



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA
MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

**SIMULACIÓN DEL CONTROL DE VELOCIDAD POR
CAMPO ORIENTADO DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN
UTILIZANDO UN ESTIMADOR DE VELOCIDAD
BASADO EN OBSERVADORES DE FLUJO**

TESIS

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN CIENCIAS CON ESPECIALIDAD EN
INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**PRESENTA:
MARLA ERIKA RAMÍREZ SÁNCHEZ**

**ASESOR:
DR. JAIME RODRÍGUEZ RIVAS**



MÉXICO, D.F.

MAYO 2003

AGRADECIMIENTOS

Al pueblo de México, al Instituto Politécnico Nacional, a la Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, a mi director de tesis: Dr. Jaime Rodríguez Rivas.

A mis queridos padres: Carmen Sánchez y Eduardo Ramírez, a mis hermanos: Michaía, Marcia, Eduardo y Juan, por formar parte de mi vida.

A mis amigos y compañeros de la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación por la amistad brindada durante mis estudios, con especial agradecimiento para aquellos que compartieron un espacio de trabajo conmigo: Sampe, Pedro, Manuel, Luis, Joel, Jorge, Caporal, Brahim, Alberto, y al sector 7-G. A mis amigas: Carmen, Ivonne, Iris y Leo, por el apoyo que representaron en momentos difíciles. A los amigos que desde lejos, no dejaron de inspirarme confianza: Rogelio, Neydi, Gabriel, Hedi, Denisse, Carlos, Gaby, así como mis primos: Milton y Miguel. A mi tía Lourdes por ofrecerme asilo en mi primera estancia en esta ciudad y a mi compañera de vivienda de los últimos dos años Aleida. A ti Angel, gracias por existir, pero sobre todo gracias a Dios.

Dedicada a mis padres: Carmen y Eduardo
Por toda una vida de apoyo incondicional

RESUMEN

El presente trabajo, expone primeramente los principios de la teoría de control de velocidad sin sensor mecánico en la flecha del rotor. Posteriormente, se simula un control de velocidad por campo orientado método indirecto para un motor de inducción tipo jaula de ardilla. En el control por campo orientado método indirecto, es necesario conocer con precisión la posición del vector de flujo del rotor, para ello se instala un sensor mecánico en la flecha del motor; en este caso, se ha sustituido dicho sensor por un estimador de velocidad basado en observadores de flujo, el cual es capaz de estimar con exactitud la velocidad del rotor mediante un algoritmo matemático. Finalmente, se analizan los resultados obtenidos de la simulación del control por campo orientado y el desempeño del estimador de velocidad.

ABSTRACT

Speed sensorless control theory for AC induction motor drive is exposed in this work. Afterwards, indirect field oriented control method for a squirrel cage induction motor has been simulated. Indirect field oriented control method, requires a high resolution rotor position sensor such as an encoder or resolver, to determine the rotor flux position; in this work, shaft sensor was substituted by a speed sensorless flux observer based estimator, which accurately estimates rotor speed by a mathematical algorithm. Finally, indirect field oriented control simulation and speed estimator performance are analyzed.

ÍNDICE

	Página
Resumen	I
Abstract	II
Indice	III
Glosario de términos	VII
Glosario de abreviaturas	XI
Indice de figuras	XII

CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN

1.1 Definición del problema	1
1.2 Objetivo	2
1.3 Justificación	2
1.4 Estado del arte	3
1.5 Aportaciones	6
1.6 Contenido del trabajo	7

CAPÍTULO 2 MÉTODOS DE CONTROL DE LA VELOCIDAD EN MOTORES DE INDUCCIÓN SIN UTILIZAR SENSOR MECÁNICO

2.1 Introducción	8
2.2 Técnicas de estimación de la velocidad utilizadas en los sistemas de control de los motores de inducción	11
2.2.1 Método de cálculo de la frecuencia de deslizamiento	11
2.2.2 Estimación de la velocidad empleando ecuaciones de estado	14
2.2.3 Estimación de la velocidad basada en voltajes armónicos espaciales en las ranuras	16
2.2.4 Control sin sensor de velocidad basado en observadores de flujo	19
2.2.5 Sistemas adaptables a un modelo de referencia	22
2.2.6 Estimación de la velocidad usando el filtro de Kalman extendido	25
2.2.7 Esquemas de estimación de velocidad sin sensor con adaptación de parámetros	27
2.2.8 Estimación de la velocidad basada en redes neuronales	29

CAPÍTULO 3 CONTROL DE LA VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN POR ORIENTACIÓN DEL FLUJO MAGNÉTICO DEL ROTOR POR MÉTODO INDIRECTO Y ANÁLISIS DEL ESTIMADOR DE VELOCIDAD BASADO EN OBSERVADORES DE FLUJO

3.1	Control por campo orientado	31
3.1.1	Principios de control por campo orientado	33
3.1.2	Adquisición del vector flujo del rotor	37
3.1.3	Método de control por campo orientado indirecto	38
3.2	Modelo del motor de inducción utilizado para el estimador de velocidad	42
3.3	Estimador de velocidad	44
3.3.1	Modelo de corriente de un observador de flujo del rotor	46
3.3.2	Modelo de voltaje de un observador de flujo del rotor	48

CAPÍTULO 4 ANÁLISIS DEL SISTEMA SIMULADO Y RESULTADOS DEL CONTROL DE VELOCIDAD POR CAMPO ORIENTADO MÉTODO INDIRECTO CON ESTIMADOR DE VELOCIDAD BASADO EN OBSERVADORES DE FLUJO

4.1	Descripción del diagrama de bloques general para la simulación del control por campo orientado indirecto con estimador de velocidad basado en observadores de flujo	51
4.1.1	Bloque del modelo del motor de inducción	53
4.1.2	Bloque de la fuente trifásica conmutada	57
4.1.3	Bloque para el cálculo de la corriente del estator y la frecuencia de deslizamiento	58
4.1.4	Bloque de integración	59
4.1.5	Bloque de transformación de señales en coordenadas d-q a coordenadas alfa-beta	60
4.1.6	Bloque de transformación de señales de un sistema bifásico en coordenadas alfa-beta a coordenadas trifásicas abc	62
4.1.7	Bloque del generador PWM	64
4.1.8	Bloques de velocidad de referencia y par	66
4.1.9	Bloques PID y constante del vector de flujo de corriente de magnetización del rotor	67
4.2	Desempeño del estimador de velocidad basado en observadores de flujo	68
4.2.1	Respuesta de velocidad	70
4.2.2	Respuesta de par	71
4.2.3	Respuesta de flujo	71

4.2.4	Variaciones de la resistencia del rotor	73
4.3	Desempeño del motor de inducción con control por campo orientado método indirecto	75
4.3.1	Respuesta de par	76
4.3.2	Respuesta de flujo del estator	78
4.3.3	Formas de onda de la corriente	79
4.3.4	Formas de onda del voltaje	81
4.3.5	Aplicando una inversión del sentido de giro	83
4.3.5.1	Respuesta de velocidad	83
4.3.5.2	Respuesta de par	84
4.3.5.3	Respuesta de flujo	84
4.3.5.4	Gráficas de corriente	85
4.4	Desempeño del motor de inducción con control por campo orientado indirecto utilizando un estimador de velocidad basado en observadores de flujo	86
4.4.1	Respuesta de velocidad	86
4.4.2	Respuesta de par	87
4.4.3	Respuestas de flujo del estator	88
4.4.4	Gráficas de corriente	91
4.4.5	Señales de control de los dispositivos de conmutación correspondientes a una fase	92
4.4.6	Respuestas del sistema al aplicar un par de carga	93
4.4.6.1	Respuesta de velocidad	93
4.4.6.2	Respuesta de par	94
4.4.6.3	Gráficas de corriente	96
4.4.6.4	Gráficas de voltaje	98
4.4.7	Respuesta del sistema al aplicar una inversión del sentido de giro	100
4.4.7.1	Respuesta de velocidad	100
4.4.7.2	Respuesta de par	101
4.4.7.3	Respuesta de flujo	101
4.4.7.4	Gráficas de corriente	102

CAPÍTULO 5 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1	Conclusiones	105
5.2	Recomendaciones para trabajos futuros	106

REFERENCIAS	107
APÉNDICE A SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PI DEL CONTROL DE VELOCIDAD POR CAMPO ORIENTADO DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN	112
APÉNDICE B VALORES NOMINALES Y PARÁMETROS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN UTILIZADO	119
APÉNDICE C SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PI DEL ESTIMADOR DE VELOCIDAD BASADO EN OBSERVADORES DE FLUJO	120

GLOSARIO DE TÉRMINOS

SÍMBOLOS

A	Amperes
C	Capacitancia
D	Denominador
E_1	Voltaje en el entrehierro
e	Fuerza electromotriz
e^{-jr}	Vector unitario rotatorio
f	Frecuencia
f_o	Frecuencia fundamental del motor
f_{sh}	Frecuencia armónica de las ranuras
F_{CV}	Función de transferencia del controlador de velocidad
G	Ganancia de la matriz del observador
$G_f(p)$	Función de transferencia (tipo PI)*
G_W	Ganancia del controlador PI del control de velocidad
H_W	Ganancia del controlador PI del control de velocidad
I_a	Corriente de armadura
I_f	Corriente de campo
i	Corriente
\bar{i}	Vector espacial de corriente
\bar{i}_m	Vector espacial de corriente de magnetización
\bar{i}_{mr}	Vector espacial de corriente de magnetización modificado
J	Momento de inercia en la flecha del motor
K_I	Ganancia integral del controlador
K_P	Ganancia proporcional del controlador
K_t'	Constante de proporcionalidad
k	Constante
L	Inductancia
L_a	Inductancia de armadura

L_s	Inductancia de dispersión
L_f	Inductancia de campo
L_m	Inductancia mutua
L_{sr}	Inductancia de dispersión del rotor
L_{ss}	Inductancia de dispersión del estator
N	Numerador
n	Velocidad del rotor en rpm
P	Potencia
p	Número de pares de polos
P	Derivada con respecto al tiempo
Q	Covarianza del ruido del sistema
R	Resistencia
R_a	Resistencia de armadura
R_f	Resistencia de campo
R_L	Resistencia de carga
\Re	Covarianza del ruido de la medición
S	Operador de Laplace
s	Deslizamiento fraccional del rotor con respecto al vector de flujo del rotor
T	Par electromagnético
T_L	Par de carga
t	Tiempo
t_m	Tiempo de muestreo
u	Vector de ruido del sistema (en el filtro de Kalman)
v	Voltaje
V_a	Voltaje de armadura
V_f	Voltaje de campo
W_d	Función de transferencia deseada
W_p	Función de transferencia de la planta en lazo abierto
w	Vector de ruido de la medición (en el filtro de Kalman)
Z	Número de ranuras del rotor
ϵ	Valor del error
B	Tiempo de atraso

Γ	Constante de tiempo
d	Angulo de par
e	Posición del rotor
q	Posición angular
q_2	Posición de deslizamiento angular
I	Flujo electromagnético
\hat{I}_{ria}	Flujo estimado del rotor a partir de un modelo de corriente en el eje alfa
\hat{I}_{rib}	Flujo estimado del rotor a partir de un modelo de corriente en el eje beta
\hat{I}_{rva}	Flujo estimado del rotor a partir de un modelo de voltaje en el eje directo
\hat{I}_{rvb}	Flujo estimado del rotor a partir de un modelo de voltaje en el eje de cuadratura
r	Angulo del vector espacial del flujo del rotor
s	Coefficiente de dispersión total
t_r	Constante de tiempo del rotor
t_w	Constante de tiempo de retardo en la respuesta del par
w	Velocidad angular
w_c	Frecuencia angular natural
w_e	Velocidad del motor en un marco de referencia síncrono
w_m	Velocidad angular de la flecha del motor
w_{mr}	Velocidad angular de rotación del vector \bar{i}_{mr}
w_{sr}	Velocidad de deslizamiento del rotor
w_1	Velocidad angular síncrona de rotación del vector de corriente del estator
w_2	Velocidad angular de deslizamiento
x	Factor de amortiguamiento

Subíndices

a, b, c	Fases del sistema trifásico
d	Componente del eje directo expresado en un marco de referencia rotatorio
n	Valor nominal
q	Componente del eje de cuadratura expresado en un marco de referencia rotatorio
r	Rotor
s	Estator

- a*** Componente alfa en un marco de referencia estacionario
- b*** Componente beta en un marco de referencia estacionario

Superíndices

- * Valor de referencia
- ^ Valor estimado

GLOSARIO DE ABREVIATURAS

A/D	Convertidor analógico-digital
AM	Modelo adaptable (Adaptive Model)
CA	Corriente alterna
cd	Corriente directa
DMA	Acceso directo a memoria (Direct Memory Access)
$Exp\{\}$	Expectativa de ruido en el filtro de Kalman
FEM	Fuerza electromotriz
FFT	Transformada rápida de Fourier (Fast Fourier Transform)
FOC	Control por campo orientado (Field Oriented Control)
GEN	Generador
IFOC	Control por campo orientado indirecto (Indirect Field Oriented Control)
IGBT	Transistor bipolar de puerta (Insulated Gate Bipolar Transistor)
LPF	Filtro pasa-bajos (Low-pass Filter)
M	Motor
MI	Motor de inducción
MRAS	Sistema adaptable a un modelo de referencia (Model Reference Adaptive System)
PI	Controlador con acción proporcional e integral
PID	Controlador con acción proporcional, integral y derivativa.
PWM	Modulación de ancho de pulsos (Pulse Width Modulation)
RM	Modelo de referencia (Reference Model)
<i>rpm</i>	Revoluciones por minuto
v/f	Voltaje/Frecuencia
VSI	Inversor fuente de voltaje (Voltage Source Inverter)

ÍNDICE DE FIGURAS

	Página
CAPÍTULO 2	
Figura 2.1	Control de velocidad voltaje/frecuencia constante con regulación de frecuencia de deslizamiento. 9
Figura 2.2	Esquemas básicos de control por campo orientado de un motor de inducción: (a) posición del vector flujo del rotor, (b) método indirecto, (c) método directo. 10
Figura 2.3	Circuito equivalente del motor de inducción. 12
Figura 2.4	Circuitos de los sensores. 13
Figura 2.5	Cálculo de la frecuencia de deslizamiento y la FEM del rotor. 15
Figura 2.6	Estructura del entrehierro y distribución de flujo en el motor de inducción. 16
Figura 2.7	Circuito de detección de armónicos de voltaje en las ranuras. 17
Figura 2.8	Detector de velocidad simplificado. 18
Figura 2.9	Diagrama de bloques de un observador de velocidad adaptable. 19
Figura 2.10	Observador de deslizamiento para un motor de inducción. 21
Figura 2.11	Diagrama de bloques de un controlador de velocidad sin sensor en la flecha del motor basado en un observador predictivo con respuesta de banda muerta o banda de histéresis. 22
Figura 2.12	Esquema básico de un sistema de control adaptable a un modelo de referencia paralelo. 23
Figura 2.13	Estructura de un sistema adaptable a un modelo de referencia para estimar velocidad en el motor. 24
Figura 2.14	Sistema de control basado en la estimación de velocidad usando el filtro de Kalman extendido. 27
Figura 2.15	Clasificación de los esquemas de adaptación de parámetros. 28
Figura 2.16	Diagrama de bloques del observador de flujo adaptable. 28
Figura 2.17	Identificación de velocidad por medio de redes neuronales. 30
CAPITULO 3	
Figura 3.1	Analogía entre el control vectorial del motor de inducción y el control clásico del motor de cd. 33
Figura 3.2	Diagrama vectorial para las corrientes en un motor de inducción. 34
Figura 3.3	Cálculo de la corriente del estator y la frecuencia de deslizamiento para un control por campo orientado indirecto. 40
Figura 3.4	Control de velocidad del motor de inducción por campo orientado método indirecto con un inversor PWM controlado por corriente. 41
Figura 3.5	Circuitos equivalentes en dq en un marco de referencia estacionario: (a) circuito en el eje q^s ; (b) circuito en el eje d^s . 43
Figura 3.6	Configuración del estimador de velocidad. 45
Figura 3.7	Dinámica del estimador de velocidad. 46

Figura 3.8	Representación del modelo de corriente en diagrama de bloques.	48
Figura 3.9	Representación del modelo de voltaje en diagrama de bloques: (a) eje d; (b) eje q	50

CAPÍTULO 4

Figura 4.1	Diagrama general de la simulación del control por campo orientado indirecto de un motor de inducción utilizando un estimador de velocidad.	52
Figura 4.2	Diagrama de simulación del bloque correspondiente al modelo del motor de inducción.	56
Figura 4.3	Circuito de potencia de un inversor fuente de voltaje (VSI).	57
Figura 4.4	Diagrama de simulación del inversor.	58
Figura 4.5	Bloque de la simulación que calcula los valores de referencia de i_{ds}^* , i_{qs}^* y ω_2^* .	59
Figura 4.6	Bloque de la simulación que efectúa la integración de las señales de ω_2^* y ω_m .	60
Figura 4.7	Posición de los ejes d-q y alfa-beta en la transformación de coordenadas.	61
Figura 4.8	Bloque de la simulación que realiza la transformación de coordenadas bifásicas d-q rotatorias a coordenadas alfa-beta en un marco de referencia estacionario.	61
Figura 4.9	Posición de los ejes de coordenadas alfa-beta y abc del estator en la transformación de coordenadas.	63
Figura 4.10	Bloque de la simulación para la transformación de coordenadas bifásicas alfa-beta a coordenadas trifásicas estacionarias abc.	64
Figura 4.11	Control de histéresis para una fase del inversor PWM con corriente controlada.	65
Figura 4.12	Bloque de la simulación utilizado para la generación de PWM con corriente controlada.	66
Figura 4.13	Bloque de la simulación que se utiliza para fijar el valor de la velocidad de referencia del motor.	67
Figura 4.14	Bloque de la simulación correspondiente al controlador PI.	67
Figura 4.15	Respuesta del módulo del flujo del rotor.	68
Figura 4.16	Diagrama de bloques de la estimación de velocidad en el motor de inducción.	69
Figura 4.17	Bloque de la estimación correspondiente al estimador de velocidad basado en observadores de flujo.	69
Figura 4.18	Velocidad real del motor y velocidad estimada.	70
Figura 4.19	Velocidad real del motor y velocidad estimada al aplicar un par de carga en un tiempo de 0.2 segundos.	70
Figura 4.20	Par de carga y par del motor.	71
Figura 4.21	Flujo del rotor estimado por el modelo de corriente.	72
Figura 4.22	Flujo del rotor estimado por el modelo de voltaje.	72
Figura 4.23	Flujo estimado por el modelo de corriente	72
Figura 4.24	Flujo estimado por el modelo de voltaje	73

Figura 4.25	Estimación de la velocidad aumentando en 30% el valor de la resistencia del rotor $R_r=6.96 \Omega$.	74
Figura 4.26	Estimación de la velocidad aumentando en 70% el valor de la resistencia del rotor $R_r=8.04 \Omega$.	74
Figura 4.27	Estimación de la velocidad aumentando en 100% el valor de la resistencia del rotor $R_r=10.72 \Omega$.	75
Figura 4.28	Estimación de la velocidad aumentando en 200 % el valor de la resistencia del rotor $R_r=16.095 \Omega$.	75
Figura 4.29	Par electromagnético y par de carga (con banda de corriente de histéresis de 0.4 A).	76
Figura 4.30	Par electromagnético y par de carga (con banda de corriente de histéresis de 0.8 A).	76
Figura 4.31	Par de carga y par electromagnético ante cambios en el par de carga del lado negativo (con banda de corriente de histéresis de 0.4 A).	77
Figura 4.32	Par electromagnético y par de carga ante cambios en el par de carga del lado negativo (con banda de corriente de histéresis de 0.8 A).	77
Figura 4.33	Flujos alfa-beta del estator (con banda de corriente de histéresis de 0.4).	78
Figura 4.34	Flujos alfa-beta del estator (con banda de corriente de histéresis de 0.8).	78
Figura 4.35	Flujos alfa, beta del estator graficados en forma circular (con banda de corriente de histéresis de 0.4 A).	79
Figura 4.36	Flujos alfa, beta del estator graficados en forma circular (con banda de corriente de histéresis de 0.8 A).	79
Figura 4.37	Corrientes de fase a,b,c del estator (con banda de corriente de histéresis de 0.4 A).	80
Figura 4.38	Corrientes de fase a,b,c del estator (banda de corriente de histéresis de 0.8 A).	80
Figura 4.39	Corrientes de fase a,b,c, del estator, porción donde ocurre la variación del par de carga (banda de corriente de histéresis de 0.4 A).	81
Figura 4.40	Corrientes de fase a,b,c del estator, porción donde ocurre la variación de par (banda de corriente de histéresis de 0.8 A).	81
Figura 4.41	Voltaje de fase (V_{an}) (banda de corriente de histéresis de 0.4 A).	82
Figura 4.42	Voltaje de fase (V_{an}) (banda de corriente de histéresis de 0.8 A).	82
Figura 4.43	Voltaje de línea (V_{ab}) (banda de corriente de histéresis de 0.4 A).	82
Figura 4.44	Voltaje de línea (V_{ab}) (banda de corriente de histéresis de 0.8 A).	83
Figura 4.45	Velocidad de referencia y velocidad del rotor.	83
Figura 4.46	Velocidad de referencia y velocidad del rotor (acercamiento para observar su comportamiento durante el arranque).	84
Figura 4.47	Par electromagnético.	84
Figura 4.48	Flujos alfa-beta del estator (durante el tiempo en que ocurre la inversión de giro).	85
Figura 4.49	Corriente de la fase <i>a</i> del estator.	85
Figura 4.50	Velocidad del rotor y velocidad estimada.	87
Figura 4.51	Velocidad de referencia y velocidad estimada.	87
Figura 4.52	Par electromagnético (con banda de corriente de 0.4 A).	88
Figura 4.53	Par electromagnético (con banda de corriente de 0.8 A).	88
Figura 4.54	Gráfica del flujo alfa-beta del estator (con ancho de banda de corriente de 0.4 A).	89
Figura 4.55	Gráfica del flujo alfa-beta del estator (con ancho de banda de corriente de 0.8 A).	89

	de 0.8 A).	
Figura 4.56	Gráfica del flujo alfa-beta del estator (con banda de corriente de 0.4 A).	90
Figura 4.57	Gráfica del flujo alfa-beta del estator (con banda de corriente de 0.8 A).	90
Figura 4.58	Módulo de flujo del estator.	90
Figura 4.59	Corriente de fase a,b,c del estator (con ancho de banda de 0.4 A).	91
Figura 4.60	Corriente de fase a,b,c del estator (con ancho de banda de 0.8 A).	91
Figura 4.61	Señales de control de la fase a (con banda de corriente 0.4 A).	92
Figura 4.62	Señales de control de la fase a (con banda de corriente 0.8 A).	92
Figura 4.63	Velocidad del rotor y velocidad estimada.	93
Figura 4.64	Velocidad del rotor y velocidad de referencia.	94
Figura 4.65	Par electromagnético y par de carga (con banda de corriente de 0.4 A).	94
Figura 4.66	Par electromagnético y par de carga (con banda de corriente de 0.8 A).	95
Figura 4.67	Par electromagnético y par de carga con valores negativos (con banda de corriente de 0.4 A).	95
Figura 4.68	Par electromagnético y par de carga con valores negativos (con banda de corriente de 0.8 A).	96
Figura 4.69	Corrientes de las fases a,b,c del estator (con banda de corriente de 0.4 A).	96
Figura 4.70	Corrientes de las fases a,b,c del estator (con banda de corriente de 0.8 A).	97
Figura 4.71	Corrientes de las fases a,b,c del estator, porción en donde se observa la variación del par de carga (con banda de corriente 0.4 A).	97
Figura 4.72	Corrientes de las fases a,b,c del estator, porción en donde se observa la variación del par de carga (con banda de corriente 0.8 A).	98
Figura 4.73	Voltaje de fase, V_{an} (con banda de corriente de 0.4 A).	98
Figura 4.74	Voltaje de fase, V_{an} (con banda de corriente de 0.8 A).	99
Figura 4.75	Voltaje de línea, V_{ab} (con banda de corriente de 0.4 A).	99
Figura 4.76	Voltaje de línea, V_{ab} (con banda de corriente de 0.8 A).	99
Figura 4.77	Velocidad de referencia y velocidad estimada.	100
Figura 4.78	Velocidad del rotor y velocidad estimada.	100
Figura 4.79	Par electromagnético.	101
Figura 4.80	Flujo alfa-beta del estator.	101
Figura 4.81	Flujo alfa- beta del estator (gráfica circular).	102
Figura 4.82	Corriente de fase a del estator.	102
Figura 4.83	Corriente de fase b del estator.	103
Figura 4.84	Corriente de fase c del estator.	103
Figura 4.85	Corriente de fase a del estator (momento en que ocurre la inversión de giro).	103
Figura 4.86	Corriente de las fases a,b,c del estator.	104

APÉNDICE A

Figura A.1	Diagrama general de la simulación con modificaciones para ilustrar la sintonización del controlador PI del control de velocidad.	112
Figura A.2	Diagrama equivalente del lazo de control de velocidad.	113
Figura A.3	Par electromagnético y par de referencia sin un valor de ganancia en el par de referencia.	114
Figura A.4	Par electromagnético y par de referencia, cuando se ha multiplicado el par de referencia por la ganancia G_w .	114
Figura A.5	Respuesta de velocidad de referencia y velocidad del rotor correspondiente al esquema de la figura A.1.	116
Figura A.6	Respuesta de velocidad de referencia y velocidad estimada correspondiente al esquema de la figura A.2 (una vez que se ha empleado el método de sintonización propuesto).	116

APÉNDICE C

Figura C.1	Respuesta ante una entrada escalón del sistema del estimador de velocidad.	121
Figura C.2	Velocidad del rotor y velocidad estimada con los valores propuestos de K_p y K_I en el controlador del estimador de velocidad.	122

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

En éste capítulo se presenta la introducción al problema que se abordará en este trabajo. Para ello se exponen: la definición del problema, objetivo, justificación, así como el estado del arte en lo que respecta al control de velocidad de motores de inducción por campo orientado, empleando un estimador de velocidad basado en observadores de flujo. Finalmente se mencionan las aportaciones y el contenido de cada uno de los capítulos que componen el trabajo.

1.1 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA

Las ventajas del control de la velocidad en las máquinas de corriente alterna, se empezaron a constatar desde hace ya varias décadas, sin embargo limitaciones técnicas habían impedido su implementación; entre las principales se pueden mencionar: limitación en materia de dispositivos de electrónica de potencia, bajo nivel de procesamiento de señales y nivel alcanzado en las técnicas de control para este tipo de máquinas.

Con el desarrollo de las técnicas de control vectorial se empieza a utilizar el motor de inducción en aplicaciones donde tradicionalmente se habían empleado máquinas de corriente directa. La técnica de control vectorial o por campo orientado se basa en el control de una componente de corriente del estator que regule directamente el par de la máquina y una componente de corriente del estator que regule directamente el flujo, ya sea del estator, rotor o entrehierro; realizándose esto en forma independiente, tal como sucede con la máquina de corriente directa.

Con la evolución de las técnicas de control de velocidad por campo orientado, se han buscado mejores opciones de control que permitan estimar la velocidad sin necesidad de sensores, esto con el fin de reforzar el concepto de robustez en el control de la máquina de inducción.

El problema esencial que se aborda en el presente trabajo es controlar la velocidad de un motor de inducción por el método de orientación de campo indirecto y mostrar la efectividad de uno de los métodos de estimación de velocidad sin sensor en la flecha del motor mediante la utilización de observadores de flujo.

1.2 OBJETIVO

Controlar la velocidad por campo orientado método indirecto de un motor de inducción tipo jaula de ardilla a partir de una simulación digital del sistema de control y estimar la velocidad de éste mediante un observador de flujo del rotor, el cual se clasifica dentro de los esquemas de estimación de velocidad denominados: sistema adaptable a un modelo de referencia (MRAS por sus siglas en inglés: Model Reference Adaptive System). La estimación de velocidad se realiza mediante la medición de las señales de corriente y voltaje en el estator, es decir sin la utilización de un sensor mecánico en la flecha del motor.

1.3 JUSTIFICACIÓN

La máquina de inducción es ampliamente utilizada en aplicaciones industriales, ya que es conocida por su robustez, alta eficiencia, menor mantenimiento y menor tamaño con respecto a otro tipo de máquina de la misma potencia. Sin embargo, el empleo de transductores acoplados a la flecha de un motor de inducción con el fin de medir la velocidad del mismo, incrementa los costos, los niveles de ruido e incluso pudieran surgir problemas debido a que la flecha del motor no sea de fácil acceso en los sistemas que ya se encuentren en operación; también debido al sensor, surgen problemas de operación en bajas velocidades los cuales son expuestos detalladamente por Holtz en [1].

Debido a lo anterior, en los últimos años la tendencia ha sido eliminar este transductor y estimar la velocidad mediante diversas técnicas en vez de efectuar directamente su medición.

El hecho de emplear alguna técnica de estimación de la velocidad, en este caso el control de velocidad sin sensor en la flecha del rotor basado en observadores de flujo, se traduce en beneficios en la máquina tales como: versatilidad en el campo de aplicación, debido a que se pueden reducir los problemas en un mayor rango de operación (incluso en velocidades cercanas a cero), menores gastos de instalación y mayor confiabilidad, ya que no se requiere de un dispositivo electromecánico adicional para conocer la velocidad del motor.

1.4 ESTADO DEL ARTE

En los últimos años el motor de inducción ha incrementado su aplicación en la industria debido a sus características en comparación con la máquina de corriente directa; entre estas se encuentran: menor tamaño, peso, costo e inercia del rotor, además una mayor capacidad de incremento en la velocidad y una mayor eficiencia [2]. Sin embargo, resulta más fácil controlar la velocidad en un motor de corriente directa (cd), ya que el motor de inducción tiene una estructura de control multivariable, no lineal y altamente acoplada, mientras que la máquina de cd con excitación separada tiene una estructura de control desacoplada con control independiente del flujo y el par.

El principio de campo orientado se origina en Alemania con los trabajos de Hasse [3] en 1969 y Blaschke en 1972 [4]. La técnica de campo orientado o control vectorial consiste en transformar la estructura dinámica del motor de inducción para hacerla similar a la de una máquina de cd con excitación separada.

Con la aparición de la técnica de campo orientado fue posible controlar la velocidad de las máquinas de inducción y síncronas, pero no fue posible todavía eliminar los transductores electromecánicos que sirven para sensar la velocidad del motor, representando esto una desventaja para la simplicidad del motor de inducción.

En 1975 con el trabajo de Abbondanti [4] titulado: “Controladores de velocidad para un motor de inducción usando un estimador electrónico del deslizamiento basado en valores de voltaje y corriente del motor”, surge el primer intento por operar un motor de

inducción en lazo cerrado sin utilizar un sensor de velocidad. Este trabajo marca el inicio del método de control de velocidad sin sensor mecánico conectado en la flecha.

Continuando con el desarrollo del control de velocidad sin sensor existen varios métodos que pueden aplicarse [5]. Para el caso que concierne a esta tesis, los métodos de control de la velocidad sin sensor basado en observadores y sistemas adaptables a un modelo de referencia serán los que se abordarán en este apartado. Para el control de velocidad sin sensor, se han desarrollado diversos tipos de observadores, la mayoría de ellos tienden a utilizar los valores de voltaje y corriente del motor y a partir de ellos estimar otros parámetros de la máquina.

Para 1990, se desarrollaron algunos trabajos con observadores que utilizan la saliencia magnética inherente a la máquina y la asimetría del devanado para desarrollar un encoder magnético en la propia máquina [6].

En trabajos posteriores [7,8], se nota una clara tendencia a reemplazar el control voltaje-frecuencia (v/f) por el control vectorial. En ellos se propone un observador de deslizamiento, el cual tiene como ventaja con respecto a los estimadores de orden reducido la estimación robusta del flujo del rotor mediante la cual se realiza una identificación adaptable de los parámetros del motor de inducción.

El trabajo de Schauder [9], explora las limitaciones de velocidad y estimación de flujo en un control por campo orientado directo para un motor de inducción. Se propone una topología mejorada la cual utiliza un observador de flujo integrado en lazo cerrado y un modelo mecánico del sistema, sin embargo no logra superar la deficiencia fundamental de robustez a velocidad cero ni la pérdida de exactitud debida a la variación de parámetros.

El siguiente paso en la evolución de estimadores de velocidad de motores de inducción sin sensor de velocidad, surge con los trabajos de Ben-Brahim y Kubota [10,11], en donde se realiza la implementación de un control por campo orientado basado en observadores predictivos con regulación digital de corriente; se miden únicamente las corrientes del estator y a partir de ella se estiman los valores de velocidad y flujos del rotor. Esto se realiza mediante un observador de estado predictivo, las corrientes del estator se controlan para ser exactamente iguales a las corrientes de referencia en cualquier instante de muestreo. La ventaja principal de este método consiste en que se estiman los flujos del rotor reduciendo la sensibilidad a la variación de parámetros. En el trabajo de Kubota y

Matsuse [12], se reporta un nuevo método de control de velocidad basado en la teoría de control adaptable, el cual también presenta como ventaja la baja sensibilidad a la variación de parámetros.

En la literatura especializada aparecen trabajos que describen un sistema del tipo MRAS para la estimación de velocidad de un motor de inducción [13,14], al igual que la mayoría de los trabajos mencionados anteriormente, se utilizan los valores terminales de voltaje y corriente. La velocidad estimada se usa como retroalimentación en un sistema de control vectorial. Para el caso del artículo presentado por Matsuse y Tadokoro [14], se utiliza un observador de orden completo para la estimación de la velocidad del rotor, esto representa un beneficio en la estimación a bajas velocidades, incluso puede funcionar correctamente en la velocidad cero.

En investigaciones más recientes, se reportan trabajos que utilizan el método de control de flujo de banda muerta para orientación de campo directa basados en el uso de un observador adaptable de flujo del rotor de tipo orden completo [15]; dicho observador tiene la ventaja de identificar la resistencia del estator y del rotor, a la vez que sirve para la implementación del controlador de campo orientado directo. Otros trabajos emplean observadores de la potencia reactiva instantánea del flujo del rotor [16,17]. La velocidad estimada se usa como retroalimentación en un sistema de control vectorial indirecto, una ventaja de esta técnica con respecto a otros accionamientos sin sensor, es que puede realizar el control de velocidad en un ancho de banda más amplio.

Se han planteado también esquemas que utilizan el observador de velocidad de Luenberger [12,14, 18-20], el principio de éste tipo de observador consiste en estimar el flujo del rotor mediante un observador y la velocidad es la derivada del error entre la corriente del estator y el flujo estimado del rotor. En términos de clasificación este esquema se ubica como un sistema MRAS, en donde el motor de inducción se considera el modelo de referencia (RM por sus siglas en inglés: Reference Model) y el observador es el modelo adaptable (AM por sus siglas en inglés: Adaptive Model) [14].

Últimamente, la tendencia en el control sin sensor de velocidad, se enfoca en diversas técnicas que tienden a hacer más efectiva la estimación de velocidad. Algunos investigadores han estudiado las propiedades anisotrópicas del rotor de la máquina [21], a partir de ello, se han propuesto modelos que involucran la saliencia en el rotor. Dichos

modelos sirven para extraer la señal de posición del rotor usando técnicas de lazo cerrado. Un enfoque diferente hace uso de los efectos parásitos que se originan en la estructura de los devanados de un rotor tipo jaula, el cual tiene como mérito una alta resolución en la estimación de la posición del rotor.

Algunos otros métodos estiman el valor de resistencia en el estator a partir de la potencia reactiva instantánea y proponen la estimación de la resistencia en el rotor en el estado transitorio, además efectúan una compensación de voltaje a la salida del inversor [22]. Trabajos como éste se enfocan en estimar correctamente el valor de resistencia del rotor, debido a la gran influencia que tiene este parámetro en la estimación de velocidad del motor.

Trabajos más recientes, muestran interés en la estimación del flujo del estator, aunque en realidad se han logrado pocos avances en esta dirección. En algunos casos de este tipo de estimación, se utiliza un filtro pasa bajos programable (LPF por sus siglas en inglés Low-Pass Filter), que estima el flujo en el estator [23], otras investigaciones proponen algoritmos de estimación que incluyen las pérdidas en el hierro, con el fin de conocer el efecto que tienen en un sistema de control por orientación de flujo del estator [24]. Ambos casos utilizan un LPF en vez de un integrador puro, el uso de este filtro contribuye en gran medida a resolver problemas de oscilaciones y saturación magnética.

1.5 APORTACIONES

La principal aportación de este trabajo es el desarrollo de la simulación de un control de velocidad de un motor de inducción por el método de campo orientado método indirecto, a dicho control se le agregó un algoritmo de estimación de velocidad basado en observadores de flujo del rotor de la máquina de inducción, dicho estimador de velocidad funciona a partir de la medición de cantidades del estator como son: voltaje y corriente. Mediante el uso de este estimador se evita el empleo de un sensor de posición o sensor de velocidad en la flecha del motor.

1.6 CONTENIDO DEL TRABAJO

El primer capítulo describe el objetivo y justificación del trabajo, así como el estado del arte concerniente a estimación de velocidad en motores de inducción sin sensor, utilizando observadores de flujo y sistemas adaptables a un modelo de referencia, todos ellos involucrando el control por campo orientado.

El segundo capítulo es una recopilación de los métodos que existen para la operación sin sensor de velocidad de motores de inducción, se describen las metodologías más comunes como son: método de cálculo de la frecuencia de deslizamiento, estimación de la velocidad usando ecuaciones de estado, estimación basada en voltajes armónicos espaciales, estimación de flujo y control vectorial del flujo, control sin sensor basado en observadores de flujo, sistemas adaptables a un modelo de referencia, estimación de velocidad usando el filtro de Kalman extendido, control sin sensor con adaptación de parámetros y control sin sensor a partir de redes neuronales.

El capítulo tres describe el modelo del motor de inducción y el estimador basado en observadores de flujo que se utilizó en este trabajo, se describe cómo es posible llevar a cabo la estimación de velocidad de un motor de inducción a partir de cantidades medidas en las terminales del estator. Contiene también la descripción del método de control por campo orientado indirecto (IFOC por sus siglas en inglés Indirect Field Oriented Control), el cual se utiliza para comprobar el desempeño satisfactorio del estimador simulado en este trabajo.

El capítulo cuatro analiza los resultados de las simulaciones digitales, en ellas se comparan básicamente los valores de la velocidad real con los valores de velocidad estimada a partir de la técnica de observadores de flujo y el comportamiento de algunas otras variables en la máquina como son: par, corriente, flujo, voltaje, etc.

El capítulo cinco menciona las conclusiones y recomendaciones para trabajos futuros.

CAPÍTULO 2

MÉTODOS DE CONTROL DE LA VELOCIDAD EN MOTORES DE INDUCCIÓN SIN UTILIZAR SENSOR MECÁNICO

El objetivo de este capítulo consiste en describir en forma general las principales técnicas de estimación de velocidad utilizadas en el control vectorial de motores de inducción

2.1 INTRODUCCIÓN

En los motores de inducción se han desarrollado básicamente dos tipos de control: el control en lazo abierto y el control en lazo cerrado.

El control en lazo abierto se puede emplear cuando el motor opera con par constante y cuando no se requiere regulación estricta de la velocidad. Cuando el controlador requiere una rápida respuesta dinámica y un control exacto de la velocidad es necesario emplear un control en lazo cerrado; especialmente si el control del motor de inducción tiene una influencia importante en el funcionamiento del sistema del cual forma parte.

En la literatura especializada se proponen varias técnicas de control para los motores de inducción, para los que operan en lazo abierto y en lazo cerrado; dichos esquemas pueden clasificarse en dos categorías principales [19, 25]:

1. Control escalar
 - a. Control voltaje/frecuencia (v/f)
 - b. Control de corriente en el estator y frecuencia de deslizamiento.
2. Control vectorial
 - a. Control por campo orientado (FOC por sus siglas en inglés: Field Oriented Control)
 - a) Método indirecto [4,27]
 - b) Método directo [27]
 - b. Control directo del par y del vector flujo del estator [24]

Por ejemplo, en la Figura 2.1 [5] se muestra un esquema típico de un control v/f. La relación entre el voltaje de la fuente y la frecuencia es lineal, excepto a bajas velocidades [25]. Las técnicas de control voltaje/frecuencia constante se basan en modelos estáticos del motor de inducción para operación a flujo constante.

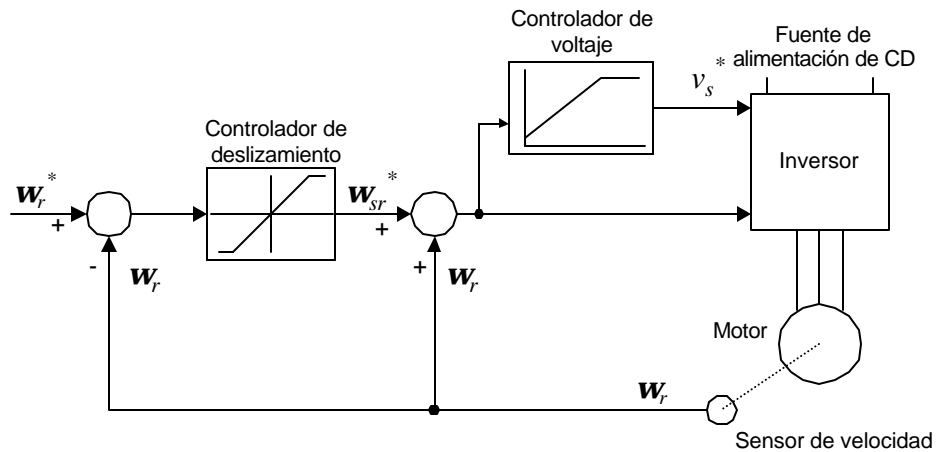
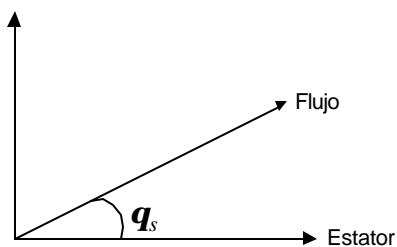


Figura 2.1 Control de velocidad voltaje/frecuencia constante con regulación de frecuencia de deslizamiento.

Las técnicas de control vectorial han permitido la utilización de motores de inducción para aplicaciones de alto desempeño en donde tradicionalmente se empleaban accionamientos de cd. El esquema de control vectorial hace posible controlar el motor de inducción de la misma manera que un motor de cd de excitación separada. Al igual que en el motor de cd, el control del par en el motor de inducción se realiza controlando las componentes de corriente del par y de flujo de manera independiente [19,25,27]. Los esquemas básicos de control vectorial método directo e indirecto, se muestran en la figura 2.2 [5].



(a)

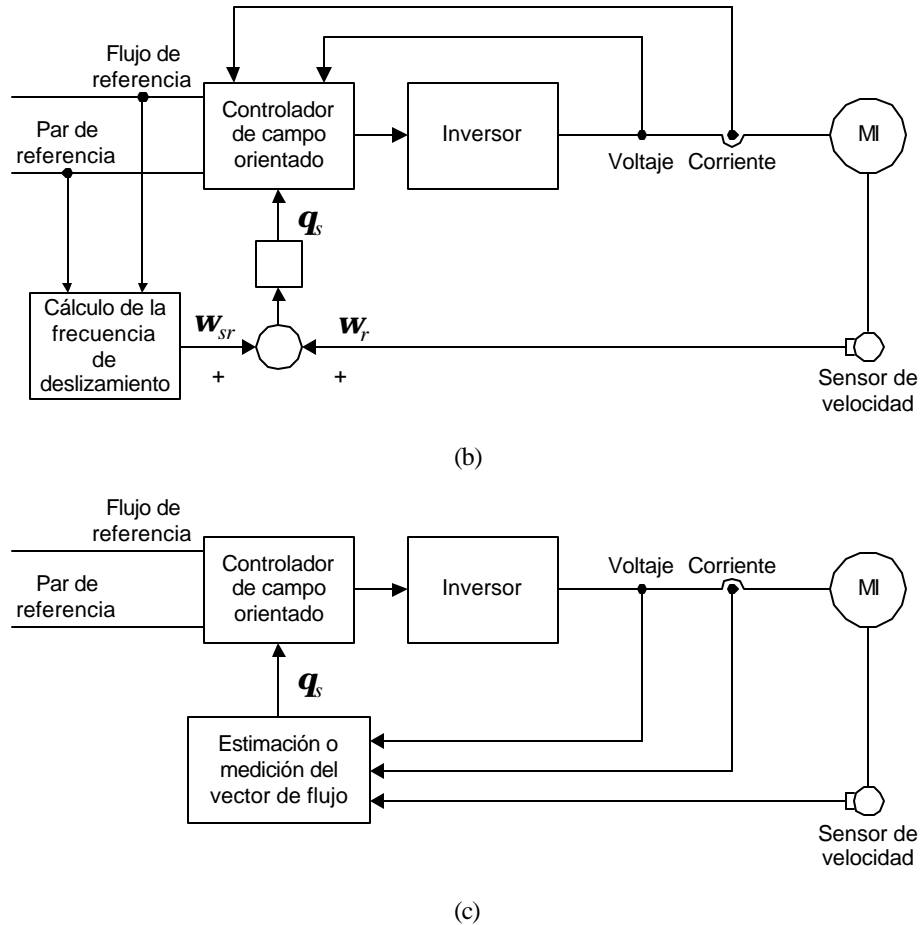


Figura 2.2 Esquemas básicos de control por campo orientado de un motor de inducción: (a) posición del vector flujo del rotor, (b) método indirecto, (c) método directo.

