

# 적응 제어 시스템의 과도상태 성능 개선을 위한 제어기 설계

## A Modified Adaptive Control Method for Improving Transient Performance

서원기, 이진수  
(Won Gi Seo and Jin Soo Lee)

**Abstract** : This paper presents a modified adaptive control scheme that improves the transient performance of the overall system while maintaining the asymptotic convergence of the output error. The proposed control scheme is characterized as the added outer dynamic feedback loop on the conventional adaptive control scheme. This control scheme enables various robust control methods that were developed for standard model reference adaptive controllers to be applied to the proposed controller. In contrast with the modified adaptive controllers that use augmented errors to provide additional dynamic feedback, the proposed controller uses tracking error directly, thereby reducing the tracking error significantly in the transient state and making the error insensitive to noise.

**Keywords** : model reference adaptive control, transient performance, noise, robust, augmented error, output tracking error

### I. 서론

적응제어 기법은 시스템 변수에 불확실성이 큰 시스템에 주로 적용되는 제어기법으로 크게 두 가지 형태로 구분할 수 있다. 그 하나는 자기동조 제어(Self Tuning Control) 기법이며 다른 하나는 모델 참조 적응제어(Model Reference Adaptive Control) 기법이다. 자기동조 제어 기법은 주로 이산시간 시스템에 적용되는 제어기법으로 대상 플랜트를 추정 한 후 그 모델을 실제 플랜트로 간주하여 제어기를 설계 하는 기법이다. 모델 참조 적응제어 기법은 주로 연속시간 시스템에 적용되는 제어기법으로 플랜트의 출력이 우리가 설정한 기준 모델의 출력을 추적하도록 설계하는 적응제어 기법이다. 모델 참조 적응제어(MRAC)의 제어입력은 플랜트의 입력과 출력 그리고 출력 오차를 되먹임하는 방식으로 설계한다. 대부분의 플랜트의 경우 내부 상태변수들의 값을 결정하는 것이 용이하지 않으므로 MRAC 시스템과 같은 출력 되먹임 방식은 상당한 설득력을 지니고 있다. C 시스템의 구조는 플랜트의 출력이 기준 모델의 출력과 동일한 값이 나오도록 입력단과 출력단에 최소 차수의 필터들을 설계하여 이를 되먹임하는 구조를 가지고 있다. 따라서, 초기조건이 일치할 경우 플랜트로 하여금 우리가 정한 모델과 같은 출력을 내도록 하는 제어변수의 값이 유일하게 존재하게 된다. 그러나 MRAC 시스템에서 제어입력은 모델 부합 이론과 시스템의 안정성 이론을 통하여 결정되므로 우리가 원하는 제어규격을 직접 반영하고 있지 않아서 제어변수가 올바른 값을 찾아가는 과도상태의 특성은 예측하기 어려운 문제점을 내포하고 있다. 실제로 많은 MRAC 시스템의 경우 과도상태의 응답성이 좋지 않은 경우가 많다.

지금까지 MRAC 시스템의 과도 상태의 성능을 개선시키기 위한 여러가지 노력이 있어왔다. 그러나 일반적으로 MRAC 시스템은 비선형 시변시스템이기 때문에 과도상태의 특성을 해석하기가 용이하지 않으며, 같은 이유로 인하여 과도상태의 성능 개선을 위한 노력도 또한 어려운 것이

현실이다. 이를 해결하기 위하여 초기에는 주로 가변구조 제어기(Variable-Structure Controller)를 사용한 연구결과 [9],[10]가 발표되었으며, 최근에는 Sun[1]과 Datta[2]가 표준 MRAC 시스템의 제어입력에 확장오차(augmented error)를 이용한 추가 신호를 제어입력에 부가하여 출력오차에 관한 식을 유도하고 과도상태에서의 출력오차를 점근적으로 완전히 제거할 수 있음을 증명하였다. 그러나 이들의 제어기법은 센서 잡음에 대단히 예민하다는 약점을 안고 있어서 제어기의 설계에 상당한 제약을 주고 있다. 과도상태의 성능이 더욱 향상되도록 제어변수를 조절하면 할수록 센서 잡음을 증폭시켜 전체 시스템의 성능은 오히려 저하될 수 있다. Narendra[3]는 다중모델을 이용하여 MRAC 시스템의 과도상태의 특성을 개선하고자 하는 방법을 제안하였다. 이 경우에는 여러개의 모델중에서 플랜트를 가장 잘 따라가고 있는 것을 선정하여 이를 제어입력을 만드는 데에 사용하므로 제어기의 구조가 표준 MRAC 시스템에 비하여 많이 복잡해진다. 위와 같이 MRAC 시스템의 과도상태 성능을 개선하고자 하는 많은 노력이 있었으나 만족할 만한 성과는 거두지 못하고 있다.

본 논문에서 제안하고자 하는 제어기법은 Sun[1]과 Datta [2]의 제어기법에서 사용하는 바 표준 MRAC 시스템의 제어입력에 출력오차를 반영하는 구조는 유지하면서 추가하는 입력을 확장오차에서 유도하지 않고 출력오차에서 직접 구하는 방법을 취하고 있다. 이러한 제어기는 그 구조가 간단 명료할 뿐만 아니라, Sun[1]과 Datta[2]의 제어기가 가지고 있는 바 센서 잡음에 대한 예민성을 자연스럽게 극복하고 있다. 제안된 제어 기법은 MRAC 시스템의 과도상태 특성을 대폭 개선하고 있으며, 전체 시스템에 대한 안정성과 출력오차의 점근적 수렴성도 기존 MRAC 시스템의 기초에서 크게 벗어나지 않는 방법으로 증명하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 본 논문에서 사용될 기호와 본 논문의 근간이 되는 표준 MRAC 시스템에 대하여 설명하였으며, III절에서는 본 논문에서 제안하고 있는 수정 제어기를 소개하였고 그 안정성을 증명하였으며, IV절에서는 제안한 제어 시스템의 입출력 외란에 대한 특

성을 기존의 표준 MRAC 시스템과 비교하여 설명하였다. V절에서는 표준 MRAC 시스템과 제한한 제어 시스템의 성능을 2차 플랜트에 대한 모의 실험을 통하여 비교하였으며, VI절에서는 본 논문의 결론을 기술하였다.

**II. 표준 적응제어기**

본 장에서는 기존의 표준 MRAC 시스템과 본 논문에서 제안하고 있는 제어기를 기술하기 위하여 필요한 몇가지 수학적 개념들을 정의하고, 본 논문의 근간이 되는 표준 MRAC 시스템의 구조에 대하여 간단히 살펴보기로 한다.

