

AIPI에 의한 SynRM 드라이브의 최대토크 제어

(Maximum Torque Control of SynRM Drive with AIPI)

고재섭* · 최정식 · 정동화

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

요 약

본 논문은 AIPI 및 ANN에 의한 SynRM 드라이브의 최대토크 제어를 제시한다. 본 논문은 인버터의 정격 전압과 전류의 한계 조건을 고려하여 전 속도영역에서 최대토크제어를 제시한다. 속도에 따라 각 제어 모드에서 최대토크를 발생하기 위한 최적의 전류값을 계산하고, 계산된 최적전류를 이용하여 최대토크 제어를 수행한다. 제시된 최대토크 제어 알고리즘은 AIPI와 ANN 제어기와 함께 SynRM 드라이브에 적용하여 동작특성을 분석하고 그 타당성을 제시한다.

Abstract

This paper proposes maximum torque control of SynRM drive using artificial intelligent(AI)PI and artificial neural network(ANN). The control method is applicable over the entire speed range and considered the limits of the inverter's current and voltage rated value. For each control mode, a condition that determines the optimal axis current for maximum torque operation is derived. The proposed control algorithm is applied to SynRM drive system controlled AIPI and ANN controller and the operating characteristics controlled by maximum torque control are examined in detail.

Key Words : SynRM Drive, AIPI Controller, ANN, MTPA

1. 서 론

최근, 전 세계적으로 유가가 대폭적으로 상승하고 대기오염으로 인한 환경문제에 대한 인식이 높아짐에 따라 에너지 절약에 관한 인식이 매우 높아지고 있다.

* 주저자 : 순천대학교 전기제어공학과
Tel : 061-750-3540, Fax : 061-752-1103
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr
접수일자 : 2009년 12월 15일
1차심사 : 2009년 12월 21일
심사완료 : 2010년 1월 11일

에너지 절약은 전동기 드라이브 시스템에서도 매우 중요한 이슈이다. 특히, SynRM(Synchronous Reluctance Motor)은 일반적으로 타 AC 전동기에 비해 효율이 낮다. SynRM은 간단하고 강인한 구조 때문에 고속 동작에 적합한 기기로 매우 많은 관심을 받았다. SynRM은 냉장고, 에어컨 등의 가전용에서 공작기계, 펌프, 전기자동차 등 산업용에 이르기까지 핵심 전력 전자기기로 응용되고 있다.

SynRM의 벡터제어에서 고정자 전류의 d 와 q 축

성분은 상호 독립적인 변수이며, 어떤 속도에 대한 특정 토크는 d 와 q 축의 전류성분의 다양한 합성으로 얻을 수 있다[1-5]. 벡터제어를 이용하여 SynRM의 토크응답을 개선시킬 수 있으나 상대적으로 높은 내부 인덕턴스 때문에 전류응답은 제한을 받는다. 따라서 인버터의 정격전압은 고속 토크응답을 위하여 증가시켜야 한다. SynRM의 벡터제어 알고리즘은 최대토크, MTPA(Maximum Torque per Ampere), 고효율과 역률에서 최적 동작을 얻기 위하여 수정해야 한다[6-8]. 벡터제어 SynRM 드라이브는 고속 운전을 위한 약계자 제어가 필수적이며 회전자 속도를 증가시켜 자속전류를 감소시키면 자속을 쉽게 약화시킬 수 있다[9]. 전동기에 의해 발생한 최대토크는 허용 가능한 인버터의 전류정격 및 최대전압에 의존한다[10]. 따라서 전압과 전류 제한을 고려하여 전 속도 영역에서 MTPA가 가능한 제어기법을 사용할 필요가 있다.

최근 퍼지제어, 신경회로망 및 유전자 알고리즘 등을 이용한 인공지능제어는 전력전자 시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 중요한 기법으로 인식되고 있다. 이러한 기법들은 적응제어 기법과 상호 혼합하여 적응 인공지능제어기를 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 SynRM 드라이브에서도 진가를 유감없이 발휘될 전망이다[11-15].

본 논문에서는 고성능 및 강인성 제어를 하기 위하여 ALM(Adaptive Learning Mechanism)과 FNN(Fuzzy Neural Network)에 의해 PI 제어기의 이득값을 조절하는 AIPI(Artificial Intelligent PI) 제어기 및 ANN(Artificial Neural Network)를 설계한다. 이 제어기를 이용하여 제한 전압과 전류조건을 고려하여 전 운전영역에서 최대토크 동작이 가능한 SynRM 드라이브를 위한 최대토크 제어를 제시한다. 정격속도 이하에서는 일정 토크영역으로 운전하고 정격속도 이상에서는 모드를 전이하여 일정 출력영역으로 운전한다. 일정 출력영역인 약계자 동작의 전이는 전압과 전

류 제한에서 자속 레벨을 조절한다. 본 논문에서 제시한 제어 알고리즘의 응답성능을 구하고 그 결과를 제시한다.

2. SynRM의 모델링

SynRM의 이상적인 등가회로는 그림 1과 같다.

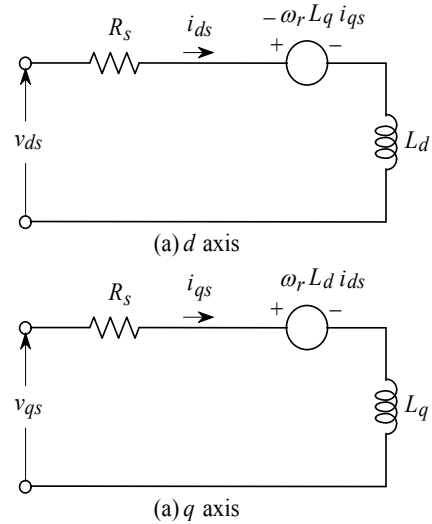


그림 1. SynRM의 등가회로
Fig. 1. Equivalent circuit of SynRM

이 등가회로에 의한 전압방정식은 다음과 같다.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \frac{d}{dt} i_{ds} - \omega_r L_q i_{qs} \tag{1}$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{d}{dt} i_{qs} + \omega_r L_d i_{ds} \tag{2}$$

이를 행렬을 사용하여 상태방정식 형태로 표시하면 다음 식과 같다.

$$P \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega_r L_q}{L_d} \\ -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{\omega_r L_d}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \tag{3}$$

철손을 고려하지 않은 SynRM의 토크는 다음과 같다.

