

다중 HBPI 제어를 이용한 유도전동기 드라이브의 최대토크 제어

(Maximum Torque Control of Induction Motor Drive using Multi-HBPI Controller)

고재섭* · 최정식 · 정동화

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

Abstract

The maximum output torque developed by the machine is dependent on the allowable current rating and maximum voltage that the inverter can supply to the machine. Therefore, to use the inverter capacity fully, it is desirable to use the control scheme considering the voltage and current limit condition, which can yield the maximum torque per ampere over the entire speed range.

This controller is controlled speed and current using hybrid PI(HBPI) controller and estimation of speed using ANN. Also, this paper is proposed maximum torque control of induction motor using slip angular speed and current condition at widely speed range. The performance of the proposed induction motor drive with maximum torque control using HBPI controller is verified by analysis results at dynamic operation conditions.

Key Words : Induction Motor Drive, HBPI, Fuzzy Control, Neural Network, Maximum Torque Control

1. 서 론

최근 전 세계적으로 환경문제의 인식이 높아지고 에너지 및 자원의 절약이 요구되면서 가변속 드라이브에 대한 관심이 고조되고 있다. 전력용 반도체의 진보, 마이크로프로세서 및 DSP의 응용으로 가변속 드라이브에 대한 연구는 한층 박차를 가하게 되었다. 간접 벡터제어를 적용한 유도전동기 드라이브는 고성능 제어를 위하여 산업 적용분야에 광범위하게 사용되고

있다. 이는 유도전동기 드라이브가 간단하고 고속 응답 특성을 가지고 있으며 강인성, 가격, 신뢰성 및 효율성이 우수하다는 장점 때문이었다[1-2].

따라서 유도전동기는 AC 서보, 견인 및 전기자동차, 스피들 드라이브와 같은 다양한 적용분야에 많이 사용되고 있다. 유도전동기의 고성능 토크제어는 지령전류를 추종하는 전류제어기를 위하여 빠르고 충분한 전류응답을 필요로 한다. 그러나 인버터의 DC 링크에서 전압과 전류의 한계 때문에 전동기의 입력전압 및 전류는 제한된다. 따라서 전동기에서 발생한 토크는 이러한 입력 제한조건 때문에 안전한 동작을 위하여 제한되어야 한다. 가변속 제어 시스템은 생산력을 높이기 위하여 가능한 고속으로 지령속도를 추종해야 한다. 입력 전압과 전류의 조건에서 최대토크를 발생

* 주저자 : 순천대학교 전기제어공학과
Tel : 061-750-3540, Fax : 061-752-1103
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr
접수일자 : 2010년 3월 2일
1차심사 : 2010년 3월 5일
심사완료 : 2010년 7월 1일

할 수 있는 제어방식이 필요하다[3].

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 제어를 개발하고 있다. 이러한 혼합제어는 플랜트의 파라미터에서 불확실성과 미지의 변동을 용이하게 처리할 수 있으며 더욱 효율적으로 취급할 수 있는 구조를 구축할 수 있다. 그리고 이들 기법 간의 상호 혼합한 방식은 적응성 및 강인성이 요구되는 유도전동기 드라이브에서 진가를 유감없이 발휘될 전망이다[4-8].

본 논문에서는 HBPI(Hybrid PI) 제어를 이용하여 유도전동기의 속도 및 전류를 제어하고 출력성분인 지령토크를 이용하여 최대토크 제어를 수행한다. 그리고 ANN(Artificial Neural Network)을 이용하여 유도전동기의 속도를 추정한다. 먼저 유도전동기 드라이브의 고성능 속도제어를 위하여 HBPI 제어를 설계한다. 다음은 유도전동기의 최대토크 제어를 위하여 주어진 부하토크에서 고정자 전류를 최소화한다. 다음은 속도 추정을 위하여 ANN을 설계한다. 유도전동기 드라이브 시스템을 구성하여 제시한 제어를 적용하여 다양한 성능과 최대토크의 특성을 분석한다. 그리고 본 논문의 효용성을 입증하기 위하여 종래의 방식과 비교하고 결과를 제시한다.

2. 유도전동기의 모델링

유도전동기의 동적 방정식은 동기 기준축에서 표현하면 다음 식과 같다[9].

