

다중 AFLC를 이용한 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어

논문

59P-3-7

Efficiency Optimization Control of IPMSM Drive using Multi AFLC

최정식* · 고재섭* · 정동화†

(Jung-Sik Choi · Jae-Sub Ko · Dong-Hwa Chung)

Abstract - Interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) adjustable speed drives offer significant advantages over induction motor drives in a wide variety of industrial applications such as high power density, high efficiency, improved dynamic performance and reliability.

This paper proposes efficiency optimization control of IPMSM drive using adaptive fuzzy learning controller(AFLC). In order to optimize the efficiency the loss minimization algorithm is developed based on motor model and operating condition. The d -axis armature current is utilized to minimize the losses of the IPMSM in a closed loop vector control environment. The design of the current based on adaptive fuzzy control using model reference and the estimation of the speed based on neural network using ANN controller. The controllable electrical loss which consists of the copper loss and the iron loss can be minimized by the optimal control of the armature current. The minimization of loss is possible to realize efficiency optimization control for the proposed IPMSM. The optimal current can be decided according to the operating speed and the load conditions.

This paper considers the design and implementation of novel technique of high performance speed control for IPMSM using AFLC. Also, this paper proposes speed control of IPMSM using AFLC1, current control of AFLC2 and AFLC3, and estimation of speed using ANN controller. The proposed control algorithm is applied to IPMSM drive system controlled AFLC, the operating characteristics controlled by efficiency optimization control are examined in detail.

Key Words : IPMSM Drive, Efficiency Optimization Control, AFLC, ANN, Speed Estimation, Speed Control

1. 서 론

IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)의 ASD(Adjustable Speed Drive)는 대 전력밀도, 고 효율, 개선된 과도성능 및 신뢰성이 유도전동기 드라이브보다 우수한 장점 때문에 다양한 산업분야에 광범위하게 적용되고 있다.[1] IPMSM의 효율 개선은 매우 중요하며 특히 축전지를 전원으로 하는 드라이브에서는 더욱 중요하다. 따라서 효율을 개선시키기 위한 연구가 많이 이루어졌다. IPMSM의 구조가 다양하게 개발되었으며 최적의 회전자 구조를 설계하는데 주로 많은 노력을 기울였다.[2]-[5] 그러나 효율은 구조의 개선만으로는 한계가 있으므로 제어기법에 의한 전동기의 동작원리에 연계하여 개선될 수 있어야 한다.

전동기 손실은 기계손, 동손, 철손 및 표류손으로 구성되어 있다. 기계손은 회전자 속도에 의존하고 제어할 수 없다. 제어 가능한 손실은 동손과 철손이다. 잘 알려진 최적제어 기법은 최대 토크를 찾기 위하여 전류각을 변수로서 이용하는 MTPA(Maximum Torque per Ampere)이다.[6] 전류조건에서 동손 최소화를 MTPA와 같은 결과를 가져온다. 그러나 손실 최소화는 간단하지 않으며 원칙적으로 조건에 의한 비선형 최

적화 문제이다. 토크와 속도를 증가시키면 인버터의 전압과 전류를 최대로 이용해야 한다. 여기서 손실 최소화의 해는 전압과 전류의 조건 내부에서 구해야 한다. 계자 포화와 계자 간 간섭이 최적화 문제를 더욱 복잡하게 한다. 지령 d 와 q 축 전류의 2차 손실함수를 세우고 손실을 최소화하는 지령 d 축 전류를 해석적으로 구했다.[7]-[8] 온라인 손실 최소화 알고리즘을 제시하고 효율 향상을 위하여 실험적으로 구현하였다.[9] IPMSM 드라이브에서 이러한 손실을 최소화하기 위한 연구가 다양하게 이루어졌다.[10]-[13] IPMSM 드라이브의 손실 최소화의 조건은 고차방정식으로 나타나므로 계산 시간이 많이 소요되고 실제치와 오차가 발생하며 전동기의 운전 상태에서 실제적으로 적용하기가 어렵다.

최근 퍼지제어, 신경회로망 및 유전자 알고리즘 등을 이용한 인공지능 제어는 전력전자 시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 중요한 기법으로 인식되고 있다. 이러한 기법들은 적응제어 기법과 상호 혼합하여 적응 인공지능 제어기를 개발하고 있다. 이러한 혼합제어는 플랜트의 파라미터에서 불확실성과 미지의 변동을 용이하게 처리할 수 있으며 더욱 효율적으로 취급할 수 있는 구조를 구축할 수 있다. 그리고 이들 기법간의 상호 혼합한 방식은 적응성 및 강인성이 요구되는 유도전동기 드라이브에서 진가를 유감 없이 발휘될 전망이다.[14]-[18]

본 논문에서는 AFLC(Adaptive Fuzzy Learning Controller)에 의한 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어를 제시한다. IPMSM의 철손과 동손을 모델링하고 이 손실을 최소화하는

* 정 회 원 : 순천대학교 전기공학과 박사과정

† 교신저자, 펠로우회원 : 순천대학교 전기공학과 교수 · 공박

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

접수일자 : 2010년 6월 7일

최종완료 : 2010년 7월 28일

동작점에서 효율을 최대화할 수 있는 방법을 제시한다. AFLC1 제어기는 IPMSM의 속도를 제어하고 출력성분인 지령토크를 이용하여 효율 최적화 제어를 수행한다. 최대 효율동작을 위하여 최적 d 축 전류를 결정하고 이 전류를 각 제어모드에서 사용한다. 그리고 AFLC2와 AFLC3는 전류를 제어하고 ANN은 속도를 추정한다. 본 논문의 효율성을 입증하기 위하여 종래의 방식과 비교하고 결과를 제시한다.

2. 철손을 고려한 IPMSM의 모델링

전동기는 철손의 영향에 의하여 토크의 비선형성이 나타날 수 있다. 철손저항에 흐르는 전류로 인해 정회전, 회생 및 제동으로 운전할 경우 토크특성은 다르게 나타난다. 따라서 철손에 의한 토크의 비선형을 보상해야 하며 본 연구에서는 철손저항을 고려한다.

