

LQG/LTR 기법에 의한 발사체의 자동조종장치 설계

김 승환, 권 오규
인하대학교 전기공학과

Autopilot Design Using LQG/LTR Method for a Launch Vehicle

Seung-Hwan Kim and Oh-Kyu Kwon

Dept. of Electrical Engr., Inha Univ.

ABSTRACT

This paper proposes a design procedure based on the LQG/LTR method for a launch vehicle autopilot. Continuous-discrete type LQG/LTR compensators are designed using the δ -transformation [1] in order to overcome numerical problems occurring in the process of discretization. The δ -LQG/LTR compensator using the δ -transformation is compared with the z-LQG/LTR compensator using the z-transformation. The performance of the overall system controlled by the δ -LQG/LTR compensator is evaluated via simulations, which show that the discretization error problem is resolved and the control performances are satisfied in the proposed compensator.

1. 서론

LQG/LTR 보상은 LQ조정기의 이득여유와 위상여유를 복구시켜 LQ 제어기도 LQ 조정기와 같은 안정도 여유를 갖도록 하는 제어기로서, 주파수 영역에서의 건실성 척도로 특이치를 이용하여 LQ 설계방법에 의하여 원하는 루우프 모양을 갖도록 하는 건실한 제어기이다[8]. 이 논문에서는 조종 대상시스템을 발사체로하여 현대제어기 설계방법인 LQG/LTR 보상이므로 발사체의 운동 및 자세를 제어하는 자동조종장치를 설계한다. 이논문의 대상시스템이 결합계수가 있는 비선형 연립미방으로 표시되는 발사체인 것을 생각할때 외란과 모델링 오차하에서도 페루우프 시스템이 안정하고 유도명령신호를 추종할수 있는 제어기 설계기법인 LQG/LTR 방법을 채택한다는 것은 의미가 있다고 할수 있다.

이 논문에서는 발사체의 제어기를 LQG/LTR 보상이므로 구성하되, 디지털 자동조종장치를 실현할 것에 대비하여 제어대상 시스템은 연속형이고 제어기는 이산형인 연속-이산형 LQG/LTR 보상을 설계한다. 지금까지의 연구결과를 보면 연속계나 이산계에서의 LQG/LTR의 설계절차와 관련이론들은 잘 정립되어 있으나[4,5], 대상시스템은 연속형이고 제어기는 이산형인 연속-이산계의 LQG/LTR에 대한 해석은 아직도 검토대상이 되고 있다.

연속-이산형 제어기 설계와 관련된 기존의 방법으로는 z-변환이나 w-변환 설계법등이 있는데 이방법들은 이산화과정에서 수치오차가 생기고 주파수 응답특성이 바뀌는 등 그 특성이 좋지 않다. 이러한 문제점을 해소하기 위해 이 논문에서는 대상시스템의 모델을 δ -변환[1]에 의해 이산형으로 바꾸고, δ -평면 설계법을 이용하여 연속-이산형 LQG/LTR 보상을 설계한다.

δ -평면 설계법은 최근에 제시된 것으로서 이산화과정에서의 수치오차 문제와 주파수 응답특성이 바뀌는 문제를 거의 해소할 수 있으며 설계절차가 간단하다는 장점을 지니고 있다. 제어기 성능 분석을 위해 이논문에서는 연

속형 및 z-변환에 의한 연속-이산형 LQG/LTR 보상기들도 설계하여 이 논문에서 제안하는 δ -변환에 의한 설계법과 모의실험을 통해 성능을 비교한다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 자동조종장치 시스템 모델중에서 발사체의 수학적 모델을 살펴보고, 선형화모델을 유도한다. 3장에서는 2장에서 구한 선형화 모델을 근거로하여 δ -변환을 이용한 연속-이산형 LQG/LTR 보상기의 제어 알고리즘을 유도한다. 또한 4장에서는 모의실험을 통해 제어기의 성능이 만족할 만함을 확인하고, 5장에서 결론을 맺는다.

2. 발사체의 수학적 모델

2.1 발사체의 운동방정식

이 논문에서 채택한 대상 시스템 모델은 일본의 실용 위성용 발사체로 4단으로 구성된 M-3H-3 발사체이며, 3차원 6자유도의 강체로 모델링하여 사용한다. 이 발사체의 운동 방정식은 다음과 같이 결합계수가 있는 비선형 연립 미분 방정식으로 표현된다[7].

