

저속 영역에서 직류 서어보 전동기의 속응성 제어에 관한 연구

윤 병도 이 흥 배
중앙대학교 전기공학과*

A Study On Fast Responce Control of DC Servo Motor at low Speed Region

Byung - Do Yoon, Heung - Bae Lee

Department of Electrical Engineering, Chung - Ang University

ABSTRACT

This paper presents a study on the operation of a digitally controlled DC servo motor drive at low speed region

Two schemes aiming to improve the transient behavior of the speed control system are considered. The first scheme is the current positive feedback scheme to reduce the sensitivity of the system with respect to the load torque variations

The second one is the speed observer based on a motor model.

Finally, the two schemes are studied by simulation and then verified experimetally using a prototype DC motor drive.

1. 서 론

마이크로프로세서를 이용한 직류 서어보 전동기 구동 시스템의 디지털 제어는 제어 정밀도의 향상, 자기 진단 기능에 의한 보수성의 향상, 적응기술의 진보, 하드웨어의 간략화에 따른 신뢰도의 향상등의 장점으로 산업 현장에 광범위하게 사용된다.

그러나, 로보트의 위치 제어 시스템 등의 저속 영역에서는 단점이 지적되고 있으므로 마이크로 프로세서를 이용한 직류 서어보 전동기의 속도 제어는 극도로 낮은 속도에서도 정밀 제어가 실현 되어야 하며, 광범위한 속도 영역에서 속도 조정이 필수적이다.

본 논문은 저속 영역에서 직류 서어보 전동기 구동 시스템의 속도 과도 특성을 향상 시키기 위한 두 가지 방안을 제시한다.

첫 제: 외란에 대한 시스템 감도 감소를 위한 전류 정궤관 보상 방안

둘 제: 종래의 구동 시스템 모델을 이용한 속도 업서버를 통하여 속도를 추정하는 방안.

이 방안에 의하여 설계한 제어기의 성능은 시뮬레이션을 통하여 매우 우수함을 입증 한다.

2 : 시스템 감도 감소를 위한 전류 정 궤관 보상

인트리멘탈 엔코더를 사용한 디지털 속도 제어 시스템에서 두 엔코더 펄스 사이의 시간 간격 동안 속도 정보를 얻을 수 없으므로 갑작스런 부하 변동은 전동기 속도 조절에 중대한 영향을 미친다.

부하 변동에 따른 시스템 감도 감소를 위한 전류 정궤관 기법에서는 기전력에 따른 전동기 내부 부피의 조절 효과가 강화 되었으므로 부하 변동에 대해 시스템 감도를 감소 시킨다.

전류 정 궤관 보상 블록선도는 그림 1과 같다.

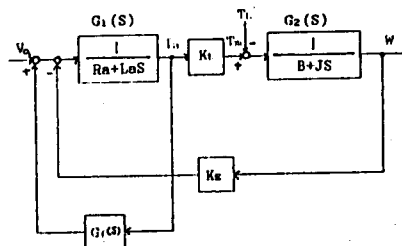


그림 1. 전류 정 궤관 블록선도.

전류 정 궤환 전동기 전달 함수는 다음과 같다.

$$G(S) = \frac{I_a(S)}{V_a(S)} = \frac{G_1(S)}{1 - G_1(S) G_r(S)} \quad (2-1)$$

$G_r(S)$: 정 궤환 전달함수.

이때 정 궤환 파라미터 설정이 시스템에 중대한 영향을 미친다.

P제어시 정 궤환 전달 함수 $G_r(S) = K_p$ 이고,

동기 전기적 전달 함수는 다음과 같다.

$$G(S) = \frac{I_a(S)}{V_a(S)} = \frac{1}{Ra - K_p + La} \quad (2-2)$$

$B(Ra - K_p) \ll K_e K_r, \tau_e \ll \tau_m$ 이라면

전동기 전압과 부하 토크로 나타낸 전동기의 속도는 다음과 같다.

$$W(S) = \left[\frac{1}{K_e} V_a(S) - \frac{(Ra - K_p)(1 + \tau_e S)}{K_e K_r} T_L(S) \right] * \frac{W_n^2}{S^2 + 2ZnW_nS + W_n^2} \quad (2-3)$$

$W_n = W_o$, W_o : 전동기의 고유 주파수

$Zn = Z_o \frac{Ra - K_p}{Ra}$, Z_o : 계동계수

$\tau_e = \frac{Ra}{Ra - K_p}$

PD 제어시 정 궤환 전달함수 $G_r = K_p + K_dS$

$$= K_p(1 + \tau_c S)$$

동기 전기적 전달함수는 다음과 같다.

$$G(S) = \frac{I_a(S)}{V_a(S)} = \frac{1}{Ra(1 + \tau_e S) - K_p(1 + \tau_c S)} \quad (2-4)$$

시정수 τ_c 가 $G_1(S)$ 의 극을 보상할수 있도록 설정되면 수정된 전달함수 $G(S)$ 는 다음과 같다.

$$G(S) = \frac{I_a(S)}{V_a(S)} = \frac{1/(Ra + K_p)}{1 + \tau_e S} \quad (2-5)$$

전동기 속도를 전동기 전압과 부하 토크로 나타내면 다음과 같다.

