

## 응답 특성이 향상된 강인한 적응 제어기 설계

최진배, 변승현, 이주현, 정창기  
전력연구원

### Design of Robust Adaptive Controller for the Improvement in Performance

J.B.Choi, S.H.Byun, J.H.Lee, C.G.Jeong  
Korea Electric Power Research Institute

**Abstract** - 본 논문에서는 적응제어시스템의 강인성을 향상 시키기 위한 새로운 알고리즘을 제시한다. 이 적응 알고리즘은 외란의 영향을 상쇄시키고 Lyapunov 도함수  $\dot{V} \leq 0$ 가 되도록 한다. 그 결과로서 외란이 존재하는 경우만 아니라 이상적인 경우에도 출력오차가 0에 수렴한다. 또한 컴퓨터 시뮬레이션과 DC 서보 전동기의 위치제어 실험을 통하여  $e_1$  변형법과 실험결과를 비교함으로써 제안한 알고리즘의 타당성을 보여준다.

#### 1. 서 론

제어기 설계 문제에 있어서 기준 모델을 원하는 동작성능을 갖는 지수로 선택하는 방법은 광범위하게 사용되어왔다. 이러한 기준 모델을 이용한 제어기 설계의 대표적인 방법이 기준모델 적응제어(Model Reference Adaptive Control)이다.

MRAC방법을 이용한 적응제어는 제어 대상의 파라미터가 동작 중에 변화하는 경우에도 성능이 영향을 받지 않는 특성을 지니고 있다.

하지만 Rohr등에 의하여 제기된 비모형화 특성이나 작은 외란이 인가된 계통에 대해서는 이상적인 시스템을 기준으로 설계된 적응제어기가 전체 계통을 불안정하게 만들 수 있다는 사실이 밝혀졌다.

따라서 근래에는 외란에 강인한 적응제어기 설계에 대한 연구가 이루어지고 있다. 이러한 적응제어시스템의 구성에는 Lyapunov 직접법이 이용되고 있는데 안정도 증명시 출력오차가 0에 수렴되지는 않는다[1-6].

본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하고 계통의 강인성 및 응답특성을 향상시키기 위하여 새로운 적응제어 알고리즘을 제시한다. 외란의 영향을 상쇄시키는 항을 기존의 제어입력에 추가하고 그에 따른 새로운 적응칙을 유도하여 제어기 성능향상을 꾀하고자 한다.

또한 컴퓨터 시뮬레이션과 DC 서보 전동기의 위치 제어를 통하여  $e_1$  변형법과 비교함으로써 제안

한 적응제어 알고리즘의 강인성과 응답특성 향상을 검증하고자 한다.

#### 2. 문제 설정

다음과 같은  $n$  차의 선형 시불변 미분방정식으로 표현되는 플랜트를 생각한다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_p(t) &= A_p x_p(t) + b_p u_p(t) + d_p v_1(t) \\ y_p(t) &= c_p x_p(t) + v_2(t) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서  $u_p(t)$ 는 제어입력이며  $y_p(t)$ 는 플랜트의 출력이다.  $v_1(t)$ 와  $v_2(t)$ 는 유한한 크기의 외란이며  $v_2(t)$ 는 미분 가능하다.  $\{A_p, b_p, c_p\}$ 는 제어 가능하다, 관측 가능하다.

플랜트의 전달함수  $W_p(s)$ 를 다음과 같이 가정한다.

$$W_p(s) = \frac{Y_p(s)}{U_p(s)} = c_p^T (sI - A_p)^{-1} b_p = k_p \frac{Z_p(s)}{R_p(s)} \quad (2)$$

여기서  $R_p(s)$  및  $Z_p(s)$ 는 각각  $n, m$  차의 monic 다항식이고  $k_p$ 는 고주파 이득으로 정의되는 플랜트의 미지의 상수이다.

이 전달함수에 대하여  $k_p$ 의 부호, 최대 차수  $n$ 의 값,  $W_p(s)$ 의 상대차수  $n^*(n-m)$ 를 알고 있으며,  $Z_p(s)$ 의 영점은 S평면의 LHP에 존재한다고 가정한다.

