

Efficiency Optimization Control of IPMSM with Adaptive FLC-FNN Controller

崔正植\* · 高在涉\* · 鄭東和†  
(Jung-Sik Choi · Jae-Sub Ko · Dong-Hwa Chung)

**Abstract** - Interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) has become a popular choice in electric vehicle applications, due to their excellent power to weight ratio.

This paper proposes efficiency optimization control of IPMSM drive using adaptive fuzzy learning control fuzzy neural network(AFLC-FNN) controller.

In order to maximize the efficiency in such applications, this paper proposes the optimal control method of the armature current. 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-FNN controller. Also, this paper proposes speed control of IPMSM using AFLC-FNN and estimation of speed using ANN controller. The back propagation neural network technique is used to provide a real time adaptive estimation of the motor speed.

The proposed control algorithm is applied to IPMSM drive system controlled AFLC-FNN controller, the operating characteristics controlled by efficiency optimization control are examined in detail.

**Key Words** : IPMSM Drive, Efficiency optimization control, AFLC-FNN, FNN, ANN, Speed Estimation, Speed Control

1. 서 론

최근에 와서 PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)은 다양한 산업 드라이브에 적용되어 한층 매력을 끌고 있다. 저가격의 전력전자 소자의 이용과 전동기의 특성 개선으로 PMSM은 요구되는 적용분야가 더욱 확산되고 있다. PMSM은 직류전동기 및 유도전동기와 비교하여 고효율, 고역률 및 고토크밀도의 장점을 가지고 있다. SPMSM(Surface PMSM)은 토크리플이 작고 간단한 제어방법 때문에 고성능 드라이브의 적용분야에 많이 이용되고 있다.[1]-[2] 그러나 IPMSM(Interior PMSM)은 SPMSM에 비해 효율이 좋고 고온에서 손실이 작기 때문에 전기자동차 및 에어컨 컴프레서의 드라이브 등에 적용되고 있다.[3]-[4] 이와 같은 드라이브에서 연속적인 장시간 운전이 요구되며 전동기의 효율이 가장 중요한 성능요인 중의 하나이다. 동작효율은 제어 방법과 최적화 제어방법에 최소화할 수 있는

손실에 관계된다.[5]-[6]

전동기의 손실은 기계손, 철손 및 동손으로 구성되어 있으며 기계손은 속도에 의존하므로 제어가 불가능하며 제어 가능한 손실은 동손과 철손이다. PMSM 드라이브에서 이러한 손실을 최소화하기 위한 연구가 이루어졌다.[6]-[9] IPMSM 드라이브의 손실 최소화의 조건은 고차방정식으로 나타나므로 계산 시간이 많이 소요되고 실제치와 오차가 발생하며 전동기의 운전상태에서 실제적으로 적용하기가 어렵다.

IPMSM 드라이브를 제어하기 위하여 아직도 산업현장에서는 일반적으로 PI 제어를 많이 사용하고 있다.[10] 이는 PI 제어가 간단하게 구현될 수 있고 파라미터와 시스템의 응답설정 사이에 존재하는 관계가 명확하기 때문이다. 또한 PI 제어기는 다양한 최신 제어 알고리즘과 기법을 개발하는데 기초가 된다. PI 제어기의 고정된 이득은 어떤 동작조건 환경에서는 양호하게 수행된다. 그러나 이 제어기는 일반적으로 비선형과 불확실한 모델에 의해 복잡하고 시변이며 비선형일 경우에는 문제점이 나타난다.[11]-[12] 특히 외란, 속도 및 부하 등의 파라미터가 변동할 경우 고성능 및 강인성 제어를 실현하기 어렵다.

산업 프로세서의 적용에는 부하 외란, 파라미터 변화 및 어떤 모델의 불확실성 등에 대하여 고성능과 강인성을 발휘할 수 있는 기법이 필요하다. 이러한 문제점을 해결하기

\* 正會員 : 順天大 工大 電氣工學科 博士課程  
† 교신저자, 正會員 : 順天大 工大 電氣工學科 正教授 · 工博  
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr  
接受日字 : 2006年 12月 16日  
最終完了 : 2007年 3月 19日

위하여 적응 퍼지제어[13], 파라미터 변동을 고려한 퍼지제어[14], 새로운 퍼지제어[15] 및 적응 FNN(Fuzzy-Neural Network)[16-18] 등의 연구가 되었다. 이러한 연구들은 간접벡터에 의한 유도전동기의 드라이브 시스템에 적용하여 양호한 성능을 얻을 수 있었다. 그리고 이 연구들은 고속 및 저속의 속도변화, 부하 변동, 관성 변화 및 정·역회전 운전 등 다양한 동작에도 양호한 특성을 얻을 수 있었지만 더욱 우수한 결과를 얻기 위한 연구가 필요하다.

