

적응 퍼지제어기에 의한 IPMSM 드라이브의 센서리스 벡터제어

論 文

55B-2-6

Sensorless Vector Control of IPMSM Drive with Adaptive Fuzzy Controller

金 鍾 官* · 朴 炳 相* · 鄭 東 和†

(Jong-Gwan Kim · Byung-Sang Park · Dong-Hwa Chung)

Abstract - This paper proposes to position and speed control of interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) drive without mechanical sensor. Also, this paper develops a adaptive fuzzy controller based fuzzy logic control for high performance of PMSM drives. In the proposed system, fuzzy control is used to implement the direct controller as well as the adaptation mechanism. A Gopinath observer is used for the mechanical state estimation of the motor. The observer was developed based on nonlinear model of IPMSM, that employs a d-q rotating reference frame attached to the rotor. A Gopinath observer is implemented to compute the speed and position feedback signal. The validity of the proposed scheme is confirmed by various response characteristics.

Key Words : IPMSM, Sensorless Vector Control, Gopinath State Observer, Adaptive Fuzzy Controller, Speed and Position Control

1. 서 론

최근, IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 높은 에너지를 갖는 영구자석을 사용하여 전동기 자체의 무게, 부피 및 가격을 줄일 수 있는 경제적인 장점 때문에 로봇, 전기자동차 및 엘리베이터 등 산업용 드라이브의 적용분야에 호응을 받고 있다. IPMSM은 토크 및 전력 밀도가 높고 제어가 용이하며 효율 및 역률이 높은 특징을 가지고 있다. IPMSM은 회전자 위치의 정확한 정보를 알기 위하여 엔코더와 리졸버와 같은 위치센서를 사용한다. 이러한 센서는 무게와 부피가 증가하고 가격이 높으며 온도와 외란 등에 매우 민감하다. 그리고 센서와 신호선은 전자기적인 잡음 및 기계적인 충격에 약하기 때문에 시스템의 신뢰성을 저하시키며 센서의 장착으로 시스템의 공간을 많이 차지하게 된다.[1], [2] 따라서 AC 드라이브의 센서리스 벡터제어에 많은 관심을 가지게 되었다.[3]-[11]

센서리스 제어는 수학적 모델, 물리적인 현상 및 제어이론을 이용하는 방법으로 분류되어 연구되고 있다. 수리적인 모델을 이용하는 방법에는 고정자전압에서 고정자저항에 의한 전압 강하분을 제거한 항을 적분하여 자속의 위치를 추정한다.[3] 이 방법은 간단하고 효과적이지만 위치추정의 성능이 고정자 저항값의 설정에 영향을 많이 받고 역기전력이 작아 데드타임 등의 외란이 현저하게 나타나는 저속영역에서

사용하기 어려운 단점이 있다. 물리적인 현상을 이용하는 방법에는 INFORM 방법[4]과 고주파 전압을 주입하는 방법[5] 등이 있다. INFORM 방법은 큰 전압이 인가되었을 경우 포화현상에 의해 나타나는 고정자 인덕턴스의 변화를 이용하여 회전자속을 추정한다. 그러나 미분연산을 사용하기 때문에 잡음의 문제가 발생한다. 고주파 전압을 주입하는 방법은 전동기에 회전하는 전압벡터를 인가하여 회전자위치를 추정한다. 그러나 저속영역에서 만족할 만한 성능이 나타나지만 원하는 돌극성을 얻기 위하여 전동기의 회전자에 특수한 가공을 취해야 하는 단점이 있다. 제어이론을 이용하는 방법은 MRAC[6], EKF[7] 및 상태관측기[8]-[11] 등을 이용하는 방법이다. 상태관측기는 회전 기준축에서 모델에 기초하여 전동기의 전기 및 기계적인 상태를 추정하는데 사용한다. 그러나 회전자속도가 일정하지 않으면 전기적인 모델은 회전자속도와 전류 사이에서 벡터곱의 결과로 비선형이 된다. 관측기의 이득을 최적으로 선정하여도 동작조건이 변화하면 관측기의 적절한 이득을 결정하기 어렵다. 따라서 전동기 모델을 선형화하고 전기적 방정식에서 비선형 항을 제거할 수 있는 방법이 필요하다.

본 논문에서는 적응 퍼지제어기와 Gopinath 관측기를 이용한 IPMSM의 센서리스 벡터제어를 제시한다. Gopinath 관측기는 새로운 형태인 최소 차수의 상태관측기를 구현하고 이를 IPMSM에 적용하여 정확한 모델링을 한다. 이 관측기는 추정상태의 차수를 관측 시스템의 차수보다 낮추는 과정이 중요한 특징이다. 본 논문에서 제시한 관측기는 시스템에 의해 제공되는 측정 출력 데이터를 사용하여 관측기 차수를 제거하여 추정변수를 감소시킨다. 본 논문에서 제시한 적응 퍼지제어기와 Gopinath 관측기를 IPMSM 드라이브에 적용하여 다양한 응답특성을 분석하고 그 결과를 제시한다.

† 교신저자. 正 會 員 : 順天大 工大 電氣工學科 教授 · 工博
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

* 正 會 員 : 順天大 工大 電氣工學科 博士課程
接受日字 : 2005年 8月 22日
最終完了 : 2005年 12月 14日

2. IPMSM의 모델링

전기 각속도에 의해 동기회전 $d-q$ 기준축에서 IPMSM의 모델링을 구할 수 있다. 그림 1은 IPMSM의 d 와 q 축의 등가회로를 나타낸다.

