

고속운전 적용 AC 전동기의 비간섭 전류제어

정 진환, 강 호성, 노 철원, 최 종률

Decoupling Current Control for High Speed Operation of AC Motors

Jinhwan Jung, Ho-Sung Kang, Chul-Won Noh, Song-Yul Choe

**Abstract** - AC 전동기는 전기각 주파수에 비례하는 간섭항을 가지고 있어 d-q축의 전류응답이 서로 간섭을 일으키게 된다. 이런 간섭현상은 특히 고속운전에서 크게 나타나며, 이로 인해서 토오크 응답이 영향을 받게 되어 고성능을 요하는 적용 범위에서는 문제가 될 수 있다. 이를 해결하기 위해서 지금까지 몇 가지 방법이 제안되어 왔다. 본 논문에서는 이러한 방법들에 대해서 비간섭 제어 성능을 비교하고 파라미터 변화에 따른 영향을 분석한다. 분석된 결과는 실험을 통해서 얻어진 결과와 일치함이 보여진다..

1. 서 론

고정도를 요구하는 공작기계용 모터 드라이브에서는 정확한 토오크 제어가 요구된다. 이러한 정확한 토오크 제어는 정확한 전류 제어를 바탕으로 이루어질 수 있다. 저속 영역에서 운전할 경우 간섭항의 영향이 작으므로 원하는 전류응답을 제어기의 이득을 조정하여 얻을 수 있다. 하지만, 고속 운전의 경우에는 간섭항의 영향이 커져서 이를 효과적으로 상쇄시키는 제어 방법이 요구된다. 지금까지 여러 가지 방식의 전류제어기가 많이 제안되어 왔지만, 가장 일반적으로 사용하는 전류 제어기는 히스테시스 전류제어기와 프로세서를 이용하는 동기좌표계 전류제어기가 주류를 이루고 있다. 본 논문에서는 프로세서를 이용하는 동기좌표계 전류 제어기에 대해서만 언급하기로 한다.

동기좌표계 전류 제어기는 주로 PI 제어기를 많이 사용하며 이러한 PI 제어기의 적용은 DC 성분에 대해서는 정상상태 오차가 사라진다는 이점을 가지고 있다. 이런 PI 제어기를 이용하여 d-q축의 제어를 각각 설정하게 되는데 이는 d-q축이 서로 독립적으로 제어된다는 가정 하에 설정되는 것이다. 이는 저속구간에서는 잘 동작하지만 고속 영역에서는 과도상태에서 원하는 응답특성을 얻게된다. 이러한 특성을 개선하기 위해서 간섭항을 상쇄시키기 위한 제어방법들이 제안되어 왔다. 특히 Lorenz *et al.*[1]은 feedforward 제어를 이용하여 간섭항을 상쇄시키는 제어 방법을 제안하였고 일반적으로 많이 사용되고 있다. 하지만 이 방식은 측정된 전류 값을 사용하게 되므로 한 스텝의 지연을 갖게 된다. 저속 영역에서 이러한 지연으로 인한 오차는 그리 크지 않으므로 제대로 동작하지만 고속 영역에서는 이러한 영향을 무시할 수 없다. 그리고 파라미터 오차가 존재할 경우에도 간섭항의 영향이 크게 나타난다.[2] 이러한 시간 지연이 없으며 파라미터 오차에 강한 dynamic decoupling 제어기가 Jung *et al.*[2]에 의해서 제안되었다. 이 제어기는 cross-coupling제어기를 바탕으로 하여 얻어졌으며 동작은 IMC(Internal Model Control) 방법을 적용하여 얻은 제어기와 흡사하다.[2][3][4] 하지만 제어기 이득을 임의대로 정할 수 있다는 장점이 있다.

본 논문에서는 위의 두가지 제어기를 비교 분석하는 데 초점을 맞추기로 한다. 비교 분석은 민감도 함수를 이용하며 그 결과는 실험으로 얻어진 결과와 비교된다.

