

비최소 위상 특성을 갖는 유도탄의 기준 모델 적응 제어

송 찬 호 *, 김 승 환
국방과학연구소

Model Reference Adaptive Control of Missiles with Nonminimum-Phase Characteristics

Chanho Song, Seung-Hwan Kim
Agency for Defense Development

ABSTRACT

In this paper, a model reference adaptive control algorithm is applied to the design of the normal acceleration controller for missiles with nonminimum-phase characteristics. The method used in this paper is due to Ohkubo. In this scheme, a feedforward compensator is designed first so that the extended system becomes minimum-phase and after that an adaptive control algorithm is designed for the extended system. The feedforward compensator is obtained by solving the robust stabilization problem. It is shown that the performance of the designed controller is satisfied via computer simulation.

1. 서 론

기존의 기준모델 적응 제어(Model Reference Adaptive Control)에 관한 연구 결과는 주로 플랜트의 극점과 영점을 제어기로 상쇄하여 새로운 극점과 영점을 설정하는 방법으로 최소 위상(Minimum Phase) 시스템에만 적용 가능하다. 한편 비최소 위상(Nonminimum Phase) 시스템에 대한 적응 제어 방법으로는 주로 극 배치(Pole Placement) 방법[4-6], STC(Self Tuning Controller) 방법[7] 등이 연구 되어 왔으나 최근에 들어 비최소 위상 시스템에 기준 모델 적응제어 방식을 적용한 연구 결과가 발표되고 있다. Mizuno 등 [9]은 Non-Minimum Phase 시스템을 AR 모델과 Time Delay 로 근사화시키는 방법을 제시하였고, Johnstone 등[8]은 가중된 제어 입력을 성능 함수에 포함시키는 방법을 제시하였다. 한편 Ohkubo 등[1]은 기준 모델 적응제어 기법을 적용하기 전에 비최소 위상 특성을 갖는 제어 대상 시스템을 최소 위상 시스템으로 확장시키기 위하여 바로먹임 보상기(Feedforward Compensator)를 설계하는 기법을 사용하였다.

본 논문에서는 기준 모델 적응제어 기법을 이용하여 유도탄의 횡가속도 제어기를 설계하는 방법을 제시한다. 유도탄 동특성에 의하면 조종날개 편각에 의한 횡가속도의 전달 함수가 비최소 위상 특성을 갖으므로 비최소 위상 시스템에

도 적용가능한 Ohkubo [1] 등의 방법을 이용하여 횡가속도 제어기를 설계하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 그 성능의 우수성을 알아본다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2 장에서는 문제 설정 과정, 3 장에서는 제어대상 시스템인 유도탄의 수학적 모델링 결과, 4 장에서는 바로먹임 보상기 설계 과정, 5 장에서는 기준 모델 적응 제어 알고리즘, 6 장에서는 앞에서 제시한 알고리즘을 이용하여 컴퓨터 모의 실험을 수행한 결과를 기술한다. 마지막으로 7 장에서는 결론 및 앞으로의 연구 방향에 대해 논의한다.

2. 문제 설정

다음과 같은 선형 시불변 시스템 모델에 대하여 생각하자.

$$y(t) = G(s) u(t) \quad (2.1)$$

여기서 $u(t)$ 와 $y(t)$ 는 각각 시스템의 입력 및 출력 신호를 나타내며 입출력 전달함수 $G(s)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (2.2)$$

$$A(s) = s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0 \quad (2.3)$$

$$B(s) = b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0 \quad ; n > m \quad (2.4)$$

위에 주어진 시스템에 대해 다음과 같은 가정을 한다.

가정 1. $A(s)$ 와 $B(s)$ 는 서로소이다.

가정 2. 시스템의 차수 n 은 알고 있으나 계수 a_i, b_i 는 미지의 계수이다.