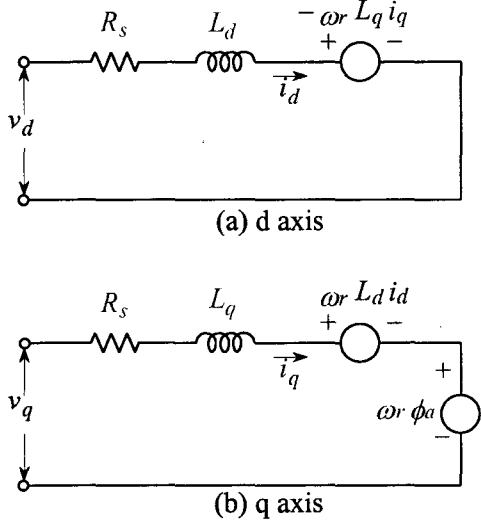


그림 1 IPMSM의 등가회로
Fig. 1 Equivalent circuit of IPMSM.

그림 1의 등가회로에서 전압방정식을 구하면 다음과 같다.

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (1)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_a \quad (2)$$

IPMSM의 발생토크는 전류의 성분 i_d 와 i_q 에 비례한다.

$$T_e = P_n [\phi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3)$$

여기서, $P_n = \frac{3P}{2}$ 이다.

$$T_e = T_L + B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (4)$$

여기서, T_e : 발생토크, T_L : 부하토크
 B : 마찰계수, J : 관성모멘트
 $\omega_m = \frac{2}{P} \omega_r$

식(1)-(4)를 행렬을 사용하여 미분방정식 형태로 정리하면 다음과 같다.

$$P \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{\phi_a}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{P_m}{J} & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} i_d \\ \frac{I_m}{J} i_d i_q \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \\ 0 & 0 & -1/J \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ T_L \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서, $P_m = P_n \phi_a$, $I_m = P_n (L_d - L_q)$ 이다.

식(5)에 나타난 상태공간 모델은 두 상태변수의 벡터 곱의 형태로 비선형성을 포함하고 있다. 이 모델은 상태변수에 의한 선형 시스템의 표준형으로 사용할 수 없으며 선형 관측기 이론에 직접 적용할 수 없다. 비선형 시스템을 제어하고 추종하는 과정은 미소변위 선형화에 의하여 가능하지만 이 경우에 설계는 복잡하고 많은 시간이 소요된다. 따라서 본 논문에서는 Gopinath 관측기의 구조를 고려하여 전 선형화를 얻기 위하여 측정된 전류를 사용한 모델을 제시한다. 비선형 시스템은 프로세서 변수가 효과적으로 관측되기 위하여 상태변수 벡터를 분할하여 선형이고 시변 형태로 변환한다.

$$\mathbf{x} = [\omega_r \quad \theta_r \quad i_d \quad i_q]^T = [\mathbf{x}_e^T \quad \mathbf{y}^T]^T \quad (6)$$

여기서, $\mathbf{x}_e = [\omega_r \quad \theta_r]^T$ $\mathbf{y} = [i_d \quad i_q]^T$ 이다.

입력변수의 벡터를 도입한다.

$$\mathbf{u} = [v_d \quad v_q \quad T_L]^T \quad (7)$$

선형화 모델을 다음 형태로 정리한다.

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (8)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} \quad (9)$$

여기서, 변수는 다음과 같다.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & 0 & \frac{I_m}{J} \hat{i}_q & \frac{P_m}{J} \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q & 0 & -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ -\frac{1}{L_q} (\phi_a + L_d \hat{i}_d) & 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/J \\ 0 & 0 & 0 \\ 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

여기서, \hat{i}_d 와 \hat{i}_q 는 위치각 $\hat{\theta}_r$ 에 의존하며 추정에 의해서 얻어진 전류값이다.

3. Gopinath 관측기의 설계

상태관측기의 구조를 개발하기 위하여 1차 보조행렬은 선형모델의 행렬 **A**와 **B**를 분할하여 얻는다.

$$\mathbf{A}_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{D}{J} & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{12} = \begin{bmatrix} \frac{I_m}{J} \hat{i}_q & \frac{P_m}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\mathbf{A}_{21} = \begin{bmatrix} \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q & 0 \\ -\frac{1}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_{22} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

상태관측기는 Gopinath 관측기를 이용하며 일반적인 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{dz}{dt} = \mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{H}\mathbf{y}; \quad \mathbf{x}_e = \mathbf{z} + \mathbf{L}\mathbf{y}; \quad \mathbf{z} = [z_1 \ z_2]^T \quad (14)$$

여기서, **z**는 Gopinath 관측기의 상태변수 벡터이다.

$$\mathbf{F} = \mathbf{A}_{11} - \mathbf{L} \cdot \mathbf{A}_{21}; \quad \mathbf{G} = \mathbf{B}_1 - \mathbf{L} \cdot \mathbf{B}_2; \quad \mathbf{H} = \mathbf{A}_{12} - \mathbf{L} \cdot \mathbf{A}_{22} + \mathbf{F} \cdot \mathbf{L} \quad (15)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \end{bmatrix} \quad (16)$$

행렬 **L**의 미지 파라미터는 행렬 **F**를 위하여 극배치기법을 사용하여 결정할 수 있으며 관측기의 동적동작에 영향을 준다. 상태관측기의 행렬 **F**는 식(11), (12)와 (16)을 식(15)에 대입하여 구한다.

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -\frac{D}{J} - l_{11} \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q + \frac{l_{12}}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) & 0 \\ 1 - l_{21} \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q + \frac{l_{22}}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) & 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

관측기의 극배치는 특성 다항식 때문에 매우 간단하다.

$$P_0(s) = \det(s\mathbf{I}_2 - \mathbf{F}) = s \left[s + \frac{D}{J} + l_{11} \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q - \frac{l_{12}}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right] \quad (18)$$

이는 영 근을 가진 2차 항으로 되어 있으며 영이 아닌 극

점을 p_1 및 $l_{11} = 0$ 에 대한 적절한 값을 선정하면 그 결과는 다음과 같다.

$$l_{12} = - \left(p_1 - \frac{D}{J} \right) \frac{L_q}{(\phi_a + L_d \hat{i}_d)} \quad (19)$$

행렬 **L**의 다른 계수는 랜덤하게 선정한다. 예를 들면, $l_{21} = l_{22} = 0$ 를 선정하여도 이는 관측기 동적특성에 큰 영향을 주지 않는다.