El método de control vectorial directo depende de la generación de señales de un vector unitario a partir de señales del estator o señales de flujo en el entrehierro. Las señales del entrehierro se pueden medir directamente o estimar a partir de señales de voltaje o corriente del estator. Las componentes de flujo del estator pueden determinarse directamente a partir de las variables del estator. En estos sistemas no se requiere de la velocidad del rotor para obtener información acerca del ángulo del flujo del rotor. En el método de control vectorial indirecto, el ángulo del flujo del rotor así como los vectores unitarios se obtienen indirectamente por la sumatoria de la velocidad del rotor y la frecuencia de deslizamiento.

Una vez descrita en forma muy general la esencia del control vectorial, se continuará con una síntesis de las diferentes técnicas de estimación de velocidad utilizadas en el control vectorial de los motores de inducción

2.2 TÉCNICAS DE ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD UTILIZADAS EN LOS SISTEMAS DE CONTROL DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN

Las técnicas para controlar la velocidad de un motor de inducción sin el uso de sensor de velocidad, se pueden clasificar generalmente como:

- 1) Control de velocidad en lazo abierto con compensación de deslizamiento.
- 2) Control en lazo cerrado con estimación de velocidad.

En el primer caso, se regula la velocidad síncrona del motor (o frecuencia), en tanto la frecuencia de deslizamiento estimada se usa únicamente para compensar los cambios en la carga. En el segundo caso, se estima la velocidad del motor y se usa como señal de retroalimentación en el lazo cerrado de control de la velocidad. Estas técnicas se pueden implementar específicamente de acuerdo a los siguientes métodos [5]:

- Método de cálculo de la frecuencia de deslizamiento
- Estimación de la velocidad usando ecuaciones de estado
- Estimación basada en voltajes armónicos espaciales
- Control sin sensor de velocidad basado en observadores de flujo
- Sistemas adaptables a un modelo de referencia
- Estimación de la velocidad usando el filtro de Kalman extendido
- Control sin sensor con adaptación de parámetros
- Control sin sensor a partir de redes neuronales

2.2.1 Método de cálculo de la frecuencia de deslizamiento

Este método consiste en obtener información de la frecuencia de deslizamiento del motor sin el uso de transductores rotatorios, sensando las cantidades eléctricas del motor, por ejemplo, los valores instantáneos de voltaje y corriente en el estator, los cuales

contienen información referente a fases y frecuencia. En este caso, el sensor de deslizamiento no es más que un subensamble adicional de un circuito de control de estado sólido, el cual es confiable y actúa como un bloque más en el sistema de control. Como el deslizamiento es una consecuencia de la carga del motor y las condiciones de excitación, las cantidades eléctricas de entrada en el motor de inducción contienen información útil acerca del estado del mismo. Para disponer de tal información se requiere de un adecuado procesamiento de las señales que representan estas cantidades y extraer una señal de deslizamiento en forma analógica [2].

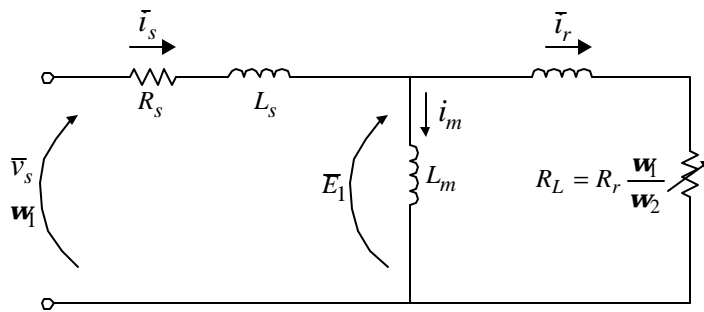


Figura 2.3 Circuito equivalente del motor de inducción.

La base de la operación de dicho cálculo analógico, consiste en una simple relación de par T , voltaje en el entrehierro E_1 y frecuencia angular de deslizamiento ω_2 , partiendo del circuito equivalente del motor de inducción representado en la figura 2.3 [2]:

$$T = k \frac{E_1^2}{\omega_1} \frac{1}{\frac{R_r}{\omega_2} + L_r^2 \frac{\omega_2}{R_r}} \quad (2.1)$$

Expandiendo en series y limitándose al primer término, esta relación se simplifica

$$T = k \frac{E_1^2}{\omega_1^2} \cdot \frac{\omega_2}{R_r} \quad (2.2)$$

De (2.2) se obtiene:

$$\omega_2 = \frac{R_r}{k} \cdot \frac{T \omega_1^2}{E_1^2} = R_r \frac{N}{D} \quad (2.3)$$

con:

$$N = \frac{\omega_1 T}{k} \quad \text{y} \quad D = \frac{E_1^2}{\omega_1}$$

Lo anterior demuestra que el deslizamiento puede obtenerse desarrollando una división analógica de un término numerador N y un término denominador D y aplicando al resultado un factor de escalamiento R_r , el cual es un parámetro conocido del motor (resistencia del rotor). El esquema propuesto anteriormente tiene la desventaja de ser aplicable únicamente en el estado estable, está limitado a un cierto rango de velocidad y también presenta problemas de exactitud.

Las cantidades de voltaje y corriente de entrada del motor se sensan mediante circuitos transductores aplicados a las líneas de salida del inversor, tal como se muestra en la figura 2.4 [2].

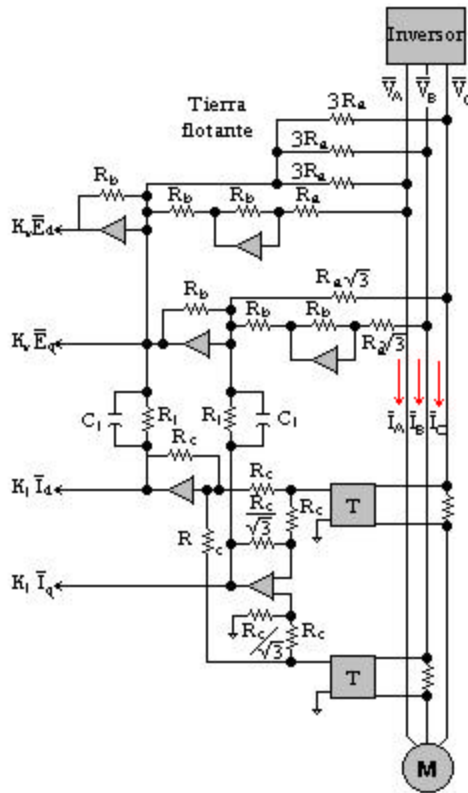


Figura 2.4 Circuitos de los sensores.

2.2.2 Estimación de la velocidad empleando ecuaciones de estado

Uno de los primeros trabajos que se realizaron utilizando esta técnica se describe en [28], la mayoría de los trabajos de estimación de velocidad que utilizan ecuaciones de estado se basan en el comportamiento en estado dinámico del motor. En este campo, se han desarrollado esquemas que toman en cuenta el desempeño dinámico y otros que no lo toman en cuenta. Para este tipo de estimación, el principal problema es la frecuencia de deslizamiento, ya que ésta no se puede medir directamente; así que se han desarrollado métodos de medición indirecta de deslizamiento y fuerza electromotriz (FEM) en el rotor.

Si la frecuencia de deslizamiento se midiera, podría emplearse como una variable controlada dentro de un lazo interno de control, para lograr esto, se han propuesto métodos que calculan el deslizamiento instantáneo basado en ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento de la máquina en coordenadas rectangulares.

Para un esquema que calcula el deslizamiento en esta forma, se parte de las diferenciales de las ecuaciones de estado del estator en coordenadas rectangulares (\mathbf{a}, \mathbf{b}) , en donde las componentes de flujo se toman como variables de estado y las componentes de corriente se toman como variables auxiliares [28].

$$\mathbf{I}_{\mathbf{a}} = v_{\mathbf{a}} - R_s \cdot i_{\mathbf{a}} \quad (2.4)$$

$$\mathbf{I}_{\mathbf{a}} = -\mathbf{w}_m \cdot \mathbf{I}_{\mathbf{b}} - R_r \cdot i_{\mathbf{a}} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{I}_{\mathbf{b}} = v_{\mathbf{b}} - R_r \cdot i_{\mathbf{b}} \quad (2.6)$$

$$\mathbf{I}_{\mathbf{b}} = \mathbf{w}_m \cdot \mathbf{I}_{\mathbf{a}} - R_r \cdot i_{\mathbf{b}} \quad (2.7)$$

Las ecuaciones siguientes, son las que sirven para calcular el deslizamiento a partir de cantidades medidas en el estator:

$$\mathbf{w}_2 \approx \mathbf{w}_1 \cdot R_r \cdot \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \cdot \frac{e_{\mathbf{b}} \cdot i_{\mathbf{b}} + e_{\mathbf{a}} \cdot i_{\mathbf{a}}}{e_{\mathbf{a}}^2 + e_{\mathbf{b}}^2} \quad (2.8)$$

$$e_{\mathbf{a}} = \left(\frac{L_r}{L_m} \right) \cdot (v_{\mathbf{a}} - R_s \cdot i_{\mathbf{a}} - i_{\mathbf{a}} / K_{11}) \quad (2.9)$$

$$e_{\mathbf{b}} = \left(\frac{L_r}{L_m} \right) \cdot (v_{\mathbf{b}} - R_s \cdot i_{\mathbf{b}} - i_{\mathbf{b}} / K_{11}) \quad (2.10)$$

La figura 2.5 [28] muestra el esquema de cómo se calcula la frecuencia de deslizamiento y la FEM del rotor.

La técnica propuesta anteriormente trabaja en estado estable y en condiciones dinámicas. La exactitud y desempeño dinámico se reducen cuando la máquina se aproxima a bajas velocidades y cerca de velocidad cero. De cualquier manera, el cálculo de la frecuencia de deslizamiento y la velocidad dependen de los parámetros del motor, los cuales están relacionados con la temperatura, saturación del material ferromagnético y frecuencia de alimentación.

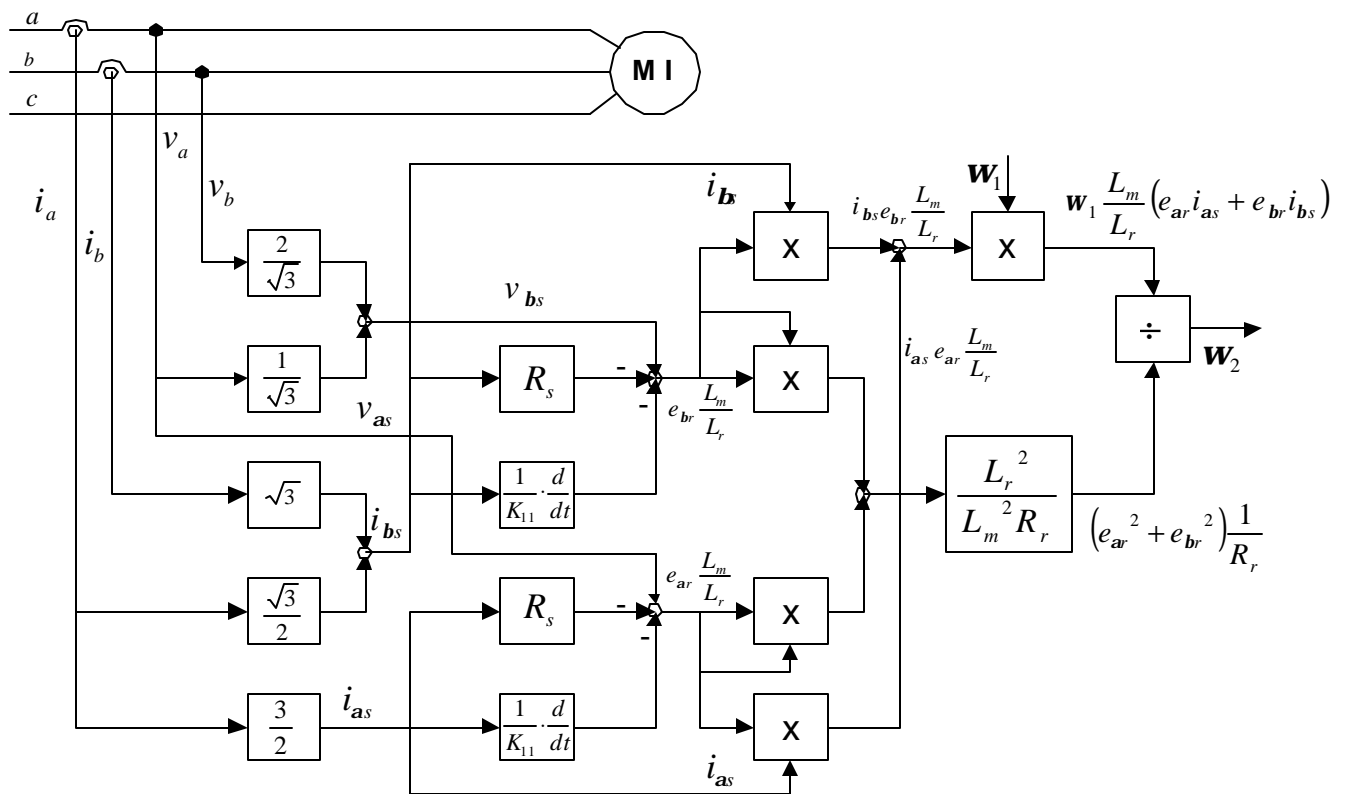


Figura 2.5 Cálculo de la frecuencia de deslizamiento y la FEM del rotor.

Se han realizado también en este campo algoritmos del tipo jerárquico recursivos [29] que permiten estimar la velocidad y los parámetros de la máquina en línea. Debido a su estructura recursiva, este algoritmo tiene el potencial para utilizarse en control adaptable. El algoritmo se diseña usando dos modelos de regresión lineal derivados a partir de ecuaciones eléctricas de la máquina. Estos modelos son válidos cuando existe una

separación tiempo-escala entre los subsistemas mecánicos y eléctricos de la máquina. El estimador de dos niveles resultante, tiene un nivel rápido que estima únicamente la velocidad del rotor y un nivel lento que se encarga de la estimación de parámetros de la máquina.

2.2.3. Estimación de la velocidad basada en voltajes armónicos espaciales en las ranuras

En esta técnica, se han propuesto diferentes métodos para detectar la frecuencia de deslizamiento, uno de ellos consiste en detectar dicha frecuencia a partir de los armónicos de ranuras del rotor [30].

La Figura 2.6 muestra la estructura del entrehierro y la distribución de flujo en un motor de inducción. La velocidad puede detectarse usando las magnitudes de los armónicos de ranuras o usando la frecuencia del armónico, ambos parámetros están relacionados con la velocidad del rotor. En la figura 2.7 [30] se observa un circuito de detección de frecuencia de deslizamiento usando los armónicos de las ranuras. Mediante la suma de los tres voltajes de fase del motor, se obtiene un voltaje proporcional a la frecuencia de deslizamiento, el cual se utiliza para estimar la velocidad.

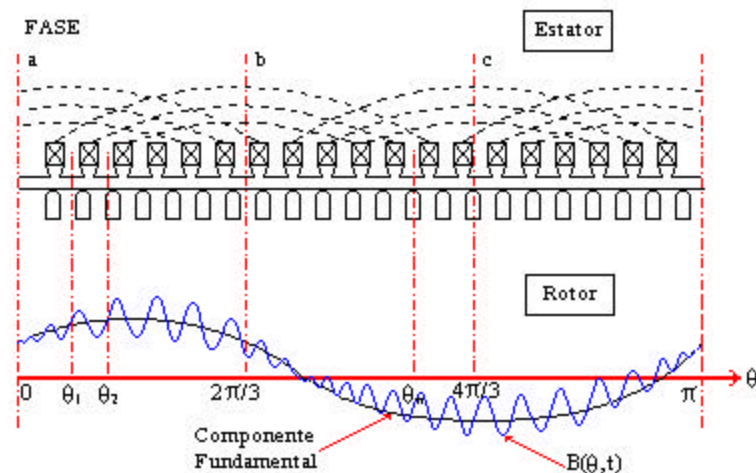


Figura 2.6 Estructura del entrehierro y distribución de flujo en el motor de inducción.

Existen algunas técnicas que se basan en la frecuencia de los armónicos en las ranuras [31]. Se utilizan devanados del estator de tipo derivativos para medir el flujo en el entrehierro, las señales de los devanados se usan para un lazo de regulación del flujo.

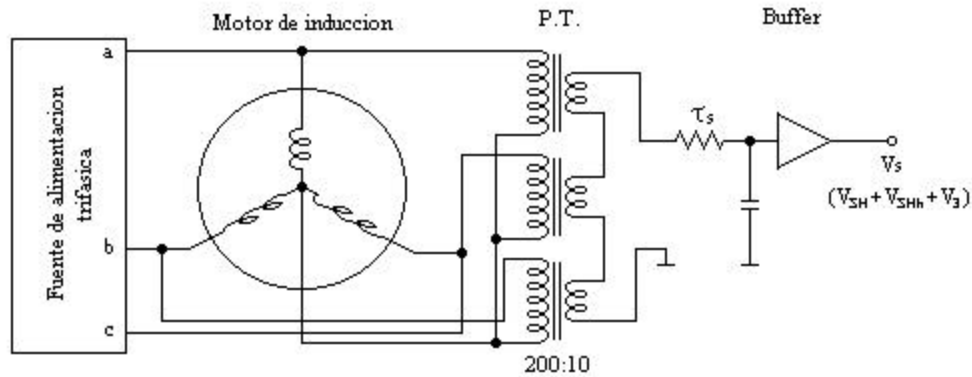


Figura 2.7 Circuito de detección de armónicos de voltaje en las ranuras.

Otros trabajos emplean el análisis espectral de la transformada rápida de Fourier (FFT por sus siglas en inglés: Fast Fourier Transform) para la detección de la velocidad [32,33]. Además utiliza técnicas de procesamiento digital de señales para extraer la información de velocidad contenida en los armónicos de las ranuras del rotor que se crean en el entrehierro del motor de inducción. La velocidad se estima por la descomposición de la señal de corriente del estator en su componente armónica para determinar la velocidad dependiente de la frecuencia armónica de las ranuras, f_{sh} y la frecuencia fundamental de motor, f_o . La velocidad del rotor en rpm (revoluciones por minuto) se calcula con la siguiente expresión [32]:

$$n = \frac{60}{Z} (f_{sh} \pm f_o) \quad (2.11)$$

donde:

Z es el número de ranuras del rotor

f_o Frecuencia fundamental del motor.

f_{sh} Frecuencia armónica de las ranuras.

La figura 2.8 [32] muestra el diseño de un detector de velocidad totalmente digital adecuado para la operación en estado estable para este tipo de técnica de estimación de velocidad.

Algunos otros métodos dentro de este campo tienen que ver con las características de construcción de la máquina; se utiliza por ejemplo la estimación espectral de armónicos de corriente [34,35], se analizan los armónicos relacionados con la velocidad que surgen a partir del ranurado y excentricidad del rotor usando el procesamiento digital de señales como herramienta.

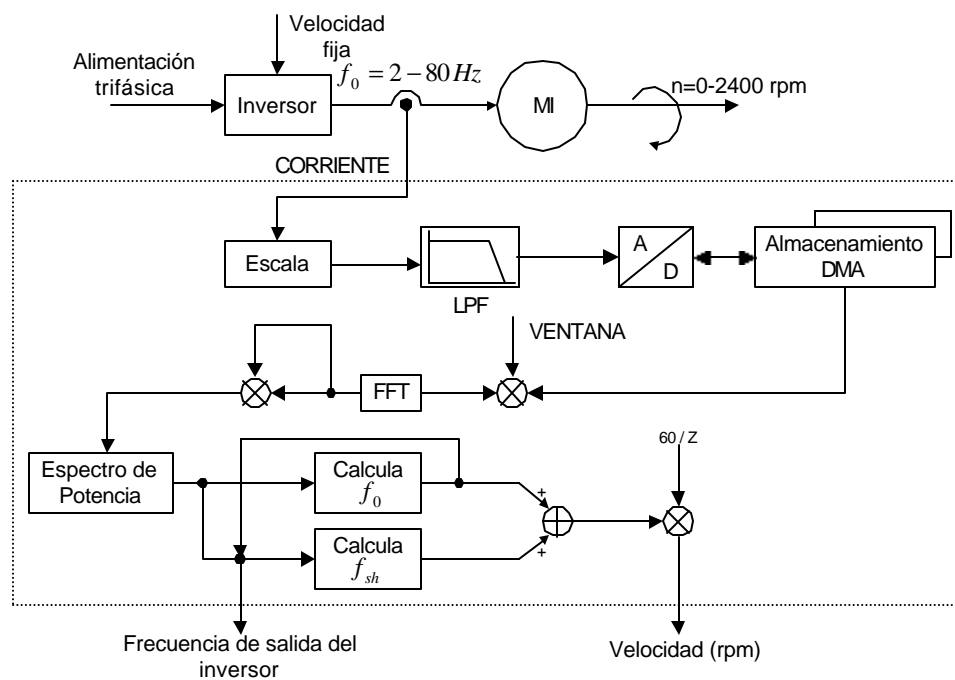


Figura 2.8 Detector de velocidad simplificado.

El tercer armónico de voltaje en el estator se produce debido a la saturación en los dientes del rotor y del estator. Algunos autores [36-39] presentan trabajos de control por campo orientado directo que utilizan la señal de tercera armónica de voltaje para estimar tanto el flujo en el entrehierro como la velocidad del rotor. El control utiliza componentes armónicos de saturación espacial girando a la velocidad síncrona que se generan en el entrehierro cuando la máquina opera en condición de saturación. Se demuestra que la

tercera componente armónica de voltaje se puede utilizar efectivamente para estimar tanto la amplitud como la posición del flujo del entrehierro.

2.2.4 Control sin sensor de velocidad basado en observadores de flujo

Los esquemas de control por campo orientado se desarrollan partiendo del conocimiento exacto del flujo del rotor. Como el flujo del rotor no se puede medir directamente, se han propuesto diversos métodos para estimarlo usando varios tipos de observadores [40-43]. El observador de flujo estima las componentes que no se pueden medir a partir de las cantidades terminales del motor (voltaje y corriente).

Los observadores de flujo pueden dividirse en forma general en dos grupos: de orden reducido [7,10,11,40,] y de orden completo [12,41-43]. En [41] se propone un estimador de orden reducido que estima el flujo del rotor. El flujo se estima usando un modelo de voltaje y uno de corriente.

Una de las desventajas del uso de observadores de orden reducido es que presentan una gran sensibilidad a la variación de parámetros y al ruido, especialmente en la región de bajas velocidades.

En la figura 2.9 [11] se muestra un observador de velocidad adaptable.

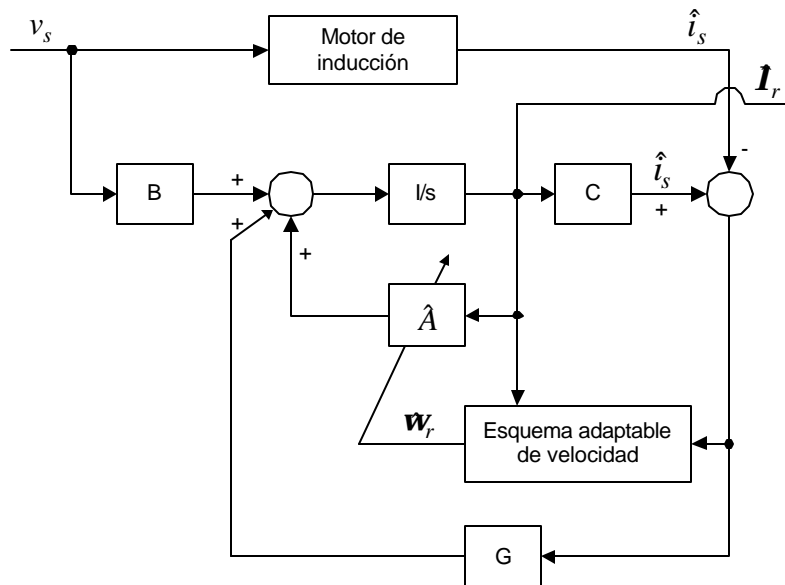


Figura 2.9 Diagrama de bloques de un observador de velocidad adaptable.

Dicho observador es de orden completo y tiene la capacidad de localizar polos arbitrariamente. El observador de estado de este tipo está representado por la siguiente ecuación [11]:

$$\frac{d}{dt}\hat{x} = \hat{A}\hat{x} + Bv_s + G(\hat{i}_s - i_s) \quad (2.12)$$

donde:

La tilde (\wedge) representa los valores estimados y G es la ganancia de la matriz del observador.

La velocidad estimada está dada por:

$$\hat{\boldsymbol{w}}_r = K_p (\in_{ids} \hat{\boldsymbol{i}}_{qr} - \in_{iqs} \hat{\boldsymbol{i}}_{dr}) + K_I \int (\in_{ids} \hat{\boldsymbol{i}}_{qr} - \in_{iqs} \hat{\boldsymbol{i}}_{dr}) dt \quad (2.13)$$

donde:

$$\in_{ids} = i_{ds} - \hat{i}_{ds} \text{ y } \in_{iqs} = i_{qs} - \hat{i}_{qs}$$

K_p y K_I son las ganancias arbitrarias positivas.

El esquema propuesto anteriormente puede aplicarse a métodos de orientación de campo directo aún en la región de baja velocidad.

En [6,7] se presentan métodos de estimación de flujo del rotor usando un observador de deslizamiento junto con un diseño cuantitativo para un observador robusto. Un observador de deslizamiento para un motor de inducción se construye como lo indica la figura 2.10 [6].

Las ecuaciones representativas del observador de deslizamiento son las siguientes [6].

$$\hat{i}_s = \hat{A}_{11}\hat{i}_s + \hat{A}_{12}\hat{\boldsymbol{i}}_r + B_1v_s + K_1 \text{sgn}(\hat{i}_s - i_s) \quad (2.14)$$

$$\hat{\boldsymbol{i}}_r = \hat{A}_{21}\hat{i}_s + \hat{A}_{22}\hat{\boldsymbol{i}}_r - LK_1 \text{sgn}(\hat{i}_s - i_s) \quad (2.15)$$

donde:

la tilde (\wedge) representa los valores estimados

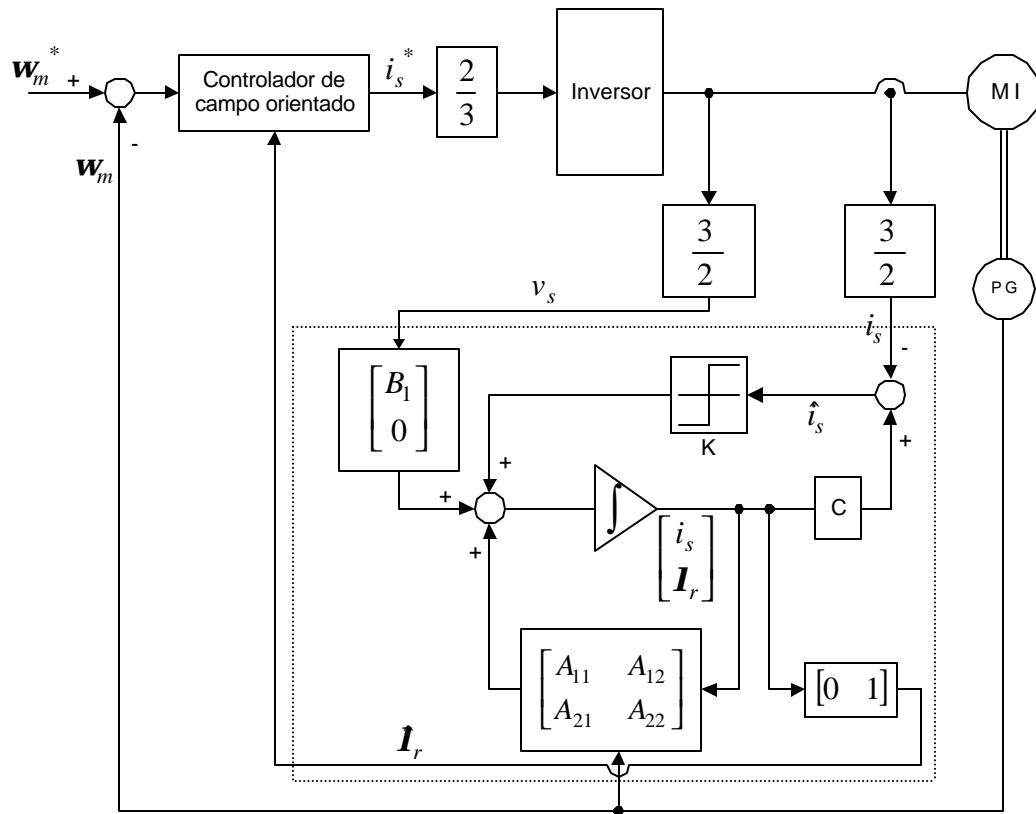


Figura 2.10 Observador de deslizamiento para un motor de inducción.

La ecuación de error del observador de deslizamiento puede obtenerse como [6]:

$$\epsilon = \mathbf{I}_r - \hat{\mathbf{I}}_r = (\hat{A}_{22} + L\hat{A}_{12})\epsilon + Fw \quad (2.16)$$

donde:

$F = [L \ I]D$, $-\mathbf{a} \pm j\mathbf{b}$ son los polos de lazo cerrado.

$Dw = [\hat{A}_{ij} - A] \begin{bmatrix} i_s \\ \mathbf{I}_r \end{bmatrix}$ representa la variación de parámetros.

El observador de deslizamiento es como un observador de orden reducido, con la ventaja de que es más robusto ante la presencia de ruidos en la región de bajas velocidades.

Ben-Brahim y Kawamura [8,10], proponen un control por campo orientado totalmente digitalizado para un motor de inducción usando la técnica de “banda muerta”. La técnica banda muerta es un tipo de control en el cual el sistema presenta un tiempo de

respuesta a la estabilidad bastante limitado. Esta técnica se representa esquemáticamente en la figura 2.11 [8].

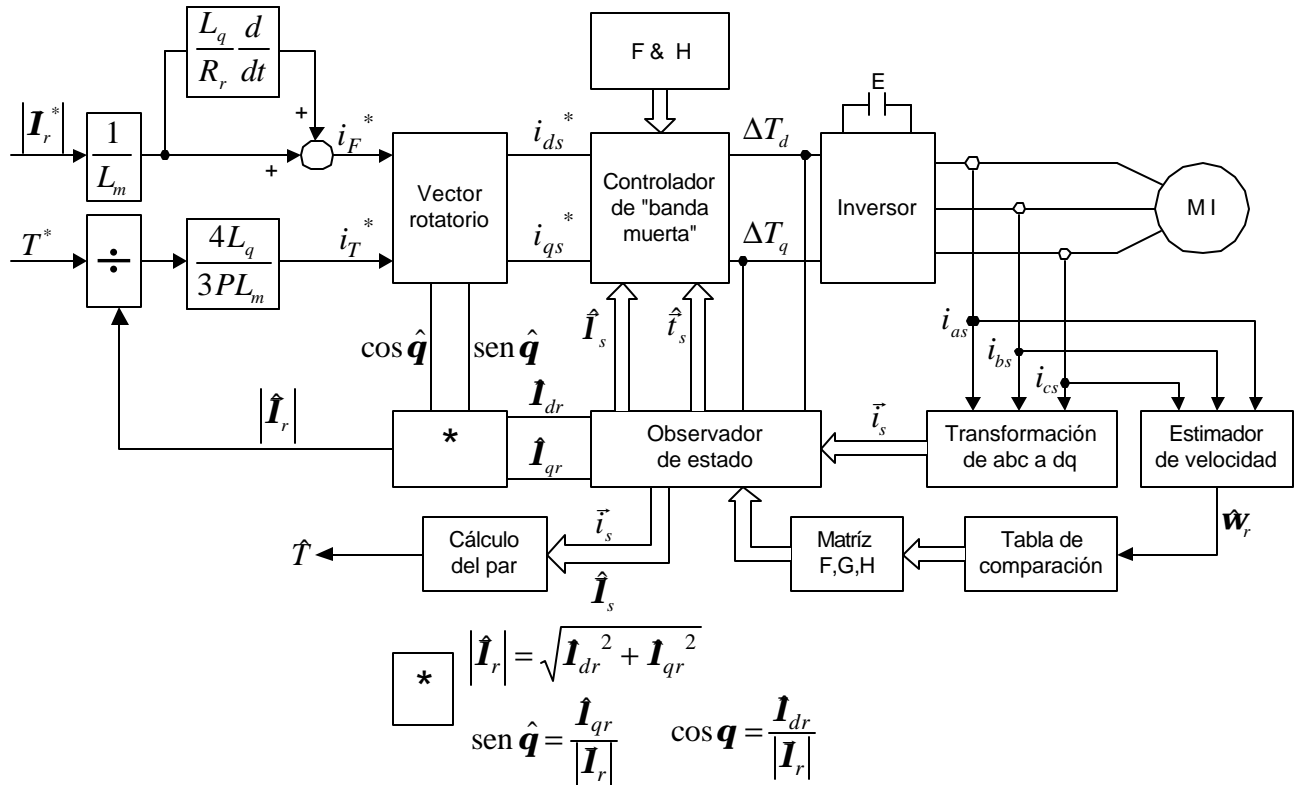


Figura 2.11 Diagrama de bloques de un controlador de velocidad sin sensor en la flecha del motor basado en un observador predictivo con respuesta de banda muerta o banda de histéresis.

Se ha demostrado que este tipo de control no está afectado por la variación de la resistencia del rotor [8].

Finalmente en los artículos [42,43] se discuten las limitaciones de exactitud y robustez de sistemas de campo orientado directo basados en medidas de corriente y voltaje del estator.

2.2.5 Sistemas adaptables a un modelo de referencia

En algunos trabajos [9-13,41], se describen varios esquemas que utilizan este tipo de control. En los sistemas adaptables a un modelo de referencia (MRAS) se hace una comparación entre las salidas de dos estimadores. El estimador que no involucra la cantidad que se va a estimar (en este caso la velocidad del rotor) se considera el modelo de

referencia del motor de inducción. El otro estimador, el cual involucra la cantidad estimada se considera el modelo ajustable o adaptable. El error entre las cantidades estimadas se usa para obtener un mecanismo de adaptación adecuado que genera la velocidad estimada en el rotor para el modelo adaptable. En la figura 2.12 [5] se presenta un esquema de un sistema de control adaptable del tipo paralelo. En el momento en que varía la velocidad del rotor que va a ser estimada, se cambia en el modelo adaptable de manera que la diferencia entre la salida del modelo de referencia y la salida del modelo adaptable sea cero, la velocidad estimada del rotor será igual a la velocidad real.

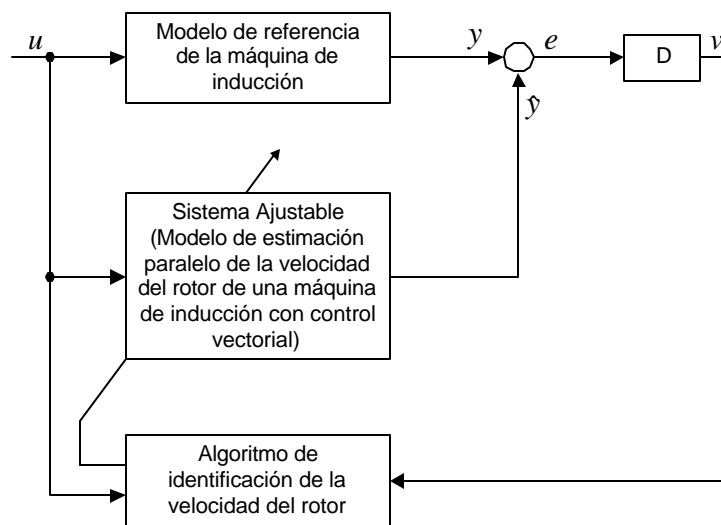


Figura 2.12 Esquema básico de un sistema de control adaptable a un modelo de referencia paralelo.

El esquema del sistema de control adaptable a un modelo de referencia propuesto por C. Shauder [9], consiste en dos observadores independientes, en los cuales los flujos del rotor se comparan para generar el error de la estimación de velocidad del rotor. Un observador involucra la cantidad $\hat{\omega}_r$ (se considera el modelo adaptable) y el otro observador no involucra $\hat{\omega}_r$ (se considera al modelo de referencia). El error en las variables a la salida de los dos modelos, se usa para controlar un mecanismo de adaptación adecuado que genere la velocidad del rotor estimada para retroalimentar al modelo adaptable. La figura 2.13 [9] ilustra una forma de calcular la velocidad del motor mediante las técnicas de MRAS.

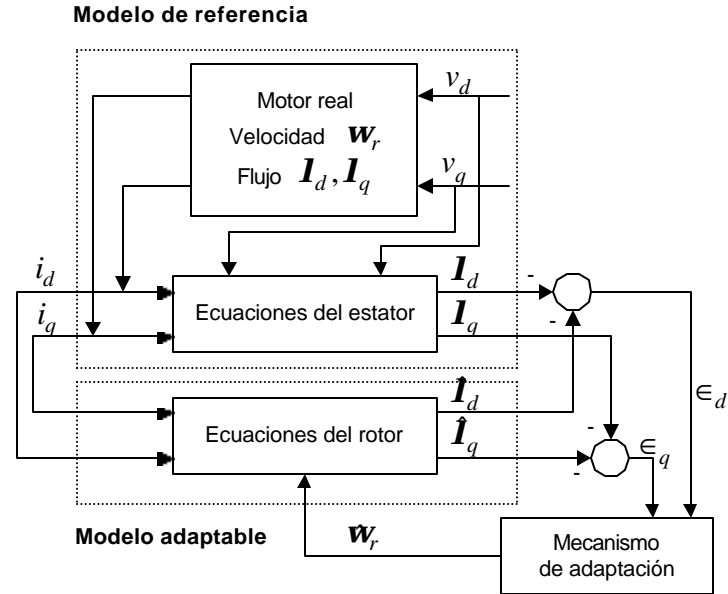


Figura 2.13 Estructura de un sistema adaptable a un modelo de referencia para estimar velocidad en el motor.

A continuación se presentan las ecuaciones que aparecen en el diagrama de la figura 2.13, las cuales son la base del esquema de estimación de velocidad mediante un esquema MRAS. (Puesto que los voltajes y corrientes del motor se miden en un marco de referencia estacionario, es conveniente expresar estas ecuaciones en el mismo marco de referencia).

Ecuación del estator:

$$p \begin{bmatrix} \mathbf{I}_d \\ \mathbf{I}_q \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (R_r + \mathbf{s}L_s p) & 0 \\ 0 & (R_r + \mathbf{s}L_s p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_d \\ \mathbf{I}_q \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Ecuación del rotor:

$$p \begin{bmatrix} \mathbf{I}_d \\ \mathbf{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (-1/\mathbf{t}_r) & (-\mathbf{w}_r) \\ (\mathbf{w}_r) & (-1/\mathbf{t}_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_d \\ \mathbf{I}_q \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\mathbf{t}_r} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

En general, \mathbf{w}_r es una variable y los modelos (de referencia y adaptable) se consideran sistemas lineales variantes en el tiempo. Con el objetivo de implementar un mecanismo de estimación de velocidad adaptable, es válido considerar \mathbf{w}_r como un parámetro constante en el modelo de referencia. Restando la ecuación 2.18 (del modelo

ajustable) a la ecuación 2.17 (del modelo de referencia), se obtiene la siguiente ecuación de estado que representa el error del sistema [9]:

$$P \begin{bmatrix} \epsilon_d \\ \epsilon_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (-1/\mathbf{t}_r) & (-\mathbf{w}_r) \\ (\mathbf{w}_r) & (-1/\mathbf{t}_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon_d \\ \epsilon_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\mathbf{I}}_q \\ \hat{\mathbf{I}}_d \end{bmatrix} (\mathbf{w}_r - \hat{\mathbf{w}}_r) \quad (2.19)$$

En [16] se describe un esquema MRAS que utiliza el vector fuerza contraelectromotriz en vez del vector flujo del rotor, dicho esquema presenta robustez a las variaciones de resistencia del estator y es insensible a las variaciones de la resistencia del rotor debidas al incremento en la temperatura. También se estima la velocidad del rotor a partir de observadores de orden completo, tal como lo describen G. Yang y T. Chin [13].

En general, los esquemas MRAS usan la siguiente ecuación para estimar la velocidad [19]:

$$\mathbf{w}_r = K_p (\epsilon_q \hat{\epsilon}_d - \epsilon_d \hat{\epsilon}_q) + K_I \int_0^t (\epsilon_q \hat{\epsilon}_d - \epsilon_d \hat{\epsilon}_q) dt \quad (2.20)$$

donde:

K_p y K_I son las ganancias de los mecanismos de adaptación.

ϵ_d y ϵ_q son las salidas del modelo de referencia.

$\hat{\epsilon}_d$ y $\hat{\epsilon}_q$ son las salidas del modelo ajustable (tales como: flujo, fuerza contraelectromotriz, potencia reactiva, etc.)

2.2.6 Estimación de la velocidad usando el filtro de Kalman extendido

Las técnicas de filtro de Kalman se basan en un modelado completamente matemático del motor de inducción. Algunas metodologías pueden consultarse en [44-52]. El filtro de Kalman proporciona una observación óptima de señales de ruido, además es un candidato viable y computacionalmente eficiente para la estimación de la velocidad y la posición del rotor. La velocidad puede estimarse, al igual que con otros tipos de estimadores, a partir de los voltajes y las corrientes medidos. Dichos valores medidos se convierten a componentes en un marco de referencia estacionario, v_a , v_b , i_a e i_b . De manera que, usando las ecuaciones de estado y el filtro de Kalman, se estima la variable de estado faltante: la velocidad del rotor.

El filtro de Kalman consiste en un proceso de dos pasos: predicción y filtrado [19], el predictor toma variables a partir de k^+ a $(k+1)^-$, mientras que el filtro toma variables de tiempo de $(k+1)^-$ a $(k+1)^+$. El filtro de Kalman es un observador para sistemas dinámicos no lineales, capaz de estimar las variables de estado que no son posibles de medir en forma directa, empleando señales de ruido [51]. La estimación de las variables de estado depende del término de la predicción y del término de la corrección. El término de la corrección generalmente es una ganancia. En el caso del filtro de Kalman, la ganancia es una matriz no constante y se calcula para cada t_k ,

$$t_k = Kt_m \quad (2.21)$$

donde:

K es un entero y t_m el tiempo de muestreo.

El sistema en tiempo discreto se puede describir por las siguientes ecuaciones [51]:

$$x(k+1) = A_k x(k) + B_k d(k) + u(k) \quad (2.22)$$

$$y(k) = C_k x(k) + w(k) \quad (2.23)$$

donde:

u y w son los vectores de ruido del sistema y de la medición respectivamente, los ruidos son estacionarios, gaussianos y sus expectativas son cero. Las matrices de covarianza se definen como sigue:

$$\text{cov}(u) = \text{Exp}\{uu^T\} = Q \quad (2.24)$$

$$\text{cov}(w) = \text{Exp}\{ww^T\} = \mathfrak{R} \quad (2.25)$$

donde:

$\text{Exp}\{ \}$ es la expectativa.

Q es la covarianza del ruido del sistema.

\mathfrak{R} es la covarianza del ruido de la medición.

El diagrama de bloques del sistema de control usando un filtro de Kalman extendido basado en estimación de velocidad se muestra en la figura 2.14 [44]. El paso crítico en el diseño de un filtro de Kalman es seleccionar los valores de coeficientes adecuados que

permitan el mejor desempeño posible en la estimación. El método de filtro de Kalman es computacionalmente intenso y depende de la exactitud de los parámetros del modelo y del motor.

