

ALM-FNN 제어기에 의한 SynRM 드라이브의 최대토크 제어

(Maximum Torque Control of SynRM Drive with ALM-FNN Controller)

고재섭* · 최정식 · 정동화**

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

요 약

본 논문은 ALM-FNN 제어기와 ANN 제어기를 사용하여 SynRM 드라이브의 최대토크 제어를 제시한다. 이 제어기는 인버터의 정격 전류 와 전압 제한을 고려하고 전 속도 영역에 적용된다. 각 제어모드를 위하여 최대토크를 위한 최적의 d-축 전류 i_d 를 결정한다.

제시된 제어 알고리즘은 ALM-FNN 제어기와 ANN 제어기로 SynRM 드라이브 시스템을 제어하는데 적용된다. 최대토크 제어에 의하여 제어된 동작 특성은 실험을 통하여 상세히 설명한다. 또한 본 논문은 ALM-FNN 제어기와 ANN 제어기 결과분석을 통하여 타당성을 입증한다.

Abstract

The paper is proposed maximum torque control of SynRM drive using adaptive learning mechanism-fuzzy neural network(ALM-FNN) controller 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 d-axis current i_d for maximum torque operation is derived.

The proposed control algorithm is applied to SynRM drive system controlled ALM-FNN and ANN controller, the operating characteristics controlled by maximum torque control are examined in detail. Also, this paper is proposed the analysis results to verify the effectiveness of the ALM-FNN and ANN controller.

Key Words : Synchronous Reluctance Motor, Maximum Torque Control, Fuzzy Control, Neural Network, Alm-Fnn Controller

1. 서 론

최근 SynRM(Synchronous Reluctance Motor)은 많은 연구가들의 노력에 의해 관심을 증폭시키고 있으며[1], 교류전동기를 대체하여 적용이 가능한 장점이 인식되었다. SynRM은 회전자 설계를 개선하여

* 주저자 : 순천대학교 공대 전기공학과 석사과정

** 교신저자 : 순천대학교 정보통신공학부 교수

Tel : 061-750-3543, Fax : 061-752-9841

E-mail : kokos22@naver.com

접수일자 : 2006년 1월 9일

1차심사 : 2006년 1월 26일

심사완료 : 2006년 3월 2일

유도전동기 보다 역률과 효율면에서 우수하며[2-3], 벡터제어 기법에 의한 제어성능이 다른 고성능 교류 전동기 보다 양호하다는 것이 입증되었다[4].

SynRM 드라이브를 제어하기 위하여 아직도 산업현장에서는 일반적으로 PI 제어기를 많이 사용하고 있다[7]. 이는 PI 제어기가 간단하게 구현할 수 있고 파라미터와 시스템의 응답설정 사이에 존재하는 관계가 명확하기 때문이다. 또한 PI 제어기는 다양한 최선 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[8-9]. 특히 외란, 속도 및 부하 등의 파라미터가 변동할 경우 고성능 및 강인성 제어를 실현하기 어렵다.

산업 프로세서에 적용하기 위해서는 부하 외란, 파라미터 변화 및 어떤 모델의 불확실성 등에 대하여 고성능과 강인성을 발휘할 수 있는 기법이 필요하다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 적응 퍼지 제어[10], 파라미터 변동을 고려한 퍼지제어[11], 새로운 퍼지제어[12] 및 적응 FNN(Fuzzy-Neural Network)[13-15] 등에 대한 연구가 수행되었다. 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 우수한 특성을 얻을 수 있었다. 그러나 이러한 기법들은 속도 및 부하 토크 등 파라미터의 변동에 대하여 더욱 우수한 결과를 얻을 수는 없었다.

벡터제어 SynRM 드라이브는 고속 운전을 위한 약계자 제어가 필수적이며 회전자 속도를 증가시켜 자속전류를 감소시키면 자속을 쉽게 약화시킬 수 있다[5]. 전동기에 의해 발생한 최대토크는 허용 가능한 인버터의 전류정격 및 최대전압에 의존한다[6]. 따라서 전압과 전류 제한을 고려하여 전 속도 영역에서 MTPA(Maximum Torque per Ampere)가 가능한 제어기법을 사용할 필요가 있다.

본 논문에서는 더욱 고성능 및 강인성 제어를 하기 위하여 ALM-FNN(Adaptive Learning Mecha-

nism-FNN) 제어기를 설계한다. 이 제어기를 이용하여 제한 전압과 전류에서 전 고속영역에 최대토크 동작이 가능한 SynRM 드라이브를 위한 최대토크 제어를 제시한다. 정격속도 이하에서는 일정 토크영역으로 운전하고 정격속도 이상에서는 절환하여 일정 출력영역으로 운전한다. 일정 출력영역인 약계자 동작의 전이는 전압과 전류 제한에서 자속 레벨을 조절한다. 본 논문에서 제시한 알고리즘을 응답성능을 구하고 그 결과를 제시한다.

