

## 적응학습 퍼지-신경회로망에 의한 IPMSM의 최대토크 제어

(Maximum Torque Control of IPMSM with Adaptive Learning Fuzzy-Neural Network)

高在涉\* · 崔正植 · 李廷浩 · 鄭東和

(Jae-Sub Ko · Jung-Sik Choi · Jung-Ho Lee · 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 maximum torque control of IPMSM drive using adaptive learning fuzzy neural network and artificial neural network. This control method is applicable over the entire speed range which 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.

This paper considers the design and implementation of novel technique of high performance speed control for IPMSM using adaptive learning fuzzy neural network and artificial neural network. The hybrid combination of neural network and fuzzy control will produce a powerful representation flexibility and numerical processing capability. Also, this paper proposes speed control of IPMSM using adaptive learning fuzzy neural network and estimation of speed using artificial neural network. 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 adaptive learning fuzzy neural network and artificial neural network, the operating characteristics controlled by maximum torque control are examined in detail. Also, this paper proposes the analysis results to verify the effectiveness of the adaptive learning fuzzy neural network and artificial neural network.

## 1. 서론

IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 토크 및 전력밀도가 높고 고 효율 및 역률 때문에 서보 드라이브의 적용분야에 광범위하게 사용되고 있다. 직류전동기 및 유도전동기와 비교하여 고성능 제어가 가능하며, 잡음이 없고 효율적인 전동기 드라이브에 매우 호응도가 높다.[1] 그리고 토크리플이 작고 광범위한 속도범위에서 자기 轉流 능력을 가지고 있으며 체적이 작고 제어가 용이한 장점을 가지고 있다.[2]

IPMSM은 기계적으로 회전자 구조가 강인하지만 돌극성을 가지고 있으며 비 효율적인 공극 때문에 일정 토크영역에서 일정 출력영역까지 광범위하게 운전하기가 어렵다.[3] 특히, 종래의 고정 자속레벨을 사용할 경우, 일정 출력영역에서 속도범위가 매우 낮으며 최대토크를 얻을 수 없다. 일정 출력영역에서 속도를 높이고 최대토크를 발휘할 수 있는 약계자 제어에 관한 연구가 많이 이루어지고 있다.[4] 이러한 연구들은 일정 토크영역에서 일정 출력영역까지 제어모드를 변경하기 위하여

자속 정보가 필요하였다. 특히, 전압 보상기는 동작조건을 동조할 경우 양호하게 동작할 수 있으나 온도의 상승과 DC 링크전압 등이 변화하여 영구자석의 자속이 약화되는 특별한 전압오차가 발생한다면 전압보상기의 부적절한 동작 때문에 드라이브 시스템의 성능이 악화될 수 있다.[5] 따라서 매우 고속인 확장된 속도영역에서 운전을 효율적으로 할 수 있고 다양한 제어모드의 원활한 전이를 위한 연구가 필요하다.

IPMSM 드라이브를 제어하기 위하여 아직도 산업현장에서는 일반적으로 PI 제어를 많이 사용하고 있다.[6] 이는 PI 제어기가 간단하게 구현될 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 동작조건의 환경에서는 양호하게 수행된다. 그러나 이 제어기는 일반적으로 비선형과 불확실한 모델에 의해 복잡하고 시변이며 비선형일 경우에는 문제점이 나타난다.[7] 특히 외란, 속도 및 부하 등의 파라미터가 변동할 경우 고성능 및 강인

성 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 위하여 적응 퍼지제어[8], 파라미터 변동을 고려한 퍼지제어[9], 새로운 퍼지제어[10] 및 적응 FNN(Fuzzy-Neural Network)[11] 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 우수한 특성을 얻을 수 있었지만 더욱 우수한 결과를 얻기 위한 연구가 필요하다.

