



INSTITUTO POLITECNICO NACIONAL
COORDINACION GENERAL DE POSGRADO E INVESTIGACION

CARTA CESION DE DERECHOS

En la Ciudad de México, Distrito Federal, el día **11** del mes de **Agosto** del año **20004**, el (la) que suscribe **José Antonio Sixto Berrocal** alumno(a) del Programa de **Maestría en Ciencias en Ingeniería Eléctrica Opción Control** con número de registro **B001204**, adscrito a la Sección de Estudios de Posgrado e Investigación de la ESIME Unidad Zacatenco, manifiesta que es autor(a) intelectual del presente Trabajo de Tesis bajo la dirección del **Dr. Jaime José Rodríguez Rivas** y cede los derechos del trabajo intitulado: **Control Vectorial del Motor de Inducción en Bajas Velocidades**, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, graficas o datos dell trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a las siguientes direcciones: **sixto74@yahoo.com** o **jjrodrig@ipn.mx**.

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

José Antonio Sixto Berrocal

Nombre y firma



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 11:00 horas del día 22 del mes de Enero del 2004 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:

“CONTROL VECTORIAL DEL MOTOR DE INDUCCION EN BAJAS VELOCIDADES”

Presentada por el alumno:

SIXTO
Apellido paterno

BERROCAL
materno

JOSE ANTONIO
nombre(s)

Con registro:

0	0	1	2	0	4
---	---	---	---	---	---

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. TADEUSZ NIEWIEROWICZ

DR. RAUL CORTES MATEOS

DR. DAVID ROMERO ROMERO

DR. LESZEK KAWECKI ZLOTKOWSKA

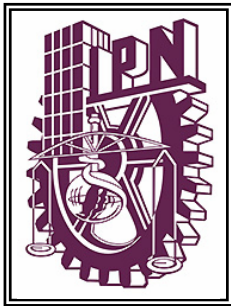
M. EN C. TOMAS ASIAIN OLIVARES

EL PRESIDENTE DEL COLEGIO

DR. FLORENCIO SANCHEZ SILVA



SECCION DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACION



INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

**ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA
MECÁNICA Y ELÉCTRICA**

**SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E
INVESTIGACIÓN**

**CONTROL VECTORIAL DEL MOTOR DE
INDUCCIÓN EN BAJAS VELOCIDADES**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

**MAESTRO EN CIENCIAS CON ESPECIALIDAD
EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

PRESENTA

ING. JOSÉ ANTONIO SIXTO BERROCAL



MÉXICO, D.F.

2004

RESUMEN

En la presente tesis se desarrolla el programa de simulación de un motor de inducción trifásico tipo jaula de ardilla, de su control y de la técnica PWM llamada de *vectores espaciales* (SVM por sus siglas en inglés) necesaria para determinar los patrones de disparo de los transistores del inversor fuente de voltaje; etapa de potencia con la que se logra la manipulación de la velocidad motor.

En cuanto al modelo del motor, se muestra su comportamiento cuando es alimentado por tres fuentes *senoidales* de voltaje y por un inversor fuente de voltaje en lugar del suministro eléctrico convencional. Por supuesto, también se muestran los principios de dicho inversor y de su SVM.

El control que se presenta es del tipo *vectorial directo con orientación de flujo del estator* (FOC por sus siglas en inglés), con el cual se transforma esencialmente la estructura dinámica de una máquina de CA a una estructura parecida a la de un motor de CD de excitación separada. Para que la velocidad y el flujo del estator del motor se mantengan en ciertos valores, el control incorpora dentro de su estructura a cuatro controladores: el de velocidad, el del flujo del estator, el de la corriente productora de par y el de la corriente productora de flujo. La presencia de estos cuatro controladores, hace compleja su *sintonización*¹, motivo por el cual en esta tesis se desarrolla un método para sintonizar dichos controladores.

También se estudian las razones por las cuales el *control vectorial* del motor tiene un desempeño muy pobre en bajas velocidades y las formas en que pueden corregirse. Las razones de este bajo desempeño se encuentra en la mala adquisición de las señales de voltaje y corriente, además de la incrementada sensibilidad a la variación de los parámetros de la máquina (principalmente las resistencias del estator y del rotor). Para compensar la alta sensibilidad del esquema de control a las variaciones de la resistencia del estator, se desarrolla un estimador de esta resistencia. Para corregir el problema de la mala adquisición de las señales de corriente (el cual se refleja en la estimación del flujo del estator), se desarrolla un esquema de compensación de las salidas de los *integradores puros* con los cuales se estima el flujo del estator.

Finalmente, se describe un estimador de la velocidad del rotor, con el que se logra incrementar la confiabilidad del control y prescindir de un dispositivo electrónico caro y, en ocasiones, imposible de instalar.

Con todos estos elementos, se logra desarrollar un esquema de ***control vectorial del motor de inducción a bajas velocidades***.

¹ Comúnmente, los controladores son tipo PI, por lo que en la sintonización se deben encontrar los valores de cuatro constantes proporcionales y cuatro integrales.

ABSTRACT

On the present thesis the program of simulation of a motor of induction three-phase type squirrel cage is developed, of its control and of the technical PWM called of space vectors (SVM for its initials in English) necessary to determine the patterns of shot of the investor's voltage source transistors; stage of power with which the manipulation of the motor is achieved.

As for the model of the motor, the principles that govern their behavior in steady state and transitory are approached and their behavior is shown when it is fed by three *senoidales* voltage sources and for an voltage source inverter instead of the conventional electric supply. Of course, the inverter's and SVM's principles are also shown.

The control that is presented is of the *direct vectorial type with orientation of the stator flow* (FOC for its initials in English), with which essentially transforms the dynamic structure of a CA machine to a similar structure to that of a separate excitement CD motor. So that the speed and the motor's stator flow stay in certain values, the control incorporates inside its structure to four controllers: that of speed, that of the stator flow, that of the current producer of torque and that of the current producer of flow. The presence of these four controllers, makes complex its *tuning*², reason for which in this thesis an fuzzy auto-tuning system of the controllers is developed.

The reasons by which the vectorial control of the motor has a very poor performance in low speeds and the forms in that they can be corrected are also studied. The reasons of this poor performance are in the bad acquisition of the voltage and current signs, besides the increased sensibility to the parameter's variation of the machine (mainly the estator and rotor resistances). To compensate the high control's sensibility to the variations of the stator resistance, an estimador of this resistance is developed. To correct the problem of the bad acquisition of the current signs (which is reflected in the estimate of the estator flow), a compensatory schema of the *pure integrator's* exits is developed with which it is estimated the estator flow.

Finally, an estimador of the rotor speed is described, with which is possible to increase the control's reliability and to do without expensive electronic device and, in occasions, impossible to install.

With all these elements, it is possible to develop an outline of ***vectorial control of the three-phase induction motor without sensor and high performance in low speeds.***

² Commonly, the controllers are type PI, for what they should be find the values of four proportional constants and four integrals in the tuning.

CONTENIDO

RESUMEN	I
ABSTRACT.....	II
ÍNDICE	
CONTENIDO	III
FIGURAS	V
TABLAS	XI
GLOSARIOS	
GLOSARIO DE TÉRMINOS	XII
GLOSARIO DE SÍMBOLOS	XIII
CAPÍTULO I	
INTRODUCCIÓN	
1.1 ANTECEDENTES TEÓRICOS	1
1.1.1 TÉCNICAS DE CONTROL DEL MOTOR DE INDUCCIÓN TIPO JAULA DE ARDILLA	1
1.1.2 TÉCNICAS DE ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD DE MOTORES DE INDUCCIÓN TIPO JAULA DE ARDILLA SIN SENSOR DE VELOCIDAD	3
1.2 DEFINICIÓN DE LOS PROBLEMAS DE ESTUDIO	5
1.3 OBJETIVO DE LA TESIS	5
1.4 ALCANCE	5
1.5 ESTRUCTURA DE LA TESIS	6
1.6 APORTACIONES	6
CAPÍTULO II	
CONTROL DE LA VELOCIDAD DEL MOTOR DE INDUCCIÓN EN LAZO ABIERTO	
2.1 INEXACTITUDES EN EL ESQUEMA DE CONTROL	7
2.1.1 DEFINICIÓN DE FASOR ESPACIAL	7
2.1.2 TRANSFORMACIÓN DE MARCOS DE REFERENCIA	9
2.2 PWM CON VECTORES ESPACIALES PARA UN INVERSOR FUENTE DE VOLTAJE	12
2.2.1 MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO CON VECTORES ESPACIALES	12
2.2.2 IMPLEMENTACIÓN DEL SVM.....	17
2.2.3 SIMULACIÓN DEL MOTOR CUANDO ES ALIMENTADO CON EL INVERSOR	22
CAPÍTULO III	
DESARROLLO TEÓRICO Y SIMULACIÓN DEL CONTROL VECTORIAL TIPO FOC DIRECTO Y SU SINTONIZACIÓN	
3.2 INTRODUCCIÓN AL CONTROL VECTORIAL	26
3.1.1 BASES DEL CONTROL VECTORIAL.....	27
3.2 CONTROL DE FLUJO DEL ESTATOR ORIENTADO DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN ...	28

3.2.1	CONTROL VECTORIAL DIRECTO	28
3.2.2	ESTIMACIÓN DEL VECTOR DE FLUJO $\vec{\psi}_s$, EL ÁNGULO ρ_s Y LAS CORRIENTES i_{sx} E i_{sy} DEL ESTATOR.....	30
3.2.3	ESTIMACIÓN DE LA CORRIENTE DE DESACOPLE i_{xy}	32
3.3	SINTONIZACIÓN DE LOS CONTROLADORES PI DEL CONTROL VECTORIAL	35
3.3.1	DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL DE FLUJO.....	35
3.3.2	DISEÑO DE LOS LAZOS DE CONTROL DE CORRIENTE	37
3.3.3	DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD.....	38
3.3.4	CONSIDERACIONES DE DISEÑO	39

CAPÍTULO IV

CONTROL VECTORIAL SIN SENSORES EN LA ZONA DE BAJAS VELOCIDADES

4.1	INEXACTITUDES EN EL ESQUEMA DE CONTROL.....	43
4.2.1	ESTIMACIÓN DEL VECTOR FLUJO DEL ESTATOR	43
4.2.2	ADQUISICIÓN DE LOS VOLTAJES DEL ESTATOR.....	47
4.2.3	ADQUISICIÓN DE LAS CORRIENTES DEL ESTATOR	48
4.2	CORRECCIÓN DE LAS INEXACTITUDES EN EL ESQUEMA DE CONTROL	50
4.2.1	CORRECCIÓN DEL PROBLEMA DE LA INTEGRACIÓN	50
4.2.2	ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD DEL ROTOR.....	52
4.2.3	ESTIMACIÓN DE LA RESISTENCIA DEL ESTATOR.....	54
5.1.2	EL MODELO DEL INVERSOR	56

CAPÍTULO V

ANÁLISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES

5.1	ANÁLISIS DE RESULTADOS	61
5.1.1	VENTAJAS DE LA TÉCNICA PWM CON VECTORES ESPACIALES	61
5.1.2	DESEMPEÑO DEL CONTROL VECTORIAL A VELOCIDADES MÁS ALTAS	63
5.1.3	IMPORTANCIA DEL ESTIMADOR DE LA RESISTENCIA DEL ESTATOR	64
5.1.4	COMPORTAMIENTO DE LAS CORRIENTES PRODUCTORAS DE PAR Y DE FLUJO	65
5.1.5	INFLUENCIA DEL ERROR POR DPC EN EL COMPORTAMIENTO DEL CONTROL VECTORIAL.....	66
5.1.6	COMPORTAMIENTO DE LA VELOCIDAD DEL ROTOR ESTIMADA CUANDO VARÍA A RESISTENCIA DEL ESTATOR.....	68
5.2	CONCLUSIONES.....	69
5.3	SUGERENCIAS DE TRABAJOS FUTUROS	71

BIBLIOGRAFÍA	72
---------------------------	-----------

APÉNDICES

APÉNDICE A	78
DATOS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN	78
APÉNDICE B	78
MODELO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO CON ROTOR TIPO JAULA DE ARDILLA	78
APÉNDICE C	83
PROGRAMA DE SIMULACIÓN DEL MOTOR	83
PROGRAMA DE SIMULACIÓN DEL CONTROL.....	86
PROGRAMA DE LOS ESTIMADORES.....	90
CÓDIGO DEL PROGRAMA DE LA SEÑAL TRIANGULAR	93

FIGURAS

Fig. 2.1	(a) Corrientes trifásicas y f.m.m. ; (b) Componentes bifásicas del fasor espacial corriente del estator y f.m.m.	9
Fig. 2.2	Diagrama eléctrico simplificado de un motor trifásico de inducción; (a) Representación de los devanados del motor; (b) desplazamiento de los marcos de referencia.	10
Fig. 2.3	Aplicación de un marco de referencia general para transformar los parámetros del rotor	11
Fig. 2.4	Inversor trifásico. Su diagrama de bloques en SIMULINK se muestra en el Apéndice C (Fig. A.16)	13
Fig. 2.5	Representación vectorial de los diferentes estados de conducción de los transistores superiores del inversor. (a) Representación trifásica y de <i>vector espacial</i> de la combinación 101; (b) Vectores activos y vectores cero del inversor	14
Fig. 2.6	Señales de voltaje en las terminales del motor cuando se aplican consecutivamente los vectores \bar{U}_1	15
Fig. 2.7	Secuencia de aplicación de los vectores $\bar{U}_{7,8}$, \bar{U}_1 y \bar{U}_2 para obtener el vector \bar{v}^* en el Sector I	17
Fig. 2.8	Mecanismo de generación de un PWM con wl DSP TMS320F240 de Texas Instruments	18
Fig. 2.9	Secuencias de aplicación de los vectores \bar{U} y las señales que resultan en los sectores I y II. (a) Secuencias de aplicación de los vectores \bar{U} ; (b) Señales por fase para el sector I; (c) Señales por fase para el sector II	20
Fig. 2.10	Tiempos T_{A-ON} , T_{B-ON} y T_{C-ON} en función del ángulo θ_e^*	21
Fig. 2.11	Estructura completa del SVM propuesto en este capítulo. El diagrama de bloques del SVM en SIMULINK se muestra en el Apéndice C (Fig. A.16) .	22
Fig. 2.12	Resultados de la simulación del motor cuyos parámetros se muestran en el apéndice A, pero alimentado con un inversor fuente de voltaje con SVM. (a) Velocidad mecánica en la	24

flecha del motor; (b) Par desarrollado por el motor en N*m; (c) Corriente de la fase A del estator del motor

Fig. 3.1	Fasores espaciales de la corriente y flujo del estator en tres diferentes marcos de referencia	28
Fig. 3.2	Diagrama de bloques del control vectorial de la velocidad, método directo con orientación de flujo del estator. El programa en SIMULINK se muestra en el Apéndice C (Fig. A.12-18) .	29
Fig. 3.3	Diagrama de bloques del modelo de flujo y de la transformación de bifásico a trifásico de los voltajes y corrientes de línea del motor; (a) Transformación de los voltajes trifásicos a bifásicos; (b) Transformación de las corrientes trifásicas a bifásicas; (c) Estimación del fasor espacial flujo del estator a partir de voltajes y corrientes en un marco de referencia estacionario; (d) Estimación de la magnitud del fasor espacial flujo del estator a través de sus componentes; (e) Ángulo entre el marco de referencia estacionario y el marco de referencia del fasor espacial flujo del estator. El programa en SIMULINK se muestra en el Apéndice C (Fig. A.13 y 15)	31
Fig. 3.4	Diagrama de bloques de la inyección de la señal de desacople del control vectorial con orientación del flujo del estator. El programa de la señal de desacople en SIMULINK se muestra en el Apéndice C (Fig. A.18) .	34
Fig. 3.5	Diagrama de bloques del lazo de control de flujo. El programa en SIMULINK se muestra en el Apéndice C (Fig. A.17)	36
Fig. 3.6	Diagrama de bloques de los lazos de control de corriente. El programa en SIMULINK se muestra en el Apéndice C (Fig. A.17) .	38
Fig. 3.7	Diagrama de bloques del lazo de control de velocidad. El programa en SIMULINK se muestra en el Apéndice C (Fig. A.17) .	39
Fig. 3.8	Trazas de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del control de flujo para $K_p = 1$	40
Fig. 3.9	Resultados de simulación cuando el control vectorial opera con autosintonizadores difusos y diferentes niveles de carga en la flecha del motor. (a) Velocidad eléctrica en la flecha del	42

motor; (b) Magnitud del vector flujo del estator; (c) Corrientes de línea en las fases del motor (d) Par desarrollado por el motor

Fig. 4.1	Integral de una señal senoidal con un DPC positivo y constante. (a) Integral de la señal sin la componente de ganancia infinita; (b) Ganancia infinita de la señal desbalanceada; (c) Integral de la señal desbalanceada	44
Fig. 4.2	Filtrado de una señal senoidal con un DPC positivo. (a) Filtro RC; (b) Filtro <i>compensado</i> .	45
Fig. 4.3	Filtrado de una señal senoidal con un DPC positivo y constante. (a) Filtrado de una señal senoidal desbalanceada e integral de una señal senoidal no desbalanceada;(b) Efecto de defasamiento permanente de la señal filtrada, el cual se aprecia en los últimos diez segundos de la figura (a); (c) Señal senoidal desbalanceada	47
Fig. 4.4	Respuesta del control vectorial cuando existen desbalances por corrimiento. (a) Corrientes, en el marco de referencia del flujo del estator, desbalanceadas por corrimiento; (b) Par electromagnético desarrollado cuando las corrientes están desbalanceadas por corrimiento; (c) Corriente productora de par (i_{sy}) cuando las corrientes están desbalanceadas por corrimiento; (d) Velocidad desarrollada cuando las corrientes están desbalanceadas por corrimiento	48
Fig. 4.5	Respuesta del control vectorial cuando existen desbalances por magnitud. (a) Corrientes, en el marco de referencia del flujo del estator, desbalanceadas por magnitud; (b) Par electromagnético desarrollado cuando las corrientes están desbalanceadas por magnitud; (c) Corriente generadora de par cuando las corrientes están desbalanceadas por magnitud; (d) Velocidad desarrollada cuando las corrientes están desbalanceadas por magnitud	49
Fig. 4.6	Corrección por medio de un Control P del error de la ganancia infinita de un integrador puro. El programa en SIMULINK se muestra en el Apéndice C (Fig. A.20)	51
Fig. 4.7	Resultados de la simulación del motor cuyos parámetros se muestran en el apéndice A. ω_r Velocidad en la flecha del motor; ω_r^* Velocidad estimada en la flecha del motor	53
Fig. 4.8	Esquema de estimación de la velocidad del rotor y la corriente	54

de magnetización. El programa en SIMULINK se muestra en el **Apéndice C** (Fig. **A.19** y **A.20**)

Fig. 4.9	Esquema de estimación de la velocidad del rotor y la corriente de magnetización. El programa en SIMULINK se muestra en el Apéndice C (Fig. A.19 y A.21)	55
Fig. 4.10	Resultados de la simulación del motor cuyos parámetros se muestran en el apéndice A. R_s resistencia de los devanados del estator del motor; R_s^* resistencia estimada	55
Fig. 4.11	Curvas características de los dispositivos de potencia	57
Fig. 4.12	Comportamiento del inversor cuando se aplican los vectores (100), (110) y (111)	58
Fig. 4.13	Efecto de las no linealidades del inversor	59
Fig. 4.14	Diagrama de flujo del modelo del inversor que sustituye la lectura directa de los voltajes del estator	59
Fig. 4.15	Diagrama de bloques del control vectorial directo con orientación de flujo del estator, estimación de la resistencia R_s del estator, la velocidad ω_r del rotor, corrección de los problemas de DPC y DPM de las señales de corriente y la determinación de los voltajes del estator por medio de un modelo del inversor que contempla las no linealidades del inversor. El programa en SIMULINK se muestra en el Apéndice C (Fig. A.13-21)	60
Fig. 5.1	Cuadrado del valor <i>rms</i> del contenido armónico de la corriente de la fase <i>A</i> del estator la cual se produce cuando un MI es alimentado por un VSI con PWM senoidal de vectores espaciales	62
Fig. 5.2	Valor pico del contenido armónico del par el cual se produce cuando un MI es alimentado por un VSI con PWM senoidal de vectores espaciales	62
Fig. 5.3	Velocidad eléctrica del rotor cuando se cambia la velocidad de referencia en valores incluso negativos (un valor negativo de la velocidad de referencia significa que cambia el sentido de giro del rotor)	63
Fig. 5.4	Velocidad eléctrica del rotor de la máquina cuando se	64

incrementa gradualmente, a partir de 0.4 s., la resistencia del rotor hasta llegar a un 20% más de su valor nominal

Fig. 5.5	Componentes de la corriente del estator en el marco de referencia del flujo del estator cuando se varía la carga del motor como se muestra en el recuadro	65
Fig. 5.6	Trayectoria del vector espacial flujo del estator con diferentes condiciones de DPC. (a) Trayectoria del vector flujo del estator con un DPC de 20% del valor pico de la corriente nominal; (b) Trayectoria del vector flujo del estator sin DPC; (c) Trayectoria del vector flujo del estator con un DPC de 20% del valor pico de la corriente nominal, pero con un esquema de corrección del DPC	67
Fig. 5.7	Velocidad eléctrica real y estimada del rotor cuando, a partir de 0.03 s, se incrementa la resistencia del rotor como se muestra en el recuadro	68
Fig. 5.8	Resistencia real y estimada del estator cuando, a partir de 0.03 s, se incrementa la resistencia del rotor como se muestra en el recuadro	69
Fig. A.1	Diagrama de bloques de la simulación del motor de inducción cuyos parámetros se muestran en el Apéndice A . El diagrama de bloques del motor en SIMULINK se muestra en el Apéndice C (Fig. A.3-11)	80
Fig. A.2	Resultados de la simulación del motor cuyos parámetros se muestran en el apéndice A. (a) Velocidad mecánica en la flecha del motor; (b) Par desarrollado por el motor en N*m; (c) Corriente de la fase A del estator del motor	82
Fig. A.3	Diagrama de bloques del programa de simulación del motor de inducción, cuyos datos se muestran en el Apéndice A	83
Fig. A.4	Diagrama de bloques del subprograma 3-2 , el cual transforma las componentes trifásicas a bifásicas	83
Fig. A.5	Diagrama de bloques del subprograma 2-3 , el cual transforma las componentes bifásicas a trifásicas	84
Fig. A.6	Diagrama de bloques del subprograma ird , en el cual se calcula la componente en el eje directo del fasor espacial corriente del rotor	84

Fig. A.7	Diagrama de bloques del subprograma irq , en el cual se calcula la componente en el eje de cuadratura del fasor espacial corriente del rotor	84
Fig. A.8	Diagrama de bloques del subprograma isD , en el cual se calcula la componente en el eje directo del fasor espacial corriente del estator	85
Fig. A.9	Diagrama de bloques del subprograma isQ , en el cual se calcula la componente en el eje de cuadratura del fasor espacial corriente del estator	85
Fig. A.10	Diagrama de bloques del subprograma par , con el cual se calcula el par electromagnético desarrollado por el motor	85
Fig. A.11	Diagrama de bloques del subprograma wrm , con el cual se calcula la velocidad mecánica de la flecha del motor	85
Fig. A.12	Diagrama de bloques del programa de simulación del control vectorial tipo FOC directo	86
Fig. A.13	Diagrama de bloques del subprograma 3—2(i y V), con el cual se convierten las corrientes y tensiones trifásicas a bifásicas (el subprograma 3—2 de este programa es igual al de la Fig. A.4)	86
Fig. A.14	Diagrama de bloques del subprograma CONVERTIDOR, con el cual se calcula la magnitud y ángulo de las componentes del vector espacial <i>voltaje del estator</i> en el marco de referencia estacionario	87
Fig. A.15	Diagrama de bloques del subprograma ESTIMADOR DE FLUJO, con el cual se calculan las componentes del fasor espacial flujo del estator, la magnitud de este fasor, su ángulo y el coseno y seno del ángulo	87
Fig. A.16	(a) Diagrama de bloques del subprograma INVERSOR, con el cual se generan los voltajes trifásicos del estator; (b) Diagrama de bloques del subprograma INVERSOR del subprograma INVERSOR, con el cual se simula al inversor trifásico de tres piernas; (c) Diagrama de bloques del subprograma PWM del subprograma INVERSOR, con el cual se generan los patrones PWM con la técnica vectorial.	88
Fig. A.17	Diagrama de bloques del subprograma PI_1, el cual constituye el controlador de velocidad.	88

Fig. A.18	Diagrama de bloques del subprograma CONV.WR, en el cual se calculan las corrientes del estator en el marco de referencia del flujo del estator y la corriente de desacople.	88
Fig. A.19	Diagrama de bloques del subprograma ESTIMADORES, con el cual se calculan la velocidad del rotor y la resistencia del estator estimadas	89
Fig. A.20	(a) Diagrama de bloques del subprograma Est_rs, del subprograma Estimadores, con el cual se estima la resistencia del estator; (b) Diagrama de bloques del subprograma derivador de is del subprograma Est_rs, con el cual se calculan las derivadas de las componentes de la corriente del estator; (c) Diagrama de bloques del subprograma Corriente im del subprograma Est_rs, con el cual se calculan la corriente de magnetización.	90
Fig. A.21	(a) Diagrama de bloques del subprograma Est_wr, del subprograma Estimadores, con el cual se estima la velocidad eléctrica del rotor; (b) Diagrama de bloques del subprograma Com_x_num del subprograma Est_wr, con el cual se calcula el sumando positivo del numerador de la ec. 4.12; (c) Diagrama de bloques del subprograma Com_y_num del subprograma Est_wr, con el cual se calcula el sumando negativo del numerador de la ec. 4.12; (d) Diagrama de bloques del subprograma Denominador del subprograma Est_wr, con el cual se calcula el denominador de la ec. 4.12.	91

TABLAS

Tabla. 2.1	Los ocho diferentes vectores espaciales que son posibles en inversor como el de la Fig. 2.4	13
-------------------	--	----

GLOSARIO DE TÉRMINOS

Bajo desempeño. Condición en la cual, el motor se desvía de los valores deseados de velocidad y flujo o, incluso, en la que se pierde la estabilidad.

CA Siglas de *corriente alterna*.

CD. Siglas de *corriente directa*.

Constante de tiempo del rotor. División entre la inductancia del rotor y su resistencia ($T_r = L_r / R_r$).

Control de flujo orientado. Técnica de control de motores de inducción que permite generar un ángulo espacial de 90 grados entre las componentes de campo, lográndose comportamientos semejantes al obtenido en el control de un motor de CD.

Control vectorial. Véase *control de flujo orientado*.

Corriente de desacople. Corriente necesaria para impedir que cambios en el valor de la corriente generadora de par (i_{sy}), produzca cambios en el flujo o que cambios en la corriente generadora de flujo (i_{sx}) produzca cambios en el par.

CSI. Siglas en inglés que hacen referencia a un *inversor fuente de corriente*.

Desbalanceo por corrimiento. Condición en la cual se le suma una constante (positiva o negativa) a una señal simétrica.

Desbalanceo por magnitud. Condición en la cual se multiplica por una constante positiva (ganancia positiva) a una señal simétrica.

Diodo de recuperación inversa. Diodos que se conectan en antiparalelo en las terminales de los dispositivos de potencia como *IGBTs*, *MOSFETs*, etc., los cuales minimizan el proceso de recuperación inversa.

DPC. Siglas del *desbalanceo por corrimiento*.

DPM. Siglas del *desbalanceo por magnitud*.

DTC. Siglas en inglés del *control directo del par*.

f.m.m. Siglas de *fuerza magneto motriz*.

Filtro pasabajos. Filtro diseñado para pasar frecuencias bajas y rechazar frecuencias altas.

FOC. Siglas en inglés del *control de flujo orientado*.

Fuente senoidal. Fuente de voltaje que exhibe una variación *senoidal* con el tiempo.

IGBT. Siglas en inglés del *transistor bipolar de compuerta aislada*.

Integración pura corregida. Método de integración que elimina la ganancia infinita de la integral de una señal con DPC y DPM.

Integradores puros. Método de procesamiento digital de señales, mediante el cual se obtiene la integral de una señal empleando cualquiera de las técnicas de integración conocidas.

Inversor. Un circuito que convierte la energía por el lado de CD a energía de CA conmutando secuencialmente dispositivos que se encuentran en él.

Inversor de seis pasos. Inversor trifásico elemental, en el cual los dispositivos que lo integran conmutan 6 veces en un ciclo.

Inversor fuente de corriente. *Inversor* que mantiene constante la corriente de la carga (eléctrica) que alimenta.

Inversor fuente de voltaje. *Inversor* que mantiene constante el voltaje de la carga (eléctrica) que alimenta.

MRAS. Siglas en inglés del *sistema adaptivo a un modelo de referencia*.

Matlab Simulink. Programa de simulación digital, propiedad de Mathworks Inc. En la tesis se emplea la versión 6.

Modulación de ancho de pulso. Técnicas de conmutación de los dispositivos *conmutadores* de un inversor, la cual está destinada a generar en sus terminales señales senoidales con el menos número de armónicos.

PWM. Siglas en inglés de la *modulación de ancho de pulso*.

PWM con vectores espaciales. Técnica *PWM* basada en el principio de los *vectores espaciales*.

SVM. Siglas en inglés que hacen referencia a la *modulación de ancho de pulso con vectores espaciales*.

Vectores espaciales. Vector que describe la distribución en el espacio de una magnitud (flujo magnético, corriente, voltaje, etc.)

VSI. Siglas en inglés del *inversor fuente de voltaje*.

GLOSARIO DE SÍMBOLOS

a Operador fasorial $e^{j2\pi/3}$.
a Constante de desbalanceo por corrimiento.
 CT_m Valor pico de la señal triangular con la que se genera el PWM.
 D Constante de fricción (N m s).
 D_{1-6} Diodos de libre camino.

$f(e_r)$ Función del control PI .
 f_m Fuerza magnetomotriz (*A vuelta*).
 f_s Frecuencia de los vectores activos y no activos con los que se logra que el vector espacial \vec{V}^* tenga cierta posición y magnitud (*Hz*).

$g_{A,B,C}(\alpha)$	Funciones del ángulo α las cuales sirven para generar el SVM.	$i_{r\beta}$	Componente en el eje de <i>cuadratura</i> del fasor espacial corriente del rotor, en el <i>marco de referencia del rotor</i> (Amp).
i	Corriente que circula en una bobina (Amp).	i_{sA}	Corriente que fluye en las bobinas de la <i>fase A</i> del estator (Amp).
$i_{A\square}^2$	Cuadrado del valor <i>rms</i> de los armónicos de la fase A del estator.	i_{sB}	Corriente que fluye en las bobinas de la <i>fase B</i> del estator (Amp).
Im { }	Parte imaginaria de un fasor.	i_{sC}	Corriente que fluye en las bobinas de la <i>fase C</i> del estator (Amp).
\bar{i}_r	Fasor espacial corriente del rotor en el marco de referencia del rotor (Amp).	i_{sD}	Componente en el eje <i>directo</i> del fasor espacial corriente del estator, en el <i>marco de referencia estacionario</i> (Amp).
\bar{i}_r'	Fasor espacial corriente del rotor en el marco de referencia estacionario (Amp).	i_{sQ}	Componente en el eje de <i>cuadratura</i> del fasor espacial corriente del estator, en el <i>marco de referencia estacionario</i> (Amp).
i_{ra}	Corriente que fluye en las bobinas de la <i>fase a</i> del rotor (Amp).	\bar{i}_{sg}	Fasor espacial corriente del estator en el marco de referencia general (Amp).
i_{rb}	Corriente que fluye en las bobinas de la <i>fase b</i> del rotor (Amp).	i_{sx}	Componente en el eje directo de la corriente del estator, en el marco de referencia general y del flujo del estator (Amp).
i_{rc}	Corriente que fluye en las bobinas de la <i>fase c</i> del rotor (Amp).	i_{sy}	Componente en el eje de <i>cuadratura</i> de la corriente del estator, en el marco de referencia general y del flujo del estator (Amp).
i_{rd}	Componente en el eje <i>directo</i> del fasor espacial corriente del rotor, en el <i>marco de referencia estacionario</i> (Amp).	i_{sxref}	Comando de corriente (<i>set point</i>) del controlador de corriente en el eje directo (Amp).
i_{rq}	Componente en el eje de <i>cuadratura</i> del fasor espacial corriente del rotor, en el <i>marco de referencia estacionario</i> (Amp).	i_{syref}	Comando de corriente (<i>set point</i>) del controlador de corriente en el eje de <i>cuadratura</i> (Amp).
\bar{i}_{rg}	Fasor espacial corriente del rotor en el marco de referencia general (Amp).	i_{xy}	Corriente de desacople (Amp).
i_{rx}	Componente en el eje directo del fasor espacial corriente del rotor, en el <i>marco de referencia del flujo del estator</i> (Amp).	$\bar{i}_{s\psi s}$	Corriente del estator en el marco de referencia del flujo del estator (Amp).
i_{ry}	Componente en el eje de <i>cuadratura</i> del fasor espacial corriente del rotor, en el <i>marco de referencia del flujo del estator</i> (Amp).	J	Inercia de rotor del motor ($Kg\ m^2$).
$i_{r\alpha}$	Componente en el eje <i>directo</i> del fasor espacial corriente del rotor, en el <i>marco de referencia del rotor</i> (Amp).		

K	Constante que es igual a $\sqrt{3}T_s/4V_d$.	sector(\bar{i}_s)	Vector espacial que refleja el signo de las corrientes del estator.
K_{CM}	Constante del control P que sirve para compensar DPC y DPM.	S	Sector.
$K_{p,I,II,III}$	Constante proporcional de los controladores PI .	t_1	Par de carga (Nm).
$K_{i,I,II,III}$	Constante integral de los controladores PI .	t_a	Tiempo en el que debe aplicarse el primer vector <i>activo</i> del sector en el cual se encuentra \bar{V}^* (s).
L	Inductancia de una bobina (H).	T_{\square}	Valor pico de los armónicos del par electromagnético (Nm).
L_r	Inductancia total trifásica del rotor (H).	T_{A-ON}	Lapso de tiempo en el cual la Salida PWM del DSP que activa los transistores de la <i>pierna de la fase A</i> del inversor, es igual a <i>cero</i> (s).
L_s	Inductancia total trifásica del estator (H).	t_b	Tiempo en el que debe aplicarse el segundo vector <i>activo</i> del sector en el cual se encuentra \bar{V}^* (s).
\bar{L}_s	Auto-inductancia en las bobinas de una <i>fase</i> del estator (H).	t_e	Par electromagnético (Nm).
L_m	Inductancia de magnetización trifásica total (H).	t_0	Tiempo en el que deben aplicarse los vectores <i>no activos</i> del sector en el cual se encuentra \bar{V}^* (s).
m	Índice de modulación.	T_0	Semiperiodo de tiempo en el cual se aplican los vectores activos y no activos para lograr que el vector espacial \bar{V}^* tenga cierta posición y magnitud (s).
\bar{M}_r	Inductancia mutua entre las bobinas de las <i>fases</i> del rotor (H).	T_{ON}	Lapso de tiempo en el cual la Salida PWM del DSP es igual a <i>cero</i> (s).
\bar{M}_s	Inductancia mutua entre las bobinas de las <i>fases</i> del estator (H).	T_s	Periodo de tiempo en el cual se aplican los vectores activos y no activos para lograr que el vector espacial \bar{V}^* tenga cierta posición y magnitud (s).
\bar{M}_{sr}	Inductancia mutua entre las bobinas de las <i>fases</i> del estator y rotor (H).	T_r	Constante de tiempo del rotor.
P	Número de pares de polos.	\bar{U}_{1-8}	Representación vectorial de las ocho posibles combinaciones de conmutación de un inversor de tres piernas y seis IGBTs.
$N_{1,2}$	Numero de vueltas de los devanados de fase de una máquina trifásica (N_1) y bifásica (N_2)	\bar{U}^*	Máxima magnitud posible que puede adquirir el vector \bar{V}^* (V)
P_{elec}	Potencia eléctrica que el motor convierte en potencia mecánica (W).	U^*	Magnitud de \bar{U}^* (V)
P_r	Potencia reactiva del motor (W).		
$Q_{1,6}$	Transistores (del uno al seis) que integran al <i>inversor</i> .		
r_{dif}	Resistencia equivalente de los diodos e <i>IGBTs</i> de un inversor (V).		
Re { }	Parte peral de un fasor.		
R_r	Resistencia del rotor (Ω).		
R_s	Resistencia del estator (Ω).		
R_s^*	Resistencia estimada del estator (Ω).		

U_{CE}	Voltaje de colector a emisor de los IGBTs (V).	\bar{u}_{rg}	Fasor espacial voltaje del rotor en el marco de referencia general (V).
\bar{u}_{des}	Voltaje que refleja el desbalanceo de las señales de corriente (V).	u_{rx}	Componente en el eje directo del voltaje del rotor en el marco de referencia general y del flujo del estator (V).
$u_{des D}$	Componente en el eje directo del voltaje que refleja el desbalanceo de las señales de corriente (V).	u_{ry}	Componente en el eje de cuadratura del voltaje del rotor en el marco de referencia general y del flujo del estator (V).
$u_{des Q}$	Componente en el eje de cuadratura del voltaje que refleja el desbalanceo de las señales de corriente (V).	$u_{r\alpha}$	Componente en el eje <i>directo</i> del fasor espacial voltaje del estator, en el <i>marco de referencia del rotor</i> (V).
u_{fem}	f.e.m. rotacional debida al giro del rotor (V).	$u_{r\beta}$	Componente en el eje de <i>cuadratura</i> del fasor espacial voltaje del estator, en el <i>marco de referencia del rotor</i> (V).
u_{femx}	Componente real de la f.e.m. rotacional debida al giro del rotor (V).	\bar{u}_s	Fasor espacial voltaje del estator en el marco de referencia del estator (V).
u_{femy}	Componente imaginaria de la f.e.m. rotacional y que es debida al giro del rotor (V).	u_{sA}	Diferencia de potencial (voltaje) en las terminales de la <i>fase A</i> del estator (V).
\bar{u}_{prom}	Voltaje promedio del estator que es igual a: $\bar{u}_{prom} = V^* - \bar{u}_{ths}$ (V).	u_{sB}	Diferencia de potencial (voltaje) en las terminales de la <i>fase B</i> del estator (V).
\bar{u}_r	Fasor espacial voltaje del rotor en el marco de referencia del rotor (V).	u_{sC}	Diferencia de potencial (voltaje) en las terminales de la <i>fase C</i> del estator (V).
\bar{u}_r'	Fasor espacial voltaje del rotor en el marco de referencia estacionario (V).	u_{sD}	Componente en el eje <i>directo</i> del fasor espacial voltaje del estator, en el <i>marco de referencia estacionario</i> (V).
u_{ra}	Diferencia de potencial (voltaje) en las terminales de una de la <i>fase a</i> del rotor (V).	u_{sQ}	Componente en el eje de <i>cuadratura</i> del fasor espacial voltaje del estator, en el <i>marco de referencia estacionario</i> (V).
u_{rb}	Diferencia de potencial (voltaje) en las terminales de una de la <i>fase b</i> del rotor (V).	\bar{u}_{sg}	Fasor espacial voltaje del estator en el marco de referencia general (V).
u_{rc}	Diferencia de potencial (voltaje) en las terminales de una de la <i>fase c</i> del rotor (V).		
u_{rd}	Componente en el eje <i>directo</i> del fasor espacial voltaje del rotor, en el <i>marco de referencia estacionario</i> (V).		
u_{rq}	Componente en el eje de <i>cuadratura</i> del fasor espacial voltaje del rotor, en el <i>marco de referencia estacionario</i> (V).		

u_{sxref}	Comando de voltaje en el lazo de control del flujo (V).	ω_c	Velocidad de corte (rad/s).
u_{syref}	Comando de voltaje en el lazo de control de la velocidad (V).	ω_g	Velocidad eléctrica en el marco de referencia general (rad/s).
\bar{u}_{syrr}	Voltaje del estator en el marco de referencia del flujo del rotor (V).	ω_r	Velocidad eléctrica del rotor (rad/s).
\bar{u}_{th}	Vector de voltaje umbral resultante (V).	ω_{rref}	Velocidad eléctrica de referencia del rotor (rad/s).
u_{th}	Voltaje umbral de los diodos e <i>IGBTs</i> de un inversor (V).	ω_r^*	Velocidad estimada del rotor (rad/s).
\bar{V}^*	Componente fundamental del vector espacial de voltaje, con el cual se desea alimentar al motor (V).	ω_{ms}	Velocidad del flujo del estator (rad/s).
$\bar{V}_{1,2}$	Componentes del vector \bar{V}^* (V).	ω_{rm}	Velocidad mecánica del rotor (rad/s).
V_d	Voltaje de la fuente de CD que alimenta al <i>inversor</i> (V).	ω_{sl}	Velocidad de deslizamiento (rad/s).
α	Posición angular del vector espacial \bar{V}^* por sector ($\alpha = 0 \leq \pi/3$) (rad).	ψ	Enlace de flujo magnético (Wb).
α_r	Posición angular de un vector espacial con respecto al <i>marco de referencia del rotor</i> (rad).	$\bar{\psi}_r$	Fasor espacial flujo del rotor en el marco de referencia del rotor (Wb).
α_r'	Posición angular de un vector espacial con respecto a un <i>marco de referencia general</i> (rad).	$\bar{\psi}_r'$	Fasor espacial flujo del rotor en el marco de referencia estacionario (Wb).
$\mu(e_r \text{ o } \frac{de_r}{dt})$	Grado de pertenencia.	ψ_{ra}	Enlace de flujo magnético de la <i>fase a</i> del rotor (Wb).
θ_e^*	Posición angular del vector espacial \bar{V}^* por sector ($\alpha = 0 \leq \pi/3$) (rad).	ψ_{rb}	Enlace de flujo magnético de la <i>fase b</i> del rotor (Wb).
θ_g	Posición angular del marco de referencia general (rad).	ψ_{rc}	Enlace de flujo magnético de la <i>fase c</i> del rotor (Wb).
θ_r	Posición angular del rotor (rad).	ψ_{rd}	Componente en el eje <i>directo</i> del fasor espacial flujo del rotor, en el <i>marco de referencia estacionario</i> (Wb).
ρ_s	Posición angular del vector flujo del estator (rad).	ψ_{rq}	Componente en el eje de <i>cuadratura</i> del fasor espacial flujo del rotor, en el <i>marco de referencia estacionario</i> (Wb).
σ	Constante de dispersión resultante ($\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$).	$\bar{\psi}_{rg}$	Fasor espacial flujo del rotor en el marco de referencia general (Wb).
γ	Ángulo entre dos marcos de referencia diferentes (rad).	$\psi_{r\alpha}$	Componente en el eje <i>directo</i> del fasor espacial flujo del rotor, en el
ϕ_r	Posición angular de un vector espacial con respecto a un <i>marco de referencia general</i> (rad). Es igual a α_r'		

$\psi_{r\beta}$	<i>marco de referencia del rotor (Wb).</i> Componente en el eje de <i>cuadratura</i> del fasor espacial flujo del rotor, en el <i>marco de referencia del rotor (Wb)</i> .	ψ_{sQ}	Componente en el eje de <i>cuadratura</i> del flujo del estator en el marco de referencia estacionario (<i>Wb</i>).
$\bar{\psi}_s$	Fasor espacial flujo del estator en el marco de referencia del estator (<i>Wb</i>).	ψ_{sx}	Componente en el eje directo del flujo del estator en el marco de referencia general y del flujo del estator (<i>Wb</i>).
ψ_{sA}	Enlace de flujo magnético de la <i>fase A</i> del estator (<i>Wb</i>).	ψ_{sy}	Componente en el eje de <i>cuadratura</i> del flujo del estator en el marco de referencia general y del flujo del estator (<i>Wb</i>).
ψ_{sB}	Enlace de flujo magnético de la <i>fase B</i> del estator (<i>Wb</i>).	$\bar{\psi}_{s\psi_s}$	Flujo del estator en el marco de referencia del flujo del estator (<i>Wb</i>).
ψ_{sC}	Enlace de flujo magnético de la <i>fase C</i> del estator (<i>Wb</i>).		
$\bar{\psi}_{sg}$	Fasor espacial flujo del estator en el marco de referencia general (<i>Wb</i>).		
ψ_{sD}	Componente en el eje directo del flujo del estator en el marco de referencia estacionario (<i>Wb</i>).		

INTRODUCCIÓN

Los *motores de inducción tipo jaula de ardilla* son máquinas eléctricas simples, resistentes, que pueden ser diseñadas para muy altas potencias, cuya eficiencia, en comparación con otras máquinas rotatorias, es relativamente alta y que requiere muy poco mantenimiento. Sin embargo, su control es complejo, ya que ni su relación de par contra flujo ni de par contra velocidad son lineales lo que sí sucede, por ejemplo, en el caso del *motor de corriente directa (CD) de excitación separada*. Antes de la aparición del control vectorial se pensaba que estas no linealidades harían imposible controlar al motor de inducción como se hace con el motor de CD. Es pertinente aclarar que, cuando se habla del *control del motor*, se habla del control de dos de sus principales variables: el *par* y la *velocidad*, las cuales se deben controlar y manipular tomando en cuenta la carga a la cual está acoplado [84].