본 논문에서는 AFLC-FNN(Adaptive Fuzzy Learning Control-Fuzzy Neural Network)에 의한 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어를 제시한다. IPMSM의 철손과 동손을 모델링하고 이 손실을 최소화하는 동작점에서 효율을 최대화할 수 있는 방법을 제시한다. PI 제어기에서 나타나는 문제점을 해결하기 위하여 신경회로망과 퍼지제어를 혼합 적용한 FNN을 설계한다. 더욱 성능을 개선하기 위하여 AFLC를 이용하여 FNN 제어기의 파라미터를 갱신시킨다. 본 논문에서 제시한 제어기의 성능을 분석하고 그 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 PMSM의 철손저항을 고려한 d와 q축의 등가회로를 나타낸다. 철손을 고려한  $R_c$ 는 속도전압과 병렬로 연결되어 있다. 토크를 발생시키는 전류는  $i_{dm}$ 와  $i_{qm}$ 이며 이는 철손을 발생시키기 때문에 고정자전류  $i_d$ 와  $i_q$ 와는 다르다.

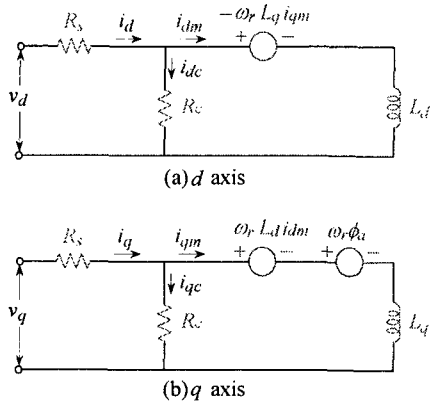


그림 1 PMSM의 철손을 고려한 등가회로  
Fig. 1 Equivalent circuit of PMSM with core loss resistance

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

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

발생토크는 전류의 성분  $i_{dm}$ 와  $i_{qm}$ 에 비례한다.

$$T_e = P_n [\phi_a i_{qm} + L_d (1-\rho) i_{dm} i_{qm}] \quad (2)$$

여기서,  $\rho$ 는 돌극계수이며  $L_q/L_d$ 이다.

3. 효율 최적화 제어

3.1 손실과 효율 계산

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

$$v_d = R_s i_d - \omega_r L_q i_{qm} \quad (3)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_r L_d i_{dm} + \omega_r \phi_a \quad (4)$$

정상상태에서 전류 식은 다음과 같다.

$$i_d = i_{dm} + i_{dc} = i_{dm} - \frac{\omega_r L_q i_{qm}}{R_c} \quad (5)$$

$$i_q = i_{qm} + i_{qc} = i_{qm} + \frac{\omega_r (\phi_a + L_d i_{dm})}{R_c} \quad (6)$$

정상상태에서 동손 및 철손은 다음과 같다.

$$P_{cu} = R_s (i_d^2 + i_q^2) \quad (7)$$

$$P_{fe} = R_c (i_{dc}^2 + i_{qc}^2) \quad (8)$$

식(5)와 (6)을 식(7)과 (8)에 대입하여 전체 손실을 구하면 다음과 같다.

$$P_{total} = P_{cu} + P_{fe} = A i_{dm}^2 + B i_{qm}^2 + C i_{dm} i_{qm} + D i_{dm} + E i_{qm} + F \quad (9)$$

여기서, 지정한 계수는 다음과 같다.

$$A = R_s + \frac{(\omega_r L_d)^2 (R_c + R_s)}{R_c^2}, \quad B = R_s + \frac{(\omega_r L_q)^2 (R_c + R_s)}{R_c^2}$$

$$C = \frac{2 \cdot R_s \omega_r L_d (1 - \rho)}{R_c}, \quad D = \frac{2 \cdot \omega_r^2 \phi_a L_d (R_s + R_c)}{R_c^2}$$

$$E = \frac{2 \cdot R_s \omega_r \phi_a}{R_c}, \quad F = \frac{(\omega_r \phi_a)^2 (R_c + R_s)}{R_c^2}$$

토크로 표현된 식(2)에서  $i_{qm}$  을 구하면 다음과 같다.

$$i_{qm} = \frac{T_c}{P_n \{ \phi_a + X i_{dm} \}} = \frac{T}{K} \quad (10)$$

여기서, 지정한 계수는 다음과 같다.

$$T = \frac{T_c}{P_n}, \quad X = L_d (1 - \rho), \quad K = \phi_a + X i_{dm} \quad (11)$$

식(10)을 식(9)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$P_{total} = A i_{dm}^2 + B \left( \frac{T}{K} \right)^2 + C i_{dm} \frac{T}{K} + D i_{dm} + E \frac{T}{K} + F$$

$$= A \left( \frac{K - \phi_a}{X} \right)^2 + B \left( \frac{T}{K} \right)^2 + \frac{CT(K - \phi_a)}{KX} + \frac{D(K - \phi_a)}{X} + \frac{ET}{K} + F \quad (12)$$