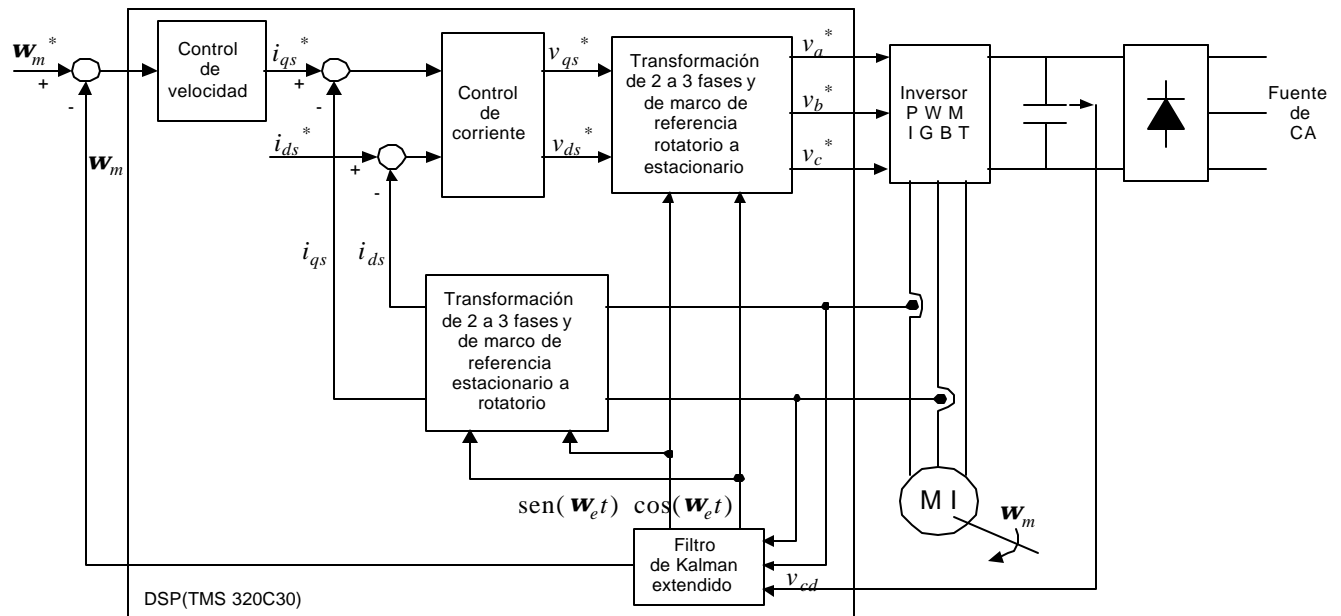


Figura 2.14 Sistema de control basado en la estimación de velocidad usando el filtro de Kalman extendido.

2.2.7 Esquemas de estimación de velocidad sin sensor con adaptación de parámetros

En años recientes, los esquemas de control vectorial para motores de inducción han ganado amplia aceptación en aplicaciones de alto desempeño. El conocimiento de la posición instantánea del flujo del rotor es crucial para el éxito del esquema de control vectorial. En el esquema de control vectorial directo la posición del flujo del rotor se mide y el esquema de control vectorial indirecto se estima [53].

La mayor desventaja del esquema de control por campo orientado indirecto es que es dependiente de los parámetros de la máquina. Dichos parámetros son afectados por la temperatura, niveles de saturación de la máquina y frecuencia de operación. La dependencia de la regulación de flujo en los parámetros del motor se traduce en errores de estado estable y en oscilaciones transitorias en el par y el flujo. Con el fin de compensar estos efectos, se han propuesto en la literatura numerosos esquemas de adaptación de parámetros [53-57]. Una clasificación de los mismos se presenta en [53], y se resume en la figura 2.15.

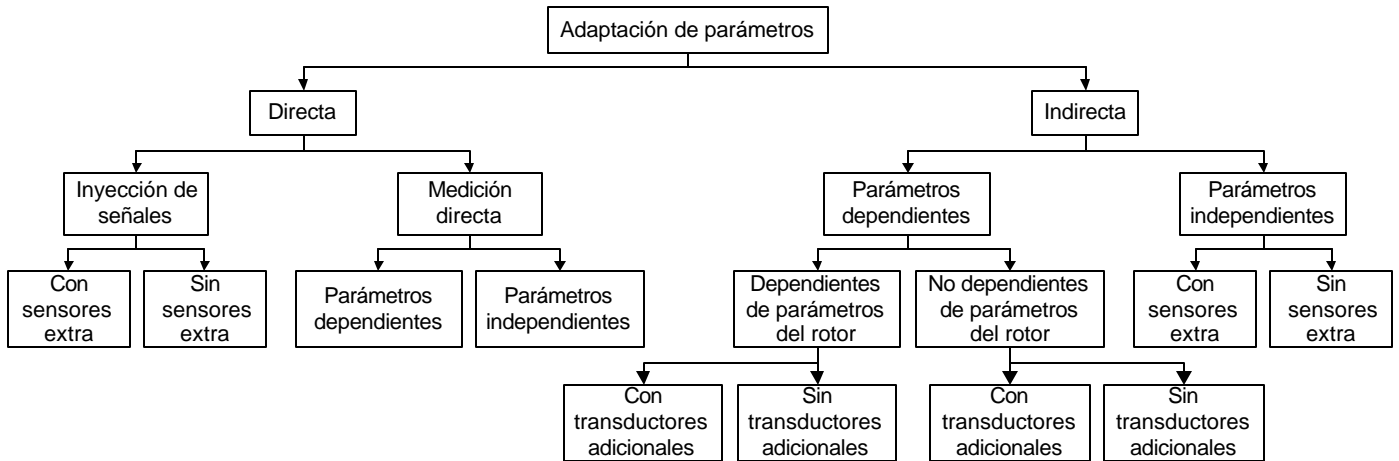


Figura 2.15 Clasificación de los esquemas de adaptación de parámetros.

Garcés [54] reporta una técnica de adaptación de parámetros para el control de velocidad de un motor de inducción usando la posición del rotor y la posición de las componentes de corriente del estator como una función de la frecuencia de deslizamiento. El trabajo presentado en [55] propone un método de identificación simultánea de velocidad del motor y resistencia del rotor usando un observador de flujo adaptable, el cual puede observarse en la figura 2.16.

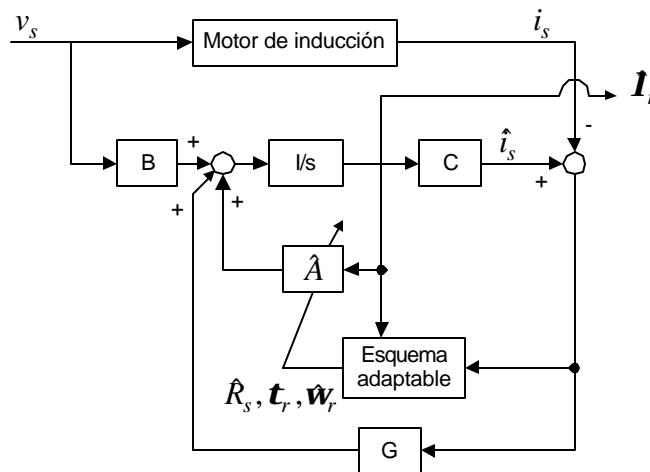


Figura 2.16 Diagrama de bloques del observador de flujo adaptable.

La resistencia del estator y la constante de tiempo del rotor, los cuales varían con la temperatura del motor, se identifican mediante los siguientes esquemas adaptables [55]:

$$\frac{d}{dt} \hat{R}_s = -K_1 (\epsilon_{ids} \hat{i}_{ds} + \epsilon_{iqs} \hat{i}_{qs}) \quad (2.26)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{\hat{\mathbf{t}}_r} \right) = \frac{K_2}{L_r} \left\{ \epsilon_{ids} (\hat{\mathbf{i}}_{dr} - L_m \hat{i}_{ds}) + \epsilon_{iqs} (\hat{\mathbf{i}}_{qr} - L_m \hat{i}_{qs}) \right\} \quad (2.27)$$

donde:

$$\epsilon_{ids} = i_{ds} - \hat{i}_{ds}$$

$$\epsilon_{iqs} = i_{qs} - \hat{i}_{qs}$$

K_1 y K_2 son las ganancias arbitrarias positivas.

En [56], se describen métodos de estimación de la resistencia primaria y secundaria para sistemas de control de velocidad sin sensor. La estimación de la resistencia primaria usa el flujo secundario, el cual se calcula mediante la potencia reactiva instantánea. Por otro lado, la resistencia secundaria se calcula directamente por el voltaje y la corriente de línea sin sensor de velocidad. Combinando estos dos métodos, el control de velocidad presenta características robustas a las variaciones de temperatura en la máquina.

2.2.8 Estimación de la velocidad basada en redes neuronales

La técnica de redes neuronales se basa en un proceso de aprendizaje. Muchas neuronas o elementos de procesamiento están interconectados para formar una red neuro-computacional paralela. La red neuronal más comúnmente usada es la de alimentación hacia adelante de tipo multicapa. Otro tipo de red neuronal es la que usa el método de retropropagación el cual ajusta los pesos de la red neuronal durante el entrenamiento.

En [85] se propone la estimación de velocidad de un motor de inducción usando una red neuronal de dos capas basada en una técnica de retropropagación. Como se muestra en la figura 2.17 [85], las salidas del modelo de la red neuronal se comparan con los valores deseados y el error total entre la variable de estado deseada y la estimada se retropropaga para ajustar los pesos de modo que la velocidad estimada siga a la velocidad real del motor.

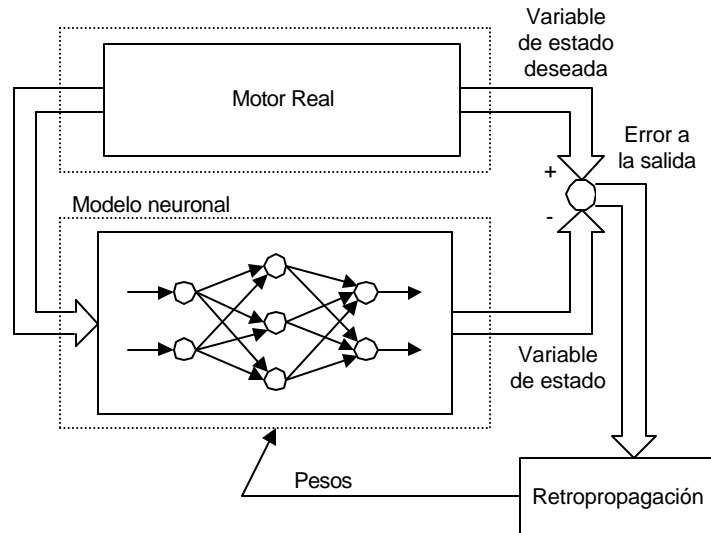


Figura 2.17 Identificación de velocidad por medio de redes neuronales.

En [59-61] se presenta la aplicación de redes neuronales para la estimación de señales de retroalimentación en un motor de inducción. Una red neuronal de alimentación hacia adelante recibe a la entrada las señales de cantidades terminales de la máquina y calcula a la salida el flujo, par y vectores unitarios $(\cos \mathbf{q}_e, \text{sen } \mathbf{q}_e)$, los cuales se emplearán en el control de un sistema de control vectorial directo. Los esquemas de control sin sensor de velocidad basados en redes neuronales tienen la ventaja de una alta velocidad de ejecución, inmunidad a la distorsión armónica y características de tolerancia a las fallas.

CAPÍTULO 3

CONTROL DE LA VELOCIDAD DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN POR ORIENTACIÓN DEL FLUJO MAGNÉTICO DEL ROTOR POR MÉTODO INDIRECTO Y ANÁLISIS DEL ESTIMADOR DE VELOCIDAD BASADO EN OBSERVADORES DE FLUJO

El objetivo de este capítulo consiste en describir el método de control por campo orientado método indirecto utilizado en este trabajo. A este método se le añade un estimador de la velocidad basado en observadores de flujo el cual permite cerrar el lazo de control de la velocidad. Ambos aspectos constituyen la base teórica de la tesis. La simulación del sistema de control de velocidad del motor de inducción, basado en un control con orientación del flujo magnético del rotor y la utilización de un estimador de la velocidad para cerrar el lazo de control, constituye el principal objetivo de este trabajo de tesis.

Considerando los aspectos teóricos que serán descritos en este capítulo, se realizará la programación del sistema utilizando Matlab-Simulink y los resultados obtenidos con la simulación serán presentados en el capítulo siguiente.

3.1 CONTROL POR CAMPO ORIENTADO

La implementación del control vectorial o por campo orientado requiere de información que considera la magnitud y posición del vector flujo del rotor [26]. Esta técnica puede desarrollarse con un inversor fuente de voltaje o fuente de corriente, pero la operación por corriente controlada en el motor representa una implementación de control mucho más simple.

En el control vectorial (o por campo orientado) se observan dos métodos: el indirecto y el directo. El control vectorial indirecto, como lo propone Hasse [62], requiere de un sensor de posición de alta resolución, tal como un encoder o “resolver”; para determinar la posición más precisa del vector flujo del rotor. El control vectorial directo

sugerido por Blaschke [70], determina la magnitud y posición del vector flujo del rotor por medición directa o mediante métodos computacionales basados en mediciones de los voltajes y las corrientes en las terminales de la máquina.

El control vectorial por campo orientado propone desacoplar las variables de flujo y par en una máquina de inducción de tal manera que el control se lleve a cabo como en una máquina de corriente directa: El método de control vectorial es aplicable a cualquier máquina rotatoria de corriente alterna.

Si se desprecian el efecto de la saturación y de la reacción de armadura, la expresión del par electromagnético en una máquina de corriente directa es de la siguiente forma [26]:

$$T = K'_t I_a I_f \quad (3.1)$$

donde:

I_a es la corriente de armadura, I_f es la corriente del devanado de campo y K'_t es una constante de proporcionalidad. Las variables I_a e I_f son las variables de control en la máquina de corriente directa y pueden considerarse como vectores ortogonales o desacoplados. En condiciones normales, la corriente I_f se mantiene constante e igual al valor nominal, provocando que el par sea proporcional a la corriente de armadura I_a . De esta forma, existe un desacople entre la corriente de campo I_f (flujo magnético) y la corriente de armadura I_a (par), lo cual permite una máxima sensibilidad del par en régimen permanente y transitorio. Este modo de control puede implementarse en el motor de inducción si se tiene el modelo del motor referenciado a unos ejes ortogonales rotatorios que giran a la velocidad síncrona. En estos ejes rotatorios síncronos (también llamados coordenadas de campo), las variables senoidales se convierten en magnitudes continuas. La figura 3.1 [63] muestra un motor de inducción, un inversor y un control con dos variables de entrada (i_{ds}^* e i_{qs}^*). Las corrientes i_{ds} e i_{qs} son las componentes de corrientes del estator en los ejes directos y de cuadratura respectivamente. La componente i_{ds} es análoga a la corriente de campo I_f y la componente i_{qs} es análoga a la corriente de armadura I_a de la máquina de corriente directa.

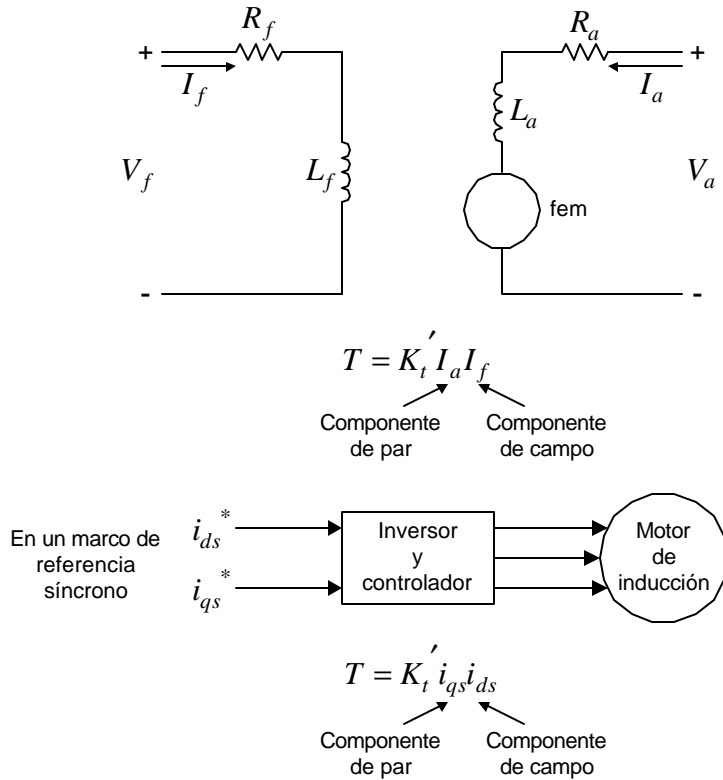


Figura 3.1 Analogía entre el control vectorial del motor de inducción y el control clásico del motor de cd.

3.1.1. Principios de control por campo orientado

El par electromagnético instantáneo del motor de inducción se expresa mediante la siguiente ecuación [26]:

$$T = \frac{2}{3} L_m \operatorname{Im} \left[\bar{i}_s (\bar{i}_r e^{j\epsilon})^* \right] \quad (3.2)$$

Esta ecuación general de par hace énfasis en la dificultad para controlar un motor de inducción tipo jaula, debido a que no existe acceso directo al vector corriente del rotor, por lo tanto, se debe controlar indirectamente a través de voltajes y corrientes del estator. Debido a este inconveniente, se reemplaza el término $\bar{i}_r e^{j\epsilon}$ por una cantidad equivalente que pueda medirse a través del estator. El flujo mutuo del entrehierro es una medida de la corriente de magnetización y puede detectarse mediante bobinas en el estator o sensores de efecto Hall [64-66].

La medida del flujo mutuo del entrehierro define el vector de corriente de magnetización (\bar{i}_m), el cual es la suma de los vectores de corriente del estator y corriente del rotor en un marco de referencia común. En coordenadas del estator \bar{i}_m se define por:

$$\bar{i}_m = \bar{i}_s + \bar{i}_r e^{j\epsilon} \quad (3.3)$$

La expresión anterior puede usarse para eliminar el término de corriente del rotor ($\bar{i}_r e^{j\epsilon}$) de la ecuación del par. El vector flujo del estator (el cual incluye también el flujo de dispersión del estator), puede usarse para definir un vector de corriente de magnetización modificado; sin embargo, la mejor opción para obtener dicho vector modificado es a través del vector flujo del rotor (el cual incluye el flujo de dispersión del rotor). Este vector de corriente (modificado) está representado por \bar{i}_{mr} y en coordenadas del estator se define como:

$$\bar{i}_{mr} = \bar{i}_s + (1 + \mathbf{s}_r) \bar{i}_r e^{j\epsilon} \quad (3.4)$$

Sustituyendo \bar{i}_{mr} en la ecuación de par se obtiene:

$$T = \frac{2}{3} \frac{L_m}{1 + \mathbf{s}_r} \text{Im} \left[\bar{i}_s (\bar{i}_{mr} - \bar{i}_s)^* \right] \quad (3.5)$$

$$T = \frac{2}{3} \frac{L_m}{1 + \mathbf{s}_r} \text{Im} \left(\bar{i}_s \bar{i}_{mr}^* \right) \quad (3.6)$$

El vector de corriente de magnetización (\bar{i}_{mr}) se puede expresar como: $i_{mr} e^{j\mathbf{r}}$, donde \bar{i}_{mr} y \mathbf{r} son las coordenadas polares con respecto al eje de referencia del estator, tal como se muestra en la figura 3.2 [26].

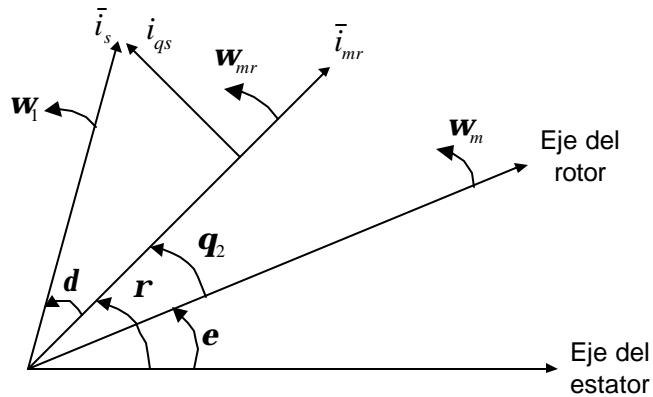


Figura 3.2 Diagrama vectorial para las corrientes en un motor de inducción.

Si se sustituye \bar{i}_{mr} por $i_{mr}e^{jr}$ en (3.6), esta queda:

$$T = \frac{2}{3} \frac{L_m}{1 + \mathbf{s}_r} i_{mr} \operatorname{Im}(\bar{i}_s e^{-jr}) \quad (3.7)$$

El vector rotatorio e^{-jr} implementa una transformación de coordenadas de un marco de referencia estacionario a un marco de referencia rotatorio, el cuál está definido por el vector de corriente de magnetización \bar{i}_{mr} representando el flujo del rotor. En consecuencia, el vector $\bar{i}_s e^{-jr}$ de (3.7) es el vector de corriente del estator visto desde la posición del flujo del rotor y se designa como vector de corriente en coordenadas de campo. Como lo indica la figura 3.2, el rotor de la máquina de dos polos tiene una velocidad angular \mathbf{w}_m , el vector \bar{i}_s gira a una velocidad angular síncrona \mathbf{w}_1 , mientras que \bar{i}_{mr} tiene una velocidad angular instantánea \mathbf{w}_{mr} .

El vector de corriente del estator en coordenadas de campo tiene componentes ortogonales en el eje directo y en el eje de cuadratura \bar{i}_{ds} e \bar{i}_{qs} , las cuales se ubican paralela (\bar{i}_{ds}) y perpendicularmente (\bar{i}_{qs}), con respecto al vector \bar{i}_{mr} .

Por lo tanto:

$$\bar{i}_{ds} = \operatorname{Re}(\bar{i}_s e^{-jr}) = i_s \cos \mathbf{d} \quad (3.8)$$

$$\bar{i}_{qs} = \operatorname{Im}(\bar{i}_s e^{-jr}) = i_s \sin \mathbf{d} \quad (3.9)$$

Si se sustituye (3.9) en (3.7), el par electromagnético es:

$$T = \frac{2}{3} \frac{L_m}{1 + \mathbf{s}_r} i_{mr} i_{qs} = k i_{mr} i_{qs} \quad (3.10)$$

donde:

$$k = \frac{2}{3} \frac{L_m}{1 + \mathbf{s}_r}$$

Así que, el par en el motor de inducción es proporcional al producto de \bar{i}_{mr} (magnitud del vector de corriente de magnetización) e i_{qs} (componente en cuadratura del vector de corriente del estator). Este comportamiento es similar al de una máquina de cd de excitación separada donde el par es proporcional al producto de las corrientes de campo y

de armadura. La analogía anterior puede desarrollarse más ampliamente si se usa la ecuación que sigue (3.11) para eliminar \bar{i}_r en la ecuación de voltaje del rotor:

$$0 = R_r \bar{i}_r + L_r \frac{d\bar{i}_r}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (\bar{i}_s e^{-j\epsilon}) \quad (3.11)$$

Dando lugar a la siguiente ecuación diferencial para \bar{i}_{mr} :

$$\mathbf{t}_r = \frac{d\bar{i}_{mr}}{dt} + (1 - j\mathbf{w}_m \mathbf{t}_r) \bar{i}_{mr} = \bar{i}_s \quad (3.12)$$

donde:

$\mathbf{t}_r = \frac{L_r}{R_r}$, es la constante de tiempo del rotor.

La ecuación anterior (3.12) se expresa en coordenadas del estator, pero puede transformarse a coordenadas de campo multiplicando cada término de la misma por el vector rotatorio $e^{-j\mathbf{r}}$. Si \bar{i}_{mr} se escribe en la forma polar usual, $i_{mr} e^{j\mathbf{r}}$, la ecuación resultante es:

$$\mathbf{t}_r \frac{di_{mr}}{dt} + j\mathbf{t}_r i_{mr} \frac{d\mathbf{r}}{dt} + (1 - j\mathbf{w}_m \mathbf{t}_r) i_{mr} = \bar{i}_s e^{-j\mathbf{r}} \quad (3.13)$$

La ecuación anterior puede separarse en parte real e imaginaria, dando lugar al siguiente par de ecuaciones reales diferenciales en coordenadas de campo:

$$\mathbf{t}_r \frac{di_{mr}}{dt} + i_{mr} = i_{ds} \quad (3.14)$$

$$\frac{d\mathbf{r}}{dt} = \mathbf{w}_{mr} = \mathbf{w}_m + \frac{i_{qs}}{\mathbf{t}_r i_{mr}} \quad (3.15)$$

En el motor de inducción i_{mr} es análoga al flujo de campo principal de la máquina de cd y se controla mediante i_{ds} que es la componente directa del vector corriente del estator. Es necesario resaltar que la constante de tiempo del rotor \mathbf{t}_r introduce un retraso significativo del tiempo de respuesta que pudiera tener i_{mr} ante una variación en i_{ds} . Esta constante de tiempo puede ser hasta de 1 segundo en una máquina grande y es análoga al tiempo de retraso en la respuesta del flujo de campo a una variación de voltaje de campo en una máquina de cd.

La componente de cuadratura i_{qs} , es análoga a la corriente de armadura en una máquina de cd y puede variarse rápidamente mediante un cambio apropiado en la corriente del estator para que proporcione una respuesta rápida a cambios bruscos de demanda de par. La velocidad angular síncrona del vector de corriente del estator está dada por la siguiente expresión:

$$\mathbf{w}_1 = \mathbf{w}_{mr} + \frac{d\mathbf{d}}{dt} \quad (3.16)$$

donde:

\mathbf{d} es un ángulo de par que vale cero cuando no tiene carga.

Para operación en estado estable con corrientes senoidales \mathbf{d} es constante y \mathbf{w}_{mr} es igual a \mathbf{w}_1 , de modo que los vectores de corriente \bar{i}_s e \bar{i}_{mr} rotan en sincronismo. Ya que, i_{ds} e i_{qs} son cantidades constantes en el motor de cd, se desarrolla un par estable en el motor. En general, si i_{ds} e i_{qs} se pueden controlar independientemente, el motor de inducción se comportará como un motor de cd con control desacoplado de par y de flujo. Este es el principio básico de la orientación de campo o control por campo orientado.

3.1.2 Adquisición del vector flujo del rotor

La implementación del control por campo orientado directo requiere de la medición o el cálculo del vector de flujo del rotor, expresado por la magnitud y el ángulo del vector de corriente de magnetización del rotor, \bar{i}_{mr} . Mediante dispositivos para sensar el flujo en el entrehierro de la máquina se puede determinar el vector de flujo en el entrehierro \bar{i}_m , expresado por (3.3), esta señal se combina con una señal de corriente del estator para generar el vector de corriente de magnetización \bar{i}_{mr} ,

$$\bar{i}_{mr} = \bar{i}_s + (1 + \mathbf{s}_r)\bar{i}_r e^{j\epsilon} \quad (3.17)$$

$$\bar{i}_{mr} = (1 + \mathbf{s}_r)\bar{i}_m - \mathbf{s}_r \bar{i}_s \quad (3.18)$$

de esta forma, \bar{i}_{mr} se determina mediante mediciones en el estator del motor. El flujo en el entrehierro puede medirse con sensores de efecto Hall [64-66] o bobinas colocadas en el

estator, ambas técnicas tienen la desventaja de requerir un motor de inducción modificado especialmente para esta aplicación; además el sensor de efecto Hall es frágil y sensible a las variaciones de temperatura, mientras que el método de las bobinas en el estator no es práctico para valores menores a 1 Hz debido a los inherentes problemas de variaciones en la señal de flujo del entrehierro y la saturación del valor de la integral de voltaje (que sirve para obtener el valor de flujo), traduciéndose este fenómeno en inexactitudes en la señal que detecta el sensor.

El método indirecto de control por campo orientado elimina la medición o cálculo del vector de flujo del rotor, pero determina la posición instantánea del mismo sumando una señal de posición del rotor y una señal de posición de referencia del deslizamiento. Esta última señal se calcula a partir de un modelo del motor de inducción que requiere del valor de la constante de tiempo del rotor \mathbf{t}_r . Consecuentemente, todos los métodos de control por campo orientado indirecto son sensibles a la variación de parámetros de la máquina. Si el valor de \mathbf{t}_r que se usa en el cálculo, no es igual al valor real, entonces no se realiza el desacople deseado de flujo y par; por lo tanto se deteriora el comportamiento estable y dinámico del accionamiento. La adaptación de parámetros es esencial para superar los efectos indeseables de la variación de parámetros debida a los cambios en la temperatura y el nivel de saturación magnética.

3.1.3 Método de control por campo orientado indirecto

Como se ha mencionado anteriormente, los métodos de control por campo orientado indirecto eliminan la necesidad de un sensor de flujo o modelo de flujo, pero requieren de la medición precisa de la posición de la flecha con el fin de determinar la localización precisa del vector de flujo del rotor. El comportamiento del motor de inducción en coordenadas de campo se describe por las ecuaciones siguientes (3.10,3.14 y 3.15):

$$T = k i_{mr} i_{qs}$$

$$\mathbf{t}_r \frac{di_{mr}}{dt} + i_{mr} = i_{ds}$$

$$\mathbf{w}_{mr} = \mathbf{w}_m + \frac{i_{qs}}{\mathbf{t}_r i_{mr}}$$

La última ecuación (3.15) establece que el vector flujo del rotor tiene una velocidad angular instantánea (\mathbf{w}_{mr}), formada por la suma de la velocidad angular instantánea de la flecha (\mathbf{w}_m) y la velocidad angular instantánea de deslizamiento del flujo del rotor (\mathbf{w}_2) representada por la siguiente ecuación:

$$\mathbf{w}_2 = \frac{i_{qs}}{t_r i_{mr}} \quad (3.19)$$

y

$$\mathbf{w}_2 = \mathbf{w}_{mr} - \mathbf{w}_m = s \mathbf{w}_{mr} \quad (3.20)$$

donde:

s es el deslizamiento fraccional del rotor con respecto al vector de flujo del rotor.

Las ecuaciones anteriores muestran que \mathbf{w}_2 y s están determinadas por i_{qs} e i_{mr} . Ya se ha mencionado anteriormente que los métodos de campo orientado directo miden o calculan el vector flujo del rotor y sincronizan el vector de corriente del estator con el vector flujo del rotor. La sincronización de dichos vectores, asegura que la relación de deslizamiento representada por (3.15) se cumpla siempre. Sin embargo, la ecuación de deslizamiento puede implementarse en el control por campo orientado de manera que la medición de la posición del flujo del rotor sea innecesaria. Este enfoque constituye la base de los métodos de control por campo orientado indirecto, los cuales también se conocen con el nombre de métodos de control de frecuencia de deslizamiento [6,9,67].

A continuación se describe el funcionamiento del control por campo orientado método indirecto. Ya se ha mencionado que en el control vectorial el par electromagnético y el flujo del rotor se controlan independientemente, esto se realiza mediante una adecuada regulación de la corriente del estator en el eje directo (i_{ds}), la corriente del estator en el eje de cuadratura (i_{qs}) y la velocidad angular instantánea de deslizamiento (\mathbf{w}_2).

Las ecuaciones en coordenadas de campo (3.10, 3.14 y 3.15), se pueden usar para obtener los valores de referencia i_{ds}^* , i_{qs}^* y ω_2^* , para valores demandados de par T^* y corriente de magnetización del rotor (i_{mr}^*). En consecuencia, se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$i_{ds}^* = i_{mr}^* + \tau_r \frac{di_{mr}^*}{dt} \quad (3.21)$$

$$i_{qs}^* = \frac{T^*}{k \tau_r (i_{mr}^*)^2} \quad (3.22)$$

$$\omega_2^* = \frac{i_{qs}^*}{\tau_r (i_{mr}^*)^2} \quad (3.23)$$

Estos cálculos, se muestran en el diagrama de bloques de la figura 3.3 [26] y se desarrollan en tiempo real mediante un microprocesador.

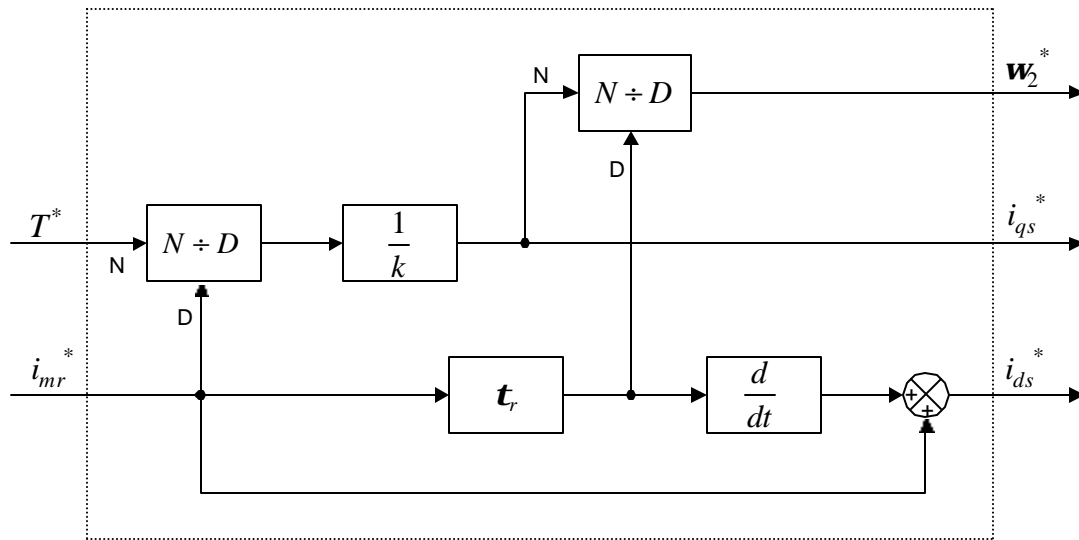


Figura 3.3 Cálculo de la corriente del estator y la frecuencia de deslizamiento para un control por campo orientado método indirecto.

La implementación básica de un sistema de control de velocidad para un inversor de modulación por ancho de pulsos, PWM (por sus siglas en inglés Pulse Width Modulation) controlado por corriente se muestra en la figura 3.4 El error de velocidad alimenta al controlador de velocidad, el cual genera un valor de referencia T^* . La velocidad de la flecha alimenta a un generador de funciones que demanda una corriente de magnetización

del rotor constante modificada (i_{mr}^*) por debajo de la velocidad base, que servirá para dar lugar a una zona de debilitamiento de campo por encima de la velocidad base.

Los valores de par y flujo de referencia se usan para calcular los valores de i_{ds}^* , i_{qs}^* y w_2^* , tal como se indica en la figura 3.3. La frecuencia de deslizamiento de referencia (w_2^*), se integra para dar lugar a una señal de posición de deslizamiento angular (q_2^*), la cual se suma a la señal de posición del rotor (e), proveniente del “encoder” montado en la flecha para determinar el ángulo del flujo del rotor (r). Estos cálculos se realizan digitalmente para proporcionar una exactitud adecuada (evitando problemas de inestabilidad). Como se muestra en la figura 3.4, el ángulo r se usa para implementar el

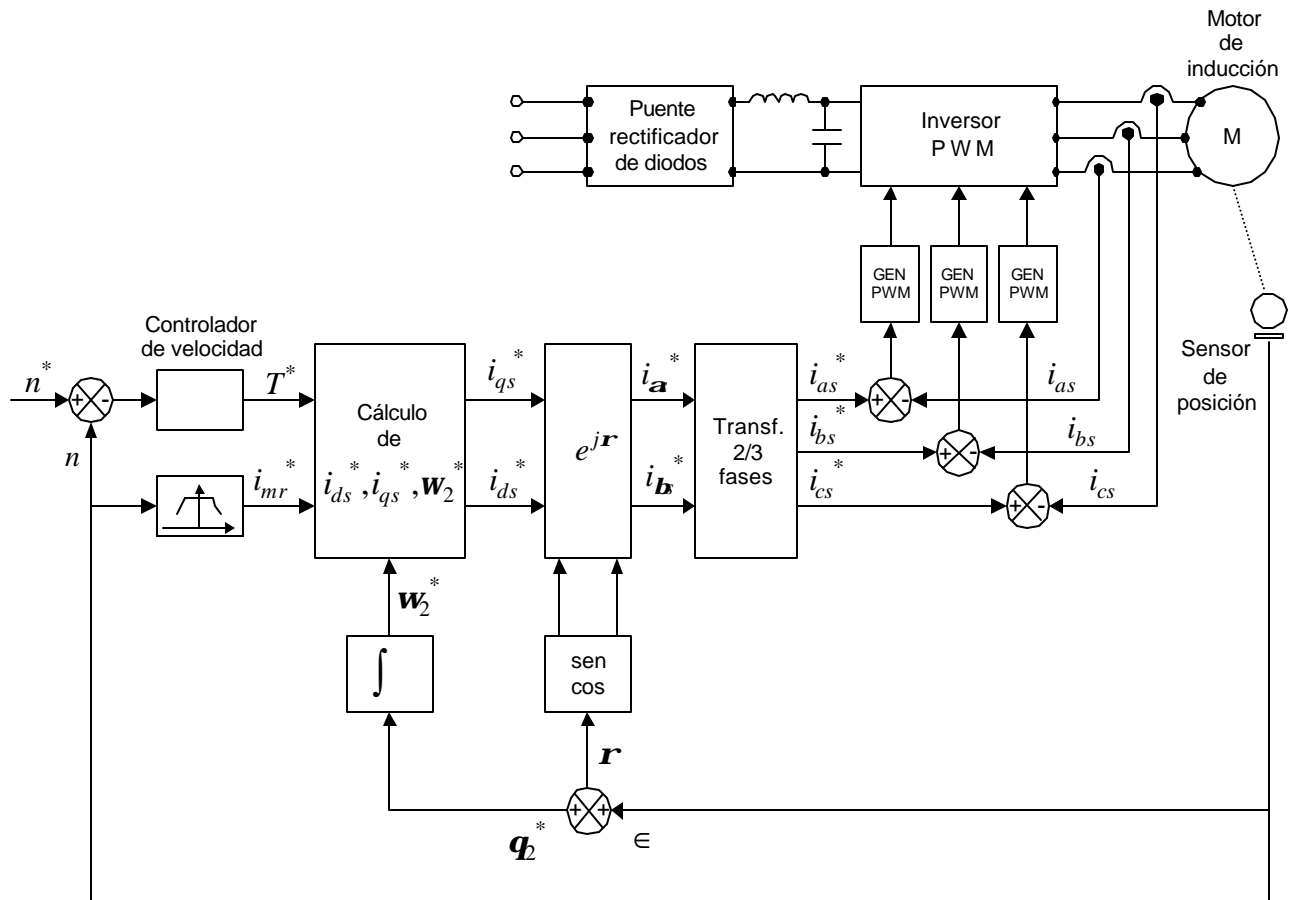


Figura 3.4 Control de velocidad del motor de inducción por campo orientado método indirecto con un inversor PWM controlado por corriente.

vector de rotación ($e^{j\theta}$), el cual lleva a cabo la transformación de i_{ds}^* e i_{qs}^* a las corrientes de referencia del estator (i_{as}^* , i_{bs}^* , i_{cs}^*). Usualmente, las corrientes de referencia del estator, se producen en el motor mediante un inversor PWM.

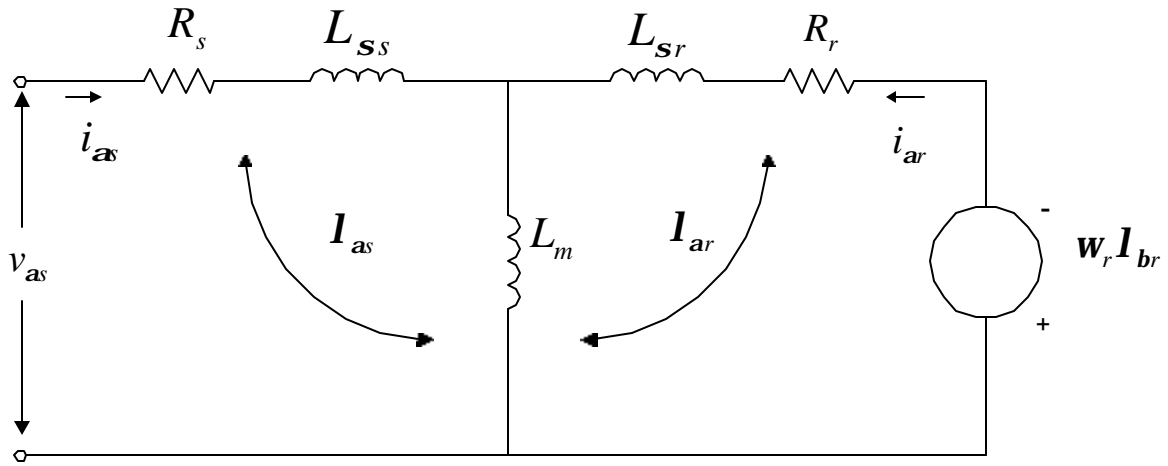
El sistema de control resultante es capaz de desempeñarse correctamente desde velocidad cero. También, se puede implementar un lazo de posición externo si así se requiere.

A partir de la figura 3.3, puede observarse que los valores de corriente de referencia del estator y frecuencia de deslizamiento de referencia dependen críticamente de la exactitud de los parámetros del motor empleados en el cálculo. Por ejemplo, si la constante de tiempo del rotor difiere del valor usado para calcular los valores de referencia, entonces no se realizará una correcta orientación de campo y la respuesta dinámica del accionamiento se deteriorará. Para un correcto desacoplamiento del control, los parámetros que se calculan deben estar lo más cerca posible a los parámetros reales de la máquina, pero la variación de temperatura, la cual tiene efecto sobre el valor de la resistencia del rotor, es un gran obstáculo para que los parámetros coincidan. Los efectos de la desintonización que resultan a partir de la variación de parámetros, han recibido considerable atención en la literatura especializada [53-57], dando como resultado el estudio de la variación de parámetros en el desempeño dinámico y la sugerencia de varios esquemas de adaptación de parámetros en línea.

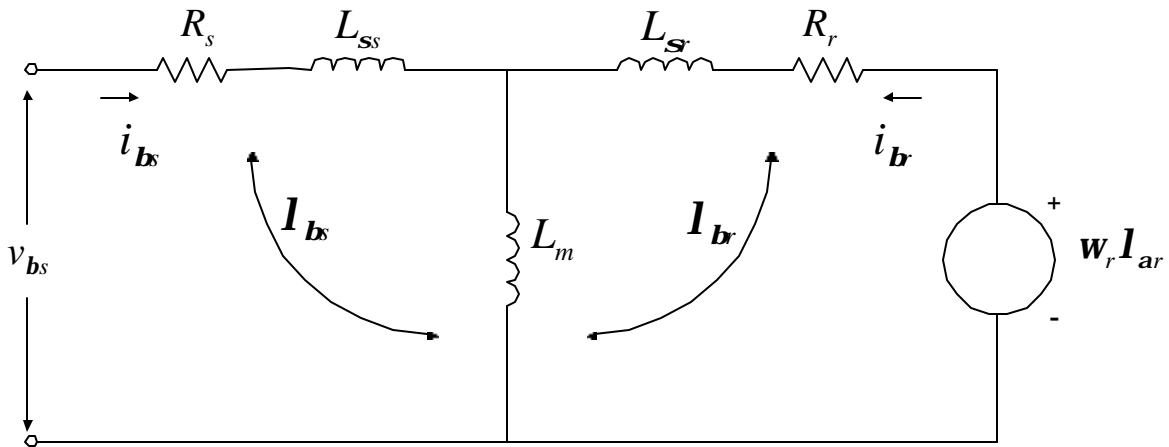
3.2 MODELO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN UTILIZADO PARA EL ESTIMADOR DE VELOCIDAD

La mayoría de los esquemas de control de velocidad sin sensores requieren de un modelo matemático que represente las características de la máquina que se quiere controlar, en él se resumirán los parámetros más importantes para efectuar la evaluación de la misma. Generalmente se trata de un modelo lo más simplificado posible de manera que permita el manejo de las variables. Puesto que se tiene contemplado el uso de accionamientos de velocidad variable y convertidores para el motor de inducción, el modelo recomendable para utilizar en este trabajo [15], es un modelo en el marco de referencia estacionario. En la

figura 3.5 [25] se muestra un esquema del modelo del motor de inducción a partir del cuál se inicia el análisis en éste trabajo.



(a)



(b)

Figura 3.5 Circuitos equivalentes en **a**, **b** en un marco de referencia estacionario: (a) circuito en el eje **a** ;
(b) circuito en el eje **b**.

Considerando que:

$$L_{\sigma s} = L_s - L_m \quad (3.24)$$

$$L_{\sigma r} = L_r - L_m \quad (3.25)$$

A partir de las ecuaciones del modelo estacionario del motor de inducción [25]:

$$\mathbf{I}_{b_s} = i_{b_s} L_{s_s} + (i_{b_s} + i_{b_r}) L_m \quad (3.26)$$

$$\mathbf{I}_{a_s} = i_{a_s} L_{s_s} + (i_{a_s} + i_{b_r}) L_m \quad (3.27)$$

$$\mathbf{I}_{bs} = i_{bs}L_s + i_{br}L_m \quad (3.28)$$

$$\mathbf{I}_{as} = i_{as}L_s + i_{ar}L_m \quad (3.29)$$

$$\mathbf{I}_{br} = i_{br}L_r + i_{bs}L_m \quad (3.30)$$

$$\mathbf{I}_{ar} = i_{ar}L_r + i_{as}L_m \quad (3.31)$$

donde:

\mathbf{a} , \mathbf{b} son componentes en un marco de referencia estacionario, referidas al estator.