API에 의한 SynRM 드라이브의 최대토크 제어

$$T_e = \frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}$$

$$= \frac{3P}{2} L_d (1 - L_q/L_d) i_{ds} i_{qs} \quad (4)$$

토크를 기계적 부하토크와 관계된 식으로 표현하면 다음 식과 같다.

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \quad (5)$$

식 (4)에서 T_e 는 L_d/L_q 항에 비례한다. 여기서 돌극비 $\xi = L_d/L_q$ 는 토크의 크기를 결정하는 중요한 요소이다.

3. 최대토크 제어

3.1 모드별 운전상태

그림 2는 전동기가 정방향으로 운전될 경우 토크-속도 곡선을 나타낸다.

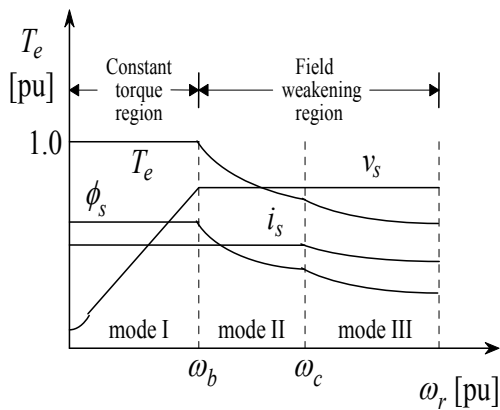


그림 2. 정방향 전동기 동작에서 토크-속도 곡선
Fig. 2. Torque-speed curve in forward motoring

정방향 전동기의 운전영역을 일정 토크영역(CTR: Constant Torque Region)과 약계자 영역(FWR: Field Weakening Region)으로 분류한다. CTR는 모드 I 구간으로 PWM으로 운전하고 고정자 자속과 전류도 일정하며 전압만 변화한다. FWR는 모드 구간이

두 영역으로 구분되며 모드 II는 일정 출력영역이며 전압과 전류가 일정하고 토크와 자속은 감소한다. 모드 III는 전압만 제한되는 영역이며 전압만 일정하고 고정자 전류, 토크와 자속은 감소한다.

그림 3은 전류와 전압 한계조건에서 전류궤적을 $i_{ds} - i_{qs}$ 평면에 나타내고 있다.

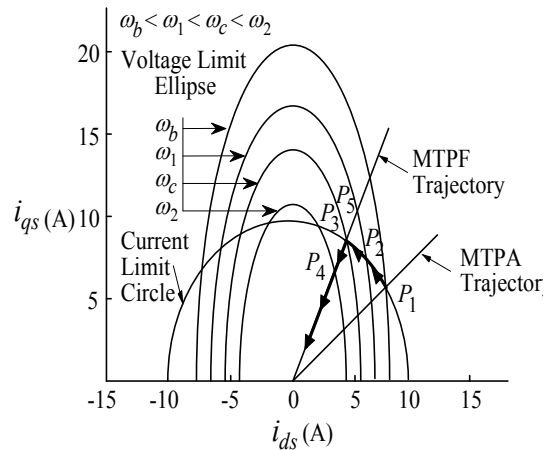


그림 3. $i_{ds} - i_{qs}$ 평면에서 전류궤적

Fig. 3. Current locus in $i_{ds} - i_{qs}$ plane

모드 I : 일정 최대 토크에 의한 전류제한 영역 ($\omega_r < \omega_b$)

최대 토크를 위한 최적 전류각과 전류제한에서 동작하는 최대토크를 발생하는 저속영역이다. 이는 $i_{ds} - i_{qs}$ 평면의 일정 토크궤적에서는 P_1 점과 일치하며 토크궤적은 일정 전류원과 접하게 된다. 전압제한은 모드 I에서 최고의 속도로 정의한다. 이 영역에서는 MTPA(Maximum Torque per Ampere) 제어를 수행한다.

모드 II : 전류와 전압의 제한영역($\omega_b < \omega_r < \omega_c$)

전동기는 P_1 점에서 P_3 점까지 일정 전류원을 따라 동작한다. 이 영역에서는 일정 전압타원의 크기가 감소하므로 속도는 증가하게 된다.

모드 III : 전압제한 영역($\omega_c < \omega_r$)

속도를 더욱 증가시키면 전류가 감소하게 되고 이 경우에 전류제한에 있는 전류를 발생시키기 위하여

일정 전압이 불충분하다. 전동기는 일정 토크궤적이 일정 전압타원에 접해 있는 최적조건에서 동작한다. 즉, 토크는 P_3 점 이상의 속도에 대한 각 값에서 최대가 된다.

3.2 일정 토크영역(CTR)에서 운전

기저속도 이하에서 전동기의 토크는 주로 최대 인버터 전류에 의해 제한된다. 주어진 전류레벨에서 출력 토크를 최대화하는 방법이 중요하다. 전압과 전류의 제한에 도달하지 않을 경우에도 인버터와 전동기의 손실이 최소가 되는 점에서 요구되는 출력토크를 얻기 위하여 d 와 q 축 전류의 조합을 적절하게 선정하여 기준전류를 발생시켜야 한다.

CTR는 그림 2에서 모드 I에 해당하며 속도는 영에서 인버터의 이용 가능한 최대 출력전압으로 정의된 기저속도까지 확장한다.

전압과 전류의 조건을 고려하여 전기자 전류 I_a 및 단자전압 V_a 는 다음과 같이 제한한다.

$$I_a = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \leq I_{am} \quad (6)$$

$$V_a = \sqrt{v_{ds}^2 + v_{qs}^2} \leq V_{am} \quad (7)$$

최대 전류 I_{am} 은 제한된 짧은 시간 동작에서 최대로 이용 가능한 인버터 전류 또는 연속동작에서 연속 전기자 전류의 정격을 나타낸다. 최대전압 V_{am} 은 DC 링크전압에 의존한 이용 가능한 인버터의 최대 출력전압을 나타낸다.