$$W(S) = \left[\frac{1}{K_e} V_a(S) - \frac{(Ra - K_p)(1 + \tau_e S)}{K_e K_r} T_L(S) \right] * \frac{W_n^2}{S^2 + 2ZnW_nS + W_n^2} \quad (2-6)$$

만약 $B(Ra - K_p) \ll K_e K_r, \tau_e \ll \tau_m$ 이라면

$$W_n = W_o \sqrt{Ra / (Ra - K_p)}$$

$$Zn = Z_o \sqrt{(Ra - K_p) / Ra}$$

시뮬레이션 결과 P, PD 제어기에 전류 정궤환 기법을 부가한 제어기는 부하 토크의 스텝 변화에 대하여 감도가 감소 한다.

그러나, 전류 정 궤환의 효과는 저 속 영역에서는 감소함을 알 수 있다.

3. 속도 업저어버 구성

인크리멘탈 연코더를 이용한 디지털 속도 제어 시스템의 복성은 저 속 영역에서 감소되고, 갑작스런 토크 변화를 감지하지 못한다.

기존의 연구 에서, 단일 샘플링 비율을 가진 전동기의 샘플-데이터 모델을 사용한 제어기는 입력으로서 전동기 전압, 출력으로 전동기의 속도, 전류, 위치를 가진 상태 업저어버를 구성함으로써 가능하나 계산이 복잡한 관계로 전류 샘플링 기간에 실행이 불가능하다.

본논문에서는 전류와 속도 조정을 동기화 시키고 종래의 전동기 모델을 사용하여 계산을 감소 시킬 수 있다.

직류 전동기의 시연속계 전압 방정식은 다음과 같다.

$$V_a = RaI_a + La \frac{dI_a}{dt} + K_e W \quad (3-1)$$

전동기 속도 W 를 전동기의 전압과 전동기의 전류로 나타내면 다음과 같다.

$$W = \frac{1}{K_e} \left[V_a - RaI_a - La \frac{dI_a}{dt} \right] \quad (3-2)$$

식(3-2)를 이산치 계산을 한 K번째 추정된 전동기의 속도는 다음과 같다.

$$W(k) = \frac{1}{K_e} \left[V_a(m-1) + RaI_a(m) - La \frac{dI_a}{dt} \right]_k \quad (3-3)$$

식(3-3)에서 미분항의 계산은 잡음 제거와 경밀도를 향상 시킨다.

전류의 미분항은 다음과 같다.

$$\left[\frac{dI_a}{dt} \right]_k = \frac{1}{T_i} [I_a(m) - I_a(m-1)] \quad (3-4)$$

여기서, T_i 는 전류 샘플링 기간

전류값의 정밀도는 전류 루프가 1 차계로 근사화 된다는 가정하에 항상시킬 수 있고, 이때 미분항은 다음과 같다.

$$\left[\frac{dI_a}{dt} \right]_k = [I_a^*(k-1) - I_a(k-1)] \frac{1}{T} e^{-T\omega/\tau} \quad (3-5)$$

T : 전류 조정 루프의 통가 시정수

k 번째 샘플링 순간의 추정 속도는 다음과 같다.

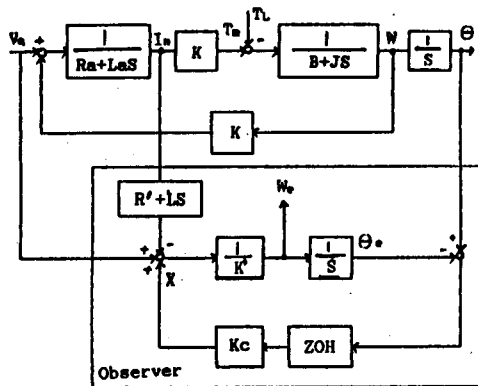
$$W_e(k) = AVa(m-1) - BIa(k) - C[Ia^*(k-1) - Ia(k-1)] \quad (3-6)$$

여기서, $A=1/K_s$, $B=Ra/K_s$, $C=(La/K_s T) e^{-T\omega/\tau}$

전동기 파라미터 Ra , La , K_s 는 어느 정도 정확히 알 수 있으나 동작 조건에 따라 변화 될 수 있으므로 추정된 전동기의 속도 $W_e(k)$ 를 교정할 필요가 있다. 교정된 속도는 다음과 같다.

$$W_e(k) = AV(m-1) - BIa(k) - C[Ia^*(k-1) - Ia(k-1)] + K_c[\Theta - \Theta_e] \quad (3-7)$$

여기서, K_c : 교정율 Θ : 검출된 위치, Θ_e : 추정된 위치
교정안이 포함된 전체 시스템 블록선도 그림2와 같다.



$K = K_s = K_r$
 $R', L', K' =$ Estimated parameters.