Despejando i_{br} e i_{ar} de (3.30) y (3.31) respectivamente:

$$i_{br} = \frac{\mathbf{I}_{br} - i_{bs}L_m}{L_r} \quad (3.32)$$

$$i_{ar} = \frac{\mathbf{I}_{ar} - i_{as}L_m}{L_r} \quad (3.33)$$

Sustituyendo las ecuaciones (3.32) y (3.33) en (3.28) y (3.29), se obtienen:

$$\mathbf{I}_{bs} = i_{bs}L_s + \frac{L_m}{L_r}\mathbf{I}_{br} - \frac{L_m^2}{L_r}i_{bs} \quad (3.34)$$

$$\mathbf{I}_{as} = i_{as}L_s + \frac{L_m}{L_r}\mathbf{I}_{ar} - \frac{L_m^2}{L_r}i_{as} \quad (3.35)$$

3.3 ESTIMADOR DE VELOCIDAD

El estimador de velocidad basado en observadores de flujo, se compone de dos modelos: uno que se considera modelo fijo y otro adaptable, cada uno de ellos se encarga de estimar los valores de flujo en el rotor y a partir de estos valores de flujo estimados, se efectúa una comparación entre los dos modelos, el resultado es un error que representa la velocidad estimada del rotor.

La figura 3.6 [41] ilustra el algoritmo de estimación de la velocidad basado en observadores de flujo para un motor de inducción. En realidad este tipo de estimador actuaría en forma similar a uno del tipo MRAS [9-13, 41], en el cuál también se estima la velocidad del motor en base a los voltajes y corrientes terminales [25]. Para el estimador

utilizado en este trabajo, el modelo de voltaje se considera el modelo de referencia y el modelo de corriente el modelo adaptable ya que involucra la velocidad en el rotor \mathbf{w}_r .

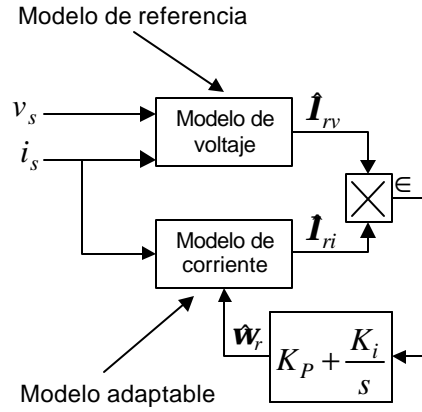


Figura 3.6 Configuración del estimador de velocidad.

La velocidad estimada se expresa en la forma siguiente [41]:

$$\hat{\mathbf{w}}_r = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \epsilon \quad (3.36)$$

En la siguiente ecuación el valor de ϵ representa el error a la salida de los modelos de voltaje y corriente que conforman el estimador de velocidad [41].

$$\epsilon = \mathbf{i}_{ria} \mathbf{i}_{rvb} - \mathbf{i}_{rva} \mathbf{i}_{rib} \quad (3.37)$$

El mecanismo adaptable de (3.37), se obtiene usando el criterio de Popov para hiperestabilidad [9]. La figura 3.6 ilustra esta forma de estimación de velocidad. A través de linealización con respecto a cierto punto de operación, se puede obtener la función de transferencia del error de estimación $\Delta \mathbf{w}_r - \Delta \hat{\mathbf{w}}_r$ al incremento del error $\Delta \epsilon$, quedando de la siguiente forma [9]:

$$G_1(s) = \frac{\Delta \epsilon}{\Delta \mathbf{w}_r - \Delta \hat{\mathbf{w}}_r} = \frac{\left(s + \frac{1}{\mathbf{t}_r} \right) |\mathbf{I}_r|^2}{\left(s + \frac{1}{\mathbf{t}_r} \right)^2 + \mathbf{w}_2^2} \quad (3.38)$$

suponiendo que la velocidad de deslizamiento $\mathbf{w}_2 \approx 0$

En la figura 3.7 [41], se ilustra el diagrama de bloques completo a partir de la estimación de velocidad que se propone.

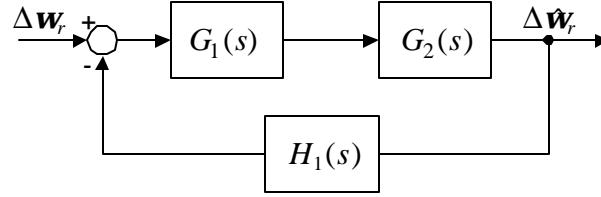


Figura 3.7. Dinámica del estimador de velocidad.

donde:

$$H_1(s) = 1$$

$$G_1(s) = \frac{\left(s + \frac{1}{t_r}\right) |\mathbf{I}_r|^2}{\left(s + \frac{1}{t_r}\right)^2 + \omega_s^2}$$

$$G_2(s) = K_p + \frac{K_I}{s}$$

$$\frac{\Delta \hat{\mathbf{w}}_r}{\Delta \mathbf{w}_r} = \frac{G_1(s)G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H_1(s)}$$

3.3.1 Modelo de corriente de un observador de flujo del rotor

Para un marco de referencia estacionario, $\mathbf{w}_e = 0$ y suponiendo $v'_{br} = v'_{ar} = 0$, las ecuaciones de voltaje en el rotor quedan [70]:

$$p\mathbf{I}_{br} = -R_r i_{br} - (\mathbf{w}_e - \mathbf{w}_r)\mathbf{I}_{ar} \quad (3.39)$$

$$p\mathbf{I}_{ar} = -R_r i_{ar} + (\mathbf{w}_e - \mathbf{w}_r)\mathbf{I}_{br} \quad (3.40)$$

donde:

\mathbf{w}_e es la velocidad del rotor en un marco de referencia síncrono.

Para un marco de referencia rotatorio, (3.39) y (3.40) referidas al estator quedan:

$$p\mathbf{I}_{br} = -R_r i_{br} + \mathbf{w}_r \mathbf{I}_{ar} \quad (3.41)$$

$$p\mathbf{I}_{ar} = -R_r i_{ar} - \mathbf{w}_r \mathbf{I}_{br} \quad (3.42)$$

Tomando (3.32) y (3.33) del análisis del modelo estacionario del motor de inducción y sustituyendo en (3.41) y (3.42), se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$p\mathbf{I}_{br} = -R_r \left[\frac{\mathbf{I}_{br}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{bs} \right] + \mathbf{w}_r \mathbf{I}_{ar} \quad (3.43)$$

$$p\mathbf{I}_{ar} = -R_r \left[\frac{\mathbf{I}_{ar}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{as} \right] - \mathbf{w}_r \mathbf{I}_{br} \quad (3.44)$$

Las cuales pueden ser también escritas en la forma siguiente:

$$p\mathbf{I}_{br} = -\frac{R_r}{L_r} \mathbf{I}_{br} + R_r \frac{L_m}{L_r} i_{bs} + \mathbf{w}_r \mathbf{I}_{ar} \quad (3.45)$$

$$p\mathbf{I}_{ar} = -\frac{R_r}{L_r} \mathbf{I}_{ar} + R_r \frac{L_m}{L_r} i_{as} - \mathbf{w}_r \mathbf{I}_{br} \quad (3.46)$$

$$p\mathbf{I}_{br} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{bs} - \frac{R_r}{L_r} \mathbf{I}_{br} + \mathbf{w}_r \mathbf{I}_{ar} \quad (3.47)$$

$$p\mathbf{I}_{ar} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{as} - \frac{R_r}{L_r} \mathbf{I}_{ar} - \mathbf{w}_r \mathbf{I}_{br} \quad (3.48)$$

El modelo de corriente del motor de inducción representado en variables de estado

es:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{ar} \\ \mathbf{I}_{br} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r \frac{L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\mathbf{w}_r \\ 0 & R_r \frac{L_m}{L_r} & \mathbf{w}_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ \mathbf{I}_{ar} \\ \mathbf{I}_{br} \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

La figura 3.8 muestra el diagrama de bloques del modelo de corriente que corresponde al estimador de velocidad.

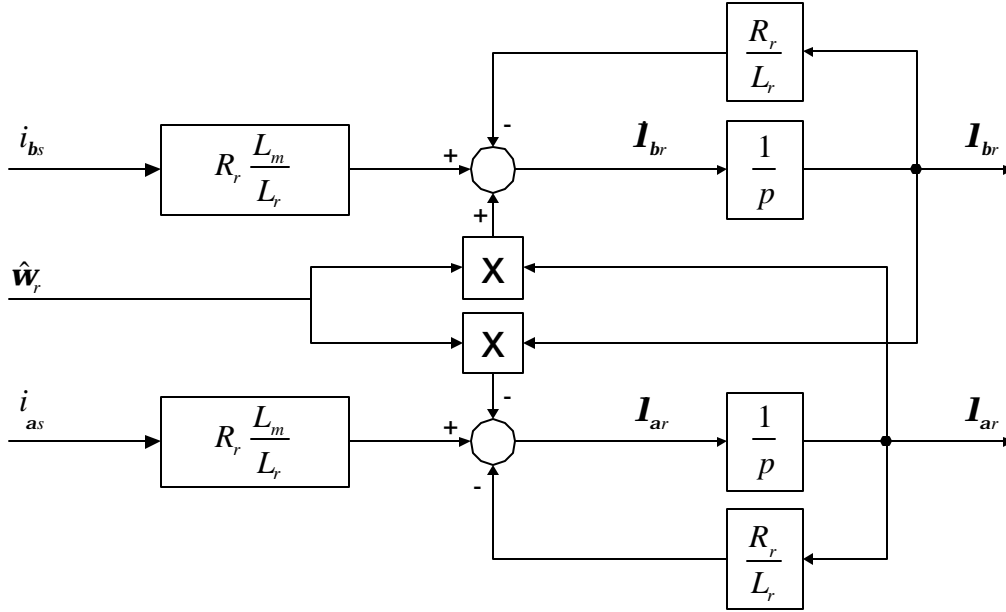


Figura 3.8 Representación del modelo de corriente en diagrama de bloques.

3.3.2 Modelo de voltaje de un observador de flujo del rotor

Partiendo de (3.34) y (3.35) del análisis del modelo estacionario del motor de inducción se tiene que:

$$\mathbf{I}_{bs} = i_{bs} L_s + \frac{L_m}{L_r} \mathbf{I}_{br} - \frac{L_m^2}{L_r} i_{bs}$$

$$\mathbf{I}_{as} = i_{as} L_s + \frac{L_m}{L_r} \mathbf{I}_{ar} - \frac{L_m^2}{L_r} i_{as}$$

Es decir:

$$\mathbf{I}_{bs} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{bs} + \frac{L_m}{L_r} \mathbf{I}_{br} \quad (3.50)$$

$$\mathbf{I}_{as} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{as} + \frac{L_m}{L_r} \mathbf{I}_{ar} \quad (3.51)$$

Si se considera que:

$$\mathbf{s}L_s = \left[L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right]$$

Se sustituye el valor entre paréntesis de (3.50) y (3.51) por $\mathbf{s}L_s$

$$\mathbf{I}_{bs} = \mathbf{s}L_s i_{bs} + \frac{L_m}{L_r} \mathbf{I}_{br} \quad (3.52)$$

$$\mathbf{I}_{as} = \mathbf{s}L_s i_{as} + \frac{L_m}{L_r} \mathbf{I}_{ar} \quad (3.53)$$

donde:

$\mathbf{s} = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ es el coeficiente de dispersión total del motor de inducción.

Despejando \mathbf{I}_{br} y \mathbf{I}_{ar} de (3.52) y (3.53)

$$\mathbf{I}_{br} = \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{I}_{bs} - \mathbf{s}L_s i_{bs}) \quad (3.54)$$

$$\mathbf{I}_{ar} = \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{I}_{as} - \mathbf{s}L_s i_{as}) \quad (3.55)$$

Las ecuaciones (3.54) y (3.55) se pueden expresar en forma vectorial como:

$$\mathbf{I}_{abr} = \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{I}_{abs} - \mathbf{s}L_s i_{abs}) \quad (3.56)$$

Tomando las ecuaciones de flujo en el estator:

$$p\mathbf{I}_{bs} = v_{bs} - i_{bs}R_s \quad (3.57)$$

$$p\mathbf{I}_{as} = v_{as} - i_{as}R_s \quad (3.58)$$

Por la integración de las ecuaciones anteriores:

$$\mathbf{I}_{bs} = \int (v_{bs} - R_s i_{bs}) dt \quad (3.59)$$

$$\mathbf{I}_{as} = \int (v_{as} - R_s i_{as}) dt \quad (3.60)$$

$$\mathbf{I}_{abr} = \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{I}_{abs} - \mathbf{S}_s i_{abs}) \quad (3.61)$$

pero:

$$\mathbf{I}_{abs} = v_{abs} - R_s i_{abs} \quad (3.62)$$

entonces:

$$\mathbf{I}_{abr} = \frac{L_r}{L_m} (v_{abs} - R_s i_{abs} - \mathbf{S}_s i_{abs}) \quad (3.63)$$

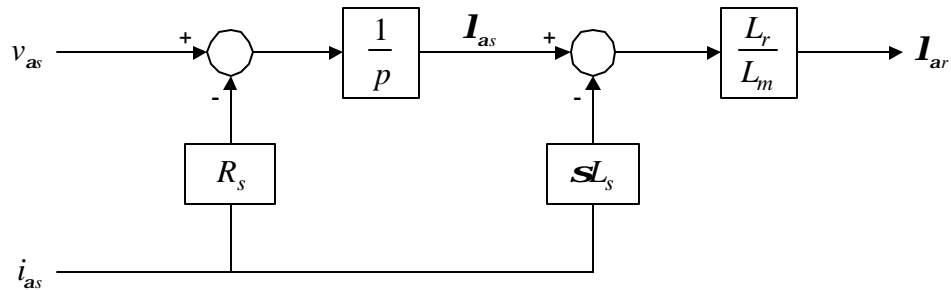
Sustituyendo (3.59) y (3.60) en (3.54) y (3.55) se puede hallar el flujo, el cual no depende de la velocidad.

$$\mathbf{I}_{br} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (v_{bs} - R_s i_{bs}) dt - \mathbf{S}_s i_{bs} \right) \quad (3.64)$$

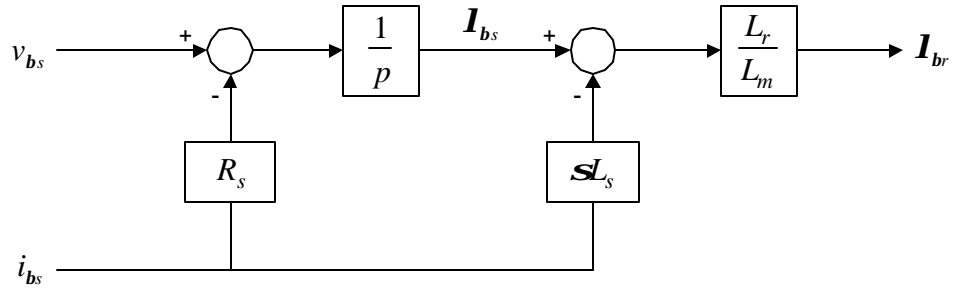
$$\mathbf{I}_{ar} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (v_{as} - R_s i_{as}) dt - \mathbf{S}_s i_{as} \right) \quad (3.65)$$

En la figura 3.9 se ilustra el modelo de voltaje para el estimador de velocidad representado en diagrama de bloques.

El desarrollo anterior muestra que el modelo de voltaje no involucra el valor de velocidad en el rotor, en tanto que el modelo de corriente sí, por lo tanto, puede estimarse la velocidad en base a la diferencia entre estos dos modelos.



(a)



(b)

Figura 3.9 Representación del modelo de voltaje en diagrama de bloques: (a) eje **a** ; (b) eje **b** .

CAPÍTULO 4

ANÁLISIS DEL SISTEMA SIMULADO Y RESULTADOS DEL CONTROL DE VELOCIDAD POR CAMPO ORIENTADO MÉTODO INDIRECTO CON ESTIMADOR DE VELOCIDAD BASADO EN OBSERVADORES DE FLUJO

En este capítulo se describen los diferentes bloques del sistema en Matlab-Simulink del sistema de control de velocidad. Se realiza un análisis de los resultados obtenidos en la simulación digital bajo diferentes condiciones de operación como son: variación en el par de carga, inversión en el sentido de giro del motor, además de respuestas del estimador y del control de velocidad en vacío.

La realización del programa para la simulación y análisis del sistema de control vectorial de la velocidad utilizando un estimador basado en observadores de flujo magnético del rotor, así como los resultados obtenidos son las principales aportaciones de este trabajo.

4.1 DESCRIPCIÓN DEL DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL PARA LA SIMULACIÓN DEL CONTROL POR CAMPO ORIENTADO INDIRECTO CON ESTIMADOR DE VELOCIDAD BASADO EN OBSERVADORES DE FLUJO

La simulación del control de velocidad que se propone en este trabajo se realizó utilizando como herramienta el paquete computacional Simulink de Matlab. Simulink es una herramienta útil para desarrollar modelado, análisis y simulación de sistemas continuos y discretos; incluyendo elementos no lineales. En el caso de ésta simulación, el archivo de datos del motor de inducción se programó en Matlab y los datos se cargan cada vez que se quiera efectuar una simulación. Dicho archivo contiene los parámetros que se muestran en el apéndice B.

La figura 4.1 muestra el esquema general de la simulación realizada, en el cual se pueden observar los bloques siguientes:

Modelo del motor de inducción, incluye los algoritmos matemáticos que involucran a las variables que intervienen en la máquina, considerados en un marco de referencia estacionario.

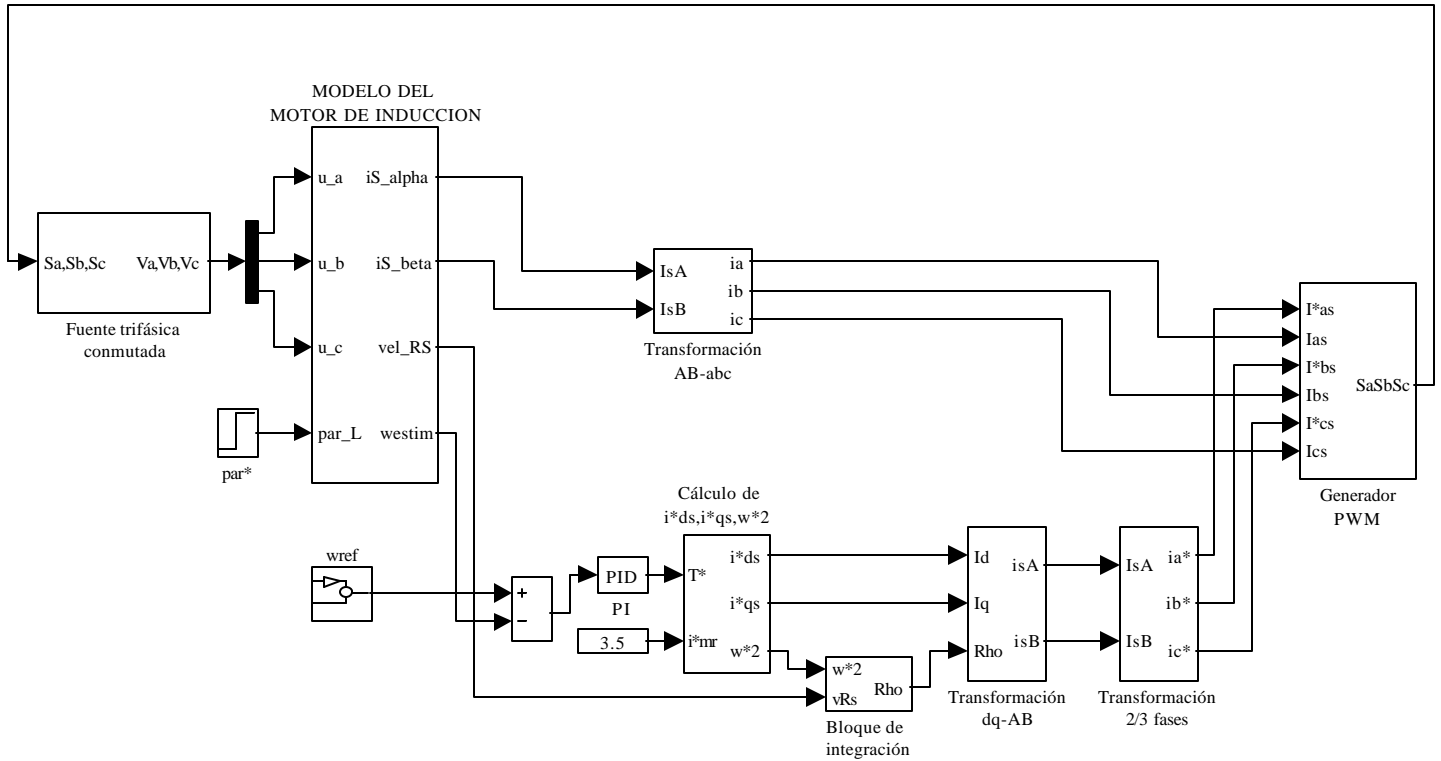


Figura 4.1 Diagrama general de la simulación del control por campo orientado indirecto de un motor de inducción utilizando un estimador de velocidad.

Fuente trifásica conmutada, la cual contiene la alimentación del motor de inducción a través de un inversor PWM trifásico que controla las señales de disparo en los dispositivos de conmutación del mismo.

Bloque para el cálculo de la corriente del estator y la frecuencia de deslizamiento, en él se reciben las señales de referencia del par y corriente de magnetización del rotor para calcular i_{ds}^* , i_{qs}^* y w_2^* .

Bloque de integración, en este bloque se integran las señales de velocidad de deslizamiento, w_2^* , dando lugar a un ángulo de posición q_2^* , esta señal se suma con la señal de posición del rotor y da lugar al ángulo del flujo del rotor r .

Bloque de transformación de señales en coordenadas d-q a coordenadas alfa-beta, realiza la transformación del sistema de ejes rotatorio d-q a un sistema de ejes estacionario alfa-beta.

Bloque de transformación de señales de un sistema bifásico en coordenadas alfa-beta a coordenadas trifásicas abc, este bloque efectúa una transformación alfa-beta a un sistema trifásico abc para proporcionar las entradas de corrientes del estator provenientes del modelo del motor de inducción.

Bloque de generador PWM, a este bloque llegan las señales de corriente del estator en las tres fases del motor (i_{as}, i_{bs}, i_{cs}) las cuales se restan a las señales de corriente de referencia del estator en cada fase respectiva ($i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*$), para dar lugar a las señales de disparo de los dispositivos de conmutación.

Bloques de velocidad de referencia y par, el primero fija el valor de la velocidad de referencia para usarse en la simulación con el fin de comparar la señal de velocidad del rotor proveniente del modelo o bien compararse con la señal de velocidad estimada, según se requiera. El bloque par sirve para aplicar un par de carga en las simulaciones en que se requiere.

Bloques PID y vector de flujo de corriente de magnetización del rotor, el primero representa el controlador de velocidad de las señales de referencia y del rotor respectivamente, el bloque que contiene a i_{mr}^* establece un valor constante para el vector de flujo de corriente de magnetización del rotor.

4.1.1. Bloque del modelo del motor de inducción

El modelo del motor de inducción utilizado en la simulación, se representa en un marco de referencia estacionario de coordenadas alfa-beta, este marco de referencia (\mathbf{a}, \mathbf{b}) se eligió para evitar las transformaciones que se realizan cuando se emplea un marco de referencia rotatorio d-q. Las ecuaciones del modelo del motor de inducción son las siguientes [44,51,71]:

$$\frac{d\bar{\mathbf{I}}_{sab}}{dt} = \bar{\mathbf{v}}_{sab} - R_s \bar{\mathbf{i}}_{sab} \quad (4.1)$$

$$\frac{d\bar{\mathbf{I}}_{rab}}{dt} = -(\mathbf{s}_r - j\mathbf{w}_r) \bar{\mathbf{I}}_{rab} + \mathbf{s}_r L_m \bar{\mathbf{i}}_{sab} \quad (4.2)$$

Ecuación de equilibrio mecánico:

$$\frac{d\mathbf{w}_r}{dt} = \frac{p}{J}(T_e - T_L) - \frac{R_w \mathbf{w}_r}{J} \quad (4.3)$$

$$\bar{\mathbf{I}}_{sab} = \frac{L_m}{L_r} \bar{\mathbf{I}}_{rab} + \mathbf{s} L_s \bar{i}_{sab} \quad (4.4)$$

La ecuación del par electromagnético se expresa con:

$$T = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\mathbf{I}_{ra} i_{sb} - \mathbf{I}_{rb} i_{sa}) \quad (4.5)$$

donde:

$$\bar{\mathbf{I}}_{sab} = \mathbf{I}_{sa} + j\mathbf{I}_{sb} \quad (4.6)$$

$$\bar{\mathbf{I}}_{rab} = \mathbf{I}_{ra} + \mathbf{I}_{rb} \quad (4.7)$$

$$\bar{i}_{rab} = i_{sa} + ji_{sb} \quad (4.8)$$

$$\bar{v}_{sab} = v_{sa} + jv_{sb} \quad (4.9)$$

Usando (4.7) y (4.8) para representar de manera diferente (4.2), ésta queda:

$$\frac{d\bar{\mathbf{I}}_{ra}}{dt} = -\mathbf{s}_r \mathbf{I}_{ra} - \mathbf{w}_r \mathbf{I}_{rb} + \mathbf{s}_r L_m i_{sa} \quad (4.10)$$

$$\frac{d\bar{\mathbf{I}}_{rb}}{dt} = \mathbf{w}_r \mathbf{I}_{ra} - \mathbf{s}_r \mathbf{I}_{rb} + \mathbf{s}_r L_m i_{sb} \quad (4.11)$$

Resolviendo las ecuaciones (4.1), (4.2) y (4.4), se obtiene:

$$\frac{di_{sa}}{dt} = -\frac{A_R}{A_L} i_{sa} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} \mathbf{I}_{ra} + \frac{L_m \mathbf{w}_r}{L_r A_L} \mathbf{I}_{rb} + \frac{1}{A_L} u_{sa} \quad (4.12)$$

$$\frac{di_{sb}}{dt} = -\frac{A_R}{A_L} i_{sb} - \frac{L_m \mathbf{w}_r}{L_r A_L} \mathbf{I}_{ra} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} \mathbf{I}_{rb} + \frac{1}{A_L} u_{sb} \quad (4.13)$$

donde:

$$A_R = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$$

$$A_L = R_s + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2}$$

Puesto que el control de velocidad regula ésta a un valor deseado, puede suponerse que la velocidad del motor de inducción es constante, por lo tanto:

$$\frac{d\mathbf{w}_r}{dt} = 0$$

Representando en forma matricial (4.10), (4.11), (4.12) y (4.13) se obtiene el modelo no lineal siguiente:

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{A_R}{A_L} & 0 & \frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} & \frac{L_m \mathbf{w}_r}{L_r A_L} \\ 0 & -\frac{A_R}{A_L} & -\frac{L_m \mathbf{w}_r}{L_r A_L} & \frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} \\ \mathbf{s}_r L_m & 0 & -\mathbf{s}_r & -\mathbf{w}_r \\ 0 & \mathbf{s}_r L_m & \mathbf{w}_r & -\mathbf{s}_r \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{1}{A_L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{A_L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} u \quad (4.14)$$

donde:

$$x = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad \mathbf{I}_{ra} \quad \mathbf{I}_{rb}]^T$$

$$u = [v_{sa} \quad v_{sb}]^T$$

La representación matricial (4.14), junto con la ecuación (4.3), representan el modelo no lineal del motor de inducción. La ventaja que presenta este modelo es la simplicidad en la programación, además puede estimar el flujo en coordenadas alfa-beta. El ángulo y otros parámetros se pueden calcular directamente, sin necesidad de realizar la transformación entre las coordenadas del estator y las de campo.

Las ecuaciones (4.2) y (4.5) en el marco de referencia d-q se escriben como sigue [72,73]:

$$\frac{d\mathbf{I}_r}{dt} = -\mathbf{s}_r \mathbf{I}_r + \mathbf{s}_r L_m i_{sd} \quad (4.15)$$

$$\frac{d\mathbf{r}}{dt} = \mathbf{s}_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs} + \mathbf{w}_r \quad (4.16)$$

$$T = p \frac{L_m}{L_r} \mathbf{I}_r i_{sq} \quad (4.17)$$

La ecuación (4.15) muestra que, manteniendo el flujo del rotor constante, las corrientes i_{sd} e i_{sq} (componentes ortogonales de corriente del estator) controlan al flujo del

rotor y el par electromagnético respectivamente; mientras que mediante (4.16) y (4.17) se puede determinar la magnitud y el ángulo del vector flujo del rotor.

La figura 4.2 muestra el diagrama de la simulación del bloque correspondiente al modelo del motor de inducción.

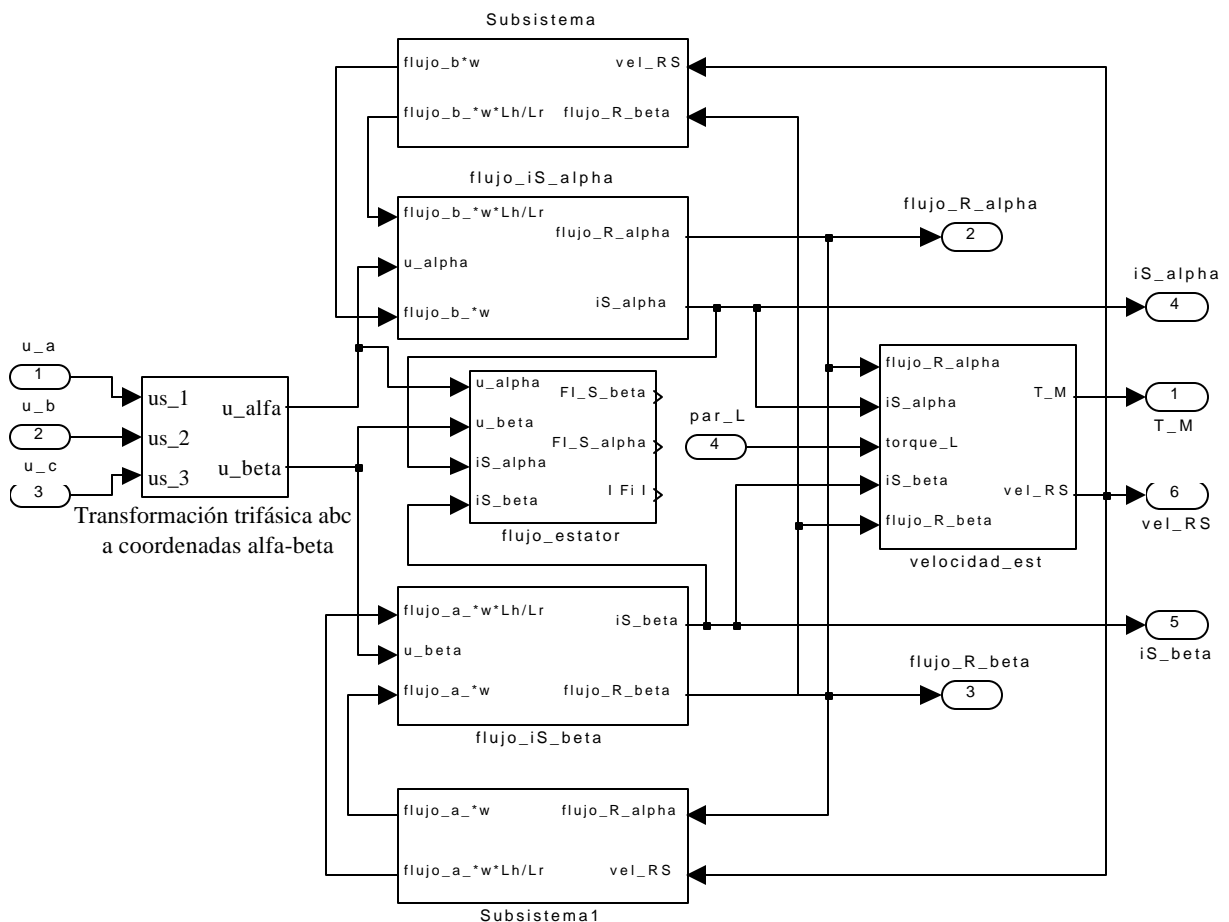


Figura 4.2 Diagrama de simulación del bloque correspondiente al modelo del motor de inducción.

4.1.2 Bloque de la fuente trifásica conmutada

Este bloque representa el inversor fuente de voltaje trifásico utilizado en la simulación para alimentar el motor de inducción, se compone de interruptores ideales tipo “switch”, disponibles en la biblioteca *nonlinear* de Simulink. Los bloques switch 1 al 3,

representan las tres ramas del inversor, donde las señales Sa, Sb y Sc, son las entradas a la terminal de control de cada interruptor respectivamente.

El inversor fuente de voltaje (VSI, por sus siglas en inglés: Voltage Source Inverter), aplica un voltaje y una frecuencia variable a una carga pasiva o a una máquina. La figura 4.3 [74] muestra el circuito de potencia básico de un inversor trifásico VSI (se han omitido los circuitos de control de los transistores y “snubber”, para tener una mayor claridad). Se emplean semiconductores para realizar la conmutación. El inversor fuente de voltaje, se alimenta mediante una fuente de voltaje de corriente directa, la cual es capaz de entregar una corriente limitada únicamente por la fuente de poder.

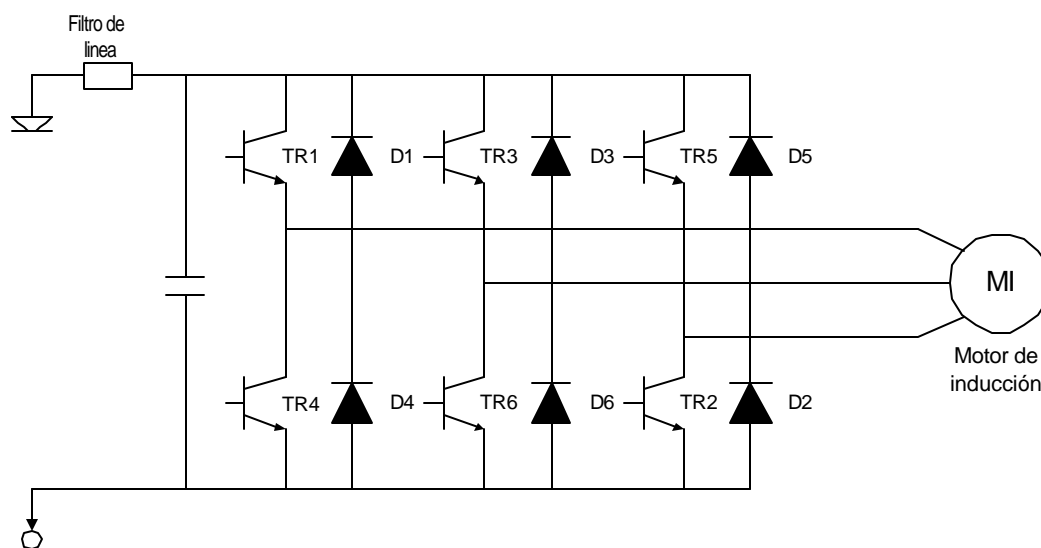


Figura 4.3 Circuito de potencia de un inversor fuente de voltaje (VSI).

Los pares diodo-transistor presentan un arreglo de tres medios puentes y actúan como conmutadores aplicando un voltaje de corriente directa ya sea $+V_{CD}/2$ ó $-V_{CD}/2$ a cada fase del motor cuando se ha disparado el dispositivo apropiado [74].

Finalmente, en la figura 4.4 se ilustra el diagrama del bloque que corresponde al inversor utilizado en la simulación.

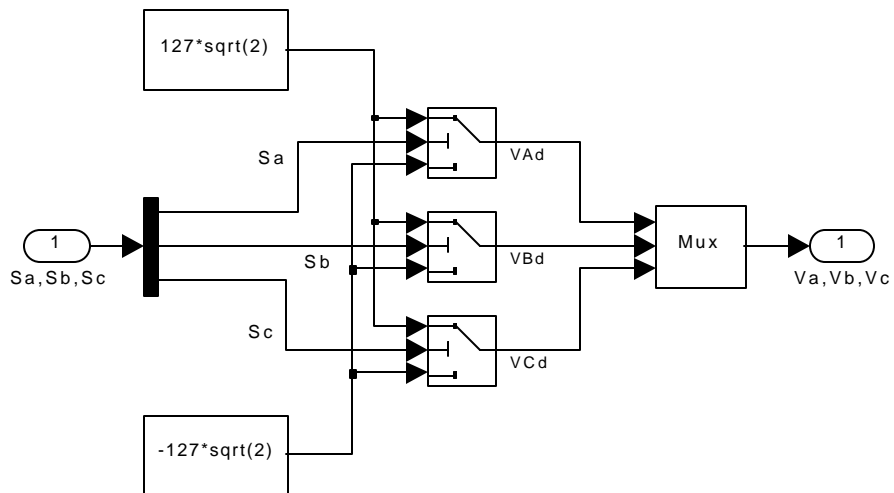


Figura 4.4 Diagrama de simulación del inversor.

4.1.3 Bloque para el cálculo de la corriente del estator y la frecuencia de deslizamiento

El principio del control por campo orientado se basa fundamentalmente en el principio de desacople de las variables de la máquina de inducción, al lograr desacoplar el par y el flujo magnético de la misma, se tiene un comportamiento dinámico similar al de una máquina de cd. Una vez que se tienen disponibles el par (T^*) y la corriente de magnetización modificada (i_{mr}^*), se usan éstos para calcular los valores de referencia de i_{ds}^* , i_{qs}^* y ω_2^* mediante las ecuaciones que se mencionan en el capítulo 3 (3.21, 3.22 y 3.23) [26]. En la figura 3.3 del capítulo anterior se puede observar el diagrama de bloques para ilustrar la forma en que se calcula la corriente del estator y la frecuencia de deslizamiento para un control por campo orientado indirecto.

La figura 4.5, muestra el diagrama de la simulación empleado para calcular los valores de referencia i_{ds}^* , i_{qs}^* y w_2^* .

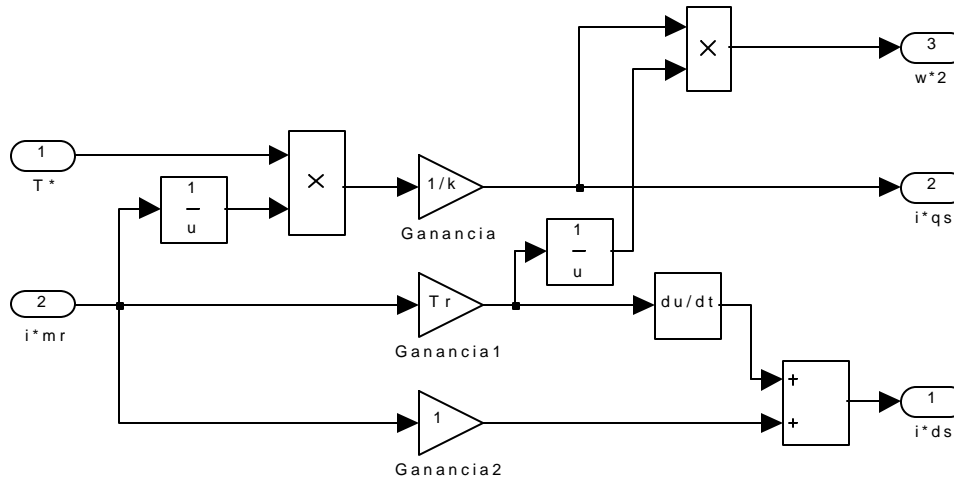


Figura 4.5 Bloque de la simulación que calcula los valores de referencia de i_{ds}^* , i_{qs}^* y w_2^* .

4.1.4 Bloque de integración

Este bloque realiza la suma de las señales integradas de velocidad de referencia de deslizamiento (w_2^*) y la velocidad proveniente del rotor (w_m), cuando se integra w_2^* se obtiene una señal angular de posición q_2 , que representa el ángulo formado entre el eje del rotor y el vector de corriente de magnetización (\bar{i}_{mr}); al integrar la velocidad del rotor w_m se obtiene un ángulo de posición e , representando el ángulo que forma el eje de posición del rotor con respecto al eje del estator. Por lo tanto, se suman posiciones para obtener el ángulo r que es la posición del sistema de ejes rotatorio d-q con respecto al sistema de ejes estacionario alfa-beta. En la figura 3.2 del capítulo anterior, se pueden observar en forma más clara los ángulos que se mencionan en el párrafo anterior. La acción descrita anteriormente generalmente se implementa en forma digital, con el fin de evitar inexactitudes en el cálculo de los ángulos.

El bloque que realiza la integración en la simulación, corresponde a la figura 4.6.

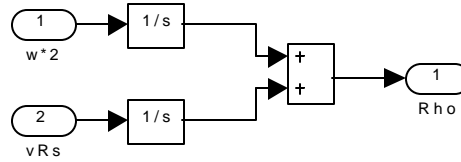


Figura 4.6 Bloque de la simulación que efectúa la integración de las señales de \mathbf{w}_2^* y \mathbf{w}_m .

4.1.5 Bloque de transformación de señales en coordenadas d-q a coordenadas alfa-beta

La transformación de coordenadas de campo a coordenadas trifásicas del estator se realiza en dos etapas, en este bloque se describe la primera. En esta etapa se transforman las coordenadas de campo rotatorias a coordenadas bifásicas estacionarias, utilizando las siguientes ecuaciones [26,63]:

$$i_{as}^* = i_{ds}^* \cos \mathbf{r} - i_{qs}^* \sin \mathbf{r} \quad (4.18)$$

$$i_{bs}^* = i_{ds}^* \sin \mathbf{r} + i_{qs}^* \cos \mathbf{r} \quad (4.19)$$

El sistema de ecuaciones anterior se puede representar en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \mathbf{r} & -\sin \mathbf{r} \\ \sin \mathbf{r} & \cos \mathbf{r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

La figura 4.7 muestra gráficamente la posición de los ejes para tener una mejor idea de la transformación de coordenadas.

La transformación inversa de coordenadas, es decir la que transforma de un marco de referencia rotatorio d-q a coordenadas estacionarias alfa-beta se representa matricialmente por:

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \mathbf{r} & \sin \mathbf{r} \\ -\sin \mathbf{r} & \cos \mathbf{r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

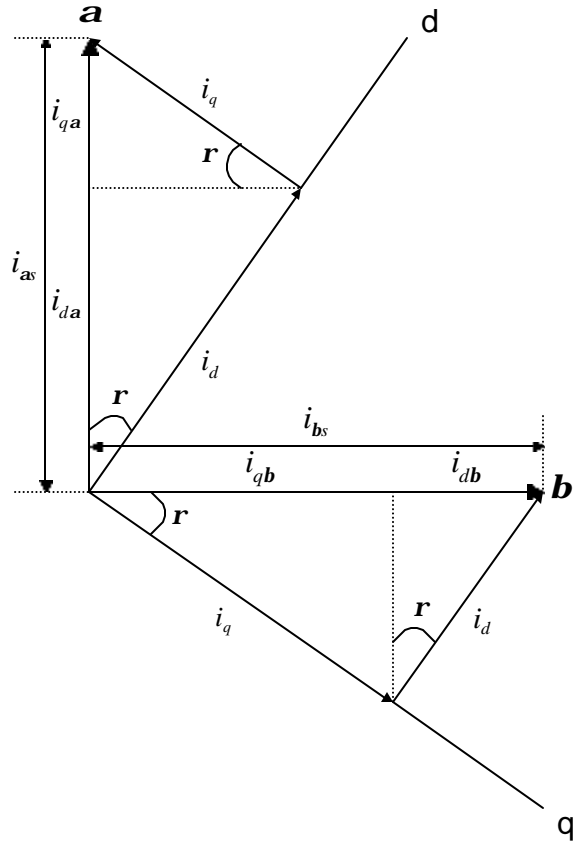


Figura 4.7 Posición de los ejes d-q y alfa-beta en la transformación de coordenadas.

En la figura 4.8, se observa el bloque de la simulación que realiza la transformación antes descrita.

