

# 모터 파라미터 변화에 강인한 안정도 최대화 PI 제어기 설계

## Design of Robust Stability Maximizing PI Controller in Motor Parameter Variation

조 내 수, 류 지 열\*, 박 철 우, 권 우 현

(Nae-Soo Cho, Jee-Youl Ryu, Chul-Woo Park, and Woo-Hyen Kwon)

**Abstract:** This paper propose a PI controller that maximizes the degree of stability using a stability in a simplified motor model the applies decoupling control. The PI controller gains are directly from the motor parameters, thereby reducing the element of trial and error, and, the Kharitonov equation was used to evaluate the robustness of the gains to changes in the motor parameters. In addition, the system poles are located in the same position, the proposed method can provide a fast response. The effectiveness of the proposed controller is verified by simulation results.

**Keywords:** PI controller, decoupling control, stability, Kharitonov equation

### I. 서론

일반적으로 전동기 구동시스템의 경우 위치, 속도, 전류 제어 순의 직렬 구조를 가진다[1]. 따라서 고성능 구동시스템의 경우 최하위 제어기인 전류 제어기의 빠른 전류응답과 전류제한 특성에 따라서 전체 시스템의 성능이 결정된다.

전류제어기로는 다변수상태궤환 제어기[2], 예측 제어기[3], 신경망과 퍼지제어 알고리즘 제어기[4] 및 동기 좌표계 PI 제어기[5] 등이 있다. 먼저 상태궤환 제어기, 예측제어기 및 퍼지제어기의 경우 제어기에 사용되는 알고리즘이 복잡하여 구현이 어렵고 계산이 복잡하며 동기 좌표계 PI 제어의 경우 유도전동기 및 동기전동기에 존재하는 상호결합성분 때문에 제어기 이득결정에 많은 시행오차가 발생한다. 따라서 본 논문에서는 비 간섭 제어기[6]를 이용하여 상호 결합 보상을 통해 간략화 시킨 전동기 등가 모델을 사용하여 구현이 간단한 PI 제어기의 이득 설계방법을 제안한다. 제안한 PI 제어기의 이득은 안정도 최대화[7] 방법을 이용하여 전동기 상수로 부터 직접 구하였다. 그래서 이득 결정에 따르는 시행착오를 근본적으로 줄이거나 제거할 수 있는 장점이 있다. 또한 제안한 PI 제어기는 안정도 최대화 방법을 이용하여 설계하였기 때문에 시스템의 극점을 한 곳으로 위치시키는 역할을 해 빠른 동 특성을 가지며 시스템 파라미터 변화에도 강인한 특성을 가진다.

본 논문은 순서는 다음과 같다. 먼저 비 간섭 제어기를 가지는 간략화된 전동기 시스템의 등가 모델에서 안정도 최대화 방법으로 PI 제어기의 이득을 설정하는 방법을 제시한다. 다음 Kharitonov 방정식[8,9]를 사용하여 제안한 PI 제어기가 시스템 파라미터 변화에 강인함을 보인다. 마지막으로 Matlab Simulink를 이용한 모의실험을 통해 비 간섭 제어기의 유용성을 확인하고, 제안한 PI 제어기가 파라미터 변화에 강인하며, 기존 폴 제로 상쇄 방법의 PI 제어기[10]와 비교하여

빠른 응답성능을 가짐을 확인한다.

### II. 비 간섭 제어기를 가지는 전동기 시스템

#### 1. 유도전동기

유도전동기 동기좌표계 전압방정식은

$$V_{ds}^e = \left( r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds}^e + \sigma L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - r_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{dr}^e - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - \omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e \quad (1)$$

$$V_{qs}^e = \left( r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} - r_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{qr}^e + \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (2)$$

로 주어진다[9]. 또, 벡터제어가 정확하게 된다면 즉 동기좌표계 Q축 사속  $\lambda_{qr}^e = 0$  이 되어 식 (1), (2)는 식(3),(4)로 주어진다.

$$V_{ds}^e = \left( r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{ds}^e + \sigma L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - r_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{dr}^e - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e \quad (3)$$

$$= R_{eq} i_{ds}^e + L_{eq} \frac{di_{ds}^e}{dt} + E_{demf}^e + E_{dcup}^e$$

$$V_{qs}^e = \left( r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (4)$$

$$= R_{eq} i_{qs}^e + L_{eq} \frac{di_{qs}^e}{dt} + E_{qemf}^e + E_{qcup}^e$$

여기서,  $E_{demf}^e, E_{dcup}^e, E_{qemf}^e, E_{qcup}^e$  는 각각

$$E_{demf}^e = -r_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \lambda_{dr}^e$$

$$E_{dcup}^e = -\omega_e \sigma L_s i_{qs}^e$$

\* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수: 2009. 1. 7., 채택확정: 2009. 4. 6.

조내수, 권우현: 경북대학교 전자전기컴퓨터학부

(nscho0104@lycos.co.kr/whkwon@ee.knu.ac.kr)

류지열: 부경대학교 전자컴퓨터정보통신공학부(ryujy@pknu.ac.kr)

