

유도전동기 벡터제어를 위한 전류 및 속도제어기 설계

조내수, 김우현*, 최연호, 박철우, 권우현
 경북대학교, 영남이공대학*

The Design of Current and Speed Controller for Vector Control of Induction Motor

Cho Nae-Su, Kim Woo-Hyen*, Choi Youn-Ho, Park Chul-Woo, Kwon Woo-Hyen
 Kyungpook National University, Yeungnam College of Science & Technology*

ABSTRACT

본 논문에서는 유도전동기 벡터제어를 위한 전류 및 속도제어기의 간단한 설계 방법을 제안한다. 일반적으로 유도전동기 전류 및 속도제어에 PI형태의 제어기를 사용할 경우 제어기이득 결정과정에는 많은 시행착오가 따른다. 본 논문에서는 전동기 상수 및 원하는 대역폭으로부터 제어기이득을 직접 구하여 설계과정을 단순화함으로써 시행착오를 줄이거나 제거할 수 있게 하였다. 제안한 방법의 유용성 및 성능을 모의실험을 통해서 확인한다.

1. 서 론

일반적으로 고성능 유도전동기 구동시스템의 경우 빠른 전류응답과 전류제한특성에 따라서 전체 시스템의 성능이 결정된다. 이런 전류제어기로는 다변수 상태궤환제어기^[1], 예측제어기^[2], 신경망과 퍼지제어 알고리즘 제어기^[3] 및 동기좌표계 PI 또는 IP 제어기^[4] 등이 있다. 먼저 상태궤환제어기, 예측제어기 및 퍼지제어기의 경우 제어기에 사용되는 알고리즘이 복잡하여 구현이 어렵고 계산 시간이 오래 걸리며 동기좌표계 PI 또는 IP 제어의 경우 유도전동기의 상호결합성분 때문에 제어기 이득결정에 많은 시행오차가 발생한다. 따라서 본 논문에서는 상호결합보상을 통해 간략화 시킨 유도 전동기 등가모델을 사용하여 구현이 간단한 디지털 PI 제어기의 설계방법을 제시한다. 여기서 사용된 각 제어기 이득은 안정도 성능지수 및 근 성능지수 등을 이용하여 전동기상수 및 원하는 대역폭으로부터 직접 구하였다. 따라서 이득결정에 따르는 시행오차를 근본적으로 줄이거나 제거 할 수 있다. 또 설계된 전류제어기를 바탕으로 PI 형태의 속도제어기를 설계하였으며 Matlab Simulink를 이용한 모

의실험을 통하여 제시한 방법의 유용성을 확인한다.

2. 제어기 설계

2.1 전류제어기 설계

일반적으로 벡터제어가 정확하게 된다면 동기좌표계 유도전동기 전압방정식은

$$V_{ds}^e = (r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2} + \sigma L_s p) i_{ds}^e + V_{dcup} + E_{demf} \quad (1)$$

$$V_{qs}^e = (r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2} + \sigma L_s p) i_{qs}^e + V_{qcup} + E_{qemf}$$

로 주어진다. 식 (1)에서 상호결합성분은 식 (2)에 역기전력성분은 식 (3)에 나타내었다.

$$V_{dcup} = -\omega_e \sigma L_s i_{qs}^e, \quad V_{qcup} = \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e \quad (2)$$

$$E_{demf} = -(r_r L_m / L_r^2) \lambda_{dr}^e \quad (3)$$

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

본 논문에서는 역기전력의 경우 전향보상을 통해 제거하고 상호결합성분은 비간섭제어^[5,6]를 통해 제거한다. 그림 1은 비간섭제어기를 가지는 전류제어계를 나타내었다.

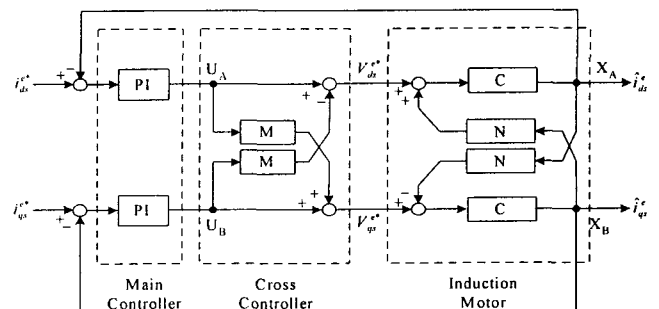


그림 1 비간섭제어기를 가지는 전류제어기
 Fig. 1 Current controller with cross controller

그림 1에서 주 제어기인 PI제어기를 제외한 U_A , U_B 를 입력으로 X_A , X_B 를 출력으로 한 전달특성은

$$\begin{aligned} X_A &= (N + MCN^2)U_A + (CN^2 - NM)U_B \\ X_B &= (NM - CN^2)U_A + (N + MCN^2)U_B \end{aligned} \quad (4)$$