G와 **H**를 구한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{G} &= \mathbf{B}_1 - \mathbf{L} \cdot \mathbf{B}_2 \\ &= \begin{bmatrix} 0 & -l_{12}/L_q & -1/J \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \mathbf{A}_{12} - \mathbf{L} \cdot \mathbf{A}_{22} + \mathbf{F} \cdot \mathbf{L} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{I_m}{J} \hat{i}_q & \frac{P_m}{J} + l_{12} \frac{R_s}{L_q} + l_{12} \left\{ -\frac{D}{J} + \frac{l_{12}}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right\} \\ 0 & l_{12} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (21)$$

IPMSM을 위한 각 속도와 위치를 추정하는 Gopinath 관측기 방정식의 최종형태를 얻는다.

$$\begin{aligned} \frac{dz_1}{dt} &= \left\{ -\frac{D}{J} + \frac{l_{12}}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right\} z_1 - \frac{l_{12}}{L_q} \hat{v}_q - \frac{T_L}{J} + \frac{I_m}{J} \hat{i}_q \hat{i}_d \\ &\quad + \left\{ \frac{P_m}{J} + l_{12} \frac{R_s}{L_q} + l_{12} \left(-\frac{D}{J} + l_{12} \frac{1}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right) \right\} \hat{i}_q \end{aligned} \quad (22)$$

$$\frac{dz_2}{dt} = z_1 + l_{12} \hat{i}_q \quad (23)$$

여기서, $z_1 = \hat{\omega}_r$, $z_2 = \hat{\theta}_r$ 이며 이를 대입하여 실질적인 최종 결과를 얻는다.

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{\omega}_r}{dt} &= \left\{ -\frac{D}{J} + \frac{l_{12}}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right\} \hat{\omega}_r - \frac{l_{12}}{L_q} \hat{v}_q - \frac{T_L}{J} + \frac{I_m}{J} \hat{i}_q \hat{i}_d \\ &\quad + \left\{ \frac{P_m}{J} + l_{12} \frac{R_s}{L_q} + l_{12} \left(-\frac{D}{J} + l_{12} \frac{1}{L_q}(\phi_a + L_d \hat{i}_d) \right) \right\} \hat{i}_q \end{aligned} \quad (24)$$

$$\frac{d\hat{\theta}_r}{dt} = \hat{\omega}_r + l_{12} \hat{i}_q \quad (25)$$

4. 시스템의 속도와 위치 제어

그림 2는 Gopinath 관측기에 의한 IPMSM 드라이브의 속

도제어를 위한 블록도이다. 속도제어기는 고성능 제어를 위하여 적응 퍼지제어기를 이용하였다.[12] 적응 퍼지제어기는 종래의 직접 퍼지제어기에서 나타나는 문제점을 감안하여 기준모델을 이용하여 MRAC 형태의 퍼지제어기를 구성하였다. 적응 시스템의 적응과정은 2개의 퍼지제어기로 동작한다. 그림 3은 두 개의 퍼지동작의 상호작용을 나타내며 DFC(Direct Fuzzy Controller)는 종래의 일반적인 퍼지제어기이고 AFC(Adaptive Fuzzy Controller)는 기준 모델을 고려한 적응 퍼지제어기를 나타낸다.

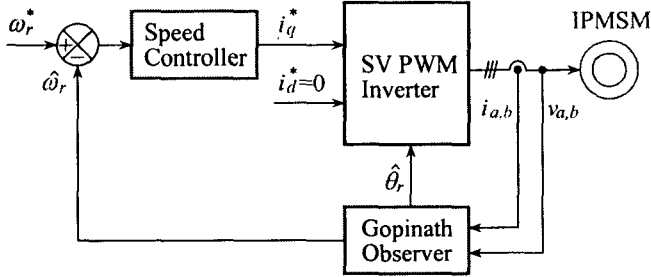


그림 2 관측기에 의한 드라이브 시스템의 블록도
Fig. 2 Block diagram of drive system with observer.

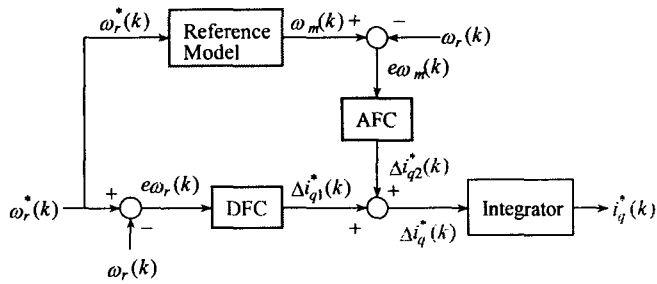


그림 3 적응 퍼지제어 알고리즘
Fig. 3 adaptive fuzzy control algorithm

DFC 알고리즘에 의한 출력은 $\Delta i_{q1}^*(k)$ 이며 AFC에 의한 출력은 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 이다. 이 두 출력을 합하여 적분기를 통해 지령 q 축 전류를 얻는다. DFC는 종래의 퍼지제어 알고리즘을 사용하며 AFC는 기준모델을 사용하여 속도제어기의 룰베이스는 표 1에 나타낸다.