### 3.2 효율 최적화의 조건

기계적인 손실은 제어가 불가능하지만 전기적인 손실은 전류벡터 제어에 의하여 제어가 가능하다. 전기적인 손실은 최적 전류벡터 제어에 의하여 최소화할 수 있다면 효율은 최대가 된다. 따라서 손실을 최소화하는 조건은  $i_{dm}$  로 손실  $P_{total}$  을 한번 미분하여 영으로 두면 얻을 수 있다.

$$\frac{dP_{total}}{di_{dm}} = 0 \quad (13)$$

전체손실인 식(13)을 편미분하여 얻은 결과는 다음과 같다.

$$\frac{\partial P_{total}}{\partial i_{dm}} = \frac{\partial P_{total}}{\partial K} \frac{\partial K}{\partial i_{dm}}$$

$$= \frac{1}{XK^3} \{ 2AK^4 + (XD - 2A\phi_a)K^3 - 2BX^2T^2 \} = 0 \quad (14)$$

식(14)에서  $K$  를 구한 다음,  $i_{dm}$  을 구하면 다음과 같다.

$$i_{dm} = \frac{-(2A\phi_a + XD) + \sqrt{(XD - 2A\phi_a)^2 + 16ABX^2i_{qm}^2}}{4AX} \quad (15)$$

식(15)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(5)와 (6)에서 얻을 수 있다.

그림 2는 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어에 의하여 속도제어를 수행하는 블록이다. 지령속도  $\omega^*$  와 ANN에서 추종한 추정속도  $\hat{\omega}$  를 비교하여 AFLC-FNN 제어기에 의해  $i_{qm}^*$  을 얻는다. 식(15)에서  $i_{qm}$  은  $i_{qm}^*$ ,  $i_{dm}$  은  $i_{dm}^*$  로 설정하여 이용하며 효율 최적화 제어의 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(5)와 (6)을 지령치로 설정하여  $i_{qm}^*$  과  $i_{dm}^*$  를 대입하면  $i_d^*$  와  $i_q^*$  를 구할 수 있다.

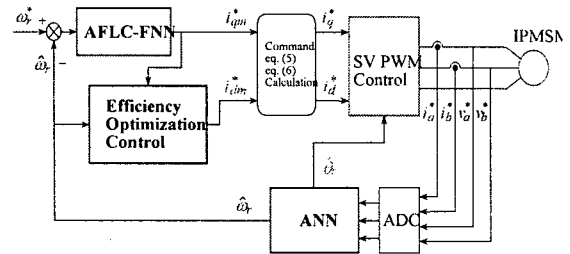


그림 2 효율 최적화 제어에 의한 속도제어  
Fig. 2 Speed control with efficiency optimization control

### 4. AFLC-FNN 제어기

IPMSM 드라이브는 과도 특성에서 다양한 속도 추정능력, 부하 및 관성 등 파라미터의 변동에도 고성능 및 강인성이 요구된다. AFLC-FNN 제어기는 FNN 제어기에 기준 모델을 설계하여 퍼지추론으로 구현할 수 있는 적응 메카니즘으로 구성한다. 그림 3은 AFLC-FNN 제어기의 구조를 나타내었다.

드라이브 시스템의 속도성능은 기준모델의 속도와 추정속도의 오차에 의해 좌우된다.

$$em(kT) = \omega_m(kT) - \hat{\omega}_r(kT) \quad (16)$$

$$cem(kT) = em(kT) - em(kT - T) \quad (17)$$

여기서 오차  $em(kT)$  는 각 시간순시에서 얻어지는 필요한 속도성능의 측정 정도이다. 성능이 만족할 경우인  $em(kT) = 0$  에서 AFLC는 FNN 제어기에서 수정할 필요가 없다. 그렇지 않으면 AFLC는 요구되는 속도성능을 얻기 위하여 FNN 제어기의 룰 베이스를 동조시켜 수정을 해야 한다.

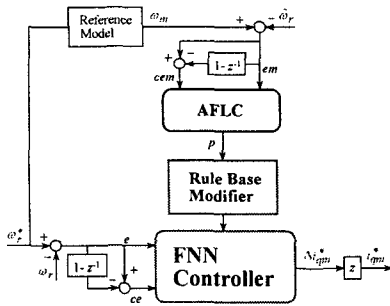


그림 3 AFLC에 의한 FNN 제어기  
Fig. 3 FNN controller with AFLC

퍼지 역모델은 오차  $em(kT)$  를 사상하여 프로세서의 입력  $p(kT)$  를 변화시키며  $em(kT)$  를 영이 되도록 강제화 시킨다. 역모델의 입력은 식(16) 및 식(17)과 같이 오차와 오차 변화분으로 정의한다. 퍼지의 수행과정은 FNN 제어기에서 사용한 방법과 유사하게 사용한다. 프로세서에서 변화  $p(kT)$  는 입력오차  $em(kT)$  에 기초하여 퍼지 역모델에 의해서 발생한다.