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p\phi_{ds} - \omega_e \phi_{qs} \quad (1)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p\phi_{qs} + \omega_e \phi_{ds} \quad (2)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + p\phi_{dr} - \omega_s \phi_{qr} \quad (3)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + p\phi_{qr} + \omega_s \phi_{dr} \quad (4)$$

여기서 $\omega_s = \omega_e - \omega_r$ 이고 p 는 미분연산자이다.

자속은 전류의 향으로 표현할 수 있다.

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} ; \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (5)$$

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} ; \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (6)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m, \quad L_r = L_{lr} + L_m \quad (7)$$

고정자 전류는 입력이고 회전자 권선은 단락되어 있으므로 상태방정식은 다음 식으로 표현할 수 있다.

$$0 = \frac{R_r}{L_r} (\phi_{qr} - L_m i_{qs}) + p\phi_{qr} + \omega_s \phi_{dr} \quad (8)$$

$$0 = \frac{R_r}{L_r} (\phi_{dr} - L_m i_{ds}) + p\phi_{dr} - \omega_s \phi_{qr} \quad (9)$$

고정자 자속은 상태변수의 향으로 표현한다.

$$\phi_{ds} = L i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \quad (10)$$

$$\phi_{qs} = L i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \quad (11)$$

여기서 $L = L_{ls} + \frac{L_m L_{lr}}{L_r + L_m}$ 이다.

전자기적인 토크는 다음 식과 같다.

$$T_e = K (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (12)$$

여기서 $K = \frac{3P}{2}$ 이다.

간접 벡터제어[5]에서는 $\theta_e(0)$ 는 ϕ_{qr} 가 영(Zero)이 되도록 선정한다. 식 (8)과 (9)는 다음 식과 같다.

다중 HBPI 제어기를 이용한 유도전동기 드라이브의 최대토크 제어

$$0 = -\frac{R_r L_m}{L_r} i_{qs}^* + \omega_s \phi_{dr} \quad (13)$$

$$0 = \frac{R_r}{L_r} (\phi_{dr} - L_m i_{ds}^*) + p \phi_{dr} \quad (14)$$

i_{ds}^* 가 일정하게 유지하기 위하여 제어하면 식 (14)에서 $p \phi_{dr} = 0$ 이다.

$$\phi_{dr} = L_m i_{ds}^* \quad (15)$$

식 (13)에서 ω_s 에 대하여 풀면 다음 식과 같다.

$$\omega_s = \frac{R_r i_{qs}^*}{L_r i_{ds}^*} \quad (16)$$

토크 식도 다음 식과 같다.

$$T_e = K \frac{L_m^2}{L_r} i_{qs}^* i_{ds}^* \quad (17)$$

간접 벡터제어의 블록도는 그림 1과 같다. i_{ds}^* 는 일반적으로 일정하게 유지하는 지령 자화전류이며 i_{qs}^* 는 토크를 제어한다. 지령전류 $i_{as}^*, i_{bs}^*, i_{cs}^*$ 는 인버터 제어 시스템에 공급된다.

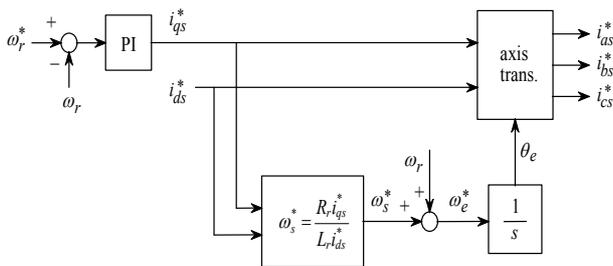


그림 1. 간접 벡터제어의 블록도
Fig. 1. Block diagram of indirect vector control

고정자 전류크기는 피크 교류전류로서 정의한다.

$$|i_s| = \sqrt{i_{qs}^2 + i_{ds}^2} \quad (18)$$

고정자 자속도 전류와 유사하게 정의한다.

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{qs}^2 + \phi_{ds}^2} \quad (19)$$

3. 최대토크 제어

최대토크 제어인 MTPA(Maximum Torque per Ampere) 제어의 동작은 운전상태에서 정해진 토크와 속도에 의해 얻을 수 있다. 이 제어는 고정자 전류를 최소화하여 토크를 최대로 하는 슬립 각속도를 조절하여 얻는다. 이 슬립 각속도는 식 (18)이 일정한 조건을 이용하여 쉽게 얻을 수 있다. 식 (17)에서 i_{ds}^* 와 i_{qs}^* 의 곱을 최대로 하는 슬립 각속도를 구한다. 따라서 이러한 조건을 이용하여 i_{qs}^* 는 i_{ds}^* 와 같게 설정해야 하며 식 (16)에서 다음 식을 얻는다.

$$\omega_{s, \text{MTPA}} = \frac{R_r}{L_r} = \frac{1}{\tau_r} \quad (20)$$

여기서 τ_r 는 회전자 시정수이다. 최대토크로 제어하기 위하여 최소 고정자 전류를 유지해야 하며 식 (20)에서 회전자 시정수의 역인 일정한 슬립 각속도에서 운전시켜야 한다.