모드 I의 동작점에서 MTPA에 도달하기 위하여 다음 조건을 만족해야 한다.

$$\frac{\partial \left(\frac{T_e}{I_a} \right)}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (8)$$

고정자 전류 I_a 가 일정하면 식 (8)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (9)$$

식 (3)에서 구한 i_{qs} 를 식 (4)에 대입하면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_{ds} \sqrt{I_a^2 - i_{ds}^2} \quad (10)$$

식 (9)와 (10)을 이용하여 다음 식을 얻는다.

$$i_{ds} = i_{qs} = \frac{I_a}{\sqrt{2}} \quad (11)$$

최대 토크는 전류조건을 고려할 때 발생하며 MTPA 점은 그림 3에서 점 P_1 이다. 식 (6)과 (11)에서 모드 I에서 전류는 다음 식과 같다.

$$i_{ds1} = i_{qs1} = \frac{I_{am}}{\sqrt{2}} \quad (12)$$

3.3 약계자 영역(FWR)에서 운전

최대 설정토크에서 전동기를 가속할 경우 기저속도 근방에서는 SV PWM 인버터에 의해 공급되지 않는 요구 전압에 도달한다. 인버터에서 전동기에 공급되는 최대전압 V_{am} 은 DC 링크전압과 PWM 방식에 의해 제한된다. 전압 공간벡터에 기초한 PWM 방식을 사용하며 V_{am} 은 $V_{dc} / \sqrt{3}$ 을 사용한다. 전압제한을 방지하기 위하여 요구전압의 크기를 제한치 내에서 동작하도록 하고 기준전류의 발생은 d 축 전류를 감소시켜야 한다.

3.3.1 전압과 전류 한계영역($\omega_b < \omega_r < \omega_c$)

그림 3에서 이 영역은 모드 II에 해당하며 점 P_1 에서 점 P_3 까지 일정 전류원을 따라 동작한다. 제어 알고리즘을 간단하게 하기 위하여 정상상태에서 전압조건은 식 (7) 대신에 다음 식으로 정의한다.

$$(\omega_r L_d i_{ds})^2 + (\omega_r L_q i_{qs})^2 \leq V_{om}^2 \quad (13)$$

여기서,

$$V_{0m} = V_{am} - RI_{am} \quad (14)$$

그림 3에서 식 (13)의 임계조건 $V_a = V_{am}$ 은 $i_d - i_q$ 평면에서 전압 한계타원으로 주어진다. 전압 한계타원은 속도가 증가하면 작아지므로 T_{max} 를 발생하는 전류 벡터는 기저속도 ω_b 이상의 전압조건을 만족할 수 없다. 전기자 전류의 d 와 q 축 성분은 FWR에서 V_a 를 V_{am} 과 같게 유지하기 위하여 다양한 방법을 사용하여 제어할 수 있다.

MTPF(Maximum Torque per Flux) 궤적과 같은 전압 한계타원의 교차점인 그림 3에서 점 P_5 은 ($\omega_b < \omega_r < \omega_c$) 속도범위에서 존재하지만 전류 한계원의 밖이다. 식 (6)의 전류조건을 만족하지 못한다. 임계속도 ω_c 에서 전류의 한계와 MTPF 궤적의 교차점을 통과하는 전압 한계타원은 그림 3에서 점 P_3 와 일치시켜야 한다. 식 (6)의 전류조건을 이용하여 ω_b 와 ω_c 사이에 주어진 속도에서 최대토크를 발생하는 전류벡터는 전류 한계원과 전압 한계타원의 교차점에 의해 얻어지며 그림 3에서 점 P_2 이다. d 와 q 축 전류는 식 (6)과 (13)에서 유도한다.

$$i_{ds2} = \sqrt{\frac{\frac{V_{0m}^2}{\omega_r^2} - (L_q I_{am})^2}{(L_d^2 - L_q^2)}} \quad (15)$$

$$i_{qs2} = \sqrt{I_{am}^2 - i_{ds2}^2} \quad (16)$$

3.3.2 전압제한 영역($\omega_c < \omega_r$)

이 영역은 모드 III에 해당하며 전압과 전류의 두 조건을 고려해야 한다. 두 조건을 만족하기 위하여 지령 전류벡터는 주어진 동작 속도를 위하여 전류 한계원과 전압 한계타원의 공통영역 내에 존재해야 한다. 이러한 조건을 충족시킬 수 있는 다양한 조합이 존재한다. 이 중에서 i_{ds} 와 i_{qs} 는 출력토크를 최대화하는 최적이어야 한다.

FWR에서 정상상태 전압은 고정자 자속과 회전속도에 비례한다.

$$V_{\infty} P \omega_r \times |\phi_s| \quad (17)$$

따라서 주어진 속도와 전압 한계를 위하여 고정자 자속을 위한 어떤 값이어야 한다. 여기서 최대토크의 능력은 MTPF를 사용하여 얻을 수 있다. 동작점에서 MTPF에 도달하기 위하여 다음 식을 만족한다.

$$\frac{\partial \left(\frac{T_e}{|\phi_s|} \right)}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (18)$$

고정자 자속 $|\phi_s|$ 가 일정하다고 가정하면 식 (18)은 다음과 같다.

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_{ds}} = 0 \quad (19)$$

고정자 자속은 다음과 같다.

$$|\phi_s| = \sqrt{(L_d i_{ds})^2 + (L_q i_{qs})^2} \quad (20)$$

식 (20)에서 i_{qs} 를 구하여 식 (4)에 대입하면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{(L_d - L_q)}{L_q} i_{ds} \sqrt{|\phi_s|^2 - (L_d i_{ds})^2} \quad (21)$$

식 (19)와 (21)을 적용하면 다음 식을 얻는다.

$$i_{ds} = \frac{|\phi_s|}{\sqrt{2} L_d} \quad (22)$$

이와 유사한 방법으로 다음 식을 얻는다.

$$i_{qs} = \frac{|\phi_s|}{\sqrt{2}L_q} \quad (23)$$

전기자 전류의 d 와 q 축 성분은 FWR에서 V_a 가 V_{am} 과 같게 유지하기 위하여 제어한다. 주어진 속도에서 최대토크를 발생하는 전류벡터는 MTPA와 전압 한계타원의 교차점에 의해 주어지며 그림 3에서 점 P_4 이다. i_{ds} 와 i_{qs} 의 관계는 식 (13)과 $V_a = V_{am}$ 에 의해 얻는다.

$$i_{ds3} = \frac{V_{om}}{\sqrt{2}\omega_r L_d} \quad (24)$$

$$i_{qs3} = \frac{V_{om}}{\sqrt{2}\omega_r L_q} \quad (25)$$

모드 I은 식 (12), 모드 II는 식 (15)와 (16) 그리고 모드 III는 식 (24)와 (25)를 사용하여 제어한다.

