

상태 관측기를 이용한 자기 - 동조 적응 제어

김 윤호, 윤 병도, 오 기홍
 중앙대학교 전기공학과

Self - Tuning Adaptive Control Using State Observer

Yoon - Ho Kim, Byung - Do Yoon, Gi - Hong Oh
 Department of Electrical Engineering, Chung - Ang University

ABSTRACT

In this paper, the problem of designing on adaptive controller for dc drives using state observers, which is operated under varying load conditions, is addressed. A robust self - tuning controller that can track a constant reference and reject constant load disturbances is also studied. This scheme is very attractive since the estimates of system parameters are available in real time. Parameter estimation is based on the recursive least squares method and the control algorithm of the pole placement technique. Also, state observer systems are applied. State observer systems are required to estimate the states quickly and exactly without being affected by the disturbances.

1. 서론

고 전력 구동과 같은 정확한 서보에 적용될때, 부하 특성이 넓은 범위에서 변하고 시스템의 변수들이 변하는 조건하에서 시스템이 구동하게된다. [1] 변수들의 변화에 관계없이 어떤 특정한 역학적 응답을 얻기위하여, 어떤 형태의 적응 제어가 요구된다. 이 목적을 위해 프로세서 제어에 널리 이용되는 적응 제어 방법이 자기 - 동조 제어기이다. 이 구조는 시스템 변수를 실시간에 최적화하여 이용할 수 있기 때문에 매우 효과적이다.

자기 동조 제어기는 전동기 구동에 사용되어 왔다. 여기서 변수 최적화는 순환 최소 자승법 [2]에 기초로 하고 제어 알고리즘은 극 배치 기술 [3]을 이용한다. 추종 오차에 의해 구동되는 적분기가 제어 루우프에 포함되어 완전한 변수 최적화가 이루어지지 않더라도, 부하 변동하에서 강인한 추종과 월등한 과도 회복능력을 가진다. 또한, 실행 영역에 직접적으로 전동기 전류 루우프를 포함 시킴으로써, 전류 최대치가 방지된다.

본 논문에서는 옵저버 이론을 이용하여 속도검출기나 회전자 위치 검출기등과 같은 센서를 사용하지 않고 제어에 필요한 속도나 부하토크, 회전자 위치 정보를 추종하는 알고리즘을 구성하여 이를 자기 - 동조 제어기에 이용되도록 하는 새로운 센서를 사용하지 않는 자기 - 동조 제어기를 구성 하였다.

2. 상태 관측기를 이용한 직류전동기의 자기 - 동조 제어

2.1 상태 관측기를 이용한 전체 적응제어 시스템

DC 구동을 위한 전체 구성도는 그림 1. 와 같다. 그림에서 센서를 이용하여 플랜트에서 출력값을 구하지 않고, 상태 관측기에서 출력을 추정하여 자기 - 적응 제어기에 입력된다.

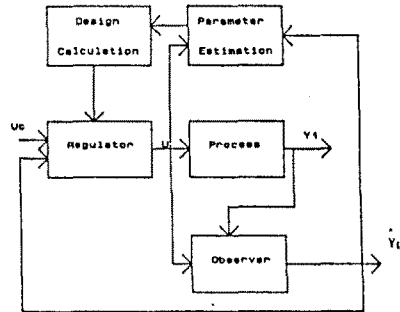


그림 1. 상태 관측기를 이용한 제어 시스템도

Fig. 1. Control system block diagram using state observer

2.2 자기 - 동조 적응 제어기와 직류기계의 적응

시스템의 변수들을 인다고 가정하자. 일반적으로 시스템은

$$A(Z^{-1}) y_1(k) = Z^{-d_1} B_1(Z^{-1}) u(k) + \xi_1(k) \quad (1)$$

제어 루우프의 추종 오차는

$$e(k) = w(k - d_1) - y_1(k) \quad (2)$$

$$(1 - Z^{-1}) v(k) = e(k) \quad (3)$$

시스템의 보조 출력 $y_i(k)$, $i=2, \dots, m$, 는

$$A(Z^{-1}) y_i(k) = Z^{-d_i} B_i(Z^{-1}) u(k) + \xi_i(k) \quad (4)$$

목표로 하는 제어는 $u(k)$ 에 대해서 J 를 최소화 시키는 것이다.