지식베이스의 수정자는  $p(kT)$  에 따라서 FNN 제어기의 지식베이스를 변화시킨다. 이 변화는 FNN 제어기에서 출력의 멤버십 함수의 중앙을 수정하여 구현한다.

$$C_i(kT) = C_i(kT - T) + p(kT) \quad (18)$$

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

### 5. ANN에 의한 속도 추정

ANN은 인간 두뇌의 간단한 모델에 의해 사고하는 구조로 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.

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-d_y), u(k), \dots, u(k-d_u)) \quad (19)$$

여기서  $d_u$  와  $d_y$  는 입력과 출력 벡터  $u$  와  $y$  에서 지연을 나타낸다. 이 모델의 형태는 모델이 전적으로 기지양으로 표현되기 때문에 시스템의 추정을 추구하는데 이상적이다. 그림 4는 ANN을 이용한 시스템의 추정을 나타낸

다. 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.

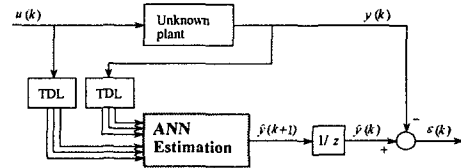


그림 4 ANN을 이용한 시스템 추정  
Fig. 4 System estimation using ANN

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

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta \hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} \{ [\hat{\phi}_q(k) - \hat{\phi}_q(k-1)] [\hat{\phi}_d(k-1)] - [\hat{\phi}_d(k) - \hat{\phi}_d(k-1)] [\hat{\phi}_q(k-1)] \} \\ &\quad - \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (20)$$

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

추정속도를 이용한 회전자 자속의 위치는 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (21)$$

### 6. 시스템의 성능결과

본 연구에서 사용한 IPMSM의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1 IPMSM의 파라미터  
Table 1 Parameter of IPMSM

극수	4
전기자 저항 $R_s$	0.55 [ $\Omega$ ]
영구자석 쇠교자속 $\phi_a$	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  $1 [N \cdot m]$  에서 속도 1800[rpm]으로 정상상태에서 운전할 경우  $i_{dm}$  의 변화에 따른 전체손실  $P_{total}$ ,

효율  $\eta$  및  $i_{qm}$ 의 변화를 나타낸다. 전기적인 손실이 최소가 되는 점에서 효율은 최대가 되는 점이 존재한다. 이러한 효율 최대점은  $i_{dm}$ 의 최적점이 명확하게 존재한다는 사실을 알 수 있다. 따라서 이  $i_{dm}$ 의 최적점을 찾아 운전하게 되면 효율 최적화 제어를 구현할 수 있다.

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 7은 부하토크 1[pu]에서 속도 변화에 따른 정상상태에서  $\omega_r, P_{cu}, P_{fe}$ 의 변화를 나타낸다. 음의  $d$ 축 전류는 양의 리터턴스 토크를 발생하게 되며 동손은 약간 작게 나타난다. 또한 음의  $d$ 축 전류는 자속을 감소시키며  $d$ 축 전기자반작용의 감자작용으로 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 정상상태에는 효율이 5-10[%] 정도로 증가한다.

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

그림 9는 AFC-FNN 제어기로 속도를 제어하며 부하토크를 1[N·m]인가한 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 10은 그림 9와 같은 조건에서  $i_{d0}$  제어하여 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 11은 그림 9와 10의 운전에 따른 손실을 비교하여 나타낸다. 그림 11(a)는 동손, 그림 11(b)는 철손, 그림 11(c)는 총 손실을 나타낸다.

그림 6.11에서 A는  $i_{d0}$  제어로 운전 한 경우이며, B는 효율 최적화 제어로 운전한 경우이다. 동손과 철손은 효율 최적화 제어를 하였을 경우 손실이 적게 나타나고 있다.

따라서 본 논문에서 제시한 IPMSM 드라이브의 효율

최적화 제어가 손실을 최소화하고 효율을 최적화하고 있음을 알 수 있다.

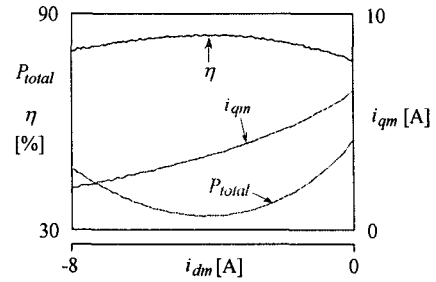


그림 5 정격 속도와 부하토크 1[N·m]에서  $i_{dm}$  함수로서 손실, 효율 및  $i_{qm}$ 의 변화

Fig. 5 Electrical loss, efficiency and  $i_{qm}$  as a function of  $i_{dm}$  at rated speed and load torque 1[N·m]