정의 1: 임의의 신호  $x : [0, \infty) \rightarrow R^n$ 에 대하여,  $x_t$  를

$$x_t(\tau) := \begin{cases} x(\tau) & \text{if } \tau \leq t \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

와 같이 정의하고, 확장된 norm  $L_{pe}$  를 다음과 같이 정의한다.

$$L_{pe} := \{ x(t) \mid x_t \in L_p, \text{ for all } t < \infty \}.$$

정의 2: 임의의 신호  $x : [0, \infty) \rightarrow R^n$ 와 임의의  $\delta \geq 0, t \geq 0$ 에 대하여  $\|x_t\|_2^\delta$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$\|x_t\|_2^\delta := \left\{ \int_0^t e^{-\delta(t-\tau)} [x^T(\tau)x(\tau)] d\tau \right\}^{\frac{1}{2}}.$$

여기서,  $\delta=0$ 이고  $t=\infty$ 이면  $\|(\cdot)\|_2^\delta$ 는 보통 사용하는  $L_2$  norm이 되고  $\|(\cdot)\|_2$ 로 표현한다.

정의 3: 전달함수 행렬  $\hat{H}$  이 있을 때,  $\hat{H}$  내에 있는 각각의 구성요소 전달함수가 안정하고 proper하면  $\|\hat{H}\|_\infty$ 는 다음과 같이 정의한다.

$$\|\hat{H}\|_\infty := \sup_w \{ \lambda_{\max} [ \hat{H}^*(j\omega) \hat{H}(j\omega) ] \}^{\frac{1}{2}}.$$

정의 4: 전달함수 행렬  $\hat{H}$  이 있을 때,  $\hat{H}$  내에 있는 각각의 구성요소 전달함수가 안정하고 proper하며,  $Re[s] \geq -\delta/2$  ( $\delta > 0$ )에서 analytic하면  $\|\hat{H}\|_\infty^\delta$ 는

$$\|\hat{H}\|_\infty^\delta := \|\hat{H}(s-\delta/2)\|_\infty$$

로 정의하고,  $\hat{H}$  내의 각각의 구성요소 전달함수가 안정하고 proper하면  $\|\hat{H}\|_\infty^\delta$ 는

$$\|\hat{H}\|_\infty^\delta := \left\{ \frac{1}{2} \pi \int_{-\infty}^{\infty} \text{tr} [ \hat{H}^*(j\omega-\delta/2) \hat{H}^T(j\omega-\delta/2) ] \right\}$$

로 정의한다.

다음으로 본 논문에서 많이 인용되는 기본적인 보조정리들을 증명없이 인용한다.

보조정리 1: 전달함수  $\hat{H}$  가 causal이고 proper일 때,  $z$  를  $z = \hat{H}u$ 라 하자. 이때, 전달함수  $\hat{H}$  가 어떤  $\delta \geq 0$ 에 대하여  $Re[s] \geq -\delta/2$  인 영역에서 analytic하고  $u \in L_{2e}$  이면,

$$\|z_t\|_2^\delta \leq \|\hat{H}\|_\infty^\delta \|u_t\|_2^\delta$$

를 만족하고, 또한  $\hat{H}$  가 strictly proper하면

$$|z(t)| \leq \|\hat{H}\|_\infty^\delta \|u_t\|_2^\delta$$

를 만족한다. (보조정리 1의 증명은 논문 [6][7] 참조하시오.)

보조정리 2: (Swapping Lemma)

$\phi$ 와  $w$  가  $R^+ \rightarrow R^n$ 이고  $\phi$ 는 미분가능하며,  $\hat{W}$ 는  $(A,$

$b, c, d)$ 로 최소 구현이 되는 안정하고 proper한 유리 전달 함수라 하자. 즉,

$$\hat{W} = c^T(sI-A)^{-1}b + d$$

일 경우,

$$\hat{W}[\phi^T w] = \phi^T \hat{W}[w] + \hat{W}_c[(\hat{W}_b[w^T])\phi]$$

를 만족한다. 여기서,

$$\hat{W}_c = -c^T(sI-A)^{-1}, \quad \hat{W}_b = (sI-A)^{-1}b$$

이다. (보조정리 2의 증명은 논문 [7] 참조하시오.)

보조정리 3:  $\phi$ 와  $w$  가  $R^+ \rightarrow R^n$ 이고  $\phi$ 는 미분가능하다고 가정하자.  $\hat{W}$  이 상대차수가  $q$  이고 극점과 영점들이 안정한 유리 전달함수이면,

$$\begin{aligned} \phi^T w &= \Lambda_1(s, \alpha) [\phi^T w + \phi^T \dot{w}] \\ &+ \Lambda_0(s, \alpha) \hat{W}^{-1} [\phi^T \hat{W} w] + \hat{W}_c [(\hat{W}_b[w^T])\phi] \end{aligned}$$

가 된다. 여기서  $\hat{W}_b$  와  $\hat{W}_c$  는 보조정리 2에 정의된 바와 같다. 여기서  $\Lambda_0$ 와  $\Lambda_1$ 는 임의의  $\alpha > 0$ 에 대하여

$$s\Lambda_1(s, \alpha) = 1 - \Lambda_0(s, \alpha), \quad \Lambda_0 = \frac{\alpha^q}{s + \alpha^q}$$

를 만족하며, 적당히 큰  $\alpha > 0$ 에 대하여

$$\|\Lambda_1(s, \alpha)\|_\infty^\delta \leq \frac{c}{\alpha}, \quad \|\Lambda_0(s, \alpha)\|_\infty^\delta \leq c\alpha^q$$

과  $c \in R^+$ 를 만족하는  $0 < \delta \ll 2\alpha$ 가 존재한다. (보조정리 3의 증명은 논문 [6] 참조하시오.)

이제부터는 본 논문에서 다루고 있는 기존의 표준 MRAC [4] 시스템에 대하여 간단히 살펴보기로 한다. 표준 MRAC 시스템의 기본적인 구조는 그림 1과 같다.

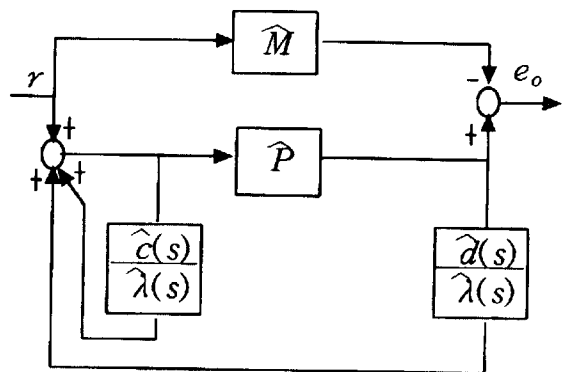


그림 1. 표준 MRAC의 전체 구조도.

Fig. 1. The overall structure of standard MRAC.