$$J = \lambda_1 E \{ P_1(Z^{-1}) \{ y_1(k + d_1) - w(k) \}^2 \} + \sum_{i=1}^m \lambda_i E \{ P_i(Z^{-1}) y_i(k + d_i) \}^2 + \lambda_v E \{ S(Z^{-1}) v(k + d_1) \}^2 + \lambda_u E \{ Q(Z^{-1}) u(k) \}^2 \quad (5)$$

노이즈 항은 $u(k)$ 에 대해서 독립적이고 J 는 $\Delta J / \Delta u(k)$ 가 영일때 $u(k)$ 에 대해서 최소화이다.

$$u(k) = - [\sum H_i y_i(k) + M v(k) + L w(k)] / J \quad (6)$$

여기서

$$\begin{aligned}
 H_1 &= \lambda_1 b_{10} G_1 + \lambda_v b_{10} [F' G_1 + A F_b] \\
 H_i &= \lambda_i b_{10} g_i \quad ; i > 1 \\
 M &= -\lambda_v b_{10} G' \quad L = -\lambda_1 b_{10} - \lambda_v b_{10} F' P_1 \\
 J &= \sum \lambda_i b_{10} B_i F_i + \lambda_v b_{10} B_i F_a + \lambda_u Q \quad (7)
 \end{aligned}$$

시스템의 변수가 알려져 있지 않거나 천천히 변할때 실시간에서 데이터 입 - 출력을 통해서 변수를 최적화 시킨다. K샘플링 이후에 θ 의 최적화는 θ 로 나타낸다. 순환 최소 자승법은

$$\begin{aligned}
 \theta(k) &= \theta(k-1) + K(k)[\rho(k) - X^T(k-d_1)\theta(k-1)] \quad (8) \\
 K(k) &= P(k) X(k-d) / [\beta + X^T(k-d)P(k)X(k-d)] \\
 P(k+1) &= [I - K(k)X^T(k-d)P(k)] / \beta
 \end{aligned}$$

2.3 직류기의 이산화 모델

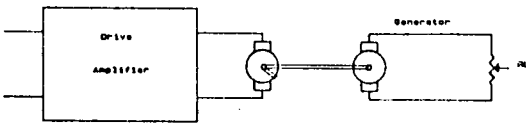


그림 2. 구동 시스템

Fig. 2. Schematic of drive system

구동 시스템에 대한 방정식은

$$k u = R_m i_m(t) + e_b(t) \quad T_m = k_m \omega(t)$$

$$J \frac{d\omega}{dt}(t) + B \omega(t) = T_m(t) - T_L(t)$$

$$e_b(t) = k_m \omega(t) \quad e_g(t) = k_g \omega(t)$$

$$i_g(t) = e_g(t) / (R_g + R_L) \quad (9)$$

$$T_L(t) = k_g i_g(t) \quad y_1(t) = k_T \omega(t)$$

출력 $y_1(s)$ 와 $u(s)$ 사이의 전달 함수를 구하면

$$\begin{aligned}
 G_1(s) &= y_1(s) / u(s) \\
 &= \frac{k k_m k_T}{R_m J s + R_m B + k_m^2 + \alpha k_g^2} = \frac{k k_m k_T}{D} \quad (10)
 \end{aligned}$$

여기서 $\alpha = R_m / (R_g + R_L)$

k_i 가 전류 변환기에 관계하는 상수라면, 보조 출력

$$y_2(t) = k_i i_m(t) \quad (11)$$

다시 $y_2(s)$ 와 $u(s)$ 사이의 전달 함수를 구하면

$$\begin{aligned}
 G_2(s) &= y_2(s) / u(s) \\
 &= \frac{[J s + B + \{k_g^2 / (R_g + R_L)\}]}{D} k_i k \quad (12)
 \end{aligned}$$