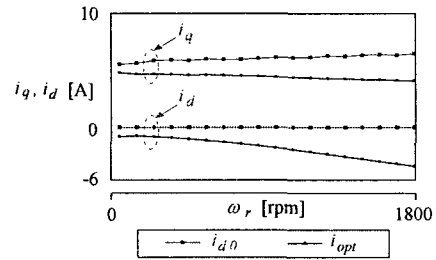


그림 6 부하토크 1[pu]에서 속도에 따른  $i_d$ 과  $i_q$ 의 변화의 비교

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

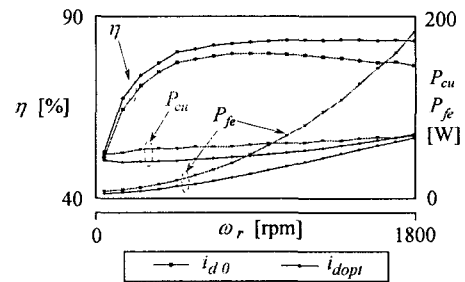


그림 7 속도 변화에 따른  $\omega_r, P_{cu}, P_{fe}$ 의 변화의 비교

Fig. 7 The comparison of  $\omega_r, P_{cu}, P_{fe}$  variation by speed

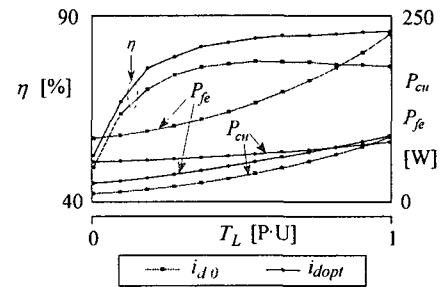


그림 8 속도 1800[rpm]에서 부하토크에 따른  $\omega_r, P_{cu}, P_{fe}$ 의 변화의 비교

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

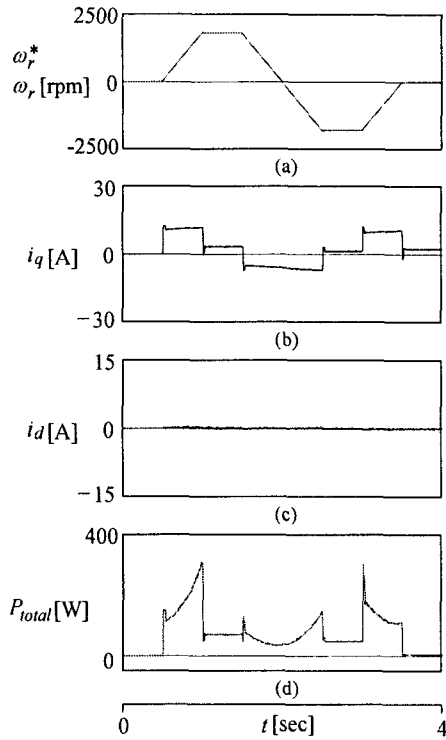


그림 9 4상한 운전의 대한 응답특성 ( $i_{d0}$  제어)  
 Fig. 9 Response characteristics with quadrant drive ( $i_{d0}$  control)

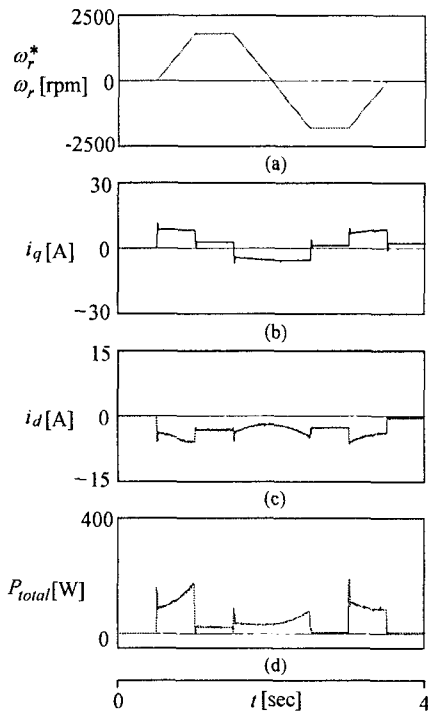


그림 10 4상한 운전의 대한 응답특성(효율최적화 제어)  
 Fig. 10 Response characteristics with quadrant drive (efficiency optimization control)

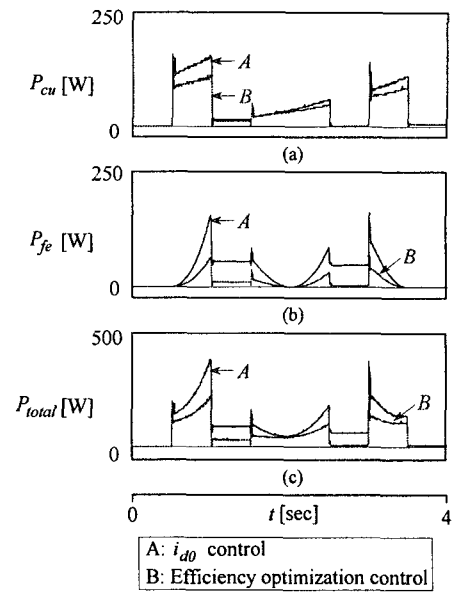


그림 11  $i_{d0}$  제어와 효율 최적 제어의 전체 손실 비교  
 Fig. 11 Total loss comparison of  $i_{d0}$  control and efficiency optimization control