그림 1은 IPMSM의 철손저항을 고려한 d 와 q 축의 등가회로를 나타낸다. 철손을 고려한 R_c 는 속도전압과 병렬로 연결되어 있다. 토크를 발생하는 전류는 i_{dm} 와 i_{qm} 이며 이는 철손을 발생시키기 때문에 고정자전류 i_d 와 i_q 와는 다르다.

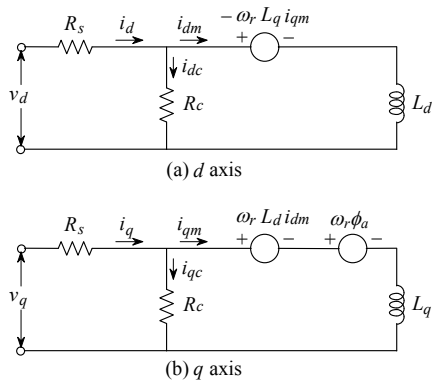


그림 1 IPMSM의 철손을 고려한 등가회로
Fig. 1 Equivalent circuit of IPMSM with core loss resistance

그림 1의 등가회로에서 전압방정식을 구하고 상태 미분방정식 형태로 표시하면 다음과 같다.

$$p \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d(1+R_s/R_c)} & \frac{\omega_r L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q(1+R_s/R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{1}{L_d(1+R_s/R_c)} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \phi_a \end{bmatrix} \quad (1)$$

고정자 전류 I_a , 고정자 전압 V_a 및 발생토크 T_e 는 각각 다음 식과 같다.

$$I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (2)$$

$$V_a = \sqrt{(R_s i_d - \omega_r \rho L_d L_{qm})^2 + [R_s i_q + \omega_r (V_a + L_d L_{dm})]^2} \quad (3)$$

$$T_e = P_n [\phi_a i_{qm} + L_d (1 - \rho) i_{dm} i_{qm}] \quad (4)$$

여기서, ρ 는 돌극계수이며 L_q / L_d 이며 P_n 는 쌍극수이다.

3. 효율 최적화 제어

가변속 드라이브 시스템의 효율은 제어방법과 함께 매우 중요한 요인이다. 효율은 정상상태에서 연속적인 운전할 경우에 중요하므로 전압방정식은 미분 항을 무시하고 정상상태만 고려한다.

$$v_d = R_s i_d - \omega_r L_q i_{qm} \quad (5)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_r L_d i_{dm} + \omega_r \phi_a \quad (6)$$

정상상태에서 전류 식은 다음과 같다.

$$i_d = i_{dm} + i_{dc} = i_{dm} - \frac{\omega_r L_q i_{qm}}{R_c} \quad (7)$$

$$i_q = i_{qm} + i_{qc} = i_{qm} + \frac{\omega_r (\phi_a + L_d i_{dm})}{R_c} \quad (8)$$

정상상태에서 동손 및 철손은 다음과 같다.

$$P_{cu} = R_s (i_d^2 + i_q^2) \quad (9)$$

$$P_{fe} = R_c (i_{dc}^2 + i_{qc}^2) \quad (10)$$

기계손은 다음과 같다.

$$P_m = \omega_r T_e \quad (11)$$

기계손은 효율 최적화 제어에서 제어할 수 없는 요소이다. IPMSM의 출력과 효율은 다음 식과 같다.

$$P_L = P_e + P_m \quad (12)$$

$$P_o = \omega_r T_e \quad (13)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_L} \times 100[\%] \quad (14)$$

IPMSM 드라이브의 제어 가능한 전기적인 손실 P_e 를 최소화하여 효율을 최대화할 수 있다. 정상상태에서 P_e 를 한번 미분하여 영으로 두고 풀면 효율 최대화 조건을 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial P_e}{\partial i_{dm}} = 0, \quad T_e, \omega_r = \text{constant} \quad (15)$$

결과적으로 손실 최소화 조건은 다음과 같다.

$$XY - T_e^2 Z = 0 \quad (16)$$

여기서 X , Y 및 Z 는 다음 식과 같다.

$$X = P_n^2 [R_a R_c^2 i_{dm} + \omega_r^2 L_d (R_a + R_c) (L_d i_{dm} + \phi_a)] \quad (17)$$

$$Y = [\phi_a + (1 - \rho)L_d i_{dm}]^2 \quad (18)$$

$$Z = [R_a R_c^2 + (R_a + R_c)(\omega_r \rho L_d)^2](1 - \rho)L_d \quad (19)$$

주어진 토크 T_e 와 속도 ω_r 에 대해 최적 d 축 전류 i_{dm} 은 식 (16)에서 구한다.

$$i_{dm} = -A^{-1}(Bi_{dm}^2 + Ci_{dm}^3 + Di_{dm}^4 - E) \quad (20)$$

여기서 A, B, C, D 및 E 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} A &= (\phi_a^2 \lambda + \omega_r^2 - 2i_{qm}^2 \rho^2 \phi_a L_d^4 \alpha \lambda \omega_r^2)(R_s + R_c) \\ B &= 3[\omega_r^2 L_d (R_s + R_c) \phi_a^2 \alpha^2 (1 + \alpha) + L_d \phi_a^2 \alpha \lambda \\ &\quad - 2i_{qm}^2 \rho^2 \phi_a L_d^5 \alpha^3 \lambda \omega_r^2 (R_s + R_c)] \\ C &= 3L_d^2 \phi_a^2 \alpha^2 \lambda + 3\omega_r^2 L_d^4 \alpha^2 (R_s + R_c) \phi_a (1 + \alpha) \\ D &= L_d^2 \alpha^2 \lambda + L_d^5 \alpha^3 \omega_r^2 (R_s + R_c) \\ E &= -i_{qm}^2 \rho^2 \phi_a^2 L_d^2 \lambda \omega_r^2 \alpha \end{aligned} \quad (21)$$

여기서 $\lambda = R_s R_c^2$, $\alpha = (1 - \rho)$ 이다.