한 샘플링에 의한 시간 뒤짐을 고려하여 $u(k)$ 를 수정하여 전달함수 $G_1'(s), G_2'(s)$ 의 Z 변환은

$$G_1'(Z^{-1}) = \frac{Z^{-2} b_{10}}{1 + a_1 Z^{-1}} \quad (13)$$

$$G_2'(Z^{-1}) = \left[\frac{Z^{-1} (1 + (a_1 - \mu b_{10}) Z^{-1})}{1 + a_1 Z^{-1}} \right] \eta \quad (14)$$

여기서 $\eta = k k_i / R_m, \mu = k_m / k k_T$

$$(1 + a_1 Z^{-1}) y_1(k) = b_{10} u(k) + \delta_1 + \xi_1(k) \quad (15)$$

$$\begin{aligned}
 (1 + a_1 Z^{-1}) y_2(k) &= \eta u(k) + (a_1 - \mu b_{10}) \eta u(k-2) \\
 &\quad + \delta_2 + \xi_2(k) \quad (16)
 \end{aligned}$$

2.4 제어 알고리즘의 전개

$P_i = Q = S = 1$ 로 놓자. $A(Z^{-1}) = 1 + a_1 Z^{-1}; d_1 = 2,$

$d_2 = 1$ 인 경우 :

$$F_1 = 1 - a_1 Z^{-1} \quad F_2 = 1 \quad G_1 = a_1^2 \quad G_2 = -a_1$$

$$F' = 1 + Z^{-1} \quad F_a = 1 + (1 - a_1) Z^{-1} \quad G' = 1 \quad F_b = -a_1$$

그러므로 식 (6)은

$$\begin{aligned}
 u(k) &= -[h_{10} y_1(k) + h_{20} y_2(k) + m_0 v(k) + l_0 w(k) \\
 &\quad + l_1 w(k-1) + j_1 u(k-1)] / j_0 \quad (17)
 \end{aligned}$$

여기서

$$h_{10} = [\lambda_1 a_1^2 - \lambda_v a_1 (1 - a_1)] b_{10}$$

$$h_{20} = -\lambda_2 a_1 b_{10} \quad m_0 = -\lambda_v b_{10}$$

$$l_0 = -(\lambda_1 + \lambda_2) b_{10} \quad l_1 = -\lambda_v b_{10}$$

$$j_1 = \lambda_2 \eta^2 (a_1 - \mu b_{10}) - \lambda_1 b_{10} a_1 + \lambda_v b_{10}^2 (1 - a_1)$$

$$j_0 = (\lambda_1 + \lambda_v) b_{10}^2 + \lambda_2 \eta^2 + \lambda_u \quad (18)$$

변수 벡터는

$$\theta^T = (a_1 b_{10} \ b_{20} \ b_{21} \ \delta_1 \ \delta_2) \quad (19)$$

두 관측 방정식은

$$\begin{aligned}
 y_1(k) &= [-y_1(k-1) \ u(k-2) \ 0 \ 0 \ 1 \ 0] \theta \\
 &\quad + \xi_1(k) \quad (20)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 y_2(k) &= [-y_2(k-1) \ 0 \ u(k-1) \ u(k-2) \ 0 \ 1] \theta \\
 &\quad + \xi_2(k) \quad (21)
 \end{aligned}$$

여기서 a_1 과 b_{10}, δ_1 만 최적화 시키면 b_{20}, b_{21} 은 a_1 과 b_{10} 로부터 구해질 수 있고, $\delta_2(k)$ 는 $u(k)$ 를 야기시키는 데 불필요 하므로 최적화 시킬 필요는 없다.

