



UNIVERSIDAD NACIONAL DE LA PLATA
FACULTAD DE INGENIERÍA
Departamento de Electrotecnia

CONTROL PARA MÁQUINAS DE CA DE IMANES
PERMANENTES CON FEM ARBITRARIA,
SIN SENSORES MECÁNICOS

Cristian Hernán De Angelo

Tesis presentada para el grado de
DOCTOR EN INGENIERÍA

Directora: Dra. María Inés Valla
Co- Director: Dr. Guillermo O. García
Sub-Director: Dr. Jorge A. Solsona

La Plata, marzo de 2004

Resumen

En este trabajo de tesis se proponen nuevas soluciones a dos problemáticas de control de máquinas de corriente alterna con imanes permanentes: la minimización del *ripple* de par y la eliminación de sensores mecánicos de posición y/o velocidad.

Para minimizar el *ripple* de par, producido por formas de onda de fem inducida no sinusoidales ni trapezoidales, se propone una nueva técnica para realizar la regulación de las corrientes de la máquina, basado en las ideas de control vectorial, lo que permite realizar el control de corriente en variables continuas del mismo modo que para máquinas sinusoidales.

Con el fin de eliminar los sensores de posición y/o velocidad en el control de máquinas con forma de onda de fem arbitraria, se proponen dos nuevas estrategias, basadas en observadores de estado, que permiten estimar la fem inducida de la máquina, y a partir de ella obtener la velocidad y/o la posición del rotor. Una de las propuestas incluye una aproximación por series de Fourier de las formas de onda de la fem, que permite modelar máquinas con cualquier forma de onda de fem inducida. La segunda propuesta emplea un observador de orden reducido combinado con un observador de alta ganancia. Además, para compensar las perturbaciones producidas por el par de carga desconocido, se propuso extender el vector de estados para estimar dicho par de carga.

El principal aporte de este trabajo radica en el uso de observadores que no se limitan únicamente a máquinas con fem sinusoidal o trapezoidal. Se presentan resultados de simulación y experimentales que validan las estrategias propuestas.

Abstract

New solutions for two permanent magnet AC machines control issues are proposed in this thesis. These issues are: ripple torque minimization and elimination of mechanical speed and/or position sensors.

In order to minimize the ripple torque that is produced by neither sinusoidal nor trapezoidal induced emf, a new current control technique is proposed. The proposal is based on vector control ideas, and it allows to perform the current control in DC variables, in the same way as in sinusoidal PM machines.

Two new reduced-order state-observer based strategies are proposed with the aim of eliminating position and/or speed sensor, for the control of arbitrary emf waveform machines. The proposals allow the estimation of machine induced emf. Rotor speed and/or position can be obtained from the estimated emf. One of the proposals includes a Fourier series approximation of the induced emf waveform that allows the modeling of machines with any emf waveform. The second one employs a reduced order observer combined with a high gain observer. In addition, a state vector extension is proposed for load torque estimation, in order to compensate the perturbations produced by the unknown load.

The most important contribution of this work is the use of observers that are not limited only to sinusoidal or trapezoidal emf machines. Simulation and experimental results that validate the proposed strategies are presented.

Agradecimientos

El trabajo realizado en esta tesis fue posible gracias a las becas y subsidios otorgados por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCYT), la Universidad Nacional de La Plata (UNLP), la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC) y la Escuela de Posgraduación de la UNRC.

Por otra parte agradezco el constante e incondicional apoyo y orientación que me prestaron mis directores Dra. María Inés Valla, Dr. Guillermo O. García y Dr. Jorge A. Solsona. En particular agradezco a Guillermo Bossio y a los demás compañeros de trabajo en el Grupo de Electrónica Aplicada (GEA-UNRC), por su amistad y constante colaboración.

Tabla de Contenidos

RESUMEN	I
ABSTRACT	III
AGRADECIMIENTOS	V
TABLA DE CONTENIDOS	VII
LISTA DE SÍMBOLOS	XI
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	1
<i>1.1 Descripción del problema</i>	<i>1</i>
<i>1.2 Antecedentes del tema</i>	<i>4</i>
1.2.1 <i>Control de MCAIP Trapezoidales, sin sensores mecánicos</i>	<i>5</i>
1.2.2 <i>Control de MCAIP Sinusoidales, sin sensores mecánicos</i>	<i>7</i>
1.2.3 <i>Control de MCAIP con minimización de pulsaciones de par</i>	<i>9</i>
1.2.4 <i>Compensación del par de carga desconocido</i>	<i>11</i>
<i>1.3 Objetivos</i>	<i>11</i>
<i>1.4 Contribuciones de esta tesis</i>	<i>12</i>
<i>1.5 Organización</i>	<i>13</i>
CAPÍTULO 2: PROPUESTA DE MODELADO PARA EL CONTROL DE LA MÁQUINA DE IMANES PERMANENTES	15
<i>2.1 Introducción</i>	<i>15</i>
<i>2.2 La Máquina de CA de Imanes Permanentes</i>	<i>16</i>
<i>2.3 Modelo Dinámico de la Máquina de Imanes Permanentes</i>	<i>18</i>
2.3.1 <i>Modelado de la fem inducida</i>	<i>21</i>
<i>2.4 Control con mínimo ripple de par</i>	<i>28</i>
<i>2.5 Conclusiones</i>	<i>36</i>
CAPÍTULO 3: ESTIMACIÓN DE FEM USANDO SERIES DE FOURIER	37
<i>3.1 Introducción</i>	<i>37</i>
<i>3.2 Observador de fem y velocidad</i>	<i>38</i>
3.2.1 <i>Aspectos de Implementación</i>	<i>44</i>
<i>3.3 Análisis de convergencia del observador</i>	<i>47</i>

3.4 Resultados de simulación	51
3.4.1 Observador	52
3.4.2 Control de velocidad sin sensor mecánico	58
3.5 Resultados experimentales	61
3.5.1 Observador	61
3.5.2 Control de velocidad sin sensor mecánico	64
3.6 Conclusiones	66
CAPÍTULO 4: ESTIMACIÓN DE FEM USANDO OBSERVADORES DE ALTA GANANCIA	69
4.1 Introducción	69
4.2 Desarrollo del observador	70
4.2.1 Aspectos de Implementación	77
4.3 Desarrollo del observador de alta ganancia	80
4.4 Análisis de convergencia del observador	82
4.4.1 Consideraciones adicionales	87
4.5 Resultados de simulación	89
4.5.1 Observador	89
4.5.2 Control de velocidad sin sensor mecánico	103
4.6 Resultados experimentales	109
4.6.1 Observador	110
4.6.2 Control de velocidad sin sensor mecánico	110
4.7 Conclusiones	113
CAPÍTULO 5: COMPENSACIÓN DEL PAR DE CARGA	115
5.1 Introducción	115
5.2 Observador extendido no lineal	116
5.2.1 Desarrollo de la ley de adaptación para estimación de par	117
5.2.2 Aspectos de implementación	120
5.3 Control de velocidad sin sensor con compensación del par de perturbación	121
5.4 Resultados de simulación	124
5.5 Conclusiones	128
CAPÍTULO 6: DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES	129
6.1 Conclusiones Finales	129

<i>Cristian Hernán De Angelo</i>	IX
6.2 Propuestas para trabajos futuros	133
REFERENCIAS	135
APÉNDICE A: CONSIDERACIONES ADICIONALES SOBRE LAS FORMAS DE ONDA DE LA FEM INDUCIDA	143
<i>A.1 Aproximación para el cálculo de la velocidad estimada</i>	143
APÉNDICE B: IMPLEMENTACIÓN	145
<i>B.1 Prototipo experimental</i>	145
<i>B.1.1 Máquina de imanes permanentes</i>	145
<i>B.1.2 Inversor CC-CA</i>	146
<i>B.1.3 Sensores</i>	146
<i>B.1.4 Controladores</i>	146

Lista de Símbolos

<i>Símbolo</i>	<i>Definición</i>
a	aceleración;
B	coeficiente de rozamiento dinámico;
B_{2n-1}	magnitud del componente $(2n - 1)$ de la aproximación de la densidad de flujo;
B_m	densidad de flujo magnético;
B_{max}	valor máximo de la densidad de flujo magnético;
C	matriz de transformación de 3 fases a referencial estacionario;
e	fem inducida;
f	función genérica;
g	ganancia del observador;
G (s)	función de transferencia;
i	corriente;
I	matriz identidad;
i_p, i_q	corriente activa y reactiva instantánea, respectivamente;
J	inercia;
k	constante que depende del diseño específico del estator;
K	constante que relaciona la fem inducida con la velocidad en MCAIP no sinusoidales;
K	matriz de transformación de variables $\alpha\beta$ a variables $\gamma\delta$;
K_e	constante que relaciona la fem inducida con la velocidad en MCAIP sinusoidales;
K_P, K_I	constantes proporcional e integral de los controladores;
l	longitud del estator;
L	inductancia;
l_a	ley de adaptación;
N_c	número de bobinas de una fase;
P	potencia instantánea;
p, q	potencia activa y reactiva instantánea, respectivamente;
r	radio interno del estator;
R	resistencia;
s	variable de Laplace;
t	tiempo;
T_e	par electromagnético;

XII

T_L	par de carga;
T_m	ancho del polo magnético;
T_s	tiempo de muestreo;
v	tensión;
V	función candidata de Lyapunov;
x	variable auxiliar;
y	salida del sistema;
$\alpha_j/2$	ángulo desde el centro de una fase al bobinado j ;
β	ángulo abarcado por el bobinado de una fase;
γ	parámetro de la aproximación de la densidad de flujo;
Γ	ganancia de la ley de adaptación de par;
ε	error de estimación, error de seguimiento de referencia;
ϵ	ganancia del observador de alta ganancia;
θ	posición del rotor respecto a un punto fijo en el estator;
ξ, τ, ζ, χ	variables auxiliares;
τ	tiempo;
φ	derivada del flujo enlazado con respecto a la posición;
$\Phi_{(2n-1)}$	magnitud del componente $(2n - 1)$ de la aproximación de φ ;
ψ	flujo enlazado por el estator;
Ψ_{2n-1}	magnitud del componente $(2n - 1)$ de la aproximación del flujo enlazado;
ω	velocidad del rotor;
$ x $	valor absoluto de x ;
$\ \mathbf{x}\ $	norma de \mathbf{x} ;

<i>Subíndices</i>	<i>Definición</i>
0	componente de secuencia cero;
1	componente fundamental;
h	componentes armónicos;
k	instante de muestreo;
a, b, c	componentes de fase a , b , y c , respectivamente;
n	componente armónico;
p, q	componente activa y reactiva instantánea;
α, β	componentes en un referencial estacionario;
γ, δ	componentes en un referencial arbitrario;
<i>Supraíndices</i>	<i>Definición</i>
$\hat{}$	valor estimado;
$\tilde{}$	valor aproximado;
*	referencia;
-1	inversa;
T	transpuesta.

Capítulo 1

Introducción

1.1 Descripción del problema

Los accionamientos de velocidad variable con máquinas eléctricas se emplean actualmente en un sinnúmero de aplicaciones. Inicialmente, en la industria se empleaban accionamientos con máquinas de corriente continua, debido a la simplicidad de su control. Sin embargo, con el avance de los dispositivos electrónicos y de los procesadores digitales y DSP, las máquinas de corriente continua comenzaron a ser reemplazadas, a partir de la década de los 70, por máquinas de corriente alterna, máquinas de inducción o máquinas de imanes permanentes, según la aplicación. Estas máquinas, si bien requieren de un control más complejo, son más robustas, requieren de un menor mantenimiento, poseen una mayor densidad de potencia, menor costo, mejor respuesta dinámica, mayor capacidad de sobrecarga y de sobrevelocidad que las máquinas de corriente continua.

Para realizar el control de velocidad o par de las máquinas de corriente alterna se han propuesto diferentes estrategias, tales como controles vectoriales [1] [2], controles escalares [3], controles basados en técnicas no lineales [4] [5] [6], y otros menos difundidos. Para obtener un buen desempeño dinámico del accionamiento, normalmente se emplean estas estrategias de control a lazo cerrado. En accionamientos industriales con par o velocidad controlada, el lazo de control se cierra a través de la medición de la velocidad o posición del rotor de la máquina, usando un *encoder* (codificador) u otro sensor mecánico acoplado a su eje. En accionamientos con máquinas de inducción con control vectorial, el conocimiento de la posición o la velocidad del rotor es necesario para controlar la velocidad y para obtener información sobre el ángulo del flujo magnético. En máquinas de imanes permanentes, síncronas de reluctancia, y de reluctancia conmutada, es necesario conocer la posición (o el flujo magnético) para controlar la corriente de excitación adecuadamente, sincronizada con la posición del rotor.

Existen diferentes factores que dificultan la difusión masiva de los accionamientos eléctricos con control preciso de velocidad o par, con buena respuesta dinámica. Algunos de estos factores son:

- el uso de sensores mecánicos de posición o velocidad;
- la variación de parámetros;
- las limitaciones constructivas de las máquinas;

- las limitaciones de la electrónica de potencia y el controlador asociado;
- la presencia de perturbaciones externas.

A continuación se discuten brevemente cada uno de estos temas.

Los sensores de posición son elementos generalmente frágiles y costosos, y su uso en accionamientos industriales presenta las siguientes desventajas [7]:

- mayor costo del accionamiento, debido a la existencia del sensor, que en máquinas pequeñas puede tener un costo similar, y hasta superior al de la máquina empleada;
- menor confiabilidad, debido a la existencia de mayor número de componentes en el sistema, lo que aumenta la probabilidad de falla de alguno de ellos;
- menor robustez, dado que los sensores de posición son generalmente elementos frágiles;
- menor inmunidad al ruido, debido a la conexión entre el sensor y el controlador;
- mayor mantenimiento, debido al sensor y su conexión al controlador.

Por estos motivos, se han propuesto diferentes métodos para estimar el flujo magnético, la velocidad y la posición del eje de las máquinas, con el fin de eliminar los sensores mecánicos que, usualmente, van acoplados a sus ejes [7] [8] [9]. Las propuestas existentes se basan en estrategias de estimación y medición indirecta, empleando las variables eléctricas disponibles, tales como tensiones y corrientes de estator, para obtener información sobre las variables mecánicas y sobre el flujo. En las secciones 1.2.1 y 1.2.2 se presenta una breve descripción de las técnicas existentes.

Las variaciones de los parámetros del accionamiento, y especialmente los de la máquina debido a variaciones de temperatura o niveles de saturación magnética, pueden afectar el ajuste de los controladores, al igual que el desempeño de los estimadores utilizados. Consecuentemente, el funcionamiento del accionamiento eléctrico puede verse afectado por dichas variaciones paramétricas. Por ello, es importante realizar estudios de sensibilidad a la variación de parámetros, asociados a los estudios de estabilidad de las estrategias de estimación y control.

Si bien las máquinas se diseñan para cumplir con determinados requerimientos, existen limitaciones constructivas que pueden producir efectos no deseados durante su funcionamiento. En particular, en las máquinas de imanes permanentes existen diferentes aspectos constructivos que producen pulsaciones en el par de la máquina. Estas pulsaciones de par pueden clasificarse de la siguiente manera [10]:

Cogging Torque (par de cremallera): son las pulsaciones de par producidas por la interacción entre el flujo magnético del rotor y las variaciones angulares de la reluctancia magnética del estator. Las corrientes de excitación no están involucradas en estas pulsaciones de par.

Ripple de par: son las pulsaciones de par generadas por la interacción de las fuerzas magnetomotrices (fmm) del estator y la geometría y propiedades magnéticas del rotor. A su vez, este par puede ser:

par de alineación: resulta de la interacción entre la distribución de la fmm del estator y la distribución de flujo magnético del rotor.

par de reluctancia: resulta de la interacción entre la distribución de la fmm del estator y la variación angular de la reluctancia magnética del rotor.

Una gran variedad de técnicas se han propuesto con el fin de minimizar las componentes de par pulsante [10] [11]. Algunas de ellas se describen brevemente en la sección 1.2.3.

Otra causa posible de pulsaciones de par son las limitaciones en cuanto a la electrónica de potencia y el controlador del accionamiento eléctrico. Debido a la inductancia de las fases de la máquina y al valor limitado de tensión del inversor, las corrientes de excitación no pueden cambiar instantáneamente, por lo que no siempre es posible imponer a la máquina las corrientes de excitación necesarias para eliminar las pulsaciones de par. Además, dado que la fem inducida de una máquina de imanes permanentes aumenta linealmente con la velocidad, los reguladores de corriente saturan y pierden su capacidad de controlar la corriente cuando la fem se aproxima al valor de tensión del inversor [10]. Por otra parte, estos reguladores presentan limitaciones en cuanto a su respuesta dinámica, lo que no permite excitar a la máquina con cualquier forma de onda de corriente [11].

Las perturbaciones producidas por causas externas a la máquina, pueden deberse a la aplicación de un par de carga de valor desconocido en el eje, o a la variación de los parámetros mecánicos, tales como inercia o coeficiente de rozamiento, debido a cambios en la carga de la máquina. La minimización del efecto de las perturbaciones externas depende de la capacidad del accionamiento para rechazar este tipo de perturbaciones. Esto está dado, básicamente, por la estrategia de control utilizada y la dinámica del control de las corrientes inyectadas en la máquina, la cual depende a su vez de la electrónica de potencia asociada al accionamiento [12] [13] [14] [15].

En el caso de las técnicas que se emplean para eliminar sensores de posición, estas perturbaciones son aún más perjudiciales, dado que influyen en la estimación de posición o velocidad. Esto se debe a que, en general, las estrategias se basan en modelos de la máquina

donde el par de carga es desconocido. Así, las perturbaciones pueden aparecer como errores en el modelo que afectan a la convergencia de los observadores [16].

El objeto de estudio de esta tesis son las Máquinas de Corriente Alterna con Imanes Permanentes (MCAIP). Estas máquinas son ampliamente usadas por su alto rendimiento y su alta densidad de potencia, obtenidos principalmente debido al uso de imanes de alta densidad de energía. Sin embargo, como se presentó anteriormente existen algunos temas cuyo estudio puede aportar importantes mejoras a los accionamientos eléctricos actuales. Los temas concretos que se estudian en esta tesis son:

- la eliminación de sensores de posición o velocidad;
- la eliminación o reducción del *ripple* de par;
- el rechazo de perturbaciones de carga.

1.2 Antecedentes del tema

En esta sección se describe sucintamente el estado del arte de los temas de estudio definidos. En muchos casos las propuestas existentes son diferentes según el tipo de MCAIP para el que han sido desarrolladas. Éstas pueden ser [10]:

- *MCAIP sinusoidales*: Estas máquinas se caracterizan por poseer una forma de onda de fem sinusoidal y se conocen normalmente como Máquinas Síncronas de Imanes Permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Machines - PMSM*). Para ello se requiere que las bobinas del estator estén distribuidas sinusoidalmente sobre el entrehierro y/o que la densidad de flujo magnético generada por los imanes varíe sinusoidalmente a lo largo del entrehierro. Las corrientes de excitación deben tener forma de onda sinusoidal con el fin de producir un par prácticamente constante.
- *MCAIP trapezoidales*: También conocidas como Máquinas de Corriente Continua sin Escobillas (*Brushless DC Machines - BLDCM*), dado que el principio básico de funcionamiento es similar a una máquina de corriente continua de imanes permanentes, donde la armadura se mantiene estacionaria y el campo gira. Para evitar el uso del conmutador mecánico y las escobillas, las bobinas se ubican en el estator, y la conmutación de la corriente entre las fases se realiza mediante dispositivos electrónicos. Estas MCAIP se diseñan para desarrollar una fem inducida con forma de onda trapezoidal, con una cresta (parte plana de la onda) lo más ancha posible (por lo menos 120° eléctricos). En este caso, para obtener un par libre de pulsaciones, las corrientes de excitación de cada fase deben tener una forma de onda casi cuadrada (conmutada en seis pulsos), con dos intervalos de corriente constante de 120°

eléctricos por ciclo, coincidente con la cresta de la fem inducida.

En cualquiera de estos tipos de MCAIP, para controlar el par es necesario sincronizar la corriente de excitación con la posición del rotor. El conocimiento de la posición en las MCAIP es imprescindible para realizar un control preciso de par o velocidad, con buena respuesta dinámica y con mínimo *ripple* de par, además de ser necesario para la realimentación en el control a lazo cerrado.

Las técnicas de control sin sensor de posición existentes en la literatura son diferentes según se apliquen a MCAIP sinusoidales o trapezoidales. Para utilizar estos métodos, generalmente es necesario contar con la medición de las tensiones, corrientes y frecuencia de estator. Los mismos fueron clasificados, por los especialistas en el tema, de diferentes maneras ([7], [17], [18]), sucintamente descriptas a seguir.

1.2.1 Control de MCAIP Trapezoidales, sin sensores mecánicos

En [7] y [18] fueron revisadas diferentes técnicas de control sin sensor mecánico para MCAIP trapezoidales. La fem inducida en cada fase de estas máquinas es trapezoidal con dos intervalos de conducción de 120° de tensión constante. Conociendo la posición del rotor, el control de estas máquinas se realiza conmutando secuencialmente los transistores de potencia cada 60 grados para sincronizar continuamente la corriente de excitación, de amplitud constante, con la onda de fuerza magnetomotriz. La fase de la fem debe coincidir con la de la corriente de estator para obtener un control con mínimo *ripple* de par y máxima relación par/corriente. Dado que generalmente se excitan solamente dos de las tres fases simultáneamente, es posible medir la fem inducida en la fase no excitada para establecer la secuencia de conmutación de los transistores de potencia en el inversor trifásico. En la literatura se han propuesto varios algoritmos que permiten obtener información de la posición del rotor para lograr una apropiada conmutación, sin emplear sensores mecánicos. A continuación se describen las principales propuestas.

1.2.1.1 Esquemas de detección de la fem inducida

La fem de la máquina puede obtenerse midiendo la tensión en bornes de la máquina y la tensión del punto neutro. A su vez, la fem de la máquina puede usarse de diferentes maneras para determinar la secuencia de conmutación apropiada para el inversor. Algunos de estos métodos son:

- Detección del instante en que la fem de la fase no excitada cruza por cero o alcanza un valor determinado. Este es un método simple y práctico para la operación en régimen permanente.

- Lazo enganchado en fase, para sincronizar con la fase no excitada durante 60° . Este método también es simple, pero el lazo enganchado en fase puede presentar inconvenientes debido al ruido producido por la conmutación del inversor, y no puede operar en un rango de frecuencias muy amplio.
- Integración de la fem inducida. Este método es menos sensible al ruido de conmutación, pero presenta problemas de precisión, principalmente a baja velocidad.

Estos métodos se usan actualmente en la industria, inclusive se comercializan circuitos integrados dedicados al control de MCAIP trapezoidales que emplean esta técnica de detección [19].

1.2.1.2 Esquemas de detección usando la tensión de tercer armónico del estator

La tensión de tercer armónico puede extraerse midiendo la tensión entre un neutro artificial, creado con tres resistencias conectadas en estrella a bornes de la máquina, y el neutro de la máquina. Así, mediante un detector de cruce por cero se determina la secuencia de conmutación para los dispositivos de potencia [20]. Esta técnica presenta problemas a velocidad reducida, debido al relativamente bajo valor del tercer armónico. Además, es difícil detectar correctamente la fase relativa del tercer armónico con la fase correspondiente para obtener la secuencia adecuada.

1.2.1.3 Operación sin sensor basada en el estado de conducción de los diodos de rueda libre

En [21] y [22], la información sobre la posición del rotor se determina en base al estado de conducción de los diodos de rueda libre de la fase sin excitación. La corriente que circula por la fase no excitada es producida por la fem inducida en la bobina de la máquina correspondiente. La información de la posición del rotor se obtiene cada 60° detectando cuándo los diodos de rueda libre están conduciendo o no. El arranque de la máquina se realiza a lazo abierto, excitando dos fases arbitrarias. Cuando el rotor gira en la dirección correspondiente a las fases excitadas se aplica la secuencia de conmutación necesaria para continuar la operación de la máquina. Una vez que la máquina acelera se pasa de la estrategia a lazo abierto a la estrategia de control sin sensor. Asimismo, esta técnica presenta problemas durante el arranque y en la operación a baja velocidad.

1.2.1.4 Otras propuestas

También se propusieron otras estrategias para eliminar los sensores de posición en MCAIP trapezoidales, que no se ubican en la clasificación realizada. Por ejemplo, en [23] y [24] se

propone un esquema que utiliza la información existente en la histéresis del control de corriente, debido a que la pérdida de alineación entre la fem de fase y la corriente de fase se manifiesta como una distorsión en las pendientes de la corriente. Al detectarse la pérdida de alineación el control actúa de manera de corregir esta situación, logrando el control de la máquina.

Una técnica diferente se propone en [25], donde se emplea el Filtro de Kalman Extendido para obtener una estimación continua de la posición del rotor. Para ello se modela la máquina en forma discreta, describiendo la fem trapezoidal mediante los ángulos donde se realiza la conmutación, y usando las tensiones de línea promediadas como entradas.

1.2.2 Control de MCAIP Sinusoidales, sin sensores mecánicos

La fem ideal de este tipo de máquinas es sinusoidal, de tal manera que es necesario excitar la máquina con corrientes sinusoidales para obtener par constante y sin *ripple*. Para ello se requiere una realimentación continua de la posición del rotor, con el fin de generar las corrientes sinusoidales mediante el inversor. Varias técnicas se han propuesto para controlar estas máquinas sin usar un sensor de posición mecánico.

1.2.2.1 Información de la posición basada en la medición de tensiones y corrientes

En estos métodos, el principio básico para controlar una máquina síncrona de imanes permanentes está basado en la orientación del flujo. Las señales de tensión y corriente de estator se usan para construir una señal de posición del flujo enlazado, a través del cual puede controlarse el ángulo de fase de la corriente de estator [26] [27] [28]. El algoritmo propuesto está compuesto por un lazo externo para corregir la estimación de la posición y uno interno para corregir la estimación de flujo. El desempeño de estos algoritmos depende de la calidad y la precisión de la estimación del flujo enlazado y de la medición de tensiones y corrientes. La variación de parámetros debido a la temperatura y la saturación también afecta a la información de la posición.

1.2.2.2 Información de la posición basada en la posición hipotética del rotor

En las estrategias de control propuestas en [29], la diferencia entre las variables de estado reales (medidas) y las estimadas se utiliza para obtener información sobre la posición. El controlador determina la tensión aplicada a la máquina de acuerdo a la posición hipotética del rotor, la cual no coincide necesariamente con la posición real. La tensión ideal aplicada se calcula usando la ecuación de la tensión instantánea de la máquina y las corrientes medidas. La diferencia entre la tensión real y la ideal es proporcional a la diferencia angular entre la posición hipotética y la

real. La auto-sincronización es posible reduciendo esta diferencia angular a cero. Estas técnicas son computacionalmente intensivas y requieren procesadores rápidos y de alta resolución para lograr una buena precisión. Técnicas similares fueron propuestas en [30], [31], y [32].

1.2.2.3 Información de la posición basada en las irregularidades de la máquina

Se han propuesto diversos métodos para obtener información sobre la posición a partir de diferentes irregularidades de la máquina [33] [34] [35] [36] [37] [38]. Estos métodos se basan, generalmente, en la medición de las inductancias de fase de la máquina. Dichas inductancias pueden variar debido a la diferencia de reluctancia de eje directo y en cuadratura, a la saturación del circuito magnético y otras irregularidades constructivas de la máquina, que son función de la posición del rotor. La medición de inductancias se realiza inyectando señales de alta frecuencia o mediante el cálculo de la derivada de la corriente al inyectar una secuencia de pulsos predeterminada. Generalmente, se emplean estas técnicas a baja velocidad o para el arranque de otros métodos [39].

1.2.2.4 Estimación basada en observadores de estado

Por último, se ha propuesto una gran cantidad de métodos que emplean observadores de estado, tanto estocásticos como determinísticos, empleando en algunos casos esquemas adaptivos. Estos métodos son el punto de partida de los estudios presentados en esta tesis.

Un método para estimar la posición y la velocidad del rotor que puede ubicarse entre los observadores de estado estocásticos es el filtro de Kalman [40] [41] [42] [43] [44]. Las técnicas de filtrado de Kalman están basadas en el modelado matemático completo de la MCAIP, y proveen una observación óptima a partir de señales sensadas ruidosas y procesos perturbados por ruido aleatorio, suponiendo que ambos ruidos no están correlacionados. El filtro de Kalman es un candidato viable y computacionalmente eficiente para la estimación en línea de velocidad y posición del rotor cuando el modelo matemático que describe al MCAIP es suficientemente conocido. Usando los valores medidos de tensiones y corrientes, y las ecuaciones de estado de la máquina, la posición y velocidad del rotor pueden estimarse mediante el filtro de Kalman. Sin embargo, debido a que el modelo de la máquina es no lineal, se debe utilizar el Filtro de Kalman Extendido, cuya convergencia no está garantizada.

En cuanto a observadores de estado basados en modelos determinísticos, las propuestas son muy variadas. Existen propuestas con observadores no lineales de orden completo [45] [46] [47], donde se estiman las corrientes, la posición y la velocidad, midiendo la tensión y la corriente a bornes de la máquina. En otras propuestas se emplean observadores de orden re-

ducido [48], donde se estiman únicamente aquellas variables que no son medidas, por ejemplo, posición y velocidad. Con ello se reduce la carga computacional durante la implementación. En [49] y [50] se propone un observador para estimar la fem inducida, a partir de la cual se calcula luego la posición y la velocidad del rotor. En [51] y [52] se emplean observadores de perturbación (*disturbance observers*), donde se supone que los estados a estimar son lentamente variantes, y el cambio de las variables de estado entre un muestreo y el siguiente se toma como perturbación. También hay propuestas usando observadores por modo deslizante [53] [54] e inclusive combinando estos últimos con los anteriores [55].

Dado que los métodos basados en observadores son sensibles a posibles variaciones en los parámetros de la máquina, se han propuesto combinaciones de observadores con métodos de estimación de parámetros, con el fin de solucionar este inconveniente.

1.2.3 Control de MCAIP con minimización de pulsaciones de par

Una gran variedad de técnicas se han propuesto con el fin de minimizar las componentes de par pulsante. En general, estas técnicas pueden ubicarse en dos grandes categorías [10]. La primera de ellas consiste en ajustar el diseño de la máquina para aproximarla a sus características ideales, y lograr que el par producido sea suave. Estas modificaciones pueden ser, por ejemplo, cruzamiento de las ranuras del estator, modificación de los bobinados, o modificación del diseño magnético del rotor [56] [57]. Con varias de estas técnicas se puede conseguir una reducción significativa de las pulsaciones de par, aunque generalmente a costa de una reducción del par medio.

La segunda categoría consiste en el control de las corrientes de excitación con el fin de corregir cualquier característica no ideal de la máquina o del convertidor de potencia asociado. Dentro de esta categoría se pueden citar las siguientes técnicas.

1.2.3.1 Control con forma de onda de corriente programada

Ésta es una de las técnicas de control más populares, y consiste en generar corrientes de excitación con forma de onda programada de tal manera de cancelar las componentes de par pulsante. En estas técnicas se supone que se cuenta con suficiente información sobre las pulsaciones de par, de tal manera de generar las corrientes de excitación necesarias para lograr la cancelación deseada. Una forma de generar estas corrientes de excitación consiste en inyectar determinados componentes armónicos, seleccionados para realizar la cancelación de las pulsaciones de par [58]. En otras propuestas se emplean técnicas de optimización numérica para calcular las corrientes necesarias para eliminar todos los componentes de par pulsante [59].

Una alternativa para calcular las formas de onda de corriente se basa en el hecho de que el par instantáneo es proporcional al producto de la fem y la corriente de cada fase. Así, la corriente óptima puede hallarse como el recíproco de la fem inducida [60], bajo ciertas condiciones.

También es posible determinar la corriente óptima para minimizar el *ripple* de par y las pérdidas en el cobre, como se propone en [61]. Aquí, las corrientes se calculan en base a la teoría de potencia activa y reactiva instantánea.

1.2.3.2 Técnicas basadas en observadores

Para obtener información sobre las pulsaciones de par y otros parámetros necesarios para cancelar estas pulsaciones, en [11] se propone una estrategia de identificación, previa a la puesta en servicio del accionamiento, además de un control de corriente rápido que permite inyectar las corrientes de excitación calculadas en base al modelo identificado.

Debido a las limitaciones que presentan las estrategias a lazo abierto presentadas anteriormente, se han propuesto diferentes técnicas que emplean observadores de par y/o flujo, con el fin de usar las variables estimadas en el lazo de control para minimizar las pulsaciones de par [62] [63]. Dentro de estas estrategias se han propuesto también métodos adaptivos basados en modelos de referencia [64].

1.2.3.3 Técnicas basadas en control con aprendizaje iterativo

Para minimizar las pulsaciones de par, en [65] y [66] se propone una estrategia de aprendizaje iterativo, que genera las referencias de corriente de compensación en base al error entre el par deseado y el par real del motor. Para implementar la corrección, en [66] se utiliza un sensor de par, mientras que en [65] se emplea un estimador de par basado en principios de control por estructura variable.

1.2.3.4 Control de la conmutación del inversor

En [67] se presenta una técnica para minimizar las pulsaciones de par modificando los instantes de conmutación de las llaves del inversor que alimenta a la máquina. En esta propuesta, los ángulos de conmutación se calculan para cancelar determinados componentes armónicos del *ripple* de par, usando el método de Newton-Raphson. En [68] los estados de las llaves del inversor se calculan mediante una técnica de control por estructura variable, en función de un perfil de corriente óptimo para minimizar el *ripple* de par y las pérdidas en el cobre.

1.2.4 Compensación del par de carga desconocido

Los accionamientos con MCAIP son ampliamente usados en aplicaciones de alto desempeño. Un requerimiento muy importante en estas aplicaciones es la robustez del accionamiento frente a cambios de par de carga u otras perturbaciones, tales como la variación de parámetros mecánicos. Esto conlleva a la necesidad de compensar estas perturbaciones que, desafortunadamente, no pueden medirse o predecirse muy fácilmente [12], [13], [14], [15].

En diferentes propuestas se han usado observadores de estado [15], extendiendo el vector de estados del sistema para incluir el par de carga, o de perturbación [14], y suponiendo que el par no varía en el instante de muestreo considerado, con el fin de estimar las perturbaciones de par e implementar un control no lineal mediante linealización por realimentación. En [13] se implementa un control robusto de un motor de inducción, estimando el par de carga, supuesto lentamente variante, en base a la medición de velocidad y el modelo del subsistema mecánico. En [69] en cambio, se supone un modelo para el par de carga, y se propone un estimador para los parámetros de dicho modelo. Todas estas técnicas, han sido propuestas para mejorar el desempeño del sistema de control, empleando siempre un sensor de posición o de velocidad.

Sin embargo, cuando se implementan técnicas de control sin sensores mecánicos, las perturbaciones de par o la incerteza en el conocimiento de los parámetros mecánicos afecta además a la estrategia de estimación [16]. Debido a esto, se han desarrollado diferentes técnicas para estimar el par de carga desconocido, además de la posición, la velocidad, o el flujo, en distintos tipos de máquinas. Por ejemplo en [12] se proponen y analizan diferentes estrategias para estimar el par de carga y la velocidad en motores de corriente continua. En [70] y [71] se presentan distintas estrategias para estimar el par de carga y otros parámetros en máquinas de inducción y síncronas de reluctancia, respectivamente. Para MCAIP, se diseña en [72] una ley adaptiva para estimar el par de perturbación usando un observador no lineal extendido, con el fin de implementar una estrategia de control sin sensores mecánicos.

1.3 Objetivos

Los métodos para eliminar los sensores mecánicos presentados en la sección anterior, al igual que los métodos para estimar las perturbaciones de par, se aplican a MCAIP con fem inducida perfectamente sinusoidal o trapezoidal. Sin embargo, como se mencionó anteriormente, en general las MCAIP pueden presentar formas de onda de fem inducida distorsionada, debido a diferentes razones constructivas. En estos casos se emplean diferentes estrategias de control

con el fin de eliminar o minimizar las pulsaciones de par, producidas por estas distorsiones.

Para eliminar los sensores de posición o velocidad en estas estrategias de control, el método a emplear debería incorporar información sobre la fem o, al menos, ser capaz de identificar dicha forma de onda. En la revisión bibliográfica realizada no se han encontrado propuestas que permitan solucionar este problema de manera definitiva. Únicamente las técnicas propuestas en [26] [27] [28] no se restringen a modelos de MCAIP con fem sinusoidal, y podrían ser aplicadas para MCAIP con otras formas de onda de fem inducida, aunque con ciertas restricciones dinámicas y otras desventajas mencionadas en la sección 1.2.1, debido a que realizan la integración de las señales de tensión para estimar el flujo.

Por ello, los objetivos generales de este trabajo de tesis son: proponer e implementar nuevos métodos para estimar la fem inducida, la velocidad y/o la posición del rotor en Máquinas de Corriente Alterna de Imanes Permanentes cuya forma de onda de fem inducida pueda ser sinusoidal, trapezoidal o arbitraria, con el fin de minimizar el *ripple* de par. Además, para mejorar el desempeño de las estrategias de control a lazo cerrado, se propone estimar posibles perturbaciones en el par de carga.

1.4 Contribuciones de esta tesis

Las principales contribuciones de este trabajo de tesis se presentan en el área del control de MCAIP con mínimo *ripple* de par, sin emplear sensores mecánicos de posición y/o velocidad.

Para la implementación de la estrategia de control con minimización de *ripple* de par se propuso una nueva técnica para realizar el control de las corrientes de excitación de la máquina. La misma se basa en una transformación de variables, que permite mejorar el desempeño del control de corriente cuando la forma de onda de la corriente posee componentes armónicos, sin la necesidad de emplear controladores con gran ancho de banda. Mediante esta propuesta se logró mejorar el control del par de la máquina. A su vez, esta técnica facilita la implementación del control en un microprocesador o DSP, dado que el control de par con mínimo *ripple* resulta equivalente a un control vectorial.

Con el fin de eliminar los sensores de posición y/o velocidad en el control de MCAIP con forma de onda de fem arbitraria, se presentó la necesidad de diseñar observadores que permitieran incluir o identificar esta forma de onda, sin restringir su aplicación a MCAIP sinusoidales o trapezoidales. Para ello se propusieron dos nuevas estrategias basadas en observadores de estado de orden reducido, que permiten estimar la fem inducida de la máquina, y a partir de ella obtener la velocidad y/o la posición del rotor.

Una de las propuestas incluye una aproximación por series de Fourier de las formas de onda de la fem inducida, que permite modelar MCAIP con cualquier forma de onda de fem inducida. El observador propuesto fue diseñado originalmente para una MCAIP de flujo axial, y los resultados obtenidos mediante simulación fueron publicados en [73] y [74]. El modelo empleado para diseñar el observador fue luego generalizado para poder aplicarlo en cualquier MCAIP. A partir de él se obtuvieron resultados de simulación y experimentales que fueron publicados en [75].

La segunda propuesta para estimar la fem inducida emplea un observador de orden reducido combinado con un observador de alta ganancia. Para obtener la velocidad del rotor se emplea una expresión aproximada, que depende de la componente cero de la fem y de la fem estimada. Esta técnica permite estimar la fem y la velocidad del rotor para una gran variedad de MCAIP, sin la necesidad de conocer previamente la forma de onda de su fem inducida, y fue publicada en [76] [77]. Este observador fue empleado para implementar un control de velocidad de MCAIP sin sensores mecánicos con minimización de *ripple* de par, y los resultados de simulación y experimentales que validan la propuesta fueron publicados en [78].

Comprobada la influencia negativa del par de carga sobre la convergencia de los observadores, se propuso compensar este tipo de perturbaciones extendiendo el vector de estados para estimar el par de carga, supuesto constante. Dado que se trabajó con los observadores propuestos anteriormente, los cuales son de orden reducido, se propuso un nuevo cambio de variables para evitar el cálculo de las derivadas de las corrientes medidas. El par de carga estimado se usó para compensar a su vez el efecto de esta perturbación sobre el control de la máquina. La propuesta fue validada mediante simulación y los resultados obtenidos fueron publicados en [79].

1.5 Organización

Esta tesis está organizada de la siguiente manera. Luego de la introducción presentada en el Capítulo 1, en el Capítulo 2 se presenta la descripción de la Máquina de Imanes Permanentes. Se desarrolla un modelo de la máquina, considerando diferentes configuraciones magnéticas y de bobinados, que permite representar las diferentes formas de onda de fem inducida usando aproximaciones por series de Fourier. Se presenta también un modelo dinámico de la máquina que permite incorporar las diferentes formas de onda de fem inducida, y que será utilizado para el diseño y análisis de las estrategias propuestas en los capítulos siguientes.

Luego se presenta una estrategia para controlar la MCAIP con minimización de *ripple*

de par y de pérdidas en el cobre. Para la implementación de esta estrategia se propone una nueva forma de realizar el control de las corrientes de excitación, usando una transformación de variables. Se demuestra que esta propuesta mejora el desempeño del control de corriente con respecto a propuestas tradicionales.

Con el objetivo de evitar el uso de sensores mecánicos de posición en la estrategia de minimización de *ripple* de par, en el Capítulo 3 se desarrolla y se analiza un observador no lineal de orden reducido. Mediante este observador se estima la fem inducida de la máquina, usando para el diseño el modelo presentado en el Capítulo 2, empleando series de Fourier para aproximar diferentes formas de onda de fem inducida. A partir de la fem inducida estimada se obtienen luego las estimas de la posición y velocidad del rotor. Se analiza la convergencia del observador propuesto, y se muestra el efecto que produce el truncamiento de las series de Fourier sobre el error de estimación. Se muestran además resultados de simulación y experimentales, tanto del observador como del sistema de control sin sensores mecánicos usando el observador propuesto.

En el Capítulo 4 se desarrolla y se analiza un observador diferente al anterior, que permite simplificar los ensayos a realizar previos a la puesta en servicio del accionamiento. Para ello se propone el uso de una aproximación para el cálculo de la velocidad estimada, la cual es válida para una gran variedad de MCAIP, y el empleo de observadores de alta ganancia, además del observador de fem inducida. Este observador también puede emplearse con la estrategia de control presentada en el Capítulo 2. Se analiza la convergencia de ambos observadores y se presentan además resultados de simulación y experimentales que validan esta propuesta.

Para mejorar el desempeño de los observadores propuestos frente a perturbaciones de par de carga, en el Capítulo 5 se propone una extensión a estos observadores usando una ley adaptiva. Para ello se extiende el vector de estados, suponiendo que el par de carga es lentamente variante, y se diseña una ley adaptiva que permite estimar las perturbaciones de par. El par de carga estimado se usa luego para compensar el efecto de esta perturbación en el control a lazo cerrado. Esta propuesta se valida mediante resultados de simulación.

Por último, en el Capítulo 6 se presentan las conclusiones finales, y propuestas para trabajos futuros.

Capítulo 2

Propuesta de Modelado para el Control de la Máquina de Imanes Permanentes

2.1 Introducción

Las Máquinas de Corriente Alterna con Imanes Permanentes (MCAIP) se utilizan ampliamente en aplicaciones donde la alta densidad de potencia, la buena relación par-inercia, y el alto rendimiento son importantes. Hay dos clases principales de MCAIP, las cuales pueden caracterizarse por la forma de onda de su fem inducida: sinusoidal o trapezoidal. Bajo condiciones ideales, ambos tipos de máquinas son capaces de producir par perfectamente suave, sin pulsaciones. Sin embargo en la práctica, tanto por razones constructivas de la máquina como por limitaciones en el control de las corrientes de excitación, el par producido no es constante, sino que presenta pulsaciones que en algunas aplicaciones pueden resultar perjudiciales.

Para analizar y diseñar estrategias de control que permitan minimizar las pulsaciones de par, al igual que observadores que puedan aplicarse en MCAIP con forma de onda de fem arbitraria, es necesario contar con un modelo de la máquina que sea capaz de incluir cualquier forma de onda de fem, y no solamente sinusoidal.

Así, en este capítulo se presenta, en primer lugar, una descripción general de las máquinas de imanes permanentes, y a continuación un modelo dinámico de la misma, válido para MCAIP de fem sinusoidal, trapezoidal o arbitraria. Este modelo dinámico, que se presenta en la sección 2.3, es también útil para el diseño de los observadores que se presentarán en capítulos posteriores. Para incluir en el modelo diferentes formas de onda de fem inducida se propone un método para obtener dicha forma de onda basado en aproximaciones por series de Fourier.

Por último, se presenta una estrategia de control con minimización de *ripple* de par, basada en [61] y se propone una nueva forma de implementar el control de las corrientes de excitación, con el fin de mejorar el desempeño de la estrategia.

2.2 La Máquina de CA de Imanes Permanentes

Las MCAIP se componen de un rotor con imanes permanentes de alta densidad de energía y un estator con bobinado trifásico, el cual generalmente se alimenta mediante un inversor que permite controlar las corrientes de excitación necesarias para generar el par motor.

Estas máquinas pueden clasificarse de diferentes maneras, según sus características constructivas. Una primera clasificación puede realizarse en base a la dirección del flujo magnético, de la siguiente manera [1]:

- *de flujo radial*: la dirección del flujo es radial al eje del rotor;
- *de flujo axial*: la dirección del flujo es paralela al eje del rotor.

Las MCAIP de flujo radial son las más comunes, aunque las de flujo axial están siendo cada vez más empleadas en aplicaciones de alto desempeño, debido a su densidad de potencia y aceleración.

Otra clasificación puede realizarse según la forma en que se ubican los imanes en el rotor. Éstos pueden ubicarse sobre la superficie del rotor o en su interior, como se muestra en la Fig. 2.1 para máquinas de flujo radial. Las MCAIP de imanes superficiales presentan una mayor densidad de potencia, debido a que el flujo en el entrehierro es mayor. Sin embargo, tienen como desventaja una menor integridad estructural y menor robustez mecánica. Por ello no se utilizan, generalmente, para aplicaciones de muy alta velocidad.

Las MCAIP de imanes interiores presentan una superficie de rotor cilíndrica, y son mecánicamente más robustas que las de imanes superficiales. Debido a esto son más convenientes para aplicaciones de alta velocidad.

Si bien entre estas máquinas no existen diferencias en cuanto a su principio de funcionamiento, la forma en que se montan los imanes produce diferentes valores de inductancia en el eje directo y en cuadratura. Esto se debe a que la permeabilidad de los imanes de alta densidad de flujo es prácticamente igual a la del aire. Debido a esto, el lugar que ocupan los imanes puede considerarse como parte del entrehierro. Por lo tanto, las MCAIP de imanes interiores presentan menor valor de inductancia en el eje alineado con los imanes (mayor entrehierro), llamado eje directo, comparado con la inductancia en el eje en cuadratura (menor entrehierro). En cambio, en las MCAIP de imanes superficiales esta diferencia es prácticamente despreciable (menor al 10%).

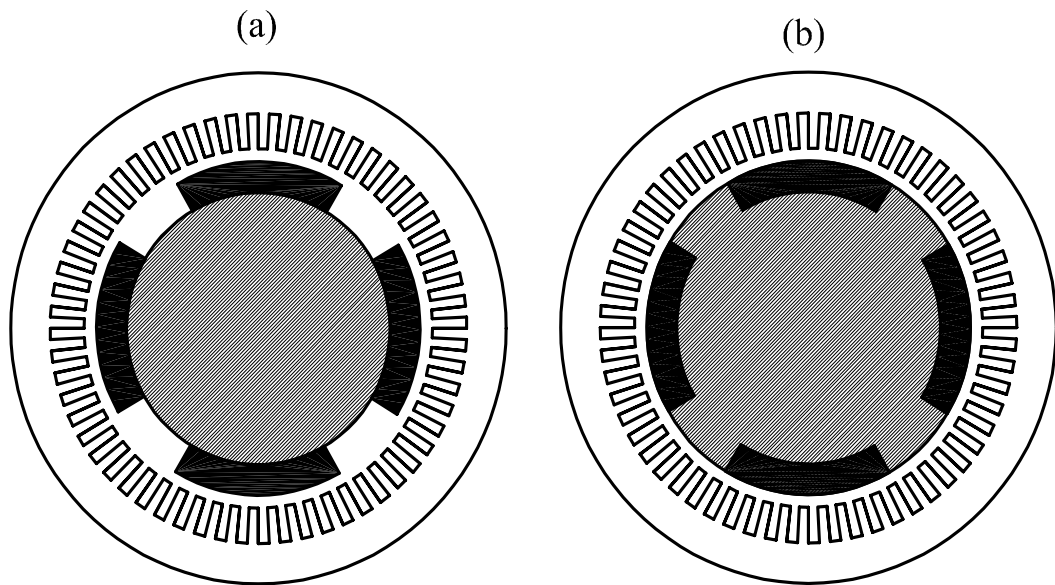


Fig. 2.1. MCAIP de imanes superficiales (a); y de imanes interiores (b).

Por último, las MCAIP también pueden clasificarse según la forma de onda de su fem inducida. Dicha forma de onda depende principalmente de la distribución de los bobinados en el estator y de la distribución de la densidad de flujo en el entrehierro. La distribución de la densidad de flujo en el entrehierro depende a su vez de la forma en que se magnetizan los imanes (magnetización paralela o radial), del entrehierro, del diámetro del rotor, del ancho del polo y del número de polos. El lector interesado puede recurrir a [57] para un análisis detallado de la influencia de cada uno de estos factores sobre la distribución de densidad de flujo.

Según la forma de onda de su fem inducida las MCAIP pueden clasificarse en [10]:

MCAIP Sinusoidales: Estas máquinas se caracterizan por poseer una forma de onda de fem sinusoidal y se conocen normalmente como Máquinas Síncronas de Imanes Permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Machines - PMSM*). Para ello se requiere que las bobinas del estator estén distribuidas sinusoidalmente sobre el entrehierro y/o que la densidad de flujo magnético generada por los imanes varíe sinusoidalmente a lo largo del entrehierro. Por este motivo se emplean normalmente imanes con magnetización paralela y un ancho de polo de alrededor de 150° . Los rotores de estas máquinas pueden diseñarse usando imanes montados superficialmente o interiormente. Las corrientes de excitación deben tener forma de onda sinusoidal con el fin de producir par libre de pulsaciones.

MCAIP Trapezoidales: También conocidas como Máquinas de Corriente Continua sin Escobillas (*Brushless DC Machines - BLDCM*), presentan notables diferencias con respecto a las anteriores. Estas máquinas se diseñan para desarrollar una fem inducida con forma de onda

trapezoidal, con una cresta (parte plana de la onda) lo más ancha posible (por lo menos 120° eléctricos). Para cumplir con estos requerimientos se usan rotores con imanes superficiales, con magnetización preferentemente radial y bobinas de estator concentradas. Las corrientes de excitación deben poseer una forma de onda casi cuadrada (conmutada en seis pulsos), con dos intervalos de corriente cero de 60° eléctricos por ciclo para producir par libre de pulsaciones.

Normalmente en la literatura especializada [1] [2] [80] [81], tanto el modelo como el diseño del control de estas máquinas se realizan en forma separada. Las MCAIP sinusoidales se analizan como una extensión de las máquinas síncronas de rotor bobinado, suponiendo que el bobinado de excitación produce un flujo constante, distribuido sinusoidalmente en el entrehierro. Esto permite analizarlas en un referencial sincrónico, orientado por el flujo del rotor.

Las MCAIP trapezoidales, en cambio, se analizan en variables de fase, debido a que la forma de onda de su fem inducida no permite simplificar el modelo como en el caso de las MCAIP sinusoidales al trabajar en un referencial sincrónico.

Dado que en este trabajo se pretende estudiar el problema del control de MCAIP con fem arbitraria, es necesario emplear un modelo que no se restrinja a fem inducida sinusoidal o trapezoidal. Para ello, a continuación se desarrolla un modelo dinámico de la máquina, y luego se proponen expresiones de fem inducida para forma de onda arbitraria.

2.3 Modelo Dinámico de la Máquina de Imanes Permanentes

El modelo dinámico de la MCAIP puede obtenerse como se propone en [1] para MCAIP trapezoidales. Para ello se supone que pueden despreciarse los efectos producidos por las ranuras del estator, como también las pérdidas en el hierro y la saturación del material magnético. Para simplificar, el modelo se obtendrá para una máquina de imanes superficiales, suponiendo que el entrehierro presenta reluctancia uniforme.

Si se considera que los bobinados de las tres fases son simétricos (las tres fases poseen igual valor de inductancia y resistencia), y además las corrientes son balanceadas ($i_a + i_b + i_c = 0$), las ecuaciones eléctricas del estator pueden escribirse como,

$$\begin{aligned} v_a &= Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \\ v_b &= Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b \\ v_c &= Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c, \end{aligned} \tag{2.1}$$

donde v_a , v_b , y v_c son las tensiones del estator, i_a , i_b , e i_c son las corrientes del estator, y e_a , e_b ,

y e_c son las fem inducidas en cada fase del estator. Las constantes R y L son la resistencia e inductancia del estator, respectivamente.

El modelo dinámico de una MCAIP puede representarse por un nuevo conjunto de variables usando la transformación \mathbf{C} , la cual refiere las variables a un referencial estacionario $\alpha\beta$ [80], es decir,

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \mathbf{C} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

siendo x variables arbitrarias y,

$$\mathbf{C} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}.$$

Aplicando la transformación \mathbf{C} a (2.1) puede obtenerse el siguiente modelo de la máquina representado por el nuevo conjunto de variables $\alpha\beta 0$,

$$\begin{aligned} \frac{di_\alpha}{dt} &= -\frac{R}{L}i_\alpha - \frac{1}{L}e_\alpha + \frac{1}{L}v_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} &= -\frac{R}{L}i_\beta - \frac{1}{L}e_\beta + \frac{1}{L}v_\beta \\ \frac{di_0}{dt} &= -\frac{R}{L}i_0 - \frac{1}{L}e_0 + \frac{1}{L}v_0, \end{aligned} \quad (2.3)$$

donde $i_\alpha, i_\beta, i_0, e_\alpha, e_\beta, e_0, v_\alpha, v_\beta, v_0$, representan las componentes de corriente, fem inducida y tensión, respectivamente, en el marco del referencial $\alpha\beta 0$. Dado que la máquina es balanceada y, por lo general, el neutro no se conecta, la componente de corriente "0" en el modelo presentado en (2.3) es nula. Sin embargo, la ecuación correspondiente a dicha componente se incluye en el modelo debido a que permite extraer información adicional sobre la forma de onda de la fem de fase (tensión fase-neutro).

La ecuación del subsistema mecánico se obtiene de la ecuación de movimiento,

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J}T_e - \frac{B}{J}\omega, \end{aligned} \quad (2.4)$$

donde las variables θ, ω y T_e representan la posición, la velocidad del rotor, y el par electromagnético producido por la máquina; J y B la inercia y el coeficiente de rozamiento dinámico,

respectivamente.

La fem inducida en las bobinas de cada fase se calcula como la derivada del flujo enlazado por el estator (ψ) con respecto al tiempo,

$$e = \frac{d\psi}{dt} = \frac{d\psi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \varphi(\theta) \omega, \quad (2.5)$$

donde las funciones $\varphi(\theta)$, derivadas del flujo con respecto a la posición, determinan la forma de onda de la fem inducida, que puede ser sinusoidal, trapezoidal o arbitraria. Luego, las componentes de la fem inducida en variables $\alpha\beta 0$ estarán dadas por

$$\begin{aligned} e_\alpha &= \varphi_\alpha(\theta) \omega \\ e_\beta &= \varphi_\beta(\theta) \omega \\ e_0 &= \varphi_0(\theta) \omega. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Por último, el par electromagnético producido por la máquina puede obtenerse a partir de la potencia instantánea que se convierte de eléctrica en mecánica, esto es,

$$P = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta + e_0 i_0 = T_e \omega. \quad (2.7)$$

De allí, el par se obtiene como,

$$T_e = \frac{(e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta + e_0 i_0)}{\omega}, \quad (2.8)$$

y reemplazando la fem por (2.6),

$$T_e = \varphi_\alpha(\theta) i_\alpha + \varphi_\beta(\theta) i_\beta + \varphi_0(\theta) i_0. \quad (2.9)$$

De la expresión (2.9) puede apreciarse que para obtener par constante, sin *ripple*, es necesario excitar la máquina con corrientes cuya forma de onda depende de las derivadas del flujo con respecto a la posición. Más adelante se tratará este punto en forma detallada.

Con esto se completa el modelo dinámico de la MCAIP en un marco de referencia estacionario, compuesto por las expresiones (2.3), (2.4), (2.6), y (2.9), válidas para cualquier forma de onda de fem inducida. Dicha forma de onda está determinada por las funciones φ_i (siendo $i = \alpha, \beta, 0$), y depende de diferentes parámetros de diseño de la máquina, como se presenta en la sección siguiente. Este modelo posibilita el diseño de controladores y observadores para MCAIP cuya fem inducida puede ser sinusoidal, trapezoidal o arbitraria, como será tratado en el capítulo 3.

2.3.1 Modelado de la fem inducida

Con el fin de representar máquinas reales, con diferentes geometrías tanto de bobinas como de distribución de flujo en el entrehierro, se propone desarrollar un modelo de la fem inducida basado en aproximaciones por series de Fourier. En propuestas anteriores [82] se han realizado análisis similares suponiendo una densidad de flujo en el entrehierro con forma de onda rectangular, aproximándola por series de Fourier, y suponiendo que las diferentes formas de fem se obtienen mediante cambios en la distribución de las bobinas del estator, o considerando menor cantidad de armónicos en la aproximación. Sin embargo, esto no permite tener en cuenta el efecto que producen diferentes tipos de magnetización sobre la forma de onda de fem. Para considerar el tipo de magnetización de los imanes, como también diferentes estructuras de rotor y de estator se han propuesto modelos empleando análisis por elementos finitos [83] [84] [85], los cuales resultan demasiado complejos, y de gran carga computacional, para ser usados en el diseño de controladores u observadores.

En este trabajo, para obtener un modelo de la máquina que permita analizar diferentes configuraciones, tanto de bobinas como de distribución de flujo, se emplea una aproximación empírica para calcular la forma de onda de la densidad de flujo, desarrollada en [57]. Esta expresión se obtuvo luego de realizar un análisis bidimensional por elementos finitos para obtener la forma de onda de la densidad de flujo, la que luego se aproxima mediante una expresión empírica.

Según esta aproximación, la densidad de flujo magnético desarrollada por los imanes puede expresarse como,

$$B_m = B_0 \left(1 - \exp\left(-\frac{2\theta}{\pi\gamma}\right) - \exp\left(-\frac{2(\pi-\theta)}{\pi\gamma}\right) + \exp\left(-\frac{2}{\gamma}\right) \right), \quad (2.10)$$

siendo

$$B_0 = \frac{B_{m\acute{a}x}}{1 - 2 \exp\left(-\frac{1}{\gamma}\right) + \exp\left(-\frac{2}{\gamma}\right)},$$

y $B_{m\acute{a}x}$ el valor máximo de la densidad de flujo magnético, θ la posición con respecto a un punto fijo en el estator, γ un parámetro que depende de los imanes y su magnetización. El valor máximo de la densidad de flujo $B_{m\acute{a}x}$ se ve afectado por parámetros tales como la densidad de flujo residual, el largo de los imanes, el entrehierro y el nivel de saturación del camino magnético. El valor de γ permite considerar las diferentes configuraciones de imanes y tipos de magnetización, y es el que determina la forma de la distribución de densidad de flujo. En [57] el valor del parámetro γ se obtiene ajustando la expresión (2.10) a la curva de densidad

de flujo que resulta de un análisis por elementos finitos, aunque también podría obtenerse de la curva medida experimentalmente. En la Fig. 2.2 se muestran las formas de onda calculadas para diferentes valores de γ .