박철우: 영진전문대학 컴퓨터응용기계계열(pcw@yjc.ac.kr)

$$E_{qemf}^e = \omega_r (L_m / L_r) \lambda_{dr}^e$$

$$E_{qcup}^e = \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e$$

로 주어지며, DQ축 역기전력성분과 DQ축 상호결합성분을 의미한다. 식 (1), (2)를 이용하여 유도전동기의 전류 제어계를 나타내면 그림 1(a)과 같다. 식 (1), (2) 및 그림 1(a)에서의 역기전력 성분과 상호간섭성분을 제거하기 위해서 그림 1(b)와 같이 주제어기에 비 간섭 제어기를 추가하였다. 그림 1(b)로부터 유도전동기 전체 전달 특성은 식 (5)-(7)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^e \\ \hat{i}_{qs}^e \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} g_{dd} & g_{qd} \\ g_{dq} & g_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{e*} \\ i_{qs}^{e*} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\Delta = 1 + \left\{ 2G_c N + (CN)^2 + 2G_c CMN^2 + (G_c NM)^2 \right\} + (G_c N)^2 \quad (6)$$

$$g_{dd} = G_c N(1 + G_c N + CNM + G_c NM^2)$$

$$g_{qd} = G_c CN^2 - G_c NM$$

$$g_{dq} = G_c NM - G_c CN^2 \quad (7)$$

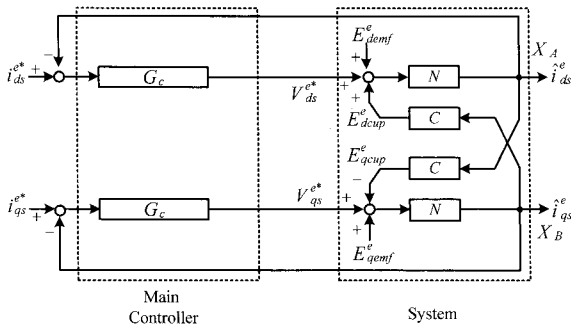
$$g_{qq} = G_c N(1 + G_c N + CNM + G_c NM^2)$$

$$M = \hat{CN}$$

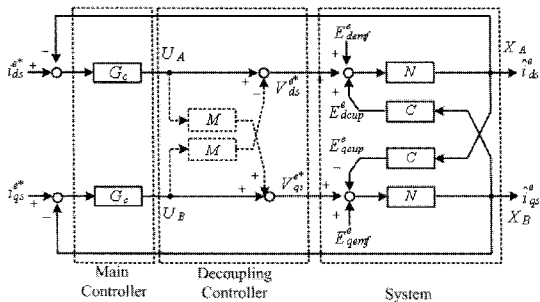
그림 1(b)에서 주 제어기인 PI 제어기를 제외한  $U_A, U_B$  를 입력으로  $X_A, X_B$  를 출력으로 하는 전달 특성은 식 (8)과 같다.

$$X_A = (N + CMN^2)U_A + (CN^2 - NM)U_B \quad (8)$$

$$X_B = (NM - CN^2)U_A + (N + CMN^2)U_B$$



(a) General current control system



(b) Current control system with decoupling controller

그림 1. 교류전동기 전류제어 시스템 블록도.  
Fig. 1. Block diagram of current control system in AC motor.

표 1. 전동기 등가 파라미터.

Table 1. The equivalent parameters of the motor.

	DC motor	Induction motor	Synchronous motor
Resistance	$R$	$r_s + r_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2$	$r_s$
Inductance	$L$	$\sigma L_s$	$L_s$
Angular frequency	$\omega_m$	$\omega_e = \omega_r + \omega_{sl}$	$\omega_e$
Q-axis back-emf	$e = K_T \omega_m$	$e_{qs}^e = \omega_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \lambda_{qr}^e$	$e_{qs}^e = K_e \omega_e$
D-axis back emf	0	$e_{ds}^e = -r_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \lambda_{dr}^e$	0
Q-axis coupling term	0	$\omega_e \sigma L_s i_{ds}^e$	$\omega_e L_s i_{ds}^e$
D-axis coupling term	0	$-\omega_e \sigma L_s i_{qs}^e$	$-\omega_e \sigma L_s i_{qs}^e$

식 (8)에서 유도전동기의 상수의 실제 값과 추정된 값이 정확하게 일치하면 즉,  $M = \hat{CN} = CN$  이 되어 상호 결합성분이 제거된다. 따라서 식 (5)는 식 (9)와 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^e \\ \hat{i}_{qs}^e \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} g_{dd} & 0 \\ 0 & g_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{e*} \\ i_{qs}^{e*} \end{bmatrix} \quad (9)$$

식 (9)로부터 비 간섭 제어기를 추가함으로써 유도전동기 시스템이 2입력 2출력인 다 변수 상호결합 시스템에서 단일 입력 출력 시스템으로 간략화 됨을 알 수 있다. 따라서 유도전동기의 전류 제어제도 직류전동기와 동일하게 설계할 수 있다.

2. 동기전동기

동기전동기의 동기좌표계 전압방정식은

$$V_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e \quad (10)$$

$$= R_{eq} i_{ds}^e + L_{eq} \frac{di_{ds}^e}{dt} + E_{dcup}^e$$

$$V_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + K_e \omega_e + \omega_e L_s i_{ds}^e \quad (11)$$

$$= R_{eq} i_{qs}^e + L_{eq} \frac{di_{qs}^e}{dt} + E_{qemf}^e + E_{qcup}^e$$

로 주어진다[11]. 여기서,  $K_e$  는 역기전력 상수이다. 동기 전동기의 경우도 유도전동기와 같이 비 간섭 제어를 적용시키면 단일 입력 단일 출력 시스템으로 바뀐다.

결론적으로 유도전동기, 동기전동기의 경우 비 간섭 제어를 수행 하여 모델을 일반화하면 직류전동기 등가 모델과 같이 저항과 인덕턴스로 구성된 회로와 역기전력으로 표현할 수 있다. 위의 결과를 나타내면 표 1과 같다.

III. 안정도 최대화 PI 제어기 이득 설계

그림 2는 간략화 되어진 전동기 구동시스템에 샘플러와 영차 홀드를 포함시킨 전류 제어계의 블록선도를 나타낸다.

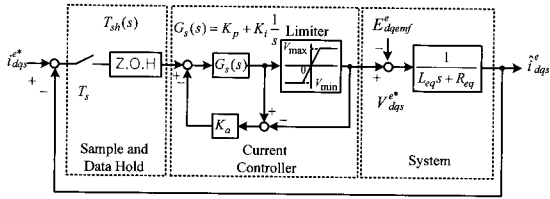


그림 2. 간략화된 전류제어 시스템.  
Fig. 2. Simplified current control system.