4. AIFI 제어기

그림 4는 FNN의 구성을 나타내며 여기서 두 개의 입력변수는 오차 e 와 오차의 변화분 ce 이고 출력변수는 Δk_p , Δk_i 이다.

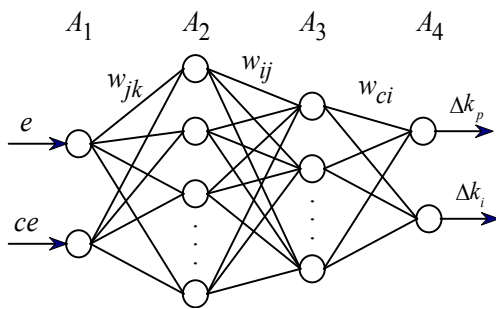


그림 4. FNN의 구성
Fig. 4. The construction of FNN

그림 4에서 신경회로망의 구조는 2개의 입력층(A_1), 12, 10개의 은닉층(A_2, A_3), 2개의 출력층(A_4)으로 구성되며 A_1 층에서 A_3 층 사이에 신경회로망은 퍼지룰의

조건부의 구현을 나타낸다. 조건부의 멤버쉽 함수를 효과적으로 설계하기 위하여 신경회로망의 구조를 간단하게 하고 수렴속도를 개선하기 위하여 클러스터링 방법을 적용한다. 표 1과 2는 퍼지제어 룰베이스를 나타낸다.

오차함수를 정의한 후, 오차를 최소화하기 위하여 다음 단계는 오차 역전파 알고리즘에 의해 A_1 층과 A_3 층 사이에 가중치 W_{jk} 와 W_{ij} 를 조절한다. 가중치 조절을 통하여 신경회로망은 클러스터 된 퍼지룰의 조건부를 완전하게 구현할 수 있다.

표 1. 이득 k_i 를 경신하기 위한 룰 베이스

Table 1. Rule base to update gain k_i

| $e\omega_r$ $ce\omega_r$ | NL | NM | NS | ZE | PS | PM | PL |
|-----------------------------|----|----|----|----|----|----|----|
| NL | ZE | NS | NM | NL | NM | NS | ZE |
| NM | PS | ZE | NS | NM | NS | ZE | PS |
| NS | PM | PS | ZE | NS | ZE | PS | PM |
| ZE | PL | PM | PS | ZE | PS | PM | PL |
| PS | PM | PS | ZE | NS | ZE | PS | PM |
| PM | PS | ZE | NS | NM | NS | ZE | PS |
| PL | ZE | NS | NM | NL | NM | NS | ZE |

표 2. 이득 k_p 를 경신하기 위한 룰 베이스

Table 2. Rule base to update gain k_p

| $e\omega_r$ $ce\omega_r$ | 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 |

학습과정 동안 진동을 피하고 수렴속도를 개선하기 위하여 다음과 같은 모멘텀(momentum) 항으로 새로운 조절을 수행한다.

$$E_e^* = \frac{1}{2} \sum (\omega_r^* - \omega_r)^2 \quad (26)$$

$$E_{ce}^* = \frac{1}{2} \sum \{e(k) - e(k-1)\}^2 \quad (27)$$

$$W_{ij}(t+1) = W_{ij}(t) + \Delta W_{ij} + \alpha[W_{ij}(t) - W_{ij}(t-1)] \quad (28)$$

$$W_{jk}(t+1) = W_{jk}(t) + \Delta W_{jk} + \alpha[W_{jk}(t) - W_{jk}(t-1)] \quad (29)$$

$$W_{ci}(t+1) = W_{ci}(t) + \Delta W_{ci} + \alpha[W_{ci}(t) - W_{ci}(t-1)] \quad (30)$$

그림 4에서 A_3 층과 A_4 층 사이의 신경회로망은 퍼지 룰의 후반부의 구현을 나타낸다. 학습 동안 가중치 W_{ci} 는 오차 함수를 최소화하기 위하여 조절한다.

일반적인 델타룰을 사용하여 가중치 W_{ci} 의 변화 ΔW_{ci} 는 오차함수를 최소화할 수 있고 퍼지룰의 후반부를 재 정의하여 다음 식을 결정한다.

$$\Delta W_{ci} = -\eta \frac{\partial E^*}{\partial W_{ci}} = -\eta \delta_c O_i \quad (31)$$

$$W_{ci}(t+1) = W_{ci}(t) + \Delta W_{ci} + \alpha[W_{ci}(t) - W_{ci}(t-1)] \quad (32)$$

여기서 δ_c 는 퍼지와 신경회로망의 출력에서 오차신호이며, $\eta = 0.37$, $\alpha = 0.35$ 이다.

그림 5는 ALM과 FNN을 혼합 적용한 AIPI 제어기의 블록도를 나타낸다.

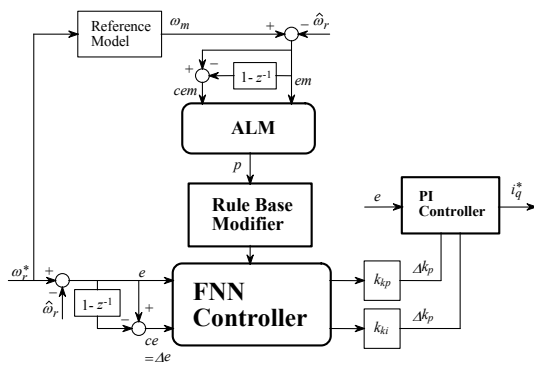


그림 5. AIPI 제어기
Fig. 5. AIPI Controller

학습 메카니즘의 설계는 시스템 응답의 각 동적 측면이 룰 그룹에 의해 주로 영향을 받는다는 사실에 기초하여 설정한다. 바로 평가되는 설정 룰에서 후반부의 변화는 시스템의 상승시간, 오버슈트, 정상상태 및 과도상태의 오차 등에 영향을 준다. 따라서 FNN 제어기에 학습 메카니즘을 적용하여 룰 베이스의 규칙을 수정한다. 학습 메카니즘은 퍼지 역모델 및 지식베이스 수정자를 포함한다. 드라이브 시스템의 속도성능은 기준모델의 속도와 추정속도의 오차에 의해 좌우된다.