Las ventajas económicas que implica el poder colocar un motor de inducción tipo jaula de ardilla en aquellas aplicaciones donde antes solo los motores de CD podían ser empleados, ha originado que se ponga especial atención en el control de este tipo de máquinas. Desde los setenta (década en la que apareció el control vectorial) hasta nuestros días, estas técnicas han evolucionado de tal forma que el objetivo de controlar al motor de inducción como se controla a un motor de CD es ya una realidad. Esta evolución ha sido posible gracias al desarrollo de un dispositivo: *el procesador de señales digitales (DSP)* por sus siglas en inglés). La disponibilidad de DSPs rápidos, han hecho posible calcular la velocidad y otras variables como el par y el flujo en línea, lo que permite que se puedan implementar controles con mayor grado de complejidad a los existentes. Uno de estos controles que intenta ser una realidad práctica para aplicaciones en las que se requiere un alto desempeño en bajas velocidades, es el *control vectorial sin sensor de velocidad* [72,79,95].

1.1 ANTECEDENTES TEÓRICOS

1.1.1 TÉCNICAS DE CONTROL DEL MOTOR DE INDUCCIÓN TIPO JAULA DE ARDILLA

Los esquemas de control de los motores de inducción tipo jaula de ardilla que han sido propuestos en la literatura, pueden clasificarse de la manera siguiente [5,16,58,62,84,85]:

- Control escalar:
 1. Control voltaje/frecuencia (v/f) [3,20,25,63,85].
 2. Control de frecuencia y corriente de deslizamiento [10,16, 42,84-87].

- Control vectorial:
 1. Control de orientación de campo (FOC por sus siglas en inglés):
 - a. Método indirecto (control feedforward) [62,76,77,94].
 - b. Método directo (control feedback) [13,52,82].
 2. Control directo de par (DTC por sus siglas en inglés) [13,18,46,78,96].

Basado en los modelos en estado estacionario del motor, el control v/f trata de mantener la relación volts/hertz del estator constante, con el fin de que el flujo del entrehierro también permanezca constante y así se pueda generar el más alto par posible. Ya que la relación volts/hertz es lineal excepto en bajas velocidades, debido a la caída de voltaje en la resistencia del estator (despreciable en velocidades altas), el control v/f provee una compensación de voltaje en estas condiciones [25]. Un sensor de velocidad proporciona la señal de retroalimentación necesaria para establecer, por un lado la frecuencia y por el otro el voltaje generado por el inversor que alimentará al motor, además de permitir el control en lazo cerrado de la velocidad del motor.

En el control de frecuencia y corriente de deslizamiento, las corrientes trifásicas sinusoidales de referencia son comparadas con los valores instantáneos de las corrientes del motor y el error que se genera en esta comparación es la entrada a la unidad lógica del modulador de ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés). La amplitud de la corriente de referencia se obtiene de un bloque generador de función, que se basa nuevamente en el modelo en estado estacionario del motor, y su frecuencia se obtiene de la adición de la señal de frecuencia del rotor, obtenida de un encoder o calculada por alguna técnica de estimación, y la señal de frecuencia de deslizamiento. Finalmente, la frecuencia de deslizamiento se obtiene de la salida de un control de velocidad o de una tabla de deslizamiento con eficiencia optimizada como en el caso de los accionamientos con control de par.

Como es sabido, en el motor de inducción el ángulo entre los campos rotatorios del estator y del rotor varía con la carga, originando interacciones complejas y respuestas dinámicas oscilatorias. Idealmente, ese ángulo debe ser controlado para que la corriente de entrada del estator pueda ser desacoplada en una componente generadora de flujo y otra generadora de par. Este objetivo se logra empleando técnicas de *control de orientación de campo (FOC)* que permiten generar un ángulo espacial de 90 grados entre las componentes de campo, dando características de un motor de CD al motor de inducción. La implementación del control vectorial requiere de la información de magnitud y posición del vector flujo del estator, rotor o entrehierro y es en base a la forma de obtener esta información que se clasifica como *método directo* o *método indirecto*. En el control indirecto, como fue propuesto por Hasse [30], se requiere de un sensor de posición del rotor de alta resolución, que puede ser un encoder o un resolver, para determinar la posición del flujo del rotor. En el método directo, como originalmente sugirió Blaschke [4], se determina la magnitud y posición del vector flujo del rotor midiéndolo directamente (con un sensor de efecto Hall, por ejemplo) o por medio de un cálculo basado en las magnitudes de voltaje y corriente del estator.

El *control directo del par (DTC)* es la técnica de control vectorial que, por medio de la manipulación directa de un inversor fuente de voltaje, hace posible el control del flujo del estator (o incluso el flujo del rotor o el flujo de magnetización) y el par electromagnético de manera independiente, por medio de la selección adecuada de los

modos de conmutación del inversor. La selección se realiza a modo de que se restrinjan los errores de flujo y par al dominio de dos respectivas bandas de histéresis, con el propósito de tener una respuesta rápida del par, mantener en un rango aceptable la frecuencia de conmutación del inversor y minimizar las pérdidas por armónicos.

Los controles escalares y vectoriales requieren de algoritmos matemáticos que están basados en modelos del motor en estado estacionario y en estado dinámico, respectivamente. Estos modelos están en función de parámetros como resistencias e inductancias y variables como la velocidad de giro de los campos magnéticos, la velocidad de giro del rotor, etc. Desgraciadamente, los parámetros no son constantes para todas las condiciones de operación de la máquina, ya que varían, entre otras razones por: los niveles de carga, la temperatura, la frecuencia y la saturación del núcleo. La variación de parámetros provoca inexactitudes en los algoritmos de control, principalmente en velocidades bajas, lo que ha dado origen al desarrollo de controles que tratan de estimar o compensar el valor de estos parámetros en línea.

Otra de las áreas que ha despertado un gran interés en el campo del control de motores de inducción es el control sin sensor de velocidad. Las razones son obvias: por un lado se incrementa la confiabilidad del accionamiento debido a la ausencia de este componente mecánico y sus cables y por el otro se tienen ventajas económicas pues se elimina un componente generalmente costoso. Los controles de los motores sin sensor de velocidad se enfrentan básicamente a las mismas dificultades de los controles normales pues la mayoría de ellos se basan en modelos matemáticos que están en función de parámetros cuyos valores no son constantes. Hasta hace unos años se pensaba que los controles sin sensor de velocidad de más alto desempeño eran aquellos en los que se hacía una estimación en línea de los parámetros [36], pero técnicas recientes de medición de la velocidad en base a la inductancia de dispersión de la máquina, han demostrado ser superiores a los anteriores modelos [34].

1.1.2 TÉCNICAS DE ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD DE MOTORES DE INDUCCIÓN TIPO JAULA DE ARDILLA SIN SENSOR DE VELOCIDAD

Las técnicas existentes para la obtención de la información de la velocidad de un motor de inducción sin el uso de un encoder pueden clasificarse así [72]:

- Control de velocidad de lazo abierto con compensación de deslizamiento.
- Control de lazo cerrado con estimación de la velocidad [19,44,45,49,37]:
 1. Estimación de la velocidad usando ecuaciones de estado
 2. Estimación del flujo y control vectorial del flujo
 3. Control directo del par y flujo
 4. Control de velocidad sin sensor basado en observadores
 5. Sistemas adaptables del modelo de referencia (MARS por sus siglas en inglés)
 6. Técnicas de filtro de Kalman
 7. Control sin sensor de velocidad con adaptación de parámetros

8. Control sin sensor de velocidad basados en redes neuronales
9. Estimación de la velocidad basada en efectos parásitos

En el control de velocidad de lazo abierto, la velocidad síncrona o frecuencia síncrona es regulada mientras la frecuencia de deslizamiento estimada es usada solo como compensación de los cambios de carga. En el segundo caso la velocidad del motor es estimada en base a ecuaciones de estado, observadores, sistemas adaptivos del modelo de referencia (MARS), filtros de Kalman, o usando aproximación de redes neuronales. La señal de velocidad estimada, es usada posteriormente como una señal de retroalimentación con la que se logra el control de velocidad.

En la estimación de la frecuencia de deslizamiento, la frecuencia del inversor es controlada estimando la frecuencia de deslizamiento que se calcula por medio de las corrientes y parámetros del motor. La velocidad del motor es directamente estimada usando la frecuencia de deslizamiento [37]. Esta aproximación ha sido usada por las técnicas de control escalar y vectorial.

En los métodos de estimación de la velocidad, la información de la velocidad es obtenida de las corrientes y de las cantidades estimadas de flujo del rotor y estator del motor [72]. En los métodos de observadores de velocidad, el flujo del rotor es estimado a través de un observador y la velocidad es calculada usando el error de la corriente del estator y el flujo estimado del rotor [72]. Se han diseñado muchos métodos de MRAS que tienen como finalidad estimar el flujo y la velocidad de un motor de inducción. En los métodos de MRAS se comparan las salidas de dos modelos. El modelo que no involucra la cantidad a ser estimada (en este caso la velocidad del rotor) es considerado el *modelo de referencia*. El otro modelo, que involucra la cantidad estimada es el *modelo ajustable*. El error entre las salidas de los dos modelos es usado para derivar un mecanismo de adaptación que genera la velocidad con la cual se lleva a que la salida del *modelo ajustable* sea igual a la del *modelo de referencia* [37]. El filtro de Kalman ha sido empleado por muchos investigadores para identificar la velocidad y flujo del rotor, basándose en un modelo matemático del motor de inducción [37].

Muchas de las estrategias de control sin sensores de velocidad dependen de los parámetros del motor. Los parámetros de la máquina son afectados por la temperatura, los niveles de saturación, y la frecuencia de operación. La dependencia de la regulación de flujo de los parámetros del motor resulta en errores de estado estable y oscilaciones transitorias en el par y flujo, es por esto que han sido propuestos varios esquemas de adaptación para compensar la variación de parámetros, [43,26,28,8,1,27,33,54,75]. La mejor estrategia sin sensores de velocidad es la que provee la información y regulación de velocidad, de cero RPMs a la velocidad máxima sobre todas las condiciones de operación e independiente de la variación de parámetros y los niveles de saturación [26]. Otra área en la que varios investigadores están trabajando, es la de las redes neuronales, las cuales toman en cuenta las variaciones de parámetros y no linealidades en las características del motor [13].

En los últimos años, se ha manifestado un interés creciente en una variable que es aún más difícil de determinar que la velocidad, esta es la posición del rotor. Poder estimar este parámetro con exactitud en velocidades muy bajas o incluso velocidad cero, parecería imposible con las técnicas de estimación mencionadas anteriormente. Es por esto que se han empezado a desarrollar técnicas alternativas que no requieren ni se basan en modelos que implican la dependencia directa o indirecta de parámetros que

no permanecen constantes. Una de estas técnicas es la determinación de la posición por medio de la medición de los armónicos que producen los efectos de saliencia de un motor con un diseño especial [37]. Otra alternativa que es mucho más atractiva que la anterior, es la de medir la posición (y por consecuencia, también la velocidad) a través del efecto que produce en los voltajes del estator la inductancia de dispersión total de la máquina [34].

1.2 DEFINICIÓN DE LOS PROBLEMAS DE ESTUDIO

Esta tesis está incluida dentro del proyecto de investigación: *Control Directo del Par y del Flujo en los Motores de Inducción* (clave: 20030786). En el marco de dicho proyecto de investigación, los problemas a tratar en este trabajo son:

- a. El modelado y simulación del comportamiento dinámico de un motor de inducción tipo jaula de ardilla.
- b. El planteamiento teórico y simulación de un *inversor fuente de voltaje* con un *PWM* con *vectores espaciales*.
- c. El desarrollo de un *control vectorial tipo FOC directo*, que utilice la señal de velocidad estimada como señal en un lazo de retroalimentación con corrección de los problemas que presenta en la zona de operación de bajas velocidades.
- d. El desarrollo de un método de sintonización de los controladores del control vectorial.
- e. El planteamiento teórico y simulación de un *estimador de velocidad* con alta exactitud en la zona de muy bajas velocidades.
- f. El planteamiento teórico y simulación de un estimador de la *resistencia del estator*

Nota: Para la simulación de los puntos anteriores se empleará el programa MATLAB/SIMULINK

1.3 OBJETIVO DE LA TESIS

El objetivo de esta tesis es desarrollar un *control vectorial (FOC) directo con corrección de los problemas que se presentan en bajas velocidades y estimadores de la resistencia del estator y la velocidad del rotor*, los cuales permitan tener en su conjunto, un control sin sensor de velocidad con alto desempeño en la zona de operación de bajas velocidades.

1.4 ALCANCE

En este trabajo se pretende hacer el planteamiento teórico y la simulación en una computadora digital del control vectorial directo sin sensores de velocidad descrito anteriormente.

1.5 ESTRUCTURA DE LA TESIS

Esta tesis contiene una introducción, cuatro capítulos y tres apéndices. Los capítulos son:

- I. Control de la velocidad del motor de inducción en lazo abierto.
- II. Desarrollo teórico y simulación del control vectorial tipo FOC directo y su sintonización.
- III. Control vectorial sin sensor en la zona de operación de bajas velocidades.
- IV. Análisis de resultados y conclusiones.

1.6 APORTACIONES

En este trabajo se podrán encontrar las siguientes aportaciones:

- a. Un método para sintonizar los cuatro controladores tipo PI del control vectorial con orientación del flujo del estator.
- b. Un estudio detallado de las causas que ocasionan que el control tenga un bajo desempeño en bajas velocidades.
- c. Un estimador de la resistencia del estator.
- d. Un compensador de las salidas de los integradores con los cuales se estima el flujo del estator.
- e. Un estimador de la velocidad del rotor.

CAPÍTULO II

CONTROL DE LA VELOCIDAD DEL MOTOR DE INDUCCIÓN EN LAZO ABIERTO

Por la importancia de los *vectores espaciales* en el modelado y control de los motores de inducción, en este capítulo se presenta su definición y la manera en que se manipulan para expresarlos en diferentes marcos de referencia. Con la ayuda de estos vectores y las ecuaciones que describen el comportamiento del motor de inducción se desarrolla un modelo de éste (véase el **Apéndice B**), con el cual se verifica el adecuado funcionamiento de la *modulación ancho de los pulsos* (PWM por sus siglas en inglés) con *vectores espaciales* (SVM por sus siglas en inglés). Con la SVM se determinan los patrones de conmutación de los transistores que componen al *inversor fuente de voltaje* (VSI por sus siglas en inglés). Una vez descrito esto, se presentan los resultados de la simulación del *sistema de control en lazo abierto* (motor de inducción –inversor PWM).

2.1 INEXACTITUDES EN EL ESQUEMA DE CONTROL

2.1.1 DEFINICIÓN DE FASOR ESPACIAL

Los fasores espaciales nacen de la idea de obtener un vector que describa la distribución en el espacio de las corrientes, voltajes y/o flujos del motor y que permita reducir de seis a dos las ecuaciones de voltaje de su modelo.

Si los devanados del estator están conectados en estrella con el neutro aislado, la suma de las corrientes de fase del estator es igual a cero, es decir:

$$i_{sA} + i_{sB} + i_{sC} = 0 \quad 2.1$$

De manera convencional, de aquí en adelante se hará referencia a las bobinas de las *fases A, B y C* del estator únicamente como las *bobinas A, B o C*, donde las letras mayúsculas *A, B y C* las distinguirán de las *bobinas* de las *fases a, b y c* del rotor que se escribirán con minúsculas. La *s* en el subíndice de cualquier variable o parámetro indica que éste es del estator y la *r* que es del rotor. Los subíndices *s* y *r* juntos indican que es un parámetro que comparten simultáneamente el rotor y el estator. Si además de *s* o *r* aparecen *A, B* o *C* debe entenderse que es una variable o parámetro de la fase *A, B* o *C* del estator. Finalmente, los subíndices *a, b* o *c* hacen referencia a una variable o parámetro de la fase *a, b* o *c* del rotor.

Ya que los devanados de los motores trifásicos están distribuidos uniformemente a lo largo de la circunferencia del estator y rotor, la *fuerza magneto motriz* (f.m.m.) total en el estator es:

$$f_m = N_1(i_{sA} + \mathbf{a}i_{sB} + \mathbf{a}^2i_{sC}) \quad 2.2$$

donde: N_1 es el número de vueltas del devanado concentrado.
 \mathbf{a} es el operador vectorial $e^{j2\pi/3}$.

Para obtener la misma f.m.m. a partir de un devanado bifásico equivalente del trifásico (**Fig. 2.1**), el producto del número de vueltas N_2 de este devanado por el fasor espacial corriente del estator, cuyas componentes fluyen por él, tendría que ser igual a f_m [73], o sea:

$$f_m = N_1(i_{sA} + \mathbf{a}i_{sB} + \mathbf{a}^2i_{sC}) = N_2\bar{i}_s = N_2(i_{sD} + j\bar{i}_{sQ}) \quad 2.3$$

$$\therefore i_{sD} = n\left(i_{sA} - \frac{1}{2}i_{sB} - \frac{1}{2}i_{sC}\right) \quad 2.4$$

$$i_{sQ} = n\frac{\sqrt{3}}{2}(i_{sB} - i_{sC}) \quad 2.5$$

donde: $n = N_1 / N_2$

Según sea el valor de n, es el tipo de fasor espacial o transformación que se obtiene. Cuando $n = \sqrt{3}/2$ se obtiene la llamada *transformación simétrica* o *transformación a potencia invariante*. Cuando $n = 2/3$ se obtiene la llamada *transformación asimétrica* o *transformación clásica* [73]. Según la transformación clásica, las componentes de los fasores espaciales de voltajes, corrientes y enlaces de flujos del estator son:

$$u_{sD} = \mathbf{Re}\left\{\frac{2}{3}(u_{sA} + \mathbf{a}u_{sB} + \mathbf{a}^2u_{sC})\right\} = \frac{2}{3}(u_{sA} - \frac{1}{2}u_{sB} - \frac{1}{2}u_{sC}) \quad 2.6$$

$$u_{sQ} = \mathbf{Im}\left\{\frac{2}{3}(u_{sA} + \mathbf{a}u_{sB} + \mathbf{a}^2u_{sC})\right\} = (u_{sB} - u_{sC})/\sqrt{3} \quad 2.7$$

$$i_{sD} = \mathbf{Re}\left\{\frac{2}{3}(i_{sA} + \mathbf{a}i_{sB} + \mathbf{a}^2i_{sC})\right\} = \frac{2}{3}(i_{sA} - \frac{1}{2}i_{sB} - \frac{1}{2}i_{sC}) \quad 2.8$$

$$i_{sQ} = \mathbf{Im}\left\{\frac{2}{3}(i_{sA} + \mathbf{a}i_{sB} + \mathbf{a}^2i_{sC})\right\} = (i_{sB} - i_{sC})/\sqrt{3} \quad 2.9$$

$$\psi_{sD} = \mathbf{Re}\left\{\frac{2}{3}(\psi_{sA} + \mathbf{a}\psi_{sB} + \mathbf{a}^2\psi_{sC})\right\} = \frac{2}{3}(\psi_{sA} - \frac{1}{2}\psi_{sB} - \frac{1}{2}\psi_{sC}) \quad 2.10$$

$$\psi_{sQ} = \mathbf{Im}\left\{\frac{2}{3}(\psi_{sA} + \mathbf{a}\psi_{sB} + \mathbf{a}^2\psi_{sC})\right\} = (\psi_{sB} - \psi_{sC})/\sqrt{3} \quad 2.11$$

donde: u es el valor instantáneo del voltaje.
 i es el valor instantáneo de la corriente.
 ψ es el valor instantáneo del enlace de flujo.

Si se desearan calcular los voltajes, corrientes y enlaces de flujo trifásicos de los fasores anteriores, a partir de sus componentes, se haría por medio de las ecuaciones: 2.1 y 2.6-11.

Los fasores que se obtuvieron para el estator, también se pueden obtener para el rotor, solo que expresados en el marco de *referencia estacionario* o en el *síncrono*. El significado de esto se explica en la siguiente sección.

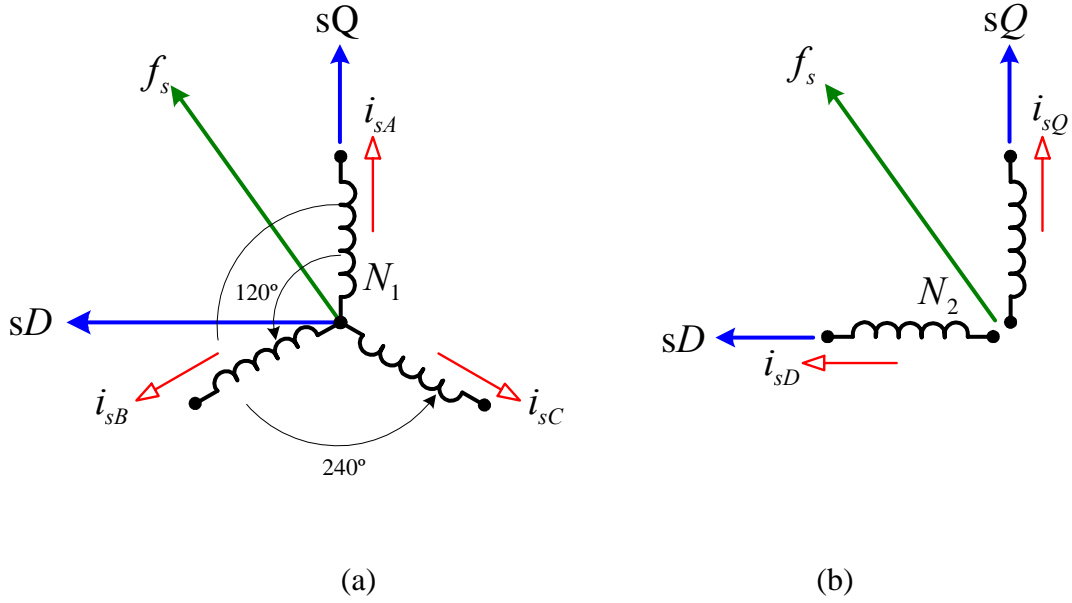


Fig. 2.1 (a) Corrientes trifásicas y f.m.m. ; (b) Componentes bifásicas del fasor espacial corriente del estator y f.m.m.

2.1.2 TRANSFORMACIÓN DE MARCOS DE REFERENCIA

Un análisis similar al anterior se podría aplicar para obtener los fasores espaciales del rotor, solo que los devanados del estator y del rotor (y por lo tanto las componentes de sus f.m.m.s) están desplazados un ángulo θ_r , que es la velocidad angular del rotor (véase al **Fig. 2.2**). En estas condiciones, el fasor espacial corriente del rotor, por ejemplo, podría expresarse con respecto a los ejes α y β de la siguiente manera [84]:

$$\bar{i}_r = \frac{2}{3}(i_{ra} + \mathbf{a}i_{rb} + \mathbf{a}^2i_{rc}) = i_{r\alpha} + ji_{r\beta} \quad 2.12$$

Y con respecto a los ejes **D** y **Q** como [84]:

$$\bar{i}_r' = \left[\frac{2}{3}(i_{ra} + \mathbf{a}i_{rb} + \mathbf{a}^2i_{rc}) \right] e^{j\theta_r} = \bar{i}_r e^{j\theta_r} = i_{rd} + ji_{rq} \quad 2.13$$

El término \bar{i}_r' es el fasor espacial corriente del estator expresado en el *marco de referencia estacionario*, el término \bar{i}_r es el mismo fasor solo que expresado en el *marco de referencia del rotor* [84]. De aquí en adelante, cuando los parámetros del rotor tengan un apóstrofo, estarán expresados en el marco de referencia estacionario y cuando los parámetros del estator tengan el apóstrofo, significará que están expresados en el marco de referencia del rotor. Siendo así, los voltajes, corrientes y enlaces de flujo del rotor en el marco de referencia del rotor serán:

$$u_{r\alpha} = \frac{2}{3}(u_{ra} - \frac{1}{2}u_{rb} - \frac{1}{2}u_{rc}) \quad 2.14$$

$$u_{r\beta} = (u_{ra} - u_{rc})/\sqrt{3} \quad 2.15$$

$$i_{r\alpha} = \frac{2}{3}(i_{ra} - \frac{1}{2}i_{rb} - \frac{1}{2}i_{rc}) \quad 2.16$$

$$i_{r\beta} = (i_{ra} - i_{rc})/\sqrt{3} \quad 2.17$$

$$\psi_{r\alpha} = \frac{2}{3}(\psi_{ra} - \frac{1}{2}\psi_{rb} - \frac{1}{2}\psi_{rc}) \quad 2.18$$

$$\psi_{r\beta} = (\psi_{ra} - \psi_{rc})/\sqrt{3} \quad 2.19$$

Y en base a la ecuación 2.13, las mismas magnitudes en el marco de referencia del estator serán:

$$u_{rd} = \cos \theta_r u_{r\alpha} - \sin \theta_r u_{r\beta} \quad 2.20$$

$$u_{rq} = \sin \theta_r u_{r\alpha} + \cos \theta_r u_{r\beta} \quad 2.21$$

$$i_{rd} = \cos \theta_r i_{r\alpha} - \sin \theta_r i_{r\beta} \quad 2.22$$

$$i_{rq} = \sin \theta_r i_{r\alpha} + \cos \theta_r i_{r\beta} \quad 2.23$$

$$\psi_{rd} = \cos \theta_r \psi_{r\alpha} - \sin \theta_r \psi_{r\beta} \quad 2.24$$

$$\psi_{rq} = \sin \theta_r \psi_{r\alpha} + \cos \theta_r \psi_{r\beta} \quad 2.25$$

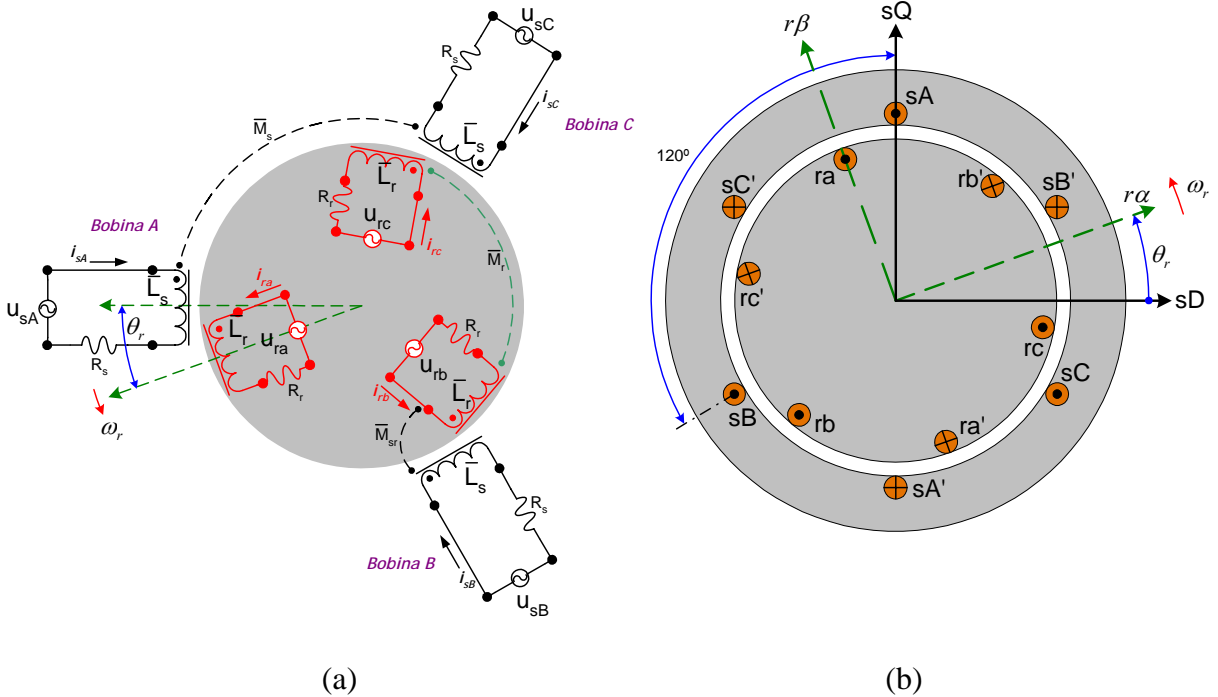


Fig. 2.2 Diagrama eléctrico simplificado de un motor trifásico de inducción; (a) Representación de los devanados del motor; (b) Desplazamiento de los marcos de referencia.

Nuevamente, si se quisieran trasladar las componentes de los fasores del rotor de un marco de referencia estacionario a uno rotatorio o viceversa, se emplearían las ecuaciones 2.20-25.

Cambiar las ecuaciones de un marco de referencia a otro, no es otra cosa que sacar las proyecciones de los parámetros ubicados en los ejes de un cierto marco de referencia sobre los ejes del nuevo marco de referencia.

Como se puede apreciar en la ecuación 2.13, para que los fasores puedan pasar de un marco de referencia a otro, basta con multiplicarlos por $e^{j\gamma}$. Ya que γ es el ángulo entre el *nuevo* marco de referencia y el *anterior*, los fasores voltaje, corriente y enlace de flujo del rotor quedarían expresados en un *marco de referencia general*³ si (véase la **Fig. 2.3**) γ fuera igual a $-(\theta_g - \theta_r)$, es decir:

$$\bar{u}_{rg} = \bar{u}_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} \quad 2.26$$

$$\bar{i}_{rg} = \bar{i}_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} \quad 2.27$$

$$\bar{\psi}_{rg} = \bar{\psi}_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} \quad 2.28$$

Los fasores voltaje, corriente y enlace de flujo del estator, quedarían expresados en el marco de referencia general si γ fuera igual a $-\theta_g$, por lo que:

$$\bar{u}_{sg} = \bar{u}_s e^{-j\theta_g} \quad 2.29$$

$$\bar{i}_{sg} = \bar{i}_s e^{-j\theta_g} \quad 2.30$$

$$\bar{\psi}_{sg} = \bar{\psi}_s e^{-j\theta_g} \quad 2.31$$

donde: La letra g en los subíndices denota que los voltajes, corrientes y enlaces de flujo están expresados en el marco de referencia general.

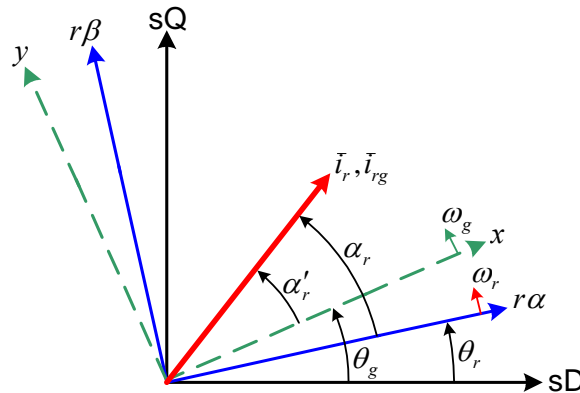


Fig. 2.3 Aplicación de un marco de referencia general para transformar los parámetros del rotor

³ Un marco de referencia general es aquel que gira a una velocidad aleatoria ω_g y que tiene como ejes a x y y.

Con la ayuda de los conceptos de *fasor espacial* y *marco de referencia* vistos hasta ahora y las ecuaciones que determinan el comportamiento del *motor de inducción*, en la sección siguiente se presenta el diagrama de bloques del modelo del motor empleado en esta tesis y su comportamiento.

2.2 PWM CON VECTORES ESPACIALES PARA UN INVERSOR FUENTE DE VOLTAJE

En el **Apéndice B** se presentan las gráficas de comportamiento de un motor de inducción alimentado por una fuente de voltaje trifásica *ideal* con amplitud y frecuencia fijas. Una fuente trifásica se dice *ideal*, cuando está compuesta de tres señales senoidales idénticas y defasadas 120° . Con una fuente de este tipo, después de un tiempo de transición, el motor adquiere una velocidad estable que no se modificará en tanto no se modifique el par de carga o la frecuencia de la fuente. Según [55,69,80], el control de la velocidad del motor pasa por el control de la frecuencia de la fuente que lo alimenta. Desgraciadamente, cuando se varía la frecuencia de la fuente (sin modificar su amplitud) se manipula de manera indirecta una variable que sería deseable permaneciera constante. Esta variable es el flujo en el circuito magnético del motor. Si se aumenta la frecuencia, el flujo disminuye, con lo que la capacidad del núcleo se desaprovecha. En cambio, si la frecuencia disminuye aumenta el flujo y con ello la posibilidad de que se sature el núcleo y en consecuencia aumenten las pérdidas en él. Lo ideal es mantener el flujo constante y cercano a la rodilla de saturación para obtener un máximo aprovechamiento del material ferromagnético; esto se logra manteniendo el cociente de la división entre la amplitud de la fuente y su frecuencia constante (principio que rige al control V/Hz) [69].

Con el circuito electrónico que se muestra en la **Fig. 1.6** se puede implementar la fuente que permite controlar la velocidad del motor [60,81,92]. Esta fuente recibe el nombre de *convertidor de CD a CA* o *inversor* y las técnicas de conmutación de los transistores que lo componen y que hacen que las señales de salida sean controladas y lo más parecidas a las de una fuente ideal, son las de *modulación de ancho de pulso (PWM)*. En esta sección se presentará una de esas técnicas PWM llamada de *vectores espaciales (SVM por sus siglas en inglés)* implementada con la ayuda de una tabla.

2.2.1 MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO CON VECTORES ESPACIALES

La SVM se ha convertido recientemente en la técnica PWM más popular para inversores trifásicos, debido a que tiene un rango de operación lineal más extendido y a que genera señales con un contenido armónico menor comparado con otras técnicas [21,23,31,35,57]. La SVM controla la salida trifásica del inversor por medio del control simultáneo de la conmutación de los transistores de las tres ramas del inversor. En la **Fig. 2.4** se muestra el esquema del inversor trifásico que se empleará como fuente de voltaje. Para evitar que la fuente V_d se cortocircuite, los transistores de cada rama del inversor no deben estar simultáneamente en estado de conducción. En todo momento el estado de los transistores superiores debe ser contrario al de los

transistores inferiores, por lo que es suficiente con determinar el patrón PWM de solo tres de ellos ya sean superiores o los inferiores.

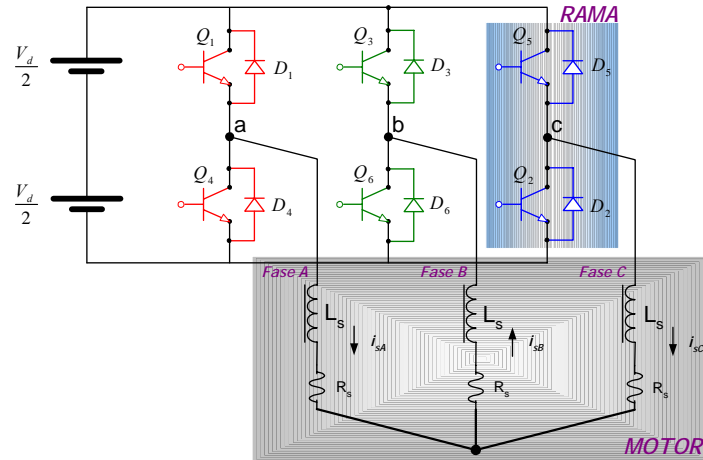


Fig. 2.4 Inversor trifásico. Su diagrama de bloques en SIMULINK se muestra en el **Apéndice C (Fig. A.16)**

De acuerdo con la **Fig. 2.4**, en cada fase del motor existe la posibilidad de inyectar el voltaje V_d (si los transistores Q_1 , Q_3 y/o Q_5 se encuentran en estado de conducción) o un voltaje cero (si los transistores Q_2 , Q_4 y/o Q_6 son los que conducen). Supóngase que los transistores Q_1 y Q_5 conducen y el Q_3 no conduce, en tal caso, los voltajes en las terminales del motor pueden representarse como vectores defasados *ciento veinte grados*⁴ como se muestra en la **Fig. 2.5 (a)**. Empleando la definición de vector espacial [73,83], se pueden expresar estos tres vectores de voltaje como uno solo (el vector \bar{U}_6). La combinación anterior de estados de conducción puede representarse así: 101. Los unos representan que los transistores Q_1 y Q_5 , respectivamente, se encuentra en estado de conducción y el cero que Q_3 no conduce. Esta combinación es solo una de las 2^3 combinaciones posibles. Todas las combinaciones posibles se muestran en la **Tabla 1.1**. En esta tabla, los vectores \bar{U}_7 y \bar{U}_8 aparecen sombreados y separados de los demás vectores, esto se debe a que estos vectores, que reciben el nombre de *vectores cero* [10], tienen una magnitud cero.

		VECTORES							
FASE	\bar{U}_1	\bar{U}_2	\bar{U}_3	\bar{U}_4	\bar{U}_5	\bar{U}_6	\bar{U}_7	\bar{U}_8	
A	1	1	0	0	0	1	1	0	
B	0	1	1	1	0	0	1	0	
C	0	0	0	1	1	1	1	0	

Tabla. 2.1 Los ocho diferentes vectores espaciales que son posibles en inversores como el de la **Fig. 2.4**

⁴ Estos voltajes se representan defasados 120° pues están presentes en las terminales de los devanados del estator del motor, los cuales están defasados, el uno del otro, la misma cantidad de grados.

Los vectores \bar{U}_1 a \bar{U}_6 son vectores que generan corrientes cuando aparecen en las terminales del motor, razón por la cual se denominan *vectores activos*. Estos vectores se expresan de la misma forma que el vector \bar{U}_6 en la **Fig. 2.5 (a)** y se muestran distribuidos en el plano que forman los ejes D y Q en la **Fig. 2.5 (b)**.

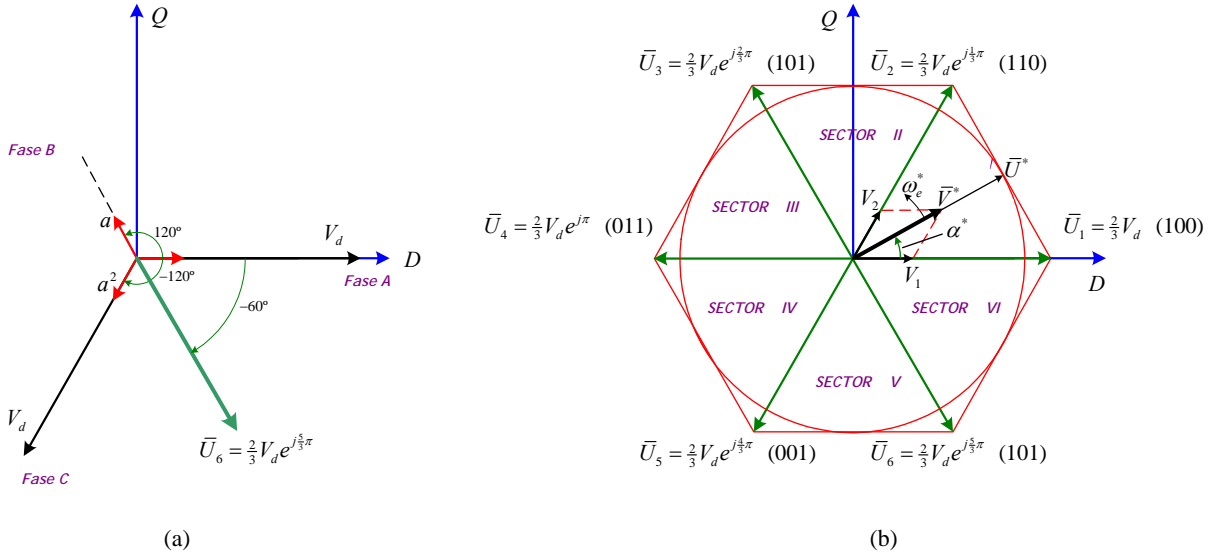


Fig. 2.5 Representación vectorial de los diferentes estados de conducción de los transistores superiores del inversor. (a) Representación trifásica y de *vector espacial* de la combinación 101; (b) Vectores activos y vectores cero del inversor

Supóngase que se aplican consecutivamente los vectores \bar{U}_1 a \bar{U}_6 en las terminales a , b y c del motor; las señales que se presentarían serían las mostradas en la **Fig. 2.6 (a)**. Obsérvese que las señales son idénticas a las que se obtienen con un inversor de *seis pasos* (también llamado de *conducción a 180°*). Estas señales están desfasadas 120°, como era de esperarse y tienen, en el caso de los voltajes de fase de la carga del inversor (**Fig. 2.6 (c)**), una forma que se asemeja a la senoidal.

Las señales de la **Fig. 2.6** se obtuvieron cuando se aplicaron consecutivamente los voltajes \bar{U}_1 a \bar{U}_6 como si un vector, por ejemplo el vector \bar{V}^* de la **Fig. 2.5**, girara en sentido contrahorario en saltos de 60° hasta completar una vuelta. El tiempo que tarda en dar una vuelta es el periodo T de las señales de voltaje. Las señales de voltaje podrían tender más a una senoidal si en lugar de dar saltos de 60° dieran saltos mucho más pequeños. El problema es que se necesitaría un inversor de más combinaciones lo cual no es posible en este caso. Con la técnica de SVM es posible lograr este efecto. Se explicará como lograrlo para el sector I (Véase la **Fig. 2.5 (b)**). El vector marcado como \bar{V}^* puede obtenerse por la suma de los vectores \bar{V}_1 y \bar{V}_2 que son fracciones de los vectores \bar{U}_1 y \bar{U}_2 . Parecería imposible poder fragmentar los vectores \bar{U} , ya que éstos son la representación de los ocho diferentes estados de conmutación del inversor, pero con ésta técnica PWM, lo que parecería imposible se logra de la siguiente manera: si durante un pequeño tiempo t_a se aplica el vector \bar{U}_1 e inmediatamente

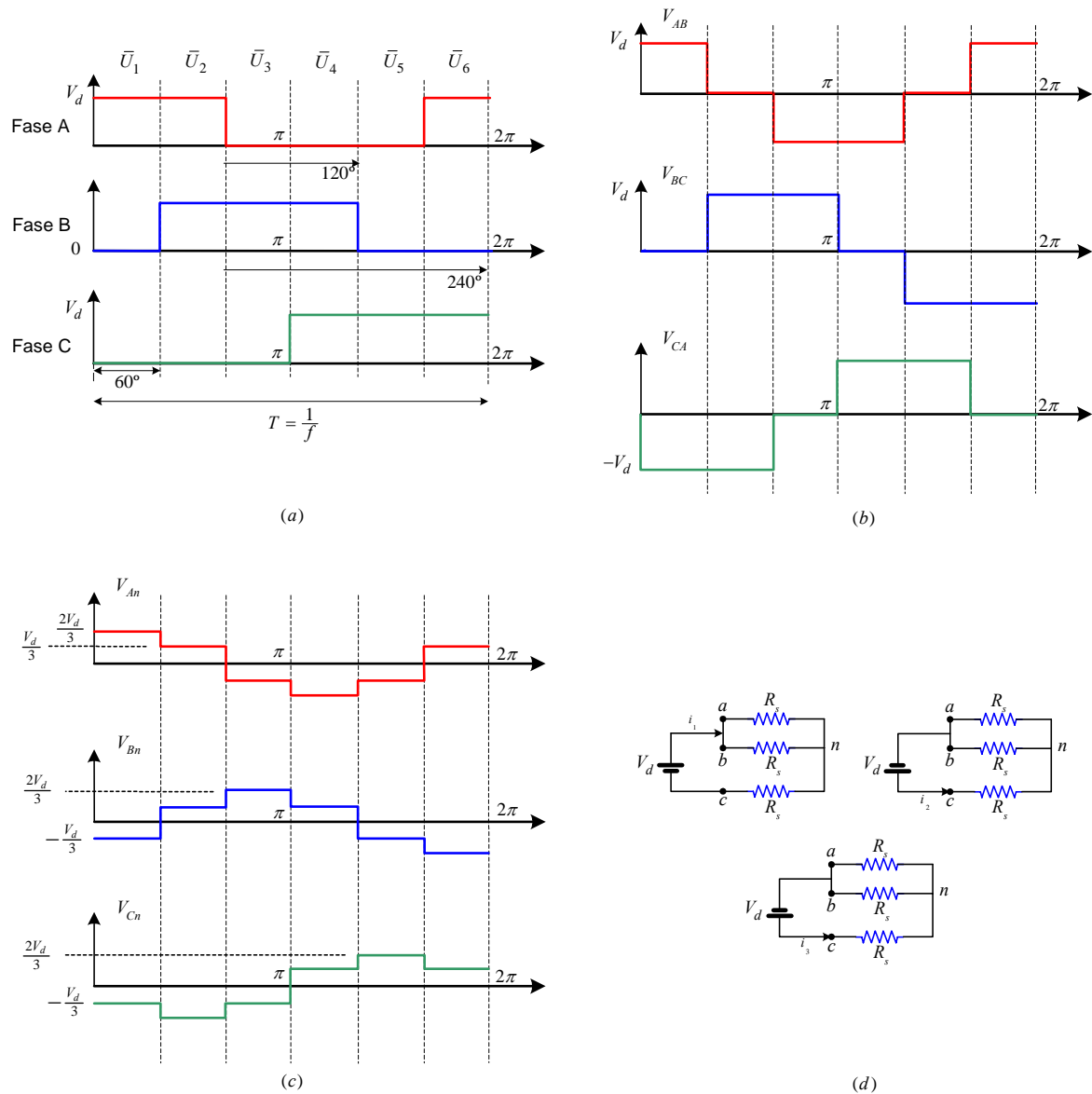


Fig. 2.6 Señales de voltaje en las terminales del motor cuando se aplican consecutivamente los vectores \bar{U}_1 a \bar{U}_6 . (a) Señales de voltaje en las terminales a, b y c del motor; (b) Señales de voltaje de línea; (c) Señales de voltaje de fase; (d) Circuitos equivalentes de los devanados del motor conectados en estrella

después, durante un tiempo t_b , se aplica el \bar{U}_2 , lo que se obtiene al final es un voltaje promedio $|\bar{V}^*|$ con el ángulo que se muestra en la **Fig. 2.5 (b)**. Pero también sería deseable tener el control no solo de su ángulo, sino también de su magnitud. Para lograr esto, además del vector \bar{U}_1 y \bar{U}_2 , se aplica durante t_0 segundos uno de los vectores no activos o vectores cero (\bar{U}_7 o \bar{U}_8). La suma de t_a , t_b y t_0 es igual a T_s que es un tiempo que en todo momento permanece constante. Si t_0 fuera igual a cero se

tendría la máxima magnitud posible (U^*) de \bar{V}^* y si t_0 fuera igual a T_s se tendría la menor, es decir, *zero*. Matemáticamente esto se puede expresar así:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |\bar{U}^*| dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_a} |\bar{U}_1| dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_a}^{t_a+t_b} |\bar{U}_2| dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_a+t_b}^{T_s} |\bar{U}_{7,8}| dt \quad 2.32$$

$$|\bar{U}^*| T_s = |\bar{U}_1| t_a + |\bar{U}_2| t_b + |\bar{U}_{7,8}| t_0 \quad 2.33$$

$$T_s = t_a + t_b + t_0 \quad 2.34$$

De la ecuación 2.33 los vectores \bar{V}_1 , \bar{V}_2 y \bar{V}^* son igual a: $\bar{V}_1 = \bar{U}_1 t_a$, $\bar{V}_2 = \bar{U}_2 t_b$ y $\bar{V}^* = \bar{U}^* T_s$ respectivamente.