리미터(limiter)는 제어기의 출력을 제한하기 위해 사용되고,  $K_a$ 는 적분기 포화 방지를 위한 Anti-windup 이득이다[12,13]. 샘플러와 홀더(sample and data hold)는  $T_s$ 로 샘플링 시간이 매우 짧다고 가정하여 영차 홀드를 pade 근사화[14]를 이용하면 식 (12)-(14)로 나타낼 수 있다. 그러므로 개루프 전달 함수와 폐루프 전달함수는 각각 식 (15), (16)로 주어진다.

$$e^{-sT_s} = (1 - sT_s/2)/(1 + sT_s/2) \quad (12)$$

$$G_{zoh}(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} = \frac{2T_s}{sT_s + 2} \quad (13)$$

$$G_{sh}(s) = \frac{2}{sT_s + 2} \quad (14)$$

$$T_{cc}^o(s) = \frac{K_p s + K_i}{s} \cdot \frac{2}{sT_s + 2} \cdot \frac{1}{L_{eq}s + R_{eq}} \quad (15)$$

$$= \frac{b(K_p s + K_i)}{s(s^2 + a_0 s + a_1)}$$

여기서,

$$a_0 = \left\{ \left( R_{eq} T_s + 2L_{eq} \right) / L_{eq} T_s \right\}$$

$$a_1 = \left( 2R_{eq} / L_{eq} T_s \right)$$

$$b = \left( 2 / L_{eq} T_s \right)$$

이다.

$$T_{cc}(s) = \frac{2(K_p s + K_i)}{s(T_s s + 2)(L_{eq} s + R_{eq}) + 2(K_p s + K_i)} \quad (16)$$

식 (16)로부터 특성방정식을 구하면 식 (17)과 같다.

$$Q(s) = s^3 + a_0 s^2 + (a_1 + bK_p)s + bK_i \quad (17)$$

$$= c_0 s^3 + c_1 s^2 + c_2 s + c_3$$

여기서,  $c_0 = 1, c_1 = a_0, c_2 = a_1 + bK_p, c_3 = bK_i$  이다.

식 (17)로부터 안정성이 최대화되는 PI 제어기 이득을 구하기 위하여  $s = q - \lambda$  를 특성방정식에 대입하여 정리한 새로운 특성방정식은 식 (18)로 표현된다.

$$Q_i(q) = Q(q - \lambda) \quad (18)$$

$$= c_0 q^3 + c_1 q^2 + c_2 q + c_3 = 0$$

여기서,  $Q_i(q)$ 의 계수는 다음 식으로부터 구할 수 있다.

$$c_{ki} = \frac{1}{(n-k)!} \cdot \left. \frac{\partial^{n-k} Q(s)}{\partial s^{n-k}} \right|_{s=-\lambda} \quad , \quad k = 0, 1, 2, \dots, n \quad (19)$$

식 (19)을 이용해서 특성방정식 식 (18)의 계수를 구하면

$$c_{3i} = -3\lambda^3 + a_1 \lambda^2 - (a_2 + b_0 K_p) \lambda + b_0 K_i$$

$$c_{2i} = 3\lambda^2 - 2a_1 \lambda + a_2 + b_0 K_p \quad (20)$$

$$c_{1i} = -3\lambda + a_1, c_{0i} = 1$$

이다. 식 (20)의 계수를 Lienard-Chipart 안정 한계 조건[7]과 Mikhailov 필요 안정 한계 조건[14]으로 나타내면 식(21), (22)으로 주어진다.

$$c_{0i} = 1 > 0$$

$$c_{1i} = -3\lambda + a_1 \geq 0$$

$$c_{2i} = 3\lambda^2 - 2a_1 \lambda + a_2 + b_0 K_p \geq 0 \quad (21)$$

$$c_{3i} = -\lambda^3 + a_1 \lambda^2 - (a_2 + b_0 K_p) \lambda + b_0 K_i \geq 0$$

$$\Delta_2 = c_{1i} c_{2i} - c_{0i} c_{3i} \geq 0$$

$$Q_i(j\omega) = -c_{0i} j\omega^3 - c_{1i} \omega^2 + c_{2i} j\omega + c_{3i}$$

$$= u_i(\omega) + jv_i(\omega) \quad (22)$$

$$u_i(\omega) = -c_{1i} \omega^2 + c_{3i} = 0$$

$$v_i(\omega) = -c_{0i} \omega^3 + c_{2i} \omega = 0$$

마지막으로 등식  $c_{1i} = -3\lambda + a_1 = 0$  이 성립된다고 하면  $\lambda$ 가 가능한 안정성도의 최댓값  $\lambda_{max} = (a_1/3)$  을 가지며, 위 두 식 (21), (22)를 정리하면

$$c_{3i} = -\lambda^3 + a_1 \lambda^2 - (a_0 + bK_p) \lambda + bK_i = 0 \quad (23)$$

$$-c_{0i} \omega^2 + c_{2i} = -\omega^2 + 3\lambda^2 - 2a_1 \lambda + a_0 + bK_p = 0$$

