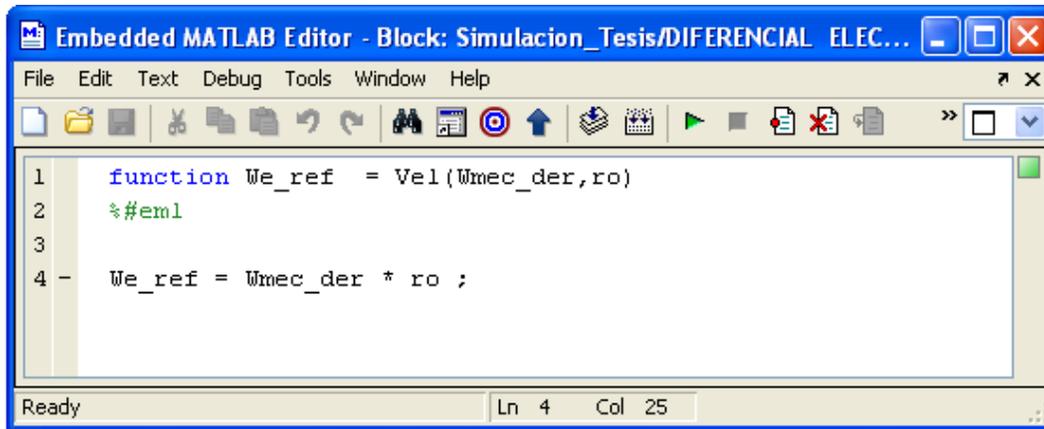
Figura D.35 Función para la obtención de la *velocidad mecánica de referencia del motor derecho*.



```
1 function Wmec_izq= fcn(DW,Wmec)
2 %#eml
3
4 - Wmec_izq = Wmec-(DW/2);
```

Ready Ln 4 Col 24

Figura D.36 Función para la obtención de la *velocidad mecánica de referencia del motor izquierdo*.



The image shows a screenshot of the Embedded MATLAB Editor interface. The title bar reads "Embedded MATLAB Editor - Block: Simulacion_Tesis/DIFERENCIAL ELEC...". The menu bar includes "File", "Edit", "Text", "Debug", "Tools", "Window", and "Help". The toolbar contains various icons for file operations, editing, and execution. The main editor area displays the following code:

```
1 function We_ref = Vel(Wmec_der,ro)
2 %#eml
3
4 - We_ref = Wmec_der * ro ;
```

The status bar at the bottom indicates "Ready" and the cursor position is "Ln 4 Col 25".

Figura D.37 Función para la obtención de la *velocidad eléctrica de referencia de los motores*.