전류 i_{qm} 은 식 (4)로부터 계산할 수 있다.

$$i_{qm} = \frac{T_e}{P_n [\phi_a + \omega_r^2 L_d i_{dm} (1 - \alpha)]} \quad (22)$$

전동기를 비돌극형이라고 고려하면 $L_q = L_d$ 가 되고 Z 는 영이 되고 Y 항은 ϕ_a^2 이 된다. 조건 $X = 0$ 는 최적 d 축 전류 i_{dm} 을 얻을 수 있다.

$$i_{dm} = -\frac{\omega_r^2 L_d (R_s + R_c) \phi_a}{R_s R_c + \omega_r^2 L_d^2 (R_s + R_c)} \quad (23)$$

식 (23)에서 구한 i_{dm} 이 전체손실을 최소화하는 최적전류이며 이를 사용하면 효율을 최대화할 수 있다. 실제 제어할 수 있는 전류인 i_d 와 i_q 는 최적전류인 i_{dm} 과 i_{qm} 을 구한 후, 식 (7)와 (8)에서 얻을 수 있다.

그림 2는 본 논문에서 제시한 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어 시스템을 나타낸다. 지령속도 ω_r^* 와 ANN에서 추정한 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 를 비교하여 AFLC 제어기에

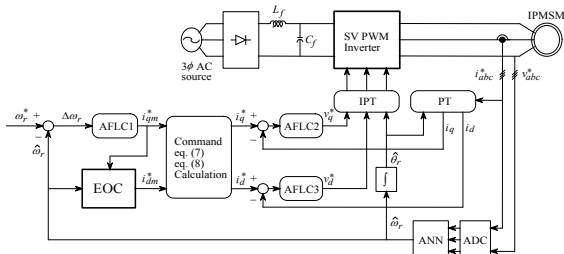


그림 2 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어 시스템
Fig. 2 Efficiency optimization control system of IPMSM drive

의해 i_{qm}^* 을 얻는다. 식 (22)와 (23)에서 i_{qm} 은 i_{qm}^* , i_{dm} 은 i_{dm}^* 로 설정하여 이용하며 EOC(Efficiency Optimization Controller)의 블록에서 i_{dm}^* 을 구한다. 실제 제어가 가능한 전류 i_d^* 와 i_q^* 는 그림 2에서 구한 최적전류인 i_{qm}^* 과 i_{dm}^* 을 이용한다. 식 (7)와 (8)을 지령치로 설정하여 i_{qm}^* 과 i_{dm}^* 를 대입하면 i_d^* 와 i_q^* 를 구할 수 있다.

4. AFLC의 설계

그림 3은 AFLC1의 원리를 설명하는 블록도를 나타낸다.

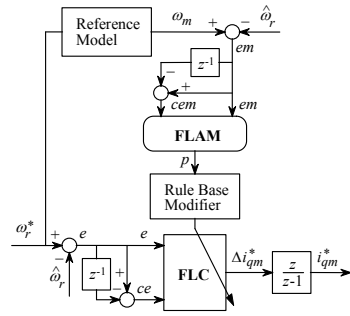


그림 3 AFLC1 제어기
Fig. 3 AFLC1 controller

FLAM(Fuzzy Learning Adaptive Mechanism)의 설계는 시스템 응답의 각 동적 측면이 룰 그룹에 의해 주로 영향을 받는다는 사실에 기초하여 설정한다. 바로 평가되는 설정 물에서 후반부의 변화는 시스템의 상승시간, 오버슈트, 정상상태 및 과도상태의 오차 등에 영향을 준다. 따라서 FLC(Fuzzy Logic Controller)에 학습 메카니즘을 적용하여 룰 베이스의 규칙을 수정한다. 학습 메카니즘은 퍼지 역모델 및 지식베이스 수정자를 포함한다. 드라이브 시스템의 속도성능은 기준모델의 속도와 추정속도의 오차에 의해 좌우된다.

$$em(kT) = \omega_m(kT) - \hat{\omega}_r(kT) \quad (24)$$

$$cem(kT) = em(kT) - em(kT - T) \quad (25)$$

여기서 오차 $em(kT)$ 는 각 시간순시에서 얻어지는 필요한 속도성능의 측정 정도이다. 성능이 만족할 경우인 $em(kT) = 0$ 에서 학습 메카니즘은 FLC에서 수정할 필요가 없다. 그렇지 않으면 학습 메카니즘은 요구되는 속도성능을 얻기 위하여 FLC의 룰 베이스를 동조시켜 수정을 해야 한다. 퍼지 역모델은 오차 $em(kT)$ 를 사상하여 프로세서의 입력 $p(kT)$ 를 변화시키며 $em(kT)$ 를 영이 되도록 강제화시킨다. 역모델의 입력은 식 (24)과 식 (25)와 같이 오차와 오차 변화분으로 정의한다. 퍼지의 수행과정은 FLC에서 사용한 방법과 유사하게 사용한다. 프로세서에서 변화 $p(kT)$ 는 입력오차 $em(kT)$ 에 기초하여 퍼지 역모델에 의해서 발생한다. 지식베이스의 수정자는 $p(kT)$ 에 따라서 FLC의 지식베이스를 변화시킨다. 이 변화는 FLC에서 출력의 멤버십 함수의 중앙을 수정하여 구현한다.

$$C_r(kT) = C_r(kT - T) + p(kT) \quad (26)$$

여기서 첨자 i 는 역모델에 의해 동작하는 i 번째 멤버쉽 함수를 나타낸다. 여기서 각 부분 변화는 각 시간에서 이루어진다. 이 방법에서 FLC는 요구되는 $i_q^*(kT)$ 를 발생하기 위하여 강제화 시킨다. 이는 기준모델과 같이 동작시키기 위하여 전동기를 강제화 시킨다.

이러한 개념을 사용하여 FLAM의 룰 베이스는 표 1에서 나타난 구조로 설계되며 멤버쉽 함수는 FLC에서 사용한 함수와 같다. 학습과정은 룰 베이스의 설계에 의하여 설명할 수 있다. 정격 속도상태에서 지령속도를 반복적으로 변화시킨 경우의 시뮬레이션에 의해 0.15, 1.0 초에서 룰 베이스의 표를 예로서 나타내면 표 2에서 표 3과 같다.

표 1 속도 제어를 위한 룰 베이스.