IPMSM의 드라이브 시스템에서 속도와 위치의 정보를 얻기 위하여 엔코더와 리졸버와 같은 센서를 사용한다. 그러나 이러한 센서는 실제의 적용분야에서 많은 문제점이 도출되며 시스템의 적용분야가 제한된다. 이러한 센서는 값이 비싸고 시스템의 가격을 증가시킨다. 그리고 센서의 정밀도에 영향을 주는 온도, 습도 및 먼지 등 환경적인 요인에 민감하며 시스템의 강인성을 약화시킨다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 센서리스 제어에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.[12]

본 논문에서는 적응학습 퍼지-신경회로망 및 인공 신경회로망에 의한 IPMSM 드라이브의 전 운전 영역에서 최대토크 제어를 제시한다. 최대 토크동작을 위하여 최적  $d$  축 전류를 결정하고 이 전류를 각 제어모드에서 사용한다. 또한 IPMSM 드라이브의 고성능 속도제어를 위하여 적응학습 퍼지-신경회로망을 설계한다. PI 제어기에서 나타나는 문제점을 해결하기 위하여 신경회로망과 퍼지제어를 혼합 적용한 FNN을 설계한다. 신경회로망의 고도의 적응제어와 퍼지제어의 강인성 제어의 장점들을 접목한다. 더욱 성능을 개선하기 위하여 학습 메카니즘을 이용하여 FNN 제어기의 파라미터를 갱신시킨다. 그리고 인공 신경회로망을 이용하여 IPMSM 드라이브의 속도 추정기법을 제시한다. 2층 구조를 가진 신경회로망에 BPA(Back Propagation Algorithm)를 적용하여 IPMSM 드라이브의 속도를 추정한다. 본 논문에서 제시한 제어기의 제어특성과 추정성능을 분석하고 그 결과를 제시한다.

## 2. 시스템 구성 및 동작상태

### 2.1 시스템 구성

본 논문에서는 공간벡터 PWM 인버터에 의해 구동되는 고성능 IPMSM의 벡터제어 시스템을 고려한다. 이러한 시스템 구성은 로봇, 항공기 및 전기자동차 등

의 드라이브와 같은 고성능 제어 시스템에 응용된다.

그림 1은 공간벡터 PWM 인버터에 의하여 구동되는 일반적인 IPMSM 드라이브의 벡터제어 시스템을 나타낸다.

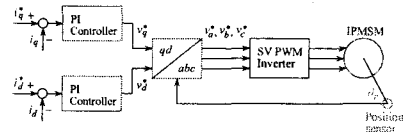


그림 1 IPMSM의 벡터제어 시스템  
Fig. 1 Vector control system of IPMSM

$i_q^*$ 와  $i_d^*$ 는 지령 토크 및 자속 성분의 전류를 나타내며 실제전류  $i_q$ 와  $i_d$ 와 비교하여 종래의 PI 제어기를 이용하여 제어한다. PI 제어기의 출력은  $v_q^*$ 와  $v_d^*$ 이며 이는 좌표변환에 의해  $v_a^*, v_b^*, v_c^*$ 로 변환하여 공간벡터 PWM 인버터에 의해 IPMSM을 제어한다. 회전자의 위치정보  $\theta_r$ 는 좌표변환에 이용한다.

동작특성을 분석하기 위한 IPMSM의 미분 방정식은 다음과 같다.[13]

$$p i_d = (v_d - R i_d + \omega_r L_q i_q) / L_d \quad (1)$$

$$p i_q = (v_q - R i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \phi_{af}) / L_q \quad (2)$$

$$p \omega_r = (T_e - T_L - B \omega_r) / J \quad (3)$$

여기서, 발생토크는 다음 식으로 표현된다.

$$T_e = \frac{3}{2} p [\phi_{af} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4)$$

### 2.2 동작상태

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

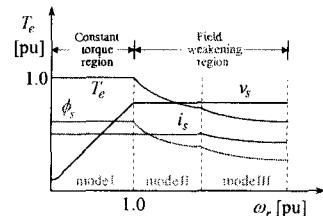


그림 2 정방향 전동기 동작에서 토크-속도 곡선  
Fig. 2 Torque-speed curve in forward motoring

정방향 전동기의 운전영역을 일정 토크영역(CTR: Constant Torque Region)과 약제자 영역(FWR: Field Weakening Region)으로 분류한다. CTR는 모드 I 구

간으로 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  $i_d - i_q$  평면에 나타내고 있다.

모드 I : 일정 최대 토크에 의한 전류제한 영역( $\omega_r < \omega_1$ )  
 최대 토크를 위한 최적 전류각과 전류제한에서 동작하는 최대토크를 발생하는 저속영역이다. 이는  $i_d - i_q$  평면의 일정 토크궤적에서는 A점과 일치하며 토크궤적은 일정 전류원과 접하게 된다. 전압제한은 모드 I에서 최고의 속도로 정의한다. 이 영역에서는 MTPA(Maximum Torque per Ampere) 제어를 수행한다.

