

INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA
MECÁNICA Y ELÉCTRICA

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN

UTILIZACIÓN DEL FILTRO DE KALMAN COMO ESTIMADOR DE LA VELOCIDAD EN EL CONTROL VECTORIAL DE MOTORES DE INDUCCION

T E S I S



I. P. N.
BIBLIOTECA
S E P I

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN CIENCIAS CON ESPECIALIDAD EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA

ING. BRAHIM ELFILALI



MÉXICO, D.F. OCTUBRE 2001

CGPI-14

INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL

COORDINACION GENERAL DE POSGRADO E INVESTIGACION

ACTA DE REVISION DE TESIS

En la Ciudad de México, D.F. siendo las 17:15 horas del día 5 del mes de julio del 2001 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de la E.S.I.M.E. para examinar la tesis de grado titulada:

"UTILIZACION DEL FILTRO DE KALMAN COMO ESTIMADOR DE LA VELOCIDAD EN EL CONTROL VECTORIAL DE MOTORES DE INDUCCION"

ELFILALI		BRAHIM
Apellido paterno	materno	nombre(s)

Con registro: | 9 | 8 | 0 | 8 | 5 | 5 |

aspirante al grado de:

MAESTRO EN CIENCIAS

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

LA COMISION REVISORA

Director de tesis

DR. JAIME JOSE RODRIGUEZ RIVAS

DR. DAVID ROMERO ROMERO

DR. RAUL CORTES MATEOS

M. en C. DOMITILO LIBREROS

DR. RICARDO OCTAVIO MOTA PALOMINO

M. en C. TOMAS IGNACIO ASIAIN OLIVARES

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

DR. DAVID ROMERO ROMERO

I. P. N.

SECCION DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACION

DEDICATORIA



PARA MI HIJO AHMED NABIL ELFILALI R., QUIEN ME IMPULSA A SEGUIR ADELANTE AL VER SUS PASOS, QUIEN AL NACER ME DIO ALEGRÍA, QUIEN AL DECIRME PAPÁ ME LLENÓ DE DICHA, QUIEN ES LA INSPIRACIÓN DE MI VIDA, PARA TI AHMED, PORQUE TE AMO CON EL CORAZÓN Y LA RAZÓN PORQUE ERES PARTE DE MI, PORQUE HONRAS MI NOMBRE Y PERPETÚAS MI MEMORIA.

PARA MI GRAN AMOR KARYNA RINCÓN ALVARADO, POR LA PACIENCIA Y LA COMPRENSIÓN QUE TIENE PARA MI; POR SU INCONDICIONAL APOYO DURANTE LA REALIZACIÓN DE ESTE TRABAJO, POR SER LA MADRE DE AHMED.

A MIS PADRES AHMED ELFIALI Y RAHMA ELHAFIDI POR TODO LO QUE HICIERON POR MI, A MIS HERMANOS MOHAMED, ZHOUR, AICHA, ROUKAIA, HALIMA, MARYAM, YASSIN, SAIDA Y EL PEQUEÑO RACHID.

AGRADECIMIENTO

A mi asesor Dr. Jaime Rodríguez Rivas por su apoyo durante la realización de mi trabajo de tesis.

A la Secretaría de Relaciones Exteriores especialmente a la dirección de cooperación educativa e intercambio académico por su apoyo económico.

A la embajada de Marruecos en México y a la embajada de México en Marruecos por el apoyo brindado durante mi estancia en México

Au Direction Général du Formation du Cadres du Maroc.

A los profesores y alumnos de la Sección de Posgrado e Investigación en Ingeniería Eléctrica de la ESIME Zacatenco.

Al los profesores M. en C. TOMÁS ASIAÍN por su apoyo en laboratorio, al M. en C. DOMITILO LIBREROS al Dr. RAÚL CORTÉS y al Dr. Marco Iván Ramírez por su inolvidable apoyo durante la realización del trabajo de mi tesis.

Al personal de apoyo de la Sección de Posgrado e Investigación en Ingeniería Eléctrica de la ESIME Zacatenco, Mario, Sofía, Alicia, Francisco y Ricardo.

Al Lic. Julián y a la familia Rincón, por su apoyo en la realización de este trabajo.

A mis compañeros Francisco Sampe, Marla, Luis, Ivone, José Alberto, Miguel, Oscar piñón, Oscar puente, Alberto y Manuel por su apoyo incondicional.

Resumen

En esta tesis se muestran los resultados de la simulación del control vectorial del motor de inducción sin sensores empleando el filtro de Kalman extendido discreto como observador de la velocidad. En la simulación se utilizó el paquete Matlab/Simulink donde se toman los bloques de ruidos para su generación en el sistema. Se programan diferentes niveles de ruido con el fin de probar el filtro de Kalman.

La tesis expone las bases teóricas del control vectorial o control por campo orientado, el modelo dinámico del motor de inducción, las transformadas de Park y Clark directas e inversas, así como la teoría del algoritmo del filtro de Kalman extendido, al final se muestran los resultados obtenidos en la simulación

Abstract

In this thesis the results of the simulation of vector control of an induction motor without sensors using the extended Kalman filter as observer of the speed are showed. Matlab/Simulink package was used in the simulation, the block of the noise was taken to generate the different level of noise to the control system, in order to testing the extended Kalman filter.

The thesis exposes the theoretical bases of the vector control or oriented field control, the dynamic model of the induction motor, the Park and Clark direct and inverse transformed, as well as the theory of the algorithm of the extended Kalman filter, finally the effectiveness of the proposed method is verified by simulation.

CONTENIDO

Resumen
Abstract
Nomenclatura

INTRODUCCIÓN GENERAL. 1

Capítulo 1: OBJETIVOS Y DESCRIPCIÓN GENERAL DE LA TESIS.

1.1 Introducción. 3
1.2 Objetivos generales del trabajo. 3
1.3 Descripción del problema. 3
1.4 Justificación. 3
1.5 Antecedentes. 4
1.6 El control vectorial ó por campo orientad (FOC) 5
1.7 Estado del arte 6

Capítulo 2: DESCRIPCIÓN DEL CONTROL VECTORIAL DEL MOTOR DE INDUCCIÓN Y DEL ALGORITMO DEL FILTRO DE KALMAN.

2.1. Introducción 8
2.2. El control vectorial. 8
2.3. Modelo de voltaje del motor de inducción 10
2.4. Ecuaciones del control vectorial. 13
2.5. El principio del control sin sensores 15
2.6. La teoría del Filtro de Kalman. 16
2.7. El algoritmo recursivo del filtro de Kalman 20
2.7.1. Cálculo de la matriz de transición 21
2.8. Transformaciones de planos de coordinadas. 23
2.8.1. Transformada de Clark y Park 23
2.8.2. Forma matemático de la transformada de Clark directa. 24
2.8.3. Forma matemático de la transformada de Park directa 25
2.8.4. Transformadas de Clark y Park inversas 26
2.9. El método directo del control vectorial 27

Capitulo 3: PROGRAMACION DEL SISTEMA DE CONTROL EN MATLAB/SIMULINK.

3.1 Introducción. 30

3.2. Descripción del sistema de control 30
3.3. Regulador proporcional integral 31
3.3.1. Regulador de velocidad 33
3.3.2. Reguladores de par y del flujo 33
3.4. Sintonización de los controlados PI en la simulación 34
3.4.1. El método de sintonización de Ziegler-Nichols 34
3.4.2. Sintonización de los controladores a base del control vectorial 38
3.5. Simulación del Filtro de Kalman 42
3.6. Simulación del control vectorial de la velocidad de motor 46
3.6.1. Programación del modelo dinámico del motor 48
3.6.2. Sistema de control 52
3.7. Datos y conexiones del motor de inducción utilizado 55
3.8. Descripción de los medios de cómputo utilizados 56

Capitulo 4: PRUEBAS Y RESULTADOS.

4.1. Introducción 57
4.2. Resultados de la simulación del sistema de control sin considerar los ruido del sistema y de la medición. 57
4.2.1. Simulación del sistema de control 57
4.2.2. Cambio en el sentido de giro del motor sin carga. 65
4.3. Resultados de la simulación del sistema de control considerando el ruido del sistema y de la medición. 68
4.3.1. Ruido de medición con varianza 0.005 y de sistema con varianza de 10 69
4.3.2. Ruido de medición con varianza 0.06 y de sistema con varianza de 10. 74
4.3.3. Ruido de medición con varianza 1 y de sistema con varianza de 10. 79
4.4. Variación de los parámetros del motor de inducción. 82
4.4.1. Variación de los parámetros del motor de inducción en un +10%. 82
4.4.2. Variación de los parámetros del motor de inducción en un -10%. 88
4.4.3. Variación de la resistencia del rotor en un +150%. 90
4.5. Cambio del sentido del giro del rotor considerando ambos ruido 91
4.6. Prueba a bajas velocidades 94
4.7. Prueba con una velocidad del 2.5 veces la velocidad nominal 99

Conclusiones y recomendaciones aportaciones 104

Referencias

Apéndice 1

NOMENCLATURA

$\lambda_{r\alpha\beta}$: el vector espacial de flujo del rotor.

$\lambda_{r\alpha}$ y $\lambda_{r\beta}$: el flujo del rotor en coordinadas alfa_beta.

$\lambda_{S\alpha\beta}$: el vector espacial de flujo del estator.

$\lambda_{S\alpha}$ y $\lambda_{S\beta}$: el flujo del estator en coordinadas alfa_beta.

$v_{S\alpha\beta}$: el vector espacial de voltaje.

$v_{S\alpha}$ y $v_{S\beta}$: el voltajes del estator en coordinadas alfa_beta.

$i_{S\alpha\beta}$: el vector espacial de la corriente del estator.

$i_{S\alpha}$ e $i_{S\beta}$: las corrientes del estator en coordinadas alfa_beta.

L_r : inductancia del rotor.

L_S : inductancia del estator.

L_m: inductancia de magnetización.

ω_r : velocidad del rotor.

R_S : resistencia de estator.

R_r : resistencia del rotor.

σ_r : coeficiente de dispersión

J : inercia del rotor.

R_w: coeficiente fricción.

T_e : Par electromagnético.

T_L : Par de carga.

A: matriz del sistema continuo.

B: matriz entrada del sistema continuo.

C: matriz salida del sistema continuo.

X : vector de estado.

y : vector de salida.

u : vector de entrada para el motor.

p : numero de par de polos del motor de inducción.

ρ : Posición del flujo del rotor.

T : Tiempo de muestreo.

n : Un numero entero natural.

v : Ruido del sistema.

w : Ruido de la medición

R: matriz de covarianza del ruido del sistema.

Q: matriz de covarianza del ruido del medición.

E{}:la esperanza matemática

$x(k)$: Vector de estado en tiempo discreto.

$y(k)$: Vector de salida en tiempo discreto.

$\hat{x}(k)$: Vector de estado estimado en tiempo discreto

$\hat{y}(k)$: la salida estimada.

$\tilde{x}(k)$: vector de estado del sistema error.

K: ganancia del filtro de Kalman.

P: Matriz de la covarianza del error de predicción.

A_k, B_k y C_k : son las matrices del sistema en tiempo discreto.

a: vector complejo unitario.

Re: parte real.

Im: parte imaginaria.

V_a, V_b y V_c: son los voltajes de fase del motor de inducción.

i_{Sq}^*: Corriente de referencia en el marco dq.

i_{Sd}^*: Corriente de referencia en el marco dq.

V_{Sq}^*: Voltaje de referencia en el marco dq.

V_{Sd}^*: Voltaje de referencia en el marco dq.

$\hat{i}_{Sd}$: Corriente real en el marco dq.

$\hat{i}_{Sd}$: Corriente real en el marco dq.

V_{Sq}: Voltaje real en el marco dq.

V_{Sd}: Voltaje real en el marco dq.

i_a, i_b y i_c: son las corriente de fase del motor de inducción.

K_p: La ganancia proporcional del controlador PI.

K_I: La ganancia integral del controlador PI

$e(t)$: La entrada del controlador PI.

INTRODUCCIÓN GENERAL

En los últimos años, el control vectorial de la velocidad sin sensores (*sensorless*) de los motores de inducción ha tenido gran avance, debido fundamentalmente al incremento del trabajo científico realizado en esta área del conocimiento, permitiendo el desarrollo de nuevos algoritmos de control para este tipo de motores.

El uso de los procesadores digitales de señales DSP en la implementación y el desarrollo de nuevas técnicas de control, han permitido obtener una mayor eficiencia y un mejor comportamiento dinámico y estático en los sistemas de control de motores de inducción.

En el trabajo realizado en esta tesis, se utilizaron técnicas del control vectorial sin sensores usando al filtro de Kalman como observador de la velocidad del motor de inducción, de esta forma se elimina la necesidad de conectar un tacómetro en la flecha del rotor durante el control de la velocidad en lazo cerrado.

Esta tesis incluye las bases teóricas del control vectorial o por campo orientado, el modelo dinámico de voltaje del motor de inducción, así como la explicación detallada del algoritmo del filtro de Kalman discreto. Finalmente se muestran los resultados obtenidos en la simulación del sistema de control. Tomando en cuenta su contenido, se estructuraron los capítulos de la tesis de la forma siguiente:

En el ***capítulo 1*** se realiza una amplia explicación generalizada del trabajo de la tesis, la descripción del problema a resolver, la justificación y el estado del arte.

En el ***capítulo 2*** se explican las bases teóricas necesarias para entender el modelo dinámico de la máquina de inducción, la teoría del control vectorial o por campo orientado, así como la explicación de la teoría del algoritmo del filtro de Kalman utilizado en la estimación de la velocidad del motor de inducción. Finalmente se muestran las fórmulas matemáticas de las transformadas de Clark y Park directa e inversa.

En el ***capítulo 3*** se muestra el diagrama general propuesto del sistema de control, donde se explican la programación del algoritmo del filtro de Kalman en lenguaje Matlab y una amplia explicación de la simulación del sistema de control vectorial de la velocidad sin sensor del motor de inducción.

En el ***capítulo 4*** se exponen los resultados de la simulación del control vectorial usando al filtro extendido de Kalman como observador de velocidad en varios punto de operación, tomando en cuenta los ruidos del sistema y de medición.

En la parte final de la tesis aparecen las conclusiones y recomendaciones relacionadas con el trabajo de tesis realizado, así como la bibliografía utilizada y los apéndices donde se describen los ensayos realizados para determinar los parámetros físicos del motor de inducción utilizado en la simulación, así como el listado de los programas.

CAPÍTULO 1

OBJETIVOS Y DESCRIPCIÓN GENERAL DE LA TESIS.

1.1. Introducción

En este trabajo de tesis se exponen detalladamente las principales características y las ventajas del control vectorial sin sensores de los motores de inducción (MI). Este tipo de motores ha adquirido una gran importancia en las últimas tres décadas, debido fundamentalmente a sus características: tamaño pequeño, construcción sencilla, mayor nivel de voltaje, mayor eficiencia, posibilidad de utilización en cualquier medio y el bajo nivel de mantenimiento. Todo lo anterior permite el ahorro de tiempo, recursos y trabajo.

Paralelamente es necesario destacar que los algoritmos del control vectorial son cada vez mas eficientes y poderosos, gracias al uso de los procesadores digitales de señales DSP utilizados en la implementación de estos sistemas.

1.2. Objetivos generales del trabajo

Simular el control vectorial de la velocidad sin sensor del motor de inducción utilizando el método directo y aplicando el algoritmo del filtro extendido de Kalman discreto como observador de la velocidad. En la simulación se utilizará el paquete Matlab/simulink.

1.3. Descripción del problema

En las aplicaciones industriales modernas, el uso del encoder de gran resolución como sensor de la velocidad en la flecha del rotor de un motor de inducción, encarece el sistema del control. La utilización de un algoritmo de estimación, como puede ser el algoritmo del filtro de Kalman, permite disminuir los costos de instalación del control vectorial de la velocidad de los motores de inducción y además, permite implementar este tipo de control en aquellos motores que no tienen sensores conectados en la flecha o resulta difícil su conexión.

1.4. Justificación

Los métodos actuales de control vectorial de la velocidad de los motores de inducción permiten desacoplar el motor de inducción, y lograr que su control sea semejante al de los motores de corriente directa.

Es importante señalar que hay dos tipos de control de la velocidad de los motores de inducción: el escalar y el vectorial o control por campo orientado, el primero es fácil de implementar, pero durante el estado transitorio es poco preciso, en tanto que el segundo permite controlar por separado el par y flujo de la maquina de inducción, y de esta forma se puede lograr un mejor comportamiento dinámico del sistema de control del motor de inducción.

En este trabajo se simuló el control vectorial sin sensores utilizando el filtro de Kalman como estimador de velocidad. En la continuación de este trabajo, se realizará la implementación del sistema de control, la cual pudiera esta incluida en la tesis doctoral del autor de esta tesis.

En los últimos años, la literatura especializada en el tema del control de los motores de inducción ha reportado las nuevas técnicas de control digital sin sensores, donde se utilizan algoritmos de estimación como el observador de Luenberger y el filtro de Kalman, entre otros tipos de estimadores de variables de estado o identificadores de parámetros.

Este trabajo de tesis forma parte de las investigaciones que se están realizados en el marco del proyecto de investigación: " *Control Vectorial de la Velocidad sin Sensores de Motores de Inducción en Mecanismos de Tracción*" *(calve CGPI:981108).*

1.5. Antecedentes

En la actualidad, la utilización de los accionamientos electrónicos de velocidad variable en los motores de inducción se incrementó considerablemente debido a las características de este tipo de máquinas de corriente alterna, las cuales fueron mencionadas anteriormente. Las ecuaciones del modelo dinámico del motor de inducción son más complicadas comparadas con las ecuaciones del modelo dinámico de los motores de CD, sin embargo la utilización del control vectorial o control por campo orientado (FOC) ha simplificado considerablemente el modelo dinámico de estos motores.

El control vectorial o control por campo orientado ha permitido que los motores de inducción puedan ser controlados de forma semejante a los motores de CD, lográndose una respuesta dinámica mejor que la respuesta alcanzada con cualquier otra estrategia de control (como podría ser el control de la velocidad manteniendo la relación voltaje/frecuencia constante).

En el control en lazo cerrado de la velocidad del motor de inducción es necesario conocer la velocidad real en la flecha del rotor. Para evitar la utilización del sensor de la velocidad, el cual en muchas ocasiones no puede ser conectado en el rotor, se pueden utilizar métodos de estimación a partir de la medición de los voltajes y de las corrientes en las terminales del motor.

En este trabajo de tesis se utilizará el algoritmo del filtro de Kalman extendido como estimador de la velocidad del motor de inducción.

Los más importantes antecedentes se pueden dividir en los tres grupos siguientes[2], [4], [6], [7], [11], [12], [13], [17], [20] y [22]:

1. Control digital de los motores de inducción desarrollado en los años 70, el cual se basa en los microprocesadores ó microcontroladores.

2. Control vectorial digital de los motores de inducción basado en los procesadores digitales de señales DSP´s.

3. Control sin sensores "*sensorless*" de los motores de inducción utilizando la teoría de los observadores de estados.

Tomando como base los tres antecedentes mencionados, se analizaron los trabajos de los últimos años en el área de control de motores de inducción en general, y en particular en el control sin sensores.

Las fuentes de información utilizadas para la realización de este trabajo son:

Artículos de las revistas *IEEE* o/y *IEE*, donde se publica la información más reciente en investigaciones relacionadas con la ingeniería eléctrica en general, y en particular el control de motores de inducción.

Notas de aplicaciones de Texas Instrument tomadas de la pagina web (www.ti.com), así como de la página de International Rectifier (www.irf.com), donde se encuentran una gran variedad de información sobre el control de la velocidad de motores de inducción.

1.6. Control vectorial o por campo orientado (FOC)

Este tipo de control consiste en la regulación de las variables del motor de inducción (voltajes, corrientes y flujos) en magnitud y en fase. La gran ventaja del control vectorial o control por campo orientado con respecto al control escalar, es su mejor respuesta dinámica del par en un amplio rango de velocidad.

Aunque el motor de inducción tiene una estructura física muy simple, su modelo matemático es complejo, debido al gran nivel del acoplamiento entre un gran número de sus variables y a la no-linealidad de su modelo dinámico.

El control vectorial permite solucionar estos problemas con eficiencia y sin empeorar el comportamiento dinámico del motor de inducción. Sus grandes ventajas son[14], [20] y [22]:

- Alto desempeño en su comportamiento dinámico.

- Desacoplamiento total entre el par y el flujo, el cual permite controlar ambas variables de forma independiente.
- Alta eficiencia en varios punto de operación del motor de inducción.
- Mejor respuesta del par en bajas velocidades.

1.7. Estado del arte

En la actualidad, el filtro extendido de Kalman es uno de los observadores más utilizados en la estimación de variables de estado o como identificador de parámetros. Entre estas variables se encuentran la velocidad y los flujos del motor; además, el filtro de Kalman puede ser utilizado en la estimación de parámetros del motor en línea, como pueden ser la constante de tiempo del rotor, la resistencia del estator y la resistencia del rotor. Bajarne A. Foss y Finn A. Michelsen [16] propusieron en 1991 el uso del filtro de Kalman en aquellos sistemas que pueden ser influenciados por ruidos y perturbaciones durante su funcionamiento, como ocurre en el control vectorial de la velocidad de los motores de inducción.

Las técnicas modernas de control de los motores de inducción, las cuales incluyen al control vectorial o control por campo orientado (FOC), el control directo del par (DTC) y el autocontrol directo (DSC), se basan en el control de las variables del motor de inducción como pueden ser el flujo del rotor y del estator. La medición directa de estas variables utilizando sensores de efecto Hall o bobinas colocadas en la estructura del motor de inducción, es una solución costosa y con problemas técnicos que pueden surgir por el ruido, las vibraciones mecánicas y la temperatura.

Se han realizado muchos trabajos sobre la estimación de los flujos, la velocidad y la posición del motor de inducción[13], los cuales se basan en el modelo dinámico del motor de inducción, que es muy sensible a las variaciones de sus parámetros[8]. En este sentido, también se han desarrollado trabajos en la estimación de los parámetros físicos del motor.

En [12] y [7] se plantean los problemas de la estimación de las variables de estado y su relación con los modelos dinámicos del motor de inducción, además se analiza la utilización del filtro de Kalman como observador óptimo (teóricamente) de las variables de estado del motor de inducción.

En los trabajos [2], [5], [7], [8], [13], [16] y [17] se analizan los tipos de estimadores de variables de estado y los métodos de estimación de los parámetros físicos, dentro de estos métodos los mas utilizados son el observador de Luenberger y el filtro de Kalman. Este último se caracteriza por ser un observador óptimo según las referencias anteriores.

El filtro de Kalman extendido, que se utiliza para sistemas no lineales[20], es un filtro estocástico (*Stochastic Filter*) ya que toma en cuenta dos tipos de ruidos:

- Ruido del sistema. Incluye todo tipo de ruido que pueda afectar a las entradas del sistema o a las variables de estado.

- Ruido de la medición. Incluye al ruido que afecta a los sensores durante su funcionamiento.

En el algoritmo del filtro de Kalman, se consideran los ruidos definidos anteriormente como blancos, Gaussianos, estacionarios, con esperanzas matemáticas iguales a cero, además estos ruidos se caracterizan como variables aleatorias con medias iguales a cero e independientes de las variables de estados y entre ellos mismos[13].

En los trabajos [14] y [15] se comparan el filtro de Kalman y el observador de Luenberger, en esta comparación se demostró que con el filtro de Kalman se obtienen mejores resultados en la estimación de los variables de estado que con el observador de Luenberger. En el análisis se comprobó que ambos observadores tienen la misma estructura, sin embargo la ganancia del filtro de Kalman es una matriz variable mientras que en el observador de Luenberger la ganancia es una matriz constante.

En el año 1996 A. Dell´ Aquila, S. Papa, L. Salvatore, y S. Stasi publicaron un trabajo [6] donde proponen al filtro de Kalman como identificador de parámetros y estimador de los flujos mediante la medición de las corrientes, los voltajes en las terminales del motor de inducción y la velocidad en la flecha del motor de inducción.

En el trabajo [3] de Chiman M. Kwan se hizo un estudio comparativo entre el filtro de Kalman continuo y discreto, mostrando las ventajas y desventaja de cada uno de ellos.

CAPÍTILO 2

DESCRIPCIÓN DEL CONTROL VECTORIAL DEL MOTOR DE INDUCCIÓN Y DEL ALGORITMO DEL FILTRO DE KALMAN

2.1. Introducción.

En este capitulo se expondrá la teoría y el fundamento matemático del filtro de Kalman, así como el fundamento teórico del control vectorial o control por campo orientado método directo, además se determinará el modelo dinámico de voltaje del motor de inducción en coordenadas alfa_beta y la formulación de las transformadas directa e inversa de Park y Clark.

2.2. El control vectorial.

Los accionamientos electrónicos tradicionales de los motores de corriente alterna con inversores de voltaje y de corriente utilizan los métodos del control escalar, donde se toman las variables a controlar como escalares, entre estos se puede mencionar los voltajes, las corrientes, la frecuencia, la velocidad, los flujos, etc. Estas variables tienen un efecto de acoplamiento natural entre ellas, lo que es precisamente la causa fundamental por la cual, se han rechazado históricamente el uso de los motores de inducción en aquellas aplicaciones donde se necesita variar la velocidad del rotor.

Al inicio de los años 70 surgió el principio del control por campo orientado o control vectorial con los trabajos de Hass [31] y Blaschke [32]. Mediante esta nueva técnica se pudo desacoplar la máquina de inducción, lográndose un comportamiento dinámico semejante al de las máquinas de corriente directa.

Los métodos de control vectorial o control por campo orientado son generales y aplicables a todas las maquinas rotatorias de corriente alterna.

Sin tener en cuenta el efecto de la saturación del circuito magnético, la expresión del par electromagnético en la maquina de corriente directa se expresa con la ecuación siguiente:

$$T_e = KI_a I_f$$

Donde I_a es la corriente de armadura, I_f es la corriente de campo y K es una constante de proporcionalidad que depende del diseño de la máquina de corriente directa, las corrientes I_a e I_f son variables desacopladas. En la mayoría de las aplicaciones donde se usan motores de corriente directa, la corriente de campo I_f se mantiene constante e igual a su valor nominal (suministrada por una fuente independiente), quedando el par proporcional a la corriente de armadura I_a, lográndose un desacople entre el par electromagnético desarrollado por la maquina y el flujo magnético.

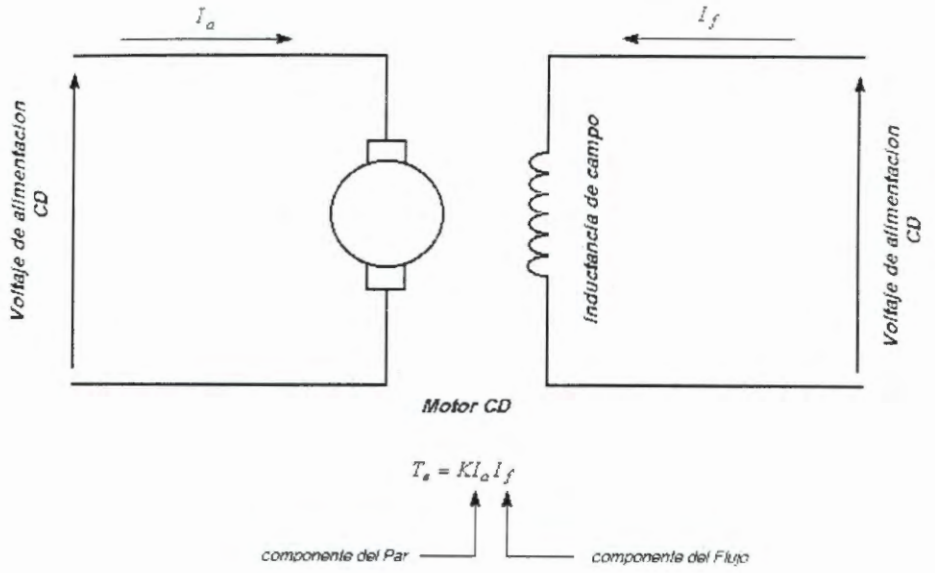


Figura 2.1. Diagrama de máquina de corriente directa en excitación separada[18]

En la figura 2.1 se muestra el diagrama de la máquina de corriente directa, donde se observan las dos fuentes independientes de alimentación de corriente directa, pudiéndose controlar de manera independiente el flujo magnético y el par electromagnético de la maquina de corriente directa, a través del control de la corriente de campo I_f y de la corriente de armadura I_a respectivamente. Sin embargo, en los motores de inducción, las variables que controlan el flujo del rotor y par electromagnético están altamente acopladas. El principio del control vectorial de los motores de inducción establece que las componentes de la corriente del estator i_{Sd} e i_{Sq} en un marco de referencia rotatorio dq, permite desacoplar la máquina de inducción con el objetivo de controlar el flujo del rotor a partir de la componente de corriente del estator en el eje directo i_{Sd} y el par electromagnético a partir de la componente en cuadratura de la corriente del estator i_{Sq}. Para lograr lo anteriormente mencionado, es necesario que el flujo del rotor esté en fase con la componente de corriente i_{Sd} y orientándose ambos vectores con el eje d de la

figura 2.3; por esta razón a este método de control vectorial se le llama también control por campo orientado.

De esta forma se puede establecer una analogía entre la máquina de corriente directa y la máquina de inducción, donde i_{Sd} representa el flujo magnético del rotor (semejante a I_f en la máquina de corriente directa), e i_{Sq} representa el par electromagnético (semejante a I_a en la máquina de corriente directa), por lo tanto el par electromagnético desarrollado por el motor de inducción se puede expresar:

$$T_e = Ki_{Sd}i_{Sq}$$

En la figura 2.2 se muestra la analogía entre el control vectorial o control por campo orientado y el control clásico de los motores de corriente directa, donde se observa que la maquina de inducción esta controlada por dos componentes de la corriente del estator (comparar las figuras 2.1 y 2.2).

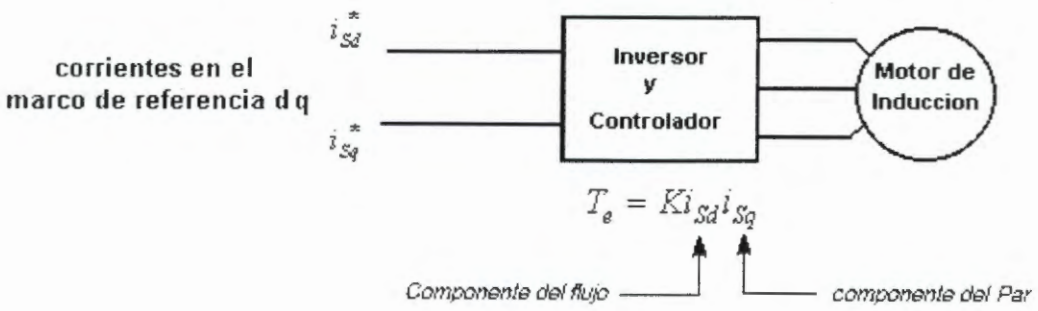


Figura 2.2. Analogía entre el control vectorial y el control clásico de las máquinas de CD[18].

En el control vectorial o control por campo orientado de la maquina de inducción, si se mantiene la corriente i_{Sd} constante, se puede controlar el par electromagnético del motor de inducción mediante la corriente i_{Sq}. Debido a que las dos componentes de la corriente i_{Sd} e i_{Sq} son ortogonales, es decir se encuentran completamente desacopladas, entonces la variación de una de ellas no afectará a la otra.

2.3. Modelo de voltaje del motor de inducción.

Las ecuaciones del modelo del motor de inducción en el marco de referencia estacionario alfa_beta están dadas por las ecuaciones siguientes[4,5,6]:

$$\frac{d\lambda_{S\alpha\beta}}{dt} = v_{S\alpha\beta} - R_S i_{S\alpha\beta} \tag{2.1}$$

$$\frac{d\lambda_{r\alpha\beta}}{dt} = -(\sigma_r - j\omega_r)\lambda_{r\alpha\beta} + \sigma_r L_m i_{S\alpha\beta} \tag{2.2}$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_L) - \frac{R_w \omega_r}{J} \tag{2.3}$$

$$\lambda_{S\alpha\beta} = \frac{L_m}{L_r}\lambda_{r\alpha\beta} + \sigma L_S i_{S\alpha\beta} \tag{2.4}$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r}(\lambda_{r\alpha} i_{S\beta} - \lambda_{r\beta} i_{S\alpha}) \tag{2.5}$$

Donde:

$$\lambda_{S\alpha\beta} = \lambda_{S\alpha} + j\lambda_{S\beta} \tag{2.6}$$

$$\lambda_{r\alpha\beta} = \lambda_{r\alpha} + j\lambda_{r\beta} \tag{2.7}$$

$$i_{S\alpha\beta} = i_{S\alpha} + ji_{S\beta} \tag{2.8}$$

$$v_{S\alpha\beta} = v_{S\alpha} + jv_{S\beta} \tag{2.9}$$

Además se definen:

$\lambda_{r\alpha\beta}$: Vector espacial de flujo del rotor.
$\lambda_{r\alpha}$ y $\lambda_{r\beta}$: Flujo del rotor en coordenadas alfa_beta.
$\lambda_{S\alpha\beta}$: Vector espacial de flujo del estator.
$\lambda_{S\alpha}$ y $\lambda_{S\beta}$: Flujo del estator en coordenadas alfa_beta.
$v_{S\alpha\beta}$: Vector espacial de voltaje.
$v_{S\alpha}$ y $v_{S\beta}$: Voltajes del estator en coordenadas alfa_beta.
$i_{S\alpha\beta}$: Vector espacial de la corriente del estator.
$i_{S\alpha}$ e $i_{S\beta}$: Corrientes del estator en coordenadas alfa_beta.
L_r : Inductancia del rotor.
L_S : Inductancia del estator.
L_m: Inductancia de magnetización.
ω_r: Velocidad del rotor.
R_S: Resistencia de estator.
R_r: Resistencia del rotor.

$$\frac{di_{S\beta}}{dt} = -\frac{A_R}{A_L} i_{S\beta} - \frac{L_m \omega_r}{L_r A_L} \lambda_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} \lambda_{r\beta} + \frac{1}{A_L} v_{S\beta} \tag{2.18}$$

Donde:

$$A_R = L_s - L_m^2 / L_r$$
$$A_L = R_s + L_m^2 + R_r / L_r^2$$

Las ecuaciones (2.10), (2.11), (2.12) y (2.13) se pueden expresar en forma matricial de la forma siguiente:

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} -\frac{A_R}{A_L} & 0 & \frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} & \frac{L_m \omega_r}{L_r A_L} \\ 0 & -\frac{A_R}{A_L} & -\frac{L_m \omega_r}{L_r A_L} & \frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} \\ \sigma_r L_m & 0 & -\sigma_r & -\omega_r \\ 0 & \sigma_r L_m & \omega_r & -\sigma_r \end{bmatrix} X + \frac{1}{A_L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} u \tag{2.19}$$

Donde:

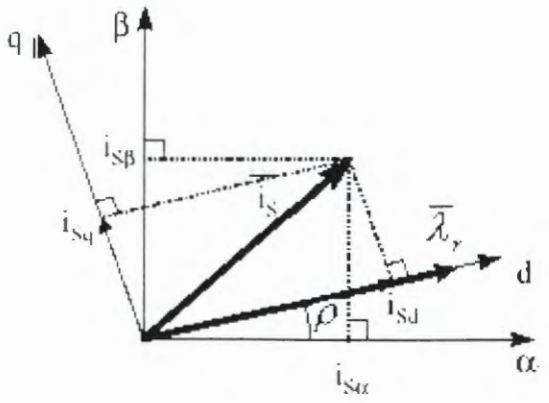
$$X = \begin{bmatrix} i_{S\alpha} & i_{S\beta} & \lambda_{r\alpha} & \lambda_{r\beta} \end{bmatrix}^t$$

$$u = \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & v_{S\beta} \end{bmatrix}^t$$

La representación matricial (2.19) junto con la ecuación de oscilación (2.3), representan al modelo dinámico no lineal de voltaje del motor de inducción. La ventaja de dicho modelo es su simplicidad para la programación en cualquier lenguaje, además de su sencillez en la implementación, sin embargo con el mismo modelo dinámico se pueden estimar la velocidad del motor y el flujo del rotor en coordenadas alfa_beta. El ángulo de posición del rotor y otros parámetros se pueden calcular directamente sin necesidad de realizar transformaciones entre las coordenadas del estator y las coordenadas de campo.

2.4. Ecuaciones del control vectorial.

En la figura 2.3 se muestra el diagrama fasorial de las corrientes en el marco de referencia trifásico estacionario abc y en el marco de referencia bifásico ortogonal alfa_beta, así como el vector espacial flujo del rotor.



I. P. N.
BIBLIOTECA
S E P I

Figura 2.3. Diagrama fasorial de los vectores del flujo del rotor y de la corriente del estator.

En la expresión del par electromagnético que aparece en la ecuación (2.5):

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{r\alpha} i_{S\beta} - \lambda_{r\beta} i_{S\alpha})$$

se observa claramente el grado de dificultad de que existe en el control del motor de inducción, debido a que no se puede tener el acceso de manera directa al flujo del rotor, siendo necesario controlar el flujo del rotor de forma indirecta.