Table 1 Rule base for speed controller.

e ce	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NVB	NVB	NB	NB	NM	NS	Z
NM	NB	NB	NM	NM	NS	Z	PS
NS	NB	NM	NS	NS	Z	PS	PM
Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
PS	NM	NS	Z	PS	PS	PM	PB
PM	NS	Z	PS	PM	PM	PB	PB
PB	Z	PS	PM	PB	PB	PVB	PVB

표 2 0.15초에서 룰 베이스 표

Table 2 Rule base table at 0.15[sec]

e ce	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z
NM	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z
NS	Z	Z	Z	NS	Z	Z	Z
Z	Z	Z	Z	PS	Z	Z	Z
PS	Z	Z	Z	PS	Z	Z	Z
PM	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z
PB	Z	Z	Z	Z	Z	Z	Z

표 3 1.0초에서 룰 베이스 표.

Table 3 Rule base table at 1.0[sec].

e ce	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NB	Z	Z	Z	Z	Z	Z
NM	Z	NB	NS	NS	NS	NS	PS
NS	Z	NS	NS	NS	Z	Z	PS
Z	Z	NS	NS	Z	Z	Z	Z
PS	NS	NS	PS	PS	Z	Z	Z
PM	Z	Z	PS	Z	Z	Z	Z
PB	Z	Z	Z	Z	Z	Z	PB

AFLC2와 AFLC3도 AFLC1과 유사한 방법으로 설계한다.

5. ANN에 의한 속도 추정

ANN은 인간 두뇌의 간단한 모델에 의해 사고하는 구조

로 이루어진 컴퓨팅 시스템이다. ANN은 비선형 동적 시스템의 파라미터를 추정 및 제어를 하는데 사용한다.

ANN을 위한 이상적인 적용은 비선형 시스템의 추정분야에 있다. 실질적으로 어떤 이산 비선형 시스템은 지연 입력·출력에서 시스템을 표현할 수 있는 NARMAX (Nonlinear AutoRegressive Moving Average with eXogenous inputs) 모델에 의해서 나타낼 수 있다. 일반적으로 NARMAX 모델은 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-d_y), u(k), \dots, u(k-d_u)) \quad (27)$$

여기서 d_u 와 d_y 는 입력과 출력 벡터 u 와 y 에서 최대 지연을 나타낸다. 이 모델의 형태는 모델이 전적으로 기지양으로 표현되기 때문에 시스템의 추정을 추구하는데 이상적이다. 그림 4는 ANN을 이용한 시스템의 추정을 나타낸다. ANN은 시스템의 NARMAX 모델을 추정하는데 사용하며 이를 위해 식(19)에서 필요한 입력과 예측 출력벡터 $\hat{y}(k+1)$ 로서 ANN의 출력을 구성한다. 이산시간 $k+1$ 에서 예측 출력벡터를 실제 출력벡터와 비교하여 식(19)에서 함수 $f(\cdot)$ 를 에뮬레이터하기 위하여 학습한다. 그리고 오차 역전파 알고리즘에 의해 ANN 하중을 새롭게 하기 위하여 오차를 사용한다.

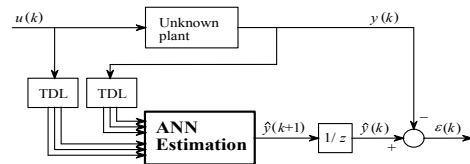


그림 4 ANN을 이용한 시스템 추정
Fig. 4 System estimation using ANN

ANN을 이용한 시스템의 추정에서 구한 IPMSM의 최종 추정속도는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta \hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} \{ [\hat{\phi}_q(k) - \hat{\phi}_q(k)] [\hat{\phi}_d(k-1)] - [\hat{\phi}_d(k) - \hat{\phi}_d(k)] [\hat{\phi}_q(k-1)] \} \\ &\quad - \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (28)$$

여기서 T 는 샘플링 주기를 나타내며 η 는 학습계수이며 학습과정에서 학습율을 나타낸다. 이 계수가 크면 하중 변화가 크다. 실제 구현을 위하여 학습율은 진동이 유발되지 않는 범위에서 큰 값으로 선정한다. 계수 α 는 현재 하중에서 변동하는 과거 하중의 영향을 결정한다.

추정속도를 이용한 회전자 자속의 위치는 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (29)$$

6. 시스템 성능 결과

본 연구에서 사용한 IPMSM의 파라미터는 표 4와 같다.

표 4 IPMSM의 파라미터

Table 4 Parameter of IPMSM

극수	4
전기자 저항 R_s	0.55 [Ω]
영구자석 쇄교자속 ϕ_a	0.121 [Wb]
정격 주파수	60 [Hz]
d 축 인덕턴스 L_d	8.72 [mH]
q 축 인덕턴스 L_q	16.22 [mH]
정격 속도	1800 [rpm]

그림 5는 부하토크 1 [N·m]에서 속도 1800[rpm]으로 정상상태에서 운전할 경우 i_{dm} 의 변화에 따른 전체손실 P_{total} , 효율 η 및 i_{qm} 의 변화를 나타낸다. 전기적인 손실이 최소가 되는 점에서 효율은 최대가 되는 점이 존재한다. 이러한 효율 최대점은 i_{dm} 의 최적점을 명확하게 존재한다는 사실을 알 수 있다. 따라서 이 i_{dm} 의 최적점을 찾아 운전을 하게 되면 효율 최적화 제어를 구현할 수 있다.

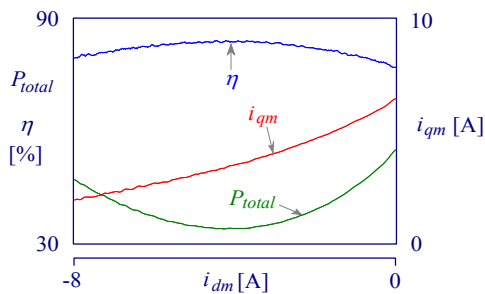


그림 5 정격 속도와 부하토크 1 [N·m]에서 i_{dm} 함수로서 손실, 효율 및 i_{qm} 의 변화

Fig. 5 Electrical loss, efficiency and i_{qm} as a function of i_{dm} at rated speed and load torque [N·m]

그림 6은 부하토크 1 [pu]에서 속도 변화에 따른 정상상태에서 i_d 와 i_q 의 변화를 나타낸다. $i_d = 0 (i_{d0})$ 제어에서 전기자 전류의 d 축 성분인 i_d 는 영으로 유지되고 있다. 그러나 본 연구에서 제시한 효율 최적화 제어 (i_{dopt})의 i_d 는 적절하게 제어되고 있으며 속도의 증가에 따라 음의 방향으로 증가한다.