$$em(kT) = \omega_m(kT) - \hat{\omega}_r(kT) \quad (33)$$

$$cem(kT) = em(kT) - em(kT - T) \quad (34)$$

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

퍼지 역모델은 오차 $em(kT)$ 를 사상하여 프로세서의 입력 $p(kT)$ 를 변화시키며 $em(kT)$ 를 영이 되도록 강제화 시킨다. 역모델의 입력은 식 (12)와 식 (13)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 구현하며 수정하는 식은 다음과 같다.

$$C_i(kT) = C_i(kT - T) + p(kT) \quad (35)$$

여기서 첨자 i 는 역모델에 의해 동작하는 i 번째 멤버십 함수를 나타낸다. 여기서 각 부분 변화는 각 시간에서 이루어진다. 이 방법에서 FNN 제어기는 요구되는 Δk_p , Δk_i 를 발생하기 위하여 강제화

시킨다. 이는 기준모델을 추종하도록 전동기를 제어한다.

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

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta\hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} \left\{ \hat{\phi}_q(k) - \hat{\phi}_q(k-1) \right\} \left[\hat{\phi}_d(k-1) \right] \\ &\quad - \left[\hat{\phi}_d(k) - \hat{\phi}_d(k-1) \right] \left[\hat{\phi}_q(k-1) \right] - \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (36)$$

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.

$$\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (37)$$

그림 6은 본 논문에서 제시한 SynRM의 최대토크 제어 시스템을 나타낸다. 속도제어에서는 AIPI 제어기를 이용하고 MTPA와 제한조건을 이용하여 지령 i_{ds} 와 i_{qs} 를 구한다. 전류제어에서는 MFC를 이용하고 속도의 추정을 위하여 ANN을 이용한다.

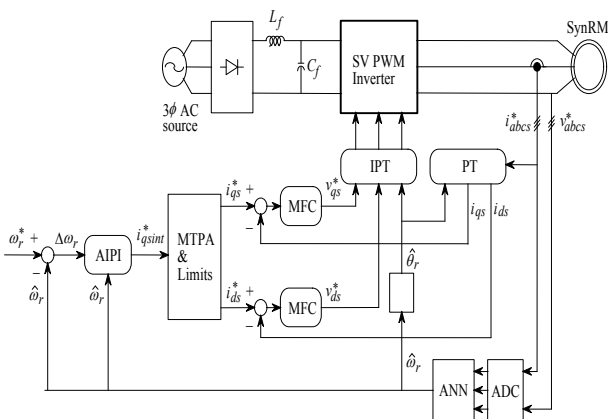


그림 6. SynRM의 최대토크 제어 시스템
Fig. 6. Maximum torque control system of SynRM

5. 시스템의 성능결과

본 논문에서 사용한 SynRM의 파라미터는 표 3과 같으며 샘플링 시간은 10[μsec]로 하였다.

그림 7은 0.1[sec]에 1,800[rpm]으로 운전중 0.4[sec]~0.7[sec] 사이에 부하토크를 5[N.m]인가하고 0.8[sec]에 1,000[rpm]으로 운전하였을 때 응답특성을 나타낸다. 그림 8은 그림 7을 명확하게 해석하기 위하여 확대한 그림을 나타낸다. 그림 8 (a)는 속도상승부분, 그림 8 (b)는 부하변화부분, 그림 8 (c)는 속도하강부분을 나타낸다. 본 논문에서 제시한 AIPI 제어기는 종래의 PI 제어기에 비하여 오버슈트가 작고 상승시간 및 안정화 시간이 빠르게 나타난다.

표 3. SynRM의 파라미터
Table 3. Parameter of SynRM

| | |
|------------------|---------------------------|
| 정격 용량 | 3.75[kW] |
| 정격 전압 | 250[V] |
| 정격 토크 | 19.8[N·m] |
| 정격 주파수 | 60[Hz] |
| 극 수 | 4 |
| 고정자 저항 R_s | 0.238[Ω] |
| d 축 인덕턴스 L_d | 43[mH] |
| q 축 인덕턴스 L_q | 3.5[mH] |
| 관성계수 J_n | 0.026[kg·m ²] |

그림 9는 정·역 운전에 대한 응답특성을 나타낸다. 그림 9 (a)는 지령속도와 추정속도, 그림 9 (b)는 q 축 전류, 그림 9 (c)는 d 축 전류, 그림 9 (d)는 발생토크를 나타낸다. 본 논문에서 제시한 AIPI 제어기가 종래의 PI 제어기에 비하여 더욱 우수한 응답특성을 나타낸다. 그림 10은 ANN에 의한 속도추정 응답특성을 나타낸다. 그림 10 (a)는 지령속도와 실제속도, 그림 10 (b)는 지령속도와 추정속도, 그림 10 (c)는 발생토크, 그림 10 (d)는 추정오차를 나타낸다. 그림 10 (d)의 추정오차가 1[%] 이내로 매우 양호하게 추정하고 있다.