병진운동

$$m(\dot{U} - VR + WQ) = \sum F_x \quad (2.1-1)$$

$$m(\dot{V} + UR - WP) = \sum F_y \quad (2.1-2)$$

$$m(\dot{W} - UQ + VP) = \sum F_z \quad (2.1-3)$$

회전운동

$$I_x \dot{P} + (I_z - I_y)RQ = \sum M_x \quad (2.2-1)$$

$$I_y \dot{Q} + (I_x - I_z)RP = \sum M_y \quad (2.2-2)$$

$$I_z \dot{R} + (I_x - I_y)PQ = \sum M_z \quad (2.2-3)$$

자세각

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin\phi \tan\theta & \cos\phi \tan\theta \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \sin\phi \sec\theta & \cos\phi \sec\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \\ R \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

식(2.1)-(2.3)에서 m 은 발사체 질량, U, V, W 는 x, y, z -축 방향의 병진속도, P, Q, R 은 x, y, z -축 중심의 회전각속도, ϕ, θ, ψ 는 롤, 피치, 요 자세각, I 는 관성 모멘트, 그리고 $\sum F, \sum M$ 은 각 축 방향의 외력의 합과 모멘트의 합이다. 발사체를 강체이며 속도칭이라 가정하고 동작점 ($Q=W=0, V=0, P=p, R=r, U=U_0+u$)에서 선형화시켜 롤체널과 요체널의 운동방정식을 구하면 다음과 같은 식을 얻을수 있다[2].

$$\begin{aligned} \Sigma F_y &= m(\dot{v} + Ur) = mU(\beta + \dot{\psi}) & (2.4-1) \\ \Sigma M_x &= \dot{p}I_x = \dot{\phi}I_x & (2.4-2) \\ \Sigma M_z &= \dot{r}I_z = \dot{\psi}I_z & (2.4-3) \end{aligned}$$

여기서 $\beta = v/U$ 이며, 외력 ΣF_y , ΣM_x , ΣM_z 는 다음과 같이 분해하여 쓸수 있다.

$$\begin{aligned} \Sigma F_y &= F_{ya}\beta - T\delta_y + mg(\psi\sin\theta_0 - \phi\sin\theta_0) \\ \Sigma M_x &= T\ell_r\delta_r + C_{lp}\phi & (2.5) \\ \Sigma M_z &= M_{za}\beta + T\ell_o\delta_y \end{aligned}$$

여기서, F_{ya} 는 Y축 방향의 공기력, M_{za} 는 공기력에 의한 모우먼트, C_{lp} 는 롤의 감쇠계수를 나타내며 I_x 는 X-축 방향의 관성 모멘트, δ_r 은 롤 엔진 편각, ℓ_r 은 롤 모멘트 길이(Roll Moment Arm)이다.

식(2.4), (2.5)로부터 발사체의 상태방정식 모델은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_p(t) &= A_p x_p(t) + B_p u_p(t) & (2.6) \\ y(t) &= C_p x_p(t) \end{aligned}$$

여기서,

$$x_p(t) = \begin{bmatrix} \beta \\ r \\ p \\ \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{횡건각} \\ \text{YAW RATE} \\ \text{ROLL RATE} \\ \text{ROLL ANGLE} \end{bmatrix}$$

$$u_p(t) = \begin{bmatrix} \delta_y \\ \delta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{YAW DEFLECTION ANGLE} \\ \text{ROLL DEFLECTION ANGLE} \end{bmatrix}$$

$$A_p = \begin{bmatrix} \frac{F_{ya}}{m U_0} - 1 & 0 & -\frac{g}{U_0} \sin\theta_0 \\ \frac{M_{za}}{I_x} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{matrix} C_{lp}/I_x \\ 0 \\ 0 \end{matrix}$$

$$B_p = \begin{bmatrix} -\frac{T}{m U_0} & 0 \\ \frac{T \ell_o}{I_z} & 0 \\ 0 & \frac{T \ell_r}{I_x} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

발사체를 속도항형으로 가정하였으므로 피치체널의 모델은 요체널과 같다.

2.2 δ -변환에 의한 제어기 설계기법

제어 대상시스템의 수학적 모델은 대부분 주파수 영역에서 전달함수 형태로 주어지는데, 연속형 제어 대상시스템을 디지털 제어기로서 제어하고자 할 때 기존의 설계기법들은 이산화시키는 과정에서 주파수응답특성이 바뀌고 수치오차가 발생하는 문제점들을 지니고 있다.

이 논문에서는 디지털 자동조종장치 구성에 있어 기존의 문제점들을 개선하기 위한 방법으로서 δ -변환[1]을 이용한 설계방법을 사용한다. 이산형 또는 샘플링 신호 f_k 에 대한 δ -변환의 정의는 다음과 같다[1].

$$D(f_k) = F(\gamma) = \Delta \Sigma f_k(1+\Delta\gamma)^{-k} \quad (2.7)$$

여기서, γ 는 변환변수, Δ 는 샘플링 시간이다. 식(2.7)의 정의로부터 δ -변환 함수 $F(\gamma)$ 와 z-변환 함수 $F(z)$ 간에는 다음과 같은 관계가 있음을 알 수 있다[1].

$$F(\gamma) = \Delta F(z) \Big|_{z = \Delta\gamma + 1}, \quad \gamma = \frac{z-1}{\Delta}$$

3. 연속-이산형 LQG/LTR 비행제어기 설계

LQG/LTR 보상은 성능-건실성을 만족시키는 바람직한 루우프 형상을 얻기위하여 칼만필터의 주파수역 특성을 이용함으로써 먼저 목표필터 루우프를 설계하고, 저가제어 LQR 을 이용하여 루우프 전달회복을 이룩하는 단계로 이루어진다[6]. 이 장에서는 연속형 시스템을 디지털 제어기로 제어하기 위한 연속-이산형 LQG/LTR 보상을 설계한다. 이산화 과정에서 생기는 수치오차의 문제를 해소하기 위해 δ -변환[1]에 의한 보상기 설계법⁷⁾을 채택한다.