로 된다. 식 (4)에서 상호결합항의 계수를 영으로 하기 위해 $M = CN$ 로 두면 상호간섭항은 제거되며 그림1의 전달함수는

$$\begin{bmatrix} \widehat{i_{ds}^e} \\ \widehat{i_{qs}^e} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} g_{dd} & 0 \\ 0 & g_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} \quad (5)$$

로 된다. 식 (5)에서 각 계수값은

$$\begin{aligned} \Delta &= 1 + \{2PIN + (CN)^2 + 2PICN^2M + (PINM)^2\} \\ &\quad + (PIN)^2 \\ g_{dd} &= g_{qq} = PIN(1 + PIN + CNM + PINM^2) \\ PI &= K_p + \frac{K_i}{s}, \quad C = \frac{1}{L_{eq}s + r_{eq}}, \quad N = \omega_e \sigma L_s \end{aligned} \quad (6)$$

$$M = \widehat{CN} = \frac{\widehat{\omega_e} \sigma \widehat{L}_s}{\widehat{L}_{eq}s + \widehat{r}_{eq}}$$

$$r_{eq} = r_s + r_r(L_m/L_r)^2, \quad L_{eq} = \sigma L_s$$

과 같다. 그림 2는 간략화 되어진 유도전동기 등가 모델에 샘플러와 영차홀더를 포함시킨 전류제어계를 나타낸다.

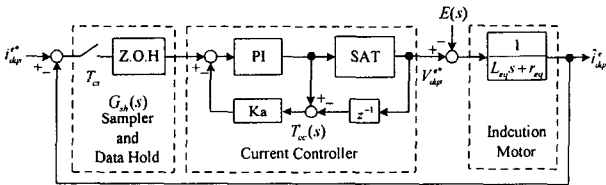


그림 2 전류제어 블록도
Fig. 2 The block diagram of current control

본 논문에서 샘플러는 $1/T_{cs}$ 로, 샘플링시간이 매우 짧다고 가정하여 영차홀더는 pade 간략화를 이용하여 식 (7)로 근사화 하였다. 그러므로 전체 전달함수는 식 (8)로 나타나며 여기서 원하지 않는 극 점과 영점을 상쇄시키기 위해서 전동기 절점주파수와 PI 제어기의 절점주파수를 일치시키면 전체 전류제어계의 전달함수는 식 (9)로 간략화 된다.

$$\begin{aligned} e^{-sT_{cs}} &\approx \frac{1 - sT_{cs}/2}{1 + sT_{cs}/2} \\ G_{zoh}(s) &= \frac{1 - e^{-sT_{cs}}}{s} \approx \frac{2T_{cs}}{sT_{cs} + 2} \\ G_{sh}(s) &= \frac{1}{T_{cs}} \cdot G_{zoh}(s) = \frac{2}{sT_{cs} + 2} \end{aligned} \quad (7)$$

따라서, 식 (9)을 이용하여 설계사양에 알맞은 이득을 결정할 수 있다.

$$T_{cc}(s) = \frac{2(K_p s + K_i)}{s(T_{cs}s + 2)(L_{eq}s + r_{eq}) + 2(K_p s + K_i)} \quad (8)$$

$$T_{cc}(s) = \frac{2K}{s(T_{cs}s + 2) + 2K} = \frac{2Kf_{cs}}{s^2 + 2f_{cs}s + 2Kf_{cs}} \quad (9)$$

$$\mu = \tan \alpha |_{\nu_{max}} = \left| \frac{Im(\lambda_{\nu})}{Re(\lambda_{\nu})} \right|_{\nu_{max}}, \quad \eta = |Re(\lambda_{\nu})|_{\nu_{min}} \quad (10)$$

식 (10)에서 표현한 근 진동성 지표 μ 와 안정성도 η 를 최대화 하는 이득을 선택하면, 즉, $K = f_{cs}/2$ 로 설정하면 비레이득 및 적분이득은

$$K_p = \frac{(f_{cs}L_{eq})}{2}, \quad K_i = \frac{(f_{cs}r_{eq})}{2} \quad (11)$$

로 되며, 전체 전달함수는

$$T_{cc}(s) = \frac{\alpha^2}{(s + \alpha)^2} \quad (12)$$

로 된다. 여기서, α 는 전류제어기의 차단주파수이다.