Los tiempos t_a y t_b se pueden determinar por medio de las siguientes ecuaciones (las cuales surgen de la distribución geométrica que guardan entre sí los vectores):

$$|\bar{V}^*| T_s = |\bar{V}_2| \cos\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + |\bar{V}_1| \cos(\alpha) \quad 2.35$$

$$|\bar{V}_1| \text{sen}(\alpha) = |\bar{V}_2| \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad 2.36$$

Los tiempos t_0 , t_a y t_b pueden derivarse de las ecuaciones 2.34, 2.35 y 2.36 y expresarse así:

$$t_a = \frac{\sqrt{3} T_s |\bar{V}^*|}{V_d} \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad 2.37$$

$$t_b = \frac{\sqrt{3} T_s |\bar{V}^*|}{V_d} \text{sen}(\alpha) \quad 2.38$$

$$t_0 = T_s - (t_a + t_b) \quad 2.39$$

Si los tiempos t_a y t_b se dividen entre dos y el tiempo t_0 entre cuatro, se podría aplicar una secuencia ya no de *tres* vectores (8, 1 y 2) sino de *ocho* (8, 1, 2, 7, 7, 2, 1, 8) y las ecuaciones 2.37 a 2.39 se expresarían ahora de la siguiente manera:

$$t_a = \frac{\sqrt{3} T_s |\bar{V}^*|}{2V_d} \text{sen}\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad 2.40$$

$$t_b = \frac{\sqrt{3} T_s |\bar{V}^*|}{2V_d} \text{sen}(\alpha) \quad 2.41$$

$$t_0 = T_0 - (t_a + t_b) \quad 2.42$$

donde T_0 es un semiperiodo, es decir $T_0 = \frac{T_s}{2}$.

La gráfica de la **Fig. 2.7** muestra la secuencia y forma en la que se aplican los vectores *uno, dos y cero*, en el primer sector.

La ventaja que se obtiene al aplicar los vectores \bar{U}_1 , \bar{U}_2 y $\bar{U}_{7,8}$ ocho veces y no tres, es que se obtienen patrones de conmutación como los que se muestran en la **Fig. 2.7**, disminuyendo con ello las conmutaciones de los transistores del inversor. También el orden en que se aplican los vectores tiene como propósito disminuir las conmutaciones de los dispositivos semiconductores [10].

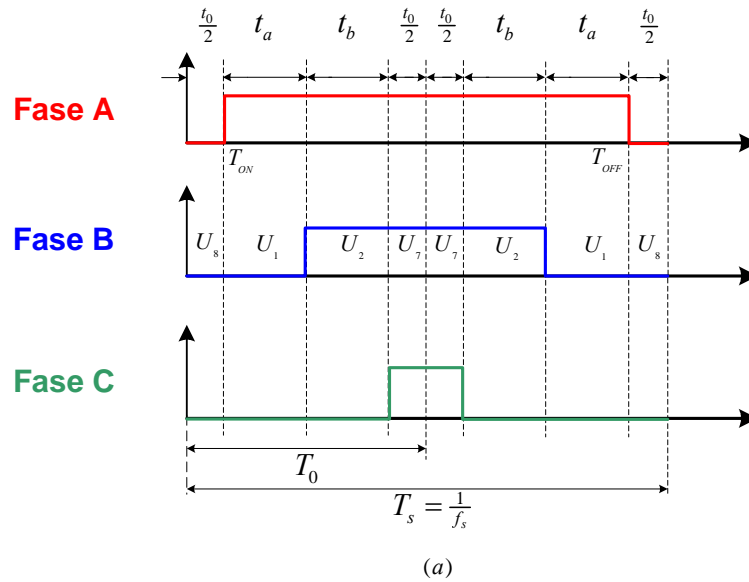


Fig. 2.7 Secuencia de aplicación de los vectores $\bar{U}_{7,8}$, \bar{U}_1 y \bar{U}_2 para obtener el vector \bar{V}^* en el Sector I

2.2.2 IMPLEMENTACIÓN DEL SVM

La SVM requiere que se hagan complejos cálculos en línea, lo que limita su operación a frecuencias de conmutación de unos cuantos kHz. Emplear procesadores de señales digitales (DSPs) y la simplificación de los cálculos mediante tablas, han ayudado a incrementar las frecuencias en las que puede operar esta técnica. Sin embargo, las tablas deben contener muchos puntos para no minimizar la resolución de los pulsos, por lo que no se reducen los cálculos como se quisiera. Muy recientemente, ha sido propuesta una nueva técnica de SVM basada en un árbol de decisiones [50], con lo que se extiende la frecuencia de conmutación arriba de los 16 kHz. A pesar de todo esto y del continuo desarrollo de nuevas formas de implementación de la SVM, la simplificación de cálculos mediante tablas sigue siendo la forma más simple de realizar un PWM con *vectores espaciales*. Es por esto que en esta tesis se ha optado por implementar la SVM a través de tablas.

Una técnica SVM, puede ser considerada como un fenómeno de mapeo no lineal en el que el voltaje de fase y su frecuencia son las entradas y los correspondientes patrones, las salidas. Una de las formas de implementar el PWM con el DSP TMS320F240 de Texas Instruments, es aquella en la que se genera una señal triangular con amplitud

máxima igual a CT_m (valor pico de la señal triangular) y periodo T_s [80]. Esta señal se compara en cada instante con una recta que se mantiene paralela con el eje x y que corta al eje y en valores que van de 0 a CT_m . Si la señal triangular es mayor o igual que la recta, la salida será 1 lógico, de lo contrario valdrá 0. Este mecanismo de generación se ilustra en la **Fig. 2.8**. Los patrones de la **Fig. 2.7** pueden generarse con el DSP de Texas si T_{ON} se iguala a $\frac{2CT_m}{T_s} \left[\frac{t_0}{2} \right]$ para la fase A, a $\frac{2CT_m}{T_s} \left[\frac{t_0}{2} + t_a \right]$ para la fase B y a $\frac{2CT_m}{T_s} \left[\frac{t_0}{2} + t_a + t_b \right]$ para la C. El valor de T_{ON} , como ya se vio, depende de si se quiere obtener el patrón de la fase A, B o C, pero también depende del sector. En la **Fig. 2.9** se muestran las secuencias en las que se deben aplicar los vectores \bar{U} en los seis sectores y las señales resultantes para los sectores uno y dos.

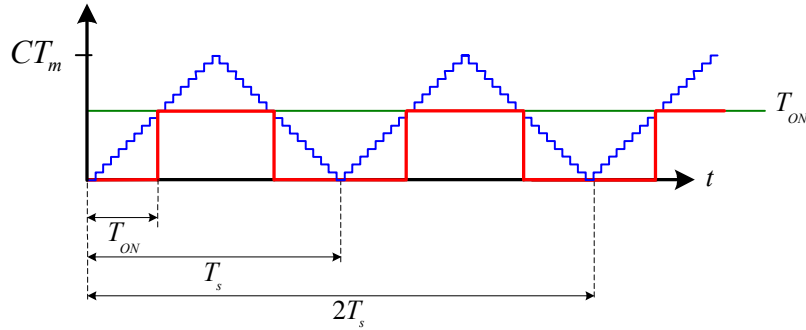


Fig. 2.8 Mecanismo de generación de un PWM con el DSP TMS320F240 de Texas Instruments

Obsérvese que en el sector dos el T_{ON} de la fase A (T_{A-ON}) ya no es igual a $\frac{2CT_m}{T_s} \left[\frac{t_0}{2} \right]$, sino que ahora vale $\frac{2CT_m}{T_s} \left[\frac{t_0}{2} + t_b \right]$. En conclusión, T_{ON} es diferente para cada fase y sector y se puede obtener siguiendo las secuencias mostradas en la **Fig. 2.9 (a)**. El resultado son las tres ecuaciones siguientes:

$$T_{A-ON} = \left\{ \begin{array}{l} K_1 \frac{t_0}{2} = K_1 \left[\frac{T_s}{4} + K_2 * |\bar{V}^*| \left[-\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) - \sin(\alpha) \right] \right], \quad S = 1, 6 \\ K_1 \left[\frac{t_0}{2} + t_b \right] = K_1 \left[\frac{T_s}{4} + K_2 * |\bar{V}^*| \left[-\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + \sin(\alpha) \right] \right], \quad S = 2 \\ K_1 \left[\frac{t_0}{2} + t_a + t_b \right] = K_1 \left[\frac{T_s}{4} + K_2 * |\bar{V}^*| \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + \sin(\alpha) \right] \right], \quad S = 3, 4 \\ K_1 \left[\frac{t_0}{2} + t_a \right] = K_1 \left[\frac{T_s}{4} + K_2 * |\bar{V}^*| \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) - \sin(\alpha) \right] \right], \quad S = 5 \end{array} \right. \quad 2.43$$

$$T_{B-ON} = \left\{ \begin{array}{l} K_1 \left[\frac{t_0}{2} + t_a \right] = K_1 \left[\frac{T_s}{4} + K_2 * |\bar{V}^*| \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) - \sin(\alpha) \right] \right], \quad S = 1 \\ K_1 \frac{t_0}{2} = K_1 \left[\frac{T_s}{4} + K_2 * |\bar{V}^*| \left[-\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) - \sin(\alpha) \right] \right], \quad S = 2, 3 \\ K_1 \left[\frac{t_0}{2} + t_b \right] = K_1 \left[\frac{T_s}{4} + K_2 * |\bar{V}^*| \left[-\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + \sin(\alpha) \right] \right], \quad S = 4 \\ K_1 \left[\frac{t_0}{2} + t_a + t_b \right] = K_1 \left[\frac{T_s}{4} + K_2 * |\bar{V}^*| \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + \sin(\alpha) \right] \right], \quad S = 5, 6 \end{array} \right. \quad 2.44$$

$$T_{C-ON} = \left\{ \begin{array}{l} K_1 \left[\frac{t_0}{2} + t_a + t_b \right] = K_1 \left[\frac{T_s}{4} + K_2 * |\bar{V}^*| \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + \sin(\alpha) \right] \right], \quad S = 1, 2 \\ K_1 \left[\frac{t_0}{2} + t_a \right] = K_1 \left[\frac{T_s}{4} + K_2 * |\bar{V}^*| \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) - \sin(\alpha) \right] \right], \quad S = 3 \\ K_1 \frac{t_0}{2} = K_1 \left[\frac{T_s}{4} + K_2 * |\bar{V}^*| \left[-\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) - \sin(\alpha) \right] \right], \quad S = 4, 5 \\ K_1 \left[\frac{t_0}{2} + t_b \right] = K_1 \left[\frac{T_s}{4} + K_2 * |\bar{V}^*| \left[-\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + \sin(\alpha) \right] \right], \quad S = 6 \end{array} \right. \quad 2.45$$

donde: $K_1 = \left(\frac{2CT_m}{T_s} \right)$; $K_2 = \left(\frac{\sqrt{3}T_s}{4V_d} \right)$

De forma resumida, las ecuaciones anteriores pueden expresarse así:

$$T_{A,B,C-ON} = K_1 \left[\frac{T_s}{4} + K_2 |\bar{V}^*| g_{A,B,C}(\alpha) \right] \quad \text{para toda } 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \quad 2.46$$

donde:
$$g_A(\alpha) = \left\{ \begin{array}{l} \left[-\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) - \sin(\alpha) \right], \quad S = 1, 6 \\ \left[-\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + \sin(\alpha) \right], \quad S = 2 \\ \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + \sin(\alpha) \right], \quad S = 3, 4 \\ \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) - \sin(\alpha) \right], \quad S = 5 \end{array} \right. \quad 2.47$$

$$g_B(\alpha) = \left\{ \begin{array}{l} \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) - \sin(\alpha) \right], \quad S = 1 \\ \left[-\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) - \sin(\alpha) \right], \quad S = 2, 3 \\ \left[-\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + \sin(\alpha) \right], \quad S = 4 \\ \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) + \sin(\alpha) \right], \quad S = 5, 6 \end{array} \right. \quad 2.48$$

$$g_c(\alpha) = \begin{cases} [\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) + \sin(\alpha)], & S = 1, 2 \\ [\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) - \sin(\alpha)], & S = 3 \\ [-\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) - \sin(\alpha)], & S = 4, 5 \\ [-\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) + \sin(\alpha)], & S = 6 \end{cases} \quad 2.49$$

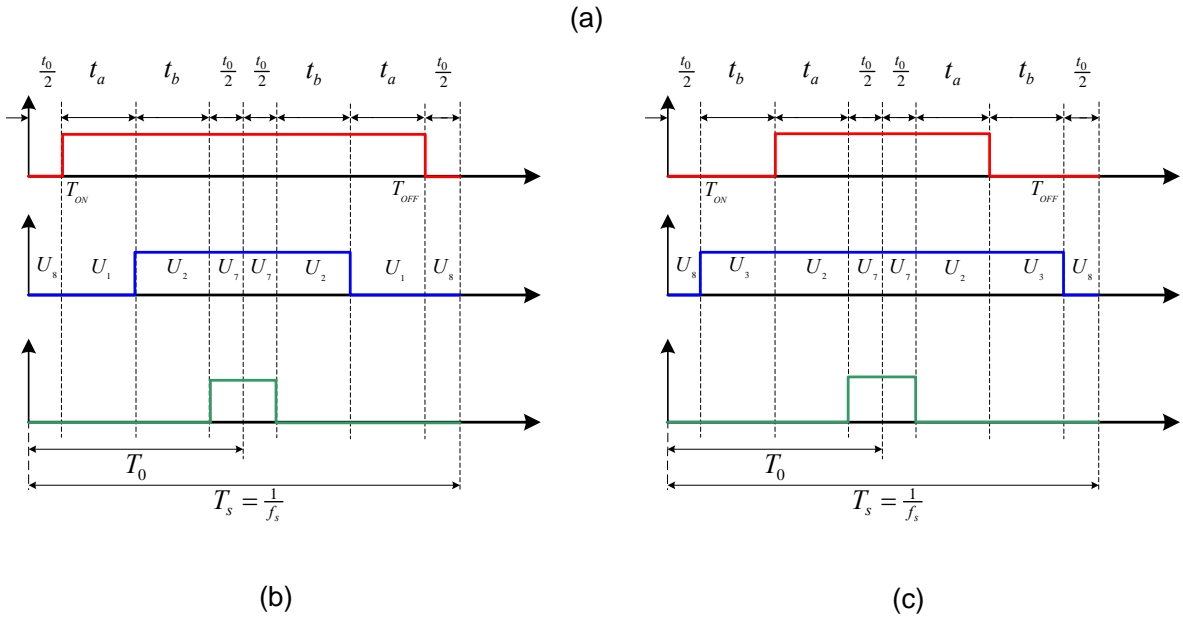
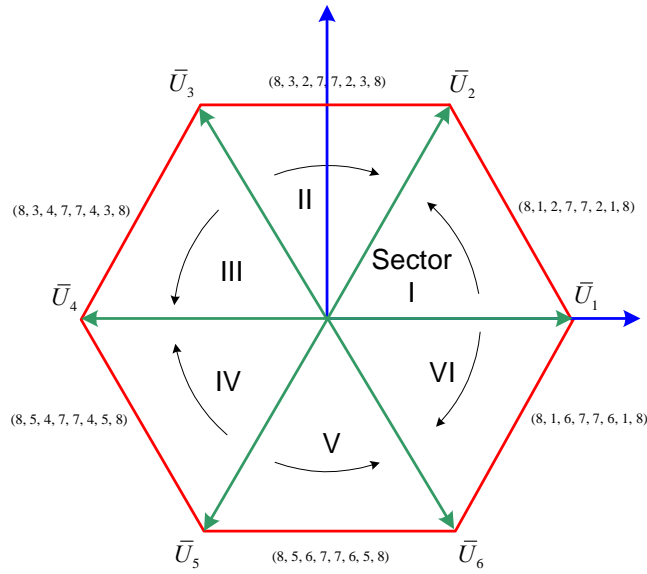


Fig. 2.9 Secuencias de aplicación de los vectores \bar{U} y las señales que resultan en los sectores I y II. (a) Secuencias de aplicación de los vectores \bar{U} ; (b) Señales por fase para el sector I; (c) Señales por fase para el sector II

La ecuación 2.46 establece la estructura del SVM. En esta ecuación, las entradas son $|\bar{V}^*|$ y α . $|\bar{V}^*|$ determina la amplitud de las señales de voltaje que se desarrollan a la salida del inversor y α su frecuencia. Con α se obtienen $g_A(\alpha)$, $g_B(\alpha)$ y $g_C(\alpha)$ que al multiplicarse por $|\bar{V}^*|$ más la constante $\frac{T_s}{4}$, dan como resultado T_{A-ON} , T_{B-ON} y T_{C-ON} . Finalmente, los T_{ON} sirven para generar los patrones PWM.

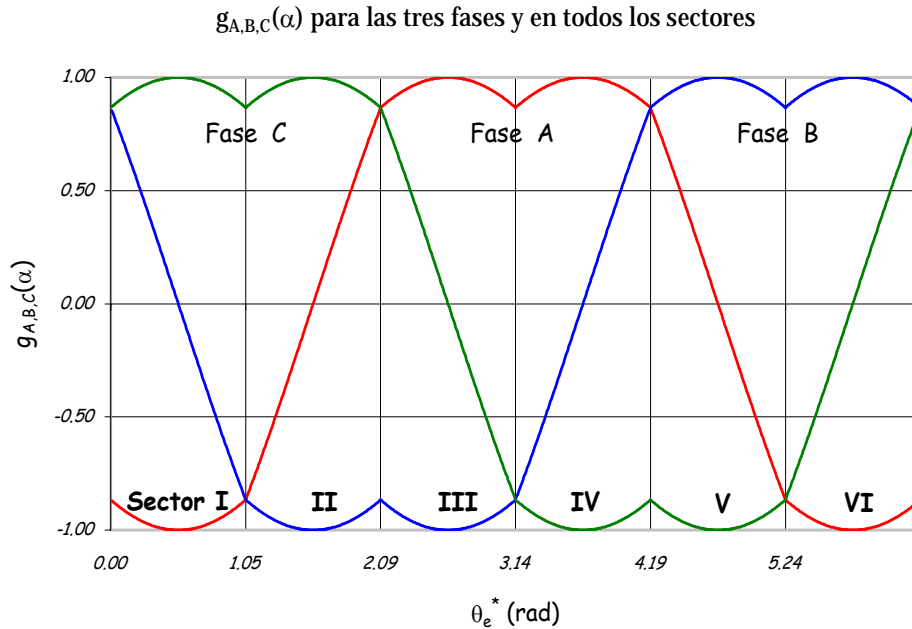


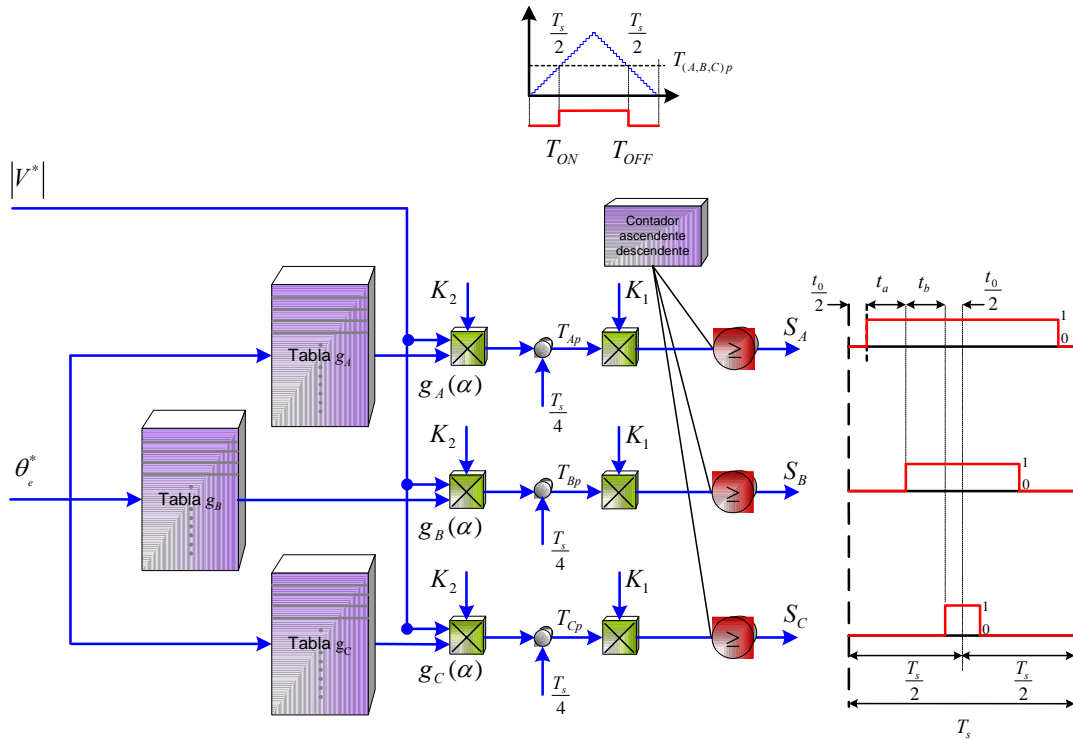
Fig. 2.10 Tiempos T_{A-ON} , T_{B-ON} y T_{C-ON} en función del ángulo θ_e^*

En la implementación del SVM, se emplean tres tablas para proporcionar los correspondientes valores de $g_A(\alpha)$, $g_B(\alpha)$ y $g_C(\alpha)$ en función del ángulo θ_e^* que puede variar entre 0 y 2π radianes (0° y 360°). El ángulo θ_e^* se obtiene al integrar ω_e^* , que es la velocidad angular a la que gira el vector $|\bar{V}^*|$. Es necesario aclarar que θ_e^* no es el ángulo que se sustituye directamente en las ecuaciones 2.47, 2.48 y 2.49, el ángulo que se sustituye es α que se relaciona con θ_e^* mediante la ecuación siguiente:

$$\alpha = \theta_e^* - (S - 1) \cdot \frac{\pi}{3} \quad 2.50$$

donde S es el número de sector.

La gráfica de $g_{A,B,C}(\alpha)$ contra θ_e^* se muestra en la **Fig. 2.10** y los puntos con los cuales se elaboró (720 puntos) se almacenaron en un arreglo para que sirvieran como puntos de las tres tablas mencionadas anteriormente. La **Fig. 2.11** ilustra esto.



$$T_{ON-(A,B,C)} = K_1 \left[\frac{T_s}{4} + K_2 |V^*| [g_{(A,B,C)}(\alpha)] \right]$$

Fig. 2.11 Estructura completa del SVM propuesto en este capítulo. El diagrama de bloques del SVM en SIMULINK se muestra en el **Apéndice B (Fig. A.16)**.

2.2.3 SIMULACIÓN DEL MOTOR CUANDO ES ALIMENTADO CON EL INVERSOR

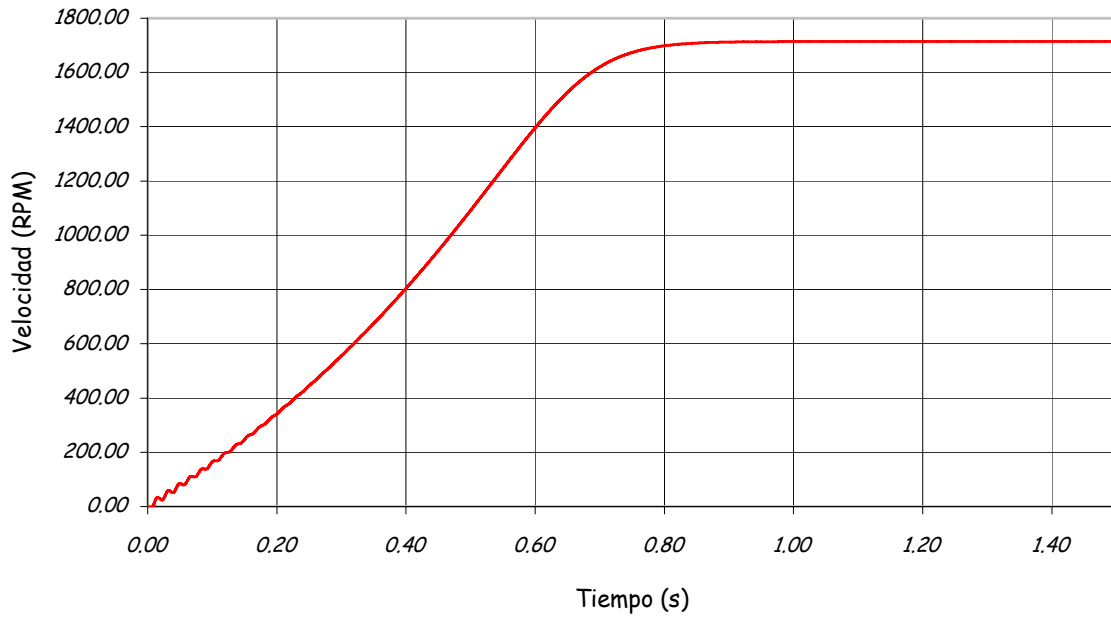
El SVM de la **Fig. 2.11** se implementó con bloques de *SIMULINK* y sus salidas se conectaron a las entradas de voltaje del modelo del motor representado por la **Fig. A.1** Para comparar el comportamiento del motor cuando es alimentado por el inversor con su comportamiento cuando se alimenta con una fuente *trifásica senoidal*, los comandos de voltaje $|\vec{V}^*|$ y velocidad angular θ_e^* , se eligieron con los valores nominales del motor (véase el **Apéndice A**). La velocidad, el par y la corriente de la fase A, se muestran en la **Fig. 2.12**. Al comparar los resultados obtenidos con el inversor y la fuente de suministro estándar, se observa que en esencia son idénticas, a excepción de cierto rizado en el par y en la corriente producto de los armónicos que inevitablemente inyecta el inversor.

En ésta tesis se desarrollará un control vectorial tipo FOC directo, por lo que las señales de control serán u_{sxref} y u_{syref} . Si se quisiera emplear el inversor y la técnica SVM en este control, bastaría con considerar que $|\vec{V}^*|$ y θ_e^* son iguales a [71]:

$$|V^*| = \sqrt{u_{sxref}^2 + u_{syref}^2} \quad 2.52$$

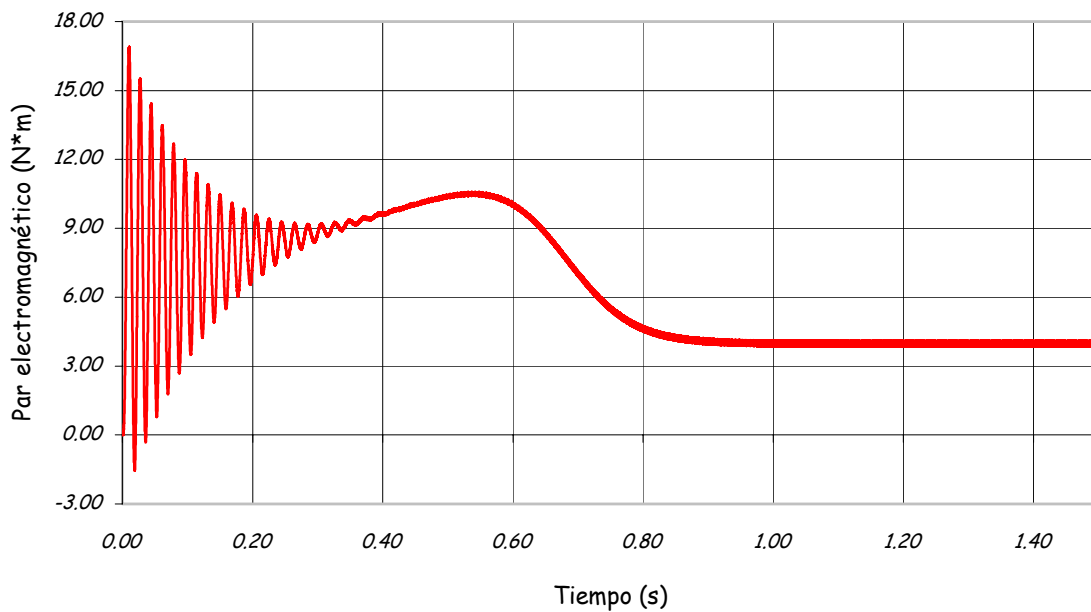
$$\theta_e^* = \rho_s + \tan^{-1}(u_{syref} / u_{sxref}) \quad 2.53$$

Velocidad mecánica en la flecha del motor cuando es alimentado por el inversor



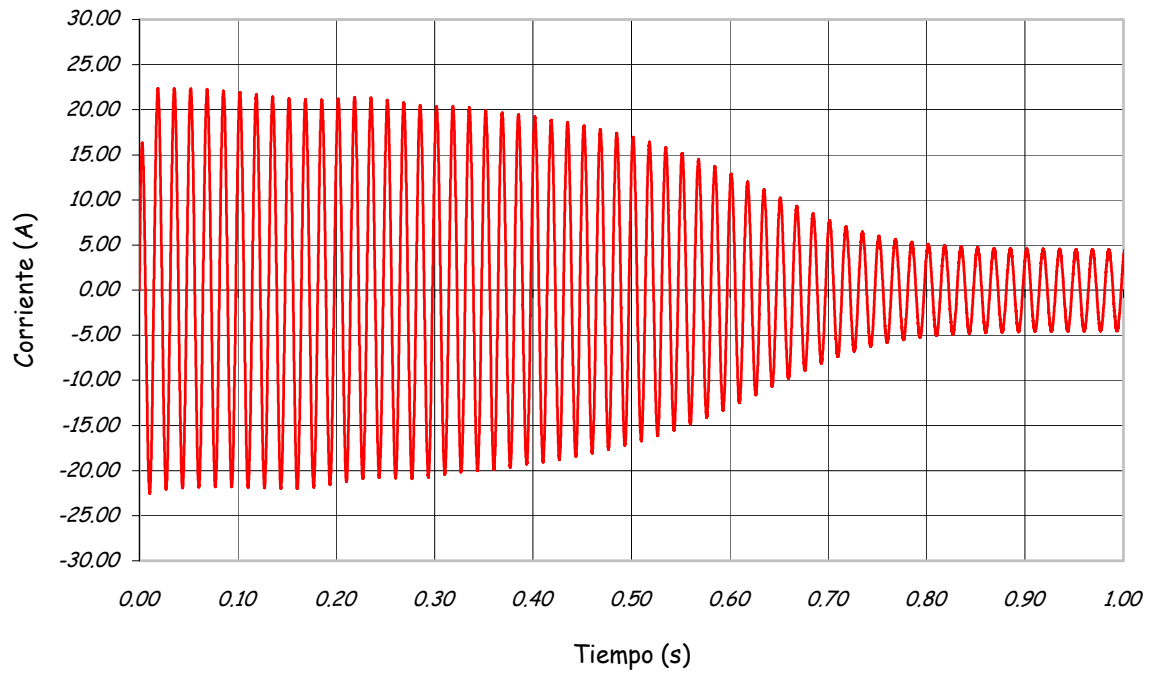
(a)

Par t_e desarrollado por el motor cuando es alimentado por el inversor



(b)

Corriente de la fase A del motor cuando es alimentado por el inversor



(c)

Fig. 2.12 Resultados de la simulación del motor cuyos parámetros se muestran en el apéndice A, pero alimentado con un inversor fuente de voltaje con SVM. (a) Velocidad mecánica en la flecha del motor; (b) Par desarrollado por el motor en N*m; (c) Corriente de la fase A del estator del motor

CAPÍTULO III

DESARROLLO TEÓRICO Y SIMULACIÓN DEL CONTROL VECTORIAL TIPO FOC DIRECTO Y SU SINTONIZACIÓN

Si se compara un motor de inducción con una máquina de corriente directa de igual potencia, el motor de inducción tiene un menor tamaño, peso, inercia del rotor y costo; presenta además una mayor eficiencia, una mayor confiabilidad y puede alcanzar mayores velocidades [84]. Sin embargo, el motor de inducción requiere de un esquema de control mucho más complejo, debido a que tiene una estructura no lineal (la cual puede ser representada por una ecuación de estado de sexto orden) con fuerte interacción dinámica [84]. Además, los convertidores de potencia de CA son más caros que los convertidores que podrían alimentar a un motor de CD, lo que hizo que en el pasado estos variadores de velocidad fueran prohibitivos y de renuente aceptación. Sin embargo, el rápido desarrollo en el campo de la electrónica de potencia y la existencia de microprocesadores poderosos y baratos, que pueden realizar funciones de control complejas desarrolladas para utilizar software en lugar del hardware caro, ha permitido que los accionamientos de CA puedan ser considerados como alternativas económicas para accionamientos de velocidad ajustable de CD.

En este capítulo se describe una de las técnicas de *control de flujo orientado* (FOC por sus siglas en inglés) conocida también como *control vectorial* usada para controlar motores de inducción, la cual esencialmente transforma la estructura dinámica de una máquina de CA a una estructura parecida a la de un motor de CD de excitación separada. Como resultado, el motor de inducción puede funcionar en los dos sentidos con un desempeño dinámico similar al del motor de CD en bajas velocidades.

En un motor de CD los polos magnéticos (que pueden ser imanes permanentes o electroimanes) establecen un campo magnético dentro del cual la armadura gira. Si se hace circular corriente a través de las escobillas del conmutador de la armadura, se origina una f.m.m. cuyo eje se encuentra a 90° eléctricos del eje del flujo principal [6,7,13,89]. Esta relación ortogonal o perpendicular entre los ejes de la f.m.m. y el flujo principal es independiente de la velocidad de giro, y el par electromagnético es proporcional al producto del flujo de campo y la corriente de armadura. Así, en un motor de CD con excitación separada en el que se mantiene constante al flujo de campo, el par es directamente proporcional a la corriente de la armadura [13].

En el motor de inducción, el ángulo espacial entre los campos giratorios del rotor y estator varía con la carga, originando interacciones complejas y respuestas dinámicas oscilatorias [69]. Este ángulo debe ser controlado para que la corriente de entrada al estator pueda ser desacoplada en las componentes productoras de flujo y par. Esto se logra usando el principio de orientación de flujo, que implementa un ángulo espacial de 90° entre las componentes específicas de campo, lo que le da al motor de inducción, características de uno de CD. Como resultado, la dinámica del motor se simplifica y se logra implementar un control con un alto desempeño, es decir, con un desempeño similar al del motor de CD.

En el caso de las máquinas de inducción, es común que se emplee el control de velocidad con orientación del flujo del rotor, aunque es posible implementar controles orientando el flujo del estator o el flujo de magnetización. En este capítulo, se desarrollará el control de la velocidad

del motor de inducción con orientación del flujo del estator ya que, como se mostrará mas adelante, la exactitud en la estimación del flujo del estator se ve afectado únicamente por las variaciones de la resistencia del estator (R_s). Frecuentemente las variaciones de los parámetros del motor (como la *constante de tiempo del rotor*, la cual varía como resultado de la saturación, la variación de la resistencia del estator, la variación de la temperatura y el efecto del desplazamiento de corriente o efecto piel) originan que no sea posible alcanzar correctamente la orientación de campo. Este efecto se ve especialmente en zonas de operación de bajas velocidades, por lo que es preferible implementar esquemas que incorporen alguna forma de adaptación de parámetros en línea, tema que se tratará en el capítulo siguiente.

El control de flujo orientado se puede implementar en sistemas con *inversores fuente de voltaje* (VSI por sus siglas en inglés) o *inversores fuente de corriente* (CSI por sus siglas en inglés). Los sistemas de control que requieren de CSI son más simples, pero tienen el problema de que los CSI son más complejos, además de que los esquemas de control que los necesitan son sensibles a las discrepancias entre la velocidad real y la velocidad *sensada* (o estimada) [84].

La complejidad de un CSI no se presenta en un VSI ni los esquemas de control que lo necesitan son tan sensibles a las discrepancias de la velocidad, por lo que se ha decidido usar este inversor con una técnica vectorial de PWM, lo que permite un control exacto de la magnitud y fase de la corriente del estator.

El principio de orientación de flujo nació en la entonces Alemania del Este con los trabajos de Hasse [30] y Blaschke [4] en las Universidades Técnicas de Darmstadt y Braunschweig y en los laboratorios de Siemens AG. Una gran variedad de métodos han sido desarrollados desde entonces, pero en general estos pueden clasificarse en dos grandes grupos dependiendo del método con el que se determine el vector flujo: control directo y control indirecto [66]. El control indirecto, fue propuesto por Hasse, y requiere de un sensor de posición de alta resolución, como un *encoder* o un *resolver*, para determinar la posición del flujo del rotor. El control directo, como fue originalmente sugerido por Blaschke, determina la magnitud y posición del vector flujo del rotor midiéndolo directamente o por un cálculo basado en la medición de los voltajes y corrientes del estator del motor. El desarrollo de los métodos de control directo desarrollados en la universidad de Braunschweig han sido descritos por el profesor Leonhard y sus estudiantes en una serie de artículos clásicos y en un libro técnico [58]. El método de control que se desarrollará aquí se basa en los trabajos del profesor Leonhard y del doctor B. K. Bose [6-13].

3.2 INTRODUCCIÓN AL CONTROL VECTORIAL

La finalidad de aplicar a los motores de CA el control vectorial, es la de implementar esquemas de control de alto desempeño dinámico similares a los que se usan para controlar máquinas de CD. Para lograr este propósito debe primero probarse que, en condiciones transitorias y en estado permanente, el par electromagnético en máquinas con entrehierro uniforme es proporcional al producto de una componente de corriente generadora de flujo y una componente de corriente generadora de par. En la presente sección, se muestra uno de los caminos para probarlo y en base a la ecuación que resulta se desarrolla el control vectorial con orientación del flujo del estator. En esta técnica se usan marcos de referencia fijados al fasor espacial flujo del estator para derivar una expresión del par electromagnético de forma que

permita el control independiente de las componentes de corriente generadoras de par y flujo. A continuación se determinará esta expresión de par.

3.1.1 BASES DEL CONTROL VECTORIAL

Como ya se mencionó anteriormente, el control vectorial parte de la idea de encontrar una expresión de par que, como en la de un motor de CD, quede en función de una corriente productora de par y otra productora de flujo. En primer lugar, la expresión para el par electromagnético debe ser obtenida en términos de los módulos del fasor espacial flujo del estator y de la componente de corriente del estator en el eje de cuadratura, expresada en el marco de referencia espacial fijado al fasor espacial flujo del estator.

En la **Fig. 3.1**, en ella se muestran los vectores espaciales de la corriente \bar{i}_s y el flujo $\bar{\psi}_s$ del estator en tres diferentes marcos de referencia (el estacionario sD-sQ, el rotatorio $\alpha\text{-}\beta$ que gira a la velocidad ω_r del rotor, y el rotatorio $x\text{-}y$ que gira a la velocidad ω_{ms} del flujo del estator). En el marco de referencia del flujo del estator, la corriente y flujo del estator se pueden expresar así:

$$\bar{i}_{s/\psi_s} = \bar{i}_s e^{j\rho_s} = i_{sx} + j i_{sy} \quad 3.1$$

$$\bar{\psi}_{s/\psi_s} = |\bar{\psi}_s| = \psi_{sx} \quad 3.2$$

Según la ecuación A.5, el par electromagnético desarrollado por el motor es igual a:

$$t_e = \frac{3}{2} P (\psi_{sx} i_{sy} - \psi_{sy} i_{sx}) \quad A.5$$

Si se desprecian los efectos de saturación y L_m y L_s son constantes, el par es proporcional al producto vectorial de los fasores espaciales flujo del estator y corriente del estator expresados en el marco de referencia general. Así, si se usa el marco de referencia del flujo del estator (donde la componente en el eje de cuadratura del fasor espacial flujo del estator es cero, es decir $\psi_{sy} = 0$), el par electromagnético será producido por la interacción del flujo del estator en el eje directo y la componente de corrientes del estator en el eje de cuadratura. Matemáticamente, esto puede ser descrito como:

$$t_e = \frac{3}{2} P (\psi_{sx} i_{sy} - 0 * i_{sx}) \quad 3.3$$

$$t_e = \frac{3}{2} P \psi_{sx} i_{sy} \quad 3.4$$

Esta ecuación se toma como punto de partida para implementar un control vectorial. Obsérvese lo simple que resulta controlar el par que desarrolla el motor y como consecuencia su velocidad. Basta tan solo con mantener constante el flujo y variar la corriente del estator en el eje de cuadratura i_{sy} , de modo que se genere el par que demanda la carga. Por supuesto, será necesario obtener el flujo ψ_{sx} y la corriente i_{sy} a

partir de los parámetros del motor y de las corrientes y voltajes que se sensen en sus terminales. Los detalles del esquema de control se presentan a continuación.

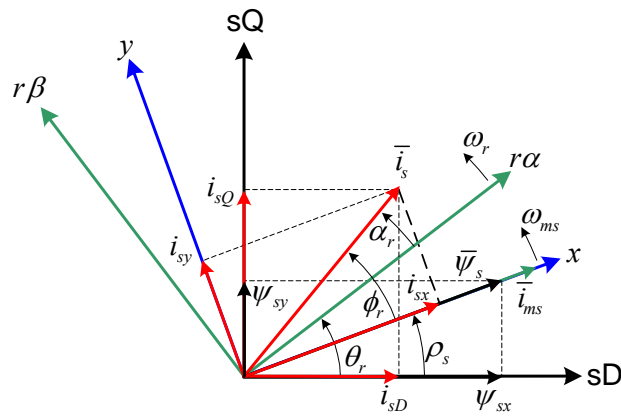


Fig. 3.1 Fasores espaciales de la corriente y flujo del estator en tres diferentes marcos de referencia

3.2 CONTROL DE FLUJO DEL ESTATOR ORIENTADO DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN

En esta parte del capítulo, se discute el control del flujo del estator orientado del motor de inducción, para el caso en el que la máquina es alimentada por un inversor fuente de voltaje y en el que se están sensando a cada instante los voltajes y las corrientes de las fases del motor, puesto que se trata de un esquema de control vectorial *directo* [4].