이제 플랜트가 추종해야 할 기준모델의 전달함수  $W_m(s)$ 를 다음과 같이 가정한다.

$$W_m(s) = \frac{Y_m(s)}{R(s)} = k_m \frac{Z_m(s)}{R_m(s)} \quad (3)$$

여기서  $r(t)$ 은 기준 입력을 나타내며  $y_m(t)$ 은 원하는 성능지수를 가진 기준 모델의 출력,  $R_m(s)$ 과  $Z_m(s)$ 은 각각  $n, r(<n)$  차의 monic Hurwitz 다항식을 나타내며  $k_m$ 은 실수이다.

기준 모델 적응 제어기를 설계하기 위하여 아래와 같은 보조벡터와 제어 파라미터를 가정한다.

$$\begin{aligned} \omega(t) &= [r(t), \omega_1^T(t), y_p(t), \omega_2^T(t)]^T \\ \theta(t) &= [k(t), \theta_1^T(t), \theta_0(t), \theta_2^T(t)]^T \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned}\dot{\omega}_1(t) &= F\omega_1(t) + g u_p(t) \\ \dot{\omega}_2(t) &= F\omega_2(t) + g y_p(t)\end{aligned}\quad (5)$$

여기서 제어 파라미터  $\theta(t)$ 는 플랜트의 출력과 기준모델의 출력을 일치시키기 위해 적응칙을 이용하여 조정되어야 할 가변 파라미터이다.

제어 목적은 외란의 영향에 관계없이 보조 벡터  $\omega_1(t)$ 과  $\omega_2(t)$ , 제어기 파라미터  $\theta(t)$ 를 포함한 계통내 신호를 유한하게 안정화시키면서 플랜트의 출력  $y_p(t)$ 가 기준 모델의 출력  $y_m(t)$ 을 추종하여 출력오차  $e_1(t) = y_p(t) - y_m(t)$ 이  $\lim_{t \rightarrow \infty} |e_1(t)| = 0$ 으로 되게 하는 제어 입력  $u_p(t)$ 와 그에 따른 적응칙을 구하는 것이다.

### 3. 강인한 적응 제어기 설계

본 논문에서는 SPR조건을 만족시켜서 Kalman-Yakubovich 명제를 이용할 수 있는  $n^* = 1$ 인 경우와 그렇지 못한  $n^* \geq 2$ 인 경우로 나누어 강인한 적응제어기를 구성한다.  $n^* = 1$ 인 경우에는 Kalman-Yakubovich 명제를 이용하여 전체 계통의 안정도를 보장하는 적응칙을 구하며  $n^* \geq 2$ 인 경우에는 [7]에서 제시한 확장 오차 방법을 이용한다.

#### 3.1. $n^* = 1$ 인 경우

다음과 같은 제어 입력을 가정한다.

$$u_p(t) = \theta^T(t)\omega(t) - \psi(t) \frac{e_1(t)}{|e_1(t)| + 1} \quad (6)$$

위의 제어입력은 기존의 적응제어 입력에 외란의 영향을 상쇄시키는 새로운 항을 첨가하여 구성한 것이며 출력오차의 크기에 따라 그 항의 크기가 조정되는 형태이다.

위의 제어기를 포함한 전체계통은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{x}_p(t) \\ \dot{\omega}_1(t) \\ \dot{\omega}_2(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 \\ 0 & F & 0 \\ gh^T & 0 & F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p(t) \\ \omega_1(t) \\ \omega_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_p \\ g \\ 0 \end{bmatrix} [\theta^T(t)\omega(t)] \\ &+ bv - b\psi(t) \frac{e_1(t)}{|e_1(t)| + 1}\end{aligned}\quad (7)$$

$$y_p(t) = c_p x_p(t)$$

이제 다음과 같은 파라미터 오차벡터  $\phi(t)$ 를 정의하자.

$$\begin{aligned}\psi(t) &= k(t) - k^*, \phi_0(t) = \theta_0(t) - \theta_0^*, \phi_1(t) = \theta_1(t) - \theta_1^* \\ \phi_2(t) &= \theta_2(t) - \theta_2^*, \phi(t) = [\psi(t), \phi_1^T(t), \phi_0(t), \phi_2^T(t)]^T\end{aligned}$$

여기서 파라미터  $k^*$ ,  $\theta_0^*$ ,  $\theta_1^*$ ,  $\theta_2^*$ 는 플랜트와 기준모델의 전달함수가 일치된 경우의 참값을 말하며 제어기 파라미터가 수렴되어야 하는 값을 나타낸다.