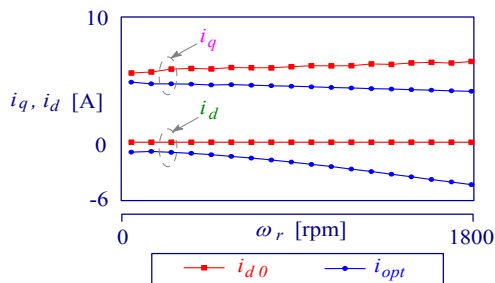


그림 6 부하토크 1 [pu]에서 속도에 따른 i_d 과 i_q 의 변화의 비교

Fig. 6 The comparison of i_d and i_q variation by speed at load torque 1 [pu]

그림 7은 부하토크 1 [pu]에서 속도 변화에 따른 정상상태에서 ω_r, P_{cu}, P_{fe} 의 변화를 나타낸다. 음의 d 축 전류는 양의 리플턴스 토크를 발생하게 되며 동손은 약간 작게 나타난다. 또한 음의 d 축 전류는 자속을 감소시키며 d 축 전자기반작용의 감작작용으로 인한 약계자 영향이 나타나게 되어 철손도 i_{d0} 제어 보다 매우 작게 나타난다. i_{d0} 제어에서 철손은 일정한 부하토크에서 속도의 증가에 따라 매우 증가하게 되지만 i_{dopt} 제어에서는 매우 감소하며 고속에서는 현저하게 감소하는 현상을 알 수 있다. 따라서 효율 최적화 제어에 의한 i_{dopt} 제어가 종래의 i_{d0} 제어 보다 효율이 매우 향상되고 있으며 정상 상태에는 효율이 5-10[%] 정도로 증가한다.

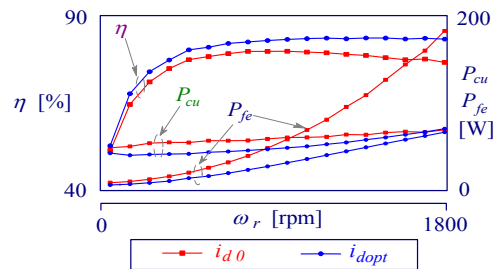


그림 7 속도 변화에 따른 ω_r, P_{cu}, P_{fe} 의 변화의 비교

Fig. 7 The comparison of ω_r, P_{cu}, P_{fe} variation by speed

그림 8은 속도 1800[rpm]에서 부하토크의 변화에 따른 정상상태에서 η, P_{cu}, P_{fe} 의 변화를 나타낸다. 일정 속도에서 전기자 전류가 증가하면 부하토크가 증가하게 되어 철손과 동손이 증가한다. 이 손실은 리플턴스 토크와 약계자 영향으로 제시한 i_{dopt} 제어에서는 감소한다. 본 연구에서 제시한 효율 최적화 제어에 의한 중부하에서 매우 향상되고 있으며 5-10[%] 정도로 증가한다.

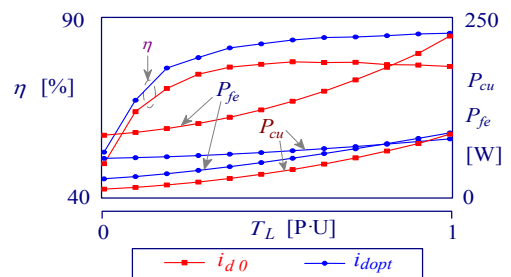


그림 8 속도 1800[rpm]에서 부하토크에 따른 ω_r, P_{cu}, P_{fe} 의 변화의 비교

Fig. 8 The comparison of ω_r, P_{cu}, P_{fe} variation by load torque at speed 1800[rpm]

그림 9는 AFLC 제어기로 속도 및 전류를 제어하며 부하토크를 1 [N·m]인 가한 상태에서 4상한 운전에 대한 응답특성을 나타낸다. 그림 9(a)는 지령속도와 실제속도, 그림 9(b)는 q 축 고정자 전류, 그림 9(c)는 d 축 고정자 전류, 그림 9(d)는 총 손실을 나타낸다. i_{d0} 제어로 운전하였을 경우 총 손실이 크게 나타난다.

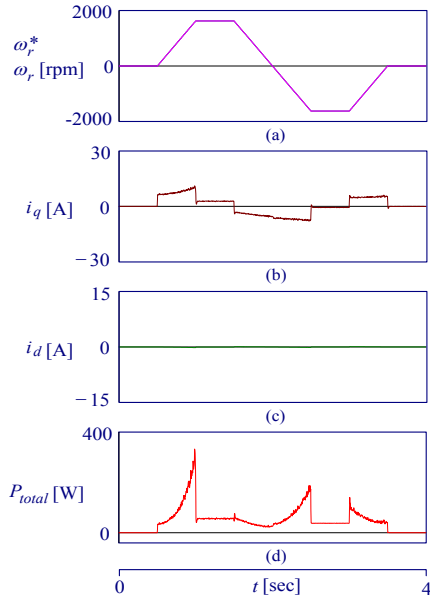


그림 9 4상한 운전의 대한 응답특성 (i_{d0} 제어)
 Fig. 9 Response characteristics with quadrant drive (i_{d0} control)

그림 10은 그림 9와 같은 조건에서 손실 최소화를 통한 효율 최적화를 수행하였다. 그림 10(c)에서 d 축 고정자 전류가 효율 최적화 제어에 의해 양호하게 제어가 되고 있다. 그림 10(d)의 총 손실은 i_{d0} 제어로 운전 한 그림 9(d)와 비교하면 손실이 크게 저감되었다.