3.2.1 CONTROL VECTORIAL DIRECTO

El diagrama básico del control de la velocidad basado en un FOC directo se muestra en la **Fig. 3.2**. Aquí el motor es alimentado por un inversor fuente de voltaje. Los voltajes u_{sxref} y u_{syref} son las acciones de control. Estos voltajes son el resultado de la interacción de cuatro controladores: un controlador del flujo $\bar{\psi}_s$ del estator, otro de la velocidad ω_r del rotor, uno más de la componente del fasor espacial corriente del estator en el eje x , i_{sx} y otro de la componente del fasor espacial corriente del estator en el eje y , i_{sy} . La razón de ser de los controladores de velocidad y flujo es obvia, no así la de los controladores de corriente. Estos controladores se usan para lograr una acción de control más rápida y precisa, aunque, sería posible prescindir de ellos [13]. Por lo tanto, en un esquema de control que cuente con controladores de corriente, las salidas de los controladores de velocidad y flujo son las corrientes que deberían fluir por el estator de la máquina para alcanzar los valores de flujo y velocidad de referencia (también llamados *set points*). En la **Fig. 3.2** estas corrientes son i_{sxref} e i_{syref} . Estas corrientes son a su vez los *set points* de los controladores de corriente y sus salidas son

las señales de voltaje u_{sxref} y u_{syref} mencionadas anteriormente. Los voltajes de referencia sirven finalmente para generar, por medio del inversor y su respectiva técnica de PWM, los voltajes que alimentarán a los devanados del estator del motor. Antes de pasar como comandos de voltaje al inversor, estos voltajes son transformados a un marco de referencia estacionario con la ayuda de las ecuaciones 2.52 y 2.53 y del ángulo ρ_s que se estima, junto con el flujo, en el bloque del *modelo de flujo*. La razón por la cual es necesario por un lado, estimar el ángulo ρ_s y por otro, transformar los voltajes u_{sxref} y u_{syref} a un marco de referencia estacionario es que los voltajes u_{sxref} y u_{syref} que genera el control, están en el marco de referencia del flujo del estator, ya que las corrientes de las cuales se originan están también en ese marco de referencia. Por otro lado, es necesario que las corrientes se encuentren en el marco de referencia del flujo del estator para lograr el control vectorial que se deriva de la ecuación 3.4. Si los voltajes u_{sxref} y u_{syref} no fueran transformados al marco de referencia estacionario, se estarían proporcionando al motor voltajes con la magnitud correcta, pero con un ángulo de fase equivocado. Obsérvese en la ecuación 2.53 que es indispensable conocer la magnitud de ρ_s en cada instante de tiempo para poder realizar la transformación necesaria entre marcos de referencia.

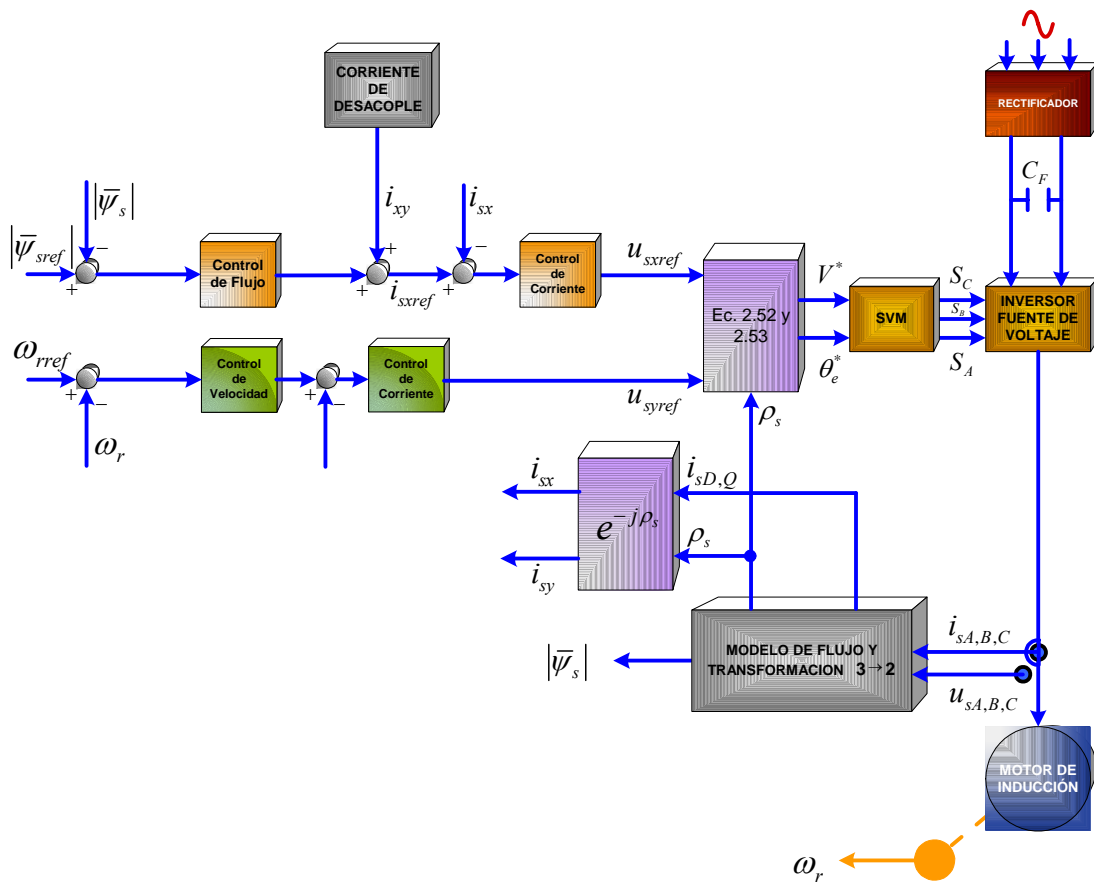


Fig. 3.2 Diagrama de bloques del control vectorial de la velocidad, método directo con orientación de flujo del estator. El programa en SIMULINK se muestra en el Apéndice C (Fig. A.12-18).

En la **Fig. 3.2**, se muestra un bloque en el que se genera la *corriente de desacople*. La necesidad de este bloque y la forma en que se calculan la corriente de desacople, el flujo del estator y el ángulo ρ_s , se explicará a continuación.

Las corrientes i_{sx} e i_{sy} se obtienen transformando las componentes de la corriente del estator del marco de referencia estacionario al marco de referencia del flujo del estator, siguiendo el procedimiento descrito en el capítulo anterior.

3.2.2 ESTIMACIÓN DEL VECTOR DE FLUJO $\bar{\psi}_s$, EL ÁNGULO ρ_s Y LAS CORRIENTES i_{sx} E i_{sy} DEL ESTATOR

En el método de control directo, es necesario estimar *el vector espacial flujo del estator* y sus componentes (ψ_{sD} y ψ_{sQ}) en un marco de referencia estacionario. Con base en dichas componentes de flujo, se calcula el ángulo ρ_s . El coseno y seno de ρ_s serán, respectivamente, igual al producto de las componentes ψ_{sD} y ψ_{sQ} entre la magnitud del fasor espacial flujo del estator, o sea:

$$\cos \rho_s = \frac{\psi_{sD}}{|\bar{\psi}_s|} \quad 3.5$$

$$\text{sen} \rho_s = \frac{\psi_{sQ}}{|\bar{\psi}_s|} \quad 3.6$$

A partir de las ecuaciones 3.5 y 3.6 es posible obtener fácilmente el ángulo ρ_s . El diagrama de flujo de la **Fig. 3.3 (e)** ilustra el procedimiento.

También la magnitud del vector espacial flujo del estator se puede determinar a través de sus componentes, para esto es necesario aplicar el teorema de Pitágoras, es decir:

$$|\bar{\psi}_s| = \sqrt{\psi_{sD}^2 + \psi_{sQ}^2} \quad 3.7$$

Ahora el problema es determinar las componentes del vector flujo del estator. Para calcularlas se hace uso de la ecuación A.8 que es la forma fasorial de la ecuación de voltaje del estator. Si se descompone la ecuación A.8 en sus componentes real e imaginaria, se obtienen las expresiones siguientes del voltaje del estator en coordenadas estacionarias:

$$u_{sD} = R_s i_{sD} + \frac{d\psi_{sD}}{dt} \quad 3.8$$

$$u_{sQ} = R_s i_{sQ} + \frac{d\psi_{sQ}}{dt} \quad 3.9$$

Despejando a ψ_{sD} y ψ_{sQ} de las dos ecuaciones anteriores y posteriormente, integrándolas se obtienen las componentes de flujo en función de los voltajes y corrientes que se sensan en cada fase del motor, transformadas de señales trifásicas a bifásicas.

$$\psi_{sD} = \int (u_{sD} - R_s i_{sD}) dt \quad 3.10$$

$$\psi_{sQ} = \int (u_{sQ} - R_s i_{sQ}) dt \quad 3.11$$

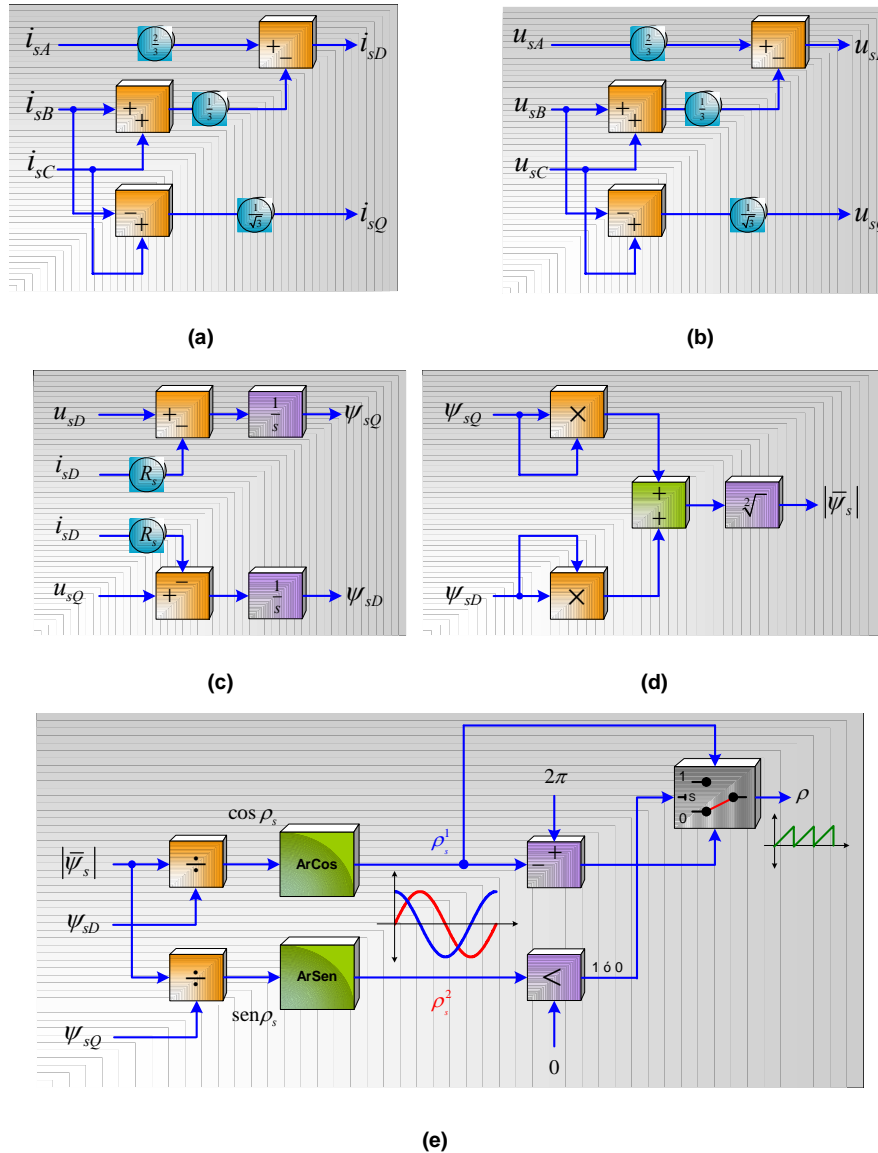


Fig 3.3 Diagrama de bloques del modelo de flujo y de la transformación de bifásico a trifásico de los voltajes y corrientes de línea del motor; (a) Transformación de las corrientes trifásicas a bifásicas; (b) Transformación de los voltajes trifásicos a bifásicos; (c) Estimación del fasor espacial flujo del estator a partir de voltajes y corrientes en un marco de referencia estacionario; (d) Estimación de la magnitud del fasor espacial flujo del estator a través de sus componentes; (e) Ángulo entre el marco de referencia estacionario y el marco de referencia del fasor espacial flujo del estator. El programa en SIMULINK se muestra en el **Apéndice C (Fig.13 y 15)**

Las componentes de voltaje y corriente bifásicas se obtienen a partir de de las lecturas de voltaje y corriente de cada fase del motor, con la ayuda de las ecuaciones 2.6-9.

En la **Fig. 3.3 (a) y (b)** se muestra como, a partir de los voltajes y corrientes trifásicas es posible obtener las corrientes y voltajes bifásicos. Los voltajes y corrientes bifásicos son a su vez, las entradas necesarias para obtener las componentes del fasor espacial flujo del estator (**Fig. 3.3 (c)**), a partir de las cuales se determina su magnitud y el ángulo ρ_s (**Fig. 3.3 (d) y (e)**).

3.2.3 ESTIMACIÓN DE LA CORRIENTE DE DESACOPLE i_{xy}

Cuando el motor es alimentado por una fuente de voltaje, aparece un acoplamiento entre la corriente generadora de flujo y la corriente generadora de par. Para evitar este efecto, se hace necesario un *circuito de desacople* que permita, mediante la corriente i_{xy} corregir este problema.

La condición de acoplamiento puede verse con la ayuda de la ecuación A.2. Esta es la ecuación fasorial del voltaje del rotor en un marco de referencia general. Si esta ecuación se expresa en el marco de referencia del fasor espacial del flujo del estator ($\omega_g = \omega_{ms}$) y además se descompone en sus partes real e imaginaria, se obtienen las ecuaciones de los voltajes del rotor en el marco de referencia del flujo del estator [13]:

$$u_{rx} = R_r i_{rx} + \frac{d\psi_{rx}}{dt} - (\omega_{ms} - \omega_r) \psi_{ry} \quad 3.12$$

$$u_{ry} = R_r i_{ry} + \frac{d\psi_{ry}}{dt} + (\omega_{ms} - \omega_r) \psi_{rx} \quad 3.13$$

Como ya se sabe, u_{rx} y u_{ry} son igual a cero para motores de inducción tipo jaula de ardilla, por lo que las ecuaciones anteriores toman la forma siguiente:

$$0 = R_r i_{rx} + \frac{d\psi_{rx}}{dt} - (\omega_{ms} - \omega_r) \psi_{ry} \quad 3.14$$

$$0 = R_r i_{ry} + \frac{d\psi_{ry}}{dt} + (\omega_{ms} - \omega_r) \psi_{rx} \quad 3.15$$

A partir de la ecuación A.3, las componentes de corriente del rotor en el marco de referencia del flujo del estator se pueden expresar como se muestra en las ecuaciones 3.16 y 3.17.

$$i_{rx} = \frac{1}{L_r} \psi_{rx} - \frac{L_m}{L_r} i_{sx} \quad 3.16$$

$$i_{ry} = \frac{1}{L_r} \psi_{ry} - \frac{L_m}{L_r} i_{sy} \quad 3.17$$

Sustituyendo las ecuaciones 3.16 y 3.17 en las ecuaciones 3.14 y 3.15 se pueden *eliminar* las corrientes del rotor, las cuales son inaccesibles. Por lo tanto, las ecuaciones 3.14 y 3.15 toman la forma siguiente:

$$\frac{R_r}{L_r} \psi_{rx} - \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sx} + \frac{d\psi_{rx}}{dt} - (\omega_{ms} - \omega_r) \psi_{ry} = 0 \quad 3.18$$

$$\frac{R_r}{L_r} \psi_{ry} - \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sy} + \frac{d\psi_{ry}}{dt} + (\omega_{ms} - \omega_r) \psi_{rx} = 0 \quad 3.19$$

Si se multiplican las ecuaciones anteriores por $T_r = L_r / R_r$ se obtienen:

$$\psi_{rx} + T_r \frac{d\psi_{rx}}{dt} - L_m i_{sx} - (\omega_{ms} - \omega_r) T_r \psi_{ry} = 0 \quad 3.20$$

$$\psi_{ry} + T_r \frac{d\psi_{ry}}{dt} - L_m i_{sy} + (\omega_{ms} - \omega_r) T_r \psi_{rx} = 0 \quad 3.21$$

Expresando la ecuación A.11 en coordenadas del flujo del estator en la parte real e imaginaria y sustituyendo estas expresiones en las ecuaciones 3.16 y 3.17, se obtienen las ecuaciones 3.22 y 3.23.

$$\psi_{rx} = \frac{L_r}{L_m} \psi_{sx} + \left(L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right) i_{sx} \quad 3.22$$

$$\psi_{ry} = \frac{L_r}{L_m} \psi_{sy} + \left(L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right) i_{sy} \quad 3.23$$

Sustituyendo las ecuaciones 3.22 y 3.23 en las ecuaciones 3.20 y 3.21 se obtienen:

$$\psi_{sx} + T_r \frac{d\psi_{sx}}{dt} = L_s i_{sx} + \sigma L_s T_r \frac{di_{sx}}{dt} + \omega_{sl} T_r (\psi_{sy} - \sigma L_s i_{sy}) \quad 3.24$$

$$\psi_{sy} + T_r \frac{d\psi_{sy}}{dt} = L_s i_{sy} + \sigma L_s T_r \frac{di_{sy}}{dt} - \omega_{sl} T_r (\psi_{sx} - \sigma L_s i_{sx}) \quad 3.25$$

donde $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ y $\omega_{sl} = \omega_{ms} - \omega_r$.

En la técnica de control vectorial con orientación del flujo del estator, la componente en el eje y es igual a cero ($\psi_{sy} = 0$) por lo que las ecuaciones 3.24 y 3.25 toman la forma siguiente:

$$\psi_{sx} + T_r \frac{d\psi_{sx}}{dt} = L_s i_{sx} + \sigma L_s T_r \frac{di_{sx}}{dt} - \omega_{sl} T_r \sigma L_s i_{sy} \quad 3.26$$

$$L_s i_{sy} + \sigma L_s T_r \frac{di_{sy}}{dt} = \omega_{sl} T_r (\psi_{sx} - \sigma L_s i_{sx}) \quad 3.27$$

Estas ecuaciones evidencian que, el flujo del estator está en función tanto de la corriente del estator en el eje y (i_{sx}), como de la corriente en el eje x (i_{sy}), es decir, existe un *efecto de acoplamiento*. Esto significa que cuando varía el par (con variaciones de i_{sy}) también varía el flujo.

Para poder determinar el valor de la corriente de desacople i_{xy} , considérese el diagrama de bloques de la **Fig. 3.4**. En esta figura se muestra la corriente de desacople i_{xy} , la cual se suma a la corriente que genera el lazo de control de flujo. La salida de esta, es la corriente de referencia i_{sxref} , que a su vez sirve de señal de referencia del lazo control de corriente en el eje x .

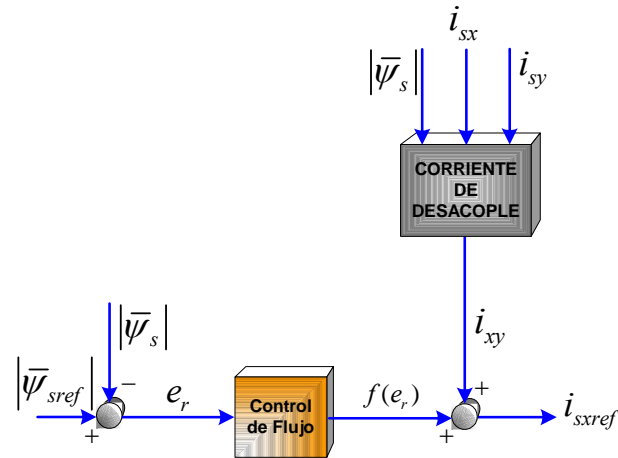


Fig. 3.4 Diagrama de bloques de la inyección de la señal de desacople del control vectorial con orientación del flujo del estator. El programa de la señal de desacople en SIMULINK se muestra en el **Apéndice C (Fig. A.18)**.

De acuerdo con esta figura, se puede decir que:

$$i_{sxref} = f(e_r) + i_{xy} \quad 3.28$$

donde: e_r es el error de flujo y es igual a $|\psi_{sref}| - |\psi_s|$

$f(e_r)$ es la función del control PI y es igual a $K_p e_r + K_i \int e_r dt$.

Sustituyendo la ecuación 3.28 en la 3.26 y considerando que $\psi_{sx} = |\bar{\psi}_s|$ se obtiene:

$$\psi_{sx} + T_r \frac{d\psi_{sx}}{dt} = L_s \left[\left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right) f(|\psi_{sref}| - |\bar{\psi}_s|) + \left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right) i_{xy} - \omega_{sl} T_r \sigma i_{sy} \right] \quad 3.29$$

En esta ecuación d/dt se emplea de manera similar al operador S de la transformada de Laplace.

Para poder desacoplar del flujo del estator los efectos de la corriente en el eje y , es necesario que los términos $(1 + \sigma T_r d/dt)i_{xy} - \omega_{sl} T_r \sigma i_{sy}$ sean igual a cero por lo que la corriente i_{xy} es igual a:

$$i_{xy} = \frac{\omega_{sl} T_r \sigma i_{sy}}{\left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt}\right)} \quad 3.30$$

Se puede despejar de la ecuación 3.27 a la velocidad ω_{sl} (llamada de *deslizamiento*) y sustituirla en la ecuación 3.30, con lo que esta toma la forma de la ecuación 3.31.

$$i_{xy} = \frac{L_s \sigma i_{sy}^2}{(\psi_{sx} + \sigma L_s i_{sx})} \quad 3.31$$

3.3 SINTONIZACIÓN DE LOS CONTROLADORES PI DEL CONTROL VECTORIAL

Uno de los aspectos más importantes de todo esquema de control es la sintonización de su o sus controladores. En el control vectorial que se muestra en este capítulo, se utilizan cuatro controladores: el de velocidad, el de flujo, el de la corriente en el eje x , y el de la corriente en el eje y . El hecho de que la salida de dos de los controladores sea la referencia (*setpoint*) de los otros dos, hace que su sintonización no sea fácil [2,15]. Es por esto que, en la presente tesis se establece un método de sintonización que facilite esta tarea. A continuación se explican los detalles de dicho método [41,53].

3.3.1 DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL DE FLUJO

De la ecuación de voltaje del rotor en el marco de referencia del flujo del estator [84], se sabe que:

$$0 = R_r \bar{i}_{rg} + \frac{d\bar{\psi}_{rg}}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \bar{\psi}_{rg} \quad A.2$$

$$\bar{\psi}_{rg} = L_r \bar{i}_{rg} + L_m \bar{i}_{sg} \quad A.3$$

$$\bar{\psi}_{sg} = L_s \bar{i}_{sg} + L_m \bar{i}_{rg} \quad A.4$$

Sustituyendo las ecuaciones de flujo A.3 y A.4 en la ecuación A.2, se obtiene la ecuación siguiente:

$$\psi_{sx} + T_r \frac{d\psi_{sx}}{dt} = L_s i_{sx} + \sigma L_s T_r \frac{di_{sx}}{dt} + \omega_{sl} T_r (\psi_{sy} - \sigma L_s i_{sy}) \quad 3.32$$

Considerando que la componente en el eje y del flujo es igual a cero, se obtiene que:

$$\psi_{sx} + T_r \frac{d\psi_{sx}}{dt} = L_s i_{sx} + \sigma L_s T_r \frac{di_{sx}}{dt} + f(\omega_{sl}, i_{sy}) \quad 3.33$$

donde $f(\omega_{sl}, i_{sy}) = -\omega_{sl} T_r \sigma L_s i_{sy}$

$f(\omega_{sl}, i_{sy})$ es un elemento de acoplamiento cuyos efectos se eliminan por medio de la corriente de desacople i_{xy} (**Fig. 3.4**), por lo que la ecuación 3.33 es aproximadamente igual a:

$$\psi_{sx} + T_r \frac{d\psi_{sx}}{dt} = L_s i_{sx} + \sigma L_s T_r \frac{di_{sx}}{dt} \quad 3.34$$

De acuerdo con la ecuación 3.34, se obtiene el diagrama de bloques de la **Fig. 3.5**

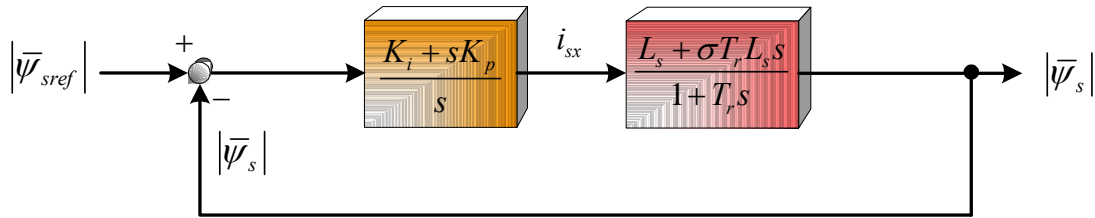


Fig. 3.5 Diagrama de bloques del lazo de control de flujo. El diagrama de bloques del motor en SIMULINK se muestra en el **Apéndice C (Fig. A.17)**

Obsérvese cómo con un controlador **PI** es suficiente para obtener una función de transferencia en lazo abierto igual a $\frac{K_p L_s}{T_r} \left[\frac{1 + \sigma T_r s}{s} \right]$, con la cual se alcanza la referencia sin sobreimpulso, en un tiempo muy corto y sin error en estado estacionario. Para poder lograr esto, debe cumplirse que:

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{1}{T_r} \quad 3.35$$

Ya que, de acuerdo a las *trazas de Bode* [2], a la frecuencia de corte ω_c la magnitud de la función de transferencia en lazo abierto es aproximadamente igual a uno, la constante proporcional K_p de la función de transferencia equivalente puede determinarse por medio de:

$$\left| \frac{K_p L_s}{T_r} \left[\frac{1 + \sigma T_r s}{s} \right] \right|_{s=j\omega_c} = 1 \quad 3.36$$

por lo que K_p es igual a:

$$K_p = \frac{T_r \omega_c}{L_s \sqrt{1 + \sigma^2 T_r^2 \omega_c^2}} \quad 3.37$$

3.3.2 DISEÑO DE LOS LAZOS DE CONTROL DE CORRIENTE

Tomando como base la ecuación A.3, A.4 y 3.33 además de la ecuación de voltaje del estator en el marco de referencia del flujo del estator (ecuación 3.38), se obtienen las ecuaciones 3.39 y 3.40.

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\omega_{ms} \bar{\psi}_s \quad 3.38$$

$$u_{sx} = i_{sx} [R_s + \sigma L_s s] + f(i_{rx}, \omega_{sl}, i_{sy}) \quad 3.39$$

$$u_{sy} = i_{sy} \left[\frac{L_s}{T_r} + R_s + \sigma L_s s \right] + f(\psi_{sx}, \omega_r, \omega_{sl}, i_{sx}) \quad 3.40$$

donde $f(i_{rx}, \omega_{sl}, i_{sy}) = -\frac{L_m}{T_r} i_{rx} - \omega_{sl} \sigma L_s i_{sy}$

$$f(\psi_{sx}, \omega_r, \omega_{sl}, i_{sx}) = -\omega_r \psi_{sx} + \omega_{sl} \sigma L_s i_{sx}$$

Nuevamente, los términos $f(i_{rx}, \omega_{sl}, i_{sy})$ e $f(\psi_{sx}, \omega_r, \omega_{sl}, i_{sx})$ son elementos de acoplamiento cuyos efectos se eliminan por medio de la corriente de desacople i_{xy} , de modo que las ecuaciones 3.39 y 3.40 pueden expresarse como:

$$u_{sx} = i_{sx} [R_s + \sigma L_s s] \quad 3.41$$

$$u_{sy} = i_{sy} \left[\frac{L_s}{T_r} + R_s + \sigma L_s s \right] \quad 3.42$$

De acuerdo con las ecuaciones 3.41 y 3.42, se obtienen los diagramas de bloques que se muestran en la **Fig. 3.6**.

De nueva cuenta, el **PI** es suficiente para obtener una función de transferencia en lazo abierto $\left(\frac{K_{pl,II}}{\sigma L_s} \left[\frac{1}{s} \right] \right)$ con la cual se alcanza la referencia sin sobreimpulso, en un tiempo muy corto y sin error en estado estacionario. Para poder lograr esto, debe cumplirse, para los lazos de control en el eje x y y respectivamente, que:

$$\frac{K_{il}}{K_{pl}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad 3.43$$

$$\frac{K_{iII}}{K_{pII}} = \frac{L_s + R_s T_r}{T_r \sigma L_s} \quad 3.44$$

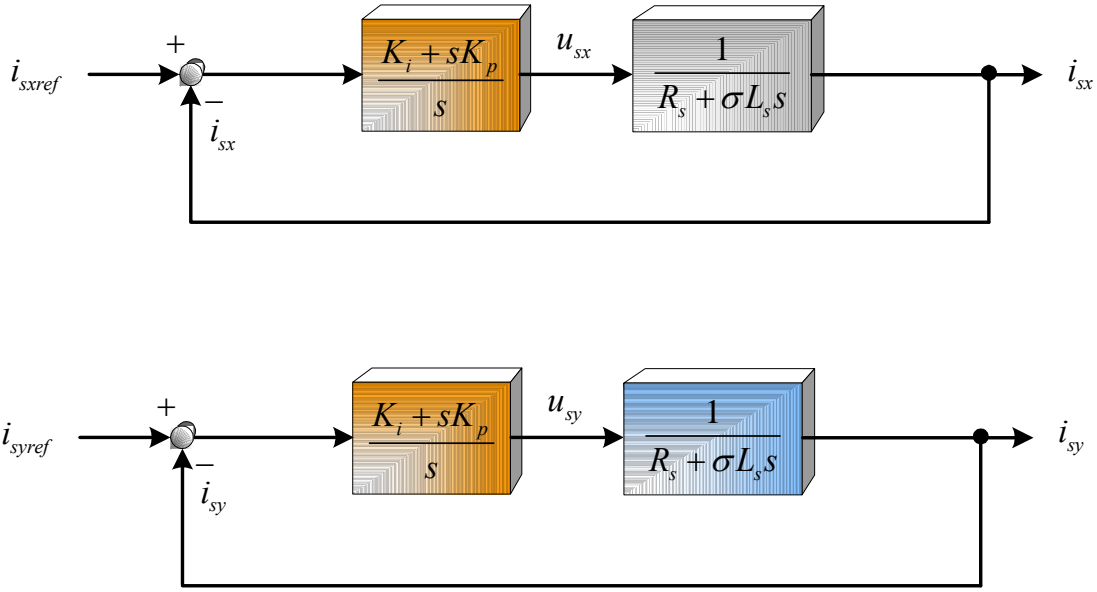


Fig. 3.6 Diagrama de bloques de los lazos de control de corriente. El diagrama de bloques del motor en SIMULINK se muestra en el **Apéndice C (Fig. A. 17)**

Como en el caso del lazo de control de flujo, las constantes proporcionales $K_{pl,II}$ de las funciones de transferencia equivalentes pueden determinarse como:

$$K_{pl,II} = \sigma^2 T_r \omega_c \quad 3.45$$

3.3.3 DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL DE VELOCIDAD

Considerando que el flujo del estator permanece constante y que la constante de fricción D es despreciable, en base a las ecuaciones A.5 y A.7 (expresadas en el marco de referencia del flujo del estator) puede establecerse el diagrama de bloques del lazo de control de velocidad, (**Fig. 3.7**). Obsérvese como la velocidad del motor es proporcional al par eléctrico t_e desarrollado por él (ecuación A.14) y éste es a su vez proporcional a la corriente en el eje x i_{sx} (ecuación A.5 expresada en el marco de referencia del flujo del estator).

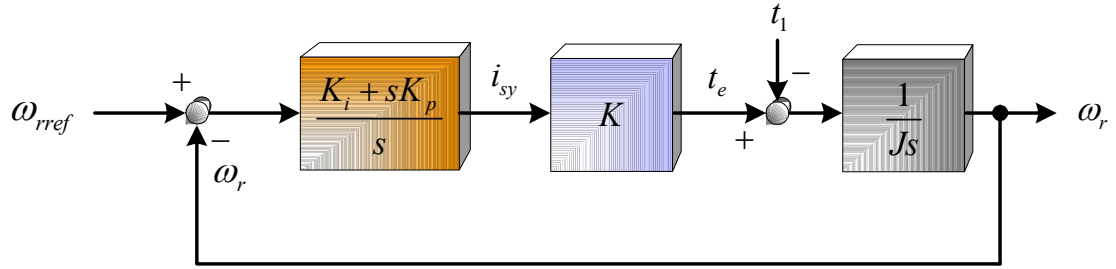


Fig. 3.7 Diagrama de bloques del lazo de control de velocidad. El diagrama de bloques del motor en SIMULINK se muestra en el **Apéndice C (Fig. A.17)**

Por la naturaleza de la planta, en este caso no es posible cancelar polos y obtener una función de transferencia equivalente en lazo abierto que tenga un comportamiento en lazo cerrado parecido al de los anteriores controladores. Según la referencia [2], para obtener un desempeño satisfactorio en un sistema de fase mínima, el *margen de fase* (MP por sus siglas en inglés) debe estar entre 30° y 60° ; si se toma en cuenta esta consideración se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$\left| \frac{k}{J} \left[\frac{1}{s} \right] \left[\frac{K_{pIII}s + K_{iIII}}{s} \right] \right|_{s=j\omega_c} = 1 \quad 3.46$$

$$\angle \left[\frac{k}{J} \left[\frac{1}{s} \right] \left[\frac{K_{pIII}s + K_{iIII}}{s} \right] \right]_{s=j\omega_c} = 60^\circ \quad 3.47$$

donde $k = \frac{3}{2} P\psi_{sx}$

De las ecuaciones anteriores, se deduce que:

$$K_{pIII} = \frac{K_{iIII} \tan(MP)}{\omega_c} \quad 3.48$$

$$K_{iIII} = \frac{\omega_c^2 J}{k} \sqrt{\frac{1}{1 + \tan^2(MP)}} \quad 3.49$$

3.3.4 CONSIDERACIONES DE DISEÑO

Como puede observarse, todas las constantes de los controladores del sistema, están en función de la frecuencia de corte ω_c . Entre más grande sea ésta, los controladores responderán más rápido, sin embargo, al observar la gráfica de Bode de la función de transferencia equivalente en lazo abierto del controlador de flujo con $K_p = 1$ (**Fig. 3.8**), se observa que a partir de aproximadamente 200 rad/s la magnitud y el ángulo de la función de transferencia permanecen constantes, por lo que con valores más grandes de frecuencia no se tendrán cambios apreciables en la velocidad de la respuesta del controlador.

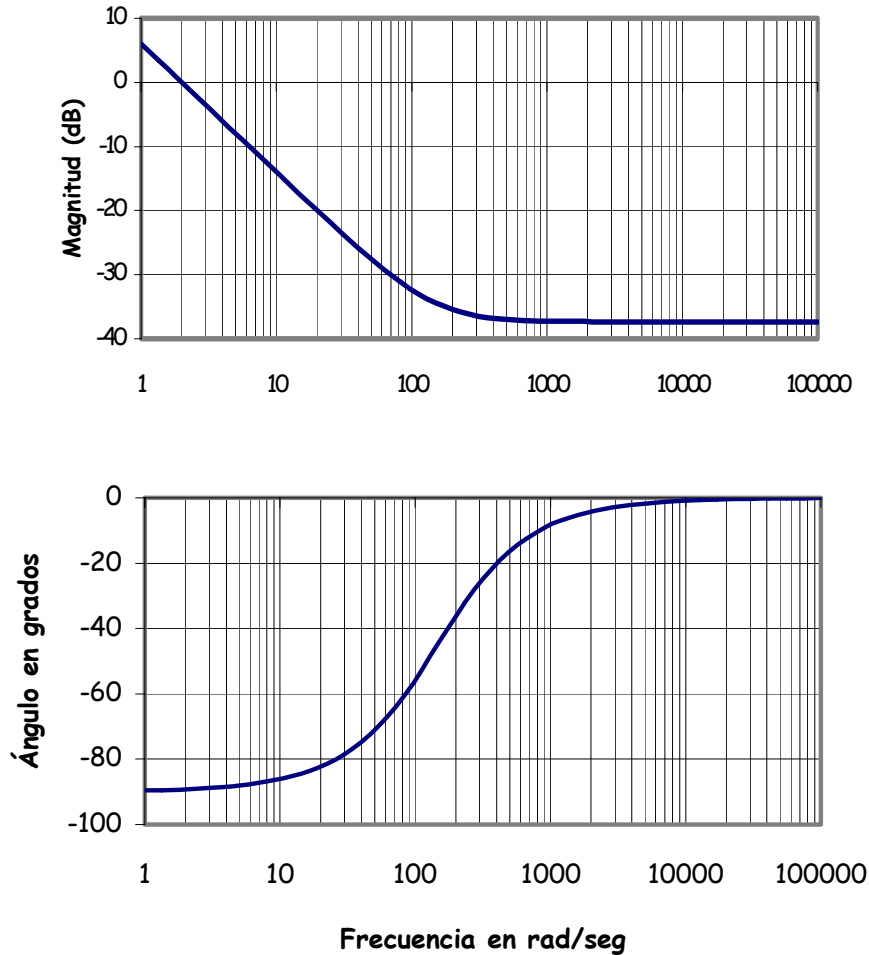
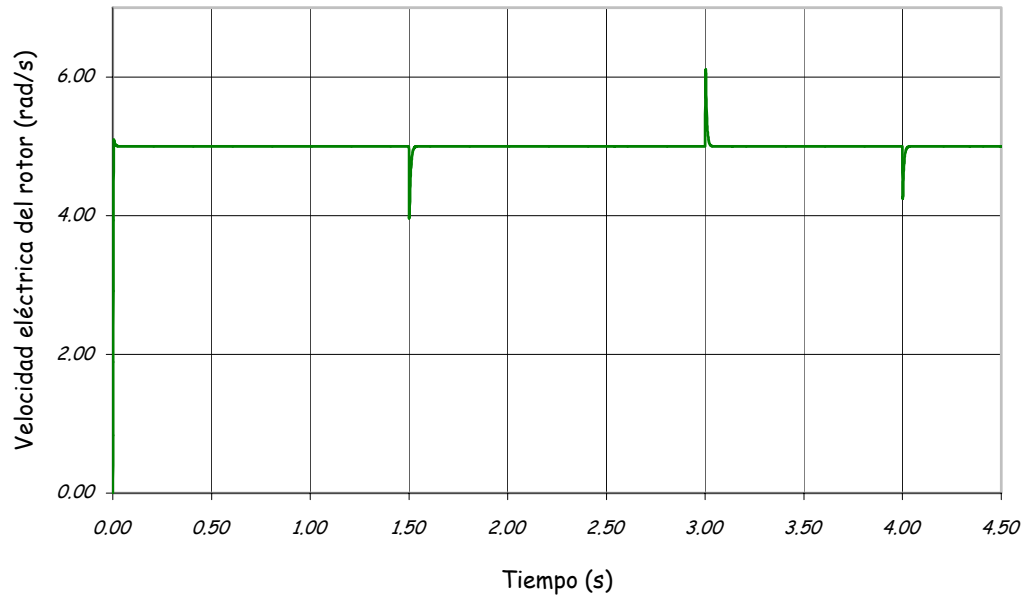


Fig. 3.8 Trazas de bode de la función de transferencia en lazo abierto del controlador de flujo para $K_p = 1$.

En el caso del controlador de velocidad, ya que para cualquier valor de ω_c existen siempre valores de K_p y K_i tales que hacen que el margen de fase sea igual a 60° y que la magnitud de la función de transferencia sea igual a uno, será posible tener valores de ω_c tan grandes como se quiera, sin dejar de tomar en cuenta que con valores grandes de ω_c se tienen respuestas más rápidas pero un mayor error en estado estacionario.

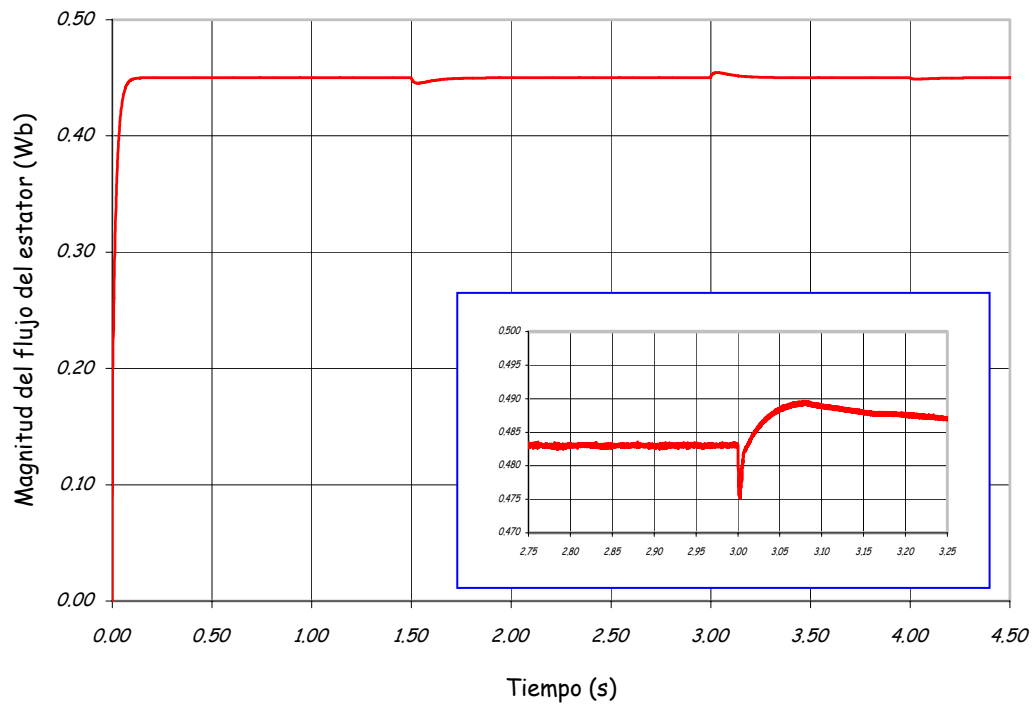
En la Fig. 3.2 se puede apreciar que el esquema de control propuesto aquí tiene dos lazos de control y que cada lazo de control está compuesto de dos controladores en cascada. Para que el sistema funcione adecuadamente, es necesario que los controladores internos de cada lazo sean más rápidos que los lazos externos, por lo que la frecuencia de corte de los controladores de corriente deberá ser n veces más grande que la de los controladores de velocidad y flujo. Las respuestas que se presentan en la Fig. 3.9 se obtuvieron con una frecuencia de corte del controlador de velocidad de 300 rad/s , la de flujo de 100 rad/s y la de los controladores internos 500 veces más grande que la de los externos.