2.1.1 외란응답특성

설계된 전류제어계의 외란은 주로 역기전력 또는 전동기 상수의 잘못된 추정으로 나타나게되며, 외란 응답은

$$D(s) = 1 - T_{cc}(s) \quad (13)$$

으로 된다.

표 1 유도전동기 상수
Table 1 Parameters of induction motor

정격 출력	22[kW]	정격 주파수	60[Hz]
극 수	4[pole]	고정자 저항	0.041[Ω]
회전자 저항	0.024[Ω]	고정자인덕턴스	13.35[mH]
상호인덕턴스	13.25[mH]	회전자인덕턴스	13.65[mH]
관성 계수	0.12[kg · m ²]	점성 마찰 계수	0[N · m]

그림 3은 표 1에 주어진 22[kW]급 유도전동기의 입력전류를 ± 50 [A]로 가변했을 경우의 전류응답특성이며 1.2초에서 1.5초 사이에 10[V]의 외란을 가했을 때 ± 4.4 [A]의 전류변화를 가져왔으며 빠르게 외란을 제거함을 알 수 있다.

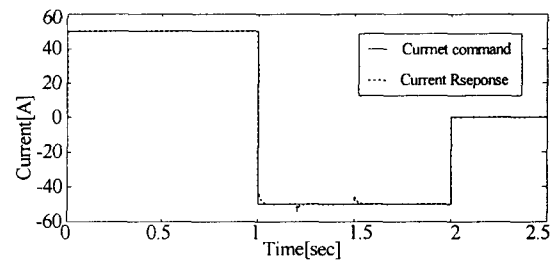


그림 3 전류제어계의 단위계단응답
Fig. 3 Step response of current control system

2.2 속도제어계 설계

속도제어기의 경우 일반적으로 전류제어기의 상위제어기에 놓이게 되며 속도제어계에서 부하 T_L 은 외란입력이며, 응용분야에 따라 T_L 이 크게 변화할 수 있다. 그러므로 외란응답특성은 전류제어 이상으로 중요시되는 일이다. 또한 전류제어계에서 발생하는 전류오차의 영향도 어느 정도는 속도제어계를 통해서 보상할 수 있다. 따라서 전류제어기 못지 않게 속도제어기의 설계도 고성능 구동시스템에서는 중요하다.

2.2.1 토크방정식

일반적으로 회전하는 시스템의 경우 토크방정식은

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (14)$$

로 주어진다. 또한 벡터제어가 되고있는 유도전동기의 토크방정식은

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr}^e i_{qs}^e - \lambda_{qr}^e i_{ds}^e) = K_T i_{qs}^e \quad (15)$$

로 주어진다. 따라서 식 (14), (15)로부터 전류제어기 설계의 경우와 마찬가지로 샘플러와 영차홀더를 고려한 속도제어계 전체 시스템을 그림 4에 나타내었다. 그림 4의 개루프 전달함수는

$$T_{sc}(s) = G_{sh}(s) \cdot PI \cdot T_{cc}(s) \cdot \frac{K_T}{Js+B} \quad (16)$$

과 같다.

여기서, $G_{sh}(s) = 2/(sT_{ss} + 2)$, $PI = (K_{sp}s + K_{si})/s$ 이다.