식(7)의 상태방정식을 파라미터 오차벡터를 이용하여 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + (\phi^T(t)\omega(t) + k^* r(t)) + bv - b\psi(t) \frac{e_1(t)}{|e_1(t)| + 1} \quad (8)$$

$$y_p(t) = h^T x(t)$$

위 상태방정식의 각 요소는 아래와 같다.

$$x^T(t) = [x_p^T(t) \ \omega_1^T(t) \ \omega_2^T(t)]$$

$$A = \begin{bmatrix} A_p + \theta_0^* b_p h^T & b_p \theta_1^{*T} & b_p \theta_2^{*T} \\ g\theta_0^* h_p^T & F + g\theta_1^{*T} & g\theta_2^{*T} \\ gh_p^T & 0 & F \end{bmatrix}$$

$$h = [c_p \ 0 \ 0], \phi(t) = \theta(t) - \theta^*, k^* = \frac{k_m}{k_p}$$

$$|v| \leq \delta \text{ (양의 상수)}, b = \begin{bmatrix} b_p \\ g \\ 0 \end{bmatrix}$$

만일 위의 계통에 잡음이 존재하지 않는다면, 기준모델의 전달함수와 식(2)의 전달함수를 일치되게 하는  $\theta^*$ 가 유일하게 존재하므로 기준모델은 다음과 같이  $(3n-2)$ 차로 실현 된다.

$$\begin{aligned}\dot{x}_m(t) &= Ax_m(t) + b k^* r(t) \\ y_m(t) &= h^T x_m(t)\end{aligned}\quad (9)$$

$$\begin{aligned}x_m(t) &= [x_p^{*T}(t) \ \omega_1^{*T}(t) \ \omega_2^{*T}(t)], \\ h^T(sI - A)^{-1}b &= \frac{k_p}{k_m} W_m(s)\end{aligned}\quad (10)$$

기준 모델의 상태 방정식과 제어기를 포함한 플랜트로부터 다음과 같은 상태오차식이 구해진다.

$$\begin{aligned}\dot{e}(t) &= Ae(t) + b\phi^T(t)\omega(t) + bv - b\psi(t) \frac{e_1(t)}{|e_1(t)| + 1} \\ e_1(t) &= h^T e(t)\end{aligned}\quad (11)$$

여기서  $e(t) = x(t) - x_m(t)$ 이다.

이제 제어기 파라미터를 추정하기 위하여 다음과 같은 적응칙을 제안한다.

$$\begin{aligned}\dot{k}(t) &= -\text{sgn}(k_p) e_1(t) r(t) \\ \dot{\theta}_0(t) &= -\text{sgn}(k_p) e_1(t) y_p(t) \\ \dot{\theta}_1(t) &= -\text{sgn}(k_p) e_1(t) \omega_1(t) \\ \dot{\theta}_2(t) &= -\text{sgn}(k_p) e_1(t) \omega_2(t)\end{aligned}\quad (12)$$

$$\psi(t) = \begin{cases} |e_1(t)| \left(1 - \frac{(|e_1(t)| + \psi(t))}{(\psi(t) - \delta)(|e_1(t)| + 1)}\right) & \text{for } \psi(t) \neq \delta \\ 0 & \text{for } \psi(t) = \delta \end{cases}$$

이 적응칙은 이상적인 계통에서 전체 안정도를 보장하고 출력오차를 0으로 수렴시키는 기존의 적응칙에 외란의 영향을 상쇄시키기 위하여 제어입력에 첨가된 항의 파라미터를 조정하는 새로운 적응칙으로 구성되어 있다.