Velocidad desarrollado por el motor cuando se le aplican diferentes niveles de carga



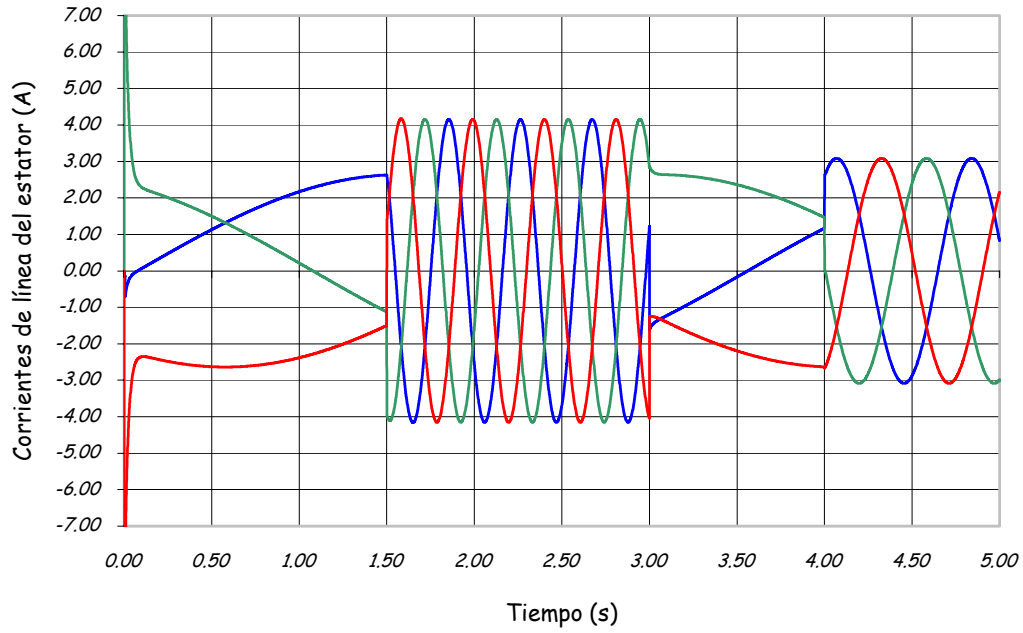
(a)

Magnitud del vector flujo del estator cuando se le aplican diferentes niveles de carga



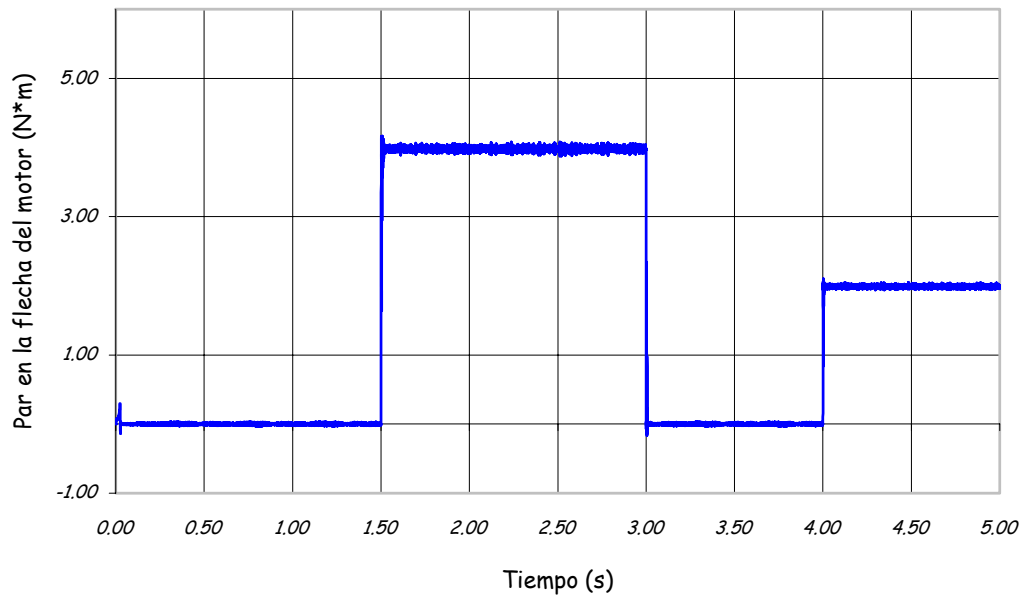
(b)

Corrientes de línea del estator cuando se le aplican diferentes niveles de carga



(c)

Par en la flecha del motor cuando se le aplican diferentes niveles de carga



(d)

Fig. 3.9 Resultados de simulación del control vectorial cuando las frecuencias de corte son de 100 rad/s para el flujo y 300 rad/s para la velocidad y diferentes niveles de carga en la flecha del motor. (a) Velocidad eléctrica en la flecha del motor; (b) Magnitud del vector flujo del estator; (c) Corrientes de línea en las fases del motor (d) Par desarrollado por el motor

CAPÍTULO IV

CONTROL VECTORIAL SIN SENSORES EN LA ZONA DE BAJAS VELOCIDADES

El control vectorial de los motores de inducción sin sensor de velocidad es una tecnología probada que, sin embargo, tiene un mal desempeño en bajas velocidades. El origen de este bajo desempeño se encuentra en la mala adquisición de las señales de voltaje y corriente, además de la incrementada sensibilidad a la variación de los parámetros de la máquina (principalmente las resistencias del estator y del rotor) [14,17,33,56]. Estos problemas se describen en detalle en el presente capítulo junto con las formas en que pueden corregirse. En el caso del control vectorial con orientación del flujo del estator, el parámetro que más influye en la desintonización del control es la variación de la resistencia del estator, por lo que se hace necesario implementar un esquema de estimación de dicho parámetro, esquema que se presenta también en el capítulo. Finalmente, se describirá un estimador de la velocidad del rotor, con lo que se logra prescindir del sensor mecánico conectado a la flecha del rotor (dispositivo caro y en ocasiones imposible de instalar).

4.1 INEXACTITUDES EN EL ESQUEMA DE CONTROL

En esta sección se presentan las fuentes de inexactitud que hacen que el esquema de control en bajas velocidades se desvíe del valor deseado de velocidad o incluso que pierda la estabilidad. Las tres principales fuentes de inexactitud se abordan por separado y en la sección siguiente se describe la forma de corregirlos.

4.2.1 ESTIMACIÓN DEL VECTOR FLUJO DEL ESTATOR

El esquema de control que se describe en el capítulo anterior se basa directamente en la estimación del flujo del estator para su funcionamiento. El flujo del estator se define, según las ecuaciones 3.10 y 3.11, como:

$$\psi_{sD} = \int (u_{sD} - R_s i_{sD}) dt \quad 3.10$$

$$\psi_{sQ} = \int (u_{sQ} - R_s i_{sQ}) dt \quad 3.11$$

Para calcular las componentes del flujo del estator, acorde con las ecuaciones 3.10 y 3.11, es necesario desarrollar una integración en línea. Antes de la aparición de los trabajos de Holtz y Quan [33] se evitaba emplear una *integración pura* [39,70,88], ya que la integración pura presenta una ganancia infinita cuando la señal a ser integrada está *desbalanceada por corrimiento* (DPC)⁵, por lo que se reemplazaba por un *filtro*

⁵ **Desbalanceo por corrimiento.** Condición en la cual se le suma una constante (positiva o negativa) a una señal simétrica.

pasabajos. Las señales que deben integrarse para obtener las componentes de flujo son las de voltaje y corriente del estator. Como se verá más adelante, puede evitarse emplear sensores para adquirir las señales de voltaje, lo que no sucede con las de corriente. Las señales de corriente se convierten de analógicas a digitales por medio de convertidores A/D que, desgraciadamente, introducen el tan indeseable DPC. Este fenómeno puede apreciarse fácilmente si se integra una función senoidal con un DPC constante que se representará con la letra a , es decir:

$$\int (\sin(\omega t) + a) dt = -\cos(\omega t) + at \quad 4.1$$

Obsérvese que el término at de la ecuación 4.1 es una ganancia de la señal integrada que se incrementa gradualmente hasta alcanzar valores elevados (en poco tiempo) por muy pequeño que sea el desbalanceo a . Lo anterior se ilustra en la figura siguiente:

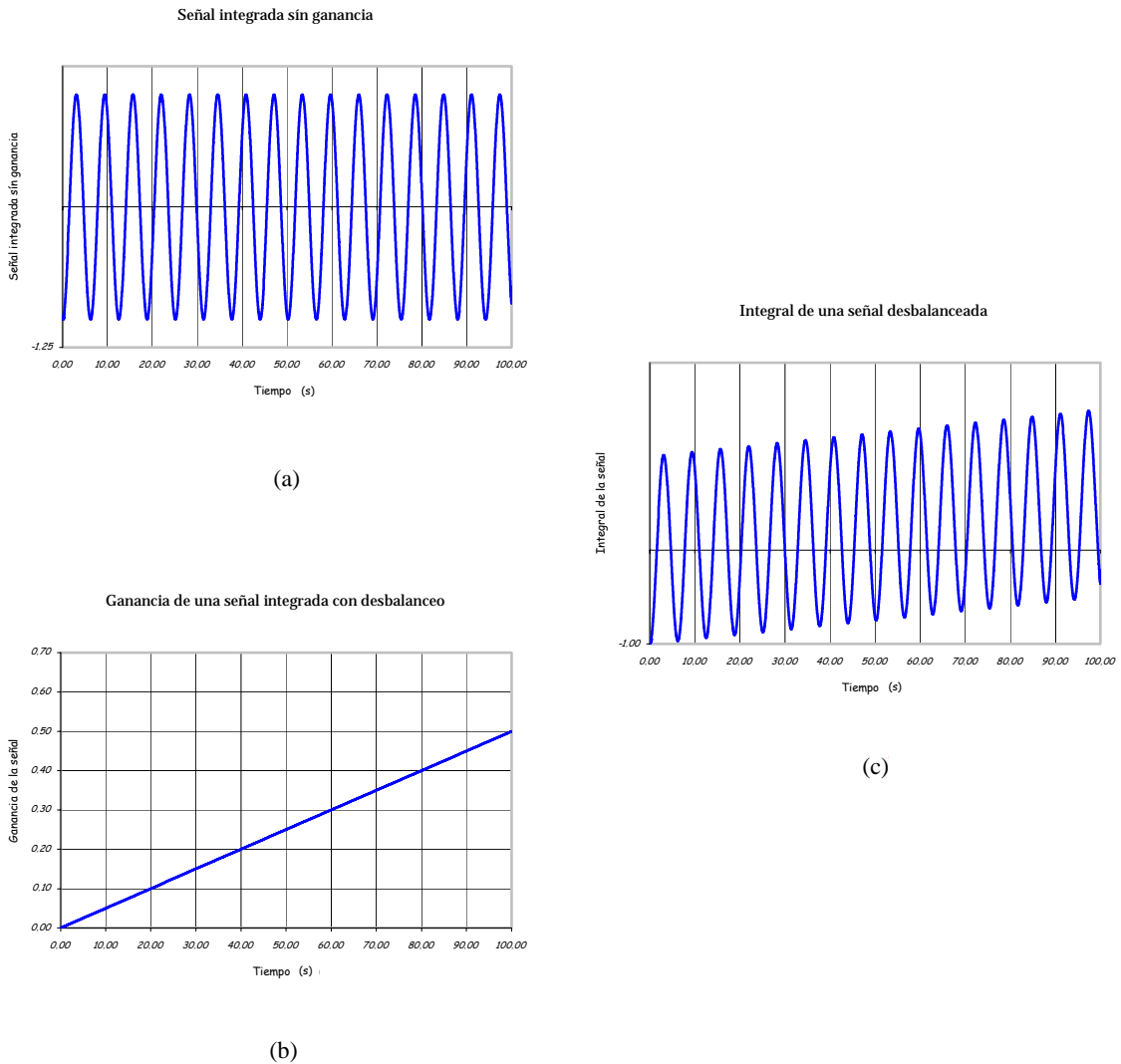


Fig. 4.1 Integral de una señal senoidal con un DPC positivo y constante. (a) Integral de la señal sin la componente de ganancia infinita; (b) Ganancia infinita de la señal desbalanceada; (c) Integral de la señal desbalanceada

En contraste con lo que sucede con un integrador puro, al emplear filtros pasabajos no se tiene una ganancia infinita, pero en cambio se provocan errores de magnitud y fase que se acentúan aún más, cuando las señales integradas tienen bajas frecuencias [33]. A partir de un desarrollo matemático relativamente sencillo, se puede observar que el filtro pasabajos elimina el desbalanceo y provoca errores de magnitud y fase. Supóngase que se quiere filtrar una señal de voltaje V senoidal con un DPC constante a y que el filtro que se quiere implementar es el conocido arreglo de resistencia (R) y capacitor (C) (**Fig. 4.2 (a)**). En dicho arreglo de dispositivos, el voltaje V_c en las terminales del capacitor (donde se registra la salida del filtro) será igual a:

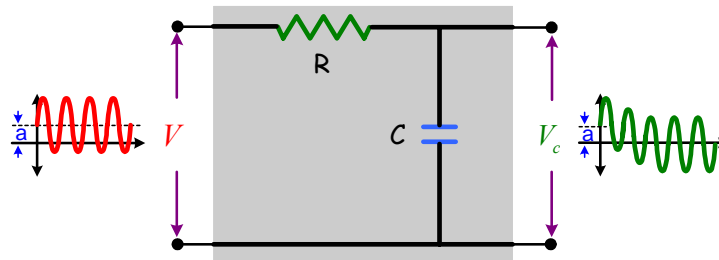
$$V_c = \frac{1}{C} \int idt = -\frac{A}{C} e^{-\frac{t}{RC}} + \frac{B}{C\omega} \text{sen}(\omega t) - \frac{D}{C\omega^2} \text{cos}(\omega t) \quad 4.2$$

donde $A = aC - \frac{C^2\omega R}{1+(C\omega R)^2}$

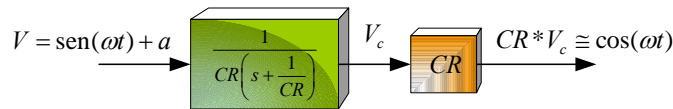
$$B = \frac{C\omega}{1+(C\omega R)^2}$$

$$D = \frac{C^2\omega^3 R}{1+(C\omega R)^2}$$

Si el voltaje V_c se multiplica por CR , se obtiene un filtro pasabajos con *compensación* [40], en el cual la señal filtrada es muy parecida a la integral de la misma señal (**Fig. 4.2 (b)**).



(a)



(b)

Fig. 4.2 Filtrado de una señal senoidal con un DPC positivo. (a) Filtro RC; (b) Filtro *compensado*.

Obsérvese como el corrimiento a de la señal filtrada se encuentra presente solo en el término A de la ecuación 4.2. Este término multiplica a un exponencial que con el tiempo tiende a hacerse cero por lo que el corrimiento desaparece de la señal filtrada. Desgraciadamente, se tienen dos magnitudes indeseables, que son $(BR/\omega) * \text{sen}(\omega t)$ y

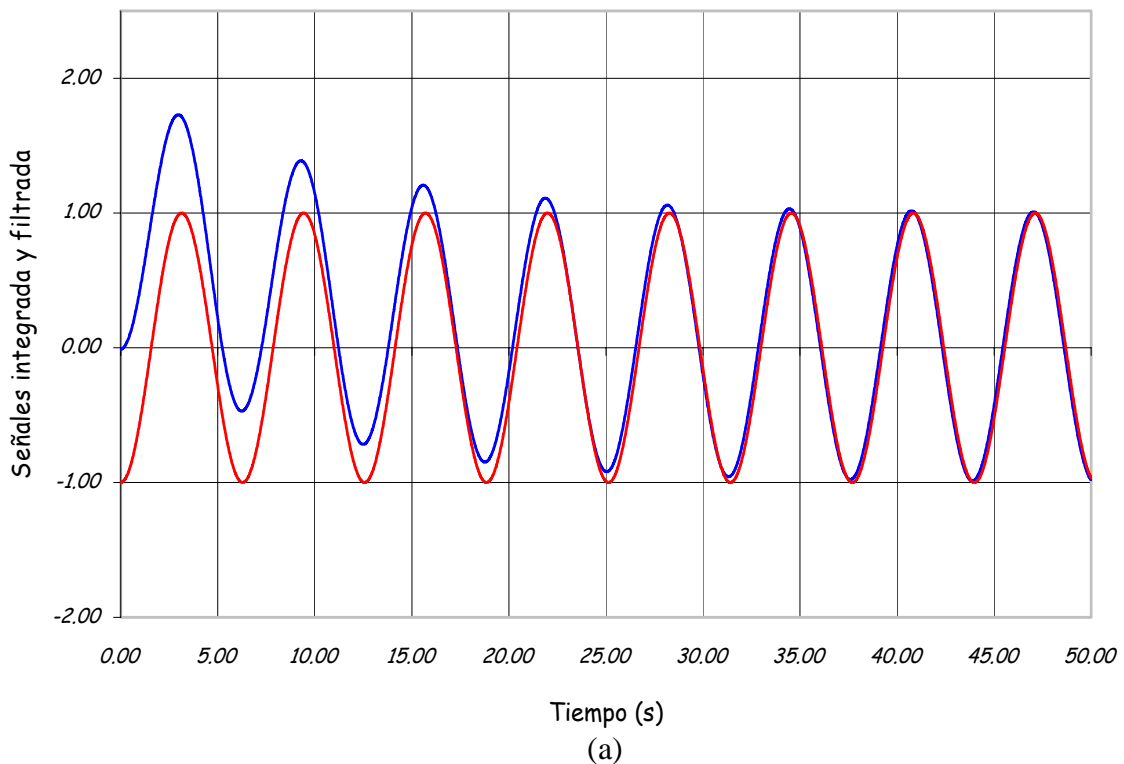
DR/ω^2 las cuales introducen errores de fase y magnitud respectivamente. Afortunadamente, los efectos de estos dos términos indeseables son lo suficientemente pequeños (cuando se escogen adecuadamente los parámetros del filtro) como para considerar que a la salida del filtro se tiene la integral de la señal de entrada sin el efecto de corrimiento. Lo anterior se ilustra en la **Fig. 4.3**.

Para eliminar los efectos indeseables del filtro, se han propuesto diferentes caminos en la literatura, en [68] Ohtani reconstruye el error de fase y magnitud, en esta técnica se sintetiza un flujo de referencia que depende de la carga, luego este pasa nuevamente por un filtro pasabajos y las señales obtenidas se suman a las existentes para corregir finalmente el error. Desgraciadamente, no muestra experimentalmente los beneficios que su método proporciona.

Para mejorar el desempeño del filtro en bajas velocidades, Shin [76] ajusta la frecuencia de corte del filtro en proporción a la frecuencia del estator, hasta que se compensan los errores de magnitud y fase. No se demuestra, sin embargo, que sea bueno su desempeño dinámico en bajas velocidades. Hu y Wu [91] tratan de forzar al vector flujo del estator sobre una trayectoria circular por un control PI. Esto puede proveer resultados correctos en estado estable, pero errores en operación transitoria y al arranque. Tampoco se presenta una aplicación práctica de este método aunque se mencionan pérdidas de orientación de flujo después de transitorios.

Otro problema en la estimación del fasor espacial flujo del estator (véanse las ecuaciones 3.10 y 3.11), es que depende de la resistencia del estator y, puesto que esta es una magnitud que puede variar durante la operación normal del motor, si no se hace una estimación en línea de este parámetro el control se degrada.

Señal senoidal desbalanceada filtrada y señal senoidal integrada



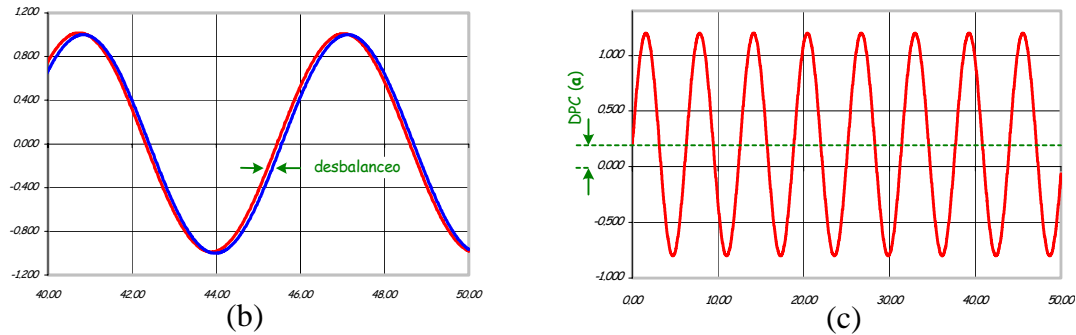


Fig. 4.3 Filtrado de una señal senoidal con un DPC positivo y constante. (a) Filtrado de una señal senoidal desbalanceada e integral de una señal senoidal no desbalanceada; (b) Efecto de defasamiento permanente de la señal filtrada, el cual se aprecia en los últimos diez segundos de la figura (a); (c) Señal senoidal desbalanceada

4.2.2 ADQUISICIÓN DE LOS VOLTAJES DEL ESTATOR

Según se vio en la sección anterior, es necesario integrar el *voltaje inducido* (que es la diferencia entre el voltaje del estator y la caída de voltaje en sus devanados) para obtener la magnitud y fase del flujo del estator. Cuando se usa un *inversor fuente de voltaje* (como el que se muestra en el capítulo I de ésta tesis), el voltaje del estator está formado por un tren de pulsos con cambios súbitos de voltaje de 2 a 5 KV/ μ s. A pesar de que estas señales se adquieren digitalmente a una muy alta velocidad, no es posible establecer el voltaje exacto en cada instante de tiempo, es decir, existe una diferencia entre el voltaje real y el voltaje adquirido, lo que origina un inevitable error en la estimación del flujo. Para evitar dicho error, se implementan esquemas de control que emplean inversores *fuente de corriente* en lugar de los de voltaje [32,48] ya que en dichos esquemas no es necesario emplear las señales de voltaje. Desgraciadamente, estos esquemas de control son muy sensibles a errores en la señal de velocidad, lo que los hace difíciles de implementar con estimadores de velocidad integrados [58]. Otra alternativa es el empleo de amplificadores operacionales lineales [91] que proveen formas de onda suavizadas, las cuales pueden ser adquiridas con velocidades bajas de muestreo.

Para evitar el problema de la conmutación de un VSI, es preferible reemplazar los voltajes reales del estator por el vector de voltaje de referencia (\bar{V}^*) que controla el ancho de pulso del modulador. Dicho voltaje de referencia es la componente fundamental del voltaje \bar{u}_s que se aplica en las terminales del motor. Este método simple produce buenos resultados, excepto cuando el motor opera en la región de muy bajas velocidades debido a que en estas condiciones las respectivas magnitudes de \bar{u}_s y \bar{V}^* son muy pequeñas y los errores pueden incluso exceder en magnitud a las señales reales. Una de las fuentes predominantes de error en muy bajas velocidades, es la relación no lineal entre \bar{u}_s y \bar{V}^* , causada por las características de conmutación (no lineal) del inversor.

4.2.3 ADQUISICIÓN DE LAS CORRIENTES DEL ESTATOR

Generalmente, en todo esquema de control las corrientes del estator se miden con sensores Hall. Estas señales son adquiridas como señales analógicas y posteriormente se digitalizan usando convertidores A/D. La construcción y el funcionamiento de los convertidores A/D es la fuente del DPC y del *desbalanceo por magnitud* (DPM) de las señales de corriente. Después de la transformación de las señales trifásicas a coordenadas estacionarias, los errores en la adquisición de las señales producen trayectorias elípticas de corrientes en lugar de trayectorias circulares, lo que repercute, obviamente, en el desempeño y estabilidad del sistema de control.

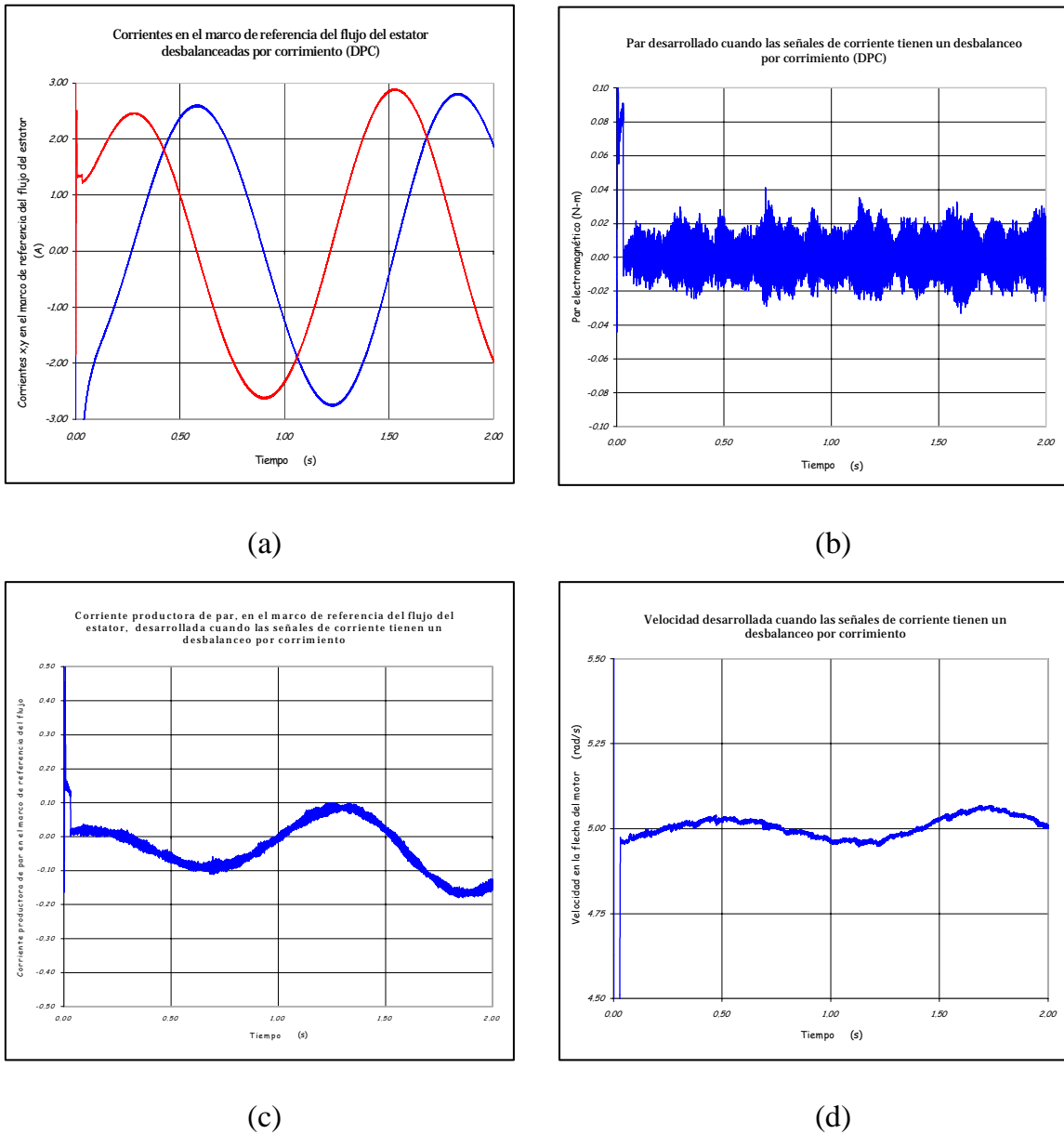


Fig. 4.4 Respuesta del control vectorial cuando existen desbalances por corrimiento del 1%. (a) Corrientes, en el marco de referencia del flujo del estator, desbalanceadas por corrimiento; (b) Par electromagnético; (c) Corriente productora de par (i_{xy}); (d) Velocidad del rotor

En las Fig. 4.4 y Fig. 4.5 se muestran los efectos de dichos disturbios en la operación de un control vectorial, cuando se tienen DPC y DPM. Los disturbios son introducidos intencionalmente (con valores más grandes que los esperados en una aplicación práctica), para una mejor visibilidad de los efectos indeseables que afectan el desempeño del control.

La Fig. 4.4 muestra el efecto de 1% de DPC en una de las señales de corriente sobre la forma de onda sin carga de la corriente en el eje x i_{sx} , en la velocidad angular mecánica ω_r y el par electromagnético t_e . El accionamiento es operado a una frecuencia del estator de 0.8 Hz. Las señales de corriente, en el marco de referencia del

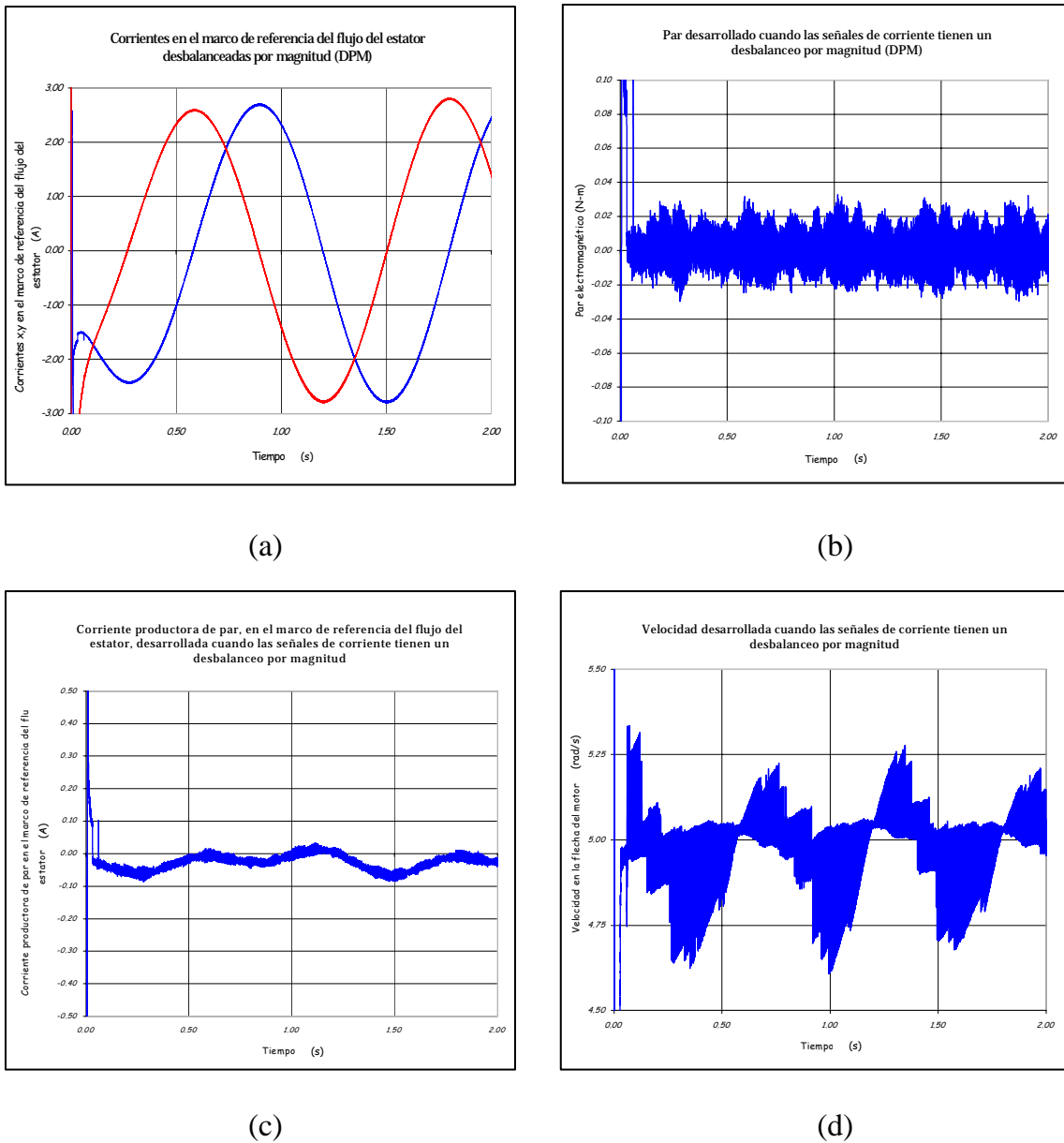


Fig. 4.5 Respuesta del control vectorial cuando existen desbalances por magnitud del 0.05%. (a) Corrientes, en el marco de referencia del flujo del estator, desbalanceadas por magnitud; (b) Par electromagnético; (c) Corriente generadora de par; (d) Velocidad del rotor

flujo del estator, generan oscilaciones en el *par* producido por la corriente i_{sx} . El resultado de esto son pulsaciones del par, y correspondientes oscilaciones en la señal de velocidad.

La **Fig. 4.5**, muestra las mismas señales bajo el efecto del 0.05% de DPM entre las corrientes i_{sx} e i_{sy} . Obsérvese que el DPM produce oscilaciones en la corriente i_{sx} con una frecuencia de dos veces la frecuencia del estator, por supuesto, ya que esta corriente genera par, también el par y la velocidad tendrán oscilaciones del doble de la frecuencia del estator.

4.2 CORRECCIÓN DE LAS INEXACTITUDES EN EL ESQUEMA DE CONTROL

En esta sección se presentan alternativas de solución a los problemas que originan que el control vectorial descrito en el capítulo anterior se deteriore cuando opera en la zona de bajas velocidades. Puesto que la estimación del fasor espacial flujo del estator tiene el problema de la variación de la resistencia del estator y el del método de integración, en esta sección se exponen un método de estimación en línea de la resistencia (como solución al problema de su variación) y un método de *integración pura corregida* (como solución al problema de integración). Por otro lado, el problema de la adquisición de las señales de voltaje se resuelve introduciendo un *modelo del inversor* (que también se describirá en líneas subsecuentes), el cual proporciona el valor actual de los voltajes en lugar de leerlos directamente. Finalmente, los problemas que originan los convertidores A/D cuando se adquieren las señales de corriente [65], se reflejan directamente en los integradores que se emplean para la estimación del flujo del estator, de modo que el *integrador puro corregido* es suficiente para minimizar los efectos indeseables de la inadecuada adquisición de estas señales.

La estimación de la velocidad del rotor es indispensable en todo esquema que se precie de ser actualmente económicamente viable, por lo que en esta tesis se siguen las últimas tendencias y se introduce un estimador de velocidad.

En la literatura se han propuesto numerosos métodos de estimación de la velocidad del rotor y de la resistencia del estator, estos esquemas van desde *sistemas adaptables a un modelo de referencia* (MRAS por sus siglas en inglés) [9,11,67,94] hasta los que se basan en el modelo del motor o los que toman en cuenta los efectos no lineales que introducen las ranuras del motor (para el caso en el que se estima la velocidad del rotor) [24,22,37]. En esta sección se describe un método de estimación de la resistencia del estator y la velocidad del rotor que se basa en el modelo del motor y que tiene su origen en las ecuaciones de un esquema MRAS [24], con la ventaja de que no se tiene que introducir un control PI, característico de todo sistema MRAS.

4.2.1 CORRECCIÓN DEL PROBLEMA DE LA INTEGRACIÓN

En la sección 3.1, se describieron las razones por las cuales, en muchas aplicaciones, se emplean filtros pasabajos en lugar de integradores puros, y los inconvenientes que se tienen con estos filtros. Para evitar los problemas de los filtros pasabajos y de los

integradores puros, en [33] se propone la implementación de un integrador puro, con la salvedad de que se le agrega un control proporcional que obliga al resultado de la integración (que en este caso son las componentes del fasor espacial flujo del estator) a seguir una trayectoria circular, consiguiendo así eliminar el problema de la ganancia infinita. Esta técnica de corrección a un integrador puro se describirá a continuación. Cuando existen problemas de desbalanceo en las señales de corriente y voltaje, la ecuación que determina la magnitud el fasor espacial flujo del estator puede expresarse como:

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s + \bar{u}_{des}) dt \quad 4.3$$

En la ecuación anterior, el fasor \bar{u}_{des} refleja el efecto del desbalanceo de las señales de corriente. Si se graficara a las componentes del flujo en el plano complejo (una en el eje x y la otra en el y) incluyendo el efecto del fasor \bar{u}_{des} , se observaría que el flujo sigue una trayectoria no circular que se aleja de lo que idealmente se quisiera. Si desapareciera \bar{u}_{des} de la ecuación 4.3 se lograría la trayectoria circular, por lo que el método de la *integración pura corregida* consiste sencillamente en determinar \bar{u}_{des} y restárselo al valor del flujo [33]. La **Fig. 4.6** ilustra esta corrección.

El valor de \bar{u}_{des} está dado por las ecuaciones 4.4 y 4.5, que son la diferencia entre la magnitud del flujo de referencia $|\bar{\psi}_{sref}|$ y la magnitud del flujo real $|\bar{\psi}_s|$, multiplicado por la constante K_{CM} cuyo valor depende de los valores de desbalanceo que introducen los convertidores A/D en las señales de corriente.

$$u_{des D} = K_{CM} (|\bar{\psi}_{sref}| - |\bar{\psi}_s|) \cos(\rho_s) \quad 4.4$$

$$u_{des Q} = K_{CM} (|\bar{\psi}_{sref}| - |\bar{\psi}_s|) \text{sen}(\rho_s) \quad 4.5$$

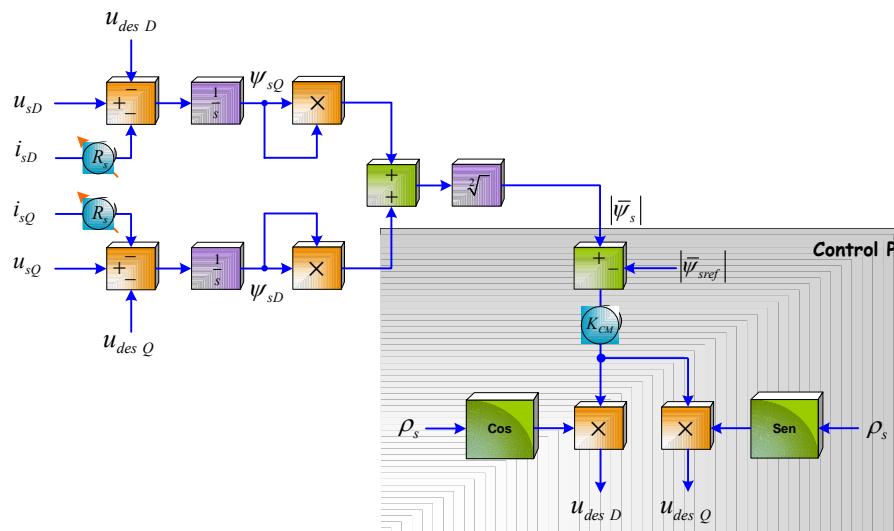


Fig. 4.6 Corrección por medio de un Control P del error de la ganancia infinita de un integrador puro. El programa en SIMULINK se muestra en el **Apéndice B (Fig. A.20)**

4.2.2 ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD DEL ROTOR

Ya se mencionó anteriormente que el estimador de la velocidad que se expondrá a continuación se basa en el modelo del motor, las ecuaciones concretas a partir de las cuales puede determinarse esta variable se deducirán a partir de las ya expuestas en capítulos previos.

De las ecuaciones 3.10 y 3.11, se puede expresar al flujo del rotor como:

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad 4.6$$

donde “ $\bar{}$ ” denota que son vectores.

Ya que el vector flujo del rotor puede expresarse en función de la corriente de magnetización en el marco de referencia estacionario como [84]:

$$\bar{\psi}_r = L_m \bar{i}_m \quad 4.7$$

se puede obtener una expresión del flujo del estator en función de la corriente de magnetización y la corriente del estator sustituyendo la ecuación 4.7 en las ecuaciones 3.22 y 3.23 (transformadas al marco de referencia estacionario), es decir:

$$\bar{\psi}_s = \frac{L_m^2}{L_r} \bar{i}_m + \left(\frac{L_m^2 - L_r L_s}{L_r} \right) \bar{i}_s \quad 4.8$$

Sustituyendo las componentes de la corriente del rotor (derivadas de las ecuaciones 3.16, 3.17 en el marco de referencia estacionario) y la ecuación 4.7 en la A.9, se obtiene la derivada de la corriente de magnetización, o sea:

$$\frac{d\bar{i}_m}{dt} = j\omega_r \bar{i}_m - \frac{R_r}{L_r} \bar{i}_m + \frac{R_r}{L_r} \bar{i}_s \quad 4.9$$

Puesto que el doble de la potencia reactiva ($2P_r$) del motor es igual al producto vectorial de la corriente del estator \bar{i}_s y el voltaje del estator \bar{u}_s [24,93], se puede decir que:

$$2P_r = \bar{i}_s \times \bar{u}_s = \bar{i}_s \times \frac{d(\bar{\psi}_s)}{dt} \quad 4.10$$

ya que $\bar{i}_s \times R_s \bar{i}_s = 0$.

Sustituyendo la ecuación 4.9 en la derivada de la 4.8 y sustituyendo el resultado en la ecuación 4.10, se obtiene la igualdad siguiente:

$$\frac{L_m^2}{L_r} i_{sD} \left(\omega_r i_{mD} - \frac{R_r}{L_r} i_{mQ} + \frac{R_r}{L_r} i_{sQ} \right) - \left(\frac{L_m^2 - L_r L_s}{L_r} \right) i_{sD} \frac{d(i_{sQ})}{dt} -$$

$$\frac{L^2}{L_r} i_{sQ} \left(\omega_r i_{mQ} - \frac{R_r}{L_r} i_{mD} + \frac{R_r}{L_r} i_{sD} \right) - \left(\frac{L^2 - L_r L_s}{L_r} \right) i_{sQ} \frac{d(i_{sD})}{dt} = i_{sD} u_{sQ} - i_{sQ} u_{sD} \quad 4.11$$

Despejando la velocidad ω_r de 4.11, se llega a la ecuación 4.12.

$$\omega_r = \frac{i_{sD} \left(\frac{L^2 R_r}{L_r^2} i_{mQ} - \frac{L^2 R_r}{L_r^2} i_{sQ} + \frac{L^2 - L_r L_s}{L_r} \frac{d(i_{sQ})}{dt} + u_{sQ} \right)}{\frac{L^2}{L_r} i_{sD} i_{mD} - \frac{L^2}{L_r} i_{sQ} i_{mQ}} - \frac{i_{sQ} \left(\frac{L^2 R_r}{L_r^2} i_{mD} - \frac{L^2 R_r}{L_r^2} i_{sD} + \frac{L^2 - L_r L_s}{L_r} \frac{d(i_{sD})}{dt} + u_{sD} \right)}{\frac{L^2}{L_r} i_{sD} i_{mD} - \frac{L^2}{L_r} i_{sQ} i_{mQ}} \quad 4.12$$

En la **Fig. 4.8** se muestra el esquema completo de estimación de la velocidad del rotor, el cual permite, como ventaja adicional, estimar la corriente de magnetización que se aprovecha para determinar el valor en línea de la resistencia del estator. El esquema tiene la ventaja de ser sencillo, con el único inconveniente de que presenta problemas de estimación en los primeros instantes. La **Fig. 4.7** muestra una comparación entre la velocidad real ω_r desarrollada por el motor y la velocidad estimada ω_r^* con este esquema. Se destaca la diferencia en los primeros instantes entre las dos velocidades.

Velocidad eléctrica en la flecha del rotor

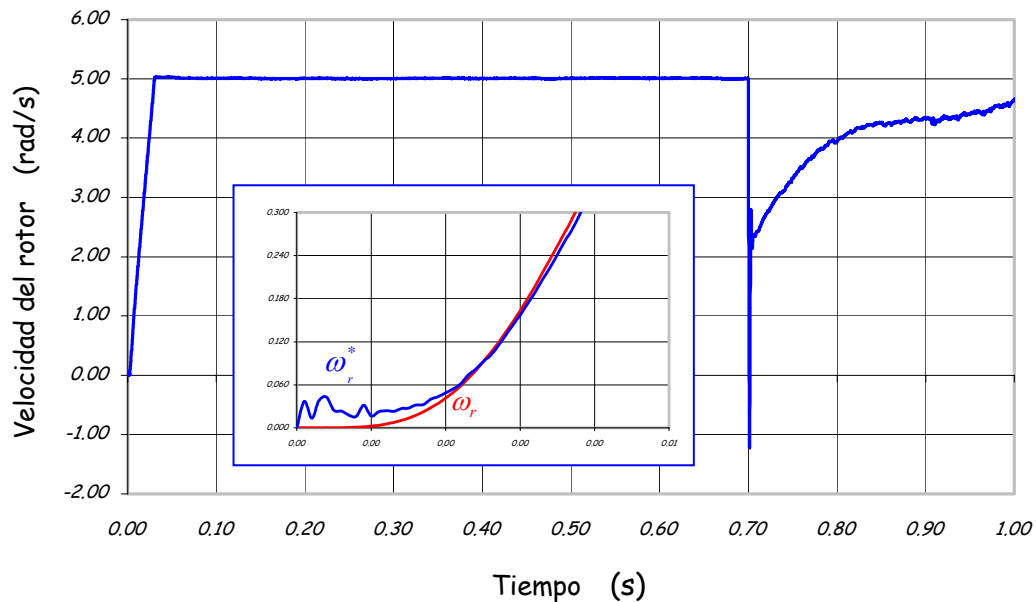


Fig. 4.7 Resultados de la simulación del motor cuyos parámetros se muestran en el apéndice A. ω_r Velocidad en la flecha del motor; ω_r^* Velocidad estimada en la flecha del motor

Para que la diferencia entre la velocidad estimada y la velocidad de giro del rotor⁶ al arranque no influya en la estabilidad del control, se hace necesario incrementar la velocidad gradualmente hasta llegar a la velocidad de referencia deseada (en este caso 5 rad/s), dicho sea de otra forma, un incremento gradual de la velocidad de referencia. Esto no es necesariamente una desventaja, ya que la inmensa mayoría de los esquemas de control incorporan esta forma de arranque suave que puede ser, incluso, tan rápido como 0.02 s. como se muestra en la **Fig. 4.7**.

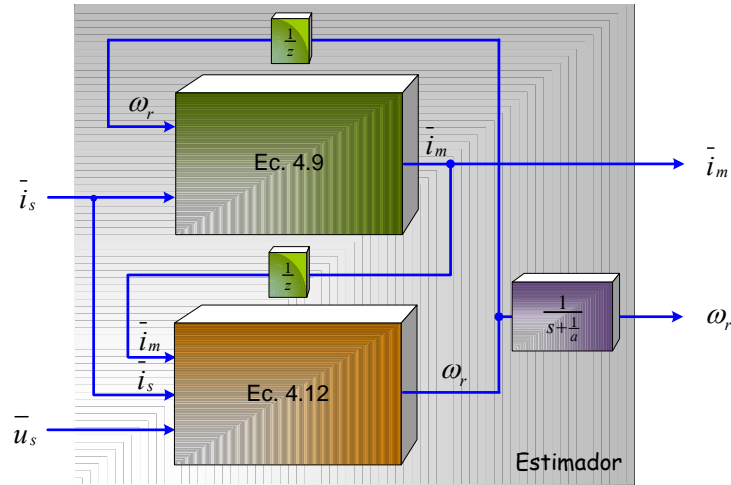


Fig. 4.8 Esquema de estimación de la velocidad del rotor y la corriente de magnetización. El programa en SIMULINK se muestra en el **Apéndice B** (**Fig. A. 19** y **A.20**)

4.2.3 ESTIMACIÓN DE LA RESISTENCIA DEL ESTATOR

Una de las ventajas que ofrece el esquema anterior, es que además de proporcionar la velocidad del rotor, también se tiene disponible la corriente de magnetización. La corriente de magnetización guarda una relación estrecha con el flujo del estator y, de acuerdo con la ecuación 3.6, con su resistencia; así que se puede describir la ecuación 3.6 como:

$$R_s = \left(\bar{u}_s - \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \right) / \bar{i}_s$$

Ya que el resultado de la ecuación anterior es una magnitud escalar, se puede decir que la resistencia del estator es igual a:

$$R_s = \sqrt{\frac{\left(u_{sD} - \frac{d\psi_{sD}}{dt} \right)^2 + \left(u_{sQ} - \frac{d\psi_{sQ}}{dt} \right)^2}{i_{sD}^2 + i_{sQ}^2}} \quad 4.13$$

⁶ A partir del Capítulo III de la tesis la velocidad del rotor se expresa en radianes *eléctricos* sobre segundo (rad/s), es decir, se muestran la *velocidad eléctrica*. La relación que guarda la velocidad eléctrica con la velocidad mecánica depende del número de polos del motor ($\omega_e = P\omega_m$), por lo que su velocidad mecánica será (para un motor de 4 polos como el que se emplea aquí) de la mitad de la velocidad eléctrica mostrada.