먼저, 제어 대상이 되는 플랜트를

$$\hat{y}_p = \hat{P}(s) \hat{u}(s), \quad \hat{P}(s) = k_p \frac{\hat{n}_p(s)}{\hat{d}_p(s)} \tag{1}$$

와 같이 표기하고, 플랜트가 따라가야 할 모델은

$$\hat{y}_m = \hat{M}(s) \hat{r}(s), \quad \hat{M}(s) = k_m \frac{\hat{n}_m(s)}{\hat{d}_m(s)} \tag{2}$$

와 같이 표시한다. 여기서  $\hat{y}_p, \hat{u}(s), \hat{y}_m(s), \hat{r}(s)$ 는 각각 플랜트 출력  $y_p(t)$ , 플랜트 입력  $u(t)$ , 기준모델 출력  $y_m(t)$ , 기준 입력  $r(t)$ 의 Laplace 변환을 표시하며,  $\hat{P}(s)$ 와  $\hat{M}(s)$

은 각각 플랜트와 기준모델의 전달함수를 나타낸다. 본 논문에서  $\hat{\cdot}$  표시는 모두 시간함수의 Laplace 변환을 나타낸다.  $\hat{d}_p(s)$ ,  $\hat{n}_p(s)$ 와  $\hat{d}_m(s)$ ,  $\hat{n}_m(s)$ 들은  $\hat{P}(s)$ 의 분모와 분자항 및  $\hat{M}(s)$ 의 분모와 분자항을 표시하며, 이들의 차수는

$$\begin{aligned} \deg[\hat{d}_p] &= \deg[\hat{d}_m] = n \\ \deg[\hat{n}_p] &= \deg[\hat{n}_m] = m, \quad n > m \end{aligned}$$

로 정한다. 여기서  $\hat{d}_p(s)$ ,  $\hat{n}_p(s)$ ,  $\hat{d}_m(s)$ ,  $\hat{n}_m(s)$ 들은 monic이며,  $k_p$ 와  $k_m$ 은  $\hat{P}(s)$ 와  $\hat{M}(s)$ 의 고주파 이득(high frequency gain)을 나타낸다. 본 논문에서 개발하고자 하는 내용을 위하여 우리는 다음과 같은 가정을 MRAC 시스템에 부가하고자 한다.

- A1:  $\hat{d}_p$  와  $\hat{d}_m$  의 차수  $n$ 은 알고 있다.
- A2: 분모와 분자항의 상대차수  $n-m$ 은 알고 있으며,  $n > m$ 이다.
- A3:  $\hat{n}_p$  와  $\hat{n}_m$  은 Hurwitz 다항식이다.
- A4: 계산상의 편의를 위하여 상수  $k_p$  는 알고 있는 것으로 한다.

표준 MRAC 시스템에서 흔히 사용되는 보조 신호들은  $w = [w_1^T, w_2^T, y]^T \in R^{2n-1}$ 로 주어지며,  $w_1, w_2$ 의 Laplace 변환인  $\hat{w}_1(s)$ ,  $\hat{w}_2(s)$ 는 차수가  $n-1$ 인 Hurwitz 다항식  $\hat{\lambda}(s)$ 에 의하여 다음과 같이 만들어진다.

$$\begin{aligned} \hat{w}_1(s) &= \frac{1}{\hat{\lambda}(s)} \begin{bmatrix} s^{n-2} \\ s^{n-3} \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \hat{u}(s), \\ \hat{w}_2(s) &= \frac{1}{\hat{\lambda}(s)} \begin{bmatrix} s^{n-2} \\ s^{n-3} \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \hat{y}_p(s). \end{aligned}$$

여기서  $\hat{\lambda}(s)$ 는  $\hat{\lambda}(s) = \hat{\lambda}_0(s) \hat{n}(s)$ 와 같이 주어진다. 이를 기초로 하여 기존의 MRAC 시스템의 제어 입력  $u$ 를 표시하면  $u$ 는

$$\begin{aligned} u &= \theta^T w + c_0 r \\ c_0 &= \frac{k_m}{k_p}, \quad \theta \in R^{2n-1} \end{aligned} \quad (3)$$

와 같이 된다. 여기서  $\theta$ 의 정의는 [4]에 나타나있다. 이 경우 출력 오차( $e_o = y_p - y_m$ )는

$$e_o = \frac{1}{c_0} \hat{M}[\phi^T w] \quad (4)$$

로 나타내어지고, 제어변수  $\theta$ 는 다음과 같은 법칙[2]으로 개선하며

$$\frac{d\theta}{dt} = \text{Pr}[-\gamma \varepsilon \xi], \quad \theta(0) \in C_\theta \quad (5)$$

$\varepsilon$ 과  $\xi$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \frac{\theta^T \xi + c_0 y - \hat{M}[u]}{m^2} \\ \xi &= \hat{M}[w]. \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 정규화 신호  $\overline{m}$ 은

$$\frac{d}{dt} \overline{m}^2 = -\delta_0(\overline{m}^2 - 1) + u^2 + y^2, \quad \overline{m}^2(0) = 1 \quad (7)$$

를 만족하며,  $\gamma > 0$ 이고  $C_\theta = \{\theta \in R^{2n-1} \mid |\theta| \leq M_\theta\}$ 이어야 한다.  $\theta^*$ 는 페루프 시스템이 기준모델과 같은 특성을 갖도록

하는 제어변수의 값을 나타낸다. 기호  $\text{Pr}[\cdot]$ 는 투사 연산자(Projection operator)로서 [8]에 정의되어 있으며, 디자인 변수  $\delta_0$ 는  $\hat{\lambda}$ ,  $\hat{n}_m$ ,  $\hat{d}_m$ 들의 근의 실수부는 모두  $\delta_0/2$ 보다 작도록 설계한다.

### III. 제안된 적응제어기와 안정성 증명

본 장에서는 기존의 표준 MRAC 시스템의 과도상태 특성을 개선하는 한편 신호잡음에도 강인한 제어기를 개발하고자 한다. 먼저, 표준 MRAC 시스템과 본 논문에서 제안한 제어기법을 기술하는데 유용하게 사용할 수 있는 내용을 먼저 살펴보기로 하자.

표준 MRAC 시스템에서 기존의 제어입력  $u = \theta^T w + c_0 r$ 에 보조 제어입력  $u_a$ 를 가하면 출력 오차식은 다음과 같이 나타난다.

$$e_o = \frac{1}{c_0} \hat{M}[\phi^T w + u_a]. \quad (8)$$

위 (8)을 유도하기 위하여 먼저, 플랜트의 식을

$$y_p = k_p \frac{\hat{n}_p}{\hat{d}_p} [u]$$

로 나타내면,  $\hat{r}$ 에서  $\hat{y}_p$ 까지의 전달함수는

$$\frac{\hat{y}_p}{\hat{r}} = \frac{c_0 \hat{\lambda} k_p \hat{n}_p}{(\hat{\lambda} - \hat{c}) \hat{d}_p - k_p \hat{d} \hat{n}_p} \quad (9)$$

로 표시되며,  $\hat{\lambda} = \hat{\lambda}_0 \hat{n}_m$ 을 만족한다. 여기서

$$\frac{\hat{y}_p}{\hat{r}} = \frac{c_0 \hat{\lambda} k_p \hat{n}_p}{(\hat{\lambda} - \hat{c}^*) \hat{d}_p - k_p \hat{d}^* \hat{n}_p} = \hat{M} \quad (10)$$

를 만족시키는  $c_0, \hat{c}^*, \hat{d}^*$ 를 구하면[4]

$$\begin{aligned} \hat{d}^* &= \frac{1}{k_p} (\hat{q} \hat{d}_p - \hat{\lambda}_0 \hat{d}_m) \\ \hat{c}^* &= \hat{\lambda} - \hat{q} \hat{n}_p \\ c_0 &= \frac{k_m}{k_p} \end{aligned}$$