그림 2. 전체 시스템 블록선도

그림 2로부터 전동기 속도와 추정된 속도는 다음과 같다.

$$W(S) = (K_1 Va - K_2 T_l) \frac{1}{S} \quad (3-8)$$

$$W_e(S) = (K_1' Va - K_2' T_l) \frac{1}{S} + \frac{X(S)}{K'} \quad (3-9)$$

여기서,

$$K_1 = K / (K^2 + Ra f) \quad K_1' = \text{추정된 } K_1 \text{ 값}$$

$$K_2 = Ra / (K^2 + Ra f) \quad K_2' = \text{추정된 } K_2 \text{ 값}$$

$K' = K$ 의 추정편값, X = 그림 2로 부터 정의된 변수
속도 예러 및 위치 예러는 다음과 같다.

$$E_w(z) = \frac{b}{1-z^{-1}} - \frac{Kc}{K'} \left[bT \frac{z^{-1}}{(1-z^{-1})(1-az^{-1})} + \frac{e_0}{1-az^{-1}} \right] \quad (3-10)$$

$$E_\theta(z) = bT \frac{z^{-1}}{(1-z^{-1})(1-az^{-1})} + \frac{e_0}{1-az^{-1}} \quad (3-11)$$

여기서, $b = (K_1 - K_1') Va - (K_2 - K_2') T_l$

$$a = 1 - (KcT/K')$$

$e_0 =$ 초기 위치 예러.

$t \rightarrow \infty$ 일때 속도 및 위치 예러는 다음과 같다.

$$E_w(\infty) = 0$$

$$E_\theta(\infty) = bT / (1-a)$$

입저어버의 안정도 문제는 입저어버의 파라미터가 실제 시스템의 파라미터와 같다는 가정하에서 고찰 될 수 있으며, 이 때 위치 예러는 다음과 같다.

$$E_\theta(z) = e_0 \frac{1}{1-az^{-1}} \quad (3-12)$$

교정 계수 K_c 는 시스템의 안정도 문제를 고려하여 설정 하여야 한다.

즉, 교정 계수 K_c 는 오우버 슈트 및 진동이 없도록 선택 하여야 한다.

4. 시뮬레이션

본 논문에서 제안한, 시스템의 감도를 감소시키기 위한 전류 정 제관 방안과 속도 입저어버로 구성된 시스템의 속도 과도 특성을 시뮬레이션을 통하여 알아 보면 그림 3, 그림 4와 같다.

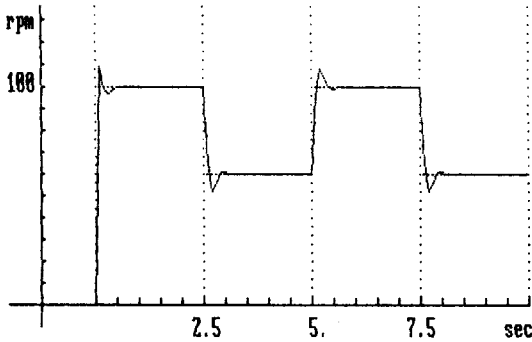


그림 3. 제안한 제어기의 속도 응답

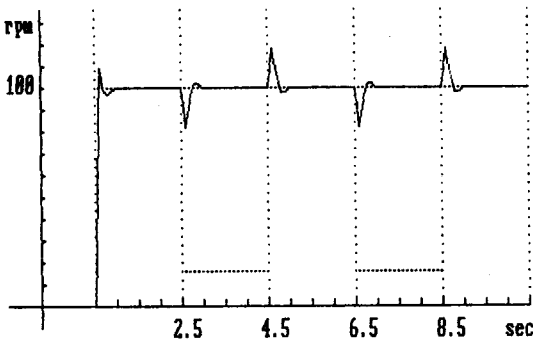


그림 4. 외란 인가시 제어기의 속도 응답

5. 결 론

본 논문은 전동기 전류를 정 궤환 보상하여 부하 토오크 변화에 대한 시스템의 감도를 감소시켰으며, 종래의 전동기 모델을 이용한 속도 업저어버를 구성 하여, 저속에서, 전동기 속도의 과도 특성을 향상 시켰다.

또한 본 논문에서 제안한 시스템을 실행 하기 위해 필요로 하는 계산이 상해 업저어버에 비해 감소 되었으므로 마이크로프로세서를 이용한 제어 시스템에 적합하다.

참 고 문 헌

1. PHILIPPE MOTA, JEAN PIERRE ROGNON, AND HOANG LE-HUY, "Digital Position Servo System : A State Variable Feedback", IEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-20 pp.1473 - 1481. Nov/Dec 1984

2. K. SAITO, " A Microprocessor - controlled Speed Regulator with Instantaneous Speed Estimation for Motor Drives," IEE/IECON, pp. 775-760, Nov. 1985

3. K. OHISHI, "Adaptive DC Servo Control Taking External Force Supression Into Account" IEE/IAS. pp 277 - 282, October, 1986

4. K. OHISHI, " Microprocessor - controlled DC Motor for Load Insensitive Position Servo System", IEE/IECON, pp 339 - 344, Nov 1986.

5. JEAN - PIERRE ROGNON, AND HOANG LE-HUY, "Speed Measurement and Estimation Schemes for Digitally-Controlled DC Motor drives", IEE/IECON, Vol-2 1987.