이제 안정도 해석을 위하여 다음과 같은 함수  $V(e, \phi, \psi)$ 를 생각한다.

$$V(e, \phi, \psi) = e^T P e + \phi^T \phi + (\psi - \delta)^2 \quad (13)$$

기준 모델의 전달함수  $W_m(s)$ 의 상대차수가 1인 경우 전체 계통을 SPR로 설정할 수 있고 A는 안정한 행렬이므로 Kalman-Yakubovich 명제에 의하여 다음을 만족하는  $Q = Q^T > 0$ 와  $P = P^T > 0$ 이 존재한다.

$$A^T P + PA = -Q, Pb = h \quad (14)$$

위의 관계식과 식(12)의 적응칙을 사용하여  $V(e, \phi, \psi)$ 를 구하면,

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -e^T Q e + 2e_1 v - 2\delta |e_1| - 2e_1^2 / (|e_1| + 1) \\ &\leq -e^T Q e + 2|e_1| |v| - 2\delta |e_1| \\ &\leq -e^T Q e \leq -e^2 \lambda_{\min} \leq 0 \end{aligned} \quad (15)$$

여기서  $\lambda_{\min}$ 은 Q의 최소고유치를 나타낸다.

따라서  $V(e, \phi, \psi)$ 는 Lyapunov 함수이고  $\phi(t)$ ,  $e(t)$ ,  $\psi(t)$ 는  $t \geq t_0$ 에 대하여 유계이며 식(11)로부터  $e(t)$ 도 유계가 됨을 알 수 있다.

Lyapunov 도함수의 양변을 적분하면

$$\int_{t_0}^{\infty} e_1^2(t) dt \leq \frac{1}{\lambda_{\min}} (V(t_0) - V(\infty)) < \infty \quad (16)$$

그러므로  $e_1 \in \mathcal{L}^2$ 이다. 아울러 외란이 존재하지 않을 경우에도 위의 식은 성립함을 알 수 있다. 따라서 외란의 존재 여부에 관계없이  $e_1 \in \mathcal{L}^2 \cap \mathcal{L}^\infty$ 이고  $e_1 \in \mathcal{L}^\infty$ 이므로  $\lim_{t \rightarrow \infty} e_1(t) = 0$ 이 된다.

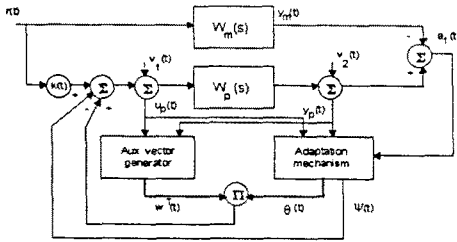


그림 1. 제안한 적응제어 계통의 구성도( $n^* = 1$ )

제안한 적응제어기를 포함한 전체 적응제어 계통의 구성도를 제시하면 그림 1과 같으며, 컴퓨터 시뮬레이션을 위한 모델은 다음과 같이 가정하였다.

$$W_p(s) = \frac{s+2}{s^2-2s-3}, \quad W_m(s) = \frac{s+1}{s^2+5s+6}$$

$\omega_1(t)$ 과  $\omega_2(t)$ 를 다음과 같이 가정하였다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_1(t) &= -\omega_1(t) + u_p(t) \\ \dot{\omega}_2(t) &= -\omega_2(t) + y_p(t) \end{aligned}$$

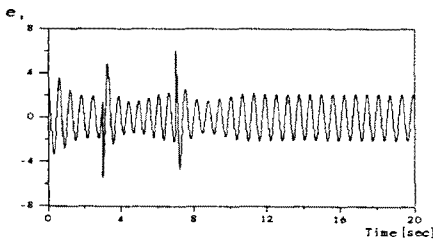


그림 2. 외란 존재시  $e_1$  변형법의 출력오차

기준모델의 입력  $r(t) = 10$ 이며, 외란  $v_1(t) = v_2(t)$ 는  $3 : 0 \leq t < 3, -4 : 3 \leq t < 7, 3 : 7 \leq t$

로 주고 시뮬레이션을 하였다.