와 같이 된다. 그리고 (10)이 성립하려면

$$(\hat{\lambda} - \hat{c}^*) \hat{d}_p - k_p \hat{d}^* \hat{n}_p = c_0 \frac{k_p}{k_m} \hat{d}_m \hat{n}_p \hat{\lambda}_0$$

로 되어야 하며, 양변을  $\hat{\lambda} \hat{d}_p$ 로 나누고  $u$ 를 가하면

$$u - \frac{\hat{c}^*}{\hat{\lambda}} [u] - \frac{\hat{d}^*}{\hat{\lambda}} [y_p] = c_0 \hat{M}^{-1} [y_p] \quad (11)$$

로 된다. 제어입력은  $u = \theta^T w + c_0 r + u_a$ 이므로 (11)은

$$\begin{aligned} c_0 \hat{M}^{-1} [y_p] - c_0 r = \\ \frac{\hat{c} - \hat{c}^*}{\hat{\lambda}} [u] + \frac{\hat{d} - \hat{d}^*}{\hat{\lambda}} [y_p] + u_a \end{aligned} \quad (12)$$

로 표시된다. 위 (12)에서 양변에  $\hat{M}$ 을 취하고,  $c_0$ 로 나누면

$$e_o = \frac{1}{c_0} \hat{M}[\phi^T w + u_a] \quad (13)$$

가 유도된다. 표준 MRAC 시스템의 제어입력에 보조 제어 입력이 부가 되었을 경우, (8)을 이용하면 출력오차식을 쉽게 얻을 수 있음을 알 수 있다. 본 제어기에서는 추가 제어 입력으로서  $e_o$ 를 입력으로 하는 dynamic system  $\hat{Q}$ 의 출력  $\hat{Q}[e_o]$ 을 사용하여 제어입력을 다음과 같이 설정한다.

$$u = \theta^T w + c_0 r - c_0 \hat{Q}[e_0]. \quad (14)$$

여기서  $\hat{Q}(s) = \hat{\beta}(s) / \hat{n}_m(s)$ 이고,  $\hat{\beta}(s)$ 는

$$\hat{\beta}(s) = \beta_0 s^m + \beta_1 s^{m-1} + \dots + \beta_m$$

으로 표시된다. 본 제어기를 기존의 MRAC 시스템에 적용하면 정리 1에 의해

$$e_0 = \frac{\hat{M}}{c_0} [\phi^T w - c_0 \hat{Q}[e_0]] \quad (15)$$

로 되고, 이를 정리하면

$$\begin{aligned} (1 + \hat{M}\hat{Q})[e_0] &= \frac{\hat{M}}{c_0} [\phi^T w] \\ \left(1 + \frac{\hat{n}_m}{\hat{d}_m} \frac{\hat{\beta}}{\hat{n}_m}\right)[e_0] &= \frac{k_m \hat{n}_m}{c_0 \hat{d}_m} [\phi^T w] \\ (\hat{d}_m + \hat{\beta})[e_0] &= \frac{k_m \hat{n}_m}{c_0} [\phi^T w] \\ e_0 &= \frac{k_m \hat{n}_m}{c_0 (\hat{d}_m + \hat{\beta})} [\phi^T w] \end{aligned} \quad (16)$$

이 되므로  $e_0$ 는

$$e_0 = \frac{1}{c_0} \hat{M}_a [\phi^T w] \quad (17)$$

와 같은 형식으로 표시된다. 여기서  $\hat{M}_a$ 는  $\hat{M}_a = k_m \hat{n}_m / (\hat{d}_m + \hat{\beta})$ 를 만족한다. 다음으로 기존의 표준 MRAC 시스템과 유사한 방법으로 제어변수를

$$\frac{d\theta}{dt} = \text{Pr}[-\gamma \epsilon_a \xi_a], \quad \theta(0) \in C_\theta, \quad (18)$$

와 같이 개선시키는데,  $\epsilon_a$ 과  $\xi_a$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \epsilon_a &= \frac{\theta^T \xi_a + c_0 y_p - \hat{M}_a [\theta^T w] - c_0 \hat{M}[r]}{m^2} \\ &= \frac{\phi^T \xi_a}{m^2} \\ \xi_a &= \hat{M}_a [w]. \end{aligned} \quad (19)$$

여기서 정규화 신호  $\overline{m}$ 은

$$\frac{d}{dt} \overline{m}^2 = -\delta_0 (\overline{m}^2 - 1) + u^2 + y_p^2, \quad \overline{m}^2(0) = 1$$

를 만족한다. 이 경우 (17)로부터 출력오차  $e_0$ 는 다음식을 만족한다.

$$|e_0| \leq \frac{1}{c_0} \|\hat{M}_a\|_\infty |\phi^T w|. \quad (20)$$

따라서, 제어입력에 제한이 없다면  $\hat{\beta}$ 를 조절하여 출력오차  $e_0$ 의  $L_\infty$  한계를 무한히 줄일 수 있다. 그리고  $\hat{Q}$ 이 proper하므로 센서 잡음에 의한 제어기 설계에 문제점이 없다는 사실을 확인할 수 있다. 또한 본 제12제기를 사용하였을 때의 결과인 (17)을 보면 표준 MRAC 시스템과 비교하여 출력오차식의 기본적인 구조는 변화가 없음을 확인할 수 있다. 따라서 기존의 표준 MRAC 시스템에 적용한 여러 가지 다양한 강인제어 기법 등을 그대로 본 제어기에도 적용할 수 있다. 본 제어기법에 대한 안정성과 점근적 수렴성은 다음 정리에 기술되어 있다.

정리 1 : 앞의 (1)에 정의된 플랜트에 대하여 (14)과 같은 제어입력을 가하게 되면, 모든 페루프 신호들의 크기는 유한하며, 출력오차  $e(t)$ 는  $t \rightarrow \infty$ 일 때 0으로 수렴한다.

증명 : 앞의 (17)로부터

$$y_p = \frac{1}{c_0} \hat{M}_a [\phi^T w] + \hat{M}[r] \quad (21)$$

이 유도되고, 플랜트의 전달함수와 (21)로부터

$$u = P^{-1}[y_p] = \frac{\hat{d}_p}{k_p \hat{n}_p} \left[ \frac{\hat{M}_a}{c_0} [\phi^T w] + c_0 \hat{M}[r] \right] \quad (22)$$

을 얻을 수 있다. 여기서 가상 신호  $m_f(t)$ 를

$$m_f(t) := 1 + \|u\|_2^2 + \|y_p\|_2^2 \quad (23)$$

와 같이 정의하면, (21)-(23)과 보조정리 1로부터 다음과 같은 상수  $c > 0$ 이 존재하여

$$m_f(t) \leq c + d \|(\phi^T w)\|_2^2 \quad (24)$$

이 성립한다. 앞으로 전개되는 식에서 이러한 상수가 급격히 증가하게 되므로 이 이후로는 하나의 상수인  $c$ 를 사용하도록 하겠다. 이제 다음으로 보조정리 2에서  $\mathcal{W}(s) = \hat{M}_a$ 와  $\Lambda_0(s, a) = a^q / (s+a)^q$ ,  $a > \delta/2$ 를 이용하면

$$\begin{aligned} \phi^T w &= \Lambda_1(s, a) [\phi^T w + \phi^T \tilde{w}] \\ &\quad + \Lambda_0(s, a) \hat{M}_a^{-1} [\phi^T \xi_a + \hat{W}_c[(\hat{W}_b[w^T])\phi]] \end{aligned} \quad (25)$$

