

상태 궤환 전류 제어기의 이득 분석 및 설계

이진우
두원공과대학

Analysis and Design of the State Feedback Current Controller's Gain

Jin-Woo Lee
Doowon Technical College

Abstract - This paper deals with an analysis and design of the state feedback current controller's gain in the three-phase current control systems. First, this paper derives the transfer function of the closed loop current control system and also compares the state feedback current controller with the conventional proportional integral controller. A new pole placement method by using the pole/zero cancellation method is proposed to give a simple and concrete concept with respect to the pole selection. Experimental results on the permanent magnet synchronous motor show that the proposed method is very useful to design the gain of the state feedback current controller.

1. 서론

3상 교류 전류 제어기는 컨버터 및 인버터 시스템에서 성능과 경쟁력을 결정하는 핵심적인 요소로서 가장 광범위하게 연구되고 있는 분야중의 하나로서 특히 범용 및 전용 인버터와 서보 드라이브에 대한 전류 제어 연구가 폭 넓게 진행되고 있으며, 최근에는 완전 디지털 전류 제어기가 산업체에서 널리 사용되고 있는 실정이다[1].

3상 교류 전동기 구동용 전류 제어기로서 비례적분(PI)제어에 기반을 둔 동기좌표계 비간섭 PI 전류 제어기와 복소수 PI 전류 제어기는 제어 성능이 우수하고 설계방법도 비교적 명확하게 제시되어 있다[2],[5]. 그러나 우수한 제어성능을 가진 상태 궤환 전류 제어기의 극점 설계에 대해서는 페루프 제어 시스템의 극점배치에 의한 방법이 제안되었으나[3],[4], 설계된 극점이 갖는 명확한 의미와 기존 전류의 전향 제어에 의해 추가된 영점이 갖는 영향에 대한 분석이 미흡하다.

본 논문에서는 먼저 상태 궤환 전류 제어기의 이득을 분석하고 기존의 PI제어기와 비교하며, 극점/영점의 상쇄를 적용한 이득설계방법을 제안하고 연구자적 동기전동기에 대한 실험을 통하여 제안한 이득 설계 방법의 유효성을 보이고자 한다.

2. 상태 궤환 전류 제어기의 이득 분석 및 설계

2.1 기존 상태 궤환 전류 제어기

그림 1에 나타난 3상 교류 전동기의 전류를 제어하기 위한 기존 상태 궤환 전류 제어기는 상태 궤환 제어(K_1)와 정상상태 오차를 제거하기 위한 적분 제어(K_2), 회전자 자속을 외란으로 취급하여 역기전력을 전향 보상하는 제어(K_{ff1})와 기준 전류에 대한 응답성능을 개선하기 위한 전향 제어(K_{ff2})로 각각 구성되어 있다. 그림 1에 사용된 전동기의 상태방정식은 식 (1), 상태 궤환 제어기는 식 (2), 상태 궤환 제어 이득은 식 (3), 적분 제어 이득은 식 (4), 전동기의 회전자 자속 전향 보상 이득은 식 (5), 기준 전류의 전향 제어 이득은 식 (6)과 같다[3],[4].

식 (2)에 나타난 기존 상태 궤환 전류 제어기에서 제어기 상수 $\alpha, \omega_n, p_1, p_2$ 는 원하는 제어 응답을 얻기 위한 페루프 시스템의 극점설계에 의하여 결정되는데 기존 논문에서는 두 개의 극점은 켈레복소수로 복소평면의 좌측에 있는 최적 댐핑(damping) 선상에 위치시키고 다른 두 개의 극점은 음의 실수축에 각각 할당시키는 극점배치방법을 채택하였으며, 설계된 4개의 극점은 각각 $\alpha \pm j\omega_n, p_1, p_2$ 이다.

$$p \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_{13} & a_{14} \\ a_{23} & a_{24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix} \quad (1)$$