가정 3. 다음과 같은 공칭 플랜트 $G_0(s)$ 와 불확실성 대역 함수 $W_2(s)$ 는 알려져 있다.

$$G(s) = G_0(s)(1 + \Delta(s)) \quad (2.5)$$

$$|\Delta(j\omega)| \leq |W_2(j\omega)|, \quad \forall \omega \quad (2.6)$$

여기서 $G_0(s)$ 와 $G(s)$ 의 불안정한 극점의 개수는 같아야 한다. 그러나 제어 대상 시스템은 반드시 최소 위상 시스템

템일 필요는 없다.

한편, 다음과 같은 기준 모델을 생각해 보자.

$$y_M(t) = G_M(s) r(t) \quad (2.7)$$

여기서 $r(t)$ 와 $y_M(t)$ 는 각각 기준 모델 시스템의 입력 및 출력 신호이며 $G_M(s)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$G_M(s) = \frac{B_M(s)}{A_M(s)} \quad (2.8)$$

$$A_M(s) = s^{n_M} + a_{n_M} s^{n_M-1} + \dots + a_{m_0} \quad (2.9)$$

$$B_M(s) = b_{m_M} s^{m_M} + b_{m_M-1} s^{m_M-1} + \dots + b_{m_0} : n_M > m_M \quad (2.10)$$

여기서, $A_M(s)$ 는 Hurwitz 다항식 이다.

이제 설계 목표는 다음과 같이 요약될 수 있다 : 불확실한 비최소 위상 시스템의 출력 $y(t)$ 가 기준 모델 시스템의 출력 $y_M(t)$ 를 쫓아 가도록 기준 모델 적용 제어기를 설계한다.

3. 제어 대상 시스템 [2]

그림 3.1 은 공력학적으로 제어되는 유도탄의 한 형상을 그린 것이다.

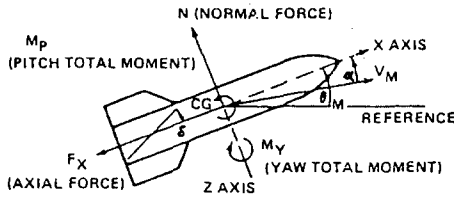


그림 3.1 유도탄의 형상

이러한 유도탄의 제어기는 피치/요 가속도 및 롤 각 제어기로 구성되는데 여기서는 유도탄이 유도 명령에 의해 주어지는 횡가속도(피치 또는 요 가속도)를 낼수 있도록 동작하는 횡가속도 제어 시스템을 다룬다. 그러기 위해서는 유도탄 공력학적으로 부터 선형 모델을 구하여야 하는데 본 논문에서는 Nesline[2] 의 논문에서 다루어진 모델링 과정을 근거로 하여 가속도 제어에 필요한 수학적 모델을 선정하였다. (모델링 과정에 대해서는 참고문헌 [2] 참조)

A_z , q , δ 를 각각 횡가속도, 피치 레이트, 조종날개 편각이라고 할때 조종날개 편각에 의한 횡가속도와 피치 레이트의 전달함수는 다음과 같이 주어진다.

$$\frac{A_z}{\delta} = \frac{N2(s)}{D2(s)} = \frac{K1 (1 + A11 s + A12 s^2)}{(1 + B11 s + B12 s^2)} \quad (3.1)$$

$$\frac{q}{\delta} = \frac{N1(s)}{D1(s)} = \frac{K3 (1 + A31 s)}{(1 + B11 s + B12 s^2)} \quad (3.2)$$

윗식의 계수는 다음과 같이 정의된다.[2]

$$A11 = Mq Z_d / (Ma Z_d - Md Za)$$

$$A12 = -Zd / (Ma Z_d - Md Za)$$

$$A31 = Md / (Ma Z_d - Md Za)$$

$$B11 = -(Mq + Za) / (-Ma + Mq Za) \quad (3.3)$$

$$B12 = 1 / (-Ma + Mq Za)$$

$$K1 = Vm(Ma Z_d - Md Za) / (-Ma + Mq Za)$$

$$K3 = K1 / Vm$$

여기서, Ma , Md , Mq , Za , Zd 등은 안정도 미계수들이며, Vm 은 유도탄의 속도이다.