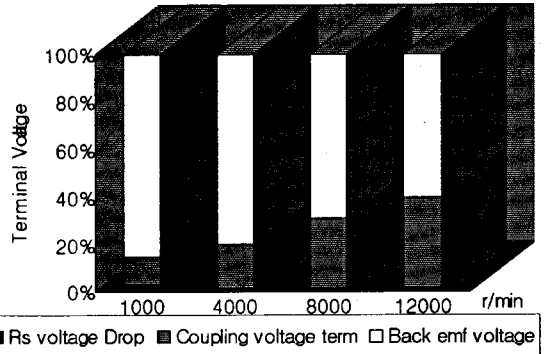


그림 1 유도 전동기에서 운전 속도에 따른 전압 분포

2. 비간섭 제어기

$$\sigma L_s \frac{di_{ds}^*}{dt} = -R_s i_{ds}^* + \omega_e \sigma L_s i_{qs}^* + V_{ds}^* \quad (1)$$

$$\sigma L_s \frac{di_{qs}^*}{dt} = -R_s i_{qs}^* - \omega_e \sigma L_s i_{ds}^* - \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^* + V_{qs}^* \quad (2)$$

(1), (2)식에서  $L_s, L_r, L_m$ 은 각각 고정자, 회전자, 상호 인덕턴스를 나타내며,  $R_s, R_r$ 은 고정자와 회전자 저항,  $\omega_e$ 는 전기각 주파수를 각각 나타낸다. 그리고, 누설계수  $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ 이다. 위 첨자  $e$ 는 동기좌표계를 아래 첨자  $d, q$ 는 각각 d, q 축을 나타내며,  $r, s$ 는 각각 회전자와 고정자를 나타낸다. 위의 식은 유도 전동기가 벡터 제어가 되어 q 축의 자속이 0이며 d축의 자속이 일정하다는 가정 하에 유도된 식이다.

(1), (2)식으로부터 운전 속도에 따라 각각의 항이 차지하는 비율을 계산하면 그림 1과 같은 결과를 얻을 수 있다. 그림 1에서 볼 수 있듯이 운전 속도가 높을수록 간섭항이 차지하는 비율이 점차 높아진다. 그리고 간섭항이 갖는 이득( $\omega_e \sigma L_s$ )이 고속에서는 커지므로 전체 시스템에 큰 영향을 미칠 수 있다. 따라서, 고속운전에 있어서 비간섭제어의 성능은 전체 시스템의 성능을 좌우할 수 있는 매우 중요한 역할을 한다.

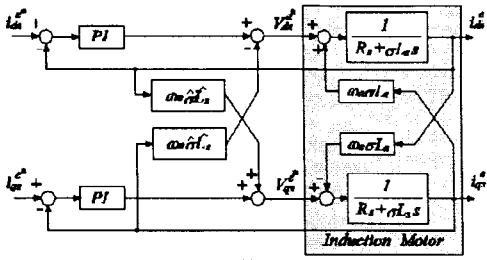
2.1 Feedforward 비간섭항을 갖는 전류 제어기

Feedforward 비간섭항을 갖는 전류 제어기는 그림 2.(a)와 같이 구성되며 출력 전압은 다음과 같이 얻어진다.

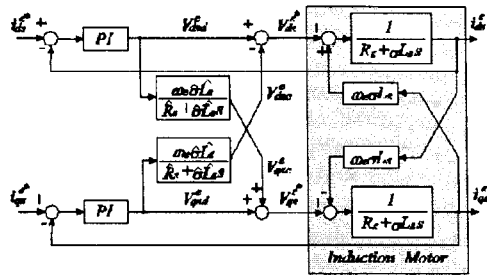
$$V_{ds}^{**} = (K_p + K_i/s)(i_{ds}^{**} - i_{ds}^*) - \hat{\sigma} \hat{L}_s \omega_e i_{qs}^* \quad (3)$$

$$V_{qs}^{**} = (K_p + K_i/s)(i_{qs}^{**} - i_{qs}^*) + \hat{\sigma} \hat{L}_s \omega_e i_{ds}^* \quad (4)$$

(3), (4)식에서  $\hat{\sigma}, \hat{L}_s$ 는 각각  $\sigma$ 와  $L_s$ 의 추정치를 나타낸다. 여기서 역기전력은 이미 feedforward 방법으로 상쇄되었다고 가정한다.  $-\hat{\sigma} \hat{L}_s \omega_e i_{qs}^*$ 와  $\hat{\sigma} \hat{L}_s \omega_e i_{ds}^*$ 는 간섭항을 제거하기 위해서 첨가된 feedforward항들이다. 하지만



(a)



(b)

그림 2 Block diagram. (a) Feedforward 비간섭항을 갖는 전류 제어기, (b) Dynamic decoupling 전류 제어기.