AIPI에 의한 SynRM 드라이브의 최대토크 제어

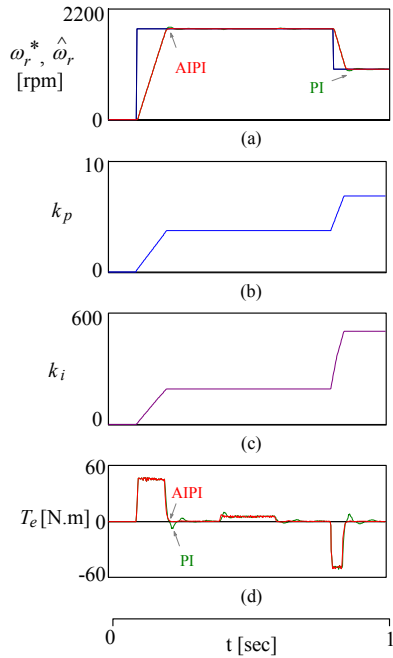


그림 7. PI 및 AIPI 제어기의 응답특성 비교
 Fig. 7. The comparison of response characteristics with PI and AIPI Controller

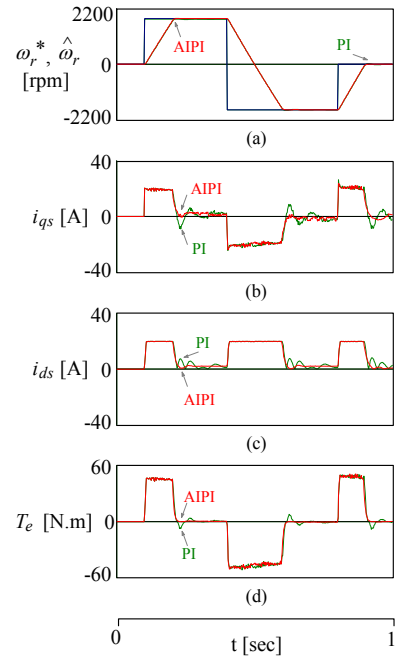


그림 9. 정역 운전에 대한 응답특성 비교
 Fig. 9. The comparison of response characteristics with forward and reverse operation

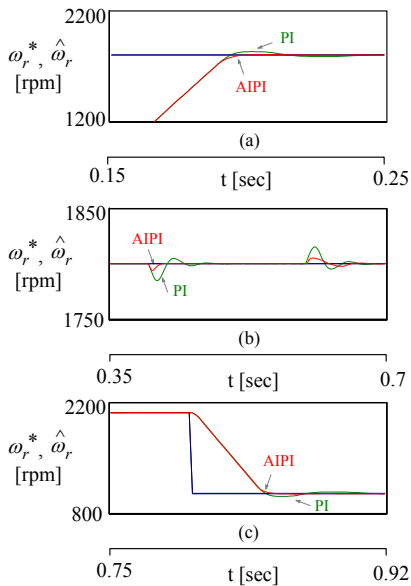


그림 8. PI 및 AIPI 제어기의 응답특성 비교
 [그림 7 확대]
 Fig. 8. The comparison of response characteristics with PI and AIPI Controller

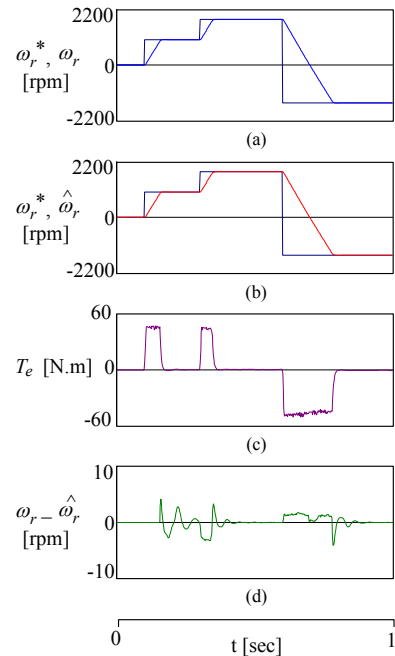


그림 10. 속도추정에 대한 응답특성
 Fig. 10. Speed response characteristic with speed estimation

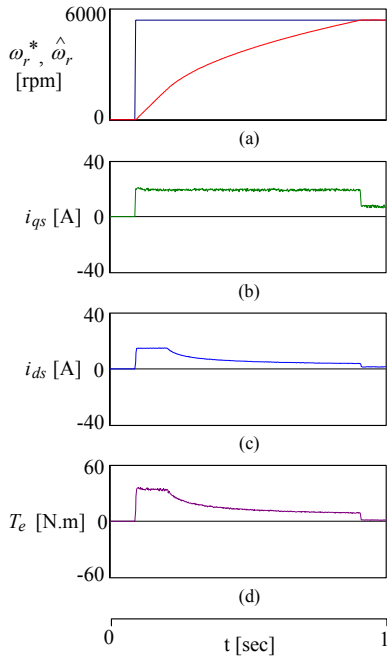


그림 11. 스텝지령속도에 대한 최대토크 응답특성 비교(IRS)
 Fig. 11. The comparison of maximum torque response characteristics with step command speed(IRS)

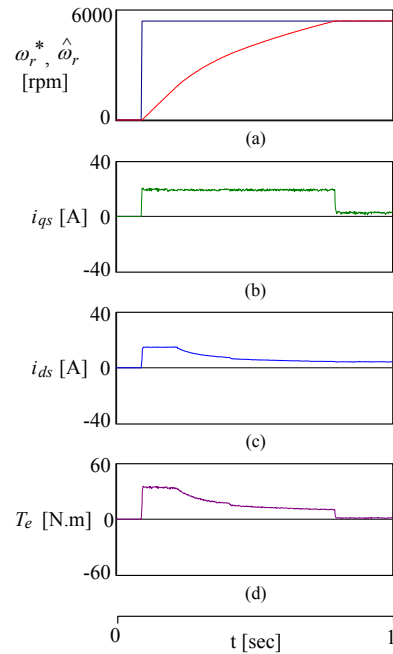


그림 12. 스텝지령속도에 대한 최대토크 응답특성 비교(MTPA)
 Fig. 12. The comparison of maximum torque response characteristics with step command speed(MTPA)

그림 11, 12는 스텝지령속도에 대한 최대토크 제어의 응답특성을 나타낸다. 그림 11은 종래의 IRS를 이용한 응답특성을 나타내고, 그림 12는 본 논문에서 제시한 최대토크 제어를 이용한 응답특성을 나타낸다. 그림 (a)는 지령속도와 추정속도, 그림 (b)는 q 축전류, 그림 (c)는 d 축전류, 그림 (d)는 발생토크를 나타낸다. 본 논문에서 제시한 최대토크 제어가 종래의 IRS 방법에 비하여 토크가 크게 발생하여 속도가 빠르게 상승하고 있다.