조종날개 δ 에 대한 구동장치의 동특성을 다음과 같이 가정하자.

$$\text{Actuator} : G_a(s) = \frac{w}{s + w} = \frac{N_a(s)}{D_a(s)} \quad (3.4)$$

또한 그림 3.2 에서 보는바와 같이 피치 레이트 궤환과 P.I. 제어기를 구동장치 특성과 함께 제어 대상의 일부로 포함시키자. 그림 3.2 의 P.I. 제어기는 가능한한 모든 공력학의 불확실성에 대해서도 $G(s)$ 가 안정하도록 정해질 것이다. 그러면 2장의 가정 3 에서 언급한 $G_0(s)$ 와 $G(s)$ 의 불확실성 대역 함수 결정에 필요한 조건을 만족시킨다.

이제 그림 3.2에서 보는바와 같이 제어 대상 시스템의 입출력 전달함수는 다음과 같이 표현된다.

$$G(s) = \frac{y}{u} = \frac{Kq(1 + \tau/s) Na D1 N2}{Da D1 D2 + Kq(1 + \tau/s) Na M1 D2} \quad (3.5)$$

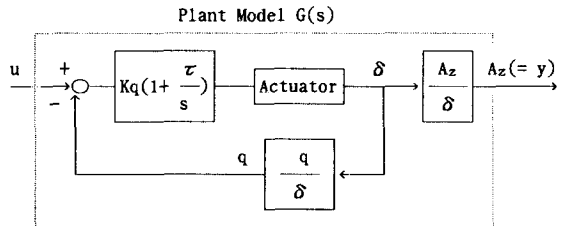


그림 3.2 제어 대상 시스템

4. 바로먹임(Feedforward) 보상기 설계

앞의 3 장에서 구한 제어 대상 시스템은 일반적으로 비최소 위상 시스템이다. 그러나 이러한 비최소 위상 시스템을 그림 4.1 과 같이 바로먹임 보상기를 적절히 이용하여 최소 위상 시스템으로 확장시킬수 있다.

그림 4.1 에서 $u_c(t)$ 에 대한 가상의 출력 $y_c(t)$ 의 전달함수는 다음과 같이 표현된다.

$$y_c(t) = G_c(s) u_c \quad (4.1)$$

$$G_c(s) = \frac{Z(s)}{F(s)H1(s)A(s)} \quad (4.2)$$

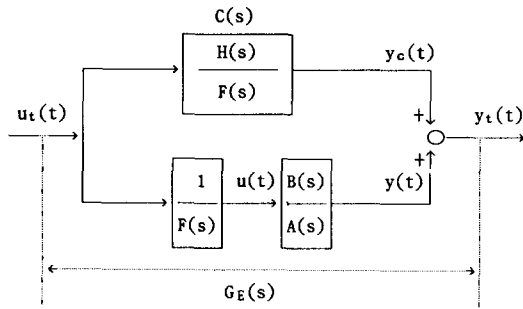


그림 4.1 바로먹임 보상기에 의해 확장된 제어 대상시스템 구조

$$F(s) = \sum_{i=0}^{n_r} f_i s^i \quad : n_r = m_h - n_m + 1 \quad (4.3)$$

$$Z(s) = H_1(s)B(s) + A(s)H_2(s) \quad (4.4)$$

$$H(s) = \frac{H_2(s)}{H_1(s)} \quad (4.5)$$

$$\begin{cases} H_1(s) = s^{n_m} + \sum_{i=0}^{n_m-1} h_{1i} s^i \\ H_2(s) = \sum_{i=0}^{m_h} h_{2i} s^i \quad : m_h > n_m \end{cases}$$

여기서, $F(s)$ 는 $C(s)$ 의 상대차수(relative degree)를 "1" 로 만들어주는 안정한 보상기이다.

위식중 (4.2) 식의 확장된 시스템 전달함수의 분자항, 즉, 식 (4.4) 의 $Z(s)$ 가 Hurwitz 다항식이면 $G_E(s)$ 는 최소 위상 시스템이 된다. 또한 $y_c(t) \approx y(t)$ 가 되기 위해서는 주어진 주파수 대역안에서 다음과 같은 식이 만족 되어야 한다.

$$|B(s)/A(s)| \gg |C(s)| \quad (4.6)$$

즉, 바로먹임 보상기 $H(s)$ 가 다음과 같은 성질을 만족 하도록 설계해야 한다.