보통 20~30% 정도의 파라미터 추정 오차가 존재하므로  $(\sigma L_s - \hat{\sigma L}_s)\omega_e i_{ds}^*$  ( $\sigma L_s - \hat{\sigma L}_s$ ) $\omega_e i_{qs}^*$  만큼의 오차가 존재하게 된다. 이런 오차로 인한 항들은 저속에서는 무시할 정도의 값이지만 고속에서는  $\omega$ 가 커져서 큰 오차 값을 가지게 된다. 따라서 고속에서는 전류 제어 성능에 영향을 미칠 수 있다.

## 2.2 Dynamic Decoupling 전류 제어기

그림 2의 (b)는 dynamic decoupling 전류 제어기를 나타낸다. 전동기에 입력되는 입력 전압은 다음과 같이 결정된다.

$$V_{ds}^{**} = (K_p + K_i/s)(i_{ds}^{**} - i_{ds}^e) - V_{dsc}^e \quad (5)$$

$$V_{qs}^{**} = (K_p + K_i/s)(i_{qs}^{**} - i_{qs}^e) + V_{qsc}^e \quad (6)$$

여기서,

$$V_{dsc}^e = \left( \frac{\omega_e \hat{\sigma L}_s}{\hat{R}_s + \hat{\sigma L}_s} \right) V_{dqd}^e$$

$$V_{qsc}^e = \left( \frac{\omega_e \hat{\sigma L}_s}{\hat{R}_s + \hat{\sigma L}_s} \right) V_{qsd}^e$$

이러한 구조를 갖는 dynamic decoupling 제어기의 전달함수는 다음과 같이 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} g_{dd} & g_{dq} \\ g_{dq} & g_{qq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{**} \\ i_{qs}^{**} \end{bmatrix} \quad (7)$$

여기서

$$\Delta = 1 + [\omega_e \sigma L_s (\omega_e \sigma L_s + 2a) + a^2 + (PI)^2] \frac{1}{(R_s + \sigma L_s)^2} + \frac{2PI}{R_s + \sigma L_s}$$

$$g_{dd} = \frac{PI}{R_s + \sigma L_s} + [(PI)^2 + a\omega_e \sigma L_s + a^2] \frac{1}{(R_s + \sigma L_s)^2}$$

$$g_{qq} = g_{dd}$$

$$g_{dq} = \frac{a}{R_s + \sigma L_s} - PI \frac{\omega_e \sigma L_s}{(R_s + \sigma L_s)^2}$$

$$g_{qd} = -g_{dq}$$

$$a = \frac{\omega_e \hat{\sigma L}_s}{\hat{R}_s + \hat{\sigma L}_s} PI$$

만약  $a$ 의 추정값이 실제 값과 일치한다면  $g_{dq}$ 와  $g_{qd}$ 는 모두 0이 된다. 따라서 완전한 비간섭제어가 이루어진다.

## 3. 비간섭 제어성능 비교

### 3.1 강인성 (Robustness)

Feedforward 비간섭항을 갖는 전류 제어기와 dynamic decoupling 전류 제어기의 강인성을 비교하기 위해서 전달함수 ( $g_{dq}/\Delta$ )로부터 민감도 함수를 구한다. 먼저 feedforward 비간섭항을 갖는 전류 제어기의 민감도 함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial \sigma L_s} \left( \frac{g_{dq}}{\Delta} \right) \Big|_{\hat{\sigma L}_s = \sigma L_s} \\ &= \frac{-\partial}{\partial \sigma L_s} \left( \frac{g_{dq}}{\Delta} \right) \Big|_{\hat{\sigma L}_s = \sigma L_s} \\ &= \frac{\omega_e PI}{(R_s + \sigma L_s)^2 + 2PI(R_s + \sigma L_s) + PI^2} \quad (8) \end{aligned}$$

그리고, dynamic decoupling 전류 제어기의 민감도 함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial \sigma L_s} \left( \frac{g_{dq}}{\Delta} \right) \Big|_{\hat{\sigma L}_s = \sigma L_s} = -\frac{\partial}{\partial \sigma L_s} \left( \frac{g_{dq}}{\Delta} \right) \Big|_{\hat{\sigma L}_s = \sigma L_s} \\ &= \frac{\omega_e (PI) R_s (\sigma L_s + R_s)}{D(s)} \quad (9) \\ & \frac{\partial}{\partial R_s} \left( \frac{g_{dq}}{\Delta} \right) \Big|_{R_s = R_s} = -\frac{\partial}{\partial R_s} \left( \frac{g_{dq}}{\Delta} \right) \Big|_{R_s = R_s} \\ &= \frac{-\omega_e (PI) \sigma L_s (\sigma L_s + R_s)}{D(s)} \quad (10) \end{aligned}$$