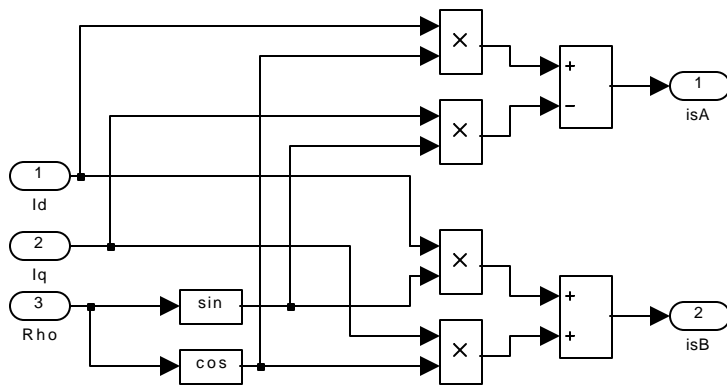


Figura 4.8 Bloque de la simulación que realiza la transformación de coordenadas bifásicas d-q rotatorias a coordenadas alfa-beta en un marco de referencia estacionario.

4.1.6 Bloque de transformación de señales de un sistema bifásico en coordenadas alfa-beta a coordenadas trifásicas abc

La transformación de coordenadas de campo (alfa-beta) a coordenadas trifásicas del estator (abc) se lleva a cabo en dos etapas, ya se ha descrito la primera en la sección anterior, en la segunda etapa se transforman las coordenadas bifásicas estacionarias a coordenadas trifásicas estacionarias. Para realizar dicha transformación, se parte de que el vector espacial de corriente puede escribirse en coordenadas rectangulares como [75]:

$$\bar{i}_s = i_{as} + ji_{bs} \quad (4.22)$$

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3}(i_{as} + ai_{bs} + a^2i_{cs}) \quad (4.23)$$

En (4.22), i_{as} e i_{bs} , son componentes de corrientes instantáneas en un devanado del estator equivalente bifásico que establece la misma resultante de la fuerza magnetomotriz de un devanado trifásico [63]. Las ecuaciones(4.22) y (4.23) indican que la transformación de tres a dos fases se realiza haciendo coincidir la fase as del sistema ortogonal, con la fase as del sistema trifásico, en la figura 4.9, se puede observar la posición de los ejes para esta transformación.

Si se sustituye: $a = e^{j2p/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ y $a^2 = e^{j4p/3} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$ en (4.23) y separando en parte real e imaginaria, se obtiene el siguiente sistema representado en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

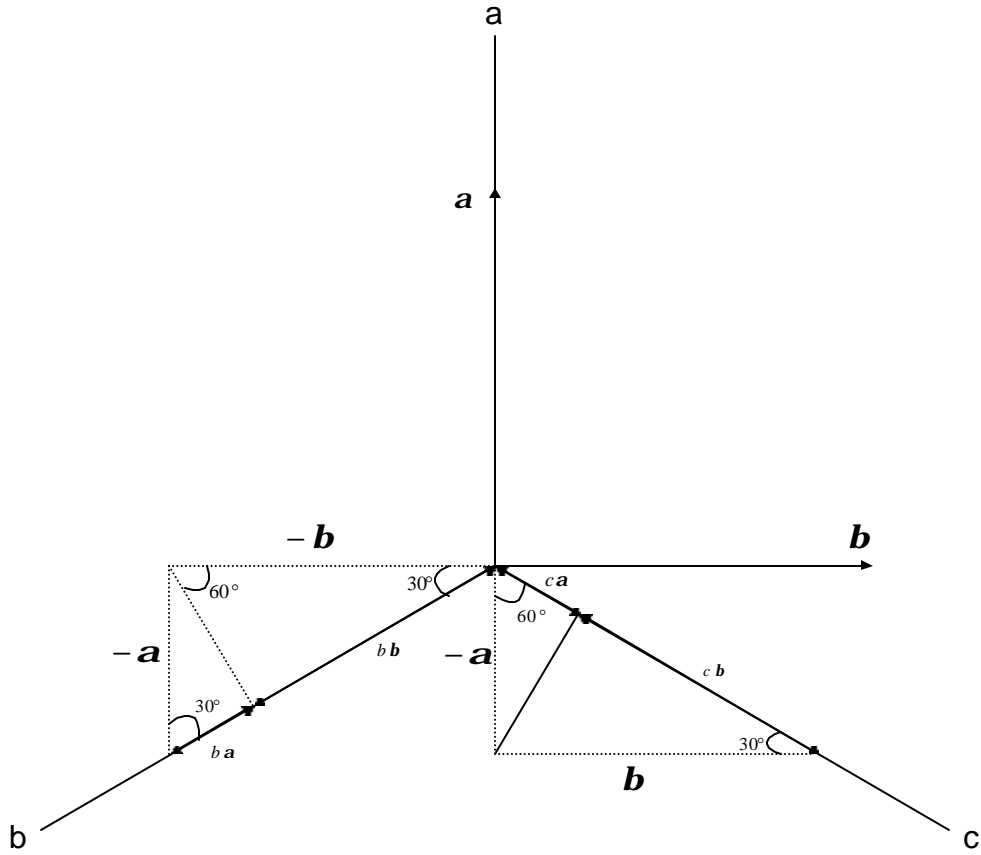


Figura 4.9 Posición de los ejes de coordenadas alfa-beta y abc del estator en la transformación de coordenadas.

La transformación inversa de coordenadas, es decir la que realiza la transformación de un sistema bifásico estacionario ($\mathbf{a-b}$), a un sistema trifásico estacionario (abc), se representa mediante el siguiente sistema de ecuaciones:

$$i_{as}^* = \frac{2}{3} i_{as}^* \quad (4.25)$$

$$i_{bs}^* = -\frac{1}{3} i_{as}^* + \frac{1}{\sqrt{3}} i_{bs}^* \quad (4.26)$$

$$i_{cs}^* = -\frac{1}{3} i_{as}^* - \frac{1}{\sqrt{3}} i_{bs}^* \quad (4.27)$$

Representándolo en forma matricial [75]:

$$\begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

La figura 4.10, presenta el bloque de la simulación que realiza la transformación de coordenadas bifásicas a trifásicas estacionarias.

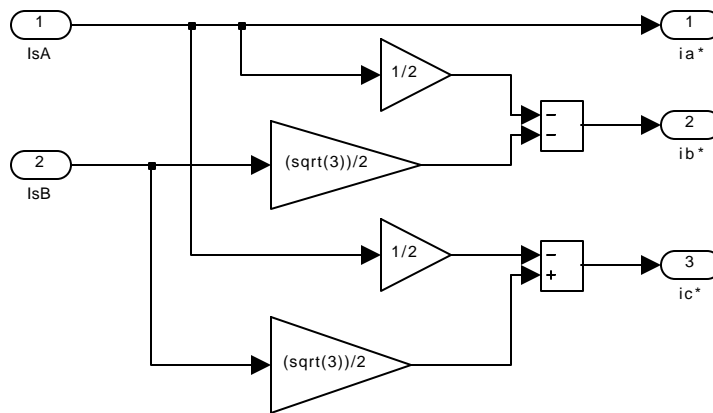


Figura 4.10 Bloque de la simulación para la transformación de coordenadas bifásicas alfa-beta a coordenadas trifásicas estacionarias abc.

4.1.7 Bloque del generador PWM

El tipo de controlador de corriente que se utiliza en la simulación corresponde a un inversor PWM de corriente controlada. Este tipo de inversor consiste de un inversor PWM convencional con fuente de voltaje adaptado con lazos de regulación de corriente para proporcionar una salida de corriente controlada [26].

El controlador de corriente funciona de la siguiente manera: se genera una forma de onda senoidal que es la corriente de referencia y junto con la medida real de la corriente del estator del motor, alimentan un comparador. Considerando el arreglo más simple, se usa el error en el comparador para conmutar los dispositivos en el inversor de medio puente [74] (descrito en la sección 4.1.2) y de esta forma limitar el error instantáneo de la corriente. Si

la corriente de fase del motor es mayor que el valor de la corriente de referencia, el dispositivo superior del inversor se apaga y se enciende el inferior, causando que la corriente en el motor disminuya; si la corriente de fase del motor es menor que la corriente de referencia, el dispositivo superior se enciende y se apaga el inferior, lo cual provoca que la corriente en el motor aumente. En la figura 4.11 se observa el control de corriente para una fase del inversor.

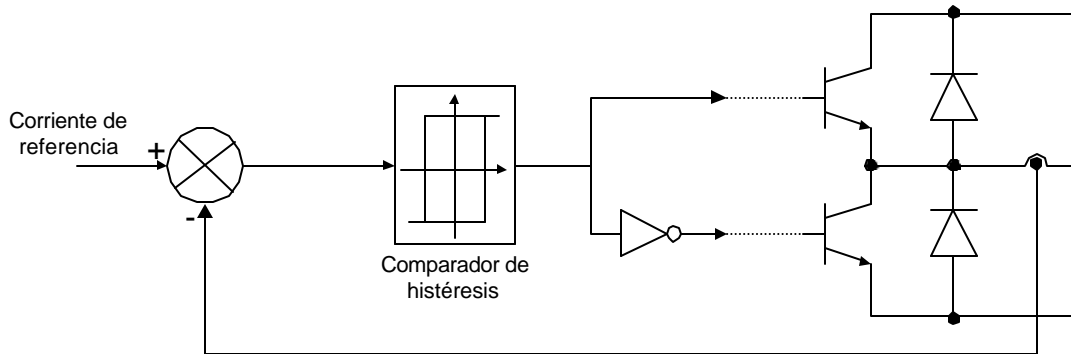


Figura 4.11 Control de histéresis para una fase del inversor PWM con corriente controlada.

El comparador tiene una banda de histéresis que determina el rango del valor en que se mueve la corriente de fase real, a partir del valor de referencia antes de iniciarse las conmutaciones del inversor. De esta manera, la corriente real sigue a la corriente de referencia sin que se produzca un error de amplitud o retraso de fase significativo. En un sistema trifásico existe un controlador de corriente independiente para cada fase del inversor.

Una banda de histéresis pequeña tiene la ventaja de proporcionar una corriente del motor muy cercana a la forma senoidal con pequeños rizos en la corriente, pero requiere de una alta frecuencia de conmutación en el inversor. De cualquier modo, la frecuencia de conmutación no es constante para un valor determinado de la banda de histéresis pero se modula por las variaciones en la inductancia del motor y la fuerza contraelectromotriz. Cuando la fuerza contraelectromotriz es baja, la frecuencia de conmutación puede crecer excesivamente.

La desventaja principal de este tipo de técnica PWM con corriente controlada es que en niveles muy bajos de corriente no se puede realizar la modulación, ya que la corriente de referencia se extiende a lo largo de la banda de histéresis. También al variar la

frecuencia de conmutación se produce ruido indeseable, por lo tanto, a pesar de que la técnica antes descrita es simple, casi no se utiliza en la práctica. En la figura 4.12 se muestra el bloque de la simulación correspondiente al generador PWM que se ha descrito anteriormente.

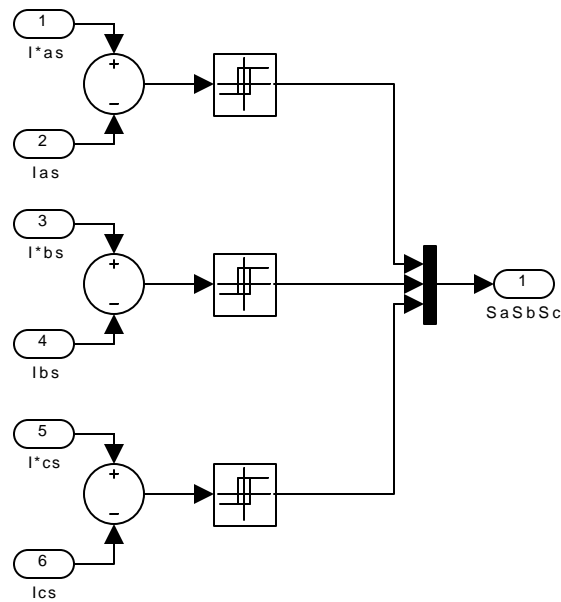


Figura 4.12 Bloque de la simulación utilizado para la generación de PWM con corriente controlada.

4.1.8 Bloques de velocidad de referencia y par

Estos bloques establecen el valor de velocidad de referencia que se empleará en la simulación, el valor constante de 157 rad/s corresponde al valor nominal de velocidad de la máquina. Este mismo bloque de velocidad de referencia sirve para efectuar los cambios de inversión de giro en las simulaciones del motor. El bloque de par, establece un valor de par de carga en las simulaciones en que es requerido. La figura 4.13 muestra los bloques mencionados.

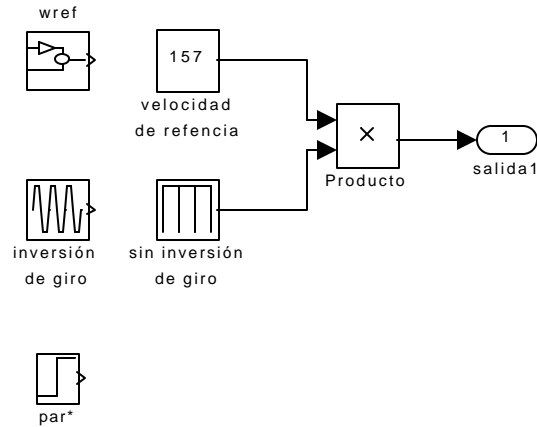


Figura 4.13 Bloque de la simulación que se utiliza para fijar el valor de la velocidad de referencia del motor y el par de carga.

4.1.9 Bloques PID y constante del vector de flujo de corriente de magnetización del rotor

El bloque PID es el controlador de velocidad para las señales provenientes de velocidad del rotor y velocidad de referencia del rotor. En realidad se trata de un controlador PI (Proporcional Integral), ya que la acción derivativa no se ocupa. La principal función de este PI es proporcionar los valores de ganancia adecuados para mantener el valor de par de referencia constante (T^*) y de esta forma disminuir el error de las velocidades de referencia y del motor. En el apéndice A se abordará el tema de la sintonización de dicho controlador de velocidad. En la figura 4.14 se observa el bloque de la simulación en donde se encuentra el controlador PI y el valor constante del vector de corriente de magnetización.

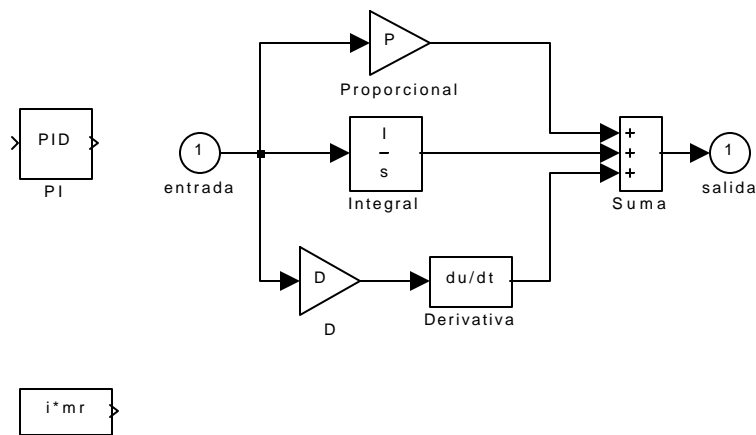


Figura 4.14 Bloque de la simulación correspondiente al controlador PI.

El valor constante del vector de flujo de corriente del rotor se ha establecido considerando que el motor se encuentra trabajando en la región de par constante. Para determinar este valor, se ha calculado inicialmente el módulo del flujo del rotor, considerando que la máquina se encuentra trabajando en condiciones nominales, la figura 4.15 muestra la respuesta del módulo del flujo del rotor.

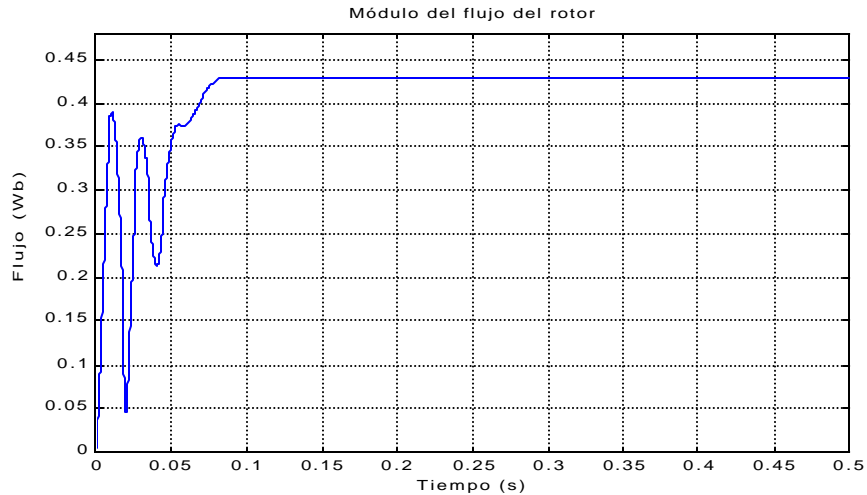


Figura 4.15 Respuesta del módulo del flujo del rotor.

El módulo del flujo del rotor que se obtiene:

$$|\mathbf{I}_r| = 0.4291$$

Este valor se dividirá entre el valor de la inductancia mutua, para obtenerse finalmente un valor constante del vector de flujo de corriente de magnetización del rotor:

$$i_{mr}^* = \frac{|\mathbf{I}_r|}{L_m} = 2.8798$$

4.2 DESEMPEÑO DEL ESTIMADOR DE VELOCIDAD BASADO EN OBSERVADORES DE FLUJO

Las gráficas que aparecen a continuación, corresponden a las simulaciones realizadas, utilizando un estimador de velocidad basado en observadores de flujo, a partir de los modelos de corriente y de voltaje descritos en la sección 3.3.1 y 3.3.2. La figura 4.16

ilustra un esquema general de bloques y en él se muestra la forma en que se llevó a cabo dicha estimación de velocidad.

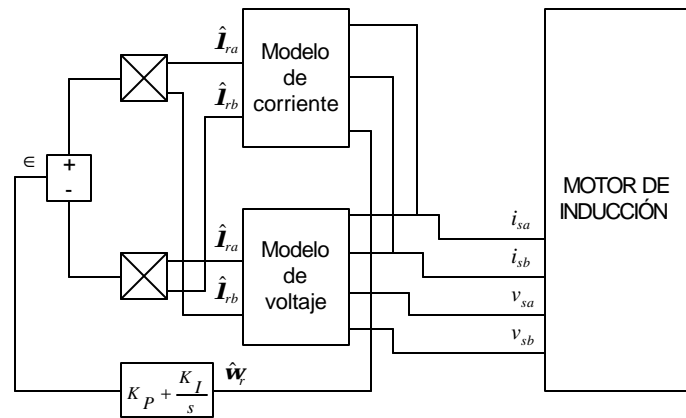


Figura 4.16 Diagrama de bloques de la estimación de velocidad en el motor de inducción.

Se presentan gráficas de velocidad, par y flujo del rotor, con el fin de observar el comportamiento de dichos parámetros. En la figura 4.17 se presenta el bloque de la simulación que realiza la estimación de velocidad.

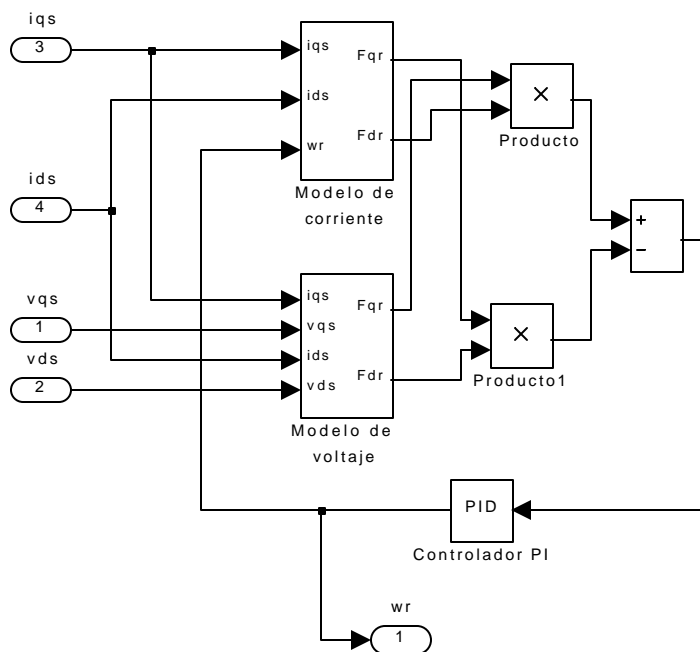


Figura 4.17 Bloque de la estimación correspondiente al estimador de velocidad basado en observadores de flujo.

4.2.1. Respuesta de velocidad

La figura 4.18 muestra la curva de velocidad real del motor comparada con la velocidad estimada, puede observarse que la velocidad estimada tiene una respuesta similar a la velocidad real, con un porcentaje de error de 0.53 de la velocidad estimada con respecto a la velocidad del rotor. En la figura 4.19 se aplica un par de carga en el tiempo de 0.2 segundos y se observa que la velocidad estimada sigue el valor de la velocidad real del motor, aunque puede observarse una disminución en el valor de ambas, debido a que no se cuenta hasta esta etapa con un controlador de velocidad.

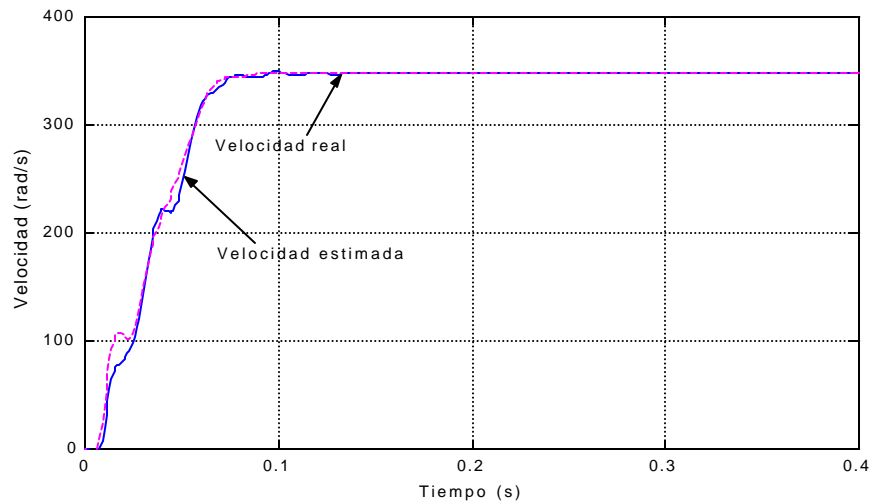


Figura 4.18 Velocidad real del motor y velocidad estimada.

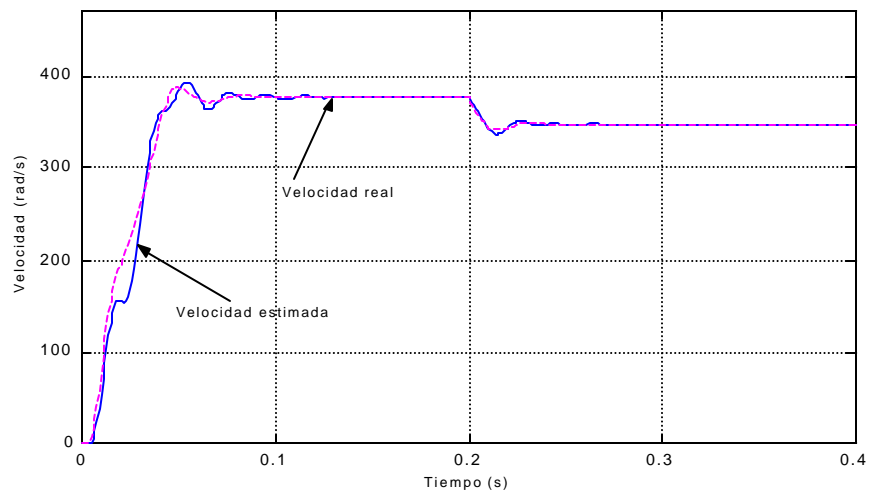


Figura 4.19 Velocidad real del motor y velocidad estimada al aplicar un par de carga en un tiempo de 0.2 segundos.

4.2.2 Respuesta de par

En la figura 4.20 se aplica un par de carga en 0.2 segundos, para observar el comportamiento del par desarrollado por la máquina. Puede observarse que el par de la máquina tiene un desempeño muy cercano a la respuesta del par de carga aplicado. En esta figura se puede observar que el arranque del motor se realiza en vacío y el transitorio del par finaliza aproximadamente en 0.1 s. La respuesta del par desarrollado por el motor cuando el par de carga varía en 0.2 s, está definida por la acción del lazo de control de par en el control vectorial del motor de inducción.

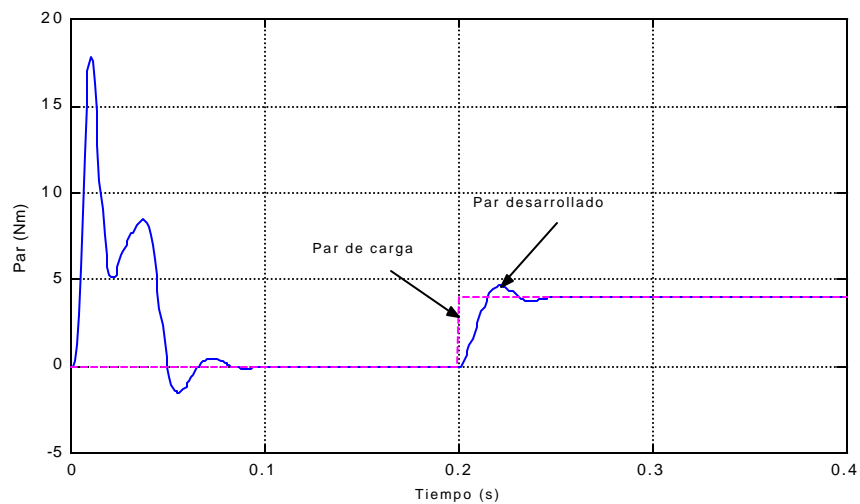


Figura 4.20 Par de carga y par del motor.

4.2.3 Respuesta de flujo

Las figuras 4.21 y 4.22 ilustran la respuesta del flujo estimado mediante los modelos de corriente y voltaje respectivamente, (ambos incluidos en el estimador empleado en este trabajo), puesto que el estimador se basa en observadores de flujo, éste calcula una respuesta de flujo con respecto a un modelo y otro, de modo que el error sea el mínimo. En las gráficas podemos observar que los flujos estimados en los ejes d-q para ambos modelos no presentan gran diferencia. El valor del flujo presenta una pequeña disminución a partir del tiempo 0.2 segundos debido a que en este instante se aplica el par de carga.

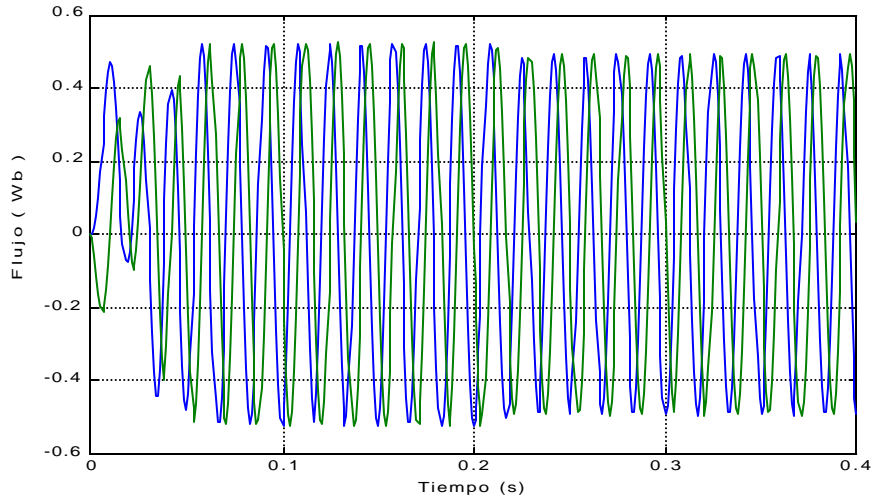


Figura 4.21 Flujo del rotor estimado por el modelo de corriente.

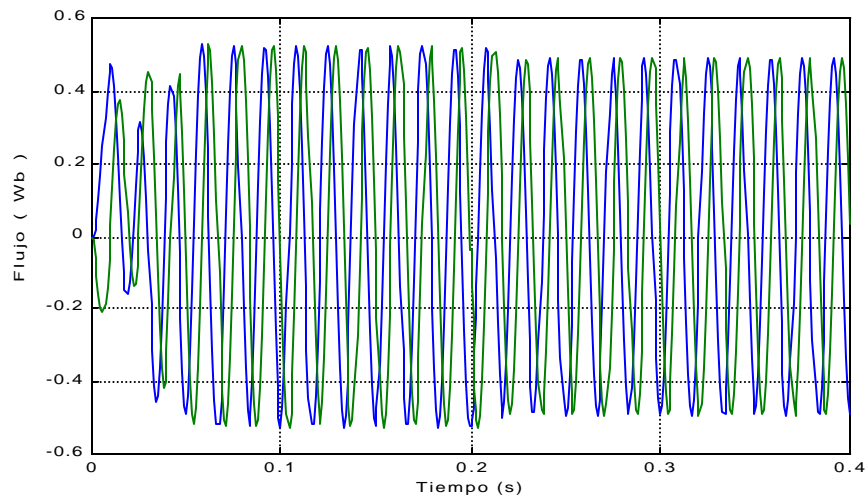


Figura 4.22 Flujo del rotor estimado por el modelo de voltaje.

Las figuras 4.23 y 4.24 representan el mismo valor estimado de flujo, únicamente están graficados de manera diferente.

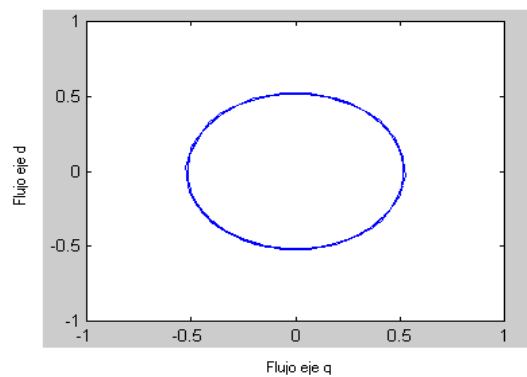


Figura 4.23 Flujo estimado por el modelo de corriente.

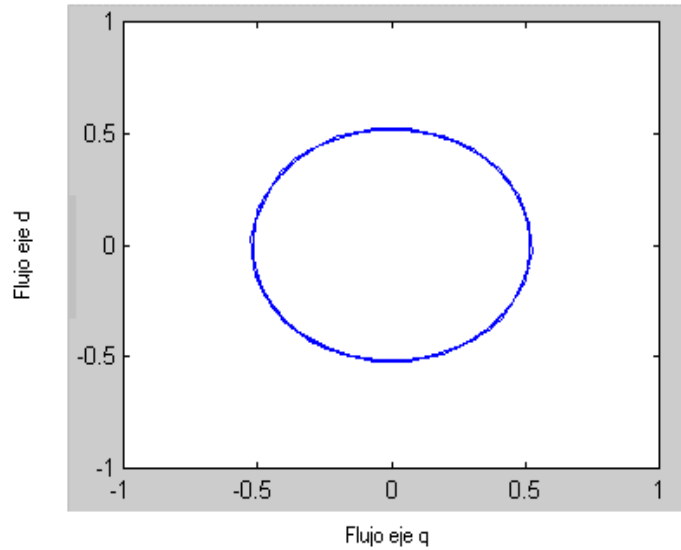


Figura 4.24 Flujo estimado por el modelo de voltaje.

4.2.4 Variaciones de la resistencia del rotor

Los resultados presentados a continuación, corresponden a la estimación de velocidad del rotor y velocidad estimada cuando se varía la resistencia de rotor. Se tomó la resistencia del rotor debido a que es el parámetro que puede variar más en el motor de inducción y que desfavorablemente puede influir en la estimación de la velocidad. A continuación se muestran las variaciones en el porcentaje del valor inicial (nominal) del parámetro de la máquina $R_r = 5.365\Omega$, con el fin de observar cómo la estimación de velocidad se desvía del valor real de velocidad del motor conforme se aumenta el valor de la resistencia del rotor.

En la figura 4.25 al aumentar en un 30% el valor de la resistencia nominal del rotor, la velocidad estimada presenta un error de 1.5% y en la figura 4.26, el error de la velocidad estimada es de 3% con respecto a la velocidad del rotor.

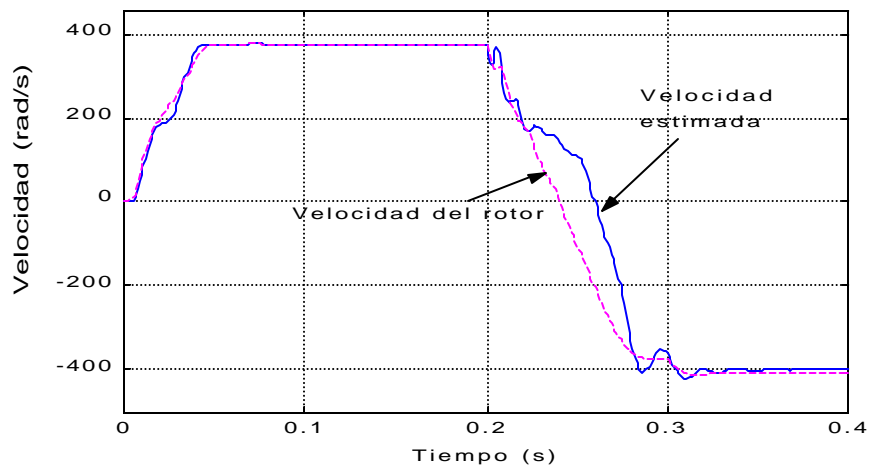


Figura 4.25 Estimación de la velocidad aumentando en 30% el valor de la resistencia del rotor $R_r=6.96 \Omega$.

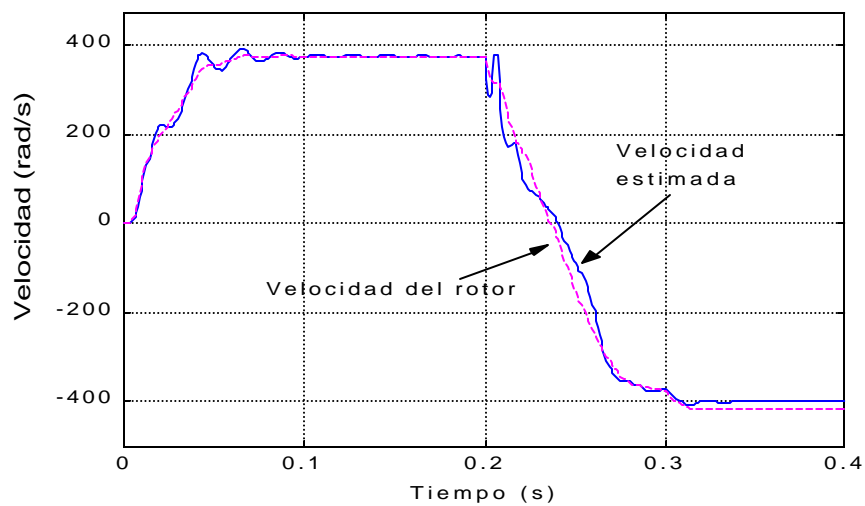


Figura 4.26 Estimación de la velocidad aumentando en 70% el valor de la resistencia del rotor $R_r=8.04 \Omega$.

Para la figura 4.27, el valor de R_r es de 10.72Ω , ahora el error que presenta la velocidad estimada es de 6%, finalmente en la Fig. 4.28, el error de la velocidad estimada es de 13%. Los valores de error en la estimación de velocidad aumentan conforme se incrementa el valor de la resistencia del rotor, es importante considerar también que conforme se aumenta R_r , las respuestas de estimación de velocidad presentan rizos muy grandes y se hace más inestable la señal de velocidad estimada.

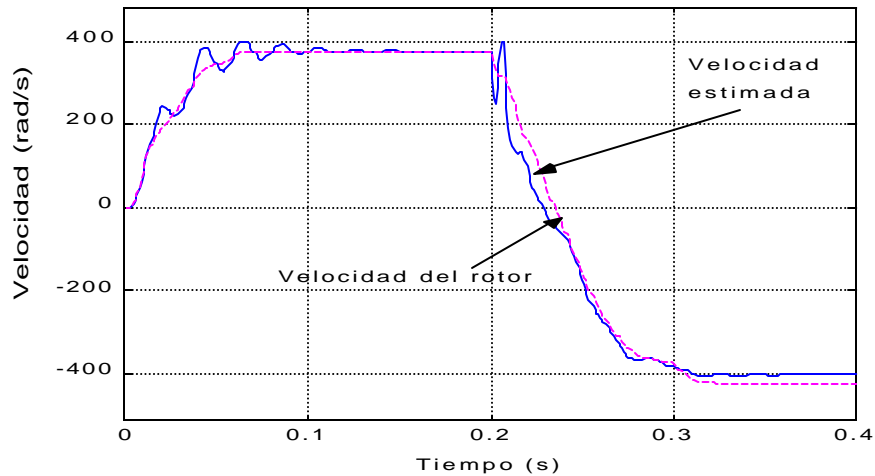


Figura 4.27 Estimación de la velocidad aumentando en 100% el valor de la resistencia del rotor $R_r=10.72 \Omega$.

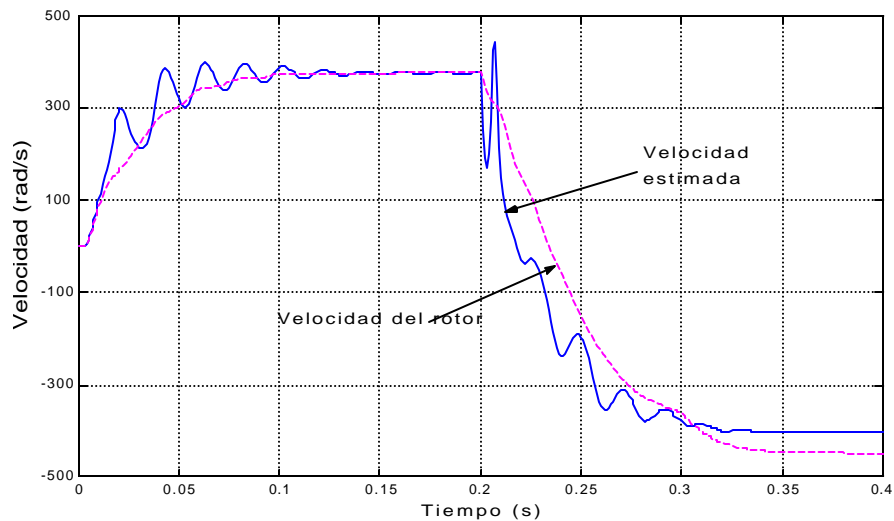


Figura 4.28 Estimación de la velocidad aumentando en 200 % el valor de la resistencia del rotor $R_r=16.09 \Omega$.

4.3 DESEMPEÑO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN CON CONTROL POR CAMPO ORIENTADO MÉTODO INDIRECTO

Las respuestas que se presentan a continuación corresponden a la simulación del control por campo orientado método indirecto (o control vectorial) de un motor de inducción. Todas las gráficas que aparecen representan el comportamiento únicamente de dicho control, puesto que hasta este punto no se ha conectado el estimador de velocidad. Es importante mencionar que para esta sección se aplicó una variación en el valor del ancho de la banda de histéresis, dicho valor se modifica en el bloque que corresponde al

generador PWM en la simulación. El esquema que ilustra el control simulado es prácticamente el mismo que el que representa el esquema general de la simulación efectuada (Figura 4.1), con la única variante de que no se conecta el estimador.

4.3.1 Respuesta de par

Las primeras dos figuras que se muestran a continuación (4.29 y 4.30) representan el par electromagnético y el par de carga, cuando en el par de carga se ha simulado una secuencia de variaciones de par que incluyen únicamente valores positivos.

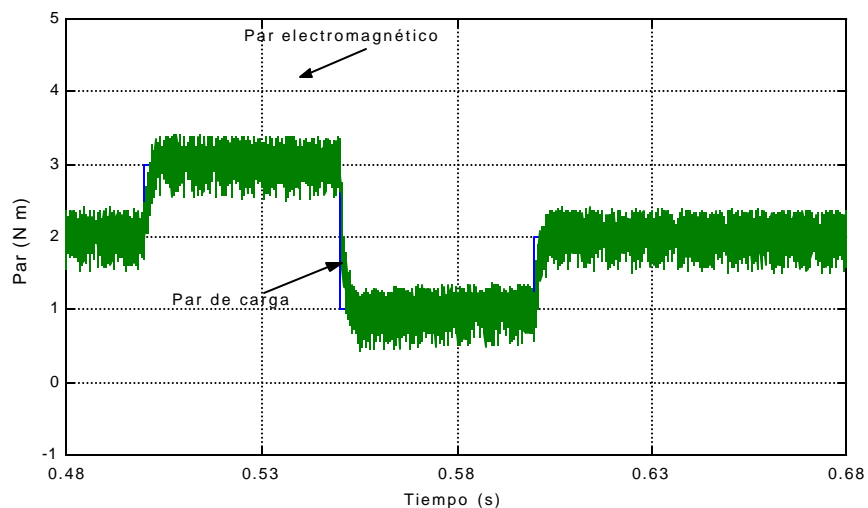


Figura 4.29 Par electromagnético y par de carga (con banda de corriente de histéresis de 0.4 A).

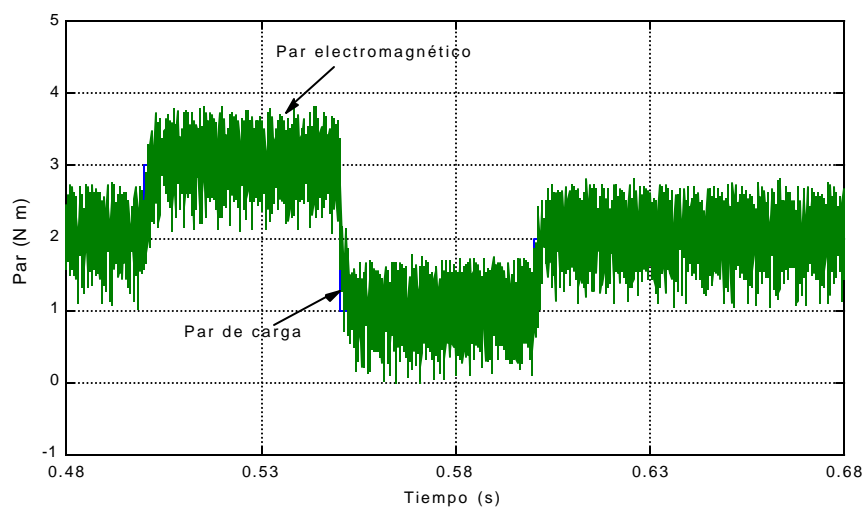


Figura 4.30 Par electromagnético y par de carga (con banda de corriente de histéresis de 0.8 A).

Para las respuestas que aparecen en las figuras 4.31 y 4.32 se ha variado la secuencia del par de carga y en esta ocasión sí se incluyen valores negativos durante el tiempo de la simulación. Para las cuatro gráficas se observa una respuesta favorable del par electromagnético por parte de la máquina. Conforme varía el par de carga, el par electromagnético sigue la trayectoria de éste; también se observa que el aumento en el valor del ancho de banda de corriente de histéresis repercute en el rizado del par electromagnético.

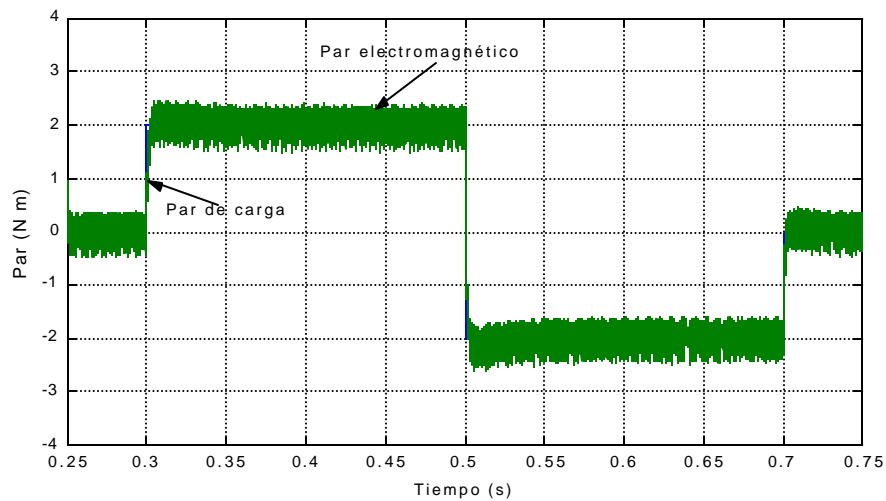


Figura 4.31 Par de carga y par electromagnético ante cambios en el par de carga del lado negativo (con banda de corriente de histéresis de 0.4 A).