성질 1 확장된 시스템 $G_E(s)$ 는 최소 위상 시스템이다. 즉, $Z(s)$ 는 Hurwitz 다항식이다.

성질 2 $H(s)$ 는 충분히 작은 δ_0 에 대하여 주어진 주어진 주파수 대역안에서 다음식을 만족한다.

$$|H(j\omega)G_0^{-1}(j\omega)| < \delta_0 \quad (4.7)$$

위의 성질 1,2를 모두 만족시키는 해는 구속조건이 있는 감도 최적화 문제(Constrained Sensitivity Optimization Problem)로 풀수 있는데, 이러한 최적화 문제는 다음의 두 조건을 동시에 만족하도록 $H(s)$ 를 설계하는 것이다.[3]

$$\text{공칭 성능 조건: } \|W_1 S_0\|_{\infty} < 1 \quad (4.8)$$

$$\text{견실 안정도 조건: } \|W_2 T_0\|_{\infty} < 1 \quad (4.9)$$

여기서 W_1 은 Weighting 함수이며, $S_0(s)$ 는 감도 (Sensitivity) 전달함수, $T_0(s)$ 는 페루우프 전달함수를 나타내는데 다음과 같이 표현된다.

$$S_0(s) = \frac{1}{1 + G(s)H^{-1}(s)} \quad (4.10)$$

$$T_0(s) = \frac{G(s)H^{-1}(s)}{1 + G(s)H^{-1}(s)} \quad (4.11)$$

식 (4.8)-(4.9) 의 조건을 동시에 만족시키는 해를 구하기 위해 본 논문에서는 수정된 견실 성능 문제(Modified Robust Performance Problem)[3] 로 바꾸어 근사화된 해를 구하였다. 수정된 문제는 다음과 같다.

$$\| |W_1 S_0|^2 + |W_2 T_0|^2 \|_{\infty} < 0.5 \quad (4.12)$$

한편, 위의 식(4.12) 의 문제를 풀기 위해서는 다음과 같은 가정이 필요하다.

가정 4. 제어 대상 플랜트 G 는 Strictly Proper 하고 허수축에 극점이나 영점을 갖지 않는다.

가정 5. W_1, W_2 는 Stable 하고 Proper 하다.

가정 6. W_1, W_2 는 허수축에 공통인 영점을 갖지 않는다.

자세한 내용은 참고문헌 [3] 에 따른다.

5. 적응제어 법칙

4 장에서는 확장된 시스템 $G_E(s)$ 가 최소 위상 시스템이 되고 $y_c \approx y$ 가 되도록 바로먹임 보상기를 설계하는 방법에 관해 논하였다. 이 장에서는 확장된 시스템 출력 y_t 가 기준 모델의 출력 y_m 을 쫓아가도록 적응제어 법칙을 유도하는 과정에 대하여 설명한다.

제어 대상 시스템 식 (2.1)-(2.4)를 다음과 같은 Lurers-Narendra가 제안한 Canonical 형태[10]로 표현한다.

$$\dot{x}_1 = \alpha_1 x_1 + \sum_{i=2}^n x_i + \beta_1 u(t) \quad (5.1)$$

$$\dot{x}_i = \alpha_i x_i - \lambda_i x_i + \beta_i u(t) : (\lambda_i \neq \lambda_j, i \neq j, i = 2, 3, \dots, n) \quad (5.2)$$

$$y(t) = x_1(t) \quad (5.3)$$

또한, $C(s)$ 를 위와 같은 형태로 고치면 다음과 같다.

$$\dot{x}_{c1} = \alpha_{c1} x_{c1} + \sum_{i=2}^{n_c} x_{ci} + \beta_{c1} u_t(t) \quad (5.4)$$

$$\dot{x}_{ci} = \alpha_{ci} x_{ci} - \lambda_{ci} x_{ci} + \beta_{ci} u_t(t) : (\lambda_{ci} \neq \lambda_{cj}, i \neq j, i = 2, 3, \dots, n_c) \quad (5.5)$$

$$y_c(t) = x_{c1}(t) \quad (5.6)$$

확장된 오차 신호 e_t 는 다음과 같이 정의된다.