그림 13, 14는 지령속도를 1,800[rpm], 3,600[rpm], 5,400[rpm]으로 변화시켰을 경우의 최대토크 응답특성을 나타낸다. 모드 I을 나타내는 1,800[rpm] 이하 구간에서는 종래의 IRS 방법과 본 논문에서 제시한 최대토크 제어의 응답특성이 유사하게 나타나지만 모드 II, III를 나타내는 1,800[rpm] 이상 구간에서는 본 논문에서 제시한 최대토크 제어의 토크가 크게 발생하여 속도가 빠르게 상승하고 있어 최대토크 제어가 이루어지고 있다.

그림 15는 속도에 대한 IRS의 응답 특성을 나타

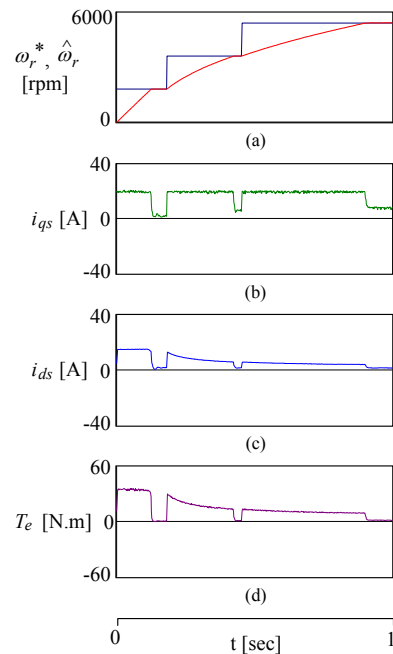


그림 13. 지령속도 변화에 대한 최대토크 응답특성 비교(IRS)
 Fig. 13. The comparison of maximum torque response characteristics with command speed variation(IRS)

낸다. 그림 15 (a)는 토크와 전력, 그림 15 (b)는 전체 전압과 전류, 자속의 변화를 나타낸다. 일정 출력영역에서 전력은 일정하게 유지되고 속도가 증가하면 역기전력의 증가하므로 전력이 감소되며 토크와 자속은 감소된다. 전체 전류는 일정하

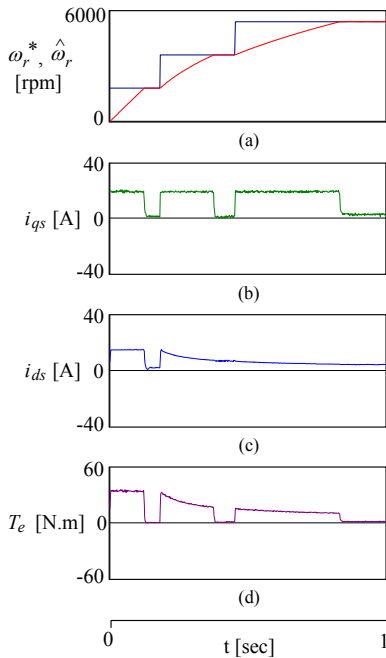


그림 14. 지령속도 변화에 대한 최대토크 응답특성 비교 (MTPA)

Fig. 14. The comparison of maximum torque response characteristics with command speed variation(MTPA)

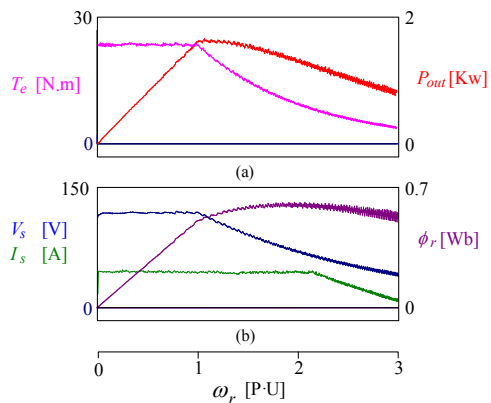


그림 15. 속도에 대한 IRS의 응답특성
Fig. 15. Response characteristics of IRS with speed torque changing

지만 속도가 증가하면 감소되고 전압은 일정하게 유지된다.

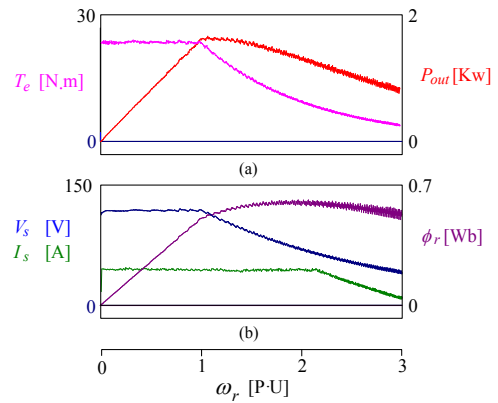


그림 16. 최대토크 제어의 응답특성
Fig. 16. Response characteristics of maximum torque control

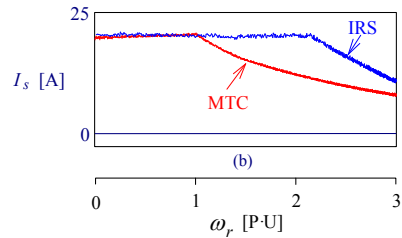


그림 17. IRS와 최대토크 제어의 전체 전류 비교
Fig. 17. Total Current comparison of IRS and maximum torque control

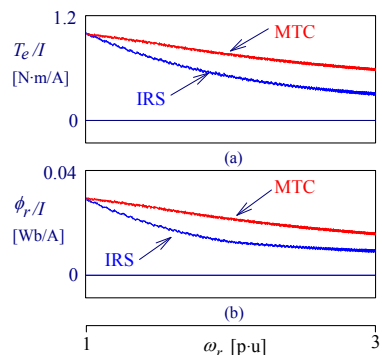


그림 18. IRS와 최대토크 제어의 응답 비교
Fig. 18. Response comparison of IRS and maximum torque control

그림 16은 속도에 대한 최대토크 제어의 응답특성을 나타낸다. IRS와 비교하여 전체 전류를 제외한 다른 응답특성은 거의 유사하게 나타난다. 전체 전류의 감소는 최대토크 제어에서 상대적으로 토크가 증가하는 형상을 나타낸다.

그림 17은 IRS와 최대토크 제어의 전체 전류 비교를 나타낸다. 그림에서와 같이 약계자 영역에서 최대토크 제어의 전체 전류가 IRS 보다 작은 값으로 나타나므로 최대토크 제어의 효과가 나타난다.