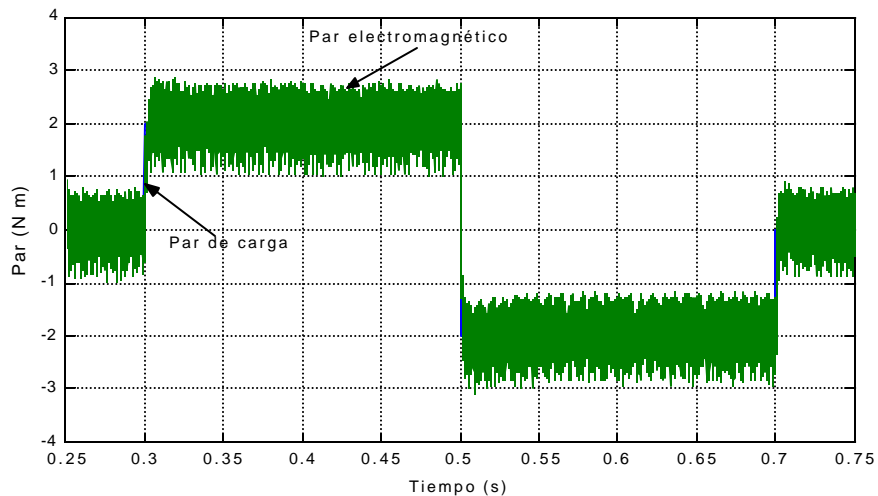


Figura 4.32 Par electromagnético y par de carga ante cambios en el par de carga del lado negativo (con banda de corriente de histéresis de 0.8 A).

4.3.2 Respuesta de flujo del estator

Las figuras 4.33 y 4.34 representan el comportamiento de los flujos alfa-beta del estator, con respecto a la variación en el ancho de banda de la corriente la onda del flujo se mueve en un ancho de banda un poco mayor; pero esto no afecta de manera apreciable en su respuesta.

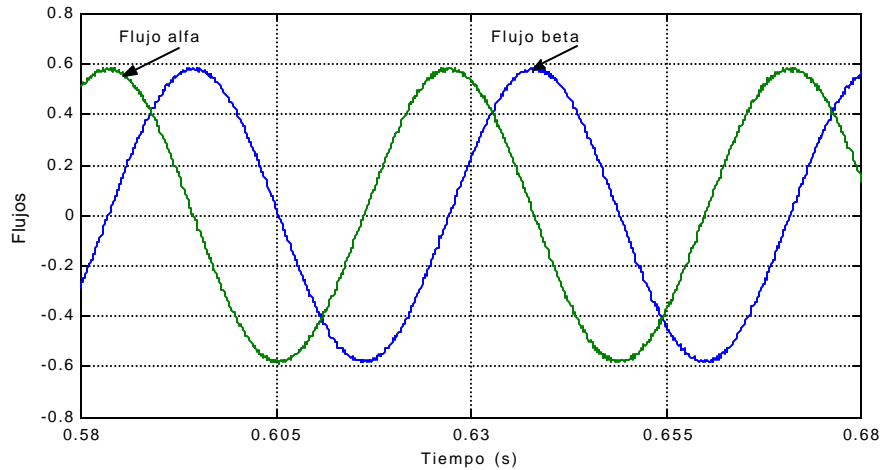


Figura 4.33 Flujos alfa- beta del estator (con banda de corriente de histéresis de 0.4 A).

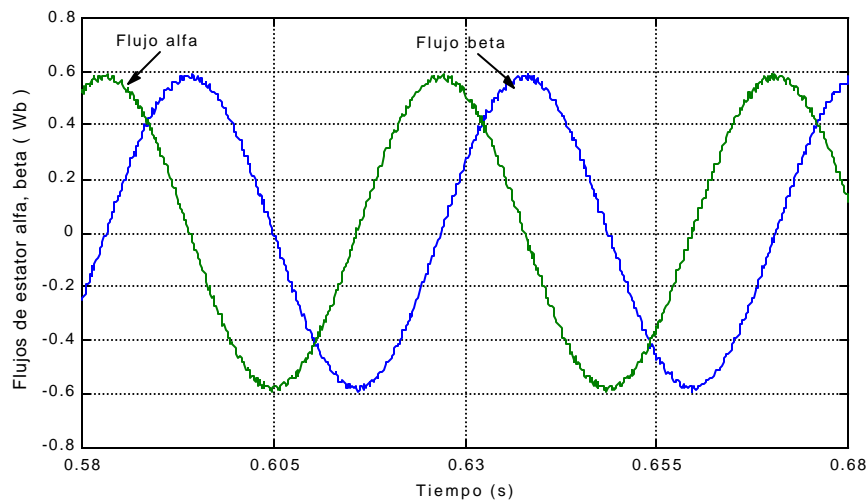


Figura 4.34 Flujos alfa-beta del estator (con banda de corriente de histéresis de 0.8 A).

Las figuras 4.35 y 4.36 muestran la respuesta de los flujos alfa-beta graficados en forma circular.

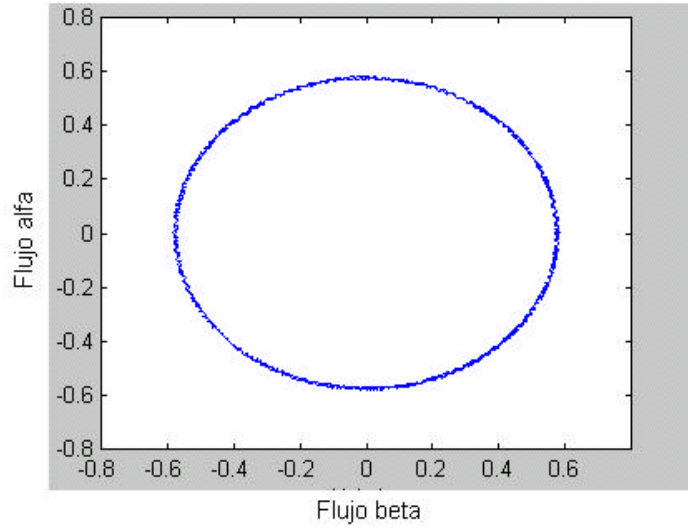


Figura 4.35 Flujos alfa, beta del estator graficados en forma circular (con banda de corriente de histéresis de 0.4 A).

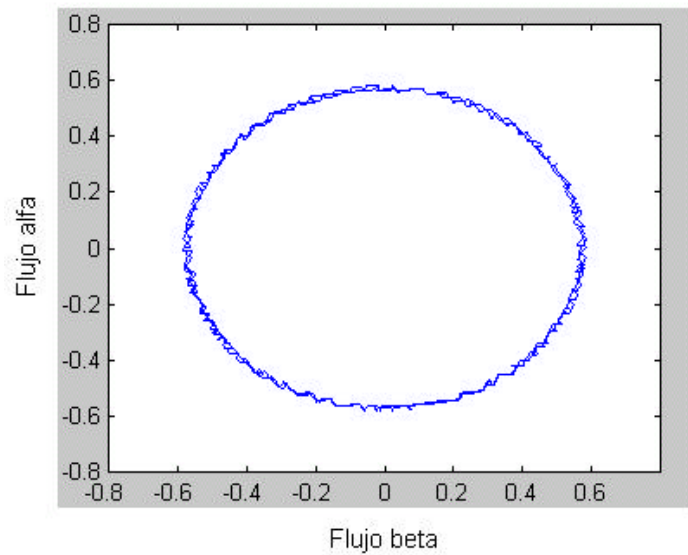


Figura 4.36 Flujos alfa, beta del estator graficados en forma circular (con banda de corriente de histéresis de 0.8 A).

4.3.3 Formas de onda de la corriente

Las gráficas que se presentan en las figuras 4.37 y 4.38 son las corrientes de fase abc del estator.

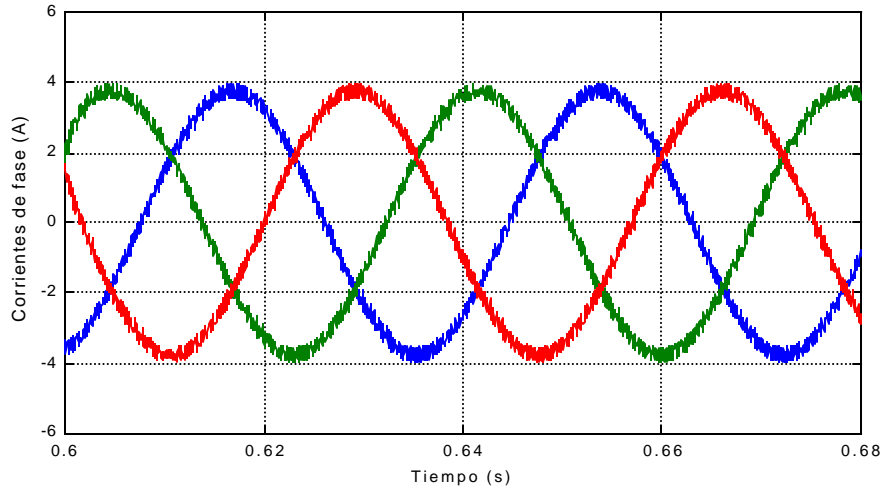


Figura 4.37 Corrientes de fase a,b,c del estator (con banda de corriente de histéresis de 0.4 A).

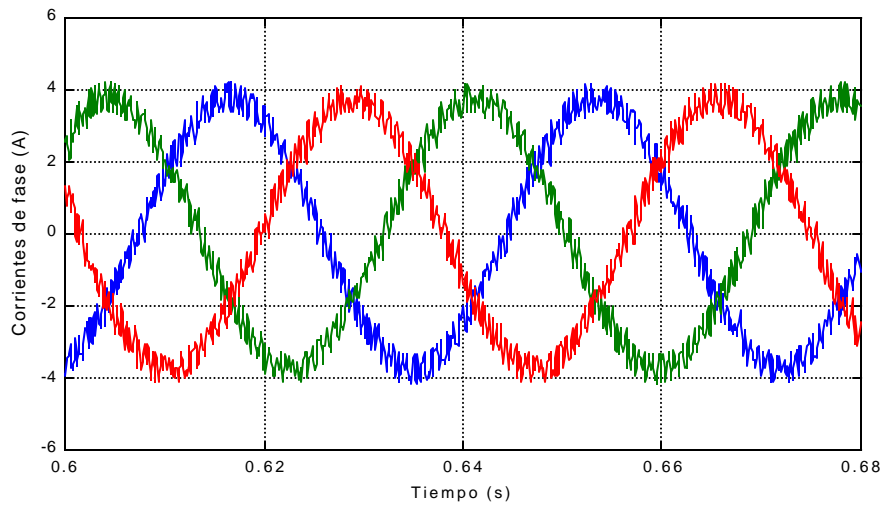


Figura 4.38 Corrientes de fase a,b,c del estator (banda de corriente de histéresis de 0.8 A).

En las siguientes figuras: 4.39 y 4.40 se presentan estas mismas corrientes del estator pero graficando la porción del tiempo en donde ocurre el par de carga, se observa una disminución en la amplitud de las tres corrientes de fase mientras se aplica dicho par.

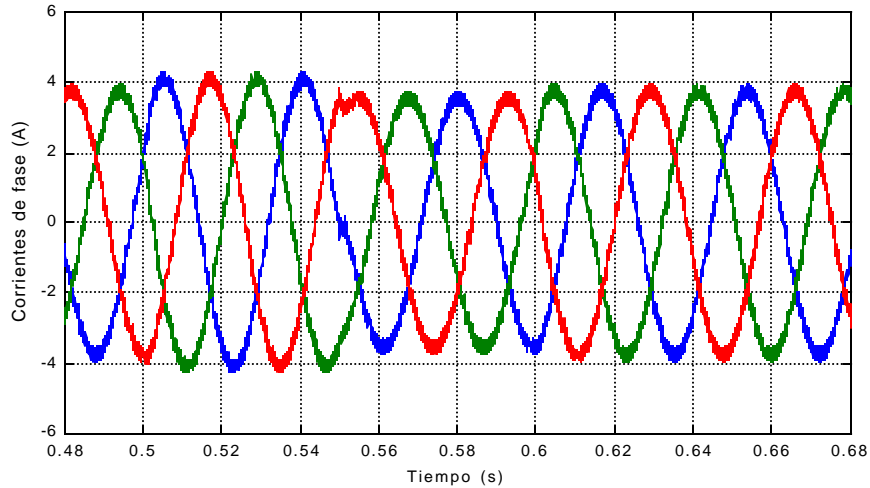


Figura 4.39 Corrientes de fase a,b,c, del estator, porción donde ocurre la variación del par de carga (banda de corriente de histéresis de 0.4 A).

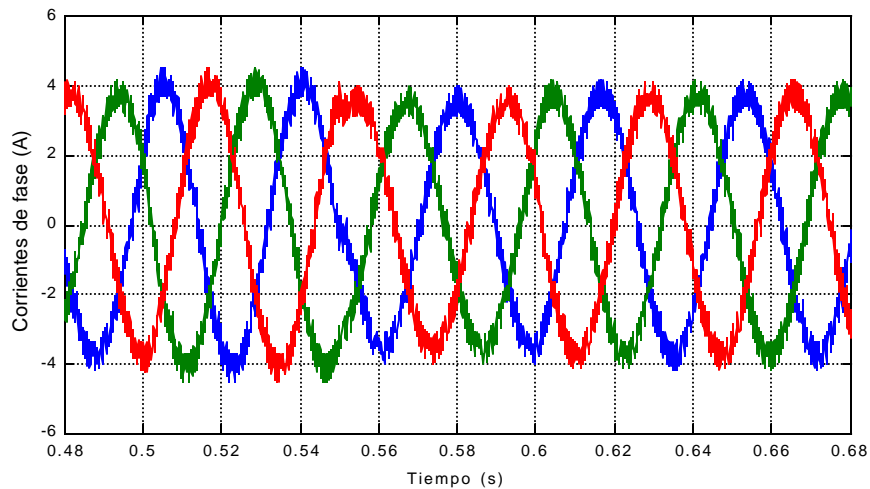


Figura 4.40 Corrientes de fase a,b,c del estator, porción donde ocurre la variación de par (banda de corriente de histéresis de 0.8 A).

4.3.4 Formas de onda del voltaje

Las formas de voltaje que se presentan a continuación (figuras 4.41 y 4.42) corresponden solo a la fase *a* (V_{an}), la respuesta de las fases *b* y *c* es la misma, con la variación del ángulo de desplazamiento.

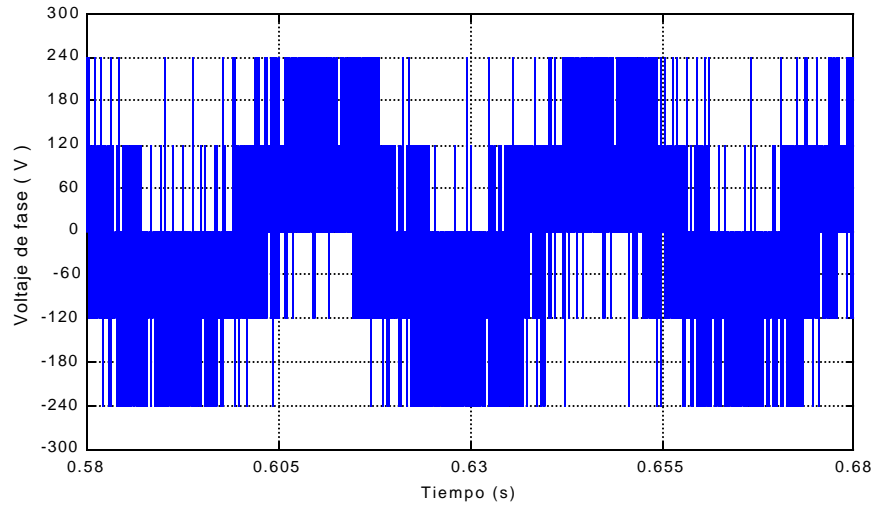


Figura 4.41 Voltaje de fase (V_{an}) (con banda de corriente de histéresis de 0.4 A).

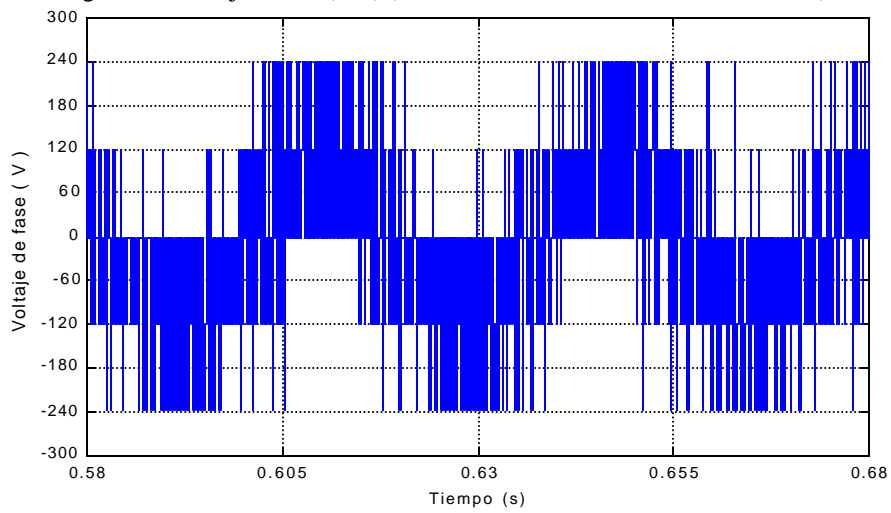


Figura 4.42 Voltaje de fase (V_{an}) (banda de corriente de histéresis 0.8 A).

Con respecto a los voltajes de línea (figuras 4.43 y 4.44) se ha graficado solamente el voltaje entre las fases a y b (V_{ab}).

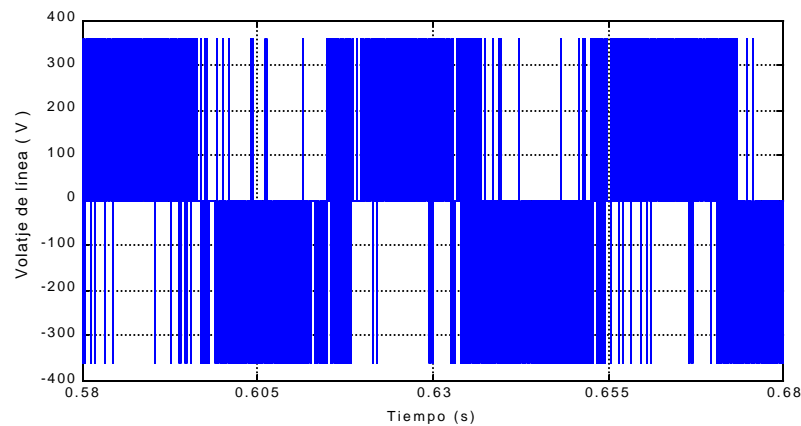


Figura 4.43 Voltaje de línea (V_{ab}) (banda de corriente de histéresis de 0.4 A).

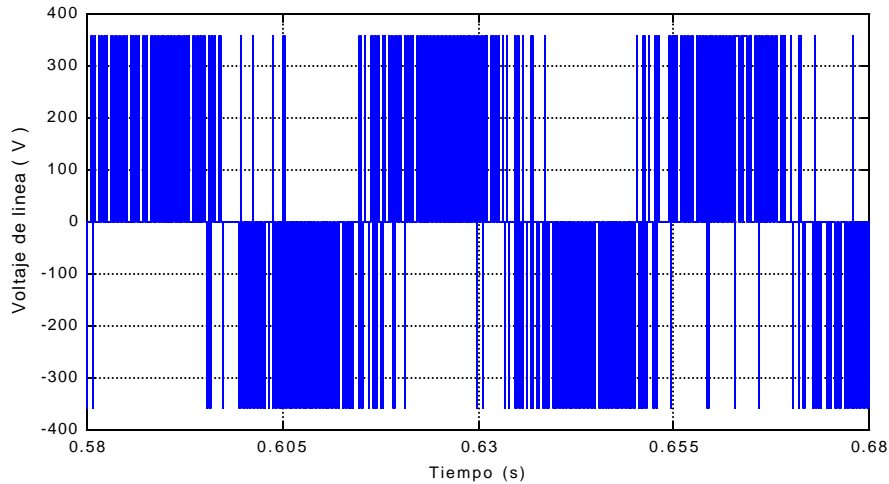


Figura 4.44 Voltaje de línea (Vab) (banda de corriente de histéresis de 0.8 A).

4.3.5 Aplicando una inversión del sentido de giro

En esta sección no se aplica un par de carga al control de velocidad del motor, sin embargo, se presentan a continuación las respuestas de las diferentes variables ante una inversión en el giro del motor.

4.3.5.1 Respuesta de velocidad

Puede observarse en la Figura 4.45 que la respuesta de la velocidad del rotor es muy similar a la velocidad de referencia, esto proporciona una prueba de la eficiencia del control de velocidad por campo orientado. En la figura 4.46 se muestra un acercamiento de la respuesta de velocidad durante el arranque.

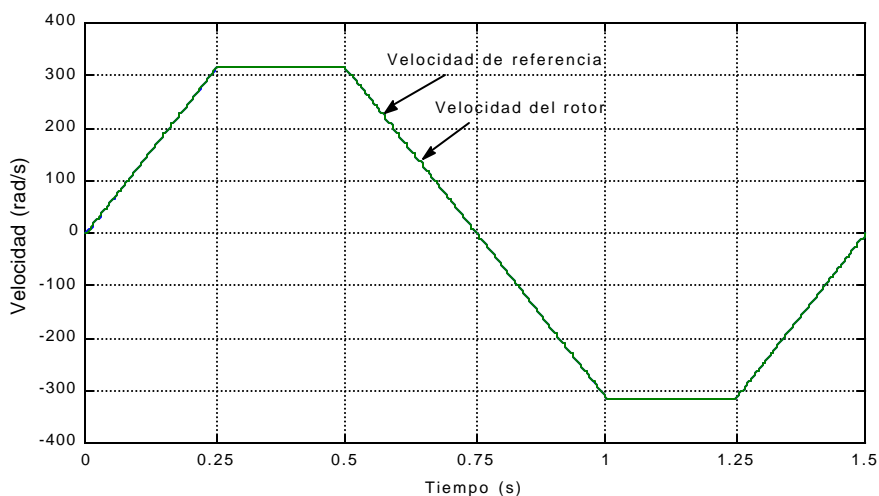


Figura 4.45 Velocidad de referencia y velocidad del rotor.

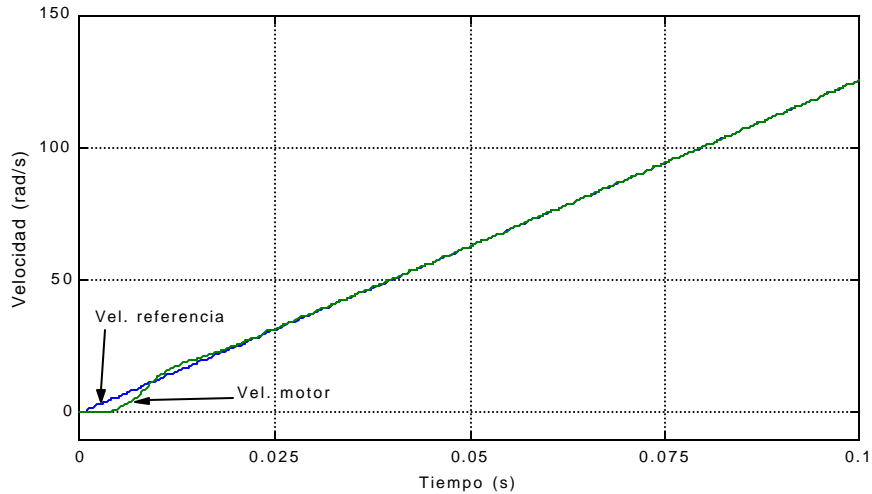


Figura 4.46 Velocidad de referencia y velocidad del rotor (acercamiento para observar su comportamiento durante el arranque).

4.3.5.2 Respuesta de par

La figura 4.47 muestra la respuesta que presenta el par electromagnético durante el tiempo que dura la simulación, se puede apreciar en el tiempo de 0.75 segundos el cambio en la respuesta debido a la inversión del sentido de giro en el motor.

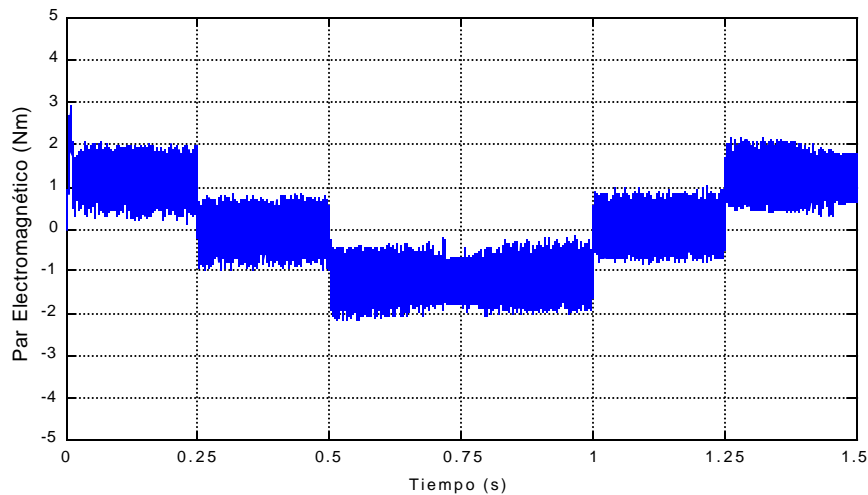


Figura 4.47 Par electromagnético.

4.3.5.3 Respuesta de flujo

En la Figura 4.48 se muestran los flujos alfa-beta del estator, en este caso se ha graficado la porción cercana al tiempo en que ocurre la inversión de giro de motor. Antes de que la inversión de giro ocurra, el flujo alfa se encuentra adelantado 90° con respecto al

flujo beta; una vez que ocurre la inversión de giro el flujo beta se adelanta con respecto al flujo alfa.

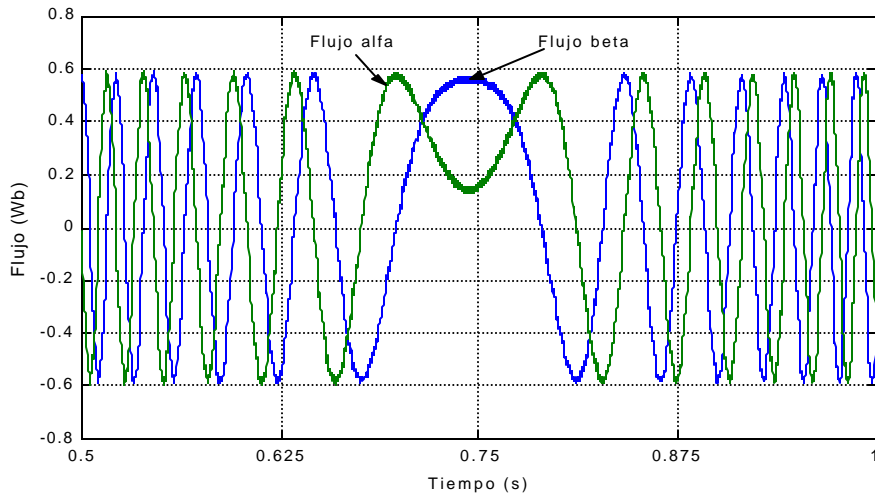


Figura 4.48 Flujos alfa-beta del estator (durante el tiempo en que ocurre la inversión de giro).

4.3.5.4 Gráficas de corriente

La gráfica de corriente que se presenta en la Figura 4.49 representa la corriente de la fase a y se ha graficado con una duración de un tiempo de 1.5 segundos. Puede observarse a la mitad del tiempo de simulación la variación en la onda de corriente debida a la inversión de giro.

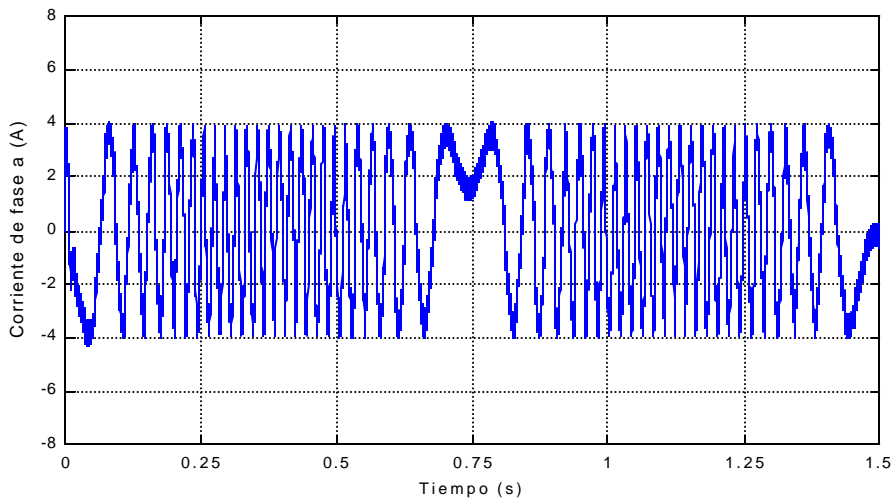


Figura 4.49 Corriente de la fase a del estator.

4.4 DESEMPEÑO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN CON CONTROL POR CAMPO ORIENTADO INDIRECTO UTILIZANDO UN ESTIMADOR DE VELOCIDAD BASADO EN OBSERVADORES DE FLUJO

Las gráficas que se presentan a continuación son las respuestas de velocidad, par, flujo y corriente del estator. En este caso ya se ha conectado el estimador de velocidad basado en observadores de flujo, el cual efectúa la función del sensor de velocidad; puesto que evalúa el vector de flujo del rotor y mediante el algoritmo matemático de dicho estimador se puede conocer el valor de la velocidad del rotor; el funcionamiento del estimador ya se ha descrito en la sección 3.2. Esta forma de evaluar la velocidad del motor es una de las varias técnicas de control de velocidad sin sensor en la flecha del motor, en el cual no es necesario el uso de un “encoder” o “resolver” para conocer la velocidad de la máquina, puesto que ésta se calcula mediante un algoritmo matemático que emplea parámetros de la propia máquina (voltaje y corriente del estator). Es importante mencionar que en esta sección el motor se encuentra trabajando en vacío (no se ha aplicado un par de carga). Además se presentan resultados variando el ancho de banda de la corriente de histéresis, con el fin de observar el comportamiento de las variables graficadas.

4.4.1 Respuesta de velocidad

La primer gráfica que se presentan en la figura 4.50 ilustra el comportamiento de la velocidad del rotor y la velocidad estimada del motor de inducción. Puede observarse que el comportamiento es muy similar, esto denota el buen desempeño del estimador de velocidad. En la figura 4.51 se muestra la velocidad de referencia y la velocidad estimada. La velocidad estimada presenta un error de 0.31% respecto de la velocidad de referencia, este valor de error es igual para el caso de la velocidad del rotor.

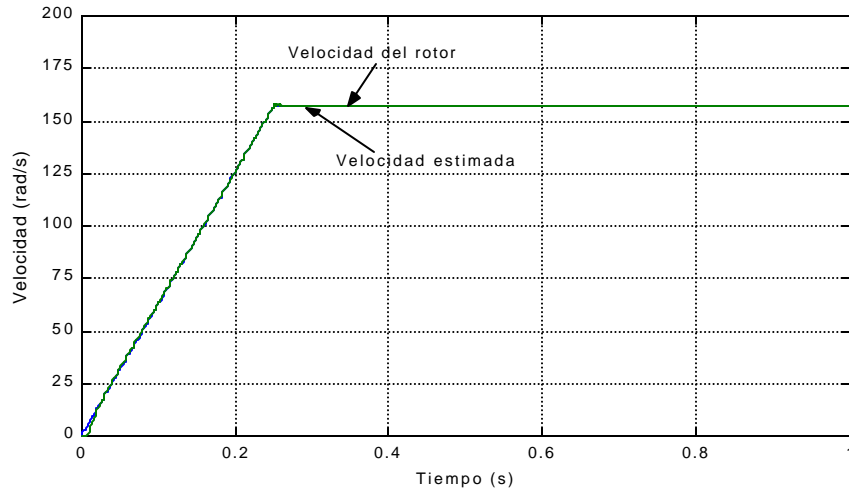


Figura 4.50 Velocidad del rotor y velocidad estimada.

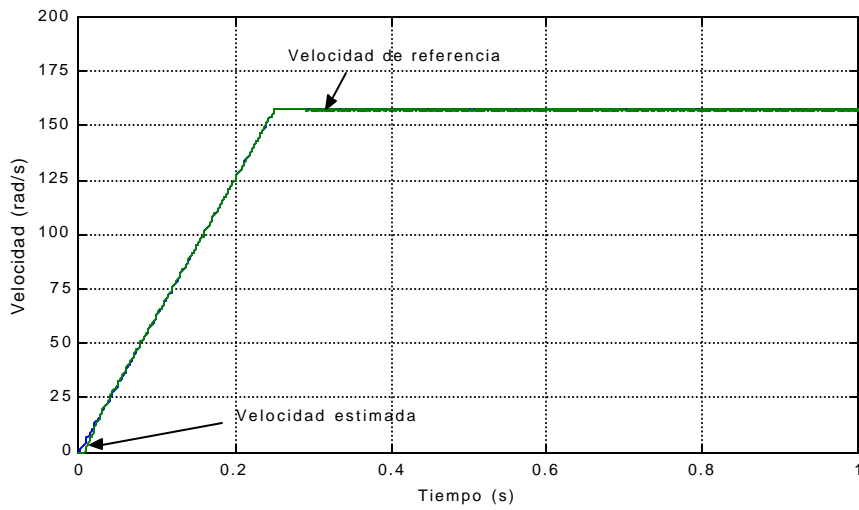


Figura 4.51 Velocidad de referencia y velocidad estimada.

4.4.2 Respuesta de par

La figura 4.52 muestra la respuesta del par electromagnético del motor de inducción con control por campo orientado indirecto utilizando un estimador de velocidad, para éste caso el valor del ancho de la banda de corriente de histéresis es de 0.4 A.

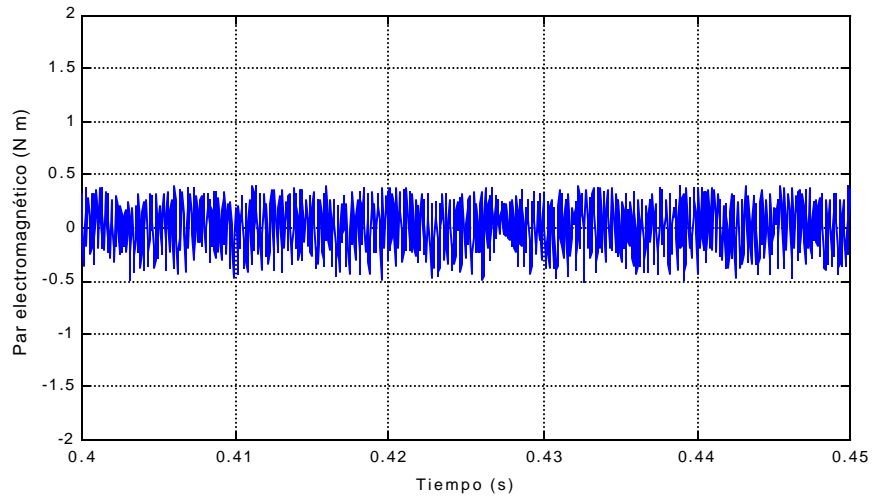


Figura 4.52 Par electromagnético (con banda de corriente de 0.4 A).

En la gráfica de la figura 4.53, se observa que la amplitud del par electromagnético ha aumentado cuando la banda de corriente se ha ajustado a un valor de 0.8 A.

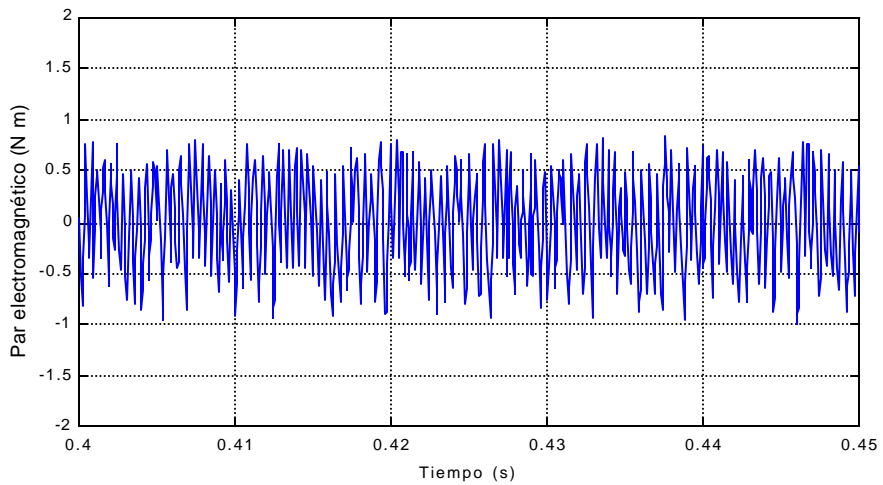


Figura 4.53 Par electromagnético (con banda de corriente de 0.8 A).

4.4.3 Respuestas de flujo del estator

Las gráficas que a continuación se presentan (Figuras 4.54 y 4.55) muestran los flujos alfa-beta del estator con variación del ancho de banda de corriente. Para el caso de estos flujos, la variación en el ancho de banda de corriente no es muy apreciable en su

comportamiento, únicamente se observa una distorsión menor en las curvas correspondientes a la simulación con banda de corriente de 0.4 A.

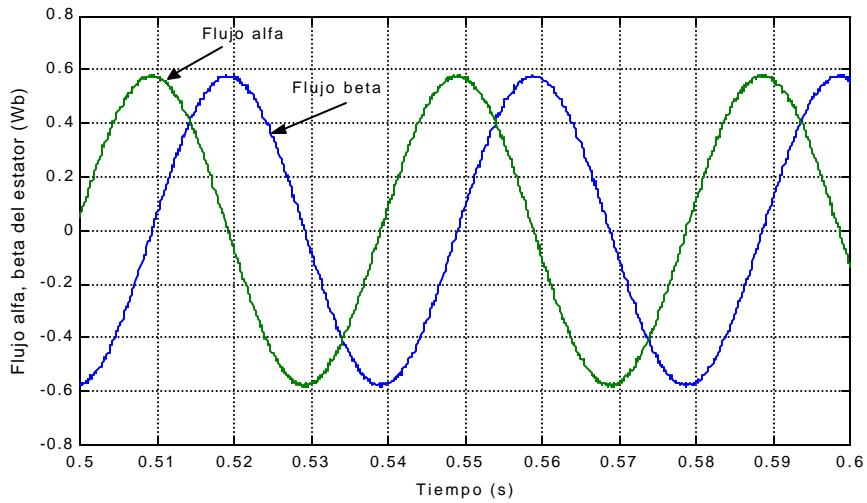


Figura 4.54 Gráfica del flujo alfa-beta del estator (con ancho de banda de corriente de 0.4 A).

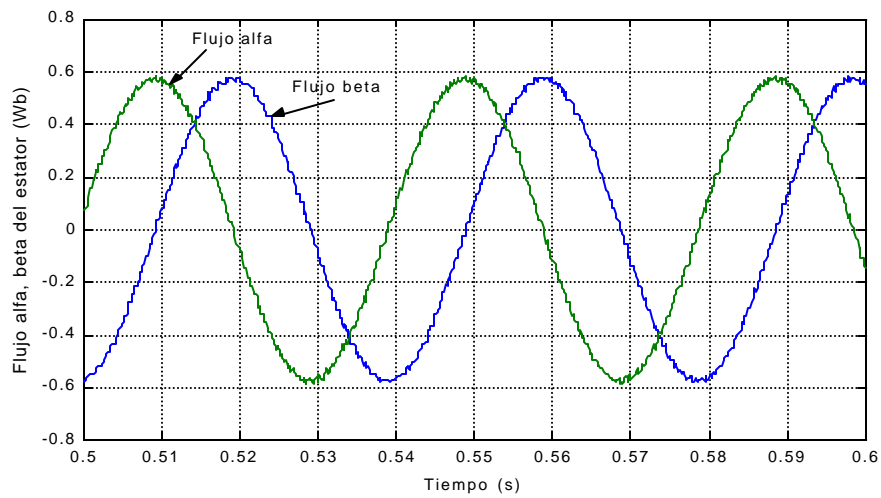


Figura 4.55 Gráfica del flujo alfa-beta del estator (con ancho de banda de corriente de 0.8 A).

En las figuras 4.56 y 4.57 el flujo se encuentra graficado en forma circular.

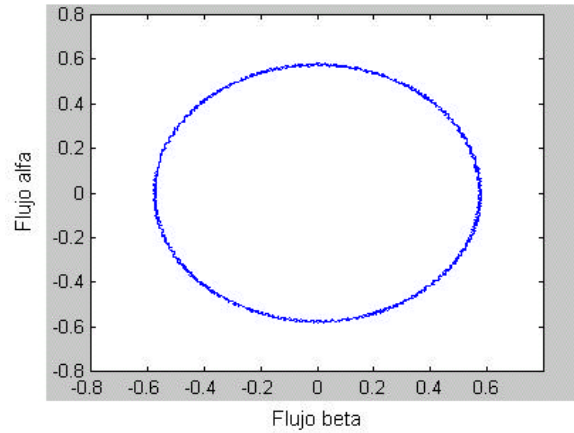


Figura 4.56 Gráfica del flujo alfa-beta del estator (con banda de corriente de 0.4 A).

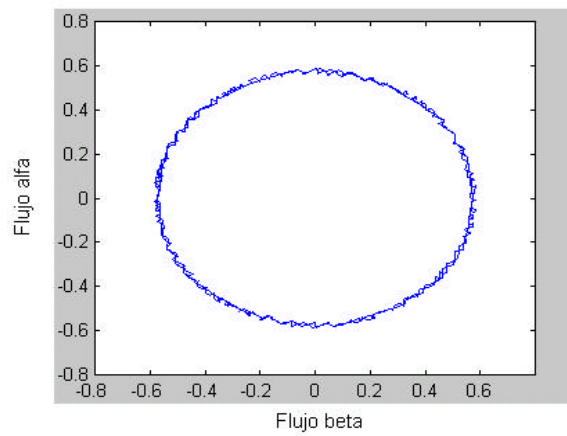


Figura 4.57 Gráfica del flujo alfa-beta del estator (con banda de corriente de 0.8 A).

Finalmente, en la figura 4.58 se muestra la gráfica del módulo de flujo del estator cuando el ancho de banda es de 0.4 A.

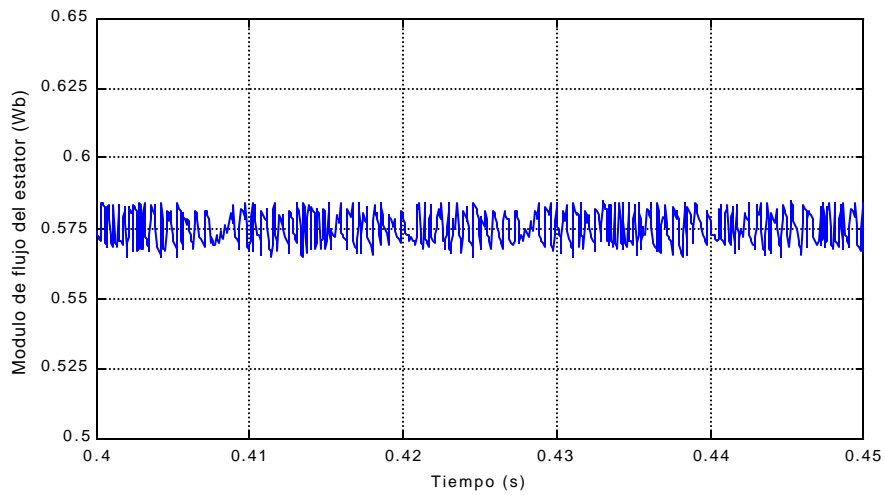


Figura 4.58 Módulo de flujo del estator.

4.4.4 Gráficas de corriente

Se presentan las corrientes de fase abc del estator en las figuras 4.59 y 4.60, se observa que las corrientes correspondientes a la figura 4.60 se mueven en un ancho de banda mayor, lo cual provoca que la señal de corriente se distorsione un poco conforme este valor se aumenta.