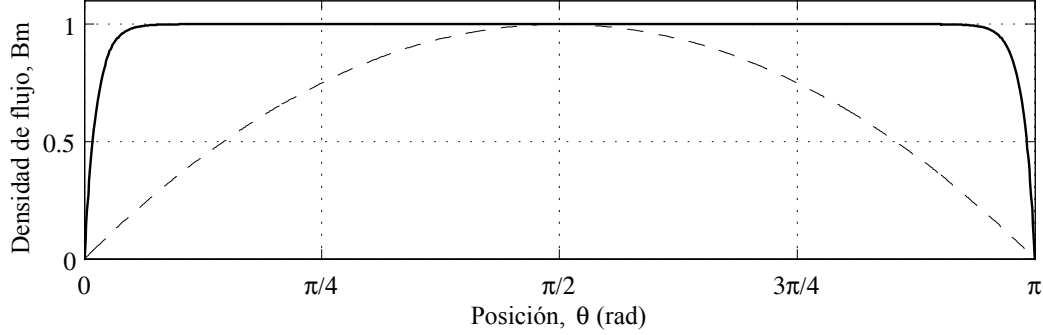


Fig. 2.2. Densidad de flujo magnético calculada para un motor de 2 polos: magnetización radial, $\gamma = 0.025$ (línea continua); magnetización paralela, $\gamma = 8400$ (línea de trazos)

La expresión (2.10) considera un ancho de polo de π rad y el ángulo θ se mide desde un extremo del polo [57]. Para desarrollar el modelo, es conveniente permitir que el ancho del imán sea diferente de π rad, y que el valor máximo de la densidad de flujo magnético coincida con la posición $\theta = 0$. Para ello, la expresión anterior se modifica de la siguiente manera,

$$B_m(\theta) = \begin{cases} 0 & -\frac{\pi}{2} < \theta < -\frac{T_m}{2} \\ B_0 \left(1 - \exp\left(-\frac{2(\theta + T_m/2)}{T_m\gamma}\right) - \exp\left(-\frac{2(T_m/2 - \theta)}{T_m\gamma}\right) + \exp\left(-\frac{2}{\gamma}\right) \right) & -\frac{T_m}{2} < \theta < \frac{T_m}{2} \\ 0 & \frac{T_m}{2} < \theta < \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (2.11)$$

considerándose así un polo de ancho T_m , centrado en $\theta = 0$, y cuya forma está determinada por el valor de γ , como se muestra en la figura siguiente.

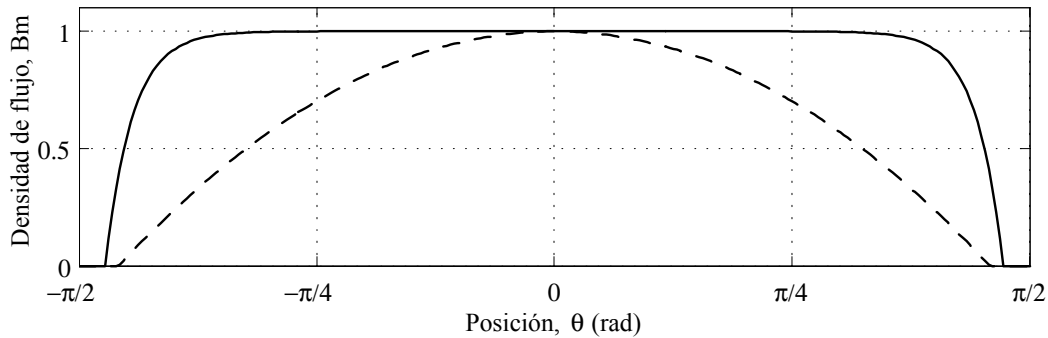


Fig. 2.3. Densidad de flujo magnético calculada para un motor de 2 polos: $\gamma = 0.06$, $T_m = 170^\circ$ (línea continua); $\gamma = 20000$, $T_m = 165^\circ$ (línea de trazos)

La forma de onda que representa la densidad de flujo magnético puede aproximarse por series de Fourier de la siguiente manera,

$$B_m(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} B_{2n-1} \cos((2n-1)\theta), \quad (2.12)$$

donde los coeficientes de la serie se calculan como,

$$B_{2n-1} = \frac{8}{2\pi} \int_0^{\pi/2} B_m(\theta) \cos((2n-1)\theta) d\theta, \quad (2.13)$$

que resulta en,

$$B_{2n-1} = \frac{4B_0(2n-1)^2}{\pi \left(\left(\frac{2}{T_m\gamma} \right)^2 + (2n-1)^2 \right)} \left[\frac{(1 + \exp(-2/\gamma)) \operatorname{sen} \left((2n-1) \frac{T_m}{2} \right)}{2n-1} + \frac{(\exp(-2/\gamma) - 1)}{\frac{2}{T_m\gamma}} \cos \left((2n-1) \frac{T_m}{2} \right) \right]. \quad (2.14)$$

Como ejemplos de esta aproximación se muestra en la Fig. 2.4 la distribución de densidad de flujo en el entrehierro en función de la posición, para dos valores de γ diferentes, considerando la serie hasta $n = 20$ para $\gamma = 0.06$ (línea continua) y hasta $n = 7$ para $\gamma = 20000$ (línea de trazos).

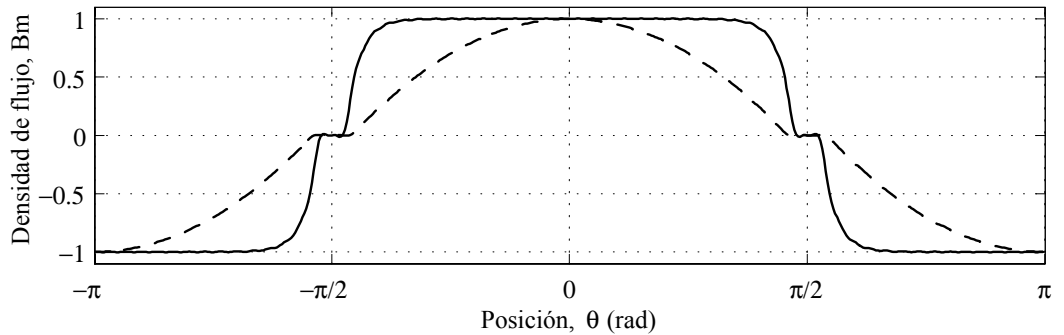


Fig. 2.4. Densidad de flujo magnético aproximada mediante series de Fourier.

Para calcular el flujo inducido en las bobinas del estator se realiza la integral de la densidad de flujo en el estator para cada una de las bobinas de cada fase,

$$\psi = \int_S B_m \cdot ds \quad (2.15)$$

suponiendo que las mismas están distribuidas de manera uniforme, como se muestra en la Fig.

2.5. Esto implica que los bobinados de cada fase se hallan distribuidos sobre un ángulo β con densidad de espiras uniforme. Por ejemplo, para una máquina de dos polos será $\beta = \pi/3 \text{ rad}$.

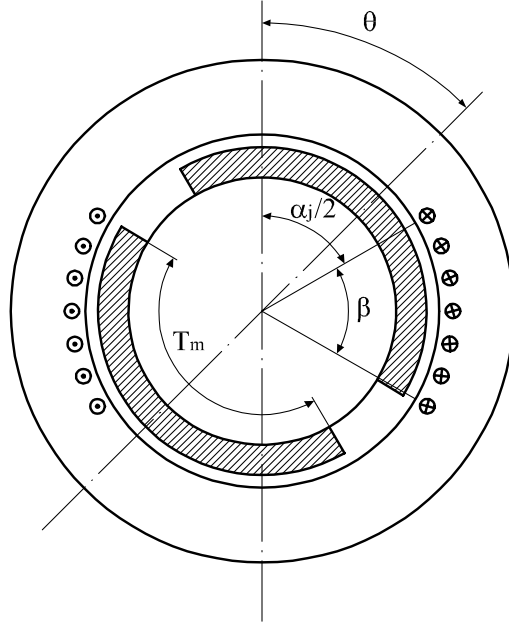


Fig. 2.5. Esquema simplificado de una MCAIP; rotor y bobinado de la fase a .

Entonces, para la fase a resulta,

$$\begin{aligned} \psi_a(\theta) &= k \sum_{j=1}^{N_c} \int_{\theta-\alpha_j/2}^{\theta+\alpha_j/2} B_m(\theta) r l d\theta \\ &= k r l \sum_{j=1}^{N_c} \int_{\theta-\alpha_j/2}^{\theta+\alpha_j/2} \sum_{n=1}^{\infty} B_{2n-1} \cos((2n-1)\theta) d\theta, \end{aligned} \quad (2.16)$$

siendo N_c el número de bobinas, r el radio interno del estator, l la longitud del estator, $\alpha_j/2$ la distancia angular desde el eje de la fase a a la bobina j , y k una constante que depende del diseño específico del estator. Evaluando la integral de (2.16),

$$\begin{aligned} \psi_a(\theta) &= k r l \sum_{j=1}^{N_c} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{B_{2n-1}}{2n-1} \text{sen}\left((2n-1)\frac{\alpha_j}{2}\right) \cos((2n-1)\theta) \\ &= k r l \sum_{n=1}^{\infty} \frac{B_{2n-1}}{2n-1} \cos((2n-1)\theta) \sum_{j=1}^{N_c} \text{sen}\left((2n-1)\frac{\alpha_j}{2}\right), \end{aligned} \quad (2.17)$$

que resulta,

$$\psi_a(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \Psi_{2n-1} \cos((2n-1)\theta), \quad (2.18)$$

donde

$$\Psi_{2n-1} = k r l \frac{B_{2n-1}}{2n-1} \sum_{j=1}^{N_c} \text{sen} \left((2n-1) \frac{\alpha_j}{2} \right). \quad (2.19)$$

De (2.14) y (2.19) debe notarse que la amplitud de los armónicos del flujo enlazado decrece rápidamente con el número de armónico, dado que para valores bajos de γ , los coeficientes B_{2n-1} decrecen en forma prácticamente inversa al número de armónico $(2n-1)$, mientras que los coeficientes Ψ_{2n-1} son proporcionales a $B_{2n-1}/(2n-1)$.

Realizando el mismo procedimiento para las fases restantes se obtiene,

$$\psi_b(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \Psi_{2n-1} \cos \left((2n-1) \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right), \quad (2.20)$$

$$\psi_c(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \Psi_{2n-1} \cos \left((2n-1) \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right). \quad (2.21)$$

Luego, la fem inducida en las bobinas de cada fase se calcula como la derivada del flujo enlazado por el estator con respecto al tiempo,

$$e = \frac{d\psi}{dt} = \frac{d\psi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \varphi(\theta) \omega, \quad (2.22)$$

de donde la derivada del flujo con respecto a la posición para cada fase está dada por,

$$\begin{aligned} \varphi_a(\theta) &= \frac{d\psi_a(\theta)}{d\theta} = - \sum_{n=1}^{\infty} (2n-1) \Psi_{2n-1} \text{sen}((2n-1)\theta) \\ \varphi_b(\theta) &= \frac{d\psi_b(\theta)}{d\theta} = - \sum_{n=1}^{\infty} (2n-1) \Psi_{2n-1} \text{sen} \left((2n-1) \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ \varphi_c(\theta) &= \frac{d\psi_c(\theta)}{d\theta} = - \sum_{n=1}^{\infty} (2n-1) \Psi_{2n-1} \text{sen} \left((2n-1) \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right). \end{aligned} \quad (2.23)$$

Estas funciones son las que definen la forma de onda de la fem inducida en función de la posición θ , por lo tanto, las que caracterizan la máquina. A modo de ejemplo, en la Fig. 2.6(a) y Fig. 2.6(b) se muestran las formas de onda de la fem para dos configuraciones de imanes y cantidad de bobinas por fase diferentes.

La fem inducida en las bobinas del estator puede expresarse en variables $\alpha\beta 0$ a partir de (2.22) usando la transformación (2.2), obteniéndose,

$$\begin{aligned} e_\alpha &= \varphi_\alpha(\theta) \omega \\ e_\beta &= \varphi_\beta(\theta) \omega \\ e_0 &= \varphi_0(\theta) \omega, \end{aligned} \quad (2.24)$$

siendo,

$$\begin{aligned}
\varphi_\alpha(\theta) &= - \sum_{n=1}^{\infty} (2n-1) \Psi_{2n-1} \sqrt{\frac{2}{3}} \left[1 - \cos \left((2n-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right] \text{sen}((2n-1)\theta) \\
\varphi_\beta(\theta) &= - \sum_{n=1}^{\infty} (2n-1) \Psi_{2n-1} \sqrt{\frac{2}{3}} \left[-\sqrt{3} \text{sen} \left((2n-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right] \text{cos}((2n-1)\theta) \\
\varphi_0(\theta) &= - \sum_{n=1}^{\infty} (2n-1) \Psi_{2n-1} \frac{1}{\sqrt{6}} \left[1 + 2\text{cos} \left((2n-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right] \text{sen}((2n-1)\theta),
\end{aligned} \tag{2.25}$$

que puede expresarse como,

$$\begin{aligned}
\varphi_\alpha(\theta) &= - \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_{\alpha(2n-1)} \text{sen}((2n-1)\theta) \\
\varphi_\beta(\theta) &= \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_{\beta(2n-1)} \text{cos}((2n-1)\theta) \\
\varphi_0(\theta) &= - \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_{0(2n-1)} \text{sen}((2n-1)\theta),
\end{aligned} \tag{2.26}$$

con,

$$\begin{aligned}
\Phi_{\alpha(2n-1)} &= (2n-1) \Psi_{2n-1} \sqrt{\frac{2}{3}} \left[1 - \cos \left((2n-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
\Phi_{\beta(2n-1)} &= (2n-1) \Psi_{2n-1} \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\sqrt{3} \text{sen} \left((2n-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\
\Phi_{0(2n-1)} &= (2n-1) \Psi_{2n-1} \frac{1}{\sqrt{6}} \left[1 + 2\text{cos} \left((2n-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right],
\end{aligned} \tag{2.27}$$

las magnitudes de cada componente armónico. Nótese aquí que las funciones φ_α y φ_β no presentarán componentes armónicos de frecuencias múltiples de 3 veces la frecuencia fundamental, mientras que la función φ_0 solamente presentará componentes armónicos de frecuencias triples (tercer armónico y sus múltiplos).

Así, se ha obtenido una aproximación por series de Fourier para la forma de onda de la fem inducida, que depende de unos pocos parámetros de diseño, y que puede ser incluida en el modelo dinámico de la máquina presentado en la sección anterior.

Mediante estas aproximaciones también es posible calcular el par desarrollado por la máquina y analizar el *ripple* de par debido a las corrientes de excitación. A modo de ejemplo, en la Fig. 2.7 se muestra el par calculado para las formas de onda de $\varphi(\theta)$ mostradas en la Fig. 2.6, usando la expresión (2.9). El par mostrado en la Fig. 2.7(a) corresponde a la forma de onda mostrada en la Fig. 2.6(a), con corriente de excitación conmutada en seis pulsos, como si se tratase de una MCAIP trapezoidal ideal. A su vez, en la Fig. 2.7(b) se muestra el par

correspondiente a la forma de onda mostrada en la Fig. 2.6(b), con corriente de excitación sinusoidal, como si se tratase de una MCAIP sinusoidal ideal. En ambos casos puede apreciarse cierto *ripple* de par (6, 4 % en el primer caso y 2, 3 % en el segundo), debido a las formas de onda no ideales de fem inducida.

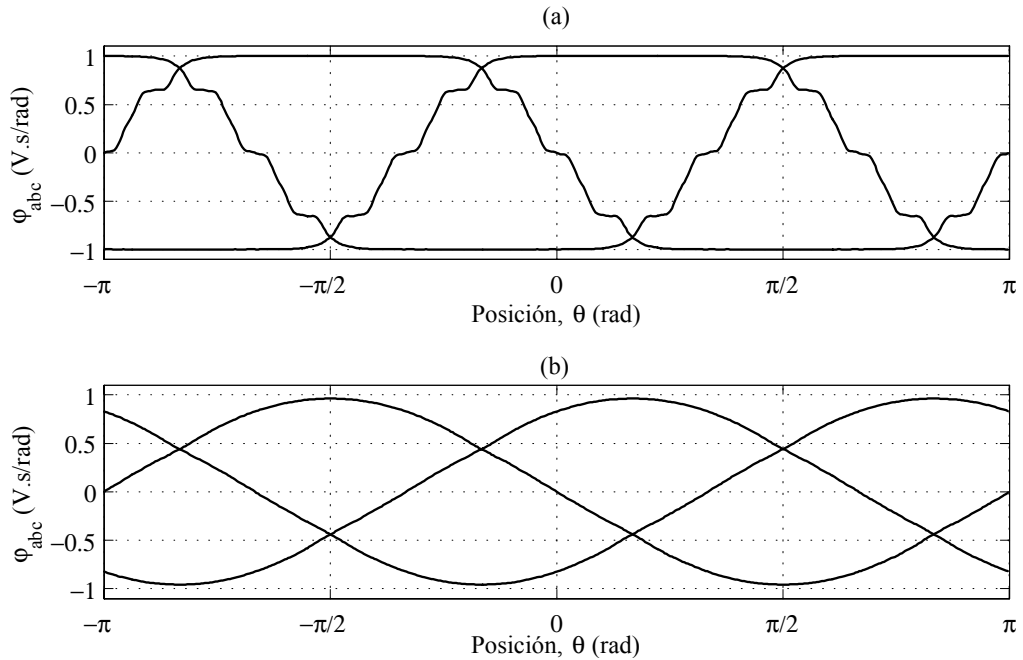


Fig. 2.6. Derivadas del flujo con respecto a la posición ($\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$), con $\gamma = 0.06, T_m = 170^\circ, N_c = 3$ (a), y $\gamma = 20000, T_m = 165^\circ, N_c = 7$ (b).

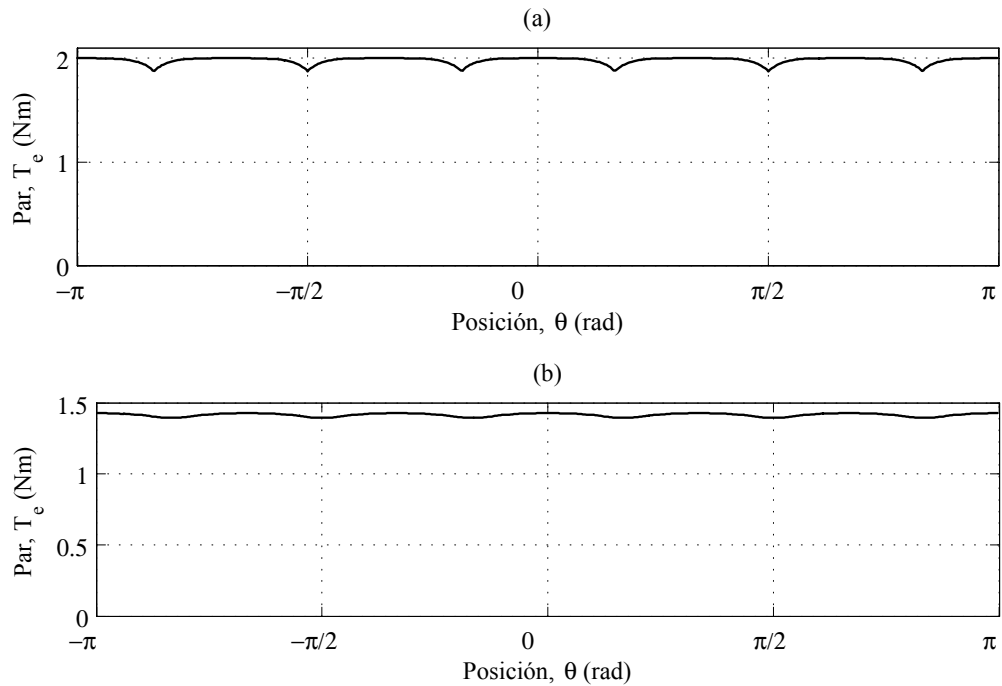


Fig. 2.7. Par electromagnético, con $\gamma = 0.06, T_m = 170^\circ, N_c = 3$ y corriente conmutada en seis pulsos (a), y $\gamma = 20000, T_m = 165^\circ, N_c = 7$ y corriente sinusoidal (b).

2.4 Control con mínimo *ripple* de par

En la práctica, las condiciones mencionadas en la sección 2.2, referentes a geometría y distribuciones de bobinados para MCAIP sinusoidales o trapezoidales ideales, son muy difíciles de conseguir. Por lo tanto, la excitación con corrientes sinusoidales o de seis pulsos no es suficiente para conseguir un control de par sin *ripple*. Esto hace necesario emplear algún método de control que permita anular, o al menos minimizar estas pulsaciones de par, para mejorar el desempeño del accionamiento, sobre todo a baja velocidad. Algunas de las técnicas de control que pueden emplearse fueron presentadas en la sección 1.2.3.

Las técnicas para minimizar las pulsaciones de par a partir de la regulación de las corrientes de excitación requieren generalmente de un inversor con un lazo de control de corriente con muy buena respuesta dinámica, capaz de imponer las corrientes necesarias en la máquina. Entre las estrategias de control con minimización de *ripple* de par empleando formas de onda de corriente programada, en [61] se propone una técnica que permite, además, minimizar las pérdidas en el cobre. En esta estrategia, las formas de onda de las corrientes de excitación se obtienen en base a la teoría de potencia activa y reactiva instantánea. Esta teoría, también llamada de potencia imaginaria, fue presentada por Akagi y colegas en 1983 [86]. Durante mucho tiempo se aplicó principalmente en el área de las redes eléctricas, tanto para la corrección del factor de potencia como para la corrección de armónicos, dado que permite controlar la potencia reactiva de una línea trifásica usando las mediciones instantáneas de tensión y corriente [87] [88]. Recientemente, esta teoría ha comenzado a emplearse en el control de generadores [89] y motores eléctricos [90].

Las potencias activa, p , y reactiva, q , instantáneas convertidas por la fem de una MCAIP pueden expresarse como [61] [91],

$$\begin{aligned} p &= e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \\ q &= e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha, \end{aligned} \tag{2.28}$$

donde p representa la potencia que se convierte de eléctrica en mecánica, y q representa un flujo de energía que circula entre las tres fases. De (2.28) es posible resolver para las corrientes de estator en función de las potencias instantáneas y la fem,

$$\begin{aligned} i_\alpha &= \frac{p e_\alpha - q e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} = \frac{p e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} - \frac{q e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \\ i_\beta &= \frac{p e_\beta + q e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} = \frac{p e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} + \frac{q e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2}. \end{aligned} \tag{2.29}$$

De aquí pueden definirse dos componentes para cada corriente de estator, una componente que depende únicamente de la potencia activa, llamada “corriente activa instantánea”, y definida como,

$$\begin{aligned} i_{p\alpha} &= \frac{p e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \\ i_{p\beta} &= \frac{p e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2}, \end{aligned} \quad (2.30)$$

y una componente que depende solamente de la potencia reactiva, llamada “corriente reactiva instantánea”,

$$\begin{aligned} i_{q\alpha} &= -\frac{q e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \\ i_{q\beta} &= \frac{q e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2}. \end{aligned} \quad (2.31)$$

Dado que únicamente la potencia activa instantánea es la que se convierte de eléctrica en mecánica, el par de la máquina depende únicamente de ella. Por lo tanto, de acuerdo con (2.30), es posible controlar instantáneamente el par de la máquina controlando la corriente activa instantánea.

Por otro lado, la potencia reactiva instantánea solamente produce circulación de energía entre las fases de la máquina, pero no contribuye a la generación de par. Esta energía produce mayor circulación de corriente que la necesaria causando mayores pérdidas en el cobre. Por ello, resulta beneficioso poder anular esta potencia reactiva, lo cual es posible anulando las componentes de corriente reactiva instantánea (2.31).

Por lo tanto, si se desea que la máquina entregue un par determinado, T_e^* , las potencias activa y reactiva instantáneas deben ser,

$$\begin{aligned} p^* &= T_e^* \omega \\ q^* &= 0, \end{aligned} \quad (2.32)$$

y las corrientes de excitación necesarias estarán dadas por,

$$\begin{aligned} i_\alpha^* &= \frac{T_e^* \omega e_\alpha}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \\ i_\beta^* &= \frac{T_e^* \omega e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2}. \end{aligned} \quad (2.33)$$

Teniendo en cuenta que la fem inducida está dada por (2.22), las corrientes de excitación

pueden expresarse como,

$$i_{\alpha}^* = \frac{T_e^* \varphi_{\alpha}}{\varphi_{\alpha}^2 + \varphi_{\beta}^2} \quad (2.34)$$

$$i_{\beta}^* = \frac{T_e^* \varphi_{\beta}}{\varphi_{\alpha}^2 + \varphi_{\beta}^2}.$$

La expresión (2.34) corresponde a las referencias de corriente que se deben dar al lazo de control de corriente del inversor que alimenta a la máquina. Para generar estas referencias las funciones φ pueden calcularse, conociendo ciertos parámetros de diseño, y usando el método presentado en la sección anterior. Para la implementación práctica, si no se conocen exactamente los parámetros de diseño, estas funciones pueden obtenerse experimentalmente y almacenarse en una tabla, o bien estimarse como se propone en los capítulos que siguen [75] [78]. A modo de ejemplo, en las figuras siguientes se muestran las formas de onda de las funciones φ_a obtenidas del modelo, y de las referencias de corriente i_a^* calculadas usando (2.34), correspondientes a la fase a de la máquina, para dos MCAIP con diferente forma de onda de fem inducida.

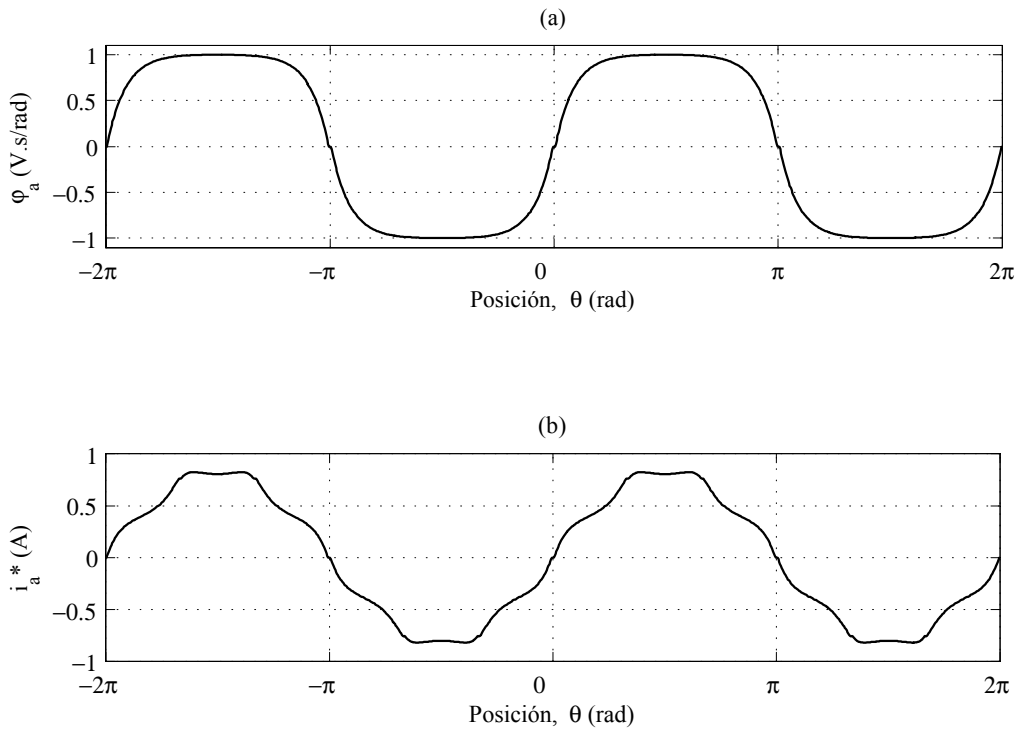


Fig. 2.8. Función φ_a para la fase a de la máquina (a); referencia de corriente para la fase a (b). Para $\gamma = 0.1655$, $T_m = 178^\circ$, $N_c = 1$.

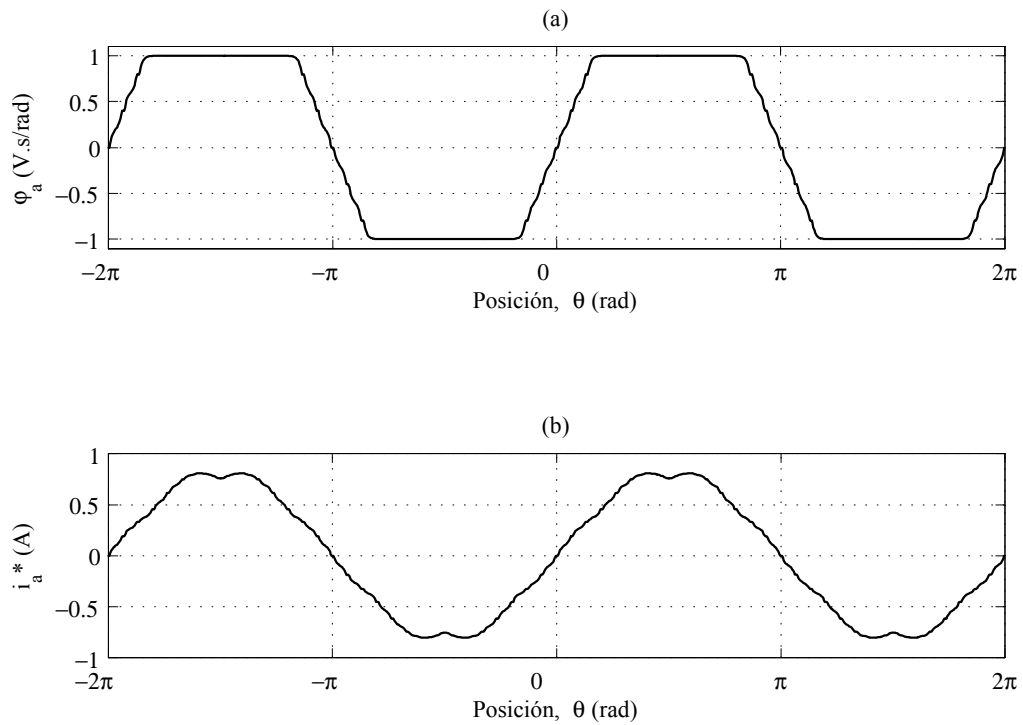


Fig. 2.9. Función φ_a para la fase a de la máquina (a); referencia de corriente para la fase a (b). Para $\gamma = 0.025$, $T_m = 178^\circ$, $N_c = 5$.

Como puede apreciarse, las corrientes de excitación necesarias para minimizar el *ripple* de par deben poseer diferentes componentes armónicos. El control preciso de la forma de onda de estas corrientes es sumamente importante, ya que si los componentes armónicos no son los correctos, no sólo no se reducirá el *ripple* de par, sino que en algún caso puede llegar a aumentarse, al multiplicarse con el componente fundamental de la fem. Dado que la frecuencia de estos componentes se incrementa con la velocidad de la máquina, para la implementación práctica de esta estrategia, al igual que otras estrategias donde se controla la corriente de excitación, se requiere de controladores de corrientes muy rápidos [92].

Los controladores PI usuales, normalmente, no poseen ancho de banda suficiente para cubrir el rango de frecuencias necesario. En los accionamientos convencionales se emplean controladores PI sincrónicos [93], donde el control de corriente se realiza en un referencial sincrónico con la velocidad del rotor (Fig. 2.10). En este referencial, las corrientes sinusoidales de frecuencia fundamental resultan constantes. Sin embargo, cuando las corrientes no son sinusoidales, los componentes de frecuencia diferente a la fundamental aún resultan variables. Por lo tanto, si bien se asegura un correcto control del componente fundamental, no sucede lo mismo con los componentes de mayor frecuencia, cuando la forma de onda de corriente no es sinusoidal. Se han propuesto diferentes técnicas para solucionar este inconveniente y mejorar

el desempeño del control de las corrientes de excitación [11] [94] [95] [96] [97]. Por ejemplo, en [96] se propone un estimador/regulador de corriente síncrono, usando múltiples marcos de referencia. Sin embargo, la implementación de este dispositivo requiere de un regulador y un estimador por cada componente armónico que se quiera controlar. Otras estrategias emplean controles de corriente de banda muerta, con compensación *feedforward* de las perturbaciones de alta frecuencia [11] [97].

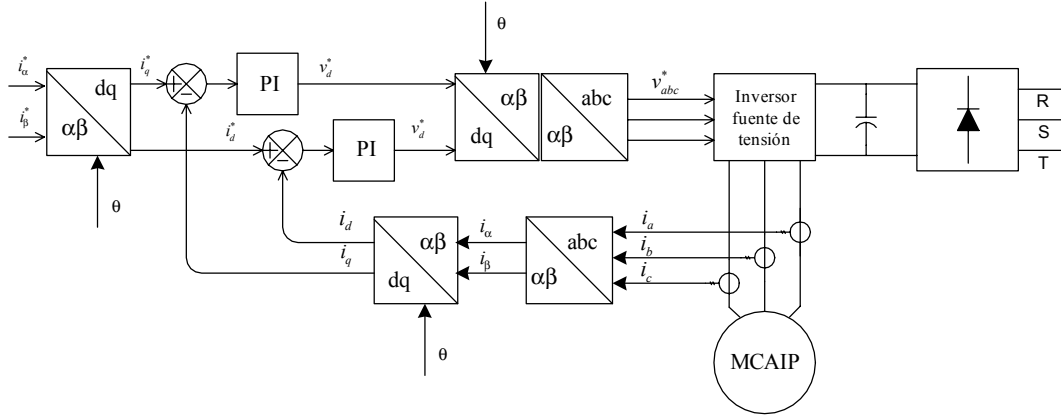


Fig. 2.10. Control de corriente usando controladores PI en un referencial síncrono con la velocidad del rotor.

El objetivo de los reguladores de corriente síncronos, al igual que los que emplean múltiples marcos de referencia, es que las corrientes a controlar sean constantes o lentamente variantes, para obtener una buena regulación de los controladores PI. A su vez, cuando se controlan MCAIP sinusoidales en un marco de referencia orientado sobre el flujo del rotor, la corriente en cuadratura se emplea directamente para controlar el par de la máquina, mientras que la componente directa es anulada.

Siguiendo estas ideas, en este trabajo se propone una nueva forma de implementar el control de las corrientes de excitación, que consiste en emplear un cambio de variables,

$$\begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} = \mathbf{K} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad (2.35)$$

de tal manera que la corriente i_γ sea nula, y el par de la máquina pueda controlarse actuando únicamente sobre la componente i_δ , siendo i_α e i_β las corrientes necesarias para minimizar el *ripple* de par, en un marco de referencia estacionario. Observando (2.34) puede apreciarse que si se multiplica i_α^* por φ_β e i_β^* por $-\varphi_\alpha$ se obtiene

$$i_\alpha^* \varphi_\beta - i_\beta^* \varphi_\alpha = \frac{T_e^* \varphi_\alpha}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2} \varphi_\beta - \frac{T_e^* \varphi_\beta}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2} \varphi_\alpha = 0, \quad (2.36)$$

y si se multiplica i_α^* por φ_α e i_β^* por φ_β se obtiene

$$i_\alpha^* \varphi_\alpha + i_\beta^* \varphi_\beta = \frac{T_e^* \varphi_\alpha}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2} \varphi_\alpha + \frac{T_e^* \varphi_\beta}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2} \varphi_\beta = T_e^*. \quad (2.37)$$

Por lo tanto, la matriz de transformación,

$$\mathbf{K} = \frac{1}{\Phi_1} \begin{bmatrix} \varphi_\beta & -\varphi_\alpha \\ \varphi_\alpha & \varphi_\beta \end{bmatrix}, \quad (2.38)$$

con $\Phi_1 = cte$ (magnitud de la componente fundamental de φ), permite lograr el objetivo propuesto, ya que en estas nuevas variables las corrientes necesarias para minimizar el *ripple* de par de la máquina son

$$\begin{aligned} i_\gamma^* &= 0 \\ i_\delta^* &= \frac{T_e^*}{\Phi_1}, \end{aligned} \quad (2.39)$$

y la transformación inversa está dada por

$$\mathbf{K}^{-1} = \Phi_1 \frac{1}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2} \begin{bmatrix} \varphi_\beta & \varphi_\alpha \\ -\varphi_\alpha & \varphi_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.40)$$

Como puede apreciarse, en estas nuevas variables las corrientes a inyectar son constantes, sin componentes armónicos, por lo que el controlador de corriente a emplear no tiene grandes requerimientos en cuanto al ancho de banda. Además, en estas variables el control con mínimo *ripple* de par se asemeja al control vectorial en referencial sincrónico, donde la componente de eje directo es nula y la componente en cuadratura es directamente proporcional al par de la máquina. Nótese la analogía entre la corriente i_γ y la corriente reactiva instantánea, y entre i_δ y la corriente activa instantánea.

Con ello, el control con mínimo *ripple* de par propuesto puede implementarse como se muestra en la Fig. 2.11.

Para demostrar las ventajas de la estrategia de control de corriente propuesta, en la Fig. 2.12 se muestra la norma del error de corriente ($\|\varepsilon_i\| = \sqrt{(i_\alpha^* - i_\alpha)^2 + (i_\beta^* - i_\beta)^2}$) para el control de corriente implementado usando compensadores PI convencionales, en variables $\alpha\beta$ (Fig. 2.12(a)), para el control de corriente usando compensadores PI sincrónicos (Fig. 2.12(b)), y para el control de corriente propuesto (Fig. 2.12(c)). Para los tres casos se usó el mismo ajuste de los controladores PI. La condición de operación simulada corresponde a una MCAIP con fem inducida prácticamente trapezoidal que se lleva desde el reposo hasta 500 *r/min* en vacío, y al cabo de 4 s se le aplica par de carga en su eje. En la Fig. 2.13 se puede apreciar el valor absoluto del error de par ($|\varepsilon_T| = |T_e^* - T_e|$), para los tres tipos de control de corriente y

las mismas condiciones de operación. En estas figuras se pueden comprobar las ventajas que presenta el control de corriente propuesto, frente a las propuestas convencionales. Estas ventajas son aún más notables cuando aumenta la velocidad de la máquina, esto es, cuando aumenta la frecuencia de los componentes armónicos.

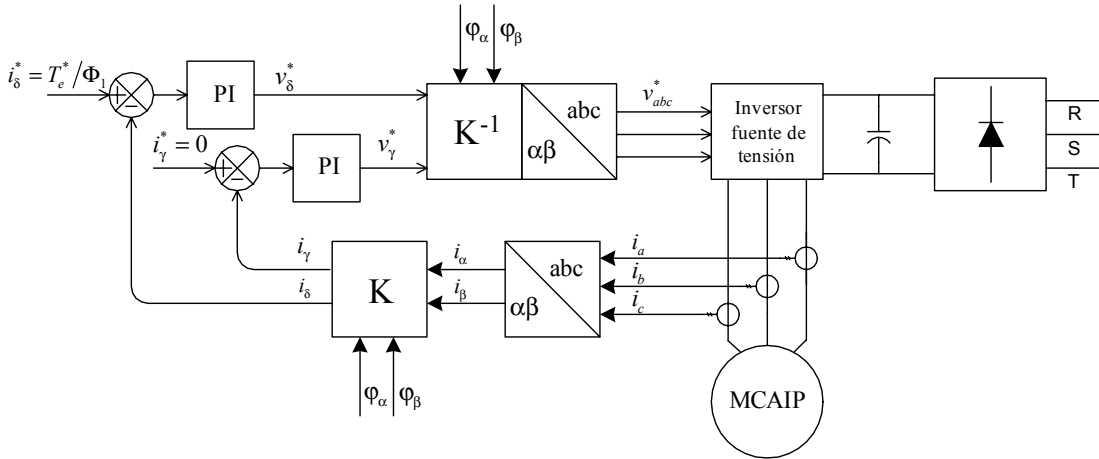


Fig. 2.11. Control de corriente propuesto.

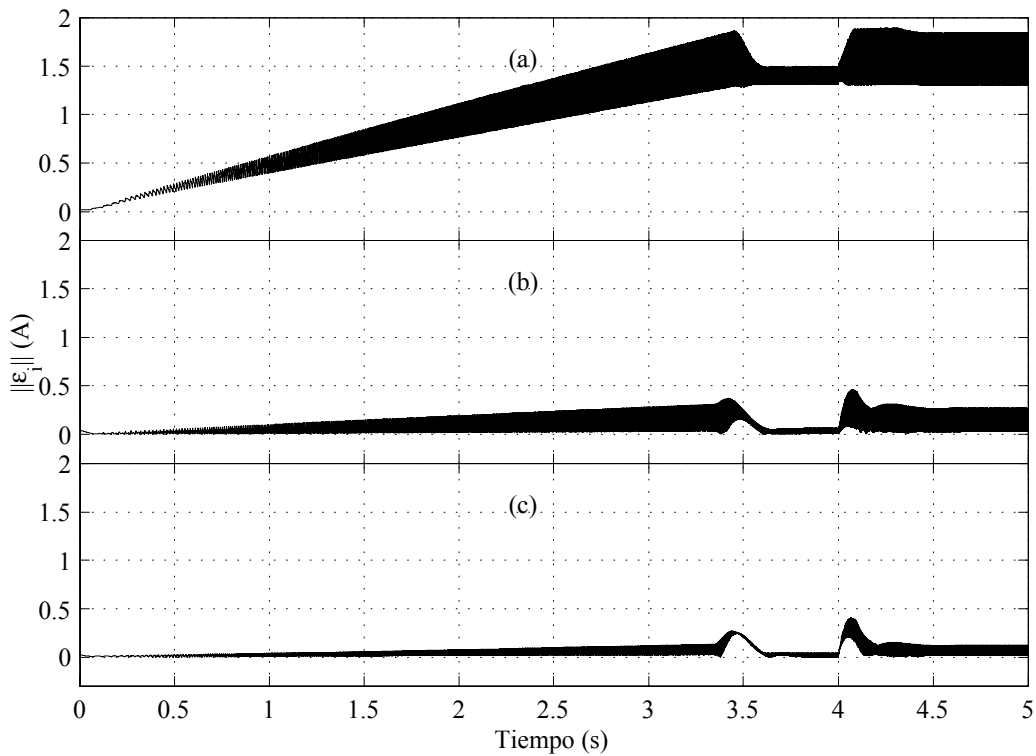


Fig. 2.12. Norma del error de control de corriente para: control de corriente en variables $\alpha\beta$ (a); control de corriente en referencial sincrónico (b); control de corriente propuesto (c). Resultados de simulación.

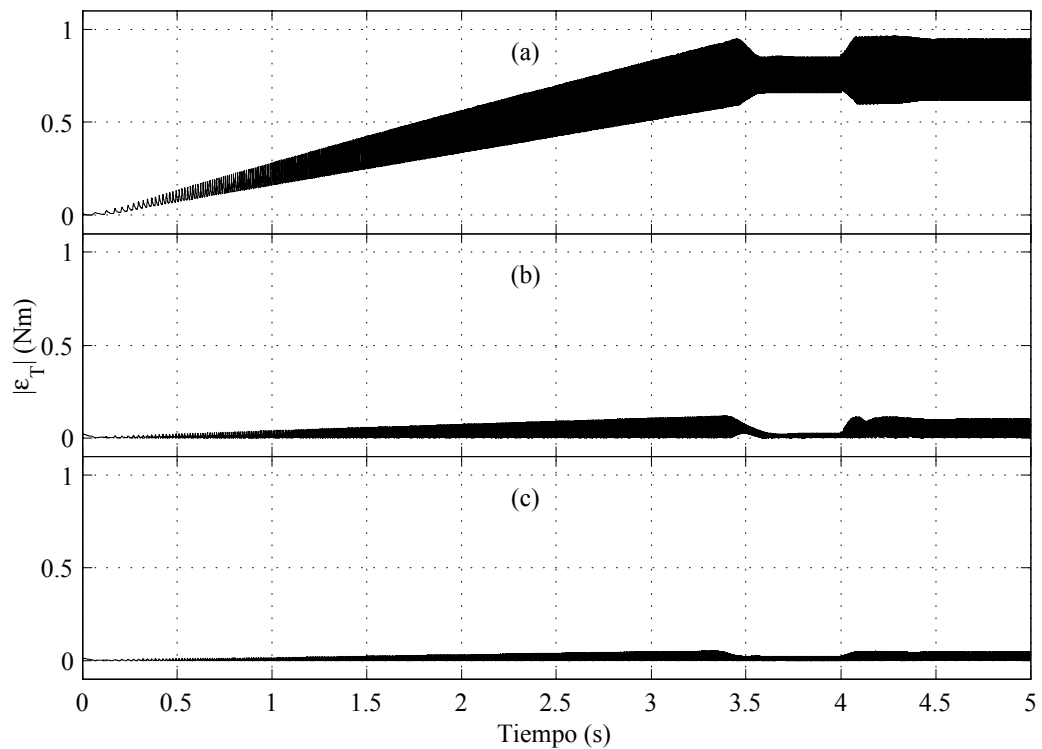


Fig. 2.13. Error de control de par para: control de corriente en variables $\alpha\beta$ (a); control de corriente en referencial sincrónico (b); control de corriente propuesto (c). Resultados de simulación.

Otra ventaja que presenta la estrategia de control de corriente propuesta es en cuanto a su implementación en un controlador digital (microcontrolador o DSP). Para implementarla es necesario calcular las dos transformaciones mostradas en la Fig. 2.11, donde las funciones φ pueden obtenerse mediante una tabla en función de la posición del rotor, además del cálculo de los controladores PI. En cambio, para implementar, por ejemplo, el control de corriente usando controladores PI sincrónicos es necesario calcular las referencias de corriente usando (2.34), y luego realizar tres cambios de variables, como se muestra en la Fig. 2.10.

Cuando la aplicación del accionamiento lo requiera, el desempeño del control de corriente propuesto puede mejorarse compensando algunas perturbaciones, tales como el error producido por el tiempo de muestreo o el tiempo muerto en la conmutación de las llaves, como se propone en [97].

2.5 Conclusiones

En este capítulo se presentó un modelo dinámico para MCAIP válido para máquinas con forma de onda de fem inducida sinusoidal, trapezoidal y arbitraria. Para incluir diferentes formas de onda de fem inducida en el modelo se utilizó una aproximación por series de Fourier de la función de distribución de densidad de flujo. Esta función se obtuvo empleando una aproximación empírica, que permite tener en cuenta diferentes características de los imanes al igual que diferentes tipos de magnetización. A partir de ella se obtuvieron las expresiones para la fem inducida en función de la posición.

Se describió también una estrategia de control de par con minimización de *ripple*, presentada anteriormente en [61], que se basa en la teoría de potencia activa y reactiva instantánea. Para mejorar el desempeño de esta estrategia se propuso una nueva forma de implementar el control de las corrientes de excitación, usando un cambio de variables. De esta manera, el control de una MCAIP, cualquiera sea la forma de onda de su fem inducida, puede realizarse de manera análoga a un control vectorial, donde se controla el par con la corriente en cuadratura y se anula la corriente directa.

Las ventajas de la estrategia de control de corriente propuesta fueron demostradas mediante resultados de simulación, donde se comparó su desempeño con el de técnicas convencionales. Con ello se comprobó que el control de corriente propuesto mejora el desempeño del control de par con mínimo *ripple*, principalmente cuando la velocidad de la máquina es elevada.

Capítulo 3

Estimación de fem usando Series de Fourier

3.1 Introducción

Para implementar diferentes estrategias de control de MCAIP es necesario conocer la posición instantánea del rotor de la máquina con el fin de generar las corrientes de excitación correspondientes. En particular, en la estrategia de control presentada en el capítulo anterior, donde se propone minimizar el *ripple* de par, la posición del rotor también se utiliza para determinar los valores de las componentes de la derivada del flujo con respecto a la posición, las que se emplean para calcular las referencias de las corrientes de excitación [61]. Sin embargo, para la implementación de esta estrategia es suficiente con el conocimiento del valor instantáneo de las derivadas del flujo con respecto a la posición, o lo que es equivalente, con el conocimiento de la fem inducida y la velocidad.

Como se mencionó anteriormente, los sensores de posición o de flujo presentan varios inconvenientes y son, en general, de alto costo. Para evitar el uso de estos sensores se han empleado, entre otras técnicas, observadores basados en modelos de máquinas con fem inducida sinusoidal. Sin embargo, cuando la forma de onda de fem inducida no es sinusoidal, estas estrategias presentan un error en la posición estimada que se traduce en un *ripple* de par que puede resultar inaceptable para algunas aplicaciones.

En este capítulo se propone un observador que permite estimar la fem inducida y la velocidad del rotor, considerando que la forma de onda de fem inducida puede ser no sinusoidal. Para ello, el observador propuesto incluye el modelo del motor usando series de Fourier para aproximar la forma de onda de la fem [73] [74] [75]. Este observador permite implementar una estrategia de control de velocidad sin sensores mecánicos, con mínimo *ripple* de par, usando las variables estimadas para cerrar los lazos de control, como se muestra en la Fig. 3.1. La principal ventaja de este esquema radica en que la inclusión de un observador que modela de manera más apropiada la fem inducida disminuye considerablemente el *ripple* de par producido por la propagación del error en la estimación de la posición.

Este capítulo está organizado de la siguiente manera. En primer lugar se presenta el desarrollo del observador propuesto y se analizan algunos aspectos relativos a la implementación del mismo. Se presenta además, un análisis de la convergencia del observador basado en el método de Lyapunov.

A continuación se presentan resultados de simulación que muestran el desempeño del observador para una máquina de imanes permanentes de flujo axial, cuya forma de onda de fem no es ni sinusoidal ni trapezoidal. Los resultados de simulación incluyen la verificación de la convergencia del observador para diferentes valores de ganancia. Se presentan, además, resultados de simulación del sistema de control con minimización de *ripple* de par, empleando el observador propuesto, para diferentes condiciones de operación de la máquina.

Finalmente, se muestran resultados obtenidos mediante un prototipo experimental, utilizando el observador propuesto para estimar la fem y la velocidad de un motor de imanes permanentes de flujo axial. Se incluyen resultados del comportamiento del observador, como también del sistema de control sin sensor mecánico.

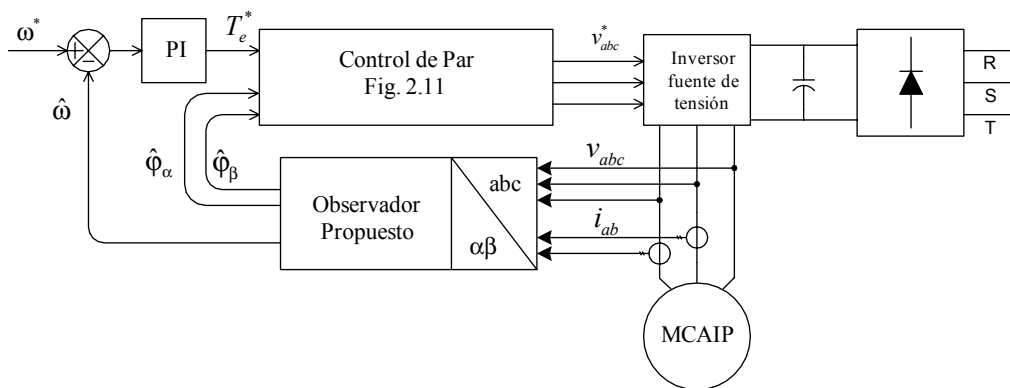


Fig. 3.1. Control de velocidad sin sensor mecánico de posición.

3.2 Observador de fem y velocidad

En la literatura existen diferentes propuestas para estimar la fem inducida y la velocidad de MCAIP usando observadores de estado (ver sección 1.2). Por ejemplo, en [51] [52] se propone estimar la fem suponiendo que ésta es lentamente variante, por lo que el observador se construye usando únicamente el término de corrección. Debido a la aproximación realizada en el modelo de la fem inducida, estos observadores presentan un error en régimen permanente y, además, son sensibles a la variación de parámetros. Si bien en la estimación de fem no se hace ninguna suposición respecto de la forma de onda de la misma, para el cálculo de velocidad se emplea un método adaptivo, el cual se basa en un modelo de fem inducida sinusoidal, lo que limita su aplicación a este tipo de máquinas únicamente.

En otras propuestas se utilizan estimadores estocásticos para conocer la posición y la velocidad de la MCAIP. Para ello se realiza la linealización del modelo alrededor del punto de operación, y como estimador se emplea el Filtro de Kalman Extendido, lo cual no garantiza

la convergencia de la estimación de posición y velocidad. Por otro lado, en estas propuestas también se supone fem sinusoidal, por lo que la aplicación de esta estrategia se ve limitada a este tipo de MCAIP.

En [47] [48] se propone el uso de observadores de Luenberger no lineales, empleando un modelo de MCAIP con fem inducida sinusoidal. Para estas máquinas, estos observadores presentan convergencia asintótica a los valores reales, siempre que los parámetros sean conocidos. Sin embargo, cuando la forma de onda de fem inducida no es sinusoidal el error de estimación no converge a cero debido al error en el modelo, producido al considerar fem inducida sinusoidal.

En general, todos estos errores en la estimación de fem y velocidad se traducen, además, en un *ripple* en la velocidad estimada, que al ser realimentada en el lazo de control producirá un aumento del *ripple* de par de la máquina.

La propuesta aquí consiste en estimar la fem inducida de manera similar a lo presentado en [49] y [50]. La innovación de la presente propuesta consiste en que para el desarrollo del observador no se restringe el modelo a las máquinas con fem sinusoidal [73] [74] [75]. El modelo empleado es el propuesto en el capítulo 2, donde la forma de onda de la fem puede ser arbitraria. A partir de la fem estimada, obtenida midiendo únicamente las corrientes y tensiones a bornes del motor, se obtienen luego la estima de la velocidad del rotor y las estimas de las derivadas del flujo con respecto a la posición.

Básicamente, un observador de tipo identidad incluye una copia de la dinámica del sistema cuyas variables se desean estimar. Debido a que no siempre se conoce exactamente el modelo de la planta ni las condiciones iniciales de los estados (éstos no se miden en su totalidad), normalmente se incluye un término de corrección, usando generalmente la diferencia entre la salida real (valor medido, función de los estados) y la estimada. Esta corrección permite mejorar la convergencia de las variables estimadas a las reales [98].

Así, si se desea estimar la fem inducida, es necesario partir de un modelo lo más exacto posible. Teniendo en cuenta que la fem inducida está dada por (2.6),

$$\begin{aligned} e_\alpha &= \varphi_\alpha(\theta) \omega \\ e_\beta &= \varphi_\beta(\theta) \omega \\ e_0 &= \varphi_0(\theta) \omega, \end{aligned} \tag{3.1}$$

para diseñar el observador se realiza la derivada de las componentes $\alpha\beta$ de la fem inducida con

respecto al tiempo, obteniéndose,

$$\begin{aligned}\frac{de_\alpha}{dt} &= \frac{d\varphi_\alpha}{dt}\omega + \varphi_\alpha \frac{d\omega}{dt} \\ \frac{de_\beta}{dt} &= \frac{d\varphi_\beta}{dt}\omega + \varphi_\beta \frac{d\omega}{dt}.\end{aligned}\tag{3.2}$$

No se incluye aquí la componente “0” debido a que su estimación no es necesaria para obtener la estima de la velocidad, ni para implementar la estrategia de control propuesta.

Dada (3.2), se propone el siguiente observador de fem,

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} &= \frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt}\hat{\omega} + \hat{\varphi}_\alpha \frac{d\hat{\omega}}{dt} + g(y_\alpha - \hat{y}_\alpha) \\ \frac{d\hat{e}_\beta}{dt} &= \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt}\hat{\omega} + \hat{\varphi}_\beta \frac{d\hat{\omega}}{dt} + g(y_\beta - \hat{y}_\beta),\end{aligned}\tag{3.3}$$

donde el término de corrección $y_i - \hat{y}_i$ (siendo $i = \alpha, \beta$) representa el error entre la salida del sistema evaluada en las variables reales y la salida evaluada en las variables estimadas. Esta salida del sistema se elige de tal manera que cuando el error de estimación sea cero, el error ($y_i - \hat{y}_i$) también sea nulo. En este caso, de la expresión de la dinámica eléctrica de la máquina (2.3), puede tomarse,

$$\begin{aligned}y_\alpha &= -L \frac{di_\alpha}{dt} = Ri_\alpha + e_\alpha - v_\alpha \\ y_\beta &= -L \frac{di_\beta}{dt} = Ri_\beta + e_\beta - v_\beta.\end{aligned}\tag{3.4}$$

Por lo tanto, si v e i son medidas, y los parámetros del motor R y L son conocidos, las salidas evaluadas en las variables estimadas están dadas por,

$$\begin{aligned}\hat{y}_\alpha &= -L \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = Ri_\alpha + \hat{e}_\alpha - v_\alpha \\ \hat{y}_\beta &= -L \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = Ri_\beta + \hat{e}_\beta - v_\beta,\end{aligned}\tag{3.5}$$

y por lo tanto, el término de corrección resulta,

$$\begin{aligned}y_\alpha - \hat{y}_\alpha &= -L \frac{di_\alpha}{dt} + L \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = (Ri_\alpha + e_\alpha - v_\alpha) - (Ri_\alpha + \hat{e}_\alpha - v_\alpha) = e_\alpha - \hat{e}_\alpha \\ y_\beta - \hat{y}_\beta &= -L \frac{di_\beta}{dt} + L \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = (Ri_\beta + e_\beta - v_\beta) - (Ri_\beta + \hat{e}_\beta - v_\beta) = e_\beta - \hat{e}_\beta,\end{aligned}\tag{3.6}$$

es decir, proporcional al error de estimación de fem, que es la variable que se pretende estimar. Esto justifica la elección del término de corrección función de las derivadas de las corrientes reales y estimadas.

Con ello, el observador de fem inducida propuesto resulta,

$$\begin{aligned}\frac{d\widehat{e}_\alpha}{dt} &= \frac{d\widehat{\varphi}_\alpha}{dt}\widehat{\omega} + \widehat{\varphi}_\alpha \frac{d\widehat{\omega}}{dt} + g \left(L \frac{d\widehat{i}_\alpha}{dt} - L \frac{di_\alpha}{dt} \right) \\ \frac{d\widehat{e}_\beta}{dt} &= \frac{d\widehat{\varphi}_\beta}{dt}\widehat{\omega} + \widehat{\varphi}_\beta \frac{d\widehat{\omega}}{dt} + g \left(L \frac{d\widehat{i}_\beta}{dt} - L \frac{di_\beta}{dt} \right),\end{aligned}\tag{3.7}$$

empleando como término de corrección el error entre las derivadas de las corrientes reales y estimadas.

Para el cálculo de este término de corrección, las derivadas de las corrientes estimadas se obtienen según (3.5). Sin embargo, el cálculo de las derivadas de las corrientes medidas puede introducir errores en la estimación. Esto se debe a que realizar derivadas de mediciones puede amplificar el ruido presente en la medición, más aún cuando la máquina es alimentada mediante un inversor. En este caso, las corrientes medidas presentan un alto *ripple*, producido por la conmutación de las llaves del inversor. Por este motivo, para evitar los errores introducidos al derivar una medida contaminada con señales espúreas de alta frecuencia, se propone representar el observador introduciendo el siguiente cambio de variables,

$$\begin{aligned}\zeta_\alpha &= \widehat{e}_\alpha + gLi_\alpha \\ \zeta_\beta &= \widehat{e}_\beta + gLi_\beta,\end{aligned}\tag{3.8}$$

siendo ζ_α y ζ_β variables auxiliares.