En las ecuaciones (2.2) y (2.5), el vector espacial flujo del rotor y el par electromagnético, se encuentran en el marco de referencia estacionario alfa_beta. En el marco de referencia ortogonal rotatorio dq estas expresiones quedarían de la forma siguiente [4], [5] y [6]:

$$\frac{d\lambda_r}{dt} = -\sigma_r \lambda_r + \sigma_r L_m i_{sd} \tag{2.20}$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \sigma_r \frac{L_m}{\lambda_r} i_{sq} + \omega_r \tag{2.21}$$

$$T_e = p \frac{L_m}{L_r} \lambda_r i_{sq} \tag{2.22}$$

En las ecuaciones (2.20) y (2.21) se observa que las corrientes I_{Sd} e I_{Sq}, que son componentes ortogonales de las corriente del estator, controlan al flujo del rotor y al par electromagnético respectivamente cada una de manera independiente mientras que, con la ecuación (2.21) se puede calcular el ángulo del flujo del rotor que es utilizado en la transformada de Park directa y inversa.

Las ecuaciones (2.20) y (2.21) posteriormente serán utilizadas durante la simulación para determinar la magnitud y el ángulo del flujo del rotor.

2.5. Principio del control sin sensores.

Los observadores en general utilizan modelos dinámicos de la planta (en este caso se utilizará el modelo dinámico del motor de inducción) para estimar las variables de estado que se desea observar. Este proceso de estimación se realiza de forma paralela con el funcionamiento del sistema real. Cualquier variación en línea en las variables de estado del sistema real debe provocar un ajuste en el modelo dinámico utilizado por el observador, de tal forma que el error en la estimación de las variables tiende a cero. Esta técnica es útil especialmente para estimar variables de estado sin la necesidad de hacer mediciones directas, la ventaja de la estimación es su uso en aquellos sistemas donde hay dificultades técnicas para medir las variables de estado o su medición resulta costosa. En el caso de los motores de inducción, se considera al motor como sistema real, los voltajes y las corrientes como entradas del observador, siendo la velocidad, posición del rotor, los componentes del flujo del rotor, etc. las señales de salida.

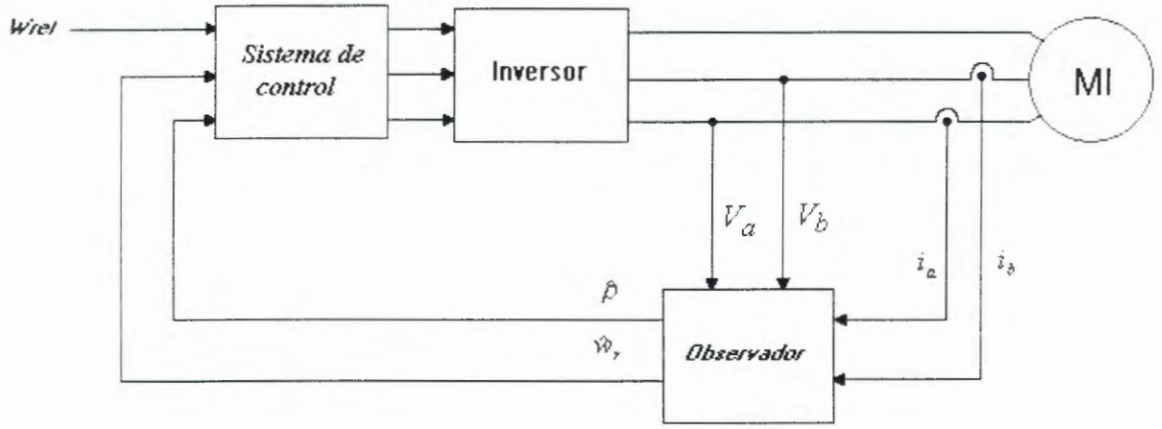


Figura 2.4. Estructura general del control sin sensores utilizando un observador.

En la figura 2.4 se muestra la estructura básica de un sistema de control de la velocidad de un motor de inducción sin sensor utilizando un observador, en este caso, $\hat{w}_r$ y $\hat{\rho}$ son la velocidad del motor de inducción y la posición del flujo del rotor estimadas ambas por el observador de Kalman.

La exactitud del observador depende principalmente del modelo dinámico utilizado y de la exactitud de los parámetros físicos de la planta, además de la precisión en la medición de las entradas del observador. En el caso del motor de inducción, hay siempre incertidumbres en los valores de los parámetros físicos, debido a variaciones en el valor de la resistencia del rotor con la temperatura y el efecto "Skin", y a variaciones en los valores de las inductancia por los efectos de la

saturación, así como a problemas en la medición de los voltajes y las corrientes de las fases del motor (lecturas erróneas debido al ruido, etc.).

Dependiendo de las condiciones de operación del sistema de control, del ambiente donde se encuentra la planta y el tipo de sensores usados, el observador puede estimar variables de estado con valores diferentes a los valores reales. Estas variables de estado pueden ser la velocidad, el flujo, la posición, constante de tiempo del rotor, etc. Los errores de estimación pueden provocar la inestabilidad del sistema de control, siendo el observador incapaz de superar estos problemas.

2.6. Teoría del filtro de Kalman.

Para lograr un mejor desempeño en la estimación, el filtro de Kalman considera dos tipos de ruidos:

- El ruido del sistema.
- El ruido de la medición.

Los ruidos utilizados por el filtro sirven para neutralizar los ruidos que afectan al sistema de control durante su funcionamiento.

El filtro de Kalman extendido es un observador estocástico para sistemas no lineales, capaz de estimar las variables de estado que son casi imposibles técnicamente de medir de forma directa o el costo de la medición resulta muy elevado. El filtro de Kalman tiene una mejor respuesta dinámica comparada con otros observadores, incluyendo el observador de Luenberuger, en tanto que la estimación de las variables de estado empleando el filtro de Kalman depende especialmente de los términos de la predicción y de la corrección, además de la exactitud de la copia del sistema.

El término de la corrección generalmente es una ganancia constante, como sucede en el caso del observador de Luenberuger. En el filtro de Kalman, la ganancia es una matriz variable y se calcula para cada t_n ($t_n = nT$, siendo n un entero y T el tiempo de muestreo).

La programación del filtro de Kalman es un problema complicado, requiere un modelo dinámico del motor de inducción más exacto, además el observador de Kalman usa varias operaciones de matrices como son:

- Suma de matrices.
- Multiplicaciones de matrices.
- Inversión de matrices.
- Transpuesta de matrices.

Por lo tanto la programación del algoritmo del filtro de Kalman requiere de un lenguaje con mas facilidad de programación de operaciones entre matrices, como es el caso del lenguaje de programación Matlab.

El sistema de ecuaciones en el dominio del tiempo pueden expresar de la forma siguiente[11,12,13,14,7]:

$$\dot{x} = Ax + Bu + v \qquad \text{(sistema)} \tag{2.23}$$

y:

$$y = Cx + w \qquad \text{(medición)} \tag{2.24}$$

Siendo que v y w los ruidos del sistema y de la medición respectivamente. Debido que no se conoce la naturaleza de los ruidos que afectan al sistema de control, entonces se definen como ruidos estacionarios, blancos y Gausianos, y con esperanzas cero. Las matrices de covarianza de los ruidos se definen de la forma siguiente:

$$\text{cov}(v) = E\{vv^T\} = Q \tag{2.25}$$

y:

$$\text{cov}(w) = E\{ww^T\} = R \tag{2.26}$$

Donde E{} es la esperanza matemática, Q y R son las matrices de covarianza de los ruidos del sistema y del ruido de la medición respectivamente.

Es importante señalar que las matrices de la covarianza del ruido del sistema y del ruido de la medición Q y R respectivamente, son siempre matrices desconocidas, ya que no se sabe la naturaleza de los ruidos que afectan al sistema de control durante su funcionamiento, en la literatura estas matrices se toman como matrices diagonales. En la mayoría de los casos se toma la matriz diagonal Q con valores relativamente grandes, mientras que los valores de la matriz diagonal R se toman relativamente pequeños, ya que representan el ruido de la medición, aunque no hay un fundamento matemático para esto, en la practica se comprueba la validéz de lo anterior. Los valores de dichas matrices son utilizadas para neutralizar los ruidos que afectan al sistema de control, en la práctica el ruido del sistema no tiene gran importancia, ya que las señales a la salida del inversor son señales de potencia, siendo el ruido mas importante el causado por el uso del inversor que genera una gran cantidad de armónicos que distorsionan las señales de voltaje, dependiendo lo anterior del tipo de modulación de ancho de los pulsos utilizada. El ruido de medición también afecta de manera considerable al sistema de control, ya que las señales a la salida de los sensores son de pequeña potencia y cualquier distorsión causada por el ruido durante la medición de estas señales que pueden causar inestabilidad en el sistema de control.

Un sistema en tiempo discreto se puede expresar con ecuaciones en diferencias estocásticas de la forma siguiente:

$$x(k+1) = A_k x(k) + B_k u(k) + v(k) \tag{2.27}$$

y

$$y(k) = C_k x(k) + w(k) \tag{2.28}$$

En un sistema estocástico, los ruidos $v(k)$, $w(k)$ son variables aleatorias con valores medios igual a cero, independientes del vector de variables de estado $x(k)$ y de todos los valores anteriores. La secuencias $\{v(k)\}_k$ y $\{w(k)\}_k$ son secuencias de variables aleatorias con igualdad de distribución e independientes entre ellas.

El filtro de Kalman tiene la misma estructura del observador de Luenberger, es decir :

$$\hat{x}(k+1) = A_k \hat{x}(k) + B_k u(k) + K(y(k) - \hat{y}(k)) \tag{2.29}$$

y

$$\hat{y}(k) = C_k \hat{x}(k) \tag{2.30}$$

Siendo $\hat{x}(k)$ y $\hat{y}(k)$ los estados estimados y la salida estimada respectivamente, entonces de las ecuaciones (2.29) y (2.30) se pueden plantear[7,11,12,13,14]:

$$\hat{x}(k+1) = (A_k - KC)\hat{x}(k) + B_k u(k) + Ky(k) \tag{2.31}$$

Donde K es la matriz ganancia del filtro de Kalman y su valor se determina para que la función de costo del sistema error sea mínima.

En la figura 2.5 se muestra el diagrama a bloques de las ecuaciones (2.27) y (2.31), el cual representa al filtro de Kalman discreto.

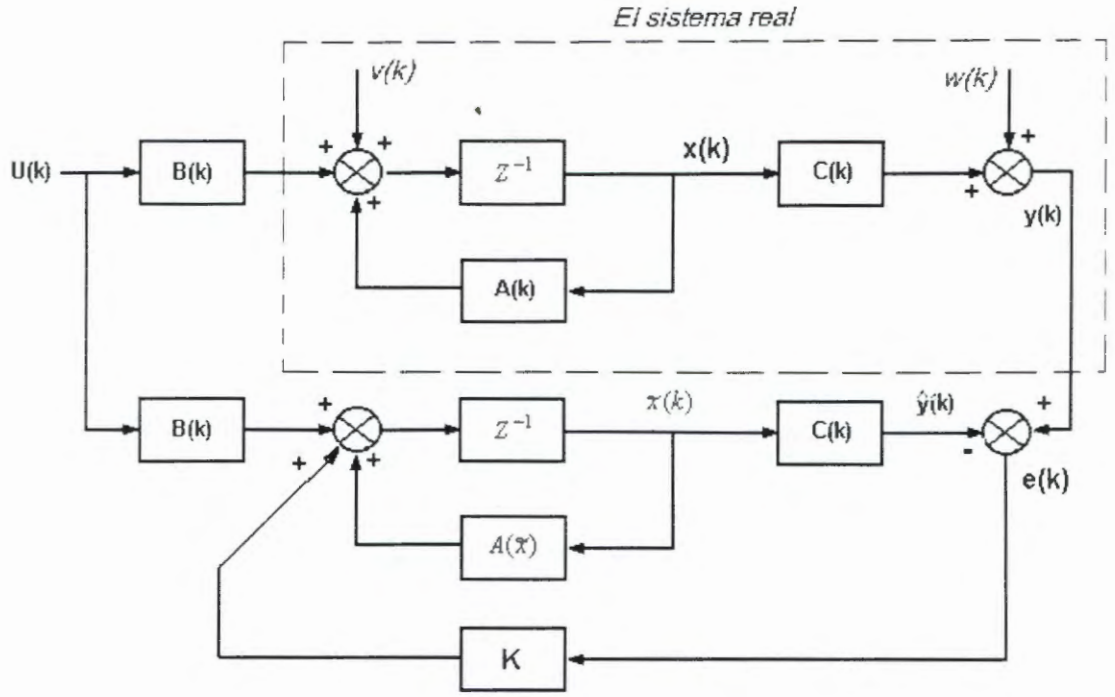


Figura 2.5. Estructura del filtro de Kalman discreto.

El sistema error se define como la diferencia entre el estado real y el estimado, es decir:

$$\tilde{x}(k) = x(k) - \hat{x}(k) \tag{2.32}$$

Donde $\tilde{x}(k)$ es el error entre el valor real y el estimado de las variables de estados.

La función de costo del sistema error se representa de la forma siguiente[7,19,50]:

$$J = \sum_{k=1}^{n} E\{\tilde{x}^2(k)\} \tag{2.33}$$

Para que la función de costo J sea mínima, es necesario que los términos cuadráticos sean ceros, de esta manera se determina la expresión de la ganancia K del filtro de Kalman y la expresión de la matriz de la covarianza del sistema error P.

Considerando todo lo anteriormente mencionado se ha establecido que el filtro de Kalman teóricamente es óptimo sin embargo en la práctica, no hay forma exacta de conocer las características de los ruidos que influyen en el sistema de control, por lo tanto es casi imposible determinar de manera exacta las matrices de covarianza de los ruidos del sistema R y de medición Q.

2.7. Algoritmo recursivo del filtro de Kalman.

El algoritmo recursivo del filtro de Kalman discreto se usa para sistemas no lineales, como ocurre en el caso del motor de inducción.

La matriz de ganancia variable K y la matriz de la covarianza del sistema error P se calculan generalmente fuera de línea. En la simulación se programó completamente el algoritmo del filtro de Kalman discreto en el lenguaje Matlab, aunque la simulación de todo el sistema se realizó Simulink.

A continuación se muestran los pasos que debe ejecutar el programa del algoritmo del filtro de Kalman con el objetivo de estimar las variables de estado deseable del motor de inducción[7,11,12,13,14,15,20].

1. Predicción del vector de estado en el instante t_{K+1}

$$x_{K+1/K} = \phi(x_{K/K}, u_K, KT) \tag{2.34}$$

2. Matriz de la covarianza del error de predicción.

$$P_{K+1/K} = \left.\frac{\partial \phi}{\partial t}\right|_{x_{K/K}} P_{K/K} \left.\frac{\partial \phi^T}{\partial t}\right|_{x_{K/K}} + Q \tag{2.35}$$

3. Ganancia del filtro de Kalman en el instante t_{K+1}

$$K_{K+1} = P_{K+1/K} C^T \{CP_{K+1/K} C^T + R\}^{-1} \tag{2.36}$$

4. Estimación del vector de estado en el instante t_{k+1}

$$\hat{x}_{K+1/K+1} = \hat{x}_{K+1/K} + K_{K+1}\{y_{K+1} - C\hat{x}_{K+1/K}\} \tag{2.37}$$

5. Matriz de covarianza del error del filtro de Kalman

$$P_{K+1/K+1} = \{I - K_{K+1} C\} P_{K+1/K} \tag{2.38}$$

Donde: $\phi(x_{K/K}, u_K, KT) = A_K x_{K/K} + B_K u_K$

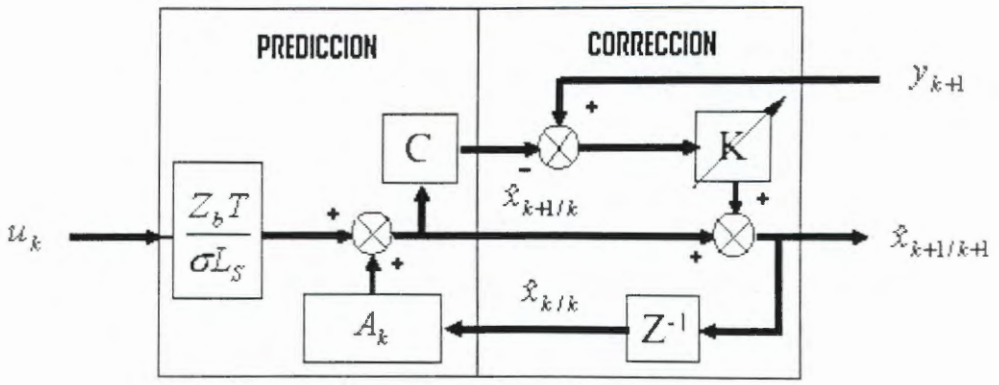


Figura 2.6. Algoritmo del filtro de Kalman.

En la figura 2.6 se muestran los bloques funcionales de la predicción y de la corrección del filtro de Kalman.

2.7.1. La discretizacion del modelo dinámico del motor.

Si en la discretizacion del modelo del motor de inducción se tienen en cuenta lo siguiente:

- Los parámetros del motor de inducción son relativamente pequeños y son multiplicados el tiempo de muestreo del orden de $300\mu s$,
- Los términos de potencia igual y mayores que dos $(\frac{1}{2}(AT)^2....)$ se convergen a cero.
- El modelo del motor de inducción es un sistema de ecuaciones diferenciales no lineales de primer orden
- Considerar los términos donde aparecen una suma de potencias de la matriz A del sistema continuo, complicará el algoritmo del filtro de Kalman sin mejorar su respuesta.

Teniendo en cuenta lo anterior, la matriz de transición A_k y la matriz B_k pueden reducirse a la forma siguiente:

$$e^{AT} \approx I + AT \tag{2.39}$$

por lo tanto:

$$A_k \approx I + AT \tag{2.40}$$

$$B_k = \int_0^T e^{A\tau}.Bd\tau \approx BT \tag{2.41}$$

$$C_k \approx C \tag{2.42}$$

Donde A, B y C son las matrices del sistema en tiempo continuo y A_k, B_k y C_k son las matrices del sistema en tiempo discreto.

El objetivo fundamental de este trabajo, como se mencionó en el capitulo 1, es controlar la velocidad del motor de inducción sin utilizar sensor, por lo tanto la velocidad del motor de inducción es constante, es decir :

$$w_r = cte.$$

Entonces:

$$\frac{dw_r}{dt} = 0. \tag{2.43}$$

La ecuación (2.43) se utiliza en el modelo dinámico discreto del motor de inducción para sustituir la ecuación de oscilación (ecuación 2.3), bebido a que esta ecuación tiene en su expresión las componentes del flujo del rotor en coordenadas alfa_beta (ecuación 2.5), evitándose de esta forma el uso de sensores de flujo del rotor.

El modelo dinámico discreto no lineal del motor de inducción en variables discretas de estado, puede se expresado en forma matricial a partir de las ecuaciones (2.19), (2.40), (2.41), (2.42), (2.43) obteniéndose:

$$x_{k+1} = \begin{bmatrix} 1-T\frac{A_R}{A_L} & 0 & T\frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} & T\frac{L_m \omega_r}{L_r A_L} & 0 \\ 0 & 1-T\frac{A_R}{A_L} & 1-T\frac{L_m \omega_r}{L_r A_L} & T\frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} & 0 \\ T\sigma_r L_m & 0 & 1-T\sigma_r & -T\varpi_r & 0 \\ 0 & T\sigma_r L_m & T\omega_r & 1-T\sigma_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} x_k + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} u_k \tag{2.44}$$

$$y_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} x_k \tag{2.45}$$

Donde :

$$y_k = \begin{bmatrix} i_{S\alpha} & i_{S\alpha} \end{bmatrix}_k^T$$

$$x_k = \begin{bmatrix} i_{S\alpha} & i_{S\beta} & \lambda_{r\alpha} & \lambda_{r\beta} & \omega_r \end{bmatrix}_k^T$$

y

$$u_k = \begin{bmatrix} v_{S\alpha} & v_{S\beta} \end{bmatrix}_k^T$$

La gran desventaja de este modelo es su orden, lo cual es un inconveniente cuando se desee implementarlo en tiempo real, sin embargo resulta relativamente fácil de programar en cualquier lenguaje, sin que haya necesidad de realizar transformaciones de coordenadas entre el marco de referencia del estator y marco de referencia rotatorio. Con este modelo dinámico del motor de inducción se puede estimar el flujo del rotor en coordenadas alfa_beta y la velocidad, mientras que el resto de las otras variables pueden ser calculadas de manera directa.

2.8. Transformaciones de coordenadas.

La transformación de coordenadas permite variar el marco de referencia de las variables de estado del modelo del motor, buscando una mayor simplificación de las expresiones. En el control vectorial o control por campo orientado del motor de inducción, es necesario transformar el marco de referencia trifásico estacionario abc (donde las cantidades de las variables son reales y acopladas entre sí) hacia el marco de referencia bifásico ortogonal rotatorio. En el nuevo marco de referencia se logra desacoplar la máquina de inducción, obteniéndose un comportamiento dinámico similar al de las máquinas de corriente directa.

A continuación se describen los dos tipos de transformación de coordenadas que serán utilizadas durante la realización de este trabajo:

- Transformación de Clark directa e inversa.
- Transformación de Park directa e inversa.

2.8.1. Transformada de Clark y Park.

En la figura 2.7 se muestran los tres sistemas de coordenadas que se pueden utilizar como marcos de referencias para las corrientes, los voltajes y los flujos del motor.

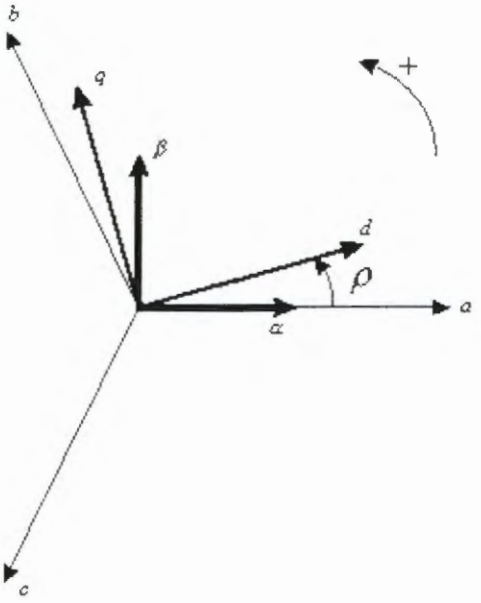


Figura 2.7. Marcos de referencia trifásico, abc; bifásico estacionario, alfa_beta y bifásico rotatorio dq[21].

2.8.2. Transformada directa de Clark.

La transformada directa de Clark convierte un sistema trifásico estacionario en un sistema bifásico estacionario. A continuación se muestra como ejemplo la transformada de Clark de los voltajes del estator aunque la transformación es válida para cualquier vector.

Considerando la representación clásica o de potencia variable, el vector complejo espacial de voltaje V_S aplicado al estator del motor de inducción se define con la expresión[20]:

$$V_S = \frac{2}{3}(V_a + aV_b + a^2V_c) \tag{2.46}$$

Descomponiendo este vector en los ejes alfa_beta:

$$V_S = V_{S\alpha} + jV_{S\beta} \tag{2.47}$$

Donde $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ es un vector complejo unitario de argumento $\frac{2\pi}{3}$, V_a, V_b, V_c son los voltajes de fase en el motor de inducción[22].

Las componentes ortogonales del vector complejo espacial de voltaje del estator V_S en los ejes del marco de referencia alfa_beta están definidas como sigue:

$$V_{S\alpha} = \mathrm{Re}(V_S) \tag{2.48}$$

$$V_{S\beta} = \mathrm{Im}(V_S) \tag{2.49}$$

Donde:

Re : Parte real.
Im : Parte imaginaria.

Utilizando la ecuaciones (2.48) y (2.49) y efectuando los cálculos necesarios se obtiene lo siguiente:

$$V_{S\alpha} = \frac{2}{3}(V_a - \frac{1}{2}V_b - \frac{1}{2}V_c) \tag{2.50}$$

y:

$$V_{S\beta} = \frac{1}{3}(V_b - V_c) \tag{2.51}$$

Resolviendo las ecuaciones (2.50) y (2.51) se obtiene la representación matricial de la transformada directa de Clark, es decir:

$$\begin{bmatrix} V_{S\alpha} \\ V_{S\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \tag{2.57}$$

Donde:

$V_{S\alpha}$ y $V_{S\beta}$ son los componentes del voltaje del estator en el marco de referencia estacionario alfa_beta.

2.8.3. Transformada directa de Park.

La representación de las variables de estado en un marco de referencia bifásico rotatorio dq que gira a la velocidad del flujo magnético del rotor se obtiene mediante un proceso de rotación vectorial de los vectores de corriente, voltaje y flujos desde el marco de referencia estacionario alfa_beta, al marco de referencia rotatorio dq (ver la figura 2.7). A esta transformación se conoce como transformada directa de Park. La rotación se realiza multiplicando las variables de estado por el vector complejo unitario rotatorio $e^{-j\rho}$ [20,22]. Si se toma como ejemplo el vector de corriente del estator, entonces:

$$i_{Sdq} = i_{S\alpha\beta} e^{-j\rho}$$

Desarrollando la ecuación anterior y considerando la fórmula de Euler, se obtiene :

$$i_{Sd} + j i_{Sq} = (i_{S\alpha} + j i_{S\beta})(\cos\rho - j sen\rho)$$

Igualando las partes reales e imaginarias en ambos lados de la ecuación y agrupando el resultado en forma matricial, se obtiene el resultado siguiente:

$$\begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\rho & sen\rho \\ -sen\rho & \cos\rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} \tag{2.58}$$

Donde: ρ es la posición del flujo del rotor(figura 2.7).

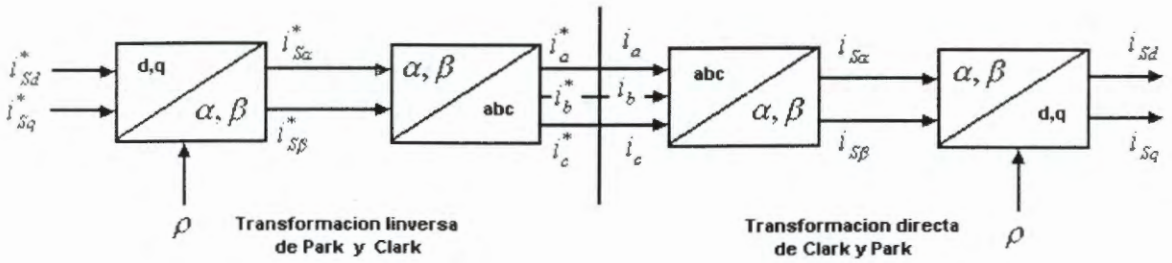


Figura 2.8. Transformación de planos de coordenadas[18].

En la figura 2.8 se muestran las transformadas inversas y directas de Park y Clark de las corrientes, también se representan las transformaciones inversas que serán descritas a continuación.

2.8.4. Transformadas de Clark y Park inversas.

Transformada inversa de Park

La transformación de un vector que se encuentra en el marco de referencia rotatorio dq, al marco de referencia estacionario alfa_beta se le llama transformada inversa de Park[20,22]. Usando la ecuación $i_{Sdq} = i_{S\alpha\beta} e^{-j\rho}$ con la cual se realizo la transformada directa de Park y calculando las corrientes en el marco de referencia bifásico estacionario en función de las corrientes en la marco de referencia rotatorio dq, entonces se obtiene:

$$i_{S\alpha\beta} = i_{Sdq} e^{j\rho}$$

$$i_{S\alpha} + ji_{S\beta} = (i_{Sd} + ji_{Sq})(\cos\rho + jsen\rho)$$

Igualando las partes reales e imaginarias en ambos lados de la ecuación anterior y agrupando el resultado en forma matricial, se obtiene el expresión de la transformada de inversa Park:

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\rho & -sen\rho \\ sen\rho & \cos\rho \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Sd} \\ i_{Sq} \end{bmatrix} \tag{2.59}$$

Transformada inversa de Clark

La transformación de coordenadas bifásicas estacionarias alfa_beta, a coordenadas trifásicas estacionarias abc se le llama transformada de Clark inversa, y se realiza utilizando las ecuaciones siguientes[20,21]:

$$V_a = V_{S\alpha}$$
$$V_b = -\frac{1}{2} V_{S\alpha} + \frac{3}{2} V_{S\beta}$$
$$V_c = -\frac{1}{2} V_{S\alpha} - \frac{3}{2} V_{S\beta}$$

A esta transformada se le llama trasformada de Clark inversa y tiene la siguiente forma matricial siguiente:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{3}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{3}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{S\alpha} \\ V_{S\beta} \end{bmatrix} \tag{2.60}$$

Las transformadas directas e inversas de Clark y Park se utilizan de la misma forma para el caso de los voltajes, las corrientes y los flujos de la maquina de inducción.

2.9. Método directo del control vectorial.

El control vectorial del motor de inducción se divide en dos métodos[7,11,14,20,21,22]:

- El método indirecto.
- El método directo.

En este trabajo se utilizó el método directo de control vectorial de la velocidad sin sensor del motor de inducción. Para la estimación de la velocidad, se utilizó el algoritmo del filtro extendido de Kalman. En la figura 2.9 se muestra el diagrama a bloques simplificado, donde los valores de las componentes de corriente del estator en los ejes dq rotatorios son: i_{Sq}^{*} y i_{Sd}^{*}, estos valores son tomados como señales de referencia en los lazos de control del par y del flujo del rotor respectivamente. La componente i_{Sq}^{*} proviene de la salida del regulador de la velocidad, mientras que la componente i_{Sd}^{*} es un valor constante que se calcula a partir del valor del flujo nominal.

A las corrientes de referencias i_{Sq}^{*} y i_{Sd}^{*} se les restan los valores reales de las corrientes i_{Sq} y i_{Sd} para determinar el error, como resultado se generan los voltajes de referencia V_{Sd}^{*} y V_{Sq}^{*} en el marco de referencia rotatorio dq. Utilizando la transformada inversa de Park se obtienen los voltajes de referencia $V_{S\alpha}^{*}$ y $V_{S\beta}^{*}$ en el marco de referencia bifásico estacionario.

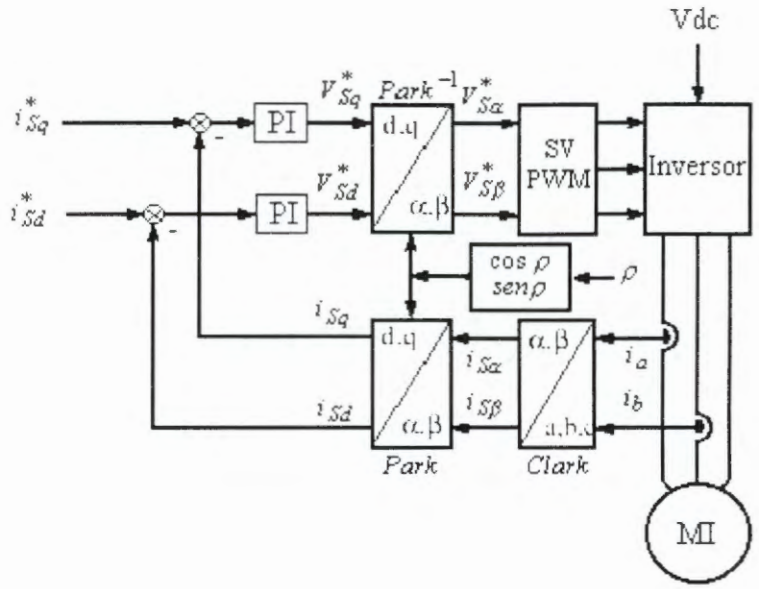


Figura 2.9. Esquema parcial del control vectorial utilizando un método directo.

El sistema de control determina los voltajes de referencia dependiendo del punto de funcionamiento requerido; estos voltajes se ocupan para generar los disparos que controlan al inversor trifásico de voltaje según las necesidades del control utilizado. Se puede controlar el inversor con una modulación de ancho de los pulsos senoidal o con la modulación de ancho de los pulsos con vectores espaciales (VSPWM).

En la primera parte de este capítulo se explico el modelo dinámico del motor de inducción continuo y discreto, mientras que en la segunda parte se abordó la teoría necesaria para comprender el algoritmo de filtro de Kalman discreto. En la parte final del capítulo se expuso de forma simplificada la teoría del control vectorial o por campo orientado de un motor de inducción, donde se describieron de manera detallada las transformadas directa e inversa de Park y Clark .

CAPÍTULO 3

PROGRAMACION DEL SISTEMA DE CONTROL EN MATLAB/SIMULINK

3.1.Introducción.

En este capítulo se exponen los detalles de la programación del sistema de control, utilizando el paquete Matlab/simulink versión 5.3, además se analizan las dificultades del enlace entre un programa escrito en lenguaje Matlab y la programación en Simulink.

3.2. Descripción del algoritmo del sistema de control

En capítulo anterior se describió el método directo de control vectorial de la velocidad del motor de inducción sin sensor utilizando el filtro de Kalman como estimador de la velocidad. En la figura 3.1 se muestra el diagrama de bloques del sistema de control.

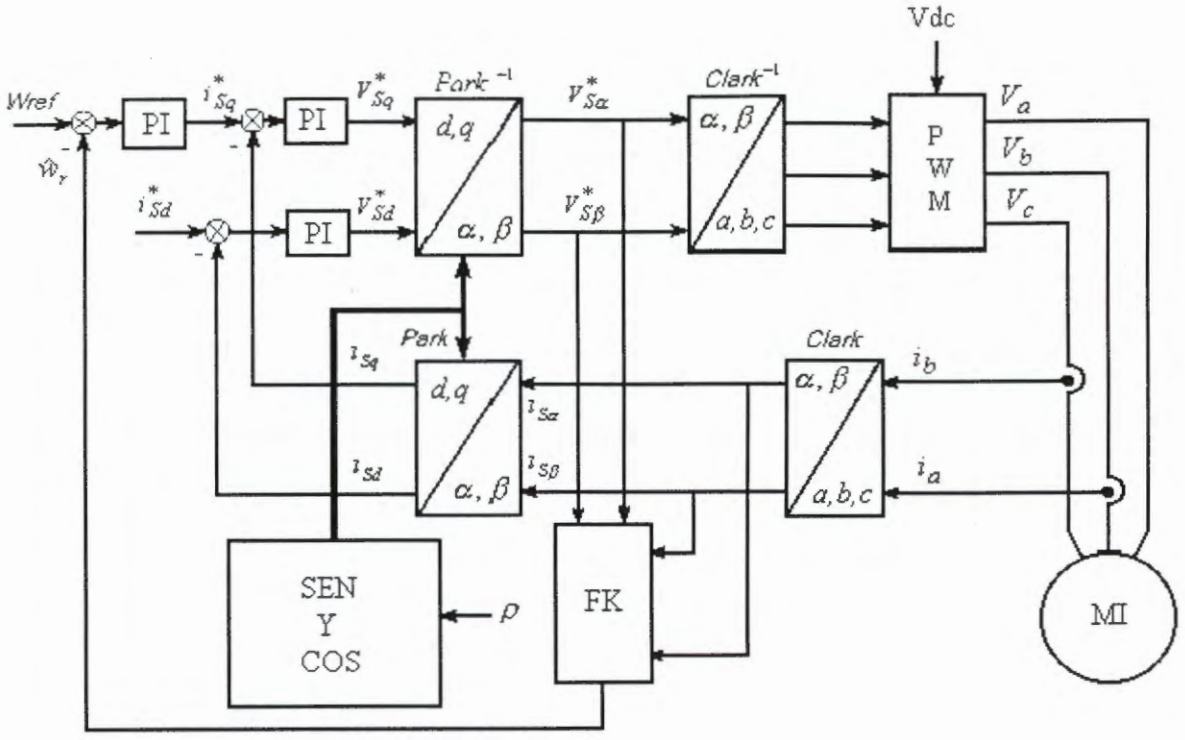


Figura 3.1: Diagrama general del control vectorial método directo.

El sistema tiene como entradas las corrientes i_a e i_b de las fases a y b, las cuales son adquiridas por los sensores de corriente de efecto Hall colocados entre el motor y el inversor trifásico de voltaje. La programación de esta etapa de adquisición de las entradas se explicará más adelante.

En la figura 3.1 se muestran además los lazos de control del sistema utilizados en la simulación. En el lazo de control de la velocidad se realiza la comparación entre la señal de la velocidad de referencia y la señal de la velocidad estimada, el resultado de la comparación es la entrada del controlador proporcional integral de la velocidad cuya salida es la corriente de referencia i_{Sq}^*, la cual que se compara con la corriente real $\hat{i}_{Sq}$. El error entre ambas señales es la entrada del controlador proporcional integral de corriente, cuya salida es el voltaje de referencia V_{Sq}^*. El voltaje de referencia V_{Sd}^* es la salida del regulador proporcional integral de flujo, cuya entrada es el error entre la señal de la corriente de referencia i_{Sd}^* y la corriente real $\hat{i}_{Sd}$.

Los voltajes de referencia V_{Sq}^* y V_{Sd}^* se transforman del marco de referencia rotatorio al marco de referencia bifásico ortogonal estacionario, posteriormente se realiza otra transformación hacia el marco de referencia estacionario abc. Como se observa en la figura 3.1, no se realiza la medición de los voltajes en las terminales de motor sino que se utilizan los voltajes de referencia, debido a que en el caso de la implementación, es más práctico usar los voltajes de referencia que los voltajes reales, además se pueden evitar los errores de medición los cuales pueden ser de orden mayor de los errores si se utilizan los voltajes de referencia.

El filtro de Kalman tiene como entradas las corrientes reales del motor (se toman como si fuera la salida de un sensor sumadas a un ruido blanco) y los voltajes de referencia en el marco bifásico ortogonal estacionario. Como salidas, el filtro entrega la velocidad en la flecha del motor de inducción.