2. ALM-FNN 제어기

SynRM 드라이브 시스템을 위한 ALM-FNN 제어기 및 ANN은 그림 1과 같다. FNN 제어기는 드라이브 시스템의 동작을 관측하고 요구되는 지령치로 실제 성능을 비교한다. 학습 메카니즘은 요구되는 시스템 동작으로 거의 일치시키기 위하여 FNN 제어기를 수정한다. FNN의 입력은 속도오차 e 및 속도오차의 변화분 ce 이다. FNN의 출력 Δi_{qs}^* 는 중심 비퍼지화 방법에 의해 계산한다. 이전 출력 $i_{qs}^*(k-1)$ 에 출력 $\Delta i_{qs}^*(k)$ 를 합하여 최종 $i_{qs}^*(k)$ 를 얻고 이를 전동기의 입력으로 한다.

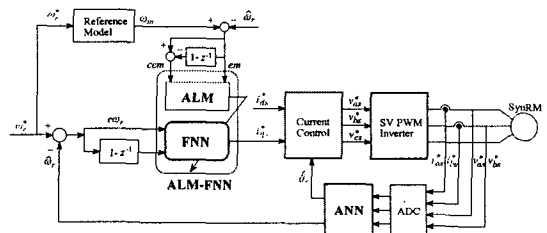


그림 1. ALM-FNN 및 ANN 제어기
Fig. 1. ALM-FNN and ANN controller

그림 2는 적응 학습 메카니즘을 이용한 FNN 제어기의 구조를 나타낸다. 학습 메카니즘의 설계는 시스템 응답의 각 동작 측면이 물 그룹에 의해 주로 영향을 받는다는 사실에 기초하여 설정한다. 바로 평가되는 설정 룰에서 후반부의 변화는 시스템의 상승 시간, 오버슈트, 정상상태 및 과도상태의 오차 등에 영향을 준다. 따라서 FNN 제어기에 학습 메카니즘

을 적용하여 룰 베이스의 규칙을 수정한다. 학습 메카니즘은 퍼지 역모델 및 지식베이스 수정자를 포함한다. 드라이브 시스템의 속도성능은 기준모델의 속도와 추정속도의 오차에 의해 좌우된다.

$$em(kT) = \omega_m(kT) - \hat{\omega}_r(kT) \quad (1)$$

$$cem(kT) = em(kT) - em(kT - T) \quad (2)$$

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.

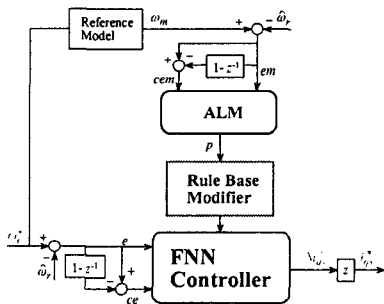


그림 2. 적응 학습 메카니즘에 의한 FNN 제어기
Fig. 2. FNN controller with adaptive learning algorithm

퍼지 역모델은 오차 $em(kT)$ 를 사상하여 프로세서의 입력 $p(kT)$ 를 변화시키며 $em(kT)$ 를 영이 되도록 강제화 시킨다. 역모델의 입력은 식 (1)과 식 (2)와 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 증앙을 수정하여 구현한다.

$$C_i(kT) = C_i(kT - T) + p(kT) \quad (3)$$

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

3. ANN에 의한 속도추정

ANN은 인간 두뇌의 간단한 모델에 의해 사고하는 구조로 된 컴퓨팅 시스템이다. ANN은 비선형 동적 시스템의 파라미터를 추정 및 제어를 하는데 사용된다.

ANN을 위한 이상적인 적용은 비선형 시스템의 추정분야에 있다. 실질적으로 어떤 이산 비선형 시스템은 지연 입·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.

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-d_y), u(k), \dots, u(k-d_u)) \quad (4)$$

여기서 d_u 와 d_y 는 입력과 출력 벡터 u 와 y 에서 최대 지연을 나타낸다. 이 모델의 형태는 모델이 전적으로 기지 양으로 표현되기 때문에 시스템의 추정을 추구하는데 이상적이다. 그림 3은 ANN을 이용한 시스템의 추정을 나타낸다. ANN은 시스템의 NARMAX 모델을 추정하는데 사용하며 이를 위해 식 (4)에서 필요한 입력과 예측 출력벡터 $\hat{y}(k+1)$ 로서 ANN의 출력을 구성한다. 시간 $k+1$ 에서 예측 출력벡터를 실제 출력벡터와 비교하여 식 (4)에서 함수 $f(\cdot)$ 를 에뮬레이트하기 위하여 학습한다. 그리고 오차 역전파 알고리즘에 의해 ANN 하중을 새롭게 하기 위하여 오차를 사용한다.