Derivando (3.8) con respecto al tiempo,

$$\begin{aligned}\frac{d\zeta_\alpha}{dt} &= \frac{d\widehat{e}_\alpha}{dt} + gL \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{d\zeta_\beta}{dt} &= \frac{d\widehat{e}_\beta}{dt} + gL \frac{di_\beta}{dt},\end{aligned}\tag{3.9}$$

y substituyendo de (3.7),

$$\begin{aligned}\frac{d\zeta_\alpha}{dt} &= \frac{d\widehat{\varphi}_\alpha}{dt}\widehat{\omega} + \widehat{\varphi}_\alpha \frac{d\widehat{\omega}}{dt} + gL \frac{d\widehat{i}_\alpha}{dt} \\ \frac{d\zeta_\beta}{dt} &= \frac{d\widehat{\varphi}_\beta}{dt}\widehat{\omega} + \widehat{\varphi}_\beta \frac{d\widehat{\omega}}{dt} + gL \frac{d\widehat{i}_\beta}{dt}.\end{aligned}\tag{3.10}$$

Para implementar este observador es necesario calcular la derivada de la velocidad estimada con respecto al tiempo ($d\widehat{\omega}/dt$), denominada aquí \widehat{a} . Ésta puede obtenerse de la ecuación de la dinámica mecánica de la máquina (2.4),

$$\widehat{a} = \frac{d\widehat{\omega}}{dt} = \frac{1}{J} (\widehat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \widehat{\varphi}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} \widehat{\omega},\tag{3.11}$$

y la estima de la velocidad de la máquina puede hallarse teniendo en cuenta (3.1), de donde se puede calcular,

$$e_\alpha^2 + e_\beta^2 = \omega^2 (\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2), \quad (3.12)$$

entonces,

$$\hat{\omega} = \sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}}. \quad (3.13)$$

Introduciendo (3.5), (3.11) y (3.13), el observador propuesto resulta,

$$\frac{d\zeta_\alpha}{dt} = \frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt} \sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J} \hat{\varphi}_\alpha (\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} \hat{e}_\alpha + g (-Ri_\alpha - \hat{e}_\alpha + v_\alpha) \quad (3.14)$$

$$\frac{d\zeta_\beta}{dt} = \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt} \sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J} \hat{\varphi}_\beta (\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} \hat{e}_\beta + g (-Ri_\beta - \hat{e}_\beta + v_\beta).$$

Luego, la fem inducida puede obtenerse a partir de (3.8),

$$\begin{aligned} \hat{e}_\alpha &= \zeta_\alpha - gLi_\alpha \\ \hat{e}_\beta &= \zeta_\beta - gLi_\beta. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Hasta el momento, en el desarrollo del observador no se han hecho restricciones respecto de la forma de onda que debe tener la fem inducida de la máquina. Para que el observador propuesto pueda aplicarse a máquinas con forma de onda de fem inducida arbitraria, se emplea el modelo presentado en el capítulo 2. En este modelo, las componentes $\alpha\beta$ de las derivadas del flujo con respecto a la posición pueden representarse por series de Fourier de la siguiente manera,

$$\begin{aligned} \varphi_\alpha(\theta) &= \sum_{n=1}^{\infty} -\Phi_{(2n-1)} \text{sen}((2n-1)\theta) \\ \varphi_\beta(\theta) &= \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_{(2n-1)} \cos((2n-1)\theta). \end{aligned} \quad (3.16)$$

Estas funciones pueden incluirse en el observador evaluando (3.16) en la posición del rotor estimada, la cual debe calcularse a partir de las variables estimadas. Cuando el motor posee fem inducida sinusoidal, ésto es posible mediante la función arcotangente,

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{-e_\alpha}{e_\beta} \right). \quad (3.17)$$

Sin embargo, cuando la forma de onda de fem posee varios componentes armónicos esta relación

no es cierta. De todas maneras, la posición del rotor siempre puede encontrarse mediante el componente fundamental de la fem inducida, a partir de la relación,

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{-e_{\alpha 1}}{e_{\beta 1}} \right), \quad (3.18)$$

siendo $e_{\alpha 1}, e_{\beta 1}$ los componentes fundamentales de las formas de onda de fem inducida.

Estos componentes fundamentales pueden obtenerse eliminando los componentes armónicos de la manera propuesta en [99]. Los componentes armónicos se pueden calcular en cada instante de muestreo (k) a partir de la aproximación por series de Fourier (3.16), evaluada en una aproximación de la posición actual $\tilde{\theta}_{(k)}$, y suponiendo que la velocidad del rotor no cambia en el tiempo de muestreo considerado, es decir,

$$\begin{aligned} \tilde{e}_{\alpha h(k)} &= \varphi_{\alpha}(\tilde{\theta}_{(k)}) \hat{\omega}_{(k-1)} = \hat{\omega}_{(k-1)} \sum_{n=2}^{\infty} -\Phi_{(2n-1)} \text{sen} \left((2n-1) \tilde{\theta}_{(k)} \right) \\ \tilde{e}_{\beta h(k)} &= \varphi_{\beta}(\tilde{\theta}_{(k)}) \hat{\omega}_{(k-1)} = \hat{\omega}_{(k-1)} \sum_{n=2}^{\infty} \Phi_{(2n-1)} \text{cos} \left((2n-1) \tilde{\theta}_{(k)} \right), \end{aligned} \quad (3.19)$$

donde $\tilde{e}_{\alpha h(k)}, \tilde{e}_{\beta h(k)}$ son los componentes armónicos de la fem estimada (nótese que la sumatoria se toma a partir de $n = 2$).

La aproximación de la posición actual se obtiene considerando que en una iteración, la velocidad puede aproximarse por

$$\tilde{\omega} = \frac{\theta_{(k)} - \theta_{(k-1)}}{T_s}, \quad (3.20)$$

por lo tanto,

$$\tilde{\theta}_{(k)} = \hat{\theta}_{(k-1)} + \hat{\omega}_{(k-1)} T_s. \quad (3.21)$$

Así, los componentes fundamentales de la fem inducida pueden obtenerse sustrayendo los componentes armónicos (3.19), de la fem estimada obtenida mediante el observador (3.15),

$$\begin{aligned} \hat{e}_{\alpha 1} &= \hat{e}_{\alpha} - \tilde{e}_{\alpha h(k)} \\ \hat{e}_{\beta 1} &= \hat{e}_{\beta} - \tilde{e}_{\beta h(k)}, \end{aligned} \quad (3.22)$$

y la nueva posición estimada puede calcularse usando la función arcotangente, al igual que en el caso sinusoidal,

$$\hat{\theta} = \tan^{-1} \left(\frac{-\hat{e}_{\alpha 1}}{\hat{e}_{\beta 1}} \right). \quad (3.23)$$

Con ello, las estimas de las derivadas del flujo con respecto a la posición pueden obte-

nerse evaluando (3.16) en la posición estimada,

$$\begin{aligned}\widehat{\varphi}_\alpha(\widehat{\theta}) &= \sum_{n=1}^{\infty} -\Phi_{(2n-1)} \text{sen} \left((2n-1) \widehat{\theta} \right) \\ \widehat{\varphi}_\beta(\widehat{\theta}) &= \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_{(2n-1)} \text{cos} \left((2n-1) \widehat{\theta} \right).\end{aligned}\tag{3.24}$$

De la misma manera, expresando,

$$\begin{aligned}\frac{d\varphi_\alpha}{dt} &= \frac{\partial \varphi_\alpha}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} = \frac{\partial \varphi_\alpha}{\partial \theta} \omega \\ \frac{d\varphi_\beta}{dt} &= \frac{\partial \varphi_\beta}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} = \frac{\partial \varphi_\beta}{\partial \theta} \omega,\end{aligned}\tag{3.25}$$

las estimas de estas funciones pueden obtenerse de,

$$\begin{aligned}\frac{d\widehat{\varphi}_\alpha}{dt} &= \frac{\partial \varphi_\alpha(\widehat{\theta})}{\partial \widehat{\theta}} \widehat{\omega} = \widehat{\omega} \sum_{n=1}^{\infty} - (2n-1) \Phi_{(2n-1)} \text{cos} \left((2n-1) \widehat{\theta} \right) \\ \frac{d\widehat{\varphi}_\beta}{dt} &= \frac{\partial \varphi_\beta(\widehat{\theta})}{\partial \widehat{\theta}} \widehat{\omega} = \widehat{\omega} \sum_{n=1}^{\infty} - (2n-1) \Phi_{(2n-1)} \text{sen} \left((2n-1) \widehat{\theta} \right).\end{aligned}\tag{3.26}$$

Con lo cual se completa el desarrollo del observador propuesto, aplicable a MCAIP con forma de onda de fem inducida arbitraria, que puede implementarse como se resume a continuación.

3.2.1 Aspectos de Implementación

Para implementar el observador propuesto en este capítulo es necesario realizar la integración en tiempo real de las ecuaciones diferenciales (3.14), y calcular las relaciones algebraicas (3.13), (3.15), (3.19), (3.21), (3.22), (3.23), (3.24), y (3.26).

El observador propuesto presenta los mismos problemas de indistinguibilidad que otros observadores que emplean como término de corrección las corrientes o sus derivadas [48]. Este problema se manifiesta en que no es posible distinguir cuando el rotor se encuentra en la posición θ a una velocidad ω , de cuando se encuentra en $\theta + \pi$ a una velocidad $-\omega$, debido a que la fem es igual para ambos estados.

Para solucionar este inconveniente, en la implementación del observador se emplea la técnica propuesta en [40], donde el signo de la velocidad se halla a partir del signo de la derivada de la posición con respecto al tiempo, realizada en forma discreta,

$$\text{sign}(\widehat{\omega}) = \text{sign} \left(\frac{d\widehat{\theta}}{dt} \right) \approx \text{sign} \left(\frac{\widehat{\theta}_{(k)} - \widehat{\theta}_{(k-1)}}{T_s} \right).\tag{3.27}$$

Así, cuando este signo es diferente del signo de la velocidad estimada se cambia el signo de la misma y se suma π a la posición estimada.

Otro aspecto importante para la implementación es el cálculo de las funciones que son aproximadas por series de Fourier. Si bien para el desarrollo del observador estas series se consideran infinitas, en la implementación es suficiente con tener en cuenta hasta el armónico 12 ó 15, ya que la contribución de armónicos superiores al *ripple* de par normalmente es insignificante [10]. Por lo tanto, las aproximaciones por series de Fourier que se usan en la implementación se consideran desde $n = 1$ hasta $n = N$, de tal manera que $2N - 1$ es el máximo armónico considerado.

La determinación de los coeficientes de las series puede realizarse en un ensayo previo, haciendo trabajar a la máquina como generador en vacío, a velocidad constante, y midiendo la tensión instantánea en sus bornes durante algunos ciclos. Realizando el cociente entre estas tensiones y la velocidad de la máquina se obtienen las derivadas del flujo con respecto a la posición. A partir de ellas se pueden determinar luego los coeficientes de las series de Fourier realizando la transformada rápida de Fourier. Esto último no complica la implementación, dado que dicho cálculo se realiza previo a la puesta en marcha del accionamiento, y no necesita ser realizado en tiempo real.

Cabe destacar que para la implementación de este observador no es necesario contar con el punto neutro de la máquina, dado que las componentes $\alpha\beta$ de las tensiones pueden obtenerse también de las tensiones de línea (medidas entre fase y fase, v_{ab} , v_{bc} , v_{ca}). A su vez, dado que las tensiones de alimentación son balanceadas, la suma de ellas será nula ($v_{ab} + v_{bc} + v_{ca} = 0$), por lo que las componentes $\alpha\beta$ pueden obtenerse midiendo solamente dos tensiones de línea. Esto último ocurre también con las corrientes.

Teniendo en cuenta estas consideraciones, el algoritmo del observador puede implementarse de la siguiente manera:

Condiciones iniciales

$$\hat{\theta}(0), \hat{\omega}(0).$$

Mediciones

$$i_a, i_b, v_{ab}, v_{bc}.$$

Algoritmo

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}; \quad (3.28)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & \frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}; \quad (3.29)$$

$$\hat{\varphi}_\alpha(\hat{\theta}) = \sum_{n=1}^N -\Phi_{(2n-1)} \text{sen} \left((2n-1) \hat{\theta} \right) \quad (3.30)$$

$$\hat{\varphi}_\beta(\hat{\theta}) = \sum_{n=1}^N \Phi_{(2n-1)} \cos \left((2n-1) \hat{\theta} \right);$$

$$\frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt} = \hat{\omega} \sum_{n=1}^N - (2n-1) \Phi_{(2n-1)} \cos \left((2n-1) \hat{\theta} \right) \quad (3.31)$$

$$\frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt} = \hat{\omega} \sum_{n=1}^N - (2n-1) \Phi_{(2n-1)} \text{sen} \left((2n-1) \hat{\theta} \right);$$

$$\frac{d\zeta_\alpha}{dt} = \frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt} \sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J} \hat{\varphi}_\alpha (\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} \hat{e}_\alpha + g (-Ri_\alpha - \hat{e}_\alpha + v_\alpha) \quad (3.32)$$

$$\frac{d\zeta_\beta}{dt} = \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt} \sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J} \hat{\varphi}_\beta (\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} \hat{e}_\beta + g (-Ri_\beta - \hat{e}_\beta + v_\beta);$$

$$\hat{e}_\alpha = \zeta_\alpha - gLi_\alpha \quad (3.33)$$

$$\hat{e}_\beta = \zeta_\beta - gLi_\beta;$$

$$\tilde{\theta}_{(k)} = \hat{\theta}_{(k-1)} + \hat{\omega}_{(k-1)} T_s; \quad (3.34)$$

$$\tilde{e}_{\alpha h(k)} = \hat{\omega}_{(k-1)} \sum_{n=2}^N -\Phi_{(2n-1)} \text{sen} \left((2n-1) \tilde{\theta}_{(k)} \right) \quad (3.35)$$

$$\tilde{e}_{\beta h(k)} = \hat{\omega}_{(k-1)} \sum_{n=2}^N \Phi_{(2n-1)} \cos \left((2n-1) \tilde{\theta}_{(k)} \right);$$

$$\hat{e}_{\alpha 1} = \hat{e}_\alpha - \tilde{e}_{\alpha h(k)} \quad (3.36)$$

$$\hat{e}_{\beta 1} = \hat{e}_\beta - \tilde{e}_{\beta h(k)};$$

$$\hat{\theta} = \tan^{-1} \left(\frac{-\hat{e}_{\alpha 1}}{\hat{e}_{\beta 1}} \right); \quad (3.37)$$

$$\hat{\omega} = \text{sign} \left(\frac{\hat{\theta}_{(k)} - \hat{\theta}_{(k-1)}}{T_s} \right) \sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}}. \quad (3.38)$$

3.3 Análisis de convergencia del observador

Para analizar la convergencia del observador propuesto en este capítulo, se emplea el método de Lyapunov [100]. Para el análisis, se define el error de estimación de fem ε_e , dado por,

$$\varepsilon_e = \mathbf{e} - \hat{\mathbf{e}}, \quad (3.39)$$

siendo

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix}.$$

Las ecuaciones del motor y del observador se pueden expresar de la siguiente manera,

$$\frac{de_\alpha}{dt} = \frac{d\varphi_\alpha}{dt} \sqrt{\frac{e_\alpha^2 + e_\beta^2}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2}} + \frac{1}{J} \varphi_\alpha (\varphi_\alpha i_\alpha + \varphi_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} e_\alpha \quad (3.40)$$

$$\frac{de_\beta}{dt} = \frac{d\varphi_\beta}{dt} \sqrt{\frac{e_\alpha^2 + e_\beta^2}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2}} + \frac{1}{J} \varphi_\beta (\varphi_\alpha i_\alpha + \varphi_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} e_\beta,$$

$$\frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} = \frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt} \sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J} \hat{\varphi}_\alpha (\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} \hat{e}_\alpha + g\varepsilon_\alpha \quad (3.41)$$

$$\frac{d\hat{e}_\beta}{dt} = \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt} \sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J} \hat{\varphi}_\beta (\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} \hat{e}_\beta + g\varepsilon_\beta,$$

y para el análisis se escriben en forma vectorial como,

$$\frac{d\mathbf{e}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{e} + \boldsymbol{\rho}(\mathbf{e}, \mathbf{i}), \quad (3.42)$$

$$\frac{d\hat{\mathbf{e}}}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{e}} + \boldsymbol{\rho}(\hat{\mathbf{e}}, \mathbf{i}) + \mathbf{G}\varepsilon_e, \quad (3.43)$$

siendo

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g & 0 \\ 0 & g \end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{\rho}(\mathbf{e}, \mathbf{i}) = \begin{bmatrix} \frac{d\varphi_\alpha}{dt} \sqrt{\frac{e_\alpha^2 + e_\beta^2}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2}} + \frac{1}{J} \varphi_\alpha (\varphi_\alpha i_\alpha + \varphi_\beta i_\beta) \\ \frac{d\varphi_\beta}{dt} \sqrt{\frac{e_\alpha^2 + e_\beta^2}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2}} + \frac{1}{J} \varphi_\beta (\varphi_\alpha i_\alpha + \varphi_\beta i_\beta) \end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{\rho}(\hat{\mathbf{e}}, \mathbf{i}) = \begin{bmatrix} \frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt} \sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J} \hat{\varphi}_\alpha (\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) \\ \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt} \sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J} \hat{\varphi}_\beta (\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) \end{bmatrix},$$

donde las funciones φ_α , φ_β , $d\varphi_\alpha/dt$ y $d\varphi_\beta/dt$ son también funciones de \mathbf{e} .

Entonces, la dinámica del error de estimación de fem inducida estará dada por,

$$\frac{d\boldsymbol{\varepsilon}_e}{dt} = \mathbf{A}\boldsymbol{\varepsilon}_e + \boldsymbol{\Delta\rho} - \mathbf{G}\boldsymbol{\varepsilon}_e, \quad (3.44)$$

o bien,

$$\frac{d\boldsymbol{\varepsilon}_e}{dt} = \mathbf{A}_o\boldsymbol{\varepsilon}_e + \boldsymbol{\Delta\rho}, \quad (3.45)$$

donde,

$$\mathbf{A}_o = \mathbf{A} - \mathbf{G}$$

y

$$\boldsymbol{\Delta\rho} = \boldsymbol{\rho}(\mathbf{e}, \mathbf{i}) - \boldsymbol{\rho}(\hat{\mathbf{e}}, \mathbf{i}).$$

Para analizar la convergencia de la dinámica del error de estimación se propone la siguiente función candidata de Lyapunov,

$$V(\boldsymbol{\varepsilon}_e) = \boldsymbol{\varepsilon}_e^T \mathbf{P} \boldsymbol{\varepsilon}_e, \quad (3.46)$$

siendo \mathbf{P} una matriz simétrica positiva definida, entonces la derivada de $V(\boldsymbol{\varepsilon}_e)$ estará dada por,

$$\frac{dV}{dt} = \frac{d\boldsymbol{\varepsilon}_e^T}{dt} \mathbf{P} \boldsymbol{\varepsilon}_e + \boldsymbol{\varepsilon}_e^T \mathbf{P} \frac{d\boldsymbol{\varepsilon}_e}{dt}, \quad (3.47)$$

que desarrollando resulta,

$$\frac{dV}{dt} = \boldsymbol{\varepsilon}_e^T (\mathbf{A}_o^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_o) \boldsymbol{\varepsilon}_e + (\boldsymbol{\Delta\rho})^T \mathbf{P} \boldsymbol{\varepsilon}_e + \boldsymbol{\varepsilon}_e^T \mathbf{P} \boldsymbol{\Delta\rho}. \quad (3.48)$$

Si $\boldsymbol{\rho}(\mathbf{e}, \mathbf{i})$ satisface la condición de Lipschitz en la primer variable, uniformemente en la segunda, en un compacto con constante γ , entonces,

$$\|\boldsymbol{\Delta\rho}\| \leq \gamma \|\boldsymbol{\varepsilon}_e\|, \quad (3.49)$$

y existe una matriz \mathbf{Q} positiva definida tal que \mathbf{P} es la solución única de la ecuación de Lyapunov,

$$\mathbf{A}_o^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_o = -\mathbf{Q}, \quad (3.50)$$

la ecuación (3.48) puede ser acotada por,

$$\frac{dV}{dt} \leq -q \|\boldsymbol{\varepsilon}_e\|^2 + 2p\gamma \|\boldsymbol{\varepsilon}_e\|^2, \quad (3.51)$$

donde q es el mínimo autovalor de \mathbf{Q} , p es el máximo autovalor de \mathbf{P} .

Por lo tanto, si pueden encontrarse q , p , y γ tal que $\sigma = q - 2p\gamma > 0$, resulta

$$\frac{dV}{dt} \leq 0, \quad (3.52)$$

y la dinámica del error es uniformemente asintóticamente estable, y converge al punto de equilibrio $\boldsymbol{\varepsilon}_e = 0$.

La existencia de la constante de Lipschitz γ está garantizada si la función $\boldsymbol{\rho}$ es derivable y su dominio es un compacto. Luego de calcular γ se debe elegir \mathbf{P} , \mathbf{Q} , y g , para satisfacer $\sigma = q - 2p\gamma > 0$. La ecuación (3.51) puede usarse para elegir la ganancia g .

Hasta aquí se consideró que en la aproximación de las funciones φ_α y φ_β se incluían todos los armónicos de la serie de Fourier, es decir que no se consideró error en el modelo. Sin embargo, como ya se mencionó, en muchos casos se desprecian los armónicos de alto orden, lo que introduce un error en el modelo usado para el observador. Este error se introduce como una perturbación en la dinámica del error, que en general no se anulará por más que el error de estimación sea cero (este tópico es conocido en la literatura como perturbaciones no evanescentes o *non-vanishing perturbation*). Con ello es posible que el error no tienda a cero cuando $t \rightarrow \infty$, sino que permanezca acotado por un valor pequeño (*ultimate bound*) [100]. En este caso, la dinámica del error puede expresarse como,

$$\frac{d\boldsymbol{\varepsilon}_e}{dt} = \mathbf{A}_o \boldsymbol{\varepsilon}_e + \Delta \boldsymbol{\rho} + \mathbf{h}, \quad (3.53)$$

donde,

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_\alpha \\ h_\beta \end{bmatrix}$$

es una función que depende del error producido al despreciar los armónicos superiores en la serie de Fourier. Esta función, a diferencia de $\Delta \boldsymbol{\rho}$, no será cero cuando el error sea cero, pero se puede suponer que es acotada por un valor constante η , es decir $\|\mathbf{h}\| \leq \eta$. El valor de esta cota será menor cuanto más componentes armónicos se incluyan en la aproximación, es decir, cuanto mayor sea el orden de los armónicos despreciados, dado que la amplitud de cada componente es menor cuanto mayor es su orden (ver capítulo 2).

Para analizar la convergencia de la dinámica del error de estimación se propone la misma

función candidata de Lyapunov que en el caso anterior,

$$V(\boldsymbol{\varepsilon}_e) = \boldsymbol{\varepsilon}_e^T \mathbf{P} \boldsymbol{\varepsilon}_e, \quad (3.54)$$

siendo \mathbf{P} una matriz simétrica positiva definida, entonces,

$$\frac{dV}{dt} = \frac{d\boldsymbol{\varepsilon}_e^T}{dt} \mathbf{P} \boldsymbol{\varepsilon}_e + \boldsymbol{\varepsilon}_e^T \mathbf{P} \frac{d\boldsymbol{\varepsilon}_e}{dt}, \quad (3.55)$$

desarrollando se tiene,

$$\frac{dV}{dt} = \boldsymbol{\varepsilon}_e^T (\mathbf{A}_o^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_o) \boldsymbol{\varepsilon}_e + (\Delta \boldsymbol{\rho})^T \mathbf{P} \boldsymbol{\varepsilon}_e + \boldsymbol{\varepsilon}_e^T \mathbf{P} \Delta \boldsymbol{\rho} + \mathbf{h}^T \mathbf{P} \boldsymbol{\varepsilon}_e + \boldsymbol{\varepsilon}_e^T \mathbf{P} \mathbf{h}. \quad (3.56)$$

Esta función puede acotarse por,

$$\frac{dV}{dt} \leq -q \|\boldsymbol{\varepsilon}_e\|^2 + 2p\gamma \|\boldsymbol{\varepsilon}_e\|^2 + 2 \|\mathbf{h}\| \|\boldsymbol{\varepsilon}_e\|, \quad (3.57)$$

y dado que $\|\mathbf{h}\| \leq \eta$,

$$\frac{dV}{dt} \leq -q \|\boldsymbol{\varepsilon}_e\|^2 + 2p\gamma \|\boldsymbol{\varepsilon}_e\|^2 + 2\eta \|\boldsymbol{\varepsilon}_e\|. \quad (3.58)$$

Si se elige $\mathbf{P} = \mathbf{I}$, puede escribirse,

$$\frac{dV}{dt} \leq -qV + 2\gamma V + 2\eta\sqrt{V}, \quad (3.59)$$

entonces,

$$\frac{\frac{dV}{dt}}{2\sqrt{V}} \leq -\frac{q}{2}\sqrt{V} + \gamma\sqrt{V} + \eta. \quad (3.60)$$

Definiendo,

$$\xi = \sqrt{V}, \quad (3.61)$$

(3.60) puede escribirse como,

$$\frac{d\xi}{dt} \leq \left(-\frac{q}{2} + \gamma\right) \xi + \eta. \quad (3.62)$$

Así, $\xi(t)$ puede acotarse por,

$$\xi(t) \leq \exp(-\sigma t) \xi(0) + \int_0^t \exp(-\sigma(t-\tau)) \eta d\tau, \quad (3.63)$$

siendo $\sigma = (q/2 - \gamma)$. De aquí nuevamente puede encontrarse la ganancia g .

Integrando el segundo término de (3.63), se obtiene,

$$\xi(t) \leq \exp(-\sigma t) \xi(0) + \frac{\eta}{\sigma}, \quad (3.64)$$

y de la definición de $\xi(t)$, la cota para el error de estimación resulta,

$$\|\varepsilon_e\| \leq \exp(-\sigma t) \|\varepsilon_e(0)\| + \frac{\eta}{\sigma}. \quad (3.65)$$

De aquí puede deducirse que la cota final para el error de estimación (η/σ) puede reducirse aumentando la ganancia g , o bien aumentando la cantidad de armónicos considerados en la aproximación (3.16).

3.4 Resultados de simulación

El observador propuesto puede ser aplicado a cualquier MCAIP. Su implementación requiere únicamente del conocimiento de la forma de onda de la derivada del flujo con respecto a la posición. Esta forma de onda puede ser determinada previamente mediante el ensayo descrito anteriormente.

A continuación se presentan los resultados obtenidos mediante simulación numérica del observador propuesto, empleado para estimar la fem, posición y velocidad de una MCAIP de flujo axial, disponible en el laboratorio del GEA-UNRC. Los parámetros de esta máquina se presentan en la Tabla 3.1 y la forma de onda de la derivada del flujo con respecto a la posición, determinada experimentalmente, se muestra en la Fig. 3.2. En la Fig. 3.2(a) se muestra la forma de onda para cada fase, mientras que en la Fig. 3.2(b) se presentan las componentes $\alpha\beta$. Esta forma de onda puede aproximarse con suficiente precisión considerando hasta el 5^{to} armónico en la serie de Fourier, es decir $N = 3$ ($2N - 1 = 5$). El resultado de esta aproximación se muestra en la Fig. 3.2(c). Aquí puede apreciarse que la aproximación hasta el 5^{to} armónico es aceptable.

Las formas de onda de la Fig. 3.2(a) se incluyeron en el modelo del motor usado en la simulación mediante tablas, en función de la posición. Debido a la baja inductancia de dispersión que presenta esta MCAIP, para disminuir el *ripple* de corriente se emplearon inductores en serie, los cuales se modelaron e incluyeron en las simulaciones. Se incluyó también el modelo del inversor fuente de tensión que alimenta a la máquina y el control de corriente correspondiente.

Tabla 3.1. Parámetros de la MCAIP de Flujo Axial

<i>Motor Trifásico de Imanes Permanentes</i>	
16 polos, 4000 <i>r/min</i>	30 <i>kW</i>
$R = 10 \text{ m}\Omega$	$L = 100 \text{ }\mu\text{H}$
$J = 0.78 \text{ Kg m}^2$	$B = 0.0015 \text{ Kg m}^2/\text{s}$

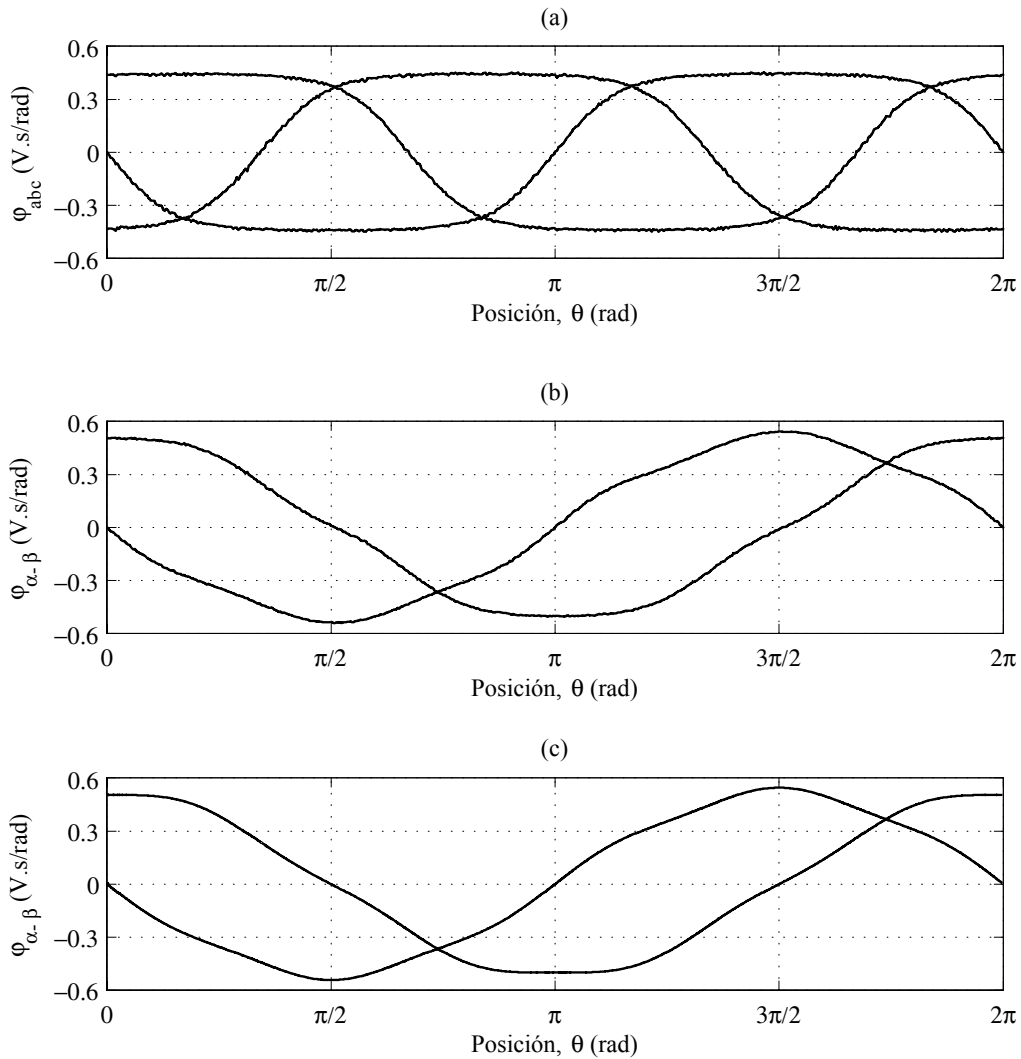


Fig. 3.2. Derivada del flujo con respecto a la posición: por fase (a); en variables $\alpha\beta$ (b); aproximación por series de Fourier considerando hasta el 5^{to} armónico, en variables $\alpha\beta$ (c) (θ en ángulos eléctricos).

El observador se implementó mediante las ecuaciones presentadas en 3.2.1, usando las aproximaciones por series de Fourier mostradas en la Fig. 3.2(c). La ganancia utilizada en el observador fue $g = 800$.

3.4.1 Observador

Con el objetivo de evaluar el desempeño del observador presentado en este capítulo, se realizó la simulación de la operación de la máquina accionada por el inversor, empleando las variables reales (medidas) para cerrar el lazo de control, como se muestra en la Fig. 3.3. En este caso, el observador se utilizó solamente para comparar las variables estimadas con las reales.

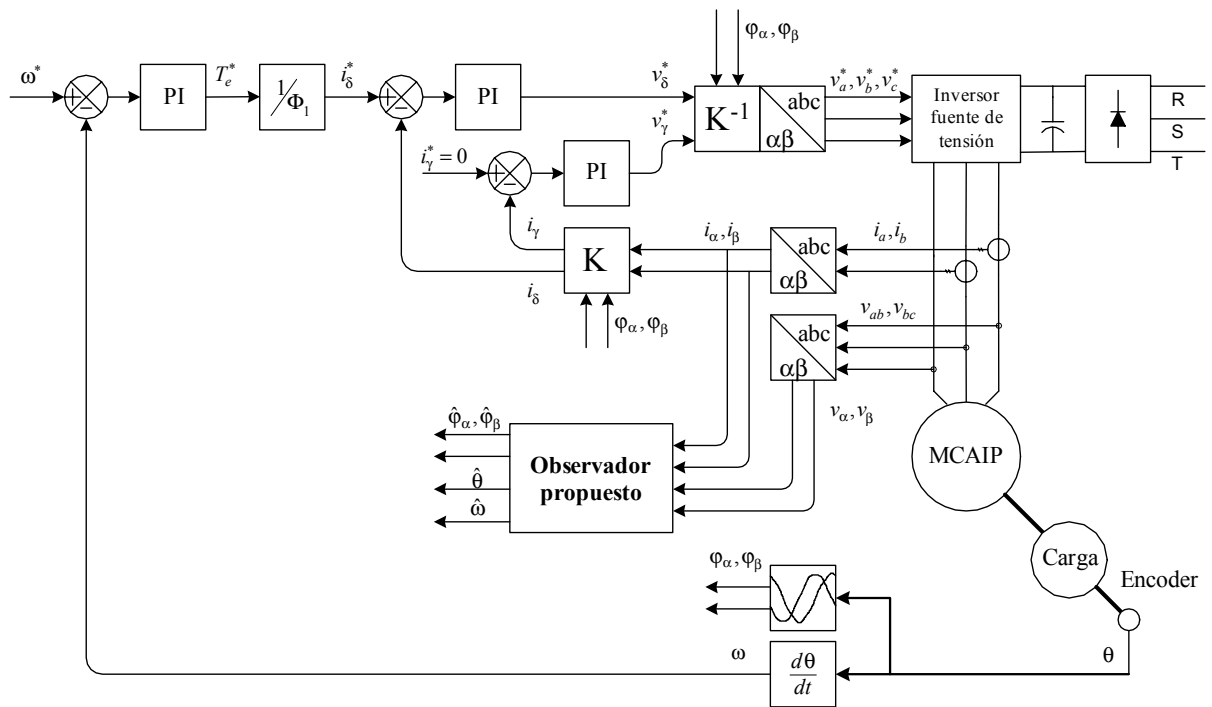


Fig. 3.3. Esquema del sistema implementado. Control de velocidad empleando sensor de posición.

En la Fig. 3.4(a) se muestra nuevamente la forma de onda de la derivada del flujo con respecto a la posición para la fase a de la MCAIP, generada mediante tabla, cuando la máquina se encuentra trabajando a una velocidad de 100 r/min . Las componentes $\alpha\beta$ de estas funciones se muestran en la Fig. 3.4(b). A su vez, en la Fig. 3.5(a) y en la Fig. 3.5(b) se muestran las funciones $\hat{\varphi}_\alpha$ y $\hat{\varphi}_\beta$ y sus derivadas $d\hat{\varphi}_\alpha/dt$ y $d\hat{\varphi}_\beta/dt$, respectivamente, estimadas mediante el observador usando las aproximaciones (3.24) y (3.26). Como puede apreciarse, el observador propuesto estima de manera eficiente las funciones $\hat{\varphi}_\alpha$ y $\hat{\varphi}_\beta$, lo que lo hace apto para implementar una estrategia de control con minimización del *ripple* de par.

En la Fig. 3.6(a) se puede apreciar la posición eléctrica (posición mecánica / número de pares de polos) real de la máquina para la misma condición de operación. La posición estimada por el observador se muestra en la Fig. 3.6(b).

La estimación de velocidad puede comprobarse en la Fig. 3.7, donde se muestra la velocidad real (Fig. 3.7(a)) y la estimada (Fig. 3.7(b)) cuando la velocidad de la máquina varía desde una velocidad próxima a cero hasta los 100 r/min . De estas últimas figuras puede concluirse que la estimación de velocidad es suficientemente buena como para ser empleada como realimentación en el lazo de control de velocidad.

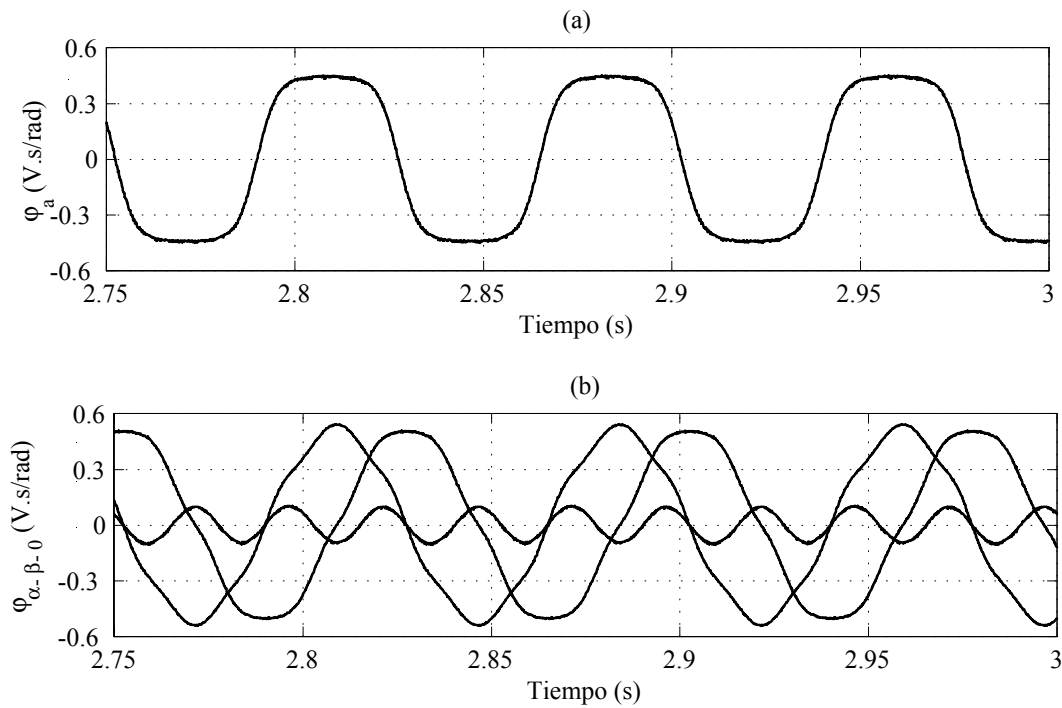


Fig. 3.4. Derivada del flujo con respecto a la posición, de la fase a (a) y en componentes $\alpha\beta_0$ (b). Variables reales.

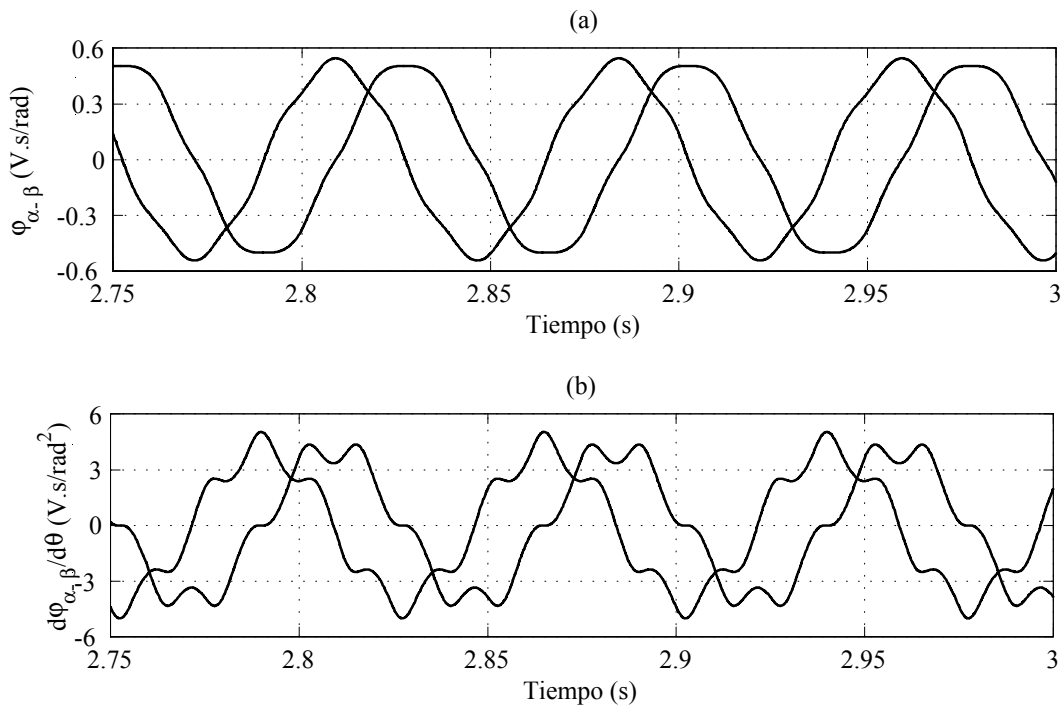


Fig. 3.5. Derivada del flujo con respecto a la posición (a) y su derivada (b), en variables $\alpha\beta$. Variables estimadas.

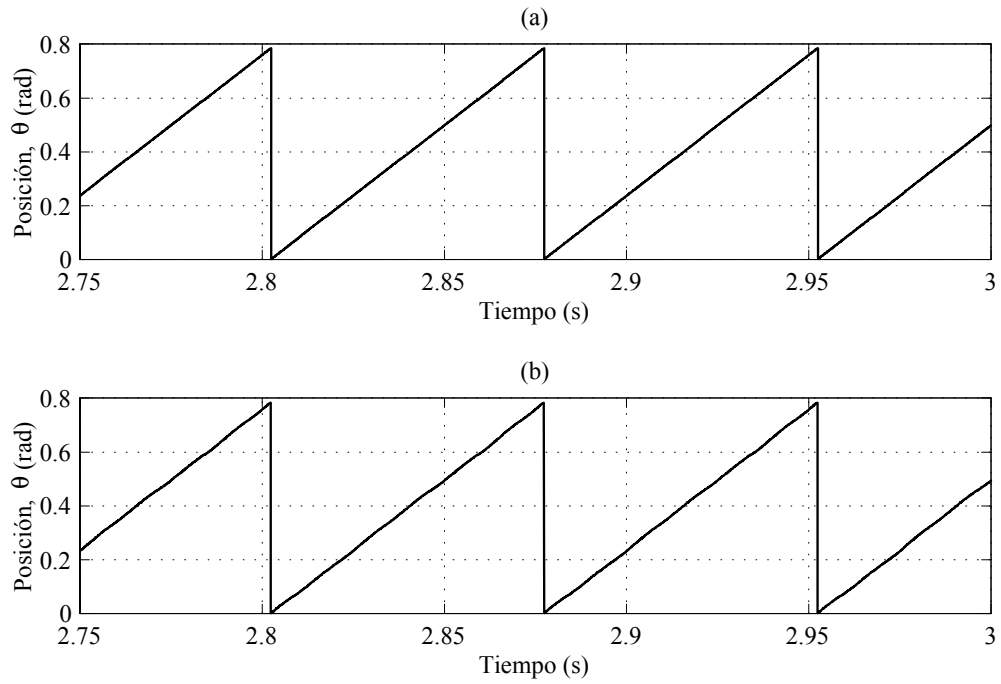


Fig. 3.6. Posición real (a) y estimada (b).

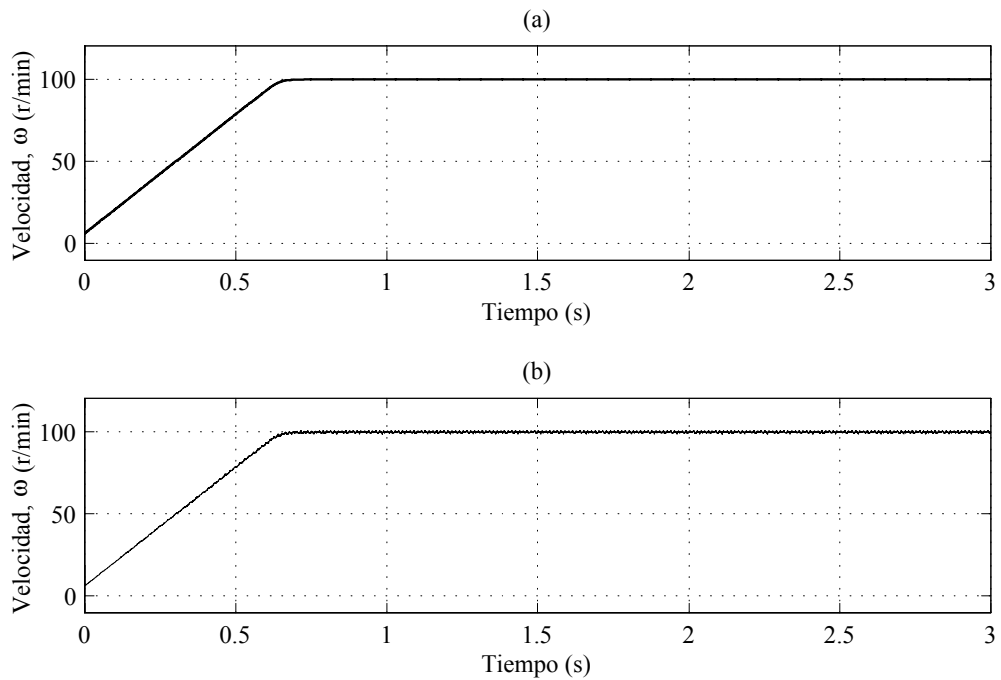


Fig. 3.7. Velocidad real (a) y estimada (b).

Para comprobar el funcionamiento de la aproximación utilizada para calcular los componentes fundamentales de la fem estimada (3.22) se muestran en la Fig. 3.8 los gráficos de la fem estimada con todos sus armónicos (Fig. 3.8(a)), y de los componentes fundamentales $e_{\alpha 1}$ y $e_{\beta 1}$ (Fig. 3.8(b)), en el plano $\alpha\beta$. Puede apreciarse en la Fig. 3.8(b) la forma circular

de la trayectoria. Esto demuestra la ausencia de armónicos conseguida mediante la cancelación (3.22).

Para corroborar los resultados obtenidos en el análisis de convergencia presentado anteriormente, y el efecto que producen diferentes valores de ganancia, se simuló la evolución del observador partiendo de un error de estimación apreciable, cuando la máquina se encuentra trabajando a 100 r/min y el observador parte de condiciones iniciales nulas. En la Fig. 3.9 se muestra la evolución de la norma del error de estimación de fem $\|\varepsilon_e\|$ y del error de velocidad ε_ω para $g = 100$ (línea de puntos), $g = 200$ (línea de puntos y trazos), $g = 400$ (línea de trazos), y $g = 800$ (línea continua). Como puede apreciarse, a medida que aumenta el valor de la ganancia g la convergencia del error de estimación se hace más rápida.

Finalmente, en la Fig. 3.10 se puede apreciar el valor final al que tiende la norma del error de estimación de fem $\|\varepsilon_e\|$ (Fig. 3.10(a)), y el error de velocidad ε_ω (Fig. 3.10(b)), para diferente cantidad de armónicos considerados en las aproximaciones por series de Fourier. En línea continua se muestra el caso simulado anteriormente, considerando hasta el 5^{to} armónico. En línea de trazos se presenta el caso en que solamente se considera el componente fundamental; esto es, el observador propuesto es equivalente a uno que considere un modelo del motor con fem inducida sinusoidal. En este último caso, el *ripple* presente en la velocidad estimada se traducirá en un *ripple* importante en el par de la máquina, si se utilizan las variables estimadas para cerrar el lazo de control.

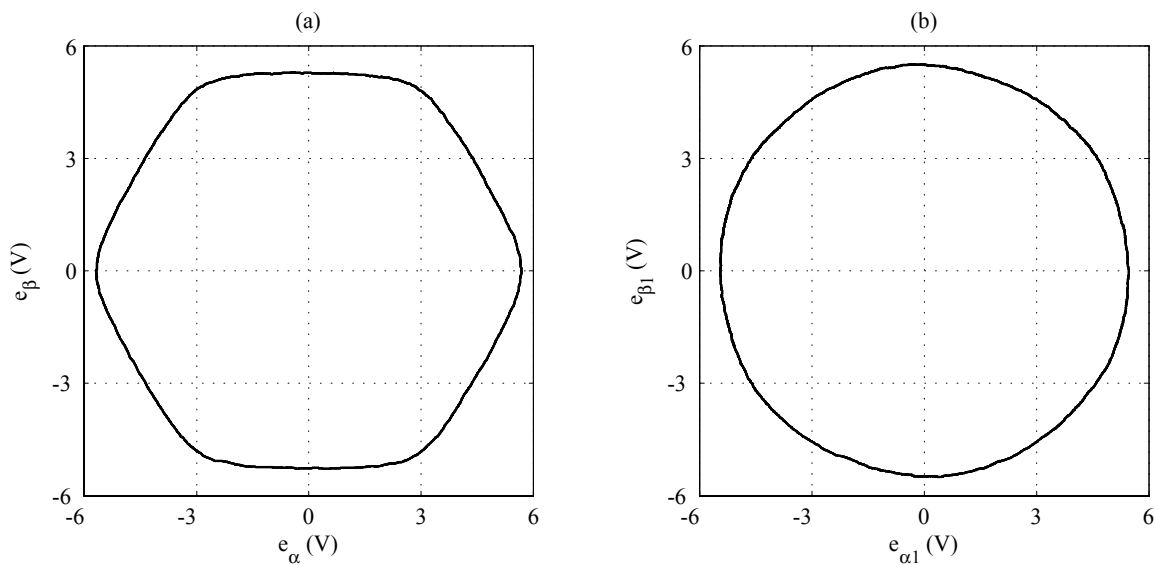


Fig. 3.8. Fem inducida estimada (a), y componentes fundamentales de la fem estimada (b), en el plano $\alpha\beta$.

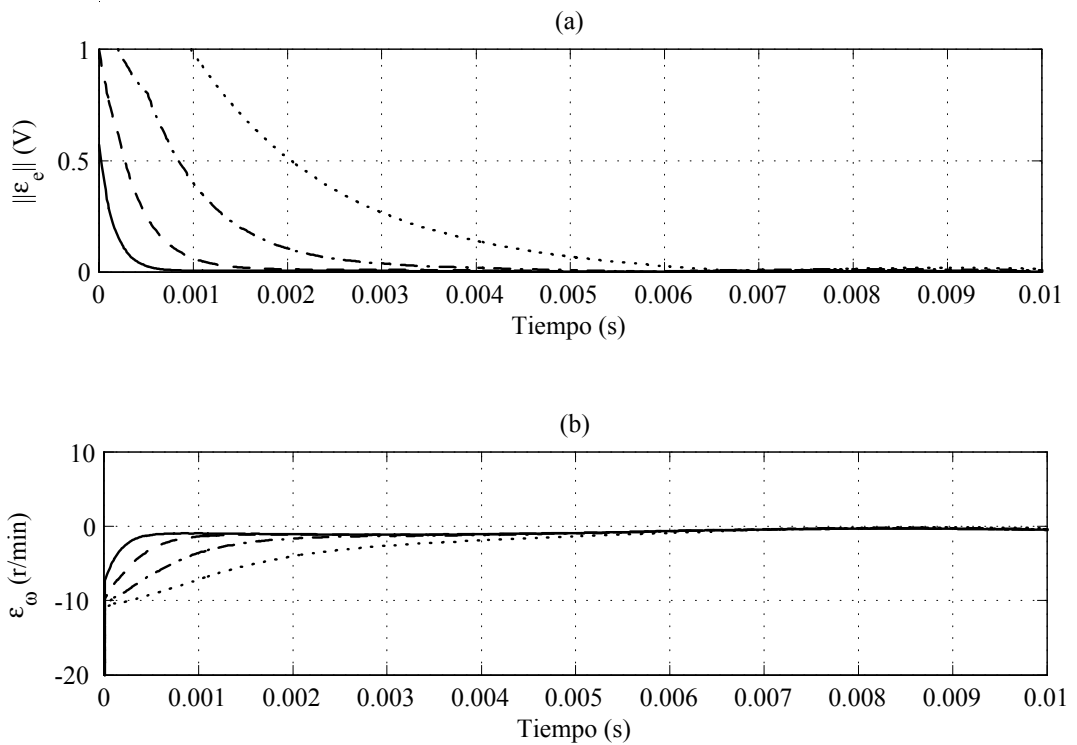


Fig. 3.9. Norma del error de estimación de fem, $\|\varepsilon_e\|$ (a); y error de estimación de velocidad, ε_ω (b); para $g = 100$ (línea de puntos), $g = 200$ (línea de puntos y trazos), $g = 400$ (línea de trazos), $g = 800$ (línea continua).

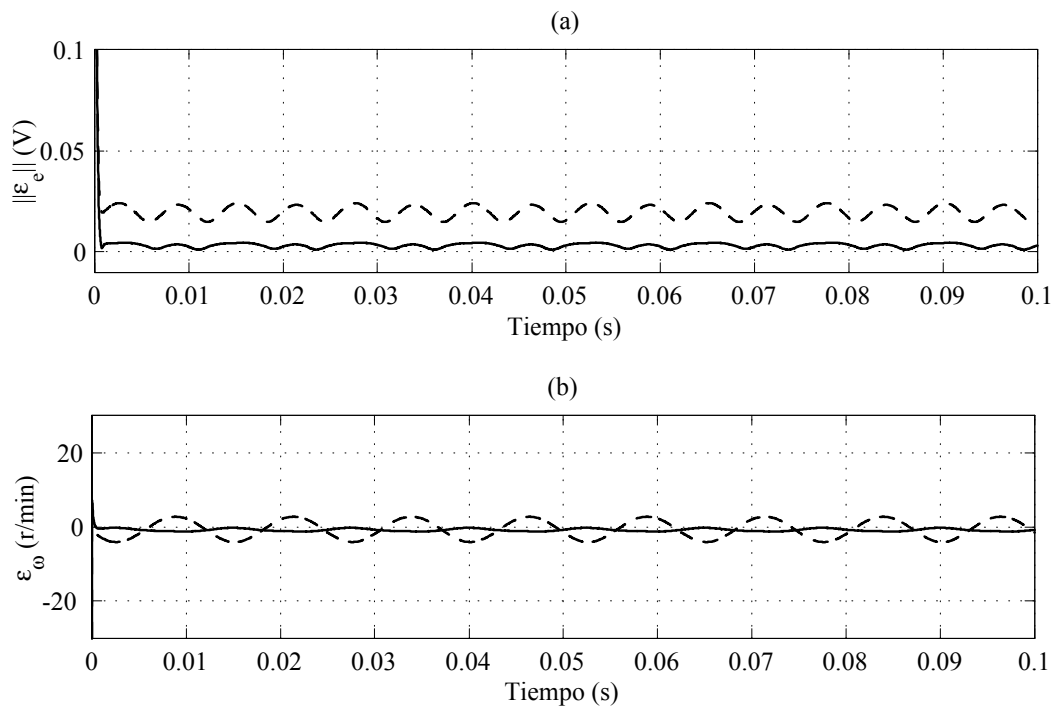


Fig. 3.10. Norma del error de estimación de fem, $\|\varepsilon_e\|$ (a); y error de estimación de velocidad, ε_ω (b); considerando el componente fundamental y el 5^{to} armónico (línea continua), y considerando sólo el componente fundamental (línea de trazos).

3.4.2 Control de velocidad sin sensor mecánico

A continuación se presentan los resultados obtenidos de la simulación del esquema de control sin sensor mecánico de posición propuesto en esta tesis. En la Fig. 3.11 se muestra este esquema, compuesto por el control con minimización de *ripple* de par presentado en el capítulo 2, y el observador propuesto en el presente capítulo, empleando las variables estimadas para cerrar el lazo de control de velocidad.

En primer lugar se presenta el comportamiento de la estrategia de minimización de *ripple* de par. En la Fig. 3.12 se ilustra la forma de onda de la derivada del flujo con respecto a la posición correspondiente a la fase a , (Fig. 3.12(a)), y el par electromagnético generado por la máquina operando a 100 r/min (Fig. 3.12(b)). Es posible observar que el par, prácticamente, no presenta componentes armónicos de la frecuencia fundamental. Solamente puede apreciarse un *ripple* de alta frecuencia, debido a que el par se calcula empleando las funciones φ y las corrientes conmutadas producidas por el inversor.

En las figuras 3.13, 3.14 y 3.15 se muestra la referencia de velocidad impuesta al controlador (línea de trazos), y la velocidad desarrollada por la MCAIP (línea continua), para diferentes condiciones de operación. La Fig. 3.13 muestra el comportamiento del sistema trabajando a baja velocidad, desde un valor cercano a cero hasta 250 r/min . Luego de transcurridos 4 s se aplica una carga constante de 11.25 Nm .

La Fig. 3.14 muestra la velocidad real en la zona de alta velocidad, partiendo desde velocidad muy baja hasta 1000 r/min . Al cabo de 15 s , se aplica una carga constante de 11.25 Nm al eje de la máquina. Aquí puede apreciarse una buena respuesta dinámica del sistema a lazo cerrado en un amplio rango de operación, aún en presencia de perturbaciones de par de carga.

Finalmente, la Fig. 3.15 muestra la respuesta del accionamiento cuando se solicita una inversión del sentido de giro del rotor. Debe notarse aquí que, como ya se mencionó, el observador propuesto no puede utilizarse a velocidad nula. Sin embargo, para poder realizar la inversión de sentido de giro se incluyó una histéresis alrededor de la velocidad cero que permite el paso por velocidad nula sin provocar una indeterminación en el cálculo. Con ello, si bien la máquina no puede operar en forma sostenida a baja velocidad (o nula), es posible el cruce por esta zona durante la inversión de sentido de giro. Puede apreciarse que el esquema presenta un buen funcionamiento si se emplea la expresión propuesta en este capítulo para determinar el signo de la velocidad.

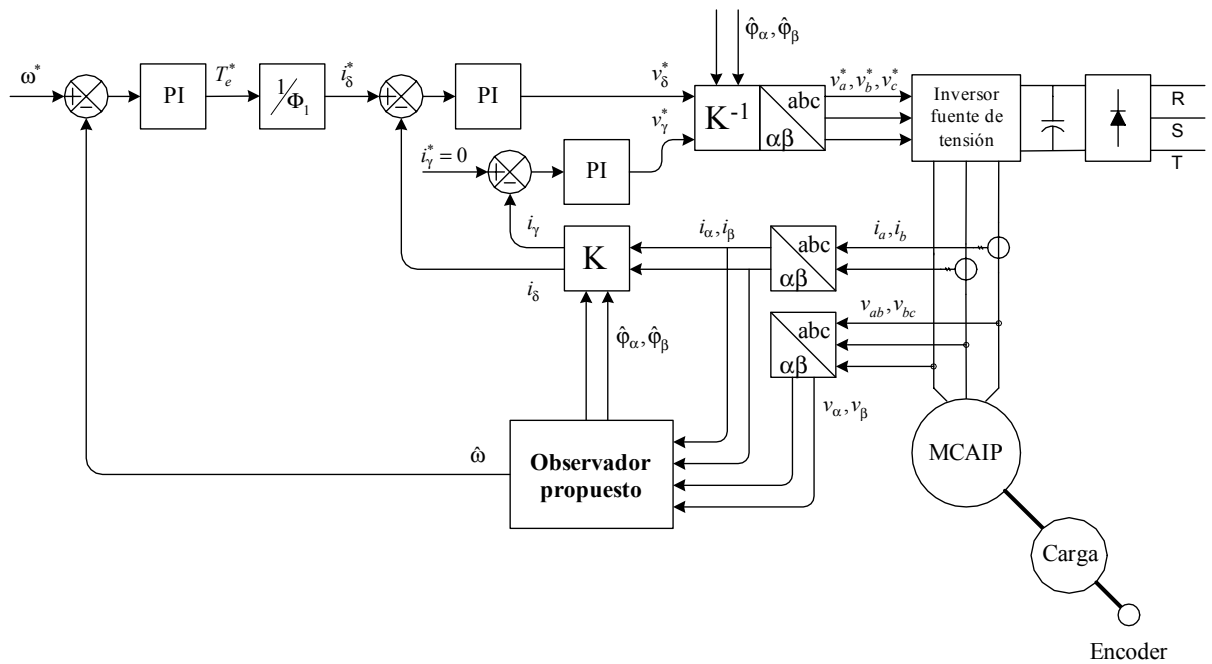


Fig. 3.11. Esquema del sistema de control de velocidad sin sensor mecánico de posición, con minimización de ripple de par.