로 주어진다. 그러므로  $c_{0i} = 1, c_{1i} = 0, c_{3i} = 0, \Delta_2 = c_{1i} c_{2i} - c_{0i} c_{3i} = 0$  이고, 식 (22)과 (23)으로부터  $c_{2i} = \omega^2 \geq 0$  이기 때문에 Lienard-Chipart 안정 한계 조건이 성립된다. 위의 연립 방정식을 미지수  $K_p, K_i$ 에 대하여  $\lambda = (a_1/3)$ 을 고려하여 풀면 구하고자 하는 PI 제어기의 이득은 각각

$$K_p = \frac{1}{b} \left( \omega^2 + \frac{a_1^2}{3} - a_0 \right)$$

$$= \frac{L_{eq} T_s}{2} \left( \omega^2 + \frac{1}{3} \cdot \left( \frac{R_{eq} T_s + 2L_{eq}}{L_{eq} T_s} \right)^2 - \frac{2R_{eq}}{L_{eq} T_s} \right) \quad (24)$$

$$K_i = \frac{a_1}{3b} \left( \omega^2 + \frac{a_1^2}{9} \right)$$

$$= \frac{(R_{eq} T_s + 2L_{eq})}{3} \left( \omega^2 + \frac{1}{9} \cdot \left( \frac{R_{eq} T_s + 2L_{eq}}{L_{eq} T_s} \right)^2 \right)$$

로 주어진다.  $K_p, K_i$  값을 특성방정식에 대입하면 설계한 제어계의 특성방정식은

$$Q(s) = Q_a(s) \cdot Q_b(s) \quad (25)$$

이다. 여기서,

$$Q_a(s) = s + \frac{1}{3} \frac{R_{eq} T_s + 2L_{eq}}{L_{eq} T_s}$$

$$Q_b(s) = \left( s + \frac{1}{3} \frac{R_{eq} T_s + 2L_{eq}}{L_{eq} T_s} \right)^2 + \omega^2$$

이다. 또,  $\omega$  는 임의로 정할 수 있는 매개변수이고 진동성 지표  $\mu$  에 정비례 하며,  $\{(a_1^2/3) - a_2\} > 0$  이 성립될 때  $\omega = 0$  놓으면 진동성 지표  $\mu = 0$  으로 설정된다. 이 경우 특성 방정 식의 모든 근이 일치하고 전달함수는

$$T_{cc}(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (26)$$

이다. 여기서,

$$N(s) = \frac{2}{L_{eq}T_s} \left[ \left( \frac{1}{6} \cdot \frac{(R_{eq}T_s + 2L_{eq})^2}{L_{eq}T_s} - R_{eq} \right) s + \frac{1}{27} \cdot \frac{(R_{eq}T_s + 2L_{eq})^3}{L_{eq}T_s} \right]$$

$$D(s) = \left[ s + \frac{1}{3} \left( \frac{R_{eq}T_s + 2L_{eq}}{L_{eq}T_s} \right) \right]^3$$

이다. 따라서 시스템의 극점이 일치하게 되어 빠른 응답특성을 갖는 안정도 최대화 PI 제어기의 이득이 설계된다.

**IV. 파라미터 변화에 대한 견실성**

제안한 제어기가 전동기 파라미터 변화에 대하여 얼마나 강인한가를 확인하기 위해 Kharitonov 다항식[8,9]을 이용한다. 등가 저항 및 등가 인덕턴스를 각각 -100%에서 +100% 이상 변했다고 가정된 Kharitonov 다항식은 특성방정식이 3차 이므로  $Q_1(\lambda)$  이 안정한가를 확인하면 된다.  $Q_1(\lambda)$  다항식은 식 (27)로 표현되며, 파라미터 변화에 대한 각 계수들은 식 (28)로 주어진다.

$$Q_1(\lambda) = c_0^{(M)}\lambda^3 + c_1^{(m)}\lambda^2 + c_2^{(m)}\lambda + c_3^{(M)} \quad (27)$$

$$c_0^{(M)} = 1$$

$$c_1^{(m)} = \frac{(0.5R_{eq}T_s + 4L_{eq})}{2L_{eq}T_s}$$

$$c_2^{(m)} = \frac{(0.5R_{eq} + 4K_p)}{2L_{eq}T_s} \quad (28)$$

$$c_3^{(M)} = \frac{4K_i}{L_{eq}T_s}$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} c_1^{(m)} & c_3^{(M)} \\ c_0^{(M)} & c_2^{(m)} \end{vmatrix} = c_1^{(m)}c_2^{(m)} - c_0^{(M)}c_3^{(M)} > 0 \quad (29)$$

식 (27)이 안정한 다항식이 되기 위해서는 Hurwitz 행렬식 식 (29)을 만족 시키면 된다. 식 (27)은 식 (29)을 만족하므로 본 논문에서 제안한 PI 제어기의 이득 설정이 전동기 파라미터 변화에도 견실한 특성을 지님을 알 수 있다.

**V. 모의실험**

본 논문에서의 모의실험은 두 가지 단계로 구분하여 실시한다. 첫 번째는 비 간섭 제어기의 유용성 및 제안한 PI 제어기이득의 타당성을 확인하기 위한 실험이며, 다음은 파라미터 변화에 대한 안정성에 대한 실험이다. 먼저 제안한 비 간섭 제어기의 유용성을 확인하기 위해서 그림 3과 같이 상호 간섭성분이 있는 유도전동기를 이용하여 모의실험을 수행

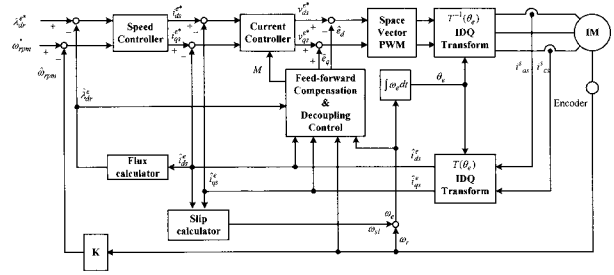


그림 3. 모의실험을 위한 유도전동기 제어 시스템 블록도.  
Fig. 3. Block diagram of induction motor for simulation.

표 2. 유도전동기 파라미터.