$$e_t = y_M(t) - y_c(t) \quad (5.7)$$

위의 식 (5.1)-(5.7) 을 이용하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{e}_t &= \dot{y}_M(t) - \dot{y}(t) - \dot{y}_c(t) \\ &= \dot{y}_M(t) - \alpha_1 x_1 - \sum_{i=2}^n x_i - \beta_1 u(t) \\ &\quad - \alpha_{ci} x_{ci} - \lambda_{ci} x_{ci} + \beta_{ci} u_c(t) \end{aligned} \quad (5.8)$$

한편 상태변수 필터는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}_{1i} &= -\lambda_i \zeta_{1i} + u(t) \\ \dot{\zeta}_{2i} &= -\lambda_i \zeta_{2i} + y(t); i=2,3 \dots n \end{aligned} \quad (5.9)$$

확장된 시스템의 입력신호 $u_c(t)$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} u_c(t) &= \frac{1}{\beta_{c1}} [\dot{y}_M(t) \hat{\theta}_{21} y(t) - \hat{\theta}_{11} u(t) \\ &\quad - \sum_{i=2}^n (\hat{\theta}_{1i} \zeta_{1i} + \hat{\theta}_{2i} \zeta_{2i})] \\ &\quad - \alpha_{ci} x_{ci} - \sum_{i=2}^n x_{ci} + \lambda e_t \end{aligned} \quad (5.10)$$

여기서 $\lambda > 0$ 이다.

위의 식(5.7)-(5.10) 을 정리하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$e_t = \frac{1}{s + \lambda} \phi^T \zeta \quad (5.11)$$

여기서

$$\begin{aligned} \phi(t) &= [\hat{\theta}_{11} - \beta_1, \dots, \hat{\theta}_{1n} - \beta_n, \\ &\quad \hat{\theta}_{21} - \alpha_1, \dots, \hat{\theta}_{2n} - \alpha_n]^T \\ \zeta &= [u \quad \zeta_{12} \dots \zeta_{1n} \\ &\quad y \quad \zeta_{22} \dots \zeta_{2n}]^T \end{aligned}$$

이제 적응법칙은 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\theta} = \hat{\theta}_1 + \hat{\theta}_p \quad (5.12)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\theta}}_1 &= -\Gamma_1 \zeta e_t; \Gamma_1 = \Gamma_1^T > 0 \\ \dot{\hat{\theta}}_p &= -\Gamma_p \zeta e_t; \Gamma_p = \Gamma_p^T > 0 \end{aligned} \quad (5.13)$$

6. 컴퓨터 모의실험

이 장에서는 앞에서 제시한 방법을 Nesline의 논문[2]에 주어진 유도탄 모델에 적용시켜 횡가속도 제어기를 설계하고 컴퓨터 모의실험을 통하여 그 성능을 알아본다.

제어 대상 시스템의 전달함수 $G(s)$ 는 식(3.1)-(3.5)를 이용하여 구한다. 식에 사용될 안정도 미계수들은 다음의 표 6.1과 같다.

표 6.1 공칭 계수값 (Glide Phase)

안정도 미계수	Ma /sec ²	Md /sec ²	Mq /sec	Za /sec	Zd /sec	Vm ft/sec
공칭 값	-250	-280	-1.6	-0.23	-1.5	3000

표 6.1의 공칭 계수들중 Ma 는 유도탄의 비행중 뱅크각 (또는 공력학적 톨각)에 의해 변할수 있는데 그 변화 범위를 +400 에서 -1400 까지로 가정한다.[2] 다른 공력 계수는 불변한다고 가정하고 Ma 의 값이 -250 일때를 공칭 플랜트로 하여 전달함수를 구하고 불확실성 대역함수를 결정하기 위하여 Ma 가 +400, -1400 인 경우에 대한 전달함수도 함께 구하였다. 한편 Ma 가 주어진 범위안에서 변화해도 제어 대상 시스템의 극점이 항상 LHP(Left Half Plane) 에 존재하도록 그림 3.2 의 Kq 와 τ 값을 구하였는데 결과는 다음과 같다.