최대 토크 및 최소 고정자 전류에서 동작은 동작조건이 존재하므로 전 속도와 토크 영역에서 운전하기가 어렵다. 이러한 동작조건은 다음과 같이 가정한다.

- 1) 고정자 전류는 설정 최대치를 초과할 수 없다.
- 2) 고정자 자속은 설정 최대치를 초과할 수 없다.
- 3) 고정자 전압은 정격치를 초과할 수 없다.

조건 2)를 만족하면 조건 3)은 정격치 보다 낮은 회전자 속도에서 동작하기 위하여 만족한다. 이러한 제한 조건을 만족하기 위하여 고정자 전류와 자속은 선정된 독립변수에 의해 쉽게 표현할 수 있다.

$$|\phi_s| = \sqrt{T_e \left(\frac{a}{\omega_s} + b \omega_s \right)} < |\phi_s|_{\text{max}} \quad (21)$$

여기서

$$a = \frac{R_r [L_m^4 + L^2 L_r^2 + 2L_m^2 L L_r]}{L_r^2 L_m^2} \quad (22)$$

$$b = \frac{L^2 L_r^2}{R_r L_m^2} \quad (23)$$

$$|i_s| = \sqrt{T_e \frac{L_r}{L_m} \left(\frac{1}{\tau_r \omega_s} + \tau_r \omega_s \right)} < |i_s|_{\max} \quad (24)$$

자속이 정격보다 낮으면 최대 슬립 각속도는 식 (20)과 같다. 매우 큰 토크에 대하여 슬립 각속도는 자속 조건을 초과할 수 없다. 동작의 자속제한 모드에서 슬립 각속도의 표현은 식 (21)에서 $|\phi_s|=1$ 로 설정하여 얻을 수 있으며 ω_s 를 구하면 다음 식과 같다.

$$\omega_s = \frac{1 - \sqrt{1 - 4T_e^2 c}}{2T_e b} \quad (25)$$

여기서

$$c = \frac{L^2 [L_m^4 + L^2 L_r^2 + 2L_m^2 L L_r]}{L_m^4} \quad (26)$$

일정 슬립과 동작의 자속 제한영역 사이에서 한계점은 식 (20)에서 ω_s 에 의하여 설정되고 한계점을 초과하는 ω_s 는 식 (25)를 이용한다. 식 (25)에서 한계 T_e 를 구하면 다음 식과 같다.

$$T_{e, bp} = \frac{R_r L_r}{bL_r^2 + (cR_r)^2} \quad (27)$$

$T_e < T_{e, bp}$ 에서 필요한 각 속도는 식 (20)에서 주어지고 $\tau_r \omega_s = 1$ 이다. $T_e > T_{e, bp}$ 에서 필요한 슬립 각속도는 식 (25)에서 주어지고 $\tau_r \omega_s$ 는 다음 식과 같다.

$$\tau_r \omega_s = \frac{(1 - \sqrt{1 - 4T_e^2 b}) L_m^2}{2T_e L^2 L_r} \quad (28)$$

식 (17)을 i_{qs} 에 대한 식으로 풀면 다음 식과 같다.

$$i_{qs} = \frac{K_1 T_e}{i_{ds}} \quad (29)$$

여기서 $K_1 = L_r / KL_m^2$ 이다.

식 (29)을 식 (18)에 대입하여 정리하면 다음 식과 같다.

$$|i_s| = \sqrt{(K_1 T_e)^2 i_{ds}^{-2} + i_{ds}^2} \quad (30)$$

$|i_s|$ 가 최소가 되는 i_{ds} 를 구하기 위하여 $di_s / di_{ds} = 0$ 조건을 구한다.

$$i_{ds} = \sqrt{K_1 T_e} \quad (31)$$

HBPI를 이용한 최대토크 제어에 대한 블록도는 그림 2와 같다.

