

멀티루프 피드백 방식에 의한 직류 서보 모터의
인센서티브 (insensitive) 위치 제어기의 구성

이 규찬*
서울 대학교

원종수
서울 대학교

DC Servo Motor Insensitive Position System
by Multi-loop Feedback Control

Lee Kyuehan
S. N. U.

Won Jongsu
S. N. U.

ABSTRACT

This paper proposes a new linear adaptive position controller of DC servo motor. The proposed method can improve the drive performance and rapidly reject the state error caused by both parameter variations and force disturbance. The structure of this adaptive control method is based multiloop feedback control and model reference control. Simulation results are presented to verify the improved response when parameter variations and load disturbance give relatively significant effects to the servo system.

1. 서론

근대 직류 서보 모터는 산업용 로봇을 포함한 여러가지 용도로 널리 사용되고 있다. 이러한 직류 서보 모터는 관성부하 변동과 같은 파라미터 변동에 의해 동특성이 달라진다. 또한 직류 서보 모터 구동에 흔히 사용되는 PWM(Pulse Width Modulation) 추와 방식은 펄스폭이 변할때 제어 시스템에 비선형화 현상을 일으킨다. 이런 현상들을 억제하기위해 큰 기어비를 갖는 기어를 사용하여 왔으나, 기어에 의해 생기는 백래시(Backlash)나 마모에 의한 손실이 생기므로 최근의 고속 서보 시스템은 직속 구동(Direct Drive) 방식을 요구하고 있다.

그러므로 본 논문에서는 이런 단점을 보완하기 위해 기본적인 제어 구조는 MRAC(Model Reference Adaptive Control) 방식을 도입하였으나 적응과정의 알고리즘 계산을 선형 보상기로 구성하여 제어구조가 간단하며 부하 변동에 빨리 적응할수 있도록 하였다. 또한 전체적인 제어구조를 기존의 피드백 루프에 선형 보상기에 의한 적응 제어루트를 더한 멀티루프 피드백 방식으로 구성하였다. 최근 마이크로프로세서의 괄목한 발전으로 본 논문에서 제안한 방식의 제어기를 디지털 방식으로 구현하였다. 디지털 방식의 제어기에서는 계산시간으로 인한 지연시간이 생기는데 이 지연시간은 전체 시스템을 불안정하게 할수 있다. 그러므로 이에대한 해석이 필요하게되며 본 논문에서는 시스템 안정영역을 고려함로써 안정한 제어기를 구성하였다.

2. 인센서티브(insensitive)제어의 이론

일반적으로 제어 시스템은 수학적 모델에 기초하여

구성되어 그 결과, 플랜트의 파라메타가 변했을 경우 또는 수학적모델과 실제 플랜트와의 차이가 심할 경우에는 계획한 설계 목적을 달성할수 없다. 이러한 경우 적응 제어 방식은 유효하게되며 특히 MRAC 방식은 실제 플랜트 출력과 기준 모델출력과의 차에의해 입력 신호를 조절하여 파라메터 변동에 대처할수 있다. 이와같은 제어기의 기본 구조는 그림 1.과 같다.

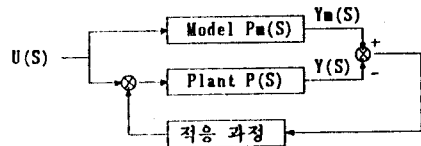


그림 1. MRAC의 기본 구조

그림 1.에서 P(s)는 플랜트의 동특성, Pm(s)는 기준 모델의 동특성을 나타내며, Y(S)는 플랜트의 출력, Ym(s)는 모델의 출력을 나타낸다. 적응 과정을 선형 보상기 H(S)로 생각 하면, 전체 적응 시스템은 선형 시스템으로 입력신호 U(s)와 출력신호 Y(s)와의 전달함수 W(s)는 식(1)과 같이 구할수 있다.

$$W(S) = \frac{Y(S)}{U(S)} = \frac{1+P_m(S)H(S)}{1+P(S)H(S)} P(S) \quad (1)$$

일반적으로 선형 시스템에서 P(s)에 대한 W(s)의 감도함수(sensitivity function)는 식(2)와 같이 정의된다.

$$S_p(S) = \frac{dW(S)/W(S)}{dP(S)/P(S)} \Big|_{\text{nomial}} \quad (2)$$

식(2)의 정의에 의해 식(1)로 주어진 시스템의 감도함수를 구해보면 식(3)이 되며, 여기서 P(s)는 정적 파라메타에 의한 플랜트의 동특성이다.