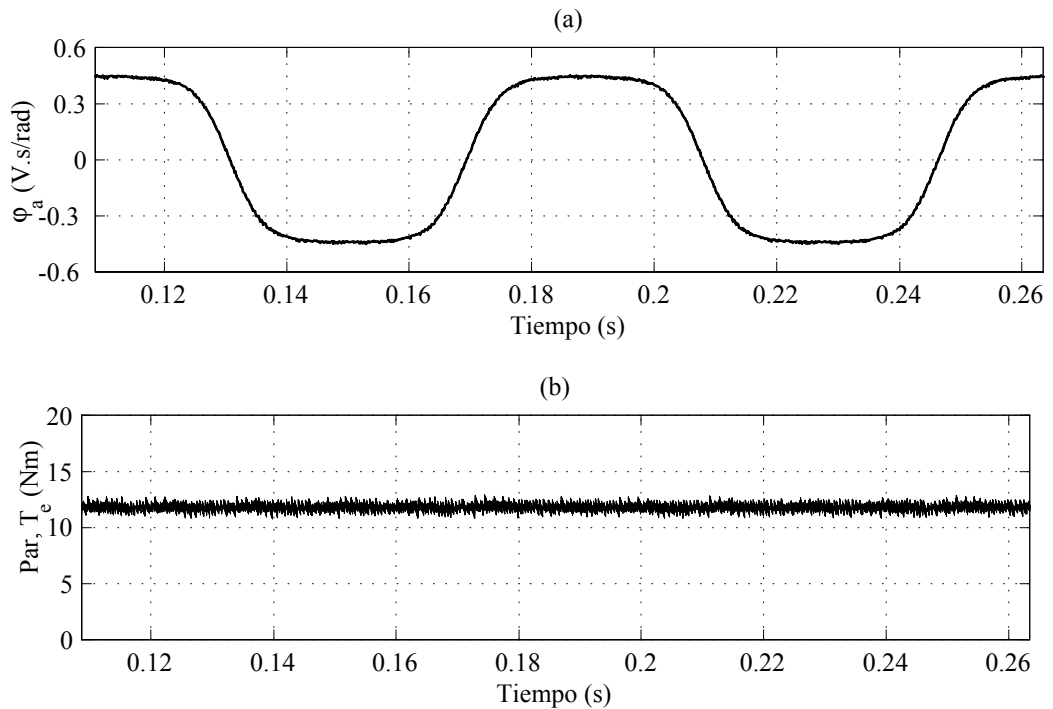


Fig. 3.12. Derivada del flujo con respecto a la posición, de la fase *a* (a) y par desarrollado por la máquina (b). Variables reales.

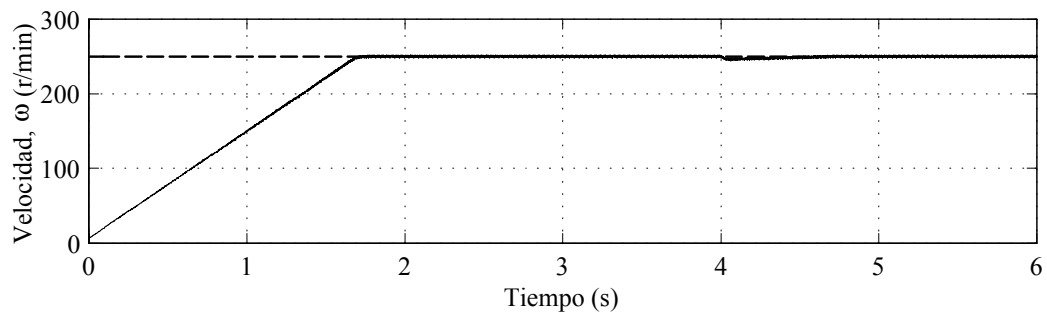


Fig. 3.13. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad real (línea continua).

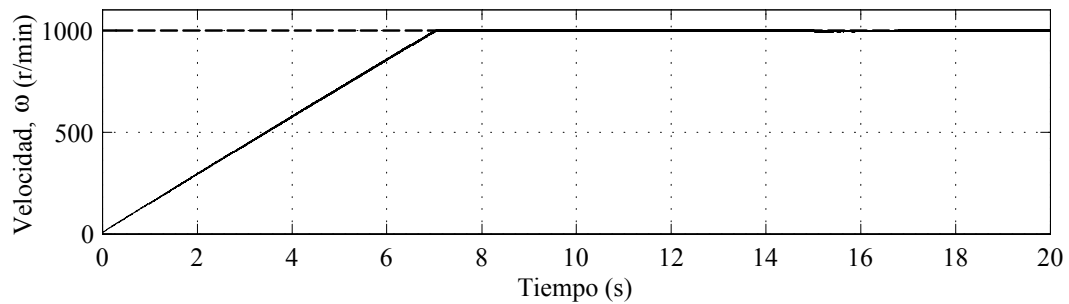


Fig. 3.14. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad real (línea continua).

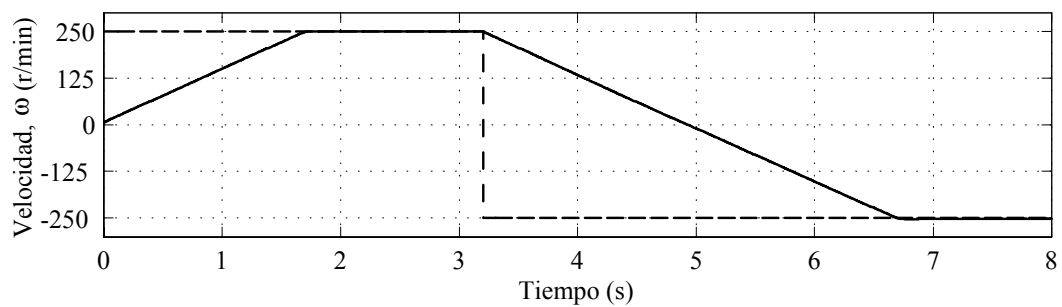


Fig. 3.15. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad real (línea continua).

3.5 Resultados experimentales

El algoritmo de control sin sensor mecánico se implementó en un prototipo experimental. Para ello se empleó la MCAIP de flujo axial cuyo modelo se utilizó en las simulaciones, alimentada por un inversor fuente de tensión con modulación por ancho de pulsos y lazo de control de corriente. Tanto el observador como la estrategia de control se programaron en una PC Pentium, en lenguaje C++, sobre plataforma QNX. Para la medición de tensiones y corrientes se emplearon sensores de efecto hall convencionales. Se midieron las corrientes y las tensiones correspondientes a dos de las fases de la máquina. Estas variables se adquirieron mediante conversores analógico-digitales de 12 *bits*, con un tiempo de muestreo de 200 μs . Con el objetivo de comparar las variables estimadas con las reales, se midió también la posición y la velocidad de la máquina mediante un *encoder* óptico de 1024 pulsos. Las ecuaciones diferenciales del observador se discretizaron mediante el método de Euler. En el Apéndice B se presentan más detalles respecto de la implementación y los algoritmos empleados.

3.5.1 Observador

En esta sección se presentan resultados experimentales que muestran el funcionamiento del observador propuesto. Para el control de la máquina se utilizaron la posición y la velocidad medidas. El valor de posición medida en cada instante de muestreo se utiliza para determinar los valores correspondientes de φ_α y φ_β , almacenados previamente en una tabla, necesarios para implementar la estrategia de control con mínimo *ripple* de par [61].

En la Fig. 3.16(a) se muestran las derivadas del flujo con respecto a la posición en variables $\alpha\beta$, obtenidas de la tabla, cuando la máquina opera a 300 r/min sin carga, mientras que en la Fig. 3.16(b) se muestran estas mismas variables estimadas mediante el observador propuesto. Como se aprecia, el observador estima muy bien las funciones φ , mediante la aproximación por series de Fourier, utilizando la información disponible en las tensiones y corrientes de la máquina. En la Fig. 3.16(c) se presentan las derivadas de las funciones φ con respecto a la posición, calculadas también mediante la aproximación, para la misma condición de operación.

En la Fig. 3.17 se presenta un ensayo a baja velocidad. El motor se encuentra girando en vacío a una velocidad de 10 r/min , cuando se aplica un cambio en la referencia de velocidad hasta las 100 r/min . La velocidad medida y la estimada se muestran en las figuras 3.17(a) y (b), respectivamente. La velocidad estimada muestra cierto *ripple* de alta frecuencia, consecuencia del ruido de medición y la ganancia del observador elegida. Este *ripple* puede disminuirse reduciendo la ganancia o bien mejorando las mediciones.

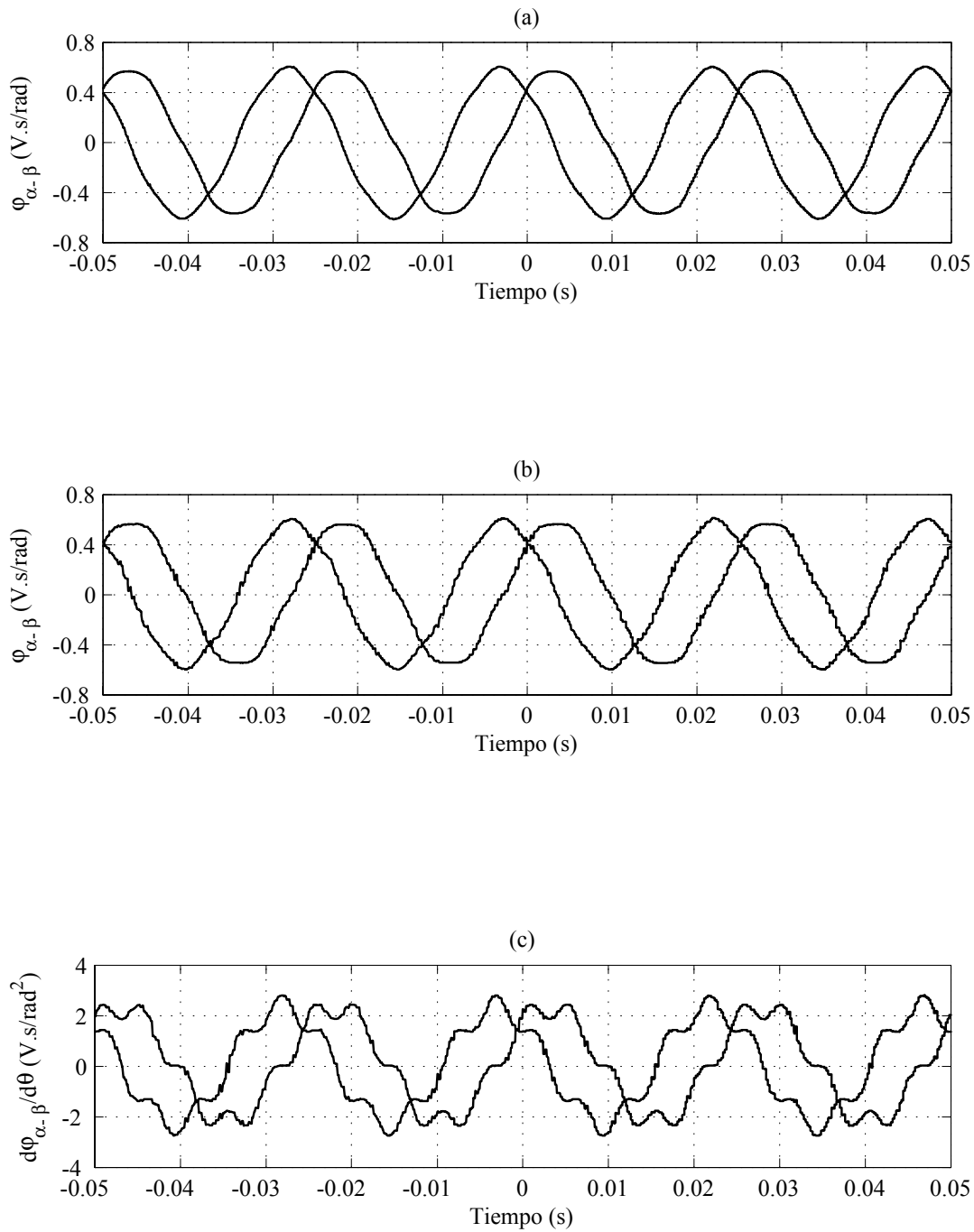


Fig. 3.16. Derivada del flujo con respecto a la posición en variables $\alpha\beta$: reales (a); estimadas (b); y sus derivadas estimadas (c).

Por último, en la Fig. 3.18 se muestra un ensayo de inversión del sentido de giro. Puede observarse que el signo de la velocidad no puede determinarse precisamente a baja velocidad, debido al ruido de medición mencionado.

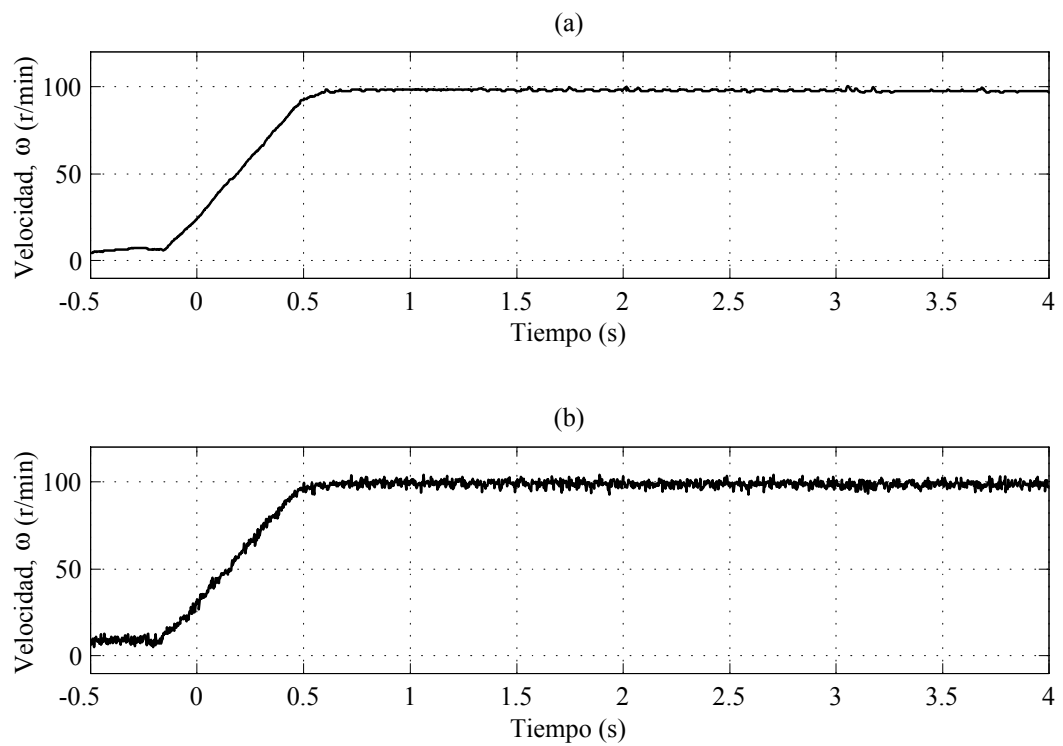


Fig. 3.17. Velocidad medida (a), y velocidad estimada (b).

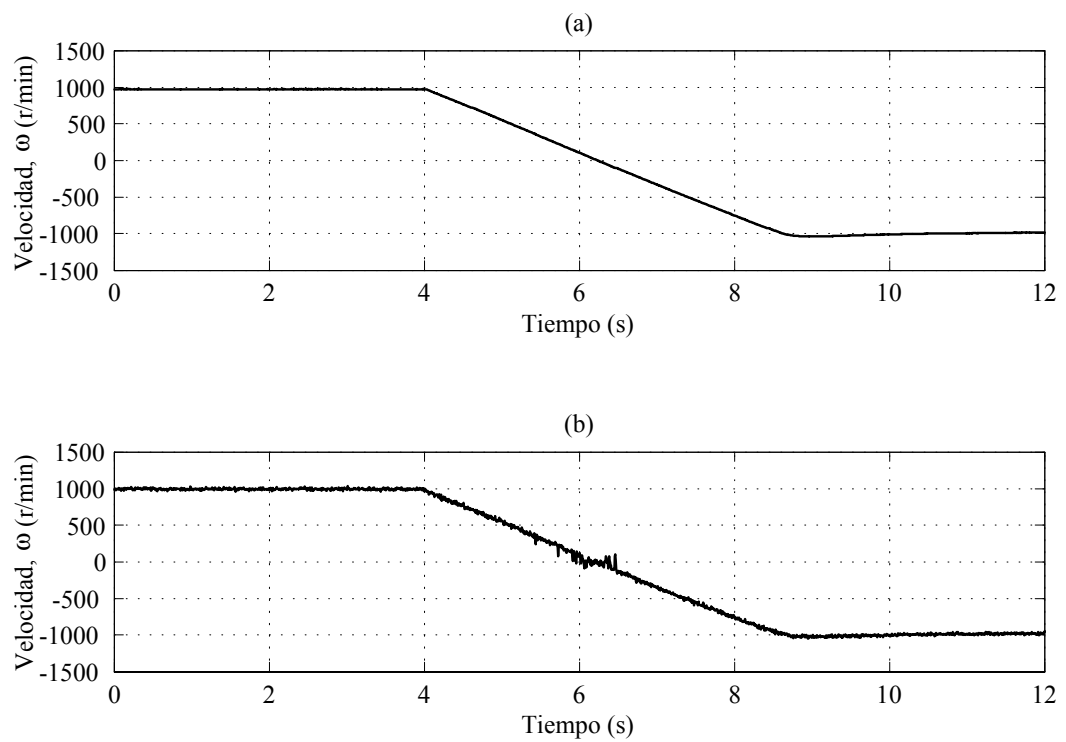


Fig. 3.18. Velocidad medida (a), y estimada (b) durante una inversión del sentido de giro.

3.5.2 Control de velocidad sin sensor mecánico

A continuación se presentan los resultados obtenidos experimentalmente con el sistema de control sin sensores mecánicos. Para ello se emplearon las variables estimadas para cerrar los lazos de par y velocidad, respectivamente.

En las figuras siguientes se muestra la referencia de velocidad (línea de trazos) entregada al controlador, y la velocidad de la máquina medida (línea continua), para diferentes condiciones de operación. En la Fig. 3.19 se presenta el comportamiento del control sin sensor en la zona de baja velocidad, cuando la referencia de la velocidad varía de 100 r/min a 500 r/min , y nuevamente a 100 r/min al cabo de 8 s . Si bien es posible trabajar a velocidades inferiores a 100 r/min , la estimación en este rango se ve dificultada por el alto ruido presente en la medición y el *ripple* de la corriente, debido al bajo valor de inductancia de dispersión que posee el motor.

Por último, en la Fig. 3.20 se muestra la operación del motor desde baja velocidad (100 r/min) hasta alta velocidad (1000 r/min). Como puede apreciarse, el comportamiento del sistema de control a lazo cerrado empleando las variables estimadas es satisfactorio en un amplio rango de velocidad.

3.5.2.1 Comparación con observador sinusoidal

Con el objetivo de mostrar las ventajas del observador propuesto en este capítulo frente a un observador sinusoidal, se calcularon las corrientes de excitación según el control presentado en el capítulo 2 [61], empleando ambos observadores. Las referencias de corriente se calcularon empleando las estimaciones de las derivadas del flujo con respecto a la posición (mostradas en la Fig. 3.16(b)), y el resultado para una fase se muestra en la Fig. 3.21(a).

Si se supone una distribución de fem sinusoidal, las referencias de corriente generadas serán sinusoidales, tal como se muestra en la Fig. 3.21(b). Con estas corrientes, y las derivadas del flujo con respecto a la posición determinadas experimentalmente (Fig. 3.2(b)), puede calcularse el par electromagnético usando (2.9). El resultado de este cálculo con ambas formas de onda de corriente se muestra en la Fig. 3.22. Como puede apreciarse, el uso del observador propuesto reduce significativamente el *ripple* de par con respecto a una aproximación sinusoidal.

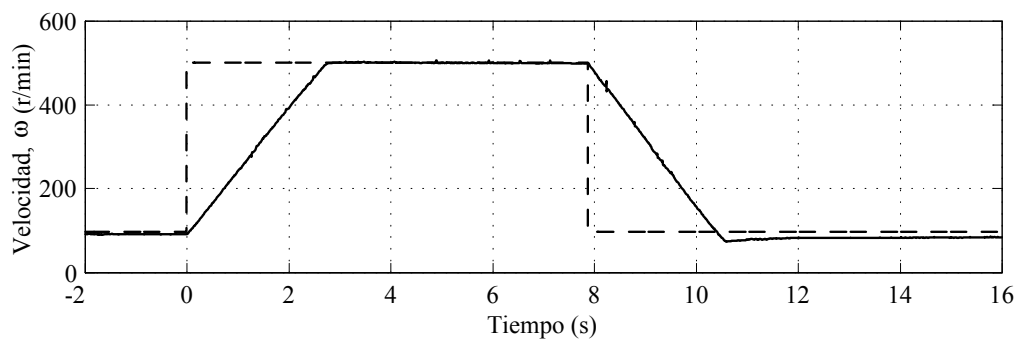


Fig. 3.19. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad medida (línea continua).

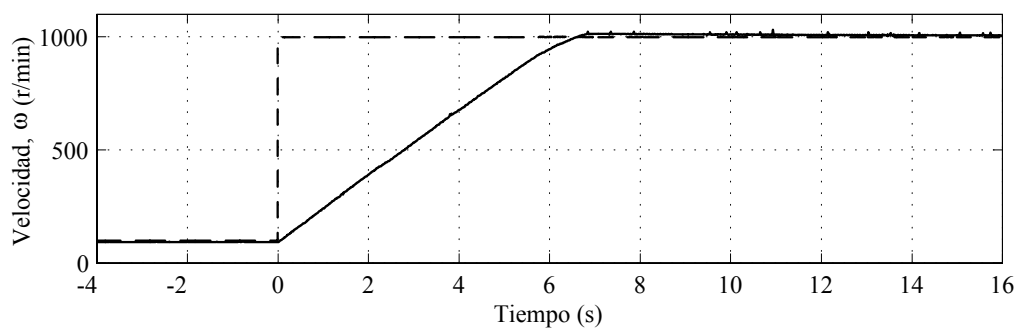


Fig. 3.20. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad medida (línea continua).

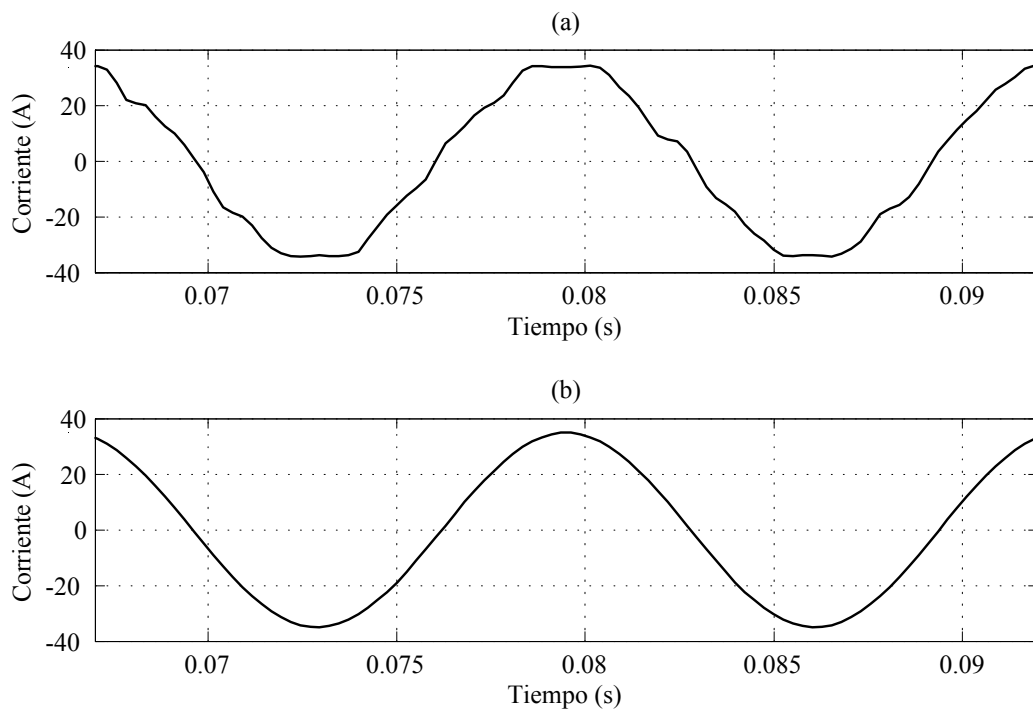


Fig. 3.21. Referencia de corriente de la fase a . Calculada mediante el observador propuesto (a), y mediante un observador con FEM sinusoidal (b).

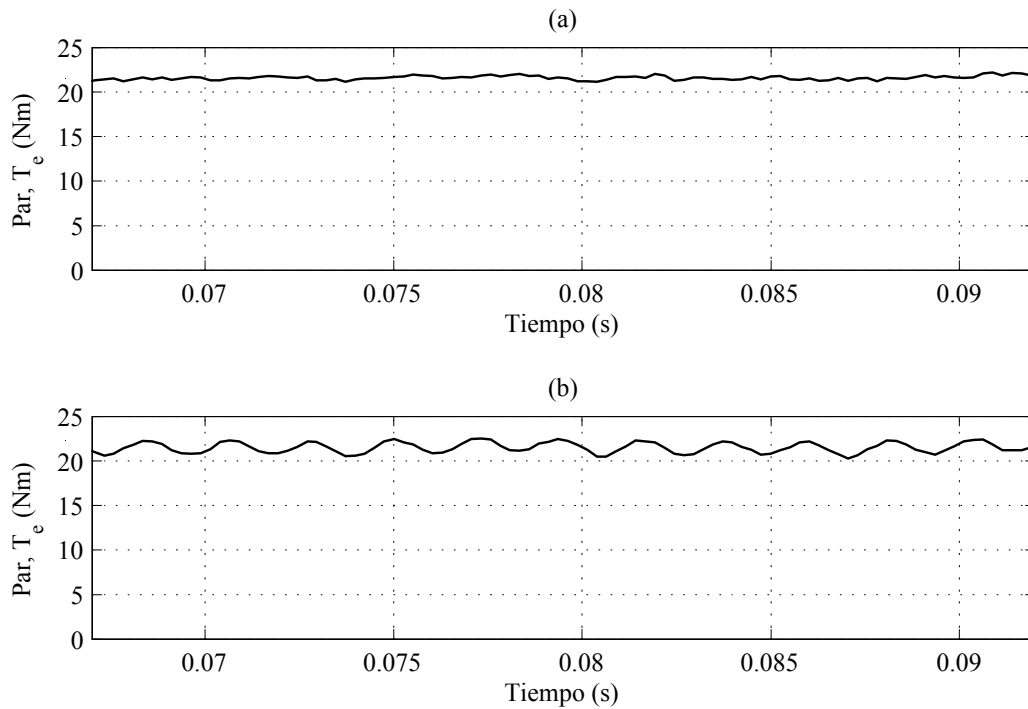


Fig. 3.22. Par producido usando el observador propuesto (a), y con un observador con FEM sinusoidal (b).

3.6 Conclusiones

En este capítulo se propuso un observador no lineal de orden reducido para estimar la fem y la velocidad del rotor para máquinas de imanes permanentes. El observador propuesto puede aplicarse a máquinas con forma de onda de fem inducida arbitraria. Para ello, en el modelo usado para diseñar el observador se emplean aproximaciones por series de Fourier de la forma de onda de fem inducida.

Para implementar el observador propuesto es necesario conocer de antemano la forma de onda de la fem inducida, que es una función de la posición del rotor y puede determinarse experimentalmente. La determinación de los coeficientes de las series puede realizarse haciendo trabajar a la máquina como generador en vacío, a velocidad constante, y midiendo la tensión instantánea en sus bornes durante algunos ciclos. Realizando el cociente entre estas tensiones y la velocidad de la máquina se obtienen las derivadas del flujo con respecto a la posición. A partir de ellas se pueden determinar luego los coeficientes de las series de Fourier realizando la transformada rápida de Fourier.

Se presentó la convergencia del observador propuesto, considerando que en la aproximación por series de Fourier se incluyen N términos, y no infinitos. De aquí se demostró que el

error de estimación no tiende a cero cuando no se incluyen todos los términos de la serie, sino que converge de manera asintótica a un valor cercano a cero. Este valor final puede reducirse aumentando la cantidad de armónicos considerados en la serie o aumentando la ganancia del observador. Este resultado se comprobó también mediante simulación.

Los resultados experimentales y de simulación presentados confirman el buen desempeño del observador para la estimación de fem, velocidad y posición del rotor. En consecuencia, esta propuesta presenta una muy buena opción para la realización de control de par con minimización de *ripple*, usando la estrategia detallada en el capítulo 2. Esto se confirmó mediante simulación y en forma experimental, para diferentes condiciones de operación del accionamiento, usando las variables estimadas mediante el observador para cerrar el lazo de control con minimización del *ripple* de par.

Además, se incluyó la comparación del observador propuesto con respecto a un observador que considera fem inducida sinusoidal, comprobándose las ventajas del primero en cuanto a la minimización de *ripple* de par.

Capítulo 4

Estimación de fem usando Observadores de Alta Ganancia

4.1 Introducción

Algunos accionamientos industriales de velocidad variable incluyen funciones de parametrización previas a la puesta en servicio. Mediante estas funciones el accionamiento determina los parámetros del motor y del controlador, para optimizar el desempeño del conjunto. En muchos casos, parte de los parámetros necesarios se obtienen mediante ensayos que realiza automáticamente el accionamiento durante la puesta en servicio.

Si el accionamiento incluye la posibilidad de trabajar sin sensores mecánicos de velocidad o posición, durante la puesta en servicio se deberán determinar además, los parámetros necesarios para el observador o la estrategia empleada. Si por ejemplo, se empleara el observador presentado en el capítulo anterior, sería necesario medir la fem inducida de la máquina y calcular la amplitud de cada componente armónico de la aproximación por series de Fourier. Con el fin de simplificar esta tarea, en este capítulo se propone un observador para estimar la fem inducida y la velocidad del rotor que, a diferencia del presentado en el capítulo anterior, no necesita de una medición previa de la forma de onda de la fem inducida.

Este observador está basado en una aproximación para el cálculo de la velocidad de la máquina utilizando la componente cero de la tensión, además de la fem inducida estimada. Se emplea además, un observador de alta ganancia para obtener la derivada con respecto al tiempo, de la derivada del flujo con respecto a la posición [76] [77] [78].

Para que sea posible el empleo del observador propuesto, es necesario que la máquina tenga disponible el punto neutro de sus bobinados, y que cumpla además con ciertas condiciones necesarias para poder calcular la velocidad del rotor mediante la aproximación propuesta. Se estudian, además, las limitaciones de dicha aproximación, en cuanto al tipo de MCAIP a que puede ser aplicada.

El presente capítulo está organizado de la siguiente manera. En primer lugar se presenta el desarrollo del observador propuesto, incluyendo al observador de alta ganancia, y se realiza el análisis de la convergencia del sistema compuesto por ambos observadores.

A continuación se presentan resultados de simulación que validan la propuesta. Se incluyen resultados que muestran el desempeño del observador para máquinas con diferentes for-

mas de onda de fem inducida y también se muestra la convergencia de ambos observadores ante diferentes valores de ganancia. Se presentan además, resultados de simulación del sistema de control con minimización de *ripple* de par empleando el observador propuesto, para diferentes máquinas y condiciones de operación de las mismas.

Finalmente se muestran resultados obtenidos experimentalmente, usando el observador propuesto para estimar la fem y la velocidad de un motor de imanes permanentes de flujo axial, cuya forma de onda de fem no es ni sinusoidal ni trapezoidal. Se puede apreciar el buen comportamiento del observador y también del sistema completo de control sin sensor mecánico, lo que valida la propuesta teórica.

4.2 Desarrollo del observador

Con el objetivo de estimar la fem y la velocidad de la máquina, se construye entonces un observador basado en la dinámica de la fem (3.2). De este modo, las ecuaciones para la estimación de fem en este observador, son como las del observador propuesto en el capítulo 3, y están dadas por (3.14) y (3.15),

$$\frac{d\zeta_\alpha}{dt} = \frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt}\hat{\omega} + \hat{\varphi}_\alpha \left(\frac{1}{J} (\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J}\hat{\omega} \right) + g(-Ri_\alpha - \hat{e}_\alpha + v_\alpha) \quad (4.1)$$

$$\frac{d\zeta_\beta}{dt} = \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt}\hat{\omega} + \hat{\varphi}_\beta \left(\frac{1}{J} (\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J}\hat{\omega} \right) + g(-Ri_\beta - \hat{e}_\beta + v_\beta),$$

$$\hat{e}_\alpha = \zeta_\alpha - gLi_\alpha \quad (4.2)$$

$$\hat{e}_\beta = \zeta_\beta - gLi_\beta.$$

Donde las variables $\hat{\varphi}_\alpha$, $\hat{\varphi}_\beta$ y $\hat{\omega}$ pueden expresarse en función de las variables estimadas (\hat{e}_α y \hat{e}_β). La relación entre ellas está dada por (2.22), que puede expresarse también como,

$$\hat{\varphi}_\alpha = \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{\omega}} \quad (4.3)$$

$$\hat{\varphi}_\beta = \frac{\hat{e}_\beta}{\hat{\omega}},$$

entonces, (4.1) puede escribirse de la siguiente manera,

$$\frac{d\zeta_\alpha}{dt} = \frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt}\hat{\omega} + \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{\omega}^2} \left(\frac{1}{J} (\hat{e}_\alpha i_\alpha + \hat{e}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J}\hat{\omega}^2 \right) + g(-Ri_\alpha - \hat{e}_\alpha + v_\alpha) \quad (4.4)$$

$$\frac{d\zeta_\beta}{dt} = \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt}\hat{\omega} + \frac{\hat{e}_\beta}{\hat{\omega}^2} \left(\frac{1}{J} (\hat{e}_\alpha i_\alpha + \hat{e}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J}\hat{\omega}^2 \right) + g(-Ri_\beta - \hat{e}_\beta + v_\beta).$$

Para expresar el observador solamente en las variables estimadas y medidas, en esta expresión aún resta encontrar una forma para calcular la velocidad y las derivadas de las componentes φ_α y φ_β en función de la fem estimada. Cuando la MCAIP posee fem inducida sinusoidal, estas relaciones pueden hallarse fácilmente, dado que,

$$\begin{aligned}\varphi_\alpha &= -K_e \text{sen}(\theta) \\ \varphi_\beta &= K_e \text{cos}(\theta),\end{aligned}\quad (4.5)$$

se tiene

$$e_\alpha^2 + e_\beta^2 = \omega^2 (\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2) = \omega^2 K_e^2, \quad (4.6)$$

entonces la velocidad estimada puede expresarse como una función de la fem estimada,

$$\hat{\omega} = \frac{1}{K_e} \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}. \quad (4.7)$$

Además, las derivadas de φ_α y φ_β pueden calcularse como,

$$\begin{aligned}\frac{d\varphi_\alpha}{dt} &= -\omega K_e \text{cos}(\theta) = -\omega\varphi_\beta = -e_\beta \\ \frac{d\varphi_\beta}{dt} &= -\omega K_e \text{sen}(\theta) = \omega\varphi_\alpha = e_\alpha.\end{aligned}\quad (4.8)$$

Sin embargo, cuando la forma de onda de la fem inducida difiere de la forma de onda sinusoidal, las relaciones (4.7) y (4.8) no pueden utilizarse, y es necesario encontrar una forma diferente de obtener estas variables. Para poder usar (4.7) la expresión $\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2$ debería ser constante. En general, esto no ocurre cuando las funciones poseen componentes armónicos. Como ejemplo se puede calcular $\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2$ para el modelo general presentado en la sección 2.2, donde,

$$\begin{aligned}\varphi_\alpha(\theta) &= -\sum_{n=1}^{\infty} \Phi_{\alpha(2n-1)} \text{sen}((2n-1)\theta) \\ \varphi_\beta(\theta) &= \sum_{n=1}^{\infty} \Phi_{\beta(2n-1)} \text{cos}((2n-1)\theta) \\ \varphi_0(\theta) &= -\sum_{n=1}^{\infty} \Phi_{0(2n-1)} \text{sen}((2n-1)\theta),\end{aligned}\quad (4.9)$$

con,

$$\begin{aligned}\Phi_{\alpha(2n-1)} &= (2n-1) \Psi_{2n-1} \sqrt{\frac{2}{3}} \left[1 - \text{cos}\left((2n-1)\frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ \Phi_{\beta(2n-1)} &= (2n-1) \Psi_{2n-1} \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\sqrt{3} \text{sen}\left((2n-1)\frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ \Phi_{0(2n-1)} &= (2n-1) \Psi_{2n-1} \frac{1}{\sqrt{6}} \left[1 + 2\text{cos}\left((2n-1)\frac{2\pi}{3}\right) \right],\end{aligned}\quad (4.10)$$

entonces,

$$\begin{aligned} \varphi_{\alpha}^2 + \varphi_{\beta}^2 = & \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \Phi_{\alpha(2n-1)} \Phi_{\alpha(2m-1)} \text{sen}((2n-1)\theta) \text{sen}((2m-1)\theta) + \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \Phi_{\beta(2n-1)} \Phi_{\beta(2m-1)} \text{cos}((2n-1)\theta) \text{cos}((2m-1)\theta). \end{aligned} \quad (4.11)$$

Esta expresión, para máquinas con diferentes configuraciones, es una función de la posición, y no un valor constante como en el caso de fem sinusoidal. Sin embargo, debe notarse que esta función solamente posee componentes armónicos de orden seis y sus múltiplos. En las figuras siguientes se muestra la función $\varphi_{\alpha}^2 + \varphi_{\beta}^2$ para diferentes formas de magnetización, número de bobinas y ancho de polo magnético (Fig. 4.1(b) y Fig. 4.2(b)).

Sin embargo, existe información sobre la máquina y la forma de onda de su fem inducida que no está siendo utilizada en (4.11). Esta información es la contenida en la componente “0” de la fem (o lo que es equivalente en φ_0). Si se realiza la operación φ_0^2 , empleando el modelo propuesto, se obtiene,

$$\varphi_0^2 = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \Phi_{0(2n-1)} \Phi_{0(2m-1)} \text{sen}((2n-1)\theta) \text{sen}((2m-1)\theta), \quad (4.12)$$

que también es una función de la posición y solamente posee componentes armónicos de sexto orden. Esta función, afectada por la constante adecuada, puede sumarse a la expresión (4.11) para cancelar, o al menos atenuar, la variación de la misma con la posición. El valor adecuado de la constante necesaria puede obtenerse desarrollando la expresión $\varphi_{\alpha}^2 + \varphi_{\beta}^2 + k\varphi_0^2$ empleando el modelo propuesto, y siendo k la constante a determinar. Mediante este procedimiento puede comprobarse que el valor de $k = -4$ cancela gran cantidad de términos, simplificando dicha expresión. La cancelación de la totalidad de los componentes armónicos depende de la forma de onda de la fem inducida, es decir, de la configuración de la máquina. Esto puede apreciarse en la Fig. 4.3(a) y en la Fig. 4.4(a), donde se grafica $4\varphi_0^2$, para las formas de onda de fem inducida presentadas en las figuras anteriores. Como puede apreciarse, esta función presenta la misma forma que $\varphi_{\alpha}^2 + \varphi_{\beta}^2$, por lo que puede usarse para obtener

$$\varphi_{\alpha}^2 + \varphi_{\beta}^2 - 4\varphi_0^2 \approx K^2, \quad (4.13)$$

como se muestra en la Fig. 4.3(b) y en la Fig. 4.4(b).

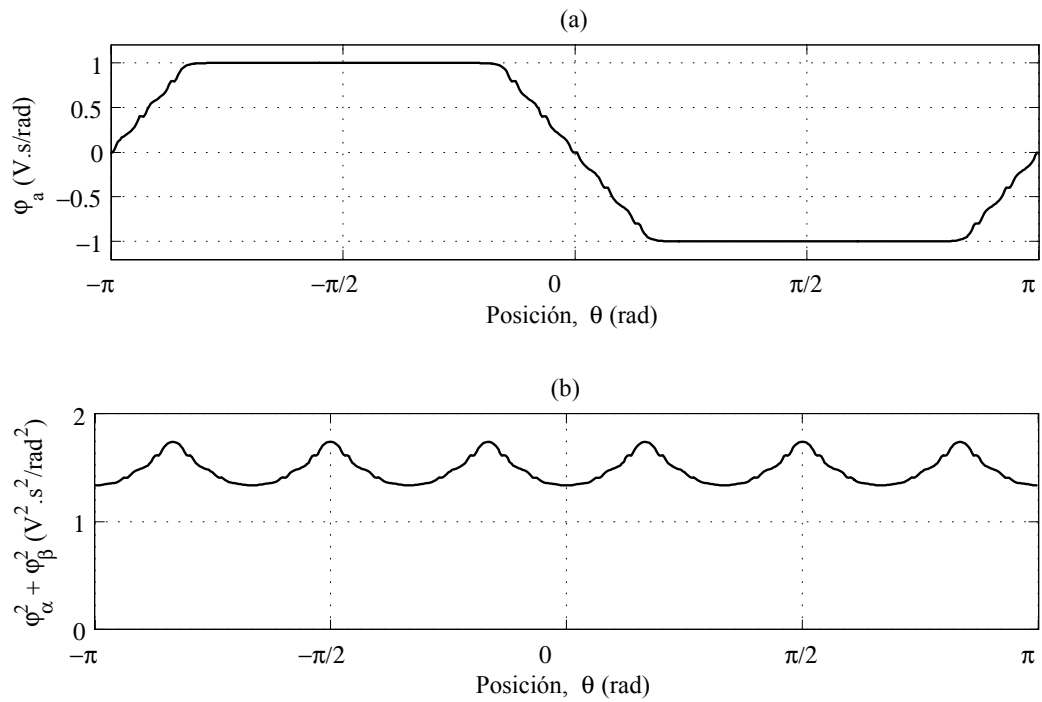


Fig. 4.1. Derivada del flujo con respecto a la posición correspondiente a la fase a , φ_a (a); función $\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2$ (b). Para $\gamma = 0.025$, $T_m = 178^\circ$, $N_c = 5$.

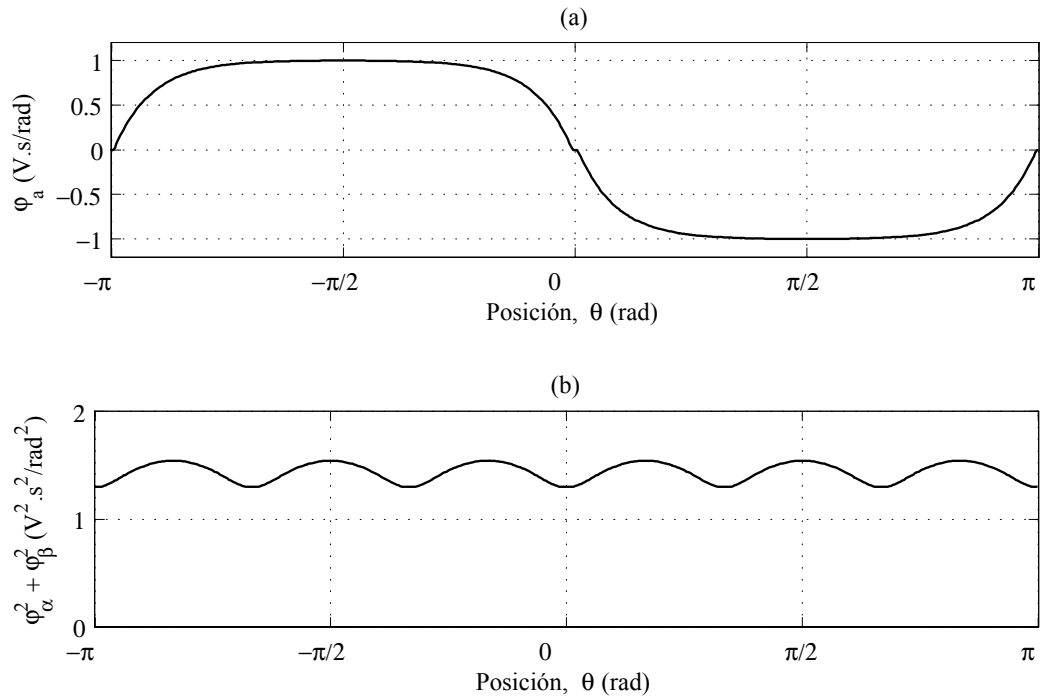


Fig. 4.2. Derivada del flujo con respecto a la posición correspondiente a la fase a , φ_a (a); función $\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2$ (b). Para $\gamma = 0.1655$, $T_m = 178^\circ$, $N_c = 1$.

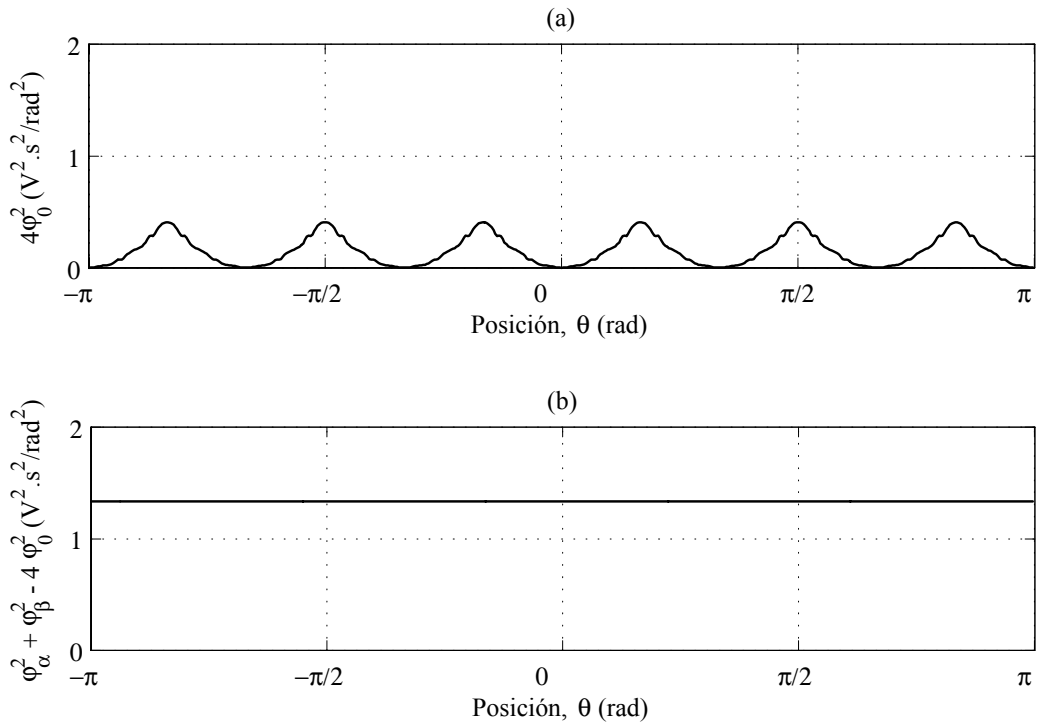


Fig. 4.3. Componente $4\varphi_0^2$ (a); función $\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2 - 4\varphi_0^2$ (b). Para $\gamma = 0.025$, $T_m = 178^\circ$, $N_c = 5$.

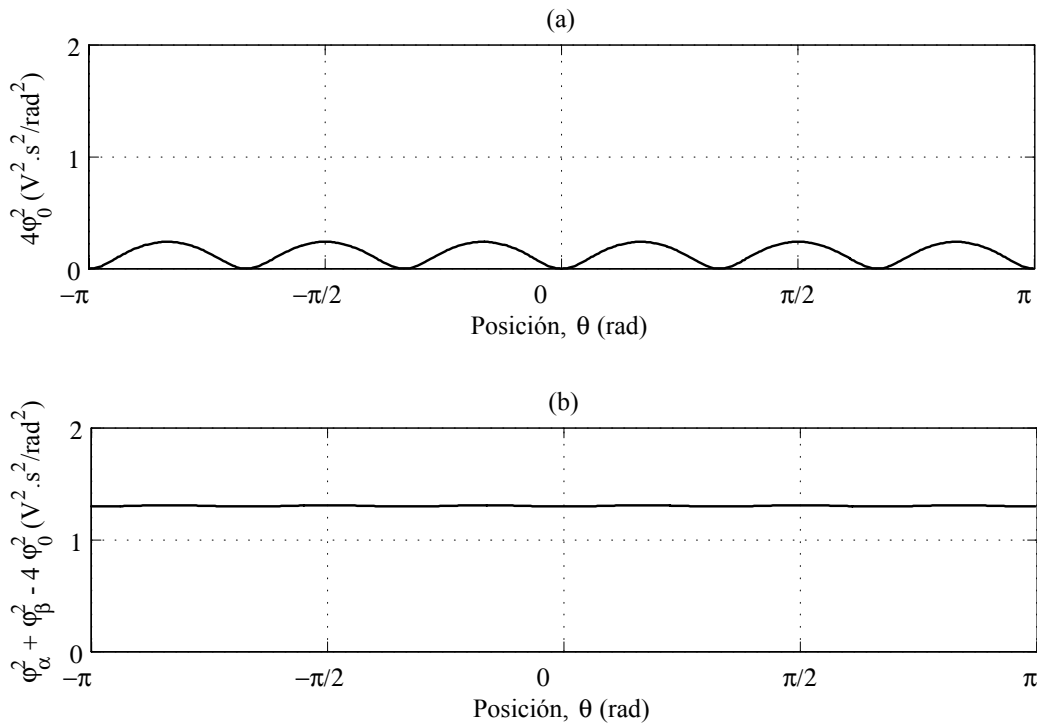


Fig. 4.4. Componente $4\varphi_0^2$ (a); función $\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2 - 4\varphi_0^2$ (b). Para $\gamma = 0.1655$, $T_m = 178^\circ$, $N_c = 1$.

En estas figuras se puede apreciar que la aproximación a un valor constante es válida para las formas de onda de fem mostradas. Sin embargo, dependiendo de la configuración de la

máquina, la expresión $4\varphi_0^2$ puede no resultar suficiente para cancelar los armónicos de la función $\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2$. En caso de que esto ocurra, $\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2 - 4\varphi_0^2$ presentará cierto *ripple*, es decir, cierta variación con la posición. Dado que el *ripple* presente en esta aproximación se traduce directamente en pulsaciones en la velocidad y en el par de la máquina, la aproximación por una constante puede no ser aceptable, dependiendo de los requisitos de la aplicación. Debido a que las variables que determinan la forma de onda de la fem, y por lo tanto de las funciones mencionadas, son muchas, es muy difícil determinar exactamente para qué valores de ellas la aproximación resultará aceptable. En el apéndice A se presentan resultados de esta aproximación para diferentes parámetros de diseño de la máquina.

La aproximación (4.13) puede emplearse para calcular la velocidad en función de la fem estimada, teniendo en cuenta que,

$$e_\alpha^2 + e_\beta^2 - 4e_0^2 = \omega^2 (\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2 - 4\varphi_0^2) \approx \omega^2 K^2. \quad (4.14)$$

Basado en esta aproximación, la velocidad del rotor puede calcularse como sigue,

$$\hat{\omega} = \frac{1}{K} \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2 - 4e_0^2}, \quad (4.15)$$

donde la componente cero de la fem inducida puede medirse directamente, siempre que la máquina tenga acceso al neutro. En este caso, la componente cero de la fem será igual a la tensión del neutro de la máquina con respecto al neutro de la fuente. En el apéndice B se describe en detalle la forma de medir esta tensión.

Luego, a partir de la velocidad y la fem estimada pueden calcularse las componentes de la derivadas del flujo con respecto a la posición,

$$\begin{aligned} \hat{\varphi}_\alpha &= \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{\omega}} \\ \hat{\varphi}_\beta &= \frac{\hat{e}_\beta}{\hat{\omega}}, \end{aligned} \quad (4.16)$$

necesarias para implementar la estrategia de control con minimización de *ripple* de par (Fig. 2.11).

Para completar el diseño del observador, aún resta calcular las derivadas de las componentes $\hat{\varphi}_\alpha$ y $\hat{\varphi}_\beta$ con respecto al tiempo. Para ello, en el capítulo anterior se usó una aproximación por series de Fourier. Sin embargo, dado que aquí no se incluye en el observador el modelo de la forma de onda de la fem inducida, este método no puede utilizarse. En este caso, es necesario emplear un método para calcular instantáneamente las derivadas de las señales $\hat{\varphi}_\alpha$ y $\hat{\varphi}_\beta$, usando la información disponible en cada muestreo.

Existen diferentes propuestas para obtener la derivada de una señal a partir de sus valores muestreados (el lector interesado puede referirse a [101] [102] y las referencias que allí se citan). De ellos, uno de los métodos más usados en control no lineal es el que emplea observadores de alta ganancia para obtener las derivadas de alguna salida o estado para utilizarlas en la estrategia de control [103] [104] [105] [106] [107]. Por ejemplo, en [108] se emplea un observador de alta ganancia para calcular la derivada de las corrientes con respecto al tiempo para implementar una estrategia de control de par sin sensor de posición para motores de inducción. En [109], este tipo de observadores se utiliza junto a una estrategia de estimación por estructura variable, para implementar un controlador de un motor sincrónico de imanes permanente.

Este tipo de observadores puede emplearse para calcular las derivadas de las componentes de $\hat{\varphi}$ con respecto al tiempo, a partir de la información sobre $\hat{\varphi}$ obtenida de (4.16). Para ello se propone un observador de alta ganancia de orden reducido, como el usado en [101], el cual se comporta aproximadamente como un “derivador”. Este observador se construye empleando la variable $\tilde{\varphi}$ como una estimación de $\hat{\varphi}$, y usando su derivada ($d\tilde{\varphi}/dt$) como una estimación de $d\hat{\varphi}/dt$. En la sección 4.3 se describe en detalle la forma de diseñar este observador de alta ganancia. De esta manera, las derivadas de las componentes $\hat{\varphi}_\alpha$ y $\hat{\varphi}_\beta$ pueden obtenerse mediante las siguientes ecuaciones dinámicas,

$$\begin{aligned}\frac{d\chi_\alpha}{dt} &= -\frac{1}{\epsilon} \left(\chi_\alpha + \frac{1}{\epsilon} \hat{\varphi}_\alpha \right) \\ \frac{d\chi_\beta}{dt} &= -\frac{1}{\epsilon} \left(\chi_\beta + \frac{1}{\epsilon} \hat{\varphi}_\beta \right),\end{aligned}\tag{4.17}$$

donde χ_α, χ_β son variables auxiliares, ϵ es una constante de valor pequeño positivo, y la estimación de $d\hat{\varphi}/dt$ se obtiene como,

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt} &\approx \frac{d\tilde{\varphi}_\alpha}{dt} = \chi_\alpha + \frac{1}{\epsilon} \hat{\varphi}_\alpha \\ \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt} &\approx \frac{d\tilde{\varphi}_\beta}{dt} = \chi_\beta + \frac{1}{\epsilon} \hat{\varphi}_\beta.\end{aligned}\tag{4.18}$$

La estimación de las derivadas de las funciones $\hat{\varphi}$ utilizando un observador de alta ganancia puede incorporarse al estimador dado por (4.4), que incluye estimas de la derivada de $\hat{\varphi}$, para obtener un nuevo observador representado por,

$$\begin{aligned}\frac{d\zeta_\alpha}{dt} &= \left(\chi_\alpha + \frac{1}{\epsilon} \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{\omega}} \right) \hat{\omega} + \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{\omega}^2} \left(\frac{1}{J} (\hat{e}_\alpha i_\alpha + \hat{e}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} \hat{\omega}^2 \right) + g(-Ri_\alpha - \hat{e}_\alpha + v_\alpha) \\ \frac{d\zeta_\beta}{dt} &= \left(\chi_\beta + \frac{1}{\epsilon} \frac{\hat{e}_\beta}{\hat{\omega}} \right) \hat{\omega} + \frac{\hat{e}_\beta}{\hat{\omega}^2} \left(\frac{1}{J} (\hat{e}_\alpha i_\alpha + \hat{e}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} \hat{\omega}^2 \right) + g(-Ri_\beta - \hat{e}_\beta + v_\beta),\end{aligned}\tag{4.19}$$

$$\begin{aligned}\frac{d\chi_\alpha}{dt} &= -\frac{1}{\epsilon} \left(\chi_\alpha + \frac{1}{\epsilon} \frac{\widehat{e}_\alpha}{\widehat{\omega}} \right) \\ \frac{d\chi_\beta}{dt} &= -\frac{1}{\epsilon} \left(\chi_\beta + \frac{1}{\epsilon} \frac{\widehat{e}_\beta}{\widehat{\omega}} \right),\end{aligned}\tag{4.20}$$

y las componentes de la fem, la velocidad, y las componentes de $\widehat{\varphi}$ se obtienen de,

$$\begin{aligned}\widehat{e}_\alpha &= \zeta_\alpha - gLi_\alpha \\ \widehat{e}_\beta &= \zeta_\beta - gLi_\beta,\end{aligned}\tag{4.21}$$

$$\widehat{\omega} = \frac{1}{K} \sqrt{\widehat{e}_\alpha^2 + \widehat{e}_\beta^2 - 4e_0^2},\tag{4.22}$$

$$\begin{aligned}\widehat{\varphi}_\alpha &= \frac{\widehat{e}_\alpha}{\widehat{\omega}} \\ \widehat{\varphi}_\beta &= \frac{\widehat{e}_\beta}{\widehat{\omega}}.\end{aligned}\tag{4.23}$$

4.2.1 Aspectos de Implementación

De la expresión (4.16) puede apreciarse que este observador no puede utilizarse a velocidades muy bajas, al igual que otros observadores basados en la estimación de la fem inducida. Esto es debido a que la información sobre la velocidad se obtiene de la fem de velocidad ($e = \varphi \omega$), que es nula cuando la velocidad es cero. Inclusive a velocidades de operación muy bajas, la magnitud de la fem es pequeña lo que dificulta la estima de su valor, debido al ruido de medición y otras perturbaciones. En este rango de operación podrían emplearse estrategias de estimación basadas en las irregularidades de la máquina [33] [34] [35] [36] [38].

Por otro lado, dado que la velocidad se calcula mediante una expresión cuadrática, no es posible obtener el sentido de giro del rotor a partir de dicha expresión. Una forma posible de obtener información sobre el signo de la velocidad es teniendo en cuenta que,

$$\varphi_\alpha \frac{d\varphi_\beta}{dt} - \varphi_\beta \frac{d\varphi_\alpha}{dt} = \varphi_\alpha \frac{\partial \varphi_\beta}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} - \varphi_\beta \frac{\partial \varphi_\alpha}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} = \omega \left(\varphi_\alpha \frac{\partial \varphi_\beta}{\partial \theta} - \varphi_\beta \frac{\partial \varphi_\alpha}{\partial \theta} \right).\tag{4.24}$$

Esta expresión, cuando la MCAIP posee fem inducida sinusoidal está dada por,

$$\varphi_\alpha \frac{d\varphi_\beta}{dt} - \varphi_\beta \frac{d\varphi_\alpha}{dt} = \omega (K_e^2 \sin^2(\theta) + K_e^2 \cos^2(\theta)) = \omega K_e^2,\tag{4.25}$$

entonces, tomando el signo de (4.25) resulta,

$$\text{sign} \left(\varphi_\alpha \frac{d\varphi_\beta}{dt} - \varphi_\beta \frac{d\varphi_\alpha}{dt} \right) = \text{sign} (\omega). \quad (4.26)$$

Cuando la fem inducida no es sinusoidal, (4.25) no resulta tan sencilla, dado que el término que multiplica a ω no será en general una constante, sino una función de la posición. Sin embargo, (4.26) puede usarse como una buena aproximación en un amplio rango de funcionamiento, exceptuando las velocidades muy bajas, entonces,

$$\text{sign} (\hat{\omega}) \approx \text{sign} \left(\hat{\varphi}_\alpha \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt} - \hat{\varphi}_\beta \frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt} \right). \quad (4.27)$$

Reemplazando aquí por (4.18) se obtiene,

$$\text{sign} (\hat{\omega}) \approx \text{sign} (\hat{\varphi}_\alpha \chi_\beta - \hat{\varphi}_\beta \chi_\alpha), \quad (4.28)$$

y la velocidad estimada puede calcularse como,

$$\hat{\omega} = \frac{1}{K} \text{sign} (\hat{\varphi}_\alpha \chi_\beta - \hat{\varphi}_\beta \chi_\alpha) \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2 - 4e_0^2}. \quad (4.29)$$

Es importante destacar que, como se mencionó en la sección 4.1, el observador presentado en este capítulo se propuso con el objetivo de simplificar la tarea de determinar los parámetros necesarios para la puesta en servicio del accionamiento. Si se emplea el observador propuesto en este capítulo, no es necesario determinar la amplitud de cada componente armónico de la forma de onda de la fem inducida. Solamente es necesario determinar la constante K de la expresión (4.13). Esto puede realizarse haciendo trabajar la máquina como generador a velocidad constante, y midiendo las tensiones entre fase y neutro, en vacío, durante algunos ciclos. Realizando luego el cociente de estas tensiones y la velocidad de la máquina se obtienen los valores de φ_a , φ_b , y φ_c . Transformando estas mediciones a $\alpha\beta 0$, y realizando la operación $\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2 - 4\varphi_0^2$, el valor de K se obtiene como el valor medio del resultado de dicha expresión. Para determinar si esta aproximación resulta aceptable, pueden tomarse también los valores máximos y mínimos para determinar así el *ripple* resultante.