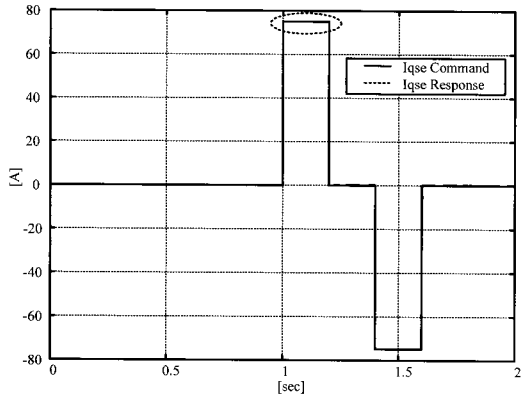
Table 2. Parameter of induction motor.

1[Hp], 220[V], 4pole, 60Hz, 1765
$r_r = 2.5[\Omega]$ , $r_s = 1.95[\Omega]$
$L_r = 160.5[mH]$ , $L_s = 160.5[mH]$ , $L_m = 153[mH]$

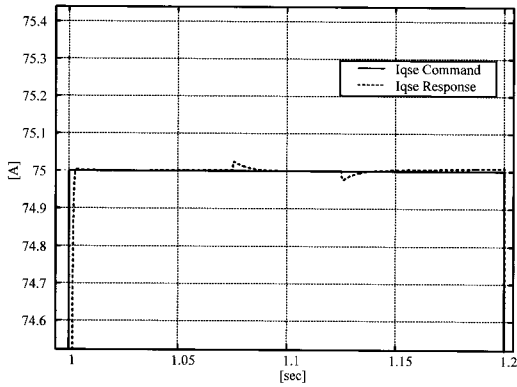
한다. 표 2에 전동기 상수를 나타내었다. 모의실험을 위한 인버터의 PWM 스위칭 주파수는 10kHz로 가정하여 설정하고, 자속의 확립시간을 줄여주기 위하여 자속 제어를 행하였다고 가정한다.

먼저 전류제어기의 응답특성을 확인하기 위해서 D축 자속에 의한 D축 전류 명령을 약 33.8A로 고정 하고 Q축 전류명령 1~1.2 초 사이에 정격 전류 75A를 인가하고 1.4~1.6 초 사이에 역방향 전류 -75A를 인가 하였을 경우의 응답을 그림4에 나타내었다. 또 부하 변화에 대한 특성을 알아보기 위해 1.075~1.125초 사이에 정격 부하를 인가 하였다. 그림 4(b)는 (a)를, (d)는 (c)를 확대한 것이다. (b)의 응답 곡선에서 오버슈트는 정격 부하가 인가된 시간에서 발생함을 알 수 있다. (d)는 D축 전류가 Q축 전류의 변화에 따라 미세하게 영향을 나타낸다. 그림 4로부터 본 논문에서 제시한 PI 제어기 이득의 경우 전류명령을 잘 추종함을 알 수 있으며, 부하변화에도 빠른 응답특성을 나타냄을 볼 수 있다.

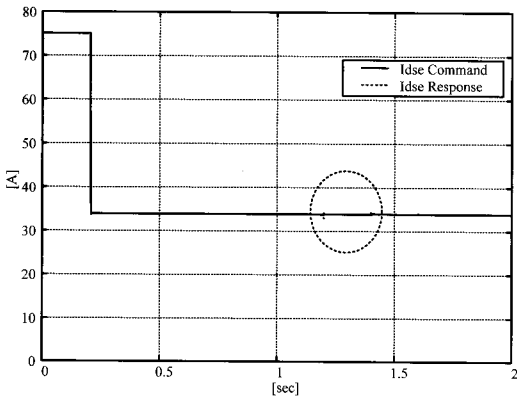
직렬구조의 전동기 구동 시스템의 경우 속도 제어기의 출력이 전류 명령을 의미한다. 따라서 전류 제어기의 성능을 속도 제어기의 성능을 통해 간접적으로 확인할 수 있다. 본 논문에서는 속도응답 특성을 고속, 저속의 경우에 대해 각각의 2~2.5초 사이에 정격 부하를 인가한 후의 속도응답, 전류응답 특성을 그림 5, 6에 나타내었다. 먼저 그림 5의 (a)는 1500rpm에서 -1500rpm으로 속도 명령을 주었으며 때 응답특성을 (b)는 (a) 응답특성에서 부하 인가시의 속도 변화부분을 확대하여 나타내었으며, (c), (d)는 속도 명령에 따른 전류응답 특성을 나타내었다. 그림 6은 저속에 해당되는 50rpm에서 -50rpm으로 속도 명령을 주었을 때의 응답특성을 그림 6에 나타내었다. (a)는 속도응답 특성을, (b)는 부하인가시의 속도 변화 부분을 확대하여 나타내었으며, (c), (d)는 속도 명령에 따른 전류응답 특성을 나타내었다. 그림 5, 6을 통해 고속 저속 영역 모두 속도명령의 결과 출력되는 전류 명령을 잘 추종함을 알 수 있다. 위의 결과 속도명령에 대한 응답특성으로부터 본 논문에서 제안한 비 간섭 제어를 통한 단순화된 시스템등가 모델을 이용한 PI 제어기 이득 설계 방법이 타당



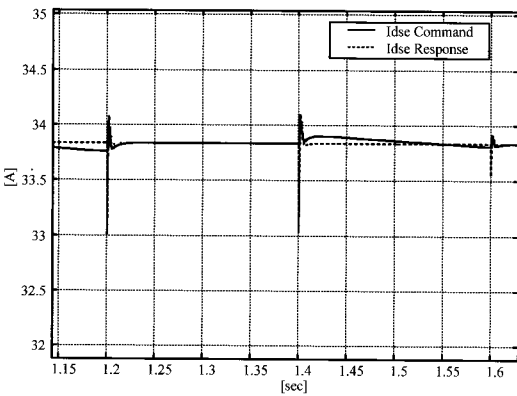
(a) Q-axis command current and real current