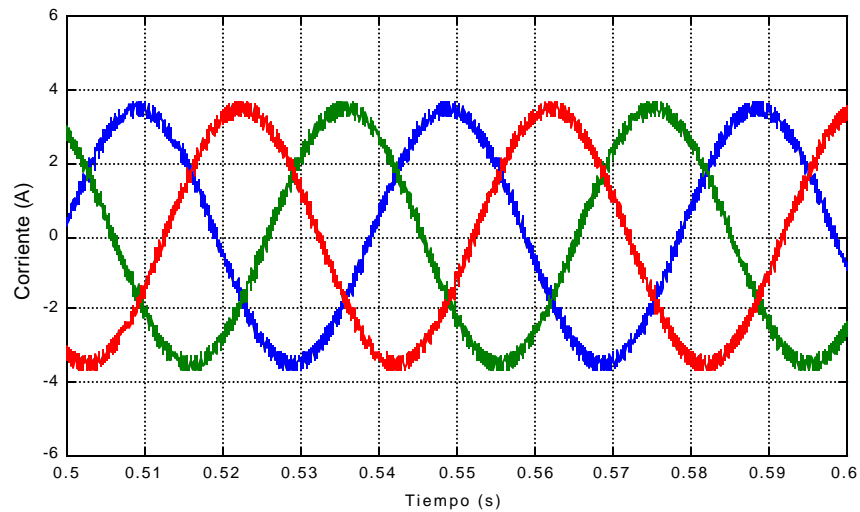


Figura 4.59 Corriente de fase a,b,c del estator (con ancho de banda de 0.4 A).

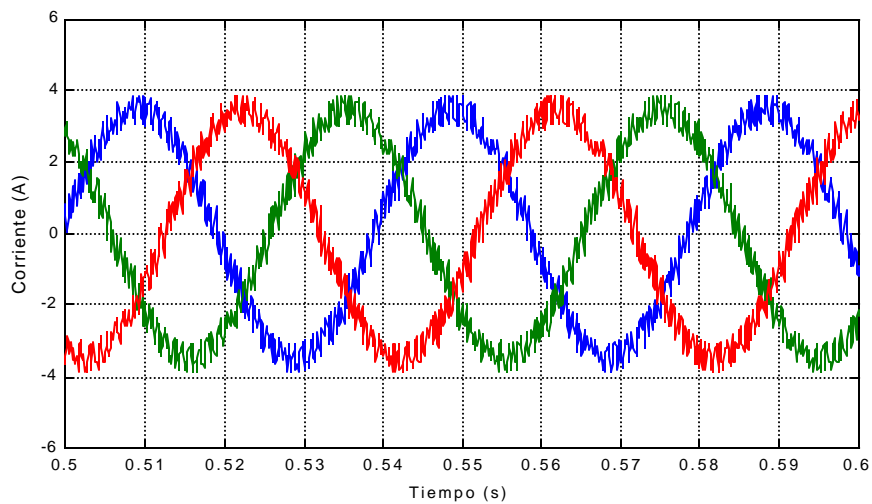


Figura 4.60 Corriente de fase a,b,c del estator (con ancho de banda de 0.8 A).

4.4.5 Señales de control de los dispositivos de conmutación correspondientes a una fase

Para el caso de las señales de control, se puede observar que al tener un mayor ancho de banda, se presentan las siguientes características: menor frecuencia de conmutación, mayor rizado y menores pérdidas en el dispositivo. Con un ancho de banda menor se presentaría un menor rizado, pero al aumentar la frecuencia de conmutación en el dispositivo, las pérdidas son mayores. Las figuras 4.61 y 4.62 ilustran dicho comportamiento.

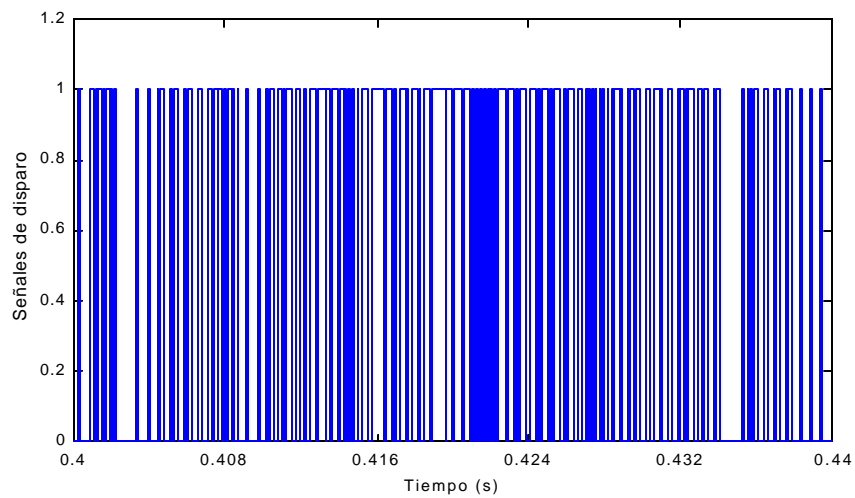


Figura 4.61 Señales de control de la fase a (con banda de corriente de 0.4 A).

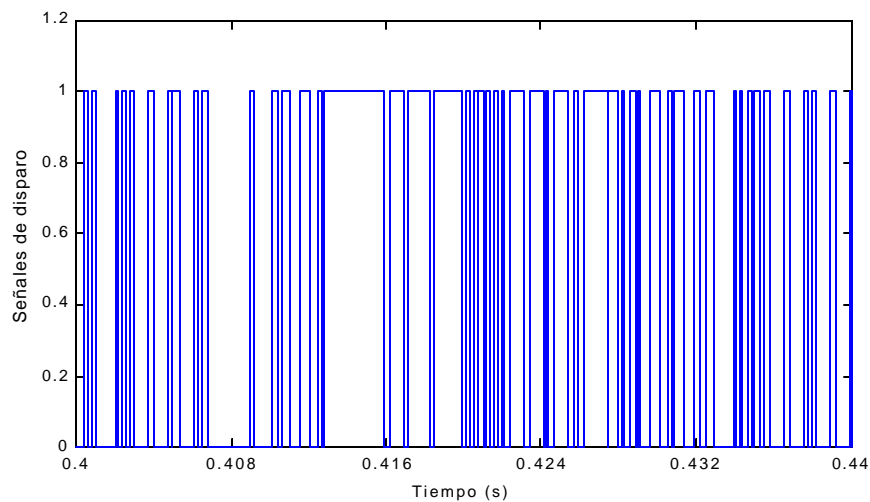


Figura 4.62 Señales de control de la fase a (con banda de corriente de 0.8 A).

4.4.6 Respuestas del sistema al aplicar un par de carga

Se presentan a continuación los resultados correspondientes a la simulación cuando se aplica un par de carga, primeramente un par de carga que varíe entre valores positivos, seguido de resultados que muestran el comportamiento de las variables cuando el par de carga incluye variaciones negativas. En esta sección los resultados también se muestran para dos diferentes valores del ancho de banda.

4.4.6.1 Respuesta de velocidad

Para el caso de la velocidad, los valores se presentan únicamente para un valor de ancho de banda de corriente, puesto que la variación no afecta en su comportamiento. Puede notarse en la figura 4.63 la respuesta de la velocidad del rotor y la velocidad estimada, se observa una ligera variación en ambas velocidades en el momento en que se aplica el par de carga, sin embargo, el control de velocidad actúa y la velocidad logra permanecer en su valor nominal.

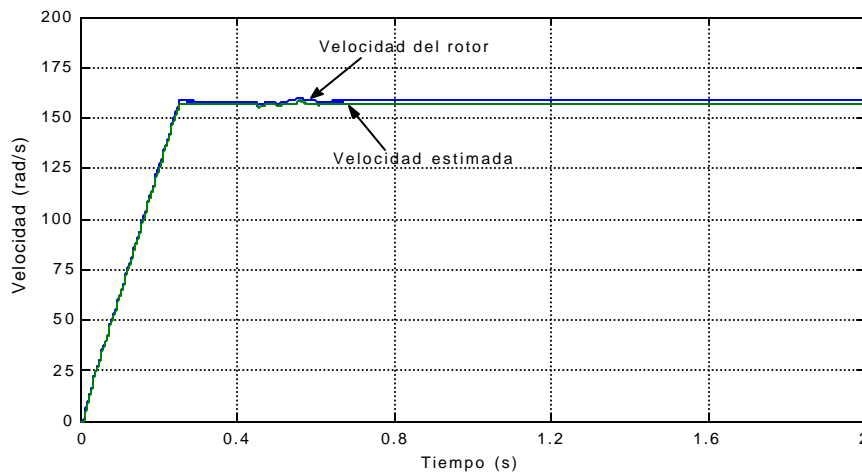


Figura 4.63 Velocidad del rotor y velocidad estimada.

La figura 4.64 muestra la velocidad de referencia y la velocidad estimada. Para esta estimación, se considera un valor de error en la velocidad estimada de 0.63% con respecto a la velocidad del rotor.

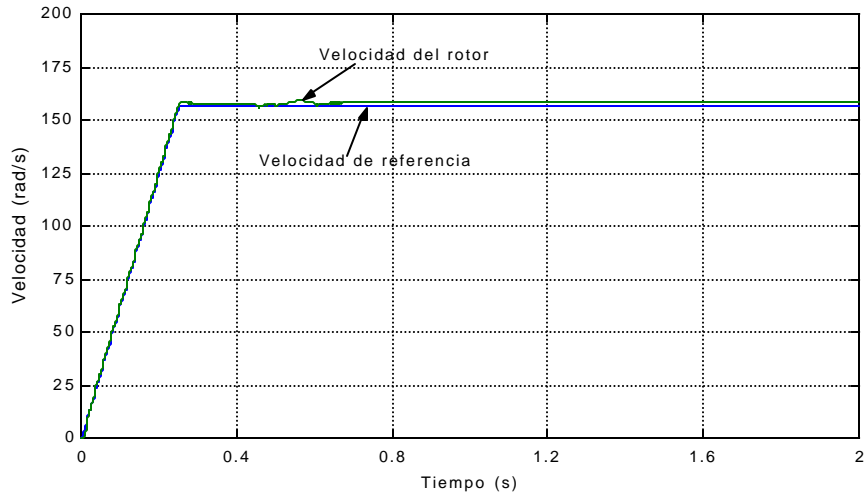


Figura 4.64 Velocidad del rotor y velocidad de referencia.

4.4.6.2 Respuesta de par

Las primeras dos figuras (4.65 y 4.66) muestran el comportamiento del par electromagnético y el par de carga cuando este último presenta variaciones positivas.

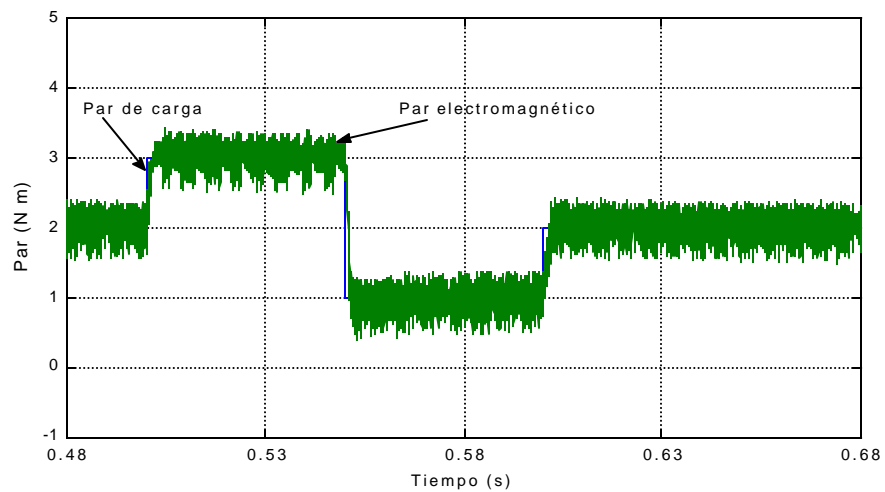


Figura 4.65 Par electromagnético y par de carga (con banda de corriente de 0.4 A).

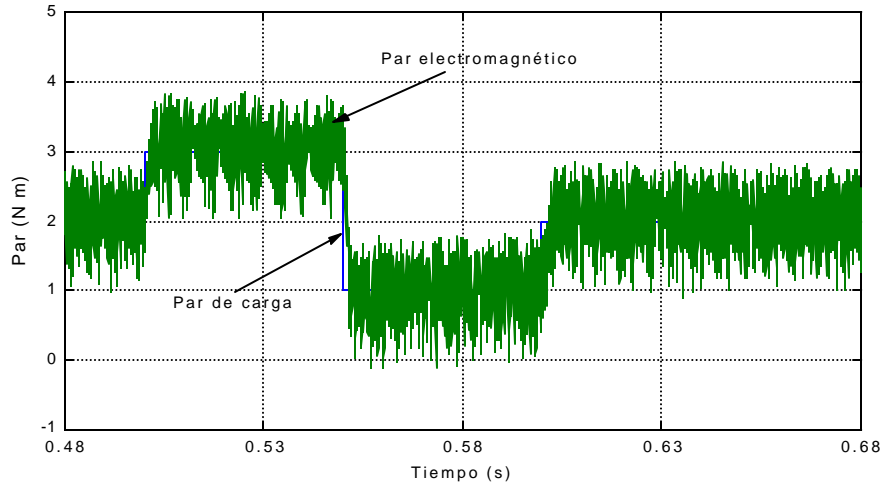


Figura 4.66 Par electromagnético y par de carga (con banda de corriente de 0.8 A).

Las figuras 4.67 y 4.68 muestran los mismos parámetros de par, cuando el par de carga se varía en una serie de valores positivos y negativos. Para ambos casos, se observa un aumento de la amplitud del par electromagnético conforme se incrementa el ancho de banda de la corriente de histéresis.

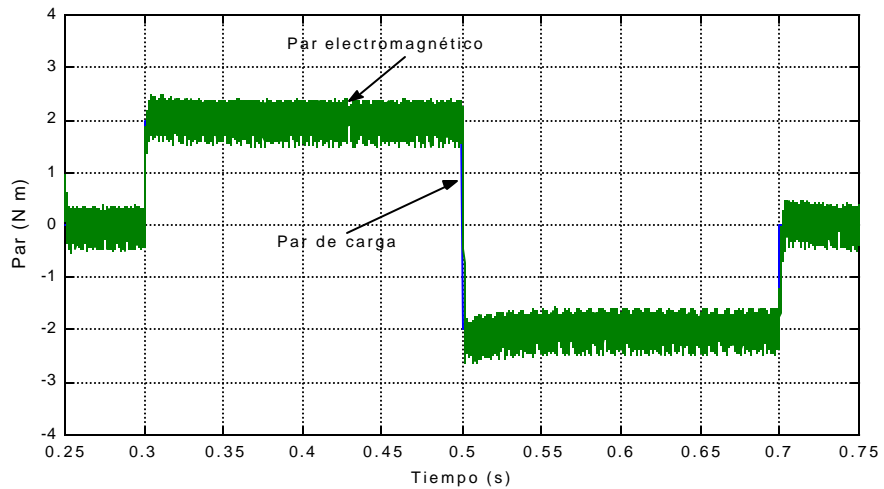


Figura 4.67 Par electromagnético y par de carga con valores negativos (con banda de corriente de 0.4 A).

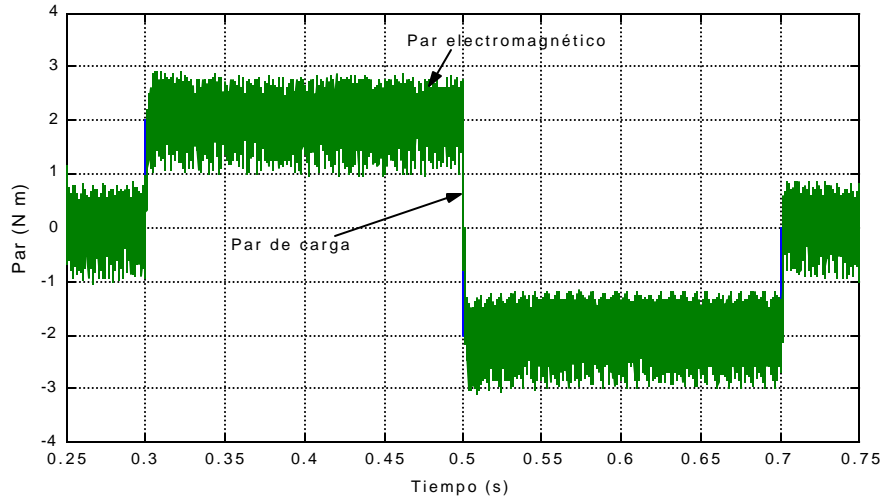


Figura 4.68 Par electromagnético y par de carga con valores negativos (con banda de corriente de 0.8 A).

4.4.6.3 Gráficas de corriente

Las gráficas de las figuras 4.69 y 4.70 representan las respuestas de las corrientes de fase *a, b, c* del estator para dos valores de ancho de banda, en estas dos figuras no se ha graficado el intervalo de tiempo en donde ocurre la variación de par de carga.

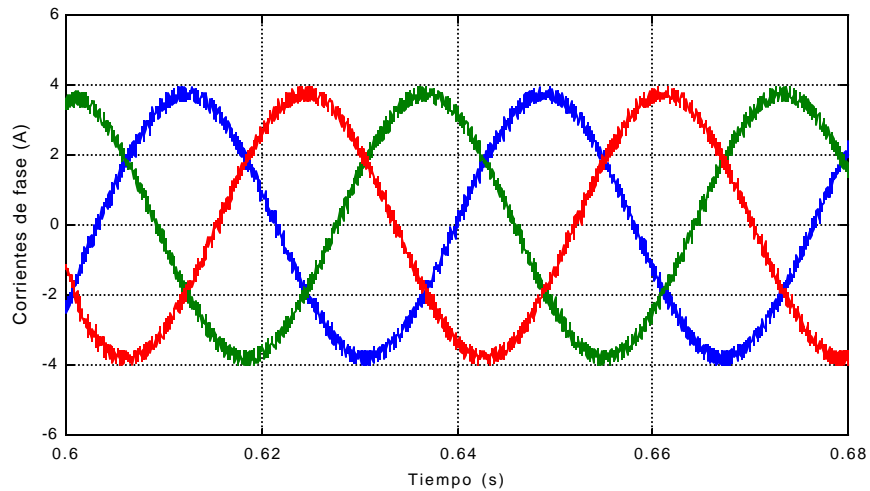


Figura 4.69 Corrientes de las fases *a, b, c* del estator (banda de corriente de 0.4 A).

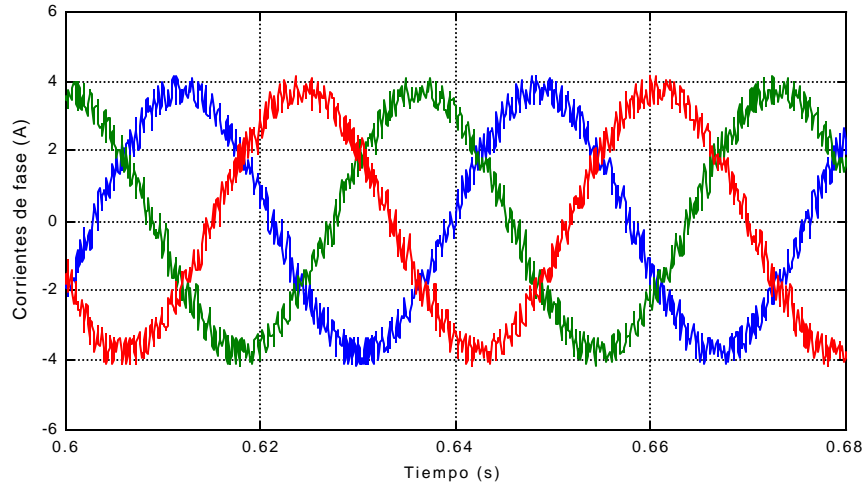


Figura 4.70 Corrientes de las fases a,b,c del estator (con banda de corriente de 0.8 A).

Para las figuras 4.71 y 4.72 se observan variaciones en la amplitud de las formas de corriente, de acuerdo a la variación en el par de carga, conforme éste aumenta o disminuye, también cambia la amplitud de las corrientes. Por ejemplo, en el tiempo de 0.5 segundos, el par de carga aumenta y la amplitud de las corrientes de fase aumenta a partir de ese punto y sufre un decremento a partir de 0.55 segundos, lo mismo ocurre con la corriente.

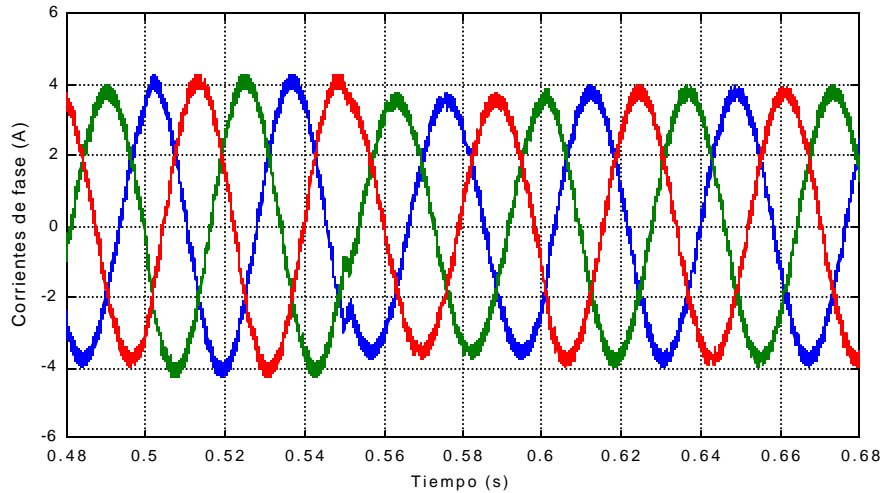


Figura 4.71 Corrientes de las fases *a, b, c* del estator, porción en donde se observa la variación del par de carga (con banda de corriente 0.4 A).

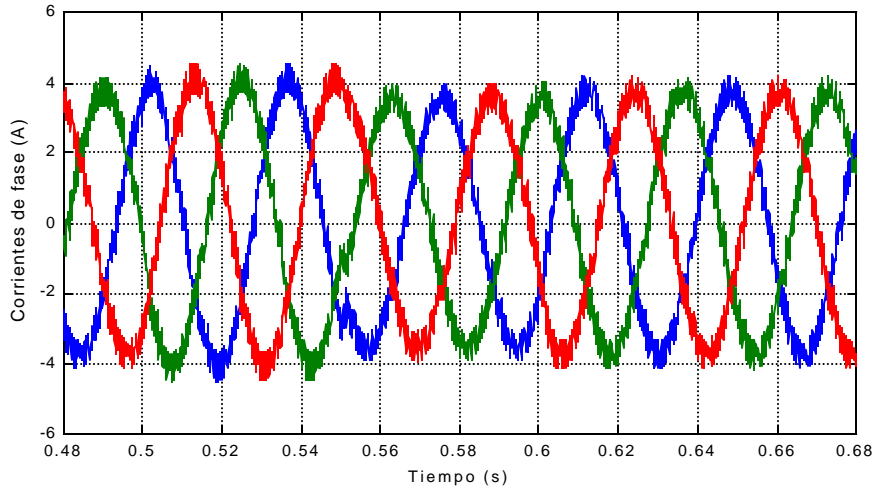


Figura 4.72 Corrientes de las fases *a, b, c* del estator porción en donde se observa la variación del par de carga (con banda de corriente 0.8 A).

4.4.6.4 Gráficas de voltaje

Las gráficas que a continuación se presentan (figura 4.73 y 4.74) representan el voltaje de fase (V_{an}) para valores de banda de corriente de 0.4 A y 0.8 A respectivamente.

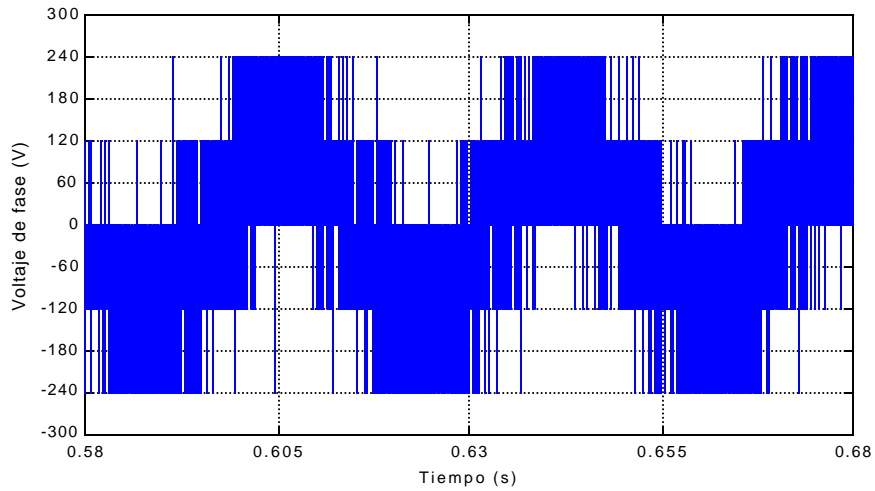


Figura 4.73 Voltaje de fase, V_{an} (con banda de corriente de 0.4 A).

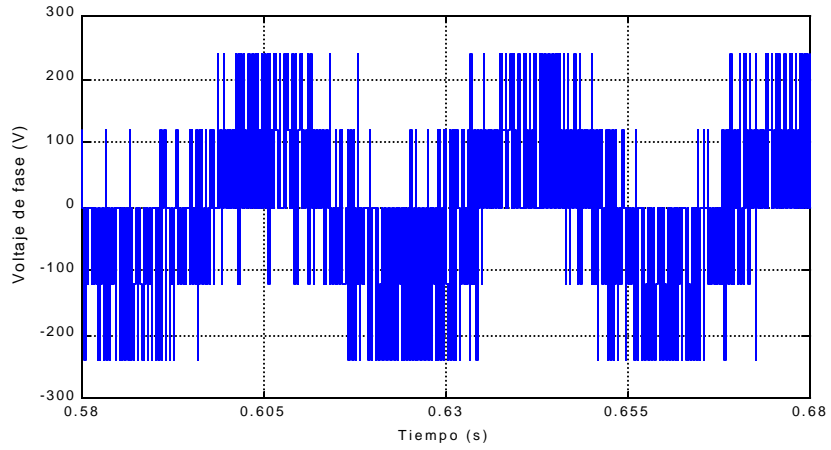


Figura 4.74 Voltaje de fase, V_{an} (con banda de corriente de 0.8 A).

Las figuras 4.75 y 4.76 muestran el voltaje de línea (V_{ab}) para los anchos de banda que se han mencionado anteriormente.

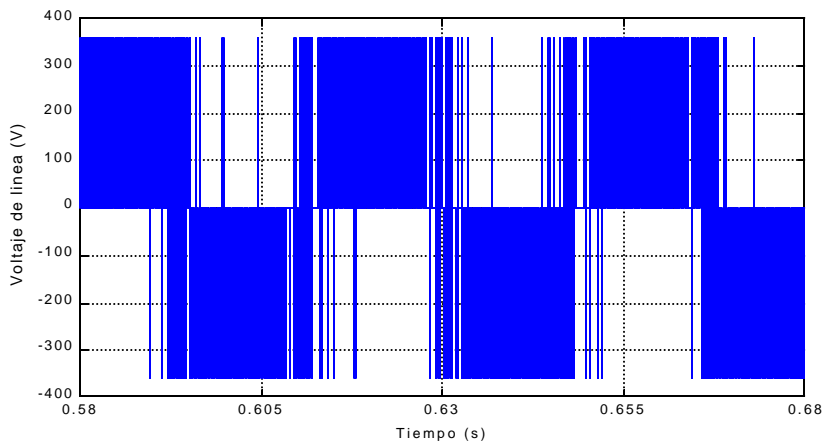


Figura 4.75 Voltaje de línea, V_{ab} (con banda de corriente de 0.4 A).

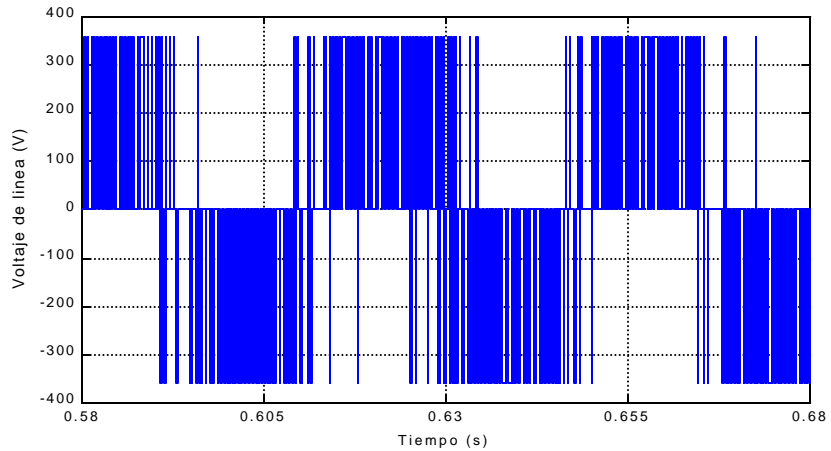


Figura 4.76 Voltaje de línea, V_{ab} (con banda de corriente de 0.8 A).

4.4.7 Respuesta del sistema al aplicar una inversión del sentido de giro

En esta sección se observa el comportamiento de la máquina de inducción ante una inversión de giro en el rotor, dicha inversión se controla en el bloque que corresponde a la velocidad de referencia mostrado en el diagrama general de la simulación (Figura 4.1).

4.4.7.1 Respuesta de velocidad

Las gráficas que a continuación se presentan, dibujan la velocidad del rotor y la velocidad estimada (figura 4.77), así como la velocidad de referencia y la velocidad estimada (figura 4.78); ambas gráficas muestran el desempeño del estimador para acercarse a las velocidades del rotor y la de referencia respectivamente.

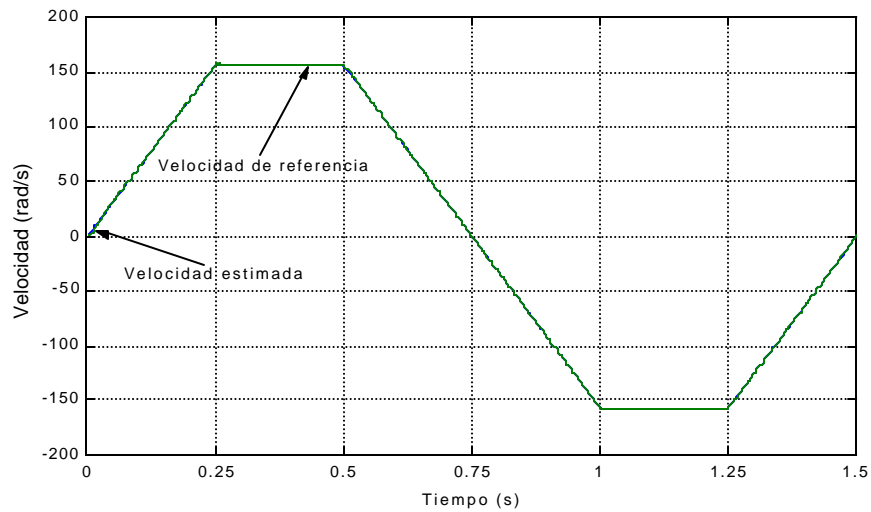


Figura 4.77 Velocidad de referencia y velocidad estimada.

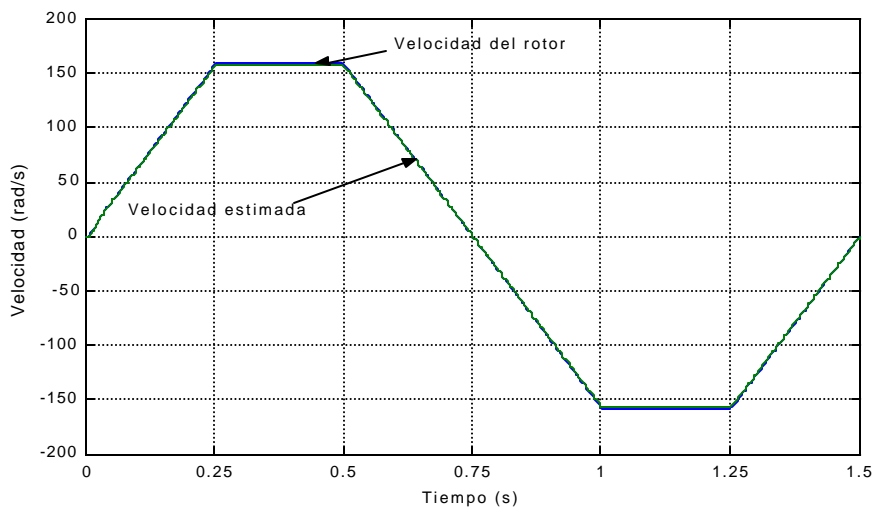


Figura 4.78 Velocidad del rotor y velocidad estimada.

4.4.7.2 Respuesta de par

En la figura 4.79 se presenta la gráfica de par electromagnético, se ha graficado todo el rango de tiempo que dura la simulación y se puede observar la variación conforme la velocidad va disminuyendo para acercarse al tiempo en que ocurre la inversión de giro.

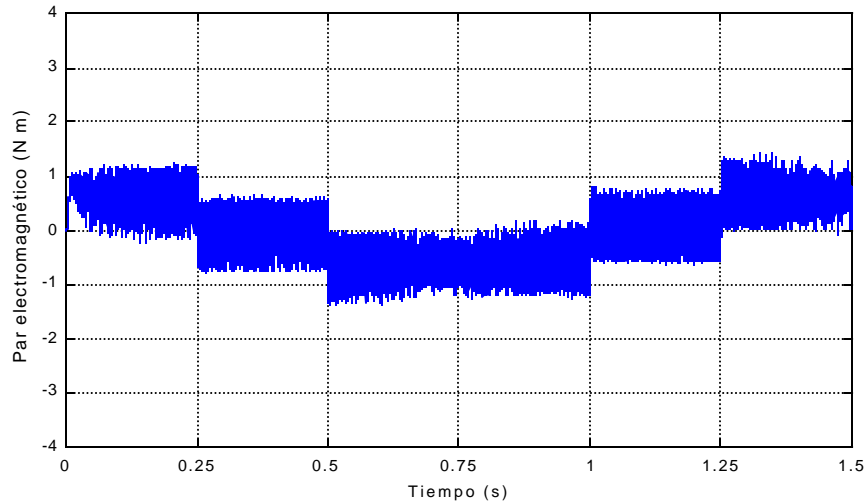


Figura 4.79 Par electromagnético.

4.4.7.3 Respuesta de flujo

En la figura 4.80 se presenta la respuesta de flujo alfa-beta del estator, graficando la porción más cercana al tiempo en que se realiza la inversión de giro, se puede observar el adelanto del flujo beta con respecto al flujo alfa una vez que ocurre dicha inversión. En la figura 4.81, se ha graficado este flujo en forma circular.

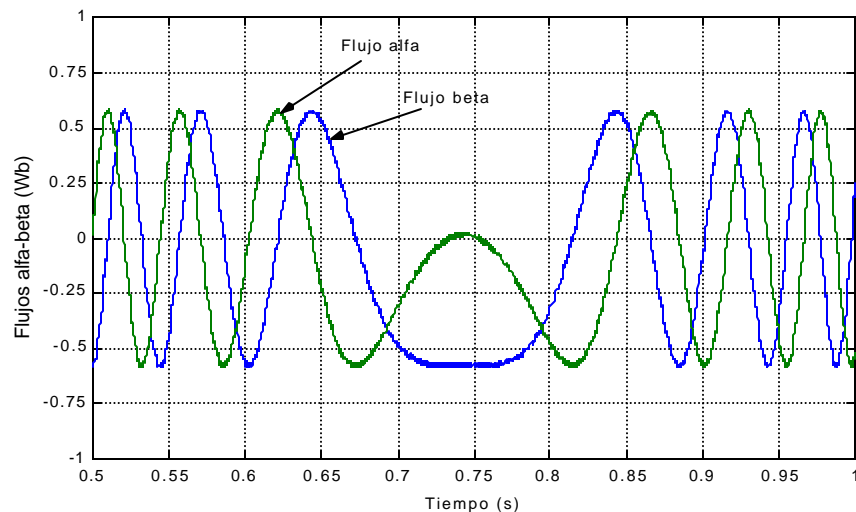


Figura 4.80 Flujo alfa, beta del estator.

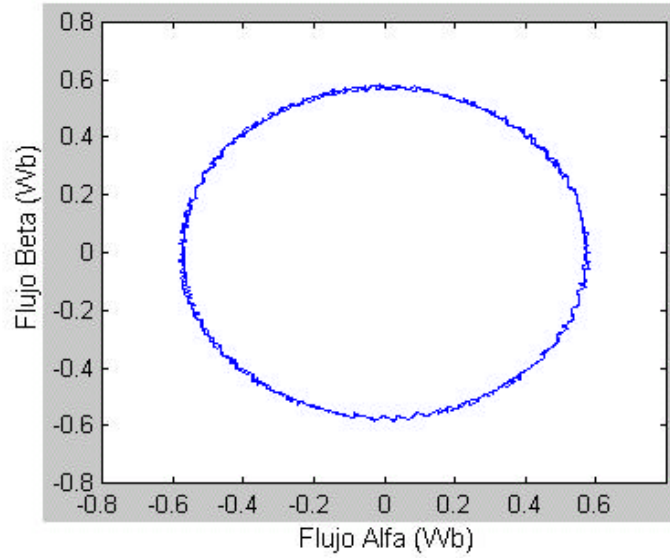


Figura 4.81 Flujo alfa, beta del estator (gráfica circular).

4.4.7.4 Gráficas de corriente

En las primeras tres figuras (4.82, 4.83 y 4.84), se grafican las corrientes de las fases a, b, c del estator para el rango completo del tiempo que dura la simulación.

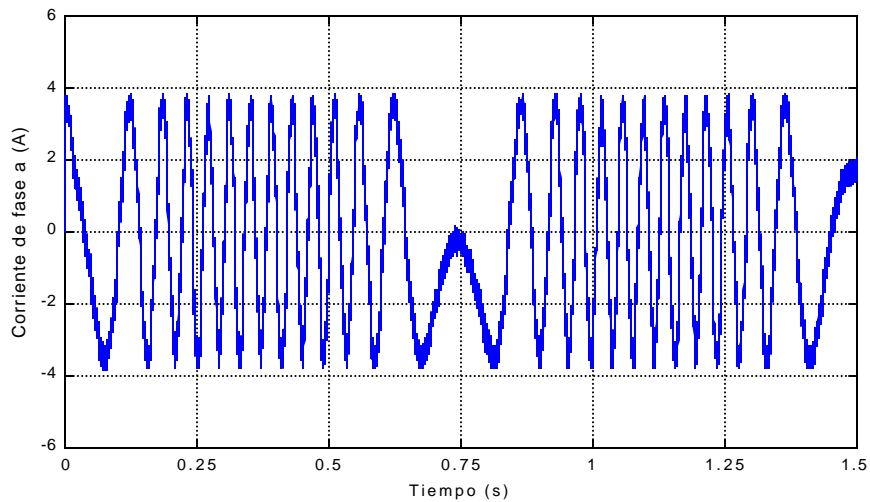


Figura 4.82 Corriente de fase a del estator.

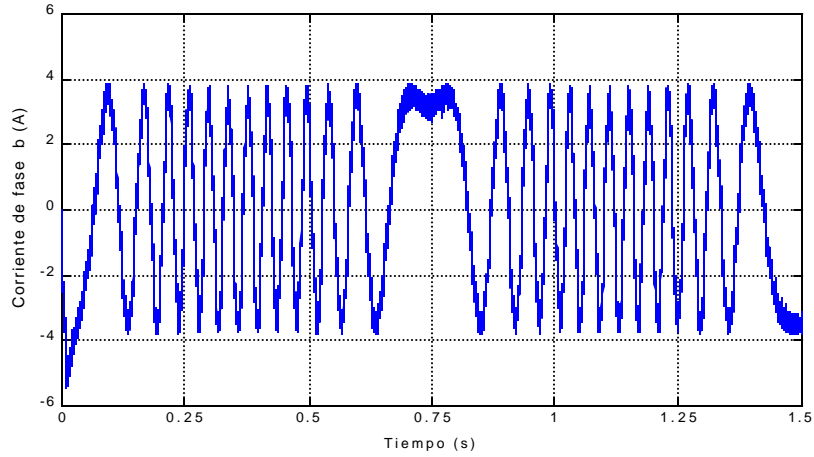


Figura 4.83 Corriente de fase *b* del estator.

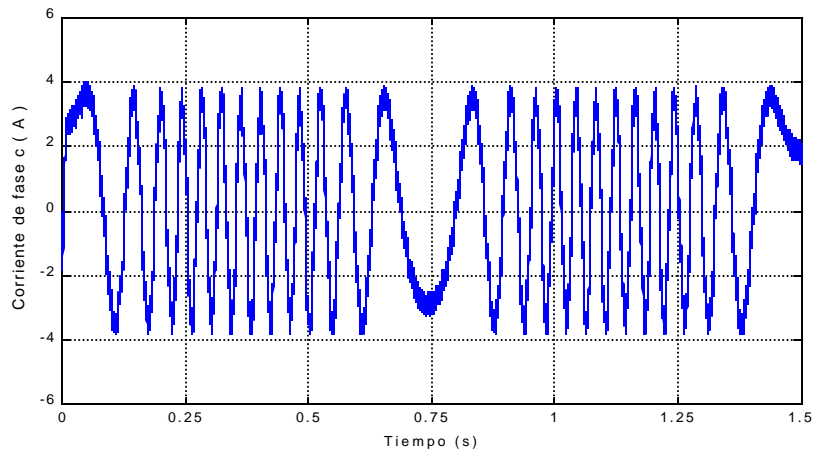


Figura 4.84 Corriente de fase *c* del estator.

En la figura 4.85 aparece la corriente de la fase *a* con un acercamiento en el instante en que ocurre la inversión de giro.

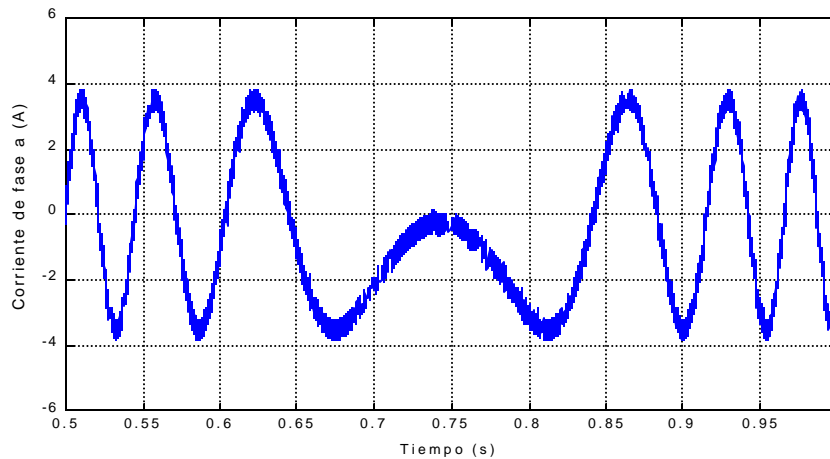


Figura 4.85 Corriente de fase *a* del estator (momento en que ocurre la inversión de giro).

Finalmente, la figura 4.86 muestra las tres corrientes de fase del estator graficadas en un rango cercano a donde ocurre la inversión de giro del motor.

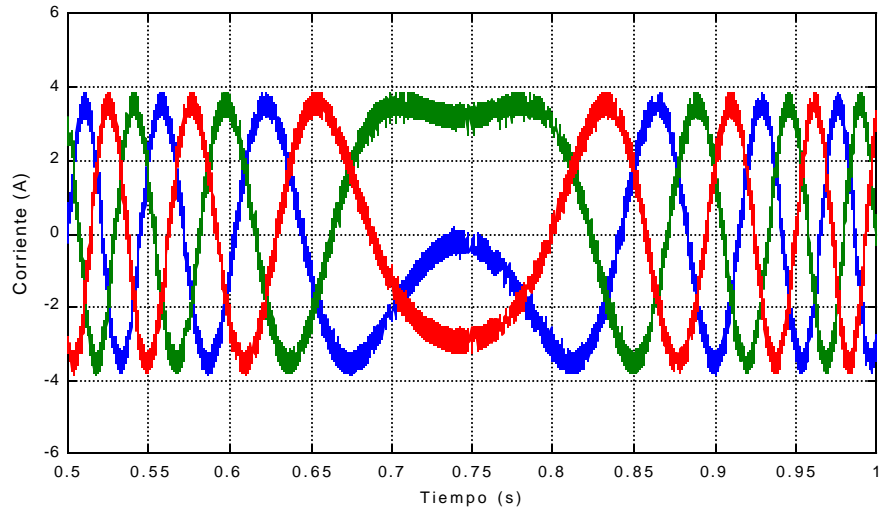


Figura 4.86 Corrientes de las fases *a, b, c* del estator.