Como se mencionó anteriormente, para la implementación de este observador es necesario contar con el punto neutro de la máquina, dado que se necesita calcular la componente "0" de la fem inducida, para emplearla en el cálculo de la velocidad. Por otro lado, dado que las corrientes son balanceadas, y el neutro de la máquina no se conecta a la fuente, la suma de ellas será nula ($i_a + i_b + i_c = 0$), por lo que las componentes $\alpha\beta$ pueden obtenerse midiendo solamente dos corrientes.

En resumen, el observador propuesto en este capítulo puede implementarse mediante las siguientes ecuaciones:

Condiciones iniciales

$$\hat{e}_\alpha(0), \hat{e}_\beta(0), \chi_\alpha(0), \chi_\beta(0).$$

Mediciones

$$i_a, i_b, v_a, v_b, v_c.$$

Algoritmo

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}; \quad (4.30)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}; \quad (4.31)$$

$$\frac{d\zeta_\alpha}{dt} = \left(\chi_\alpha + \frac{1}{\epsilon} \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{\omega}} \right) \hat{\omega} + \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{\omega}^2} \left(\frac{1}{J} (\hat{e}_\alpha i_\alpha + \hat{e}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} \hat{\omega}^2 \right) + g(-Ri_\alpha - \hat{e}_\alpha + v_\alpha) \quad (4.32)$$

$$\frac{d\zeta_\beta}{dt} = \left(\chi_\beta + \frac{1}{\epsilon} \frac{\hat{e}_\beta}{\hat{\omega}} \right) \hat{\omega} + \frac{\hat{e}_\beta}{\hat{\omega}^2} \left(\frac{1}{J} (\hat{e}_\alpha i_\alpha + \hat{e}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} \hat{\omega}^2 \right) + g(-Ri_\beta - \hat{e}_\beta + v_\beta);$$

$$\frac{d\chi_\alpha}{dt} = -\frac{1}{\epsilon} \left(\chi_\alpha + \frac{1}{\epsilon} \frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{\omega}} \right) \quad (4.33)$$

$$\frac{d\chi_\beta}{dt} = -\frac{1}{\epsilon} \left(\chi_\beta + \frac{1}{\epsilon} \frac{\hat{e}_\beta}{\hat{\omega}} \right);$$

$$\hat{e}_\alpha = \zeta_\alpha - gLi_\alpha \quad (4.34)$$

$$\hat{e}_\beta = \zeta_\beta - gLi_\beta;$$

$$\hat{\varphi}_\alpha = \frac{\hat{e}_\alpha}{\frac{1}{K} \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2 - 4e_0^2}} \quad (4.35)$$

$$\hat{\varphi}_\beta = \frac{\hat{e}_\beta}{\frac{1}{K} \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2 - 4e_0^2}};$$

$$\hat{\omega} = \frac{1}{K} \text{sign}(\hat{\varphi}_\alpha \chi_\beta - \hat{\varphi}_\beta \chi_\alpha) \sqrt{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2 - 4e_0^2}. \quad (4.36)$$

4.3 Desarrollo del observador de alta ganancia

Los observadores de alta ganancia han sido empleados en el diseño de controladores para sistemas no lineales. Por ejemplo, se utilizan para estimar las derivadas de las salidas, con el fin de implementar controles por realimentación de salida. Esto es posible dado que, para valores de ganancia suficientemente altos, estos observadores se comportan aproximadamente como “diferenciadores” [101].

En el observador propuesto en este capítulo, es necesario estimar las derivadas de las variables estimadas $\hat{\varphi}_\alpha$ y $\hat{\varphi}_\beta$ con respecto al tiempo. Para ello se propone entonces usar un observador de alta ganancia de orden reducido, que puede diseñarse como se muestra a continuación [101]. Definiendo

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1 &= \hat{\varphi} \\ \mathbf{x}_2 &= \frac{d\mathbf{x}_1}{dt} = \frac{d\hat{\varphi}}{dt}, \end{aligned} \quad (4.37)$$

donde $\hat{\varphi}$ es conocido ($\hat{\varphi} = [\hat{\varphi}_\alpha \quad \hat{\varphi}_\beta]^T$), y siendo

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_1 &= \tilde{\varphi} \\ \hat{\mathbf{x}}_2 &= \frac{d\hat{\mathbf{x}}_1}{dt} = \frac{d\tilde{\varphi}}{dt}, \end{aligned} \quad (4.38)$$

se desea estimar \mathbf{x}_2 sin estimar \mathbf{x}_1 , el cual es conocido. Para ello se propone el siguiente observador de orden reducido,

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}_2}{dt} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{d\mathbf{x}_1}{dt} - \frac{d\hat{\mathbf{x}}_1}{dt} \right), \quad (4.39)$$

donde ϵ es un parámetro positivo pequeño. Para poder implementar el término de corrección $(d\mathbf{x}_1/dt - d\hat{\mathbf{x}}_1/dt)$ sería necesario conocer el valor de la derivada $d\mathbf{x}_1/dt$. Para evitar este inconveniente, se propone el siguiente cambio de variables,

$$\boldsymbol{\chi} = \hat{\mathbf{x}}_2 - \frac{1}{\epsilon} \mathbf{x}_1, \quad (4.40)$$

donde $\boldsymbol{\chi}$ es una variable auxiliar. Tomando la derivada de (4.40) con respecto al tiempo,

$$\frac{d\boldsymbol{\chi}}{dt} = \frac{d\hat{\mathbf{x}}_2}{dt} - \frac{1}{\epsilon} \frac{d\mathbf{x}_1}{dt}, \quad (4.41)$$

y reemplazando de (4.39),

$$\frac{d\boldsymbol{\chi}}{dt} = \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{d\mathbf{x}_1}{dt} - \frac{d\widehat{\mathbf{x}}_1}{dt} \right) - \frac{1}{\epsilon} \frac{d\mathbf{x}_1}{dt} = -\frac{1}{\epsilon} \left(\frac{d\widehat{\mathbf{x}}_1}{dt} \right), \quad (4.42)$$

pero a su vez, de (4.40),

$$\frac{d\widehat{\mathbf{x}}_1}{dt} = \widehat{\mathbf{x}}_2 = \boldsymbol{\chi} + \frac{1}{\epsilon} \mathbf{x}_1, \quad (4.43)$$

entonces,

$$\frac{d\boldsymbol{\chi}}{dt} = -\frac{1}{\epsilon} \left(\boldsymbol{\chi} + \frac{1}{\epsilon} \mathbf{x}_1 \right), \quad (4.44)$$

y

$$\widehat{\mathbf{x}}_2 = \boldsymbol{\chi} + \frac{1}{\epsilon} \mathbf{x}_1. \quad (4.45)$$

Volviendo a las variables originales, el observador de orden reducido de alta ganancia resulta,

$$\frac{d\boldsymbol{\chi}}{dt} = -\frac{1}{\epsilon} \left(\boldsymbol{\chi} + \frac{1}{\epsilon} \widehat{\boldsymbol{\varphi}} \right), \quad (4.46)$$

$$\frac{d\widehat{\boldsymbol{\varphi}}}{dt} = \boldsymbol{\chi} + \frac{1}{\epsilon} \widehat{\boldsymbol{\varphi}}. \quad (4.47)$$

A continuación se calcula la función de transferencia del observador para mostrar que la misma se aproxima a la de un “diferenciador”. Expresando (4.39) como,

$$s\widehat{\mathbf{x}}_2 = \frac{1}{\epsilon} (s\mathbf{x}_1 - s\widehat{\mathbf{x}}_1), \quad (4.48)$$

donde s es la variable de Laplace, y teniendo en cuenta que $s\widehat{\mathbf{x}}_1 = \widehat{\mathbf{x}}_2$ (por la definición de $\widehat{\mathbf{x}}_2$),

$$s\widehat{\mathbf{x}}_2 + \frac{1}{\epsilon} \widehat{\mathbf{x}}_2 = \frac{1}{\epsilon} s\mathbf{x}_1, \quad (4.49)$$

entonces,

$$\widehat{\mathbf{x}}_2 = \frac{s}{(\epsilon s + 1)} \mathbf{x}_1. \quad (4.50)$$

Por lo tanto, la función de transferencia de \mathbf{x}_1 a $\widehat{\mathbf{x}}_2$ será

$$\mathbf{G}(s) = \frac{s}{(\epsilon s + 1)} \mathbf{I}, \quad (4.51)$$

y como puede apreciarse, cuando $\epsilon \rightarrow 0$, $\mathbf{G}(s) \rightarrow s\mathbf{I}$.

4.4 Análisis de convergencia del observador

En esta sección se analiza la convergencia del error de estimación para la estrategia propuesta, empleando el método de Lyapunov [100]. Para ello se define el error de estimación de fem como,

$$\boldsymbol{\varepsilon}_e = \mathbf{e} - \widehat{\mathbf{e}}, \quad (4.52)$$

siendo

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix}, \widehat{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} \widehat{e}_\alpha \\ \widehat{e}_\beta \end{bmatrix},$$

y el error de estimación del observador de alta ganancia como,

$$\boldsymbol{\varepsilon}_x = \mathbf{x} - \widehat{\mathbf{x}}, \quad (4.53)$$

siendo

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_{2\alpha} \\ x_{2\beta} \end{bmatrix}, \widehat{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \widehat{x}_{2\alpha} \\ \widehat{x}_{2\beta} \end{bmatrix}.$$

Expresando las ecuaciones del motor de la siguiente manera,

$$\begin{aligned} \frac{de_\alpha}{dt} &= x_{2\alpha}\omega + \frac{1}{J} \frac{e_\alpha}{\omega^2} (e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} e_\alpha \\ \frac{de_\beta}{dt} &= x_{2\beta}\omega + \frac{1}{J} \frac{e_\beta}{\omega^2} (e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} e_\beta \\ \frac{dx_{2\alpha}}{dt} &= \frac{d^2\varphi_\alpha}{dt^2} = f_\alpha(t) \\ \frac{dx_{2\beta}}{dt} &= \frac{d^2\varphi_\beta}{dt^2} = f_\beta(t), \end{aligned} \quad (4.54)$$

donde $f_\alpha(t)$ y $f_\beta(t)$ representan las derivadas segundas de φ_α y φ_β , generalmente desconocidas; y ω es función de e_α y e_β . El observador propuesto puede expresarse entonces como,

$$\begin{aligned} \frac{d\widehat{e}_\alpha}{dt} &= \widehat{x}_{2\alpha}\widehat{\omega} + \frac{\widehat{e}_\alpha}{\widehat{\omega}^2} \frac{1}{J} (\widehat{e}_\alpha i_\alpha + \widehat{e}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} \widehat{e}_\alpha + g\varepsilon_{e_\alpha} \\ \frac{d\widehat{e}_\beta}{dt} &= \widehat{x}_{2\beta}\widehat{\omega} + \frac{\widehat{e}_\beta}{\widehat{\omega}^2} \frac{1}{J} (\widehat{e}_\alpha i_\alpha + \widehat{e}_\beta i_\beta) - \frac{B}{J} \widehat{e}_\beta + g\varepsilon_{e_\beta} \\ \frac{d\widehat{x}_{2\alpha}}{dt} &= \frac{1}{\epsilon} \varepsilon_{x_\alpha} \\ \frac{d\widehat{x}_{2\beta}}{dt} &= \frac{1}{\epsilon} \varepsilon_{x_\beta}. \end{aligned} \quad (4.55)$$

Las expresiones anteriores pueden reescribirse como,

$$\frac{d\mathbf{e}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{e} + \boldsymbol{\rho}(\mathbf{e}, \mathbf{i}) + \mathbf{h}(\mathbf{e}, \mathbf{x}) \quad (4.56)$$

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{f}(t), \quad (4.57)$$

para el motor, y

$$\frac{d\hat{\mathbf{e}}}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{e}} + \boldsymbol{\rho}(\hat{\mathbf{e}}, \mathbf{i}) + \mathbf{h}(\hat{\mathbf{e}}, \hat{\mathbf{x}}) + \mathbf{G}\boldsymbol{\varepsilon}_e \quad (4.58)$$

$$\frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \frac{1}{\epsilon}\boldsymbol{\varepsilon}_x, \quad (4.59)$$

para el observador, siendo

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} g & 0 \\ 0 & g \end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{\rho}(\mathbf{e}, \mathbf{i}) = \begin{bmatrix} \frac{1}{J\omega^2} (e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) \\ \frac{1}{J\omega^2} (e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h}(\mathbf{e}, \mathbf{x}) = \begin{bmatrix} x_{2\alpha}\omega \\ x_{2\beta}\omega \end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{\rho}(\hat{\mathbf{e}}, \mathbf{i}) = \begin{bmatrix} \frac{1}{J\hat{\omega}^2} (\hat{e}_\alpha i_\alpha + \hat{e}_\beta i_\beta) \\ \frac{1}{J\hat{\omega}^2} (\hat{e}_\alpha i_\alpha + \hat{e}_\beta i_\beta) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{h}(\hat{\mathbf{e}}, \hat{\mathbf{x}}) = \begin{bmatrix} \hat{x}_{2\alpha}\hat{\omega} \\ \hat{x}_{2\beta}\hat{\omega} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{f}(t) = \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix}.$$

Entonces la dinámica del error de estimación de fem y del observador de alta ganancia estará dada por,

$$\frac{d\boldsymbol{\varepsilon}_e}{dt} = \mathbf{A}\boldsymbol{\varepsilon}_e + \boldsymbol{\Delta\rho} + \boldsymbol{\Delta h} - \mathbf{G}\boldsymbol{\varepsilon}_e = \mathbf{A}_o\boldsymbol{\varepsilon}_e + \boldsymbol{\Delta\rho} + \boldsymbol{\Delta h}, \quad (4.60)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\varepsilon}_x}{dt} = \mathbf{f} - \frac{1}{\epsilon}\boldsymbol{\varepsilon}_x, \quad (4.61)$$

siendo $\mathbf{A}_o = \mathbf{A} - \mathbf{G}$, $\boldsymbol{\Delta\rho} = \boldsymbol{\rho}(\mathbf{e}, \mathbf{i}) - \boldsymbol{\rho}(\hat{\mathbf{e}}, \mathbf{i})$, y $\boldsymbol{\Delta h} = \mathbf{h}(\mathbf{e}, \mathbf{x}) - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{e}}, \hat{\mathbf{x}})$.

Aquí, las funciones $\boldsymbol{\Delta\rho}$, $\boldsymbol{\Delta h}$, y \mathbf{f} se introducen como perturbaciones en la dinámica del

error. $\Delta \rho$ es una función que se anula cuando el error ε_e es cero; $\Delta \mathbf{h}$ se anulará solamente en el caso en que los errores de estimación ε_e y ε_x sean nulos; mientras que \mathbf{f} no se anulará, generalmente, por más que el error de estimación sea cero. Debido a estas perturbaciones, es posible que los errores de estimación ε_e y ε_x no tiendan a cero cuando $t \rightarrow \infty$, sino que permanezcan acotados por un valor pequeño [100]. Si $\rho(\mathbf{e}, \mathbf{i})$ satisface la condición de Lipschitz en la primer variable, uniformemente en la segunda, en un compacto con constante γ , entonces $\|\Delta \rho\| \leq \gamma \|\varepsilon_e\|$. Además, puede suponerse que $\Delta \mathbf{h}$ es acotada por $\|\Delta \mathbf{h}\| \leq \eta_1 \|\varepsilon_e\| + \eta_2 \|\varepsilon_x\|$ y, a pesar de que \mathbf{f} es desconocida, se sabe que sus componentes serán funciones periódicas cuya magnitud dependerá de la velocidad y de la forma de onda de φ , dado que \mathbf{f} está compuesta por las derivadas segundas de las funciones φ_α y φ_β . Así, puede suponerse que se conoce una cota para ella, un valor constante ϕ , es decir $\|\mathbf{f}\| \leq \phi$.

La convergencia de la dinámica del error del observador de alta ganancia (4.61) puede analizarse proponiendo la siguiente función candidata de Lyapunov,

$$V_1(\varepsilon_x) = \varepsilon_x^T \mathbf{P}_1 \varepsilon_x, \quad (4.62)$$

siendo \mathbf{P}_1 una matriz simétrica positiva definida, entonces,

$$\frac{dV_1}{dt} = \frac{d\varepsilon_x^T}{dt} \mathbf{P}_1 \varepsilon_x + \varepsilon_x^T \mathbf{P}_1 \frac{d\varepsilon_x}{dt}, \quad (4.63)$$

desarrollando se tiene,

$$\frac{dV_1}{dt} = -\frac{2}{\epsilon} \varepsilon_x^T \mathbf{P}_1 \varepsilon_x + \mathbf{f}^T \mathbf{P}_1 \varepsilon_x + \varepsilon_x^T \mathbf{P}_1 \mathbf{f}. \quad (4.64)$$

Para simplificar puede tomarse $\mathbf{P}_1 = \mathbf{I}$, donde \mathbf{I} es la matriz identidad. Entonces, la derivada de la función V_1 puede acotarse por,

$$\frac{dV_1}{dt} \leq -\frac{2}{\epsilon} \|\varepsilon_x\|^2 + 2 \|\mathbf{f}\| \|\varepsilon_x\|, \quad (4.65)$$

y además, $\|\mathbf{f}\| \leq \phi$,

$$\frac{dV_1}{dt} \leq -\frac{2}{\epsilon} \|\varepsilon_x\|^2 + 2\phi \|\varepsilon_x\|, \quad (4.66)$$

que, por la definición de V_1 puede escribirse como

$$\frac{dV_1}{dt} \leq -\frac{2}{\epsilon} V_1 + 2\phi \sqrt{V_1}. \quad (4.67)$$

Entonces, la dinámica del error ε_x puede analizarse a partir de (4.67), expresándola

como,

$$\frac{\frac{dV_1}{dt}}{2\sqrt{V_1}} \leq -\frac{1}{\epsilon}\sqrt{V_1} + \phi. \quad (4.68)$$

Definiendo,

$$\xi_1 = \sqrt{V_1}, \quad (4.69)$$

(4.68) puede escribirse como,

$$\frac{d\xi_1}{dt} \leq -\frac{1}{\epsilon}\xi_1 + \phi. \quad (4.70)$$

Así, $\xi_1(t)$ puede acotarse por,

$$\xi_1(t) \leq \exp\left(-\frac{t}{\epsilon}\right)\xi_1(0) + \int_0^t \exp\left(-\frac{1}{\epsilon}(t-\tau)\right)\phi d\tau. \quad (4.71)$$

Integrando el segundo término de (4.71), se obtiene,

$$\xi_1(t) \leq \exp\left(-\frac{t}{\epsilon}\right)\xi_1(0) + \epsilon\phi. \quad (4.72)$$

Luego, de la definición de $\xi_1(t)$, la cota para el error de estimación ϵ_x resulta,

$$\|\epsilon_x\| \leq \exp\left(-\frac{t}{\epsilon}\right)\|\epsilon_x(0)\| + \epsilon\phi. \quad (4.73)$$

Como puede apreciarse, el error de estimación del observador de alta ganancia presenta convergencia asintótica a un valor final cuya cota está dada por $\epsilon\phi$. Por esta razón, el valor final de la cota de ϵ_x será menor cuanto más pequeño sea ϵ .

Para analizar ahora la convergencia de la dinámica del error del observador de fem (4.60) se propone la siguiente función candidata de Lyapunov,

$$V_2(\epsilon_e) = \epsilon_e^T \mathbf{P}_2 \epsilon_e, \quad (4.74)$$

siendo \mathbf{P}_2 una matriz simétrica positiva definida, entonces,

$$\frac{dV_2}{dt} = \frac{d\epsilon_e^T}{dt} \mathbf{P}_2 \epsilon_e + \epsilon_e^T \mathbf{P}_2 \frac{d\epsilon_e}{dt}, \quad (4.75)$$

desarrollando se tiene,

$$\frac{dV_2}{dt} = \epsilon_e^T (\mathbf{A}_o^T \mathbf{P}_2 + \mathbf{P}_2 \mathbf{A}_o) \epsilon_e + (\Delta \rho)^T \mathbf{P}_2 \epsilon_e + \epsilon_e^T \mathbf{P}_2 \Delta \rho + (\Delta \mathbf{h})^T \mathbf{P}_2 \epsilon_e + \epsilon_e^T \mathbf{P}_2 \Delta \mathbf{h}. \quad (4.76)$$

Para simplificar puede tomarse $\mathbf{P}_2 = \mathbf{I}$. Entonces, la derivada de la función V_2 puede

acotarse por,

$$\frac{dV_2}{dt} \leq -q \|\varepsilon_e\|^2 + 2\gamma \|\varepsilon_e\|^2 + 2 \|\Delta \mathbf{h}\| \|\varepsilon_e\|, \quad (4.77)$$

donde q es el mínimo autovalor de \mathbf{Q} , la matriz que satisface la ecuación de Lyapunov,

$$\mathbf{A}_o^T \mathbf{P}_2 + \mathbf{P}_2 \mathbf{A}_o = -\mathbf{Q}. \quad (4.78)$$

Además, dado que $\|\Delta \mathbf{h}\| \leq \eta_1 \|\varepsilon_e\| + \eta_2 \|\varepsilon_x\|$,

$$\frac{dV_2}{dt} \leq -q \|\varepsilon_e\|^2 + 2\gamma \|\varepsilon_e\|^2 + 2\eta_1 \|\varepsilon_e\|^2 + 2\eta_2 \|\varepsilon_e\| \|\varepsilon_x\|. \quad (4.79)$$

Como se vió en (4.73), $\|\varepsilon_x\|$ es acotada, por lo tanto puede suponerse de manera conservativa que $\|\varepsilon_x\| \leq \Upsilon$, entonces ([110] sección 5.8.4)

$$\frac{dV_2}{dt} \leq -q \|\varepsilon_e\|^2 + 2\gamma \|\varepsilon_e\|^2 + 2\eta_1 \|\varepsilon_e\|^2 + 2\eta_2 \Upsilon \|\varepsilon_e\|. \quad (4.80)$$

Luego, de la definición de V_2 , (4.80) puede escribirse como,

$$\frac{dV_2}{dt} \leq (-q + 2\gamma + 2\eta_1) V_2 + 2\eta_2 \Upsilon \sqrt{V_2}. \quad (4.81)$$

La dinámica del error ε_e puede analizarse a partir de (4.81), expresándola como,

$$\frac{\frac{dV_2}{dt}}{2\sqrt{V_2}} \leq \left(-\frac{q}{2} + \gamma + \eta_1\right) \sqrt{V_2} + \eta_2 \Upsilon. \quad (4.82)$$

Definiendo,

$$\xi_2 = \sqrt{V_2}, \quad (4.83)$$

(4.82) puede escribirse como,

$$\frac{d\xi_2}{dt} \leq \left(-\frac{q}{2} + \gamma + \eta_1\right) \xi_2 + \eta_2 \Upsilon. \quad (4.84)$$

Entonces, ξ_2 puede acotarse por,

$$\xi_2(t) \leq \exp(-\sigma t) \xi_2(0) + \int_0^t \exp(-\sigma(t-\tau)) \eta_2 \Upsilon d\tau, \quad (4.85)$$

siendo $\sigma = (q/2 - \gamma - \eta_1)$. De aquí puede encontrarse la ganancia g para hacer que $\sigma > 0$.

Integrando el segundo término de (4.85), se obtiene,

$$\xi_2(t) \leq \exp(-\sigma t) \xi_2(0) + \frac{\eta_2 \Upsilon}{\sigma}, \quad (4.86)$$

y de la definición de $\xi_2(t)$, la cota para el error de estimación ε_e resulta,

$$\|\varepsilon_e\| \leq \exp(-\sigma t) \|\varepsilon_e(0)\| + \frac{\eta_2 \Upsilon}{\sigma}. \quad (4.87)$$

Esta expresión establece que el error de estimación de fem presenta convergencia asintótica a un valor final acotado por $\eta_2 \Upsilon / \sigma$. Este valor depende del valor máximo que pueda tomar el error de estimación ε_x (dado que Υ es la cota de $\|\varepsilon_x\|$) que, como se vió es función de ϵ . A su vez, la cota final para el error ε_e puede reducirse aumentando la ganancia g .

4.4.1 Consideraciones adicionales

A similares conclusiones a las presentadas en la sección anterior puede arribarse si se analiza la convergencia empleando la técnica de perturbación singular. Para demostrar esta aseveración, se presentan a continuación los lineamientos generales que permiten estudiar la convergencia a partir de la técnica mencionada. El lector interesado puede dirigirse a [103] [105] [106] [107] y las referencias que se encuentran en estos trabajos.

El sistema (4.60)-(4.61) puede expresarse como un sistema con perturbación singular de la siguiente manera,

$$\frac{d\varepsilon_e}{dt} = \mathbf{A}_o \varepsilon_e + \Delta \rho(\varepsilon_e, \mathbf{i}) + \Delta \mathbf{h}(\varepsilon_e, \varepsilon_x), \quad (4.88)$$

$$\epsilon \frac{d\varepsilon_x}{dt} = \epsilon \mathbf{f} - \varepsilon_x. \quad (4.89)$$

Así, cuando se hace $\epsilon = 0$, la ecuación diferencial (4.89) se convierte en,

$$\mathbf{0} = -\varepsilon_x. \quad (4.90)$$

La raíz de esta expresión puede escribirse como,

$$\varepsilon_x = \mathbf{r}(t, \varepsilon_e) = \mathbf{0}, \quad (4.91)$$

obteniéndose así el modelo reducido,

$$\frac{d\varepsilon_e}{dt} = \mathbf{A}_o \varepsilon_e + \Delta \rho(\varepsilon_e, \mathbf{i}) + \Delta \mathbf{h}(\varepsilon_e, \mathbf{0}). \quad (4.92)$$

Si se define

$$\epsilon \frac{d\varepsilon_x}{dt} = \frac{d\varepsilon_x}{d\tau}, \quad (4.93)$$

y por lo tanto, $\frac{d\tau}{dt} = \frac{1}{\epsilon}$, donde $\tau = \frac{t - t_0}{\epsilon}$, en esta nueva escala de tiempos (τ), el sistema

(4.89) se convierte en,

$$\frac{d\boldsymbol{\varepsilon}_x}{d\tau} = \boldsymbol{\varepsilon}\mathbf{f} - \boldsymbol{\varepsilon}_x. \quad (4.94)$$

Con ello, las variables t y $\boldsymbol{\varepsilon}_e$ pueden verse ahora como lentamente variantes, dado que en la escala de tiempos τ , están dadas por

$$t = t_0 + \epsilon\tau, \quad (4.95)$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}_e = \boldsymbol{\varepsilon}_e(t_0 + \epsilon\tau, \epsilon). \quad (4.96)$$

Si ahora se hace $\epsilon = 0$, estas variables se “congelan” en el tiempo en los valores $t = t_0$ y $\boldsymbol{\varepsilon}_e = \boldsymbol{\varepsilon}_e(0)$, y (4.94) se reduce a,

$$\frac{d\boldsymbol{\varepsilon}_x}{d\tau} = -\boldsymbol{\varepsilon}_x, \quad (4.97)$$

con un punto de equilibrio en $\boldsymbol{\varepsilon}_x = \mathbf{0}$. Esta última expresión se llama “modelo de capa límite”.

Claramente, el modelo de capa límite es globalmente exponencialmente estable, y el estudio de la estabilidad del modelo reducido requiere el análisis de la estabilidad de,

$$\frac{d\boldsymbol{\varepsilon}_e}{dt} = \mathbf{A}_o\boldsymbol{\varepsilon}_e + \boldsymbol{\Delta}\boldsymbol{\rho}(\boldsymbol{\varepsilon}_e, \mathbf{i}) + \boldsymbol{\Delta}\mathbf{h}(\boldsymbol{\varepsilon}_e, \mathbf{0}) = \mathbf{A}_o\boldsymbol{\varepsilon}_e + \boldsymbol{\Delta}\bar{\boldsymbol{\rho}}(\boldsymbol{\varepsilon}_e, \mathbf{i}), \quad (4.98)$$

que fue estudiada en la sección 3.3 y, como se demostró, eligiendo adecuadamente la ganancia g , la dinámica del error es uniformemente asintóticamente estable, y converge exponencialmente al punto de equilibrio $\boldsymbol{\varepsilon}_e = \mathbf{0}$.

Luego, siguiendo los lineamientos del teorema 9.4 de [100], si los estados iniciales $\boldsymbol{\varepsilon}_e(t_0) = \boldsymbol{\xi}(\epsilon)$ y $\boldsymbol{\varepsilon}_x(t_0) = \boldsymbol{\varsigma}(\epsilon)$ son funciones suaves de ϵ , existen constantes positivas μ_1, μ_2 , y ϵ^* , tales que para todo $\|\boldsymbol{\xi}(0)\| < \mu_1, \|\boldsymbol{\varsigma}(0)\| < \mu_2$, y $0 < \epsilon < \epsilon^*$ el problema de perturbación singular (4.88)-(4.89) tiene solución única $\boldsymbol{\varepsilon}_e(t, \epsilon), \boldsymbol{\varepsilon}_x(t, \epsilon)$ definida para todo $t \geq t_0 \geq 0$, y,

$$\boldsymbol{\varepsilon}_e(t, \epsilon) - \bar{\boldsymbol{\varepsilon}}_e(t) = O(\epsilon), \quad (4.99)$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}_x(t, \epsilon) - \hat{\boldsymbol{\varepsilon}}_x(t/\epsilon) = O(\epsilon), \quad (4.100)$$

se mantiene uniformemente para $t \in [t_0, \infty)$, donde $\bar{\boldsymbol{\varepsilon}}_e(t)$ y $\hat{\boldsymbol{\varepsilon}}_x(t/\epsilon)$ son las soluciones de los sistemas reducido (4.98) y de capa límite (4.97). Esto implica que, dado que tanto el sistema reducido como el de capa límite convergen a cero, la solución del sistema completo puede converger a un valor distinto de cero, pero dicho valor será de orden $O(\epsilon)$. Este resultado coincide con el anterior en que el valor de la cota final del error de estimación será de orden $O(\epsilon)$.

4.5 Resultados de simulación

En esta sección se presentan resultados de simulación numérica para el observador propuesto en el presente capítulo y para el sistema de control de velocidad a lazo cerrado empleando dicho observador. El funcionamiento correcto del observador se comprobó en tres tipos diferentes de máquinas. Se consideraron las siguientes tres máquinas:

- MCAIP con fem sinusoidal (ideal);
- MCAIP con fem trapezoidal (ideal);
- MCAIP cuya fem no es ni sinusoidal ni trapezoidal (MCAIP de flujo axial, existente en el laboratorio del GEA - UNRC, con forma de onda determinada experimentalmente [111]).

Para la simulación de todas las máquinas se emplearon los mismos parámetros (Tabla 4.1), tanto eléctricos como mecánicos, cambiando únicamente la forma de onda de la fem inducida. La forma de onda de fem inducida se incluyó en el modelo de la máquina mediante una tabla φ vs. θ , de la cual se leen las funciones φ_a , φ_b , y φ_c para cada posición instantánea. La forma de onda correspondiente a la MCAIP de flujo axial se relevó experimentalmente, mientras que las otras dos se generaron mediante el modelo presentado en el capítulo 2. Todas estas formas de onda se normalizaron para obtener el mismo valor de K en el cálculo de la velocidad estimada (4.15). Los parámetros utilizados corresponden a la MCAIP de flujo axial. Dado que la inductancia de dispersión de esta máquina es muy baja, en el prototipo experimental se agregaron inductores externos en serie para disminuir el *ripple* de corriente. Estos inductores también se modelaron y se incluyeron en las simulaciones.

Para todas las simulaciones se incluyó el modelo del inversor fuente de tensión con modulación por ancho de pulsos y lazo de control de corriente que alimenta a la máquina, con el objetivo de simular condiciones más cercanas al sistema real.

4.5.1 Observador

En una primera instancia, para evaluar el comportamiento del observador propuesto, se simularon diferentes condiciones de operación de la máquina trabajando a lazo cerrado con las variables reales. El observador se empleó solamente como estimador, para comparar las va-

Tabla 4.1. Parámetros de la MCAIP de Flujo Axial

<i>Motor Trifásico de Imanes Permanentes</i>	
16 polos, 4000 <i>r/min</i>	30 <i>kW</i>
$R = 10 \text{ m}\Omega$	$L = 100 \text{ }\mu\text{H}$
$J = 0.78 \text{ Kg}\text{m}^2$	$B = 0.0015 \text{ Kg}\text{m}^2/\text{s}$
$K = 0.5021$	

riables estimadas con las reales (Fig. 4.5). Las ganancias del observador se fijaron en $g = 400$ y $\epsilon = 2 \times 10^{-5}$, ya que satisfacen el desempeño deseado.

4.5.1.1 MCAIP con fem sinusoidal

Esta máquina posee forma de onda de fem inducida sinusoidal, como puede apreciarse en la Fig. 4.6(a), donde se muestra la forma de onda real de la derivada del flujo con respecto a la posición (función φ) para la fase a de la máquina, cuando ésta trabaja a una velocidad constante de 100 r/min . En la Fig. 4.6(b) se presenta la forma de onda de las componentes $\alpha\beta 0$ de las funciones φ donde, como puede apreciarse, la componente cero es nula.

En la Fig. 4.7(a) se muestran las componentes $\alpha\beta$ de las funciones φ estimadas mediante el observador, mientras que en la Fig. 4.7(b) se muestran las derivadas de dichas funciones estimadas por el observador de alta ganancia. Como puede apreciarse el observador propuesto estima muy bien las funciones φ y sus derivadas para la forma de onda considerada.

En la Fig. 4.8 se puede comprobar el desempeño de la estimación de velocidad. En la Fig. 4.8(a) se presenta la velocidad real del motor, que va desde una velocidad cercana a cero hasta 100 r/min y en la Fig. 4.8(b) puede apreciarse la velocidad estimada por el observador.

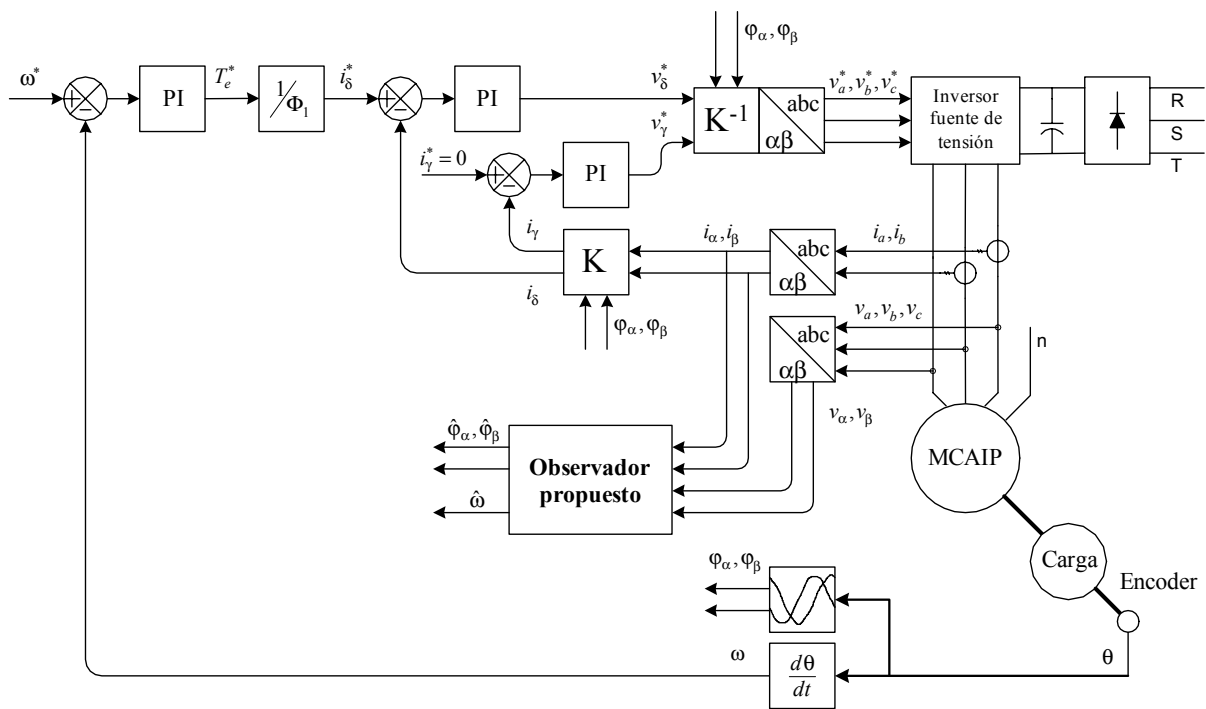


Fig. 4.5. Esquema del sistema de control de velocidad empleando sensor de posición.

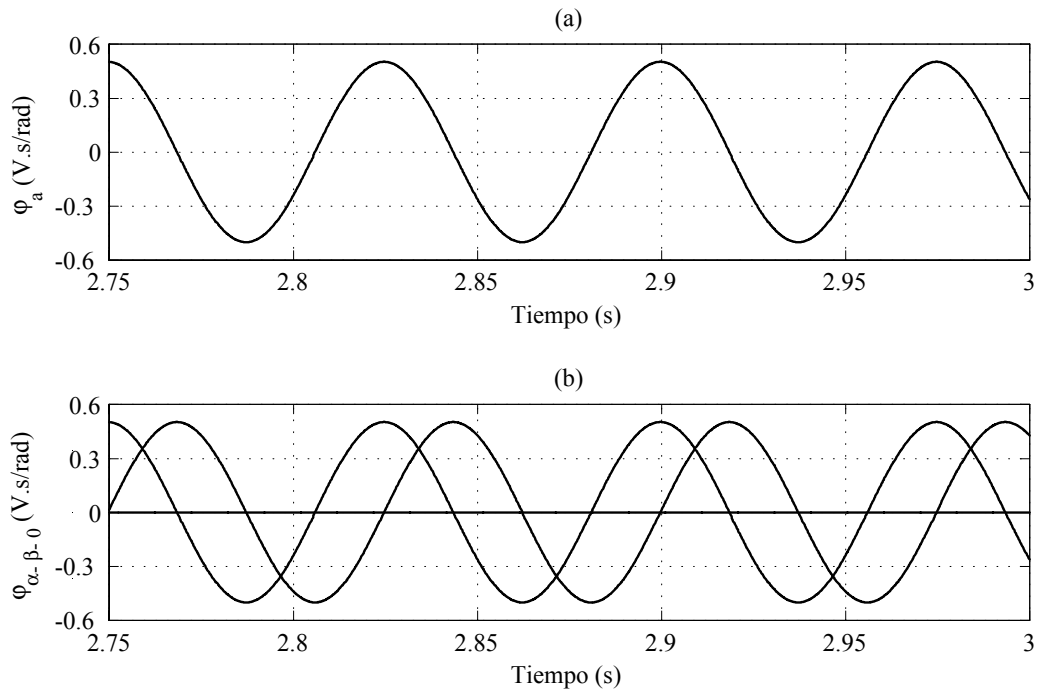


Fig. 4.6. Derivada del flujo con respecto a la posición, de la fase a (a) y en componentes $\alpha\beta_0$ (b). Variables reales.

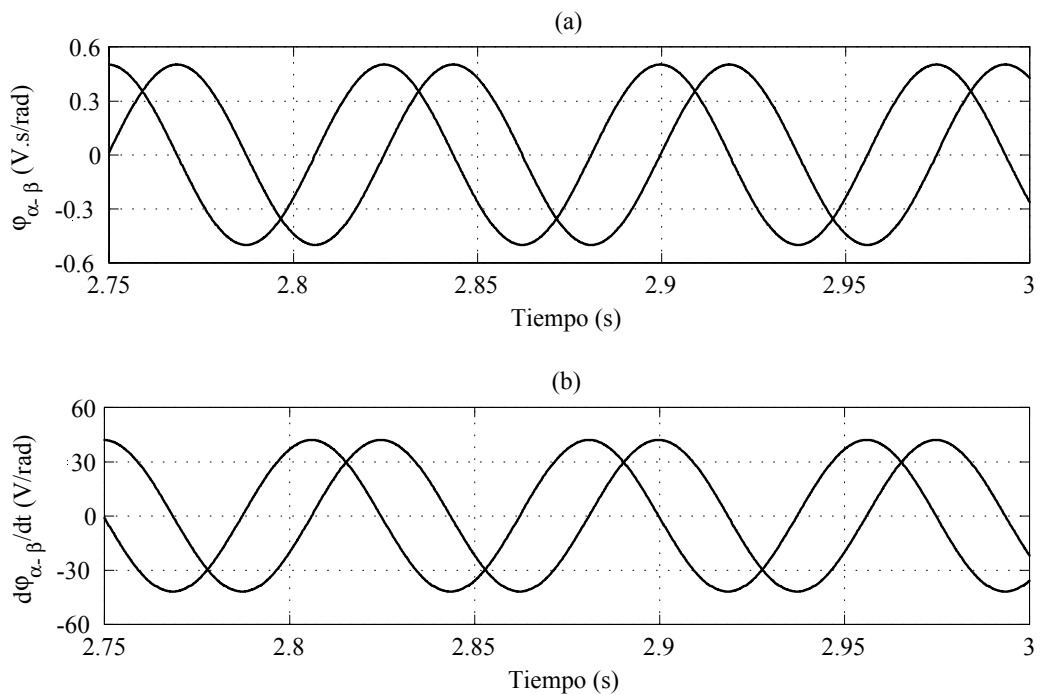


Fig. 4.7. Derivada del flujo con respecto a la posición (a) y su derivada (b), en variables $\alpha\beta$ Variables estimadas.

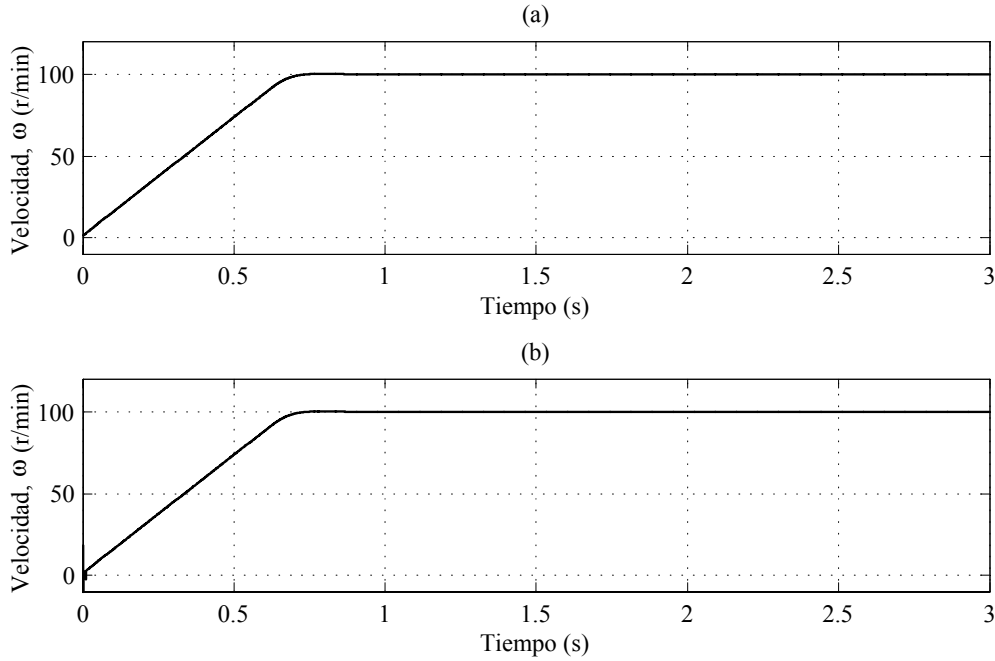


Fig. 4.8. Velocidad real (a) y estimada (b).

Para comprobar el análisis de convergencia presentado anteriormente, y el efecto que producen diferentes valores de ganancia, se simuló la evolución del observador partiendo de un error de estimación apreciable. En todos los casos la máquina se encuentra trabajando a 100 r/min , mientras que el observador parte de condiciones iniciales nulas. En la Fig. 4.9 se presenta la evolución de la norma del error de estimación de fem $\|\varepsilon_e\|$ y del error de velocidad ε_ω para $g = 100$ (línea de puntos), $g = 200$ (línea de puntos y trazos), $g = 400$ (línea de trazos), y $g = 800$ (línea continua). En este caso el error inicial se incluyó solamente en el observador de fem. Como puede apreciarse, a medida que se aumenta el valor de la ganancia g la convergencia del error de estimación se hace más rápida. La ganancia del observador de alta ganancia empleada fue $\epsilon = 2 \times 10^{-5}$.

En la Fig. 4.10 se presenta la evolución de la norma del error de estimación de fem $\|\varepsilon_e\|$, y en la Fig. 4.11 la evolución de la norma del error de estimación del observador de alta ganancia $\|\varepsilon_x\|$, para diferentes valores de ϵ . Aquí se incluyó error en las condiciones iniciales de la estimación de fem y del observador de alta ganancia. Las figuras Fig. 4.10(a) y Fig. 4.11(a) corresponden al valor de ϵ usado en las simulaciones anteriores. Como se observa, al aumentar el valor de ϵ no sólo disminuye la velocidad de convergencia, sino que también aumenta el valor final al que tiende la norma del error. Esto último es aún más notable en la norma del error de fem (Fig. 4.10), donde puede apreciarse la influencia que presenta el observador de alta ganancia sobre la fem estimada, tal como se concluyó en el análisis de convergencia. La ganancia del observador de fem fue fijada en $g = 400$.

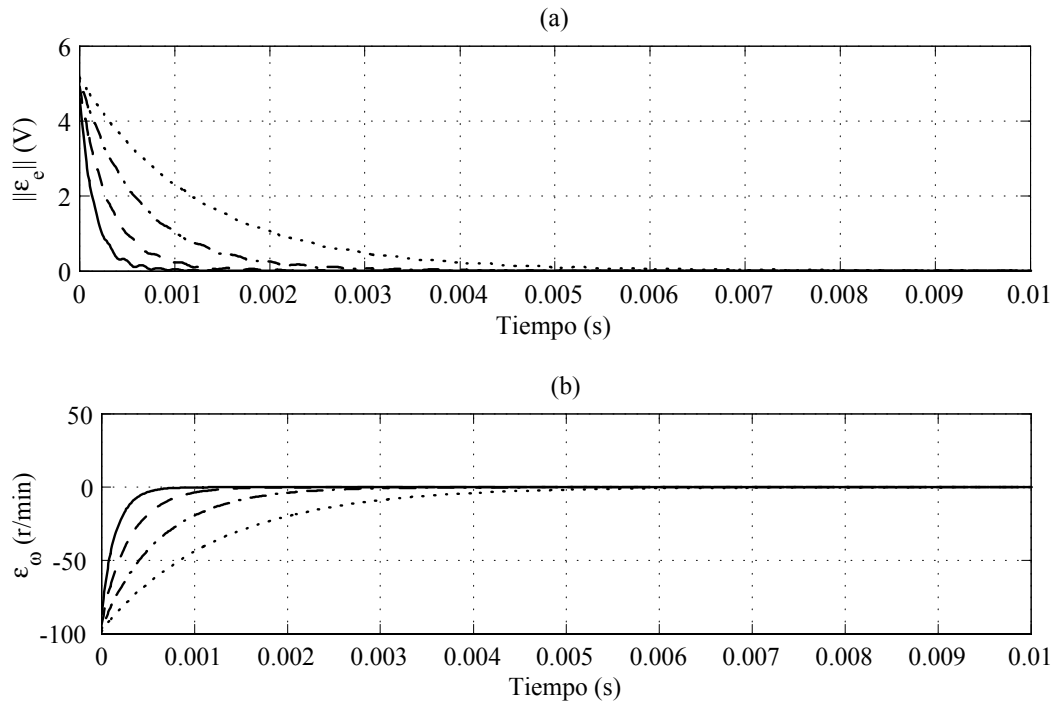


Fig. 4.9. Norma del error de estimación de fem, $\|\varepsilon_e\|$ (a); y error de estimación de velocidad, ε_ω (b); para $g = 100$ (línea de puntos), $g = 200$ (línea de puntos y trazos), $g = 400$ (línea de trazos), $g = 800$ (línea continua).

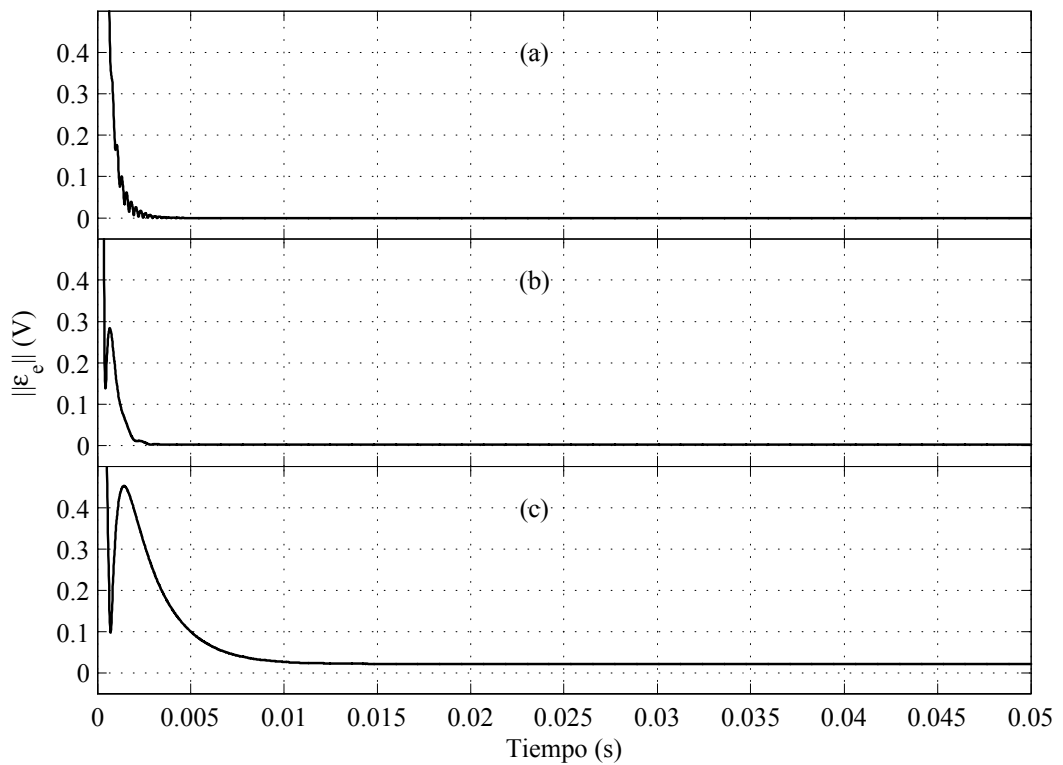


Fig. 4.10. Norma del error de estimación de fem, $\|\varepsilon_e\|$, para $\epsilon = 2 \times 10^{-5}$ (a); $\epsilon = 2 \times 10^{-4}$ (b); $\epsilon = 2 \times 10^{-3}$ (c).

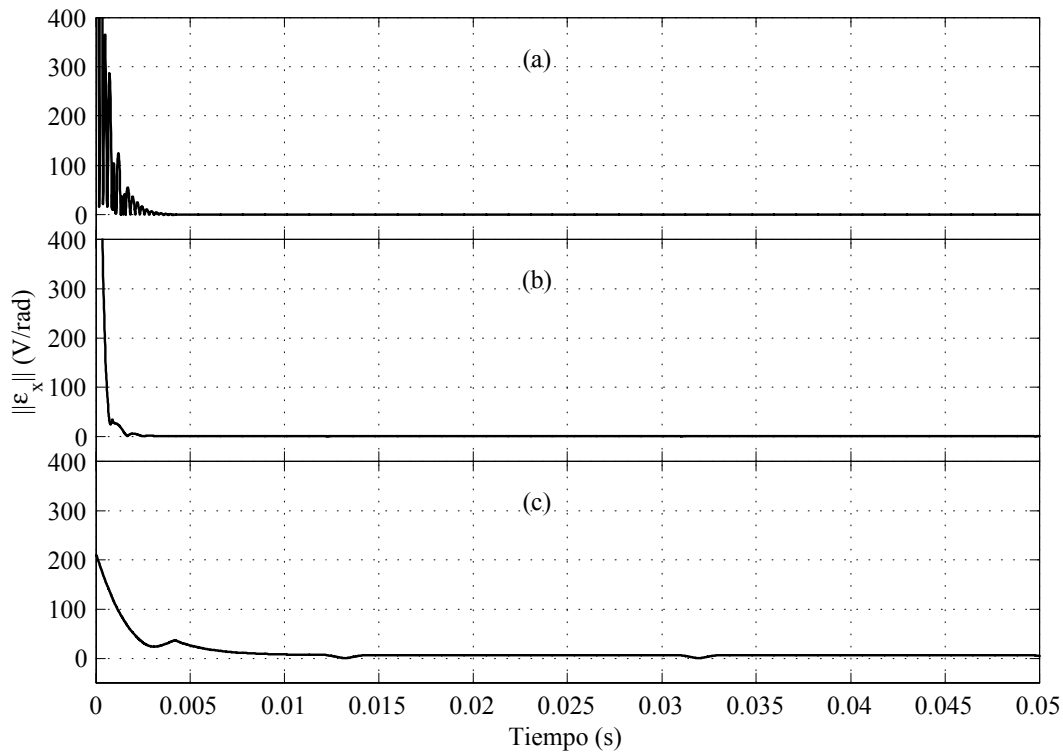


Fig. 4.11. Norma del error de estimación del observador de alta ganancia, $\|\epsilon_x\|$, para $\epsilon = 2 \times 10^{-5}$ (a); $\epsilon = 2 \times 10^{-4}$ (b); $\epsilon = 2 \times 10^{-3}$ (c).

4.5.1.2 MCAIP con fem trapezoidal

Para una máquina ficticia se diseñó una forma de onda de fem inducida prácticamente trapezoidal como se observa en la Fig. 4.12(a), donde se muestra la forma de onda real de la función φ de la fase a , para la máquina operando a una velocidad constante de 100 r/min . En la Fig. 4.12(b) se presenta la forma de onda de las componentes $\alpha\beta 0$ de las funciones φ . Aquí puede apreciarse que esta máquina, a diferencia de la anterior, presenta componente cero con valor no nulo. De esta componente se obtiene información adicional para el cálculo de la velocidad, como se mostró en la Fig. 4.3(a).

En la Fig. 4.13(a) y en la Fig. 4.13(b) se muestran las componentes $\alpha\beta$ de las funciones φ estimadas y sus derivadas estimadas por el observador de alta ganancia, respectivamente. Puede apreciarse que el observador propuesto estima muy bien las funciones φ . Con respecto a sus derivadas, puede decirse que la estimación es aceptable, aunque se observan las dificultades para estimar los cambios de pendiente abruptos, debido a las limitaciones del ancho de banda del observador de alta ganancia. Si se quisiera mejorar aún más la estimación podría disminuirse el valor de ϵ , aunque esto podría producir efectos no deseados debido al ruido de medición y otras perturbaciones.

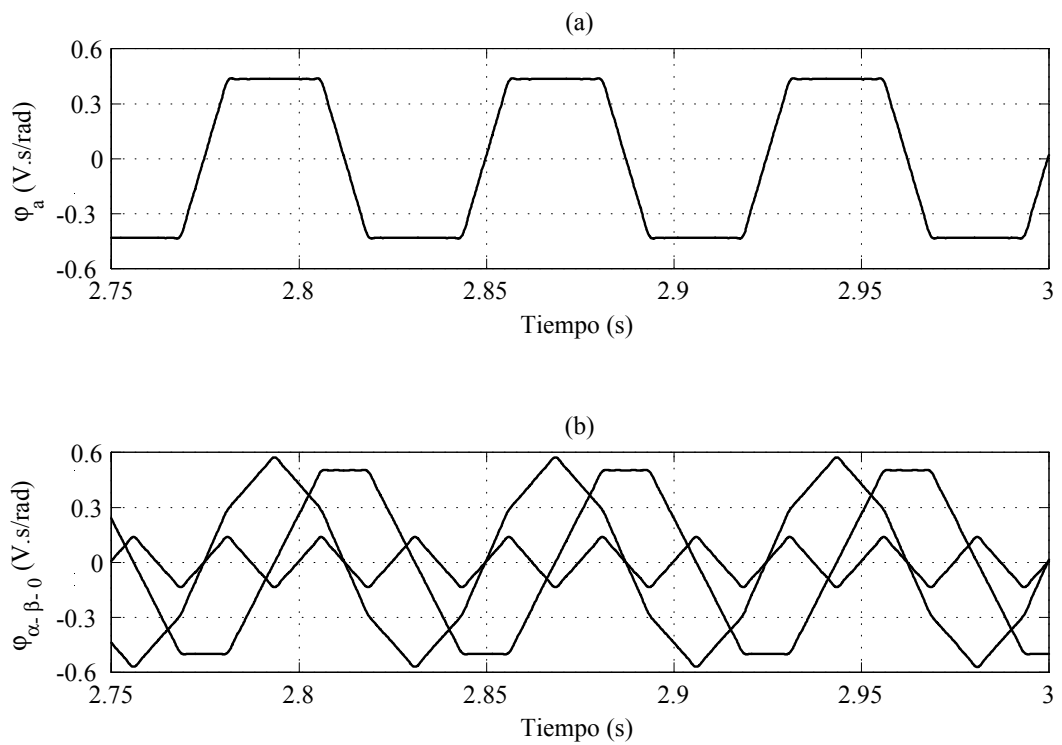


Fig. 4.12. Derivada del flujo con respecto a la posición, de la fase a (a) y en componentes $\alpha\beta_0$ (b). Variables reales.

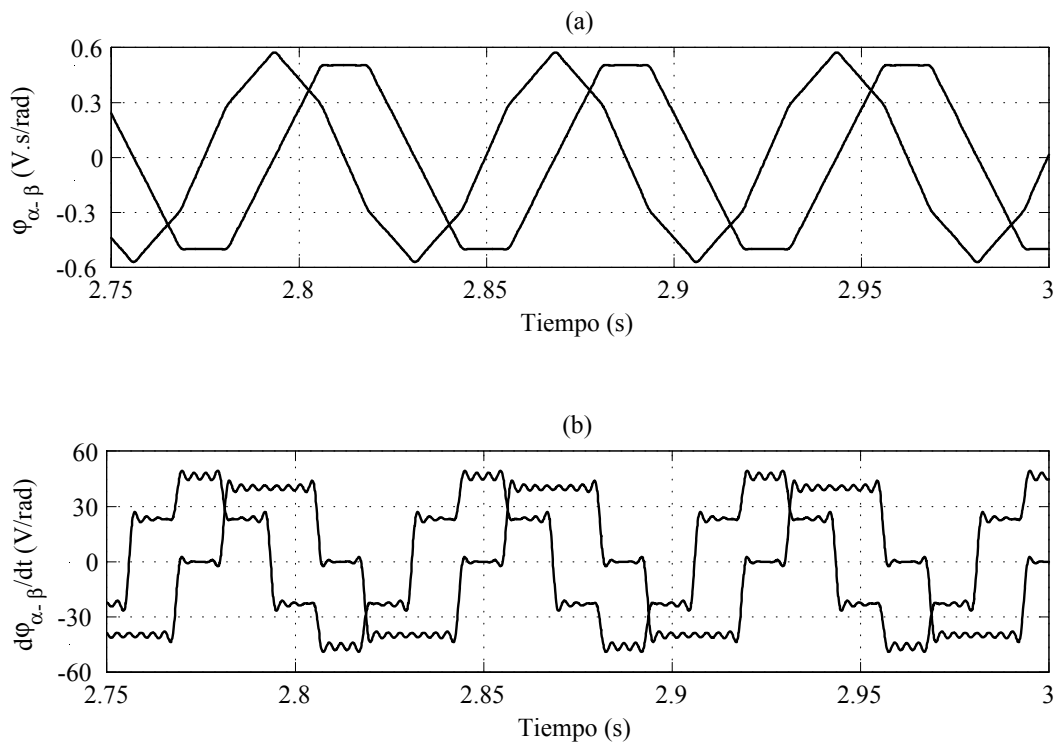


Fig. 4.13. Derivada del flujo con respecto a la posición (a) y su derivada (b), en variables $\alpha\beta$. Variables estimadas.