이 결과로부터 외란이 존재할 경우 출력오차가 0으로 되어 강인성이 매우 향상되었으며 외란이 존재하지 않는 경우에 있어서도 출력오차가 0에 수렴됨을 알 수 있다.

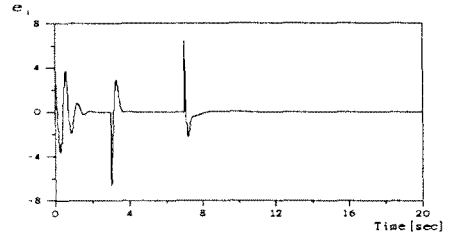


그림 3. 외란 존재시 제안한 알고리즘의 출력오차

### 3.2. $n^* \geq 2$ 인 경우

이 경우에는 식(11)의 오차식만 가지고는 적응제어를 구성할 수 없으므로 다음과 같은 보조 오차신호를 이용하여 전체 계통을 구성한다.

$$e_2(t) = \theta^T(t) \zeta(t) - W(s) \theta^T(t) \omega(t) \quad (17)$$

여기서  $W(s)$ 는 안정하며  $\bar{W}(s) = W_m(s) W^{-1}(s)$ 는 SPR이어야 한다. 기준 모델의 전달함수  $W_m(s)$ 의 상대 차수가 1이며  $W(s)$ 가 SPR이므로  $W(s)$ 는 구현 가능한 안정한 전달함수이다.  $\zeta(t)$ 는 다음과 같다.

$$\zeta(t) = W(s) I \omega(t)$$

이제 보조 오차신호를 이용하여 다음의 확장 오차를 정의한다.

$$\varepsilon_1(t) = e_1(t) + \bar{W}(s) [k_1(t) e_2(t) - \varepsilon_1(t) \bar{\zeta}^T(t) \zeta(t)] \quad (18)$$

$$\bar{\zeta}(t) = W(s) \bar{I} \omega(t), \quad \bar{\omega} = [\omega_1^T, y_p, \omega_2^T]^T$$

이 확장 오차는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\varepsilon_1(t) = \bar{W}(s) \left[ \frac{k_p}{k_m} \phi^T(t) \zeta(t) + \eta(t) e_2(t) - \varepsilon_1(t) \bar{\zeta}^T(t) \zeta(t) \right] \quad (19)$$

여기서  $\eta(t) = k_1(t) - k_p/k_m$ 이다.

따라서 확장오차는 SPR이 되며 안정하다. 이 확장 오차에 대하여 Kalman-Yakubovich 명제를 적용, 전체 계통을 안정시키는 적응칙을 구할 수 있다. 다음과 같은 새로운 제어 입력을 생각한다.

$$u_p(t) = \theta^T(t) \omega(t) - \psi(t) \frac{\varepsilon_1(t)}{|\varepsilon_1(t)| + 1} \quad (20)$$

위의 입력과 식(19)의 확장오차로부터 다음과 같은 상태 방정식을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\varepsilon}(t) &= A \varepsilon(t) + b \left( \frac{k_p}{k_m} \right) \phi^T(t) \zeta(t) + \eta(t) e_2(t) \\ &\quad - \varepsilon_1(t) \bar{\zeta}^T(t) \zeta(t) + b v - b \psi(t) \frac{\varepsilon_1(t)}{|\varepsilon_1(t)| + 1} \end{aligned} \quad (21)$$

$$\dot{\varepsilon}_1(t) = h_1 \varepsilon(t)$$

여기서  $h_1^T (sI - A)^{-1} b = \bar{W}(s)$ 이다.