그림 12는 AFC-FNN, FNN, PI 제어기의 스텝 지령속도의 변화와 부하토크 인가에 따른 속도의 변화를 나타낸다. 0.2[sec]에 스텝 지령 속도를 1800[rpm]으로 운전 하다가 0.6[sec]에서 0.8[sec] 동안 부하토크를  $4[N \cdot m]$ 로 증가하였을 경우의 응답특성이다. 그림 12(a)는 지령속도와 실제속도, 그림 12(b)는  $q$  축 고정자 전류, 그림 12(c)는  $d$  축 고정자 전류 그리고 그림 12(d)는 발생토크를 나타내고 있다.

그림 13은 그림 12을 명확하게 나타내기 위하여 과도상태부분을 나타낸다. 그림 13(a)는 그림 12의 0.38[sec]에서 0.54[sec]까지의 속도 지령에 따른 응답특성을 확대하여 나타내며, 그림 13(b)는 0.58[sec]에서 1[sec]까지의 부하토크 인가에 따른 응답특성을 나타낸다. AFC-FNN 제어기는 종래의 FNN이나 PI제어기 보다 스텝 속도지령 및 부하 변화에 대한 응답특성이 양호하게 나타남을 알 수 있다.

그림 14는 AFC-FNN 및 FNN, PI 제어기의 정·역회전 운전의 응답특성을 나타낸다. 그림 14(a)는 AFC-FNN, 그림 14(b)는 FNN, 그림 14(c)는 PI제어기의 지령속도와 실제속도, 그림 14(d)는 각각의  $q$  축 고정자 전류를 나타낸다. AFC-FNN 제어기가 정·역회전 운전에서도 FNN 및 PI제어기 보다 응답특성이 양호하게 나타난다.

그림 15는 스텝 지령을 0.2[sec]에 500[rpm], 0.6[sec]에 1800[rpm], 1.1[sec]에 1000[rpm], 1.6[sec]에 -500[rpm], 2.2[sec]에 정지로 하였을 때의 AFC-FNN 및 FNN, PI제어기의 응답특성을 나타낸다. AFC-FNN은 다양한 지령 속도의 변화에도 양호한 응답특성을 나타내고 있다.

그림 16은 ANN을 이용한 IPMSM 드라이브의 속도 추정을 나타내거 있다. 지령속도를 0.2[sec]에 1800[rpm]으로 운전 중, 0.6[sec]에서 0.8[sec]동안 부하토크를  $4[N \cdot m]$ 인가한 후 1[sec]에 -100[rpm]으로 다시 1.5[sec]에 100[rpm]으로 운전하였을 경우의 응답특성이다. 그림 16(a)는 지령속도와 실

제속도, 그림 16(b)는 지령속도와 추정속도, 그림 16(c)는 속도오차, 그림 16(d)는  $q$  축 고정자 전류를 나타낸다. 추정속도의 속도오차는 실제속도의 1% 이내로 양호한 추정 성능을 보인다.

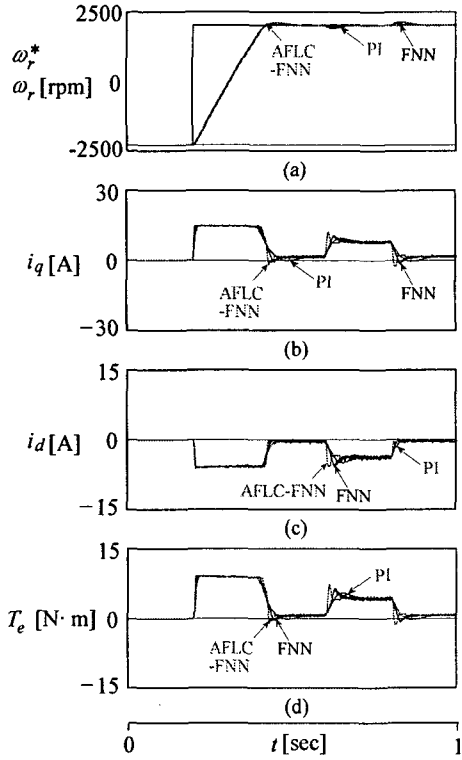


그림 12 AFCL-FNN, FNN, PI 제어기의 응답특성 비교  
 Fig. 12 The comparison of response characteristics with AFCL-FNN, FNN and PI controller