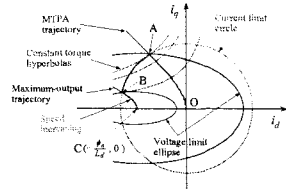


그림 3  $i_d - i_q$  평면에서 전류궤적  
 Fig. 3 Current locus in  $i_d - i_q$  plane

모드 II : 전류와 전압의 제한영역( $\omega_1 < \omega_r < \omega_2$ )

전동기는 A점에서 B점까지 일정 전류원을 따라 동작한다. 이 영역에서는 일정 전압타원의 크기가 감소하므로 속도는 증가하게 된다.

모드 III : 전압제한 영역( $\omega_2 < \omega_r$ )

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 B점 이상의 속도에 대한 각 값에서 최대화가 된다.

### 3. 적응학습 퍼지-신경회로망 제어기

IPMSM 드라이브 시스템을 위한 적응학습 퍼지-신경회로망 제어기 및 ANN은 그림 4과 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  $\Delta i_q^*(k)$ 는 중심 비퍼

지화 방법에 의해 계산한다. 이전 출력  $i_q^*(k-1)$ 에 출력  $\Delta i_q^*(k)$ 를 합하여 최종  $i_q^*(k)$ 를 얻고 이를 전동기의 입력으로 한다.

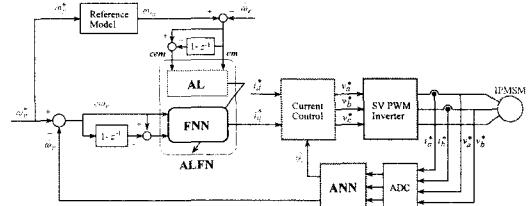


그림 4 적응학습 퍼지-신경회로망 및 ANN 제어기  
 Fig. 4 적응학습 퍼지-신경회로망 and ANN controller

그림 5는 적응학습 메카니즘을 이용한 FNN 제어기의 구조를 나타낸다.

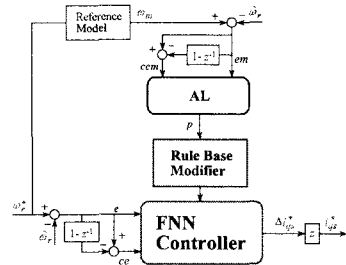


그림 5 적응학습 메카니즘에 의한 FNN 제어기  
 Fig. 5 FNN controller with adaptive learning algorithm

적응학습 메카니즘의 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 FNN 제어기에 적응학습 메카니즘을 적용하여 룰 베이스의 규칙을 수정한다. 적응학습 메카니즘은 퍼지 역모델 및 지식베이스 수정자를 포함한다. 드라이브 시스템의 속도 성능은 기준모델의 속도와 추정속도의 오차에 의해 좌우된다.

$$em(kT) = \omega_m(kT) - \hat{\omega}_r(kT) \quad (5)$$

$$cem(kT) = em(kT) - em(kT - T) \quad (6)$$

여기서 오차  $em(kT)$ 는 각 시간순시에서 얻어지는 필요한 속도성능의 측정 정도이다. 성능이 만족할 경우인  $em(kT) = 0$ 에서 적응학습 메카니즘은 FNN 제어기에서 수정할 필요가 없다. 그렇지 않으면 적응학습 메카니즘은 요구되는 속도성능을 얻기 위하여 FNN 제어기

의 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(5) 및 식(6)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.

$$C_i(kT) = C_i(kT - T) + p(kT) \quad (7)$$

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

ANN을 이용한 시스템의 추정에서 구한 IPMSM의 최종 추정속도는 다음 식과 같다.[14]

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta\hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} \{ [\phi_{\alpha}(k) - \hat{\phi}_{\alpha}(k)] [\hat{\phi}_{\alpha}(k-1)] - [\phi_{\alpha}(k) - \hat{\phi}_{\alpha}(k)] [\hat{\phi}_{\alpha}(k-1)] \} \\ &\quad - \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (8)$$

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.

$$\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (9)$$

그림 6은 본 논문에서 최종적으로 제시한 적응학습 퍼지-신경회로망과 ANN에 의한 최대토크 제어의 전체 블록도를 나타낸다. 최대토크 제어를 위하여 운전 모드 구간을 세 구간으로 나누고 모드 I은 CTR 동작, 모드 II와 III는 FWR 동작으로 운전한다.