ALM-FNN 제어기에 의한 SynRM 드라이브의 최대토크 제어

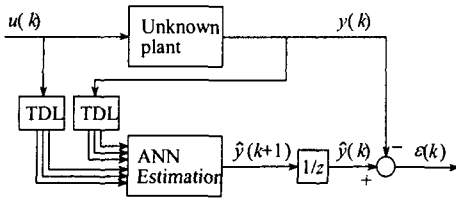


그림 3. ANN을 이용한 시스템 추정
Fig. 3. System estimation using ANN

ANN을 이용한 시스템의 추정에서 구한 최종 추정속도는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta\hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} \left\{ \frac{1}{c} [i_{qm}(k) - \hat{i}_{qm}(k)] \hat{i}_{dm}(k-1) \right. \\ &\quad \left. - c [i_{dm}(k) - \hat{i}_{dm}(k)] \hat{i}_{qm}(k-1) \right\} - \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (5)$$

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 이용하여 회전자 자극의 위치는 다음과 같다.

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (6)$$

4. 약계자 제어

4.1 전압과 전류 제한

전동기의 가변속 드라이브 시스템에서 출력토크는 인버터에서 전동기에 공급되는 최대 전압과 전류에 의해 제한된다. 따라서 약계자 영역에서는 인버터의 공급 전압과 전류를 이용하여 전동기의 최대 토크를 발생시킬 수 있도록 약계자 제어를 수행한다. 약계자 제어를 하기 위해 먼저 인버터의 전압과 전류 제한 조건을 제시한다.

인버터에서 공급되는 최대 고정자전압 V_{smax} 는 직류 링크전압에서 전류제어에 사용된 PWM 기법에 따라 다양하게 나타난다.

본 논문에서는 공간 전압벡터 PWM을 사용하며 최대 고정자전압 V_{smax} 는 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 이다. 이와 같은 조건하에서 기준전압 V_d^* 와 V_q^* 는 다음 조건을 만족한다.

$$V_d^{*2} + V_q^{*2} \leq V_{smax}^2 \quad (7)$$

전류 제한조건은 다음 식과 같다.

$$i_d^{*2} + i_q^{*2} \leq i_{smax}^2 \quad (8)$$

전압과 전류를 평면상에 나타내면 그림 4와 같다.

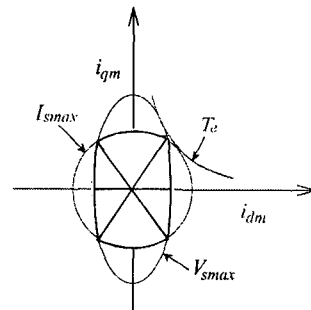


그림 4. 전압제한 타원과 전류제한 원
Fig. 4. Ellipse of Bounded Voltage and Circle of Bounded Current

4.2 약계자 제어의 동작

전압과 전류의 제한조건을 모두 고려할 경우 약계자 영역의 제어 가능한 기준전류의 영역은 전압제한 타원과 전류제한 원의 공통영역이다. 전압제한 타원은 약계자 영역 중 고속영역에서 고려하였고, 그림 5의 최대토크 곡선과 전류제한 원의 교점은 일정 토크영역과 약계자 제어영역의 전환점이 된다.

SynRM의 출력과 일정 전력영역의 지령 토크는 다음과 같다.

$$P_{out} = \omega_m T_e = \frac{2}{P} \omega_r T_e \quad (9)$$

$$T_e^* = \frac{P \cdot P_{out}}{2} \cdot \frac{1}{\omega_r} = \frac{T_{e-rate} \cdot \omega_{r-rate}}{\omega_r} \quad (10)$$

지령 토크가 변화하는 약계자 제어영역에서 동작 모드는 그림 4와 같이 세 개의 영역으로 구분한다.

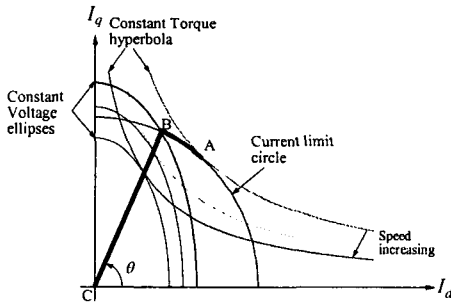


그림 5. SynRM의 약계자 동작
Fig. 5. Field weakening operation of SynRM

모드 I : 일정 최대토크에 의한 전류제한 영역
- 최대토크를 위한 최적 전류각과 전류제한에서 동작하는 최대토크를 발생하는 저속영역이다. 이는 $I_d - I_q$ 평면의 일정 토크궤적에서 A점과 일치하며 토크궤적은 일정 전류원과 접하게 된다. 전압제한은 모드 I에서 최고의 속도로 정의한다.

모드 II : 전류와 전압의 제한영역
- 전동기는 A점에서 B점까지 일정 전류원을 따라 동작한다. 이 영역에서는 일정 전압타원의 크기가 감소하므로 속도는 증가하게 된다.