$$G_a(s) = \frac{220}{s + 220}, \quad Kq = -0.8, \quad \tau = 10$$

Ma : -250 일때

$$G_0 = \frac{-121440s^3 - 1396560s^2 + 2.043624e8s + 2.06184e9}{s^4 + 223.1s^3 + 50214.4s^2 + 617056s + 687280}$$

Ma : +400 일때

$$G_M = \frac{-121440s^3 - 1396560s^2 + 2.832984e8s + 2.8512e9}{s^4 + 223.1s^3 + 49564.4s^2 + 500368s + 950400}$$

Ma : -1400 일때

$$G_M = \frac{-121440s^3 - 1396560s^2 + 6.47064e7s + 6.6528e8}{s^4 + 223.1s^3 + 51364.4s^2 + 823504s + 221760}$$

(6.1)

식 (2.5)-(2.6)의 조건에 의해 불확실성 대역 함수 $W_2(s)$ 는 식(6.2)를 만족해야 한다.

$$\begin{aligned} \Delta_m &= (G_m - G_0)/G_0, \quad \Delta_M = (G_M - G_0)/G_0 \\ \max\{\Delta_m(j\omega), \Delta_M(j\omega)\} &\leq |W_2(j\omega)|, \quad \forall \omega \end{aligned} \quad (6.2)$$

그림 6.1 은 $\Delta_m(j\omega)$, $\Delta_M(j\omega)$ 의 주파수 응답 특성을 그린 것이며 식(6.2) 를 만족하는 $W_2(s)$ 를 다음과 같이 구하였다.

$$W_2(s) = \frac{1.89s}{(0.1s + 0.01)(s+20)} \quad (6.3)$$

또한, 4 장의 바로먹임 보상기 설계에 필요한 가중함수 $W_1(s)$ 과 $F(s)$ 를 다음과 같이 정하였다.

$$W_1(s) = \frac{1}{s+1}, \quad F^{-1}(s) = \frac{1}{s+20} \quad (6.4)$$

위에 주어진 값들을 이용하여 4 장에서의 공칭 성능 조건식 (4.8)과 견실 안정도 조건식 (4.9) 를 만족하는 바로 먹임 보상기 H(s)를 설계 하게 되는데, 여기서는 식(4.12) 를 만족하는 수정된 견실 성능 문제로 그 해를 구하였다.[3] 그 결과는 다음과 같다.

$$C(s) = \frac{H_2(s)}{F(s)H_1(s)} = \frac{4.06 s^3 + 106432 s^2 + 5521134 s + 4.4572e7}{s^4 + 301.86 s^3 + 67688.8 s^2 + 4550423 s + 4.44 e7} \quad (6.5)$$

위와 같이 설계된 바로먹임 보상기를 이용하면 비최소 위상 특성을 갖는 제어 대상 시스템은 최소 위상 시스템으로 확장 되는데 확장된 시스템의 전달함수는 다음과 같다.

$$G_E(s) = \frac{5.023 s^4 + 10306 s^3 + 5.5 e6 s^2 + 2.65e8 s + 2.1 e9}{s^5 + 243.1 s^4 + 54676 s^3 + 1.6e6 s^2 + 1.3e7 s + 1.37e7} \quad (6.6)$$

또한 이러한 확장된 시스템에 5 장에서 설명한 기준 모델 적용 법칙을 설계하였다. 적용법칙의 상수 Γ 는 $\Gamma = 1$ 로, 기준모델은 다음과 같이 정하였다.

$$G_M(s) = \frac{1470}{s^2 + 46.02 s + 1470} \quad (6.7)$$

공칭 플랜트에 대한 단위 스텝 시간응답은 그림 6.2 와 같으며, Ma 의 값이 +400, -1400 일때의 시간응답은 각각 그림 6.3, 6.4 와 같다. 그림에서 알수 있듯이 그 결과가 만족할만하다. 또한 그림 6.5 - 6.7은 Ma 값이 변화에 따라 확장된 모델의 출력 y_t 가 기준 모델 출력을 추종하는 모습을 보여 준다.