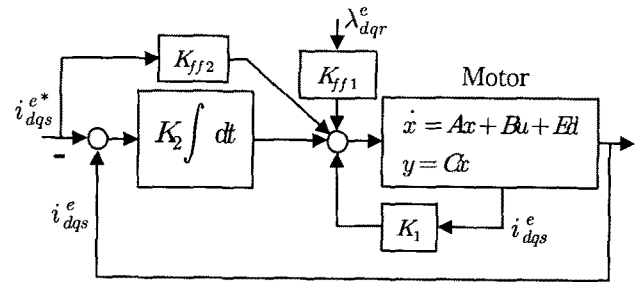
$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix} = K_1 \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + K_2 \left[\int_0^t (i_{ds}^e - i_{ds}^{e*}) dt \right] + K_{ff1} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{qr}^e \end{bmatrix} + K_{ff2} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$K_1 = \frac{1}{b} \begin{bmatrix} 2\alpha - a_{11} & -a_{12} \\ -a_{21} & p_1 + p_2 - a_{22} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$K_2 = \frac{1}{b} \begin{bmatrix} -(\alpha^2 + \omega_n^2) & 0 \\ 0 & -p_1 \cdot p_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$K_{ff1} = -\frac{1}{b} \begin{bmatrix} a_{13} & a_{14} \\ a_{23} & a_{24} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$K_{ff2} = -\frac{1}{b} \begin{bmatrix} bK_{11} + a_{11} & bK_{12} + a_{12} \\ bK_{21} + a_{21} & bK_{22} + a_{22} \end{bmatrix} \quad (6)$$



〈그림 1〉 상태 궤환 전류 제어 시스템의 블록선도

2.2 상태 궤환 전류 제어기의 이득 분석 및 설계

기존 상태 궤환 전류 제어기에서 먼저 식 (3)을 전동기 상수부분과 제어기 상수부분으로 구분하여 나타내면 식 (7)과 같으며, 식 (3)을 이용하여 식 (6)을 정리하면 식 (8)과 같다.

$$K_1 = \frac{1}{b} \begin{bmatrix} -a_{11} & -a_{12} \\ -a_{21} & -a_{22} \end{bmatrix} + \frac{1}{b} \begin{bmatrix} 2\alpha & 0 \\ 0 & p_1 + p_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$K_{ff2} = -\frac{1}{b} \begin{bmatrix} 2\alpha & 0 \\ 0 & p_1 + p_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

식 (1)에 식 (2)의 제어전압을 대입하면 먼저 식 (1)의 우변 첫 번째 항은 식 (7)의 우변 첫 번째 항에 의한 부분에 의하여 상쇄되고, 식 (1)의 우변 마지막 항은 식 (5)에 의한 부분에 의해서 상쇄된다. 따라서 식 (1)의 오른쪽에 남은 수식을 정리하면 식 (7)의 우변 두 번째 항과 식 (4)에 의한 부분과 식 (8)에 의한 부분으로 식 (9)와 같이 된다.

$$p \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2\alpha & 0 \\ 0 & p_1 + p_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -(\alpha^2 + \omega_n^2) & 0 \\ 0 & -p_1 \cdot p_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \int_0^t (i_{ds}^e - i_{ds}^{e*}) dt \\ \int_0^t (i_{qs}^e - i_{qs}^{e*}) dt \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -2\alpha & 0 \\ 0 & -p_1 - p_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{e*} \\ i_{qs}^{e*} \end{bmatrix} \quad (9)$$

식 (9)에서 계수 행렬의 비대각 요소는 모두 영이므로 dq축 페루프 전류 제어 시스템의 dq축의 방정식은 각각 서로 독립이며, 일반적인 PI제어기 형태로 정리하면 식 (10) 및 식 (11)과 같으므로 기존의 상태 궤환 제어기는 전향 성분 및 간섭 성분의 보상 제어를 갖는 PI제어기 형태로 볼 수 있다. 다만 전향 성분의 보상 제어가 기존 방식과 조금 다르다. 그리고 식

(10)과 식 (11)에 대한 전달 함수를 구하면 각각 식 (12) 및 식 (13)과 같으며, 설계된 바와 같이 식 (12)의 극점은 결핵복소수이고 식 (13)의 극점은 두 개의 실근을 각각 가짐을 알 수 있다.

$$p i_{ds}^e = -2\alpha(i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) + (\alpha^2 + \omega_n^2) \int_0^t (i_{ds}^{e*} - i_{ds}^e) dt \quad (10)$$

$$p i_{qs}^e = -(p_1 + p_2)(i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) + (p_1 \cdot p_2) \int_0^t (i_{qs}^{e*} - i_{qs}^e) dt \quad (11)$$

$$\frac{I_{ds}^e}{I_{ds}^*} = \frac{-2\alpha S + \alpha^2 + \omega_n^2}{S^2 - 2\alpha S + \alpha^2 + \omega_n^2} \quad (12)$$

$$\frac{I_{qs}^e}{I_{qs}^*} = \frac{-(p_1 + p_2)S + p_1 \cdot p_2}{S^2 - (p_1 + p_2)S + p_1 \cdot p_2} \quad (13)$$