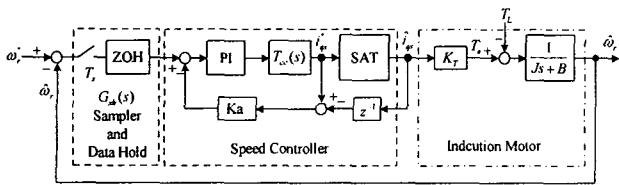


그림 4 속도제어 블록도

Fig. 4 The block diagram of Speed control

식 (16)에서 설계를 단순화시키기 위해서 마찰계수 B 를 부하에 포함시켰다. 일반적으로 전류제어계의 안정적인 동작을 위해서 속도제어계의 응답은 전류제어계보다 느린 특성을 가진다. 따라서 속도제어기의 샘플링 주파수는 전류제어기의 샘플링 주파수보다 작은 값을 선택하게 된다. 그러므로 식 (16)에서 전류제어계의 차단주파수는 속도제어계에서는 무시할 수 있다. 그러므로 식 (16)은 식 (17)로 되며, 식 (17)의 전달함수를 안정성도 최대화방법^[7]으로 설계하면 각 이득계수들은 식(18)로 된다.

$$T_{sc}(s) = \frac{2}{sT_{ss} + 2} \cdot \frac{K_{sp}s + K_{si}}{s} \cdot \frac{K_T}{Js} \quad (17)$$

$$= \frac{b_0(K_{sp}s + K_{si})}{s(s + a_1s + a_2)}$$

$$K_{sp} = \frac{1}{b_0} (\beta^2 + \frac{a_1^2}{3} - a_2), \quad K_{si} = \frac{a_1}{3b_0} (\beta^2 + \frac{a_1^2}{9}) \quad (18)$$

식 (18)에서 β 는 임의로 정할 수 있는 매개변수로서 진동성 지표 μ 에 정비례하고, $a_1^2/3 - a_2 > 0$ 의 부등식을 만족할 때 $\beta=0$ 으로 놓으면 진동성 지표 $\mu=0$ 이 된다. 따라서 속도제어기의 이득은

$$K_{sp} = \frac{2Jf_{ss}}{3K_T}, \quad K_{si} = \frac{4f_{ss}^2}{81K_T} \quad (19)$$

로 되며, 속도 제어계의 전달함수는

$$T_{sc}(s) = \frac{4/3f_{ss}^2(s + 2/9f_{ss})}{(s + 2/3f_{ss})^3} \quad (20)$$

으로 표현된다.

2.2.2 부하 응답 특성

속도제어계의 외란은 주로 부하에 의한 것으로 부하의 급격한 변화가 여기에 해당된다. 부하 응답 D_{sc} 은

$$D_{sc}(s) = 1 - T_{sc}(s) \quad (21)$$

로 표현된다.

2.3 모의실험

그림 5에서는 모의실험을 위한 유도전동기 벡터 제어의 전체블록을 나타내었다. 자속확립시간을 줄여주기 위하여 자속제어를 행하였으며, 모든 PI 제어기는 오버슈트 및 적분기 포화 방지를 위해 안티 와인드업(anti-windup)^[8]구조로 구성하였다.

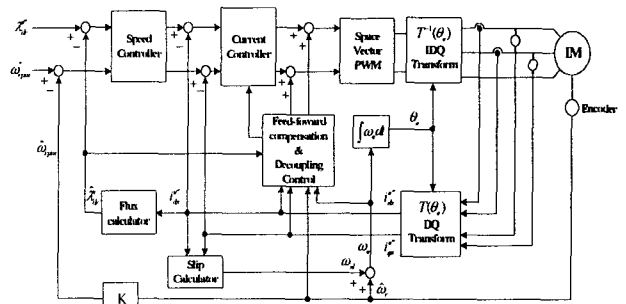


그림 5 유도전동기 벡터제어 블록도

Fig. 5 Vector control block diagram of induction motor

그림 6과 8의 응답으로부터 고속 및 중 저속에서도 오버슈트 없는 응답특성을 가짐을 알 수 있다. 그림 7은 그림 6의 3.5초에서 5.5초 사이의 응답특성을 확대한 그림으로 4초에서 5초 사이에 부하가 인가되었을 때 ($T_L=60[N \cdot m]$) 약 $\pm 9[rpm]$ 정도의 속도 변화를 가져왔으며 부하변화에 대하여 빠른