모드 III : 전압제한 영역
- 속도를 더욱 증가시키면 전류가 감소하게 되고 이 경우에 전류제한에 있는 전류를 발생시키기 위하여 일정전압은 불충분하다. 전동기는 일정 토크궤적이 일정 전압타원에 접해 있는 최적조건에서 동작한다. 즉 토크는 B점 이상의 속도에 대한 각 값에서 최대화가 된다.

5. 최대토크 제어

전압과 전류의 제한조건을 동시에 만족하고 전동기 최대토크를 발생하는 최적의 기준전류를 구한다. 전압과 전류 제한조건을 동시에 만족시키기 위한 기준 전류벡터는 그림 6의 운전 속도에서 타원과 원의 공통영역에 존재해야 한다. 이 영역에 존재하는 i_d 와 i_q 의 조합은 수없이 많이 존재한다. 이들의 조합 중에서 출력 토크를 최대로 하는 조합을 구하기 위한 함수 F 로 정의한다.

$$F = \frac{T_e}{k_t} = i_d \cdot i_q \quad (11)$$

발생토크는 전류의 성분 i_{dm} 와 i_{qm} 에 비례한다.

$$T_e = \frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_{dm} i_{qm} \quad (12)$$

함수 F 를 i_{dm} 항으로 표현하기 위해 식 (12)를 변형하면 다음과 같다.

$$i_{qm} = \frac{T_e^*}{\frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_{dm}} = \frac{K}{i_{dm}} \quad (13)$$

식 (13)을 식 (11)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$F = \frac{\omega_r L_d}{R_c} i_{dm}^2 - \frac{\omega_r L_q K^2}{R_c} i_{dm}^{-2} + K \left(1 - \frac{\omega_r^2 L_q L_d}{R_c^2}\right) = A i_{dm}^2 + B i_{dm}^{-2} + C \quad (14)$$

여기서 계수는 다음과 같이 표현된다.

$$A = \frac{\omega_r L_d}{R_c}$$

$$B = -\frac{\omega_r L_q K^2}{R_c}$$

$$C = K \left(1 - \frac{\omega_r^2 L_q L_d}{R_c^2}\right)$$

이 함수를 최대화 하는 기준전류를 구하면 최대토크를 발생하는 최적의 기준전류를 구할 수 있다. 즉 $dF/di_{dm} = 0$ 을 수행하여 최적의 기준전류를 구하고 최대토크를 구한다.

$$\begin{aligned} \frac{dF}{di_{dm}} &= \{2Ai_{dm} - 2Bi_{dm}^{-3}\} = 2Ai_{dm}^{-3}\{i_{dm}^4 - B/A\} \\ &= 2Ai_{dm}^{-3}\{i_{dm}^2 + \sqrt{B/A}\}\{i_{dm} + (B/A)^{1/4}\}\{i_{dm} - (B/A)^{1/4}\} = 0 \end{aligned} \quad (15)$$

$$i_{dm} = (B/A)^{1/4} \quad (16)$$

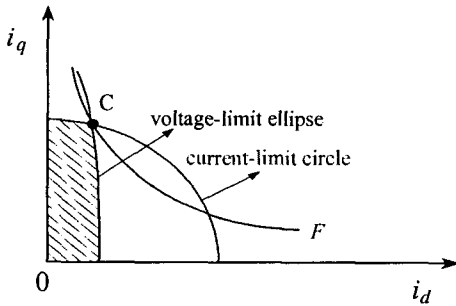


그림 6. 제시된 방법에서 기준전류
Fig. 6. Reference current vector in proposed method

최대 토크를 위한 최적의 i_q 와 i_d 의 조합을 구할 경우 영향을 주는 제한조건에 따라 약계자 영역은 두 구간으로 나누어진다.

5.1 약계자 영역 I ($\omega_{base} < \omega_r < \omega_1$)

이 영역의 범위는 기준속도 ω_{base} 로부터 최대 속도에 도달할 때까지의 속도 ω_1 이다. 여기서 기준속도는 약계자 운전이 시작될 때의 속도이다. 그림 6의 운전 가능영역에서 함수 F 를 최대화 하는 점, 즉 출력토크를 최대화 하는 점은 전압제한 타원과 전류제한 원의 교점인 C 점이다. 최적의 기준 전류 벡터는 운전속도의 증가에 따라 형성되는 타원과 원의 교점에 따라 원주상을 이동하게 되며 그림 7에 나타난다.

이 영역에서 운전속도의 증가에 따라 자속성분 전류가 감소되어 속도는 계속 증가한다. 운전속도가

더욱 증가하여 ω_1 에 도달하면 약계자 영역 II가 시작된다. 기준속도 ω_{base} 는 약계자 운전을 시작할 때의 속도이며 이는 정격속도와 동일하게 설정한다. 일정 토크영역에서 큰 출력토크를 얻기 위하여 자속을 높게 선정한 경우에 기준속도는 정격보다 높은 속도가 된다. 또한 전류제어기가 포화가 시작되는 점은 전압과 전류 제한조건에 따라 다르게 나타나기 때문에 기준속도는 이러한 제한조건에 따라 조절해야 한다.