표 1 속도제어기의 룰베이스
Table 1 Rule base for speed controller

e_{ω_r} ce_{ω_r}	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
NL	NL	NL	NL	NL	NM	NS	ZE
NM	NL	NL	NL	NM	NS	ZE	PS
NS	NL	NL	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL
PM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL	PL
PL	ZE	PS	PM	PL	PL	PL	PL

속도제어기의 출력은 적응 퍼지제어기에 의하여 지령 q 축 전류 i_q^* 를 발생시킨다. 지령 $d-q$ 축 전류를 SV(Space Vector) PWM 인버터의 블록[13]-[14]에서 전류제어기와 좌표변환을 수행하고 PWM에 의해 실제 3상 전류를 발생시킨다. 그리고 운전영역은 저속에서 고속에 이르기까지 효율과 토크를 최대로 하는 제어가 가능하다.

그림 4는 위치제어를 위한 블록도이다. 지령위치와 추정 위치를 비교하여 지령속도를 구하고 지령속도를 추정속도와 비교하여 제어한다.

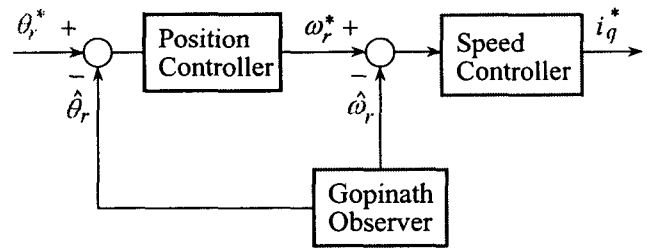


그림 4 위치제어기의 블록도
Fig. 4 Block diagram of position controller

5. 시스템의 성능결과

5.1 시뮬레이션 결과

본 논문에서 사용한 IPMSM의 파라미터는 표 2와 같다.

표 2 IPMSM의 파라미터
Table 2 Parameter of IPMSM

극 수	4
전기자 저항 R_s	0.98[Ω]
영구자석 쇄교자속 ϕ_a	0.147[Wb]
정격 주파수	60[Hz]
d 축 인덕턴스 L_d	9.1[mH]
q 축 인덕턴스 L_q	18.1[mH]
정격 속도	1800[rpm]
정격 출력	2.25[kW]
정격 전압	200[V]
정격 전류	12[A]

그림 5는 DFC에 의한 응답특성이며 지령속도가 4상한 운전일 경우에 관성 모멘트의 변화에 대한 과도특성을 나타낸다. 관성 모멘트가 $J = J_n$ 일 경우에는 추정속도가 지령속도에 양호하게 추종하고 있다. 그러나 관성을 10배로 증가시켜 $J = 10J_n$ 으로 하였을 경우에는 오버슈트 및 채터링이 매

우 크게 나타나며 안정화 시간도 매우 길어진다. q 축 전류도 관성을 10배로 증가하였을 경우에는 매우 큰 진동이 나타나고 제어기의 응답속도가 매우 느리게 나타난다.

그림 6은 그림 5와 같은 조건에서 AFC에 의한 응답특성을 나타낸다. 관성 모멘트가 $J = J_n$ 일 경우에는 DFC와 거의 유사한 응답특성의 결과를 얻을 수 있다. 그러나 관성을 10배로 증가시켰을 경우에는 DFC 보다 오버슈트 및 채터링이 작게 나타나며 빠르게 안정화하고 있다. q 축 전류도 관성을 10배로 증가하였을 경우에는 DFC 보다 응답성능이 양호하게 나타난다.

그림 7은 본 논문에서 제시한 센서리스 벡터제어의 결과이다. 지령속도를 0.1[sec]에서 저속인 50[rpm]로 스텝으로 증가시켜 운전 중 0.4[sec]에서 -50[rpm]으로 역회전시키고 다시 0.7[sec]에서 지령속도를 50[rpm]으로 변화시켰을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 7(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 그림 7(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 추정속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 그림 7(c)는 실제 회전각을 나타내며 그림 7(d)는 추정 회전각을 나타낸다. 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추종하고 있으며 그림 7(e)는 q 축 전류를 나타낸다.

그림 8은 0.2[sec]에서 지령속도를 정격속도인 1800[rpm]로 스텝으로 증가시켰을 경우의 응답특성을 나타낸다. 정격속도에서도 추정속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있으며 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추종되고 있다.

그림 9는 0.1[sec]에서 지령속도를 1800[rpm]로 운전하다가 0.7[sec]에서 지령속도를 1000[rpm]으로 변화시켰을 때의 응답특성을 나타낸다. 그림 9(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 그림 9(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 속도의 변화에도 추정속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 그림 9(c)는 실제 회전각을 나타내며 그림 9(d)는 추정 회전각을 나타낸다. 이 경우에도 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추종하고 있으며 그림 9(e)는 q 축 전류를 나타낸다.

그림 10은 지령속도를 4상한으로 운전시켰을 경우 나타나는 응답특성이다. 그림 10(a)는 지령속도와 실제속도를 나타내며 그림 10(b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 지령속도를 전동기의 정·역회전인 4상한으로 운전하였을 경우에도 추정속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 그림 10(c)는 실제 회전각을 나타내며 그림 10(d)는 추정 회전각을 나타낸다. 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추종하고 있으며 그림 10(e)는 q 축 전류를 나타낸다.

그림 11은 무부하 상태에서 1800[rpm]으로 정상상태로 운전하다가 0.5[sec]에서 0.8[sec]까지 부하토크 1[N·m]를 인가했을 경우 나타나는 응답결과이다. 부하토크를 인가한 경우에도 추정속도는 지령속도 및 실제속도에 양호하게 추종되고 있다. 또한 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추종하고 있다.

그림 12는 지령위치가 0.2[sec]에서 3π [rad]으로 운전하다가 1[sec]에서 -3π [rad]으로 운전했을 경우이다. 그림 12(a)는 지령위치, 실제위치 및 추정위치를 나타낸다. 그림

12(b)는 실제속도와 추정속도를 나타내고 그림 12(c)는 실제각과 추정각을 나타내며 그림 12(d)는 q 축 전류를 나타낸다. 추정위치는 실제위치에 양호하게 추종되고 있으며 추정속도도 실제속도에 매우 양호하게 추종되고 있다. 그리고 추정 회전각도 실제 회전각에 양호하게 추종되고 있다.