En la Fig. 4.14 se muestra el desempeño de la estimación de velocidad cuando el motor en vacío es llevado desde una velocidad próxima a cero hasta las 100 r/min . Se presenta aquí la velocidad real del motor (Fig. 4.14(a)) y la estimada por el observador (Fig. 4.14(b)).

Para esta MCAIP, también se simuló la evolución del observador partiendo de un error de estimación no nulo, para verificar el efecto que producen diferentes valores de ganancia. Al igual que antes, la máquina se encuentra trabajando a 100 r/min , mientras que el observador de fem parte de condiciones iniciales nulas. En la Fig. 4.15 se presenta la evolución de la norma del error de estimación de fem $\|\varepsilon_e\|$ y del error de velocidad ε_ω para $g = 100$ (línea de puntos), $g = 200$ (línea de puntos y trazos), $g = 400$ (línea de trazos), y $g = 800$ (línea continua). Como en el caso anterior, se puede apreciar que a medida que se aumenta el valor de la ganancia g la convergencia del error de estimación se hace más rápida. Sin embargo, en este caso el incremento de la ganancia aumenta las oscilaciones durante el transitorio, pudiendo llegarse a valores no deseables. Para el observador de alta ganancia se empleó $\epsilon = 2 \times 10^{-5}$.

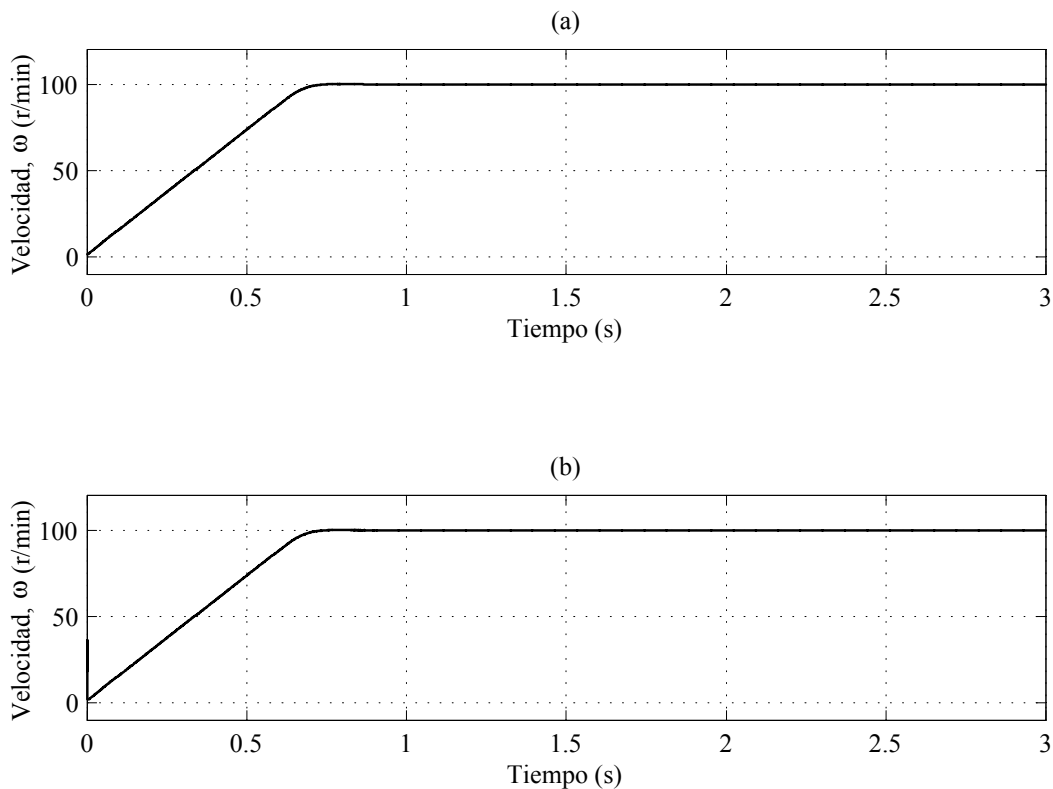


Fig. 4.14. Velocidad real (a) y estimada (b).

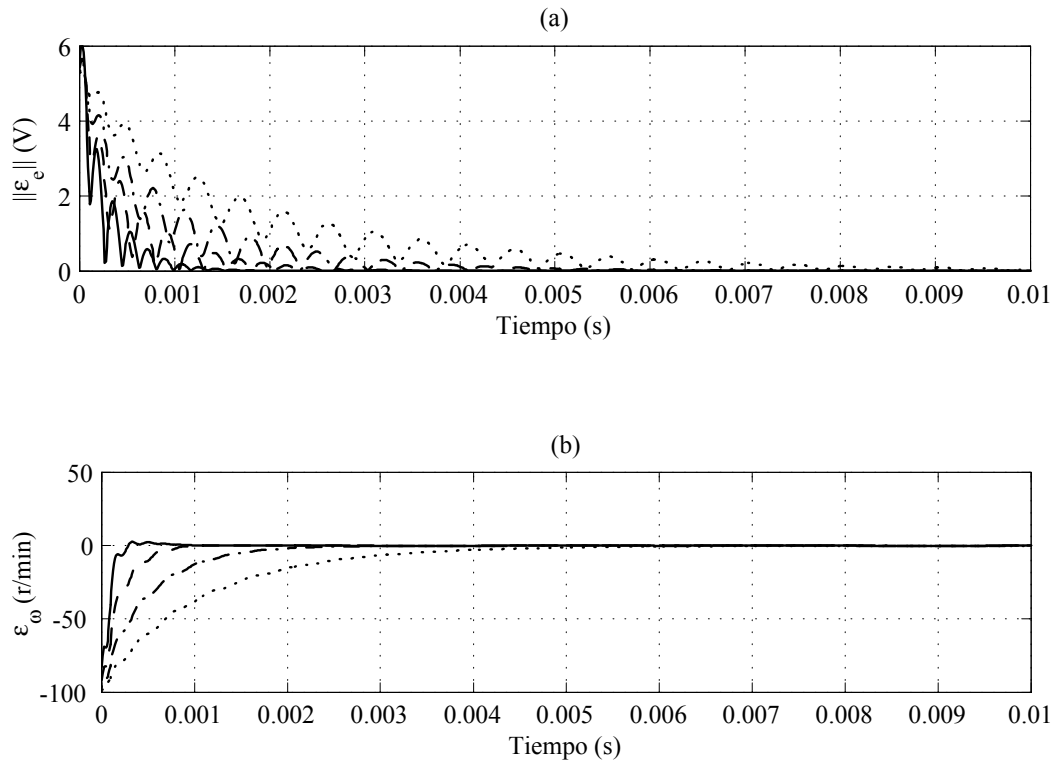


Fig. 4.15. Norma del error de estimación de fem, $\|\varepsilon_e\|$ (a); y error de estimación de velocidad, ε_ω (b); para $g = 100$ (línea de puntos), $g = 200$ (línea de puntos y trazos), $g = 400$ (línea de trazos), $g = 800$ (línea continua).

En las figuras 4.16 y 4.17 se presenta la evolución de la norma del error de estimación de fem $\|\varepsilon_e\|$ y de la norma del error de estimación del observador de alta ganancia $\|\varepsilon_x\|$, respectivamente, para diferentes valores de ϵ , manteniendo $g = 400$. Aquí se incluyó error en las condiciones iniciales de ambos observadores. Las figuras 4.16(a) y 4.17(a) corresponden al valor de ϵ usado en las simulaciones anteriores.

Como en el caso anterior se observa que al aumentar el valor de ϵ disminuye la velocidad de convergencia, y aumenta el valor final al que tiende la norma del error. Incluso puede apreciarse que este valor final es proporcional a ϵ . Además, se observa que el valor final al que tiende la norma del error de estimación es mayor que en el caso de la MCAIP de fem sinusoidal, para cada valor de ϵ . Esto es debido a que la función desconocida \mathbf{f} (la derivada segunda de φ) es mayor para esta forma de onda, y por lo tanto su cota (ϕ) será también mayor, resultando en un mayor valor final ($\epsilon\phi$).

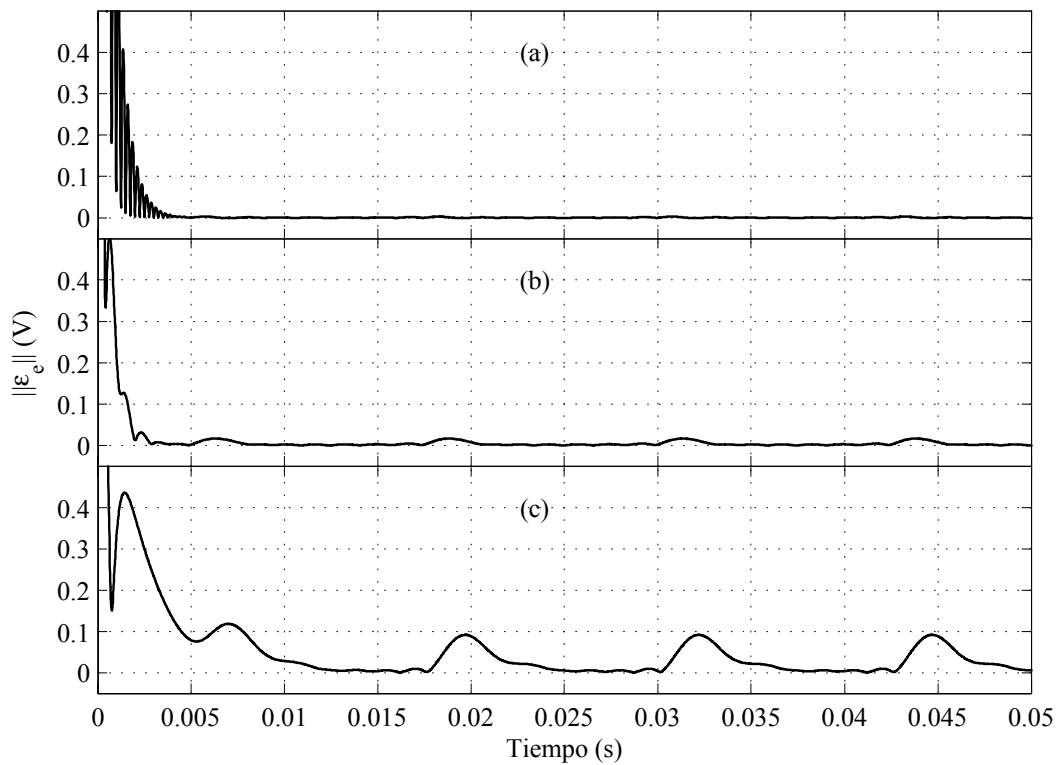


Fig. 4.16. Norma del error de estimación de fem, $\|\varepsilon_e\|$, para $\epsilon = 2 \times 10^{-5}$ (a); $\epsilon = 2 \times 10^{-4}$ (b); $\epsilon = 2 \times 10^{-3}$ (c).

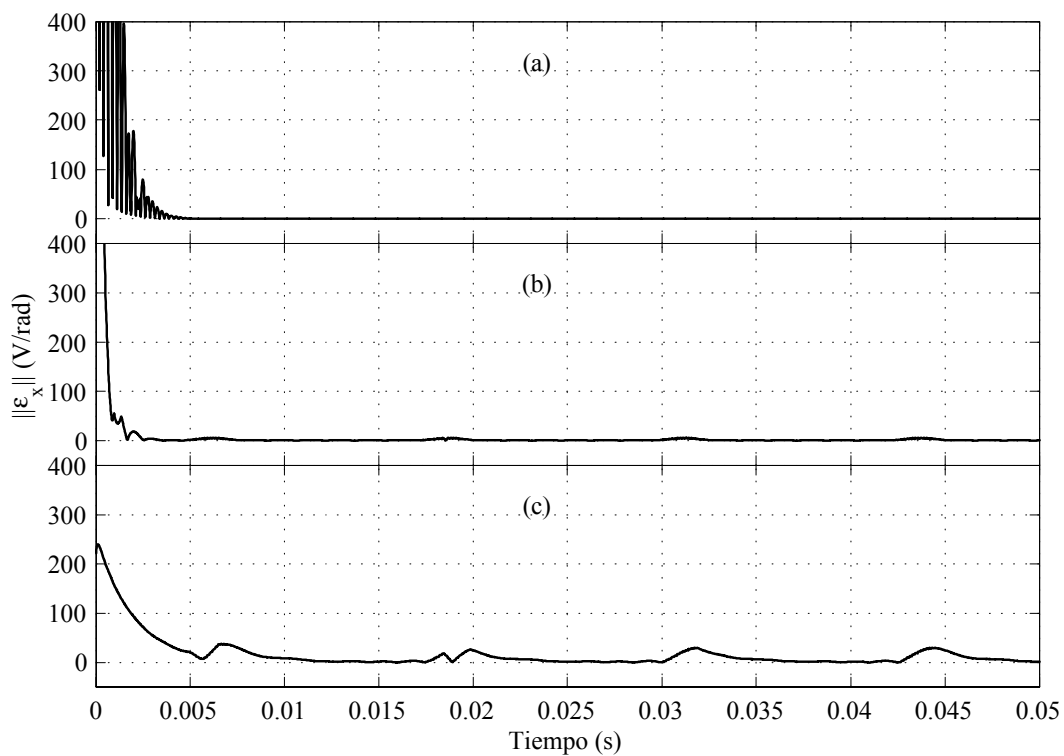


Fig. 4.17. Norma del error de estimación del observador de alta ganancia, $\|\varepsilon_x\|$, para $\epsilon = 2 \times 10^{-5}$ (a); $\epsilon = 2 \times 10^{-4}$ (b); $\epsilon = 2 \times 10^{-3}$ (c).

4.5.1.3 MCAIP de flujo axial

Como se mencionó anteriormente, para simular esta MCAIP se empleó la forma de onda de φ determinada experimentalmente, haciendo trabajar la máquina como generador a velocidad constante y midiendo su fem y su velocidad en vacío. En la Fig. 4.18(a) se muestra la forma de onda de la función φ real correspondiente a la fase a de la máquina operando a velocidad constante (100 r/min). Al igual que los casos anteriores, en la Fig. 4.18(b) se muestra la forma de onda de las componentes $\alpha\beta_0$ de las funciones φ , donde se puede ver además que esta máquina posee componente cero con valor no nulo, necesaria para el cálculo de la velocidad (ver Fig. 4.2 y Fig. 4.4).

Las componentes $\alpha\beta$ de las funciones φ estimadas y sus derivadas estimadas por el observador de alta ganancia se muestran en las figuras 4.19(a) y 4.19(b), respectivamente. Al igual que en los casos anteriores se observa que el observador propuesto estima de manera aceptable las funciones φ y sus derivadas.

En la Fig. 4.20(a) se muestra la velocidad real de la máquina para las mismas condiciones simuladas con las MCAIP anteriores. La velocidad estimada por el observador se muestra en la Fig. 4.20(b).

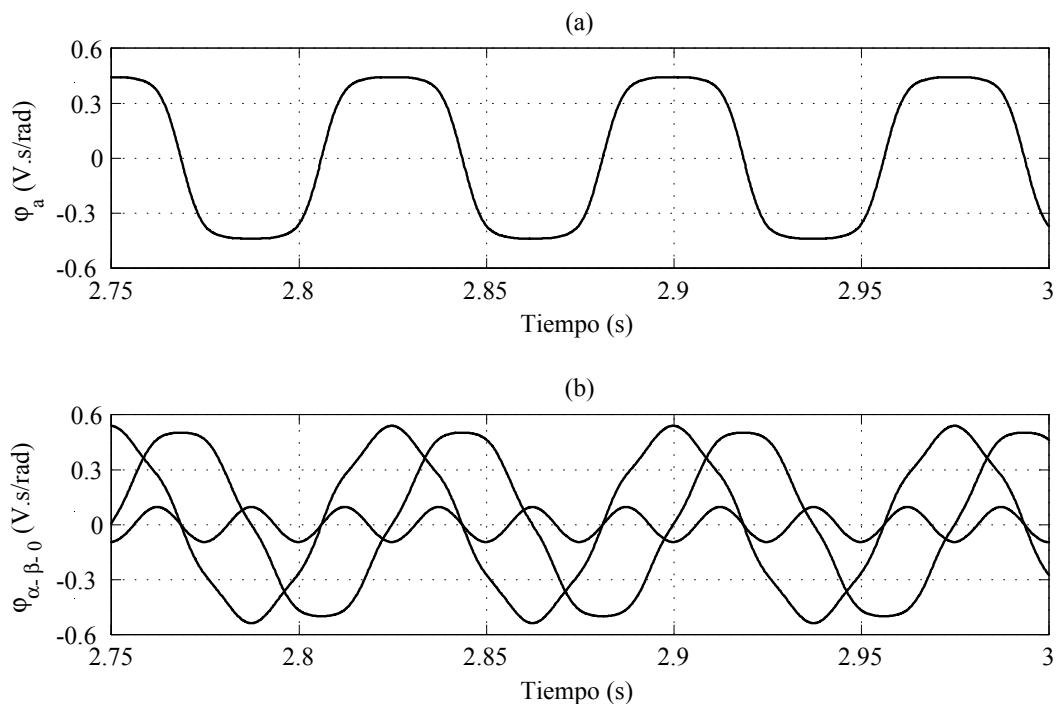


Fig. 4.18. Derivada del flujo con respecto a la posición, de la fase a (a) y en componentes $\alpha\beta_0$ (b). Variables reales.

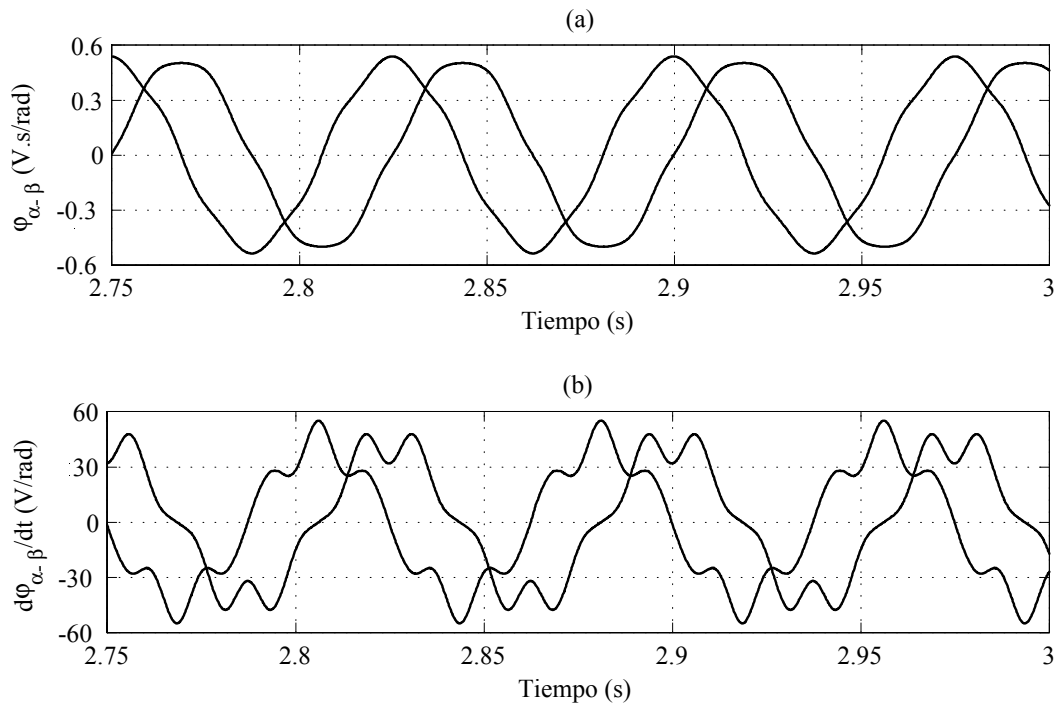


Fig. 4.19. Derivada del flujo con respecto a la posición (a) y su derivada (b), en variables $\alpha\beta$. Variables estimadas.

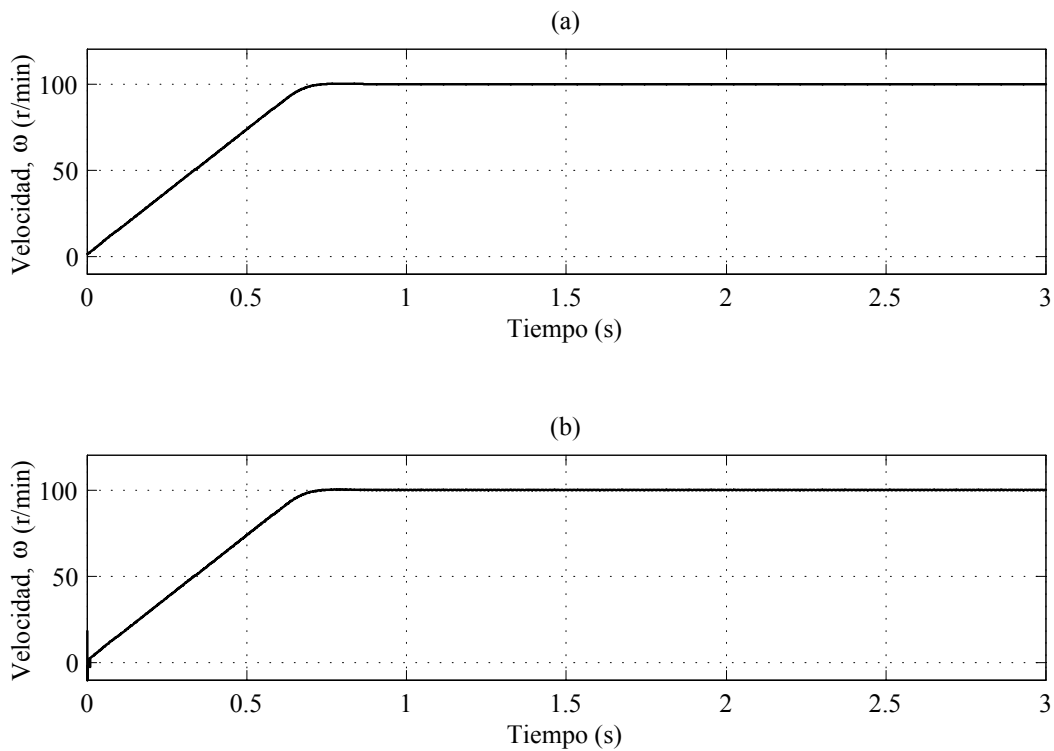


Fig. 4.20. Velocidad real (a) y estimada (b).

Al igual que en los casos anteriores se muestra la evolución del observador partiendo de un error de estimación no nulo, para la máquina trabajando a 100 r/min . En la Fig. 4.21 se presenta la evolución de la norma del error de estimación de fem $\|\varepsilon_e\|$ y del error de velocidad ε_ω para diferentes valores de ganancia g y error inicial en el observador de fem. Se aprecia también aquí que a medida que se aumenta el valor de la ganancia g la convergencia del error de estimación se hace más rápida. La ganancia del observador de alta ganancia fue fijada en $\epsilon = 2 \times 10^{-5}$, al igual que en los casos anteriores.

Por último, en las figuras 4.22 y 4.23 se presenta la evolución de la norma del error de estimación de fem $\|\varepsilon_e\|$ y de la norma del error de estimación del observador de alta ganancia $\|\varepsilon_x\|$, respectivamente. Se muestran resultados para diferentes valores de ϵ , con error en las condiciones iniciales de ambos observadores. Las figuras 4.22(a) y 4.23(a) corresponden al valor de ϵ usado en las simulaciones anteriores. Como en los casos previos se aprecia que al disminuir el valor de ϵ aumenta la velocidad de convergencia, y disminuye el valor final al que tiende la norma del error. Sin embargo, valores de ϵ demasiado pequeños pueden producir oscilaciones no deseadas durante la convergencia del observador. También puede apreciarse que el valor final al que tiende la norma del error de estimación es mayor que en el caso de la MCAIP de fem sinusoidal, aunque menor que en el caso de la MCAIP de fem trapezoidal, debido al valor de la cota de la función f para esta forma de onda. Al igual que en los casos anteriores, la ganancia del observador de fem se mantuvo en $g = 400$.

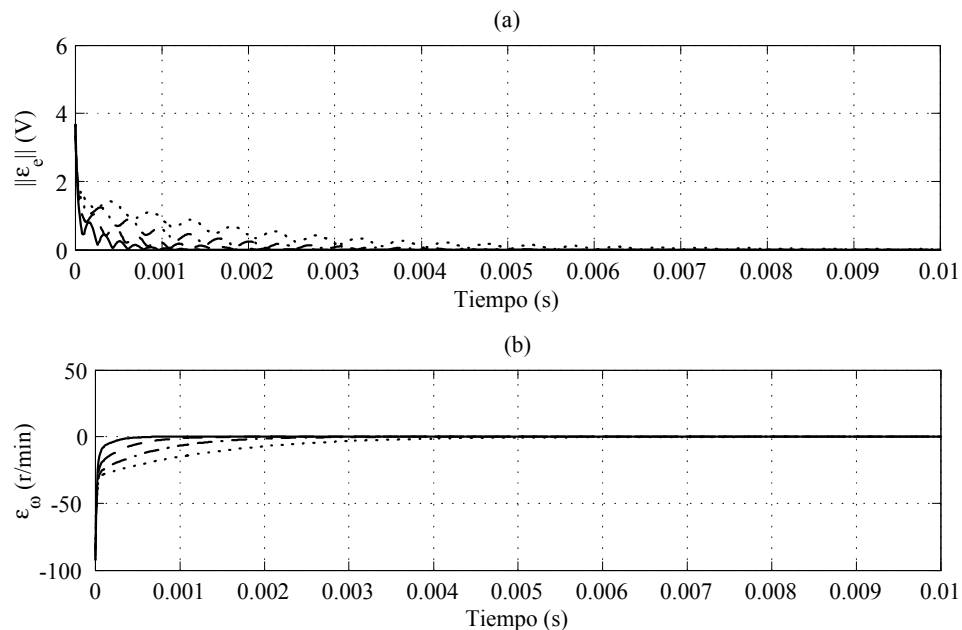


Fig. 4.21. Norma del error de estimación de fem, $\|\varepsilon_e\|$ (a); y error de estimación de velocidad, ε_ω (b); para $g = 100$ (línea de puntos), $g = 200$ (línea de puntos y trazos), $g = 400$ (línea de trazos), $g = 800$ (línea continua).

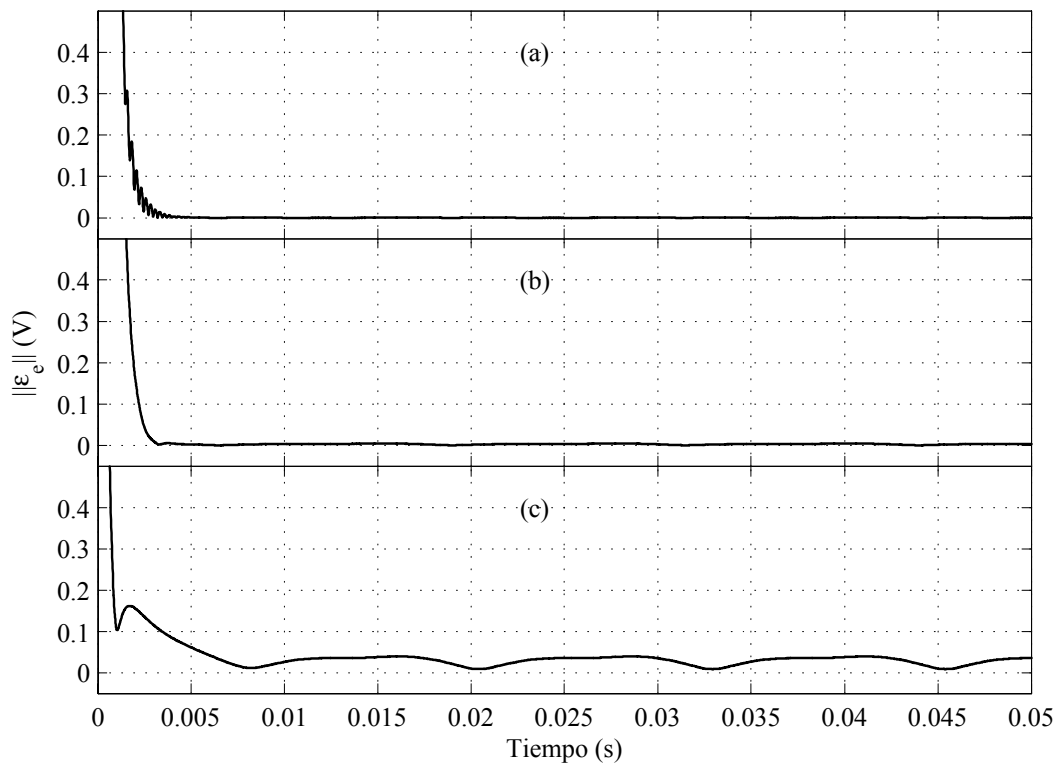


Fig. 4.22. Norma del error de estimación de fem, $\|\epsilon_e\|$, para $\epsilon = 2 \times 10^{-5}$ (a); $\epsilon = 2 \times 10^{-4}$ (b); $\epsilon = 2 \times 10^{-3}$ (c).

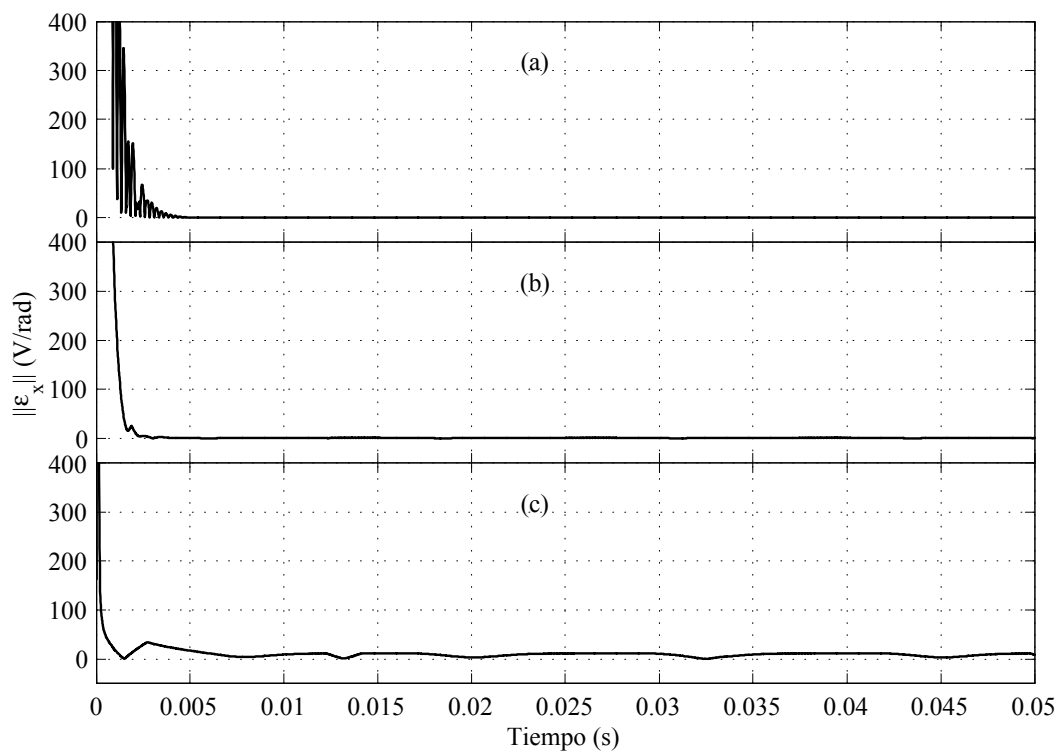


Fig. 4.23. Norma del error de estimación del observador de alta ganancia, $\|\epsilon_x\|$, para $\epsilon = 2 \times 10^{-5}$ (a); $\epsilon = 2 \times 10^{-4}$ (b); $\epsilon = 2 \times 10^{-3}$ (c).

Los valores de las ganancias g y ϵ empleadas en las simulaciones fueron seleccionados de manera de obtener un buen desempeño de la estimación para cualquiera de las MCAIP simuladas. La elección de estas ganancias debe realizarse de tal manera que las dinámicas de ambos observadores estén suficientemente separadas, lo que implica que el valor de ϵ debe ser suficientemente pequeño para que la dinámica del observador de alta ganancia no perturbe la convergencia de la estimación de fem, como se mostró en la sección 4.4.1. Además, del análisis de las figuras 4.21, 4.22 y 4.23 que muestran la convergencia del error de estimación para diferentes valores de ganancias (g y ϵ), puede apreciarse que a medida que se aumenta g el transitorio de convergencia de la estimación de fem comienza a hacerse más oscilatorio, debido al acercamiento entre las dinámicas de ambos observadores.

En cuanto a la elección de ϵ puede apreciarse que valores cercanos a $\epsilon = 2 \times 10^{-3}$ o superiores, producen un error apreciable en régimen permanente. Este error disminuye a medida que ϵ decrece. El valor $\epsilon = 2 \times 10^{-4}$ produce resultados satisfactorios para las MCAIP sinusoidales y de flujo axial, aunque el error en régimen permanente es apreciable para la MCAIP trapezoidal (Fig. 4.16(b)). Esto motiva la elección del valor $\epsilon = 2 \times 10^{-5}$ para el observador de alta ganancia. Para este valor, el error de estimación en régimen permanente es prácticamente despreciable, aunque la convergencia presenta ciertas oscilaciones durante el transitorio. Este comportamiento no afecta al comportamiento del observador completo, como puede apreciarse en las variables estimadas. Sin embargo, en la implementación práctica, donde el ruido presente en la medición es elevado, puede no ser posible trabajar con valores de ganancia tan elevados.

4.5.2 Control de velocidad sin sensor mecánico

En esta sección se presentan resultados de simulación del sistema de control de velocidad a lazo cerrado empleando las variables estimadas mediante el observador para cerrar el lazo de control. El esquema de control implementado es el presentado en la Fig. 4.24, usando el observador propuesto en este capítulo. Nuevamente se simularon tres tipos diferentes de máquinas, para evaluar el funcionamiento de la estrategia de control sin sensor mecánico para diferentes formas de onda de fem inducida:

- MCAIP con fem sinusoidal (ideal);
- MCAIP con fem trapezoidal (ideal);
- MCAIP de flujo axial.

Para la simulación de todas las máquinas se emplearon los mismos parámetros, tanto eléctricos como mecánicos, cambiando únicamente la forma de onda de la fem inducida.

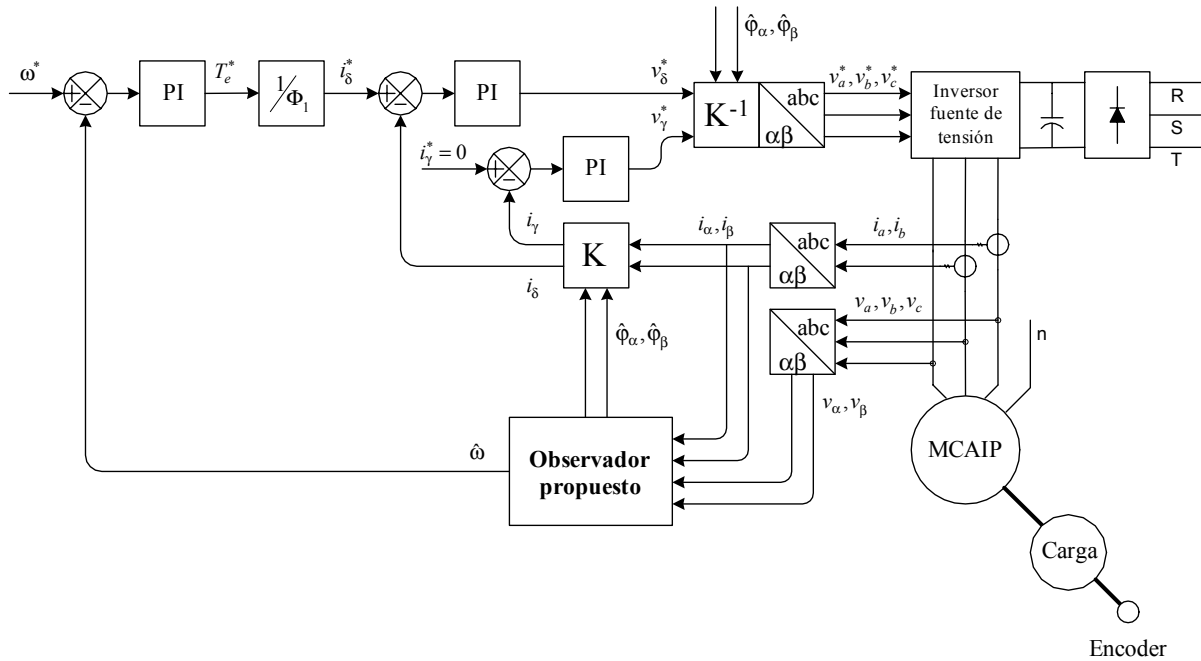


Fig. 4.24. Esquema del sistema de control de velocidad sin sensor mecánico de posición, con minimización de ripple de par.

En las figuras siguientes se muestran los resultados de simulación correspondientes a las tres máquinas. Para cada máquina se muestra la forma de onda de la derivada del flujo con respecto a la posición, correspondiente a una fase del estator (figuras 4.25(a), 4.29(a) y 4.33(a)) cuando la máquina opera a 100 r/min . Para la misma condición de operación se muestra el par desarrollado por la máquina, T_e (figuras 4.25(b), 4.29(b) y 4.33(b)). Como puede apreciarse, el par no presenta componentes armónicos de la frecuencia fundamental, de magnitud importante. Solamente se observa un componente de *ripple* de alta frecuencia, producido por el *ripple* existente en la corriente debido a la conmutación de las llaves del inversor, dado que el par que se muestra es el calculado usando estas corrientes mediante la expresión (2.9).

Luego se muestra la velocidad real de la máquina (línea continua) y la referencia de velocidad (línea de trazos) aplicada al controlador para dos zonas de trabajo diferentes. En primer lugar (figuras 4.26, 4.30 y 4.34) se fija una referencia de velocidad de 250 r/min para la máquina en vacío. Al cabo de 4 s se aplica un par de carga de 11.25 Nm . En las figuras 4.27, 4.31 y 4.35, la referencia de velocidad del controlador se fijó en 1000 r/min para la máquina partiendo en vacío, y al cabo de 15 s se aplicó un par de carga de 11.25 Nm . En ambas zonas de operación, y para las tres máquinas, puede apreciarse un buen desempeño del esquema de control, aún en presencia del par de carga. Debe aclararse, sin embargo, que si bien el par de carga es rechazado por el control a lazo cerrado debido a la ganancia seleccionada

para el controlador de velocidad, en realidad existe un error pequeño en régimen permanente cuando esta perturbación está presente. Este error es producido por la perturbación que no fue modelada en el diseño del observador [16], y sus consecuencias y la manera de solucionarlo serán tratados en detalle en el capítulo siguiente.

Finalmente, en las figuras 4.28, 4.32, y 4.36 se presenta la velocidad real (línea continua) y la referencia de velocidad (línea de trazos) durante una inversión del sentido de giro. Como se mencionó anteriormente, el observador propuesto no puede ser usado a velocidad cero, por lo que se agregó una histéresis alrededor de la velocidad cero para permitir la inversión de velocidad sin provocar una indeterminación en el cálculo. Con ello, si bien la máquina no puede operar en forma sostenida a baja velocidad (o nula), sí es posible el cruce por esta zona durante la inversión de sentido de giro. Puede apreciarse que el esquema presenta un buen funcionamiento si se emplea la expresión propuesta en este trabajo para determinar el signo de la velocidad.

4.5.2.1 MCAIP con fem sinusoidal

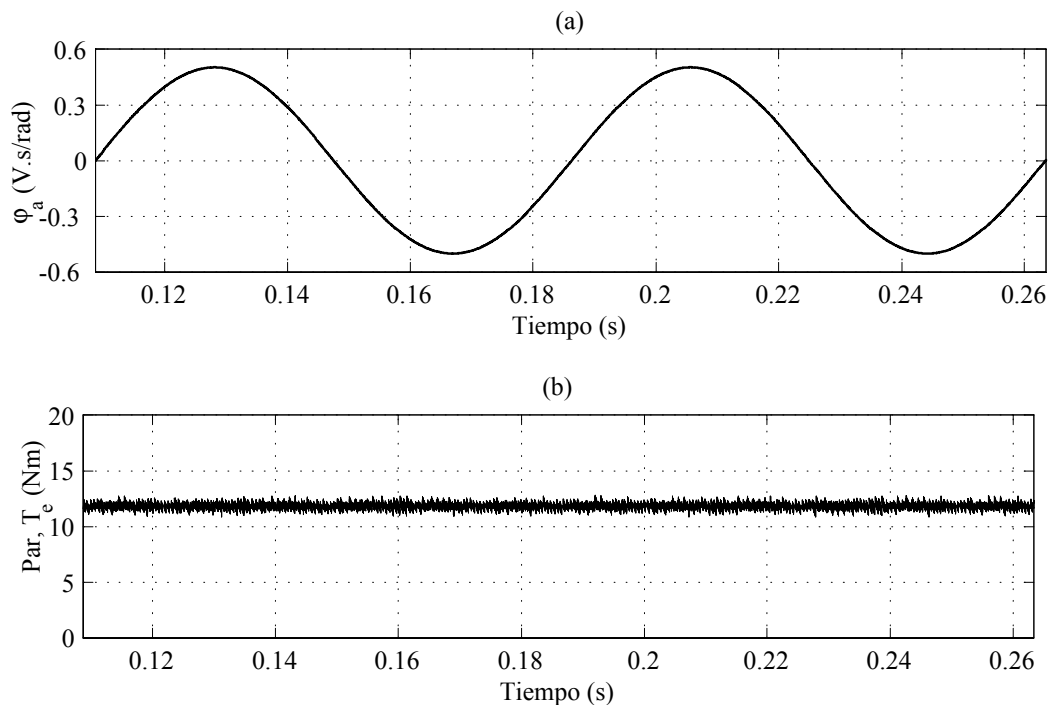


Fig. 4.25. Derivada del flujo con respecto a la posición, de la fase a (a) y par desarrollado por la máquina (b). Variables reales.

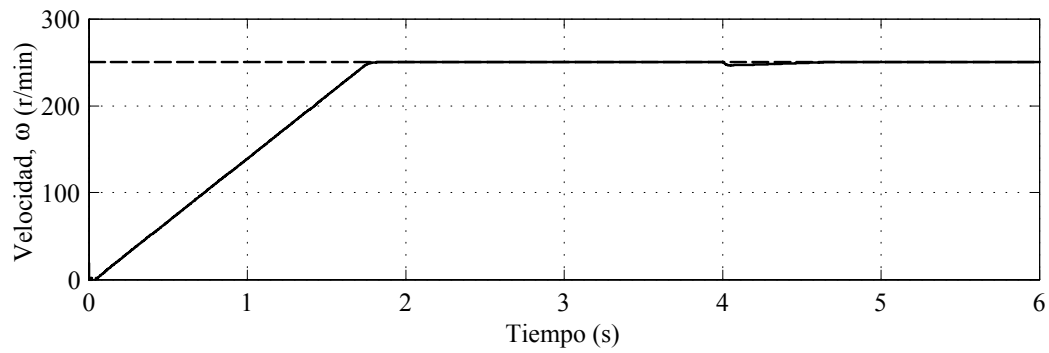


Fig. 4.26. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad real (línea continua).

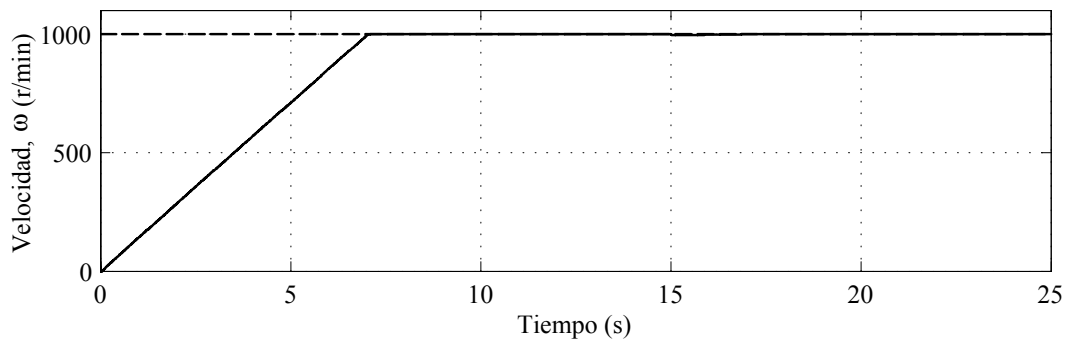


Fig. 4.27. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad real (línea continua).

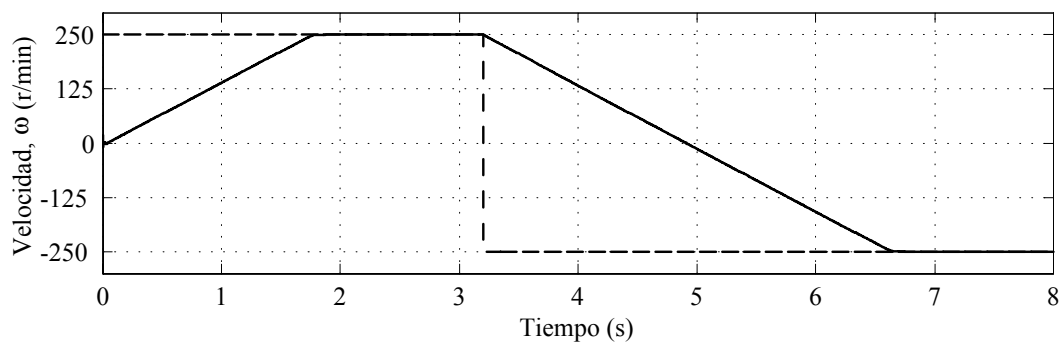


Fig. 4.28. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad real (línea continua).

4.5.2.2 MCAIP con fem trapezoidal

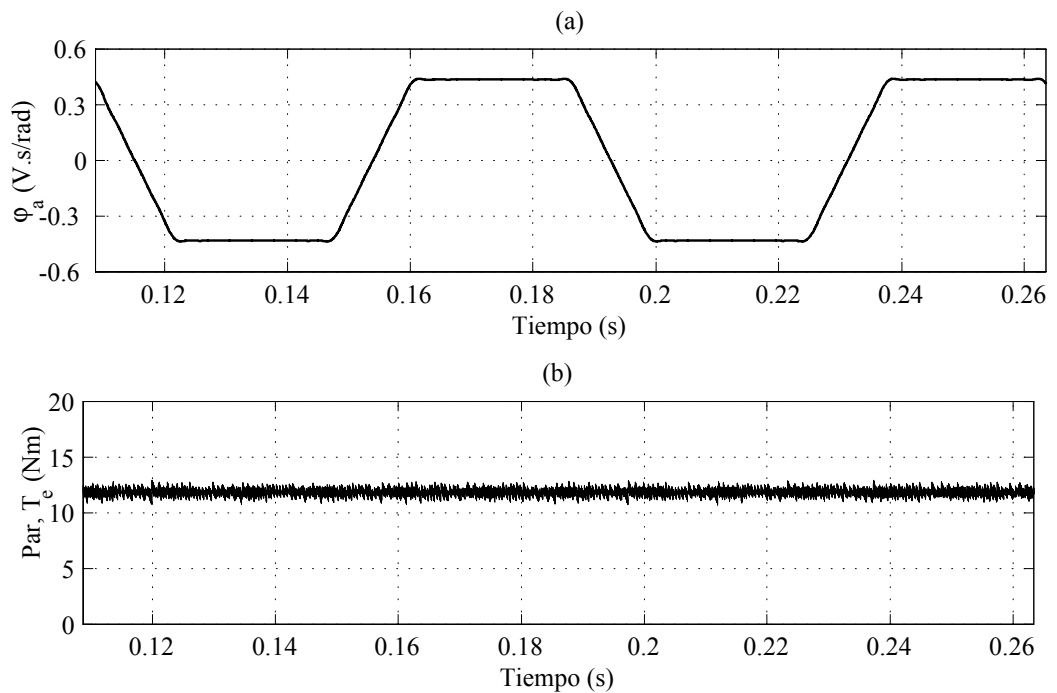


Fig. 4.29. Derivada del flujo con respecto a la posición, de la fase a (a) y par desarrollado por la máquina (b). Variables reales.

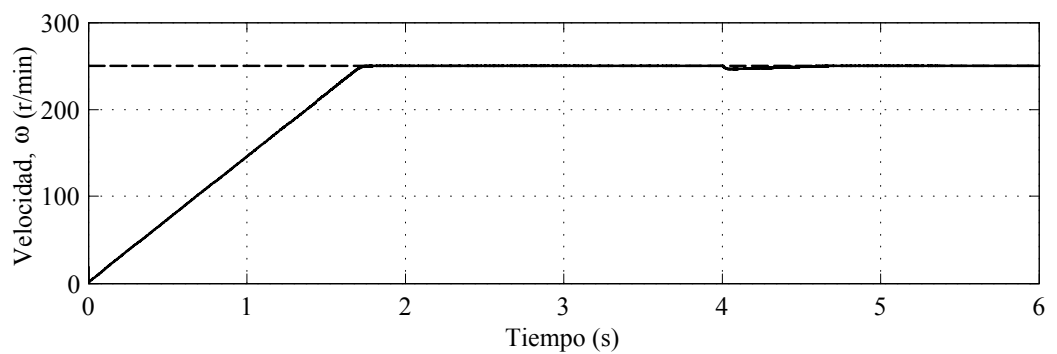


Fig. 4.30. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad real (línea continua).

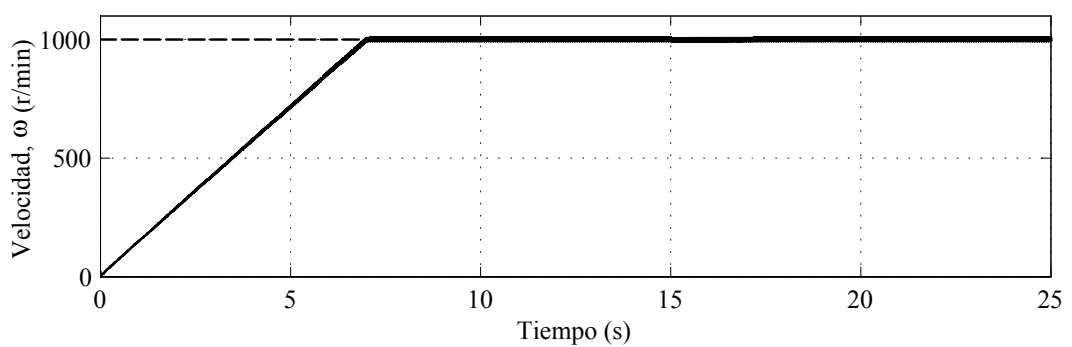


Fig. 4.31. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad real (línea continua).

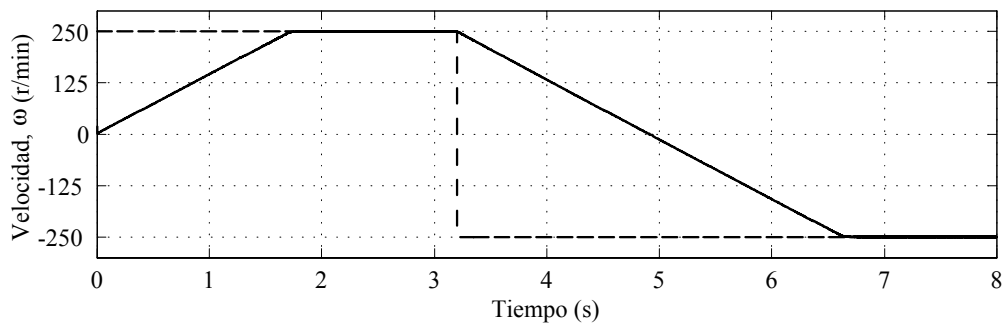


Fig. 4.32. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad real (línea continua).

4.5.2.3 MCAIP de flujo axial

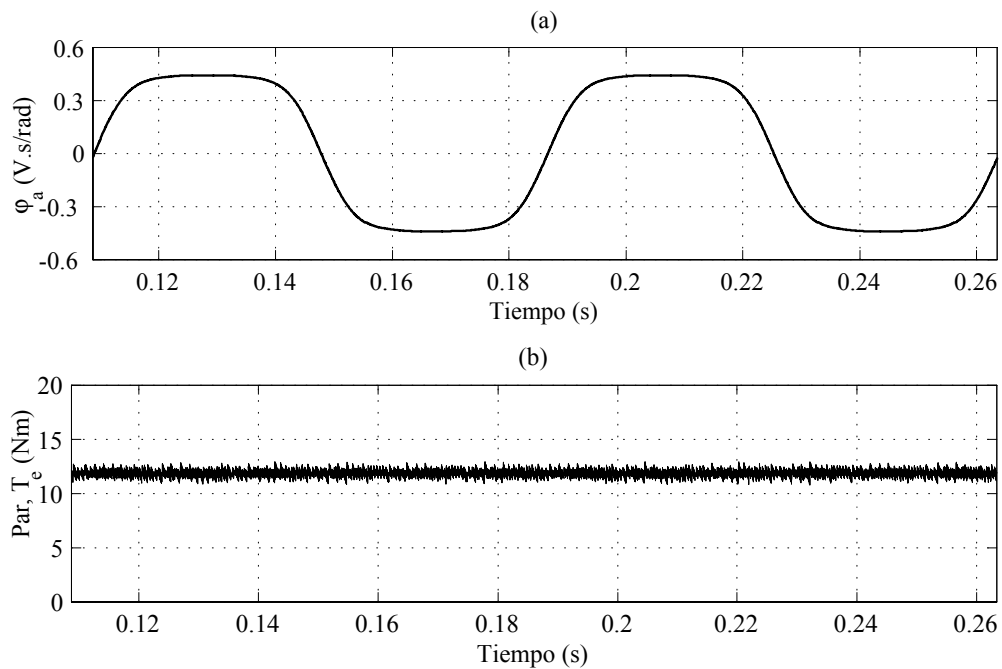


Fig. 4.33. Derivada del flujo con respecto a la posición, de la fase a (a) y par desarrollado por la máquina (b). Variables reales.

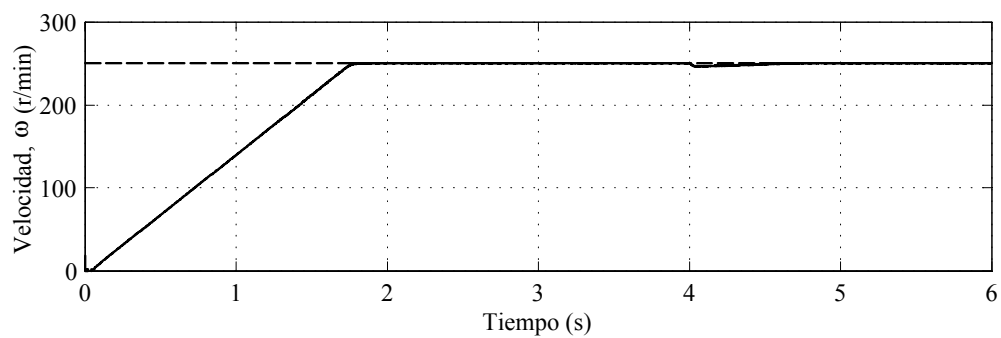


Fig. 4.34. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad real (línea continua).

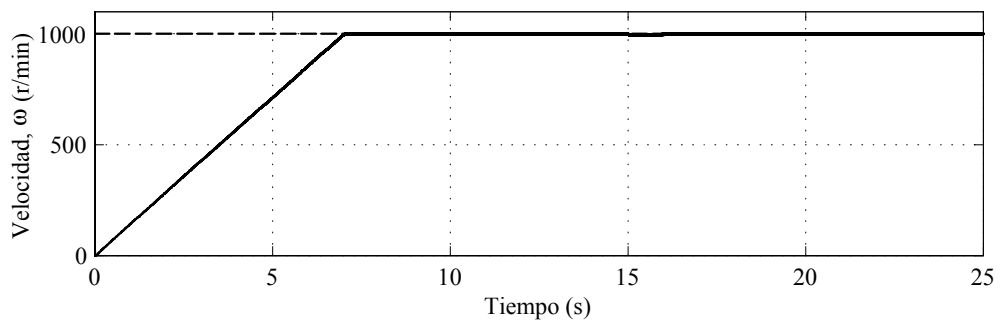


Fig. 4.35. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad real (línea continua).

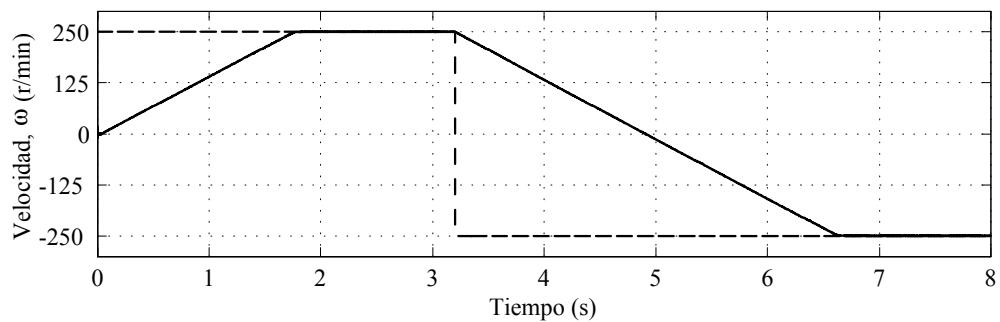


Fig. 4.36. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad real (línea continua).

4.6 Resultados experimentales

Para validar la estrategia de control y el observador propuestos, se realizó la implementación de ellos en un prototipo experimental. Se empleó una MCAIP de flujo axial, alimentada por un inversor fuente de tensión con modulación por ancho de pulsos y lazo de control de corriente. Tanto el observador como la estrategia de control se implementaron en una PC Pentium, en lenguaje C++, sobre plataforma QNX. Para la medición de tensiones y corrientes se emplearon sensores de efecto hall convencionales. Se midieron las corrientes correspondientes a dos de las fases y las tensiones entre fase y neutro de las tres fases de la máquina. Estas variables se adquirieron mediante conversores analógico-digitales de 12 *bits*, con un tiempo de muestreo de 200 μs . Con el objetivo de comparar las variables estimadas con las reales, se midió también la posición y la velocidad de la máquina mediante un *encoder* óptico de 1024 pulsos.

Las ecuaciones diferenciales del observador se discretizaron mediante el método de Euler, y las del observador de alta ganancia se escalonaron apropiadamente para evitar problemas de precisión numérica con valores de ϵ muy pequeños [101]. En el Apéndice B se presentan más detalles respecto de la implementación y también de los algoritmos empleados.

A diferencia de las simulaciones, las ganancias del observador fueron fijadas en $g = 800$ y $\epsilon = 2 \times 10^{-4}$, ya que satisfacen el desempeño deseado. La ganancia del observador de alta ganancia debió ser disminuida debido al alto ruido presente en las mediciones. Dado que se disminuyó esta ganancia, fue posible aumentar la ganancia de la estimación de fem, lográndose un desempeño similar al obtenido por simulación.