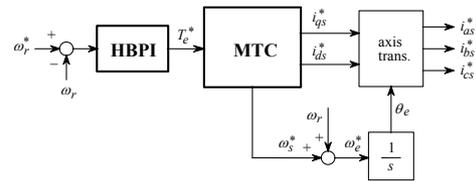


그림 2. HBPI 제어를 이용한 최대토크 제어의 블록도
Fig. 2. Block diagram of maximum torque control using HBPI controller

HBPI에 의해 제어되는 유도전동기 드라이브의 최대토크 제어의 전체 시스템은 그림 3과 같다.

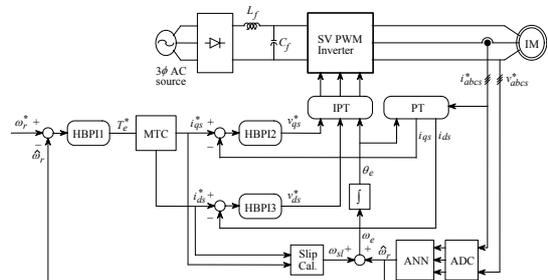


그림 3. HBPI를 이용한 유도전동기 드라이브의 제어 시스템
Fig. 3. Control system of induction motor drive using HBPI

4. HBPI 제어기의 설계

HBPI1 제어기의 설계는 그림 4와 같다.

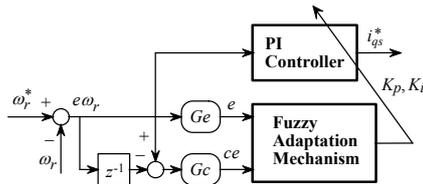


그림 4. HBPI1 제어기의 구조
Fig. 4. The structure of HBPI1 controller

PI 제어기의 두 개의 이득은 종래의 방법을 이용하여 초기화한다. PI 제어기의 이득을 동조하기 위한 퍼지 알고리즘은 파라미터가 변동할 경우에 양호한 성능을 유지하기 위하여 사용한다. 이는 ΔK_p 와 ΔK_i 를 발생시키기 위하여 퍼지 룰을 사용한다. 이 룰의 설계는 정량적인 지식에 기초하며 여러 동작조건에서 K_p 와 K_i 의 다양한 값을 위한 종래의 PI 제어기를 해석하여 구한다.

퍼지적응 메카니즘에서 입력은 속도 오차 e 와 속도 오차의 변화 ce 이고 출력은 두 개의 이득 K_p 와 K_i 이다. K_p 와 K_i 를 갱신하기 위한 퍼지 룰은 표 1과 표 2에 나타난다. 퍼지집합은 같은 폭으로 중복된 삼각형 함수를 사용한다.

표 1. 이득 K_i 를 갱신하기 위한 룰 베이스
Table 1. Rule base to update gain K_i

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

표 2. 이득 K_p 를 갱신하기 위한 룰 베이스
Table 2. Rule base to update gain K_p

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

퍼지 동조기는 두 개의 출력 언어변수의 비퍼지화를 위하여 무게중심법을 사용하여 PI 제어기의 이득의 적절한 변화를 얻는다. 이 두 개의 이득은 다음과 같이 갱신한다.

$$K_p = K_p + K_{kp} f_1(e_n, \Delta e_n) \quad (32)$$

$$K_i = K_i + K_{ki} f_2(e_n, \Delta e_n) \quad (33)$$

드라이브의 안정화를 위하여 이득 K_p 와 K_i 는 정상 상태에 도달하면 제한하고 지령속도가 변화할 경우에는 초기화한다.

첫 번째는 추론 룰 표에서 이득 K_i 는 속도오차를 정 방향으로 크게 하거나 부 방향으로 경우에는 더욱 증가시키고 속도의 오차변화를 정 방향으로 크게 하거나 부 방향으로 경우에는 더욱 감소시킨다. 이는 속도의 상승시간이 개선되지만 오버슈트에 의한 속도응답이 지연된다.

두 번째는 이득 K_p 는 오차와 오차변화가 정 방향으로 클 경우에는 증가시키고 부 방향으로 작을 경우에는 감소시킨다. 이는 속도의 오버슈트와 정상상태의 오차를 감소시킨다.