그림 13은 지령위치가 0.2[sec]에서 8π [rad]으로 운전하다가 1[sec]에서 -8π [rad]으로 운전했을 경우이다. 이 경우에도 추정위치는 실제위치에 양호하게 추종되고 있으며 추정속도도 실제속도에 매우 양호하게 추종되고 있다. 그리고 추정각은 실제각에 양호하게 추종되고 있다.

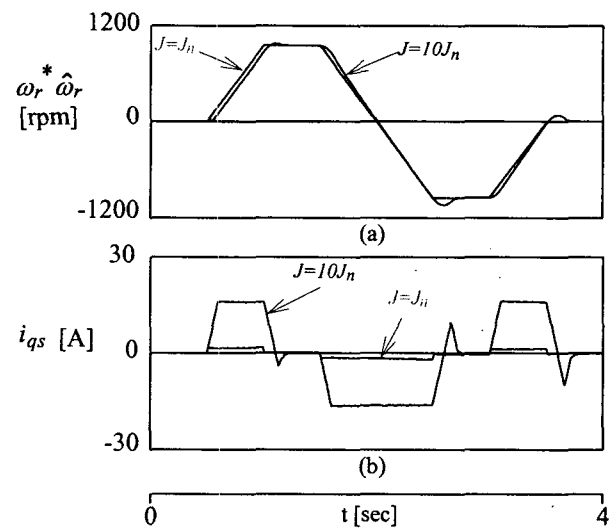


그림 5 DFC의 제형파에 대한 응답특성
Fig. 5 Transient responses with trapezoidal wave of DFC

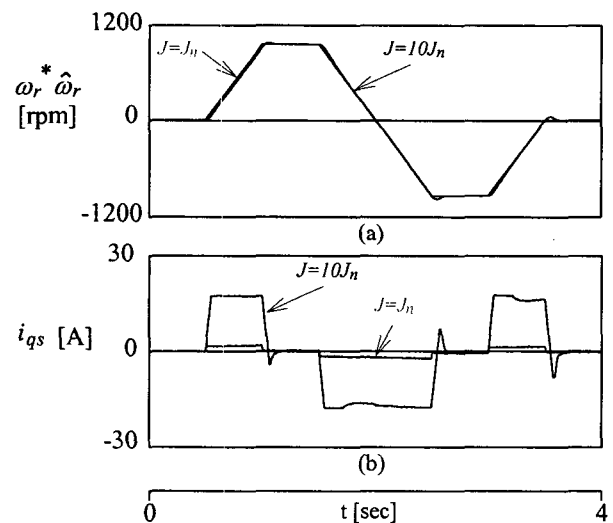


그림 6 AFC의 제형파에 대한 응답특성
Fig. 6 Transient responses with trapezoidal wave of AFC

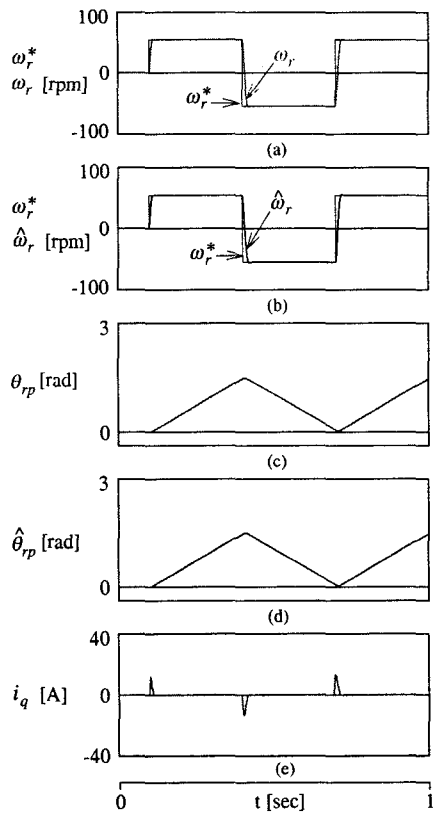


그림 7 스텝 지령속도에 의한 응답특성 (저속)
 Fig. 7 Response characteristics with step command speed.

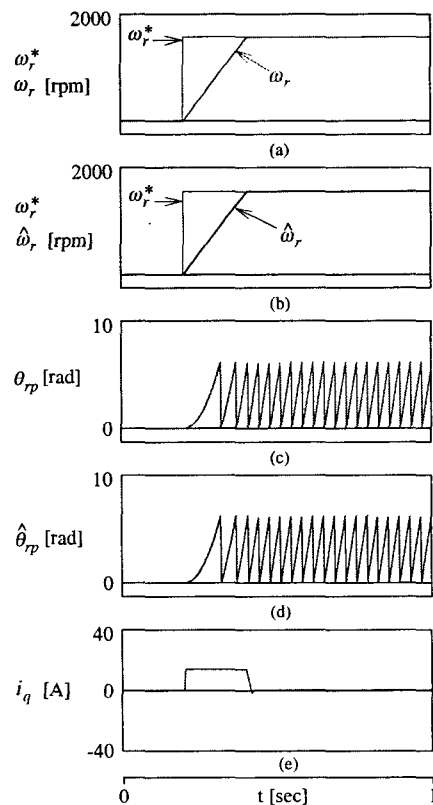


그림 8 스텝 지령속도에 의한 응답특성 (정격속도)
 Fig. 8 Response characteristics with step command speed.