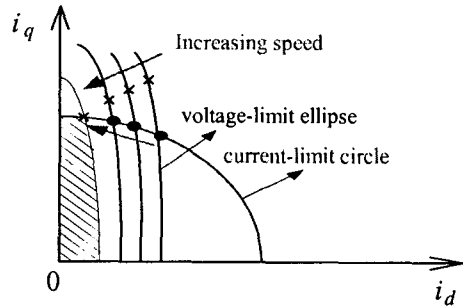


그림 7. 약계자 영역 I 에서 최적 기준전류의 궤적
Fig. 7. Trajectory of optimal current reference vector in field weakening region I

5.2 약계자 영역 II ($\omega_r > \omega_1$)

운전속도가 더욱 증가하면 타원은 더욱 감소하게 되어 결국에는 그림 8과 같이 타원의 대부분이 원에 포함하게 된다. 영역 II의 시작속도 ω_1 은 전압 제한 조건만을 고려하였을 경우, 최대토크를 발생시키기 위한 운전 점(x점)이 타원과 원의 교점(●점)과 일치할 때 나타나는 속도이다. 따라서 ω_1 이상의 운전 속도에 대해서는 전압 제한조건만 출력토크에 영향을 준다.

그림 7은 이 영역에서 운전속도의 증가에 따라 최적의 기준 전류벡터의 궤적을 나타낸다. 이 영역에서는 영역 I 에서와는 상이하게 운전속도가 증가하면 i_d 와 i_q 가 동시에 감소한다.

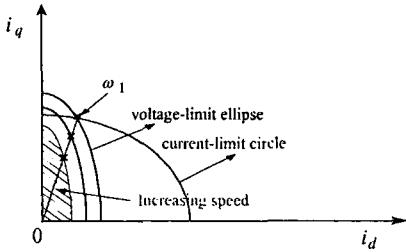


그림 8. 약제자 영역 II에서 최적 기준전류의 궤적
Fig. 8. Trajectory of optimal current reference vector in field weakening region II

5.3 최적의 기준전류

전류 및 전압 제한식을 동시에 만족하는 기준전류의 영역은 그림 9의 빗금친 부분으로 나타낼 수 있다. 식 (11)의 함수를 최대화 하는 기준전류를 구하면 최대토크를 발생하는 최적의 기준전류를 구할 수 있다. 즉 $dF/di_{dm} = 0$ 을 수행하여 최적의 기준전류를 구하고 최대토크를 구한다.

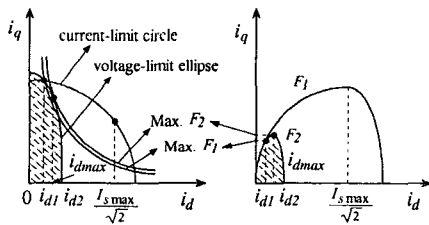


그림 9. 최적 기준전류
Fig. 9. Optimal current reference

그림 10은 SynRM의 최대토크 제어의 블록도를 나타낸다. ANN에 의해 속도와 위치를 추정하고 최대토크 제어에 의해 각 운전영역에서 최대토크가 되는 i_d 를 구하여 운전한다.

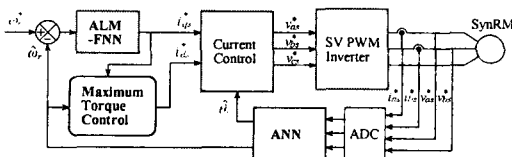


그림 10. SynRM의 최대토크 제어 시스템
Fig. 10. Maximum torque control system of SynRM

6. 시스템 운전과 결과

6.1 시스템의 운전

본 연구에서 사용한 SynRM의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. SynRM의 파라미터
Table 1. 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	0.0026[kg·m ²]

그림 11은 ANN에 의하여 속도추정이 이루어지며 최대토크 제어가 수행되는 시스템의 블록도를 나타낸다.

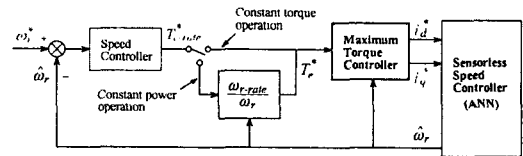


그림 11. ANN의 속도추정에 의한 최대토크 제어의 블록도
Fig. 11. Block diagram of maximum torque control with speed estimation of ANN

SynRM의 ANN에 의하여 추정속도를 구하고 지령속도와 추정속도 사이에서 속도오차를 구하여 속도제어를 수행한다. 이 출력은 기준 정격토크이며 정격속도 이하에서는 일정 토크영역으로 운전하고 정격속도 이상에서는 약제자 제어인 일정 출력영역으로 운전한다. 그리고 최대토크 제어를 거쳐 기준 전류를 구한 후 센서리스 속도 제어를 동작한다.