5. ANN에 의한 속도 추정

ANN(Artificial Neural Network)은 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.

$$y(k+1) = f(y(k), \dots, y(k-d_y), u(k), \dots, u(k-d_u)) \quad (34)$$

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 5는 ANN을 이용한 시스템의 추정을 나타낸다. ANN은 시스템의 NARMAX 모델을 추정하는데 사용하며 이를 위해 식 (34)에서 필요한 입력과 예측 출력벡터 $\hat{y}(k+1)$ 로서 ANN의 출력을 구성한다. 시간 $k+1$ 에서 예측 출력벡터를 실제 출력벡터와 비교하여 식 (34)에서 함수 $f(\cdot)$ 를 에뮬레이트하기 위하여 학습한다. 그리고 오차 역전파 알고리즘에 의해 ANN 하중을 새롭게 하기 위하여 오차를 사용한다.

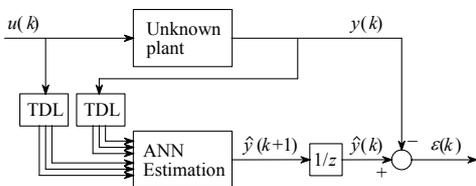


그림 5. ANN을 이용한 시스템 추정
Fig. 5. System estimation using ANN

ANN을 이용한 시스템의 추정에서 구한 최종 추정 속도는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta \hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) + \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) + \frac{\eta}{T} \{ [\hat{\phi}_{qr}(k) - \hat{\phi}_{qr}(k)] \hat{\phi}_{dr}(k-1) \\ &\quad - [\hat{\phi}_{dr}(k) - \hat{\phi}_{dr}(k)] \hat{\phi}_{qr}(k-1) \} + \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (35)$$

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

추정속도를 이용한 회전자 자극의 위치는 다음과 같다.

$$\hat{\theta}_r(k+1) = \hat{\theta}_r(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (36)$$

6. 시스템 성능결과

본 논문에서 사용한 유도전동기의 파라미터는 표 3과 같다.

표 3. 유도전동기의 파라미터
Table 3. Parameter of induction motor

극 수	4
고정자 저항 R_s	0.59[Ω]
회전자 저항 R_r	0.18[Ω]
정격 주파수	60[Hz]
고정자 인덕턴스 L_s	64.72[mH]
회전자 인덕턴스 L_r	64.72[mH]
상호 인덕턴스 L_m	61.91[mH]
정격 속도	1800[rpm]
정격 관성 J_n	0.0091[kg·m ²]

그림 6은 0.1[sec]에 1,800[rpm]으로 운전 중, 0.5[sec]에서 0.8[sec]에 부하토크를 5[N.m]인가하였을 때 응답특성을 나타낸다. 그림 6 (a)는 HBPI, PI 제어기의 지령속도와 추정속도, 그림 6 (b), (c)는 HBPI 제어

기에 의해서 제어되는 k_p, k_i 를 나타내고, 그림 6 (d)는 q 축 전류를 나타낸다. 그림 7은 그림 6의 과도상태 부분을 명확하게 분석하기 위하여 확대하여 해석한 결과이다. 그림 7 (a)는 속도 상승부분을 나타내며, 그림 7 (b)는 부하 변화부분을 나타낸다. 본 논문에서 제시한 HBPI 제어기가 종래의 PI 제어기에 비하여 오버슈트가 작고 안정화 시간이 빠르게 나타나고 있다.

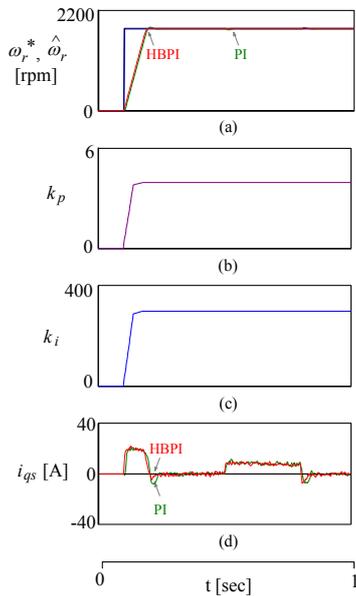


그림 6. 속도 및 부하 변화에 대한 응답특성
Fig. 6. Response characteristic with command speed and load torque variation

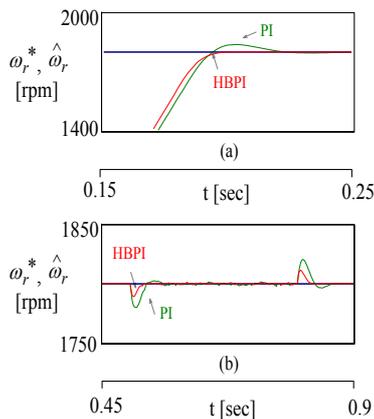


그림 7. 지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성
Fig. 7. Response characteristic with command speed and load torque variation