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

5.1 Conclusiones

- 1) La estimación de velocidad basada en observadores de flujo del rotor, permite conocer la velocidad del motor de inducción sin necesidad de un sensor mecánico colocado en la flecha del rotor. Durante las simulaciones desarrolladas, se observó un buen desempeño en estimador de velocidad ya que el error entre la velocidad estimada y la velocidad del rotor es de aproximadamente 0.5%, en condiciones estables de velocidad y par de carga nominales.
- 2) La variación en el valor de la resistencia del rotor, R_r , provoca errores en la estimación de velocidad, debido a que el modelo de corriente que se utiliza como observador de flujo del rotor involucra el valor de R_r ; por lo tanto, conforme el valor de la resistencia del rotor cambia, la estimación de velocidad es menos exacta. Por ejemplo, en la figura 4.25 se observó que al aumentar el valor de la resistencia del rotor en un 30%, el incremento en el error de la estimación de velocidad es de 1.5% considerando que el motor se encuentra trabajando en estado estable, además es importante mencionar que cuando el parámetro R_r ha aumentado en ésta proporción, la respuesta de estimación de velocidad presenta rizados muy grandes al aplicar una variación de par de carga, de esta forma el estimador no sigue correctamente el rastro de la velocidad del rotor.
- 3) Con respecto a la variación del ancho de la banda de histéresis del inversor PWM de corriente controlada, existen ventajas y desventajas. Por una parte al disminuir su ancho de banda, la amplitud en el rizado de la respuesta de par electromagnético disminuye, tal como puede observarse en la figura 4.29; ocurre lo mismo con los flujos y corrientes del estator, lo cual se observa en las figuras 4.33 y 4.37. Para el caso de flujos y corrientes del estator, el hecho de fijar una banda de histéresis menor, da lugar a una respuesta más cercana a la forma senoidal, pero la disminución en el ancho de banda requiere necesariamente de un incremento de la frecuencia de conmutación en los semiconductores del inversor, lo cual provoca incremento de pérdidas por efecto Joule en éstos, además de la posibilidad de no encontrar semiconductores adecuados para una frecuencia de conmutación demasiado alta. Por otro lado, el aumento en el

valor de la banda de corriente de histéresis, ofrece la ventaja de una frecuencia de conmutación menor en los dispositivos del inversor. La desventaja de un ancho de banda mayor, se refleja en una mayor amplitud en el rizado del par electromagnético, como se observa en la figura 4.32; lo cual provoca vibraciones en el motor, así como variaciones en los flujos y corrientes del estator que pueden observarse en las figuras 4.36 y 4.38 respectivamente. En el caso de la corriente, una variación considerable en la forma de onda se pueden traducir en inserción de armónicos en la misma.

- 4) El controlador PI que corresponde al control de velocidad se sintonizó empleando el método de módulo simétrico [76,77]; para el controlador PI del estimador de velocidad, se inicia la sintonización a partir de la consideración de que el sistema presenta una respuesta críticamente amortiguada ante una función escalón. A partir de esta respuesta el sistema se aproxima a un sistema de segundo orden y se propone la función de transferencia que representa al sistema, para iniciar con la asignación de valores de las ganancias proporcional e integral [41]. La sintonización de ambos controladores, constituye una parte importante del trabajo.

5.2 Recomendaciones para trabajos futuros

- 1) Realizar un esquema de estimación orientado a minimizar la influencia de la variación de la resistencia del rotor en la estimación de la velocidad.
- 2) Implementar un método de asignación de polos que sea capaz de obtener una sintonización confiable para diferentes puntos de operación en el controlador PI del estimador de velocidad a fin de tener un método con el que se pueda comparar la forma de sintonización empleada en éste trabajo.
- 3) Realizar un método de control vectorial indirecto usando un inversor PWM con corriente controlada y frecuencia de conmutación constante en el inversor, lo cual mantendría dentro del rango permisible las pérdidas en los semiconductores de potencia del inversor y se tendría también menor generación de señales de ruido.
- 4) Implementar el sistema de control vectorial indirecto con estimación de velocidad basado en observadores de flujo del rotor, utilizando como herramienta un procesador digital de señales.

REFERENCIAS

- [1] J. Holtz, "Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification," IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record, vol. 4, 2001, pags. 2614-2621.
- [2] A. Abbondanti and M. B. Brennen, "Variable speed induction motor drives use electronic slip calculator based on motor voltages and currents," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-11, No. 5, 1975, pp. 483-488.
- [3] K. Hasse, Zur Dynamik drehzahleregelter Antriebe mit stromrichter gespeisten Asynchron-Kurzschlussläufermaschinen, Techn. Hochsch. Darmstadt, Dissertation, 1969.
- [4] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new Transvektor closed-looped control system for rotating field machines," Reprinted with permission from Siemens Review, vol. 34, May 1972, pp. 217-220.
- [5] K. Rajashekara, A. Kawamura and K. Matsuse, "Sensorless Control of AC Motor Drives," New York, IEEE Pres., 1996, pp. 1-17.
- [6] S. Sangwongwanich, T. Yonemoto, and S. Okuma, "Time domain characteristics of sliding observer for estimation of induction motor and its implementation," IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1991, pp. 591-595.
- [7] S. Doki, S. Sangwongwanich, and S. Okuma, "Implementation of speed-sensorless field-oriented vector control using adaptive sliding observer," IEEE IECON, 1992, pp. 453-458.
- [8] L. Ben-Brahim and A. Kawamura, "A fully digital control of a field oriented induction motor drive using flux observer with and without speed sensor-600 Hz. switching frequency case," IEEE IECON, 1991, pp. 633-638.
- [9] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," IEEE Transactions on Industry Applications, September/October 1992, pp. 1054-1061.
- [10] L. Ben-Brahim and A. Kawamura, "A fully digitized field-oriented controlled induction motor drive using only current sensors," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-39, no.3, June 1992, pp. 241-249.
- [11] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor," IEEE Transactions an Industry Applications, vol. 29, no. 2, March/April 1993, pp. 344-348.
- [12] P. L. Jansen, and R. D. Lorenz, "Accuracy limitations of velocity and flux estimation in direct field oriented induction machines," EPE, 1993, pp. 312-318.
- [13] G. Yang, and T. Chin, "Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, no. 4, July/August 1993, pp. 820-825.
- [14] L. Huang, Y. Tadokoro and K. Matsuse, "Deadbeat flux level control of direct field oriented high horse power induction servo motor using adaptive rotor flux observer," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, July/August 1994, pp.954-962.
- [15] F. Peng and T. Fukao, "Robust speed identification for speed sensorless vector control of induction motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30 ,no. 5, September/October 1993, pp.1234-1240.
- [16] F. Peng, T. Fukao, and J. Lai, "Low-speed performance of robust speed identification using instantaneous reactive power for tacholess vector control of induction machines," IEEE Industry Applications Society, 1994, pp. 509-514.
- [17] H. Kubota, and K. Matsuse, "Simultaneous estimation of speed and rotor resistance of field oriented induction motor without rotational transducers," *Power Conversion Conference*,

- Yokohama 1993, Conference Record of the Published IEEE PCC*, 1993, pp.473-477.
- [18] T. Du and M. A. Brdys, "Shaft speed, load torque and rotor flux estimation of induction motor drive using an extended Luenberger observer," *Conference Record IEE EMD*, 1993, pp. 179-184.
 - [19] C. Ilas, A. Bettini, L. Ferraris et. al. "Comparison of different schemes without shaft sensors for field oriented control drives," *IEEE IECON*, 1994, pp. 1579-1588.
 - [20] J. Holtz, "Sensorless position control of induction motors –an emerging technology," *IEEE, Advanced Motion Control, AMC'98-Coimbra, 1998 5th International Workshop on Published*, pp. I1-I12.
 - [21] K. Akatsu, and A. Kawamura, "Sensorless speed estimation based on primary and secondary resistance estimation and output voltage compensation of induction motor," *IEEE PCC*, Nagaoka, 1997, pp. 73-78.
 - [22] M. H. Shin, D. S. Hyun, et al., "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 2, March 2000.
 - [23] S. D. Wee, M. H. Shin, and D. S. Hyun, "Stator-flux-oriented control of induction motor considering iron loss," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 3, June 2001, pp.602-608.
 - [24] J. Holtz, "Speed estimation and sensorless control of AC drives," *IEEE IECON*, 1993, pp. 649-654.
 - [25] B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, New Jersey: Prentice Hall, 1986, pp.51,52.
 - [26] J.M.D. Murphy, "*Power Electronic Control of AC Motors*", Oxford: Pergamon Press, 1988.
 - [27] R. Gabriel, W. Leonhard, and C.J. Nordby, "Field-oriented control of a standard AC motor using microprocessors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 1A-16, March/April 1980, pp.186-192.
 - [28] R. Joetten and G. Maeder, "Control methods for good dynamic performance induction motor drives based on current and voltages as measured quantities," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-19, no. 3, May/June 1983, pp. 356-363.
 - [29] M. Velez-Reyes, K. Minami, and G. Verghese, "Recursive speed and parameter estimation for induction machines," *IEEE, Industry Applications Annual Meeting*, 1989, pp.607-611.
 - [30] M. Ishida, and K. Iwata, "A new slip frequency detector of an induction motor utilizing rotor slot harmonics," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 3, May/June 1984, pp. 575-582.
 - [31] D. S. Zinger, F. Profumo et. al. "A direct field-oriented controller for induction motor drives using tapped sator windings," *IEEE Transactions on Power electronics*, vol. 5, no. 4, October 1990, pp. 446-453.
 - [32] A. Ferrah, K. J. Bradley, and G. M. Asher, "An FFT-based novel approach to noninvasive speed measurement in induction motor drives," *IEEE Transactions on Instrumentation and Meausurement*, vol. 41, no. 6, December 1992, pp.797-802.
 - [33] A. Ferrah, K. J. Bradley, and G. M. Asher, "Sensorless speed detection of inverter fed induction motors using rotor slot armonics and fast Fourier transform," *IEEE, Power Electronics Specialist Conference*, 1992, pp.279-286.
 - [34] K. D. Hurst, T. G. Habetler, et. al. "Speed sensorless field-oriented control of induction machines using current harmonic spectral estimation," *IEEE Industry Applications Society*, 1994, pp.601-607.
 - [35] K. D. Hurst and T. G. Habetler, "Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in induction machine drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 1, January 1996, pp.66-73.
 - [36] L. Kreindler, J. C. Moreira, et. al., "Direct field orientation controller using the stator phase voltage third harmonic," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 2,

- March/April, 1994, pp. 441-447.
- [37] F. Profumo, G. Griva, et. al., "Universal field oriented controller with indirect speed sensing based on the saturation third harmonic voltage," IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1993, pp. 948-955.
 - [38] F. Profumo, G. Griva, et. al., "Universal field oriented controller based on air gap flux sensing via third harmonic stator voltage," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 2, March/April 1994, pp. 448-455.
 - [39] A. Testa, A. Consoli, et al., "A new stator voltage third harmonic based direct field oriented control scheme," IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1994, pp. 608-615.
 - [40] R. M. Cuzner, R. D. Lorenz and D. Novotny, "Application of non-linear observers for rotor position detection on a induction motor using machine voltages and currents," IEEE Industry Application Society, 1990, pp. 416-421.
 - [41] H. Tajima and Y. Hori, "Speed sensorless field-orientation control of the induction machine," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, no. 1, January/February 1993, pp. 175-180.
 - [42] P. L. Jansen, C.O. Thompson, and R. D. Lorenz, "Observer-based field orientation for both zero and very high speed operation," IEEE PCC, Yokohama 1993, pp. 432-437.
 - [43] P. L. Jansen, R. D. Lorenz, and D. W. Novotny, "Observer-based field orientation: analysis and comparison of alternative methods," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 4, July/August 1994, pp. 945-953.
 - [44] Y. R. Kim, S. K. Sul, and M. H. Park, "Speed sensorless vector control of an induction motor using an extended Kalman filter," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 5, September/October 1994, pp. 1225-1233.
 - [45] K. L. Shi, T. F. Chan, et. al. "Speed estimation of an induction motor drive using extended Kalman filter," IEEE, 2000, pp. 243-248.
 - [46] M. Hilairet, F. Auger, and C. Darendosse, "Two efficient Kalman filters for flux and velocity estimation of induction motors," IEEE, 2000, pp. 891-896.
 - [47] J.L. Mora, A. Torralba, L. G. Franquelo, "An adaptive speed estimator for induction motors based on a Kalman filter with low sample time," IEEE, 2000, pp. 794-798.
 - [48] Q. Ge and Z. Feng, "Speed estimated for vector control of induction motor using reduced-order extended Kalman filter," pp. 138-142.
 - [49] D. Pai, L. Umanand, N. J. Rao, "Direct torque control of induction motor with extended Kalman filter," pp. 132-137.
 - [50] M. Cuibus, V. Bostan, et. al., "Luenberger, Kalman and neural network observers for sensorless induction motor control," pp. 1256-1261.
 - [51] B. Elfilali, F. Sampe y J. Rodríguez, "Control de la velocidad de un motor de inducción empleando el filtro de Kalman discreto," Decimotercera Reunión de Verano de Potencia-Aplicaciones Industriales, Acapulco, Gro., México, 2000.
 - [52] B. Elfilali, Simulación digital del control de velocidad de un motor de inducción sin sensor usando el filtro de Kalman, Tesis de maestría, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Instituto Politécnico Nacional, México, D.F., 2001.
 - [53] R. Krishnan and A. S. Bharadwaj, "A review of parameter sensitivity and adaptation in indirect vector controlled induction motor drive system," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, no. 4, October 1991, pp. 695-703.
 - [54] L. J. Garcés, "Parameter adaption for the speed controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-16, no. 2, March/April 1980, pp.173-178.
 - [55] H. Kubota and K. Matsuse, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no.5, September/October 1994, pp. 1219-1224.

- [56] T. Kanmachi, I. Takahashi, "Sensorless speed control of an induction motor with no influence of resistance variation," IEEE Industry Application Society Annual meeting, 1993, pp. 408-413.
- [57] T. Kanmachi and I. Takahashi, "Sensorless speed control of an induction motor with no influence of rotor resistance variation," IEEE PCC, Nagaoka, 1997, pp.91-96.
- [58] L. Ben-Brahim and R. Kurosawa, "Identification of induction motor speed using neural networks," IEEE PCC, Yokohama, 1993, pp. 689-694.
- [59] D. Schröder, C. Schäffner, and U. Lenz, "Neural-net based observers for sensorless drives," IEEE IECON, 1994, pp. 1599-1610.
- [60] M. G. Simoes and B. K. Bose, "Neural network based estimation of feedback signals for a vector controlled induction motor drive," IEEE, Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 3, May/June 1995, pp. 620-629.
- [61] P. Ponce Cruz, Control directo del par de un motor de inducción sin sensor de velocidad, Tesis de doctorado, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Instituto Politécnico Nacional, México, D.F. 2002.
- [62] K. Hasse, A. M. Walczyna, and R. Czarnecki, "Input filter stability of drives fed from voltage inverters controlled by direct flux and torque control methods," IEE Proceedings on Electronics Power Applications, vol. 143, no. 5, September 1996.
- [63] P. Ponce Cruz, Simulación digital del control vectorial de velocidad de un motor de inducción, Tesis de maestría, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Instituto Politécnico Nacional, México D.F., 1998, pp. 29, 30.
- [64] A. Mantilla Caeiros, Control vectorial de motores de inducción usando procesadores digitales de señales (DSP'S), Tesis de maestría, Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Instituto Politécnico Nacional, México, D.F., 2000, p.26.
- [65] www.sypris.com/stm/content.asp?page_id=256
- [66] www.drives.co.uk/news/prodnews/news_prodnews137.htm
- [67] R. Venkataraman, B. Ramaswami, and J. Holtz, "Electronic analog slip calculator for induction motor drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol. IECI-27, no. 2, May 1980, pp. 110-116.
- [68] H. Nakano and I. Takahashi, "Sensorless field orientated control of an induction motor using an instantaneous slip frequency estimation method," Power Electronics Specialist Conference, 88CH2523-9, pp.847-854.
- [69] C. M. Ong, *Dynamic Simulation of Electric Machinery*, New Jersey: Prentice Hall, 1998, p. 180.
- [70] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, Singapore: McGraw Hill, 1987, p.173.
- [71] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, New York: Oxford University Press, 1998, p.70.
- [72] L. Salvatore, S. Stasi and L. Tarchioni, "A new EKF-based algorithm for flux estimation in induction machines," IEEE Transactions on Industrial electronics, vol. 40, no. 5, October 1993, pp.496-504.
- [73] A. Dell'Aquila, S. Papa, et. al., "A delayed state Kalman filter for on-line estimation of induction motor parameters and rotor flux space vector position," IEEE, 1996, pp.269-273.
- [74] R. J. Hill, "Electric railway traction. Part 2: traction drives with three-phase induction motors," Power Engineering Journal 1994, pp. 143-152.
- [75] B. K. Bose, *Power Electronics and Variable Frequency Drives*, New York, IEEE Press, 1997, p. 428.
- [76] Z. V. Lakaparampil, and V. T. Ranganathan, "Design, Modelling and Implementation of Vector Controlled Induction Motor Drive," Proceedings of the 1996 International conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for industrial Growth, pages 862-868, 1996.

- [77] J. Rodríguez Rivas, Material complementario a la guía: “Accionamiento eléctrico automatizado”, Universidad Central de las Villas, Cuba, 1989.
- [78] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, México, Prentice-Hall Hispanoamericana, 1993, pp. 637-639.
- [79] K. Astrom, “*PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*”, Library of Congress-Cataloging-in-Publication Data, 1995, pp.134-138.

APÉNDICE A

SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PI DEL CONTROL DE VELOCIDAD POR CAMPO ORIENTADO DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN

Para la sintonización de este controlador, se partirá del esquema general de la simulación de la figura 4.1 representado a continuación con algunas modificaciones que servirán para ilustrar la sintonización:

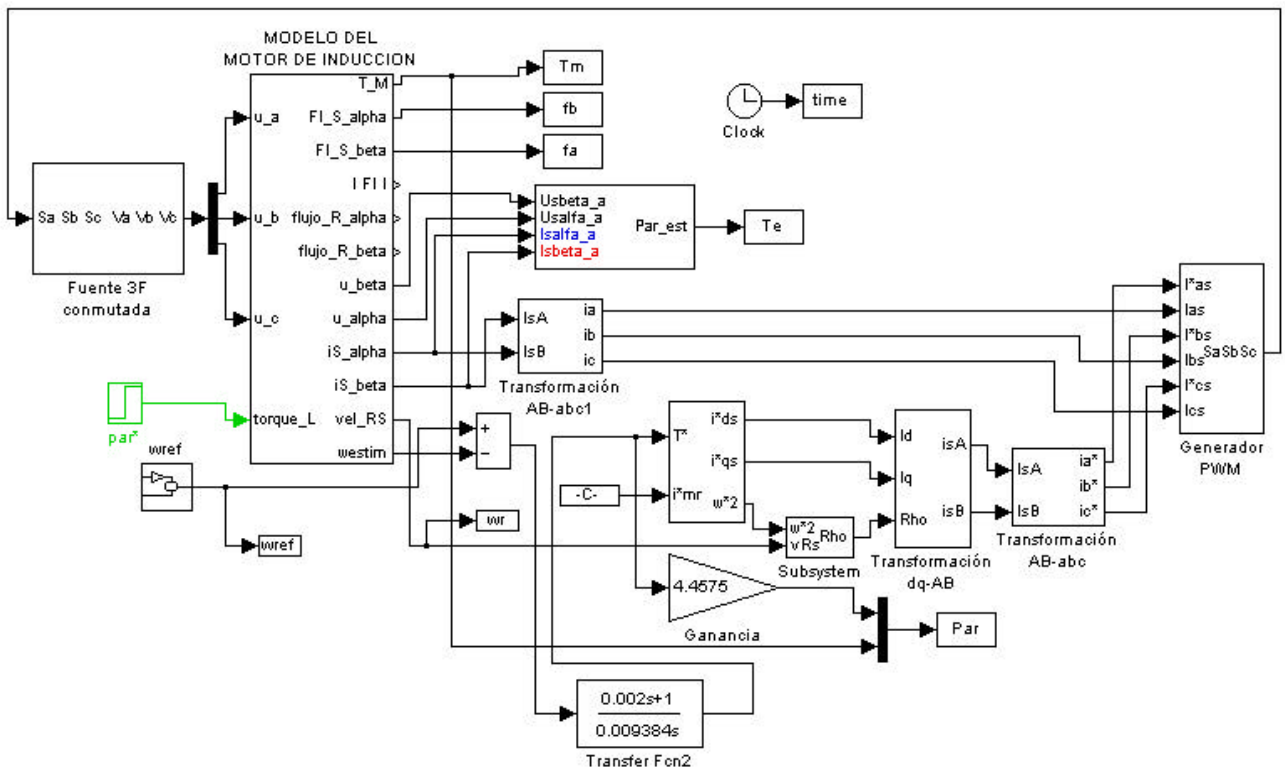


Figura A.1 Diagrama general de la simulación con modificaciones para ilustrar la sintonización del controlador PI del control de velocidad.

El esquema del lazo de control de velocidad, aparece mostrado en el diagrama anterior, se puede simplificar en la forma siguiente [76]:

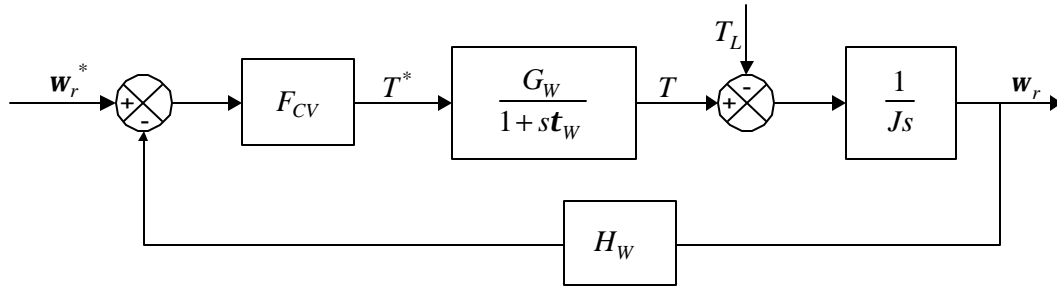


Figura A.2 Diagrama equivalente del lazo de control de velocidad.

Donde:

G_w, H_w Ganancias

J Momento de inercia equivalente del rotor y de la carga del motor de inducción.

t_w Constante de tiempo de retardo en la respuesta del par

T, T_L Par electromagnético y par de carga

F_{CV} Función de transferencia del controlador de velocidad

El esquema equivalente del lazo de control de la velocidad mostrado en la figura A.2 se puede deducir fácilmente si se considera la ecuación [71]:

$$T - T_L = J \frac{dw_r}{dt}$$

La señal de salida del controlador de velocidad es una señal proporcional al valor del par electromagnético desarrollado por el motor [71], en la figura A.2 esta señal se representa como T^* (par de referencia). El valor del par real desarrollado por el motor aparece a la salida del bloque de primer orden $\frac{G_w}{1 + s t_w}$.

Para calcular el valor de G_w se compararon las señales a la salida del controlador de velocidad y del par desarrollado por el motor en la figura A.1. Como puede observarse, primeramente se hizo una sintonización manual del controlador, es decir a prueba y error. De este modo, se calculó un valor inicial para $G_w = 4.4575$. En la figura A.3, se muestran las señales de par electromagnético y par de referencia.

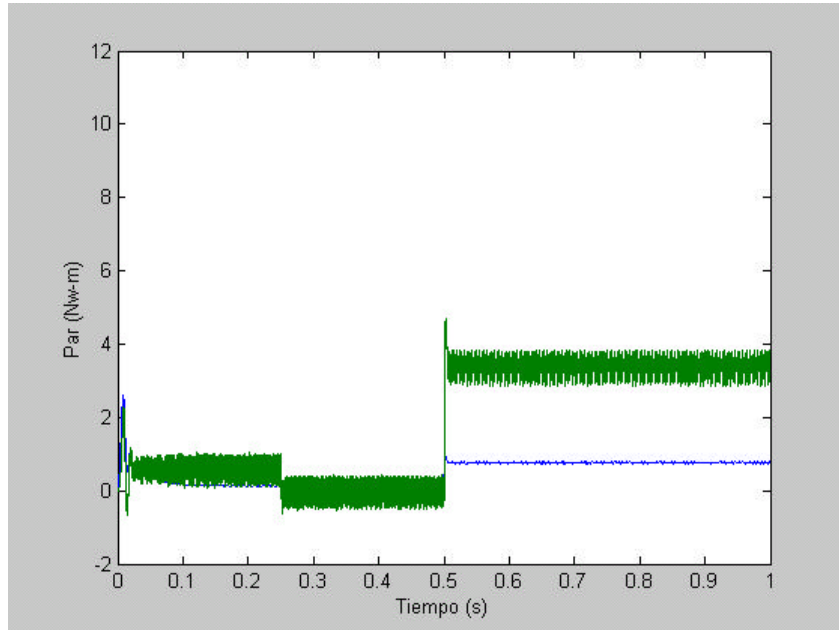


Figura A.3 Par electromagnético y par de referencia sin un valor de ganancia en el par de referencia.

En la figura A.4, se muestran las mismas señales, pero esta vez, la señal de par de referencia (T^*) se ha multiplicado por la ganancia G_W . Como se puede observar, ambas señales coinciden, demostrándose con esto que la ganancia fue seleccionada correctamente.

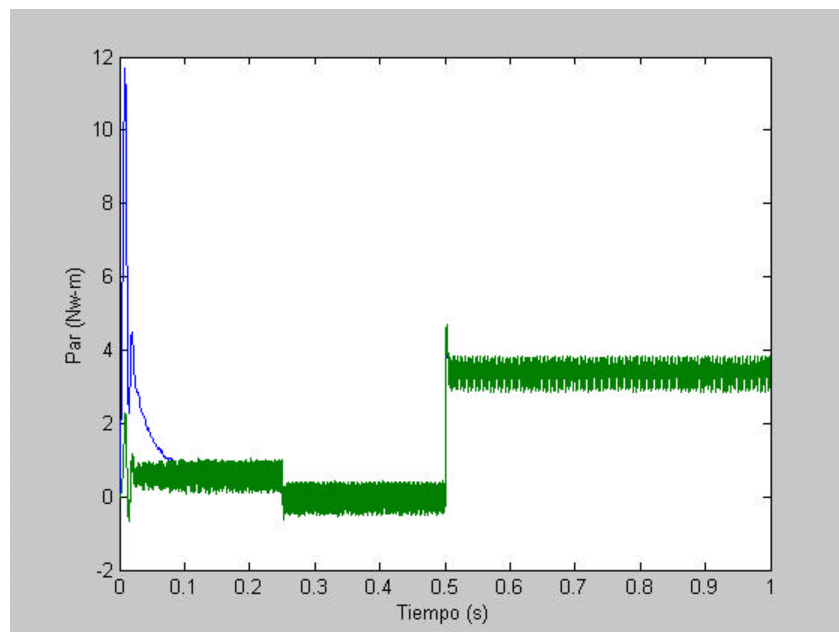


Figura A.4 Par electromagnético y par de referencia, cuando se ha multiplicado el par de referencia por la ganancia G_W .

Para la sintonización de este controlador, no fue posible utilizar los métodos de Ziegler-Nichols [78,79], por las razones siguientes.

- Debido a la presencia del integrador que se aprecia en la figura A.2, no fue posible utilizar el primer método
- Utilizando el criterio de estabilidad de Routh, se puede demostrar que no es posible lograr oscilaciones sostenidas en el sistema, por lo tanto, el segundo método queda descartado para emplearse.

Es decir, la ecuación característica del sistema de la figura A.2 utilizando un controlador proporcional puro de ganancia K_p es:

$$Jt_w s^2 + Js + K_p G_w H_w = 0 \quad (\text{A.1})$$

Aplicando el criterio de estabilidad absoluta de Routh:

s^2	Jt_w	$K_p G_w H_w$
s^1	J	0
s^0	$K_p G_w H_w$	

Los términos de la primera columna serán positivos para cualquier valor que tome K_p , por lo tanto, nunca se presentarán oscilaciones sostenidas.

En los sistemas en donde sea posible utilizar los métodos de Ziegler-Nichols, se puede partir de los valores obtenidos de los parámetros del controlador para calcular el valor de G_w en lugar de utilizar el método a prueba y error.

El valor de la constante de tiempo t_w es muy pequeño, dependiendo este del retardo de la transportación de la señal en el sistema de control y del tiempo de respuesta del convertidor estático que acciona al motor de inducción. Para este caso, se consideró $t_w = 0.5$ ms, con lo cual se lograron buenos resultados. La forma en que se puede conocer que el valor que se tomó de t_w fue satisfactorio, es mediante la comparación de la respuesta de velocidad del esquema de la figura A.2 con la respuesta del esquema de la figura A.1, en ambos casos se utilizó el controlador de velocidad ya sintonizado. En la figura A.5 se observan la respuesta que corresponde al esquema general de control (figura A.1) y en la figura A.6 se observa la respuesta de velocidad utilizando el método de

sintonización propuesto (esquema de la figura A.2). Si el valor de t_w incrementa, ambas respuestas varían.

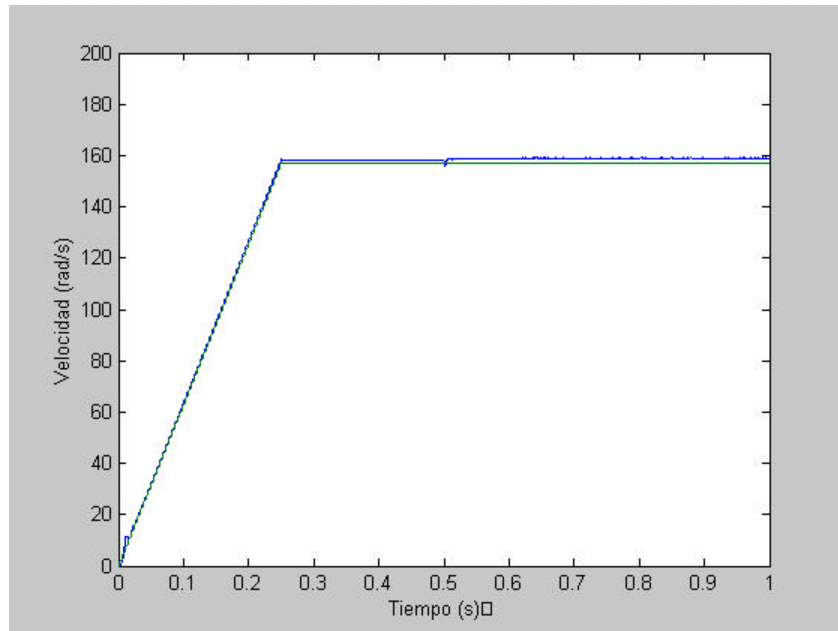


Figura A.5 Respuesta de velocidad de referencia y velocidad del rotor correspondiente al esquema de la figura A.1.

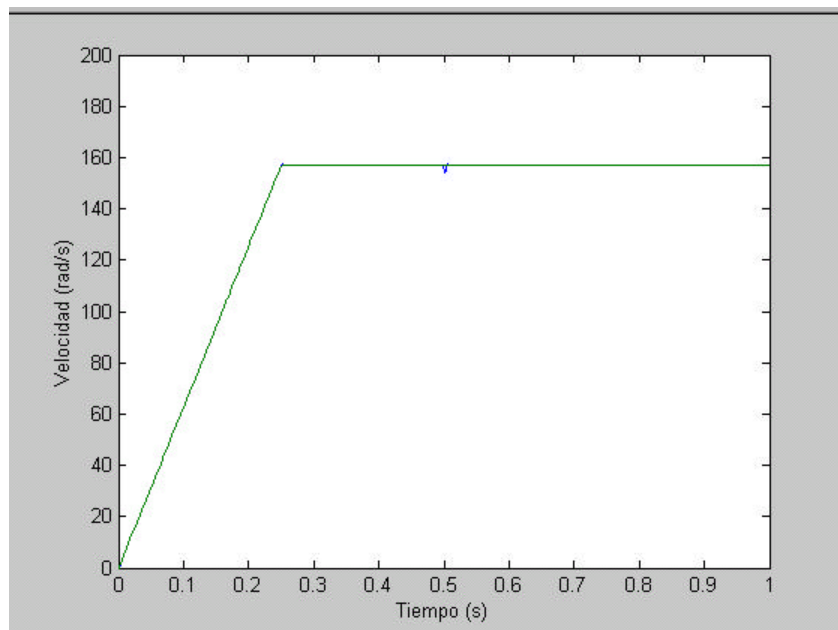


Figura A.6 Respuesta de velocidad de referencia y velocidad estimada correspondiente al esquema de la figura A.2 (una vez que se ha empleado el método de sintonización propuesto).

Por último, se puede determinar de la figura A.1 que el valor de H_W es igual a la unidad.

La sintonización del regulador de velocidad se realiza de igual forma que en los accionamientos de los motores de corriente directa, es decir utilizando el módulo simétrico [76,77]. Es posible utilizar esta técnica de sintonización debido a que se aplicó un control vectorial para accionar el motor de inducción, lo cual lo transforma una máquina desacoplada y se tiene un comportamiento muy semejante entre la operación de ambos motores [76]. Debido a lo anterior, el lazo de control mostrado en la figura A.2, puede representar también un lazo de control de velocidad en el control de una máquina de corriente directa utilizando tiristores, el uso de esta clase de dispositivos se manifiesta en un aumento al valor de t_w (próximo a 10 ms).

La técnica del módulo simétrico se basa en proponer una función de transferencia F_{CV} , de manera que al multiplicarla por la función de transferencia de la planta (motor), se obtenga una función de transferencia en lazo abierto que permita lograr una respuesta deseada en el sistema de control; lo que se hace realmente es compensar el sistema.

La función de transferencia en lazo abierto de la planta se puede extraer de la figura A.2, siendo:

$$W_P = \frac{G_W}{1 + s t_w} \frac{1}{J s} \quad (\text{A.2})$$

La función de transferencia deseada después de compensar el sistema con la función de transferencia del controlador (F_{CV}) es [77]:

$$W_d = \frac{1 + 4 t_w s}{4 t_w s} \frac{1/H_W}{2 t_w s (1 + t_w s)} \quad (\text{A.3})$$

La obtención de la función de transferencia anterior es prácticamente la base de la técnica denominada módulo simétrico, que se ha utilizado ampliamente en el diseño de los lazos de control de velocidad de sistemas con una estructura igual a la de la figura A.2. La respuesta del sistema con una función de transferencia en lazo abierto como la que se muestra en la ecuación A.1, tiene como característica importante el hecho de que la respuesta de velocidad frente a una entrada rampa es prácticamente cero; aunque al inicio y debido a la inercia electromagnética del sistema, aparece un error entre la señal de referencia y la salida de velocidad, este error es de $5t_w$ aproximadamente. Otra característica del comportamiento transitorio es el incremento de la sobrecresta en la respuesta del par (figura A.4), la cual puede alcanzar un 56% de la variación paso del par.

El cálculo de la función de transferencia (F_{CV}) del controlador de velocidad, se puede obtener a partir de las expresiones A.2 y A.3.

Es decir:

$$F_{cv} = \frac{W_d}{W_p} = \frac{1 + t_K s}{t_{int}}$$

Donde:

$$t_K = 4t_w$$

$$t_{int} = \frac{8t_w^2 H_W G_W}{J}$$

Considerando que:

$$t_w = 0.0005 \text{ s}$$

$$H_W = 1$$

$$G_W = 4.4575$$

$$J = 0.95 \times 10^{-3} \text{ Kgm}^2$$

Se obtiene:

$$t_K = 0.002 \text{ s}$$

$$t_{int} = 0.0009384 \text{ s}$$

Quedando la función de transferencia del controlador como:

$$F_{cv} = \frac{1 + 0.002s}{0.0009384} = 106.56 + 0.2131s$$

Representando esta última expresión la función de transferencia de un controlador proporcional integral.

APENDICE B

VALORES NOMINALES Y PARÁMETROS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN UTILIZADO

Valores nominales:

Voltaje de fase	$V_n = 127 \text{ V}_{rms}$
Potencia nominal	$P_n = 500 \text{ W}$
Corriente de fase	$I_n = 2.9 \text{ A}_{rms}$
Velocidad nominal	$\omega_n = 1500 \text{ rpm}$
Deslizamiento	$s = 0.066$
Par nominal	$T_n = 3.41 \text{ N m}$

Parámetros de la máquina:

Inductancia de dispersión del estator	$L_{s_s} = 16e^{-3} \text{ H}$
Inductancia de dispersión del rotor	$L_{s_r} = 13e^{-3} \text{ H}$
Inductancia mutua	$L_m = 149e^{-3} \text{ H}$
Inductancia del estator	$L_s = 165e^{-3} \text{ H}$
Inductancia del rotor	$L_r = 162e^{-3} \text{ H}$
Resistencia del estator	$R_r = 4.495 \text{ } \Omega$
Resistencia del rotor	$R_s = 5.365 \text{ } \Omega$
Pares de polos	$p=2$
Inercia del rotor	$J = 0.95e^{-3} \text{ Kg } m^2$

APENDICE C

SINTONIZACIÓN DEL CONTROLADOR PI DEL ESTIMADOR DE VELOCIDAD BASADO EN OBSERVADORES DE FLUJO

Partiendo de la configuración del estimador de velocidad descrita en la sección 3.3, el estimador de velocidad está formado por un modelo de voltaje y un modelo de corriente, representado por las ecuaciones siguientes [41]:

Modelo de voltaje:

$$\mathbf{I}^s_{qr} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (v^s_{qs} - R_s i^s_{qs}) dt - \mathbf{s} L_s i^s_{qs} \right)$$

$$\mathbf{I}^s_{dr} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (v^s_{ds} - R_s i^s_{ds}) dt - \mathbf{s} L_s i^s_{ds} \right)$$

Modelo de corriente:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{I}}^s_{dr} \\ \dot{\mathbf{I}}^s_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r \frac{L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\mathbf{w}_r \\ 0 & R_r \frac{L_m}{L_r} & \mathbf{w}_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i^s_{ds} \\ i^s_{qs} \\ \mathbf{I}^s_{dr} \\ \mathbf{I}^s_{qr} \end{bmatrix}$$

Representando el estimador de velocidad por la siguiente función de transferencia:

$$G_1(s) = \frac{\left(s + \frac{1}{\mathbf{t}_r} \right) |\mathbf{I}_r|^2}{\left(s + \frac{1}{\mathbf{t}_r} \right)^2 + \mathbf{w}_2^2}$$

Puesto que el sistema simulado se puede aproximar a un sistema de segundo orden, la velocidad de deslizamiento (\mathbf{w}_2), se puede despreciar. Se proponen los valores de factor de amortiguamiento \mathbf{x} y frecuencia angular natural \mathbf{w}_c que aproximen la respuesta del

sistema a uno de segundo orden, en el cual $\boldsymbol{x}=1$ y $\boldsymbol{w}_c = 20$ Hz, indicando que se trata de un sistema críticamente amortiguado. A continuación se presenta la curva de respuesta del sistema simulado que sirve como base para iniciar con el cálculo de los valores de sintonización del controlador PI.

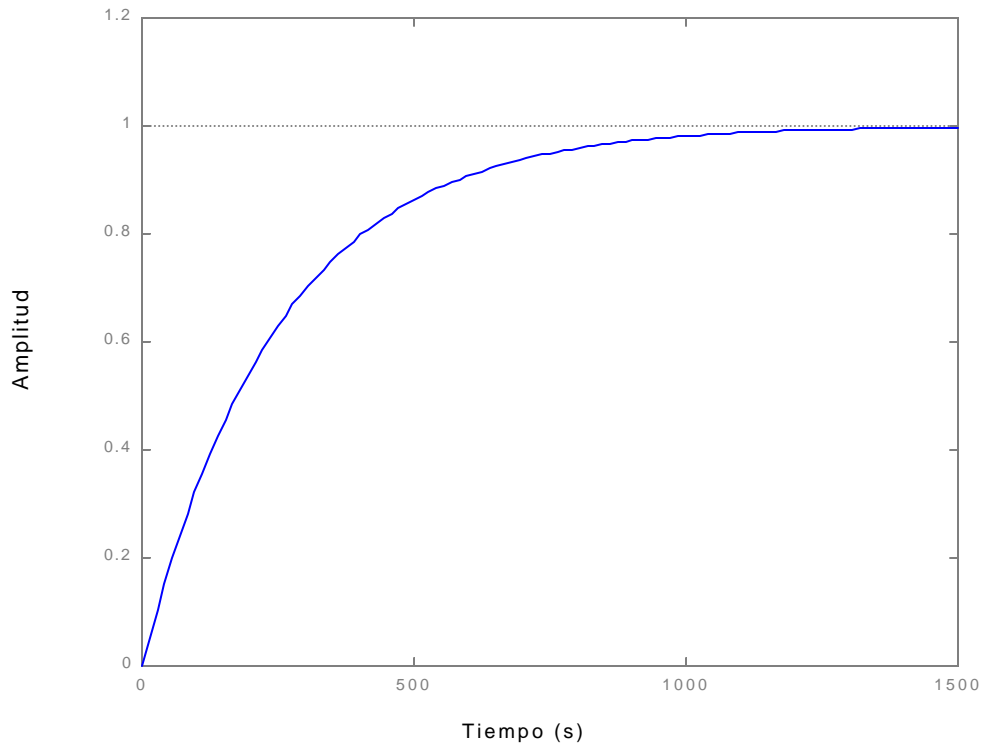


Figura C.1 Respuesta ante una entrada escalón del sistema del estimador de velocidad.

Suponiendo un valor de velocidad de deslizamiento $\boldsymbol{w}_2 = 0$ y especificando un factor de amortiguamiento $\boldsymbol{x}=1$, así como una frecuencia angular natural $\boldsymbol{w}_c = 20$ Hz, se pueden calcular los valores de K_P y K_I por las siguientes ecuaciones [41]:

$$K_P = \frac{2\boldsymbol{x}\boldsymbol{w}_c - 1/t_r}{|\boldsymbol{I}_r|^2}$$

$$K_I = \frac{\boldsymbol{w}_c^2}{|\boldsymbol{I}_r|}$$

Con los valores de velocidad de deslizamiento, velocidad angular y factor de amortiguamiento considerados, se obtienen los siguientes valores en el controlador PI:

$$K_p = 1184$$

$$K_I = 85763.54$$

Dichos valores han servido para que el comportamiento del controlador PI del estimador de velocidad tenga una respuesta con un error mínimo en la estimación (0.6%).

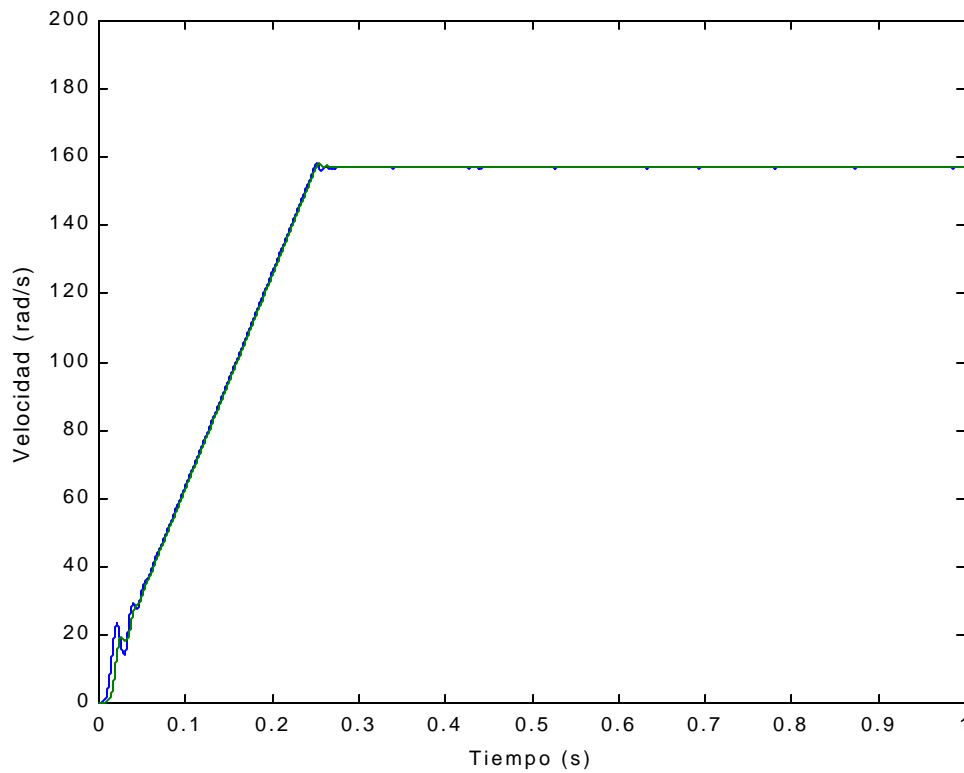


Figura C.2 Velocidad del rotor y velocidad estimada con los valores propuestos de K_p y K_I en el controlador del estimador de velocidad.