6.2 결과 및 고찰

그림 12는 0.2[sec]에서 스텝 지령속도를 1800 [rpm]으로 운전 중, 0.6[sec]에서 0.8[sec]까지 부하 토크를 3[N·m]로 인가하였을 경우의 응답특성이 다. 이 경우 PI, FNN 및 ALM-FNN 제어기의 응답 특성을 비교하였다.

그림 13은 그림 12의 응답특성을 명확하게 분석하기 위하여 확대한 그림이다. 그림 13 (a)는 초기 기동상태의 응답특성이며 ALM-FNN 제어기는 종래의 PI 및 FNN 제어기 보다 응답특성이 양호하게 나타난다. 그림 12 (b)는 부하인가에 따른 응답특성을 나타낸다. 이 경우에도 ALM-FNN 제어기가 PI 및 FNN 제어기 보다 오버슈트도 작고 빠르게 안정화하고 있다. 따라서 ALM-FNN 제어기의 성능이 종래의 PI 및 FNN 제어기 보다 양호하게 나타난다.

그림 14는 팬 부하를 인가시켰을 때 지령속도를 0.5[sec] 후에 1200[rpm], 1.5[sec]후에 3600[rpm]으로 속도를 변화시켰을 때의 IRS(Inverse Rotor Speed)의 응답특성을 나타낸다. 그림 14 (a)는 지령속도와 실제속도를 나타내고 그림 (b)는 지령속도와 추정속도를 나타낸다. 추정속도는 실제속도에 양호하게 추종하고 있다. 그림 (c)는 지령 q 축 전류와 실제 q 축 전류를 나타내고, 그림 (d)는 지령 d 축 전류와 실제 d 축 전류를 나타낸다. 약계자 영역에서 자속분 전류인 d 축 전류는 감소되고 일정전력을 발생

시키기 위하여 q 축 전류는 증가되고 있다. 그림 (e)는 발생토크를 나타내고, 그림 (e)는 자속을 나타낸다.

그림 15는 그림 14와 같은 조건에서 최대토크 제어의 응답특성을 나타낸다. 속도, 토크 및 자속의 응답특성은 IRS와 거의 유사하게 나타나고 있다. 그러나 그림 15 (c)와 그림 (d)의 $d-q$ 축 전류는 전류 제한 범위에서 최대토크 제어의 위상각을 만족하는 전류가 발생되므로 q 축 전류와 d 축 전류가 감소되고 있다. 이는 최대토크 제어에서 전류의 감소에 따라 토크가 증가하고 있는 현상을 나타내고 있다. 따라서 속도 변화에서도 최대토크 제어가 양호하게 수행됨을 알 수 있다.

그림 14와 15 (a), (b)에서 ANN에 의한 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 는 실제속도 ω_r 에 양호하게 추종하고 있다.

그림 16은 속도에 대한 IRS의 응답 특성을 나타낸다. 그림 16 (a)는 토크와 전력, 그림 (b)는 전체 전압과 전류, 자속의 변화를 나타낸다. 일정 출력영역에서 전력은 일정하게 유지되고 속도가 증가하면 역기전력의 증가하므로 전력이 감소되며 토크와 자속은 감소된다. 전체 전류는 일정하지만 속도가 증가하면 감소되고 전압은 일정하게 유지된다.

그림 17은 속도에 대한 최대토크 제어의 응답특성 나타낸다. IRS와 비교하여 전체 전류를 제외한 다른 응답특성은 거의 유사하게 나타난다. 전체 전류의 감소는 최대토크 제어에서 상대적으로 토크가 증가하는 현상을 나타낸다.

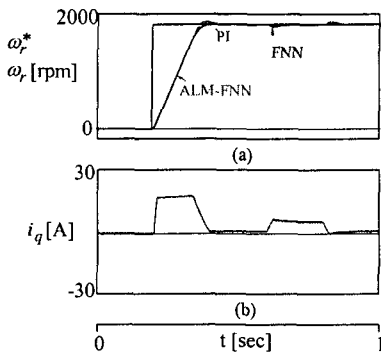


그림 12. PI, FNN 및 ALM-FNN 제어기의 응답특성의 비교
Fig. 12. The comparison of response characteristics with PI, FNN and ALM-FNN controller

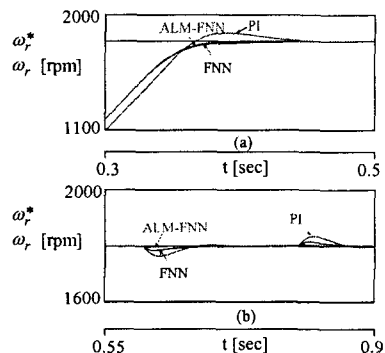


그림 13. 초기와 부하인가에 대한 제어기의 응답특성의 비교
Fig. 13. The comparison of response characteristics with starting state and load torque

