

전향보상을 이용한 BLDC 모터의 속도제어에 관한 연구

박기홍, 김태성, 김경화*, 현동석
 한양대학교, *서울 산업대학교

A Study on the Speed Control of BLDC Motor Using the Feedforward Compensation

K.H. Park, T.S. Kim, K.H. Kim*, and D.S. Hyun

Dept. of Electrical Engineering, Hanyang Univ.

*Dept. of Electrical Engineering, Seoul National Univ. of Technology

ABSTRACT

This paper presents a speed controller method based on the disturbance torque observer of high-performance brushless DC (BLDC) motor drives. In case of the speed control of robot arms and tracking applications with lower stiffness, we cannot design the speed controller gain to be very large from the viewpoint of the system stability. Thus, the feedforward compensator using disturbance torque observer was proposed. This method can improve the speed characteristic without increasing the speed controller gain. The enhanced speed control performance can be achieved and the speed response against the disturbance torque can be improved for high-performance BLDC motor drive systems in which the bandwidth of the speed controller cannot be made large enough.

Consequently, speed control for high-performance BLDC motor drives become improved. The simulation results for BLDC motor drive systems confirm the validity of the proposed method.

저관성, 크기에 비한 큰 출력, 작은 노이즈 등의 특성을 가지고 있으며, 이러한 특성으로 인하여 산업 현장에서 널리 사용되고 있다.^{[1] [3]}

일반적으로 모터의 속도 제어에 사용되는 PI 제어기는 제어 알고리즘이 간단하고 이득 값이 적절히 조절될 경우 좋은 운전 특성을 갖는다. 그러나 낮은 강성을 가지는 로봇 팔이나 추적 응용의 경우, 시스템 안정성의 측면에서 속도 제어기의 이득 값을 높게 설정 할 수 없게 되는 단점을 가지고 있다. 이와 같은 경우에 외란 토크의 인가시에 속도 회복 특성이 현저하게 저하되며, 파라미터 변동에 대해서도 취약한 결과를 가져오게 된다. 이러한 이유로 고성능 응용에서 만족할 만한 성능을 얻기 어렵다.^[4]

따라서, 본 논문에서 외란 토크 추정을 통한 전향 보상 방법을 제안하였다. 상태 관측기에 의해 추정된 외란 토크를 사용하여 보상하는 방법이다.^{[5]-[6]} 이러한 제어방법은 속도 제어기의 이득 값이 작아도 고성능의 속도 제어가 가능하도록 만들어준다. 또한 제안된 방법은 파라미터와 외란에 대해서 강인한 속도 특성을 가진다. 시뮬레이션 결과를 통하여 제안한 속도제어기가 낮은 속도 제어기 이득에서도 강인한 속도 특성을 가짐을 보여주었다.

1. 서 론

최근 BLDC(Brushless DC) 모터는 작은 사이즈에서 큰 힘을 요구하는 산업 응용 분야에서 DC 모터를 대신하여 널리 사용되고 있다. 또한 브러쉬와 정류자의 제거는 신뢰성과 수명을 향상시켰다. 이러한 BLDC 모터는 같은 출력의 DC 모터에 비해

2. BLDC 모터의 모델링

사다리꼴 형태의 역기전력을 갖는 BLDC 전동기는 구형 공극 자속 분포를 갖는 영구자석 회전자와 집중권 고정자 권선에 의해 만들어진다. 따라서, 토크 리플을 감소시키기 위해 요구되는 상전류는 펄스폭 120도 도통의 준 구형과 형태가 된다.

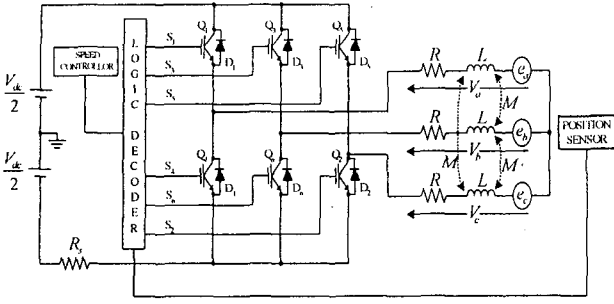


그림 1 BLDC 전동기의 모델링
Fig. 1 Block diagram of BLDC motor drive.