Con la ayuda de las ecuaciones 3.8 y 3.13, se determina la resistencia del estator como se ilustra en la **Fig. 4.9**. Obsérvese que a la salida del estimador se coloca un filtro pasa-bajos. Este filtro es necesario ya que el estimador contiene derivadas numéricas que provocan un nivel considerable de *ruido* en la señal. Desgraciadamente, como es bien sabido, el filtro pasabajos introduce un error de magnitud y fase que impide que el estimador muestre el valor real de R_s de manera inmediata, es decir, introduce una inercia que puede observarse en la **Fig. 4.10**. Es así que al intentar aumentar los parámetros del filtro para minimizar al mínimo el ruido en la señal estimada, se aumenta el tiempo que tarda el estimador en alcanzar el valor actual de la resistencia.

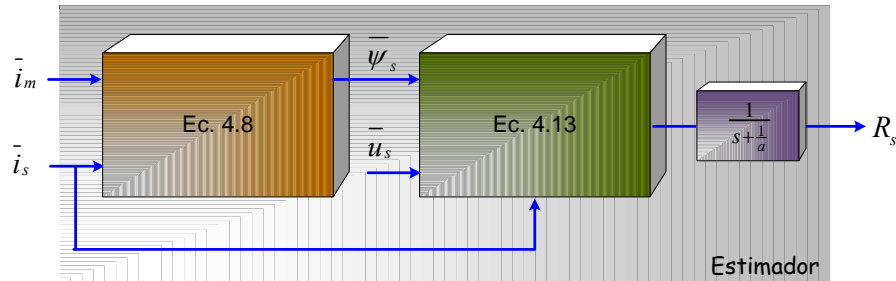


Fig. 4.9 Esquema de estimación de la velocidad del rotor y la corriente de magnetización. El programa en SIMULINK se muestra en el **Apéndice B (Fig. 19 y A.21)**

Las variaciones de resistencia que se muestran en la **Fig. 4.10** son, por supuesto, imposibles en la operación normal de un motor ya que este parámetro tiene variaciones grandes en tiempos relativamente grandes, además, de que no lo hace abruptamente. En la simulación, sin embargo, se implementa una variación así para probar la respuesta del estimador.

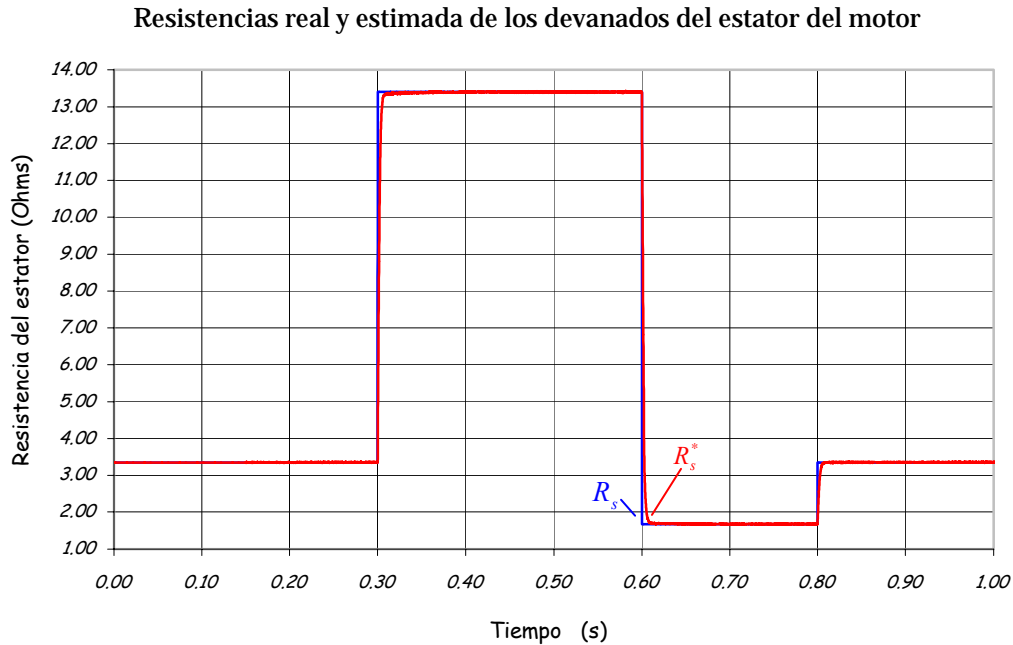


Fig. 4.10 Resultados de la simulación del motor cuyos parámetros se muestran en el apéndice A. R_s resistencia de los devanados del estator del motor; R_s^* resistencia estimada

Se debe hacer énfasis en la doble ventaja que ofrece estimar a la vez la resistencia del estator y la velocidad del rotor ya que se logran resolver dos de los problemas que se plantearon como meta inicial en esta tesis, que eran, en primer lugar, tratar de mejorar el desempeño del control vectorial en la zona de operación de las bajas velocidades y, en segundo lugar, eliminar el sensor de velocidad.

5.1.2 EL MODELO DEL INVERSOR

En la sección 3.2 se explicó que, para evitar los errores en la adquisición de las señales de voltaje, en lugar de leer el voltaje \bar{u}_s presente en las terminales de la máquina se reemplaza éste por \bar{V}^* que es el voltaje de referencia que controla el ancho de pulso del PWM; desgraciadamente, \bar{V}^* difiere mucho de \bar{u}_s cuando el motor opera en la zona de bajas velocidades debido a la caída de voltaje en el inversor cuyo valor puede ser, incluso, más grande que el voltaje inducido [33]. Por lo tanto, es necesario sumarle al vector \bar{V}^* , el efecto de la caída de voltaje en el inversor para poderlo reemplazar por \bar{u}_s , es decir, es necesario implementar un *modelo del inversor*. En la **Fig. 4.11** se muestran las curvas características de los dispositivos de potencia que integran al inversor y que servirán para el modelo. Las líneas punteadas describen el comportamiento aproximado de los dispositivos de potencia (modelados por un voltaje umbral u_{th} y una resistencia diferencial promedio r_{dif}) cuando operan a una temperatura de 25° C.

El *modelo del inversor* puede derivarse considerando su topología durante una secuencia de conmutación (como se muestra en la **Fig. 4.12**). Las corrientes trifásicas i_{sA} , i_{sB} y i_{sC} , fluyen cada una a través de un dispositivo activo, comúnmente un IGBT, o un *diodo de recuperación rápida*, dependiendo del estado de conmutación del inversor. La dirección de las corrientes de fase, sin embargo, no cambian en un intervalo de tiempo de aproximadamente un sexto de un ciclo, es decir, el vector \bar{i}_s no cambia de dirección. El inversor presenta entonces caídas de voltaje U_{CE} de magnitud aproximadamente igual en todas las fases y en la dirección de las respectivas corrientes de fase. El voltaje umbral u_{th} de los dispositivos, como se define en la **Fig. 4.11**, constituye una porción de la curva de voltaje de los dispositivos. Su influencia puede describirse por el vector de voltaje umbral (\bar{u}_{th}) que es una función no lineal del vector corriente del estator \bar{i}_s , es decir [33]:

$$\bar{u}_{th} = u_{th} \text{sign}(i_{sA}) + \mathbf{a}u_{th} \text{sign}(i_{sB}) + \mathbf{a}^2u_{th} \text{sign}(i_{sC}) \quad 4.14$$

donde $\mathbf{a} = e^{j(2\pi/3)}$.

La ecuación 3.14 se convierte en:

$$\bar{u}_{th} = 2u_{th} \text{sector}(\bar{i}_s) \quad 4.15$$

donde $\text{sector}(\bar{i}_s) = \frac{1}{2}(\text{sign}(i_{sA}) + \mathbf{a} \text{sign}(i_{sB}) + \mathbf{a}^2 \text{sign}(i_{sC}))$.

El indicador de sector es un vector unitario que indica el respectivo sector en el cual \bar{i}_s está colocado. La señal de referencia \bar{V}^* del modulador del ancho de los pulsos controla el voltaje del estator de la máquina y sigue una trayectoria circular en estado estable. Desgraciadamente, debido al comportamiento de los dispositivos de potencia el valor de voltaje que llega a las terminales del motor no es \bar{V}^* , sino \bar{u}_{prom} (que es igual a $V^* - \bar{u}_{th,s}$) menos la caída de tensión debida a la resistencia r_{dif} . Este voltaje, tomado sobre un ciclo de conmutación, describe trayectorias que resultan distorsionadas y discontinuas como se puede apreciar en la **Fig. 4.13**.

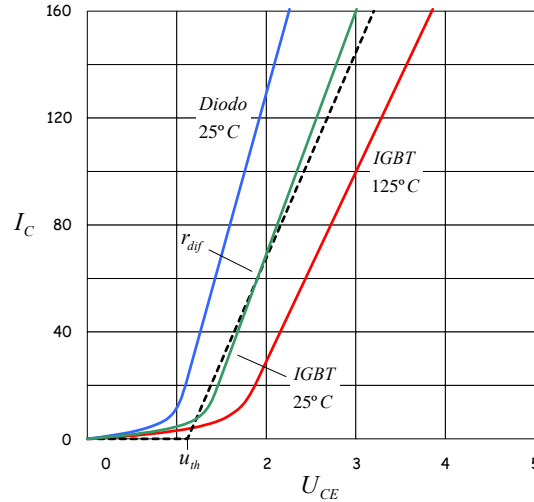


Fig. 4.11 Curvas características de los dispositivos de potencia

Las trayectorias de voltaje exhiben una fuerte adición de armónico de sexto orden. Como el voltaje umbral no varía con la frecuencia como si ocurre con el voltaje del estator, la distorsión es más pronunciada a bajas frecuencias del estator donde su voltaje es bajo. La distorsión introducida por el inversor puede incluso exceder en magnitud al comando de voltaje \bar{V}^* , lo cual hace que sea imposible la estimación del flujo y la operación estable del accionamiento.

Por medio de las ecuaciones 4.14 y 4.15, puede obtenerse un valor estimado de \bar{u}_s a partir del vector voltaje de referencia \bar{V}^* del PWM, es decir:

$$\bar{u}_s = \bar{V}^* - \bar{u}_{th} - r_{dif} \bar{i}_s \quad 4.16$$

Nótese que u_{th} es el voltaje umbral de los dispositivos de potencia, mientras \bar{u}_{th} es el vector de voltaje umbral resultante. Se tiene por consiguiente, de la ecuación 4.15 la inusual relación $|\bar{u}_{th}| = 2u_{th}$. La razón es que, a diferencia de un sistema trifásico balanceado, todos los componentes trifásicos en la ecuación 4.14 tienen una magnitud igual a la unidad.

En esta ecuación, los dos vectores abstraídos representan el vector de voltaje total del inversor. El vector de voltaje del inversor refleja la respectiva influencia del voltaje

umbral a causa de u_{th} y la caída de voltaje respectiva de los dispositivos de potencia a través de $r_{dif}\bar{i}_s$. Un diagrama de flujo del modelo del inversor (ecuación 4.16) se muestra en la **Fig. 4.14**.

En la **Fig. 4.15** se muestra el esquema completo de control con orientación de flujo del estator y estimadores de la resistencia del estator y la velocidad del rotor, además del modelo del inversor y la corrección de la ganancia infinita que producen los integradores del estimador del flujo del estator.

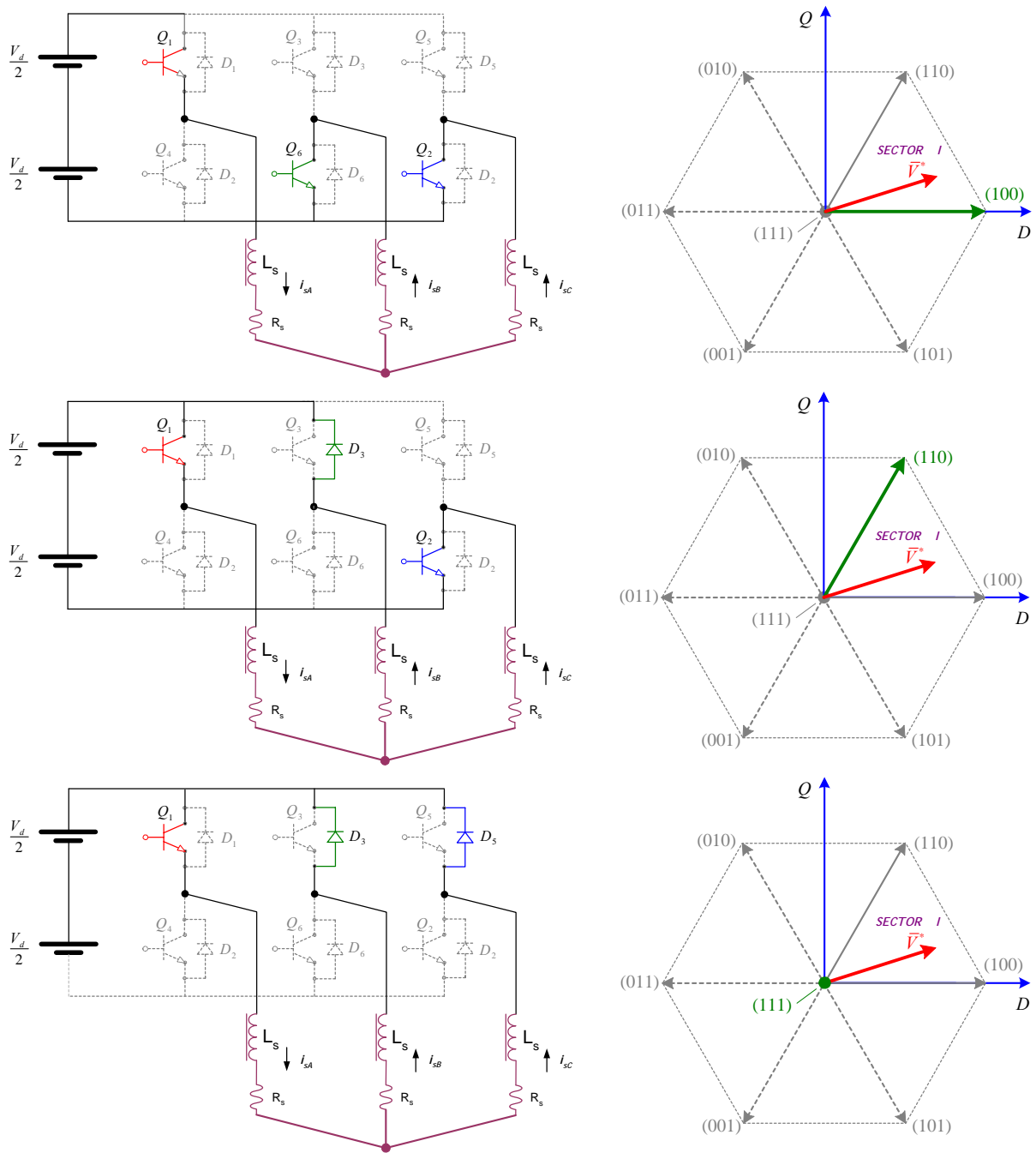


Fig. 4.12 Comportamiento del inversor cuando se aplican los vectores (100), (110) y (111)

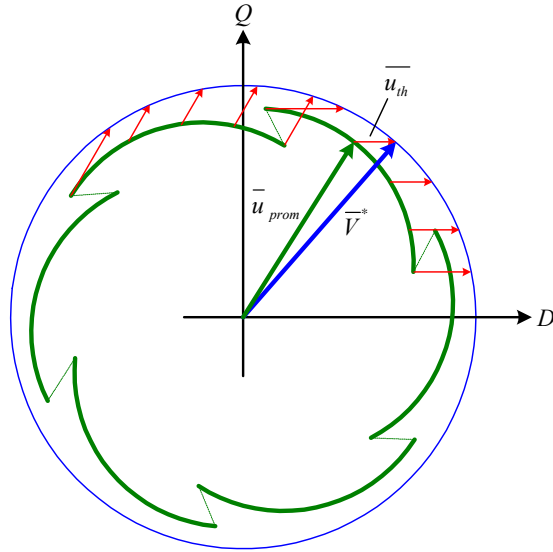


Fig. 4.13 Efecto de las no linealidades del inversor

Para poder simular el comportamiento del *modelo del inversor*, se tendría que haber desarrollado otro modelo del mismo inversor que reflejara el comportamiento real de dicha configuración de dispositivos de potencia. Desarrollar este modelo es complejo pues se tienen que obtener ecuaciones *multivariables*⁷ que describan el comportamiento de dispositivos no lineales (IGBT's y diodos) en una disposición compleja (el inversor). Además, es necesario integrar en el modelo el efecto del *retardo de tiempo*. En la literatura se han reportado diversos modelos del inversor [33], pero emplear estas ecuaciones para la simulación no es fácil y no es parte de los objetivos de esta tesis, por lo que la comprobación del buen funcionamiento del *modelo del inversor* de la Fig. 4.14 queda pendiente para trabajos futuros.

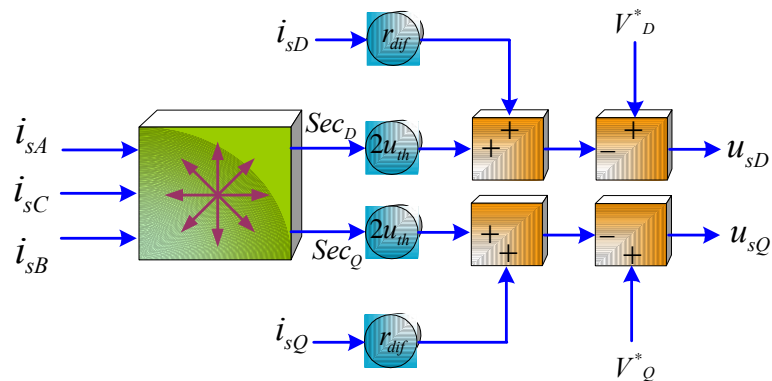


Fig. 4.14 Diagrama de flujo del modelo del inversor que sustituye la lectura directa de los voltajes del estator

⁷ Se dice que las ecuaciones que describen el comportamiento de los IGBTs y diodos del inversor son *multivariables* pues su comportamiento depende del voltaje, la corriente y la temperatura de los dispositivos.

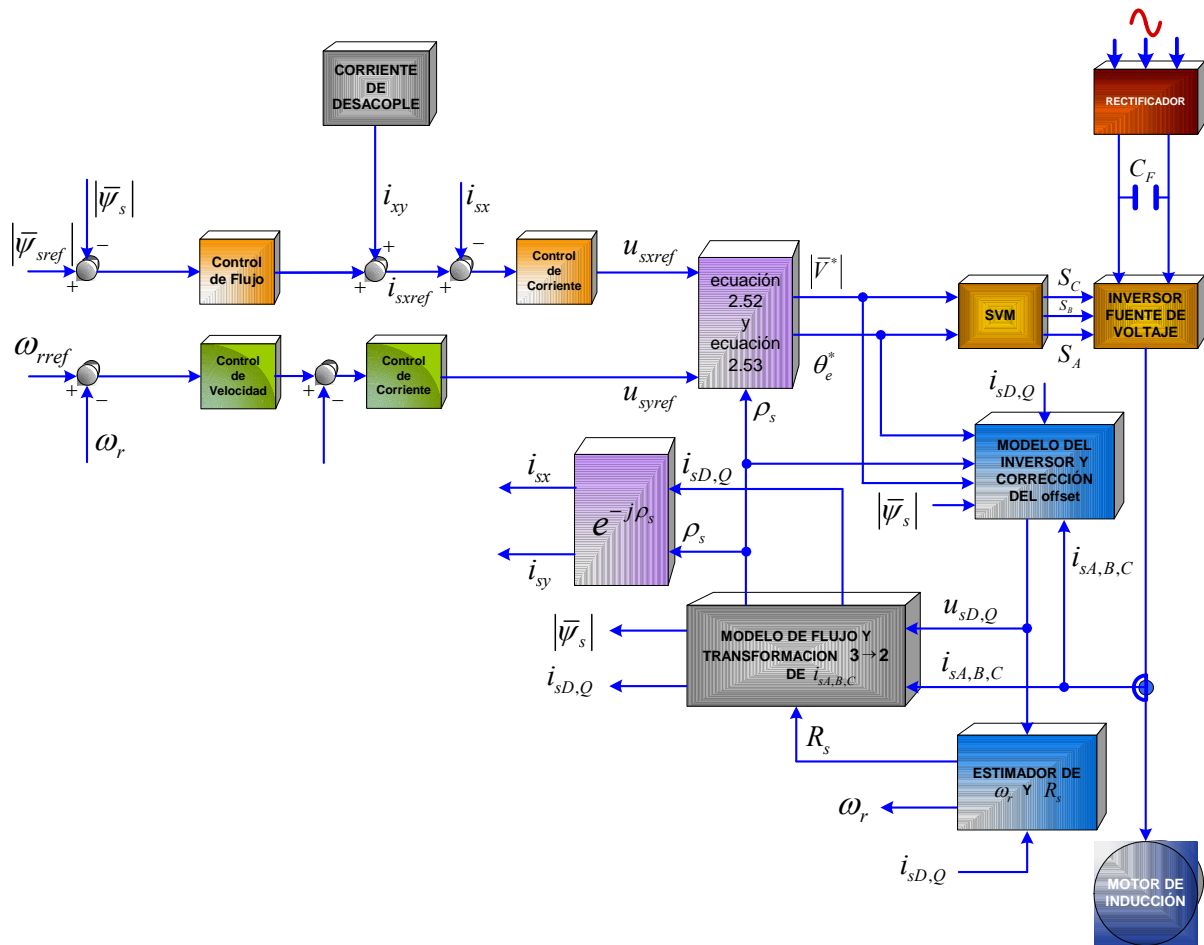


Fig. 4.15 Diagrama de bloques del control vectorial directo con orientación de flujo del estator, estimación de la resistencia R_s del estator, la velocidad ω_r del rotor, corrección de los problemas de DPC y DPM de las señales de corriente y la determinación de los voltajes del estator por medio de un modelo del inversor que contempla las no linealidades del inversor. El programa en SIMULINK se muestra en el **Apéndice B** (Fig. A.13-21)

ANÁLISIS DE RESULTADOS Y CONCLUSIONES

Los propósitos del siguiente capítulo son presentar los resultados de la simulación del sistema de control del motor que muestran el comportamiento de la SVM, el control vectorial y los estimadores desarrollados en los capítulos anteriores y obtener, a partir del análisis de dichos comportamientos, las respectivas *conclusiones*. Al final del capítulo también se presentan *sugerencias para trabajos futuros*, es decir, para trabajos de investigación que puedan tener como punto de partida lo desarrollado en esta tesis.

Las conclusiones que se presentan aquí son de dos tipos: parciales, cuando se formulan como respuestas a preguntas que se plantean sobre los más importantes tópicos de la tesis, y generales, cuando se refieren a la tesis en su conjunto. Estas conclusiones se sustentan en el análisis de los resultados obtenidos cuando se sometió al *programa*⁸ a una serie de *pruebas* en diferentes condiciones de operación.

5.1 ANÁLISIS DE RESULTADOS

A lo largo de los capítulos anteriores se han mostrado resultados parciales del comportamiento del control y sus estimadores. Sin embargo, no se presenta su comportamiento cuando el motor opera en condiciones extremas (por ejemplo, con variaciones muy drásticas de las resistencias del rotor), cuando gira a velocidades más altas, cuando no se estima la resistencia del estator, etc. El objetivo de esta sección es, precisamente, el de exponer el comportamiento del control y sus estimadores en dichas condiciones y presentar conclusiones a partir de estas pruebas.

5.1.1 VENTAJAS DE LA TÉCNICA PWM CON VECTORES ESPACIALES

En el capítulo dos se describen los principios de funcionamiento de la SVM y la manera en que se podría implementar dicha técnica por medio de una *tabla*; sin embargo, no se mencionan las razones por las cuales se eligió implementar esta técnica en lugar de cualquier otra de las técnicas PWM existentes.

En la **Fig. 5.1** se muestra el cuadrado del valor *rms* del contenido armónico de la corriente de la fase *A* del estator y en la **Fig. 5.2** el valor pico del contenido armónico del par desarrollado por la máquina, los cuales se producen cuando un motor de inducción es alimentado por un VSI con un PWM *senoidal* y de vectores espaciales. Estas gráficas fueron tomadas de la referencia [83].

⁸ La palabra *programa* hace referencia aquí al programa (en SIMULINK MATLAB) desarrollado en esta tesis, con el que se simula el comportamiento dinámico del motor de inducción tipo jaula de ardilla y su control.

Cuadrado del valor rms de los armónicos de la corriente del estator

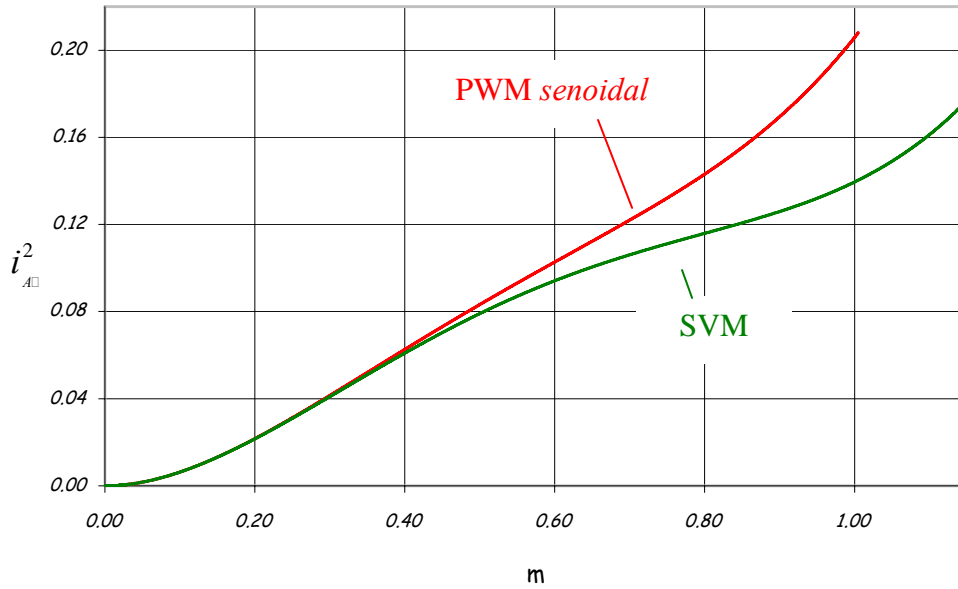


Fig. 5.1 Cuadrado del valor *rms* del contenido armónico de la corriente de la fase *A* del estator que se produce cuando un MI es alimentado por un VSI con PWM senoidal de vectores espaciales. Los armónicos están en función del índice de modulación m^9 .

Valor pico de los armónicos de par

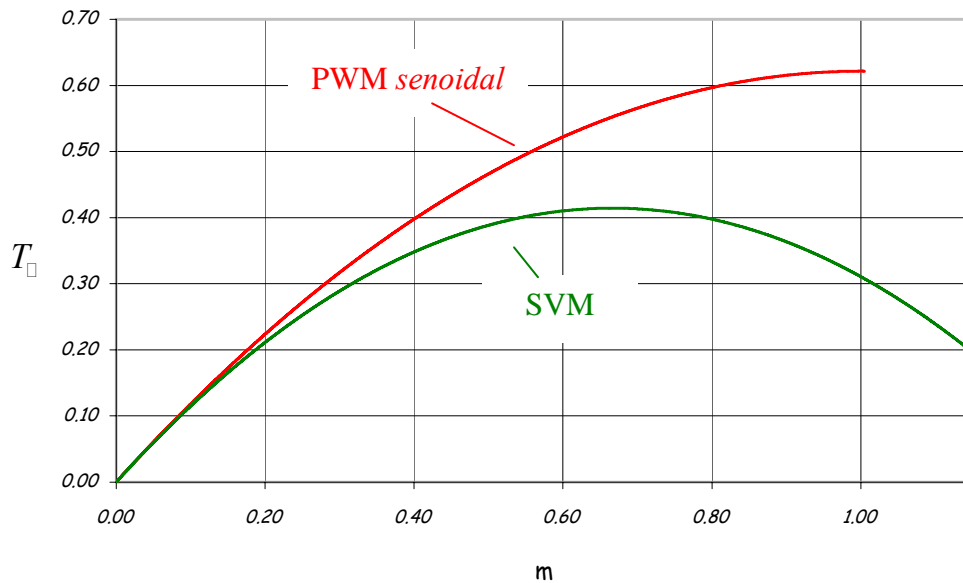


Fig. 5.2 Valor pico del contenido armónico del par el cual se produce cuando un MI es alimentado por un VSI con PWM senoidal y de vectores espaciales. Los armónicos están en función del índice de modulación m

⁹ m es el índice de modulación de magnitud y es igual al cociente del valor pico de la señal de referencia entre la señal portadora.

Obsérvese en la **Fig. 5.1** cómo las pérdidas en el cobre de los devanados del estator, las cuales son proporcionales al cuadrado de la corriente, son más grandes con un PWM senoidal (cuando el índice de modulación m es mayor a 0.4) que con un SVM. Por otro lado, en la **Fig. 5.2** se evidencia que las pulsaciones del par electromagnético son mayores con el PWM senoidal que con el SVM. Las **Fig. 5.1** y **5.2** también muestran cómo el SVM puede ser operado en valores de m mayores a uno (zona de sobremodulación) con armónicos de menor amplitud. Esto permite que se pueda aprovechar más la capacidad de la fuente de CD con el SVM que con el PWM senoidal.

A pesar de que aquí solo se comparan el SVM con el PWM senoidal, por la referencia [31] se sabe que el SVM ofrece las mismas ventajas comparado con la mayoría de las técnicas PWM, por lo que se optó por utilizar el PWM con vectores espaciales, aunque sea más complicado y requiera más cálculos que, por ejemplo, el senoidal.

5.1.2 DESEMPEÑO DEL CONTROL VECTORIAL A VELOCIDADES MÁS ALTAS

Para verificar el comportamiento del control en velocidades *más altas*¹⁰ se realizó la prueba cuyo resultado se muestra en la **Fig. 5.3**. En esta prueba se varía la velocidad eléctrica de referencia en valores que van de -10 a 150 rad/s. Como se puede

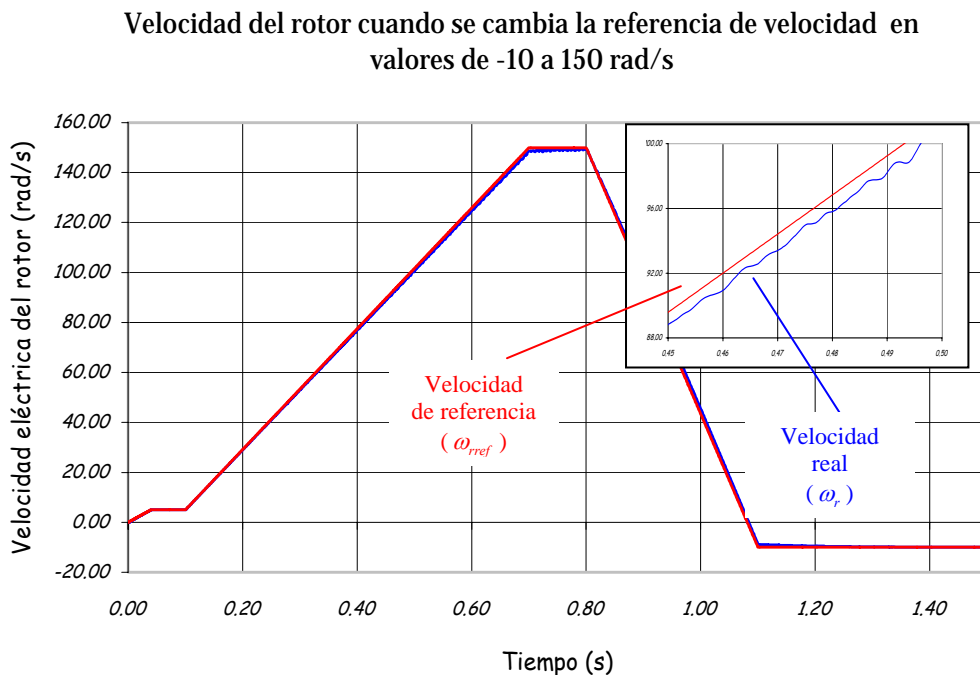


Fig. 5.3 Velocidad eléctrica del rotor cuando se cambia la velocidad de referencia en valores incluso negativos. Un valor negativo de la velocidad de referencia significa que cambia el sentido de giro del rotor

¹⁰ A lo largo de toda la tesis, la velocidad eléctrica de referencia del rotor se ha mantenido en 5 rad/s que es igual a una velocidad mecánica de 23.8731 RPM.

apreciar, el control *sigue* al valor de referencia con muy pequeñas variaciones, por lo que se concluye que el control tiene el mismo desempeño en bajas velocidades como en velocidades cercanas a la nominal. Esta prueba se realizó con carga nominal y con la velocidad estimada del rotor como retroalimentación. En esta prueba no se consideran velocidades superiores a la nominal ya que en estas condiciones de operación se debe incrementar el voltaje de alimentación más allá del valor nominal lo cual podría dañar los aislamientos (si es que el voltaje rebasa la tolerancia máxima establecida por el diseñador), además de que se tendría que buscar que el inversor provea un mayor voltaje, lo cual se lograría operando al PWM en la zona de sobremodulación, condición de operación que sale de los objetivos de esta tesis. Finalmente, entre mayor sea la velocidad del rotor menos significativa será, en la estimación del flujo del estator, la caída de tensión debida a la resistencia del estator (véanse las ecuaciones 3.10 y 3.11) por lo que, aún con una mala estimación de la resistencia del estator, el control *sigue* al valor de referencia.

5.1.3 IMPORTANCIA DEL ESTIMADOR DE LA RESISTENCIA DEL ESTATOR

En bajas velocidades, la magnitud del voltaje del estator es mucho menor que la nominal y la caída de voltaje en la resistencia del estator, de acuerdo con las ecuaciones 3.10 y 3.11, no es despreciable como si ocurre en altas velocidades, por lo que al haber errores en el valor de la resistencia del estator habrá también errores en la estimación del flujo del estator lo que ocasiona que la velocidad del rotor se desvíe del valor deseado (*set point*).

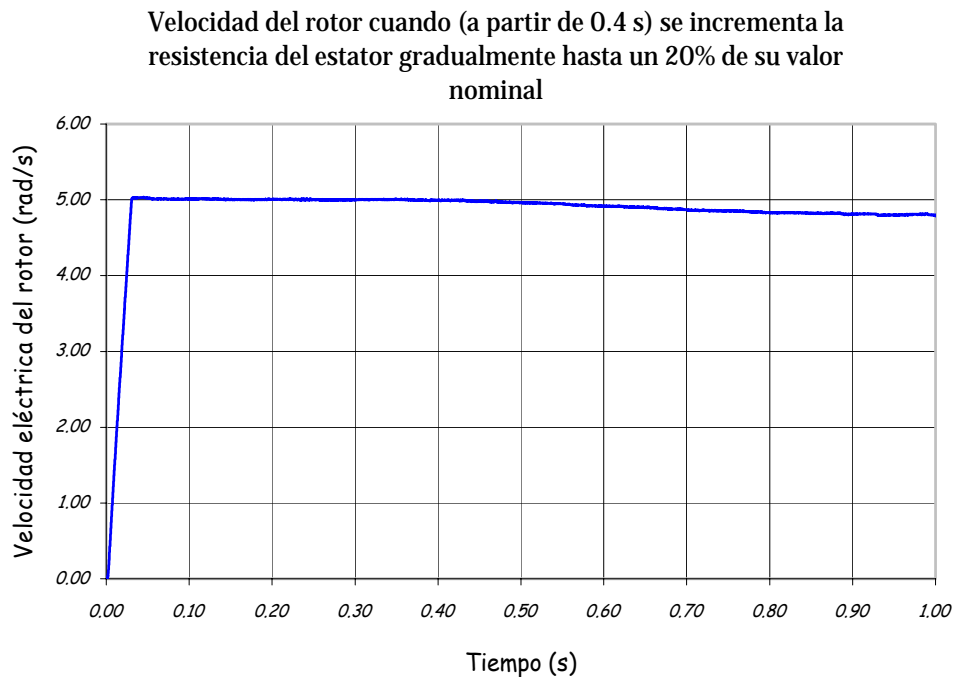


Fig. 5.4 Velocidad eléctrica del rotor de la máquina cuando se incrementa gradualmente, a partir de 0.4 s., la resistencia del rotor hasta llegar a un 20% más de su valor nominal

La **Fig. 5.4** muestra cómo la velocidad *real*¹¹ del rotor se va desviando del valor de referencia cuando a partir de 0.4 segundos se incrementa la resistencia del estator hasta llegar a un 20% más de su valor nominal (véase el **Apéndice A**). La prueba se realizó con carga nominal, sin la estimación en línea de la resistencia del estator y con la velocidad estimada como retroalimentación. Según [33], la resistencia del estator puede variar hasta un 100% de su valor nominal, por lo que es de esperarse que en dichas condiciones la velocidad del rotor se desvíe aún más.

De esta prueba se concluye que las variaciones en la resistencia del estator originan que la velocidad del rotor se desvíe del valor deseado, por lo que es necesario implementar un esquema de estimación de la resistencia del estator.

5.1.4 COMPORTAMIENTO DE LAS CORRIENTES PRODUCTORAS DE PAR Y DE FLUJO

Como se explicó en el capítulo dos, el control vectorial parte de la idea de encontrar una función matemática en la que el par quede expresado en función de una corriente generadora de par y otra generadora de flujo y que dichas corrientes se encuentren

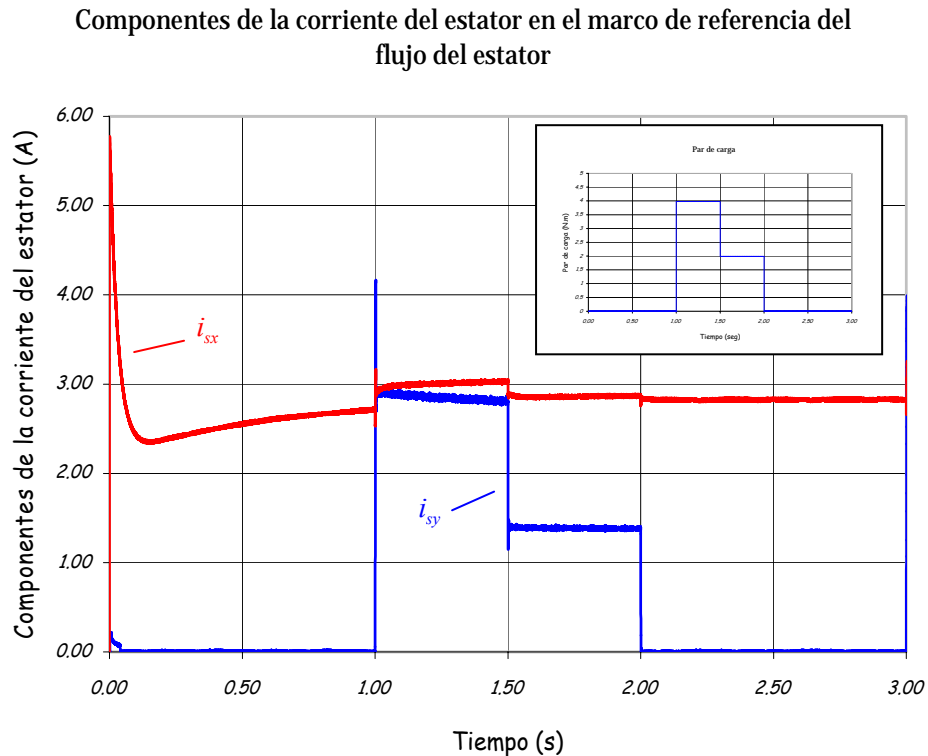


Fig. 5.5 Componentes de la corriente del estator en el marco de referencia del flujo del estator cuando se varía la carga del motor como se muestra en el recuadro

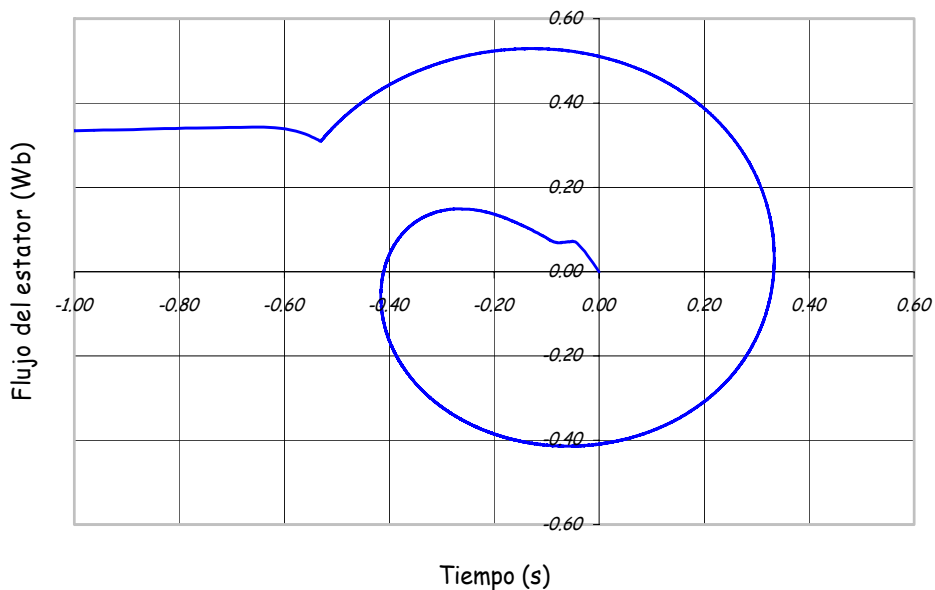
¹¹ Puesto que en esta tesis se ha implementado un esquema de estimación de la velocidad eléctrica del rotor, se habla de una *velocidad estimada* ω_r^* y una *velocidad real* ω_r .

defasadas 90° una de la otra. La **Fig. 5.5** muestra el comportamiento de las componentes de la corriente del estator en el marco de referencia del flujo del estator. Se puede apreciar fácilmente en esta gráfica que, a pesar de que se conecta y desconecta carga al motor, como se muestra en el recuadro de la figura, la corriente generadora de flujo (i_{sx}) solo sufre pequeñas variaciones, mientras que la corriente generadora de par (i_{sy}) si varía proporcionalmente con la carga, por lo que puede decirse que en términos prácticos las corrientes generadoras de par y flujo están desacopladas.

5.1.5 INFLUENCIA DEL ERROR POR DPC EN EL COMPORTAMIENTO DEL CONTROL VECTORIAL

La **Fig. 5.6 (a)** muestra los efectos que causa un DPC del 20% del valor pico de la corriente nominal, como se puede observar, antes de un ciclo, se pierde la estimación del flujo y por lo tanto deja de funcionar el control. Las razones de este comportamiento se explicaron ampliamente en el capítulo cuatro. Por lo que, en todo esquema de control con *integradores puros* es necesaria una corrección del DPC, efecto indeseable pero inevitable, o en su defecto se deben sustituir los integradores puros por filtros pasabajos¹².