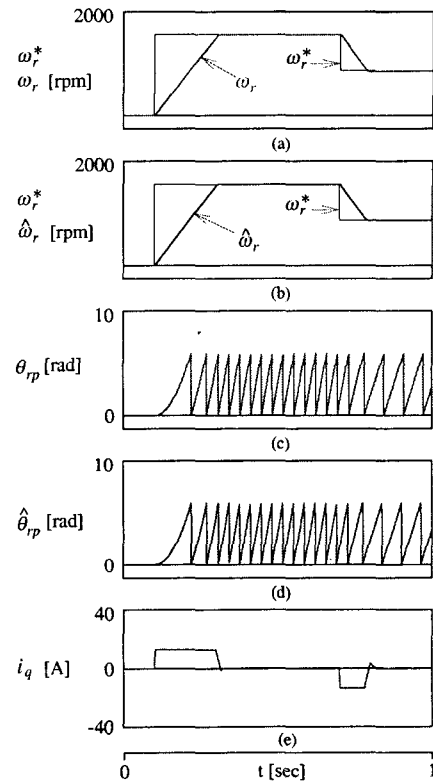


그림 9 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답특성
 Fig. 9 Response characteristics with change of step command speed.

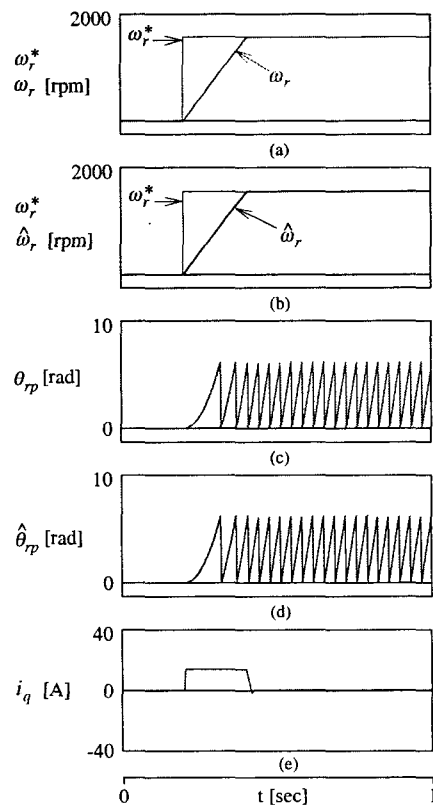


그림 10 4상한 운전에 대한 응답특성
 Fig. 10 Response characteristics with quadrant drive.

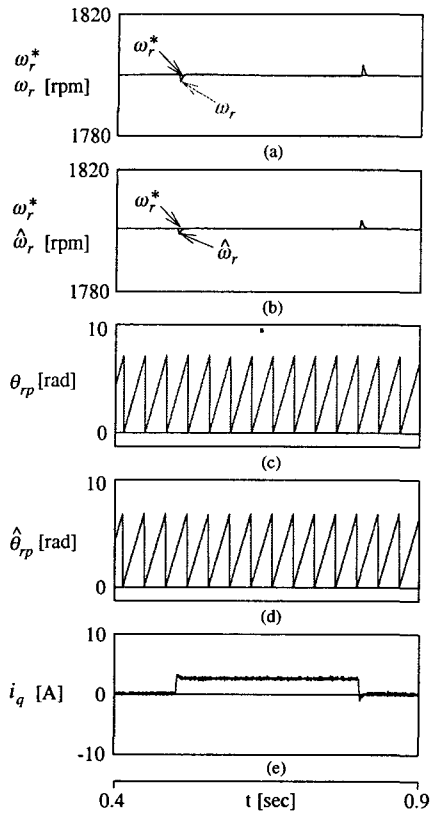


그림 11 부하토크의 스텝변화에 대한 응답
Fig. 11 Response with step variation of load torque.

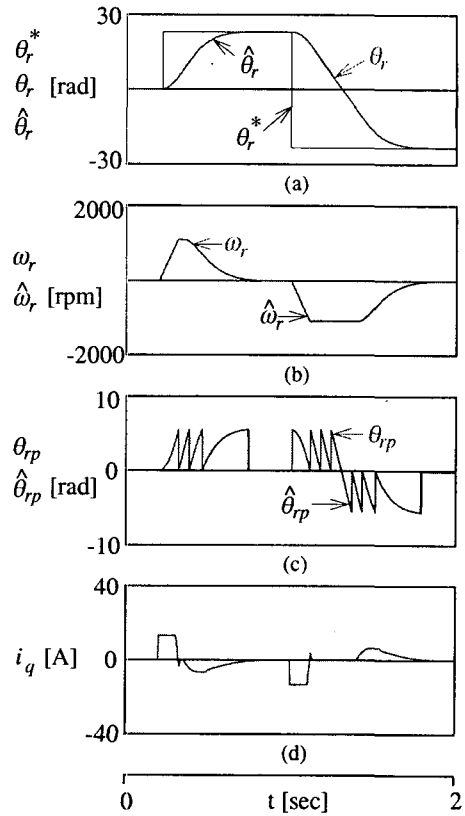


그림 13 위치제어의 응답특성
Fig. 13 Response characteristics of position control.

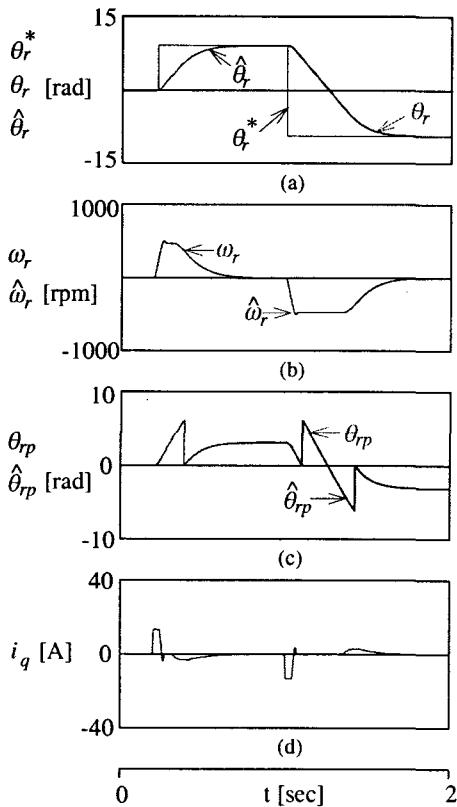


그림 12 위치제어의 응답특성
Fig. 12 Response characteristics of position control.