그림 1로 부터 고정자 3상 권선의 상변수 회로 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 i_a, i_b, i_c 는 구형파 형태의 120도 간격으로 도통되는 전류이며, e_a, e_b, e_c 는 사다리꼴 형태의 역기전력이다.

역기전력은 다음과 같은 관계를 가지고 있다.

$$e = f(\theta_e) \cdot k_e \cdot \omega_e \quad (2)$$

그리고, 역기전력 함수의 크기를 k_e 라고 할 때 역기전력 함수는 각 구간에서 다음과 같이 표현된다.

$$f(\theta_e) = \begin{cases} \frac{6}{\pi} \theta_e & (0 \leq \theta_e \leq \frac{\pi}{6}) \\ 1 & (\frac{\pi}{6} \leq \theta_e \leq \frac{\pi}{2}) \\ \frac{6}{\pi} (\pi - \theta_e) & (\frac{\pi}{2} \leq \theta_e \leq \pi) \end{cases} \quad (3)$$

각 상은 120도 위상차를 가지고 있으며, $f(\theta_e)$ 는 역기전력의 형태를 결정하는 형태 함수이며, k_e 역기전력의 크기, ω_e 는 전동기의 전기적인 속도이다.

그리고, 전기적인 토크는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$T_e = \frac{1}{\omega_m} (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) \quad (4)$$

여기서, ω_m 은 기계적인 속도이다.

위의 식 (4)를 물리적인 토크 방정식으로 나타내면 다음과 같다.

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (5)$$

3. 외란 토크 관측기의 모델링

전항 보상을 하기 위하여 본 논문에서 제안한 속도 제어 방법은 외란 토크의 정보가 필요하다. 그러나 부하토크의 직접적인 측정은 부가적으로 고가의 장비를 필요로 하게된다. 따라서, 본 논문에서는 회전자 위치정보를 입력으로 가지는 관측기를 사용하여 외란 토크의 정보를 추정하여 사용하였다.

검출된 실제 위치로부터 회전자의 속도는 다음과 같이 표현된다.

$$\omega_m = d \frac{\theta_m}{dt} \quad (6)$$

여기서 θ_m 은 회전자의 위치 정보이다.

외란 토크의 변화는 제어기의 샘플링 주기에 비해 매우 낮다고 가정하면, 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$d \frac{\tau_d}{dt} = 0 \quad (7)$$

그리고 전체적인 시스템의 상태 방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (8)$$

여기서, $x = \begin{bmatrix} \theta_m \\ \omega_m \\ \tau_d \end{bmatrix}$, $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B_m}{J_m} & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix}$

$u = T_e$ 이다.

따라서, 시스템의 상태 관측은 다음과 같이 구성되어진다.

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}_m \\ \hat{\omega}_m \\ \hat{\tau}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{B_m}{J_m} & -\frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_m \\ \hat{\omega}_m \\ \hat{\tau}_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix} T_e \quad (9)$$

$$+ L \left(\theta_m - [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \hat{\theta}_m \\ \hat{\omega}_m \\ \hat{\tau}_d \end{bmatrix} \right)$$

여기서, L 은 비례 이득이다.

위 식에서 실제 측정된 위치 정보를 이용하여 외란 토크의 정보를 알 수 있으며 추정된 외란 토크는 전항 보상을 위하여 사용되게 된다.

4. 외란 토크 추정 모델의 적용

일반적으로 유도 전동기나 영구자석형 동기 전동기의 경우, 외란 정보를 통한 전향 보상 방법은 $d-q$ 변환을 통하여 사용 되어진다. 그러나 BLDC 전동기의 경우에는 위와 같은 제어가 어렵기 때문에 다음과 같은 방법이 적용 되어야 한다.

전기적인 속도 ω_e 는 $\omega_m \times \frac{P}{2}$ 라는 관계를 식 (4)에 대입하여 정리하면

$$T_e = \frac{P \cdot k_e}{2} \times (f_a(\theta_e) \cdot i_a + f_b(\theta_e) \cdot i_b + f_c(\theta_e) \cdot i_c) \quad (12)$$

위의 식에서 전류의 지령치를 계산해 보면 다음과 같다.

$$i_t = \frac{f_a(\theta_e) \cdot i_a + f_b(\theta_e) \cdot i_b + f_c(\theta_e) \cdot i_c}{2} \quad (13)$$

식 (12)과 (13)을 간략하게 요약하면 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$T_e = \frac{4 \cdot k_e}{P} \cdot i_t \quad (14)$$

여기서, $\frac{4 \cdot k_e}{P}$ 를 k_t 로 치환하면, 상수 값과 지령치 전류로 표현 할 수 있다.

$$T_e = k_t \cdot i_t \quad (15)$$

보상하는 전류의 지령치는 다음과 같다.

$$i_{ref(com)} = \hat{\tau}_d / k_t \quad (16)$$

여기서, $i_{ref(com)}$ 은 보상되는 전류 값이다.

위와 같이 외란 토크에 대하여 보상되는 전류를 구할 수 있으며, 그림 2에서 제안한 방법의 제어 블록 선도를 나타내었다.

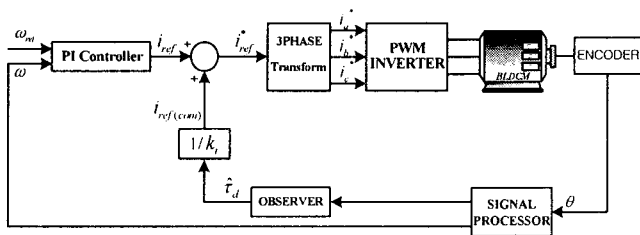


그림 2 제안된 방법의 제어 블록 선도
Fig. 2 Block diagram of proposed method

표 1 BLDC 전동기의 파라미터

Table 1 Parameters of BLDC Motor

정격 전압	V	300 [V]
정격 토크	T_e	2 [Nm]
저항	R_s	0.5 [Ω]
인덕턴스	L_s	10 [mH]
역기전력 상수	K_e	0.145 [V/(rad/sec)]
극 수	P	4
마찰 계수	B	0.0001[Nmsec/rad]
관성	J	0.0036[kg · m ²]

5. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션에 사용한 BLDC 전동기의 상수 및 정격은 표 1과 같다. 그리고 3상 6스위치 인버터의 동작에서 스위치는 이상적으로 가정하였다. 그림 3과 4는 2 sec 에서 2 Nm 부하인가시의 속도 파형을 나타내었다. 그림 4에서 나타나듯이 전향 보상을 하였을 경우 부하 인가에 대한 속도 응답 특성이 향상되었음을 알 수 있다. 그림 5와 6에서는 정격 부하의 두 배인 4 Nm 의 부하 인가시 속도 파형을 나타내었다.

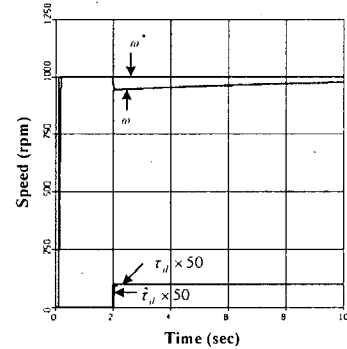


그림 3 PI 제어기를 사용한 경우의 속도 응답 파형[2 Nm]
Fig. 3 Speed response waveform with PI controller[2 Nm]

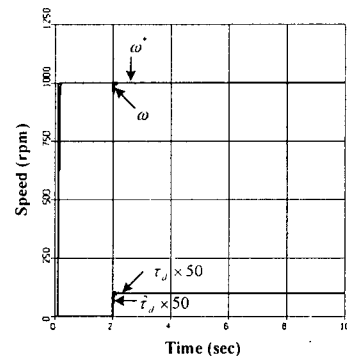


그림 4 PI 제어기와 외란 토크 관측기를 사용한 경우의 속도 응답 파형[2 Nm]
Fig. 4 Speed response waveform with PI controller and disturbance torque observer[2 Nm]

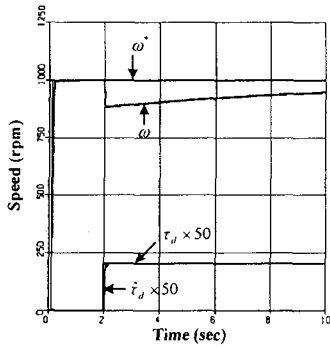


그림 5 PI 제어를 사용한 경우의 속도 응답 파형[4 Nm]
Fig. 5 Speed response waveform with PI controller[4 Nm]

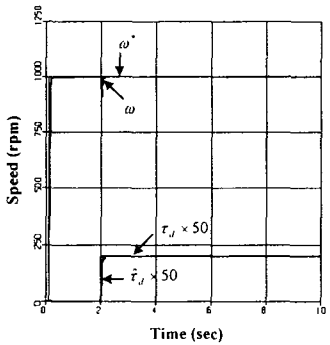


그림 6 PI 제어기와 외란 토크 관측기를 사용한 경우의 속도 응답 파형[4 Nm]
Fig. 6 Speed response waveform with PI controller and disturbance torque observer[4 Nm]

그림 6에서 볼 수 있듯이 큰 부하에도 짧은 시간 내에 속도가 지령치에 도달함을 알 수 있다.

또한, 그림 7과 8은 관성과 마찰계수가 두 배가 되었을 때의 속도 파형을 나타내었다. 그림 8의 속도 파형에서 볼 수 있듯이 초기 기립이 관성 및 마찰계수의 변동에도 불구하고 지령치에 빨리 도달하고 있음을 알 수 있다.

전체적으로 시뮬레이션 결과에서 나타나 듯이 초기 기동시 오버슈트 없으면서, 빠른 기동 시간을 갖는다. 또한 관성 계수 및 마찰 계수 그리고 외란 토크의 영향에도 빠른 응답 특성을 가지고 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 안정성의 관점에서 속도제어의 이득을 충분히 높일 수 없는 구동 시스템이나 낮은 강성을 갖는 로봇 팔과 같은 제어시스템의 속도제어 성능을 향상시키기 위한 속도제어 방법을 제안하였다. 제안된 기법에서는 전동기의 외란 토크 추정을 통한 전향보상이 사용되었으며, 외란 토크 및 파라미터 변동에 대하여 향상된 속도 응답 특성을 얻을 수 있었다.

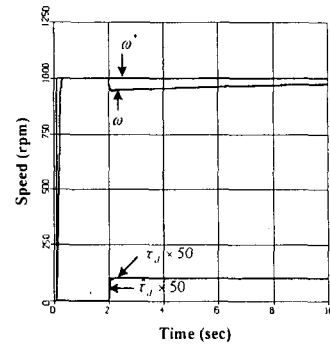


그림 7 PI 제어를 사용한 경우의 속도 응답 파형[2J, 2B]
Fig. 7 Speed response waveform with PI controller[2J, 2B]

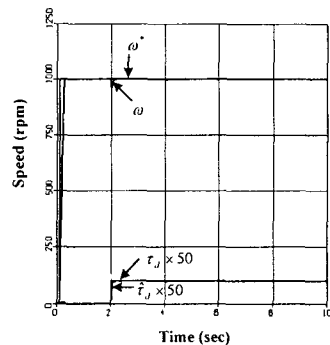


그림 8 PI 제어기와 외란 토크 관측기를 사용한 경우의 속도 응답 파형[2J, 2B]
Fig. 8 Speed response waveform with PI controller and disturbance torque observer[2J, 2B]

참 고 문 헌

- [1] T. J. E Miller, Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives, Clarendon Press, Oxford 1989.
- [2] P.Pillay and R. Krishnan, Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless dc Motors for Servo Drives, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no.5, pp. 986-996 Sept./Oct. 1991.
- [3] K. Ohishi, M. Nakao, K. Ohnishi and K. Miyachi, Microprocessor-Controlled DC Motor for Load-Insensitive Position Servo System, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 34, no. 1, pp. 44-49, 1987.
- [4] Yoichi Hori, Disturbance Suppression on an Acceleration Control Type DC Servo System, *IEEE PESC. Rec.*, pp. 222-229, 1988.
- [5] Jong Sun Ko, Jung Hoon Lee, Se Kyo Chung, and Myung Joong Youn, A Robust Digital Position Control of Brushless DC motor with Dead Beat Load Torque Observer, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40, no. 5, pp. 512-520, May 1993.
- [6] Guchuan Zhu, Dessaint, L.-A., Akhrif, O., and Kaddouri, A., Speed tracking control of a permanent-magnet synchronous motor with state and load torque observer, *IEEE Trans.*, vol. 47, no. 2, pp. 346-355, Apr. 2000.