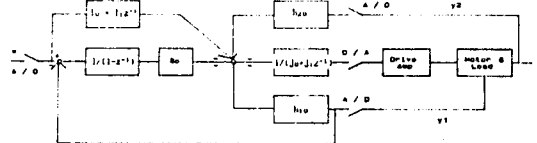


그림 3. dc 구동을 위한 자기-동조 제어기의 블록도

Fig. 3. Block diagram of self-tuning controller for dc drive

전류 최대치를 방지하기 위한 전류-피이드백 루우프를 포함한다. 셋 포인터 변화를 빨리 추종하기 위한 피이드 포워드 루우프를 가지고 있다. 그러므로 시스템은 빠른 과도응답 특성과 외란 하에서 일정한 과도 회복 능력을 가진다.

2.5 상태 관측기를 이용한 타여자 직류 전동기의 수학적 모델링

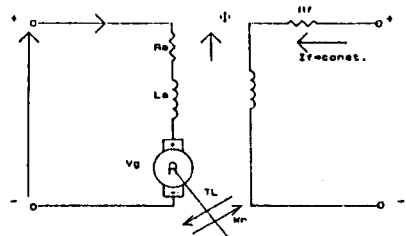


그림 4. 타여자 직류 전동기의 모델

Fig. 4. The model of dc separately excited motor

$$V_i(t) = R_m i_m(t) + V_g + L i_m \quad V_g = k_T \omega(t)$$

$$T_m = T_L + J \dot{\omega} + B \omega = k_T i_a(t) \quad (22)$$

$$Y_1(t) = k_T \omega \quad Y_2(t) = k_i i_m \quad \dot{T}_L = \varepsilon T_L$$

여기서 ε 는 아주 작은 음의 실수이다.

$$\begin{bmatrix} \dot{Y}_2 \\ \dot{T}_L \\ \dot{Y}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_m/L_m & 0 & -(k_T/L_m)(k_i/k_T) \\ 0 & \varepsilon & 0 \\ k_{T1} k_T/(J k_i) & -k_T/J & -B/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_2 \\ T_L \\ Y_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_i/L_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_i$$

$$Y = [1 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} Y_2 \\ T_L \\ Y_1 \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_2 \end{bmatrix} = [\bar{A}_{22} - \bar{L} \bar{A}_{12}] Z + [A_z \bar{L} + (\bar{A}_{21} - \bar{L} \bar{A}_{11})] Y + [\bar{B}_2 - \bar{L} \bar{B}_1] U \quad (24)$$

여기서

$$\bar{A}_{11} = \begin{bmatrix} R_m/L_m \end{bmatrix} \quad \bar{A}_{12} = \begin{bmatrix} 0 & -k_T k_i/L_m k_T \end{bmatrix}$$

$$\bar{A}_{21} = \begin{bmatrix} 0 \\ k_{T1} k_T / (J k_i) \end{bmatrix} \quad \bar{A}_{22} = \begin{bmatrix} \varepsilon & 0 \\ -k_T/J & -B/J \end{bmatrix}$$

$$\bar{B}_1 = \begin{bmatrix} k_i/L_m \end{bmatrix} \quad \bar{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

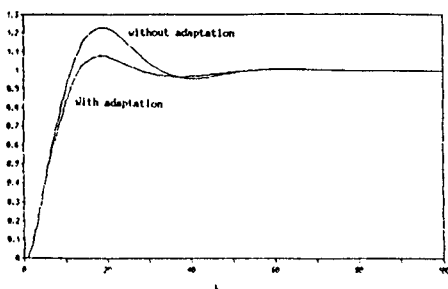
$$\bar{L} = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} \quad \text{이다.}$$

$$\begin{bmatrix} T_L \\ Y_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} Y_2 \quad (25)$$

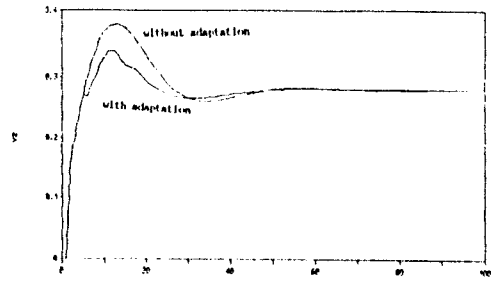
3. 시뮬레이션 결과.