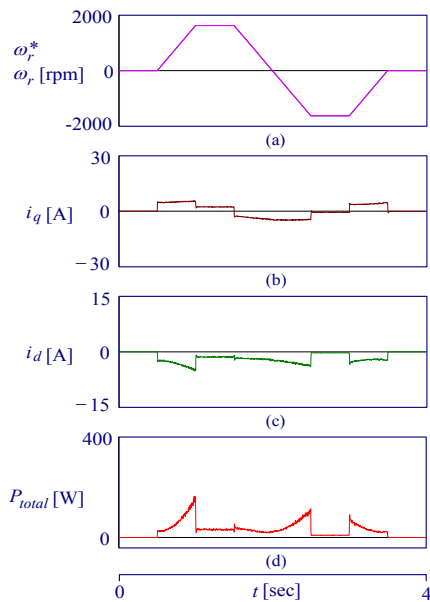


그림 10 4상한 운전의 대한 응답특성 ($i_{dopt} = optimal$)
 Fig. 10 Response characteristics with quadrant drive ($i_{dopt} = optimal$)

그림 11은 그림 9와 10의 운전에 따른 손실을 비교하여 나타낸다. 그림 11(a)은 동손, 그림 11(b)은 철손, 그림 11(c)는 총 손실을 나타내고 있다.

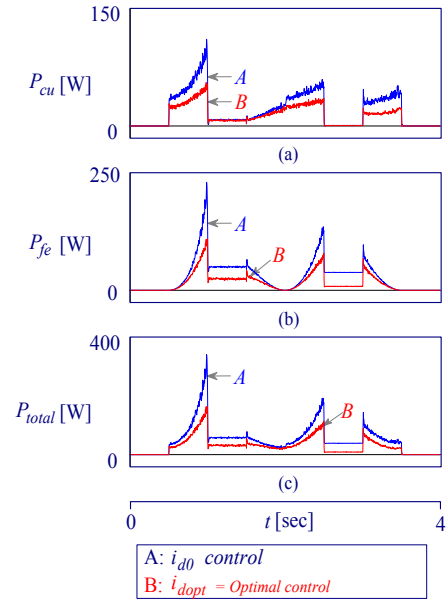


그림 11 i_{d0} 제어와 i_{dopt} 의 전체 손실 비교
 Fig. 11 Total loss comparison of i_{d0} control and i_{dopt} control

그림 11에서 A는 i_{d0} 제어로 운전 한 경우이며, B는 효율 최적화 제어로 운전한 경우이다. 동손과 철손은 효율 최적화 제어를 하였을 경우 손실이 적게 나타나고 있다.

그림 12는 0.3[sec]에 1800[rpm]으로 운전 중, 0.9[sec]에서 1.2[sec]까지 부하토크를 $5[N \cdot m]$ 인가한 후 지령 속도를 1.5[sec]에서 1000[rpm]으로 변화하였을 경우의 응답특성을 나타내고 있다. 그림 12(a)는 지령속도와 추정속도, (b)는 q 축 전류, (c)는 d 축 전류 및 (d)는 발생토크를 나타낸다. 그림 13은 그림 12와 같은 조건에서 과도상태와 부하토크 인가

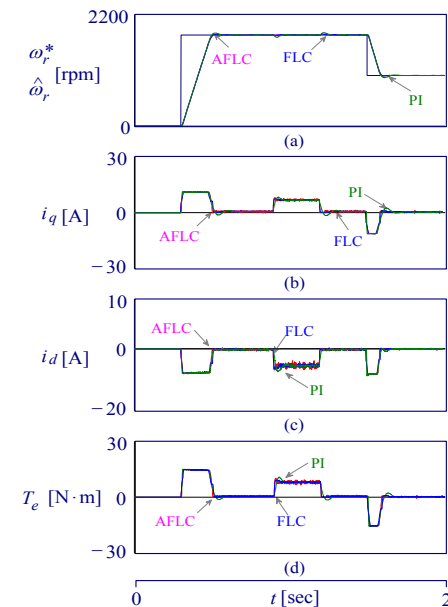


그림 12 지령속도와 부하토크 변화에 대한 응답특성
 Fig. 12 Response characteristics with command speed and load torque variation

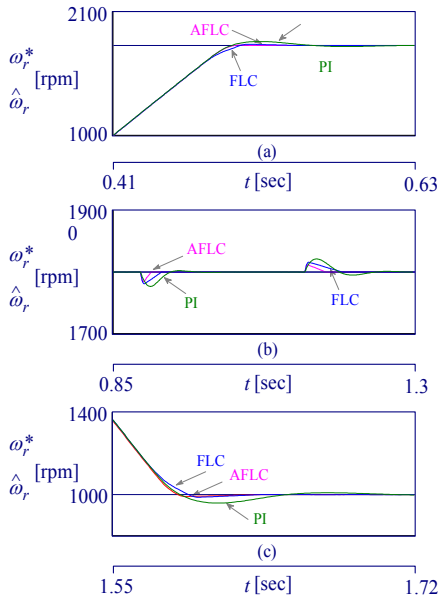


그림 13 지령속도와 부하토크 변화에 대한 응답특성 (확대)
 Fig. 13 Response characteristics with command speed and load torque variation (Magnification)

부분을 명확하게 나타내기 위해 확대한 것이다. 본 논문에서 제시한 AFLC 제어기는 지령속도의 변화 및 부하토크 변화에 대해 종래의 FLC 제어기 및 PI 제어기에 비해 오버슈트가 작고 빠르게 안정화 되는 것을 알 수 있다.

그림 14는 4상한 운전에 대한 응답특성을 비교하여 나타낸 것으로 그림 14(a)는 PI 제어기, (b)는 FLC 제어기 (c)는 제시한 AFLC 제어기 및 (d)는 각 제어기의 속도 오차를 나타낸다. 제시한 AFLC 제어기는 4상한 운전에서도 오차가 종래의 제어기에 비해 적게 나타나 양호한 응답을 나타내고 있다.