(b) Scale expansion at 1~1.2 sec in (a)

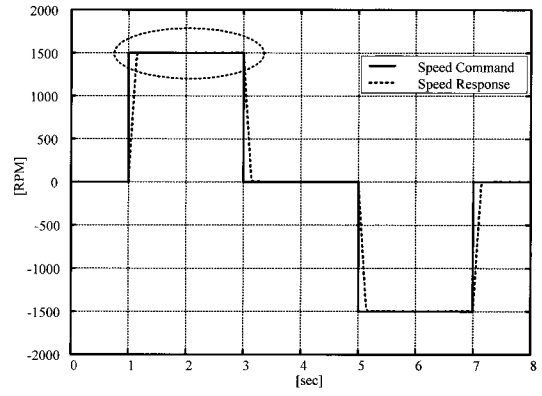


(c) D-axis command current and real current

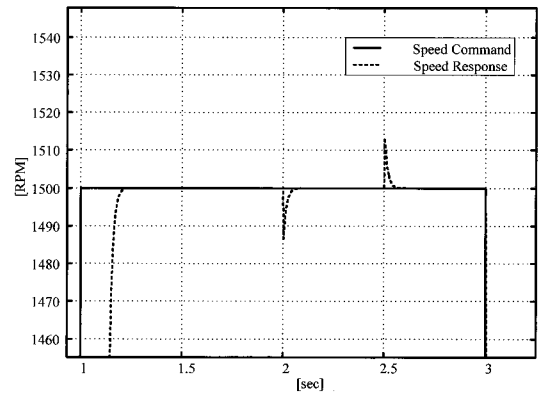


(d) Scale expansion at 1.15~1.6 sec in (c)

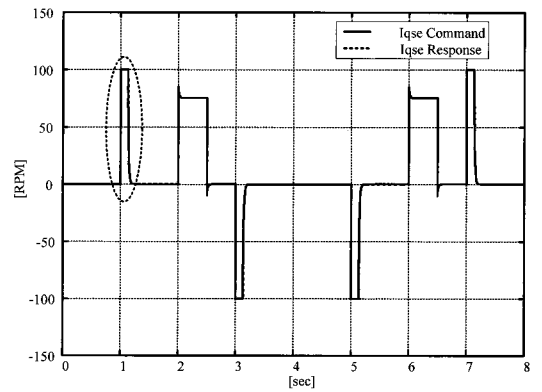
그림 4. 전류응답.  
Fig. 4. Current response.



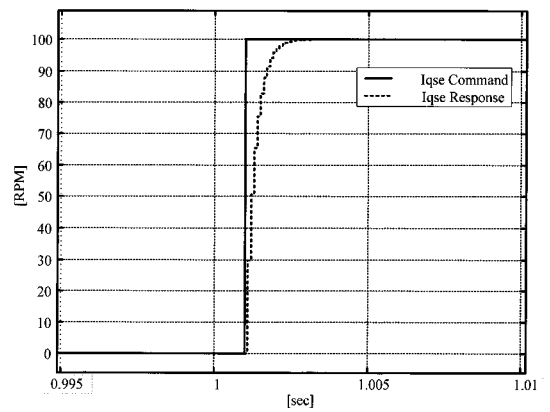
(a) Speed response (speed reference : 1500rpm)



(b) Scale expansion at 1~3 sec in (a)

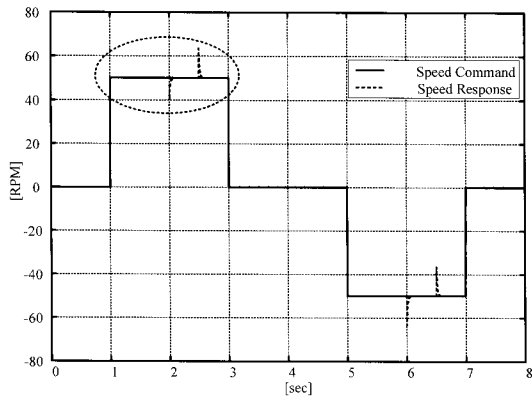


(c) Current response (speed reference : 1500rpm)

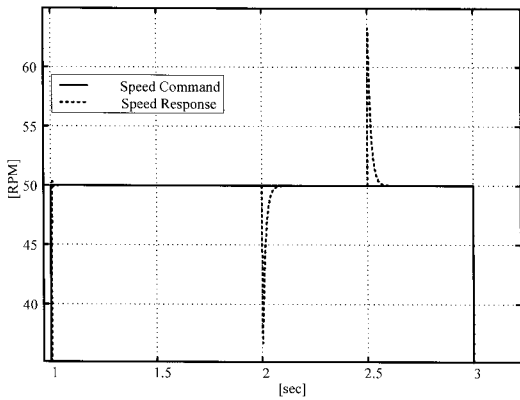


(d) Scale expansion at 1~1.01 sec in (c)

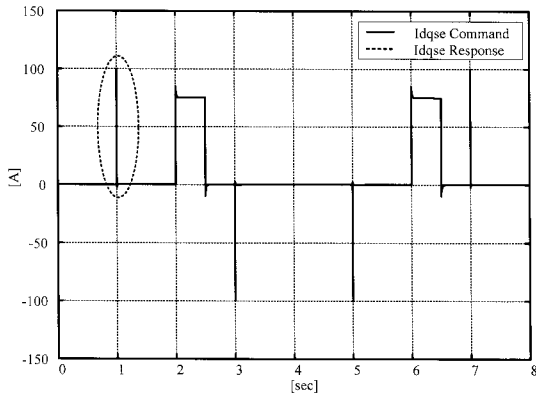
그림 5. 고속에서의 속도응답에 따른 전류응답.  
Fig. 5. Current response at the high speed.