7. 결론 및 앞으로의 연구과제

본 논문에서는 비최소 위상 특성을 갖는 유도탄의 가속도 제어에 기준 모델 적용제어 기법을 응용하고 컴퓨터 모의 실험에 의해 그 결과가 만족스러움을 보였다.

본 논문에서 사용한 방법은 비최소 위상 특성을 갖는 제어 대상 시스템을 최소 위상 시스템으로 확장시켜 기준 모델 적용 제어기법을 적용시키는 것이다. 최소 위상 시스템으로의 확장을 위해 견실 안정도 문제를 이용하여 바로먹임 보상기를 설계하고 이렇게 확장된 시스템에 대하여 기준 모델 적용제어 법칙을 설계하였다. 또한 컴퓨터 모의 실험에 의해 성능이 만족스러움을 보였다.

기준 모델 적용 제어기법을 비최소 위상 시스템에도 적용 하기 위해 주어진 대상 시스템을 적절히 확장 또는 변형하는 보다 효과적인 방법에 대한 연구가 더 필요하다고 생각된다. 또한 본 논문에서는 바로먹임 보상기 설계를 위해

견실 안정도 문제를 이용하였으나 더 나은 방법이 있을수 있을 것이다.

참고 문헌

- [1] K. Ohkubo, H. Ohmori and A. Sano, "Adaptive control for partial model matching in frequency domain for non-minimum phase systems," IFAC Adaptive Systems in Control and Signal Processing, pp. 205-210, 1989.
- [2] F. W. Nesline and M. L. Nesline, "How Autopilot Requirements Constrain the Aerodynamic Design of Homing Missiles," Proc. of ACC, pp.716-730, 1984.
- [3] Doyle, Francis and Tannenbaum, Feedback Control Theory, Macmilan Publishing Company, 1992.
- [4] 김 종환 외 3인, "비최소 위상 시스템의 연속시간 직접 적용 극배치 제어," Tran. KIEE, Vol. 40, No.10, pp.1063-1071, Oct. ,1991.
- [5] K. J.H., C. K. K., "Direct Adaptive Control with Integral Action for Nonminimum Phase Systems," IEEE. Trans. Automatic Control, Vol.AC-32, pp.438-443, No.5, May 1987.
- [6] H. Elliot, "Direct adaptive pole placement with application to nonminimum phase systems," IEEE Trans. Automatic control , Vol. AC-27, pp.720-722, June 1982.
- [7] K.J. Astrom, "Self-tuning control of a fixed-bed chemical reactor system," INT. J.CONTROL, Vol.32, No.2, pp. 221-256, 1980.
- [8] R.M. Johnstone et, "An extension of hypersyable adaptive control to non-minimum phase systems." INT. J. CONTROL, Vol. 31, No.3, pp.539-545, 1980
- [9] Fujii, S. and N. Mizuno, "A Discrete Model Reference Adaptive Control Using an Auto-Regressive Model with Dead Time of the Plant, 8th IFAC Congress, 1981.
- [10] G. Luder and K.S. Narendra, "A New Canonical Form for an Adaptive Observer," IEEE. Trans. Automatic Control, pp.117-119, April 1974.