3.1 속도 센서를 사용하고 부하로 발전기를 단경우

그림 5.에서 변수 최적화가 없는 경우에는 초기치에 의하여 시스템의 응답이 좌우된다. 변수 최적화가 있는 경우에는 적절히 변수 최적화가 이루어진다. 전기자의 관성이 순간적으로 변화했을 경우 이 두가지를 비교 하였다. 그림에서 변수 적응이 있는 경우의 응답이 좋음을 볼 수 있다.



(a)



(b)

그림 5. 변수 변화에 대한 적응이 있는 경우와 없는 경우에 대한 제어기의 응답

(a) 발전기 단자 전압 (b) 보조 출력

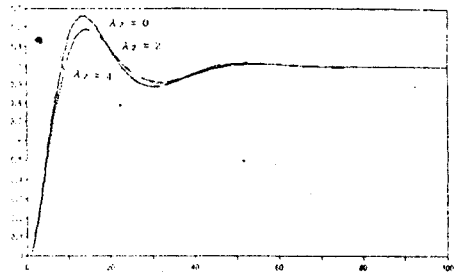
Fig. 5. Response of controller with and without adaptation under parameter change

(a) terminal voltage of generator (b) auxiliary output

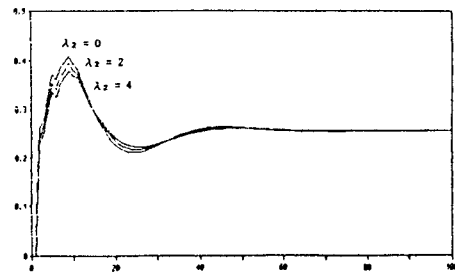
3.2 상태 관측기를 이용하고 일정 토크를 인가한 경우의 적응 제어 시스템

3.2.1 시스템 변수값이 일정한 값으로 주어진 경우

전류를 측정하여 속도를 추정한 것으로 실제값과 추정값이 과도 상태 없이 전구간에서 일치함을 그림 6.에서 볼 수 있다. 그리고 λ 's의 적절한 선택에 의하여 과도 응답의 효과적인 형태를 얻을 수 있다.



(a)



(b)

그림 6. 단위 기준파에 대한 제어기의 실제 응답과 추정 응답

(a) 역 기전력 (b) 보조 출력

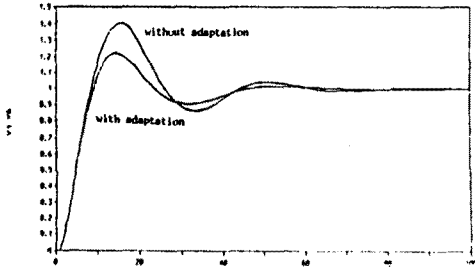
Fig. 6. Actual response and estimated response of controller to unit step reference

($\lambda_1 = 1, \lambda_v = 1, \lambda_u = 0.05$)

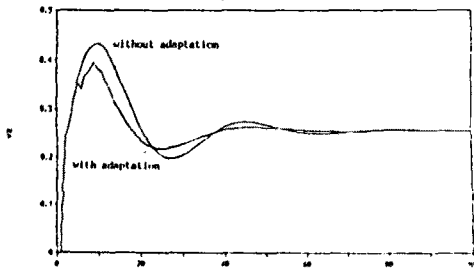
(a) back emf (b) auxiliary output

3.2.2 시스템 변수값이 변하는 경우

감자기 전기자 관성이 증가 하였을 경우 변수 적응 제어가 있는 경우와 없는 경우에 대해서 실제값과 추정값을 비교 하였다. 역시 적응 제어 한 경우의 응답이 좋음을 그림 7.에서 볼 수 있다.