(8), (9), (10)식을 이용하여 민감도 함수의 Bode plot을 구하면 그림 3과 같다. 그림 3 (a)로부터 dynamic decoupling 전류 제어기가 feedforward항을 갖는 전류 제어기에 비해서  $\sigma L_s$ 의 변화에 강인한 특성을 갖는다는 것을 알 수 있다. Dynamic decoupling 전류 제어기의 경우 전동기의 전기각 주파수  $\omega_e$ 에서 민감도 함수의 최대 값을 나타낸다. 하지만 그 최대 값도 feedforward항을 갖는 전류 제어기의 값에 비해서 낮은 값을 나타낸다. 그림 3 (b)에서는 dynamic decoupling 전류 제어기의  $R_s$ 에 대한 민감도 함수의 Bode plot이다. 전체적으로  $R_s$ 의 변화에 매우 강인함을 알 수 있다.

### 3.2 주파수 응답

이 장에서는 전동기 parameter ( $\sigma L_s$ )에 오차가 있을 경우의 주파수 응답을 비교해 보기로 한다. Direct 전달 함수 ( $g_{dq}/\Delta = g_{dq}/\Delta$ )는  $\sigma L_s$  추정에 오차가 있을 경우 변화된 값을 나타내게 되는데 그 결과는 그림 4와 같다. 그림 4에서 볼 수 있듯이 dynamic decoupling 전류 제어기는  $\sigma L_s$  추정 오차에 관계없이 일정한 주파수 응답을 보이지만 feedforward항을 갖는 전류 제어기는 저주파에서의 응답이 전체적으로 낮아짐을 알 수 있다.

### 3.3 실험결과

그림 5는 전동기가 -7000r/min으로 회전하고 있을 때 7000r/min의 속도지령이 스텝으로 인가되었을 경우의 전류응답을 보여준다. 이때  $\hat{\sigma L}_s = 0.5\sigma L_s$ 이다. 그림 5 (a)는 feedforward 비간섭항을 갖는 전류 제어기의 응답이

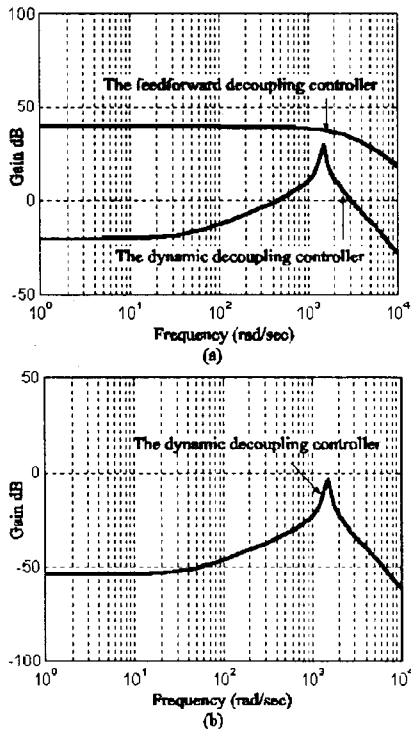


그림 3  $g_{da}/\Delta = g_{qd}/\Delta$ 의 민감도 함수의 Bode plot. ( $\omega_e = 1570 \text{ rad/sec}$ ) (a)  $\sigma L_s$ 에 대해서 (b)  $R_s$ 에 대해서.