파라메타 추정을 위한 적응칙을 다음과 같이 제시한다.

$$\begin{aligned} \dot{\phi}(t) &= -\psi(t) \operatorname{sgn}(k_p) \varepsilon_1(t) \zeta(t) \\ \dot{\eta}(t) &= -\varepsilon_1(t) e_2(t) \end{aligned} \quad (22)$$

제어 입력에 새롭게 추가된 항을 위한 적응칙은 다음과 같다.

$$\dot{\psi}(t) = \begin{cases} |\varepsilon_1(t)| (1 - \frac{(\psi(t) + \phi(t))}{(\psi(t) - \delta)(|\varepsilon_1(t)| + 1)}) & \text{for } \psi(t) \neq \delta \\ 0 & \text{for } \psi(t) = \delta \end{cases} \quad (23)$$

안정도 증명을 위하여 다음과 같은 함수  $V(\varepsilon, \phi, \psi, \eta)$ 를 생각한다.

$$V(\varepsilon, \phi, \psi, \eta) = \varepsilon^T P \varepsilon + \phi^T \phi + (\psi - \delta)^2 + \eta^2 \quad (24)$$

(22), (23)의 적응칙을 사용하여  $\dot{V}(\varepsilon, \phi, \psi, \eta)$ 를 구하면,

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\varepsilon^T Q \varepsilon + 2\varepsilon_1 v - 2\varepsilon_1^2 \bar{\zeta}^T \bar{\zeta} - 2\delta |\varepsilon_1| + 2 \frac{\varepsilon_1(t)^2}{|\varepsilon_1(t)| + 1} \\ &\leq -\varepsilon^T Q \varepsilon - 2\varepsilon_1^2 \bar{\zeta}^T \bar{\zeta} + 2|\varepsilon_1| |v| - 2|\varepsilon_1| \\ &\leq -\varepsilon^T Q \varepsilon \leq -\varepsilon_1^2 \lambda_{\min} \leq 0 \end{aligned} \quad (25)$$

따라서  $V(\varepsilon, \phi, \psi, \eta)$ 는 Lyapunov 함수이고  $\varepsilon(t)$ ,  $\phi(t)$ ,  $\psi(t)$ ,  $\eta(t)$ 는  $t \geq t_0$ 에 대하여 유계이며 식(21)로부터  $\varepsilon_1(t)$ 도 유계가 됨을 알 수 있다. 위 식의 양변을 적분하면

$$\int_{t_0}^{\infty} \lambda_{\min} \varepsilon_1^2 \leq V(t_0) - V(\infty) < \infty \quad (26)$$

따라서 식(26)과 식(27)로부터,  $\varepsilon_1 \in \mathcal{L}^2 \cap \mathcal{L}^\infty$ ,  $\varepsilon_1 \in \mathcal{L}^\infty$  이므로  $\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon_1(t) = 0$ 가 되고 식(16)로부터  $\lim_{t \rightarrow \infty} e_1(t) = 0$ 이 된다. 분자 분모의 상대차수가 1일 경우와 마찬가지로 외란의 존재여부에 관계없이 출력오차가 0이 되므로 계통의 강인성이 향상되었음을 알 수 있다.

컴퓨터 시뮬레이션을 위한 플랜트와 기준모델의 전달함수는 다음과 같다.

$$W_p(s) = \frac{1}{s^2 + 3s + 2}, \quad W_m(s) = \frac{1}{s^2 + 5s + 6}$$

$\omega_1(t)$ 과  $\omega_2(t)$ 는 앞절과 같이 가정하였으며, 기준 입력  $r(t) = 10 \sin(0.5t)$ 로 하였으며 외란  $v_1(t) = v_2(t) = \cos(0.5t)$ 로 주었다. 그리고 기준 모델을 SPR로 만드는 전달함수  $W^{-1}(s) = s+1$ 로 하였다.