4.6.1 Observador

Se muestran aquí los resultados obtenidos mediante el prototipo experimental para el observador propuesto. Para ello, el control de la máquina se realizó usando la posición y la velocidad medidas. El valor de posición medida en cada instante de muestreo se utilizó para determinar los valores correspondientes de φ_α y φ_β , almacenados previamente en una tabla, necesarios para la estrategia de control con mínimo *ripple* de par [61].

En la Fig. 4.37(a) se muestran las formas de onda de estas funciones, obtenidas de la tabla, cuando la máquina opera a 300 r/min sin carga, mientras que en la Fig. 4.37(b) se muestran estas mismas variables estimadas mediante el observador propuesto. Como se aprecia, el observador estima muy bien la forma de onda de las funciones φ , utilizando únicamente la información disponible en las tensiones y corrientes de la máquina. El comportamiento del observador de alta ganancia puede verse en la Fig. 4.37(c), donde se presentan las derivadas de las funciones φ para la misma condición de operación. Es posible notar la similitud entre esta forma de onda y la obtenida por simulación (Fig. 4.19(b)). Se aprecia aquí el efecto del ruido de medición producido por el alto *ripple* de las corrientes del inversor, lo que limita el valor mínimo de ϵ posible (máxima ganancia del observador de alta ganancia).

En la Fig. 4.38 se presenta un ensayo a baja velocidad. El motor se encuentra girando en vacío a una velocidad de 10 r/min , cuando se aplica un cambio en la referencia de velocidad hasta las 100 r/min . La velocidad medida y la estimada se muestran en la Fig. 4.38(a) y en la Fig. 4.38(b), respectivamente. Puede apreciarse aquí también el efecto del ruido de medición.

Por último, en la Fig. 4.39 se muestra un ensayo de inversión del sentido de giro, desde 500 r/min a -500 r/min . Puede observarse que el signo de la velocidad no puede determinarse precisamente a baja velocidad, debido al ruido de medición mencionado.

4.6.2 Control de velocidad sin sensor mecánico

Por último, se presentan en esta sección los resultados obtenidos experimentalmente con el sistema de control sin sensores mecánicos, utilizando el observador propuesto en este capítulo. Para ello se emplearon las variables estimadas, $\hat{\varphi}_\alpha$, $\hat{\varphi}_\beta$, y $\hat{\omega}$, para cerrar los lazos de par y

velocidad, respectivamente.

En las figuras 4.40 y 4.41 se muestra la referencia de velocidad (línea de trazos) dada al controlador, y la velocidad de la máquina medida (línea continua), para diferentes condiciones de operación. En la Fig. 4.40 es posible ver el comportamiento del sistema completo en la zona de baja velocidad, cuando la referencia de velocidad es llevada de 100 r/min a 500 r/min , y nuevamente a 100 r/min al cabo de 10 s . Si bien es posible trabajar a velocidades inferiores a 100 r/min , la estimación en este rango se ve dificultada por el alto ruido presente en la medición y el alto *ripple* de la corriente, debido principalmente al bajo valor de inductancia de dispersión que posee el motor.

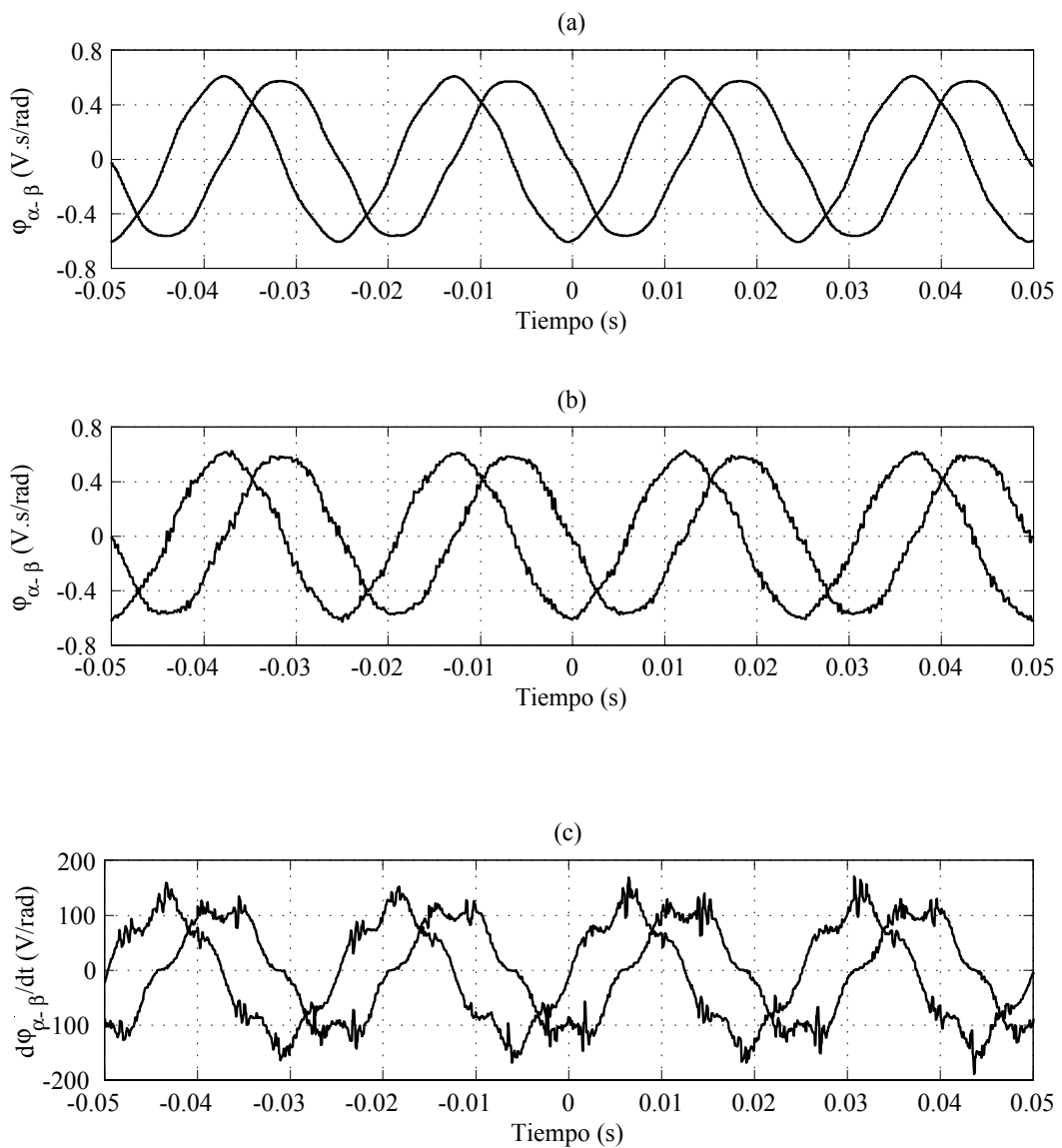


Fig. 4.37. Derivada del flujo con respecto a la posición en variables $\alpha\beta$: medidas (a); estimadas (b); y sus derivadas estimadas (c).

Por último, en la Fig. 4.41 se muestra la operación del motor desde baja velocidad (100 r/min) hasta alta velocidad (1000 r/min). Como puede apreciarse, el comportamiento del sistema de control a lazo cerrado empleando las variables estimadas es satisfactorio en un amplio rango de velocidad.

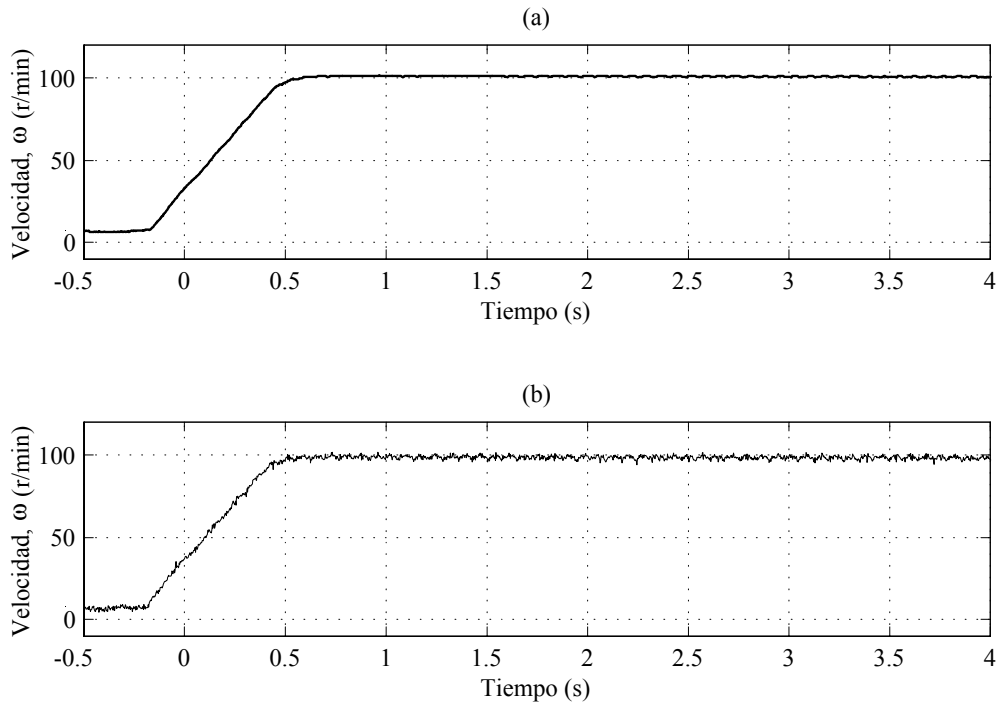


Fig. 4.38. Velocidad medida (a), y velocidad estimada (b).

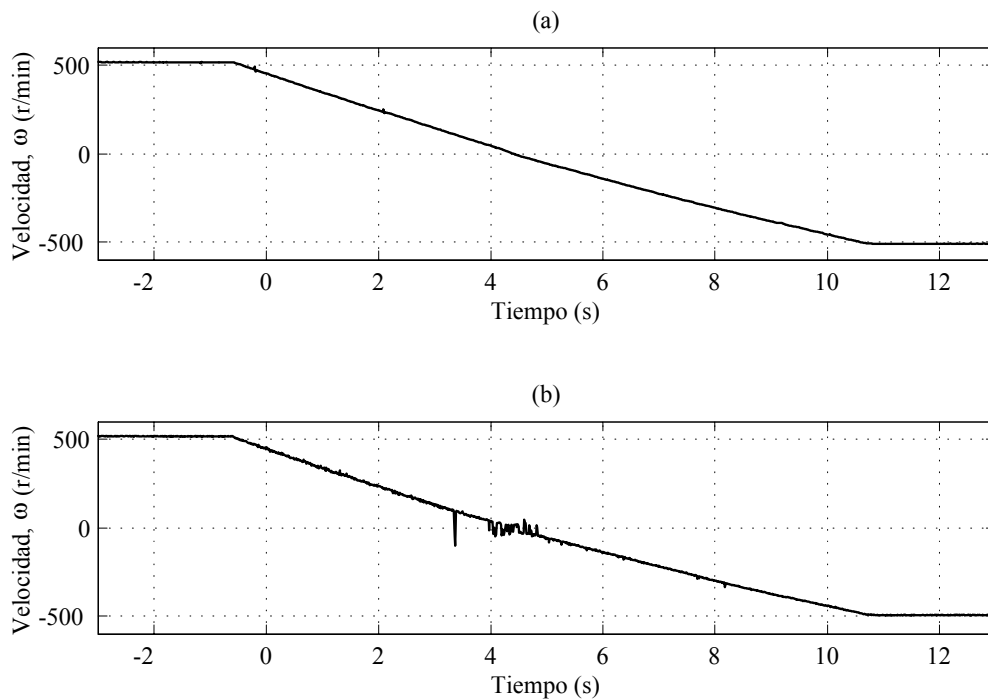


Fig. 4.39. Velocidad medida (a), y velocidad estimada (b).

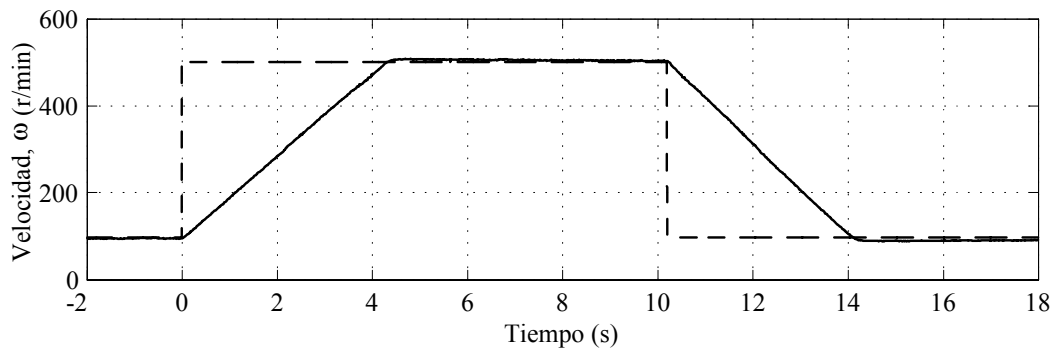


Fig. 4.40. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad medida (línea continua).

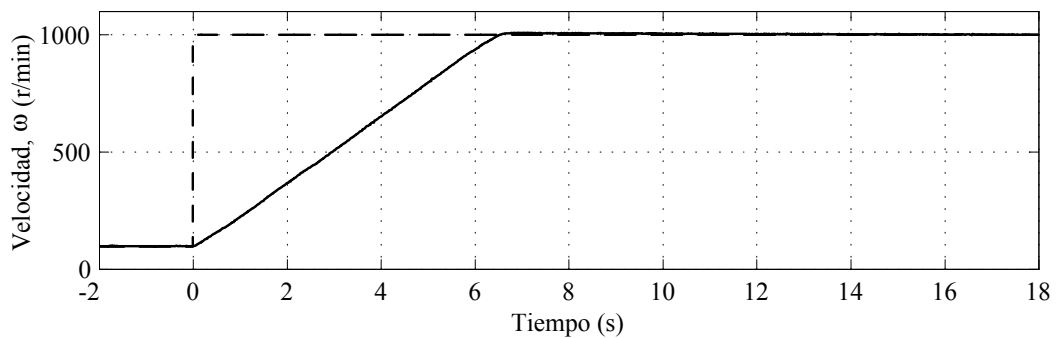


Fig. 4.41. Referencia de velocidad (línea de trazos) y velocidad medida (línea continua).

4.7 Conclusiones

En este capítulo se propuso un observador diferente al propuesto en el capítulo anterior. Su principal ventaja es que se simplifican los ensayos a realizar durante la puesta en servicio del accionamiento sin sensores mecánicos para MCAIP con forma de onda de fem no sinusoidal.

La particularidad de este observador es el empleo de una aproximación para calcular la velocidad a partir de la fem estimada, y un observador de alta ganancia para calcular las derivadas con respecto al tiempo de las derivadas del flujo con respecto a la posición.

La aproximación propuesta permite emplear el observador para estimar la fem y la velocidad en una gran variedad de MCAIP, aunque no de todas ellas. Con ello, se evita calcular las amplitudes de todas las componentes armónicas de la fem inducida. En cambio, solamente es necesario obtener el valor de una constante que puede determinarse mediante un ensayo sencillo.

En este capítulo se mostró en forma analítica la convergencia del observador propuesto, demostrándose que el error de estimación no tiende a cero, sino que converge de manera asin-

tónica a un valor pequeño, próximo a cero. Este valor puede disminuirse aumentando las ganancias del observador, aunque valores muy grandes de estas ganancias pueden causar efectos no deseados durante el transitorio de convergencia del observador. Estos resultados se validaron mediante simulación.

Se mostró además, mediante simulación numérica, el comportamiento del observador y de la estrategia de control sin sensores mecánicos, para diferentes formas de onda de fem inducida. Se pudo comprobar el buen desempeño del mismo para las formas de onda simuladas.

La propuesta se validó experimentalmente en un prototipo de laboratorio. En el prototipo se implementó el observador propuesto y se comprobó el funcionamiento del observador de fem y del observador de alta ganancia para una MCAIP cuya forma de onda de fem no es ni sinusoidal ni trapezoidal. Luego se empleó el observador para implementar la estrategia de control con minimización de *ripple* de par, usando las variables estimadas en los lazos de control. Se comprobó que el sistema presenta un desempeño satisfactorio en un amplio rango de velocidad, aunque no puede emplearse a velocidades muy bajas, próximas a cero.

Capítulo 5

Compensación del par de carga

5.1 Introducción

Los accionamientos con MCAIP son ampliamente empleados en aplicaciones de alto desempeño. Un requerimiento de suma importancia, en este tipo de aplicaciones, es la robustez del accionamiento frente a cambios de par de carga u otras perturbaciones externas (por ejemplo, la variación de los parámetros mecánicos debido a cambios en la carga de la máquina). Cuando el par de carga puede predecirse o medirse, es posible compensar estas perturbaciones de manera sencilla, incluyendo el valor de par para producir la compensación dentro del controlador. Sin embargo, esta situación no es la más común; ya que, generalmente, no es posible conocer el par de carga, y su medición requiere de instrumentos de alto costo, que encarecen el accionamiento. Esto ha llevado a desarrollar diferentes propuestas usando, por ejemplo, observadores de estado [15] o de perturbación [14] para estimar las perturbaciones de par e implementar un control que permita compensar dichas perturbaciones.

Cuando en el accionamiento se emplean, además, observadores para estimar el flujo, la posición o la velocidad, con el fin de eliminar los sensores mecánicos, estas perturbaciones son aún más perjudiciales. Esto se debe a que los observadores se basan en un modelo de la máquina que generalmente no incluye el par de carga, dado que normalmente es desconocido. Así, estas perturbaciones aparecen como errores en el modelo que afectan la convergencia de los observadores [16].

Por ello, para mejorar el desempeño de los observadores presentados en los capítulos anteriores, en este capítulo se propone una extensión que permite estimar las perturbaciones producidas por el par de carga, al igual que otras perturbaciones mecánicas [79]. Además, el par de carga estimado es usado en una compensación “*feedforward*”, obteniéndose una estrategia de control de velocidad de alto desempeño dinámico, sin utilizar sensores mecánicos.

El capítulo está organizado de la siguiente manera. En la sección que sigue se presenta la extensión propuesta para el observador de fem, con el fin de estimar, además, el par de carga. Luego se describe la manera de emplear la estimación del par de carga para mejorar el desempeño de la estrategia de control a lazo cerrado. Por último, se presentan resultados de simulación que validan la propuesta.

5.2 Observador extendido no lineal

Con el propósito de estimar la fem inducida, la velocidad del rotor y el par de carga, se emplea uno de los observadores propuestos en los capítulos anteriores, extendiendo el vector de estados al agregar el par de carga como un estado adicional a estimar. El desarrollo podría realizarse para cualquiera de los observadores presentados en los capítulos anteriores, obteniéndose resultados similares. Sin embargo, se emplea el observador presentado en el capítulo 3 por una cuestión de simplicidad del desarrollo, dado que contiene solamente dos ecuaciones diferenciales, a comparación de las cuatro que posee el observador presentado en el capítulo 4.

Para incluir, dentro de las posibles perturbaciones, la variación de parámetros mecánicos, se considerará también desconocido el par provocado por el rozamiento dinámico. Para ello se incluye éste como parte del par de carga T_L , por lo que la ecuación (2.4) se expresa ahora,

$$\begin{aligned}\frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J}T_e - \frac{1}{J}T_L.\end{aligned}\tag{5.1}$$

Con ello, las derivadas de la fem con respecto al tiempo (3.2) resultan,

$$\begin{aligned}\frac{de_\alpha}{dt} &= \frac{d\varphi_\alpha}{dt} \sqrt{\frac{e_\alpha^2 + e_\beta^2}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2}} + \frac{1}{J}\varphi_\alpha (\varphi_\alpha i_\alpha + \varphi_\beta i_\beta) - \frac{1}{J}\varphi_\alpha T_L \\ \frac{de_\beta}{dt} &= \frac{d\varphi_\beta}{dt} \sqrt{\frac{e_\alpha^2 + e_\beta^2}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2}} + \frac{1}{J}\varphi_\beta (\varphi_\alpha i_\alpha + \varphi_\beta i_\beta) - \frac{1}{J}\varphi_\beta T_L.\end{aligned}\tag{5.2}$$

Dado que no se conoce ningún modelo del par de carga, como aproximación se supone que es lentamente variante, mucho más lento que el resto de la dinámica del sistema. Esta suposición cubre la mayoría de los casos de aplicación. Aceptada esta suposición, el par de carga se incluye como un nuevo estado con derivada nula, resultando,

$$\begin{aligned}\frac{de_\alpha}{dt} &= \frac{d\varphi_\alpha}{dt} \sqrt{\frac{e_\alpha^2 + e_\beta^2}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2}} + \frac{1}{J}\varphi_\alpha (\varphi_\alpha i_\alpha + \varphi_\beta i_\beta) - \frac{1}{J}\varphi_\alpha T_L \\ \frac{de_\beta}{dt} &= \frac{d\varphi_\beta}{dt} \sqrt{\frac{e_\alpha^2 + e_\beta^2}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2}} + \frac{1}{J}\varphi_\beta (\varphi_\alpha i_\alpha + \varphi_\beta i_\beta) - \frac{1}{J}\varphi_\beta T_L \\ \frac{dT_L}{dt} &\approx 0.\end{aligned}\tag{5.3}$$

En tal caso, se propone el siguiente observador de orden reducido extendido, para estimar la fem y el par de carga [79],

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} &= \frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt} \sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J}\hat{\varphi}_\alpha (\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) - \frac{1}{J}\hat{\varphi}_\alpha \hat{T}_L + g \left(L \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} - L \frac{di_\alpha}{dt} \right) \\ \frac{d\hat{e}_\beta}{dt} &= \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt} \sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J}\hat{\varphi}_\beta (\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) - \frac{1}{J}\hat{\varphi}_\beta \hat{T}_L + g \left(L \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} - L \frac{di_\beta}{dt} \right) \\ \frac{d\hat{T}_L}{dt} &= l_a,\end{aligned}\quad (5.4)$$

donde la ganancia g puede elegirse de la misma manera que en los casos anteriores, y l_a es la ley de adaptación que se debe determinar. Esta ley debe calcularse de forma de garantizar la convergencia del error de estimación en el par estimado.

5.2.1 Desarrollo de la ley de adaptación para estimación de par

La ley de adaptación para estimar el par de carga puede diseñarse mediante el método de Lyapunov ([112], p. 171), de la siguiente manera. Definiendo el error de estimación de fem como,

$$\varepsilon_e = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_\alpha - \hat{e}_\alpha \\ e_\beta - \hat{e}_\beta \end{bmatrix}, \quad (5.5)$$

y el error de estimación de par como,

$$\varepsilon_{T_L} = T_L - \hat{T}_L, \quad (5.6)$$

y además,

$$\begin{aligned}\rho &= \begin{bmatrix} \frac{d\varphi_\alpha}{dt} \sqrt{\frac{e_\alpha^2 + e_\beta^2}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2}} + \frac{1}{J}\varphi_\alpha (\varphi_\alpha i_\alpha + \varphi_\beta i_\beta) \\ \frac{d\varphi_\beta}{dt} \sqrt{\frac{e_\alpha^2 + e_\beta^2}{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2}} + \frac{1}{J}\varphi_\beta (\varphi_\alpha i_\alpha + \varphi_\beta i_\beta) \end{bmatrix}, \\ \hat{\rho} &= \begin{bmatrix} \frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt} \sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J}\hat{\varphi}_\alpha (\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) \\ \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt} \sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J}\hat{\varphi}_\beta (\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) \end{bmatrix},\end{aligned}$$

de tal manera que el modelo de la planta resulta,

$$\begin{aligned}\frac{de_\alpha}{dt} &= \rho_\alpha - \frac{1}{J}\varphi_\alpha T_L \\ \frac{de_\beta}{dt} &= \rho_\beta - \frac{1}{J}\varphi_\beta T_L \\ \frac{dT_L}{dt} &\approx 0,\end{aligned}\tag{5.7}$$

y el observador propuesto,

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} &= \hat{\rho}_\alpha - \frac{1}{J}\hat{\varphi}_\alpha \hat{T}_L + g\varepsilon_\alpha \\ \frac{d\hat{e}_\beta}{dt} &= \hat{\rho}_\beta - \frac{1}{J}\hat{\varphi}_\beta \hat{T}_L + g\varepsilon_\beta \\ \frac{d\hat{T}_L}{dt} &= l_a.\end{aligned}\tag{5.8}$$

Entonces, la dinámica del error de estimación estará dada por,

$$\begin{aligned}\frac{d\varepsilon_e}{dt} &= \Delta\rho - \frac{1}{J}\left(\varphi T_L - \hat{\varphi}\hat{T}_L\right) - g\varepsilon_e \\ \frac{d\varepsilon_{T_L}}{dt} &= -l_a,\end{aligned}\tag{5.9}$$

donde,

$$\Delta\rho = \rho - \hat{\rho}, \quad \varphi = \begin{bmatrix} \varphi_\alpha \\ \varphi_\beta \end{bmatrix}, \quad \hat{\varphi} = \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_\alpha \\ \hat{\varphi}_\beta \end{bmatrix}.$$

Para diseñar la ley de adaptación l_a , se propone la siguiente función candidata de Lyapunov,

$$V = \varepsilon_e^T \mathbf{P} \varepsilon_e + \Gamma^{-1} \varepsilon_{T_L}^2,\tag{5.10}$$

siendo \mathbf{P} una matriz simétrica positiva definida, y Γ una constante positiva.

Tomando la derivada de la función de Lyapunov con respecto al tiempo,

$$\frac{dV}{dt} = \frac{d\varepsilon_e^T}{dt} \mathbf{P} \varepsilon_e + \varepsilon_e^T \mathbf{P} \frac{d\varepsilon_e}{dt} + 2\Gamma^{-1} \varepsilon_{T_L} \frac{d\varepsilon_{T_L}}{dt},\tag{5.11}$$

y reemplazando de (5.9),

$$\begin{aligned}\frac{dV}{dt} &= -g\varepsilon_e^T \mathbf{P} \varepsilon_e - g\varepsilon_e^T \mathbf{P} \varepsilon_e + \left(\Delta\rho^T - \frac{1}{J}\varphi^T T_L + \frac{1}{J}\hat{\varphi}^T \hat{T}_L \right) \mathbf{P} \varepsilon_e \\ &\quad + \varepsilon_e^T \mathbf{P} \left(\Delta\rho - \frac{1}{J}\varphi T_L + \frac{1}{J}\hat{\varphi} \hat{T}_L \right) - 2\Gamma^{-1} \varepsilon_{T_L} l_a.\end{aligned}\tag{5.12}$$

Si además, se expresa el par de carga estimado en función del error de estimación (5.6),

$$\hat{T}_L = T_L - \varepsilon_{T_L}, \quad (5.13)$$

resulta,

$$\frac{dV}{dt} = -2g\varepsilon_e^T \mathbf{P}\varepsilon_e + 2 \left(\Delta\rho^T - \frac{1}{J}T_L\Delta\varphi^T \right) \mathbf{P}\varepsilon_e - \frac{2}{J}\varepsilon_{T_L}\hat{\varphi}^T \mathbf{P}\varepsilon_e - 2\Gamma^{-1}\varepsilon_{T_L}l_a, \quad (5.14)$$

siendo,

$$\Delta\varphi = \varphi - \hat{\varphi}.$$

Para garantizar la estabilidad de la dinámica del error, dV/dt debe ser negativa. Así, puede elegirse la expresión l_a de tal manera que se cancelen los últimos dos términos de (5.14),

$$-\frac{2}{J}\varepsilon_{T_L}\hat{\varphi}^T \mathbf{P}\varepsilon_e - 2\Gamma^{-1}\varepsilon_{T_L}l_a = 0, \quad (5.15)$$

es decir,

$$l_a = -\frac{\Gamma}{J}\hat{\varphi}^T \mathbf{P}\varepsilon_e, \quad (5.16)$$

ya que los restantes convergen a cero cuando converge a cero el error de estimación de fem ε_e .

Para simplificar puede tomarse además $\mathbf{P} = \mathbf{I}$, donde \mathbf{I} es la matriz identidad. Entonces, la ley de adaptación puede escribirse como,

$$l_a = -\frac{\Gamma}{J}\hat{\varphi}^T \varepsilon_e, \quad (5.17)$$

y dV/dt puede acotarse por

$$\frac{dV}{dt} \leq -2g \|\varepsilon_e\|^2 + 2\gamma_1 \|\varepsilon_e\|^2 + 2\gamma_2 \|T_L\| \|\varepsilon_e\|^2, \quad (5.18)$$

donde γ_1 y γ_2 son las constantes de Lipschitz de $\Delta\rho$ y $\Delta\varphi$, respectivamente.

Si además se conoce una cota para $\|T_L\|$, la ganancia g puede elegirse para hacer que $\sigma = -2g + 2\gamma_1 + 2\gamma_2 \|T_L\| < 0$, entonces dV/dt será acotada, negativa definida, y el origen de (5.9) será un punto de equilibrio asintóticamente estable [72].

Así, la ley de adaptación para estimar el par de carga resulta

$$l_a = -\frac{\Gamma L}{J} \left(\hat{\varphi}_\alpha \left(\frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} - \frac{di_\alpha}{dt} \right) + \hat{\varphi}_\beta \left(\frac{d\hat{i}_\beta}{dt} - \frac{di_\beta}{dt} \right) \right), \quad (5.19)$$

con Γ una ganancia constante.

5.2.2 Aspectos de implementación

Para implementar el observador extendido propuesto, las derivadas de las corrientes estimadas usadas en el término de corrección y en la ley de adaptación se calculan como en (3.5),

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} &= -\frac{R}{L}i_\alpha - \frac{1}{L}\hat{e}_\alpha + \frac{1}{L}v_\alpha \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} &= -\frac{R}{L}i_\beta - \frac{1}{L}\hat{e}_\beta + \frac{1}{L}v_\beta.\end{aligned}\quad (5.20)$$

Al igual que en los observadores presentados anteriormente, para evitar el cálculo de las derivadas de las corrientes medidas se propone un cambio de variables, que en este caso será,

$$\begin{aligned}\zeta_\alpha &= \hat{e}_\alpha + gLi_\alpha \\ \zeta_\beta &= \hat{e}_\beta + gLi_\beta \\ \tau &= \hat{T}_L - \frac{\Gamma L}{J}(\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta).\end{aligned}\quad (5.21)$$

Derivando (5.21) con respecto al tiempo,

$$\begin{aligned}\frac{d\zeta_\alpha}{dt} &= \frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} + gL\frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{d\zeta_\beta}{dt} &= \frac{d\hat{e}_\beta}{dt} + gL\frac{di_\beta}{dt} \\ \frac{d\tau}{dt} &= \frac{d\hat{T}_L}{dt} - \frac{\Gamma L}{J}\left(\frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt}i_\alpha + \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt}i_\beta + \hat{\varphi}_\alpha\frac{di_\alpha}{dt} + \hat{\varphi}_\beta\frac{di_\beta}{dt}\right),\end{aligned}\quad (5.22)$$

y reemplazando de (5.4) y (5.19), el observador propuesto resulta,

$$\begin{aligned}\frac{d\zeta_\alpha}{dt} &= \frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt}\sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J}\hat{\varphi}_\alpha(\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) - \frac{1}{J}\hat{\varphi}_\alpha\hat{T}_L + gL\frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} \\ \frac{d\zeta_\beta}{dt} &= \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt}\sqrt{\frac{\hat{e}_\alpha^2 + \hat{e}_\beta^2}{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J}\hat{\varphi}_\beta(\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta) - \frac{1}{J}\hat{\varphi}_\beta\hat{T}_L + gL\frac{d\hat{i}_\beta}{dt} \\ \frac{d\tau}{dt} &= -\frac{\Gamma L}{J}\left(\hat{\varphi}_\alpha\frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} + \hat{\varphi}_\beta\frac{d\hat{i}_\beta}{dt} + \frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt}i_\alpha + \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt}i_\beta\right),\end{aligned}\quad (5.23)$$

y la fem y el par de carga estimados se obtienen de (5.21),

$$\begin{aligned}\hat{e}_\alpha &= \zeta_\alpha - gLi_\alpha \\ \hat{e}_\beta &= \zeta_\beta - gLi_\beta \\ \hat{T}_L &= \tau + \frac{\Gamma L}{J}(\hat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \hat{\varphi}_\beta i_\beta).\end{aligned}\quad (5.24)$$

Una vez obtenida la fem estimada, la velocidad y las derivadas del flujo pueden obtenerse de la manera mostrada en el capítulo 3.

5.3 Control de velocidad sin sensor con compensación del par de perturbación

La estimación del par de carga, además de mejorar la convergencia del observador puede emplearse para mejorar el desempeño del sistema de control a lazo cerrado. Para ello, el par de carga estimado puede utilizarse para desacoplar esta perturbación, sumando el par de carga estimado a la referencia de par dada por el controlador de velocidad (compensación *feedforward*). Entonces, el accionamiento para MCAIP con control de velocidad y compensación de par de carga sin sensores mecánicos, propuesto en esta tesis, se compone de un lazo interno de control de par y uno externo de control de velocidad, como se muestra en la Fig. 5.1.

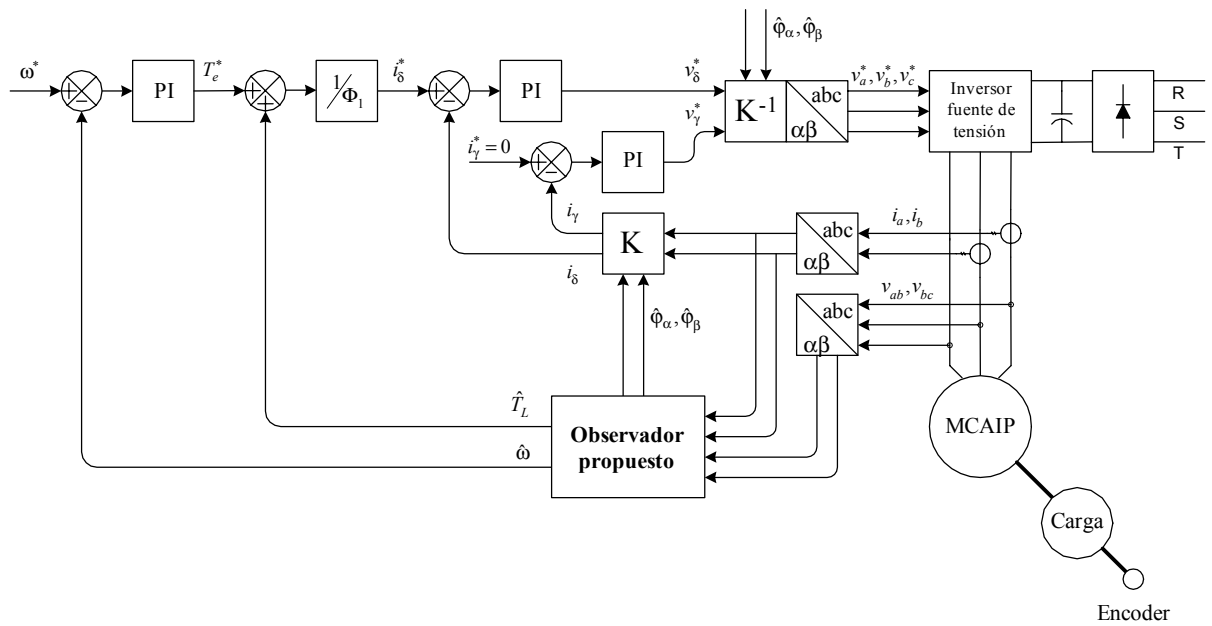


Fig. 5.1. Control de velocidad sin sensores mecánicos, con compensación de par de carga.

Usando la técnica de control de par presentada en el capítulo 2, las referencias de corriente se calculan de la siguiente manera,

$$i_\gamma^* = 0$$

$$i_\delta^* = \frac{(T_e^* + \hat{T}_L)}{\Phi_1}, \quad (5.25)$$

usando las variables estimadas para cerrar los lazos de control.

Así, usando por ejemplo la implementación del observador presentada en el capítulo 3, el control sin sensores mecánicos, con compensación del par de perturbación se puede resumir en el siguiente algoritmo.

Condiciones iniciales

$$\widehat{\theta}(0), \widehat{\omega}(0).$$

Mediciones

$$i_a, i_b, v_{ab}, v_{bc}.$$

Algoritmo

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}; \quad (5.26)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & \frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix}; \quad (5.27)$$

$$\begin{aligned} \widehat{\varphi}_\alpha(\widehat{\theta}) &= \sum_{n=1}^N -\Phi_{(2n-1)} \text{sen} \left((2n-1)\widehat{\theta} \right) \\ \widehat{\varphi}_\beta(\widehat{\theta}) &= \sum_{n=1}^N \Phi_{(2n-1)} \cos \left((2n-1)\widehat{\theta} \right); \end{aligned} \quad (5.28)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\widehat{\varphi}_\alpha}{dt} &= \widehat{\omega} \sum_{n=1}^N -(2n-1) \Phi_{(2n-1)} \cos \left((2n-1)\widehat{\theta} \right) \\ \frac{d\widehat{\varphi}_\beta}{dt} &= \widehat{\omega} \sum_{n=1}^N -(2n-1) \Phi_{(2n-1)} \text{sen} \left((2n-1)\widehat{\theta} \right); \end{aligned} \quad (5.29)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\zeta_\alpha}{dt} &= \frac{d\widehat{\varphi}_\alpha}{dt} \sqrt{\frac{\widehat{e}_\alpha^2 + \widehat{e}_\beta^2}{\widehat{\varphi}_\alpha^2 + \widehat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J} \widehat{\varphi}_\alpha (\widehat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \widehat{\varphi}_\beta i_\beta) - \frac{1}{J} \widehat{\varphi}_\alpha \widehat{T}_L + g(-Ri_\alpha - \widehat{e}_\alpha + v_\alpha) \\ \frac{d\zeta_\beta}{dt} &= \frac{d\widehat{\varphi}_\beta}{dt} \sqrt{\frac{\widehat{e}_\alpha^2 + \widehat{e}_\beta^2}{\widehat{\varphi}_\alpha^2 + \widehat{\varphi}_\beta^2}} + \frac{1}{J} \widehat{\varphi}_\beta (\widehat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \widehat{\varphi}_\beta i_\beta) - \frac{1}{J} \widehat{\varphi}_\beta \widehat{T}_L + g(-Ri_\beta - \widehat{e}_\beta + v_\beta) \end{aligned} \quad (5.30)$$

$$\frac{d\tau}{dt} = -\frac{\Gamma L}{J} \left(\widehat{\varphi}_\alpha \frac{d\widehat{i}_\alpha}{dt} + \widehat{\varphi}_\beta \frac{d\widehat{i}_\beta}{dt} + \frac{d\widehat{\varphi}_\alpha}{dt} i_\alpha + \frac{d\widehat{\varphi}_\beta}{dt} i_\beta \right);$$

$$\widehat{e}_\alpha = \zeta_\alpha - gLi_\alpha$$

$$\widehat{e}_\beta = \zeta_\beta - gLi_\beta$$

(5.31)

$$\widehat{T}_L = \tau + \frac{\Gamma L}{J} (\widehat{\varphi}_\alpha i_\alpha + \widehat{\varphi}_\beta i_\beta);$$

$$\tilde{\theta}_{(k)} = \hat{\theta}_{(k-1)} + \hat{\omega}_{(k-1)} T_s; \quad (5.32)$$

$$\tilde{e}_{\alpha h(k)} = \hat{\omega}_{(k-1)} \sum_{n=2}^N -\Phi_{(2n-1)} \text{sen} \left((2n-1) \tilde{\theta}_{(k)} \right) \quad (5.33)$$

$$\tilde{e}_{\beta h(k)} = \hat{\omega}_{(k-1)} \sum_{n=2}^N \Phi_{(2n-1)} \text{cos} \left((2n-1) \tilde{\theta}_{(k)} \right);$$

$$\hat{e}_{\alpha 1} = \hat{e}_{\alpha} - \tilde{e}_{\alpha h(k)} \quad (5.34)$$

$$\hat{e}_{\beta 1} = \hat{e}_{\beta} - \tilde{e}_{\beta h(k)};$$

$$\hat{\theta} = \tan^{-1} \left(\frac{-\hat{e}_{\alpha 1}}{\hat{e}_{\beta 1}} \right); \quad (5.35)$$

$$\hat{\omega} = \text{sign} \left(\frac{\hat{\theta}_{(k)} - \hat{\theta}_{(k-1)}}{T_s} \right) \sqrt{\frac{\hat{e}_{\alpha}^2 + \hat{e}_{\beta}^2}{\hat{\varphi}_{\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{\beta}^2}}; \quad (5.36)$$

$$T_e^* = K_{P\omega} (\omega^* - \hat{\omega}) + K_{I\omega} \int (\omega^* - \hat{\omega}) dt; \quad (5.37)$$

$$i_{\gamma}^* = 0$$

$$i_{\delta}^* = \frac{(T_e^* + \hat{T}_L)}{\Phi_1}; \quad (5.38)$$

$$\mathbf{K} = \frac{1}{\Phi_1} \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{\beta} & -\hat{\varphi}_{\alpha} \\ \hat{\varphi}_{\alpha} & \hat{\varphi}_{\beta} \end{bmatrix}; \quad (5.39)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\gamma} \\ i_{\delta} \end{bmatrix} = \mathbf{K} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix}; \quad (5.40)$$

$$v_{\gamma}^* = K_{P\gamma} (i_{\gamma}^* - i_{\gamma}) + K_{I\gamma} \int (i_{\gamma}^* - i_{\gamma}) dt; \quad (5.41)$$

$$v_{\delta}^* = K_{P\delta} (i_{\delta}^* - i_{\delta}) + K_{I\delta} \int (i_{\delta}^* - i_{\delta}) dt; \quad (5.42)$$

$$\mathbf{K}^{-1} = \Phi_1 \frac{1}{\hat{\varphi}_{\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{\beta}^2} \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{\beta} & \hat{\varphi}_{\alpha} \\ -\hat{\varphi}_{\alpha} & \hat{\varphi}_{\beta} \end{bmatrix}; \quad (5.43)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^* \\ v_{\beta}^* \end{bmatrix} = \mathbf{K}^{-1} \begin{bmatrix} v_{\gamma}^* \\ v_{\delta}^* \end{bmatrix}; \quad (5.44)$$

$$\begin{bmatrix} v_a^* \\ v_b^* \\ v_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ 1 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^* \\ v_{\beta}^* \end{bmatrix}; \quad (5.45)$$

donde $K_{P\omega}$, $K_{I\omega}$, $K_{P\gamma}$, $K_{I\gamma}$, $K_{P\delta}$, $K_{I\delta}$, son las constantes proporcional e integral de los controladores de velocidad, corriente i_{γ} y corriente i_{δ} , respectivamente.

5.4 Resultados de simulación

Para validar el observador propuesto, en esta sección se presentan los resultados obtenidos mediante simulación numérica del sistema presentado en la Fig. 5.1. El modelo de la máquina empleado en las simulaciones corresponde al utilizado en los capítulos anteriores.

En las siguientes figuras se muestra el comportamiento del observador propuesto en este capítulo, comparado con el presentado en el capítulo 3 que no incluía la compensación del par de carga. En la Fig. 5.2 se presentan los resultados obtenidos mediante el observador sin compensación de par de carga, mientras que en la Fig. 5.3 se presentan los resultados del observador empleando la compensación propuesta. En todos los casos la máquina se encuentra girando a 250 r/min , en vacío, cuando se aplica un par de carga a su eje. Las simulaciones fueron realizadas en el rango de baja velocidad dado que en esta zona de operación es donde mayor influencia presentan las perturbaciones producidas por el par de carga. La Fig. 5.2(a) muestra el par de carga aplicado, donde se incluye el término debido al rozamiento dinámico (nótese el valor distinto de cero en el intervalo de 0.1 a 0.3 s).

En la Fig. 5.2(b) se muestra el error de estimación de velocidad, cuando se aplica el par de carga desconocido. Como puede apreciarse, sin compensación del par de carga, el error de estimación permanece constante, a un valor distinto de cero. Lo mismo ocurre con la norma del error de estimación de fem (Fig. 5.2(c)).

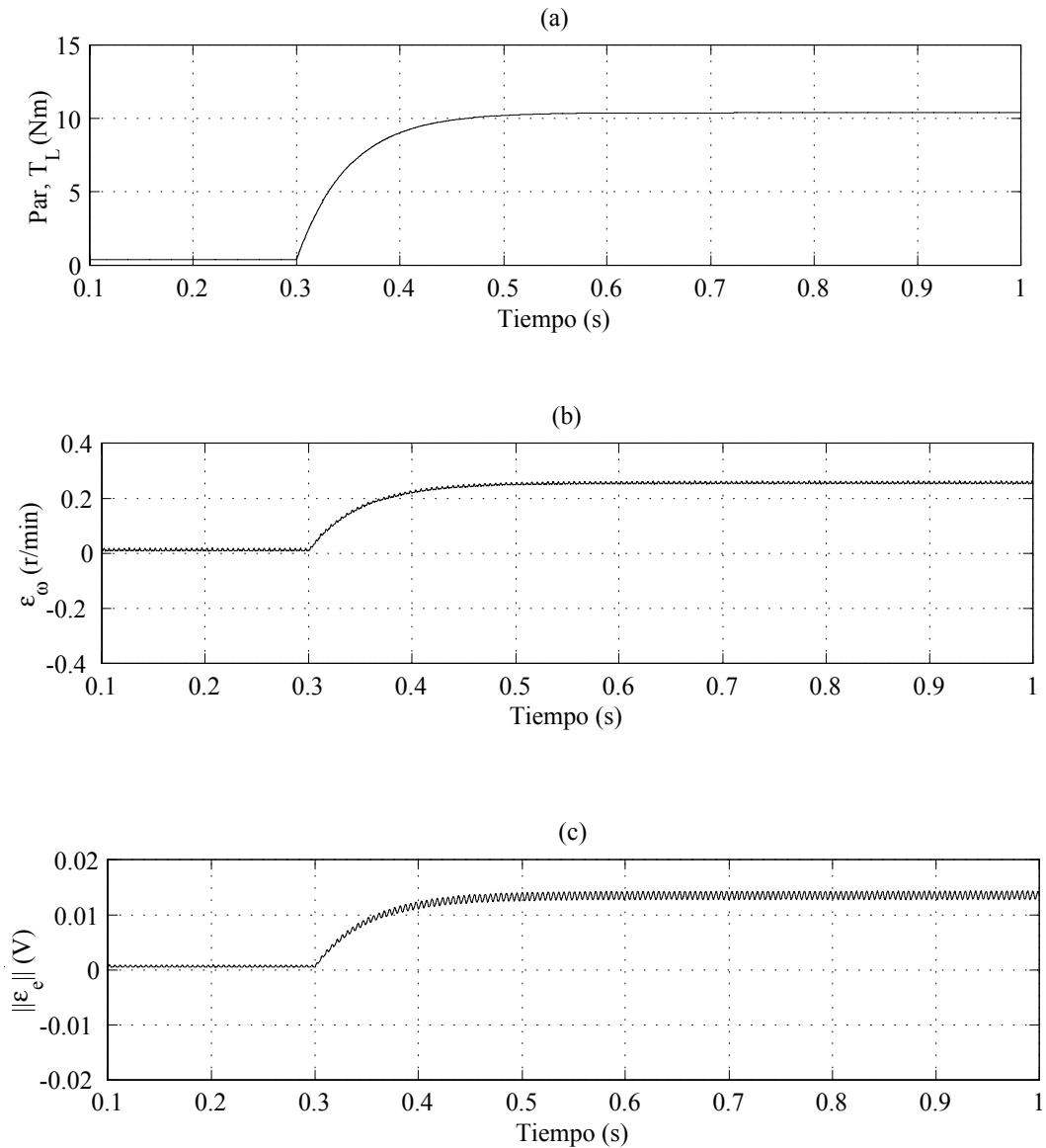


Fig. 5.2. Error de estimación sin compensación de par de carga. Par de carga aplicado (a); error de estimación de velocidad, ε_ω (b); y norma del error de estimación de fem $\|\varepsilon_e\|$ (c).

Empleando el observador propuesto en este capítulo, la estimación de par de carga mejora la estimación de fem, como se muestra en la Fig. 5.3. En la Fig. 5.3(a) se muestra el par de carga estimado por el observador, empleando la ley de adaptación propuesta. En la Fig. 5.3(b) y la Fig. 5.3(c) se muestra el error de estimación de velocidad y la norma del error de fem, donde puede apreciarse que el error de estimación tiende a cero inmediatamente, al usar la compensación propuesta. Por lo tanto, la estimación de par propuesta realmente mejora la convergencia del observador.

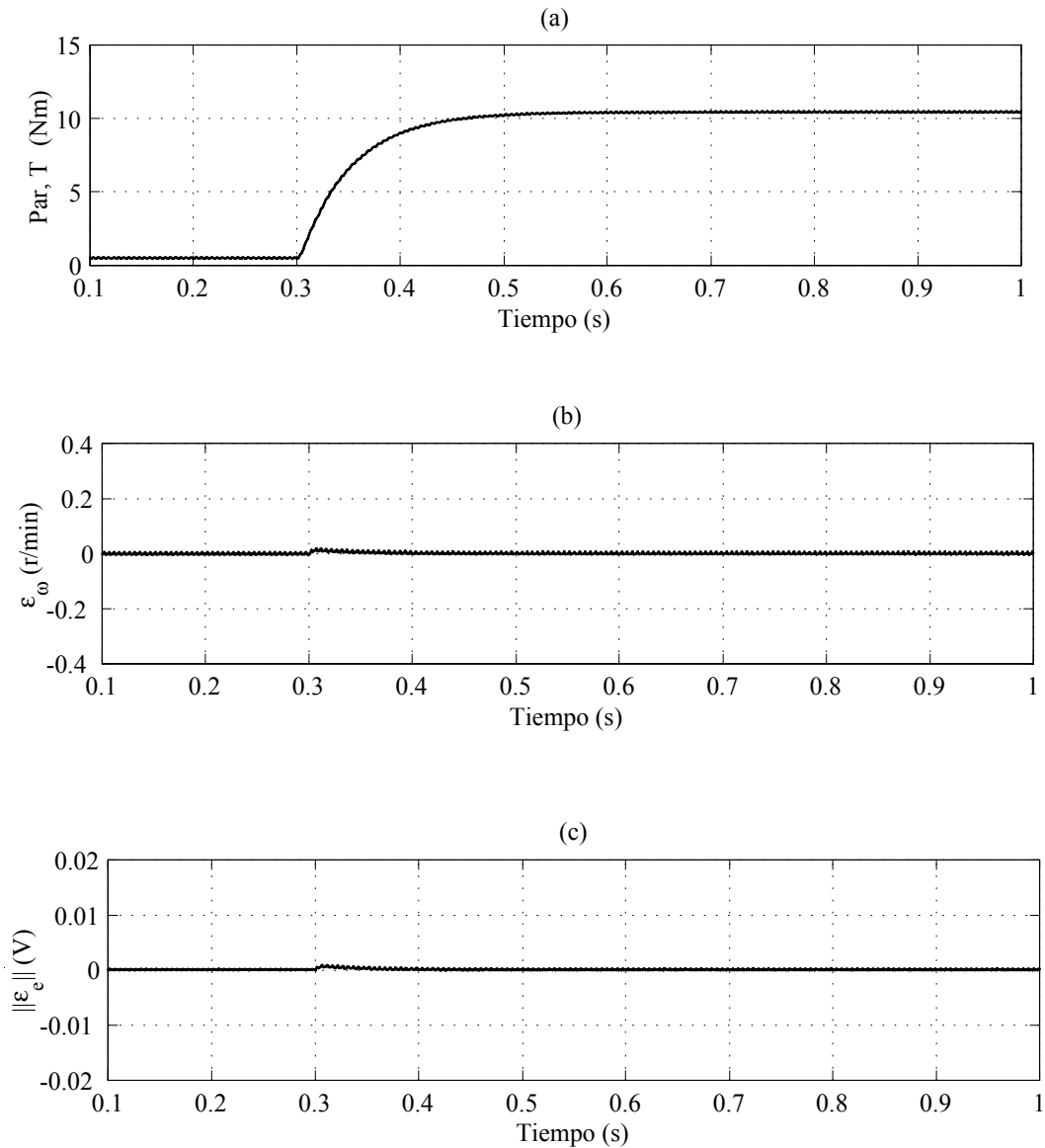


Fig. 5.3. Error de estimación con compensación de par de carga. Par de carga estimado (a); error de estimación de velocidad, ε_ω (b); y norma del error de estimación de fem $\|\varepsilon_e\|$ (c).

Dado que el término debido al rozamiento dinámico se incluyó en el par de carga desconocido, en la Fig. 5.4 se presenta el desempeño del observador en la estimación de esta perturbación. En la Fig. 5.4(a) se muestra la velocidad de la máquina, para la máquina partiendo en vacío, mientras que en la Fig. 5.4(b) se muestra el término $B\omega$ en línea de trazos y el par estimado en línea continua.

Para evaluar el desempeño del sistema de control a lazo cerrado empleando la compensación del par de carga propuesta, se simuló el desempeño del sistema completo cuando la máquina opera a 250 r/min y se aplica el par de carga mostrado en la Fig. 5.2(a). La Fig. 5.5 muestra la velocidad de la máquina cuando se aplica este par de carga. La respuesta del

sistema sin compensación se muestra en línea de trazos, y usando la compensación en línea continua. Puede apreciarse aquí una mejora notable en la respuesta del sistema al usar la compensación del par de carga. Esto puede observarse mejor en la Fig. 5.6, donde se muestra el error de velocidad ($\varepsilon_\omega^* = \omega^* - \omega$, diferencia entre referencia de velocidad y velocidad real), sin compensación (Fig. 5.6(a)), y con compensación del par de carga (Fig. 5.6(b)).

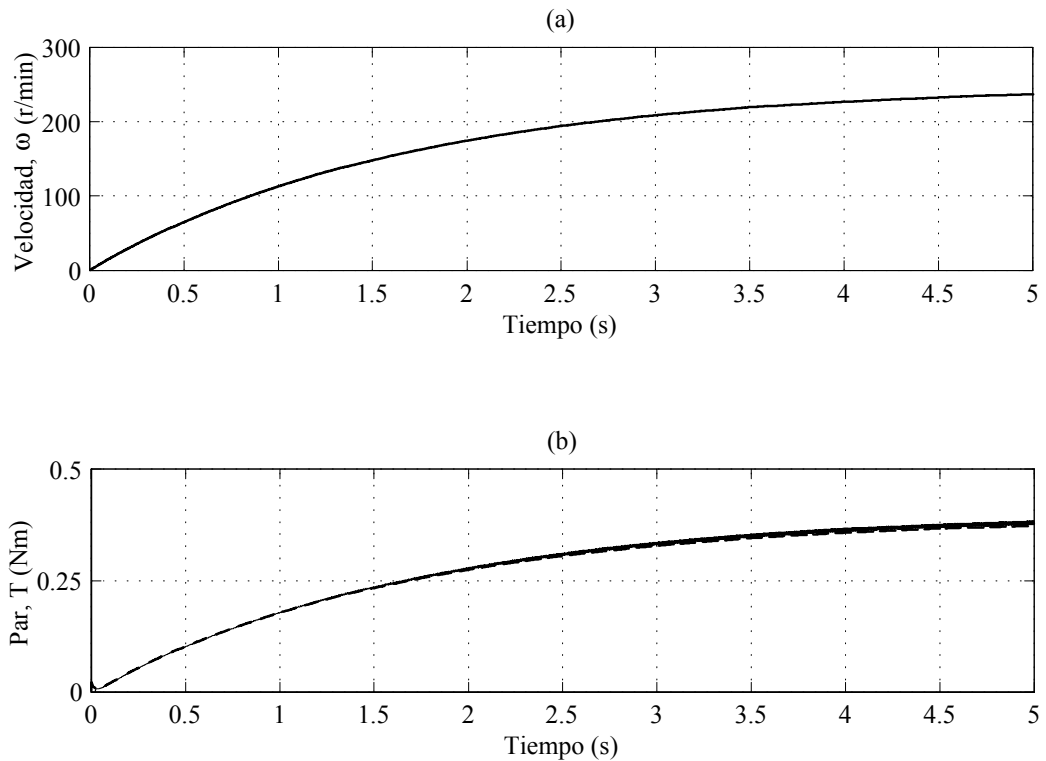


Fig. 5.4. Velocidad de la máquina (a); par de carga, $B\omega$ (línea de trazos) y par de carga estimado, \hat{T}_L (línea continua) (b).

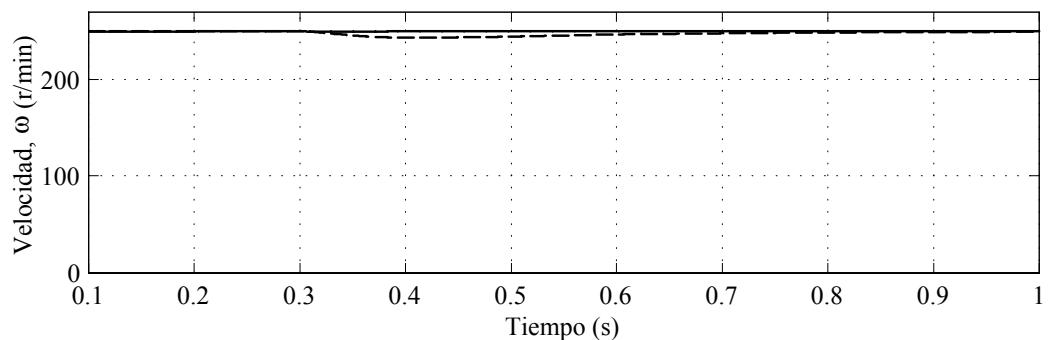


Fig. 5.5. Velocidad del rotor: con compensación del par de carga (línea continua); sin compensación (línea de trazos).

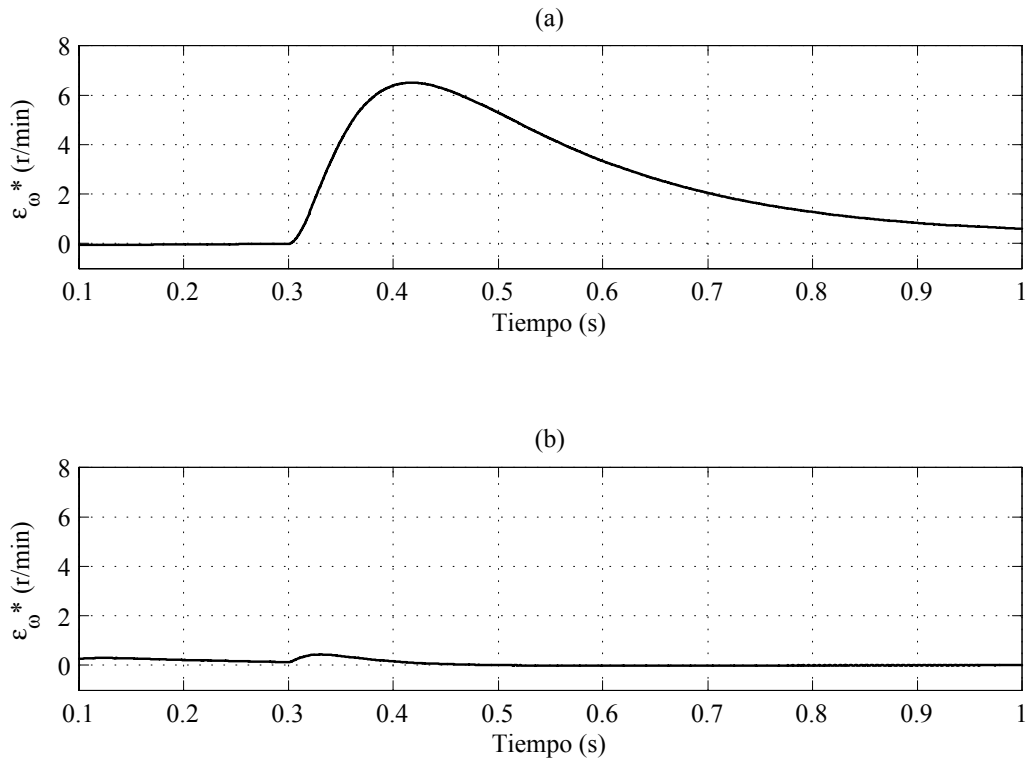


Fig. 5.6. Error de seguimiento de velocidad, ε_{ω}^* , sin compensación de par de carga (a); con compensación de par de carga (b).