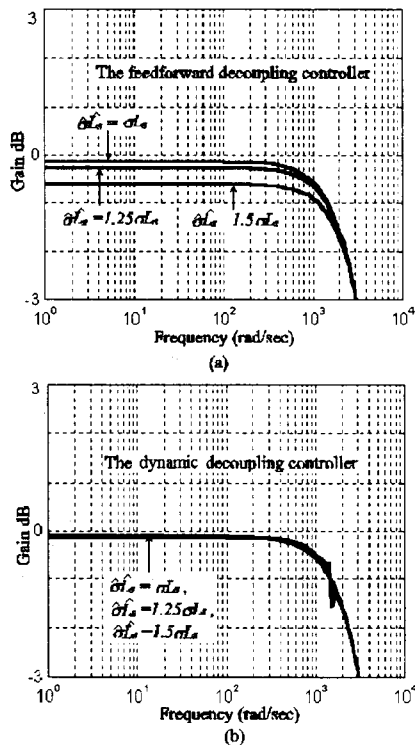


그림 4  $\omega_e = 1570 \text{ rad/sec}$ 일때  $g_{da}/\Delta = g_{qd}/\Delta$ 의 Bode plot. (a) feedforward항을 갖는 전류 제어기 (b) dynamic decoupling 전류 제어기.

며 (b)는 dynamic decoupling 전류 제어기의 응답이다. (a)의 경우  $\omega_e(\sigma L_s - \hat{\sigma} L_s)$ 가 음의 값을 갖는다. 따라

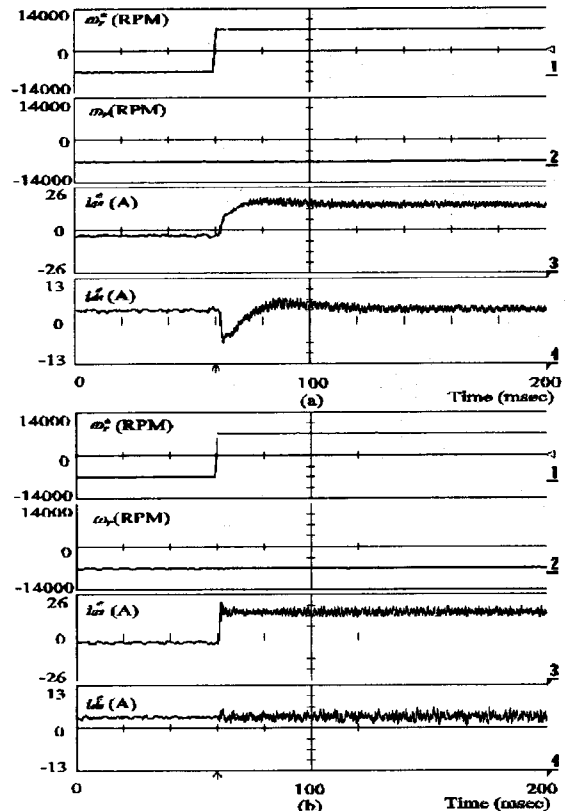


그림 5 전동기가  $-7000 \text{ r/min}$ 으로 회전하고 있을 때 스텝 속도 지령에 대한 전류 응답 ( $\hat{\sigma} L_s = 0.5 \sigma L_s$ ), (a) feedforward 비간섭항을 갖는 전류 제어기, (b) dynamic decoupling 전류 제어기.

서 q축의 전류가 상승할 때 d축의 전류가 음의 값이 되며 이에 의한 영향으로 q축 전류의 응답이 느려지게 된다. 하지만 (b)의 경우 d축과 q축 간의 간섭이 보이지 않는다.

#### 4. 결 론

Feedforward 비간섭항을 갖는 전류 제어기와 dynamic decoupling 전류 제어기의 비간섭 성능을 비교해 본 결과 dynamic decoupling 전류 제어기가 전동기 parameter 변화에 대해서 보다 강한 특성을 나타낸다는 것을 볼 수 있었다. Dynamic decoupling 전류 제어기는 고정도의 제어성능을 얻는데 적합한 제어기라고 할 수 있다.

#### (참 고 문 헌)

- [1] R. D. Lorenz and D. B. Lawson, "Performance of feedforward current regulators for field oriented induction machine controllers", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-23, pp. 142-150, Jan./Feb. 1987.
- [2] J. Jung and K. Nam, "A dynamic decoupling control scheme for high-speed operation of induction motors", IEEE Trans. Ind. Elec., vol. 46, pp. 100-110, Feb. 1999.
- [3] Q. Yu, L. Norun, T. Undeland, and S. Round, "Investigation of dynamic controllers for a unified power flow controller", in Proc. IEEE IECON'96, pp. 1764-1769 1996.
- [4] L. Harnefors and H. Nee, "Model-based current control of ac machines using the internal model control", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 34, pp. 133-141, Jan./Feb. 1998.