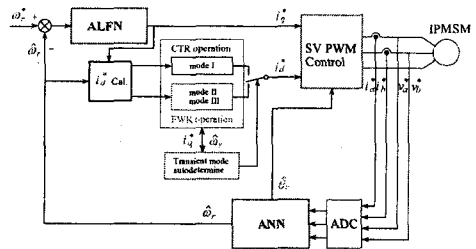


그림 6 적응학습 퍼지-신경회로망과 ANN에 의한 최대토크 제어기의 블록도

Fig. 6 The block diagram of maximum torque controller with adaptive learning fuzzy-neural network and ANN

#### 4. 시스템의 성능결과

그림 7은 본 논문에서 제시한 최대토크 제어의 타당성을 입증하기 위하여 설계 제작한 IPMSM 드라이브 시스템의 전체 구성도를 나타낸다.

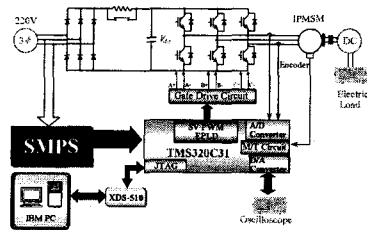


그림 7 IPMSM 드라이브 시스템의 구성도  
Fig. 7 The configuration of IPMSM drive system

IPMSM 드라이브 시스템의 하드웨어 구성은 크게 디지털 제어부, 전력변환부로 구성한다. 디지털 제어부는 DSP를 이용한 고속의 연산처리부, 운전지령 및 전압·전류의 아날로그 값을 디지털로 변환하는 A/D 변환부, DSP에서 연산한 인버터 출력전압을 공간벡터 PWM 파형으로 변환하는 파형 발생부 등으로 구성한다. 그리고 공간벡터 PWM 파형으로 전력용 반도체인 IGBT를 온·오프하여 IPMSM을 구동하는 전력변환부로 구성하며 IPMSM과 직류전동기를 커플링하고 직류전동기에 전자부하를 연결한 부하시스템으로 구성한다.

그림 8 과 그림 9는 무부하 상태에서 스텝 지령속도를 4000[rpm]으로 운전 중, 부하토크를 4[N·m]인가 시켰을 경우의  $I_d=0$ 와 최대토크 제어의 응답특성을 나타낸다. 그림 8(a)는 지령속도와 실제속도, 그림 (b)는  $d$ 축 전류를 나타내고 그림 (c)는 발생토크를 나타낸다. 무부하 상태에서 스텝 지령속도에 대한 응답특성을 비교하면 최대토크 제어는  $I_d=0$  제어에 비해 오버슈트가 적고 상승 시간이 빠르며 정상상태에 빠르게 도달한다. 그리고 최대토크 제어는 토크도  $I_d=0$  제어에 비해 크

게 나타난다.

그림 10과 그림 11은 무부하 상태에서 4000[rpm]으로 운전 중, 3000[rpm]으로 운전속도를 변화시켰을 경우  $I_d=0$ 와 최대토크 제어의 응답특성을 나타낸다. 속도를 변화시켰을 경우에도 최대토크 제어는  $I_d=0$  제어에 비해 속도 변화의 폭이 감소하고 지령속도에 빠르게 도달하는 것을 알 수 있다.

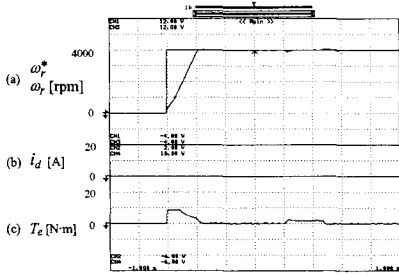


그림 8 스텝 지령속도에 대한  $I_d=0$  제어의 응답특성  
Fig. 8 Response characteristics of  $I_d=0$  with step command speed