5.2 실험 결과

그림 14는 본 논문에서 제시한 최대토크 제어의 타당성을 입증하기 위하여 설계 제작한 IPMSM 드라이브 시스템의 전체 구성도를 나타낸다.

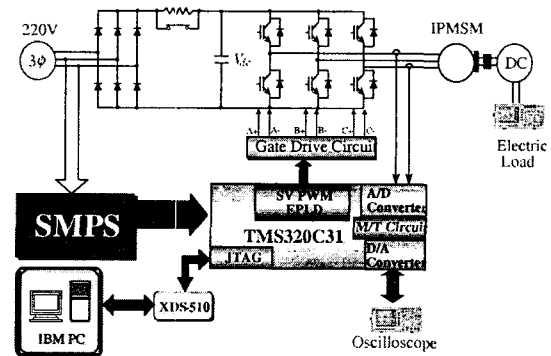


그림 14 IPMSM 드라이브 시스템의 구성도
Fig. 14 The configuration of IPMSM drive system

IPMSM 드라이브 시스템의 하드웨어 구성은 크게 디지털 제어부, 전력변환부로 구성한다. 디지털 제어부는 DSP를 이용한 고속의 연산처리부, 운전지령 및 전압·전류의 아날로그 값을 디지털로 변환하는 A/D 변환부, DSP에서 연산한 인버터 출력전압을 공간벡터 PWM 파형으로 변환하는 파형 발생부 등으로 구성한다. 그리고 공간벡터 PWM 파형으로 전력

용 반도체인 IGBT를 온·오프하여 IPMSM을 구동하는 전력 변환부로 구성하며 IPMSM과 직류전동기를 커플링하고 직류 전동기에 전자부하를 연결한 부하시스템으로 구성한다.

그림 15는 무부하 상태에서 스텝 지령속도를 4000[rpm]으로 운전 중, 부하토크를 4[N·m]인가 시켰을 경우 응답특성을 나타낸다. 추정속도는 실제속도에 양호하게 추종하고 있다.

그림 16은 무부하 상태에서 4000[rpm]과 -4000[rpm]을 교대로 운전시켰을 경우 응답특성을 나타낸다. 정·역회전 운전에서도 속도 추종이 양호하게 나타난다.

그림 17은 40[rpm]으로 운전하였을 때 응답특성이다. 저속 운전에서도 속도 추종은 양호하게 이루어지고 있다.

그림 18은 부하토크가 4[N·m]인가된 상태에서 4000[rpm]과 -4000[rpm]을 교대로 운전시켰을 경우 응답특성을 나타낸다. 정·역회전 운전에서도 속도 추종이 양호하게 나타난다. 따라서 센서리스 제어에 의한 속도추종은 양호하게 나타나는 결과를 얻을 수 있었다.

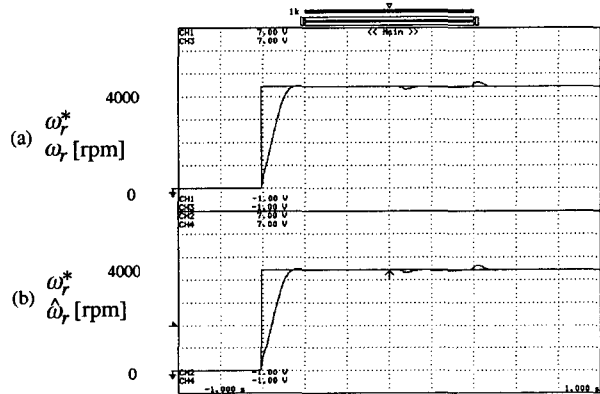


그림 15 스텝 지령속도에 변화에 대한 최대토크 제어의 응답 특성
 Fig. 15 Response characteristics of maximum torque control with step command speed and load torque change

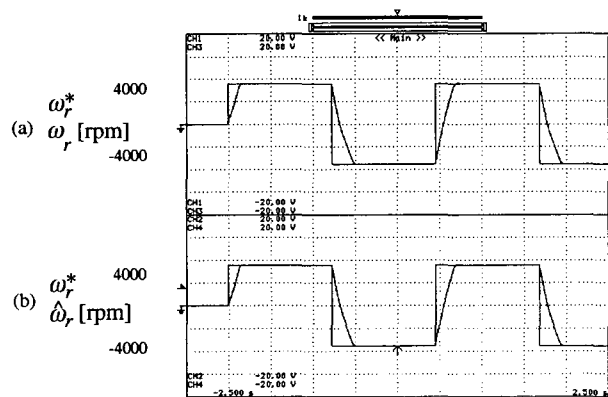


그림 16 스텝 지령속도 변화에 최대토크 제어의 응답특성
 Fig. 16 Response characteristics of maximum torque control with speed command change

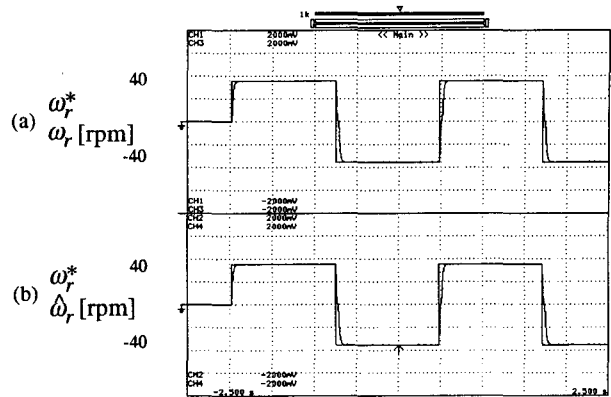


그림 17 스텝 지령속도 변화에 최대토크 제어 응답특성
 Fig. 17 Response characteristics of maximum torque control with low speed command change