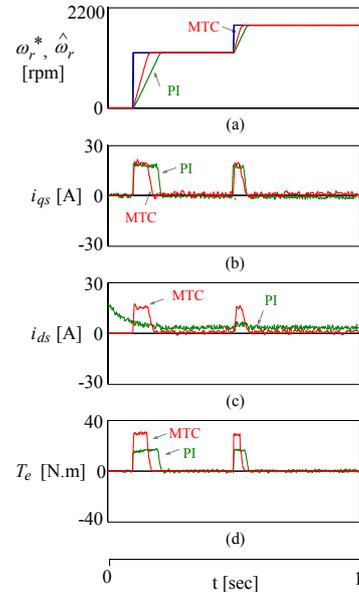


그림 8. 지령속도 변화에 대한 최대토크 응답특성
Fig. 8. Response characteristic maximum torque control with command speed variation

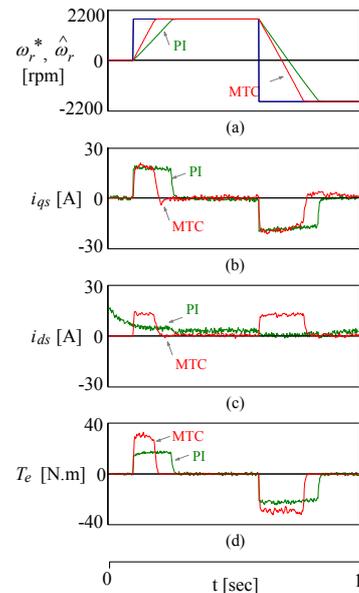


그림 9. 정·역 운전에 대한 최대토크 응답특성
Fig. 9. Response characteristic maximum torque control with forward and reverse operation

그림 8은 0.1[sec]에 1,200[rpm]으로 운전 중 0.5[sec]에 1,800[rpm]으로 지령속도를 변화하였을 경우의 최

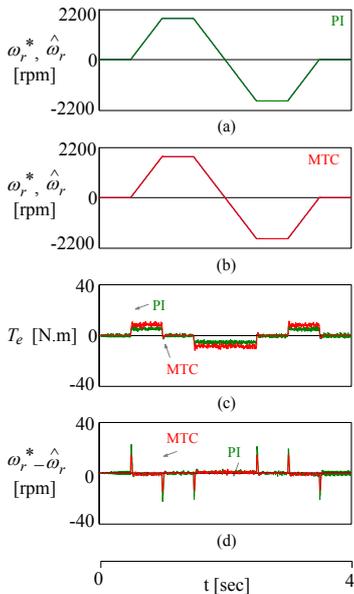


그림 10. 4상한 운전에 대한 최대토크 응답특성
 Fig. 10. Response characteristic of maximum torque control with quadrant drive

축 전류, 그림 8 (d)는 발생토크를 나타낸다. 본 논문에서 제시한 최대토크 제어가 종래의 제어에 비하여 상승시간이 빠르게 나타나고 있으며, 발생토크도 크게 발생하고 있다.

그림 9는 1,800[rpm]과 -1,800[rpm]으로 정·역 운전하였을 경우 최대토크 제어의 응답특성을 나타낸다. 그림 9 (a)는 지령속도와 추정속도, 그림 9 (b)는 q 축 전류, 그림 9 (c)는 d 축전류, 그림 9 (d)는 발생토크를 나타낸다. 그림 9 (a)에서 본논문에서 제시한 최대토크 제어는 종래의 PI 제어에 비하여 상승시간이 빠르게 나타나고 있으며, 그림 9 (d)에서 발생토크도 크게 발생하고 있다.

그림 10은 4상한 운전에 대한 최대토크 제어 응답특성을 나타낸다. 그림 10 (a), (b)는 PI 제어와 본 논문에서 제시한 최대토크 제어의 지령속도와 추정속도를 나타내고 그림 10 (c)는 발생토크, 그림 10 (d)는 속도 오차를 나타낸다. 그림 10 (d)의 속도오차에서 본 논문에서 제시한 최대토크 제어가 종래의 PI 제어에 비하여 속도오차가 작게 발생하고 있다.