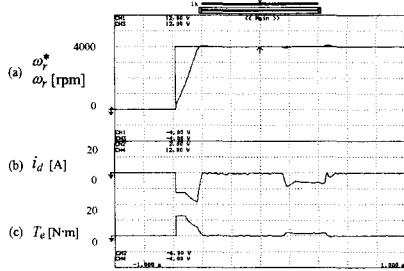


그림 9 스텝 지령속도에 대한 최대토크 제어의 응답특성  
Fig. 9 Response characteristics of maximum torque control with step command speed

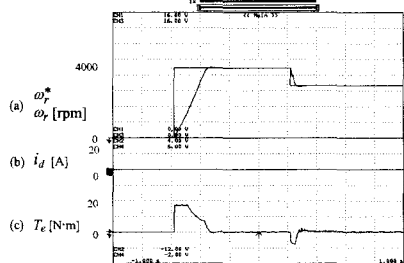


그림 10 지령속도 변화에 대한  $I_d=0$  제어의 응답특성  
Fig. 10 Response characteristics of  $I_d=0$  control in command speed change

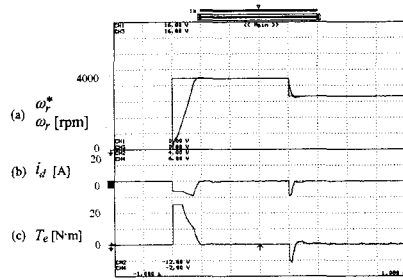


그림 11 지령속도 변화에 대한 최대토크 제어의 응답특성  
Fig. 11 Response characteristics of maximum torque control in command speed change

그림 12와 그림 13은 무부하 상태에서 4000[rpm]으로 운전 중, 부하토크를 4[N·m]인가하여 3000[rpm]으로 운전속도를 변화시켰을 경우 FNN과 ALFN의 응답특성을 나타낸다. 부하를 인가한 경우에도 ALFN제어의 응답성능은 FNN 제어기 보다 상승 시간이 빠르며 속도 추종이 양호하게 나타난다.

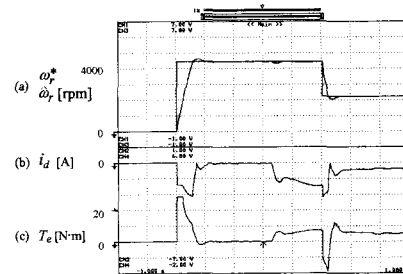


그림 12 지령속도 변화와 부하인가에 대한 FNN의 응답특성  
Fig. 12 Response characteristics of FNN with command speed change and load torque

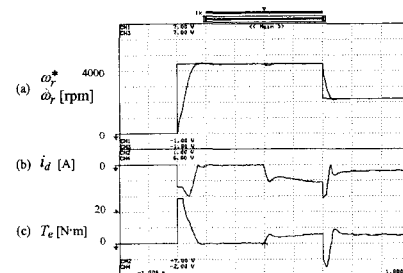


그림 13 지령속도 변화와 부하인가에 대한 ALFN의 응답특성  
Fig. 13 Response characteristics of ALFN with command speed change and load torque

다음은 ANN에 의한 IPMSM의 속도를 추정하고 수행 결과를 제시한다.

그림 14는 저속인 40[rpm]으로 운전하였을 때 응답특성이다. 저속 운전에서도 속도 추정은 양호하게 이루어지고 있다.

그림 15는 부하토크가 4[N·m]인가된 상태에서

4000[rpm]과 -4000[rpm]을 교대로 운전시켰을 경우 최대토크 제어의 응답특성을 나타낸다. 정·역회전 운전에서도 속도 추종이 양호하게 나타난다. 따라서 ANN에 의한 속도추종은 양호하게 나타나는 결과를 얻을 수 있었다.