$$S_p(S) = \frac{1}{1 + P(S)H(S)} \quad (3)$$

기준 모델의 동특성을 식(3)의 P(s)로 선택하면 식(3)은 식(4)와 같이 되며, 감도함수를 감소시키려면 식(4)에서 보상기 H(s)를 식(5)와 같이 고이득 K를 갖는 기준 모델 Pm(S)의 역 시스템으로 구성하면 된다.

$$S_p(S) = \frac{1}{1 + P_m(S)H(S)} \quad (4)$$

$$H(S) = K / P_m(S) \quad (5)$$

식(4)와 식(2)에서 감도함수는 식(6)이 되어 시스템의

주파수 성분에 무관하게 되며, 이론적으로 이득 K를 증가시키면 시스템의 감도를 크게 감소시킬 수 있다.

$$Sp(S) = \frac{1}{1+K} \quad (6)$$

식(5)의 조건으로 전체 시스템의 전달함수 식(1)은 식(7)과 같이 되어 이득 K를 증가시키면 전체 시스템의 전달함수는 플랜트의 동특성과 무관하게 기준 모델의 동특성이 되는 것을 알 수 있다.

$$W(S) = \frac{1+K}{P_m(S)/P(S)+K} P_m(S) \quad (7)$$

3. 직류 서보 전동기의 인센서티브 위치제어의 구성

본 논문에서 도입한 펄티루프 피드백 제어기의 전체구조는 그림 2.에 나타나 있다. 그림 2.의 구성에서 위의 루프는 파라메타 변동에 적용하여 외란 억제 역할을 하는 제어루프이며, 아래쪽 루프는 전체적인 제어 목적을 달성하는 위치 제어루프이다. 적용 제어루프는 선형 보상기로 설계하였으며, 위치 제어루프는 상태 변수 피드백 제어기(state feedback control)로 구성 하였다. 그림 2.와 같은 구조에서 각 제어기의 독립적인 설계를 가능하게 한다면, 위치 제어기의 선택이 적용 루프에 무관하게 된다. 즉 기존의 방식으로 설계된 위치 제어기라 할지라도 본 논문에서 제시한 적용 제어기의 부가도 제어기의 외란 억제성을 향상시킬 수 있다.

본 논문에서는 먼저 적용 제어기의 설계와 디지털 제어기로의 구현에 대해 해석하고, 최적제어 이론에 의한 상태 변수 피드백 위치제어기에 대하여 각각 나누어 해석하였다.

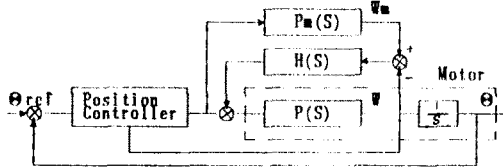


그림 2. 전체 제어기의 구성

3.1. 적용제어기의 구성

그림 2.의 전체 제어기의 구성중 적용 제어 루프만 생각해 보면 그림 3.과 같다.

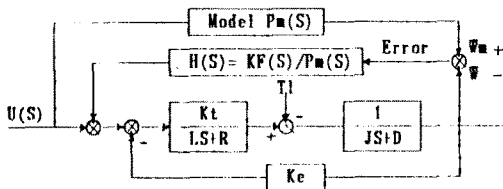


그림 3. 적용 제어기의 구성

여기서 기준 모델의 동특성 $P_m(s)$ 는 직류 서보 전동기가 전기적 시정수와 기계적 시정수를 가지는 2차 시스템이므로 식(8)로 주어진다.

$$P_m(S) = \frac{K_t}{(Ls+R)(Js+D) + KeK_e} \quad (8)$$

$$K_m = K_t/L, \quad A_m = (R/L + D/J), \quad B_m = (R/D + KeK_e/LJ)$$

식(8)에서 *는 정적 파라메타이다.

파라메타 변동과 부하변동에 적용할수 있는 제어기의 구성을 위해 2 절의 식(5)와 같이 보상기 H(s)를 선택하면 식(9)와 같다.

$$H(S) = \frac{K/P_m(S)}{K(S^2 + A_mS + B_m)/K_m} \quad (9)$$

그러나 식(9)의 보상기는 미분 요소(differential term)만을 포함하고 있어 보상기로서의 구현이 불가능하다. 그러므로 고 주파수대에서 노이즈의 영향을 제거하기 위해서 2차 이상의 저역 필터(low pass filter)를 도입하여야 한다. 본 논문에서는 식(10)의 2차 저역필터 F(S)를 도입하였다.

$$F(S) = \frac{W_o^2}{S^2 + 2J W_o S + W_o^2} \quad (10)$$

J : 감쇠비, W_o : 컷오프 주파수

필터를 포함한 보상기 H(s)는 식(11)과 같다.