을 얻을 수 있다. 여기서  $w$ 는

$$w = \hat{H} [u \ y_p]^T + [0 \ 0 \ y_p]^T \quad (26)$$

로 표현되고,  $\hat{H}$ 는 다음과 같다.

$$\hat{H} = \begin{bmatrix} \frac{\hat{a}}{\hat{\lambda}} & 0 \\ 0 & \frac{\hat{a}}{\hat{\lambda}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (27)$$

여기서  $\hat{a}$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\hat{a} = \begin{bmatrix} s^{n-2} \\ s^{n-3} \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} (n \geq 2), \quad \hat{a} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} (n = 1).$$

따라서

$$|w(t)| \leq c m_f(t) + |y_p(t)| \quad (28)$$

이 성립한다. 또한 (21)과  $\phi < \infty$ 를 이용하면

$$\begin{aligned} |y_p(t)| &\leq c [\|(\phi^T w)\|_2^2 + c] \\ &= c [\|w(t)\|_2^2 + c] \end{aligned} \quad (29)$$

이 성립한다. 한편 (26)으로부터

$$\|w\|_2^2 \leq c m_f(t) \quad (30)$$

이 유도되며, (27)-(29)를 이용하면

$$|w(t)| \leq c m_f(t) + c \quad (31)$$

이 성립한다. 위의 (30)에서  $m_f(t) < \infty$ 이면 전체 페루프 신호들의 크기가 유한하다는 사실을 알 수 있다. 따라서 전체 페루프 시스템의 안정성을 증명하기 위하여  $m_f(t) < \infty$ 를 유도하도록 한다. 먼저, (26)으로부터

$$\begin{aligned} \|w\|_2^2 &\leq c m_f(t) + \|y_p\|_2^2 \\ &\leq c m_f(t) + c [\|(\phi^T w)\|_2^2 + c] \\ &\leq c m_f(t) + c [m_f(t) + c] \\ &\leq c m_f(t) + c \end{aligned} \quad (32)$$

이 성립한다. 한편

$$|\widehat{W}_b[w^T]| \leq c\|w\|_2^{\delta} = c m_f \tag{33}$$

가 성립하므로, (25), (30), (31), (32)를 이용하면

$$\|(\phi^T w)_t\|_2^{\delta} \leq c + \frac{c}{\alpha} m_f + c\alpha^q \|(\phi^T \xi_a)_t\|_2^{\delta} + \left(\frac{c}{\alpha} + c\alpha^q\right) \|(\phi^T m_f)_t\|_2^{\delta} \tag{34}$$

이 성립하므로, 여기서 (24)와 (33)을 이용하면

$$m_f(t) \leq c + \frac{c}{\alpha} m_f(t) + c\alpha^q \|(\phi^T \xi_a)_t\|_2^{\delta} + \left(\frac{c}{\alpha} + c\alpha^q\right) \|(\phi^T m_f)_t\|_2^{\delta} \tag{35}$$

이 유도된다. 여기서  $\frac{c}{\alpha} < 1$ 이 되도록  $\alpha$ 를 충분히 크게 잡으면

$$m_f(t) \leq c + c\alpha^q \left\| \left( \frac{\phi^T \xi_a}{m} m_f \right)_t \right\|_2^{\delta} + \left(\frac{c}{\alpha} + c\alpha^q\right) \|(\phi^T m_f)_t\|_2^{\delta} \tag{36}$$

이 성립한다. 이곳에 적응제어 법칙 (18)을 적용하면,  $\frac{\phi^T \xi_a}{m^2}, \phi \in L_2$ 가 성립하므로

$$m_f(t) \leq c + \|m_f(t)\|_2^{\delta} = c + c \left( \int_0^t \exp^{-\delta(t-\tau)} [m_f^2] d\tau \right)^{\frac{1}{2}} \tag{37}$$

이 성립하며, 여기서  $\delta > 0$ 이다. 이제 Grownwall 보조정리를 사용하면

$$m_f(t) \leq c \exp \left[ \int_0^t \exp^{-\delta(t-\tau)} d\tau \right] = c \exp \left[ \frac{1 - \exp^{-\delta t/2}}{\delta/2} \right] < \infty \tag{38}$$

가 되므로,  $\overline{m} \in L_{\infty}$ 이다. 따라서 전체 폐루프 시스템의 모든 신호들이 유한하다는 사실이 성립한다. (17)에서 출력역차는

$$e_0 = \frac{1}{c_0} \widehat{M}_a [\phi^T w] \tag{39}$$

인데,  $m_f \in L_{\infty}$ 과 (23)을 통하여  $u, y_p \in L_2$ 임을 알 수 있고, 보조정리 1에 의해  $w \in L_2$ 이며, 식(36)의 바로 아래에서  $\phi \in L_2$ 를 보였으므로, (39)에서 보조정리 2를 이용하면  $e_0 \in L_2$ 를 만족함을 보일 수 있다[2]. 또한  $\phi^T w \in L_{\infty}$ 이고  $\widehat{M}_a$ 이 strictly proper이므로  $\dot{e}_0 \in L_{\infty}$ 이 만족되고, 이를 통하여  $e_0(t)$ 는 균일하게 연속함(uniformly continuous)을 알 수 있다. 따라서 Barbalat의 보조정리에 의하여  $t \rightarrow \infty$ 일 때  $e_0(t) \rightarrow 0$ 가 성립한다. ■

#### IV. 입출력 외란에 대한 성능 평가

본 장에서는 플랜트에 입출력 외란이 있을 경우, 제안된 제어가 전체 시스템의 성능에 어떤 영향을 주는지 표준 MRAC 시스템과 비교하여 살펴보기로 한다. 본 장에 있는 수식적인 해석과 V절의 모의 실험을 통하여 우리는 본 논문에서 제안된 제어가 입출력 외란에 대하여 표준 MRAC 시스템보다 우수한 특징을 가지고 있다는 사실을 확인할 수 있다.