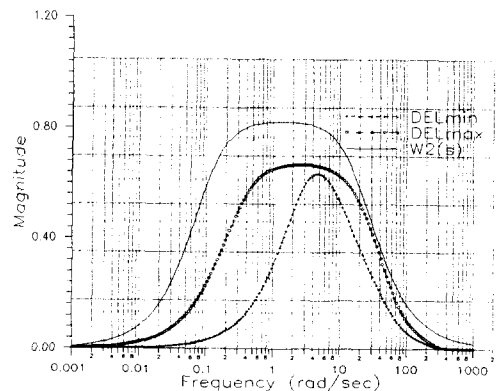


그림 6.1 $\Delta_m(j\omega)$, $\Delta_n(j\omega)$ 의 주파수 응답 특성

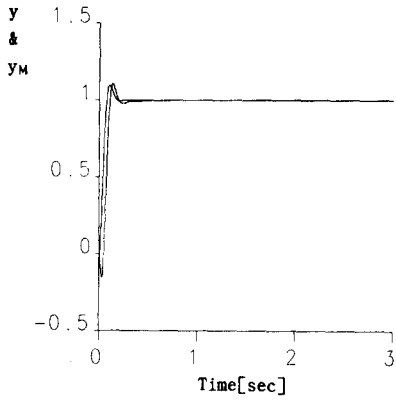


그림 6.2 공칭 플랜트에 대한 단위 스텝 응답

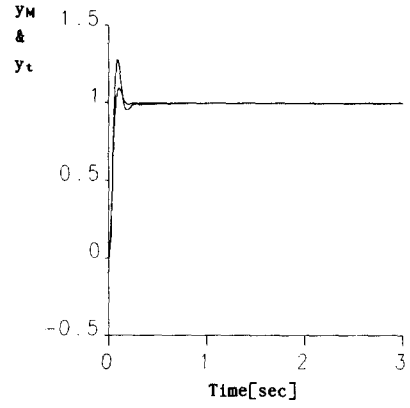


그림 6.5 공칭 플랜트에 대한 모델 추종 응답

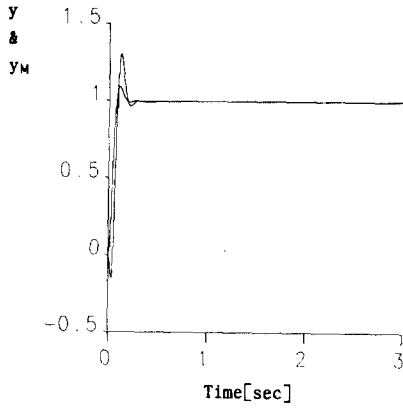


그림 6.3 $Ma = +400$ 일때의 단위 스텝 응답

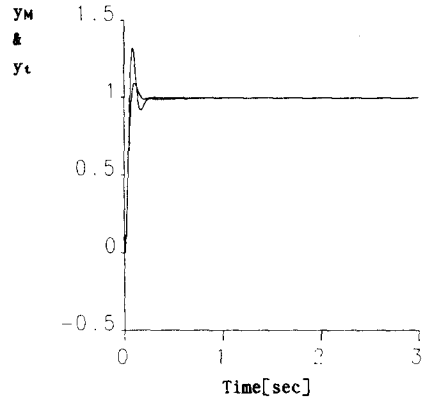


그림 6.6 $Ma = +400$ 일때의 모델 추종 응답

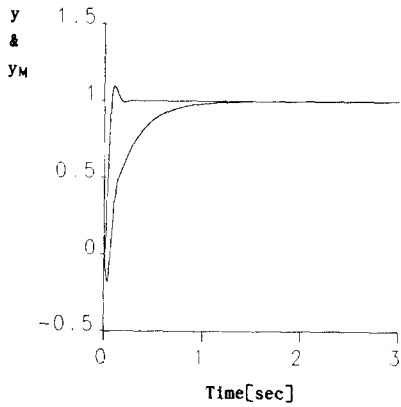


그림 6.4 $Ma = -1400$ 일때의 단위 스텝 응답

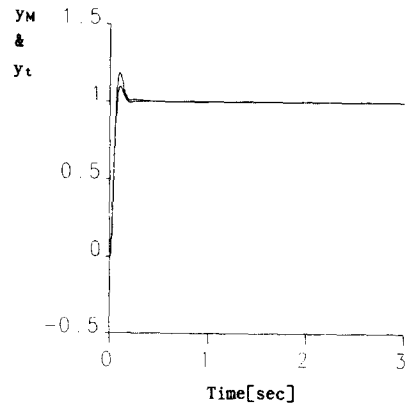


그림 6.7 $Ma = -1400$ 일때의 모델 추종 응답