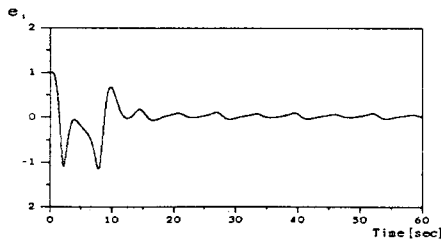


그림 4. 외란 존재시  $e_1$  변형법의 출력오차

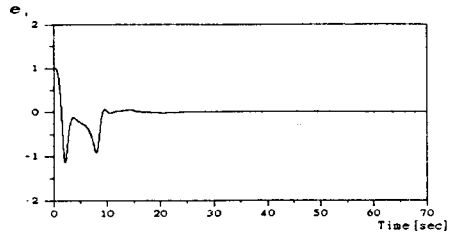


그림 5. 외란 존재시 제안한 알고리즘의 출력오차

외란의 존재여부에 관계없이 출력오차가 0이 됨을 알 수 있고  $e_1$  변형법의 경우에는 정상상태 오차가 발생됨을 확인 할 수 있다

#### 4. 실험 및 결과

본 논문에서 제시한 강인한 적응제어 이론의 효용성을 검토하기 위하여 가변속제어가 용이하며 이용범위가 넓고 서보 시스템의 구동장치로 많이 사용되고 있는 DC서보 전동기의 위치제어에 적용하였다

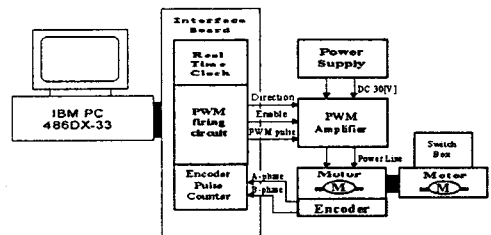


그림 6. DC 서보 전동기 위치 제어를 위한 실험 구성도

제어 대상으로서 전동기의 각변위 및 인가 전압 사이의 관계는 다음의 전달함수로 표현된다.

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{1}{s} \frac{K_t / (RB_m)}{(1 + T_e s)(1 + T_m s) + K_b K_t / (RB_m)}$$

전기적 시정수와 기계적 시정수와와의 일반적인 관계( $T_e \ll T_m$ )로부터 전기적 시정수를 무시하면 DC 서보 전동기의 각변위와 인가 전압사이의 근사적인 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{1}{s} \frac{K_t / (RB_m)}{(1 + T_m s) + K_b K_t / (RB_m)}$$

따라서 실험에서 사용되는 DC 서보 전동기는 분자 분모의 상대 차수  $n^* = 2$ 이며 고주파 이득  $k_p$ 의 부호가 양수인 플랜트로 가정할 수 있으며 근사에 의해 무시된 부분은 플랜트의 비모형화된 부분 내지는 원치 않는 외란이라고 간주할 수 있다.

전동기가 추종하여야 할 기준 모델은 다음과 같이 가정하였다.

$$W_m(s) = \frac{1}{s^2 + 5s + 6}$$

또한  $\omega_1(t)$ 과  $\omega_2(t)$ 를 다음과 같이 가정하였다.

$$\dot{\omega}_1(t) = -\omega_1(t) + u_p(t), \quad \dot{\omega}_2(t) = -\omega_2(t) + y_p(t)$$

기준 모델을 SPR로 만드는  $W^{-1}(s) = s + 1$  로 가정하였으며, 기준 모델의 입력을  $25\sin(0.5t)$ 로 인가하였다.  $e_1$  변형법과 비교한 경우 과도 상태가 개선되었음을 알 수 있고 정상상태 오차가 현저한 차이를 보여 제안한 알고리즘의 타당성을 보여준다.