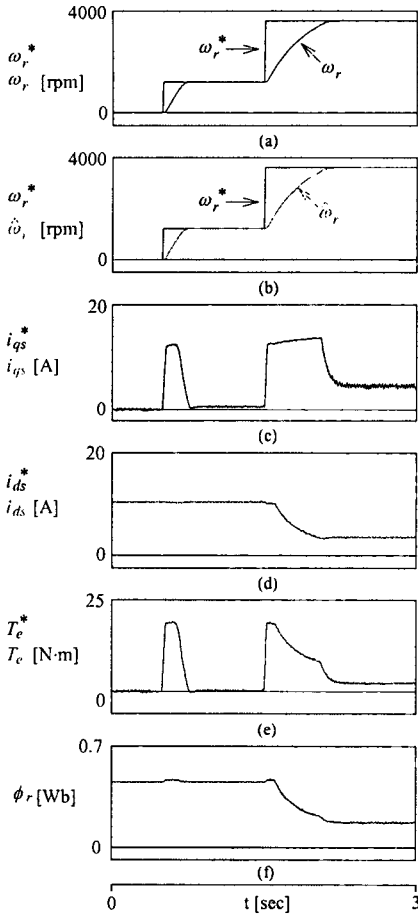


그림 14. 속도변화에 의한 IRS의 응답특성
 Fig. 14. Response characteristics of IRS with variation of speed

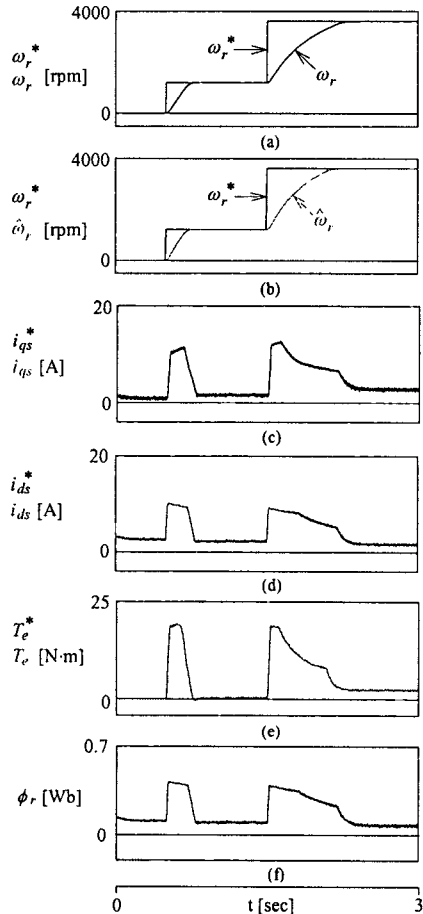


그림 15. 속도변화에 의한 최대토크 제어의 응답특성
 Fig. 15. Response characteristics of maximum torque control with variation of speed

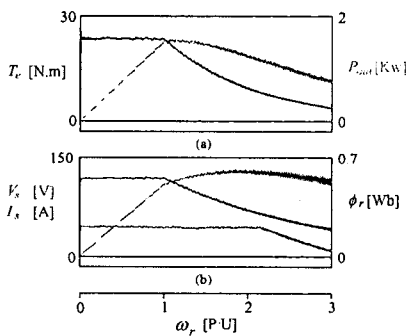


그림 16. 속도에 대한 IRS의 응답특성
 Fig. 16. Response characteristics of IRS with speed

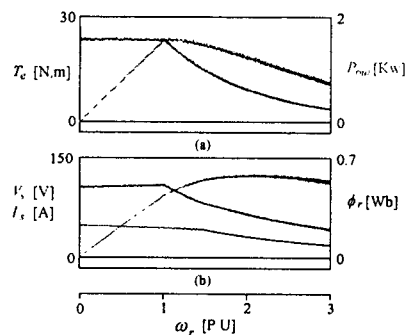


그림 17. 최대토크 제어의 응답특성
 Fig. 17. Response characteristics of maximum torque control

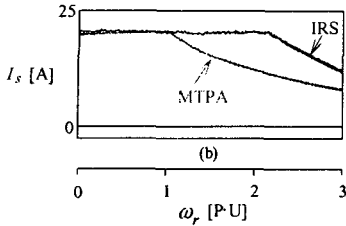


그림 18. IRS와 최대토크 제어의 전체 전류 비교
 Fig. 18. Total Current comparison of IRS and maximum torque control

그림 18에서 약계자 영역에서 최대토크 제어 제어의 전체 전류가 IRS 보다 작은 값으로 나타나므로 최대토크 제어의 효과가 나타난다.

그림 19는 약계자 영역에서 최대토크 제어와 IRS의 단위 전류당 토크와 자속의 비교를 나타낸다. 그림 19 (a)는 단위전류당 토크를 비교한 결과를 나타내며 본 연구에서 제시한 최대토크 제어가 종래의 IRS 보다 토크가 크게 나타나고 있다. 그림 (b)는 단위 전류당 자속을 비교한 결과이며 최대토크 제어가 종래의 IRS 보다 자속이 크게 나타나고 있다.