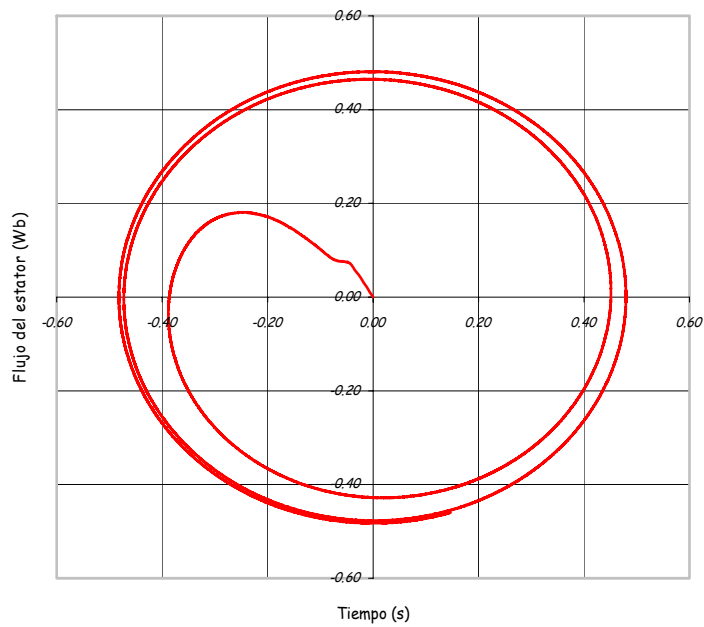
Trayectoria que describe el vector flujo del estator cuando no se corrige un DPC de un 20% del valor pico de la corriente nominal



(a)

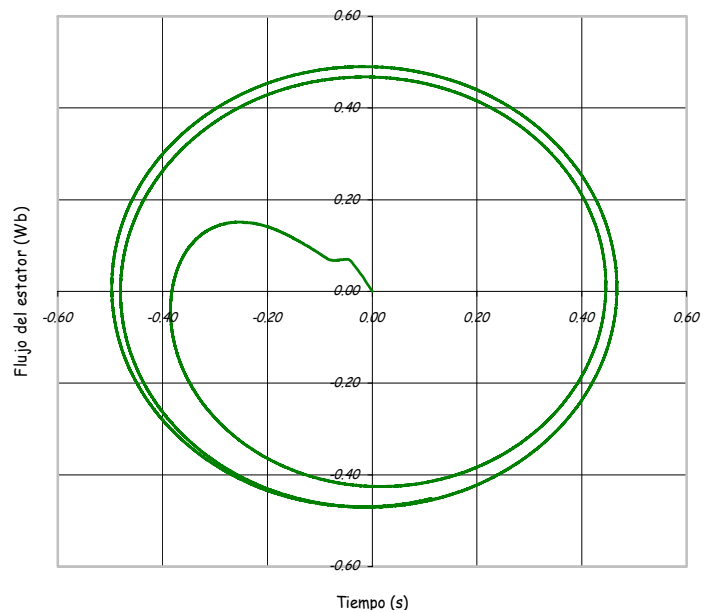
¹² En el capítulo cuatro se explican los inconvenientes que surgen cuando se emplean filtros pasabajos en lugar de los integradores puros

Trayectoria que describe el vector flujo del estator cuando no existe ningún DPC



(b)

Trayectoria que describe el vector flujo del estator cuando se corrige el DPC



(c)

Fig. 5.6 Trayectoria del vector espacial flujo del estator con diferentes condiciones de DPC. (a) Trayectoria del vector flujo del estator con un DPC de 20% del valor pico de la corriente nominal; (b) Trayectoria del vector flujo del estator sin DPC; (c) Trayectoria del vector flujo del estator con un DPC de 20% del valor pico de la corriente nominal, pero con un esquema de corrección del DPC

Al implementar el esquema de corrección que se describe en el capítulo cuatro, se logró compensar el efecto del DPC. Esto se observa al comparar las **Fig. 5.6 (b) y (c)**. Es evidente que cuando hay una compensación del DPC, la trayectoria del fasor espacial flujo del estator es casi idéntica a la trayectoria de este mismo flujo sin DPC, por lo que se concluye que es posible emplear integradores puros siempre y cuando se implementen esquemas de corrección como el que se desarrolló en esta tesis.

El esquema de corrección mencionado anteriormente, tiene como propósito corregir el efecto de *ovalamiento*¹³ de la trayectoria del flujo y ya que dicho efecto lo causa tanto el DPC como el DPM, al corregirse uno se corrige automáticamente el otro.

5.1.6 COMPORTAMIENTO DE LA VELOCIDAD DEL ROTOR ESTIMADA CUANDO VARÍA A RESISTENCIA DEL ESTATOR

Debido a que los estimadores de la velocidad del rotor y la resistencia del estator, planteados en el capítulo cuatro, dependen de la resistencia del rotor, es de esperarse que con variaciones de este parámetro las estimaciones sean incorrectas. Pero ¿qué tanto difieren los valores estimados de la velocidad del rotor y la resistencia del estator de los valores reales cuando varía la resistencia del rotor?

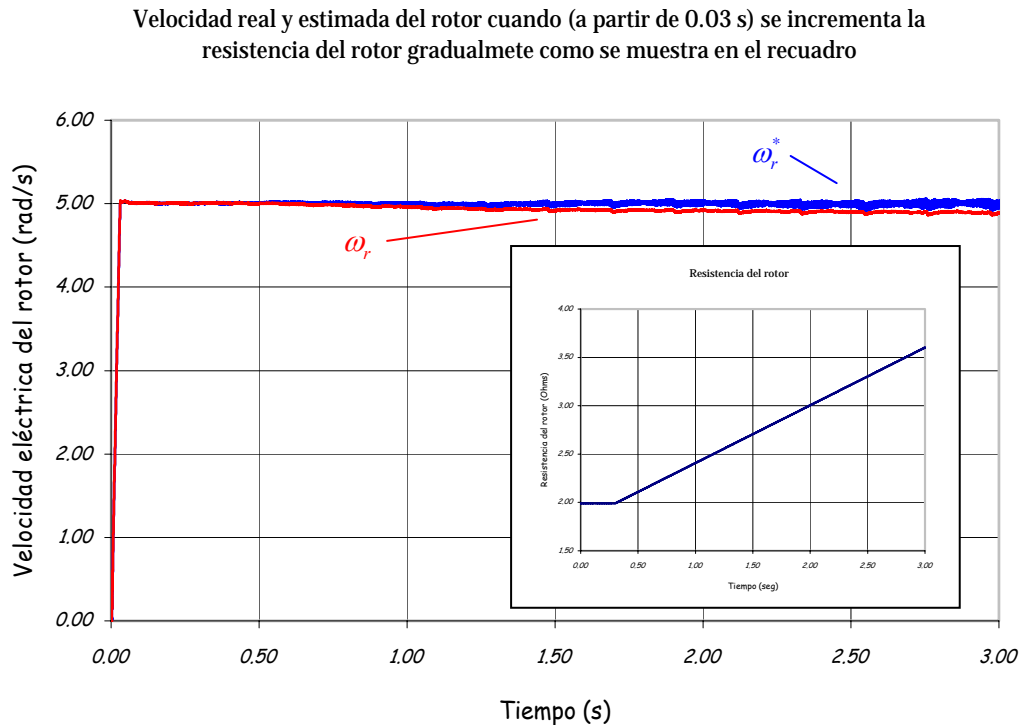


Fig. 5.7 Velocidad eléctrica real y estimada del rotor cuando, a partir de 0.03 s, se incrementa la resistencia del rotor como se muestra en el recuadro

¹³ La trayectoria circular es la trayectoria ideal del flujo.

Resistencia del estator real y estimada cuando se varía la resistencia del rotor como se muestra en el recuadro

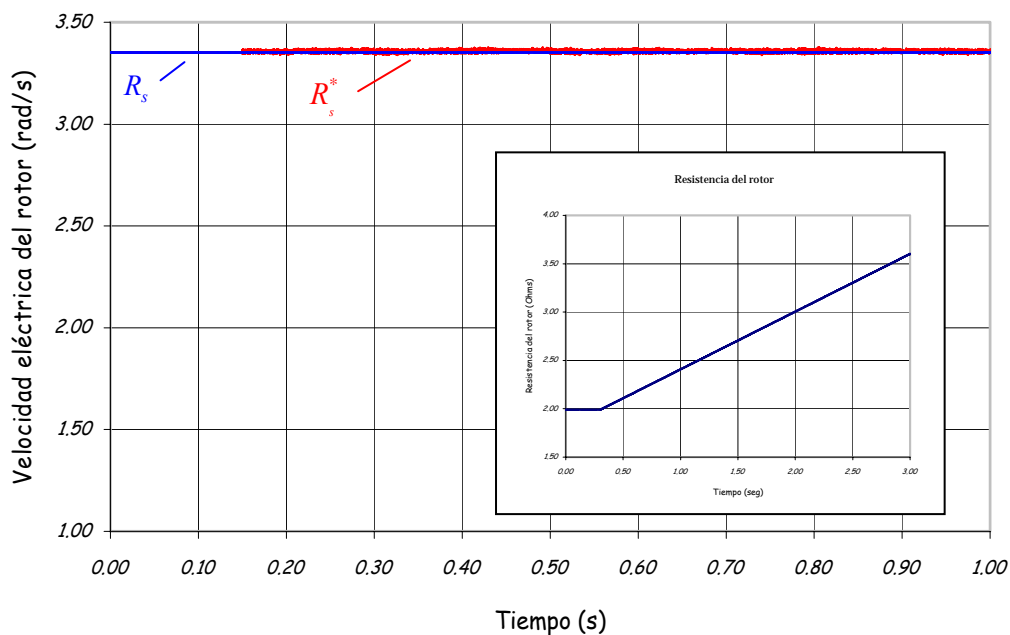


Fig. 5.8 Resistencia real y estimada del estator cuando, a partir de 0.03 s, se incrementa la resistencia del rotor como se muestra en el recuadro

En la Fig. 5.7 y 5.8 se muestra cómo varían las magnitudes estimadas con variaciones de la resistencia del rotor de hasta un 100%. Se destaca el hecho de que, a pesar de ser tan drástica la variación de la resistencia del rotor, la resistencia estimada del estator es prácticamente igual al valor real; en cambio, la velocidad estimada si empieza a separarse del valor real. En condiciones normales de operación, según [84], la resistencia del rotor del motor de inducción varía de un 100 a un 200% de su valor nominal por lo que, en las *condiciones más severas*¹⁴ de operación, la velocidad estimada es muy diferente de la velocidad real, originando que el control se pierda [33,36,37].

Para evitar la alta sensibilidad del estimar de velocidad a las variaciones de la resistencia del rotor, en [26,27,37] se plantean esquemas con sensibilidad *minimizada* o incorporan un estimador de la resistencia del rotor.

5.2 CONCLUSIONES

En esta tesis se desarrolló un esquema de control vectorial directo con orientación del flujo del estator y estimación de la velocidad del rotor y la resistencia del estator. De los resultados obtenidos con dicho esquema de control, se puede concluir lo siguiente:

¹⁴ Las *condiciones más severas* de operación se presentan cuando se tienen velocidades muy bajas y la máxima carga.

1. Las razones que originan que el control tenga un comportamiento errático o se pierda en la zona de operación de bajas velocidades, es decir que no tenga un alto desempeño en *bajas velocidades*¹⁵, son las siguientes: (a) el método de integración (necesario para la estimación del flujo del estator), (b) la variación de la resistencia del estator y (c) los errores en la adquisición de las señales de voltaje y corriente.
2. Para subsanar el problema del *método de integración*, se implementó un esquema de corrección de la ganancia infinita *del integrador puro*. Con lo que se demuestra que es posible sustituir a los filtros pasabajos (empleados como integradores) por *integradores puros* con corrección de la ganancia infinita, pues, aún con un DPC del 20% del valor pico de la corriente nominal (valor grande, comparado con los valores prácticos del DPC [33]), se logra compensar el efecto de la ganancia infinita de los *integradores puros* (véase la **Fig. 5.6 (c)**).
3. Para hacer una correcta estimación del flujo del estator, es necesario calcular la caída de tensión por resistencia en los devanados del estator (véanse las ecuaciones 3.10 y 3.11). Puesto que la resistencia del estator no permanece constante [17,27,28], es necesario desarrollar un estimador de la resistencia del estator. Prescindir de dicho estimador origina una estimación inexacta del flujo del estator, un desacople incorrecto de las corrientes productoras de flujo y par y, por lo tanto, que la velocidad del rotor se desvíe de la referencia (véase la **Fig. 5.4**).
4. El adecuado funcionamiento del esquema de control no pasa solo por la corrección de los problemas mencionados anteriormente, sino que también dependen de la orientación del flujo del estator (y por lo tanto del desacople de las corrientes generadoras de par y flujo), de la sintonización de los controladores y de un sistema PWM que permita generar señales de voltaje lo más parecidas a la senoidal [6,7,15,28,31,41].
5. Salvo *acoplamientos transitorios*, el esquema de control propuesto mantiene desacopladas las corrientes generadoras de par y flujo¹⁶ (véase la **Fig. 5.5**), aún cuando la carga se varía repentinamente de 0 a 100% del *valor nominal* o viceversa.
6. Con el diseño propuesto de los controladores, la velocidad del rotor y el flujo del estator se mantienen en los valores de referencia (véase la **Fig. 3.9**). A pesar de que los valores de las constantes proporcional e integral están en función del valor de la frecuencia de corte, es sencillo determinar un valor de esta por medio de las trazas de Bode (véase la **Fig. 3.8**).
7. El estimador de velocidad que se desarrolló funciona adecuadamente en la zona de operación de las bajas velocidades (como se demuestra en la **Fig. 4.7**). Desgraciadamente, este esquema es sensible a las variaciones de la resistencia del rotor, aunque dicha sensibilidad no origina que el control se pierda aún cuando la resistencia del rotor se incrementa hasta en un 80% (véase la **Fig. 5.7**). Ya que el estimador de la velocidad del rotor propuesto es sensible a las variaciones de la resistencia del rotor, es necesario que todo esquema de control en el que se incorporen estimadores de velocidad como el desarrollado en este trabajo, también cuente con

¹⁵ Puesto que el término *bajas velocidades* no a sido aún bien definido, en esta tesis se entiende por *bajas velocidades* a las velocidades iguales o inferiores a las manejadas como tales en la referencia [31]. La referencia [31] maneja una velocidad de 5 rad/s.

¹⁶ Idealmente, la corriente productora de par (i_y) debería variar proporcionalmente con la carga, mientras que la corriente productora de flujo (i_x) debería permanecer constante.

estimadores de la resistencia del rotor o, en su defecto, se plantee un estimador que no dependa de esta resistencia o sea muy poco *sensible a sus variaciones*¹⁷.

8. De acuerdo a los resultados que se muestran en la sección 5.1.2, el control vectorial tiene el mismo desempeño en *bajas* como en *altas*¹⁸ velocidades. Sin embargo, ya que no se considera el efecto de saturación del núcleo del motor y que el control no hace la corrección de este efecto (es decir, no hace un debilitamiento de campo), además de que el SVM no se diseñó para proporcionar una sobremodulación, se concluye que en velocidades más grandes (por ejemplo, en velocidades superiores a la nominal) el control no tendrá el comportamiento que se muestra en la sección 5.1.2.

5.3 SUGERENCIAS DE TRABAJOS FUTUROS

A lo largo de esta tesis se ha mostrado el desarrollo teórico y, a excepción del modelo del inversor, las respuestas de simulación de un SVM basado en una red neuronal, un control vectorial tipo FOC directo con orientación del flujo del estator, un estimador de la resistencia del estator y otro de la velocidad eléctrica del rotor, además de esquemas de corrección a los problemas de las bajas velocidades. Sin embargo, estos datos de simulación no pudieron ser contrastados con *gráficas reales* de comportamiento del con los esquemas mencionados. Este trabajo es abstracto e inservible si no culmina en una aplicación práctica, es decir, en una implementación de los algoritmos propuestos. Es por esto que se sugiere, como etapa lógica de desarrollo, la *implementación*¹⁹ de los algoritmos aquí propuestos.

Puesto que, los estimadores propuestos son sensibles a las variaciones de la resistencia del rotor, se sugieren hacer mejoras en los estimadores de modo que se elimine o minimice su sensibilidad (a través de filtros de Kalman, esquemas MARS, etc.).

Como se comentó en el capítulo tres, para poder simular el comportamiento del *modelo del inversor* (que permite prescindir de los sensores de voltaje), se tendría que haber propuesto otro modelo del mismo inversor que reflejara el comportamiento real de dicha configuración de dispositivos de potencia. Este modelo no fue desarrollado en esta tesis, por lo que se sugiere hacerlo como trabajo futuro, con el fin de comprobar si funciona adecuadamente el *modelo del inversor* y la influencia de los dispositivos de potencia en el control.

¹⁷ Cuando se habla de *la sensibilidad a las variaciones de la resistencia del rotor*, se habla de qué tanto difiere el valor estimado con las variaciones de la resistencia del rotor. Una sensibilidad cero sería aquella en la que el valor estimado fuera igual al valor real, a pesar de que la resistencia del rotor variara drásticamente.

¹⁸ Tampoco el término *altas velocidades* a sido aún bien definido, es por esto que en esta tesis se entiende por *altas velocidades* a las velocidades que son, comparativamente hablando, mucho más grandes que las velocidades bajas.

¹⁹ La implementación se refiere a llevar los algoritmos a microprocesadores o microcontroladores, circuitos integrados de propósito específico, etc. Con los cuales se determinen las acciones de control (en base a las señales de entrada) que permitan, a través de los circuitos de potencia, gobernar la máquina.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] AKATSU, Kan y Kawamura Atsuo. "Sensorless Very Low-Speed and Zero-Speed Estimation with Online Rotor Resistance Estimation of Induction Motor Without Signal Injection". 2000. IEEE Trans. Vol. 36, no 3, pp 764-771.
- [2] ASTROM, Karl. PID Controllers. United States: Instrument Society of America. 1995
- [3] BECK, M. y Naunin D. "A New Method for the Calculation of the Slip Frequency for a Sensorless Speed Control of a Squirrel-Cage Induction Motor". 1985. IEEE Power Electronics Specialists, pp 678-683.
- [4] BLASCHKE, F. The principle of field orientation as applied to the new "transvektor" closed-loop control system for rotating-field machines. Germany: Siemens Rev. 39, 5, pp 217-220, 1972.
- [5] BOLDEA, I. y Nasar S. A. Vector Control of AC drives. United States: CRC Press. 1992.
- [6] BOSE, B. K. "Power Electronics and Variable Frequency Drives". 1997. IEE Press.
- [7] BOSE, B. K. Power Electronics and AC Drives. United States: Prentice Hall. 1986.
- [8] BOSE, Bimal K. y Patel Nitin R. "A Programmable Cascaded Low-Pass Filter Based Flux Synthesis for a Stator Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive". 1997. IEEE Trans. Vol. 44, no 1, pp 140-143.
- [9] BOSE, Bimal K. y Patel Nitin R. "A sensorless Stator Flux Oriented Vector Controlled Induction Motor Drive with Neuro-Fuzzy Based Performance Enhancement". 1997. IEEE. pp 393-400.
- [10] BOSE, Bimal K. y Pinto Joao O. P. "A Neural-Network-Based Space-Vector PWM Controller for Voltage-Fed Inverter Induction Motor Drive". 2000. IEEE Transactions of Industry Applications. Vol. 36, no 6 pp 1628-1634.
- [11] BOSE, Bimal K. y Simoes M. Godoy. "Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive". 1995. IEEE. pp 137-143.
- [12] BOSE, Bimal K., Patel Nitin R. y Rajashekara Kaushik. "A Neuro-Fuzzy-Based On-Line Efficiency Optimization Control of a Stator Flux-Oriented Direct Vector-Controlled Induction Motor Drive". 1997. IEEE Trans. Vol. 44, no 2, pp 270-273.
- [13] BOSE, Bimal K. Modern Power Electronics and AC Drives. United States: Prentice Hall, 2002.
- [14] BRAHIM-BEN, Lazhar y Kawamura. "A Fully Digitized Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive Using Only Current Sensors". 1992. IEEE Trans. Vol. 39, no 3, pp 241-249.
- [15] BUEHLER, H. "A Tuning Algorithm for the PID Controller Utilizing Fuzzy Theory". 1998. IEEE. pp 394-399.
- [16] BUEHLER, H. Einführung in die Theorie geregelter Drehstrom Antriebe. Germany: Band I und II. 1977.

- [17] CABRERA, Luis A. y Elbuluk Maliz E. "Tuning the Stator Resistance of Induction Motors Using Artificial Neural Network". 1995. IEEE. pp 421-427.
- [18] CHUN, Tae-Won, Choi Meong-Kyu, Bose Bimail K. "A Novel Start-Up of Satator Flux Oriented Vector Controlled Induction Motor Drive Without Torque Jerk". 2001. IEEE. pp 148-153.
- [19] CILIA, Joseph, Asher Greg M., Bradley Keith J. y Sumner Mark. "Sensorless Position Detection for Vector-Controlled Induction Motor Drives Using an Asymmetric Outer-Section Cage". 1997. IEEE Trans. Vol. 33, no 5, pp 1162-1169.
- [20] DE FORNEL, B. Farines J. M. y Hapiot J. C. "Numerical Estimation of the Speed of an Asynchronous Machine Supplied by Static Converter". 1979. Conference Record of IEEE. pp 956-962.
- [21] DOVAL-GANDOY, Iglesias A. y Castro C. "Three Altermatives for Implementing Space Vector Modulation with the DSP TMS320F240".1999. IEEE Trans. pp 336-341.
- [22] ELBULUK, Malik E., Tong Liu y Husain Iqbal. "Neural-Network-Based Model Reference Adaptive Systems for High-Performance Motor Drives and Motion Controls". 2002. IEEE Trans. Vol. 38, no 3, pp 879-885.
- [23] ESPINOZA, R. José y Hua Jin. "Modelling and Implementation of Space vector PWM Techniques in Active Filter Applications".1996. IEEE Trans. pp 142-146.
- [24] FANG-ZHENG, Peng, Tadashi Fukao y Jih-Sheng Lai. "Low-Speed Performance of Robust Speed Identification Using Instantaneous Reactive Power for Tachless Vector Control of Induction Motors". 1994. IEEE. Pp 509-514.
- [25] GHEYSENS, R., Cherif H. y Poloujadoff. "Speed Determination of a Squirrel Cage Induction Motor by Indirect Method". 1990. IPEC. pp 1137-1143.
- [26] HABETLER, Thomas G., Profumo Francesco, Griva Giovanni, Pastorelli Michele y Bettini Alberto. "Stator Resistance Tuning in a Stator Flux Field Oriented Drive Using an Instantaneous Hybrid Flux Estimator". 1993. European Power Electronics Association. pp 292-299.
- [27] HAMAJIMA, Toyokazu, Hasegawa Masaru, Doki Shinji y Okuma Shigeru. "Sensorless Vector Control of Induction Motor with Stator Resistance Identification Based on Augmented Error". 2002. IEEE PCC Osaka 2002. pp 504-509.
- [28] HAQUE, M. E. y Rahman M. F. "Amagnet PI Stator Resistance Compensator for a Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive". 1999. IEEE. pp 175-179.
- [29] HARASHIMA, F. "Applications of neural networks power converter control". 1989. Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting. pp 1086-1091.
- [30] HASSE, K. Zur Dynamik Drehzahlgerogelter Antriebe mit Stromrichtergespeisten Asynchron-Kurzschlussläufermaschinen. Techn Hochsch Disertation, 1969.
- [31] HOLTZ, Joachim "Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion". 1994. IEEE. Vol. 82, no. 8 pp 1194-1214.
- [32] HOLTZ, Joachim y Quan Juntao. "Drift and Parameter Compensated Flux Estimator for Persistent Zero Stator Frequency Operation of Sensorless Controlled Induction Motors". 2002. IEEE. pp 1687-1694.
- [33] HOLTZ, Joachim y Quan Juntao. "Sensorless Vector of Induction Motors at Very Low Speed Using a Nonlinear Inverter Model and Parameter Identification". 2001. IEEE. pp 2614-2621.

- [34] HOLTZ, Joachim, Jiang J. y Pan H.. "Identification of Rotor Position and Speed of Standard Induction Motors at Low Speed including Zero Stator Frequency". 1996. IEEE . pp 971-976.
- [35] HOLTZ, Joachim, Lotzkat W. y Khambadkone M. "On Continuous Control of PWM Inverters in de Overmodulation Range Including the Six-Step Mode".1993. IEEE Trans. Power Electron. Vol. 8, pp 546-553.
- [36] HOLTZ, Joachim. "Sensorless Control of Induction Motors –Performance and Limitationes". 2000. IEEE. pp PL12-PL20.
- [37] HOLTZ, Joachim. "State of the Art of Controlled AC Drives Without Speed Sensor". 1995. IEEE Catalogue no 95TH8025. pp 1-6.
- [38] HOLTZ, Joachim."The Representation of AC Machine Dynamics by Complex Signal Flow Graphs".1995. IEEE Trans. Power Electron. Vol. 42, no 3 pp 263-271.
- [39] HU, J. y Wu B. "New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux Over a Wide Speed Range". 1997. IEEE. pp 1075-1081.
- [40] HU, Jun y Wu Bin. " New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range". 1998. IEEE Trans. Vol. 13, no 5, pp 969-977.
- [41] HWANG, Hyung-Soo, Choi Jeon-Nae, Lee Won-Hyok y Kim Jin-Kwon. "A Tuning Algorithm for the PID Controller Utilizing Fuzzy Theory". 1998. IEEE. pp 394-399.
- [42] ISHIDA, M. y IWATA K. "A New Slip Frequency Detector of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics". 1984. IEEE Trans. Vol. IA-20, no 3, pp 575-581.
- [43] JACOBINA, Cursino Brandao, Filho Joao Edgar y Lima Antonio Marcus. "On-Line Estimation of the Stator Resistance of Induction Machines Base don Zero-Sequence Model". 2000. IEEE Trans. Vol. 15, no 2, pp 346-352.
- [44] JANSEN, P.L. y Lorenz R.D. "Transducerless Field Orientation Concepts Employing Saturation –Induced Saliencies in Induction Machines". 1995. IEEE. pp 174-181.
- [45] JANSEN, Patrick L. y Lorenz Robert D. "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines". 1995. IEEE Trans. Vol. 31, no 2, pp 240-247.
- [46] KAMIERKOWSKI, M. P. y H. J. Koepcke. "Current Surce Inverted-Fed Induction Motor Drive System Without Speed Sensor". 1985. EPE Conference. pp 3.345-3.350.
- [47] KAVÁCS, P. K. "Transient Phenomen in Electrical Machines". 1989. IEEE.
- [48] KAZMIERKOWSKI, M. P., Sobckuk, D. L. y Dzieaniakowski. "Neural Network Current Control of VS-PWM Invertes". 1995. Proc. EPE'95. pp 1415-1420.
- [49] KHAMBADKONE, Ashwin M. y Holtz Joachim. "Vector-Controlled Induction Motor Drive with a Self-Commissioning Scheme". 1991. IEEE. Trans. Vol 38, no 5 pp 322-327.
- [50] KRAH, J. O. y Holtz J. "High Performance Current Regulation for Low Inductance Servo Motors". 1998. Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. pp 490-499.
- [51] KRAUSE, P.C. Analysis of Electric Machinery. United States: McGraw-Hill.1986.
- [52] KREINDLER, L., Moreira J. C., Testa A. y Lipo T. A. "Direct Field Orientation Controller Using the Stator Phase Voltage Third Harmonic". 1992. IEEE. pp 508-514.

- [53] KRISTIANSOON, Birgitta y Lennartson Bengt. "Robust Desing of PID controllers Including Auto-Tuning Rules". 1998. IEEE American Control Conference. pp 3131-3132.
- [54] KUBOTA, Hisao, Matsuse Kouki y Nakano Takayoshi. "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor". 1993. IEEE Trans. Vol. 29, no 2, pp 344-348.
- [55] LAKAPARAMPIL, Z. V. y Ranganathan V. T. "Desing, Modelling, Simulation and Implementation of Vector Contolled Induction Motor Drive". 1995. IEEE. pp 862-868.
- [56] LEE, Byeong-Seok y Krishnan. "Adaptive Stator Resistance Compensator for High Performance Direct Torque Controlled Induction Motor Drives". 1998. IEEE. pp 423-430.
- [57] LEE, D.C. y Lee G. M. "A Novel Overmodulation –technique for Space Vector PWM Inverters". 1998. IEEE-FEPPCON III. Vol. 13, pp 1144-1151.
- [58] LEONHARD, W. Control of Electrical Drives. Germany: Springer-Verlag, 1974.
- [59] LI, H.X. y Tso S.K. "A Hybrid Methodology for Conventional Fuzzy Control". 1998. IEEE. pp 394-399.
- [60] LOENHARD, W. "Field-Orientation for Controlling AC-Machine – Principle and Application". 1986. Technical University Braunschweig. pp 277-282.
- [61] MIKI Ichiro, Kumano Tatsua y Takahashi Shunji. "Fuzzy PI Auto-Tuning System for Vector-Controlled Induction Motor Drive". 1993. IEEE PCC-Yokohama. pp 678-682.
- [62] MURPHY, J. M. D. y Turnbull F. G. Power Electronics Control of AC Motors. United States: Pergamon Press. 1988.
- [63] NAKANO, H. y Takahashi I. "Sensor Less Field Oriented Control o fan Induction Motor Using an Instantaneaus Slip Frecuency Estimation Method". 1988. IEEE Power Electronics Specialists Conference. pp 847-854.
- [64] NAUNIN, D. "Representation of the Dynamic Behavior of a Voltage-Fed Induction Motor by a Complex Second Order Delay". 1969. Berichte AEG-Telefunken. Vol 43 pp 53-57.
- [65] NIETO, Aleman A., Raof K. y Quezel G. "Vector Control Implementation of a Induction Motor a 16 bit DSP Card". 1996. IEEE. pp 1215-1218.
- [66] NOVOTNY, D. W. y Lorenz R. D. "Introduction to the Field Orientation and High Performance Ac Drives". 1985. IEEE Tutorial Curse.
- [67] OHTANI, Tsugutoshi, Takada Noriyuki y Tanaka Koji. "Vector Control of Induction Motor Without Shaft Encoder". 1992. IEEE Trans. Vol. 28, no 1, pp 157-164.
- [68] OHTANI, Tsugutoshi, Takada Noriyuki y Tanaka Kouji Tanaka. "Vector Control of Induction Motor Without Shaft Encoder". 1989. IEEE. pp 500-507.
- [69] ONG, Chee-Mun. Dinamic Simulation of Electric Machinery. United States: Prentice Hall, 1998.
- [70] PAPAMARKOS, Nikos y Chamzas C. "A New Approach for the Desing of Digital Integrators". 1996. IEEE Trans. of Circuit and Sistems-I. Vol. 43, no 9, pp 785-791.
- [71] PINTO, Joao O. P., Bose BImail K. y Silva Luis E.B. "A Stator Flux Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive With Space Vector PWM and Flux Vector Synthesis by Neural Network". 2000. IEEE. pp 1605-1612.

- [72] RAJASHEKAR, kaushik. Sensorless Control of AC Motor Drives. United States: IEEE Press. 1996.
- [73] RETTER, G. J. Matrix and Space-Phasor Theory of Electrical Machines. Budapest: Akademiai Kiado. 1987.
- [74] RUPPERT, Filho Ruppert. "Three-Phase Induction Motor Dynamic Mathematical Model". 1997. IEEE. pp MB1-2.1-MB1-2.3.
- [75] SCHAUDER, Colin. "Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motor Without Rotational Transducers". 1992. IEEE. pp 1054-1061.
- [76] SHIN, Myoung-Ho, Hyun Dong-Seok y Cho Soon-Bong. "An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors". 2000. IEEE Trans. Vol. 15, no 2, pp 312-318.
- [77] SIMOES, Godoy M. y Bose Bimail K. "Neural Network Based Estimation of Feedback Signals for a Vector Controlled Induction Motor Drive". 1994. IEEE. pp 471-479.
- [78] TAJIMA, H. y Matsumoto Y. "Speed Sensorless Vector Control Method for an Industrial Drive System". 1995. Proceeding of International Power Electronics Conference, Yokohama. pp 1034-1039.
- [79] TESKE, Nikolas, Asher Greg M. Sumner Mark y Bradley Keith J. "Sensorless Position Estimation for Symmetric Cage Induction Motor under Loaded Condition". 2000. IEEE. pp 1835-1841.
- [80] TEXAS Instrument. "TMS320C23X DSP Controllers. Peripheral Library and Specific Devices". 1997. Texas Instrument.
- [81] TIPO, T. C. y Krause P. C. "Stability Análisis of a Rectifier-Inverter Induction Motor Drive". 1969. IEEE Transac. Vol. PAS-88, pp 55-66.
- [82] TRZYNADLOWSKI, A. M. The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors. United States: Kluwer Academic Publishers. 1994.
- [83] VAN DER BROECK, Heinz Willi y Skudelny -Hans-Christoph. "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors". 1988. IEEE Trans. on Industry Applications. Vol 24, no 1 pp 142-150.
- [84] VAS, Peter. Sensorless Vector and Direct Torque Control. United States: Oxford University Press, 1998.
- [85] VELEZ-REYES, M., Minami K. y Verghese G. C. "Multi-stage Speed and Parameter Estimation for Induction Machines". 1991. IEEE. pp 596-604.
- [86] VELEZ-REYES, M., Minami K. y Verghese G. C. "Recursive Speed and Parameter Estimation for Induction Machines". 1989. IEEE. pp 607-611.
- [87] VENKATARAMAN, R., Ramaswami B. y Holtz J. "Electronic Analog Slip Calculator for Induction Motor Drive". 1980. IEEE Trans. Vol IECI-27, no 2, pp 110-116.
- [88] WADA, Kazuyuki, Takagi Shigetaka y Fujii Nobuo. "Reduction in Output DC Offset Voltage of Integrator-Based Filter". 1998. IEEE. pp 17-20.
- [89] WEERASOORIYA, Siri y El-Sharkawi. "Identification and Control of a DC Motor Using Back-Propagation Neural Networks". 1991. IEEE. Trans. Vol. 6, no 4, pp 663-669.
- [90] WON, Chun-Yuen, Kim Sei-Chan y Bose Bimail K. "Robust Position Control of Induction Motor Using Fuzzy Logic Control". 1992. IEEE. pp 472-481.

- [91] XU, Xingyi y Novotny Donald W. "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System". 1991. IEEE Trans. Vol 27, no 4, pp 694-700.
- [92] XU, Xingyi. y Novotny D.W. "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatilr DSP Based System". 1990. IEEE. pp 404-409.
- [93] ZAMORA, Juan Luis y Cerrada-García Aurelio. "Online Estimation of the Stator Parameters an Induction Motor Using Only Voltaje and Current Measurements". 2000. IEEE Trans. Vol. 36, no 3, pp 805-816.
- [94] ZHEN, Li y Xu Longya. "Sensorless Field Orientation Control of Induction Machines Based on a Mutual MRAS Scheme". 1998. IEEE Trans. Vol. 45, no 5, pp 824-830.
- [95] ZHOU, Rui y Lai Jih-sheng. "Low-Speed Performance Comparison of Induction Motor Sensorless Control Methods". 2000. IEEE. pp 247-251.
- [96] ZINGER, D., Profumo F., Lipo T. A. y Novotny D. W. "A Direct Field Oriented Controller for Induction Motor Drives Using Tapped Stator Windings". 1988. PESD '88 IEEE. pp 855-861.

AF

DA

Tip

Có

Ne

F. c

Mo

Ba

Ro

Ro

Ter



H
n²

APÉNDICE B

MODELO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN TRIFÁSICO CON ROTOR TIPO JAULA DE ARDILLA

En esta sección se presentan las ecuaciones del modelo matemático que describe el comportamiento del motor en estado estable y transitorio [84], así como su simulación en computadora digital por medio del paquete *MATLAB/SIMULINK Versión 6.0*.

Para cuestiones de análisis, el motor trifásico que se considera de dos polos (aunque luego se generalice para motores de diferente número de polos) con entrehierro constante. Se asume que sus devanados de fase son simétricos y que están distribuidos senoidalmente, aunque para simplificar se tomen como bobinas concentradas. Se desprecian los efectos armónicos de la fuerza magneto-motriz (f.m.m.) y además se trabaja en la zona no saturada.

Según [84] las ecuaciones que determinan el comportamiento del motor, en un marco de referencia general son las siguientes:

En un marco de referencia general

$$\bar{u}_{sg} = R_s \bar{i}_{sg} + \frac{d\bar{\psi}_{sg}}{dt} + j\omega_g \bar{\psi}_{sg} \quad \text{A.1}$$

$$\bar{u}_{rg} = R_r \bar{i}_{rg} + \frac{d\bar{\psi}_{rg}}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \bar{\psi}_{rg} \quad \text{A.2}$$

$$\bar{\psi}_{rg} = L_r \bar{i}_{rg} + L_m \bar{i}_{sg} \quad \text{A.3}$$

$$\bar{\psi}_{sg} = L_s \bar{i}_{sg} + L_m \bar{i}_{rg} \quad \text{A.4}$$

$$t_e = \frac{3}{2} P (\psi_{sx} i_{sy} - \psi_{sy} i_{sx}) \quad \text{A.5}$$

$$t_e = -\frac{3}{2} PL_m (i_{sx} i_{rx} - i_{sy} i_{ry}) \quad \text{A.6}$$

$$t_e - t_1 = J \frac{d\omega_{rm}}{dt} + D\omega_{rm} \quad \text{A.7}$$

En un marco de referencia estacionario ($\omega_g = 0$)

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad \text{A.8}$$

$$\bar{u}_r' = R_r \bar{i}_r' + \frac{d\bar{\psi}_r'}{dt} - j\omega_r \bar{\psi}_r' \quad \text{A.9}$$

$$\bar{\psi}_r' = L_r \bar{i}_r' + L_m \bar{i}_s \quad \text{A.10}$$

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r' \quad \text{A.11}$$

$$t_e = \frac{3}{2} P (\psi_{sQ} i_{sD} - \psi_{sD} i_{sQ}) \quad \text{A.12}$$

$$t_e = -\frac{3}{2} PL_m (i_{sD} i_{rd} - i_{sQ} i_{rq}) \quad \text{A.13}$$

$$t_e - t_1 = J \frac{d\omega_{rm}}{dt} + D\omega_{rm} \quad \text{A.14}$$

donde: L_s es la inductancia del estator (H).

L_r es la inductancia del rotor (H).

L_m es la inductancia de magnetización (H).

R_s es la resistencia del estator (Ω).

R_r es la resistencia del rotor (Ω).

t_e es el par electromagnético desarrollado por la máquina (Nm).

t_1 es el par de carga (Nm).

ω_r es la velocidad eléctrica del rotor y es igual a $\frac{d}{dt} \theta_r$ ($rad s^{-1}$).

ω_{rm} es la velocidad mecánica del rotor y es igual a $\frac{1}{p} \omega_r$ ($rad s^{-1}$).

ω_g es la velocidad del marco de referencia general ($rad s^{-1}$).

J es la inercia del rotor ($Kg m^2$).

D es la constante de fricción ($Nm s$).

P es en número de pares de polos.

A partir de las ecuaciones anteriores la simulación tendrá la siguiente secuencia: mediante las ecuaciones A.8, A.9, A.10 y A.11 se determinan los fasores espaciales corriente del estator y rotor. Es muy importante tener en cuenta que se simulará el comportamiento dinámico de un motor de inducción con rotor tipo jaula de ardilla, por lo que los voltajes u_{rd} y u_{rq} son cero, ya que estos motores tienen los devanados del rotor en corto circuito. Los voltajes u_{sD} y u_{sQ} se obtendrán luego de aplicar las transformaciones dadas por las ecuaciones 2.6 y 2.7. Con las componentes de los fasores espaciales de corriente se podrá, en base a la ecuación A.13, calcular el par t_e desarrollado por el motor y con este la velocidad mecánica ω_{rm} en la

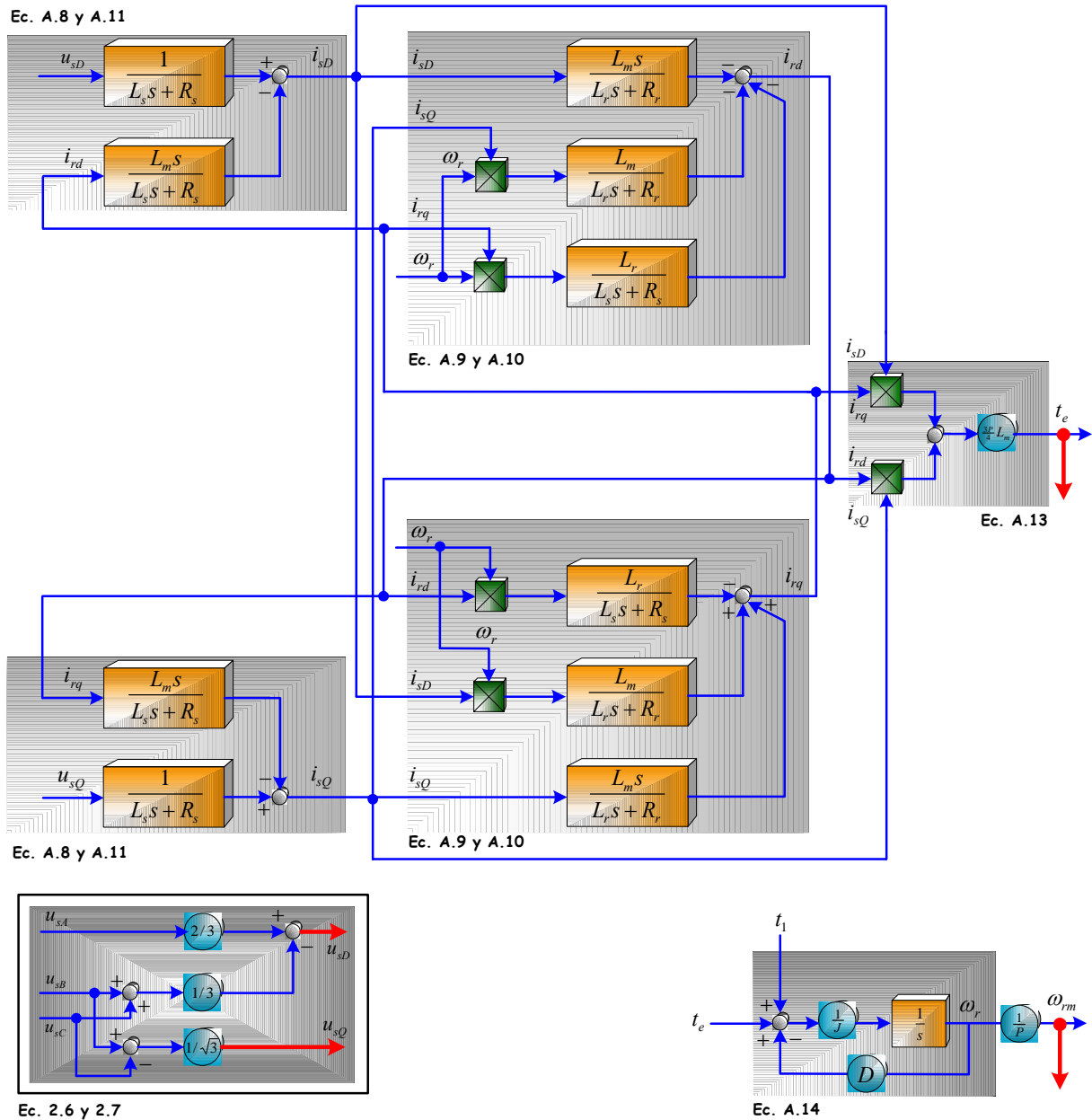
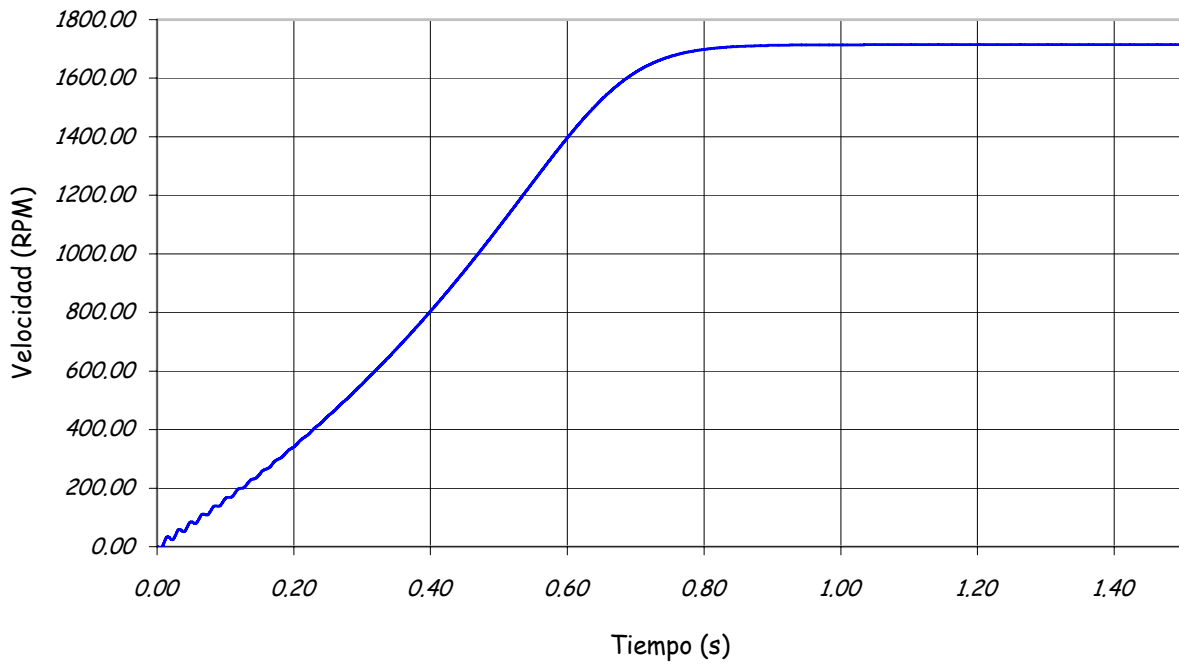


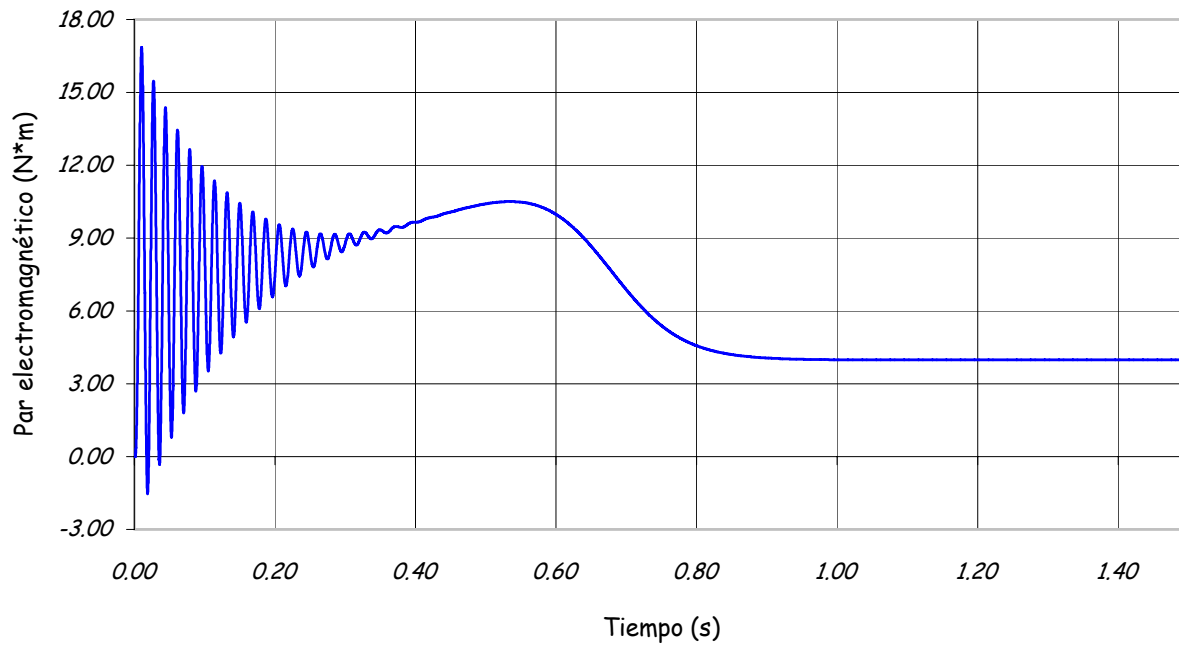
Fig. A.1 Diagrama de bloques de la simulación del motor de inducción cuyos parámetros se muestran en el Apéndice A. El diagrama de bloques del motor en SIMULINK se muestra en el Apéndice C (Fig. A.3-11)

Velocidad mecánica en la flecha del motor



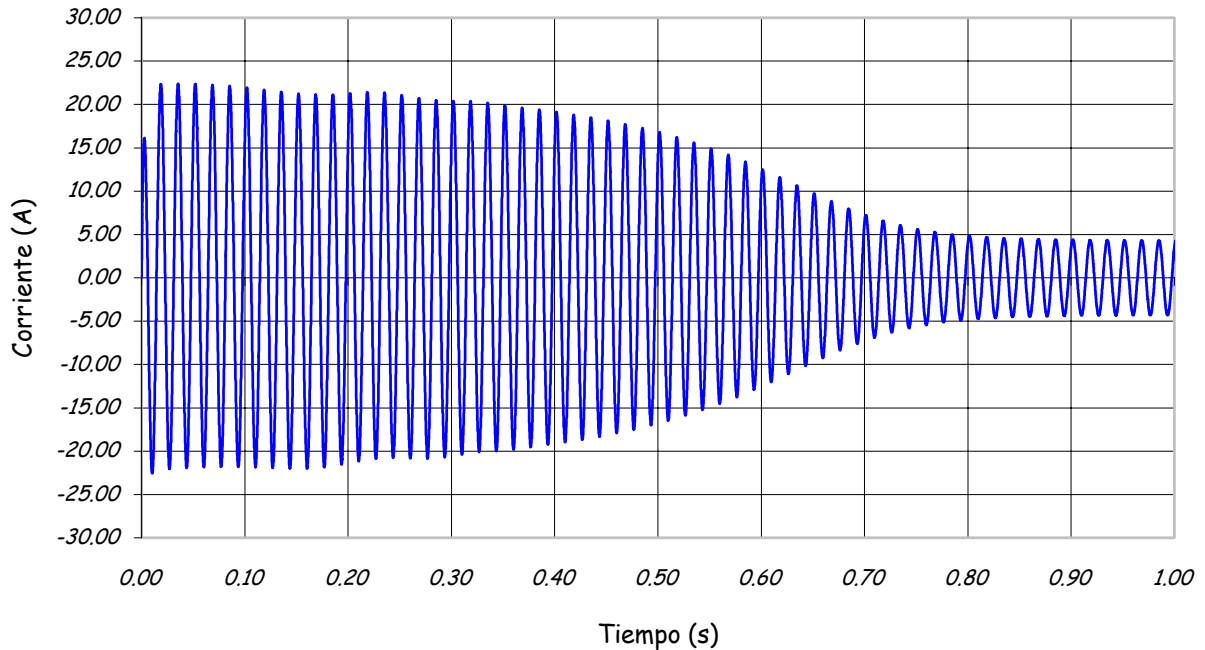
(a)

Par t_e desarrollado por el motor



(b)

Corriente de la fase A del motor



(c)

Fig. A.2 Resultados de la simulación del motor cuyos parámetros se muestran en el apéndice A. (a) Velocidad mecánica en la flecha del motor; (b) Par desarrollado por el motor en N*m; (c) Corriente de la fase A del estator del motor

flecha de la máquina (ecuación A.14). Una vez transformada la velocidad mecánica a eléctrica, ésta servirá como variable de entrada en la ecuación A.9, ya que la velocidad de31 rotor ω_r es una variable cuya magnitud difiere mientras que el motor no llegue al punto de operación permanente.