#### 4.1 입력 외란

입력단에 유한한 외란  $d_i$ 가 삽입되는 경우, 출력  $y_p$ 는

$$y_p = k_p \frac{\widehat{n}_p}{\widehat{d}_p} [u + d_i]$$

로 표시된다. 표준 MRAC 시스템에 대한 (11)을 입력 외란  $d_i$ 를 고려하여 다시 전개하면 다음과 같이 정리된다.

$$c_0 \widehat{M}^{-1} [y_p] - c_0 r = \frac{\widehat{c} - \widehat{c}^*}{\widehat{\lambda}} [u] + \frac{\widehat{\lambda} - \widehat{c}^*}{\widehat{\lambda}} [d_i] + \frac{\widehat{d} - \widehat{d}^*}{\widehat{\lambda}} [y_p]. \tag{40}$$

(40)을 정리하면

$$e_0 = \frac{1}{c_0} \widehat{M} [\phi^T w + \eta], \quad \eta = \frac{\widehat{\lambda} - \widehat{c}^*}{\widehat{\lambda}} [d_i] \tag{41}$$

로 되며,  $|e_0|$ 는

$$|e_0| \leq \frac{1}{c_0} \|\widehat{M}\|_{\infty} (|\phi^T w|_2^{\delta} + |\eta|_2^{\delta}) \tag{42}$$

를 만족한다.

여기에 본 논문에서 제안한 제어기법을 적용하면, (40)은

$$c_0 \widehat{M}^{-1} [y_p] - c_0 r = \frac{\widehat{c} - \widehat{c}^*}{\widehat{\lambda}} [u] + \frac{\widehat{\lambda} - \widehat{c}^*}{\widehat{\lambda}} [d_i] + \frac{\widehat{d} - \widehat{d}^*}{\widehat{\lambda}} [y_p] - c_0 \frac{\widehat{\beta}}{\widehat{\gamma}} [e_0] \tag{43}$$

로 표시할 수 있으며, 이 경우 (41)과 같은 방법으로

$$e_0 = \frac{\widehat{M}}{c_0} [\phi^T w + \eta] - \widehat{M} \widehat{Q} [e_0]$$

을 얻을 수 있다. 따라서

$$e_0 = \frac{\widehat{M}_a}{c_0} [\phi^T w + \eta] \tag{44}$$

가 성립하며, 여기서  $\widehat{M}_a$ 는  $\widehat{M}_a = k_m \widehat{n}_m / (\widehat{d}_m + \widehat{\beta})$ 을 만족한다. 따라서  $|e_0|$ 는

$$|e_0| \leq \frac{1}{c_0} \|\widehat{M}_a\|_{\infty} (|\phi^T w|_2^{\delta} + |\eta|_2^{\delta}) \tag{45}$$

를 만족한다. (42)와 (45)를 비교해 보면, (42)에서는  $\|\widehat{M}\|_{\infty}$ 의 크기를 바꿀 수 없으나, (45)에서는  $\widehat{\beta}$ 를 이용하여  $\|\widehat{M}_a\|_{\infty}$ 의 크기를 임의로 바꿀 수 있으므로, 제어 입력에 제한이 없다면 이론적으로는 입력 외란의 영향을 제한된 제어 기법으로 완전히 제거할 수 있게 된다.

#### 4.2 출력 외란

출력단에 유한한 외란  $d_o$ 가 삽입되는 경우, 출력  $y_p$ 는

$$y_p = k_p \frac{\widehat{n}_p}{\widehat{d}_p} [u] + d_o$$

로 표시된다. 출력 외란이 있으면  $w_2$ 은  $w_2 = \frac{\widehat{c}(s)}{\widehat{\lambda}(s)} [y_p + d_o]$ 와 같이 생성되므로, 표준 MRAC 시스템에 대한 (11)을 출력 외란  $d_o$ 를 고려하여 다시 전개하면

$$c_0 \widehat{M}^{-1} [y_p] - c_0 r = \frac{\widehat{c} - \widehat{c}^*}{\widehat{\lambda}} [u] + \frac{\widehat{d} - \widehat{d}^*}{\widehat{\lambda}} [y_p + d_o] - \frac{\widehat{d} - \widehat{d}^*}{\widehat{\lambda}} [d_o] \tag{46}$$

로 표시된다. 여기서  $\widehat{d} - \widehat{d}^*$ 는

$$\begin{aligned} \hat{d} - \hat{d}^* &= (d_0 - d_0^*)s^{n-2} + (d_1 - d_1^*)s^{n-3} \\ &\quad + \dots + (d_{n-2} - d_{n-2}^*) \\ &= [d_0 - d_0^* \quad \dots \quad d_{n-2} - d_{n-2}^*] \begin{bmatrix} s^{n-2} \\ s^{n-3} \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \\ &= \phi_d^T [s^{n-2} \quad s^{n-3} \quad \dots \quad 1]^T \end{aligned}$$

로 표시되므로, 이를 이용하여 (46)을 정리하면

$$e_o = \frac{1}{c_0} \hat{M}[\phi^T w] - \frac{1}{c_0} \hat{M}[\phi_d^T w_{d_o}] \quad (47)$$

로 된다. 여기서  $w_{d_o}$ 는

$$\hat{w}_{d_o}(s) = \frac{1}{\hat{\lambda}(s)} \begin{bmatrix} s^{n-2} \\ s^{n-3} \\ \vdots \end{bmatrix} \hat{d}_o(s)$$

와 같이 생성되며  $\hat{w}_{d_o}(s)$ 와  $\hat{d}_o$ 는  $w_{d_o}$ 와  $d_o$ 의 Laplace 변환을 의미한다. 따라서  $|e_o|$ 는

$$\begin{aligned} |e_o| &\leq \frac{1}{c_0} \|\hat{M}\|_\infty \phi^T w_2^{\hat{\circ}} + \frac{1}{c_0} \|\hat{M}\|_\infty \phi_d^T w_{d_o}^{\hat{\circ}} \\ &\leq \frac{1}{c_0} \|\hat{M}\|_\infty (|\phi^T w_2^{\hat{\circ}}| + |\phi_d^T w_{d_o}^{\hat{\circ}}|) \end{aligned} \quad (48)$$

를 만족한다.

여기에 본 논문에서 제안한 제어기법을 적용하면, (14)에서  $\hat{Q}$ 의 입력은  $e_o$ 가 아니라  $e_o + d_o$ 이므로 (46)은

$$\begin{aligned} c_0 \hat{M}^{-1}[y_p] - c_0 r &= \frac{\hat{c} - \hat{c}^*}{\hat{\lambda}} [u] + \frac{\hat{d} - \hat{d}^*}{\hat{\lambda}} [y_p + d_o] \\ &\quad - \frac{\hat{d} - \hat{d}^*}{\hat{\lambda}} [d_o] - c_0 \frac{\hat{\beta}}{\hat{\gamma}} [e_o + d_o] \end{aligned} \quad (49)$$

로 표시할 수 있으며, 이 경우 (47)과 같은 방법으로

$$\begin{aligned} e_o &= \frac{1}{c_0} \hat{M}[\phi^T w] - \frac{1}{c_0} \hat{M}[\phi_d^T w_{d_o}] - \hat{M}[\hat{Q}(e_o + d_o)] \\ &= \frac{1}{c_0} \hat{M}[\phi^T w] - \frac{1}{c_0} \hat{M}[\phi_d^T w_{d_o}] - \hat{M}[\hat{Q}(e_o) - \hat{Q}(d_o)] \end{aligned}$$