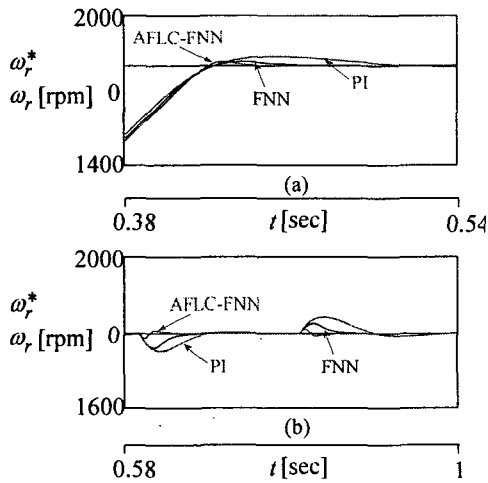


그림 13 AFCL-FNN, FNN, PI 제어기의 응답특성 비교  
 Fig. 13 The comparison of response characteristics with AFCL-FNN, FNN and PI controller

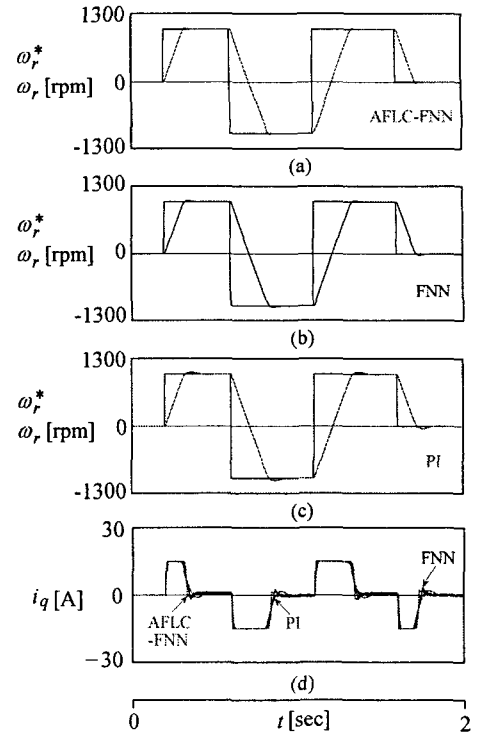


그림 14 AFCL-FNN, FNN, PI 제어기의 응답특성 비교  
 Fig. 14 The comparison of response characteristics with AFCL-FNN, FNN and PI controller

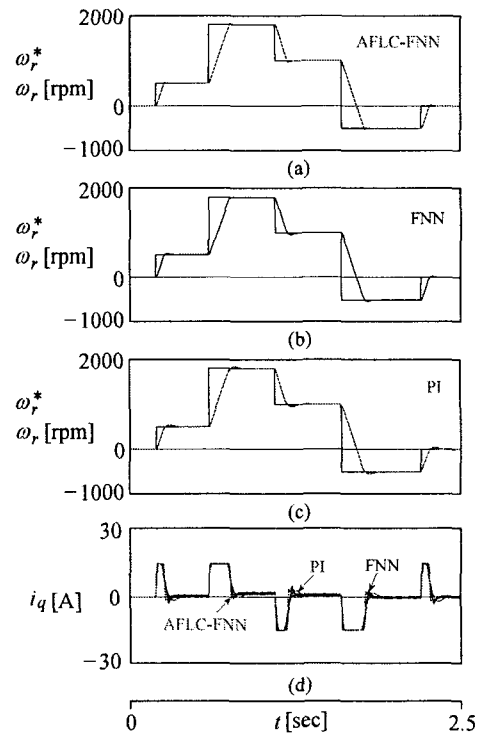


그림 15 AFCL-FNN, FNN, PI 제어기의 응답특성 비교  
 Fig. 15 The comparison of response characteristics with AFCL-FNN, FNN and PI controller

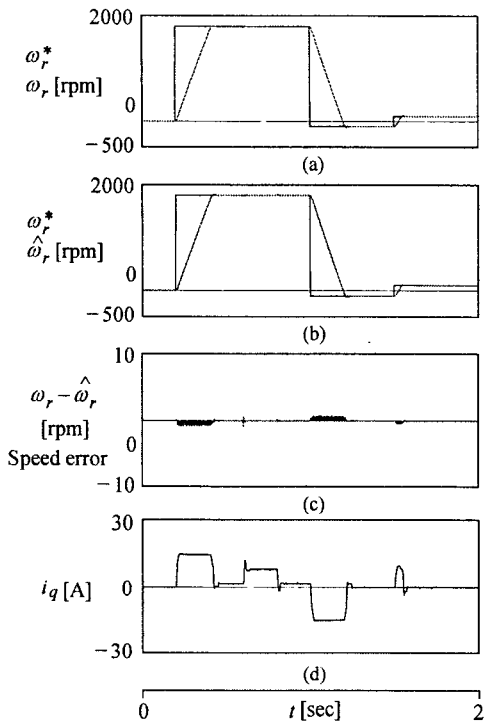


그림 16 ANN을 이용한 IPMSM의 속도 추정  
 Fig. 16 Speed estimate of IPMSM using ANN

7. 결 론

본 논문에서는 AFLC-FNN 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, AFLC-FNN을 이용하여 IPMSM의 고성능 속도를 제어하였으며 ANN을 이용하여 속도를 추정하였다.