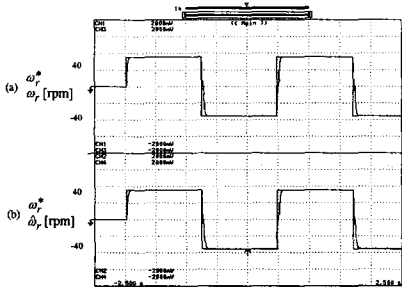


그림 14 스텝 지령속도 변화에 최대토크 제어 응답 특성

Fig. 14 Response characteristics of maximum torque control with low speed command change

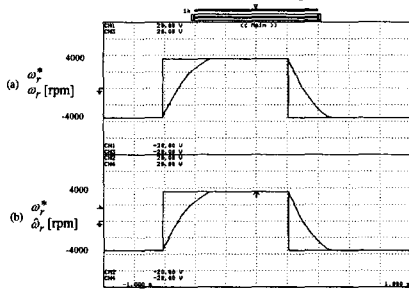


그림 15 스텝 지령속도 변화에 최대토크 제어 응답 특성

Fig. 15 Response characteristics of maximum torque control with speed command change and load torque

## 5. 결론

본 논문에서는 ALFN 제어기 및 ANN을 이용하여 IPMSM 드라이브의 최대토크를 제어하기 위하여  $d$  와  $q$  축 전류의 최적 구성을 선정하는 방법을 제시하였다. 기저속도 이하인 저속에서는 MTPA 제어가 가능하였고 고속에서는 약계자제어 및 MTPA 제어가 가능하였다. 속도 및 부하토크가 변동할 경우에도 본 논문에서 제시한 기법이 종래의  $i_{d0}$  방법보다 매우 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다. 따라서 저속과 고속의 전 속도영역에서 본 논문에서 제시한 방법이 우수한 응답특성의 결과를 얻을 수 있었다. 본 논문에서 제시한 제어기법이 종래의  $i_{d0}$  제어보다 토크를 상승시킬 수 있었으며 CTR에서 MTPA 제어와 FWR에서 약계자 제어 및 MTPA가 양호하게 수행하여 최대토크를 얻을 수 있었다.

또한, ALFN과 ANN을 이용하여 IPMSM의 고성능

속도 제어 및 추종을 제시하였다. ALFN 제어기를 이용하여 속도를 제어하였으며 ANN을 이용하여 속도를 추정하였다.

제시한 ALFN 제어기는 종래의 PI 및 FNN 제어기보다 성능이 우수한 결과를 얻었으며 고성능 및 강인성 제어를 확인할 수 있었다. ANN을 이용하여 다양한 지령속도의 변화에도 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하였다. 지령속도를 정·역회전 운전 및 4상한 운전시켰을 경우에도 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하였다. 그리고 부하토크를 인가할 경우에도 추정속도는 실제속도에 양호한 추정성능을 확인할 수 있었다.

본 논문에서는 제시한 ALFN과 ANN을 이용한 IPMSM 드라이브의 최대토크 제어를 이룩할 수 있었으며 속도의 제어 및 추정도 만족할만한 결과를 얻을 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제시한 제어 기법의 타당성을 입증할 수 있었다.

## 참고문헌

- [1] G. R. Stemon, "Electric machines and drives," Reading, MA: Addison-Wesley, 1992.
- [2] T. J. E. Miller, "Brushless permanent magnet and reluctance motor drives," Oxford, U. K.: Clarendon, 1989.
- [3] Mona N. Eskander, "Minimization of Losses in Permanent Magnet Synchronous Motors Using Neural Network", Journal of Power Electronics. vol. 2, no. 3, pp 220-229, 2002.
- [4] B. K. Bose and P. M. Szczesny, "A microcomputer-based control and simulation of an advanced IPM synchronous machines drive system for electric vehicle propulsion," IEEE Trans. IE, vol. 35, no. 4, pp. 547-559, 1988.
- [5] J. M. Kim, S. K. Sul, "Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation," IEEE Trans. IA, vol. 33, pp. 43-48, 1997.
- [6] M. Santos and J. M. de la Cruz, "Between fuzzy PID and PID conventional controllers," NAFIPS'96, Berkley, USA, June 1996.
- [7] 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.
- [8] J. C. Lee and D. H. Chung, "MRAC fuzzy control for high performance of induction motor drive," The Trans. of KIEE, 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 KIEE, 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 KJIS, 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 KIEE, vol. 41-SC, no. 3, pp. 39-46, 2004.
- [12] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors," IEEE Trans. on IA, pp. 1054-1061, 1992.
- [13] D. H. Chung, "Power electronics and motor control," Interscience Press, 2005.
- [14] D. H. Chung, et al., "Speed sensorless control of IPMSM drive with ANN," KIEE Trans., vol. 52P, no. 4, pp. 154-160, 2003.