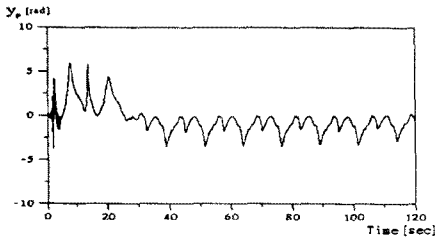


그림 7.  $e_1$  변형법을 사용했을 경우의 출력 오차

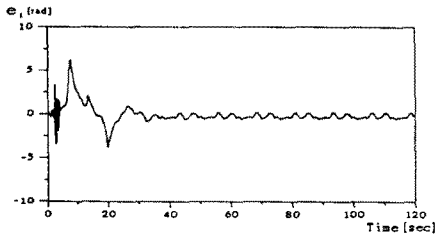


그림 8. 제안한 알고리즘을 사용했을 경우의 출력오차

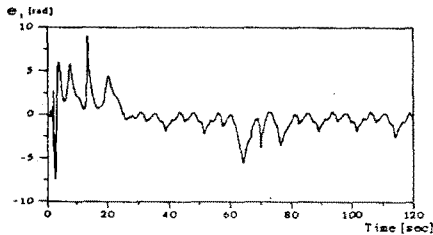


그림 9. 부하변동시  $e_1$  변형법의 출력오차

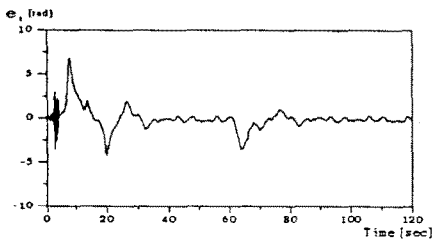


그림 10. 부하 변동시 제안한 알고리즘의 출력오차

동일한 기준 입력을 인가하고 커플링된 전동기에  $10[\Omega]$ 의 저항을 연결하여  $7[V]$ 의 전압을 60초부터 65초까지 인가하여 부하 변동을 준 경우에도  $e_1$  변형법과 비교하였을 때 외란이 인가된 부분의 과도

상태가 개선되고 왜곡 현상이 적어 강인성 및 응답 특성이 향상되었음을 알 수 있다.

## 5. 결론

기존의 적응제어 알고리즘은 외란이 존재하는 경우  $e_1 \in \mathcal{L}^2$  조건이 만족되지 않아 출력오차가 0이 되지 못한다. 그리고 외란이 존재하지 않는 이상적인 경우에도 출력오차가 0에 수렴하지 못한다는 단점이 있다.

본 논문에서는 외란이 존재하는 계통에 대하여 강인성 및 응답특성이 향상된 새로운 적응제어 알고리즘을 제시하였다. 외란의 영향을 상쇄시켜  $V \leq 0$  이 만족되도록 하는 제어입력을 개발하고 적응칙을 유도하였으며, 이에 따른 안정도 해석을 시도하였다. 아울러 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여  $e_1$  변형법과 비교함으로써 제안한 알고리즘의 타당성을 입증하였다.

또한 제안한 적응제어 알고리즘의 효용성을 검토하기 위해 DC 서보 전동기 위치 제어기를 구현하였다. 서보 전동기 구동을 위한 PWM 증폭기와 ISA 규격의 제어 보드를 제작하여 실험한 결과 부하 변동에 관계없이 강인성과 응답특성이 향상되었음을 보였다.

## [참고 문헌]

- [1] Narendra, K. S. and Annaswamy, A. M. "Robust Adaptive Control in the Presence of Bounded Disturbances". *IEEE Transactions on Automatic Control* 31: 306-315. 1986
- [2] Peterson, B. B. and Narendra, K. S. "Bounded Error Adaptive Control". *IEEE Transactions on Automatic Control* 27: 1161-1168. 1982
- [3] Kreisselmeier, G. and Narendra, K. S. "Stable Model Reference Adaptive Control in the Presence of Bounded Disturbances". *IEEE Transactions on Automatic Control* 27: 1169-1175. 1982
- [4] Ioannou, P. A. and Tsakalis, K. "A Robust Direct Adaptive Controller". *IEEE Transactions on Automatic Control* 31: 1033-1043. 1986
- [5] Narendra, K. S. and Annaswamy, A. M. A "New Adaptive Law for Robust Adaptive Control without Persistent Excitation". *IEEE Transactions on Automatic Control* 32: 134-145. 1987
- [6] S. Y. Lee. "Robust Adaptive Control for Systems with Bounded Disturbances". *Trans. KIEE*. Vol. 42. 1993
- [7] Narendra, K. S. and Annaswamy A. M. "Stable Adaptive Systems" Prectice Hall, Inc. 1989
- [8] Morse, A. S. "Gobal stability of parameter adaptive control systems" *IEEE Transaction of Automatic Control* 25: 433-439. 1980