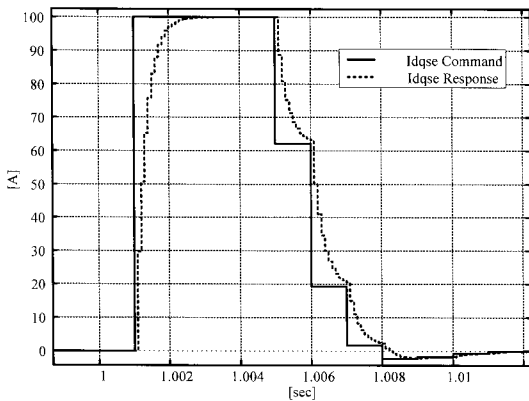
(a) Speed response (speed reference : 50rpm)



(b) Scale expansion at 1~3 sec in (a)



(c) Current response (speed reference : 50rpm)



(d) Scale expansion at 1~1.01 sec in (c)

그림 6. 저속에서의 속도응답에 따른 전류응답 곡선.  
Fig. 6. Current response at the low speed.

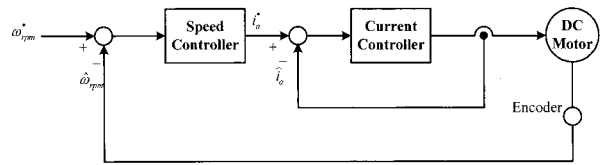


그림 7. 모의 실험을 위한 직류전동기 제어 시스템 블록도.  
Fig. 7. Block diagram of dc motor control system for simulation.

표 3. 직류전동기 파라미터.

Table 3. Parameters of dc motor.

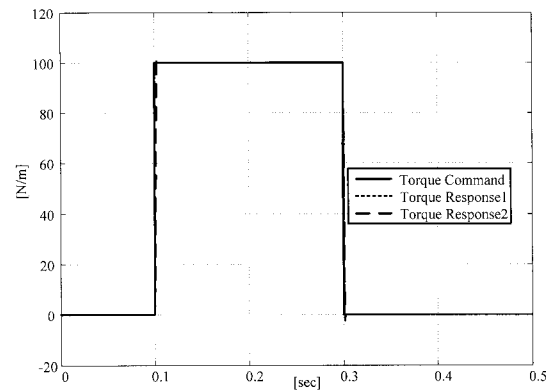
260[V], 1850
$r_a = 0.35[\Omega]$ , $L_a = 6.5[mH]$

함을 알 수 있다. 또 부하 변화에도 빠른 응답특성을 가짐을 알 수 있다.

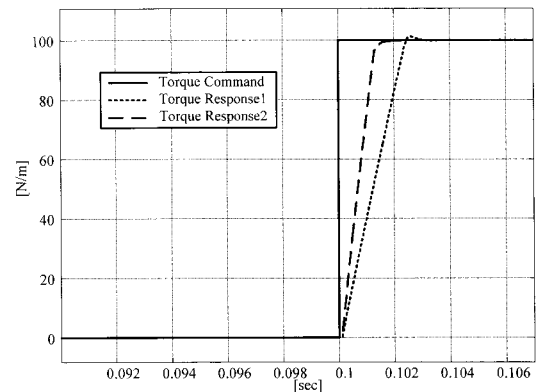
이제 시스템 파라미터 변화에 대해 제안한 PI 제어기 이득 설계 방법의 타당성을 확인 하기 위하여 직류전동기 시스템을 이용한 실험을 수행 한다. 그림 7은 모의 실험을 위한 직류전동기 시스템의 전체 블록도를 나타내며, 표 3은 모의 실험에 사용된 직류 전동기의 파라미터들이다.

그림 8은 토크 입력을 정격 토크 100Nm을 0.1~0.3초 사이에 인가하고, 전기자 저항과 전기자 인덕턴스의 변화를 100%씩 변화 시킨 경우에 대한 토크응답을 나타낸다.

그림 8(b)는 (a) 그림을 확대한 것이다. 토크응답 1은 파라

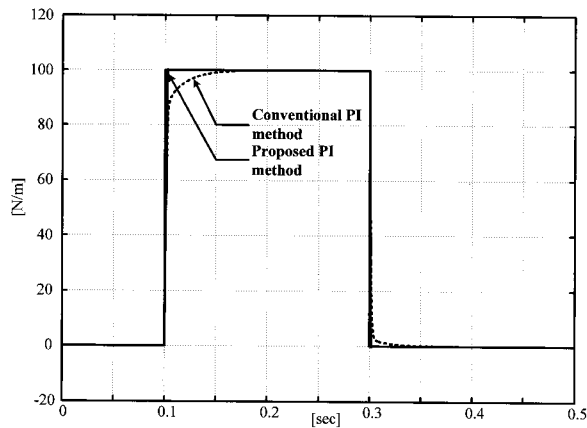


(a) Torque response

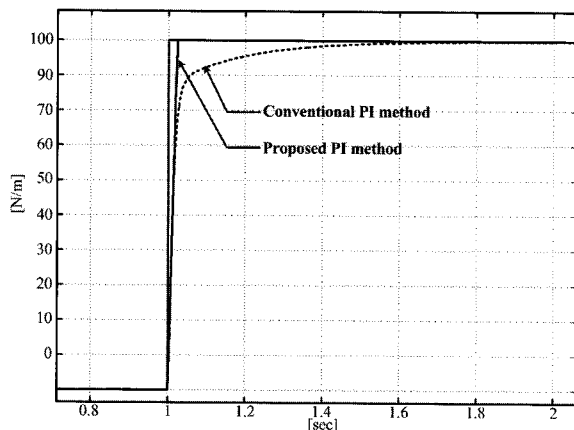


(b) Scale expansion at 0.09~0.10 sec in (a)

그림 8. 파라미터 변화에 대한 토크응답 곡선.  
Fig. 8. Torque response for parameters variation.