5.5 Conclusiones

En este capítulo se presentó una estrategia de control de velocidad para MCAIP sin sensores mecánicos, con compensación de par de carga, usando un observador extendido no lineal de orden reducido. Este observador se propuso como una extensión de los observadores propuestos en los capítulos anteriores. Para estimar el par de carga desconocido se diseñó una ley de adaptación, usando una técnica mediante el método de Lyapunov. La estimación del par de carga permite mejorar la convergencia del observador ante perturbaciones de par de carga y otras perturbaciones debidas a variaciones de parámetros mecánicos.

Para mejorar el desempeño del accionamiento, el par de carga estimado por el observador se incorporó al lazo de control como una compensación *feedforward*. Mediante resultados de simulación se demostró la mejora en el desempeño, tanto del observador como del sistema de control, comparado con un esquema sin compensación, frente a cambios repentinos en el par de carga y variación de parámetros mecánicos.

Capítulo 6

Discusión y conclusiones

6.1 Conclusiones Finales

En esta tesis se presentaron diferentes propuestas tendientes a solucionar los problemas de *ripple* de par en Máquinas de Corriente Alterna con Imanes Permanentes, sin emplear sensores mecánicos.

En el capítulo 2 se propuso un modelo dinámico para MCAIP válido para máquinas con forma de onda de fem inducida sinusoidal, trapezoidal y arbitraria. Este modelo permite incluir diferentes formas de onda de fem inducida mediante aproximaciones por series de Fourier de la función de distribución de densidad de flujo. Esta función fue obtenida usando una aproximación empírica, que permite tener en cuenta diferentes características de los imanes al igual que diferentes tipos de magnetización. A partir de ella se obtuvieron las expresiones para la fem inducida en función de la posición.

Para minimizar el *ripple* de par producido por las características no ideales de la forma de onda de fem inducida, se presentó también una estrategia de control de par con minimización de *ripple*, propuesta anteriormente en [61], que se basa en la teoría de potencia activa y reactiva instantánea. Se propuso mejorar el desempeño de esta estrategia mediante una nueva forma de implementar el control de las corrientes de excitación, usando un cambio de variables. Este cambio de variables permite controlar una MCAIP, cualquiera sea la forma de onda de su fem inducida, como si se tratara de un control vectorial, controlando el par con la corriente en cuadratura y fijando en cero la corriente directa. Con ello se obtiene a su vez un mejor control de la corriente impuesta, sin necesidad de emplear controladores con gran ancho de banda.

Mediante resultados de simulación se demostraron las ventajas de la estrategia de control de corriente propuesta comparada con propuestas convencionales. Con ello se comprobó que el control de corriente propuesto mejora el desempeño del control de par con mínimo *ripple*, principalmente cuando la velocidad de la máquina es elevada.

Con el fin de evitar el uso de sensores mecánicos de posición en el control de MCAIP con mínimo *ripple* de par, en el capítulo 3 se propuso emplear un observador no lineal de orden reducido para estimar la fem y la velocidad del rotor. El diseño del observador se realizó empleando el modelo del motor mediante aproximaciones por series de Fourier de la forma de onda de fem inducida, lo que permite aplicarlo a máquinas con forma de fem inducida arbitraria.

Para implementar este observador es necesario conocer de antemano la forma de onda de la fem inducida, que es una función de la posición del rotor y puede determinarse experimentalmente. La determinación de los coeficientes de las series Fourier puede realizarse mediante un ensayo previo a la puesta en marcha del accionamiento. Por ello, si bien el cálculo de los coeficientes requiere de la realización de la transformada rápida de Fourier, este cálculo no se realiza en tiempo real, sino que se realiza una sola vez cuando se identifican los parámetros del motor.

Se analizó también la convergencia del observador propuesto, considerando que en la aproximación por series de Fourier se incluyen N términos, y no infinitos. De aquí se demostró que el error de estimación no tiende a cero cuando no se incluyen todos los términos de la serie, sino que converge de manera asintótica a un valor cercano a cero. Este valor final puede reducirse aumentando la cantidad de armónicos considerados en la serie o aumentando la ganancia del observador. Este resultado se comprobó también mediante simulación.

Se presentaron resultados experimentales y de simulación que confirman el buen desempeño del observador para la estimación de fem, al igual que la velocidad y la posición del rotor. En consecuencia, esta propuesta presenta una muy buena opción para la realización de control de par con minimización de *ripple*, usando la estrategia propuesta en el capítulo 2. Esto se confirmó mediante simulación y en forma experimental, para diferentes condiciones de operación del accionamiento, usando las variables estimadas mediante el observador para cerrar el lazo de control con minimización del *ripple* de par.

Se incluyó, además, la comparación del observador propuesto con respecto a un observador que considera fem inducida sinusoidal, comprobándose las ventajas del primero en cuanto a la minimización de *ripple* de par.

Una alternativa de observador, que evita tener que determinar previamente la forma de onda de la fem inducida, fue presentada en el capítulo 4. La principal ventaja en su empleo, es que se simplifican los ensayos a realizar durante la puesta en servicio de un accionamiento sin sensores mecánicos para MCAIP con forma de onda de fem no sinusoidal.

La particularidad de esta propuesta es el empleo de una aproximación para calcular la velocidad a partir de la fem estimada, y el uso de observadores de alta ganancia para calcular las derivadas con respecto al tiempo de las derivadas del flujo con respecto a la posición. La aproximación propuesta permite emplear el observador para estimar la fem y la velocidad en una gran variedad de MCAIP, aunque no de todas ellas. Con ello, se evita calcular las amplitudes

de todas las componentes armónicas de la fem inducida, siendo necesario obtener solamente el valor de una constante que puede determinarse mediante un ensayo sencillo.

Para este observador se analizó también la convergencia del error de estimación, demostrándose que el mismo no tiende a cero, sino que converge de manera asintótica a un valor pequeño, próximo a cero. Este valor puede disminuirse aumentando las ganancias del observador, aunque valores muy grandes de estas ganancias pueden causar efectos no deseados durante el transitorio de convergencia del observador. Estos resultados fueron validados mediante simulación.

Se mostró además, mediante simulación numérica, el comportamiento del observador y de la estrategia de control sin sensores mecánicos, para diferentes formas de onda de fem inducida. Se pudo comprobar el buen desempeño del mismo para las formas de onda simuladas.

La propuesta se validó incluyendo resultados experimentales realizados en un prototipo de laboratorio. En el prototipo se implementó el observador propuesto y se comprobó el funcionamiento del observador de fem y del observador de alta ganancia para una MCAIP cuya forma de onda de fem no es ni sinusoidal ni trapezoidal. Luego se empleó el observador para implementar la estrategia de control con minimización de *ripple* de par, usando las variables estimadas en los lazos de control. Se comprobó que el sistema presenta un desempeño satisfactorio en un amplio rango de velocidad, aunque no puede emplearse a velocidades muy bajas, próximas a cero.

Comparado con el observador descrito en el capítulo 3, usando el estimador presentado en el capítulo 4 se simplifican los ensayos necesarios para determinar los parámetros de la máquina, dado que no es necesario calcular todos los coeficientes de las series de Fourier. Además, en la implementación en tiempo real no es necesario calcular las funciones seno-coseno de las series, lo que insume cierto tiempo de cálculo.

Por otro lado, el observador presentado en el capítulo 3 solamente necesita de la resolución en tiempo real de dos ecuaciones diferenciales, frente a las cuatro que deben resolverse para la implementación del observador propuesto en el capítulo 4.

En cuanto al desempeño dinámico de ambos observadores, como se demostró en los resultados obtenidos, ambos observadores presentan un buen desempeño. Sin embargo, si desea aumentarse la velocidad de respuesta del observador presentado en el capítulo 4 es necesario aumentar las ganancias de los observadores de fem y de alta ganancia pero, como se mencionó en dicho capítulo, el valor máximo de esta última está limitado debido a la influencia del ruido de medición. En cambio, el observador propuesto en el capítulo 3 es menos sensible a las

perturbaciones debidas al ruido de medición, pudiendo elegirse ganancias superiores para lograr la respuesta dinámica deseada.

Con respecto a su aplicación a MCAIP con diferentes formas de onda de fem inducida, el observador que utiliza aproximaciones por series de Fourier puede emplearse para cualquier forma de onda, siempre que se incluya la cantidad de armónicos suficientes en las series, mientras que el observador descrito en el capítulo 4 presenta las limitaciones debidas a la aproximación empleada para el cálculo de la velocidad, comentadas en dicho capítulo.

Por último, para mejorar el desempeño de las estrategias anteriores frente a perturbaciones producidas por el par de carga, se propuso una extensión a los observadores anteriores, que permite estimar el par de carga, generalmente desconocido. Para estimar el par de carga se diseñó una ley de adaptación, suponiendo que el par de carga es lentamente variante. La estimación del par de carga permite mejorar la convergencia del observador de fem ante perturbaciones de par y otras perturbaciones debidas a variaciones de parámetros mecánicos.

Para mejorar el desempeño del control sin sensores, usando el observador propuesto, el par de carga estimado por el observador se incorporó al lazo de control como una compensación *feedforward*. Mediante resultados de simulación se demostró la mejora en el desempeño, tanto del observador como del sistema de control, comparado con un esquema sin compensación, frente a cambios repentinos en el par de carga y variación de parámetros mecánicos.

6.2 Propuestas para trabajos futuros

A continuación se discuten algunos temas que se derivan del trabajo realizado en esta tesis, y que pueden formar parte de futuras propuestas de trabajo.

La estrategia de control propuesta para minimizar el *ripple* de par permite compensar las pulsaciones debidas a la fem distorsionada. Sin embargo, resulta interesante estudiar la posibilidad de compensar otras pulsaciones de par, tales como el *cogging torque*. Si bien existen propuestas realizadas en este sentido, como se comentó en los antecedentes del tema, todas ellas requieren de la medición de la posición, e inclusive, en algunos casos, de la medición del par [66]. Por ello, un área de investigación interesante es la compensación activa de estas perturbaciones de par, usando observadores de estado. Una posible solución a estudiar consiste en emplear un observador similar al presentado en el capítulo 5, incluyendo algún modelo del *cogging torque*, como el que se propone en [113].

Como se mencionó en los capítulos anteriores, cuando la aplicación requiere de la operación sostenida a baja velocidad es necesario combinar las estrategias presentadas con otras basadas, por ejemplo, en los efectos producidos por las irregularidades de la máquina. Si bien existen diferentes propuestas para estimar la posición en el rango de bajas velocidades o nulas, la combinación de estas estrategias con las propuestas en esta tesis, para permitir la operación en todo el rango de velocidades, aún debe investigarse. El punto de operación y la manera en que debe realizarse la transición entre una y otra estrategia debe estudiarse cuidadosamente para evitar la inestabilidad del sistema de control a lazo cerrado.

Para completar la implementación de un accionamiento para control de MCAIP sin sensores mecánicos con minimización de *ripple* de par, resulta interesante implementar los ensayos para determinar los parámetros de la máquina en forma automática, como parte de las prestaciones del accionamiento. En la literatura se han propuesto técnicas, llamadas comúnmente *self commissioning*, para determinar los parámetros eléctricos y mecánicos de la máquina. Estas técnicas pueden ampliarse para determinar además los parámetros necesarios para los observadores propuestos, automatizando los ensayos descritos en los capítulos 3 y 4.

Dado que algunos de los parámetros de la máquina pueden variar con el funcionamiento, debido por ejemplo a la temperatura o la saturación del material magnético, la estimación de estos parámetros junto a las variables estimadas puede mejorar el desempeño general de los observadores. Esta estimación puede realizarse de manera similar a la empleada para estimar el par de carga. Sin embargo, debe tenerse en cuenta que por cada parámetro que se desee estimar

se incrementa el número de ecuaciones diferenciales a resolver en tiempo real en el algoritmo de control.

Referencias

- [1] R. Krishnan, *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. Prentice Hall, 2001.
- [2] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*. Berlin: Springer-Verlag, 1996.
- [3] B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*. New Jersey, USA: Prentice-Hall, 1986.
- [4] D. M. Dawson, J. Hu, and T. C. Burg, *Nonlinear Control of Electric Machinery*. New York, USA: Marcel Dekker Inc., 1998.
- [5] J. Solsona, “Técnicas de Control No Lineal en Sistemas Electrónicos de Potencia,” Tesis presentada para el grado de Doctor en Ingeniería, Dpto. de Electrotecnia, Facultad de Ingeniería, U.N.L.P., 1995.
- [6] D. Taylor, “Nonlinear Control of Electric Machines: An Overview,” *IEEE Control Systems Magazine*, pp. 41–51, Dec. 1994.
- [7] K. Rajashekara, A. Kawamura, and K. Matsuse, *Sensorless Control of AC Motor Drives*. IEEE Press, 1996.
- [8] J. Holtz, “Sensorless Position Control of Induction Motors - an Emerging Technology,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 6, pp. 840–852, Dec. 1998.
- [9] C. Ilas, A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva, and F. Profumo, “Comparison of Different Schemes Without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives,” in *20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation. IECON '94*, Bologna, Italy, Sept. 5-9 1994, pp. 1579–1588.
- [10] T. Jahns and W. Soong, “Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives - A Review,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 2, pp. 321–330, Apr. 1996.
- [11] J. Holtz and L. Springob, “Identification and Compensation of Torque Ripple in High-Precision Permanent Magnet Motor Drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 2, pp. 309–320, Apr. 1996.
- [12] G. Buja, R. Menis, and M. I. Valla, “Disturbance Torque Estimation in a Sensorless DC Drive,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 4, pp. 351–357, Aug. 1995.
- [13] M. Iwasaki and N. Matsui, “Robust Speed Control of IM with Torque Feedforward Control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 6, pp. 553–560, Dec. 1993.
- [14] K.-H. Kim and M.-J. Youn, “A Nonlinear Speed Control for a PM Synchronous Motor Using a Simple Disturbance Estimation Technique,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 3, pp. 524–535, June 2002.
- [15] G. Zhu, L.-A. Dessaint, O. Akhrif, and A. Kaddouri, “Speed Tracking Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor with State and Load Torque Observer,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 2, pp. 346–355, Apr. 2000.
- [16] J. A. Solsona and M. I. Valla, “Disturbance and Nonlinear Luenberger Observers for Estimating Mechanical Variables in Permanent Magnet Synchronous Motors Under Mechanical Parameters Uncertainties,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 4, pp. 717–725, Aug. 2003.

- [17] S. Bolognani, M. Zigliotto, and M. Zordan, "Rotor Position Detection for Sensorless PM Synchronous Motor Drives," in *Proceedings of the 8th International Power Electronics & Motion Control Conference (PEMC '98)*, Prague, Czech Republic, Sept. 8-10 1998, pp. 8–83 – 8–88.
- [18] J. Johnson, M. Ehsani, and Y. Güzelgünler, "Review of Sensorless Methods for Brushless DC," in *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*, vol. 1, Phoenix, AZ, USA, Oct. 3-7 1999, pp. 143–150.
- [19] J. DeFiore, "Using the ML4425/ML4426 BLDC Motor Controller," Fairchild Semiconductor, Application Note 42004, June 1996.
- [20] J. C. Moreira, "Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating Over a Wide Speed Range," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 6, pp. 1394–1401, Nov.-Dec. 1996.
- [21] S. Ogasawara and H. Akagi, "An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 928–933, Jan.-Feb. 1991.
- [22] M. P. Copeland, "A Brushless Direct Current Motor Drive Without Rotor Position Sensor," Thesis for the Master of Science degree, Michigan State University, 1997.
- [23] J. P. Johnson, "Synchronous - Misalignment Detection/Correction Technique of Sensorless BLDC Control," Thesis for the Doctor of Philosophy degree, Texas A&M University, Dec. 1998.
- [24] J. Johnson and M. Ehsani, "Sensorless Brushless DC Control Using A Current Waveform Anomaly," in *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*, vol. 1, Phoenix, AZ, USA, Oct. 3-7 1999, pp. 151–158.
- [25] B. Terzic and M. Jadric, "Brushless DC Motor Drive Without Position and Speed Sensors," in *Proceedings of the 8th International Power Electronics & Motion Control Conference (PEMC '98)*, Prague, Czech Republic, Sept. 8-10 1998, pp. 4–60 – 4–65.
- [26] N. Ertugrul and P. Acarnley, "A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 1, pp. 126–133, Jan.-Feb. 1994.
- [27] ———, "Indirect Rotor Position Sensing in Real Time for Brushless Permanent Magnet Motor Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 4, pp. 608–616, July 1998.
- [28] C. French and P. Acarnley, "Control of Permanent Magnet Motor Drives Using a New Position Estimation Technique," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, pp. 1089–1097, Sept./Oct. 1996.
- [29] N. Matsui, "Sensorless PM Brushless DC Motor Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 2, pp. 300–308, Apr. 1996.
- [30] J.-S. Kim and S.-K. Sul, "New Approach for the Low-Speed Operation of PMSM Drives Without Rotational Position Sensors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 3, pp. 512–519, May 1996.
- [31] ———, "New Approach for High-Performance PMSM Drives Without Rotational Position Sensors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 5, pp. 904–911, Sept. 1997.
- [32] S. Stasi, L. Salvatore, and F. Cupertino, "Improved Rotor Position Estimation for Maximum

- Torque/Current Control of PMSM Drives,” in *9th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2001*, Graz, Austria, Aug. 27-29 2001.
- [33] M. Corley and R. Lorenz, “Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 784–789, July-Aug. 1998.
- [34] H. Kim, M. C. Harke, and R. D. Lorenz, “Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Machine Drives with Zero-Phase Lag Position Estimation,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 6, pp. 1726–1733, Nov.-Dec. 2003.
- [35] A. B. Kulkarni and M. Ehsani, “A Novel Position Sensor Elimination Technique for the Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 1, pp. 144–150, Jan.-Feb. 1992.
- [36] S. Ogasawara and H. Akagi, “An Approach to Real-Time Position Estimation at Zero and Low Speed for a PM Motor Based on Saliency,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 1, pp. 163–168, Jan.-Feb. 1998.
- [37] E. Robeischl and M. Schroedl, “Direct Axis Current Utilization for Intelligent Sensorless Permanent Magnet Synchronous Drives,” in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference*, vol. 1, Chicago, IL, USA, 30 Sept.-4 Oct. 2001, pp. 475–481.
- [38] M. Tursini, R. Petrella, and F. Parasiliti, “Initial Rotor Position Estimation Method for PM Motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 6, pp. 1630–1640, Nov.-/Dec. 2003.
- [39] M. Boussak, “Sensorless Speed Control and Initial Rotor Position Estimation of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive,” in *2002 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON '02*, vol. 1, Seville, Spain, Nov. 5-8 2002, pp. 662–667.
- [40] A. Bado, S. Bolognani, and M. Zigliotto, “Effective Estimation of Speed and Rotor Position of a PM Synchronous Motor Drive by a Kalman Filtering Technique,” in *23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. PESC '92*, vol. 2, Toledo, Spain, Jun. 29 - Jul. 3 1992, pp. 951–957.
- [41] S. Bolognani, R. Oboe, and M. Zigliotto, “Sensorless Full-Digital PMSM Drive With EKF Estimation of Speed and Rotor Position,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 1, pp. 184–191, Feb. 1999.
- [42] S. Bolognani, M. Zigliotto, and M. Zordan, “Extended-Range PMSM Sensorless Speed Drive Based on Stochastic Filtering,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 1, pp. 110–117, Jan. 2001.
- [43] Y. Kim and Y. Kook, “High Performance IPMSM Drives Without Rotational Position Sensors Using Reduced-Order EKF,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 868–873, Dec. 1999.
- [44] S. Stasi, L. Salvatore, and F. Cupertino, “Sensorless Control of PM Synchronous Motors Based on LKF Estimation of Rotor Position,” in *2002 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON '02*, Seville, Spain, Nov. 5-8 2002, pp. 686–691.
- [45] A. Consoli, S. Musumeci, A. Raciti, and A. Testa, “Sensorless Vector Speed Control of Brushless Motor Drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 1, pp. 91–96, Feb. 1994.

- [46] L. A. Jones and J. H. Lang, "A State Observer for the Permanent-Magnet Synchronous Motor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 36, no. 3, pp. 374–382, Aug. 1989.
- [47] G. Zhu, A. Kaddouri, L.-A. Dessaint, and O. Akhrif, "A Nonlinear State Observer for the Sensorless Control of a Permanent-Magnet AC Machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 6, pp. 1098–1108, Dec. 2001.
- [48] J. Solsona, M. I. Valla, and C. Muravchik, "A Nonlinear Reduced Order Observer for Permanent Magnet Synchronous Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 4, pp. 492–497, Aug. 1996.
- [49] M. Cendoya, J. Solsona, G. Toccaceli, and M. I. Valla, "Algorithm for Rotor Position and Speed Estimation in Permanent Magnet AC Motors," *International Journal of Electronics*, vol. 89, no. 9, pp. 717 – 727, Jan. 2002.
- [50] J. Solsona, M. I. Valla, and C. Muravchik, "On Speed and Rotor Position Estimation in Permanent-Magnet AC Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 1176–1180, Oct. 2000.
- [51] M. Tomita, T. Senjyu, S. Doki, and S. Okuma, "New Sensorless Control for Brushless DC Motors Using Disturbance Observers and Adaptive Velocity Estimations," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 2, pp. 274–282, Apr. 1998.
- [52] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "An Extended Electromotive Force Model for Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 2, pp. 288–295, Apr. 2003.
- [53] C. Li and M. Elbuluk, "A Robust Sliding Mode Observer for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives," in *2002 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON '02*, vol. 2, Seville, Spain, Nov. 5-8 2002, pp. 1014–1019.
- [54] L. Hao, "Permanent Magnet AC Motor Full Speed Range Operation Using Hybrid Sliding Mode Observer," Thesis for the Doctor of Philosophy degree, Texas A&M University, Dec. 2002.
- [55] F. Parasiliti, R. Petrella, and M. Tursini, "Sensorless Speed Control of a PM Synchronous Motor Based on Sliding Mode Observer and Extended Kalman Filter," in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, IAS 2001*, vol. 1, Chicago, IL, USA, 30 Sept.-4 Oct. 2001, pp. 533–540.
- [56] J. de La Ree and N. Boules, "Torque Production in Permanent-Magnet Synchronous Motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 1, pp. 107–112, Jan.-Feb. 1989.
- [57] T. Sebastian and V. Gangla, "Analysis of Induced EMF Waveforms and Torque Ripple in a Brushless Permanent Magnet Machine," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 1, pp. 195–200, Jan.-Feb. 1996.
- [58] H. Le-Huy, R. Perret, and R. Feuillet, "Minimization of Torque Ripple in Brushless DC Motor Drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 22, no. 4, pp. 748–755, July-Aug. 1986.
- [59] D. C. Hanselman, "Minimum Torque Ripple, Maximum Efficiency Excitation of Brushless Permanent Magnet Motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 3, pp. 292–300, June 1994.
- [60] B.-J. Brunsbach, G. Henneberger, and T. Klepsch, "Compensation of Torque Ripple," in *Sixth*

- IEE International Conference on Electrical Machines and Drives*, Oxford, UK, Sept. 8-10 1993, pp. 588–593.
- [61] R. Leidhold, G. García, and E. Watanabe, “PMAC Motor Control Strategy, Based on the Instantaneous Active and Reactive Power, for Ripple-Torque and Copper-Losses Minimization,” in *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IEEE IECON 2000*, vol. 2, Nagoya, Japan, Oct. 22-28 2000, pp. 1401–1405.
- [62] G. Ferretti, G. Magnani, and P. Rocco, “Modeling, Identification, and Compensation of Pulsating Torque in Permanent Magnet AC Motors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 6, pp. 912–920, Dec. 1998.
- [63] F. Colamartino, C. Marchand, and A. Razek, “Torque Ripple Minimization in Permanent Magnet Synchronous Servodrive,” in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC '97*, Milwaukee, WI, USA, May 18-21 1997, pp. WB2-5.1 – WB2-5.3.
- [64] S.-K. Chung, H.-S. Kim, C.-G. Kim, and M.-J. Youn, “A New Instantaneous Torque Control of PM Synchronous Motor for High-Performance Direct-Drive Applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 3, pp. 388–400, May 1998.
- [65] B. Lam, S. Panda, and J. Xu, “Periodic Torque Ripples Minimisation in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives Using Iterative Learning Control,” in *9th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2001*, Graz, Austria, Aug. 27-29 2001.
- [66] W. Qian, S. K. Panda, and J. X. Xu, “Reduction of Periodic Torque Ripples in PM Synchronous Motors Using Learning Variable Structure Control,” in *2002 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON '02*, vol. 2, Seville, Spain, Nov. 5-8 2002, pp. 1032–1037.
- [67] Y.-H. Kim, Y.-S. Kook, and Y. Ko, “A New Technique of Reducing Torque Ripples for BDCM Drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 5, pp. 735–739, Oct. 1997.
- [68] C. W. Lu, “Torque Controller for Brushless DC Motors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 2, pp. 471–473, Apr. 1999.
- [69] J.-H. Yang, W.-H. Yu, and L.-C. Fu, “Nonlinear Observer-Based Adaptive Tracking Control for Induction Motors with Unknown Load,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 6, pp. 579–586, Dec. 1995.
- [70] Y.-C. Lin, L.-C. Fu, and C.-Y. Tsai, “Nonlinear Sensorless Indirect Adaptive Speed Control of Induction Motor with Unknown Rotor Resistance and Load,” in *Proceedings of the American Control Conference*, San Diego, California, June 1999, pp. 2168–2172.
- [71] T. Senjyu, T. Shingaki, and K. Uezato, “Sensorless Vector Control of Synchronous Reluctance Motors with Disturbance Torque Observer,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 2, pp. 402–407, Apr. 2001.
- [72] J. Solsona, M. I. Valla, and C. Muravchik, “Nonlinear Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor with Disturbance Torque Estimation,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 2, pp. 163–168, June 2000.
- [73] C. De Angelo, G. Bossio, J. Solsona, and G. García, “Un Observador de Orden Reducido para el Motor de Imanes Permanentes de Flujo Axial,” in *Anales de la IX Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (IX RPIC)*, Santa Fe, Argentina, Sept. 12-14 2001, pp. 70–75.

- [74] C. De Angelo, G. Bossio, J. Solsona, G. García, and M. Valla, "A Sensorless Strategy for Speed Control of Axial-Flux Permanent Magnet Motors," in *Anais 6to Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP '2001*, Florianópolis SC, Brazil, Nov. 12-14 2001, pp. 131–136.
- [75] C. De Angelo, G. Bossio, G. García, J. Solsona, and M. I. Valla, "A Rotor Position and Speed Observer for Permanent Magnet Motor with Non Sinusoidal EMF Waveform," in *2002 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON '02*, Seville, Spain, Nov. 5-8 2002, pp. 756–761, sometido a evaluación para *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- [76] C. De Angelo, G. Bossio, J. Solsona, and G. García, "Control de Velocidad para Motores de Imanes Permanentes Sin Sensor Mecánico y Minimización de Ripple de Torque," in *Anales del XVIII Congreso Argentino de Control Automático, AADECA '2002*, Buenos Aires, Argentina, Sept. 2-4 2002, p. (ID 19).
- [77] ———, "Control de Velocidad para Motores de Imanes Permanentes Sin Sensor Mecánico y Minimización de Ripple de Torque," in *XIV Congreso Brasileiro de Automática, CBA'2002*, Natal, Rio Grando do Norte, Brazil, Sept. 2-5 2002, pp. 1984–1989.
- [78] C. De Angelo, G. Bossio, G. García, J. Solsona, and M. Valla, "Sensorless Speed Control of Permanent Magnet Motors with Torque Ripple Minimization," in *2002 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON '02*, Seville, Spain, November, 5-8 2002, pp. 680 – 685.
- [79] C. De Angelo, G. Bossio, J. Solsona, G. García, and M. I. Valla, "Sensorless Speed Control of Permanent Magnet Motors Driving an Unknown Load," in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (IEEE ISIE '03)*, Rio de Janeiro, Brasil, June, 9-12 2003.
- [80] P. Krause, *Analysis of Electrical Machinery*. New York: Mc Graw -Hill, 1986.
- [81] T. J. E. Miller, *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives*. Oxford, USA: Oxford University Press, 1989.
- [82] O. Wallmark, "Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor with Non-Sinusoidal Flux Density Distribution," Thesis for the Master of Science Degree, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, Dec. 2001.
- [83] N. A. O. Demerdash and M. A. Alhamadi, "Three-Dimensional Finite Element Analysis of Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives - Status of the Art," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 2, pp. 268–275, Apr. 1996.
- [84] P. Thelin, J. Soulard, H. Nee, and C. Sadarangani, "Comparison Between Different Ways to Calculate the Induced No-Load Voltage of PM Synchronous Motors Using Finite Element Methods," in *Fourth IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems 2001 (PEDS 2001)*, vol. 2, Bali, Indonesia, Oct. 22-25 2001, pp. 468–474.
- [85] M. Dai, A. Keyhani, and T. Sebastian, "Torque Ripple Analysis of a Permanent Magnet Brushless DC Motor Using Finite Element Method," in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference IEMDC '01*, Cambridge, MA , USA, June 17-20 2001, pp. 241–245.
- [86] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits," in *Proc. Int. Power Electronics Conference (IPEC '83)*, Tokyo, Japan, 1983, pp. 1375–1386.

- [87] F. Z. Peng, G. W. Ott, Jr, and D. J. Adams, "Harmonic and Reactive Power Compensation Based on the Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-Phase Four-Wire Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1174–1181, Nov. 1998.
- [88] T. Tanaka and H. Akagi, "A New Method of Harmonic Power Detection Based on the Instantaneous Active Power in Three-Phase Circuits," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 4, pp. 1737–1742, Oct. 1995.
- [89] R. Leidhold, G. García, and M. I. Valla, "Induction Generator Controller Based on the Instantaneous Reactive Power Theory," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 3, pp. 368–373, Sept. 2002.
- [90] G. K. Miti, A. C. Renfrew, and B. J. Chalmers, "Field-Weakening Regime for Brushless DC Motors Based on Instantaneous Power Theory," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 148, no. 3, pp. 265–271, May 2001.
- [91] E. H. Watanabe, R. M. Stephan, and M. Aredes, "New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, no. 2, pp. 697–703, Apr. 1993.
- [92] D. Jouve, J. P. Rognon, and D. Roze, "Effective Current and Speed Controllers for Permanent Magnet Machines: A Survey," in *Fifth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1990. APEC '90*, Los Angeles, CA, USA, March 11-16 1990, pp. 384–393.
- [93] D. Novotny and T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Oxford: Clarendon Press, 1996.
- [94] H. C. Chen, M. S. Huang, C. M. Liaw, Y. C. Chang, P. Y. Yu, and J. M. Huang, "Robust Current Control for Brushless DC Motors," *IEE Proceedings in Electric Power Applications*, vol. 147, no. 6, pp. 503–512, Nov. 2000.
- [95] A. Brösse, B. J. Brunsbach, and G. Henneberger, "Sliding Mode Control in Comparison with Other Current Control Methods for a Permanent Excited Synchronous Machine," in *Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*. London, UK: IEE, Oct. 26-28 1994, pp. 526–531.
- [96] P. Chapman and S. Sudhoff, "A Multiple Reference Frame Synchronous Estimator/Regulator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 2, pp. 197–202, June 2000.
- [97] L. Springob and J. Holtz, "High-Bandwidth Current Control for Torque-Ripple Compensation in PM Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 713–721, Oct. 1998.
- [98] G. Verghese and S. Sanders, "Observers for Flux Estimation in Induction Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 85–94, Feb. 1988.
- [99] M. Degner and R. Lorenz, "Using Multiple Saliencies for the Estimation of Flux, Position, and Velocity in AC Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 5, pp. 1097–1104, Sept. - Oct. 1998.
- [100] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, 2nd ed. New Jersey, USA: Prentice-Hall, 1996.
- [101] A. Dabroom and H. K. Khalil, "Numerical Differentiation Using High-Gain Observers," in *Proc. 36th IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 5, San Diego, CA, USA, Dec. 10-12 1997, pp. 4790–4795.

- [102] S. Diop, J. W. Grizzle, and F. Chaplais, "On Numerical Differentiation Algorithms for Nonlinear Estimation," in *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 2, Sydney, NSW, Australia, Dec. 12-15 2000, pp. 1133–1138.
- [103] M. S. Mahmoud and H. K. Khalil, "Robustness of High-Gain Observer-Based Nonlinear Controllers to Unmodeled Actuators and Sensors," *Automatica*, vol. 38, pp. 361–369, 2002.
- [104] H. Hammouri and N. Marchand, "High Gain Observer for a Class of Implicit Systems," in *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control.*, vol. 1, Sydney, NSW, Australia, Dec. 12-15 2000, pp. 804–808.
- [105] A. N. Atassi and H. K. Khalil, "A Separation Principle for the Stabilization of a Class of Nonlinear Systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 9, pp. 1672–1687, Sept. 1999.
- [106] A. M. Dabroom and H. K. Khalil, "Output Feedback Sampled-Data Control of Nonlinear Systems Using High-Gain Observers," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 46, no. 11, pp. 1712–1725, Nov. 2001.
- [107] A. N. Atassi and H. K. Khalil, "A Separation Principle for the Control of a Class of Nonlinear Systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 46, no. 5, pp. 742–746, May 2001.
- [108] E. Strangas, K. Khalil, B. Al Oliwi, L. Laubinger, and J. Miller, "A Robust Torque Controller for Induction Motors Without Rotor Position Sensor: Analysis and Experimental Results," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 1448–1458, Dec. 1999.
- [109] G. Sánchez, G. Bortolotto, and C. Busada, "Control y Estimación por Estructura Variable de un Motor Síncrono de Imán Permanente con Factor de Potencia Unitario," in *Anales del XVII Congreso Argentino de Control Automático, AADECA 2000*, Buenos Aires, Argentina, Sept. 11-13 2000, pp. 257–262.
- [110] M. Vidyasagar, *Nonlinear Systems Analysis*, 2nd ed. Prentice Hall, 1993.
- [111] A. Agüero, P. Zanello, V. Campra, L. Zanello, C. Candiani, R. Leidhold, and G. García, "Accionamiento para Tracción Eléctrica: Motor de Flujo Axial," in *Anales de la VIII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (VIII RPIC)*, vol. 1, Mar del Plata, Argentina, Sept. 23-25 1999, pp. 89–2 – 95–2.
- [112] P. A. Ioannou and J. Sun, *Robust Adaptive Control*. USA: PTR Prentice-Hall, 1996.
- [113] B. Grčar, P. Cafuta, G. Štumberger, and A. M. Stanković, "Control-Based Reduction of Pulsating Torque for PMAC Machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 2, pp. 169–175, June 2002.

Apéndice A

Consideraciones adicionales sobre las formas de onda de la fem inducida

A.1 Aproximación para el cálculo de la velocidad estimada

La aproximación empleada en el capítulo 4 para calcular la velocidad de la máquina en función de la fem estimada es válida para una gran variedad de MCAIP. Su validez depende de que la expresión $\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2 - 4\varphi_0^2$ sea constante, aunque, dependiendo de la configuración de la máquina, la expresión $4\varphi_0^2$ puede no resultar suficiente para cancelar los armónicos de la función $\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2$. En caso de que esto ocurra, $\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2 - 4\varphi_0^2$ presentará cierto *ripple*, es decir, cierta variación con la posición. Dado que el *ripple* presente en esta aproximación se traduce directamente en un *ripple* en la velocidad y en el par de la máquina, la aproximación por una constante puede no ser aceptable, dependiendo de los requisitos de la aplicación. Debido a que las variables que determinan la forma de onda de la fem, y por lo tanto de las funciones mencionadas, son muchas, es muy difícil determinar exactamente para qué valores de ellas la aproximación resultará aceptable. A modo de guía, en las siguientes tablas se presenta el *ripple* resultante de la expresión $\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2 - 4\varphi_0^2$, calculado empleando el modelo presentado en el capítulo 2, para diferentes valores de γ [57], ancho de polo (T_m), y cantidad de bobinas por fase (N_c).

El *ripple* se expresa como un porcentaje del valor medio de $\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2 - 4\varphi_0^2$, y se calcula como $ripple = \frac{\text{valor máximo} - \text{valor mínimo}}{\text{valor medio}} \times 100$ [%]

$\gamma = 8400$ (2 polos, magnetización paralela)

$T_m \backslash N_c$	1	2	3	5	7
150°	18.10	21.14	12.94	11.82	11.66
160°	7.83	10.25	10.17	7.17	6.98
170°	1.95	3.79	3.44	3.56	3.26
180°	1.55	0.83	0.68	0.61	0.59

$\gamma = 0.1655$ (4 polos, magnetización paralela)

$T_m \backslash N_c$	1	2	3	5	7
150°	4.83	24.10	13.56	11.92	11.84
160°	1.47	8.74	11.41	7.57	7.30
170°	0.67	2.67	3.60	4.31	4.04
180°	1.02	0.45	0.57	0.72	0.76

$\gamma = 0.135$ (6 polos, magnetización paralela)

$Tm \setminus Nc$	1	2	3	5	7
150°	3.25	24.77	13.85	12.14	12.11
160°	0.93	8.13	11.72	7.73	7.46
170°	0.34	2.34	3.60	4.49	4.25
180°	0.51	0.44	0.76	0.99	1.07

$\gamma = 0.0895$ (6 polos, magnetización radial)

$Tm \setminus Nc$	1	2	3	5	7
150°	0.94	25.30	13.67	11.84	11.94
160°	0.23	5.85	11.69	7.34	7.06
170°	0.07	1.41	2.84	4.15	4.00
180°	0.05	0.30	0.64	0.95	1.06

$\gamma = 0.0632$ (4 polos, magnetización radial)

$Tm \setminus Nc$	1	2	3	5	7
150°	0.21	24.98	12.88	10.85	11.07
160°	0.05	3.46	11.22	6.44	6.15
170°	0.07	0.58	1.75	3.36	3.31
180°	0.01	0.10	0.29	0.55	0.66

$\gamma = 0.025$ (2 polos, magnetización radial)

$Tm \setminus Nc$	1	2	3	5	7
150°	0.18	23.06	11.70	8.59	8.89
160°	0.04	0.20	10.24	4.56	4.41
170°	0.18	0.09	0.22	1.60	2.21
180°	0.02	0.01	0.02	0.02	0.05

Si bien el valor de *ripple* que puede aceptarse depende de la aplicación en particular, puede decirse que un valor menor o igual al 2% puede resultar aceptable para una gran cantidad de aplicaciones. Tomando este valor como referencia se puede concluir que, en general, la aproximación será válida para máquinas cuyo ancho de polo sea mayor a 170°, principalmente si los imanes presentan magnetización radial. Además, en la mayoría de los casos resultará aceptable para máquinas con una bobina por fase.

De todas formas, cabe destacar que los parámetros que aquí se tomaron son a modo de ejemplo, y en una aplicación práctica no siempre se conocen todos ellos (principalmente γ). Por ello, para determinar la validez de la aproximación en una aplicación determinada es conveniente realizar el ensayo propuesto en el capítulo 4, midiendo la fem inducida para la máquina a utilizar.

Apéndice B

Implementación

En este apéndice se describe el prototipo experimental realizado con el fin de validar las estrategias propuestas. Se presentan además los detalles de los algoritmos desarrollados para implementar los observadores propuestos.

B.1 Prototipo experimental

El prototipo experimental fue realizado en el laboratorio del Grupo de Electrónica Aplicada de la Universidad Nacional de Río Cuarto, y consta de un banco de ensayos con una máquina de imanes permanentes accionada por un inversor fuente de tensión, y un accionamiento con máquina de inducción que se emplea como carga. Para el control de la MCAIP se empleó, en primera instancia, una PC Pentium convencional, como se muestra en la Fig. B.1. En una segunda etapa, con el fin de aproximar el prototipo a una implementación definitiva, se empleó un DSP para control de motores, como se presenta en la Fig. B.2. A continuación se detallan los componentes del prototipo experimental desarrollado.

B.1.1 Máquina de imanes permanentes

Para la validación experimental se utilizó un motor trifásico con imanes permanentes de flujo axial, diseñado para ser empleado en vehículos eléctricos [111]. Las características de dicho motor, cuya imagen se muestra en la Fig. B.3, son las siguientes:

Velocidad nominal: 4000 r/min (aprox.),

Potencia nominal: 30 kW (aprox.),

Nro. polos: 16 polos ,

$L = 100 \mu\text{H}$,

$R = 10 \text{ m}\Omega$,

$J = 0.78 \text{ Kg m}^2$,

$B = 0.0015 \text{ Kg m}^2/\text{s}$.

Debido al bajo valor de inductancia de dispersión que posee esta máquina, cuando es accionada mediante un inversor el *ripple* resultante en la corriente es muy elevado. Con el fin de disminuir este *ripple*, en el prototipo experimental se emplean inductores externos en serie con las fases del motor, como se muestran en la Fig. B.1. El valor de inductancia empleada es de $L_s = 1.5 \text{ mH}$.

B.1.2 Inversor CC-CA

El inversor empleado para alimentar el motor consta de módulos de IGBT de 300A 1200V, con sus correspondientes *drivers* aislados, y una barra de CC formada por capacitores. En la Fig. B.4 se muestra una imagen del inversor empleado junto a la PC utilizada para el control.

B.1.3 Sensores

Para la medición de corrientes y tensiones se usaron sensores aislados de efecto Hall de flujo cero. La posición se mide por medio de un *encoder* óptico de 1024 pulsos por revolución con dos fases de salida. El *encoder* conectado a un circuito dedicado permite determinar la posición relativa con una resolución de 4096 posiciones.

B.1.4 Controladores

En una primera etapa, el control de la máquina y los observadores se implementaron usando una PC Pentium de 133 MHz que cuenta con una placa de adquisición de datos (Fig. B.1). La placa de adquisición posee: un conversor analógico digital (A/D) de 12 *bits* con tiempo de conversión de 12 μs y entrada multiplexada por ocho; dos conversores digital analógico (D/A) de 12 *bits*; 24 líneas digitales que se pueden programar para que operen como entradas o salidas; y temporizadores que permiten programar interrupciones a intervalos regulares.

La programación de los algoritmos de control, observadores y adquisición de datos se realizó bajo el sistema operativo en tiempo real QNX 6.1, en lenguaje C++. Esto permitió, en esta primera instancia, trabajar en punto flotante, lo que facilita las tareas de programación. La PC desarrolla tareas correspondientes al algoritmo de control y adquisición, que se ejecutan en tiempo real con máxima prioridad, y tareas correspondientes al almacenamiento, visualización, lectura de referencias, etc. que se ejecutan en forma asíncrona con menor prioridad. Las tareas en tiempo real se realizan en intervalos de 200 μs . Las ecuaciones diferenciales correspondientes a los observadores se discretizaron usando el método de Euler.

Dado que la velocidad de procesamiento de la PC no es suficiente para realizar el control de corriente propuesto, fue necesario emplear otro tipo de control, por modulación delta, mediante una placa dedicada a tal fin, con frecuencia de conmutación máxima de 16 *kHz*. Las referencias de las corrientes de fase se generan en el algoritmo de control, y se envían al control de corriente a través de las salidas analógicas de la placa de adquisición.

La medición de las tensiones de fase se realiza mediante sensores de tensión aislados,

y se miden las tensiones a bornes de la máquina, entre cada fase y el neutro. Los inductores en serie permiten obtener una señal filtrada de las tensiones a bornes, por lo que prácticamente no es necesario filtrar las componentes de la frecuencia de conmutación del inversor. Sin embargo, si la implementación se realizase con otra MCAIP que no necesite de estos inductores es necesario emplear filtros para obtener las señales correspondientes a las tensiones a bornes de la máquina.

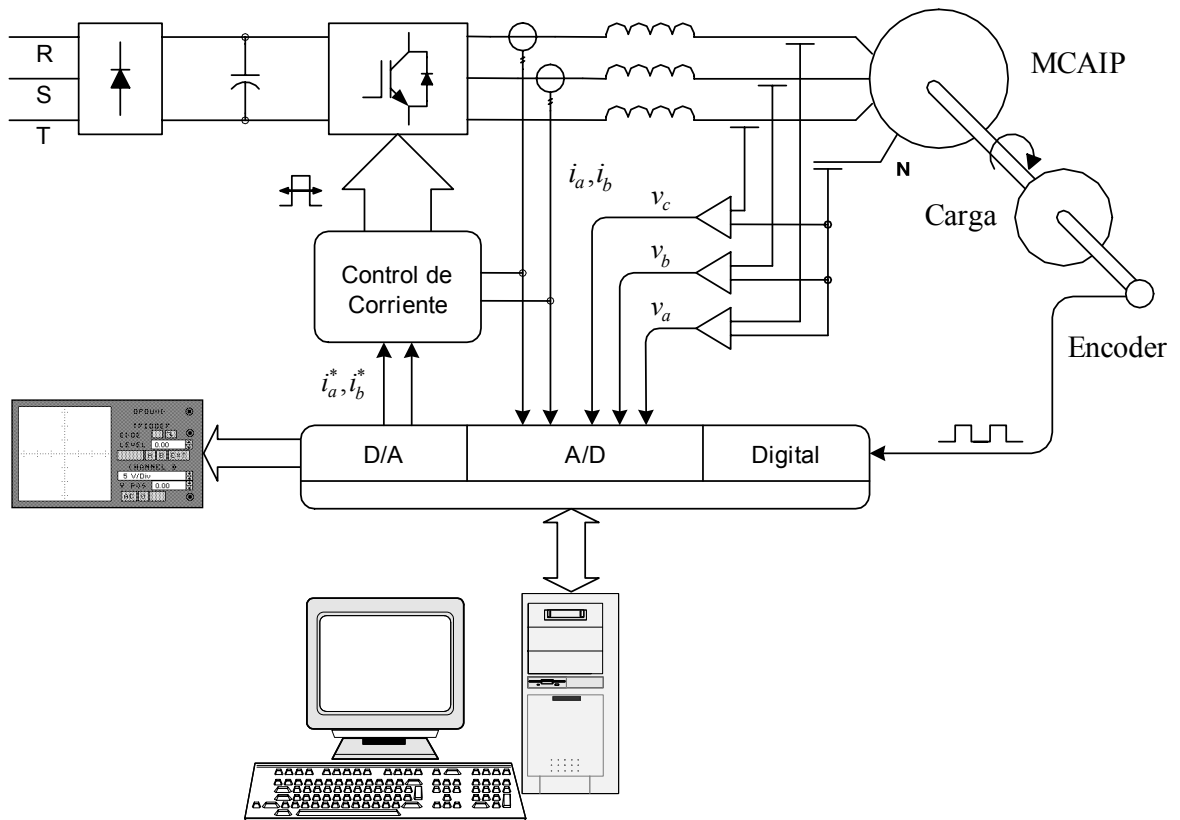


Fig. B.1. Esquema del prototipo experimental desarrollado usando una PC.

En una segunda etapa, para poder implementar el control de corriente propuesto en el capítulo 2 y aproximar el prototipo a una implementación definitiva, los algoritmos del control y los observadores se implementaron en un DSP para control de motores (Fig. B.2). El DSP empleado es un TMS320F240, que cuenta con periféricos tales como 2 conversores analógico digital (A/D) de 10 *bits* con tiempo de conversión de 6.1 μs y entrada multiplexada por ocho; 12 salidas para modulación por ancho de impulso (PWM), 4 entradas de captura, interfaces serie síncrona y asíncrona, líneas digitales que se pueden programar para que operen como entradas o salidas; y 3 temporizadores de 16 *bits* que permiten programar interrupciones a intervalos regulares.

Para el desarrollo se empleó un módulo de evaluación para este DSP (Fig. B.5) que contiene la interfase para programación, memoria RAM adicional, y 2 conversores digital analógico

(D/A) de 12 *bits*.

Tanto los algoritmos de control como los observadores propuestos se programaron en lenguaje Assembler, dado que este lenguaje brinda gran flexibilidad y una mayor velocidad de procesamiento. Todos los algoritmos se desarrollaron en punto fijo, con 16 bits de precisión, escalando las variables apropiadamente para utilizar la precisión disponible. Las ecuaciones diferenciales se discretizaron empleando el método de Euler.

El DSP realiza el control de las corrientes en una interrupción que se ejecuta cada $66.67 \mu s$, en forma sincronizada con la conmutación de las llaves, empleando la transformación propuesta en el capítulo 2. El inversor impone las referencias de tensión a través de las salidas PWM que posee el DSP, empleando la técnica de modulación vectorial. La frecuencia de conmutación obtenida es de $15 kHz$.

El algoritmo principal, compuesto por el control de velocidad con mínimo *ripple*, y el observador propuesto, se realiza dividido en tres etapas. En cada interrupción correspondiente al control de corriente se realiza una etapa, completándose un ciclo al cabo de $200 \mu s$. En una etapa se realizan las mediciones y cálculos de las variables de entrada, en otra se resuelven las ecuaciones del observador, y en la restante se efectúa el control de velocidad y se actualizan las salidas D/A para visualización. La visualización de las diferentes variables internas se realiza mediante un osciloscopio, a través de las salidas D/A del módulo de evaluación.

La referencia de velocidad, al igual que las ganancias de los controladores y observadores pueden cambiarse desde una PC, a través de una interfase gráfica desarrollada bajo entorno de Matlab. Los parámetros a cambiar se convierten a punto fijo, y se envían al DSP a través del puerto de comunicación serie RS-232.

Las tareas correspondientes a la comunicación con la PC, actualización de parámetros y referencias, se efectúan en forma asincrónica, en el tiempo en que el DSP está en espera. El DSP cuenta además con una interrupción de máxima prioridad que se emplea como protección, ante falla de alguno de los componentes del inversor, o sobrecorriente en la máquina.

El empleo del DSP para realizar el control de corriente permite simplificar la medición de las tensiones. Conociendo el índice de modulación de cada llave y midiendo la tensión de la barra de corriente continua es posible calcular el valor de las tensiones de fase con una precisión aceptable, siempre que pueda desprejarse la caída de tensión en las llaves. De esta manera, solamente es necesario medir la tensión de la barra de corriente continua y la tensión de neutro. Esta última se mide como la tensión entre el neutro de la máquina y un neutro artificial formado por tres resistencias iguales, como se muestra en la Fig. B.2.

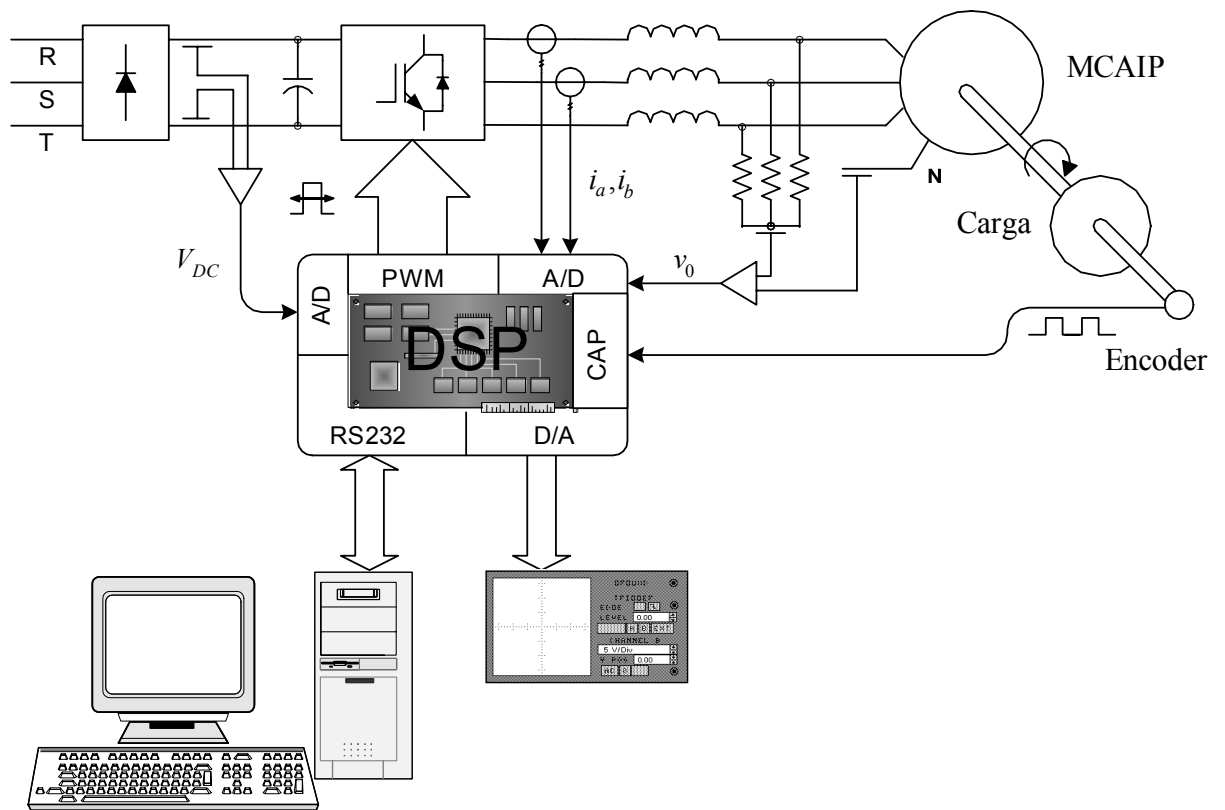


Fig. B.2. Esquema del prototipo experimental desarrollado usando un DSP.

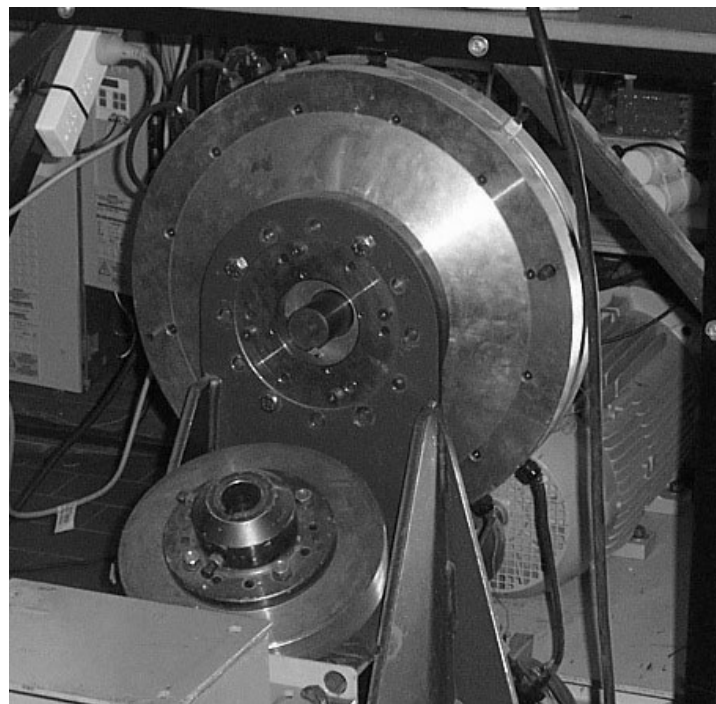


Fig. B.3. Imagen de la MCAIP de flujo axial.

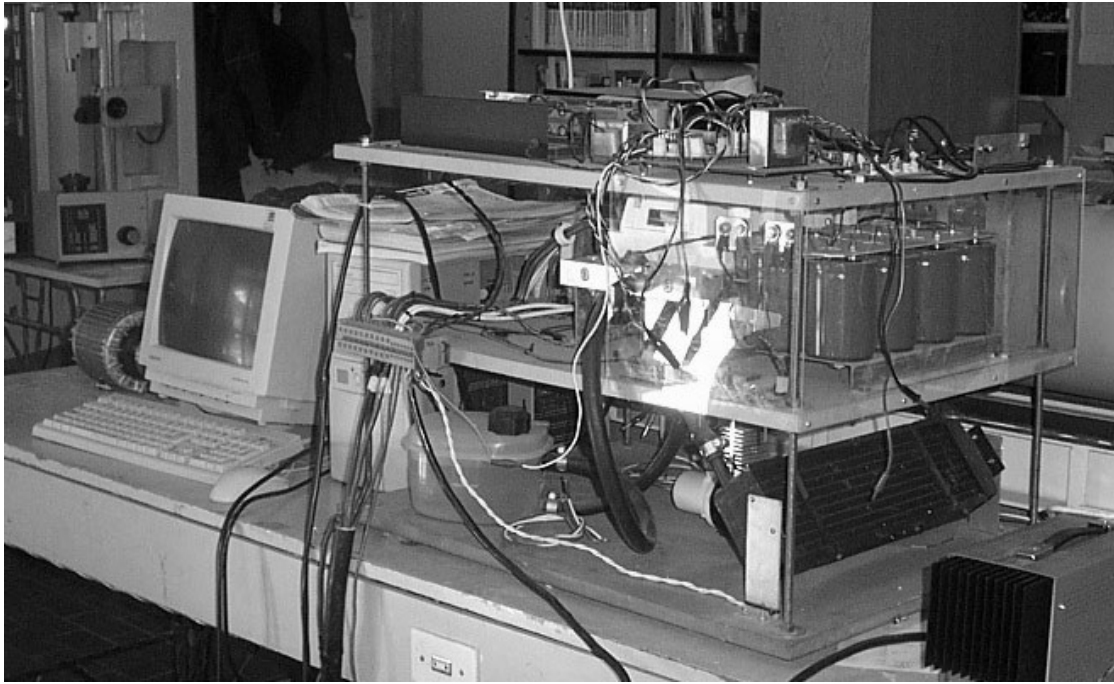


Fig. B.4. Inversor trifásico y PC.

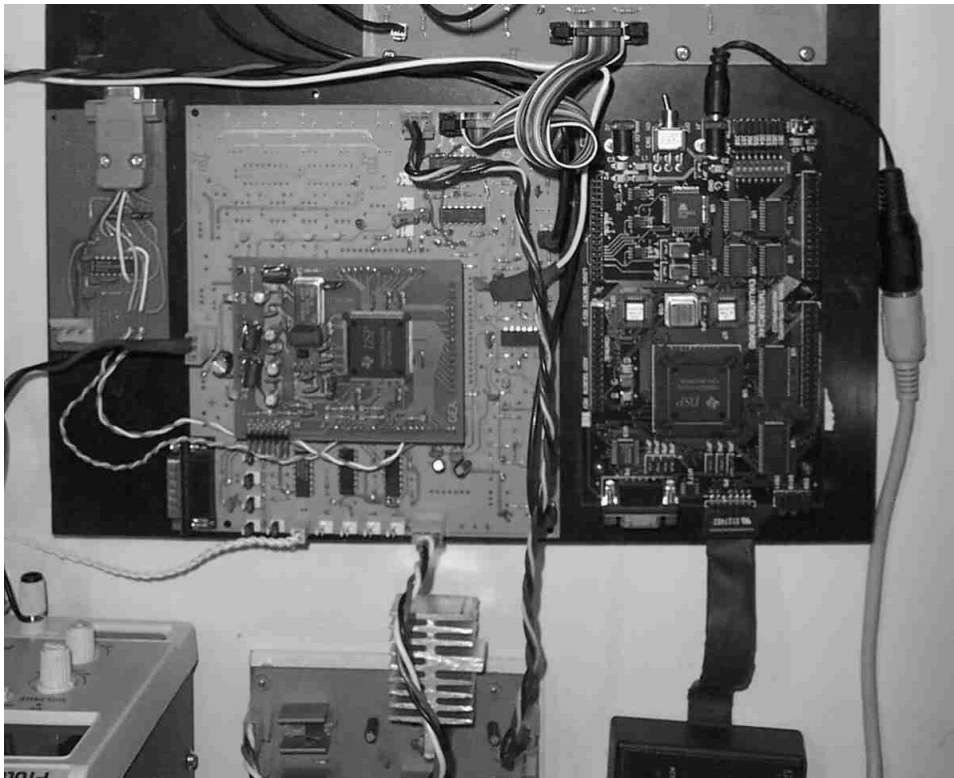


Fig. B.5. Módulo de Evaluación para DSP con periféricos desarrollados especialmente para implementar el prototipo.