$$H(S) = KF(S) / P_m(S) \quad (11)$$

따라서 그림 3.과 식(11)에서 전체 시스템의 전달함수' 구해보면 식(12), 식(13)과 같다.

$$\frac{Y(S)}{U(S)} = \frac{Kt(1+KF(S))}{P_m(S)/P(S) + KKF(S)} P_m(S) \quad (12)$$

$$\frac{Y(S)}{Tl(S)} = \frac{-(LS+R)}{P_m(S)/P(S) + KKF(S)} P_m(S) \quad (13)$$

식(12)와 식(13)에서 이득 K를 크게하면 식(12)의 전달함수는 기준 모델의 동특성인 $P_m(S)$ 가 되어 직류 서보 전동기의 파라메타 변동에 무관하게 되며, 부하변동에 따른 영향이 줄어든다. 위의 결과는 그림 4., 그림 5.의 보오드 선도에 나타나 있다.

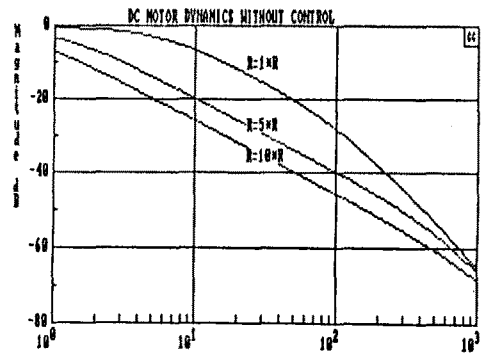


그림 4. 보상안된 시스템 (R=R, R=5R, R=10R)

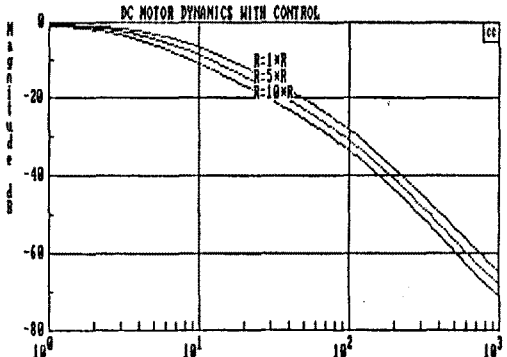


그림 5. 보상된 시스템 (R=R, R=5R, R=10R, K=10)

이와 같은 제어기를 디지털 제어기로 구성하려면, 먼저 보상기 H(S)를 이산화 시스템 (discrete system)으로 변환 하여야 한다. 또한 그림 6. 과 같이 계산시간에 의한 지연시간(one step delay)을 고려해야 한다. 본 논문에서는 변환의 편의와 안정성 해석을 위해 식(14)를 이용 하여 변환하였다.

$$S = \frac{2}{T_s} \frac{Z-1}{Z+1} \quad T_s : \text{샘플링 시간} \quad (14)$$

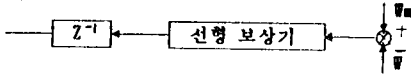


그림 6. 계산시간에 의한 지연시간

특히 그림 6. 의 지연시간은 토크 부하변동시 고이득 K 에의해 전체 시스템을 불안정 하게한다. 부하변동에 대한 안정성을 해석하기 위해 식(14)와 그림 6. 의 지연 시간을 고려하여 고 이득시 식(13)을 이산화 시스템으로 변환해 보면 식(15)와 같다.

$$\frac{Y(S)}{D(S)} = -P_m(S) \frac{(LS+R)}{1+KF(S)Z} \quad \Bigg| \quad S = \frac{2}{T_s} \frac{Z-1}{Z+1} \quad (15)$$

식(15)의 이산화 시스템에서 특성 방정식은 식(16)과 같이 구해진다.

$$AZ^2 + BZ + CZ + D = 0 \quad (16)$$

$$A = 4+4J \omega_0 T_s + \omega_0^2 T_s^2, B = -8+2\omega_0^2 T_s^2 + K\omega_0^2 T_s^2$$

$$C = 4-4J \omega_0 T_s + \omega_0^2 T_s^2 + 2K\omega_0^2 T_s^2, D = K\omega_0^2 T_s^2$$

여기서 식(15)의 이산화 시스템이 안정하려면 식(16)의 근의 절댓값이 1 보다 작아야 한다. 그러므로 이산화된 시스템의 안정성은 식(16)의 계수들 즉 필터의 동복성, 샘플링 시간 Ts, 이득 K 와 서로 관련되어 있음을 알수 있다. 그림 7. 은 샘플링 시간에 대한 필터의 컷 오프 주파수(cut off frequency) ω0 와 이득 K 에대한 이산화 시스템의 안정 범위를 나타낸다. 그림 7. 에서보면 샘플링 시간이 작을수록 안정 범위가 넓어짐을 알수 있으며, 안정 영역 내에서는 필터의 컷 오프 주파수를 작게할수록 이득 K를 크게 할수 있음을 알수있다.