을 얻을 수 있다. 따라서

$$\begin{aligned} e_o &= \frac{1}{c_0} \hat{M}_a[\phi^T w] - \frac{1}{c_0} \hat{M}_a[\phi_d^T w_{d_o}] \\ &\quad - \hat{M}_a[\hat{Q}(d_o)] \end{aligned} \quad (50)$$

이고, 여기서  $\hat{M}_a$ 는  $\hat{M}_a = k_m \hat{n}_m / (\hat{d}_m + \hat{\beta})$ 을 만족한다. 따라서  $|e_o|$ 는

$$\begin{aligned} |e_o| &\leq \frac{1}{c_0} \|\hat{M}_a\|_\infty |\phi^T w|_2^{\hat{\circ}} + \frac{1}{c_0} \|\hat{M}_a\|_\infty |\phi_d^T w_{d_o}|_2^{\hat{\circ}} \\ &\quad + \|\hat{M}_a\|_\infty |\hat{Q}(d_o)|_2^{\hat{\circ}} \\ &\leq \frac{1}{c_0} \|\hat{M}_a\|_\infty (|\phi^T w|_2^{\hat{\circ}} + |\phi_d^T w_{d_o}|_2^{\hat{\circ}} + c_0 |\hat{Q}(d_o)|_2^{\hat{\circ}}) \end{aligned} \quad (51)$$

를 만족한다. 입력 외란의 경우와 마찬가지로 (48)과 (51)을 비교해 보면, (48)에서는  $\|\hat{M}\|_\infty$ 의 크기를 바꿀 수 없으나, (51)에서는  $\hat{\beta}$ 를 이용하여  $\|\hat{M}_a\|_\infty$ 의 크기를 임의로 바꿀 수 있으므로, 앞의 입력 외란에서와 마찬가지로 제어 입력에 제한이 없다면 이론적으로는 출력 외란의 영향을 제안된 제어 기법으로 완전히 제거할 수 있음을 알 수 있다.

### V. 모의 실험

본 논문에서 제안된 적응제어기의 성능을 비교 분석하기 위하여 2차 플랜트를 제어대상으로 삼아 기존의 표준 MRAC 제어기를 사용한 경우와 제안된 적응제어기를 사용한 경우에 대하여 비교 모의 실험하였다. 모의 실험을 위하여 제어 대상이 되는 플랜트는

$$\hat{P} = \frac{s+1}{s^2-2s-2} \quad (52)$$

로 정하였고, 플랜트가 따라가야 할 기준 모델은

$$\hat{M} = \frac{s+2}{s^2+9s+2} \quad (53)$$

로 설정하였다. 모의 실험에서 사용한 기준입력은  $r(t) = 5$  ( $t \geq 0$ )이며, 제안된 적응제어기에서 사용된  $\hat{Q}(s)$ 는  $\hat{Q}(s) = -5(s+1)/(s+2)$ 로 잡는다. 모의 실험의 결과는 그림 2에서 그림 7까지에 표시되어 있다.

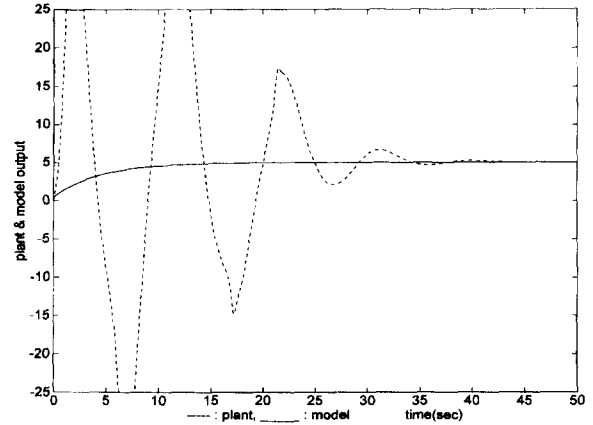


그림 2. 표준 MRAC의 왜란이 없을 때의 출력.  
Fig. 2. Output of the standard MRAC without disturbance.

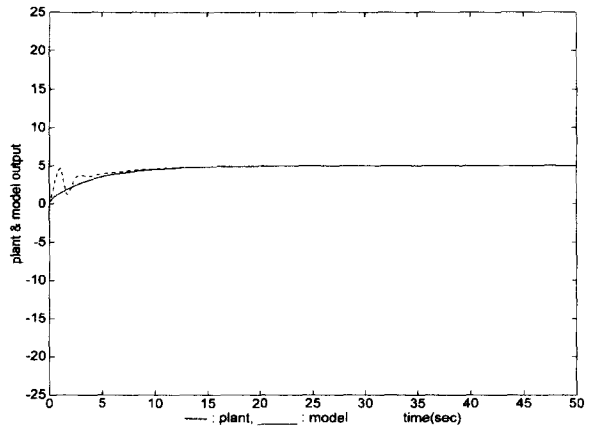


그림 3. 제안된 제어기의 왜란이 없을 때의 출력.  
Fig. 3. Output of the proposed controller without disturbance.

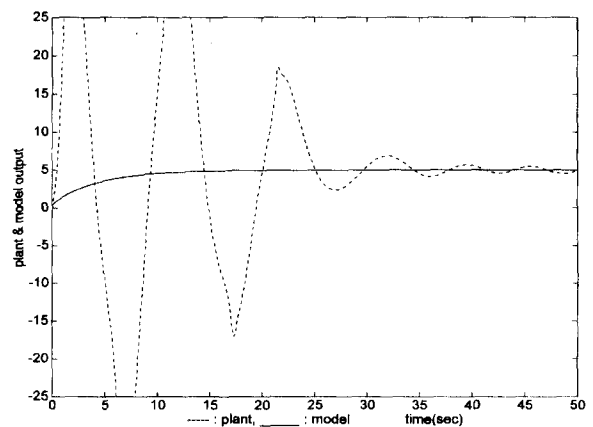


그림 4. 표준 MRAC의 입력 왜란이 있을 때의 출력.  
Fig. 4. Output of the standard MRAC with input disturbance.

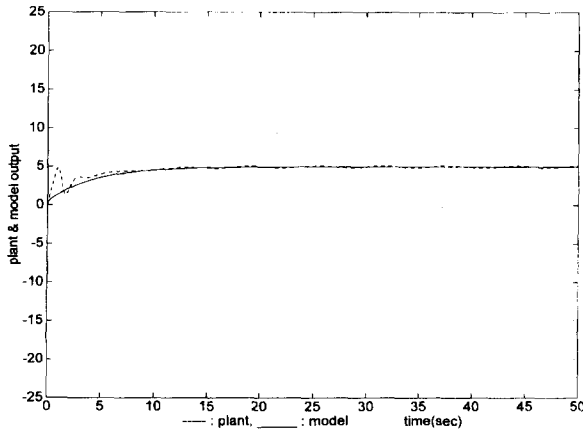


그림 5. 제안된 제어기의 입력 왜란이 있을 때의 출력.  
Fig. 5. Output of the proposed controller with input disturbance.