식 (10)과 식 (11)에서 dq 축의 비례 적분(PI) 이득은 각각 상태 궤환 전류 제어기의 극점설계에 따라 결정됨을 알 수 있다. 이것은 역으로 상태 궤환 제어기의 극점설계 문제가 PI제어기의 이득설계 문제로 귀착된다는 것을 의미하며, PI제어기의 이득설계 방법을 적용하여 극점설계가 가능하다는 것을 보여주므로 제어기의 설계는 2가지 방법 중에서 편리한 방법으로 할 수 있음을 알 수 있다. 기존 논문에서 제안한 극점배치방법에 의해 설계된 극점[3],[4]을 적용하면 dq 축의 PI제어기 이득이 서로 다르게 설정되기 때문에 dq 축의 전류제어 전달함수 및 응답특성이 다르게 되는 현상이 발생된다. 한편 dq 축의 전류제어 특성을 같게 하기 위해서는 dq 축의 제어기 이득을 같게 하여야 하며, 이를 위해서는 식 (10)과 식 (11)의 비례이득과 적분이득을 식 (14)와 같이 각각 같게 설계하여야 한다. 이 경우에 주어진 한 축의 극점에 대하여 다른 축의 극점을 식 (15) 또는 식 (16)과 같이 배치하면 동일한 dq 축의 전류 제어 응답 특성을 얻을 수 있다.

$$2\alpha = p_1 + p_2, \quad \alpha^2 + \omega_n^2 = p_1 \cdot p_2 \quad (14)$$

$$\alpha \pm j\omega_n \rightarrow p_1, p_2 = \alpha \pm j\omega_n \quad (15)$$

$$p_1, p_2 \rightarrow \alpha = (p_1 + p_2)/2, \quad \omega_n = \sqrt{p_1 p_2 / 2 - (p_1^2 + p_2^2) / 4} \quad (16)$$

한편 상태 궤환 제어기에 기준 입력에 대한 전향보상을 추가하면 영점이 시스템에 추가되며, 영점의 위치를 조절하여 원하는 극점을 제거할 수 있고, 이를 통하여 과도응답을 개선할 수 있다[6]. 그러므로 식 (9)의 마지막 항에 있는 기준 전류에 대한 전향제어 이득을 조절하면 식 (12)와 식 (13)의 전달함수에서 극점/영점의 상쇄가 가능하며, 본 논문에서는 우선 dq 축 전류제어에 대한 전달함수가 서로 같고 극점/영점의 상쇄가 가능하도록 극점을 음의 실수축에 위치시키는 경우에 대하여 살펴보기로 한다. 여기서 식 (16)의 제어기 설계방법을 사용하면 $p_1 = p_2 = p$ 인 경우에 $\omega_n = 0$ 이고 $\alpha_1 = \alpha_2 = p$ 인 실근을 갖는 제어기 설계가 가능하다. 그리고 이 경우에 식 (9)의 기준전류에 대한 전향제어 이득을 $-p$ 가 되도록 설계하면 식 (12)와 식 (13)의 전달함수는 서로 같게 되고, 극점/영점의 상쇄에 의하여 식 (17)과 같이 오버슈트가 없는 1차 함수가 되며, 극점의 값이 페루프 전류 제어시스템의 대역폭(ω_{bw})이 되므로 제어기 이득 설계가 간단하고 용이한 장점이 있다.

$$\frac{I_s^e}{I_s^*} = \frac{-p}{S-p} = \frac{\omega_{bw}}{S + \omega_{bw}} \quad (17)$$

한편 정현파 역기전력을 갖는 영구자석 동기 전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)의 식 (1)에 대응하는 상태방정식은 식 (18)과 같다.

$$p \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & \omega_r \\ -\omega_r & -R_s/L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 \\ 0 & 1/L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\omega_r/L_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

3. 실험 결과 및 고찰

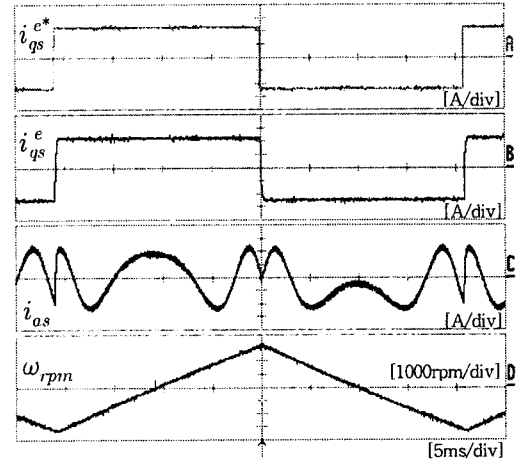
제안한 상태 궤환 전류제어기의 이득설계 방법에 의한 전류제어 특성을 살펴보기 위한 실험은 표 1의 PMSM 전동기와 TI사의 120MHz TMS320 VC33 DSP를 채택한 제어장치를 사용하여 수행하였으며, IGBT 인버터의 스위칭주기는 100 μ s이고 전류제어 주기는 50 μ s이다. 전류제어 주기를 고려한 제어기의 대역폭은 10,000[rad/sec]로 설정하였으며, 따라서 식 (17)에 나타난 전류제어기의 대역폭과 극점의 관계에 의하여 상태 궤환 전류제어기의 설계된 극점($p_1 = p_2 = \alpha_1 = \alpha_2 = p$)은 -10,000이다. 한편 PWM인버터의 전압 포화에 의한 제어 성능 저하를 방지하기 위하여 적분기에 안티와인드업(anti-windup) 기능을 추가하였다[5].