(a)



(b)

그림 7. 변수 변화에 대한 적응이 있는 경우와 없는 경우에 대한 제어기의 실제 응답과 추정 응답

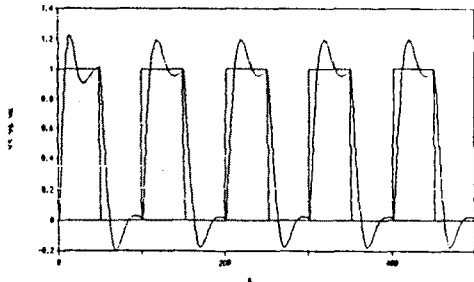
(a) 역 기전력 (b) 보조 출력

Fig. 7. Actual response and estimated response of controller with and without adaptation under parameter change

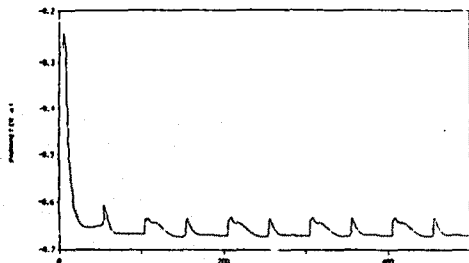
(a) back emf (b) auxiliary output

3.2.3 셋 포인터(set point)를 순간 순간 변화 시켰을 경우

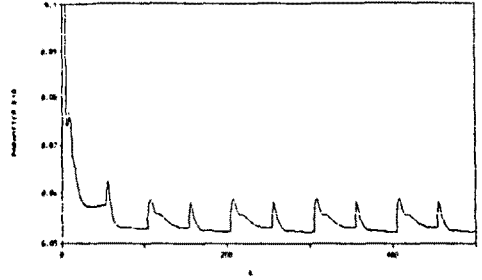
그림 8.에서 보듯이 실제값과 추정값이 즉시 적절히 적응함을 볼 수 있다.



(a)



(b)



(c)

그림 8. 셋 포인터 변화에 대한 제어기의 실제 응답과 추정 응답

(a) 역 기전력 (b) 변수 a_1 (c) 변수 b_{10}

Fig. 8. Actual response and estimated response of controller to set point variation

(a) back emf (b) parameter a_1 (c) parameter b_{10}

4. 결론

직류기의 제어를 위하여 상태 관측기를 이용한 강인한 자기 - 동조 적응 제어를 논하였다. 이 제어기는 실 시간에서 기기의 변수를 최적화 시키는 적응기와 기기에 제어 신호를 발생 시키는 제어기 그리고 상태 관측기로서 구성된다.

제어기는 일정 기준 신호를 추종 할 수 있고, 완전히 변수 최적화가 이루어 지지 않더라도 영의 정상 - 상태 오차와 함께 일정 부하 외란을 제거 시킬 수 있다. 제어 알고리즘을 적절히 선택 함으로서 전류 최대치를 제한 할 수 있음을 보였다. 또한 전구간에 대해서 실제값에 추정함을 시뮬레이션을 통하여 볼 수 있다.

따라서 상태 관측기를 이용한 자기 동조 제어기는 직류기들 제어하는데 매우 유용함을 알 수 있다.

REFERENCES

- [1] A. Brickwedde, "Microprocessor-based adaptive control for electrical drives," in Proc. IFAC Conf. on Control in Power Electron, and Electric. Drives Lausanne, Switzerland, 1983, pp. 119-124.
- [2] K. j. Astrom and B. Wittenmark, "Self-tuning controllers based - on pole - zero placement," in Proc. IEE, 1980, 127D, pp. 120-130
- [3] K.H. Wong, "A self-tuning controller for multi - input multi-output system," M.Sc. e. thesis, University of New Brunswick, Fredericton, Canada, 1984.
- [4] K. Ohishi, K. Ohnishi et al., "Microprocessor-used Speed Control of DC Motor Without Speed Sensor," IECON, '84, pp. 468-473.