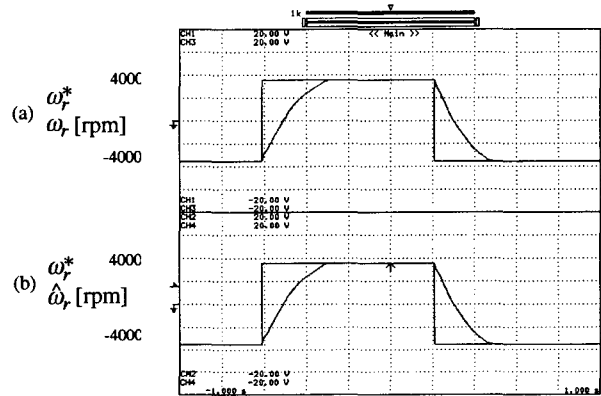


그림 18 스텝 지령속도 변화에 최대토크 제어 응답특성
 Fig. 18 Response characteristics of maximum torque control with speed command change and load torque

6. 결 론

본 논문에서는 적응 퍼지제어기를 이용한 IPMSM의 센서리스 벡터제어를 제시하였다. 이 관측기는 새로운 형태인 최소 차수의 상태관측기를 구현하였으며 본 논문에서 얻은 결론은 다음과 같다.

- (1) 스텝 지령속도가 저속과 정격속도에서 추정속도 및 위치는 실제속도 및 위치에 양호하게 추종하였다.
 - (2) 지령속도의 변화에도 추정속도 및 위치는 실제속도 및 위치에 양호하게 추종하였다.
 - (3) 지령속도를 4상한 운전시켰을 경우에도 추정속도 및 위치는 실제속도 및 위치에 양호하게 추종하였다.
 - (4) 부하토크를 인가할 경우에도 추정속도 및 위치는 실제속도 및 위치에 양호하게 추종하였다.
 - (5) 스텝 지령위치에서 위치제어의 응답특성도 양호하였다.
- 본 논문에서는 시스템의 응답특성이 양호하게 나타났으며 제시한 센서리스 알고리즘의 타당성을 입증할 수 있었다.

감사의 글

본 과제는 교육인적자원부와 산업자원부의 출연금 및 보조금으로 수행한 산학협력중심대학육성사업의 연구결과입니다.

참 고 문 헌

[1] K. Rajashekara, A. Kawamura and K. Matsuse, "Sensorless control of ac motor drives," IEEE Press, New York, 1996.

[2] I. Boldea, S. A. Nasar, "Electric Drives," CRC Press, Florida, USA, 1999.

[3] D. Antic, J. B. Klaassens and W. Deleroi, "Side effects in low speed AC drives," IEEE PESC '94 Rec., pp. 998-1002, 1994.

[4] M. Schroedl, "Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method," IEEE IAS Conf. Rec. Ann. Meet., pp. 270-277, 1996.

[5] A. Consolim G. Scarcella and A. Testa, "Sensorless control of PM synchronous motors at zero speed," IEEE IAS Conf. Rec. Ann. Meet., pp. 1033-1040, 1999.

[6] F. Profumo, G. Griva, C. Ilas, R. Magureanu and P. Vranka, "A unitary approach to speed sensorless induction motor field oriented drive based on various model reference schemes," IEEE IAS Conf. Rec. Ann. Meet., pp. 1594-1599, 1996.

[7] R. Dhaouadi, N. Mohan and L. Norum, "Design and implementation of an extended kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor," IEEE Trans. on PE, vol. 6, no. 3, pp. 491-497, 1991.

[8] R. B. Şepe and J. H. Lang, "Real-time observer based (adaptive) control of a permanent magnet synchronous motor without mechanical sensors," IEEE Trans. on IA, vol. 28, no. 6, pp. 1345-1352, 1992.

[9] L. A. Jones and J. H. Lang, "A state observer for permanent synchronous motor," IEEE Trans. on IA, no. 4, pp. 374-382, 1989.

[10] D. Luenberger, "An introduction to observer," IEEE Trans. on AC, vol. 16, no. 6, pp. 596-602, 1971.

[11] M. Abrate, G. Griva, F. Profume and A. Tenconi, "High speed sensorless fuzzy-like Leunberger observer," IEEE PESC, no. 1, pp. 477-481, 1999.

[12] D. H. Chung, et al., "Adaptive fuzzy controller for high performance PMSM drive," KIEE Trans., vol. 51D, no. 12, pp. 535-541, 2002.

[13] D. H. Chung, et al., "Efficiency optimization control for energy saving of IPMSM drive," KIEE Trans., vol. 51B, no. 12, pp. 697-703, 2002.

[14] D. H. Chung, et al., "Maximum torque control of IPMSM for electric vehicle drive," KIPE Trans., vol. 8, no. 3, pp. 221-229, 2003.

저 자 소 개



김 종 관 (金 鍾 官)

1999년 한려대학교 건축설비학과 졸업. 2002년 순천대 산업대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년~현재 동 대학원 정보통신공학부 박사과정. 1985년~현재 한국전기안전공사 기술부 과장
Tel :061-750-3543, Fax :061-752-9841
E-mail : kimmm07@hanmail.net



박 병 상 (朴 炳 相)

1985년 충남대학교 공업교육대학 전기공학 교육학과 졸업. 2004년 순천대 산업대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년~현재 동 대학원 정보통신공학부 박사과정. 1987년~현재 순천 진상종합고등학교 교사
Tel :019-633-3233, Fax :061-772-5103
E-mail : kimmm07@hanmail.net



정 동 화 (鄭 東 和)

1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988년~1989년 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989년~현재 순천대학교 정보통신공학부 교수
Tel :061-750-3543, Fax : 061-752-9841
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr