

## 직류 전동기의 속도 토크 제어를 위한 부하 전류 관측기 설계

서영수, 김은기\*, 김용주  
명지대학교

### The Load Current Observer Design for Torque Control of DC Motor

Young-Soo Seo Eun-Gi Kim\* Yong-Ju Kim  
Myongji University

#### ABSTRACT

In this paper, the Load Current Observer Design for 3-phase Voltage Type PWM Converter with DC Motor Load. The sinusoidal input current and unity input power factor are realised based on the estimated source voltage performed by the Load Current Observer using actual currents and DC link voltage.

#### 1. 서 론

전력변환기는 기본적으로 부하가 필요로 하는 전력을 능동적으로 제어할 수 있어야하고, 또한 전력을 부하가 요구하는 형태로 변조할 수 있어야 한다. 이러한 전력변환장치의 입력전원전압은 전원자체의 변동과 부하변동의 영향으로 인해 변동할 수 있다. 따라서, 입력전원전압이 변동하면 컨버터단의 입력전압이 변동하게 되어 안정된 전력변환기의 운전에 좋지 않은 영향을 미치게 된다.

본 논문에서는 직류전동기 구동시 전압형 PWM 컨버터에 의한 전동력 시스템의 제어성능을 더욱 향상시키기 위해 부하전류를 추정하여 전압제어기의 전향에 보상하는 부하전류관측기를 설계한다. 이것을 직류전동기에 적용하여 부하가변시 부하전류관측기의 제어성능을 시뮬레이션을 통해 부하전류관측기의 제어 성능을 확인 한다.

#### 2. 직류 전동기 모델링

전동기의 속도는 컨버터의 (기준)제어 전압  $v_r$ 에 의해 조정된다.  $K_2$ 의 이득을 갖는 컨버터라면 전동기의 전기자 전압은 다음과 같다.

$$V_{dc} = K_2 v_r \quad (1)$$

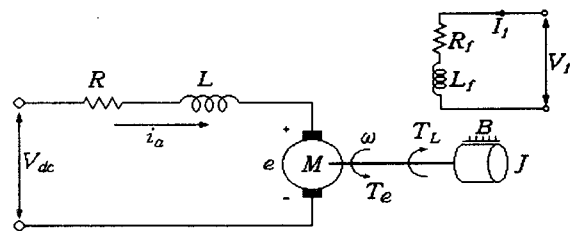


그림 2.1 직류전동기 모델링

전동기 계자 전류를  $I_f$ 라 하고, 모든 과도외란 중에서 역기전력 상수가 상수  $K_v$ 를 유지한다고 가정하면, 시스템 방정식은 다음과 같이 된다.

$$e = K_v I_f \omega \quad (2)$$

$$V_{dc} = R i_a + L \frac{di_a}{dt} + e = R i_a + L \frac{di_a}{dt} + K_v I_f \omega \quad (3)$$

$$T_e = K_t I_f i_a \quad (4)$$

$$T_e = K_t I_f i_a = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \quad (5)$$

과도특성은 0의 초기조건을 갖는 Laplace 변환으로 분석된다. 식 (1), (3), (5)을 변환하면 다음과 같다.

$$V_{dc}(s) = K_2 V_r(s) \quad (6)$$

$$V_{dc}(s) = R I_a(s) + sL I_a(s) + K_v I_f \omega(s) \quad (7)$$

$$T_e(s) = K_t I_f I_a(s) = sJ\omega(s) + B\omega(s) + T_L \quad (8)$$

식 (3)과 식 (5)로부터 회전 속도와 전류를 상태변수로 선택하고, 입력을 컨버터의 출력전압, 출력을 회전속도로 하여 다음과 같은 상태방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{K_v I_f}{L} \\ -\frac{K_t I_f}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{dc} \quad (9)$$

$$\omega = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} \omega \\ i_a \end{bmatrix}$$

### 3. 부하 전류 관측기의 설계

PWM 컨버터에서 전압 제어시에 부하 전류를 단순한 외란으로 간주하고 제어하게 되면 시스템의 성능을 크게 향상시키는 것이 어렵다. 따라서 부하변동에 따른 부하 전류  $i_L$ 을 부하 전류 관측기로 추정하여 전압제어기의 전향에 보상하면 전압 제어 성능을 향상 시킬 수 있다.

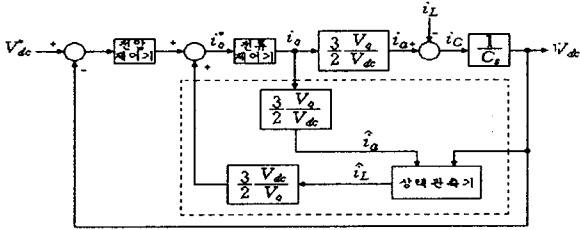


그림 3.1 Load Current Observer 블록도

시스템은 다음과 같은 상태방 방정식으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bx \\ y &= Hx \end{aligned} \quad (10)$$

그리고 Observer는 아래의 식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + L(y - \hat{y}) + Bu \\ \hat{y} &= H\hat{x} \end{aligned} \quad (11)$$

이때 상태변수의 오차 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{x} &= x - \hat{x} \\ \dot{\tilde{x}} &= (A - LH)\tilde{x} \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)가 일반적으로 안정하면  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x}(t) = 0$ 이 성립되

고, Gain행렬  $L$ 을 조정하여 수렴 속도의 조절이 가능하다.

상태 변수  $x$ 를 측정하는 변수  $x_1$ , 추정할 변수  $x_2$ 로 나누어 재구성하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u \\ y &= [I \ 0]x = x_1 \end{aligned} \quad (13)$$

새로운 상태변수  $z$ 로부터 Observer수식은 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{z}} &= (A_{22} - L A_{12})\hat{z} + (A_{22} - L A_{12})Ly \\ &\quad + (A_{21} - L A_{11})y + (B_2 - L B_1)u \end{aligned}$$

$$\therefore \hat{x}_2 = \hat{z} + Ly \quad (14)$$

이때 상태 오차 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{z} &= z - \hat{z} \\ \dot{\tilde{z}} &= (A_{22} - LA_{12})\tilde{z} \end{aligned} \quad (15)$$

식 (15)이 일반적으로 안정하면  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{z}(t) = 0$ 이 성립

되고, Gain행렬  $L$ 을 조정하여 수렴 속도의 조절이 가능하다.

위의 수식 (13), (14), (15)를 이용하여 부하전류관측기는 다음과 같은 상태 방정식으로 된다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{V}_{dc} \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -1/C \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/C \\ 0 \end{bmatrix} i_a \\ i_a &= \frac{V_a}{V_{dc}} i_a \end{aligned} \quad (16)$$

$$y = [I \ 0]x = V_{dc}$$

여기서, 측정할 변수  $x_1 = V_{dc}$ , 추정할 변수  $x_2 = i_L$ ,

$$A_{11} = A_{21} = A_{22} = 0, \quad A_{12} = -1/C, \quad B_2 = 0,$$

$$B_1 = 1/C \text{이므로 부하전류관측기를 정리하면 다음과 같다.}$$

$$\therefore \dot{\hat{z}} = \frac{L}{C} \hat{z} + \frac{L^2}{C} V_{dc} - \frac{L}{C} i_a \quad (17)$$

$$\therefore \hat{i}_L = \hat{z} + LV_{dc}$$

상태 오차 방정식은 다음과 같다.

$$\dot{\tilde{z}} = \frac{L}{C} \tilde{z} \quad (18)$$

오차 방정식의 극이 왼쪽 반평면(Left Half Plane)에 존재하여야 하므로  $L < 0$ 이어야 한다.

부하전류관측기를 정리하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\hat{i}_L = \frac{1}{1 - \frac{C}{L}s} i_L \quad (19)$$

$$\therefore \hat{i}_L = \frac{1}{1 - \tau_e s} i_L$$

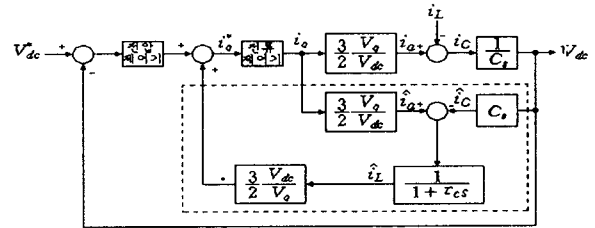


그림 3.2 필터를 이용한 부하전류 추정

식 (19)에 의하면 Load Current Observer수식은 필터의 형태로 해석할 수 있음을 알 수 있다.

### 4. 페-루프 제어 모델링

식 (7)로부터 전기자 전류는 다음과 같다.

$$I(s) = \frac{V_{dc}(s) - K_v I_f \omega(s)}{sL + R} \quad (20)$$

$$= \frac{V_{dc}(s) - K_v I_f \omega(s)}{R(\tau_e s + 1)} \quad (21)$$

여기서,  $\tau_e = L/R$ 은 전기적 시정수이다.

식 (8)로부터 전동기 속도는 다음과 같다.

$$\omega(s) = \frac{T_e(s) - T_L(s)}{sJ + B} \quad (22)$$

$$= \frac{T_e(s) - T_L(s)}{B(s\tau_m + 1)} \quad (23)$$

여기서,  $\tau_m = J/B$ 는 기계적 시정수이다.

식 (6), (21), (22)로부터 다음과 같은 블록도를 그릴 수 있다.

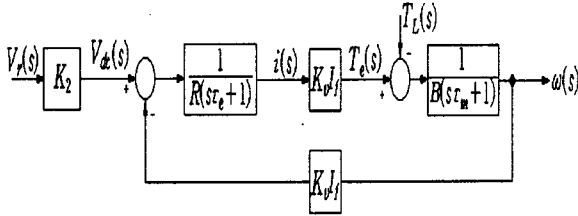


그림 4.1 직류전동기 구동의 개-루프 블록도

두가지 가능한 외란은 제어전압  $V_r$ 과 부하토크  $T_L$ 이다. 정상상태 응답은  $V_r$ 과  $T_L$ 에 의한 개별적인 응답을 조합하여 결정할 수 있다.

기준전압에 있어서의 계단변화에 기인한 응답은  $T_L$ 을 0으로 설정하여 구한다. 그림 4.1로부터 기준전압에 기인한 속도를 얻을 수 있다.

$$\frac{\omega(s)}{V_r(s)} = \frac{K_2 K_v I_f / (R B)}{s^2(\tau_e \tau_m) + s(\tau_e + \tau_m) + 1 + (K_v I_f)^2 / (R B)} \quad (24)$$

부하토크  $T_L$ 의 변화 때문에 일어나는 응답은  $V_r$ 을 0으로 지정함으로써 얻어질 수 있다.

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = - \frac{(1/B)(s\tau_e + 1)}{s^2(\tau_e \tau_m) + s(\tau_e + \tau_m) + 1 + (K_v I_f)^2 / (R B)} \quad (25)$$

제어전압  $\Delta V_r$ 과 부하토크  $\Delta T_L$ 의 단위 변화로 인한 속도변화  $\Delta \omega$ 의 정상상태 관계식을  $s=0$ 을 대입하여 식 (24), (25)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta \omega = \frac{K_2 k_v I_f}{RB + (K_v I_f)^2} \Delta V_r \quad (26)$$

$$\Delta \omega = - \frac{R}{RB + (K_v I_f)^2} \Delta T_L \quad (27)$$

식 (25)로부터 부하토크 외란의 계단변화에 대한 블록도를 그림 4.2에 나타낸다.

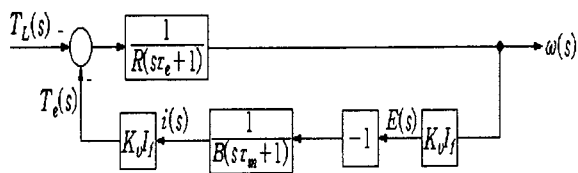


그림 4.2 부하 토크 외란에 대한 개-루프 블록도

폐-루프 제어시스템은 개선된 정확도, 빠른 동적응답, 부하외란과 시스템 비선형성의 효과가 감소하는 장점을 갖는다. 폐-루프 컨버터 계환 직류전동기구동의 블록도를 그림 4.3에 나타내었다.

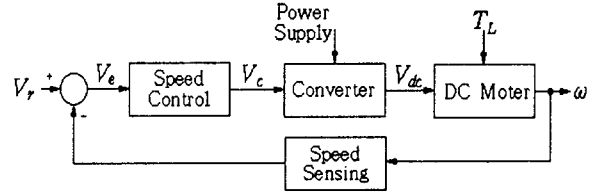


그림 4.3 컨버터 계환 직류전동기 구동의 폐-루프 블록도

그림 4.1와 그림 4.2의 개-루프제어를 폐-루프시스템으로 변화시키기 위하여 속도센서가 출력측에 연결된다. 속도에 비례하는 센서의 출력은 계수  $K_1$ 에 의해 증폭되며 오차전압을 형성하는  $V_e$ 와 기준(제어)전압  $V_r$ 을 비교한다. 완성된 블록도를 그림 4.4에 나타내었다.

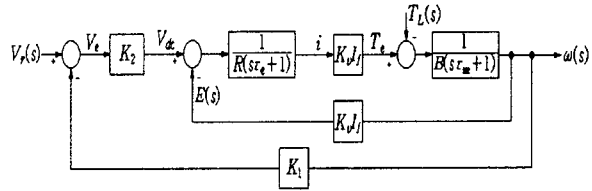


그림 4.4 직류전동기 폐-루프제어에 대한 완성된 블록도

폐-루프제어를 위한 전달함수를 구하면, 먼저 기준전압의 변환에 기인한 폐-루프 계단응답은  $T_L=0$ 으로 하여 그림 4.2로부터 다음과 같이 구한다.

$$\frac{\omega(s)}{V_r(s)} = \frac{K_2 K_v I_f / (R B)}{s^2(\tau_e \tau_m) + s(\tau_e + \tau_m) + 1 + [(K_v I_f)^2 + K_1 K_2 K_v I_f] / RB} \quad (28)$$

부하토크  $T_L$ 의 변환로 인한 응답도  $V_r$ 을 0으로 하여 그림 4.4로부터 얻을 수 있다.

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = - \frac{(1/B)(s\tau_e + 1)}{s^2(\tau_e \tau_m) + s(\tau_e + \tau_m) + 1 + (K_v I_f)^2 + [(K_v I_f)^2 + K_1 K_2 K_v I_f] / RB} \quad (29)$$

최종치정리를 이용하여 제어전압  $\Delta V_r$ 과 부하토크  $\Delta T_L$ 의 단위 변화로 인한 속도변화  $\Delta \omega$ 의 정상상태 변화  $\Delta \omega$ 는  $s=0$ 을 대입하여 식 (28), (29)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta \omega = \frac{K_2 K_v I_f}{RB + (K_v I_f)^2 + K_1 K_2 K_v I_f} \Delta V_r \quad (30)$$

$$\Delta \omega = - \frac{R}{RB + (K_v I_f)^2 + K_1 K_2 K_v I_f} \Delta T_L \quad (31)$$

## 5. 시뮬레이션

부하전류  $i_L$ 을 부하전류관측기를 통해 추정하여 전압 제어기의 전향에 보상하면 전압제어기의 성능을 더욱 향상시킬 수 있음을 시뮬레이션을 통해 확인한다.

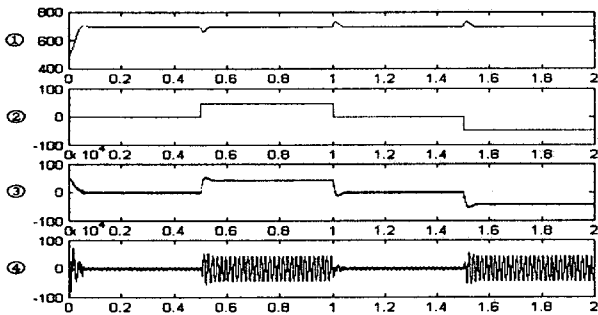


그림 5.1 부하전류의 추정(보상 안한 경우)

그림 5.1은 스텝으로 부하를 인가한 경우에 부하 전류관측기를 사용하여 부하전류를 추정하고 있는 파형을 나타낸다. 부하 변동시 부하전류를 잘 추정하고 있음을 알 수 있다.

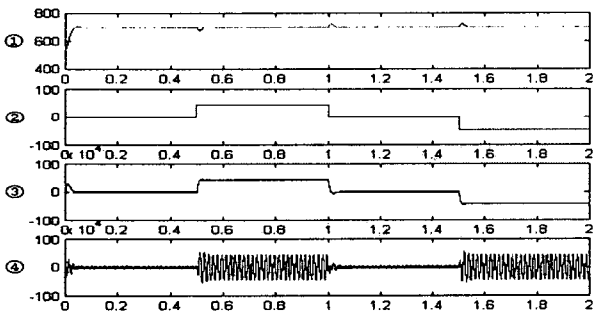


그림 5.2 부하전류의 추정(보상 한 경우)

그림 5.2는 부하전류관측기를 사용하여 추정한 전류를 전압제어기에 Feed Forward 한 경우의 컨버터 파형이다. 보상을 안한 경우에 비해 과도 상태에서의 특성이 상당히 개선되어짐을 알 수 있다.

그림 5.1과 그림 5.2에서 ①은  $V_{dc}$ , ②는  $i_L$ , ③은  $\hat{i}_L$ , ④는  $T$ 에 대한 시뮬레이션 파형을 나타낸다. 위의 그림에서 0.5초에서 1초는 스텝으로 부하를 인가한 경우의 컨버터 파형이다.(모터링 운전) 1.5초에서부터는 스텝으로 부하를 회생하는 경우의 컨버터파형이다.(회생운전)

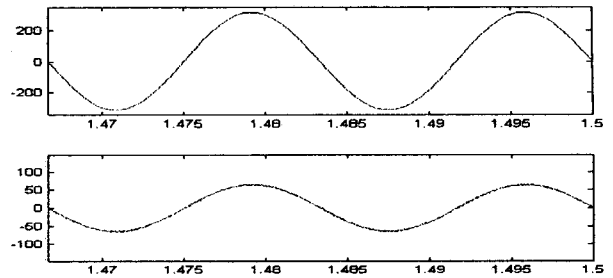


그림 5.3 모터링 운전시  $E_a, I_a$

그림 5.3을 통해 모터링 운전시의 전원전압과 전류의 고역률 운전이 되고 있음을 알 수 있다.

## 6. 결론

직류전동기 구동시 부하가변에 따른 부하전류의 변동을 부하전류관측기로 추정하여 컨버터의 전압제어기에 Feed Forward 보상하면 그림 5.1과 그림 5.2의 시뮬레이션 결과와 같이 과도상태에서의 특성을 상당히 개선하여 전력변환기의 성능을 더욱 높일 수 있음을 알 수 있다. 또 그림 5.3에서와 같이 고역률 제어가 이루어짐을 알 수 있다.

향후 Hardware를 구성하여 실제적인 응용에 이용될 수 있음을 확인하고, 컨버터의 출력측에 전압형 인버터와 유도전동기를 부하로 하여 부하전류에 따른 DC Link 전압의 과도상태 특성 및 구동운전과 회생운전에 따른 특성의 연구가 수행되어야 할 것이다.

## 참고 문헌

- [1] D. Vincenti and H. JIN, "A Three-Phase Regulated PWM Rectifier With On-Line Feedforward Input Unbalance Correction", IEEE Trans. on Ind Electron. vol. 4, no. 5, pp. 526~532, 1994
- [2] Shin-Liang Jung, Hsiang-Sung Huang, "A Three-Phase PWM AC-DC Converter with Low Switching Frequency and High Power Factor Using DSP-Based Repetitive Control Technique", IEEE pp. 517~523, 1998
- [3] 서영수, 임영배, 성대용, 김영춘, "최소차원 부하토크 관측기를 이용한 유도전동기의 저속운전" 전기학회지, 제 45권 8호, pp. 1098~1102, 1996
- [4] 서영수, 성대용, 임영배, "부하토크 피드 포워드 제어를 이용한 유도전동기의 속도제어" 전력전자학회 논문지, 제 3권 제2호, 1998. 6