STABLE GAIN REGION

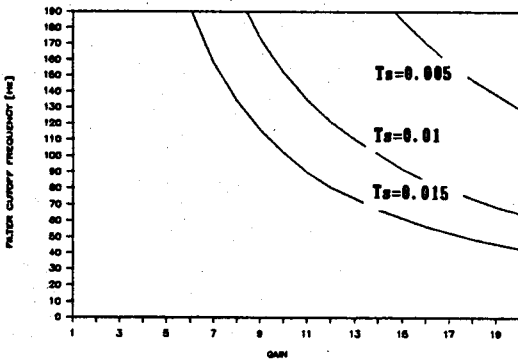


그림 7. 이산화 시스템의 안정 범위

3-2. 상태 변수 피드백 위치 제어기의구성

일반적으로 단일 입력을 가지는 이산화 시스템은 식(17)과 같은 이산상태방정식으로 주어진다.

$$X(K+1) = AX(K) + BU(K) \quad (17)$$

A, B : 시스템 전이 행렬

식(17)에서 상태 변수 X(K+1)는 전류, 속도, 위치로 주어지며, 상태 변수 피드백 제어를 하면 입력 신호 U(K)는 식(18)과 같다.

$$U(K) = GX(K) \quad (18)$$

G : 피드백 이득 벡터

그러나 식(18)과 같은 비례 제어기(proportional controller)에서는 정상 상태에서의 잔류편차(steady state offset)없이 모터의 위치가 목표값에 도달할수 없다. 이런 문제를 해결하기 위해서 식(19)의 적분 상태 변수 Q(K)를 도입하여 식(17)의 이산화 시스템을 식(20)과 같이 다시 구성하여야 한다.

$$Q(K+1) = Q(K) + Yref(K) + CX(K) \quad (19)$$

C : 출력 벡터

$$Z(K+1) = AZ(K) + BU(K) + CYref(K) \quad (20)$$

$$A = \begin{bmatrix} -A & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} B & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

식(20)의 시스템에 상태변수 피드백제어를 하면 입력신호 U(K)는 식(21)과 같고 전체 시스템의 구성은 그림 9. 와 같다.

$$U(K) = -GZ(K) \quad (21)$$

G : 새로 구성된 시스템의 이득 벡터

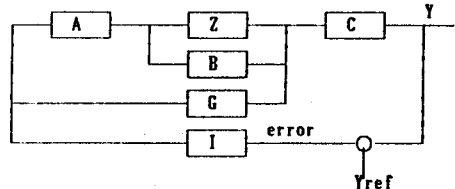


그림 9. 상태 변수 피드백 제어기의 구성

식(21)의 상태 변수 피드백 이득을 구하는 방법에는 여러가지가 있으나 본 논문에서는 최적제어 알고리즘을 사용하여 식(22)의 성능 평가 함수를 최소화하는 이득을 구했다.

$$J = Z(N)HZ(N) + \sum_{i=1}^N [Z(i)QZ(i) + U(i)RU(i)] \quad (22)$$

식(22)의 Q, H를 단위행렬로 하고 R을 5로하여 구한 이득이 표 1. 에 나타나 있다.

표 1. 피드백 이득

	이득값
전류 이득	-0.08380
속도 이득	-1.34744
위치 이득	-11.45444
적분 이득	0.33419

4. 시뮬레이션 결과 및 검토

3-1, 3-2절에서 구한 이득으로 전체적인 제어기의 시뮬레이션 결과가 그림 9. , 그림 10. 에 나타나 있다. 그림 9. 의 a), b)는 위치지령이 단위계단(unit step) 입력으로 주어질 경우의 응답특성을 나타내며, 그림 10. 의 a), b)는 부하토크가 단위계단 입력일 경우의 응답특성을 나타낸다. 이와같은 시뮬레이션 결과에서, 본 논문에서 구성한 멀티루프 피드백 제어기가 파라메타 변동이나 부하토크 변동에 무관하게 목표치에 정확히 추종하고 있음을 알수있다. 시뮬레이션에 사용한 모터의 사양은 표 2. 에 나타나 있다.