3.3. Regulador proporcional integral

El regulador proporcional integral derivativo PID constituye uno de los controladores más usados en el control clásico, debido a su sencillez de programación en cualquier lenguaje.

En la simulación se utilizarán tres reguladores tipo PI, el primero es para controlar la velocidad del motor de inducción, el segundo se encargará de regular el par electromagnético desarrollado por la máquina de inducción, y el último se utiliza controlar el flujo del rotor. Los reguladores PI se basan en minimizar el error en estado estable producto de la comparación entre la señal de referencia y la señal real de retroalimentación, a través de las acciones de las ganancias de control proporcional e integral. Se usan controladores tipo PI en el control de una planta cuya función de transferencia no posee integrador, con el fin de eliminar el

error en el estado estacionario durante la respuesta a una entrada escalón, como es el caso de las corrientes i_{sd}, i_{sq} y de la velocidad del motor de inducción, las cuales se pueden tomar como un escalón no unitario. Tal corrimiento se puede eliminar en el estado estacionario si la acción del control incluye un integrador en el controlador.

La ecuación diferencial en el dominio del tiempo de un regulador tipo PI tiene la expresión siguiente:

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(\xi) d\xi \tag{3.1}$$

Donde $u(t)$ es la salida del regulador PI, $e(t)$ es la señal del error a la entrada del controlador, la cual es igual a la diferencia entre la señal de referencia y la señal real a controlar, K_p es la ganancia proporcional y K_I es la ganancia integral del controlador PI. En la figura 3.2 se muestra el diagrama de bloques de la ecuación (3.1).

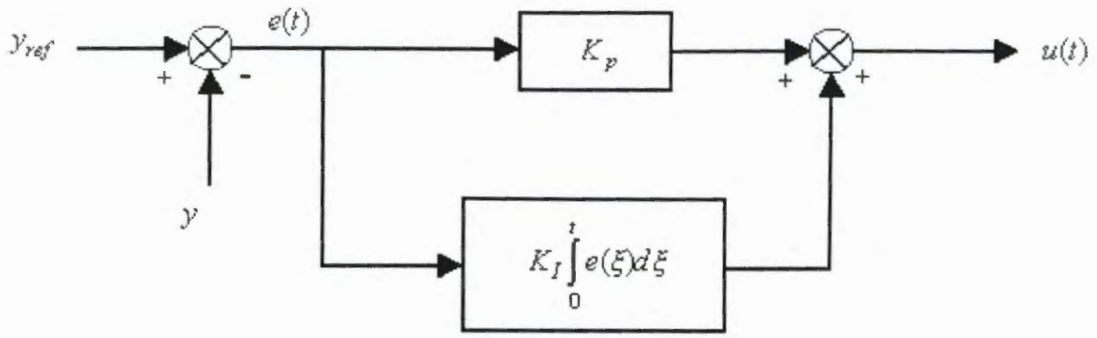


Figura 3.2. Diagrama a bloques del controlador tipo PI.

La principal función de la acción integral de un controlador es reducir el error en el estado estacionario, mientras que la acción proporcional esta vinculada con la sensibilidad al error. Las ganancias proporcional e integral K_p y K_I se determinan utilizando las ecuaciones del control vectorial o por campo orientado y el método de sintonización de Ziegler-Nichols.

A continuación se expone con más detalle la programación de los reguladores utilizados en la simulación del sistema de control.

3.3.1. Regulador de velocidad

El regulador de la velocidad recibe como señal de entrada el error entre las señales de velocidad de referencia y la velocidad estimada por el observador de Kalman, ambas señales están expresadas en radianes eléctricos por segundo.

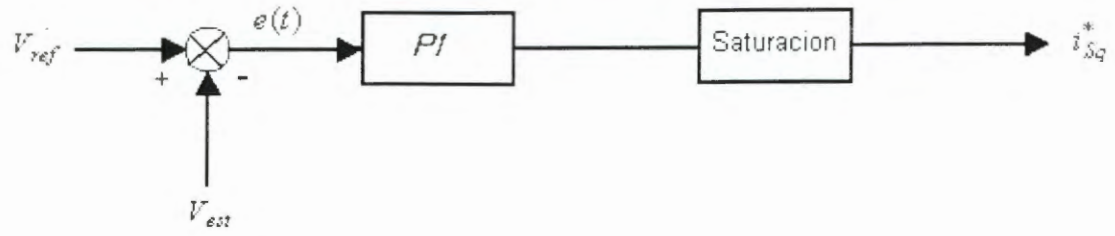


Figura 3.3. Controlador de la velocidad tipo PI.

En la figura 3.3 se muestra el regulador de la velocidad en el lazo de control, el cual es una implementación de la ecuación diferencial (3.1). Además, en esta figura se muestra en la salida del regulador el bloque de saturación, utilizado para limitar la señal de corriente de referencia i^*_{Sq} entre dos señales límites: límite inferior y límite superior. Los límites obtenidos durante la simulación del sistema de control sirven para evitar sobrecorrientes excesivas durante el arranque del motor de inducción y durante otros procesos transitorios como la inversión del sentido de giro. Además estos límites pueden ser de gran utilidad en el caso de la implementación del sistema de control.

3.3.2. Reguladores de par y del flujo

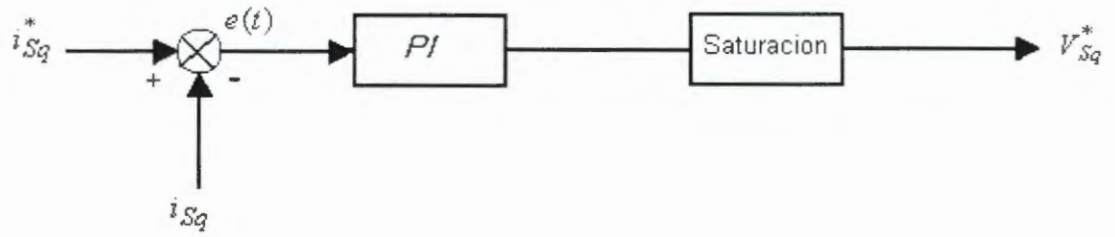


Figura 3.4. Controlador del par electromagnético.

Los controladores del par electromagnético y del flujo del rotor del motor de inducción como se muestran en las figuras 3.4 y 3.5. Estaos controladores reciben como señales de entrada el error resultante de la comparación entre las señales de la corriente de referencia i^*_{Sq} y la corriente real i_{Sq} en el caso del par, mientras que en el caso del controlador del flujo tiene como entrada la diferencia entre las

señales de corriente de referencia i_{Sd}^{*} y de la corriente real i_{Sd}, resultantes de la transformación del marco de referencia bifásico estacionario al marco de referencia rotatorio dq (transformada directa de Park). En las salidas de los controladores se obtienen los voltajes de referencia V_{Sq}^{*} y V_{Sd}^{*}. El diseño de los controladores del par desarrollado y del flujo del rotor son semejante al diseño del controlador de la velocidad anteriormente descrito.

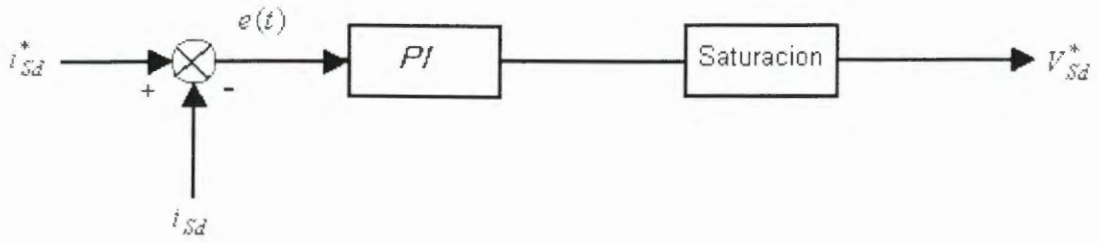


Figura 3.5. Controlador del flujo del rotor.

En la realidad no hay un método bien definido de sintonización en el caso de sistemas multivariables y multilazos como es el caso de este sistema, sin embargo la sintonización de los tres reguladores PI utilizados en la simulación esta basada en la teoría del control vectorial o control por campo orientado y el método de sintonización de Ziegler-Nichols, mientras que la determinación de los límites de saturación adecuados de las corrientes se basa en los condiciones nominales del motor de inducción. A continuación se presenta el método de sintonización utilizado en la simulación.

3.4. Sintonización de los controlados.

Uno de los aspectos más importantes que se deben tener en cuenta en la simulación en un sistema de control es la sintonización de los controladores. Debido a que el sistema de control del motor de inducción es multivariable y multilazos, no existe un método de sintonización bien definido que permite resolver este problema. En este caso se utilizará una combinación del primer método de sintonización de Ziegler y Nichols, el cual se utiliza para sistemas de una sola entrada, una salida y un solo lazo, y de las ecuaciones del control vectorial o control por campo orientado. De esta forma se podrá realizar la sintonización de los tres controladores utilizados en el sistema de control. A continuación se presenta el método de sintonización de Ziegler y Nichols.

3.4.1. El método de sintonización de Ziegler-Nichols

Ziegler y Nichols [49,51] propusieron reglas para determinar los valores de las ganancias de un controlador tipo PID de un sistema de control de un solo lazo basadas en las características de la respuesta transitoria de la planta. Existen dos

métodos para la determinación de los parámetros de los controladores denominados reglas de sintonización de Ziegler-Nichols.

A. Primer método

Este método se basa en la respuesta experimental de la planta a una entrada escalón unitario, si la planta no incluye integrador o polos dominantes complejos conjugados, la curva de la respuesta al escalón puede tener el aspecto de una curva con forma de una S como se muestra en la figura 3.6. En el caso que la respuesta no presente forma de S no se puede aplicar este método. La ventaja de este método es que no es necesario conocer el modelo de la planta debido a que se puede tener la respuesta experimentalmente. En el caso de conocer el modelo dinámico de la planta, se puede determinar la respuesta mediante la simulación del sistema.

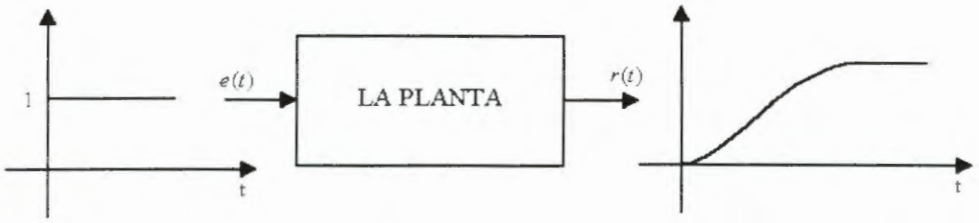


Figura 3.6. Respuesta de una planta al escalón unitario.

Una respuesta en forma de S se puede caracterizar con dos parámetros importantes, el primero es el tiempo de retraso T_a y el segundo es el tiempo de respuesta T_{re}, ambos se determinan trazando la recta tangente a la curva de respuesta a una entrada escalón en el punto de inflexión. En la figura 3.7 se muestra como se determinan T_{re} y T_a.

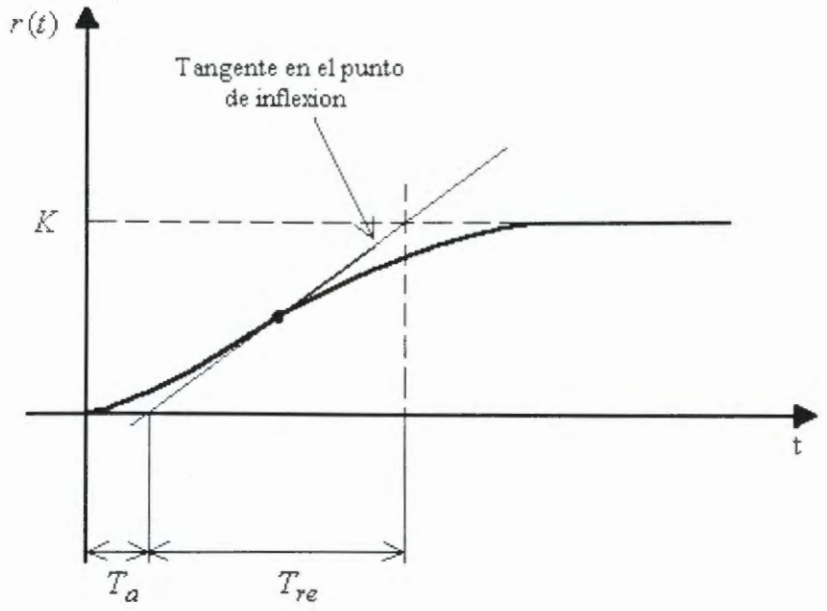


Figura 3.7. Curva de respuesta en forma S.

Debido al tipo de la respuesta, se puede aproximar la función de transferencia de la planta a un sistema de primer orden de la forma siguiente.

$$\frac{R(s)}{E(s)} = \frac{Ke^{-T_a S}}{TreS+1} \tag{3.2}$$

Ziegler y Nichols sugirieron tomar las ganancias de los controladores de acuerdo con la tabla 3.1.

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	T_a/T_{re}	infinito	0
PI	$0.9T_a/T_{re}$	$T_a/0.3$	0
PID	$1.2T_a/T_{re}$	$2T_a$	$0.5T_a$

Tabla 3.1. Reglas de sintonización de Ziegler-Nichols basadas en la respuesta al escalón unitario

De acuerdo con el primer método de sintonización de Ziegler-Nichols, el controlador PI queda con la forma siguiente:

$$G(S) = K_p(1 + \frac{1}{T_i S}) \tag{3.3}$$

Donde $G(S)$ es la función de transferencia del controlador tipo PI.
De acuerdo con la tabla 3.1, la ecuación (3.3) queda de la forma siguiente:

$$G(S) = \frac{0.9T_{re}}{T_a} * \frac{(S + \frac{0.3}{T_a})}{S} \tag{3.4}$$

De esta forma el controlador PI tiene un polo en el origen y cero en $S = -\frac{0.3}{T_a}$.

B. Segundo método

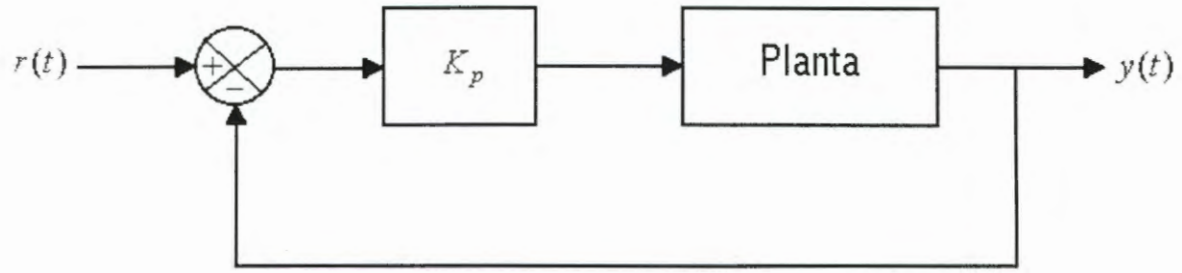


Figura 3.8. Sistema en lazo cerrado con control proporcional.

La primera etapa del segundo método de Ziegler-Nichols considera eliminar las acciones integral y derivativa suponiendo que $T_i = \infty$ y $T_d = 0$; la acción proporcional se conserva. Posteriormente se incrementa la ganancia proporcional K_p desde el valor cero hasta un valor crítico K_{cr} en el cual, la salida del sistema mostrado en la figura 3.8 mantiene por primera vez oscilaciones sostenidas. De este modo se determina experimentalmente (si hay posibilidad de tener una salida oscilante sin que haya riesgos de dañar la planta) o a través de la simulación el valor de la ganancia crítica y el periodo correspondiente T_{cr} (figura 3.9). En el caso que el sistema no presente oscilaciones sostenidas para cualquier valor de K_p, no se puede aplicar el segundo método de Ziegler-Nichols.

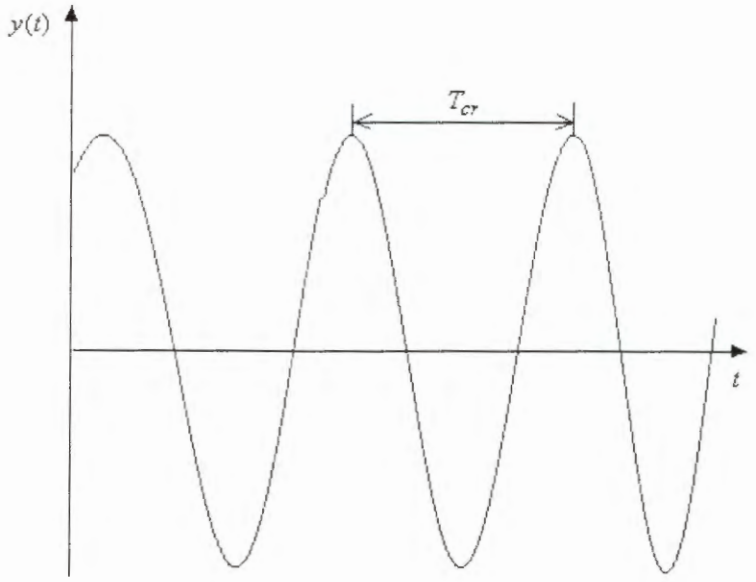


Figura 3.9. Oscilaciones sostenida de periodo T_{cr}.

En la aplicación del segundo método, Ziegler y Nichols sugirieron tomar las ganancias de los controladores de acuerdo con la tabla 3.2.

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_{cr}$	infinito	0
PI	$0.45K_{cr}$	$K_{cr}/1.2$	0
PID	$0.6K_{cr}$	$0.5K_{cr}$	$0.125K_{cr}$

Tabla 3.2: Reglas de sintonización de Ziegler-Nichols basadas en la ganancia crítica.

Es importante mencionar que si el modelo dinámico de la planta presenta un integrador en su función de transferencia en lazo abierto, el primer método no es aplicable, ya que la respuesta al escalón unitario no tiene la forma de S, sino que ésta incrementará con el tiempo. Además si se intenta aplicar el segundo método no habrán en la respuesta oscilaciones sostenidas ya que la función de transferencia del sistema en lazo cerrado con un controlador proporcional es siempre estable completamente (con el arreglo de Routh los coeficientes de la primera columna son estrictamente positivos para cualquier valor de la ganancia proporcional).

3.4.2. Sintonización de los controladores a base del control vectorial

El sistema a simular tiene tres lazos de control: lazo de control de la velocidad, lazo de control del flujo del rotor y lazo de control del par electromagnético, debido a que el lazo de la velocidad es el lazo más externo del

del sistema de control vectorial sin sensor, entonces se tomará todo el sistema interior como una caja negra y se abre el lazo de la retroalimentación de la velocidad (figura 3.6).Se aplicará el primer método de sintonización de Ziegler-Nichols con el fin de determinar *el tiempo de la respuesta del sistema* T_{re} y *el tiempo de retraso* T_a en la respuesta del sistema de control a una entrada escalón unitario; la respuesta obtenida del sistema en lazo abierto tiene la forma de S, esta respuesta se obtuvo únicamente variando la ganancia proporcional del controlador de la velocidad y con un valor infinito en la ganancia integral y un valor cero en ganancia derivativa. En la figura 3.10 se muestra la respuesta del sistema de control (la velocidad mostrada en la figura es la salida del filtro de Kalman) que tiene la forma de una S con una ligera distorsión, ya que el sistema no es de primer orden pero se puede aproximar a un sistema de primer orden.

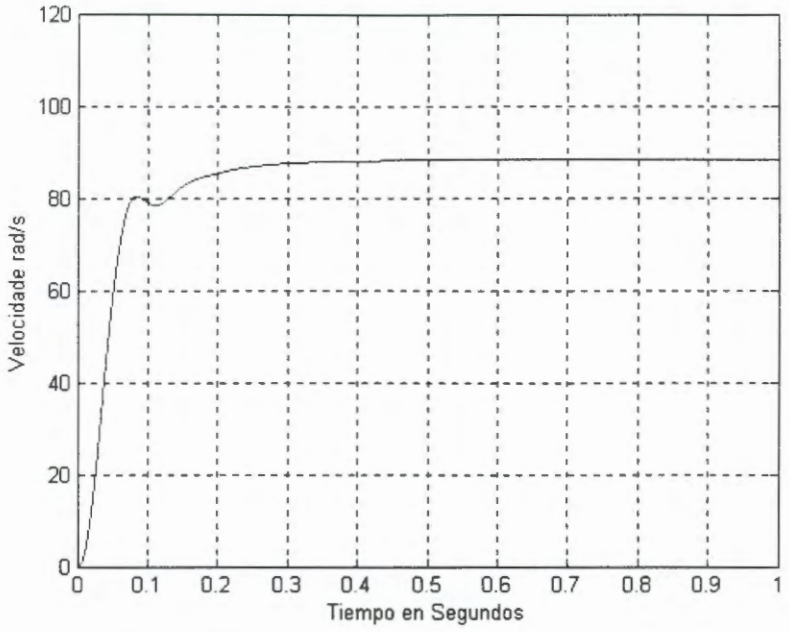


Figura 3.10: la respuesta del sistema a un escalón.

En la figura 3.11 se muestra una acercamiento de la figura 3.10 donde se observa de manera clara que la respuesta tiene forma de una S.

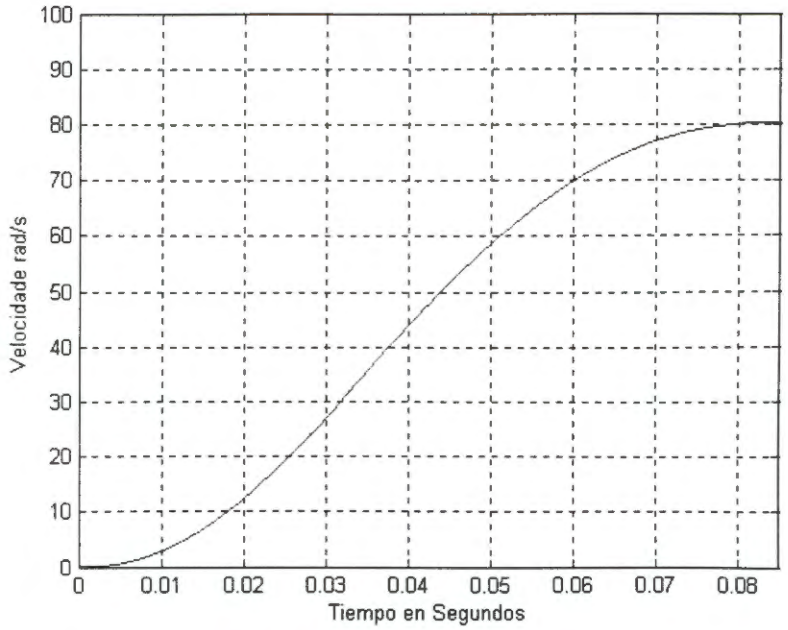


Figura 3.11: una aproximación la respuesta del sistema a un escalón.

Para determinar los tiempos de retraso y el tiempo de respuesta se utilizó la grafica de la figura 4.11, donde se determinaron los valores gráficamente, es decir:

$T_a = 0.014s$

$T_{re} = 0.06s$

Usando la tabla 3.1 se puede determinar los valores de las ganancias del controlador de la velocidad, los cuales tienen los valores siguientes:

$$K_p = 0.9\frac{T_a}{T_{re}}$$

$$T_i = \frac{T_a}{0.3}$$

Estos valores sirvieron como base únicamente para hacer la sintonización del controlador PI de la velocidad del motor de inducción, siendo necesario sintonizar los otros dos controladores antes de ajustar definitivamente las ganancias del controlador de velocidad. A continuación se expone como se realiza la sintonización de los controladores del par electromagnético y de flujo del rotor.

Durante la sintonización del controlador del flujo del rotor, se observó el comportamiento de esta variable ante procesos transitorios que se simularon, estos procesos transitorios fueron: variaciones en la referencia de la velocidad y variaciones en el par de carga. Debido a que en la figura 3.1, la magnitud de

referencia i_{Sd}^{*} es constante en todo momento (zona de par constante en la operación del motor de inducción), el flujo del rotor debe permanecer constante debido a la relación lineal que existe entre ambas variables, lo cual se puede observar en la ecuación (2.20) del capítulo dos:

Si $\frac{d\lambda_r}{dt} = 0$

Entonces $\lambda_r = L_m i_{sd}$ (3.5)

Es decir que la componente de la corriente del estator en el eje d es la corriente de magnetización que genera al flujo de rotor.

En la figura 3.1 y 3.4 se observan el regulador del par electromagnético en el sistema de control, el cual tiene como entrada la señal de error calculado a partir de la diferencia entre la señal de referencia y la señal real de la componente de la corriente del estator en el eje q. En la ecuación (2.22) del capítulo dos se observa que si se mantiene constante el flujo del rotor, el par electromagnético del motor es proporcional a la corriente i_{Sq}, es decir:

$$T_e = p\frac{L_m}{L_r}\lambda_r i_{Sq}$$

Usando la ecuación (3.5) en la ecuación anterior se obtiene:

$$T_e = p\frac{L_m^2}{L_r} i_{Sd} i_{Sq} \quad (3.6)$$

En el análisis anterior se observa que las componentes de la corriente del estator en el eje d y q son utilizados para la regulación del flujo del rotor y del par electromagnético debido a la relación que existe entre ellas. Teniendo en cuenta lo anterior, después de la sintonización del lazo exterior de la velocidad, se realiza la sintonización de los lazos internos a partir de la observación del comportamiento de estas variables en estados estables y transitorios. Los resultados obtenidos en la sintonización fueron:

Valores de las ganancias del controlador PI del flujo.

$K_p = 42.612$

$T_i = 0.0241$

Valores de las ganancias del controlador PI del par.

$K_p = 20.021$

$T_i = 0.044$

3.5. Simulación del Filtro de Kalman

Una vez realizada la discretizacion del modelo dinámico del motor de inducción, el cual servirá como réplica del sistema en la programación del algoritmo del filtro de Kalman, entonces se pueden calcular las matrices y los vectores necesarios, para realizar la programación del algoritmo con el objetivo de estimar la velocidad del motor de inducción, a partir de la medición de los voltajes y las corrientes en las terminales del motor de inducción.

El modelo dinámico discreto no lineal del motor de inducción descrito en el capítulo dos (ecuación (2.44)) es:

$$x_{k+1} = \begin{bmatrix} 1-T\frac{A_R}{A_L} & 0 & T\frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} & T\frac{L_m \omega_r}{L_r A_L} & 0 \\ 0 & 1-T\frac{A_R}{A_L} & 1-T\frac{L_m \omega_r}{L_r A_L} & T\frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} & 0 \\ T\sigma_r L_m & 0 & 1-T\sigma_r & -T\varpi_r & 0 \\ 0 & T\sigma_r L_m & T\omega_r & 1-T\sigma_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} x_k + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} u_k$$

Desarrollando la ecuación anterior, se define la matriz ϕ como:

$$\phi = \begin{bmatrix} (1-T\frac{A_R}{A_L})i_{S\alpha} + T\frac{L_m R_R}{L_r^2 A_L}\lambda_{r\alpha} + T\frac{L_m \omega_r}{L_r A_L}\lambda_{r\beta} + \frac{T}{A_L}v_{S\alpha} \\ (1-T\frac{A_R}{A_L})i_{S\beta} - T\frac{L_m \omega_r}{L_r A_L}\lambda_{r\alpha} + T\frac{L_m R_R}{L_r^2 A_L} + \frac{T}{A_L}v_{S\beta} \\ T\sigma_r L_m i_{S\alpha} + (1-T\sigma_r)\lambda_{r\alpha} - T\omega_r \lambda_{r\beta} \\ T\sigma_r L_m i_{S\beta} + T\omega_r \lambda_{r\alpha} + (1-T\sigma_r)\lambda_{r\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Donde: T es el tiempo de muestreo.

Para evitar el usó de sensores, en el modelo dinámico del motor de inducción no aparece la ecuación de oscilación:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_L) - \frac{R_w}{J}\omega_r \tag{3.2}$$

Donde:

T_e: es el par desarrollado por el motor.

T_L: es el par de carga.

R_w: es el coeficiente de fricción.

J: es el valor del momento de inercia del sistema motor-carga.

Debido a que el objetivo fundamental es controlar la velocidad del motor de inducción, se puede considerar que la velocidad es una constante durante un pequeño intervalo de tiempo, entonces la primera derivada de la velocidad del motor de inducción en este intervalo es cero y la derivada parcial de la forma matricial (3.1) queda de la forma siguiente:

$$\frac{\partial \phi}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 - T\dfrac{A_R}{A_L} & 0 & T\dfrac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} & T\dfrac{L_m \omega_r}{L_r A_L} & T\dfrac{L_m}{L_r A_L}\lambda_{r\beta} \\ 0 & 1 - T\dfrac{A_R}{A_L} & -T\dfrac{L_m \omega_r}{L_r A_L} & T\dfrac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} & -T\dfrac{L_m}{L_r A_L}\lambda_{r\alpha} \\ T\sigma_r L_m & 0 & 1 - T\sigma_r & -T\varpi_r & T\lambda_{r\beta} \\ 0 & T\sigma_r L_m & T\omega_r & 1 - T\sigma_r & T\lambda_{r\alpha} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

Se define el vector de salida:

$$h = Cx_k = \begin{bmatrix} {}^{i}S\alpha \\ {}^{i}S\beta \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

La derivada parcial del vector de salida tiene la forma siguiente:

$$\frac{\partial h}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

Los objetivos de calcular las derivadas parciales de la matriz ϕ y h son:

- Programar el algoritmo del filtro de Kalman con más claridad.

- Hacer visibles los errores de programación.
- Aprovechar la flexibilidad del lenguaje Matlab utilizando cada elemento de la matriz por separado, según sea necesario.

La simulación del modelo del filtro de Kalman utilizando las herramientas de Simulink es muy complicada, debido a que el algoritmo del filtro de Kalman maneja matrices. Por esta razón resulta mas sencillo programar el algoritmo del filtro de Kalman en el lenguaje Matlab y realizar el resto de la simulación en el paquete Simulink. La ventaja de lo anterior es la facilidad de realizar enlaces entre los archivos de Matlab y los archivos de Simulink. El archivo del filtro de Kalman se insertará como un subsistema que trabaja en paralelo con el programa principal realizado en Simulink, dicho enlace se hace a través de la utilización de la función "*s-function*.", donde se declara el nombre del archivo de Matlab, así como las entradas y salidas de la función.

Como se muestra en la figura 3.10, las entradas del subsistema formado por el programa del filtro de Kalman que está escrito en lenguaje Matlab, son las corrientes y los voltajes del motor de inducción en el marco de referencia bifásico estacionario, mientras que la velocidad del rotor del motor de inducción representa la salida del filtro de Kalman.

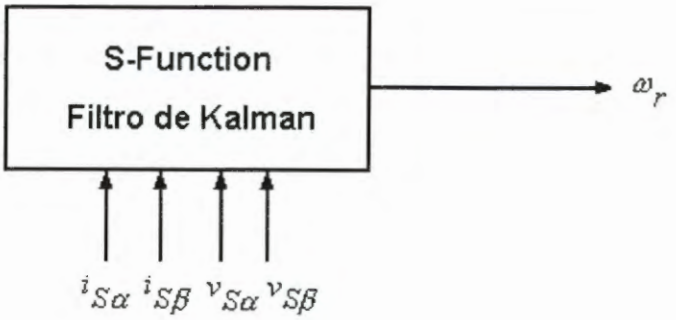


Figura 3.10. la función S-Function.

La programación del filtro de Kalman es la parte fundamental de la simulación del sistema de control. La programación del algoritmo del filtro de Kalman se inicia con la programación de la ecuación matricial (3.3) que se usa para complementar la programación de la replica del sistema representado por la ecuación matricial en diferencias (2.44). La ecuación (2.37) se programa para determinar la matriz de la covarianza en la predicción del sistema error. La ecuación (2.38) se programa para el cálculo y la actualización de la matriz ganancia del filtro de Kalman. La programación de la ecuación (2.39) permite la estimación de las variables de estado y finalmente se calcula de nuevo la matriz de la covarianza del sistema error, así como la matriz ganancia del filtro con el fin de estimar los nuevos valores de las variables de estado.

La programación de las ecuaciones mencionadas anteriormente se realizó utilizando el lenguaje Matlab, debido a las ventajas que se obtienen al realizar las operaciones de producto, suma, resta e inversión de matrices. Por otro lado, la realización de estas operaciones en Simulink es casi imposible. La utilización de la función "*S-Function*" sirve para hacer un enlace entre el programa del algoritmo del filtro de Kalman y el programa de simulación, ya que esta función puede tener varias variables de salidas y de entradas y se ejecuta cada vez que el programa de Simulink lo solicita.

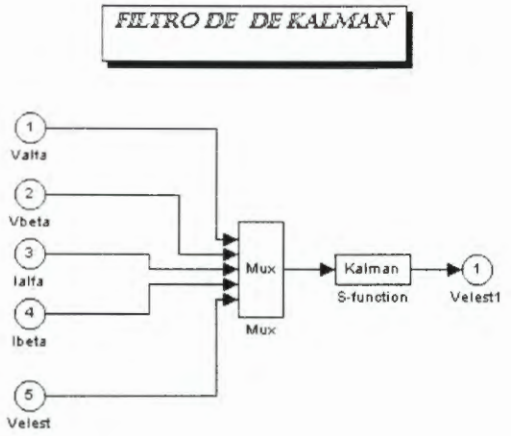


Figura 3.11. El uso de la función "*S-Function*" en Simulink

El filtro de Kalman es óptimo teóricamente (capítulo 2), pero en la práctica es imposible determinar las características de los ruidos que afectan al sistema, por lo tanto es imposible determinar las matrices de covarianza Q y R con exactitud y tener en cuenta los ruidos reales que afectan al sistema durante su funcionamiento. En la literatura se escogen estas matrices como matrices diagonales, ya que no se sabe de manera exacta las características ni el tipo de los ruidos que afectan especialmente a los sensores. Las matrices de covarianza de los ruidos utilizadas en la simulación tienen los valores siguientes:

R=diag(10 10 10).

Q=diag(0.85 0.85 0.85 0.85).

Durante la simulación se utilizó las herramientas del paquete Matlab/Simulink para generar ruido blanco con una determinada velocidad y varianza, según si el tipo de ruido, es decir si es de medición o del sistema. El ruido afecta más al equipo de medición debido a que las salida de los sensores de corriente son señales de baja potencia. Mientras que el ruido del sistema tiene menor afectación sobre éste debido a los mayores niveles de potencia que se manejan sin embargo, la distorsión del voltaje a la salida del inversor provoca la generación de armónicos de corriente que si pueden afectar al sistema de control en general, en el próximo capítulo se expondrán los resultados obtenidos durante

la simulación cuando se varia la distorsión de las señales de voltajes que alimentan al motor de inducción.

Para lograr un mayor acercamiento con la realidad, se generaron dos tipos de ruidos, los cuales se sumaron a las señales de corriente y de voltaje del motor de inducción y de los sensores con varianzas y velocidades diferentes, además se tomaron varios niveles de ruidos de medición y del sistema para verificar el comportamiento del filtro de Kalman con diferentes condiciones de operación. En la figura 3.12 se muestra un ejemplo de los ruidos utilizados durante la simulación.

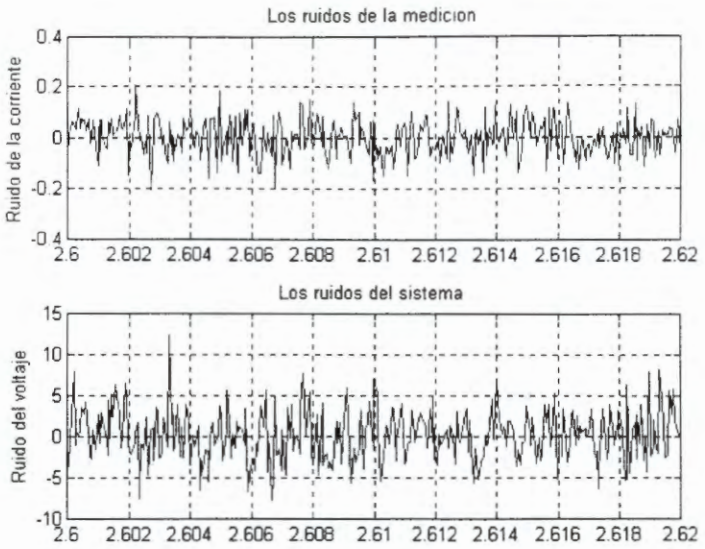


Figura 3.12. Los ruidos de la medición y del sistema de varianza de 0.005 y 10 respectivamente.

La matriz P de la covarianza del sistema error se inicializa con valores positivos, después se calcula la matriz P_1 que se inicializa a valores ceros. La matriz ganancia del filtro de Kalman se inicializa a ceros también, lo mismo sucede con las variables de estado. La matriz de covarianza P se inicializó con los valores siguientes.

P=diag(12 12 05 7).

El mayor problema de la simulación es escoger la matriz de covarianza y el tiempo de muestreo adecuado, ya que la discretizacion del sistema continuo estable no implica que el sistema discretizado también lo sea, si no se escoge de manera correcta el tiempo de muestreo, a lo anterior hay que agregarle la influencia de las ganancias de los controladores de velocidad, de par y de flujo. Estos parámetros están muy vinculados entre sí, y cualquier parámetro que no esté bien seleccionado puede causar inestabilidad en el sistema de control.