그림 18은 약계자 영역에서 최대토크 제어와 IRS의 단위 전류당 토크와 자속의 비교를 나타낸다. 그림 18 (a)는 단위전류당 토크를 비교한 결과를 나타내며 본 연구에서 제시한 최대토크 제어가 종래의 IRS 보다 토크가 크게 나타나고 있다. 그림 18 (b)는 단위 전류당 자속을 비교한 결과이며 최대토크 제어가 종래의 IRS 보다 자속이 크게 나타나고 있다.

따라서 본 연구에서 제시한 최대토크 제어의 응답특성이 우수하게 나타난다.

6. 결 론

본 논문에서는 AIPI 및 ANN 제어기를 이용한 SynRM 드라이브의 최대토크 제어를 제시하였다. AIPI 제어기는 학습메카니즘을 이용한 ALM과 퍼지제어와 신경회로망을 혼합한 FNN 제어기를 PI 제어기와 혼합한 형태이다. 종래의 PI 제어기에서 고정된 이득을 AIPI 제어기에서는 운전상태에 따라서 이득값을 자동 조절하게 하였다. 최대토크 제어는 전압과 전류조건을 고려하여 최적의 $d-q$ 축 전류를 계산하고 이를 통해 전 속도영역에서 SynRM의 최대 토크 능력을 유지할 수 있는 새로운 최대토크 제어 방식을 제시하였다. 드라이브 시스템은 정격속도 이하에서는 일정 토크영역으로 운전하고 정격속도 이상에서는 약계자 영역인 일정 전력영역으로 운전하였다.

AIPI 제어기를 SynRM 드라이브에 적용하여 다양한 동작상태에 대하여 응답특성을 분석하였다. 속도 및 부하토크 변화에서 AIPI 제어기는 종래의

PI 제어기보다 오버슈트가, 상승시간 및 안정화 시간이 양호하게 나타났다. 또한 속도변화에 대한 최대토크 제어는 종래의 IRS 제어에 비해 토크가 크게 발생하여 지령속도에 추정속도는 양호하게 추종하였고 단위전류당 토크 및 자속이 크게 발생하여 MTPA 제어가 이루어 졌다. ANN을 이용한 속도 추종에 있어서도 추종정능이 양호하게 나타났으며 속도오차가 1[%] 이내로 매우 우수한 추종정능을 보여 주었다.

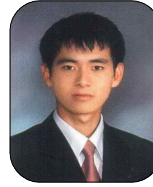
본 논문에서 제시한 AIPI 및 ANN 제어기는 강인성 및 고성능의 응답특성을 얻을 수 있었고 전 속도영역에서 토크가 크게 발생하여 최대토크 제어의 만족할 만한 결과를 얻을 수 있었으므로 본 논문의 타당성을 입증 할 수 있었다.

References

- [1] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Field oriented control of synchronous reluctance machine," in Proc. PESC, pp. 425-431, 1993.
- [2] A. Fratta, A. Vagati and F. Villata, "Control of a reluctance synchronous motor for spindle application," in Proc. IPEC-Tokyo, pp. 708-715, 1990.
- [3] R. E. Betz, et al., "Control of synchronous reluctance machines," IEEE Trans. IA, vol. 29, no. 6, pp.1110-1121, 1993.
- [4] L. Xu and J. Yao, "A compensated vector control scheme of a synchronous reluctance motor considering saturation and iron losses," IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 1A-28, no. 6, pp. 1330-1338, 1992.
- [5] A. Vagati, T. A. Lipo, et al., "Synchronous reluctance motors and drives - A New Alternative," IEEE IAS Annual Meet. Tutorial Course Note, 1994.
- [6] H. D. Lee, et al., "Efficiency optimized direct torque control of synchronous reluctance motor using feedback linearization," IEEE Trans. on IE, vol. 46, no. 1, pp. 192-198, 1999.
- [7] A. Chiba and T. Fukao, "A closed loop operation of super high speed reluctance motor for quick torque response," IEEE Trans. on IA, vol. 28, no. 3, pp. 600-606, 1992.
- [8] T. Senjyu, K. Kinjo, N. Urasaki and K. Uezato, "High efficiency control of synchronous reluctance motors using kalman filter," IEEE Trans. on IE, vol. 50, no. 4, pp. 726-732, 2003.
- [9] T. Senjyu, T. Shingaki and K. Uezato, "A high efficiency control strategy for synchronous reluctance motor considering stator iron loss with EKF," in Proc. ICEE 2000, Kitakyushu, Japan, pp. 179-182, 2000.
- [10] 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.
- [11] J. S. Ko, J. S. Choi, K. T. Park, B. S. Park and D. H. Chung, "Efficiency Optimization Control of SynRM Drive by LM-FNN Controller", ICPE'07, pp. 373-377, 2007.
- [12] J. S. Ko, J. S. Choi, K. T. Park, B. S. Park and D. H. Chung, "Maximum Torque Control of SynRM Drive using ALM-FNN Controller," ICCAS'07, pp. 1609-1612, 2007.
- [13] J. S. Choi, J. S. Ko and D. H. Chung, "Efficiency optimization control of SynRM drive," ICCAS-06, TPA-8, 2006.
- [14] J. S. Choi, J. S. Ko and D. H. Chung, "Hybrid artificial intelligent control for speed control of induction motor," ICCAS-06, TPA-6, 2006.
- [15] J. S. Choi, J. S. Ko and D. H. Chung, "Maximum torque control of IPMSM drive with LM-FNN controller," ICCAS-06, TPA-7, 2006.

◇ 저자소개 ◇



고재섭(高在涉)

1980년 2월 2일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업. 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 3월 동 대학원 전기공학과 박사 과정.

Tel : (061)750-3543

Fax : (061)752-1103

E-mail : kokos22@scnu.ac.kr



최정식(崔正植)

1980년 2월 9일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업. 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 3월 동 대학원 전기공학과 박사 과정.

Tel : (061)750-3543

Fax : (061)752-1103

E-mail : cjs1108@scnu.ac.kr



정동화(鄭東和)

1955년 8월 15일생. 1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988~1989년 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989년 현재 순천대학교 전기제어공학과 교수.

Tel : (061)750-3543

Fax : (061)752-1103

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

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