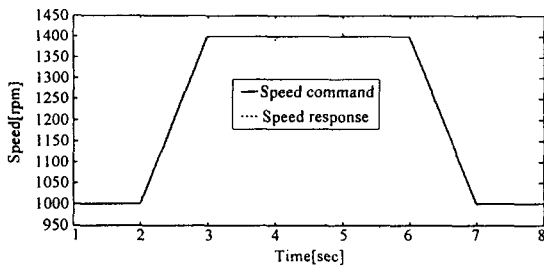


그림 6 속도응답 (1000[rpm]~1400[rpm])
Fig. 6 The speed response at high speed

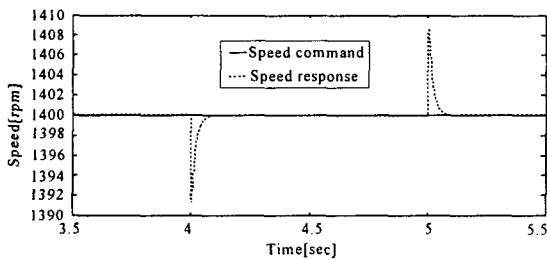


그림 7 속도응답부분 확대 (3.5[sec] ~5.5 [sec])
Fig. 7 The scale expansion of Fig. 6

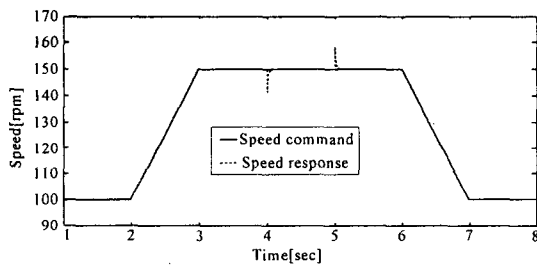


그림 8 속도응답(100[rpm]~160[rpm])
Fig. 8 The speed response at low speed

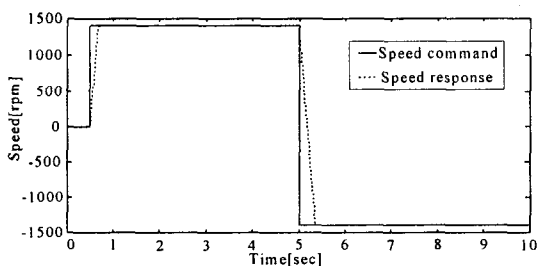


그림 9 속도응답(+1400[rpm] ~ -1400[rpm])
Fig. 9 The Speed response at bidirectional step input

회복을 가짐을 알 수 있다. 그림 9는 속도명령을 +1400[rpm]에서 -1400[rpm]까지 가변해서 주었을 때 응답으로 전 영역에서 좋은 성능을 가짐을 알 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 유도전동기의 벡터제어를 위해 상호결합성분을 보상하여 구한 유도전동기 시스템을 이용하여 간단한 PI형태의 전류 및 속도제어를 설계하였다. 설계된 PI제어기의 이득은 유도전동기 상수와 대역폭으로부터 직접 구하였으므로 이득결정에 따른 시행착오를 줄이거나 제거할 수 있다. 그러나 좀더 좋은 성능의 제어기 구현을 위해서는 실제 디지털 제어계에서 존재하는 지연시간의 보상 및 전동기 상수의 정확한 추정과 인버터의 특성을 능동적으로 고려할 필요가 있으며, 또 실험을 통해서 제안한 방법의 유용함을 확인하여야 한다.

참 고 문 헌

- [1] Robert D. Lorenz and Donald B. Lwason, "Performance of Feed forward Current Regulators for Field Oriented Induction Machine Controllers," *IEEE Trans. on Industry Appl.*, Vol. IA-23, no.4, pp.597~690, 1986, July/Aug.
- [2] L.-H. Hoang, K. Slimani, and P. Viaroug, "Analysis and implementation of a real time predictive current controller for permanent magnet synchronous servo drivers," *IEEE Trans, on IE*, Vol. 41, pp. 110~117, 1994.
- [3] Michael R. Buhl and Robert 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.
- [4] Timothy M. Rowan and Russel J. KerKman, "A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current-Regulated PWM Inverter," *IEEE Trans. on Industry Appl.*, vol.IA-22, no.4, pp. 678~690,1986, July/Aug.
- [5] 산업System제어연구회, "Digital계장제어System 기초와 응용," 이지영 편저, 圖書出版 新技術, pp. 156~158.
- [6] J. H. Jung, S. K. Lim, and K. H. Nam, "PI Type Decoupling Control Scheme for High Speed Operation of Induction Motors," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.46, No. 1, 1999, Feb.
- [7] Dmitri P.Kim, "자동제어선형제어이론," 한울출판사, 1998.
- [8] K. J. Astrom and T. Hangglun, "PID Controllers Theory, Design and Tuning, 2nd. Research triangle Park NC," : *Instrument society of America*, 1995.