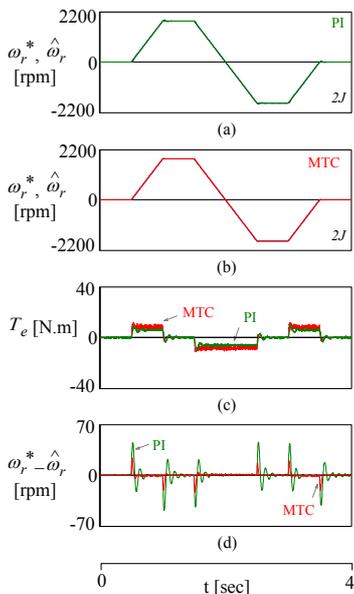


그림 11. 파라미터 변동에 대한 최대토크 응답특성(2J)
 Fig. 11. Response characteristic of maximum torque control with quadrant drive(2J)

최대토크 응답특성을 나타낸다. 그림 8 (a)는 지령속도와 추정속도, 그림 8 (b)는 q 축 전류, 그림 8 (c)는 d

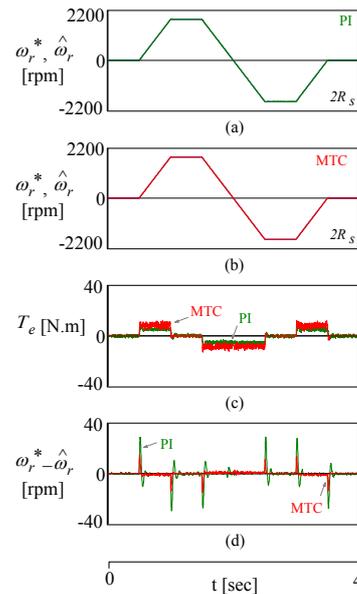


그림 12. 파라미터 변동에 대한 최대토크 응답특성(2R_s)
 Fig. 12. Response characteristic of maximum torque control with quadrant drive(2R_s)

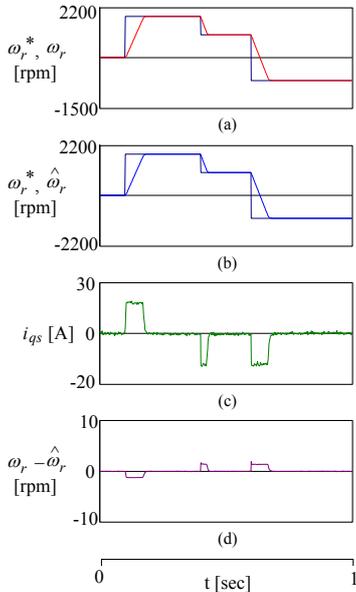


그림 13. 속도추정에 대한 응답특성
Fig. 13. Speed response characteristic with speed estimation

그림 11, 12는 파라미터 변동에 대한 최대토크 제어의 응답특성을 나타낸다. 그림 11은 관성이 2배로 변화하였을 경우, 그림 12는 고정자 저항이 2배로 변화하였을 경우를 나타낸다. 그림 (a)는 PI 제어기, 그림 (b)는 최대토크 제어, 그림 (c)는 속도오차를 나타낸다. 파라미터가 변동하였을 경우에도 본 논문에서 제시한 최대토크 제어기 종래의 제어에 비하여 속도오차가 작게 발생하고 있다.

그림 13은 속도추정에 대한 응답특성을 나타낸다. 그림 13 (a)는 지령속도와 실제속도, 그림 13 (b)는 지령속도와 추정속도, 그림 13 (c)는 q 축 전류, 그림 13 (d)는 속도 추정오차를 나타낸다. 그림 13 (d)의 추정오차가 1% 이내로 매우 양호하게 추정하고 있다.

그림 14와 15는 지령속도 및 부하변화에 대한 전류 응답특성을 나타낸다. 그림 14는 PI 제어기에 의한 전류 응답특성을 나타내고, 그림 15는 본 논문에서 제시한 HBPI제어기에 의한 전류 응답특성을 나타낸다. 그

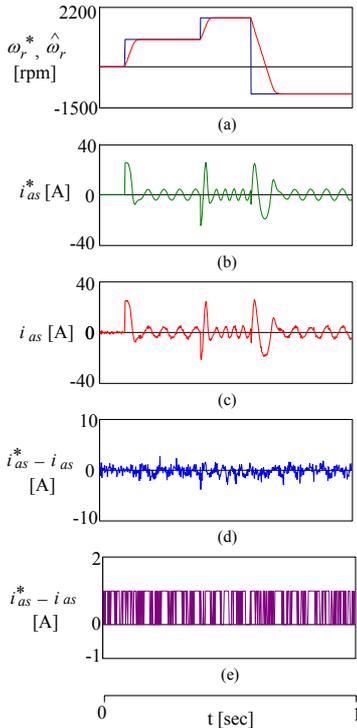


그림 14. 지령속도 및 부하변화에 대한 전류 응답특성(PI)
Fig. 14. Current response characteristic with command speed and load torque variation(PI)