El diagrama de la **Fig. A.1** muestra el esquema de simulación que se implementó en *MATLAB SIMULINK*. Con este esquema se obtuvieron los resultados de simulación que se muestran en la **Fig. A.2 (a), (b) y (c)**.

En la **Fig. A.1** se enmarcan en rectángulos translúcidos las ecuaciones que se emplearon para la simulación, destacando las salidas y entradas del modelo con flechas de tonalidad diferente. La **Fig. A.2** muestra el arranque de un motor de inducción cuando es alimentado a voltaje, frecuencia y carga nominal. Se debe notar que, cuando el motor alcanza el estado estable, el voltaje, la corriente del estator y el par electromagnético alcanzan los valores nominales (véanse los datos del motor en el **Apéndice A**). Con esto se demuestra que el modelo utilizado refleja correctamente el estado estacionario (estable) del motor.

APÉNDICE C

En este apéndice se muestran los diagramas de bloques que constituyen el programa de simulación del motor de inducción, las componentes de su control vectorial y sus estimadores. Los programas fueron elaborados en el programa MATLAB/SIMULINK.

PROGRAMA DE SIMULACIÓN DEL MOTOR

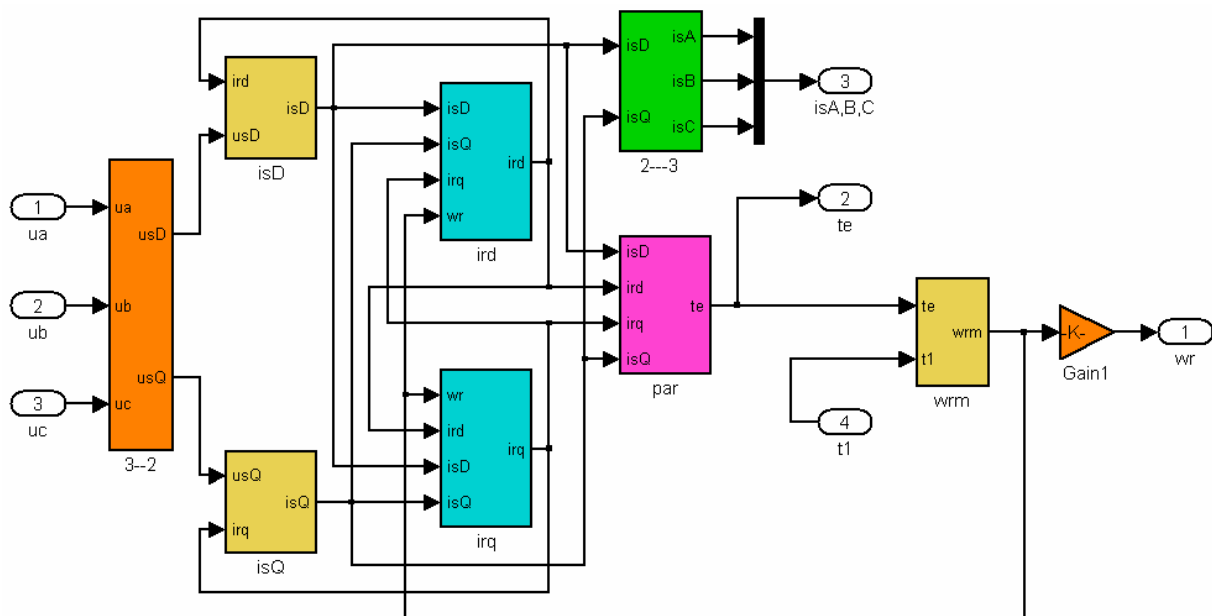


Fig. A.3 Diagrama de bloques del programa de simulación del motor de inducción, cuyos datos se muestran en el Apéndice A

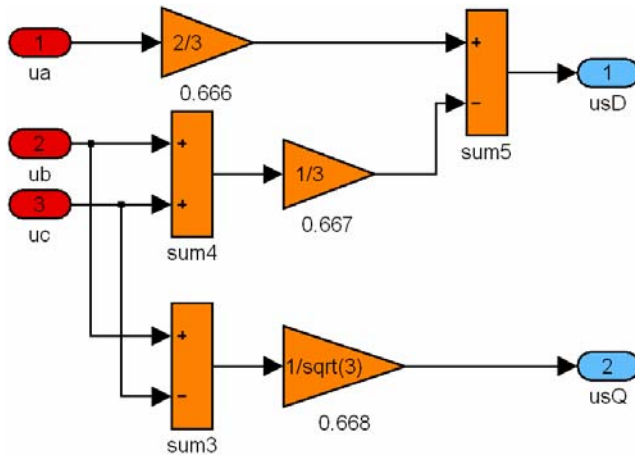


Fig. A.4 Diagrama de bloques del subprograma 3-2, el cual transforma las componentes trifásicas a bifásicas

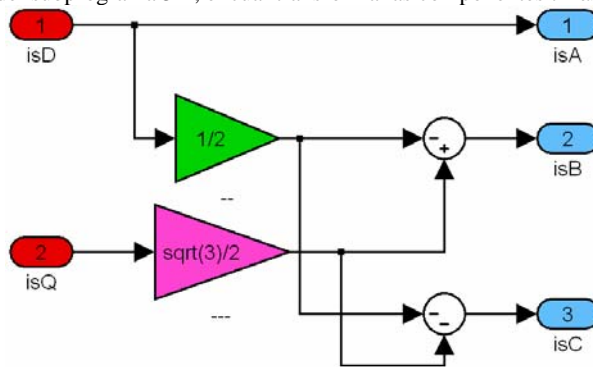


Fig. A.5 Diagrama de bloques del subprograma 2-3, el cual transforma las componentes bifásicas a trifásicas

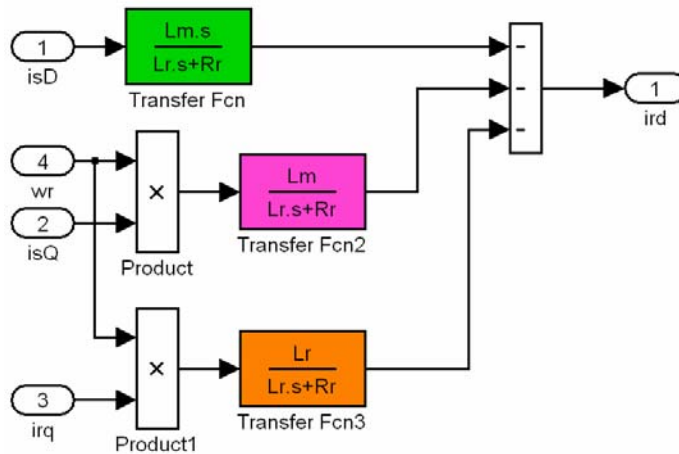


Fig. A.6 Diagrama de bloques del subprograma i_{rd} , en el cual se calcula la componente en el eje directo del fasor espacial corriente del rotor

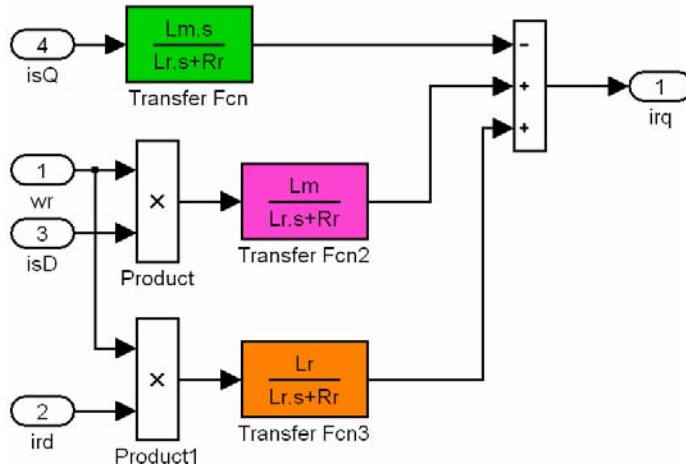


Fig. A.7 Diagrama de bloques del subprograma **irq**, en el cual se calcula la componente en el eje de cuadratura del fasor espacial corriente del rotor

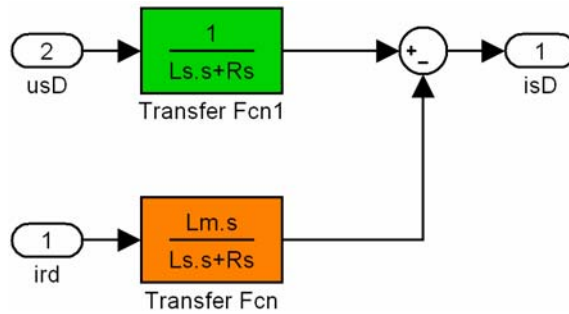


Fig. A.8 Diagrama de bloques del subprograma **isD**, en el cual se calcula la componente en el eje directo del fasor espacial corriente del estator

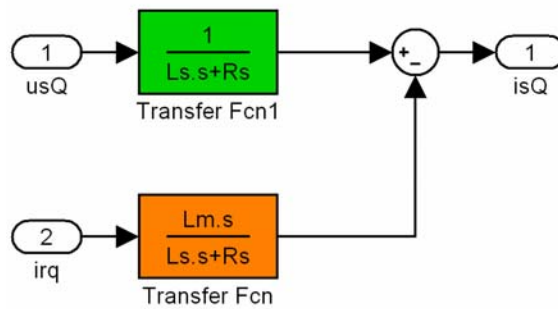


Fig. A.9 Diagrama de bloques del subprograma **isQ**, en el cual se calcula la componente en el eje de cuadratura del fasor espacial corriente del estator

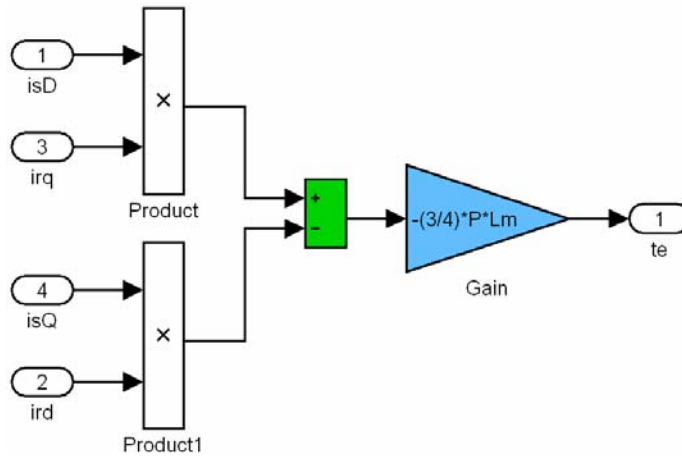


Fig. A.10 Diagrama de bloques del subprograma **par**, con el cual se calcula el par electromagnético desarrollado por el motor

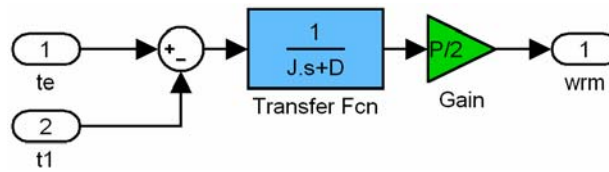


Fig. A.11 Diagrama de bloques del subprograma **wrm**, con el cual se calcula la velocidad mecánica de la flecha del motor

PROGRAMA DE SIMULACIÓN DEL CONTROL

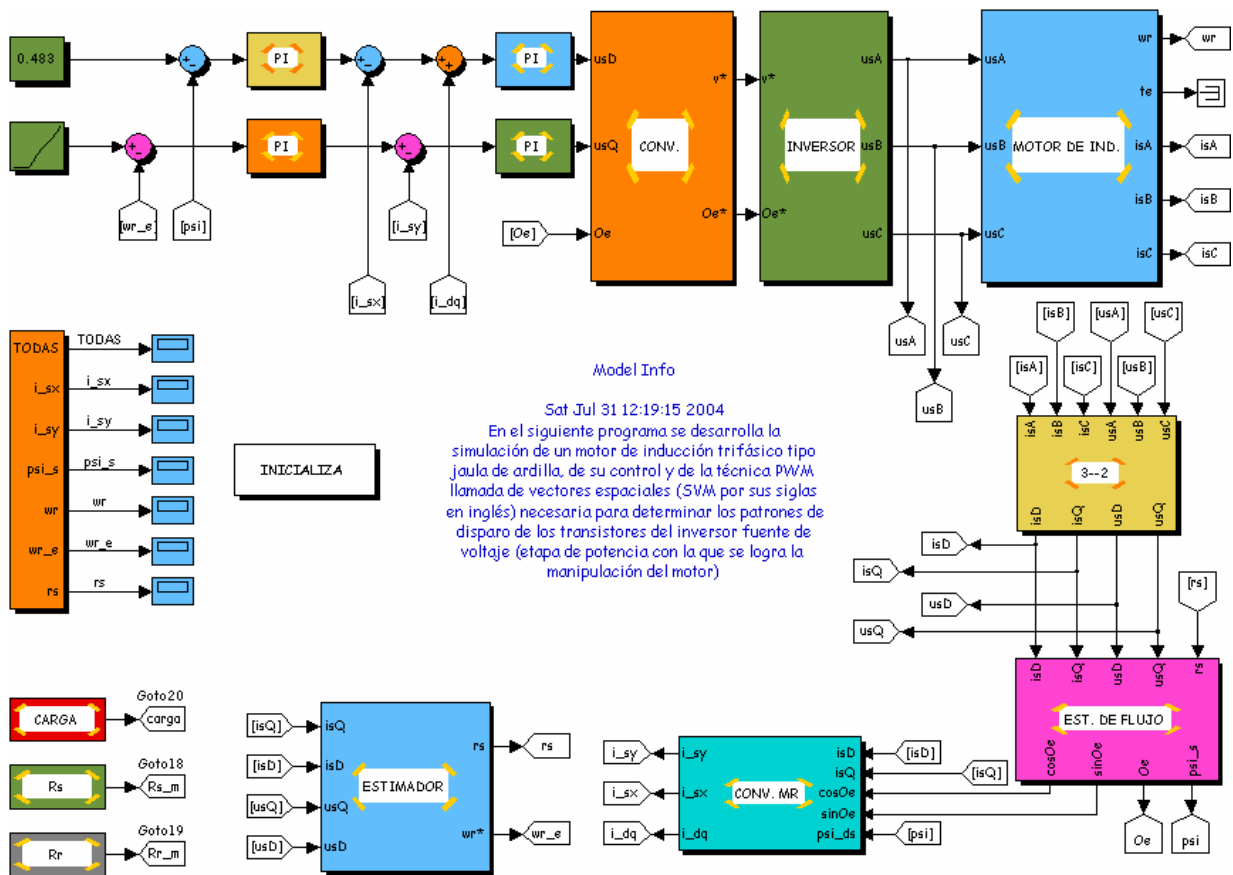


Fig. A.12 Diagrama de bloques del programa de simulación del control vectorial tipo FOC directo

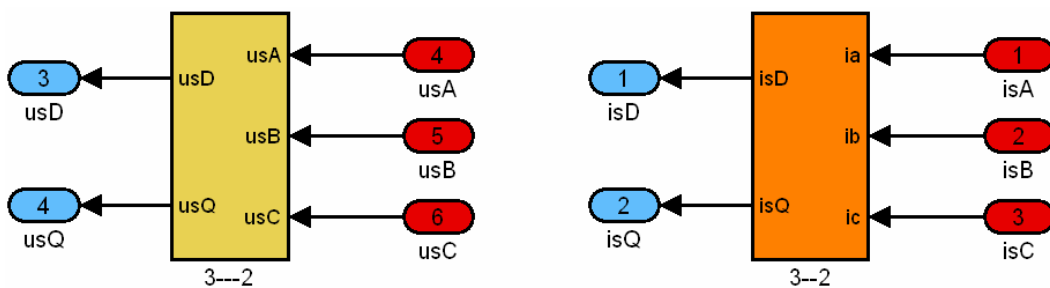


Fig. A.13 Diagrama de bloques del subprograma 3—2(i y V), con el cual se convierten las corrientes y tensiones trifásicas a bifásicas (el subprograma 3—2 de este programa es igual al de la Fig. A.4)

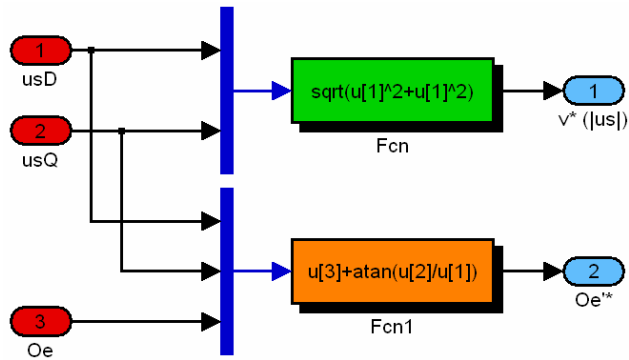


Fig. A.14 Diagrama de bloques del subprograma CONVERTIDOR, con el cual se calcula la magnitud y ángulo de las componentes del vector espacial *voltaje del estator* en el marco de referencia estacionario

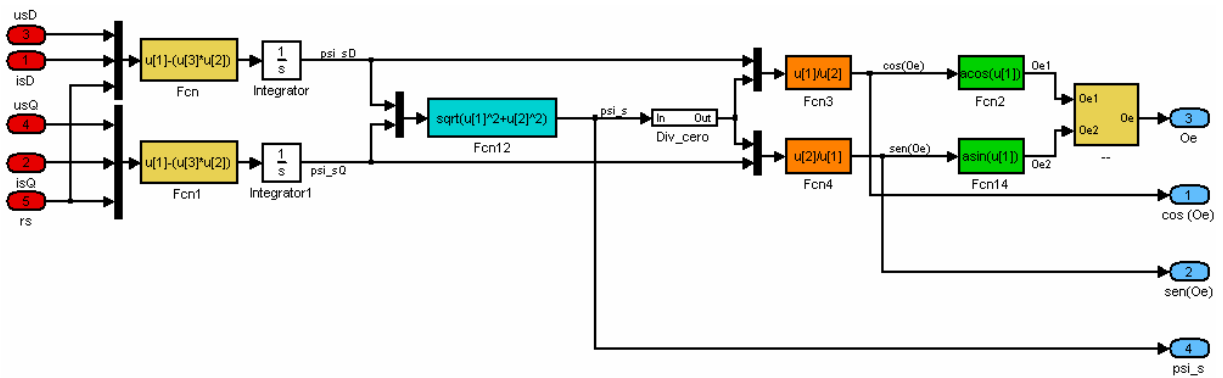
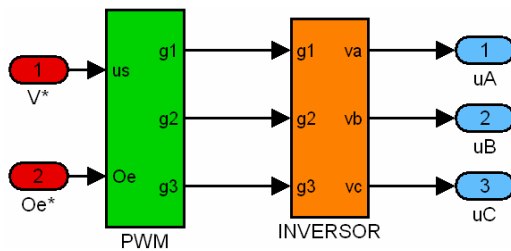
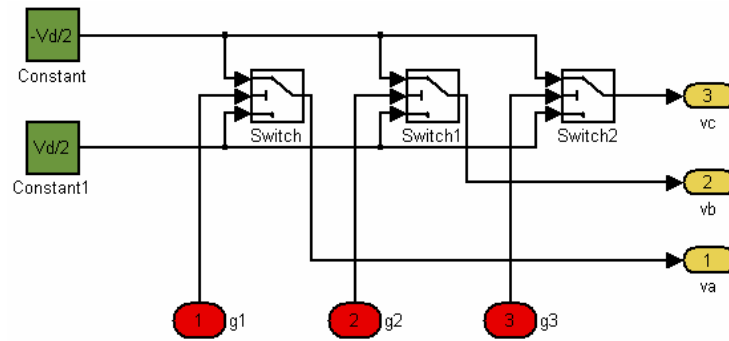


Fig. A.15 Diagrama de bloques del subprograma ESTIMADOR DE FLUJO, con el cual se calculan las componentes del fasor espacial flujo del estator, la magnitud de este fasor, su ángulo y el coseno y seno del ángulo



(a)



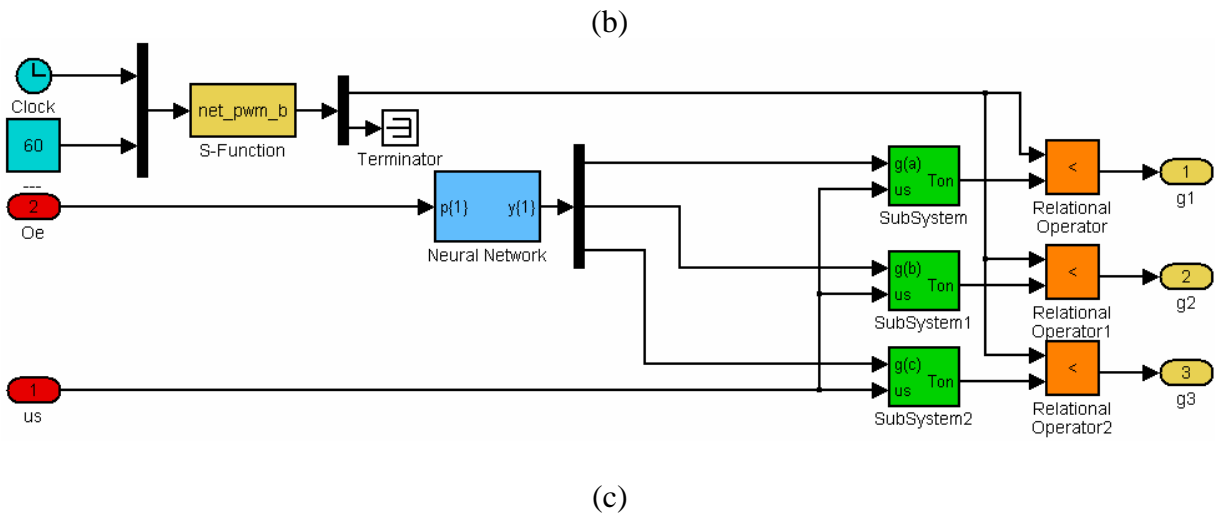


Fig. A.16 (a) Diagrama de bloques del subprograma INVERSOR, con el cual se generan los voltajes trifásicos del estator; (b) Diagrama de bloques del subprograma INVERSOR del subprograma INVERSOR, con el cual se simula al inversor trifásico de tres piernas; (c) Diagrama de bloques del subprograma PWM del subprograma INVERSOR, con el cual se generan los patrones PWM con la técnica vectorial.

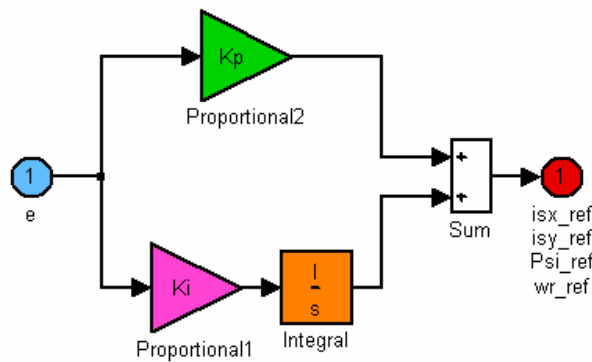


Fig. A.17 Diagrama de bloques del subprograma PI_1, el cual constituye el controlador de velocidad.

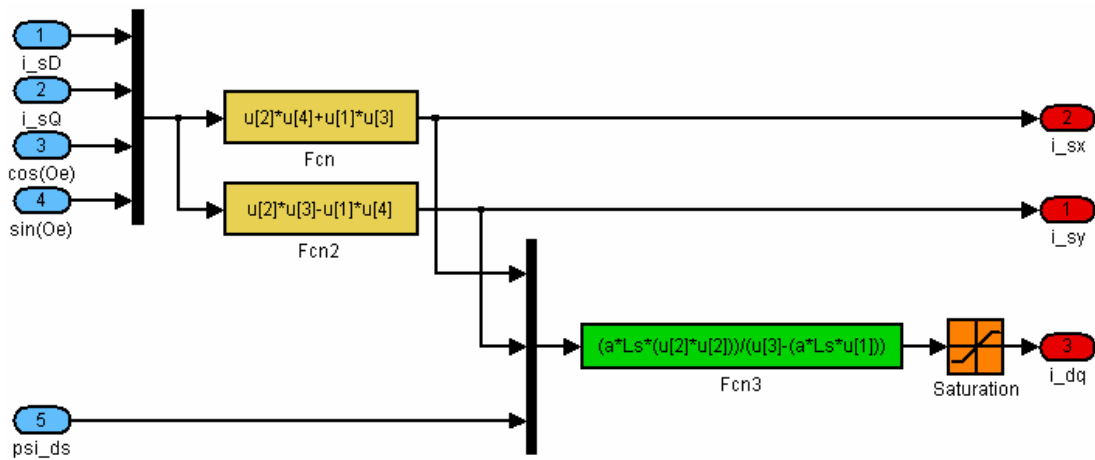


Fig. A.18 Diagrama de bloques del subprograma CONV.WR, en el cual se calculan las corrientes del estator en el marco de referencia del flujo del estator y la corriente de desacople.

PROGRAMA DE LOS ESTIMADORES

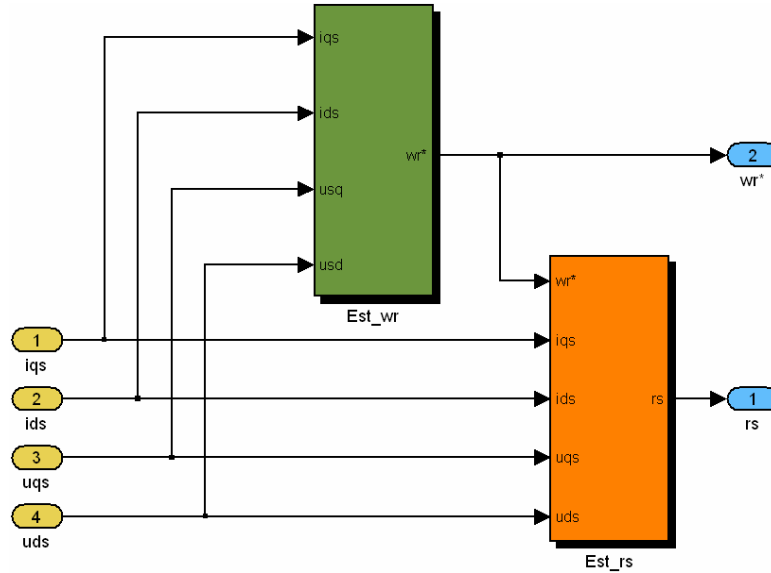
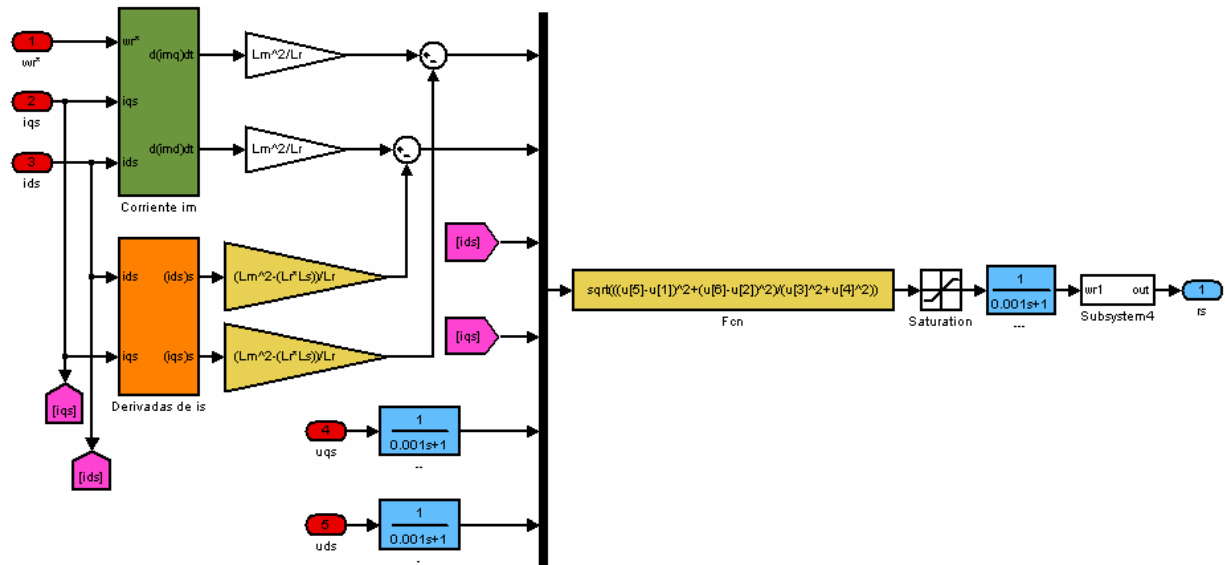


Fig. A.19 Diagrama de bloques del subprograma ESTIMADORES, con el cual se calculan la velocidad del rotor y la resistencia del estator estimadas



(a)

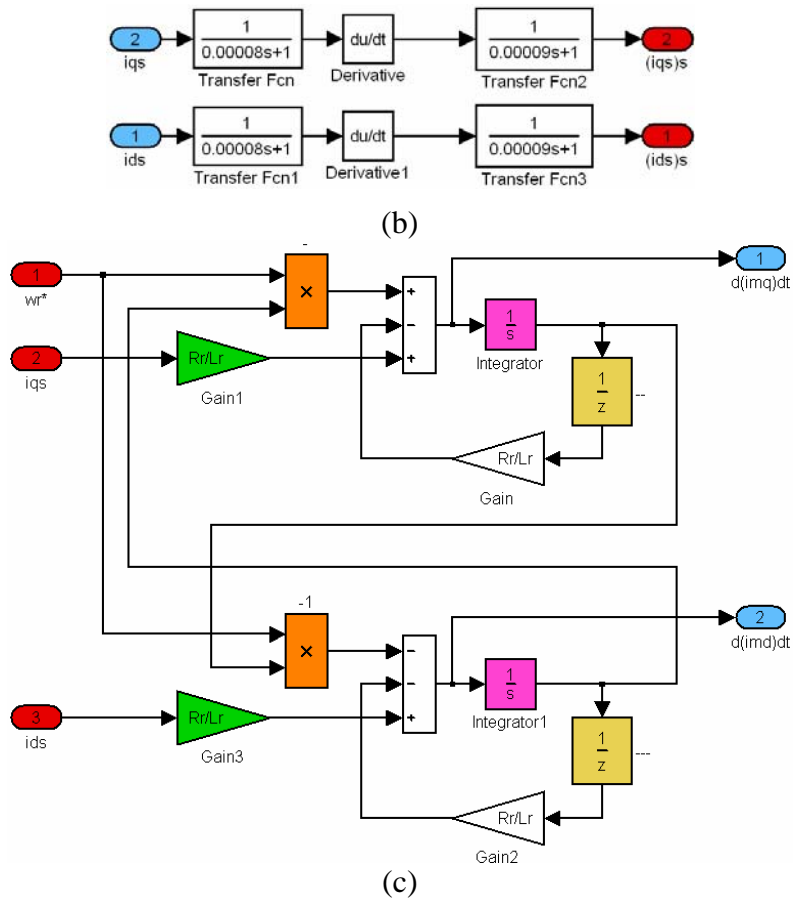
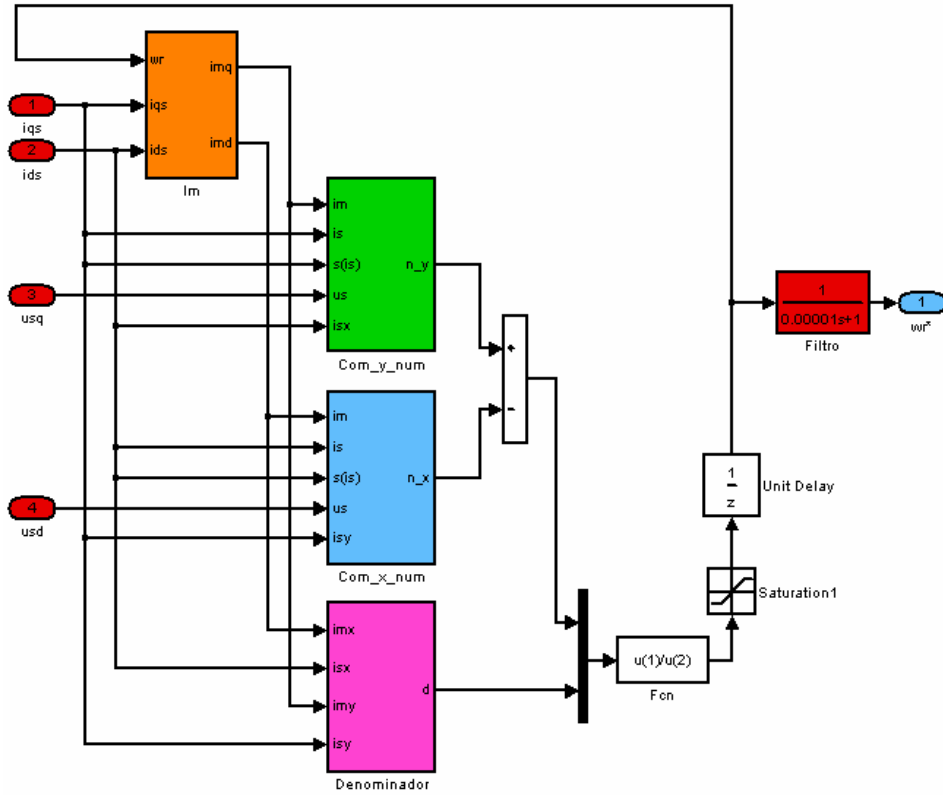
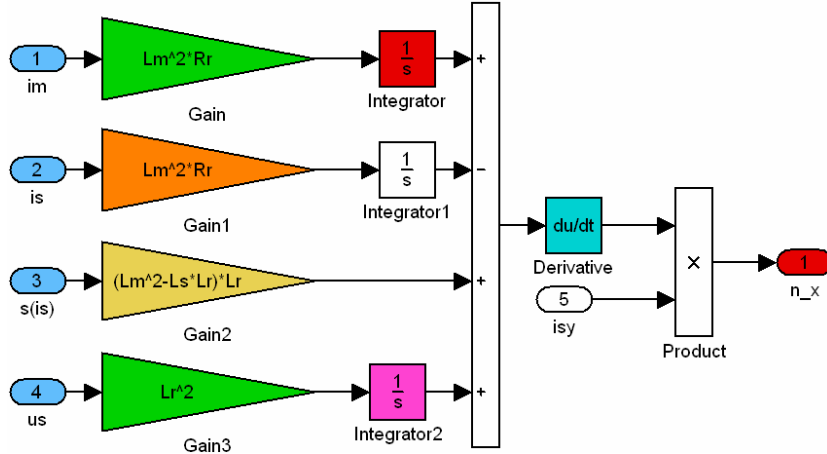


Fig. A.20 (a) Diagrama de bloques del subprograma Est_rs, del subprograma Estimadores, con el cual se estima la resistencia del estator; (b) Diagrama de bloques del subprograma derivador de i_s del subprograma Est_rs, con el cual se calculan las derivadas de las componentes de la corriente del estator; (c) Diagrama de bloques del subprograma Corriente im del subprograma Est_rs, con el cual se calculan la corriente de magnetización.



(a)



(b)

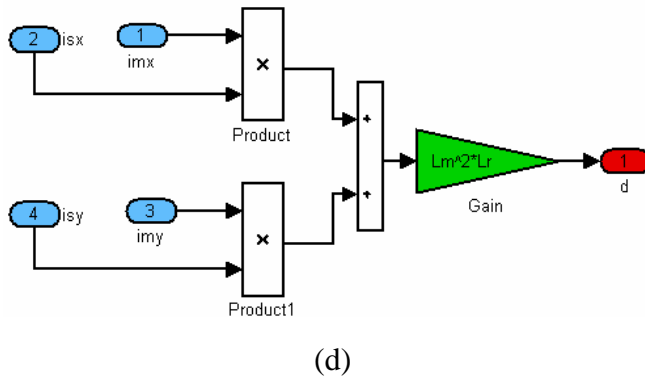
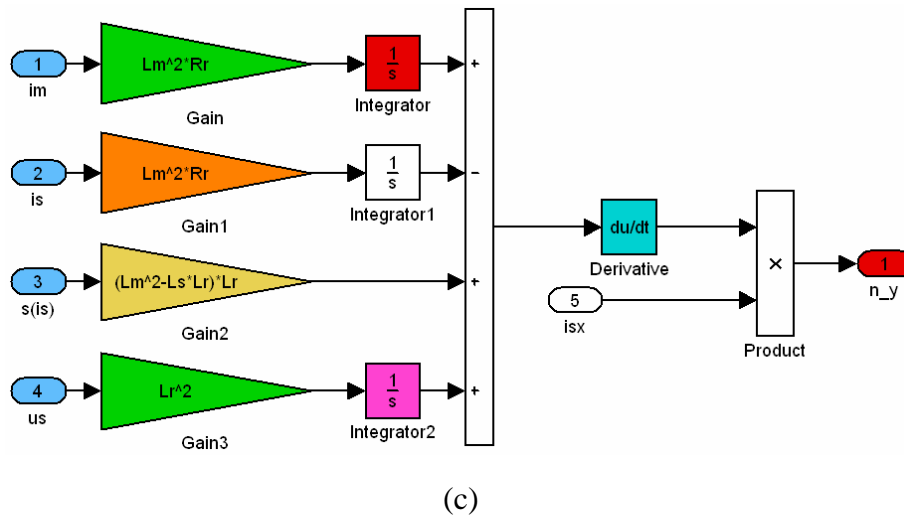


Fig. A.21 (a) Diagrama de bloques del subprograma Est_wr, del subprograma Estimadores, con el cual se estima la velocidad eléctrica del rotor; (b) Diagrama de bloques del subprograma Com_x_num del subprograma Est_wr, con el cual se calcula el sumando positivo del numerador de la ec. 4.12; (c) Diagrama de bloques del subprograma Com_y_num del subprograma Est_wr, con el cual se calcula el sumando negativo del numerador de la ec. 4.12; (d) Diagrama de bloques del subprograma Denominador del subprograma Est_wr, con el cual se calcula el denominador de la ec. 4.12.

CÓDIGO DEL PROGRAMA DE LA SEÑAL TRIANGULAR

Con este programa se genera la señal triangular, necesaria para producir la señal PWM (véase la **Fig. 1.10**). Este programa se utiliza en el diagrama de bloques que se muestra en la **Fig. A.16**.

```
function [sys,xo]=net_pwm_b(t,x,u,flag)

%u(1)= t
%u(2)= ft

if flag ==3
%%%%%%%%%%
% aquí se determina el ángulo alpha y To %

T=1/u(2);           %tiempo de un periodo de la frecuencia fundamental
fm=12000;           %frecuencia de muestreo de los IGBT's
```

```

M=fm/u(2);           %de pasos en un ciclo
Talpha=1/fm;        %Tiempo que tarda en cada paso
z=u(1);
y=Talpha;
C=(z-rem(z,y))/y;   %contador de pasos (M)
%alpha=[(2*pi)/M]*C; %ángulo alpha de giro del vector espacial

w=T;
CC=(z-rem(z,w))/w;  %contador de pasos (M)
alpha=[(2*pi)/M]*C-[2*pi*CC];

t=u(1)-[C*Talpha];
if(t<=Talpha/2), cont=t;
else cont=Talpha-t;
end

sys=[cont,alpha];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

elseif flag==0
    sys=[0,0,2,2,0,0];

else
    sys=[];
end;

```