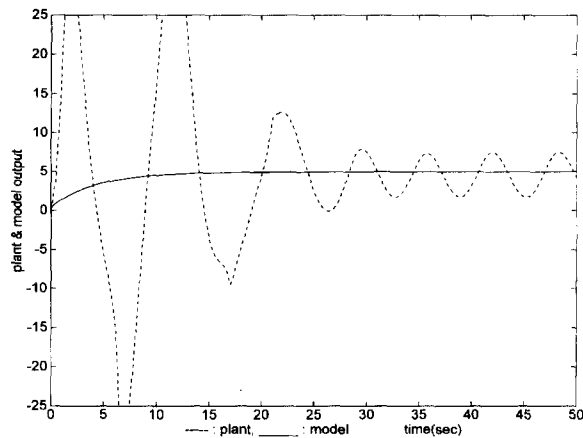


그림 6. 표준 MRAC의 출력 왜란이 있을 때의 출력.  
Fig. 6. Output of the standard MRAC with output disturbance.

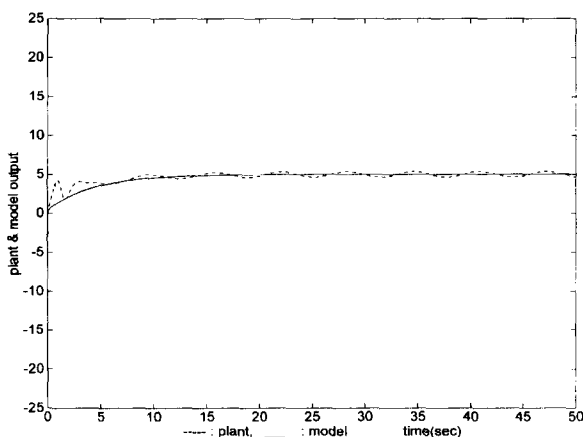


그림 7. 제안된 제어기의 출력 왜란이 있을 때의 출력.  
Fig. 7. Output of the proposed controller with output disturbance.

모의 실험 결과에서 알 수 있듯이 제안된 제어기를 사용하였을 경우 과도상태 특성이 표준 MRAC 제어기를 사용하였을 경우보다 크게 향상된 사실을 알 수 있다. 일반적으로 제어시스템에는 기준 신호에 대한 추적특성과 제어입력의 특성이 서로 상반효과가 있으나, 실험 결과를 보면 과도상태 특성의 개선을 위하여 제안된 제어기의 입력특성도 기존의 표준 MRAC 시스템보다 우수함을 확인할 수 있다.

VI. 결론

본 논문에서는 기존의 표준 MRAC 시스템에서 문제가 되고 있는 적응제어 시스템의 과도상태의 특성을 개선하고자 새로운 적응제어기를 제안하였다. 본 제어기는 Sun[1]과 Datta[2]가 제안한 제어기에서 문제가 되는 센서 잡음에 대한 예민성을 극복하였다. 제어 입력에 제한이 없다면 이론적으로 출력 오차를 완전히 제거할 수 있다. 이러한 효과를 얻기 위해서는 출력 오차의 되먹임에서  $\hat{\beta}(s) \rightarrow \infty$ 를 요구하게 된다. 그러나 모의 실험을 통해서도 확인 했듯이,  $\hat{\beta}(s)$ 의 각 계수들의 값이 작아도 과도상태의 특성이 크게 개선된 것을 확인할 수 있었으며, 제어입력 신호의 특성도 또한 개선된 사실을 확인할 수 있었다. 또한 입출력 왜란이 있을 때에 제안된 제어기가 기존의 표준 적응 제어기보다 우수한 특성을 가지고 있음을 보였다. 본 논문에서는 왜란을 고려하여 제어기를 설계하지는 않았다.

그러나 출력오차식을 보면 알 수 있듯이 제안된 제어기를 사용한 경우도 기존의 표준 MRAC 시스템의 구조와 비교하여 변화가 없으므로 표준 MRAC 시스템을 상대로 개발한 강인제어 기법등 여러 기존의 제어기법을 그대로 적용시킬 수 있다.

앞으로 플랜트를 모델링하면서 제외시킨 고주파의 동특성에 대하여 제안된 제어기가 어떠한 동특성을 나타내는 가를 해석하는 연구가 뒤따라야 할 것이다. 그리고 제안된 제어기의 구조가 [1][2]의 제어기와 비슷하기 때문에 이들 제어기와의 차이에 대한 추가해석이 필요할 것이다.

참고문헌

- [1] J. Sun, "A modified model reference adaptive control scheme for improved transient performance," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 38, no. 8, pp. 1255-1259, Aug., 1993.
- [2] A. Datta and P. A. Ioannou, "Performance analysis and improvement in model reference adaptive control," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 39, no. 12, pp. 2370-2387, Dec., 1994.
- [3] K. S. Narendra and J. Balakrishnan, "Improving transient response of adaptive systems using multiple model and switching," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 39, no. 9, pp. 1861-1866, Sep., 1994.
- [4] S. Sastry and M. Bodson, *Adaptive Control: Stability, Convergence and Robustness*. Englewood Cliffs, NJ:Prentice-Hall, 1989.
- [5] P. A. Ioannou and K. S. Tsakalis, "Time and frequency domain bounds in robust adaptive control," in *Proc Amer. Contr. Conf.* 1988.
- [6] K. S. Tsakalis, "Robustness of model reference adaptive controllers: An input-output approach." *IEEE Trans. Automat.*, vol. 37, no. 5, pp. 556-565, May, 1992.
- [7] P. A. Ioannou and A. Datta, "Robust adaptive control: A unified approach," in *Proc IEEE*, vol. 79, no. 12, pp. 1736-1768, Dec., 1991.
- [8] G. C. Goodwin and D. Q. Mayne, "A parameter estimation perspective of continuous time model reference adaptive control," *Automatica*, vol. 23, no.

1, pp. 55-70, 1987.

[9] K. S. Narendra and J. D. Bošković, "A combined direct, indirect and variable structure method for robust adaptive control," *IEEE Trans. Automat.*,

vol. 37, no. 2, pp. 262-268, Feb., 1992.

[10] L. C. Fu, "A new robust MRAC using variable structure design for relative degree two plants," *JAC*, vol. 28, no. 5, pp. 911-925, May, 1992.



서 원 기

1969년 7월 12일생. 1993년 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업. 1995년 동대학원 졸업(석사). 1995년 ~ 현재 동대학원 박사과정 재학 중. 연구분야 및 관심 분야는 적응제어, 제어계측 시스템, 지능제어 등임.



이 진 수

1953년 3월 1일생. 1975년 서울대학교 전자공학과 졸업. 1980년 University of California, Berkeley 전기공학 석사. 1984 University of California, L.A 전기공학 박사. 1981년 6월 ~ 1983년 9월 Union Oil Company, R&D Center 연구원. 1984년 2월 ~ 1985년 5월 AT&T Bell 연구원. 1985년 5월 ~ 1989년 8월 GE Aerospace 고등기술연구소 책임연구원. 1989년 8월 ~ 현재 포항공과대학교 조교수, 부교수. 연구분야 및 관심분야는 컴퓨터 제어, 공장 자동화, 적응제어 및 지능제어.