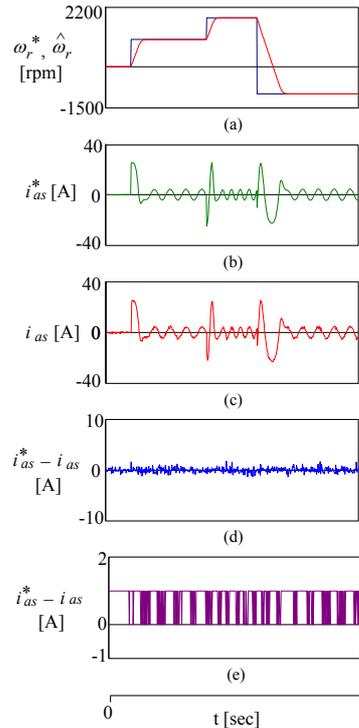


그림 15. 지령속도 및 부하변화에 대한 전류 응답특성(HBPI)
Fig. 15. Current response characteristic with command speed and load torque variation(HBPI)

림 (a)는 지령속도와 추정속도, 그림 (b)는 지령 a상 전류, 그림 (c)는 실제 a상 전류, (d)는 a상 전류 오차이며, (e)는 스위칭 시간을 나타낸다. 그림 (d)의 전류 오차에서 본 논문에서 제시한 HBPI 제어기는 종래의 PI 제어기에 비하여 전류오차가 현저하게 작게 나타나고 있어 우수한 성능을 나타낸다.

7. 결 론

본 논문은 HBPI 제어기를 이용하여 유도전동기 드라이브의 최대토크 제어를 제시하였다. HBPI 제어기는 퍼지제어와 적응제어를 혼합한 FAM(Fuzzy Adaptation Mechanism)을 통해 전동기 동작상태에 따라 PI 제어기의 이득값을 자동으로 계산한다. 또한 본 논문에서는 전동기 동작상태에 따라 최적의 슬립 주파수를 계산하고 슬립주파수를 이용하여 최대토크 제어를 위한 d, q 축 전류를 통해 최대토크 제어를 수행한다. 본 논문에서 제시한 HBPI 제어기는 유도전동기에 적용하여 정상상태, 과도상태, 속도 및 부하토크 변화에 대한 응답특성을 비교하였다. 본 논문에서 제시한 최대토크제어가 종래의 PI 제어기 보다 우수한 성능을 얻을 수 있으므로 본 논문의 타당성을 입증할 수 있었다.

References

[1] B. K. Bose, "Modern power electronics and AC drives," Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 2002.
 [2] I. Boldea and S. A. Nasar, "Electric drives," New York: Taylor & Francis, 2006.
 [3] H. Grotstollen and J. Wiesing, "Torque capability and control of a saturated induction motor over a wide range of flux weakening," IEEE Trans. IE, vol. 42, pp. 374-381, 1995.
 [4] 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.
 [5] D. H. Chung, et al., "Development of hybrid artificial intelligent controller for high performance of induction motor," ICEE'06, pp. 101, 2006.
 [6] J. S. Ko, J. S. Choi, J. H. Lee and D. H. Chung, "High Performance of Induction Motor with Adaptive Artificial Intelligent controller," Proceeding of ICMATE'06, Session B1, pp. 189-194, 2006.

[7] J. C. Lee, H. G. Lee, Y. S. Lee, S. M. Nam and 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.
 [8] J. C. Lee, H. G. Lee, S. M. Nam and 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]
 [9] B. K. Bose, "Power electronics and ac drive," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1986.

◇ 저자소개 ◇



고재섭(高在涉)

1980년 2월 2일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 석사과정 졸업. 2007년 3월~동 대학원 전기공학과 박사과정.

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 석사과정 졸업. 2007년 3월~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.

Tel : (061)750-3543,

Fax : (061)752-1103

E-mail : cjs1108@senu.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 정보통신공학부

교수.

Tel : (061)750-3543

Fax : (061)752-9841

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

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