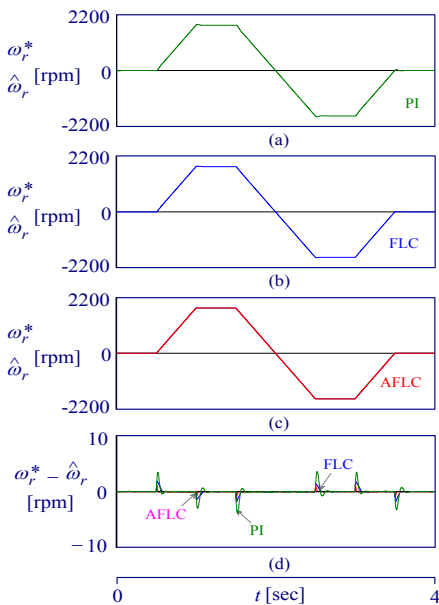


그림 14 4상한 운전에 대한 응답특성 비교
 Fig. 14 Comparison of response characteristics with quadrant operation

그림 15는 IPMSM의 전기자 저항을 2배로 하고 4상한 운전을 하였을 경우 응답특성을 나타낸다. 그림 15(d)를 통해 전기자 저항을 변화하였을 경우에도 제시한 AFLC 제어기가 종래의 FLC 및 PI 제어기에 비해 우수한 속도 추종성능을 나타내고 있다.

그림 16은 IPMSM의 관성을 2배로 하고 4상한 운전을 하였을 경우의 응답특성을 나타내고 있다. 그림 16(d)의 속도 오차에서 나타난 것과 같이 관성이 변화할 경우에도 제시한

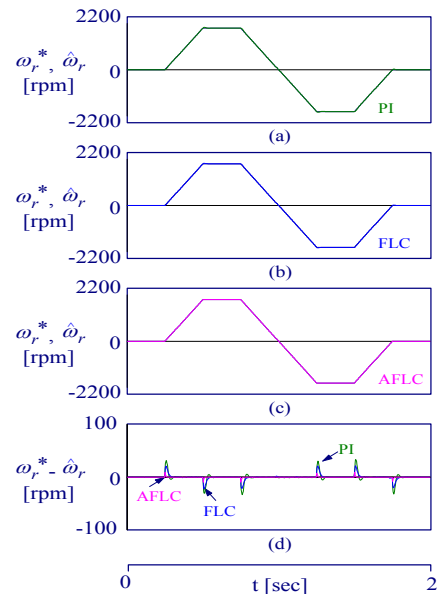


그림 15 파라미터 변화에 대한 응답특성($R_s = 2R_s$)
 Fig. 15 Response characteristic with parameter variation ($R_s = 2R_s$)

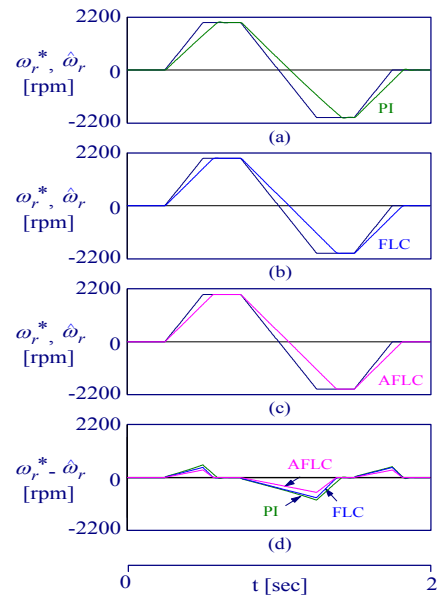


그림 16 파라미터 변화에 대한 응답특성($J_n = 2J_n$)
 Fig. 16 Response characteristic with parameter variation ($J_n = 2J_n$)

AFLC 제어기의 속도오차가 종래의 제어기에 비해 매우 작게 나타남을 알 수 있다. 따라서 제시한 AFLC 제어기는 속도 및 부하변화와 전동기의 파라미터(전기자 저항 및 관성)의 변화에도 강인성 제어를 실현함을 알 수 있다.

그림 17은 전류제어에 대한 응답특성을 종래의 PI제어기와 제시한 AFLC 제어기와 비교하여 나타낸 것이다. 그림 17(a)는 부하변화에 대한 속도응답, (b)는 PI 제어기에 의한 a상 전류 오차 및 (c)는 AFLC 제어기에 의한 a상 전류오차를 나타낸다. 그림 (b)와 (c)를 비교하면 제시한 AFLC 제어기에 의한 전류제어가 오차가 매우 적어 우수한 제어 특성을 나타내고 있다.

그림 18은 ANN에 의한 속도추정에 대한 응답특성을 나

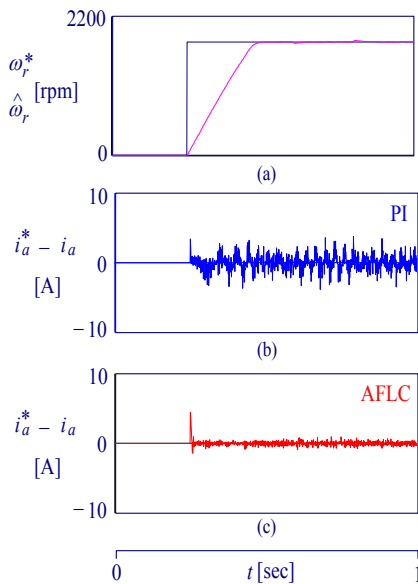


그림 17 전류제어에 대한 응답특성 비교
Fig. 17 Comparison of response characteristic with current control

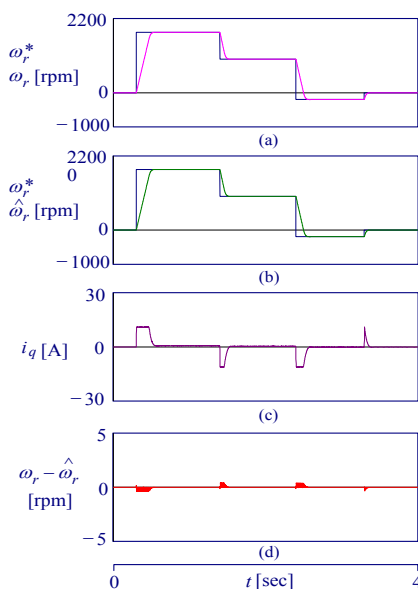


그림 18 속도추정에 대한 응답특성.
Fig. 18 Response characteristic with speed estimation.

타내고 있다. 지령속도를 1800→1000→-200[rpm]으로 운전하였을 경우의 응답특성으로서 그림 18(d)의 속도오차는 지령속도를 다양하게 변화할 경우에도 1[%]내로 양호한 추정 성능을 나타내고 있다.