3.6. Simulación del control vectorial de la velocidad de motor de inducción

El simulink forma parte del paquete Matlab y constituye una herramienta poderosa para simular sistemas en el área de procesamiento de señales digitales. El paquete en cuestión permite diseñar y simular sistemas de control basados fundamentalmente en bloques funcionales básicos, predefinidos por el paquete en una variedad de programas de gran utilidad formando una biblioteca, aunque también pueden ser creados por el usuario para una aplicación especifica.

Para lograr un mejor desempeño en la simulación, el simulink contiene un conjunto de graficadores y osciloscopios para visualizar los resultados, además pueden ser generados archivos de datos si es necesario (la generación de los archivos de datos disminuye el tiempo de ejecución del programa de simulación). Entre las herramientas más potentes de Simulink se encuentra la función "*s-function*" donde se declaran los programas que pueden ser escritos en lenguaje Matlab, fortran o lenguaje C. A través del dicha función se hace un enlace entre la programación en Simulink y el programa escrito en otro lenguaje, el enlace esta garantizado por la utilización de la función "*s-function*" con varias entradas y salidas según la necesidad del programador.

En la figura 3.1 se muestra el esquema general del sistema de control simulado en Simulink. El programa de simulación se encuentra enlazado con el Matlab a través de tres archivos, el primero contiene los parámetros físicos del motor de inducción así como los valores de los controladores PI utilizados en la simulación, el segundo se encargará de inicializar las matrices utilizadas por el programa del algoritmo del filtro de Kalman y el último archivo representa el programa del algoritmo del filtro de Kalman en lenguaje Matlab.

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
ESTADOS UNIDOS MEXICANOS
I. P. N.
BIBLIOTECA
S E P I

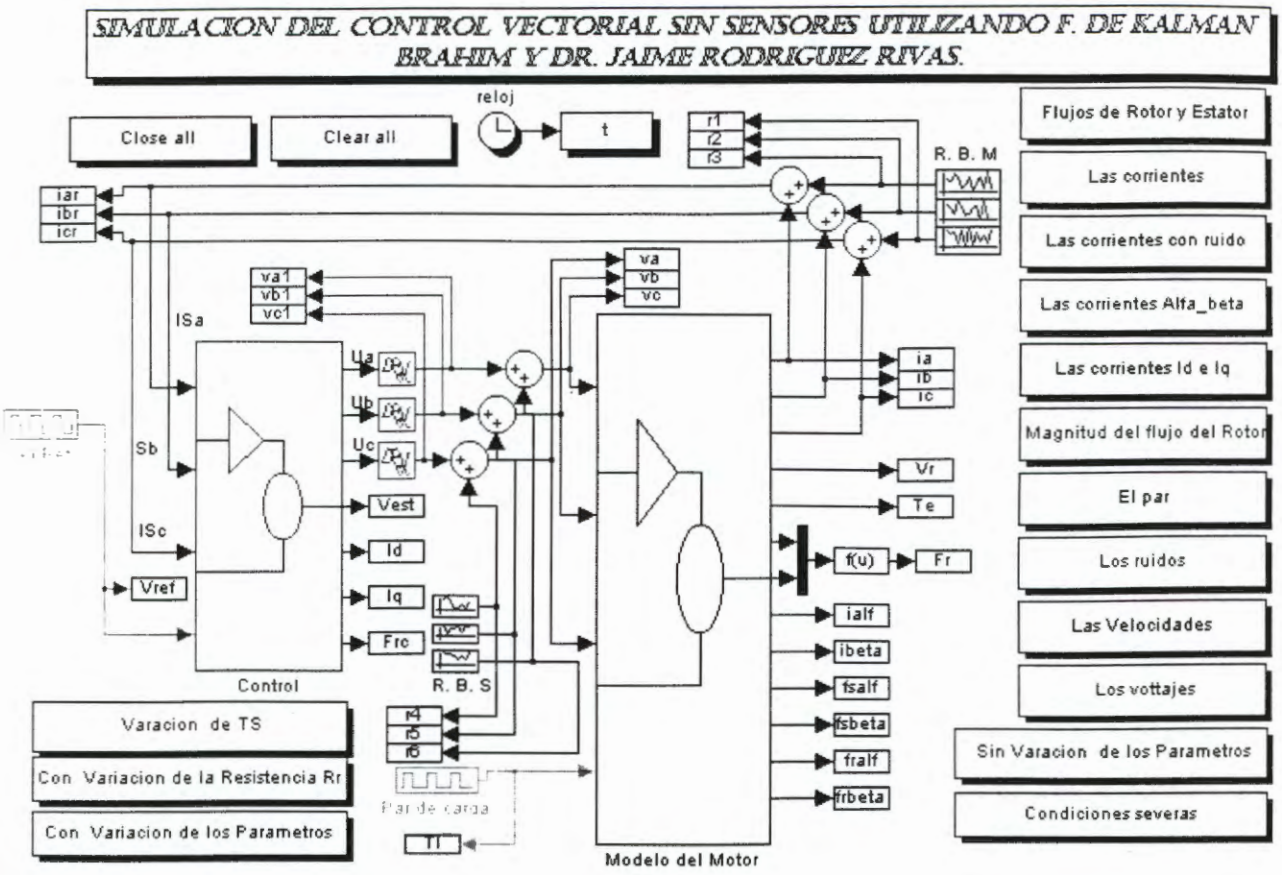


Figura 3.13. Programa general en Simulink del sistema del control sin sensor del motor de inducción.

En la figura 3.13 se representa el diagrama con bloques funcionales utilizado durante la simulación, el cual está dividido en dos partes fundamentales:

3.6.1. Programación del modelo dinámico del motor de inducción

Utilizando los bloques funcionales básicos de Simulink, se pudo programar la ecuación matricial de las variables de estado (2.19) y la ecuación de oscilación (2.3), las cuales describen el comportamiento dinámico del motor de inducción, cuyas entradas están formadas únicamente por los voltajes en el marco de referencia estacionario abc y el par de carga. Las corrientes de fase del motor de inducción son las señales de salida, estas últimas se encuentran en el marco de referencia estacionario abc. En la programación a bloques en Simulink, es necesario hacer algunas adecuaciones en las ecuaciones del modelo dinámico del motor de inducción, los cuales se describen a continuación.

Se toma la ecuación (2.17)

$$\frac{di_{S\alpha}}{dt} + \frac{A_R}{A_L} i_{S\alpha} = \frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} \lambda_{r\alpha} + \frac{L_m \omega_r}{L_r A_L} \lambda_{r\beta} + \frac{1}{A_L} v_{S\alpha}$$

Aplicando la transformada de Laplace y despejando la corriente $i_{S\alpha}$, se obtiene:

$$i_{S\alpha}(s) = \left(\frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} \lambda_{r\alpha} + \frac{L_m \omega_r}{L_r A_L} \lambda_{r\beta} + \frac{1}{A_L} v_{S\alpha}\right) \frac{1}{s + \frac{A_R}{A_L}} \tag{3.6}$$

En esta ecuación se observa que la corriente $i_{S\alpha}$ es una función del voltaje $v_{S\alpha}$ y de las componentes del flujo del rotor en el marco de referencia bifásico alfa_beta.

De la ecuación (2.18):

$$\frac{di_{S\beta}}{dt} = -\frac{A_R}{A_L} i_{S\beta} - \frac{L_m \omega_r}{L_r A_L} \lambda_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} \lambda_{r\beta} + \frac{1}{A_L} v_{S\beta}$$

De nuevo aplicando la transformada de Laplace y despejando, se obtiene:

$$i_{S\beta}(s) = \left(-\frac{L_m \omega_r}{L_r A_L} \lambda_{r\alpha} + \frac{L_m R_r}{L_r^2 A_L} \lambda_{r\beta} + \frac{1}{A_L} v_{S\beta}\right) \frac{1}{s + \frac{A_R}{A_L}} \tag{3.7}$$

Quedando la componente $i_{S\beta}$ de la corriente del estator en función del voltaje $v_{S\beta}$ y de las componentes del flujo del rotor en el marco de referencia estacionario alfa_beta.

De la ecuación (2.12):

$$\frac{d\lambda_{r\alpha}}{dt} = -\sigma_r \lambda_{r\alpha} - \omega_r \lambda_{r\beta} + \sigma_r L_m i_{S\alpha}$$

De forma similar a lo anterior se obtiene:

$$\lambda_{r\alpha}(s) = (-\omega_r \lambda_{r\beta} + \sigma_r L_m i_{S\alpha}) \frac{1}{s + \sigma_r} \tag{3.8}$$

Para la componente del flujo del rotor en el eje beta se obtiene:

$$\frac{d\lambda_{r\beta}}{dt} = \omega_r \lambda_{r\alpha} - \sigma_r \lambda_{r\beta} + \sigma_r L_m i_{S\beta}$$

De nuevo aplicando la transformada de Laplace se obtiene:

$$\lambda_{r\beta}(s) = \omega_r \lambda_{r\alpha} + \sigma_r L_m i_{S\beta}) \frac{1}{s + \sigma_r} \tag{3.9}$$

Por ultimo de la ecuación (2.3):

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_L) - \frac{R_w \omega_r}{J}$$

Aplicando la transformada de Laplace y despejando la velocidad del motor de inducción se obtiene:

$$\omega_r(s) = \frac{1}{J}(T_e - T_L) \frac{1}{s + \frac{R_w}{J}} \tag{3.10}$$

Par calcular la velocidad del motor de inducción, se necesita conocer la expresión del par desarrollado por el motor de inducción y el par de carga. En la ecuación (2.5), aparece la expresión del par electromagnético en función de los flujos del rotor y las corrientes del estator expresados en el marco de referencia estacionario.

Las ecuaciones (3.6), (3.7), (3.8), (3.9) y (3.10) constituyen el modelo dinámico del motor de inducción que se utilizó en la simulación.

En la simulación del sistema de control, se utilizó como herramienta al inicio el Simulink del paquete Matlab versión 5.3, posteriormente se pasó a versión 6 del mismo paquete durante la etapa final del trabajo. En la simulación el usuario tiene que escoger el método y el paso de integración apropiados.

En la figura 3.14 se muestra el programa en Simulink del modelo dinámico del motor de inducción, en el cual se incluyen las ecuaciones (3.6), (3.7), (3.8), (3.9) y (3.10).

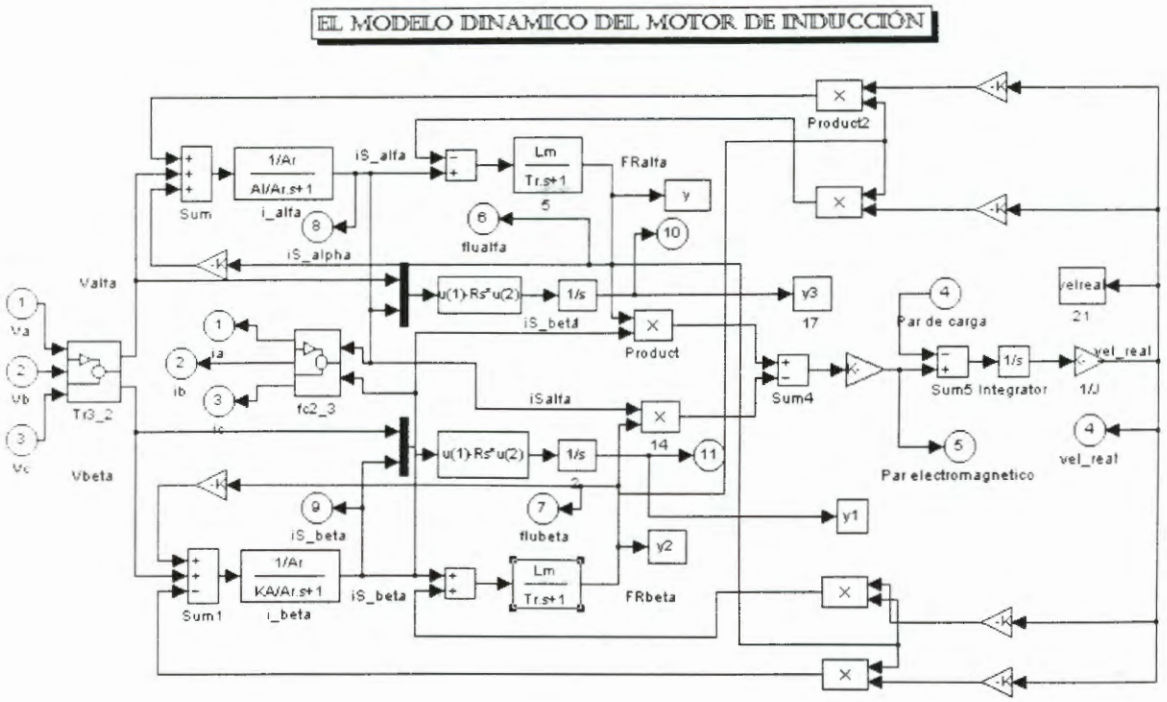


Figura 3.14. Programación del modelo dinámico del motor de inducción.

El modelo tiene como entradas al par de carga y los voltajes en el marco de referencia estacionario abc. Como salidas, las corrientes y el flujo del rotor las cuales se encuentran en un marco de referencia bifásico estacionario. El par electromagnético desarrollado por el motor y la velocidad en la flecha se expresan en Newton-metro y en radianes eléctricos por segundo respectivamente, el flujo del estator está en volts-segundo, el cual se calcula con la ecuación:

$$\lambda_S = \int (V_S - R_S I_S)dt \qquad (3.11)$$

De la ecuación (3.11) se obtienen las componentes del flujo del estator en el marco de referencia bifásico estacionario alfa_beta:

$$\lambda_{S\alpha} = \int (V_{S\alpha} - R_S i_{S\alpha})dt$$

$$\lambda_{S\beta} = \int (V_{S\beta} - R_S i_{S\beta})dt$$

Debido a que el voltaje de entrada del modelo dinámico del motor se encuentra en coordinadas alfa_beta estacionarias y la salida del sistema de control del motor esta formada por las señales de voltajes en el marco de referencia estacionario abc, entonces es necesario utilizar la transformada de Clark directa para obtener las señales de voltaje en el marco de referencia bifásico estacionario. En la figura 3.15 se muestra el programa de la transformada de Clark (ecuación 2.57).

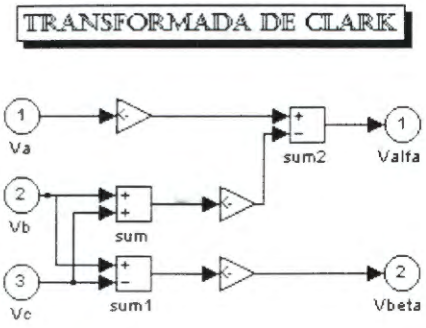


Figura 3.15. Transformada de Clark directa.

La transformada de Clark inversa se utiliza para transformar las variables de estado que se encuentran en del marco de referencia bifásico alfa_beta al marco de referencia trifásico estacionario abc. En la figura 3.16 se muestra el programa de la transformada de Clark inversa de las corrientes del estator (ecuación 2.57).

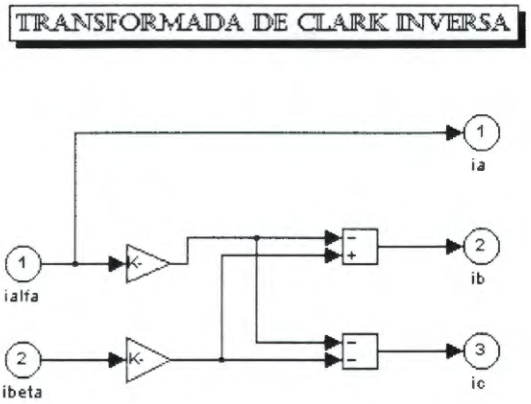


Figura 3.16. Transformada de Clark inversa.

La programación del modelo dinámico del motor de inducción se realiza en coordenadas bifásicas estacionarias alfa-beta, por lo que utilizan solamente las transformadas directa e inversa de Clark, lo que representa la ventaja de manejar las variables del motor de inducción en cantidades reales.

3.6.2. Sistema de control

En esta parte de la simulación se incluyen los lazos de control de la velocidad, par y flujo, las transformadas de Park y Clark directas y inversas, y el bloque "*s-function*" que incluye el programa del algoritmo del filtro de Kalman discreto para la estimación de la velocidad del motor de inducción. Los ruidos del sistema y de la medición son introducidos por un bloque de Simulink con el cual se genera el ruido blanco y donde se define su varianza y velocidad.

En la figura 3.17 se muestra el sistema de control, en el cual se utilizan controladores tipo "PID" a los cuales se les puede declarar los valores de las ganancias proporcionales y de las constante integrales y derivativas (la constante derivativa es igual a cero ya que no se necesita de la acción derivativa). En la salida de los controladores se coloca un bloque de saturación para establecer el límite mínimo y máximo de la variable de salida. La velocidad de referencia y el par de carga son establecidos por los bloques "Velref" y "Parcaga" respectivamente, mientras que la componente de la corriente del estator que controla el flujo i_{Sd}, se determina a partir del valor nominal del flujo del estator.

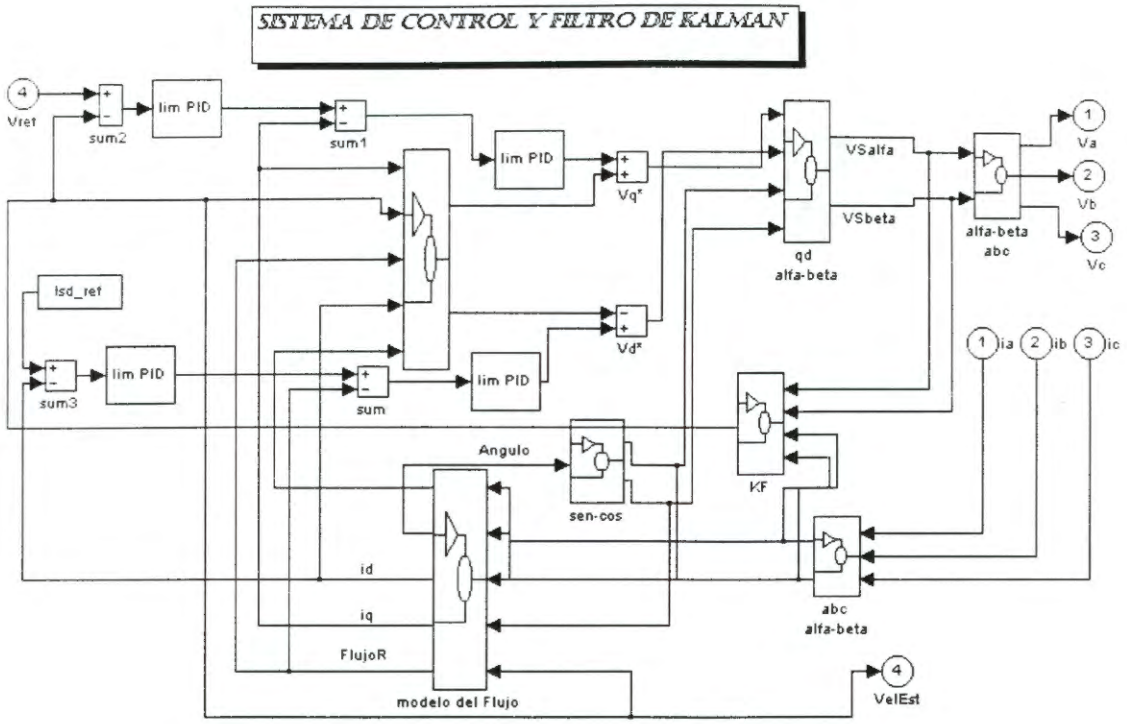


Figura 3.17. Sistema de control de la velocidad del motor de inducción.

En la figura 3.18 se muestra el programa de la transformada de Park directa (ecuación 2.58). La transformada de Park es general y puede ser aplicada a las corrientes, los voltajes y los flujos. Con esta transformación se puede cambiar el marco de referencia de coordenadas bifásicas estacionarias a coordenadas bifásicas rotatorias. La transformada de Park inversa permite transformar las señales desde el marco de referencia rotatorio al marco de referencia bifásico estacionario.

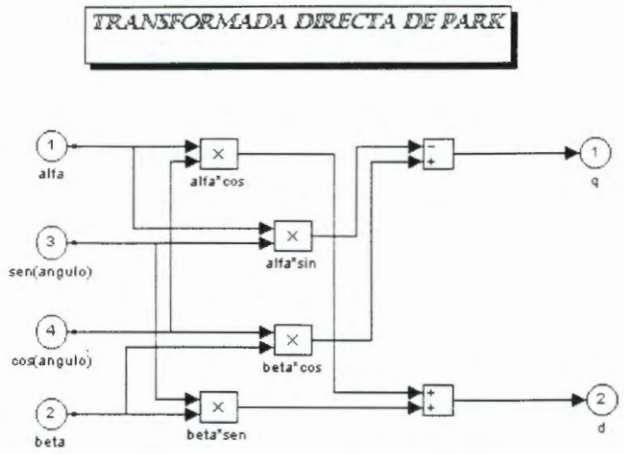


Figura 3.18. Programa de la transformada directa de Park.

En la figura 3.19 se muestra la programación en Simulink de la transformada inversa de Park (ecuación 2.59).

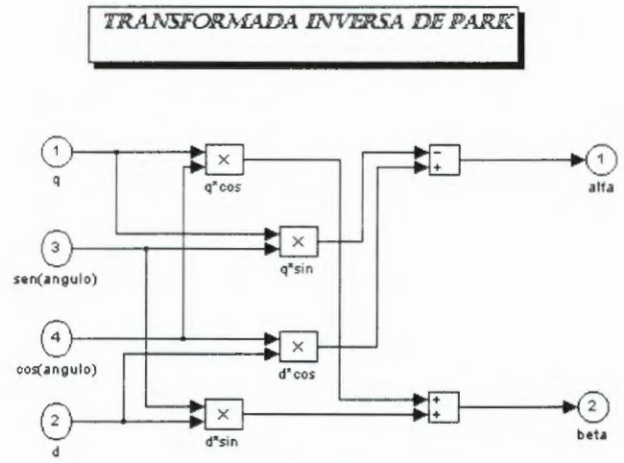


Figura 3.19. Programa de transformada Inversa de Park.

A partir de la programación de las ecuaciones (2.20) y (2.21), se pueden calcular la magnitud y el ángulo del vector flujo del rotor que será útil en la transformada directa e inversa de Park.

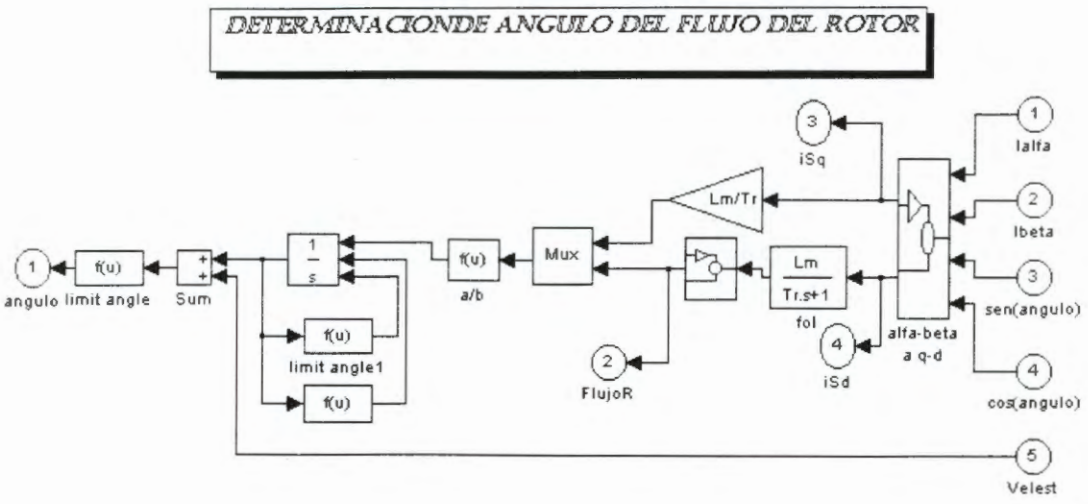


Figura 3.20. Programa para calcular la magnitud y el ángulo del vector flujo del rotor.

Como se observa en la simulación del sistema de control del motor, todas la ecuaciones del control vectorial son obtenidas a partir del modelo dinámico del motor de inducción y de la teoría del control vectorial o control por campo orientado.

3.7. Datos y conexiones del motor de inducción utilizado.

El motor de inducción utilizado para la simulación es de ¼ hp, 230/460V, 1.30/0.65A, 1725rpm, 50-60Hz. Los parámetros físicos del circuito equivalente calculados a partir de las pruebas realizadas en el laboratorio según la norma 112 del IEEE son:

- Resistencia del estator: 9.07 Ohm
- Resistencia del rotor:11.41 Ohm
- Inductancia de dispersión del estator: 18 mH
- Inductancia de dispersión del rotor: 27mH
- Inductancia del magnetización: 345 mH
- Momento de inercia: 0.002151 $Kg.m^2$

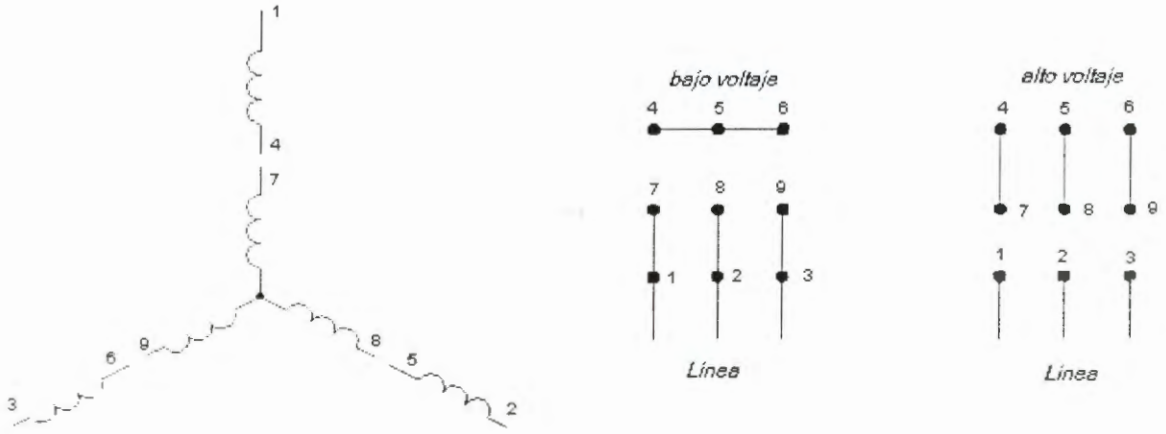


Figura 3.21. Conexiones del devanado del estator.

Estos parámetros son utilizados durante la simulación del sistema de control. Es necesario mencionar que no se siguió de manera exacta la norma 112 de IEEE por falta de una fuente de voltaje frecuencia variables en los laboratorios pesados, en el apéndice 1 se encuentran más detalles sobre los ensayos realizados al motor para determinar sus parámetros físicos.

3.8. Descripción de los medios de cómputo utilizados

Se utilizó una computadora personal (PC) con las características siguientes:

- Computadora marca HP pentium III a 733MHz
- Unidad de disco flixible 1.44 Mb
- Unidad lectora de CD
- Puerto paralelo y dos puertos seriales
- Memoria de 64 Mb
- Monitor a color de 14 pulgadas.
- Disco duro de 20 Gb

En este capítulo se describió la programación de cada uno de los módulos del sistema de control de la velocidad del motor de inducción, así como la programación del algoritmo del filtro de Kalman discreto. También se expuso la forma en que se realizó la sintonización de los controladores del sistema multilazos, además se mencionó el uso de los ruidos del sistema y de medición en la simulación. En el siguiente capitulo se mostrarán los resultados de la simulación del sistema de control y el análisis realizado.

CAPÍTULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS

4.1. INTRUDUCCIÓN.

En este capítulo se muestran los resultados alcanzados en la simulación del sistema de control vectorial de la velocidad del motor de inducción sin sensores utilizando el método directo y el filtro de Kalman como observador de la velocidad del motor. En la primera parte se expondrán los resultados alcanzados sin considerar los ruidos, mientras que en la segunda parte se introducirá el ruido del sistema y de medición con varios niveles de varianza y de velocidad, lo cual permitirá estudiar la respuesta del filtro de Kalman discreto.

4.2. Resultados de la simulación del sistema de control sin considerar los ruido del sistema y de la medición.

4.2.1. Simulación del sistema de control.

En esta parte de la simulación se consideran las condiciones nominales como punto de operación de la máquina de inducción.

1. Corrientes trifásicas.

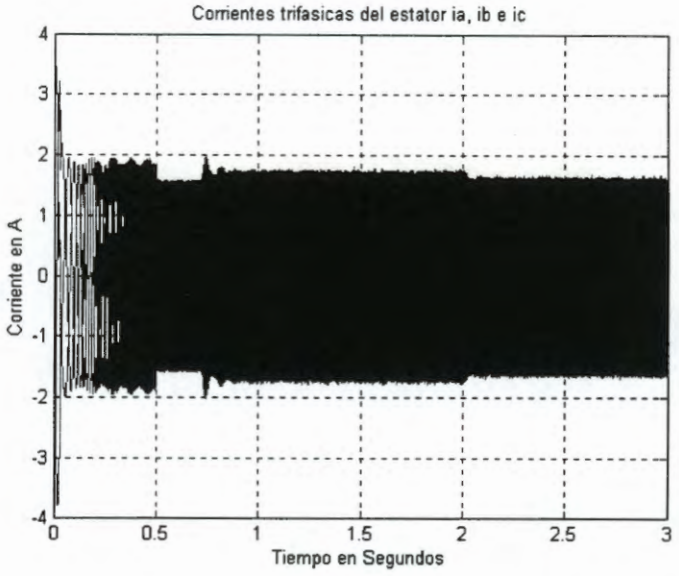


Figura 4.1. Corrientes trifásicas del estator.

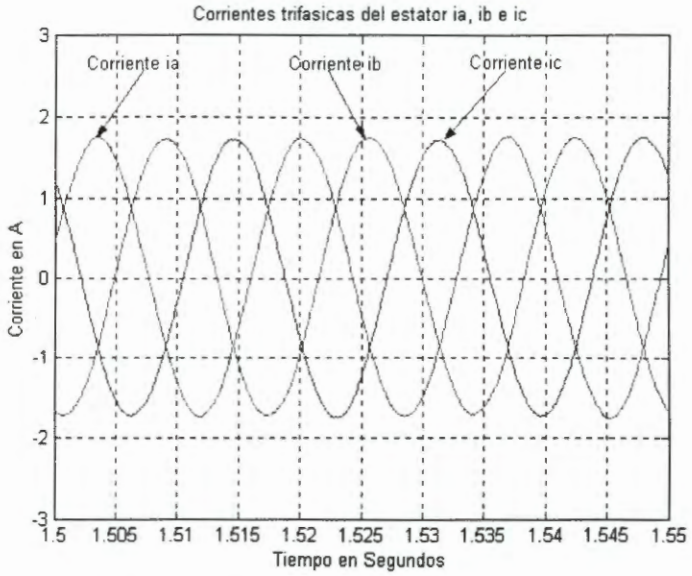


Figura 4.2: Un acercamiento de las corrientes trifásicas del estator.

En la figura 4.1 se muestran las corrientes trifásicas del motor de inducción donde se puede observar que sus valores rebasan los 3 A al inicio del arranque, posteriormente el amplitud de la corriente se establece ligeramente debajo de los 2 A. El proceso de aceleración del motor de inducción tiene una duración de 0.5s sin carga, posteriormente la corriente disminuye, para incrementarse debido a la aplicación del par de carga nominal, el cual queda aplicado a los 0.07s del inicio del arranque. En la figura 4.2 se muestra un acercamiento donde se puede apreciar las corrientes trifásicas instantáneas para carga nominal. Para un instante de tiempo igual a 2s, el par de carga disminuye, de esta forma disminuye el valor de la corriente del estator(figura 4.1).

2. Corrientes Isalfa y Isbeta.

En la figura 4.3 se muestran las corrientes bifásicas obtenidas a partir de la transformación de las corrientes trifásicas del estator utilizando la transformada de Clark. Las corrientes Isalfa y Isbeta son senoidales con un desfasamiento de $\frac{\pi}{2}$ radianes eléctricos entre si, en esta figura 4.3 se observa que la frecuencia de las corrientes en el momento del arranque es muy baja y crece hasta alcanzar su valor nominal cuando el motor alcanza la velocidad nominal.

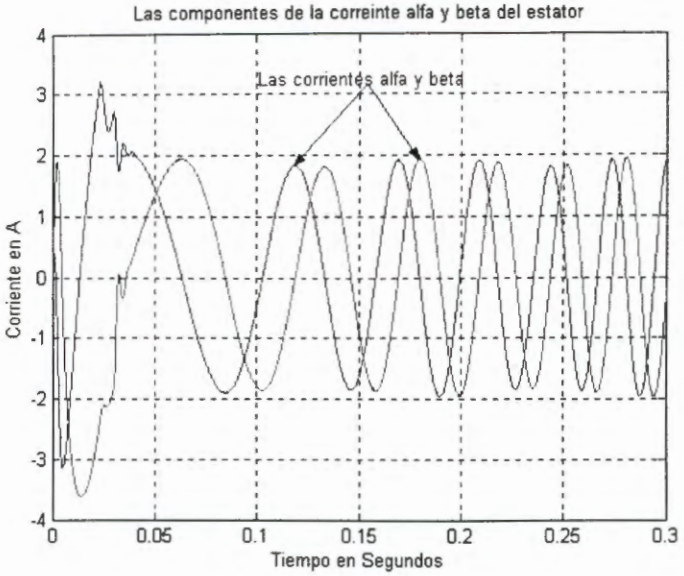


Figura 4.3: las corrientes bifásicas en Simulink

3. Velocidades real, de referencia y estimada.

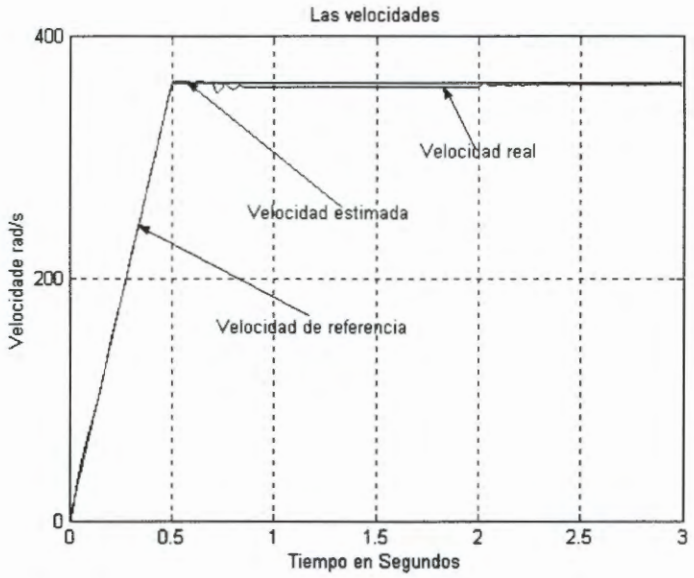


Figura 4.4: Velocidades real, estimada y de referencia.

En la figura 4.4 se muestran las señales de la velocidad de referencia, la velocidad estimada por el filtro de Kalman y la velocidad real en la flecha del motor de inducción. En estas figuras se observa de manera clara, que la velocidad estimada y la velocidad de referencia son iguales, mientras que la velocidad real cae ligeramente en el instante en que se aplica el par de carga. Al reducir el par de carga, se observa que la velocidad real prácticamente coincide con la velocidad de referencia.

4. Magnitud del flujo del rotor.

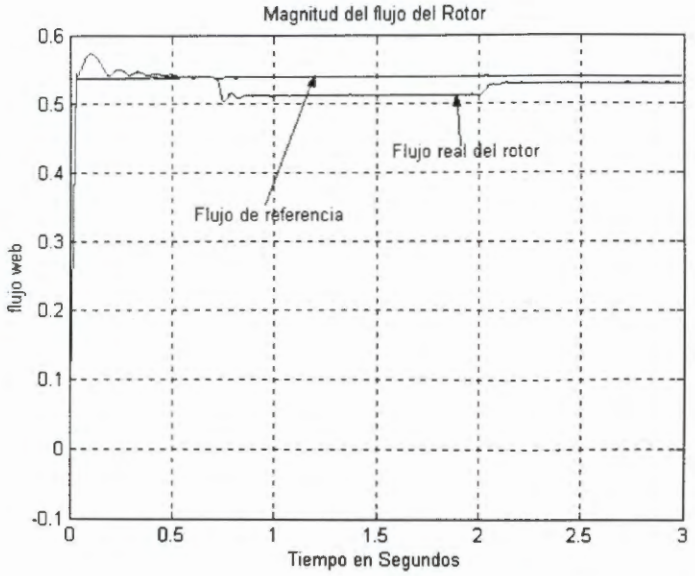


Figura 4.5: Valor real y de referencia del flujo del rotor.

En la figura 4.5 se muestran las señales del flujo de referencia del rotor tomadas del control (ecuaciones 2.20 y 2.21) y la magnitud del flujo real del rotor tomada del modelo dinámico del motor de inducción. En esta figura se observa que el flujo real del motor disminuye en el momento en que se aplica el par carga, posteriormente el flujo del rotor se recupera sin que alcance el valor del flujo de referencia. La disminución transitoria del flujo del rotor se debe al incremento de la corriente del motor, la cual provoca un decremento en el valor de la fuerza electromotriz, después del transitorio la acción del regulador del flujo provoca la recuperación de la magnitud del flujo del rotor.

5. Corrientes i_{Sq} e i_{Sd}.

En la figura 4.7 se muestran las corrientes i_{Sq} e i_{Sd} (ecuación 2.20) donde se observa que si el flujo del rotor se mantiene constante, entonces el valor de la corriente i_{Sd} también es una constante ya que de su valor depende de la magnitud del flujo del rotor. En la ecuación (2.21) se observa que si el flujo del rotor es constante, entonces es posible controlar el par con la corriente i_{Sq}, de forma semejante al control del par de una máquina de corriente directa, el cual se realiza con la corriente de armadura.

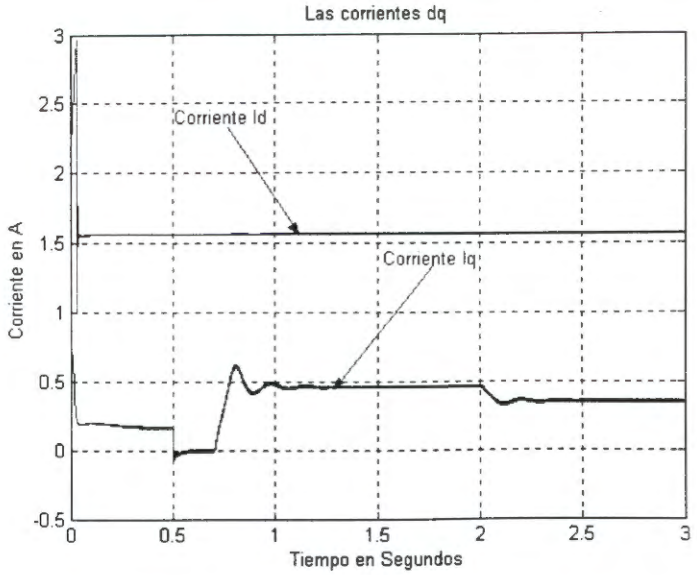


Figura 4.6: Las corrientes i_{Sq} e i_{Sd} en Simulink.

6. Par de carga y par electromagnético desarrollado.

En las figuras 4.6 y 4.7 se observa que al mantener la corriente i_{Sd} constante, entonces el par es proporcional al corriente i_{Sq}. Este comportamiento muestra el desacople logrado a través del control vectorial, entre el flujo del rotor y el par electromagnético, lo cual provoca un comportamiento similar al control de la máquina de corriente directa.

En la figura 4.7 se muestran el par electromagnético y el par de carga. En el primer 0.5 segundo se observa el par de arranque, donde el motor acelera sin par de carga. En el instante de aplicar el par de carga nominal (en 0.7s), ocurre un proceso transitorio en el par con una duración menor a un segundo.

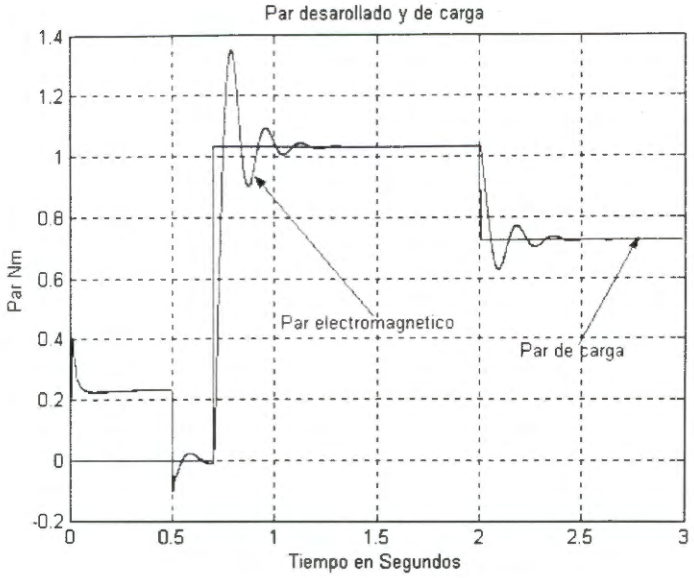


Figura 4.7. Par de carga y el par electromagnético desarrollado en Simulink.

7. Flujo del rotor y del estator.

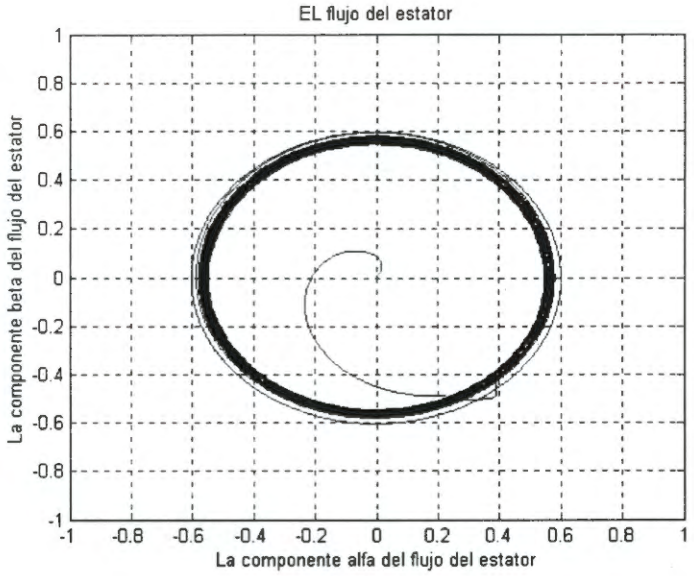


Figura 4.8. Componente alfa en función de la componente beta del flujo del estator.

En la figura 4.8 se observa que el flujo del estator del motor de inducción es senoidal y de magnitud constante. La magnitud del flujo del estator es ligeramente mayor que la magnitud del flujo del rotor (figura 4.10).

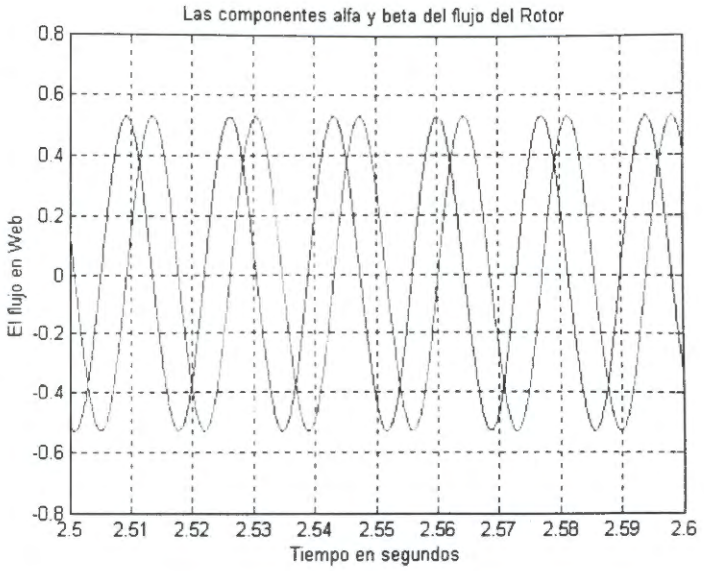


Figura 4.9. Los componentes alfa y beta del flujo del rotor.

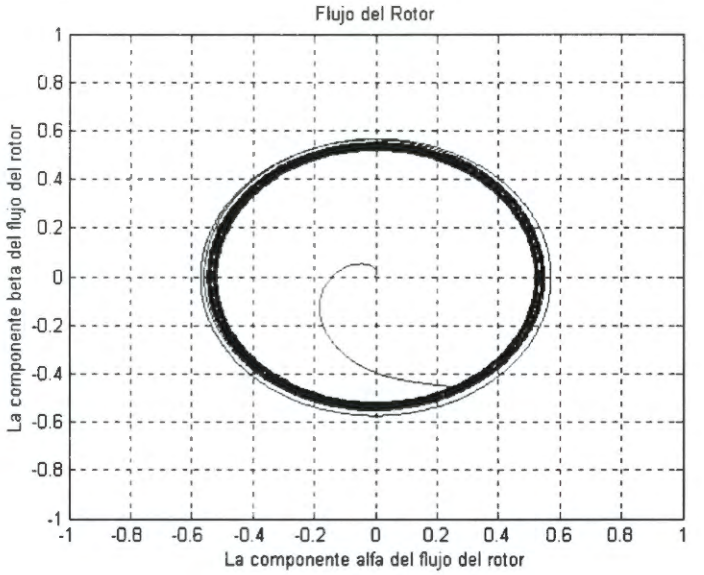


Figura 4.10. La componente alfa en función de la componente beta del flujo del rotor.

En las figuras 4.9 y 4.10 se muestran que el flujo del rotor de la máquina de inducción es senoidal y de magnitud constante en el estado permanente.

8. Voltajes del estator.

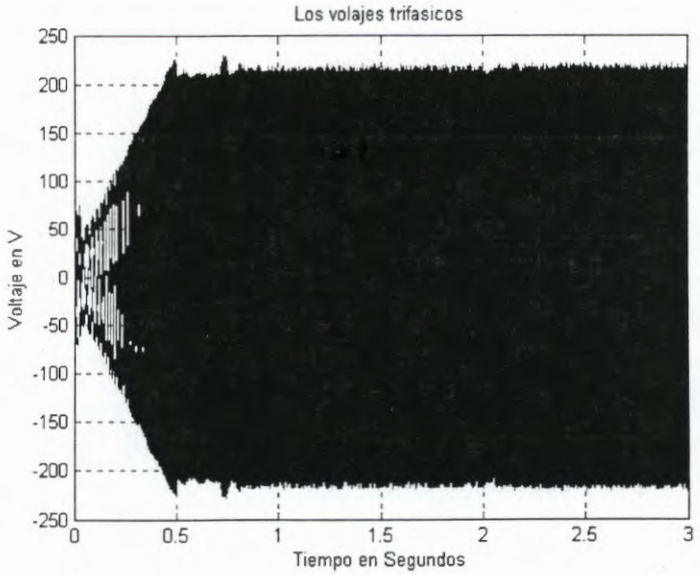


Figura 4.11. Voltajes de fase trifásicos del estator del motor de inducción.

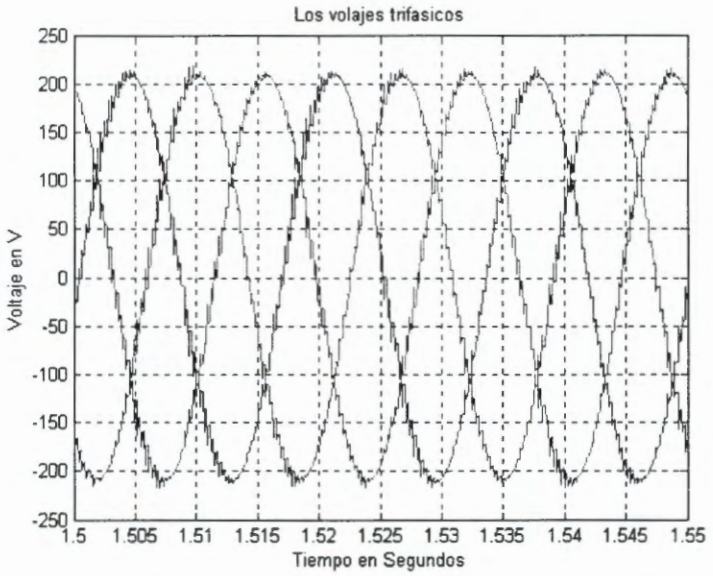


Figura 4.12. Acercamiento de los voltajes trifásicos de fase del estator.

En la figura 4.11 se muestran los voltajes de fase en el estator del motor de inducción, donde se observa que al final de la aceleración, el voltaje del estator alcanza su valor nominal. En la figura 4.12 se muestra un acercamiento de los voltajes.

4.2.2. Cambio en el sentido de giro del motor de inducción sin carga.

Con estos resultados se muestra la capacidad el filtro de Kalman en estimar la velocidad del motor de inducción durante el cambio del sentido de giro del motor, sin tener en cuenta la influencia de los ruidos del sistema ni de los ruidos de la medición.

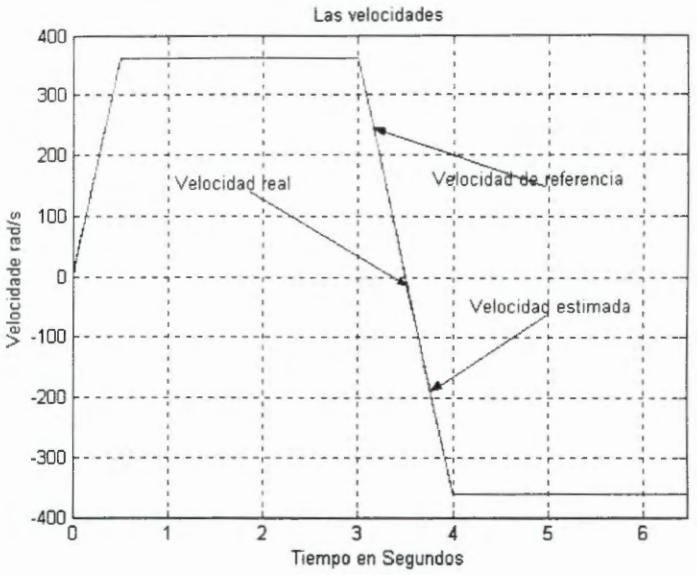


Figura 4.13: Velocidades real, estimada y de referencia.

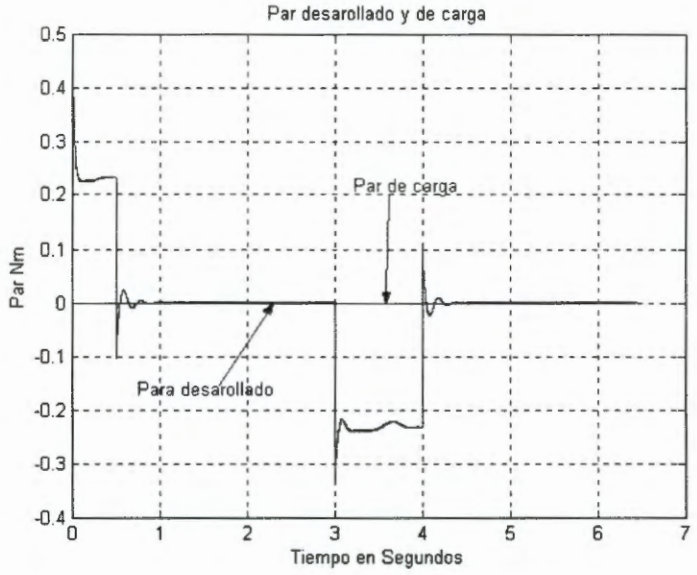


Figura 4.14. El par electromagnético durante la inversión del sentido de giro.

En la figura 4.13 se observan las variaciones de las velocidades de referencia, real y estimada durante el cambio del sentido de giro del motor de

inducción. La figura 4.14 presenta el comportamiento del par electromagnético de la máquina de inducción sin carga, el cual tiene un valor constante durante la aceleración y la desaceleración debido a la saturación del regulador de la velocidad, la cual fija los valores máximos positivos y negativos de la componente i_{Sq} de la corriente del estator del motor de inducción, fijándose de esta forma los valores limites del par electromagnético desarrollado por el motor de inducción.

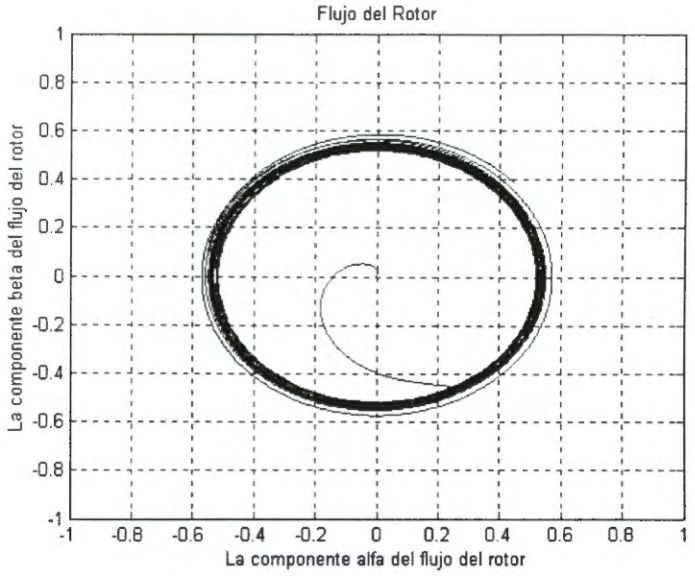


Figura 4.15. Trayectoria del flujo magnético del rotor durante la inversión del sentido de giro.

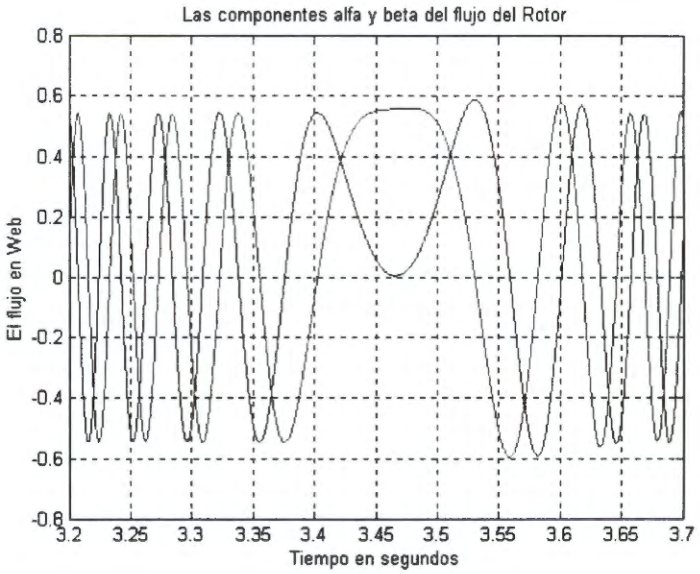


Figura 4.16. Componentes del flujo del rotor en los ejes ortogonales estacionarios alfa-beta, durante la inversión del sentido de giro.

En las figuras 4.15 y 4.16 se muestran el flujo del rotor, observándose claramente el instante de la inversión del sentido de giro, el cual coincide con la inversión del sentido de la rotación del vector espacial del flujo del rotor figura 4.14 y con la inversión de la secuencia en la figura 4.16. En esta se observa que la frecuencia disminuye durante la desaceleración, mientras que aumenta durante la aceleración. El magnitud del flujo del rotor varía ligeramente durante el cambio del sentido de giro, lo que explica que la variación del ancho de la grafica del flujo en la figura 4.15.

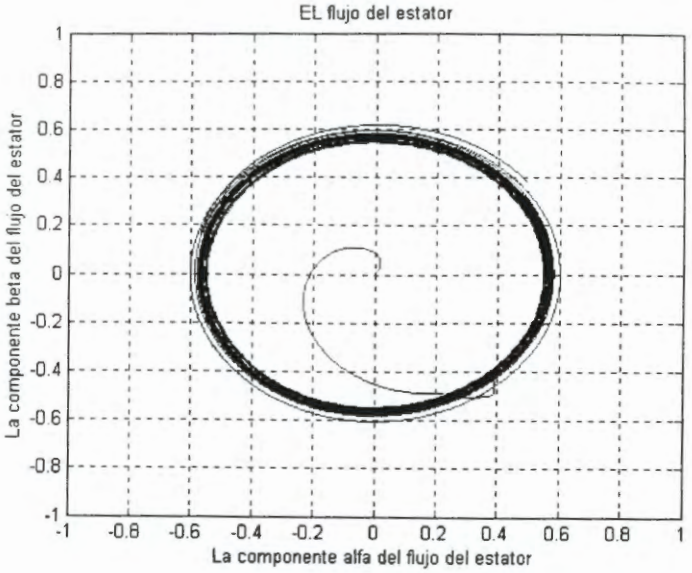


Figura 4.17. Trayectoria del flujo estator durante la inversión del sentido de giro.

La figura 4.17 se observa que el flujo del estator es senoidal, con un magnitud ligeramente mayor que el magnitud del flujo del rotor. Además en la misma figura se observa el momento del cambio de giro del motor de inducción, el cual coincide con el cambio de giro del vector espacial flujo del estator. La magnitud del flujo aumenta durante la desaceleración bebido a que la máquina de inducción trabaja como generador de inducción y la fuerza electromotriz incrementa. Posteriormente el flujo del estator se establece alrededor del valor nominal.

En la figura 4.18 se muestran las corrientes trifásicas del estator sin carga durante la inversión del sentido de giro del motor de inducción, donde se observa que las corrientes de arranque tienen un valor máximo de 1.9 A, mientras que en el régimen estacionario las corrientes alcanzan un valor de 1.5 A sin carga. En la figura 4.19 se muestra un acercamiento de las corrientes del estator durante el cambio del sentido de giro del rotor. En esta figura se observa que la frecuencia disminuye durante la desaceleración e incrementa durante la aceleración, también se puede observar el cambio de secuencia durante la inversión del sentido de giro.

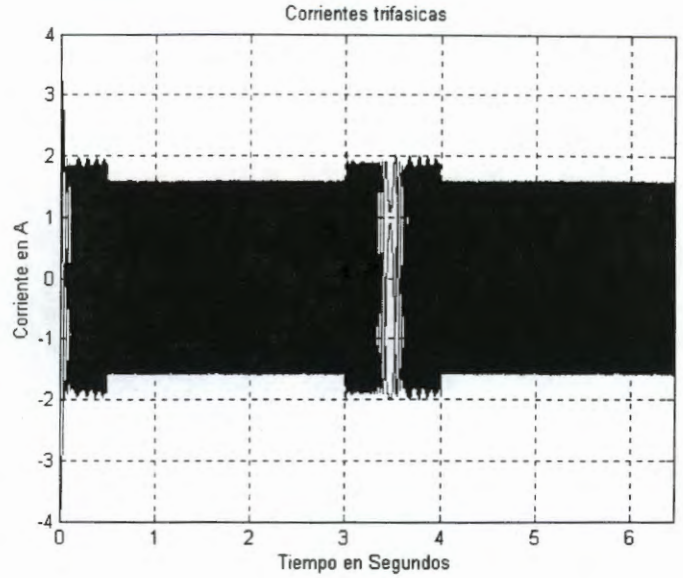


Figura 4.18. Corrientes trifásicas del estator durante la inversión del sentido de giro.

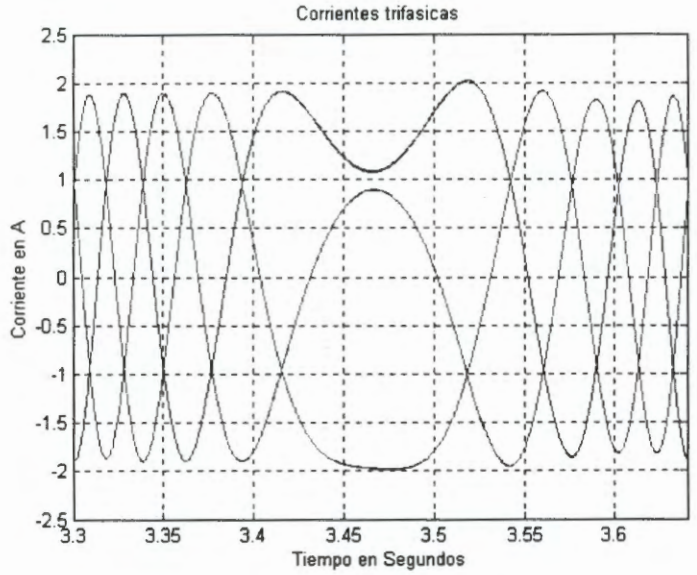


Figura 4.19. Acercamiento de las corrientes del estator durante la inversión del sentido de giro.

4.3. Resultados de la simulación del sistema de control considerando el ruido del sistema y de la medición.

Simulink contiene un bloque para la generación de ruido blanco, donde se puede definir su varianza y su velocidad. Para incrementar la potencia del ruido se debe aumentar su varianza. A las corrientes del estator del motor de inducción, se

les suman los ruidos de la medición y a los voltajes de fase se les suman el ruido del sistema (figura 3.13).

4.3.1. Ruido de medición con varianza 0.005 y de sistema con varianza de 10.

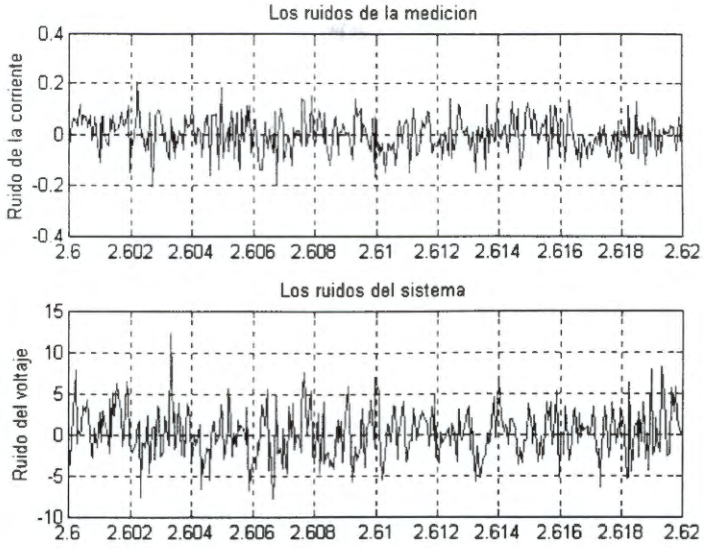


Figura 4.20. Ruidos de medición y del sistema.

En la figura 4.20 se muestran los ruidos de la medición y del sistema utilizados en la simulación. A continuación se muestran los resultados obtenidos.

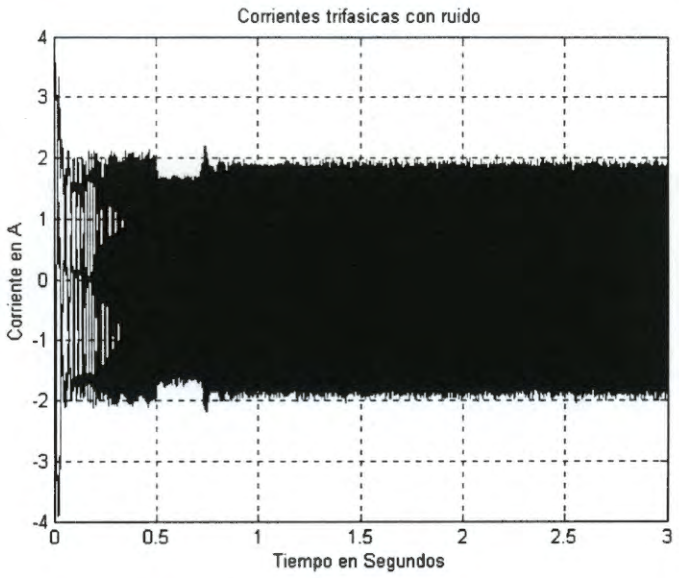


Figura 4.21. Corrientes trifásicas del motor de inducción.

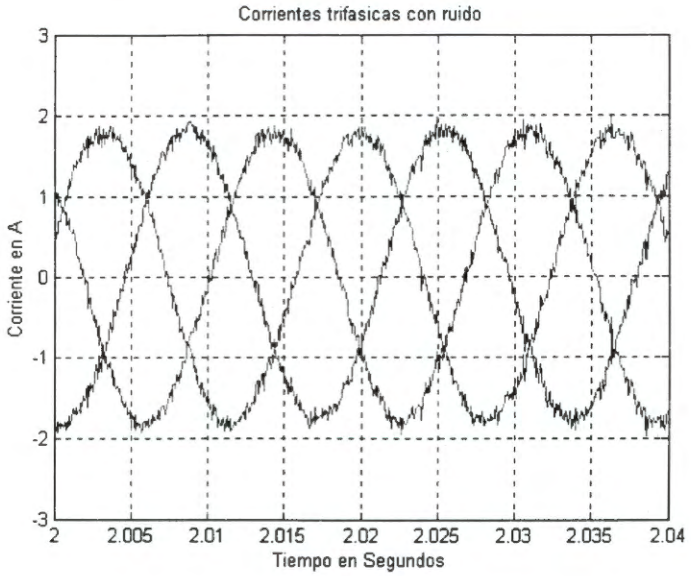


Figura 4.22. Acercamiento de las corrientes trifásicas del motor de inducción

En la figura 4.21 se muestran las corrientes trifásicas del motor de inducción. En esta figura se observa que la corriente de arranque rebasa los 3 A, mientras que en la figura 4.22 se muestra un acercamiento de las corrientes del motor donde se puede observar que las señales son senoidales con ruido, con una frecuencia de 61Hz, debido a que el motor de inducción alcanzó sus condiciones nominales de operación.

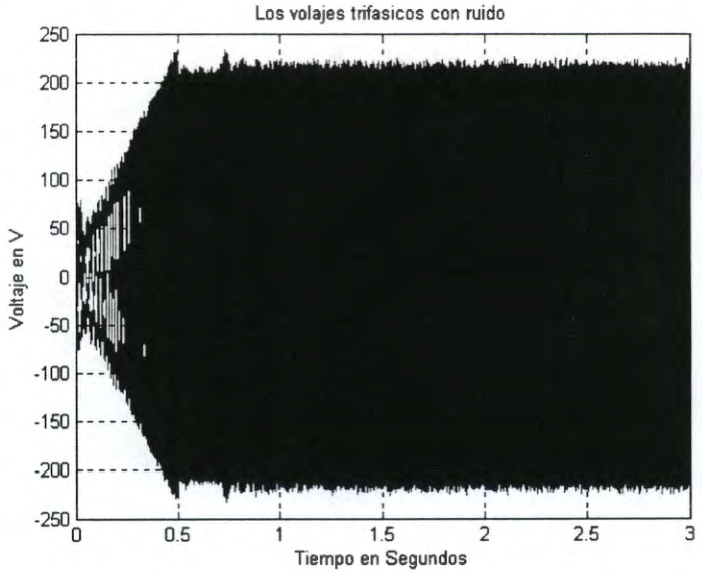


Figura 4.23. Voltajes trifásicos del motor de inducción.

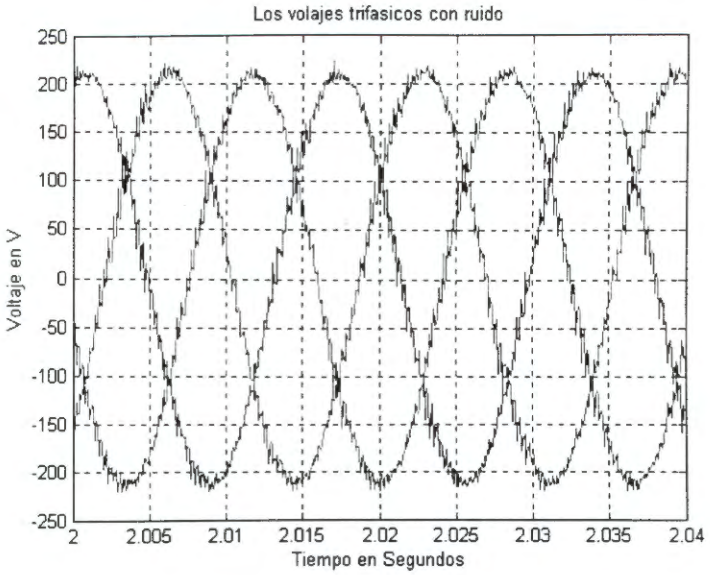


Figura 4.24. Acercamiento de los voltajes trifásicos del motor de inducción.

En la figura 4.23 se muestran los voltajes del estator los cuales incrementan su amplitud y frecuencia, a medida que el motor acelera. En la figura 4.24 se observa un acercamiento de los voltajes del estator en el estado estacionario donde se pude apreciar que las señales son senoidales con ruido de una frecuencia de 61Hz.

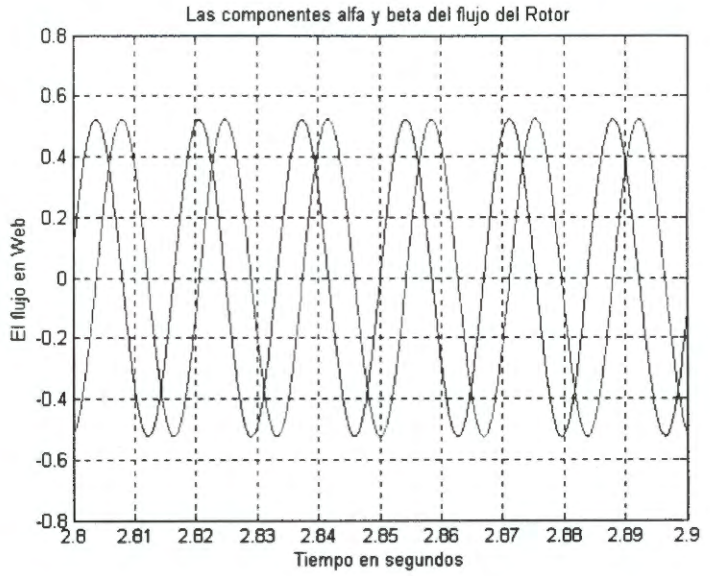


Figura 4.25. Los señales del flujo del rotor en coordenadas alfa-beta.

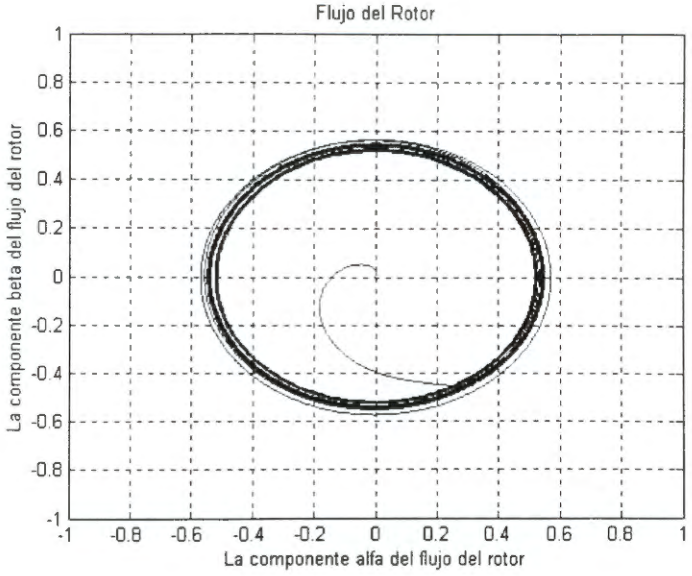


Figura 4.26. Flujo del rotor del motor de inducción.

En la figura 4.25 se muestran las señales del flujo del rotor en coordenadas alfa-beta, las cuales están desfasadas $\frac{\pi}{2}$ radianes, sin que sean afectadas por el ruido del sistema y de la medición ya que el devanado del estator funciona como un filtro. Mientras que en la figura 4.26 se muestra la misma señal del flujo del rotor pero en el plano alfa-beta. En este caso se observa que su magnitud es constante y ligeramente menor comparada con el magnitud del flujo del estator (figura 4.27).

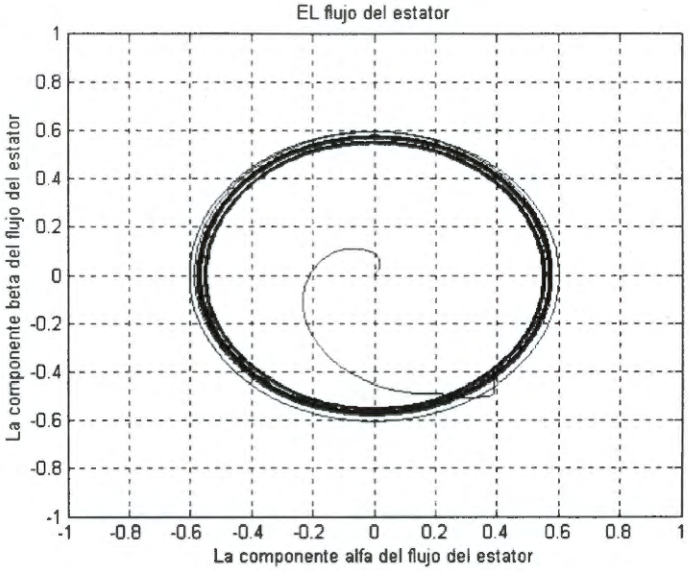


Figura 4.27. Flujo del estator del motor de inducción.

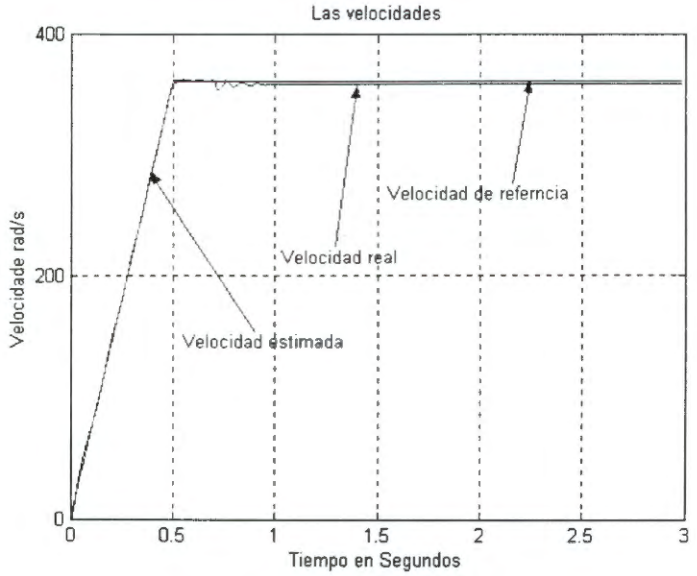


Figura 4.28. Las velocidades real, de referencia y estimada.

En la figura 4.28 se muestran las señales de las velocidades real, de referencia y estimada, donde se observa que la velocidad real oscila ligeramente durante 0.25 segundos en el instante que se aplica el par de carga nominal (en 0.7s), quedando su valor ligeramente inferior al valor de la velocidad estimada. Mientras que la velocidad estimada y la velocidad de referencia son iguales (efecto de la ganancia del controlador integral en el estado estacionario).

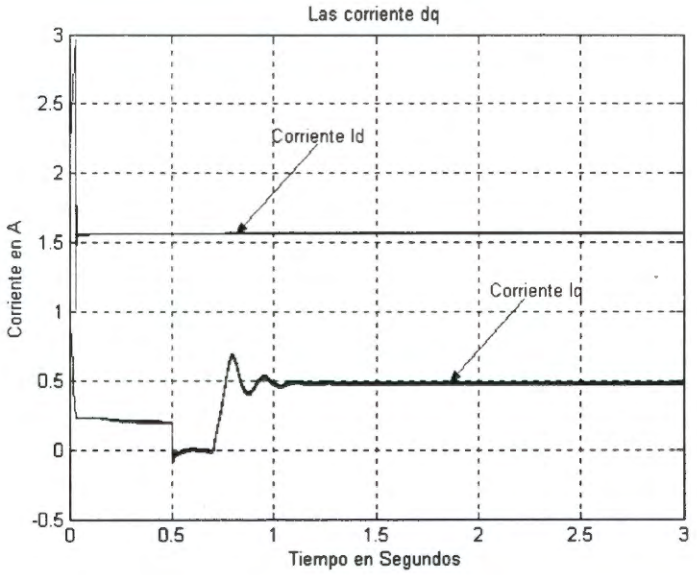


Figura 4.29. Señales de las corrientes i_{Sq} e i_{Sd}.

En la figura 4.29 se muestra la componente i_{Sd} de la corriente del estator, la cual tiene un valor constante. Como la corriente i_{Sd} es la señal de control del flujo del rotor, el valor de ésta también permanece constante. En esta figura se muestra además la componente i_{Sq} *de* la corriente del estator, la cual controla al par electromagnético del motor. El proceso que se siguió en al simulación de la figura 2.29 sigue siendo un arranque sin carga, el cual termina en 0.5s y la aplicación del par de carga nominal en 0.7s.

En la figura 4.30 se muestra el mismo procedimiento pero en este caso se pueden observar variaciones del par electromagnético y par de carga, Haciendo una comparación entre el par desarrollado y la componente i_{Sq} de la corriente I_S, se observa que las dos señales tienen la misma forma, ya que el par electromagnético esta controlado por la corriente i_{Sq}, siendo el flujo del estator de magnitud constante. Con este resultado se comprueba que se logra el desacople del motor de inducción con el control vectorial, obteniéndose un comportamiento semejante al control de la maquina de corriente directa.

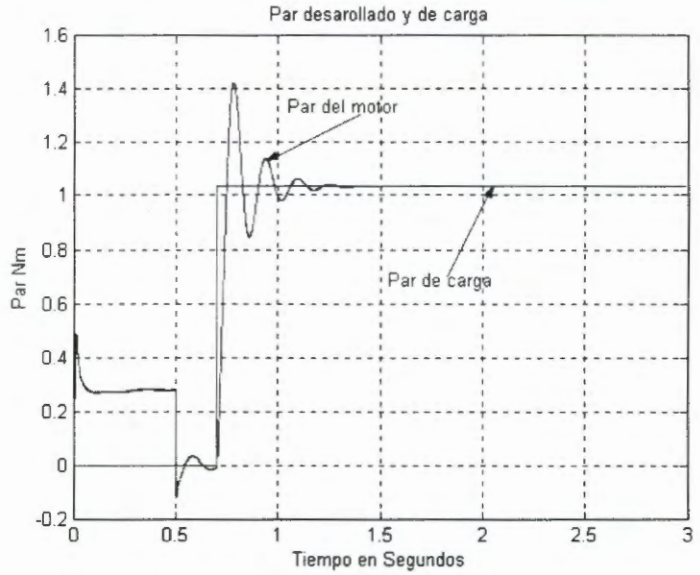


Figura 4.30. Par de carga y par electromagnético del motor de inducción.

4.3.2. Ruido de medición con varianza 0.06 y de sistema con varianza de 10.

En esta parte se incrementa la varianza del ruido de la medición, realizándose el estudio del comportamiento del filtro de Kalman con estas condiciones.

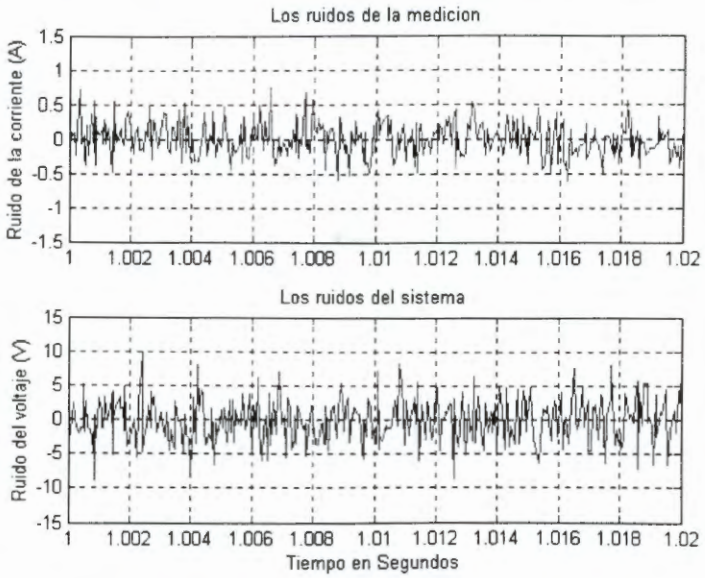
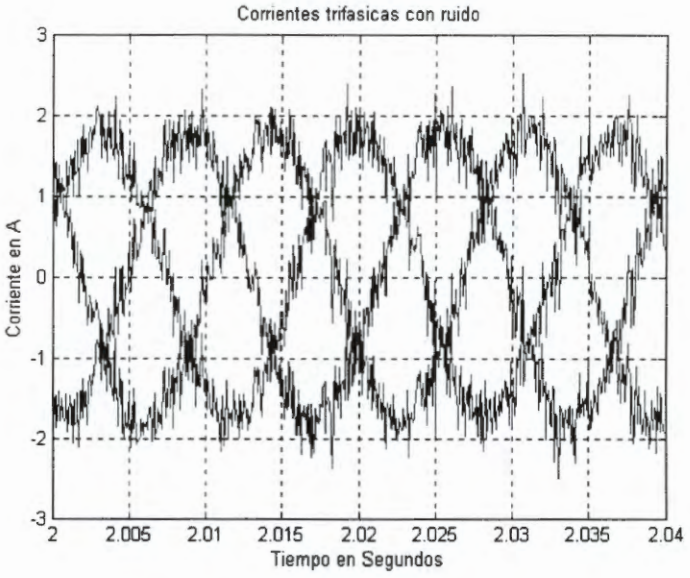


Figura 4.31. Ruidos de medición y del sistema.

En la figura 4.31 se muestran los ruidos de la medición y del sistema utilizados en la simulación. Los resultados obtenidos con un ruido de medición de una varianza de 0.06 y con un ruido de sistema de varianza de 10 son mostrados a continuación.



ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
ESTADOS UNIDOS MEXICANOS
I. P. N.
BIBLIOTECA
S E P I

Figura 4.32. Corrientes trifásicas del estator del motor de inducción

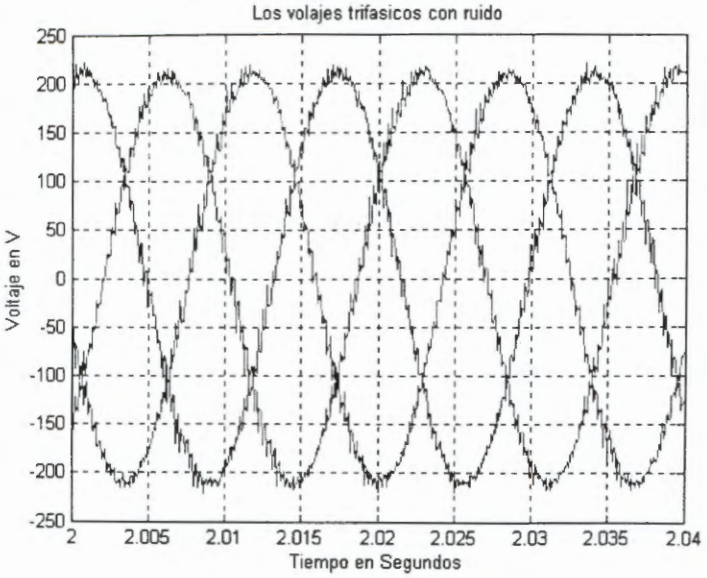


Figura 4.33. Voltajes trifásicos del estator del motor de inducción

En las figuras 4.32 y 4.33 se muestran acercamientos de las señales corrientes de fase después de sumarles el ruido de la medición (bloque R.B.N. en la figura 3.13) y de los voltajes del estator respectivamente, en los cuales se observa que las corrientes son mas afectadas por el ruido que los voltajes.

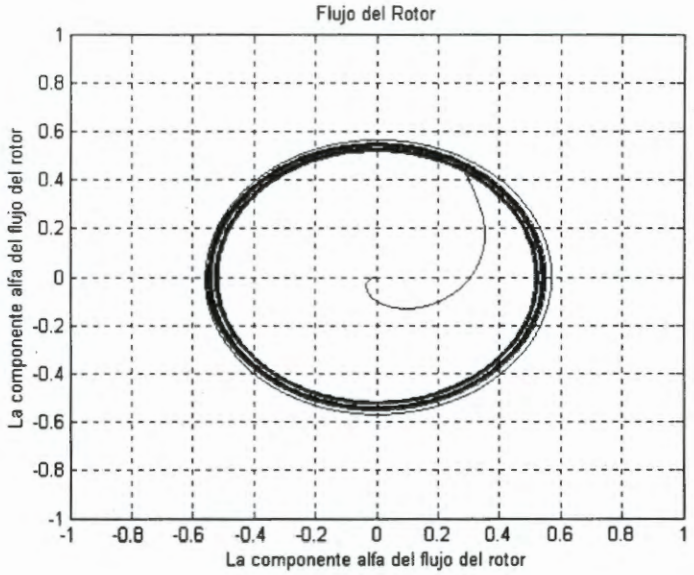


Figura 4.34. Flujo del rotor del motor de inducción.

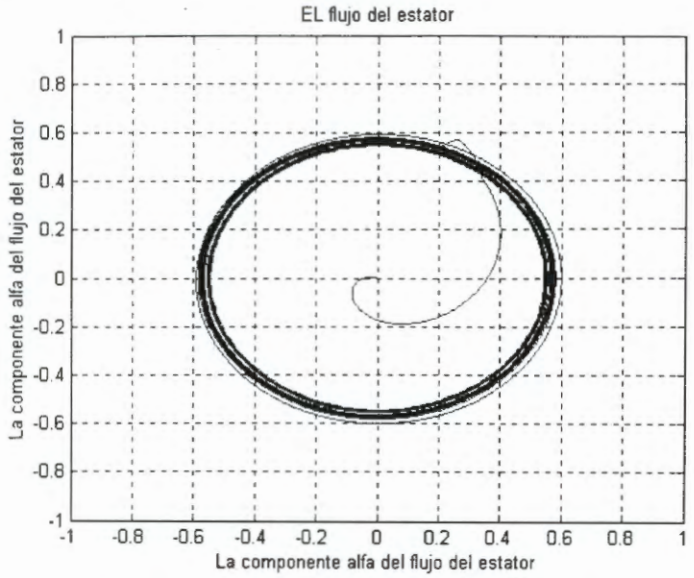


Figura 4.35. Flujo del estator del motor de inducción.

En las figuras 4.34 y 4.35 se muestran las señales del flujo del rotor y del estator en coordenadas alfa-beta, las cuales son semejantes a las señales de las figuras 4.26 y 4.27. En estas figuras se observa que, aunque los niveles de ruidos aplicados son de mayor potencia, los flujos del estator y del rotor mantienen su forma senoidal.

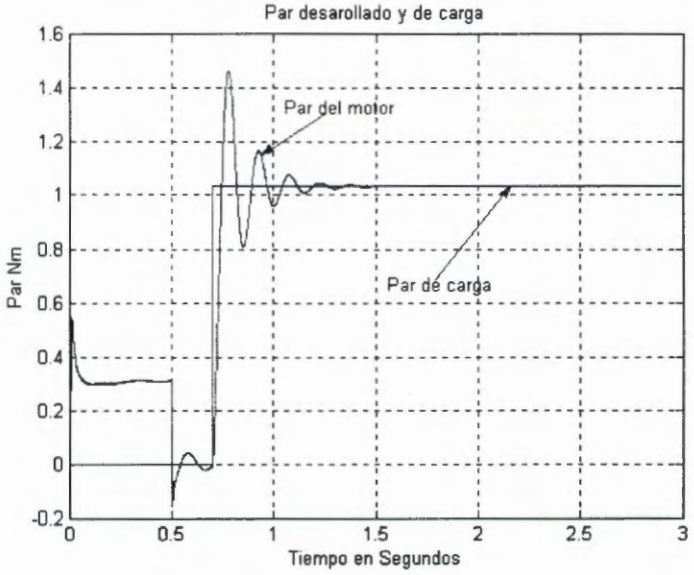


Figura 4.36. Par de carga y par electromagnético del motor de inducción.

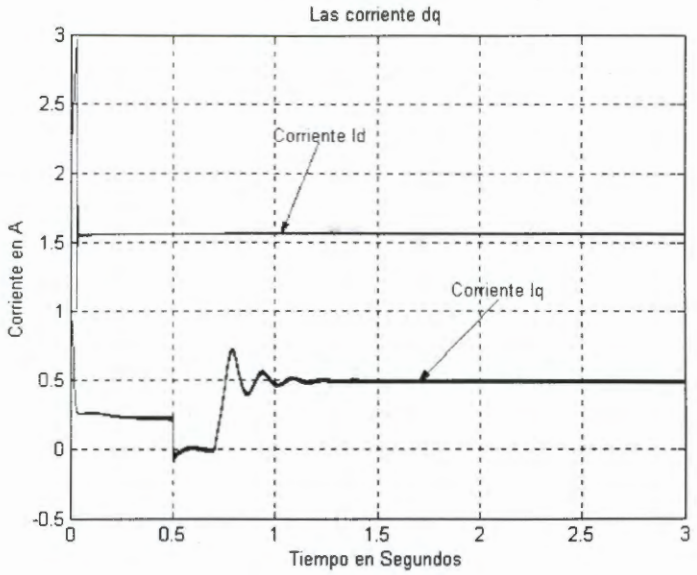


Figura 4.37. Las señales de las corrientes i_{Sq} e i_{Sd}.

En la figura 4.36 se muestran el par electromagnético y el par de carga durante el arranque (de 0-0.5s) y con la aplicación del par nominal en 0.7s. Comparando estas señales del par electromagnético con las señales de la figura 4.30, se observa que, el par desarrollado de la figura 4.36 tiene mas oscilaciones, ya que la potencia del ruido de la medición utilizado es mayor, sin embargo el par desarrollado del motor de inducción y la componente i_{Sq} de la corriente del estator tiene la misma forma en ambas figuras.

En la figura 4.37 se muestra que la componente de corriente i_{Sd} mantiene su valor constante, lo cual demuestra que el aumento de la potencia del ruido de medición no afecta el desacople del motor de inducción. En esta figura se observa además la señal de la corriente i_{Sq} que controla al par electromagnético, la cual presenta pocas oscilaciones, siendo su respuesta semejante a la mostrada en la figura 4.29 donde el nivel del ruido es menor.

En la figura 4.38 se muestran las señales de las velocidades real y estimada. La velocidad real presenta oscilaciones ligeras sin que éstas sean afectadas por el incremento de la potencia de los ruidos utilizados. En el momento que se aplica el par de carga, la señal de la velocidad real queda ligeramente por debajo de la señal de velocidad. Como se puede observar en esta figura, la estimación de la velocidad realizada por el filtro discreto de Kalman no es afectada por los niveles de ruidos considerados.

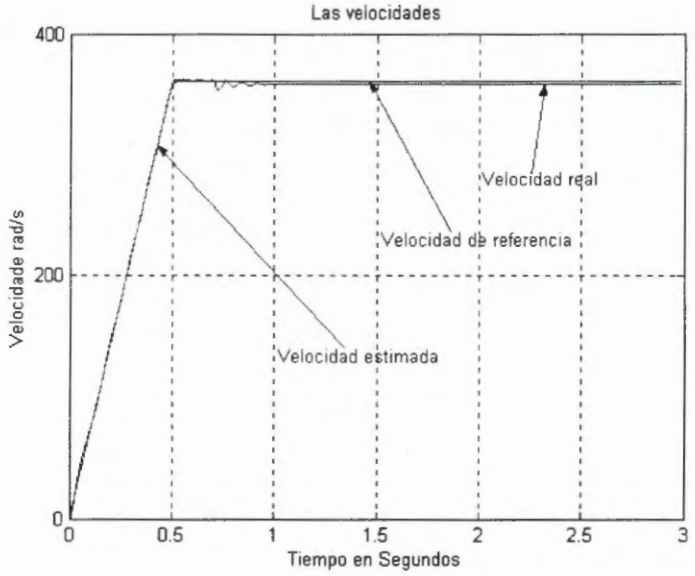


Figura 4.38. Las velocidades real, de referencia y estimada.

4.3.3. Ruido de medición con varianza 1 y de sistema con varianza de 10.

En esta parte de la simulación, se incrementa la aún más la potencia del ruido de la medición hasta alcanzar el valor de la potencia con la cual, el filtro discreto de Kalman ya no podrá estimar la velocidad del motor de inducción, y el sistema de control alcanzará un estado de completa degradación.

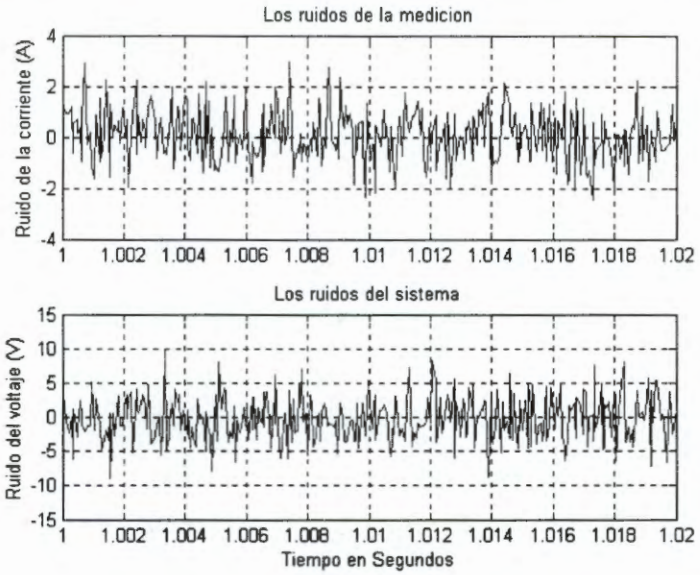


Figura 4.39. Los ruidos de medición y de sistema.

En la figura 4.39 se muestran el ruido del sistema y el ruido de la medición utilizados en la simulación del control vectorial sin sensores. Como se observa en

estas figuras, las señales del ruido de la medición utilizadas son semejantes a las magnitudes de las señales de corrientes del estator del motor de inducción. A continuación se muestran los resultados obtenidos.

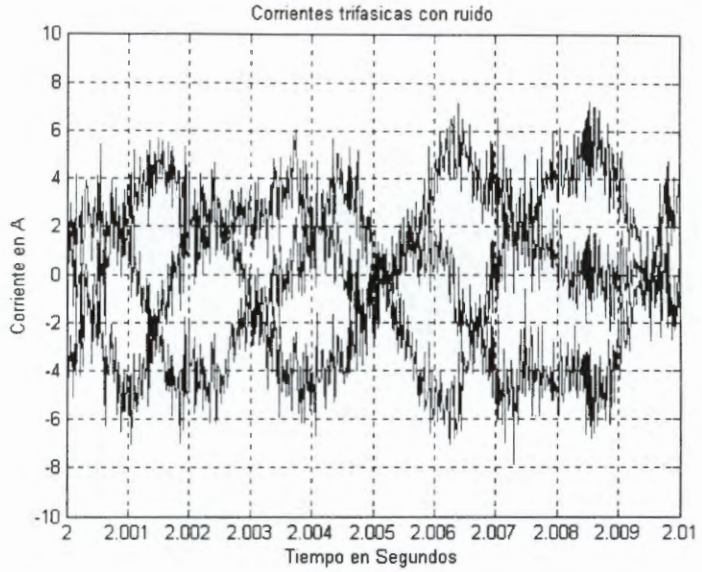


Figura 4.40. Corrientes trifásicas del estator del motor de inducción.

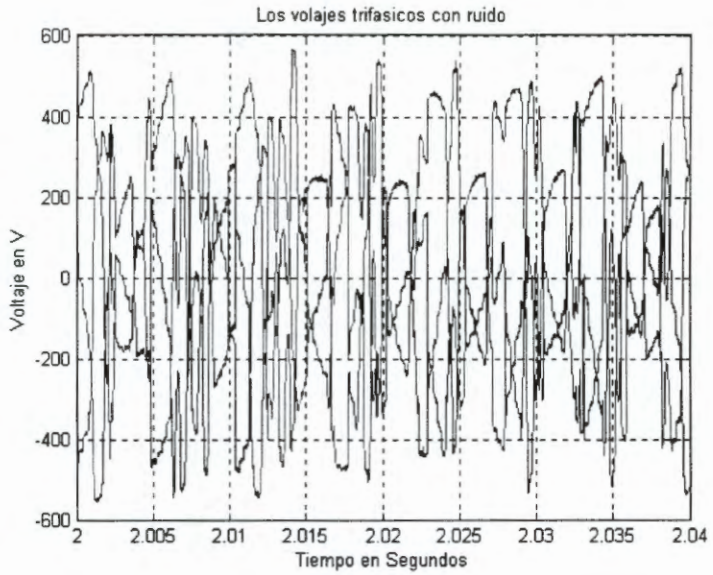


Figura 4.41. Voltajes trifásicos del estator del motor de inducción

En la figura 4.40 se observan las corrientes del estator, las cuales no son senoidales y sus valores instantáneos rebasan los 4 A. Mientras que en la figura 4.41 se muestran las señales de voltajes con valores que rebasan los 500V. En este caso, las señales senoidales están completamente distorsionadas. En estas

figuras se muestra que el ruido utilizado ha afectado de manera severa al sistema de control, el cual pierde por completo su estabilidad.

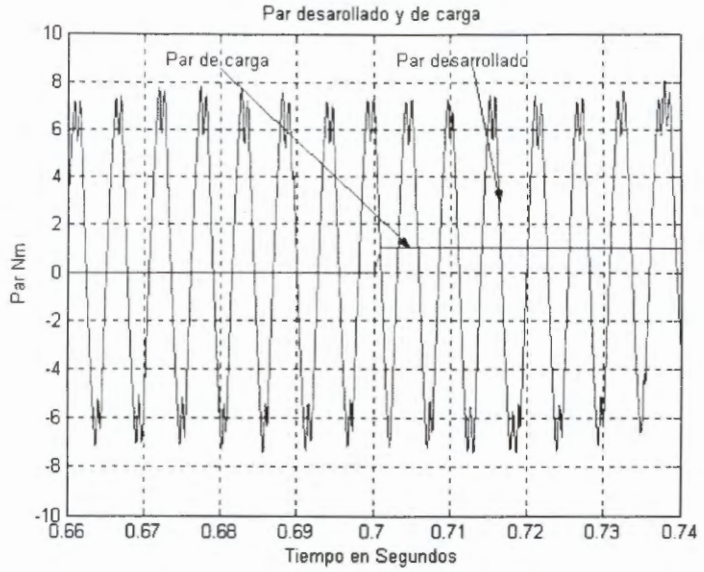


Figura 4.42. Par de carga y par electromagnético del motor de inducción.

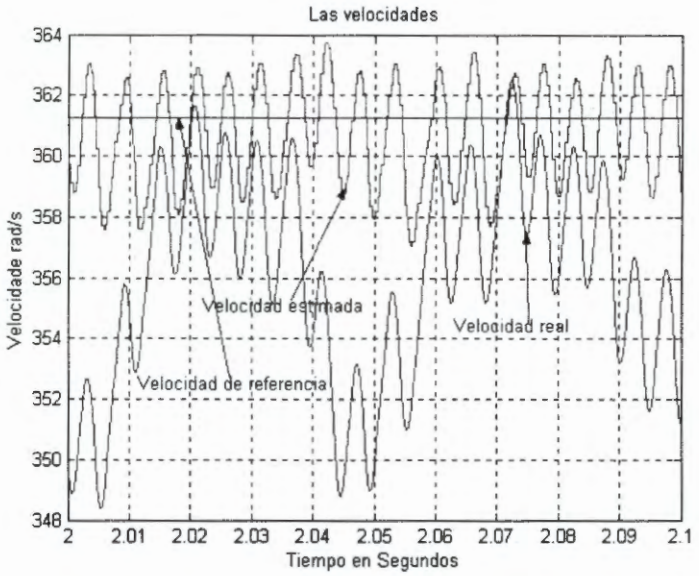


Figura 4.43. Velocidades real, de referencia y estimada.

En la figura 4.42 se muestran el par de carga y el par electromagnético los cuales oscilan entre los valores –7Nm y 7Nm indicando la instabilidad del sistema de control. En la figura 4.43 se muestran las velocidades real, estimada y de referencia, donde se observa que el filtro de Kalman es incapaz de estimar la velocidad del motor de inducción debido a la instabilidad del sistema de control.

A pesar de que el filtro de Kalman es un observador estocástico, es incapaz de estimar las variables de estado cuando el ruido es demasiado potente. Es necesario mencionar que el ruido es una entrada de perturbación para el filtro discreto extendido de Kalman y para el control vectorial, lo cual indica que la instabilidad del sistema, no solamente se le puede atribuir al desempeño del filtro de Kalman sino también al control.

4.4. Variación de los parámetros del motor de inducción.

Los parámetros físicos del motor de inducción pueden variar debido a la temperatura, la saturación y al efecto "Skin". El parámetro del motor que mas varia es la resistencia del rotor debido a la variación de la temperatura. Para comprobar la eficacia del filtro de Kalman como observador de variables de estado, se realizarán variaciones en los parámetros físicos del modelo del motor durante la simulación, sin que estos se varíen en la copia del modelo utilizado en el algoritmo del filtro de Kalman.

En la simulación se utiliza el ruido de la medición con una varianza de 0.03, y el ruido del sistema con una varianza de 10.

4.4.1. Variación de los parámetros del motor de inducción en un +10%.

En esta parte se mantiene el ruido de la medición con una varianza de 0.03 y el ruido de sistema con una varianza de 10, además se aumentarán los parámetros del motor de inducción en un 10%, sin hacer variación de éstos en el algoritmo del filtro de Kalman. En el modelo del motor utilizando en el filtro de Kalman, se utilizan los parámetros del motor que se determinaron en las pruebas de laboratorio.

En la figura 4.44 se muestra el ruido de la medición y del sistema utilizados durante la variación de los parámetros del motor de inducción.

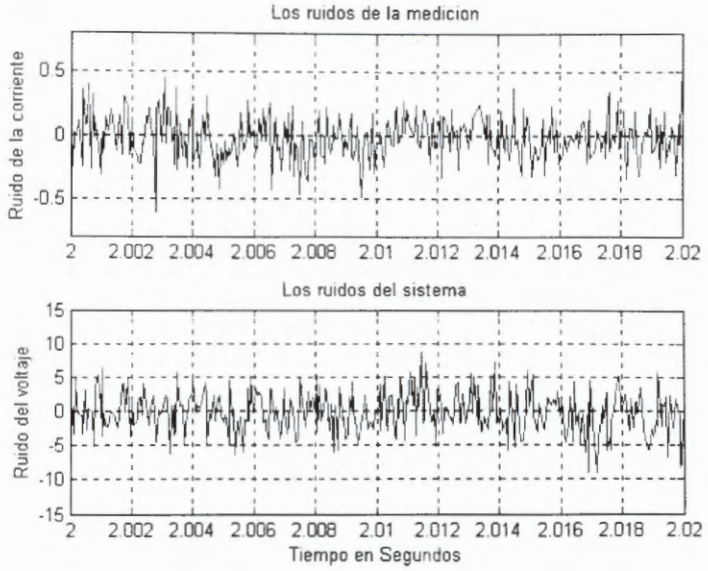


Figura 4.44. Ruidos de medición y del sistema.

En la grafica 4.45 se muestran las señales de las corrientes del estator, donde se observa que el arranque tiene una duración aproximada de 0.5s, la corriente del arranque no rebasa los 2 A. En el estado estacionario y aplicando el par nominal, la corriente del motor no rebasa 1.7 A (corriente nominal del motor de inducción). En la figura 4.46 se muestra un acercamiento de las corrientes, donde se observa que las corriente son senoidales con una frecuencia de 60Hz.

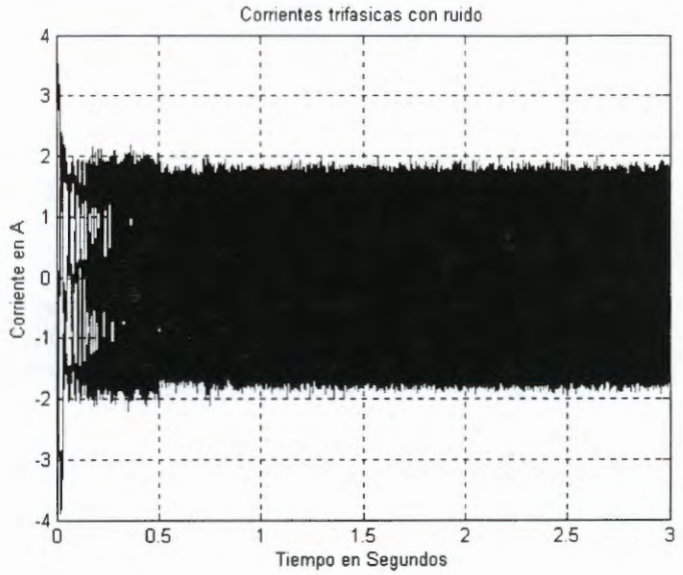


Figura 4.45. Corrientes trifásicas del estator del motor de inducción.

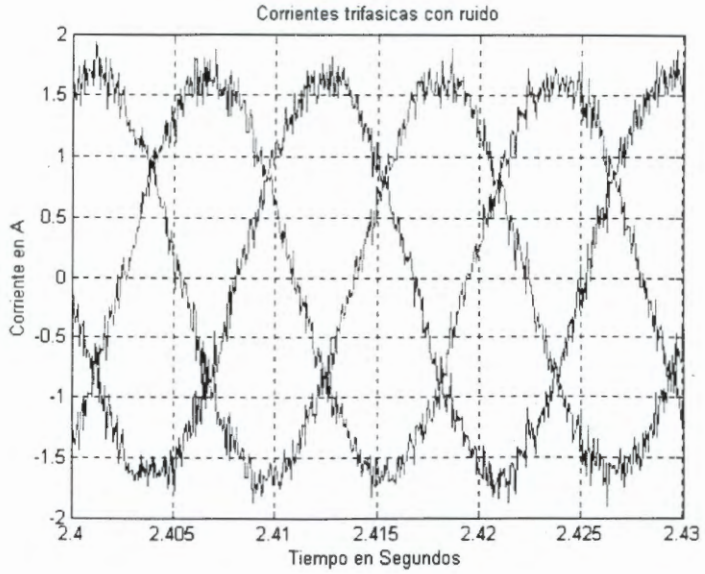


Figura 4.46. Acercamiento de las corrientes trifásicas del motor de inducción.

En la figura 4.48 se presenta un acercamiento de los voltajes trifásicos del estator, los cuales son senoidales y alcanzan un valor máximo de 235 V, con una frecuencia de 60Hz. En la figura 4.47 se muestran las señales de voltaje donde se observa que el voltaje durante el arranque es menor, pero incrementa hasta alcanzar su valor nominal cuando finaliza el arranque y la velocidad del motor alcanza su valor nominal.

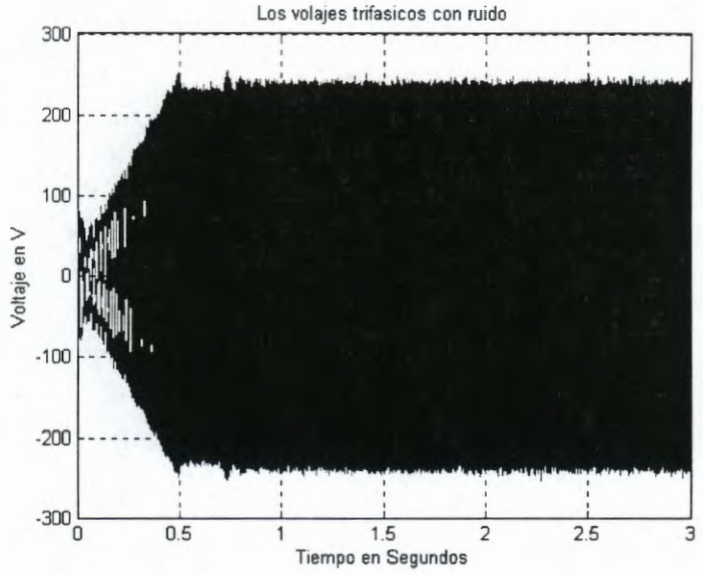


Figura 4.47. Voltajes trifásicos del estator del motor de inducción

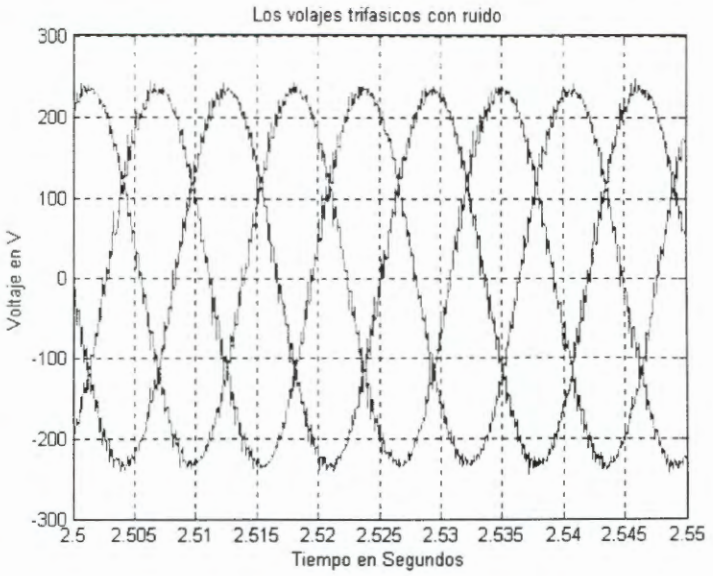


Figura 4.48. Acercamiento Los voltajes trifásicos del estator del motor de inducción

En las figuras 4.49 y 4.50 se muestran los flujos del estator y del rotor respectivamente del motor de inducción, en ambos se observa que la trayectoria casi circular es decir, las señales de flujos son prácticamente senoidales.

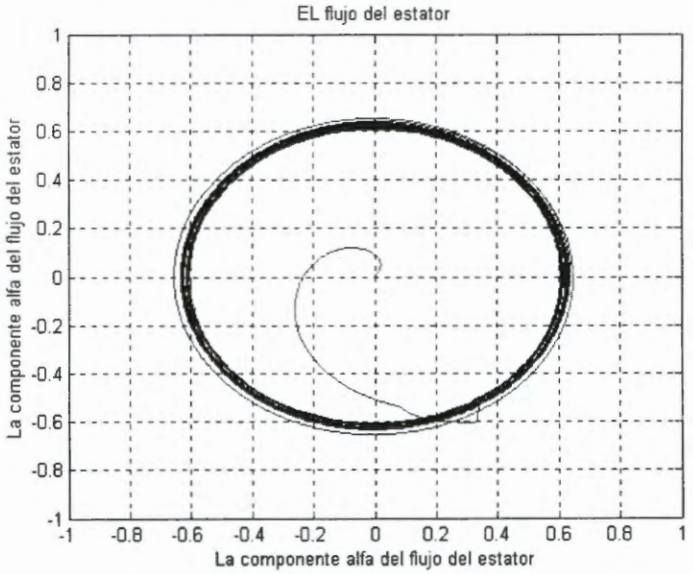


Figura 4.49. Flujo del estator del motor de inducción.

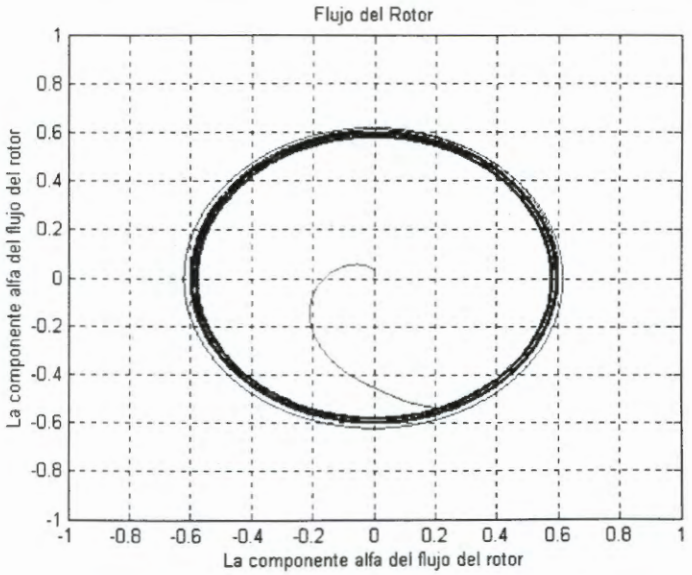


Figura 4.50. Flujo del rotor del motor de inducción.

En la figura 4.51 se muestran el par electromagnético del motor, el cual oscila durante un tiempo de casi un segundo antes de alcanzar el valor del par de carga, el cual coincide con el par nominal del motor de inducción.

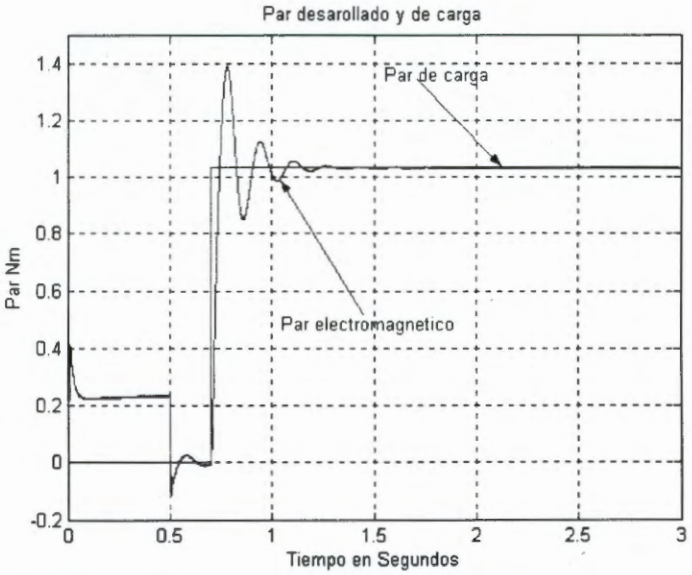


Figura 4.51. Par de carga y el par electromagnético del motor de inducción.

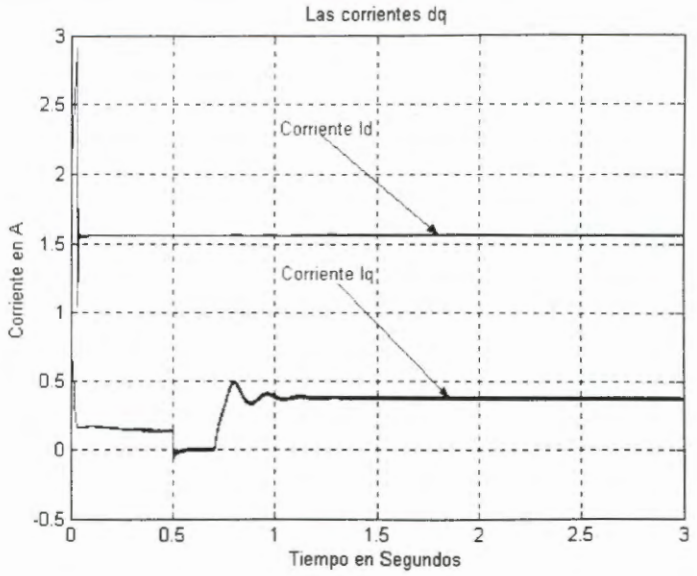


Figura 4.52. Señales de las corrientes i_{Sq} e i_{Sd}.

En la figura 4.52 se muestran las componentes i_{Sq} e i_{Sd} de la corriente del estator, donde se observa que la corriente i_{Sd} es una constante, lo cual indica que el flujo del rotor también es constante, entonces el par electromagnético es regulado con la componente i_{Sq} de la corriente del estator. En las figuras 4.53 y 4.54 se observa que las señales de par electromagnético, desarrollado por el motor de inducción y la componente i_{Sq} de la corriente del estator son proporcionales.

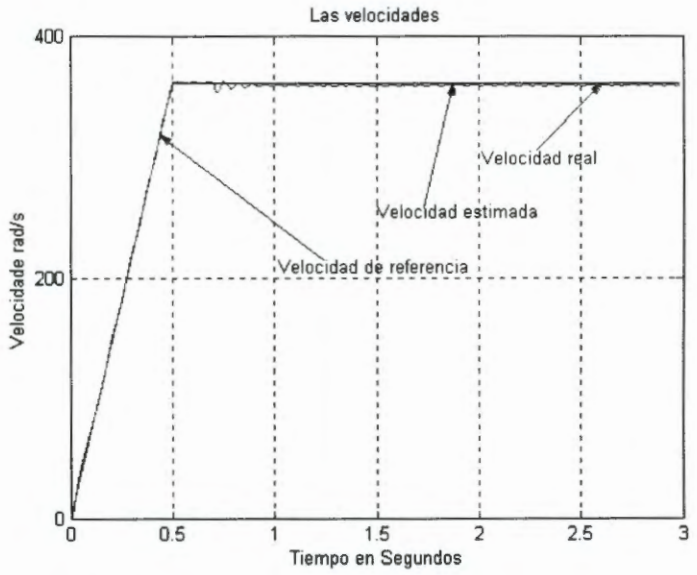


Figura 4.53. Velocidades real, de referencia y estimada.

En la figura 4.53 se muestran las velocidades real, de referencia y estimada donde se puede comprobar que la variación en +10% de los parámetros del motor no afectan la operación del sistema del control. Comparando con los resultados obtenidos sin la variación de los parámetros se observa que el filtro sigue estimando la velocidad real con un error prácticamente despreciable.

4.4.2. Variación de los parámetros del motor de inducción en un -10%.

En este caso se disminuyen en un 10% todos los parámetros (inductancias y resistencias) del modelo del motor de inducción, manteniendo constante todos los parámetros del modelo del motor de inducción utilizado en el algoritmo del filtro de Kalman.

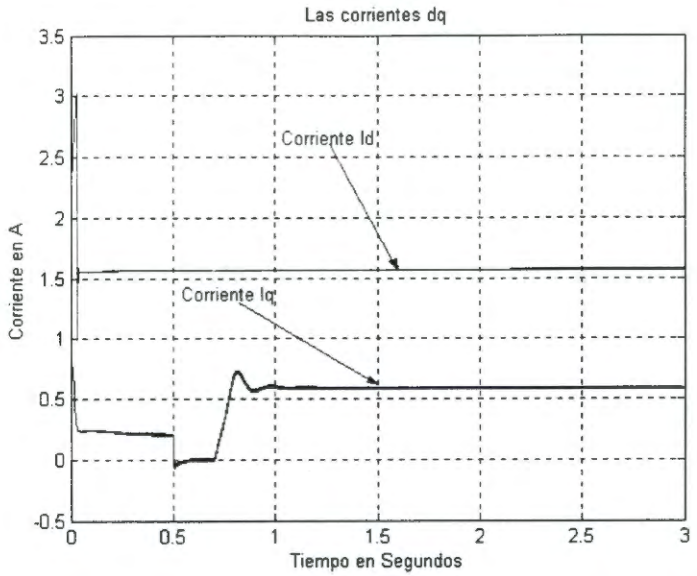


Figura 4.54. Señales de las corrientes i_{Sq} e i_{Sd}.

En la figura 4.54 se muestran las componentes i_{Sq} e i_{Sd} de la corriente del estator de la máquina de inducción, donde se puede observar que la corriente i_{Sd} que controla al flujo del rotor es una constante, lo cual indica que el flujo del rotor también es constante, por lo tanto el par electromagnético es controlado con la componente i_{Sq} de la corriente $\bar{I}_S$. En las figuras 4.55 y 4.54 se observa que las señales de par desarrollado por el motor de inducción y la componente i_{Sq} de la corriente del estator son proporcionales.

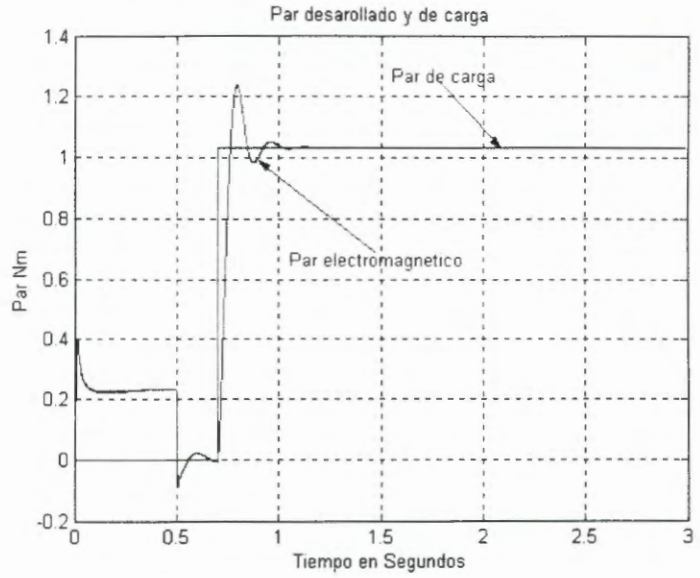


Figura 4.55. Par de carga y el par electromagnético del motor de inducción.

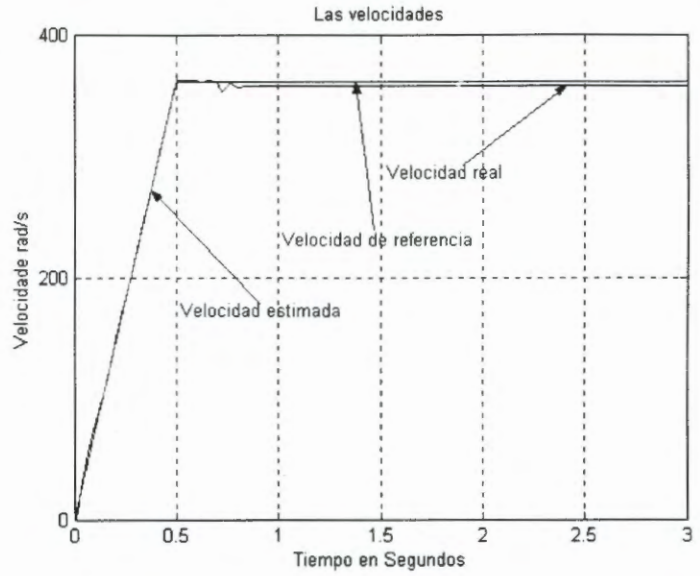


Figura 4.56. Las velocidades real, de referencia y estimada.

En la figura 4.56 se observa que el sistema de control regula la velocidad, así como también el filtro de Kalman estima correctamente la velocidad del motor de inducción. El error de la velocidad es un poco mayor en el caso mostrado en al figura 4.56, lo cual se debe a una ligera desintonización del regulador de la velocidad ocasionado por las variaciones de los parámetros del modelo del motor.

4.4.3. Variación de la resistencia del rotor en un +150%.

Según se planteó anteriormente, la resistencia del rotor es el parámetro que más puede variar, alcanzando valores de hasta un 200%, a continuación se mostrarán los resultados obtenidos cuando la variación de la resistencia del rotor es de +150%, es decir el valor de la resistencia del rotor utilizada en el modelo del motor de inducción es de 2.5 veces la resistencia utilizada en el filtro de Kalman

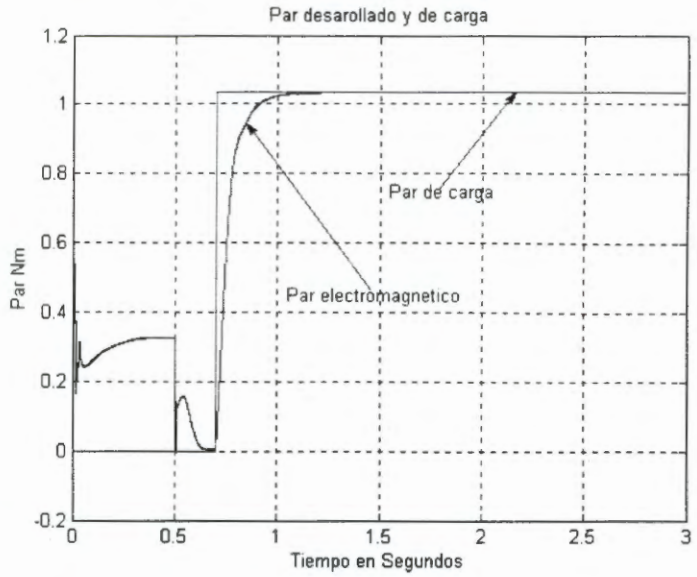


Figura 4.57. Par de carga y el par electromagnético del motor de inducción.

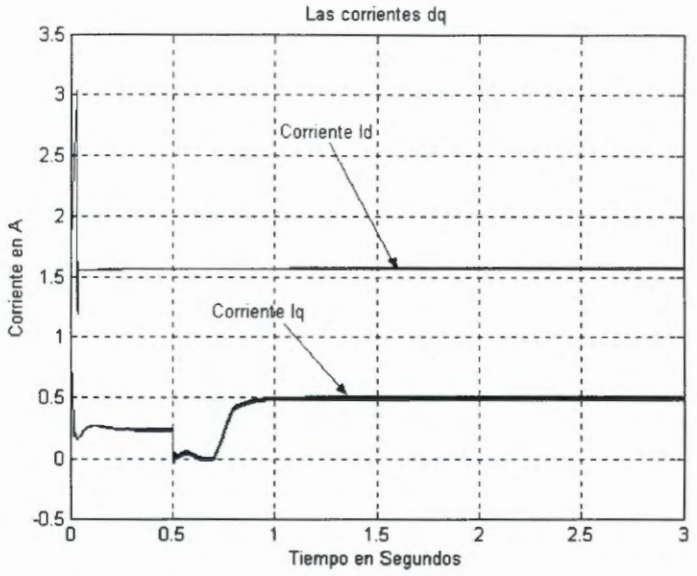


Figura 4.58. Señales de las corrientes i_{Sq} e i_{Sd}.

En la figura 4.57 se muestran las señales del par de carga nominal y electromagnético, el cual alcanza al par de carga sin oscilaciones en un tiempo que no rebasa los 0.3 segundos. En la figura 4.58 se observan las señales de las componentes i_{Sq} e i_{Sd} de la corriente del estator, los cuales controlan al flujo del rotor y al par respectivamente.

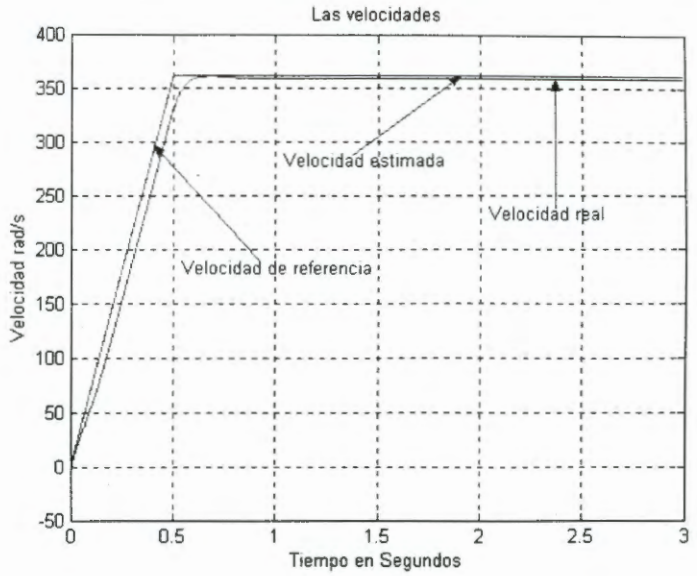


Figura 4.58. Las velocidades real, de referencia y estimada.

En la figura 4.58 se observa que el sistema de control regula la velocidad y el filtro de Kalman estima correctamente la velocidad real del motor de inducción. La desviación de la velocidad real del motor en el momento de aplicar el par de carga nominal en 0.7s es muy pequeña, a pesar de la variación de la resistencia del rotor.

4.5. Cambio del sentido del giro del rotor considerando ambos ruido.

En esta parte se consideró un ruido de la medición de una varianza de 0.4 (potencia del ruido mayor), mientras que la varianza del ruido del sistema tiene un valor de 10. A continuación se presentan los resultados obtenidos en la prueba del cambio del sentido del giro, con el objetivo de probar la capacidad del filtro de Kalman de estimar la velocidad del motor con severas condiciones de ruido y de operación.

En la figura 4.59 se muestran las corrientes trifásicas del estator durante el instante de inversión del sentido de giro, el cual ocurre al variar la secuencia de las fases de las corrientes. La frecuencia primero disminuye hasta alcanzar un valor cero(magnitudes constantes de las corrientes), incrementándose posteriormente con la aceleración del motor de inducción.

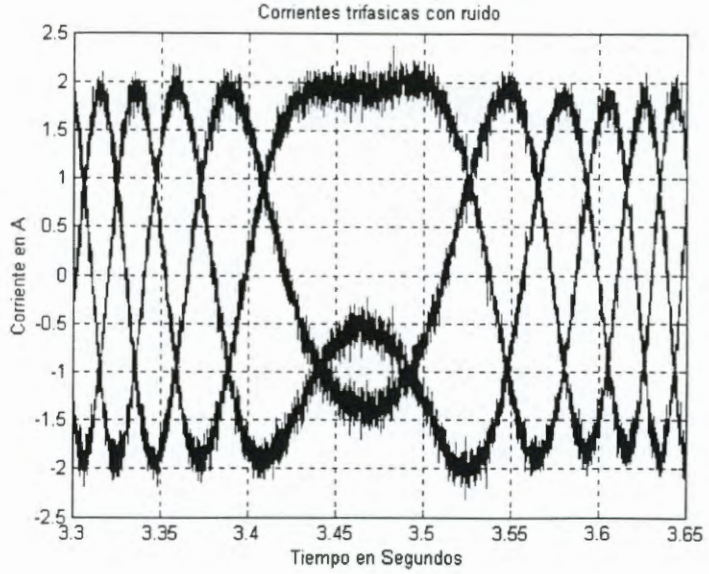


Figura 4.59. Acercamiento de las corrientes trifásicas del motor de inducción.

En la figura 4.60 se muestran los voltajes de estator durante la inversión del sentido del giro del motor de inducción. En la figura 4.61 se observa la señal del flujo del rotor en coordenadas alfa-beta durante la inversión del sentido de giro, lo cual coincide con la inversión de la secuencia de las componentes alfa y beta de la señal del flujo del rotor.

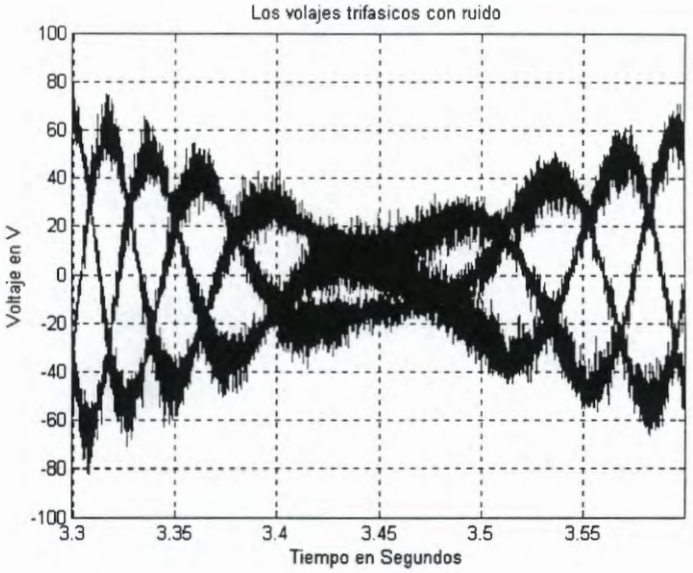


Figura 4.60. Acercamiento Los voltajes trifásicos del estator del motor de inducción.

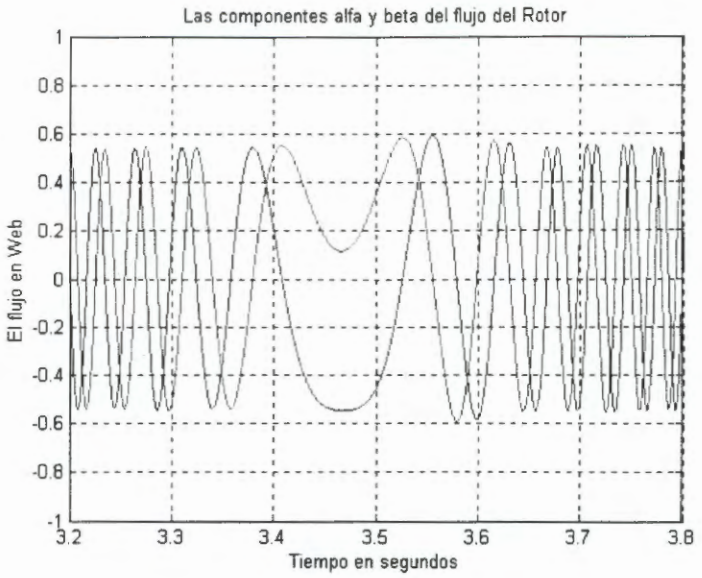


Figura 4.61. Los señales del flujo del rotor en coordenadas alfa-beta durante una inversión del sentido de giro.

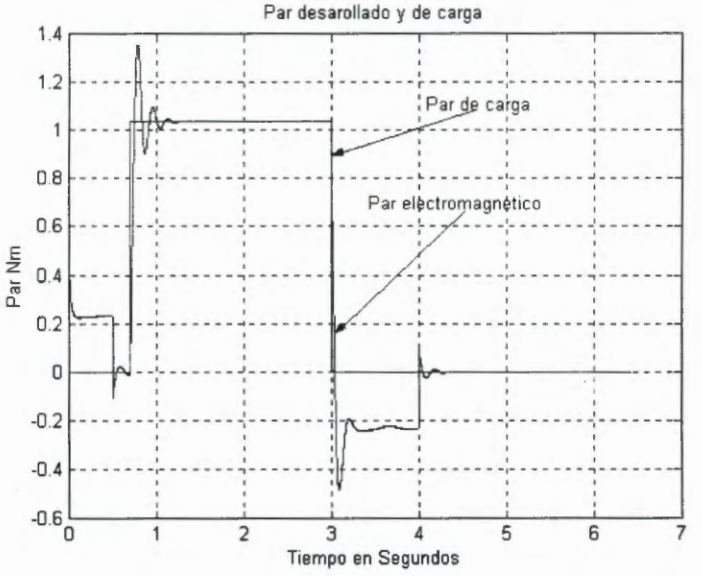


Figura 4.62. Par de carga y par electromagnético del motor de inducción.

En la figura 4.62 se muestra el par electromagnético del motor con un sobre tiro de alrededor del 30% y una oscilación de 0.4s, la cual cesa al alcanzar el valor del par de carga. Durante el cambio de giro, el par desarrollado del motor tiene valor negativo debido a que el motor primero desacelera y después comienza a girar con velocidades negativas, es decir el motor comienza a acelerar en el sentido contrario, Los valores máximos positivos y negativos del par desarrollado se fijan con la saturación del controlador de velocidad.

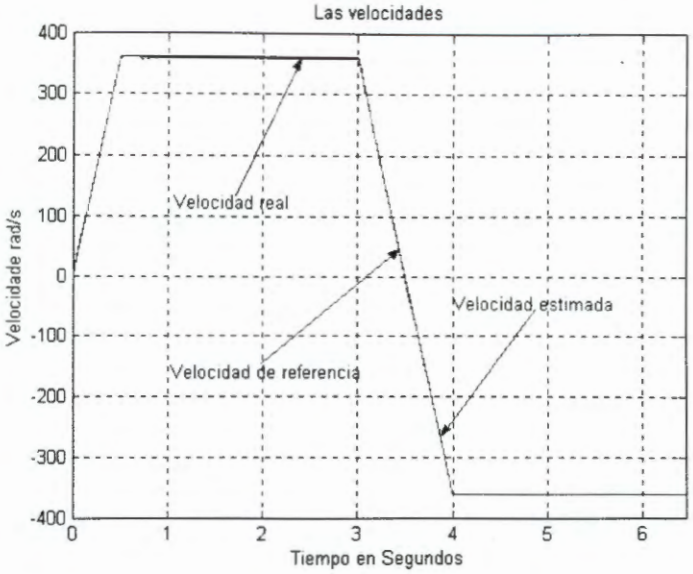


Figura 4.63. Las velocidades real, de referencia y estimada.

En la figura 4.63 se muestran las velocidades real, de referencia y estimada por el filtro de Kalman donde se observa que el error entre ellas es realmente despreciable. En los resultados mostrados se observa que el filtro de Kalman es capaz de estimar la velocidad del motor a pesar de la presencia del ruido, realzándose la inversión del giro del motor sin ninguna dificultad.

4.6. Prueba a bajas velocidades.

En esta fase de la simulación se toma la velocidad de referencia el 10% de la velocidad nominal es decir 36.1 rad/s eléctricos, y las varianzas de los ruidos de la medición y del sistema son de 0.3 y 10 respectivamente . Con estas condiciones, se analizó el comportamiento el filtro de Kalman.

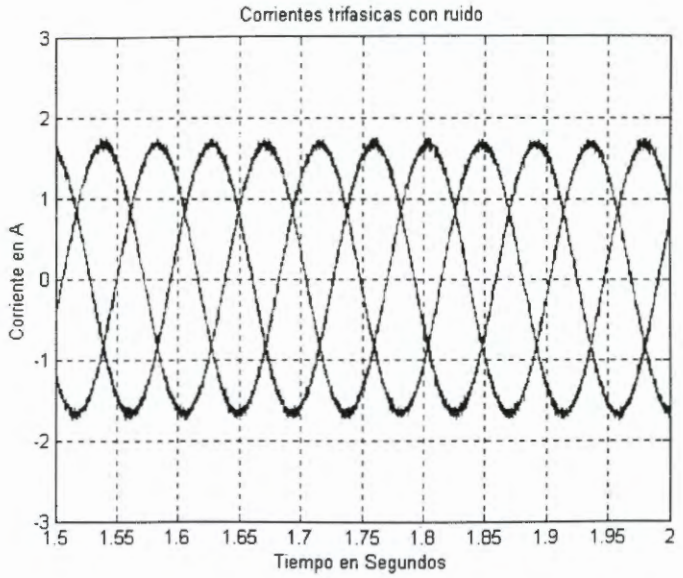


Figura 4.64. Corrientes trifásicas del motor de inducción en el estado estacionario.

En la figura 4.64 se muestran las corrientes del estator con una frecuencia de 6.02 Hz, lo cual representa el 10% de la frecuencia nominal del motor de inducción.

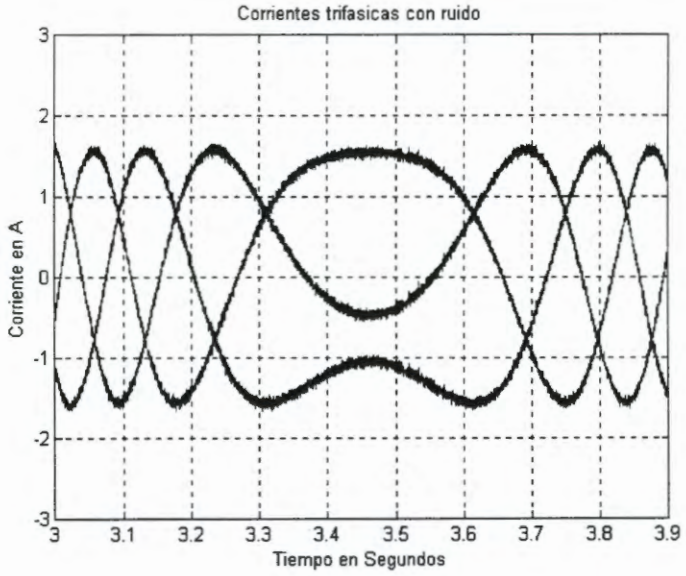


Figura 4.65. Corrientes trifásicas del motor de inducción durante el cambio del sentido de giro.

En la figura 4.65 se muestran las corrientes de estator durante el cambio del sentido de giro en baja velocidad, donde se observa el cambio de la secuencia del sistema trifásico de corrientes.

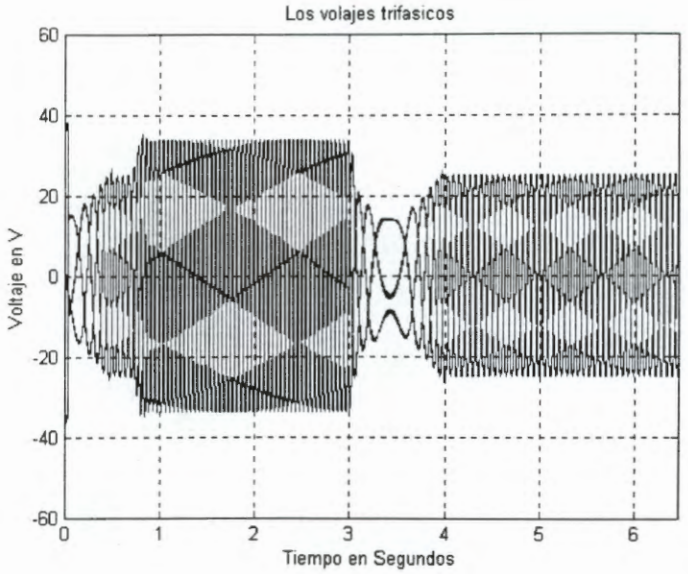


Figura 4.66. Voltajes trifásicos del estator del motor de inducción.

En la figura 4.66 se muestran los voltajes trifásicos del estator donde se observa que los voltajes son de valor reducido, ya que el motor gira a una velocidad del 10% de la velocidad nominal y con un par de carga de 125% del par nominal.

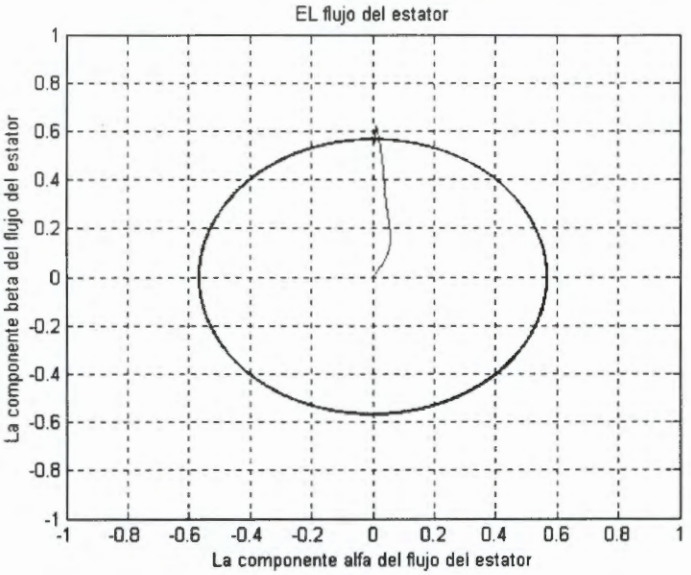


Figura 4.67. Flujo del estator del motor de inducción.

En la figura 4.67 se muestra el flujo del estator del motor de inducción en bajas velocidades, con una forma circular, lo cual indica que las componentes alfa y beta del flujo del rotor son senoidales defasadas por un ángulo de $\frac{\pi}{2}$.

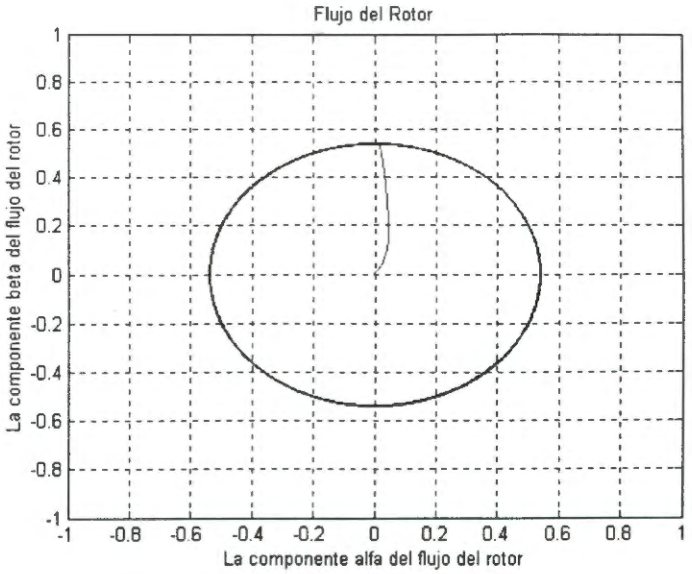


Figura 4.68. Flujo del rotor del motor de inducción.

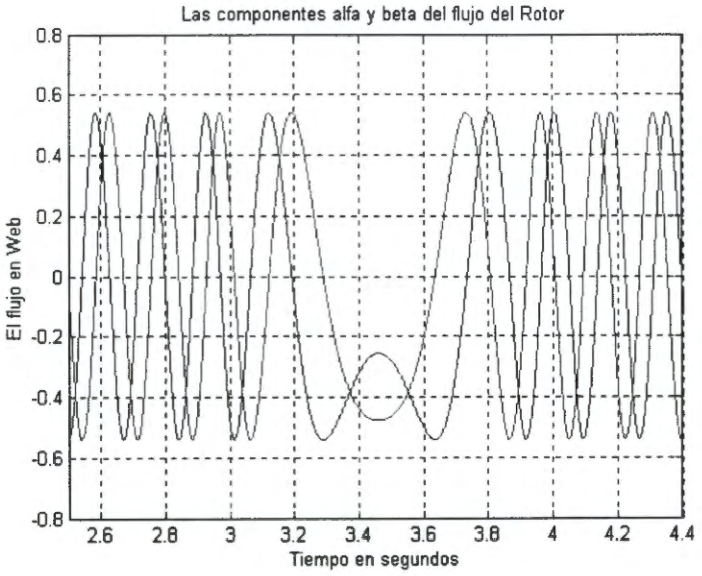


Figura 4.69. Señales del flujo del rotor en coordenadas alfa-beta.

En la figura 4.68 se muestra la componente beta en función del componente alfa del flujo de rotor en bajas velocidades, con una magnitud constante de valor menor que la magnitud del flujo del estator. En la figura 4.69 se muestran las componentes alfa-beta del flujo de rotor durante la inversión del sentido de giro.

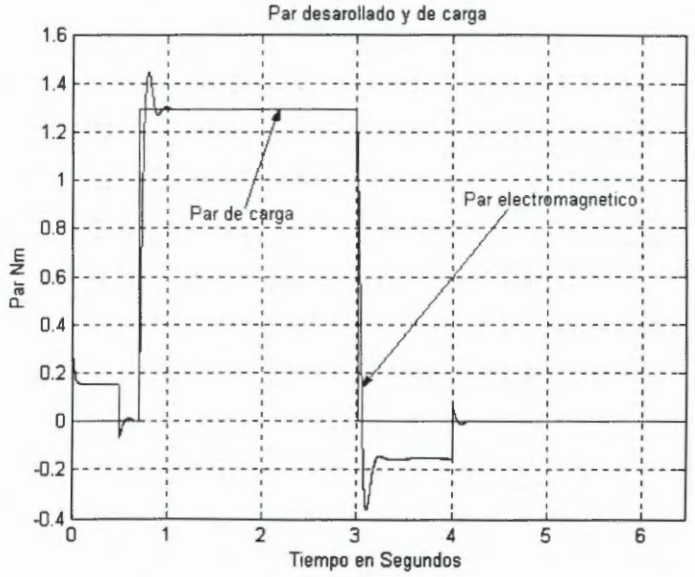


Figura 4.70. El par de carga y el par electromagnético del motor de inducción.

En la figura 4.70 se observa las variaciones del par de carga y del par desarrollado en bajas velocidades. En esta figura se observa un comportamiento satisfactorio del par electromagnético del motor, con un limitado proceso transitorio el cual se debe a que se utilizó un valor mucho menor en el pulso de entrada del lazo de control del par.

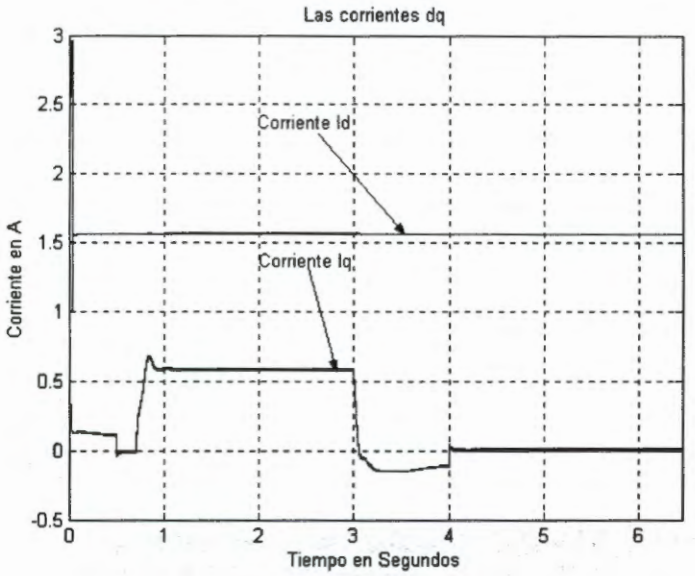


Figura 4.71. Las señales de las corrientes i_{Sq} e i_{Sd}.

En la figura 4.71 se muestran las corrientes i_{Sq} e i_{Sd}, donde se observa que aún en bajas velocidades, la corriente i_{Sd} se mantiene constante y el par es controlado por la componente de corriente i_{Sq}. A partir de las graficas 4.71 y 4.70 se puede observar que el comportamiento dinámico del sistema del control del motor en bajas velocidades es satisfactorio, siendo satisfactoria también la estimación del la velocidad del motor por el filtro de Kalman (figura 4.72).

En la figura 4.72 se muestran las velocidades real, de referencia y estimada, donde se observa que entre la velocidad real y estimada hay una ligera diferencia en el estado estacionario debido al par de carga. Durante la inversión del sentido de giro se elimina el par de carga, manteniéndose prácticamente iguales las tres velocidades. Con estas figuras se demuestra que el filtro de Kalman es capaz de estimar la velocidad del motor de inducción en bajas velocidades, sin que surjan problemas de instabilidad en el sistema de control.

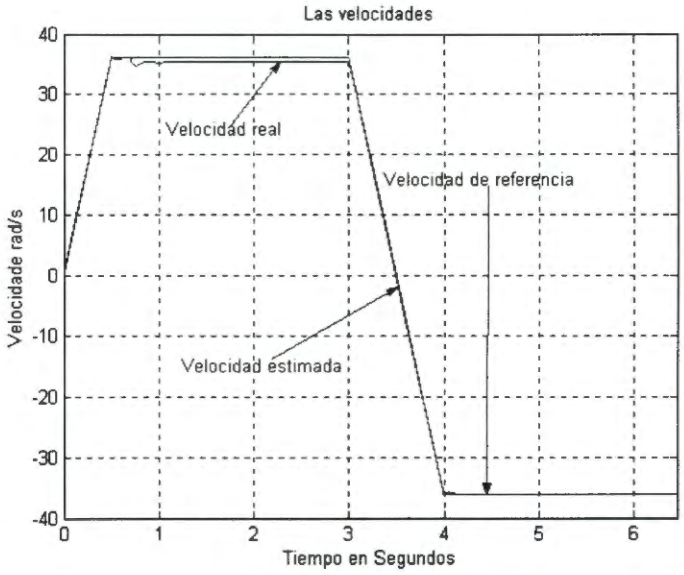


Figura 4.72. Las velocidades real, de referencia y estimada.

4.7. Prueba con una velocidad del 2.5 veces la velocidad nominal.

En esta parte se conservan los valores el uso del ruido del sistema y de la medición. La velocidad del motor alcanza un valor igual a 2.5 veces la velocidad nominal es decir, el motor entra en la zona de campo debilitado con una velocidad de 4312rpm. Cuando el motor alcanza el valor de la velocidad nominal, el voltaje en sus terminales se fija a su valor nominal y no incrementa sin embargo, la frecuencia continua incrementando de forma proporcional con el incremento de la velocidad del motor. Debido a lo anterior, el flujo magnético debe disminuir de forma inversamente proporcional con el incremento de la frecuencia. De esta forma se logra que el voltaje entre los terminales del estator permanezca

constante (figura 4.73) e igual a su valor nominal, lo cual corresponde con un caso práctico.

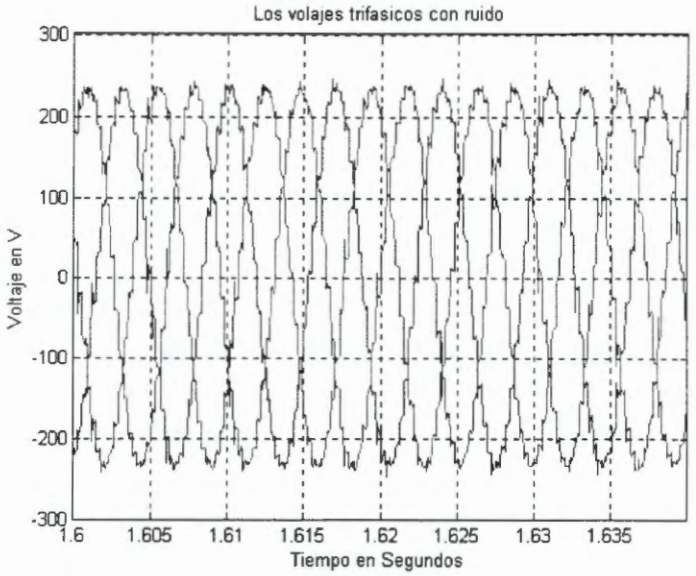


Figura 4.73. Voltaje en los terminales del estator.

En la figura 4.73 se muestran los voltajes trifásicos del estator del motor de inducción con una amplitud de 230 V, donde se observa que la frecuencia es de 149 Hz, además se puede apreciar que los voltajes no son afectados por el ruido del sistema utilizado, ya que el magnitud del ruido es mucho menor que la amplitud los voltajes.

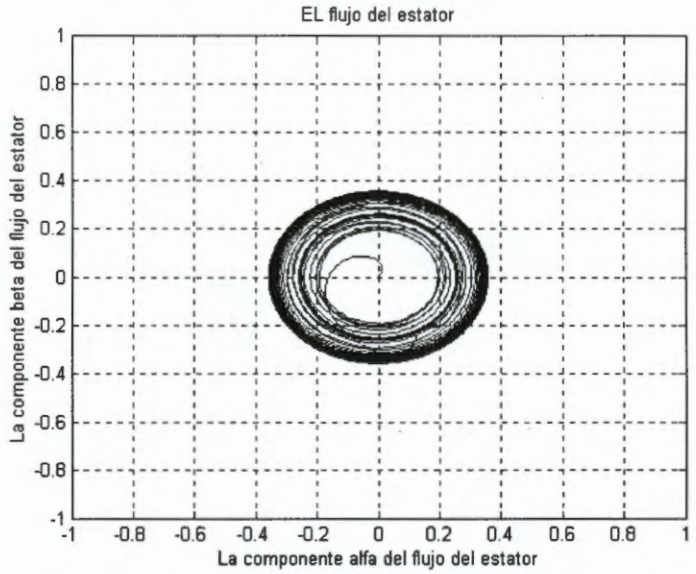


Figura 4.74. Flujo del estator del motor de inducción

En la figura 4.74 se muestra la trayectoria del flujo del estator, donde se puede observar que su magnitud es pequeña, debido a que el motor se encuentra en la zona del campo debilitado, manteniéndose constante el producto frecuencia-flujo magnético.

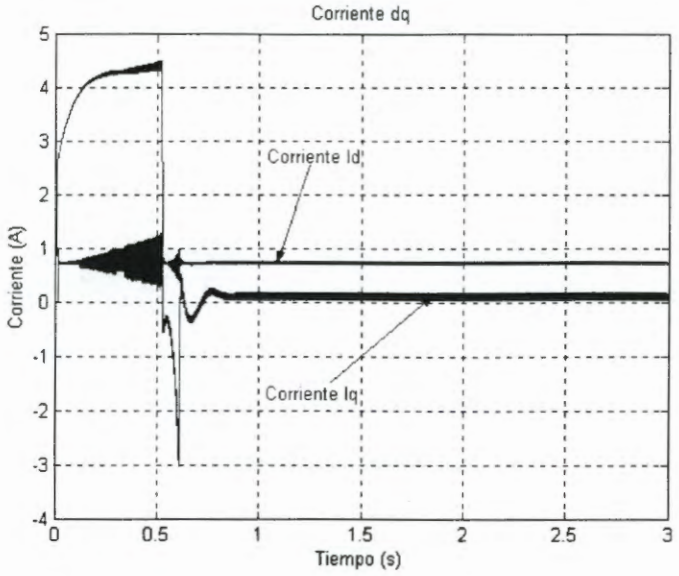


Figura 4.75. Corrientes i_{Sq} e i_{Sd}.

En la figura 4.75 se muestran las componentes de la corriente del estator i_{Sq} e i_{Sd} en el marco de referencia rotatorio dq, donde se observa que la corriente i_{Sd} que representa al flujo tiene un valor de 2.5 veces menor que en los casos mostrados anteriormente.

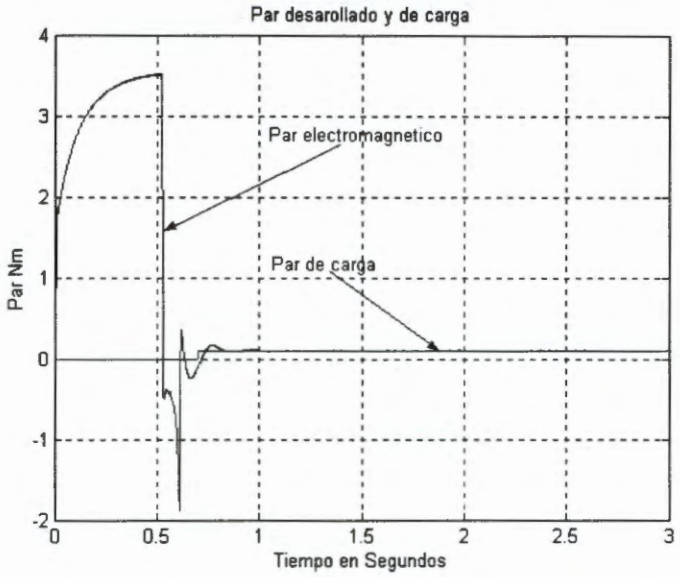


Figura 4.76. Par de carga y Par electromagnético del motor de inducción.

En la figura 4.76 se muestran las variaciones del desarrollado del motor de inducción durante el arranque y en el estado estacionario. Primeramente para un tiempo de 0.5s el motor arranca hasta alcanzar su velocidad de 2.5 veces la velocidad nominal.

En la figura 4.78 se muestran la velocidad real, estimada y de referencia observándose que prácticamente coinciden. A pesar de que la velocidad de referencia es 2.5 veces la velocidad nominal (altas velocidades), y de la presencia del ruido de la medición y del sistema, el filtro de Kalman continua estimando la velocidad real del motor de inducción de manera satisfactoria.

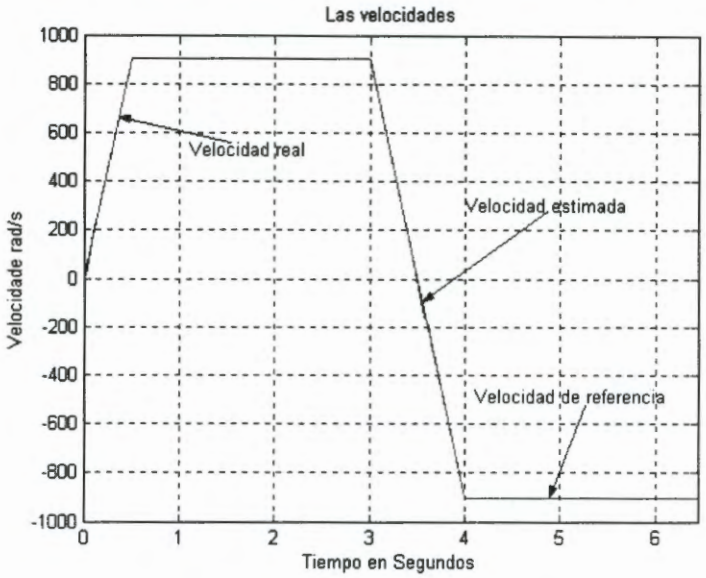


Figura 4.78. Las velocidades real, de referencia y estimada.

En este capitulo se mostraron los resultados de la simulación obtenidos mediante la utilización del paquete Matlab/Simulink y su interpretación. Se probó que el filtro de Kalman es un observador estocástico poco sensible al ruido y a las variaciones de los parámetros físicos de la maquina de inducción. Se pudo comprobar que el filtro de Kalman estima la velocidad sin problemas, presentando inestabilidad solamente con valores excesivamente grandes de los ruidos de medición.

Conclusiones, recomendaciones y aportaciones.

Conclusiones.

1. De los resultados obtenidos se puede afirmar que con el Filtro discreto extendido de Kalman se puede estimar la velocidad del motor de inducción. De esta forma se puede aplicar este estimador en un sistema de control vectorial de la velocidad del motor de inducción, sin necesidad de utilizar sensor de velocidad.

2. Como no es posible conocer con exactitud los ruidos que afectan al sistema de control, no resulta factible determinar las matrices de ruido del sistema (R) y de medición (Q) de forma exacta.

3. Se escogió un tiempo de muestreo de $300\mu s$, lo cual permite que el sistema discretizado sea estable.

4. La matriz de convarianza del sistema error se inicializó de tal forma que el sistema converge, es decir la velocidad estimada por el filtro de Kalman y la velocidad real del motor tienden a converger en un mismo valor de referencia.

5. Durante la simulación, fue necesario colocar bloques de retraso en la señal de voltaje de entrada al motor para lograr una correcta operación entre la parte discreta y la parte continua del sistema de control.

6. La sintonización de los reguladores proporcional – integral (PI) de los lazos cerrado de control de la velocidad, flujo y par se realizó utilizando el método de sintonización de Ziegler-Nichols y de las ecuaciones del control vectorial.

7. En la simulación se utilizo el ruido de la medición con varios niveles, y el ruido del sistema con una varianza fija, con el fin de comprobar la sensibilidad del filtro de Kalman ante diferentes niveles ruido.

8. Por lo general durante la simulación, los parámetros del motor y los parámetros utilizados en el filtro de Kalman son idénticos sin embargo, durante la operación estos parámetros pueden variar debido a las variaciones de la temperatura, el efecto skin y la saturación. Para probar la capacidad del filtro de Kalman en la estimación de la velocidad, se hizo una variación de los parámetros físicos del motor, sin que estos parámetros varíen en la copia del sistema utilizada por el algoritmo de Kalman.

9. Se probo que el filtro de Kalman es poco sensible al ruido y a las variaciones de los parámetros físicos del motor de inducción, sin embargo un ruido de potencia considerable o una variación grande en los parámetros pueden provocar un deterioro en la estimación de las variables de estado y por lo tanto, se degenera el control del motor de inducción y el filtro de Kalman resulta incapaz de estimar la velocidad del motor de inducción, surgiendo problemas de instabilidad.

Recomendaciones.

1. Analizar la posibilidad de usar el filtro de Kalman para estimar la variación en línea de los parámetros del motor.

2. Concluir la implementación del sistema y trazar en el laboratorio oscilogramas donde se comparen la velocidad estimada y la velocidad real del motor, comprobando la efectividad del sistema con diferentes condiciones de operación.

3. Utilizar el filtro de Kalman en la implementación de un sistema de control de la velocidad sin sensores, tomando como base el control directo del par (DTC) y el autocontrol directo del par (DSC).

4. Realizar un análisis teórico y práctico con el objetivo de determinar las matrices de los ruidos del sistema y de medición, la matriz de covarianza del sistema error y su influencia en la convergencia a cero del sistema error.

5. Investigar la utilización del filtro de Kalman en la estimación de la resistencia del estator, los flujos del motor y la velocidad del motor en bajas velocidades.

Aportaciones.

Se logró por primera vez en nuestro grupo de investigación, la utilización del filtro de Kalman como observador de la velocidad del motor de inducción, creándose las bases para trabajos futuros de implementación de este sistema en el laboratorio.

REFERENCIAS

[1]: Hen-Geul Yeh "*Systolic Implementation On Kalman Filters* ", IEEE Transaction On Acoustics, And Signal Prossing, Vol 36 No 9 September 1988

[2]: T. Kataoka, S. Toda, And Y.Sato "*On-Line Estimation Of Induction Motor By Extended Kalman Filter*" the Europeen Power Electronics Association 1993

[3]: Chiman M. Kwan, Senior Member IEEE, And Frank L. Lewis, Fellow, IEEE " A Note On Kalman Filtring " IEEE Transaction On Education, Vol. 42, No. 3, August 1999

[4]: Luigi Salvatore, Silvio Stasi, And Lea Tarchioni " A New EKF-Based Algorithm For Flux Estimation In Induction Machines "" IEEE Transaction On Industrial Electronics, Vol. 40, No. 5, October 1993

[5]: L. Harnefor " A Comparison Between Directly Parameterized Observers And Extended Kalman Filters For Sensorless Induction Motor Drives" Power And Variable Speed Drives, 21-23 September 1998, Conference Publication No. 456 IEE 1998

[6]: A. Dell´ Aquila, S. Papa, L. Salvatore, Y S. Stasi " A Delayed State Kalman Filter For On-Line Estimation Of Induction Motor Parameters And Rotor Flux Space Vector Position " 0-7803-31-09-5/96 IEEE

[7]: Balazs Simor "Sensorless Control With Kalman Filter On TMS320 Fixed-Point DSP" Literatura Numero BPRA057, Texas Instruments Europe Julio 1997.

[8]: M. A. Ouhrouche, S. Lefebvre Y X.D. Do " Application Of An Extended Kalman Filter To Rotor Speed And Resistance Estimation In Induction Vector Control " 0-7803-4314-X/98 1998 IEEE

[9]: SIMULINK Dynamic System Simulation For Matlab Version 2 Using Simulink. The Math Works, Inc. January 1997.

[10]: Maquinas eléctricas Stephane J. Chapman segunda Edición 1997

[11]: Hisao Kubota and Kouki Matsuse " Speed Sensorless Field Oriented Control of induction machines using Flux Observer" 0-7803-1328-3/94$03.00C 1994 IEEE.

[12]: I. R. Petersen and D W J Pulle " Kalman filtering applied to induction motors a deterministic viewpoint" Power Electronics and Variable speed drives, 21-23 September 1998, conference Publication N 456 IEE 1998

[13]: Silverio Bolognani, Roberto Oboe, and Mauro Ziglitto " Sensorless Full-Digital PMSM Drive With EKF Estimation of Speed and Rotor Position" IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL 46, N 1, FEBRUARY 1999.

[14]: M. A. Ouhrouche, S. Lefebvre and X. D Do " Application of an Extended Kalman Filter to Rotor Sped an Resistance Estimation in induction motor Vector Control" 0-7803-4314-X/98/$10.00 c 1998 IEEE

[15]: A. Brosse and G. Henneberger " DIFFERENT MEDELS OF THE SRM IN STATE SPECE FORMAT FOR THE SENSORLESS CONTROL USING A KALMAN FILTER" Power Electronics and Variable Speed Drive, 21-23 September 1998, Conference Publication n 456 c IEE 1998.

[16]: E. Von Westerholt, M. PietrzaK David and B. de Fornel " Extended State Estimation of Nonliner Modeled Induction Machines" 0-7803-0695-3/92$3.00 c 1992 IEEE.

[17]: Bajarne A. Foss y Finn A. Michelsen "A FILTER FOR SYSTEMS WITH STOCHASTIC CONVARIANCE" Ch3076-7/91/0000-3088$01.00 c 1991 IEEE.

[18]: Alredo Victor Mantilla " Control vectorial de motores de induccion usando procesadores digitales de señales" tesis de maestria CIC mayo 2000.

[19]: Tyrone L. Vincent, Khargonekar " A Class of Nonlinear Filtering Problems Arising from Drifting Sensor Gains" IEEE TRANSACTIONS ON AUTOMATIC CONTROL, vol 44, No 3 march 1999.

[20]: Peter Vas "Sensorless Vector and direct Torque Control" Oxford University Press 1998.

[21]: "Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors" Literature Number BPRA073 Texas Instruments Europe, February 1998.

[22]: J. M. D. Murphy and F.G. TURNBULL "Power Electronic Control of AC Motors" Pergamon Press First edition 1988.

[23]: Mifang Ruan and Ajit K. Choudhury "optimal Control with Actuator/Sensor Noise Strengths Related to Feedback and Kalman Gain" Proceedings of the 31st Conference on Decision and Control Tucson, Arizona December 1992.

[24]: M. boutayeb and M. Darouch "A Kalman-Type observer for discrete time systems with multiple delays" Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control Tampa, Florida December 1998.

[25]: C. Manes, F. Parasiliti, M. Trrsini "A Comparative Study of rotor flux estimation in Induction motors UIT Nonlinear observer and Extended Kalman Filter" 0-7803-1328-3/94$03.00 c 1994 IEEE.

[26]: David W. Carter " A Circuit Theory of the Kalman Filter "Proceedings of the 32nd IEEE Conference on Decision and Control San Antonio, Texas December 1993.

[27]: D. W. Noyotny and T. A. Lipo " Vector Control and Dynamics of AC Drives" Oxford University Press, First published 1996, reprint 1997, 1998, 2000.

[28]: "Clarke & Park Transforms on the TMS320C2xx "Application Report Literature Number: BPRA048 de Texas Instrument.

[29]: "Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors" Literature Number BPRA073 Texas Instruments Europe February 1998.

[30]: "Implementation of a Speed field Orientated Control of Three Phase AC Induction Motor using TMS320F240" Literature Number: BPRA076 Texas Instruments Europe March 1998.

[31]: Hasse K. " Zur Dynamic Drehzahlgeregelter Antriebe mit stromaschinen" techn. Hoschsch. Darmstadt Dissertattion 1969

[32]: Blaschke F. "The principle of field orientation as applied to new close loop control system for rotating field machines" Siemens Rev 39, 5 May 1972.

[33]: Zhang Youmin, Pan Quan, Zhang Hongcai and Dai Guanzhog "A PARALLEL DECOUPLED FOLTERING ALGORITHEM AND SYSTOLIC ARCHITECTURE" Proceedings of the 32ND Conference on Decision and Control San Antonio, Texas December 1993.

[34]: Malik Eibuluk and Nikola Langovsky "Design and Implementation of A Closed Loop Observer and Adaptive Controller for Induction Motor Drives" 0-7803-3544-9/96 $5.00 1996 IEEE.

[35]: Donald S. Zinger "A Flux Control for Improved Dynamic Response" 0-7803-0453-5/91 $1.00 1991 IEEE.

[36]: Che Ming Lee and Chern Lin Chen "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Kalman Filter Assisted Adaptive Observer" IEEE TRANSACTION ON INDUSTRIAL ELECTRONICS VOL. 45, NO. 2 APRIL 1998.

[37]: Matlab " The language of technical computing" Version 5, The Math works Inc.

[38]: Simulink " Dynamic System Simulation for Matlab" Version 2 The Math works

[39]: "An adaptive speed estimator for induction motors based on a kalman filter with low sample time"
Mora, J.L.; Torralba, A.; Franquelo, L.G. Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual , Volume: 2 , 2001Page(s): 794 –798

[40]: "Instability phenomena and remedies in sensorless indirect field oriented control"
Harnefors, L. Power Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 15 Issue: 4 , July 2000 Page(s): 733 –743

[41]: "Direct torque control of induction motor with extended Kalman filter"
Pai A, D.; Umanand, L.; Rao, N.J. Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. PIEMC 2000. The Third International , Volume: 1 , 2000 Page(s): 132 -137 vol.1

[42]: "Speed estimated for vector control of induction motor using reduced-order extended Kalman filter"
Qiongxuan Ge; Zhiyue Feng Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. PIEMC 2000. The Third International , Volume: 1 , 2000 Page(s): 138 -142 vol.1

[43]: "Luenberger, Kalman and neural network observers for sensorless induction motor control"
Cuibus, M.; Bostan, V.; Ambrosii, S.; Ilas, C.; Magureanu, R. Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. PIEMC 2000. The Third International , Volume: 3 , 2000 Page(s): 1256 -1261 vol.3

[44]: "Comparison of two extended observers for the resistance estimation of an induction machine"
Raison, B.; Arza, J.; Rostaing, G.; Rognon, J.P. Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE , Volume: 2 , 2000 Page(s): 1330 - 1335 vol.2

[45]: "Comparison of different state models in direct torque control of induction machines operating without speed sensor"
El Hassan, J.; Westerholt, E.V.; Roboam, X.; De Fornel, B. Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE , Volume: 3 , 2000 Page(s): 1345-1352 vol.3

[46]: "Two efficient Kalman filters for flux and velocity estimation of induction motors"
Hilairet, M.; Auger, F.; Darengosse, C. Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual , Volume: 2 , 2000 Page(s): 891 -896 vol.2

[47]: "Speed estimation of an induction motor drive using extended Kalman filter"
Shi, K.L.; Chan, T.F.; Wong, Y.K.; Ho, S.L. Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE , Volume: 1 , 2000 Page(s): 243-248 vol.1

[48]: "Low-speed performance comparison of induction motor sensorless control methods"
Rui Zhou; Jih-Sheng Lai Computers in Power Electronics, 2000. COMPEL 2000. The 7th Workshop on , 2000 Page(s): 247-252

[49]: "Refinements of the Ziegler-Nichols tuning formula"
Hang, C.C.; Astrom, K.J.; Ho, W.K. Control Theory and Applications, IEE Proceedings D [see also IEE Proceedings-Control Theory and Applications] , Volume: 138 Issue: 2 , March 1991 Page(s): 111-118

[50]: "DSP based sensorless control for induction motor using extended Kalman filter"
Deng Bing; Tian Tao; Pan Junmin Electronics, Circuits and Systems, 2000. ICECS 2000. The 7th IEEE International Conference on , Volume: 1 , 2000 Page(s): 390 - 393 vol.1

[51]: "Ingeniería de Control Moderna" Katsuhiko Ogata Segunda edición en español 1993.

Determinación de los parámetros físicos del motor de inducción.

Para determinar los parámetros del circuito equivalente en el estado estacionario del motor de inducción (figura A1), se realizaron varios ensayos en el laboratorio, los cuales se describen a continuación.

Los detalles exactos de cómo se deben realizar los ensayos para obtener resultados confiables se describen en la norma 112 del IEEE.

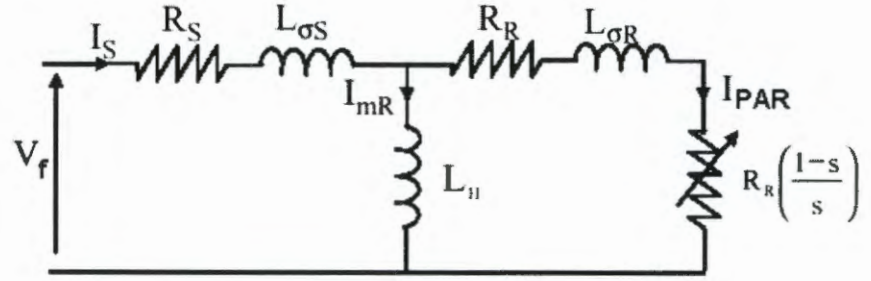


Figura A.1: Determinación de la resistencia del estator del motor de inducción

Ensayo para determinar la resistencia del estator:

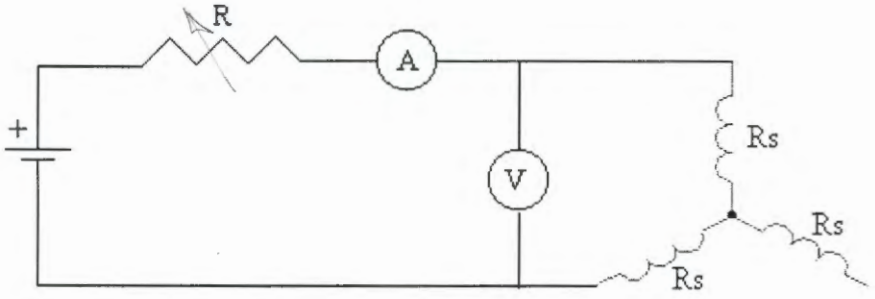


Figura A.2: Determinación de la resistencia del estator del motor de inducción.

En la figura A2 se muestra el circuito básico para determinar el valor de la resistencia del estator.

Para realizar la prueba, primero se ajusta la corriente a su valor nominal en el devanado del estator y se mide el voltaje entre los terminales del motor de inducción. La corriente se mantiene hasta que el devanado alcanza próximamente su temperatura nominal.

A2

En la figura A1 la corriente fluye a través de dos fases del motor, siendo la resistencia total igual a $2R_S$, por lo tanto:

$$2R_s = \frac{V_{cc}}{I_{cc}}$$

resultados de la prueba:

$R_{s12} = \frac{15.27}{0.84}$ resistencia de los devanados 1 y 2 del motor

$R_{s13} = \frac{15.27}{0.84}$ resistencia de los devanados 1 y 3 del motor

$R_{s32} = \frac{15.18}{0.84}$ resistencia de los devanados 3 y 2 del motor

$$Rs = \frac{R_{s12} + R_{s13} + R_{s32}}{6}$$

entonces

$$R_s = 9.07\Omega$$

Ensayo en vacío.

En este ensayo se miden las perdidas rotacionales del motor de inducción y se calcula la magnitud de la corriente de magnetización. En la figura A3 se muestra el circuito para la realización de esta prueba.

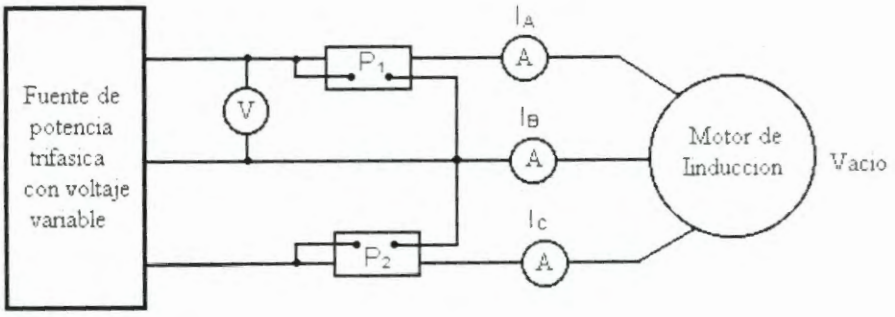


Figura A3: Circuito de prueba para el ensayo en vacío.

La única carga en el motor es la fricción y las perdidas por vendaval, por lo tanto prácticamente toda la potencia de entrada del motor es igual a las perdidas mecánicas, siendo el deslizamiento del motor muy pequeño. Entonces la resistencia correspondiente a la conversión de potencia

$R_r(1-s)/s$ es muy grande comparada con la resistencia del rotor R_r y con la reactancia de dispersión del rotor X_2, por lo tanto el circuito equivalente del motor de la figura A1 queda como sigue:

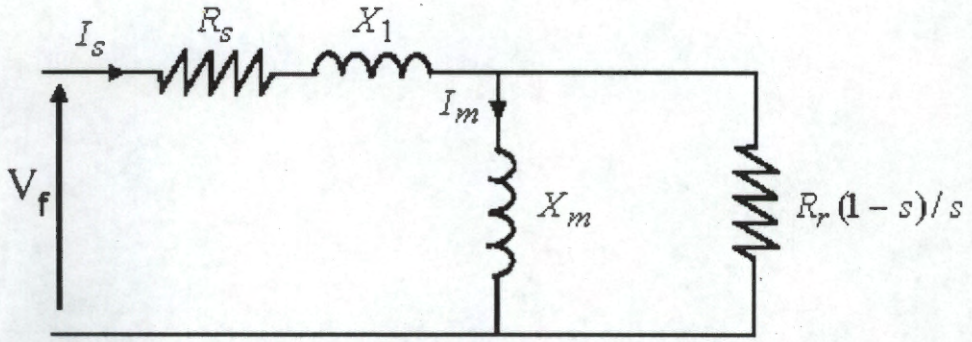


Figura A4: Circuito equivalente en la prueba en vacío.

El circuito mostrado en la figura A4 describe el funcionamiento del motor en el ensayo en vacío. En estas condiciones se tiene que la resistencia $R_r(1-s)/s$ es de un valor muy grande y se encuentra en paralelo con la reactancia de magnetización X_m. La corriente necesaria para establecer el campo magnético es bastante grande en un motor de inducción, debido a la alta reluctancia de su entrehierro, por lo tanto la reactancia de magnetización X_m será de valor muy pequeño, por lo tanto la corriente del motor es una corriente altamente inductiva, y gran parte de la caída de voltaje será a través de los elementos inductivos del circuito equivalente del motor de inducción, entonces la impedancia de entrada equivalente es puede aproximar a:

$$Z_{ent} = \frac{V_f}{I_n} \approx X_1 + X_m$$

Resultados de la prueba:

$$Z_{ent} = \frac{128.7}{0.9125}$$

entonces:

$$X_1 + X_m = 140.27\Omega$$

Es necesario conocer X_1 para poder determinar el valor de la reactancia de magnetización X_m.

Ensayo del rotor bloqueado.

El último ensayo, se llama ensayo a rotor bloqueado, donde se le aplica un voltaje reducido al motor y se miden el voltaje, la corriente y la potencia en sus terminales. En la figura A3 se muestra el circuito de prueba para este ensayo.

En la prueba se le aplica un voltaje de corriente alterna, se ajusta la corriente del estator para que sea aproximadamente igual a su valor de plena carga, midiéndose el voltaje, la corriente de cada fase y la potencia de entrada del motor de inducción.

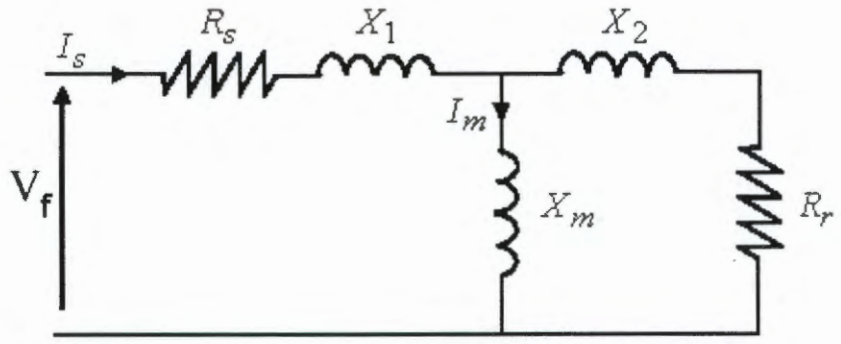


Figura A5: Circuito equivalente en la prueba rotor bloqueado.

En este ensayo la velocidad del rotor es cero, por lo tanto el deslizamiento tiene valor igual a uno ($s = 1$) Entonces la resistencia del termino $R_r(1-s)/s$ tiene un valor igual a cero. Como la resistencia R_r del rotor y la reactancia de dispersión del rotor X_2 son relativamente pequeñas, casi toda la corriente de entrada circula a través de ellas en el lugar de hacerlo a través de la reactancia de magnetización X_m, por lo tanto en estas condiciones el circuito equivalente tiene la forma mostrada en la figura A5.

Sin embargo, ocurre un problema con este ensayo. En la operación normal del motor de inducción, la frecuencia del estator es de 50 a 60Hz, durante el arranque, el rotor también tiene la misma frecuencia que el estator, pero durante una operación cercana a su condición nominal, el deslizamiento es del orden de 2 a 8% y la frecuencia de la corriente en los conductores del rotor es del orden de 1 a 4Hz. Esto crea un problema ya que la resistencia efectiva del rotor es una función de la frecuencia en el diseño de los motores de clase B y C, y la frecuencia incorrecta del rotor puede determinar un resultado equivocado en el ensayo. Una solución típica es usar una frecuencia baja en

esta prueba (la sección no cuenta con una fuente trifásica con frecuencia de voltaje variables)

En la realización del ensayo de rotor bloqueado se toma en cuenta que la corriente que circula en el motor de inducción sea cercana al valor nominal. En este punto se miden la potencia, el voltaje y las corrientes de alimentación antes que se caliente demasiado el motor de inducción demasiado. La potencia de alimentación del motor se halla por medio de la formula siguiente:

$$P_{ent} = \sqrt{3} V_L I_L \cos\theta$$

Entonces el factor de potencia del ensayo rotor bloqueado queda como sigue:

$$FP = \cos\theta = \frac{P_{ent}}{3V_L I_L}$$

El ángulo de la impedancia del circuito del motor durante el ensayo es igual a θ, y siendo su magnitud igual :

$$Z_{rb} = \frac{V_L}{3I_L}$$

utilizando el factor de potencia se obtiene:

$$Z_{rb} = Z_{rb}\cos\theta + j\, Z_{rb}\, sen\theta$$

Donde la resistencia del motor a rotor bloqueado tiene la siguiente expresión:

$$R_{rb} = R_r + R_s$$

Mientras que la reactancia del motor a rotor bloqueado tiene la siguiente expresión:

$$X'_{rb} = X'_1 + X'_2$$

Donde X'_1 y X'_2 son las reactancias del estator y del rotor en la frecuencia del ensayo, en nuestro caso se realizó la prueba a 60Hz bebido que la sección no cuenta con una fuente de frecuencia variable. Entonces la reactancia del circuito equivalente a la frecuencia nominal, se puede calcular con la expresión:

$$X_{rb} = \frac{f_n}{f_{ensayo}} X'_{rb} = X_1 + X_2$$

Resultados de la prueba:

$$Z_{rb} = \frac{38.68}{1.4} = 27.62\Omega$$

$$\cos\theta = \frac{P_{ent}}{\sqrt{3}V_L I_L} = \frac{125}{\sqrt{3}*1.4*67}$$

Entonces :

$\cos\theta = 0.769$ y $\theta = 39.7^o$

Por lo tanto:

$$R_{rb} = R_r + R_s = 26.62 * 0.769 = 20.48\Omega$$

Entonces

$R_r = R_{rb} - R_s = 11.41\Omega$ a la temperatura de $20^o c$

y

$$X_{rb} = X_1 + X_2 = 26.26 * sen39.7 = 17.00\Omega$$

Tomando en cuenta que el diseño del motor de inducción es clase B

Entonces :

$X_{rb} = 0.4X_1$ por lo tanto $X_1 = 0.4 * 17 = 6.8\Omega$

y

$X_{rb} = 0.6X_2$ por5 lo tanto $X_2 = 0.6 * 17 = 10.2\Omega$

$$L_{\sigma s} = \frac{6.8}{2 * \pi * 60} = 18mH$$

$$L_{\sigma r} = \frac{10.2}{2 * \pi * 60} = 27mH$$

Calculo de la inductancia de magnetización.