따라서 본 연구에서 제시한 최대토크 제어 제어의 응답특성이 양호하며 단위 전류당 최대토크도 크게 나타난다.

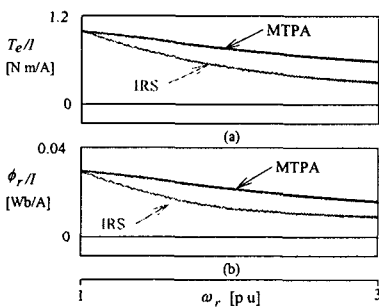


그림 19. IRS와 최대토크 제어의 응답 비교
 Fig. 19. Response comparison of IRS and maximum torque control

7. 결 론

약계자를 위하여 종래에 많이 사용되었던 IRS 제어는 회전속도에 반비례하는 기준 회전자 자속을 변화시킨다. 그러나 이 방법에서는 단지 전류제한만

고려하였으므로 드라이브 시스템의 최대 토크능력을 완전하게 사용할 수 없다.

본 논문에서는 전압과 전류조건에서 고속영역에서 SynRM의 최대 토크능력을 유지할 수 있는 새로운 약계자 방식을 제시하였다. 드라이브 시스템은 정격속도 이하에서는 일정 토크영역으로 운전하고 정격속도 이상에서는 약계자 영역인 일정 전력영역으로 운전하였다. 또한 ALM-FNN 제어기를 이용하여 고성능 속도제어를 이룩할 수 있었으며 ANN을 사용하여 센서리스 제어에 의해 속도를 추정하였다.

최대토크 제어 제어는 기존의 IRS 제어와 다양한 조건의 약계자 영역에서 운전 특성비교하면 동일한 응답 특성을 나타내지만 $d-q$ 축 전류가 감소하고 있다. 그리고 속도의 증가에 대한 토크와 출력은 같지만 전체 전류의 감소로 단위 전류당 토크가 매우 증가되고 있다. ALM-FNN 제어기는 종래의 PI 제어기에 비해 오버슈트가 작게 나타나고 상승시간이 빠르고 빠르게 정상상태에 도달하였다. ANN에 의한 속도추정도 양호하게 나타났다. 따라서 본 연구에서 제시한 최대토크 제어 방법의 타당성을 입증할 수 있었다.

본 과제는 교육인적자원부와 산업자원부의 출연금 및 보조금으로 수행한 산학협력중심대학육성사업의 연구 결과입니다.

References

- [1] T. A. Lipo, "Synchronous reluctance machines: A viable alternative for A.C. drives?," in Proc. Int. Conf. Evolution and Modern Aspects of Synchronous Machines, Zurich, Switzerland, Aug., pp. 27-29, 1991.
- [2] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Rotor design optimization of synchronous reluctance machine," IEEE Trans. Energy conversion, vol. 9, no. 2, pp. 359-365, 1994.
- [3] A. Staton, T. J. E. Miller and S. E. Wood, "Optimization of the synchronous reluctance motor geometry," in Conf. Rec. Electrical machines and Drives, London, UK, pp. 156-160, 1991.
- [4] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Field oriented control of synchronous reluctance machine," in Conf. Rec. IEEE Power Electron Specialists Conf., pp 425-431, 1993.
- [5] 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.

- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] J. C. Lee and D. H. Chung, "MRAC fuzzy control for high performance of induction motor drive," The Trans. of KJEE, vol. 7, no. 3, pp. 215-223, 2002.
- [9] H. G. Lee, J. C. Lee and D. H. Chung, "Design of fuzzy controller induction drive considering parameter change," The Trans. of KJEE, vol. 51P, no. 3, pp. 111-119, 2002.
- [10] 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.
- [11] H. G. Lee, J. C. Lee and D. H. Chung, "Adaptive FNN controller for speed control of IPMSM drive," The Trans. of KJEE, vol. 41-SC, no. 3, pp. 39-46, 2004.
- [12] 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.
- [13] 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. FI-5(430-M09-052), 2004. (CD no. 2)
- [14] B. J. Chalmers and L. Musaba, "Design and field-weakening performance of a synchronous reluctance motor with axially-laminated rotor," IEEE-IAS Annu. Meet. Conf. Rec., pp. 271-278, 1997.
- [15] P. Vas, "Vector control of ac machines," Clarendon Press, pp. 124-126, 1990.

◇ 저자소개 ◇

고재섭 (高在涉)

1980년 2월 2일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어 공학과 졸업. 2005년 3월 순천대학교 대학원 전기공학과 석사과정.

Tel : 061-750-3543

Fax : 061-752-9841

E-mail : kokos22@naver.com

최정식 (崔正植)

1980년 2월 9일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어 공학과 졸업. 2005년 3월 순천대학교 대학원 전기공학과 석사과정.

Tel : 061-750-3543

Fax : 061-752-9841

E-mail : 1108cjs@daum.net

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 정보통신공학부 교수.

Tel : 061-750-3543

Fax : 061-752-9841

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

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