7. 결 론

본 논문에서는 다중 AFLC 제어기를 이용하여 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어를 제시하였다. 제어가 가능한 전기적인 손실은 철손과 동손이며 이 손실은 전기자전류의 최적화 제어에 의해 최소화하였다. 손실 최소화는 효율 최대화를 이룩할 수 있었으며 효율 최적화 제어를 적용하여 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다. 또한, AFLC를 이용하여 IPMSM의 고성능 속도 및 전류를 제어하였으며 ANN을 이용하여 속도를 추정하였다.

제시한 AFLC 제어기는 종래의 PI 및 FNN 제어기 보다 성능이 우수한 결과를 얻었으며 속도, 부하토크 변화 및 파라미터 변화에 대해 고성능 및 강인성 제어를 확인할 수 있었다. ANN을 이용하여 지령속도의 변화에 추정속도는 실제 속도에 양호하게 추정하였다. 속도 및 토크 등 다양한 파라미터의 변동에도 AFLC 제어기의 성능이 우수한 결과로 나타났다.

본 논문에서는 제시한 다중 AFLC를 이용한 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어를 이룩할 수 있었으며 속도 및 전류 제어 및 속도 추정에도 만족할 만한 결과를 얻을 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제시한 제어 기법의 타당성을 입증할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] M. Lei, M. Sanada, S. Morimoto and Y. Takeda, "Advantages of IPMSM with adjustable PM armature flux linkage in efficiency improvement and operating range extension," Proceedings of the PCC Osaka 2002, vol. 1, pp. 136-141, 2002.
- [2] B. Stumberger, G. Stumberger, M. Hadziselimovic, T. Marcic, P. Virtic, M. Trlep and V. Gorican, "Design and finite-element analysis of interior permanent magnet synchronous motor with flux barriers," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44, no. 11, pp. 4389-4392, 2008.
- [3] Q. Liu, M. A. Jabbar and A. M. Khambadkone, "Design optimization of interior permanent magnet synchronous motors for wide-speed operation," IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, vol. 2, pp. 475-478, 2001.
- [4] L. Xu, L. Ye, L. Zhen and A. El-Antably, "A new design concept of permanent magnet for flux weakening operation," IEEE Trans. IA, vol. 31, pp. 373-378, 1995.
- [5] G. R. Slemon, "On the design of high performance surface-mounted PM motors," IEEE Trans. IA, vol. 30, pp. 134-140, 1994.

- [6] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda and T. Hirasu, "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives," IEEE Trans. on IA, vol. 41, no. 5, pp. 511-517, 1994.
- [7] C. Mademlis, J. Xypteras and N. Margaris, "Loss minimization in surface permanent magnet synchronous motor drives," IEEE Trans. on IE, vol. 47, no. 1, pp. 115-122, 2000.
- [8] C. Mademlis and N. Margaris, "Loss minimization in vector-controlled interior permanent magnet synchronous motor drives," IEEE Trans. on IE, vol. 49, no. 6, pp. 1344-1347, 2002.
- [9] C. Cavallaro, A. O. D. Tommaso, R. Miceli, A. Raciti, G. R. Galluzzo and M. Trapanese, "Efficiency enhancement of permanent-magnet synchronous motor drives by online loss minimization approaches," IEEE Trans. on IE, vol. 52, no. 4, pp. 1153-1160, 2005.
- [10] C. Cavallaro, A. O. D. Tommaso, R. Miceli, A. Raciti, G. R. Galluzzo and M. Trapanese, "Analysis a DSP implementation and experimental validation of a loss minimization algorithm applied to permanent magnet synchronous motor drives," IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, vol. 1, pp. 312-317, 2003.
- [11] Sergaki, S. Eleftheria, Georgilakis, S. Pavlos, Kladas, G. Antonios, Stavarakakis and S. George, "Fuzzy logic based online electromagnetic loss minimization of permanent magnet synchronous motor drives," 18th International Conference on ICEM 2008, pp. 1-7, 2008.
- [12] Y. Nakamura, T. Kudo, F. Ishibashi and S. Hibino, "High-efficiency drive due to power factor control of a permanent magnet synchronous motor," IEEE Trans., PE, vol. 10, pp. 247-253, 1995.
- [13] R. S. Colby and D. W. Novotny, "Efficiency-optimizing permanent-magnet synchronous motor drive," IEEE Trans., IA, vol. 24, pp. 462-469, 1988.
- [14] J. S. Ko, J. S. Choi, K. T. Park, B. S. Park and D. H. Chung, "Development of HBPI Controller for High Performance Control of IPMSM Drive", pp. 368-372, ICPE'07, 2007.
- [15] J. S. Choi, J. S. Ko, J. H. Lee and D. H. Chung, "Speed control of IPMSM drive using neural network PI controller," CEE'06, pp. 102, 2006.
- [16] J. S. Choi, J. S. Ko, J. H. Lee and D. H. Chung, "Maximum torque control of IPMSM drive with ALC-FNN controller," ICEE'06, pp. 101, 2006.
- [17] J. S. Ko, J. S. Choi, J. H. Lee and D. H. Chung, "Maximum torque control of IPMSM drive with hybrid artificial intelligent controller," Proceeding of ICMATE'06, Session B1, pp. 177-182, 2006.
- [18] H. G. Lee, S. M. Nam, J. S. Ko, J. S. Choi, J. C.

Lee and D. H. Chung, "The speed control and estimation of IPMSM using adaptive FNN and ANN," ICCAS 2005, p. 134, 2005.

저 자 소 개



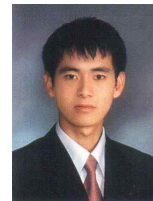
최정식 (崔正植)

2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업. 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 3월 동 대학원 전기공학과 박사과정

Tel : 061-750-3543

Fax : 061-752-9841

E-mail : cjs1108@sncu.ac.kr



고재섭 (高在涉)

2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업. 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 3월 동 대학원 전기공학과 박사과정

Tel : 061-750-3543

Fax : 061-752-9841

E-mail : kokos22@naver.com



정동화 (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

WebPage: <http://pelab.sunchon.ac.kr/~hwa777>