표 2. 모터의 사양 (TOEI VLDS 10)

장격 전압	120 [V]
장격 전류	11 [A]
장격 토크	97.4 [kg cm]
전기자 저항	0.92 [Ω]
인덕턴스	8.33 [mH]
관성 모멘트	0.23 [kg-cm-sec ²]

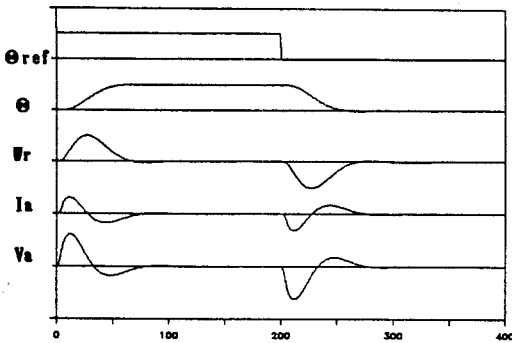
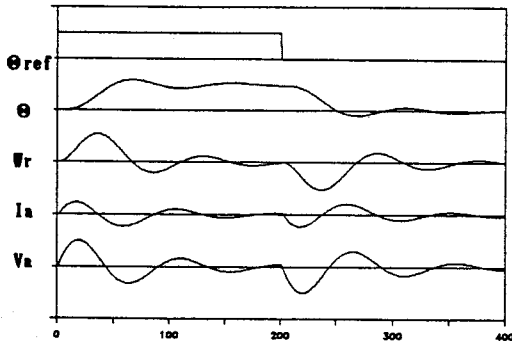


그림 9. 위치 지령에 의한 모터위치 ($K=5, \omega_0=50$)

- a) 모터의 저항이 3배 증가시
- b) 적응제어시 ($R=3 \times R$)

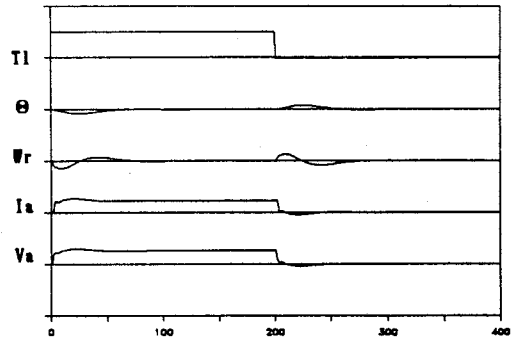
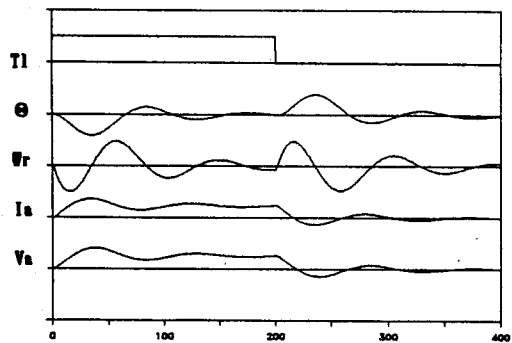


그림 10. 토크 부하에 의한 모터위치 ($K=5, \omega_0=50$)

- a) 모터의 저항이 3배 증가시
- b) 적응제어시 ($R=3 \times R$)

5. 결론

직류 서보 진동기의 구동시스템에 인센서티브 제어루프를 도입한 멀티루프 제어기를 구성하여 시스템의 파라메타 변동 및 부하토크 변동에 따른 영향을 줄였다. 시뮬레이션 결과로 본 논문에서 제안한 제어기의 성능이 향상되었음을 알 수 있다.

참고 문헌

- [1]. K. Ohishi, M. Nakao, K. Ohnishi and K. Miyachi, "Microprocessor-Controlled DC Motor for Load-Insensitive Position Servo System," IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. IE-34, No. 1, pp. 44-49, Feb. 1987
- [2]. H. Naitoh and S. Tadakuma, "Microprocessor-Based Adjustable-Speed DC Motor Drives Using Model Reference Adaptive Control," IEEE Trans. Industry Applications, Vol. IA-23, No. 2, pp. 313-318, Mar. 1987
- [3]. R. Kelly, "A Linear-State Feedback Plus Adaptive Feed-Forward Control for DC Servomotors," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. IE-34, No. 2, pp 153-157, May 1987
- [4]. K. Ohishi, K. Ohnishi, M. Hotta and K. Taniguchi, "Linear Adaptive Position Control System of Brushless DC servo Motor," IEEE PESC'88 RECORD (April 1988), pp 191-198
- [5]. DIGITAL CONTROL SYSTEMS, Rolf Isermann
- [6]. ADAPTIVE CONTROL - The Model Reference Approach, Yoan D. Landau