(a) Torque response.



(b) Scale expansion at 0.8~2 sec in (a)

그림 9. 토크응답 특성 비교.

Fig. 9. Comparison of the torque response.

미터가 고정된 값이고, 토크응답 2는 파라미터를 변화시킨 경우의 응답을 나타낸다. 응답 결과 응답 시간의 지연과 약간의 오버슈트는 발생하나 토크 명령을 정확하게 추종함을 알 수 있고, 이것으로부터 Kharitonov의 견실성을 만족함을 확인할 수 있다. 그림 9는 제안한 PI 제어기의 응답 성능을 현재 산업체에서 일반적으로 많이 사용하고 있는 폴 제로 상쇄방법에 의한 PI 제어기와 비교하기 위해 0.1~0.3초 사이에 정격토크를 인가한 후의 토크응답 특성이다. 그림 9로부터 제안한 PI 제어기가 폴 제로 상쇄방법에 의한 PI 제어기에 비해 빠른 응답 특성을 가짐을 확인할 수 있다. 이것은 제안한 PI 제어기의 경우 시스템의 극점을 한 곳으로 모으기 때문에 가지는 특성임을 알 수 있다. 위 에서 수행한 시뮬레이션 결과 본 논문에서 제시된 PI 제어기 이득은 빠른 응답 성능을 가지며 시스템 파라미터 변화에도 견실한 특성을 가짐을 알 수 있다.

## VI. 결론

본 논문에서는 비 간섭 제어를 설계하여 다변수 상호결합 시스템인 교류전동기 벡터제어시스템을 단일변수 입출력 시스템으로 변환 하였으며, 이 결과 변환된 전동기 구동시스템이 등가 저항과 등가 인덕턴스 및 등가 역기전력으로 표현할 수 있음을 보였다. 또한 단순화된 전동기 구동 시스템에

서 안정도 최대화 방법을 이용하여 파라미터 변화에 강인한 PI 제어기의 이득 설계방법을 제안하였다. 본 논문에서 제안한 PI 제어기의 이득은 전동기상수로부터 직접 표현된다. 따라서 PI 제어기가 가지는 이득 결정에 따른 시행 착오와 시간 낭비를 근본적으로 줄일 수 있다. 또 제안한 PI 제어기의 이득은 전동기 상수변화에도 강인한 특성을 보임을 Kharitonov 방정식을 통해 보였으며, 모의실험을 통해서도 확인하였다. 마지막으로 제안한 PI 제어기는 전체 시스템의 극점을 한 곳에 위치시키기 때문에 빠른 응답특성을 가지며, 이를 모의실험을 통해서 제안한 PI 제어기의 유용성을 확인하였다.

## 참고문헌

- [1] I. boldea and S. A. Nasar, "Vector control of AC drives," CRC Press, 1992.
- [2] R. D. Lorenz and D. B. Lwason, "Performance of feed forward current regulators for field oriented induction machine controllers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, no.4, pp. 597-690, 1986.
- [3] H. L.-Huy, K. Slimani, and P. Viarouge, "Analysis and implementation of a real time predictive current controller for permanent magnet synchronous servo drivers," *IEEE Trans, on IE*, vol. 41, no.1, pp. 110-117, 1994.
- [4] M. R. Buhl and R. D. Lorenz, "Design and implementation of neural networks for digital current regulation of inverter drives," *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 415-421, 1991.
- [5] T. M. Rowan and R. J. KerKman, "A new synchronous current Regulator and an analysis of current regulated PWM inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. Ia-22, no. 4, pp. 678-690, July 1986.
- [6] J. Y. Lee, *The Basic and Application Digital Process Control System*, Ajin, pp. 156-158, 1990.
- [7] A Lienard and MH Chipart, "Sur la signe de la partiereelle des raciness d'une equation algebrique," *J.Math.Pures Appl*, pp.291-346, 1914.
- [8] R. Tempo and F Blanchini, *Interval Polynomials: Kharitonov's Theorem and Value Set Geometry*, The Control Handbook.CRC Press, Bocal RAtno, FL, pp. 501-502, 1996.
- [9] C. L. Kharitonov, "Asymptotic stability of an equilibrium position of a family of linear differential equations," *Differensialnye Urvanewiya*, pp. 1086-1088, 1978.
- [10] V. Blasko, V. Kaura, and W. Niewiadomski, "Sampling of discontinuous voltage and current signals in electrical drives: A system approach," *IEEE Trans on Ind. Appl.*, vol. 34, no. 2, pp. 1123-1130, September/Oct. 1998.
- [11] J. W. Choi, "Generalized solution of minimum time current control in three phase balanced system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 5, pp. 738-744, 1998.
- [12] B. C. Kuo, *Automatic Control Systems*. 7th Ed., Prentice hall, 1995.
- [13] K. J. Astrom and T. Hangglun, *PID Controllers Theory Design and Tuning*, 2nd Ed., Research triangle Park NC, instrument society of America, 1995.
- [14] G F. Franklin, J. D. Powel, and A. E. Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*. 3rd ed, Addison-Wesley Company, 2003.

- [15] M. R. Stojic and D. D. Stijak, "Generalization of Hurwitz, Nyquist, and Mikhailov Stability Criteria," *IEEE Trans on Automatic Control*, pp. 250-254, March 1965.

**조 내 수**

제어 · 로봇 · 시스템학회 논문지 제15권 제3호 참조.

**류 지 열**

제어 · 로봇 · 시스템학회 논문지 제15권 제3호 참조.

**박 철 우**

제어 · 로봇 · 시스템학회 논문지 제15권 제3호 참조.

**권 우 현**

제어 · 로봇 · 시스템학회 논문지 제15권 제3호 참조.