그림 2는 구형파의 \pm 정격 토크상분 기준전류에 의한 가감속시의 실험결과로서 그림 (a)의 A는 q 축 기준전류, B는 q 축 실제전류, C는 전류 프로브(probe)로 측정된 a 상 상전류, D는 M/T방법으로 측정된 전동기 속도이다.

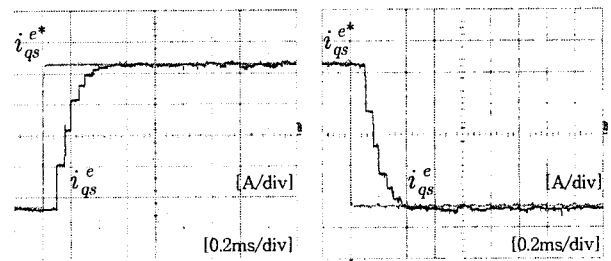
〈표 1〉 PMSM의 사양

정격출력	200[W]	R_s	2.3[Ω]
정격전류	1.6[A]	L_s	10.14[mH]
정격토크	0.64[Nm]	극수	8
정격속도	3000[rpm]	회전자 관성	0.17e-4[$\text{s} \cdot \text{s}$]

그림 2 (b)는 토크상분 q 축 기준전류에 대한 전류제어 응답을 확대한 파형으로 오버슈트(overshoot)없는 빠른 전류 제어 결과를 보여 주고 있다. 그러므로 제안한 이득설계방법에 의하여 dq 축의 빠른 전류제어 응답을 얻는 이득설계가 가능하고 또한 전류제어 특성을 동일하게 설계할 수 있으며, 식 (17)의 관계를 이용하면 제어기의 이득설계가 간단한 장점을 가진다. 즉 제어기의 극점설계에 있어서 대역폭이 곧 극점이기 때문에 제어기의 극점 선정은 제어기 대역폭 선정을 의미하므로 극점의 선정이 용이한 장점을 갖는다.



(a)



(b) 확대 파형

〈그림 2〉 제안한 극점설계 방법에 의한 상태 궤환 전류 제어기의 응답 특성

4. 결 론

본 논문에서는 상태 궤환 전류 제어기의 이득분석을 통하여 극점설계에 따른 dq 축 전류제어에 대한 전달함수를 유도하고, 기존 PI제어기의 이득과 설계된 극점과의 관계를 제시하여 극점설계의 방향을 제시하였다. 또한 이를 이용하여 극점/영점의 상쇄가 가능한 극점설계방법을 제시하고, 이 경우에 설계된 극점은 제어기의 대역폭에 해당함을 보여 대역폭 설정으로 극점설계가 간단히 이루어질 수 있음을 보였다. 그리고 PMSM 전동기에 대한 실험을 통하여 제안한 설계방법의 타당성을 보였다.

[참 고 문 헌]

- [1] 설승기, 전기기기제어론, 브레인 코리아, 2002.
- [2] F. Briz, M. W. Denger, and R. D. Lorenz, "Analysis and Design of Current Regulator Using Complex Vectors", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 36, No. 3, pp. 817-825, 2000, May/June.
- [3] D. C. Lee, S. K. Sul, and M. H. Park, "High Performance Current Regulator for a Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 5, pp. 1247-1257, 1994, Sept./Oct.
- [4] 이동춘, 김영렬, 설승기, "IGBT 인버터-유도전동기 구동시스템을 위한 전류제어기의 특성 연구", 대한전기학회 논문지, 43권 2호, pp. 215-223, 1994. 2.
- [5] 유현재, 정영석, 설승기, "복소수 벡터로 설계된 동기 좌표계 비례 적분(PI) 전류 제어기의 안티 와인드업(anti-windup)", 전력전자학회 추계학술대회 논문집, pp. 10-13, 2004, 11.
- [6] 정성종, 김중식, 이재원, 한도영 공역, 동적시스템제어, 반도출판사, pp. 631-645, 1995.