제시한 AFLC-FNN 제어기는 종래의 PI 및 FNN 제어기보다 성능이 우수한 결과를 얻었으며 고성능 및 강인성 제어를 확인할 수 있었다. ANN을 이용하여 지령속도의 변화에 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하였다. 속도 및 토크 등 다양한 파라미터의 변동에도 AFLC-FNN 제어기의 성능이 우수한 결과로 나타났다.

본 논문에서는 제시한 AFLC-FN을 이용한 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어를 이룩할 수 있었으며 속도의 제어 및 추정에도 만족할만한 결과를 얻을 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제시한 제어 기법의 타당성을 입증할 수 있었다.

감사의 글

본 과제(결과물)는 교육인적자원부산업자원부 출연금으로 수행한 산학협력중심대학육성사업의 연구결과물입니다.

참 고 문 헌

- [1] J. Davoine, R. Parret and H. Le-Huy, "Operation of a self controlled synchronous motor without a shaft position sensor", IEEE Trans., IA, vol. 19, no. 2, pp. 217-222, 1993.
- [2] S. Bolognani, R. Oboe and M. Zigliotto, "DSP-based extended kalman filter estimation of speed and rotor position of a PM synchronous motor", IEEE Conf. IECE, pp. 2097-2102, 1994.
- [3] A. B. Kulkarni and M. Ehsani, "A novel position elimination technique for the interior permanent magnet synchronous motor drive", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, pp. 144-150, 1992.
- [4] R. Wu and G. R. Slemon, "A permanent magnet motor drive without shaft sensor", IEEE Trans. IA, vol. 27, pp. 1005-1011, 1991.
- [5] A. Kusko and D. Galler, "Control means for minimization of losses in ac and dc motor drives", IEEE Trans. IA, vol. 19, pp. 561-570, 1983.
- [6] R. S. Colby and D. W. Novotny, "Efficiency operation of surface mounted PM synchronous motors," IEEE Trans., IA, vol. 25, pp. 1048-1054, 1987.
- [7] R. S. Colby and D. W. Novotny, "Efficiency -optimizing permanent-magnet synchronous motor drive," IEEE Trans., IA, vol. 24, pp. 462-469, 1988.
- [8] B. K. Bose, "A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine", IEEE Trans., IA, vol. 24, pp. 987-997, 1988.
- [9] 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.
- [10] M. Santos and J. M. de la Cruz, "Between fuzzy PID and PID conventional controllers", NAFIPS'96, Berkley, USA, June 1996.
- [11] M. Ali Unar, D. J. Murray-Smith and S. F. Ali Shah, "Design and tuning of fixed structure PID controller - A survey", Technical Report CSC-96016, Faculty of Engineering, Glasgow University, Scotland, 1996.
- [12] Z. Ibrahim and E. Levi, "Comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high performance AC drives using experimental approach", Proc. of IEEE IAS'2000, Rome, Italy, CD-ROM paper 46-3, 2000.
- [13] J. C. Lee and D. H. Chung, "MRAC fuzzy control for high performance of induction motor drive", The Trans. of KIPE, vol. 7, no. 3, pp. 215-223, 2002.
- [14] H. G. Lee, J. C. Lee and D. H. Chung, "Design of fuzzy controller induction drive considering parameter



change”, The Trans. of KIEE, vol. 51P, no. 3, pp. 111-119, 2002.

[15] H. G. Lee, J. C. Lee and D. H. Chung, "New fuzzy controller for high performance of induction motor drive", The journal of KIIS, vol. 17, no. 4, pp. 87-93, 2002.

[16] H. G. Lee, J. C. Lee and D. H. Chung, "Adaptive FNN controller for speed control of IPMSM drive", The Trans. of KIEE, vol. 41-SC, no. 3, pp. 39-46, 2004.

[17] J. C. Lee, H. G. Lee, Y. S. Lee and S. M. Nam, D. H. Chung, "Speed estimation and control of induction motor drive using hybrid intelligent control", International Conference ICPE'04, no. 3, pp. 181-185, 2004.

[18] J. C. Lee, H. G. Lee and S. M. Nam, D. H. Chung, "Speed control of induction motor drive using adaptive FNN controller", International Conference ICEMS'04, Conference no. PI-5(430-M09-052), 2004. [CD no. 2]



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 순천대

학교 정보통신공학부 교수. 2006년 10월 순천대학교 정보전산원장

Tel : 061-750-3543

Fax : 061-752-9841

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

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

저 자 소 개



최 정 식 (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 : 1108cjs@daum.net



고 재 섭 (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