3.1 개루우프 시스템의 모델

$$\begin{aligned} \delta x_p(k) &= F_p x_p(k) + G_p u_p(k) & (3-1) \\ y(k) &= C_p x_p(k) \end{aligned}$$

여기서, 상태벡터 $x_p(k)$, 제어입력벡터 $u_p(k)$ 는 앞에서 정의한 연속형의 경우와 동일하며 시스템 행렬 F_p, G_p 는 다음과 같이 정의된다.

$$F_p = \Omega A_p, \quad G_p = \Omega B_p$$

$$\left(\Omega = \frac{1}{\Delta} \int_0^{\Delta} e^{A\tau} d\tau = I + \frac{A_p \Delta}{2!} + \frac{A_p^2 \Delta^2}{3!} + \dots \right)$$

여기서, Δ 는 샘플링주기를 나타낸다.

3.2 설계 플랜트 모델의 설계

기존 입력이나 외란에 대하여 정상상태 오차가 영이 되도록 적분요소를 포함하는 설계플랜트 모델을 정의하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \delta x(k) &= Fx(k) + Bu(k) & (3-2) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned}$$

여기서,

$$\begin{aligned} x(k) &= \begin{bmatrix} u_p(k) \\ x_p(k) \end{bmatrix}, \quad F = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ G_p & F_p \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 0 & C_p \end{bmatrix} \end{aligned}$$

3.3 목표 필터 루우프 (Target Filter Loop) 설계

목표 필터 루우프는 설계사양에 맞는 성능 및 건실성을 만족시키도록 필터 이득 행렬 $H(k)$ 를 선정하는 것이다. 원하는 목표필터 루우프의 전달함수 행렬은 다음과 같다.

$$G_{KF}(\gamma) = C(\gamma I - F)^{-1} H(k) \quad (3-3)$$

확장된 설계 플랜트에서의 필터 이득 $H(k)$ 는 다음과 같은 절차를 통하여 얻어진다. δ -영역에서의 이산형 칼만 필터의 대상시스템은 다음과 같이 나타낼수 있다 [1].

$$\begin{aligned} \delta x(k) &= Fx(k) + Bu(k) + v(k) & (3-4) \\ y(k) &= Cx(k) + w(k) \end{aligned}$$

여기서, $v(k)$ 는 프로세스 잡음, $w(k)$ 는 측정잡음이며 각각의 상호분산은 다음과 같다.

$$\text{Cov}\{v\} = Q_d, \quad \text{Cov}\{w\} = R_d, \quad \text{Cov}\{v, w\} = 0 \quad (3.5)$$

이 칼만 필터 문제에 대한 해는 필터 이득 행렬 $H(k)$ 를 계산하기 위한 식을 제공하는데 식(3-4)에 대한 최적필터는 다음과 같은 형태를 갖는다[1].

$$\delta \hat{x}(k) = \hat{F}x(k) + H(k) [y(k) - \hat{C}x(k)] \quad (3-6)$$

칼만필터 이득 $H(k)$ 는 다음과 같이 나타낼수 있다.

$$H(k) = [(\Delta F + I) \Sigma(k)C^T][\Delta C \Sigma(k)C^T + \Gamma]^{-1} \quad (3-7)$$

여기서, $\Sigma(k)$ 는 다음의 Riccati δ -방정식을 만족시키. 는 해가 된다.

$$0 = Q_d + \Sigma(k)F^T + F \Sigma(k) + \Delta F \Sigma(k)F^T - H(k)[\Gamma + \Delta C \Sigma(k)C^T] H(k)^T \quad (3-8)$$

위식에서 알 수 있듯이 δ -변환에 의한 설계기법은 샘플링 주기를 0으로 할 때는 곧바로 연속형으로 확장시킬 수 있다. 또한, $Q_d = L_d L_d^T$, $\Gamma = \mu I$ 로 함으로써 조직적인 이산형 LQG/LTR 보상기를 설계할 수 있다.

여기서, μ 는 설계 파라미터로써 원하는 대역폭 혹은 교차주파수를 만족하도록 선정한다. L 은 안정도-건실성 및 시스템 성능을 만족시키는 특이값 형상을 만들 수 있도록 저주파 및 고주파에서 특이값을 일치시킨다.

$$L_d = \begin{bmatrix} -(C_p F_p^{-1} G_p)^{-1} \\ C_p^T (C_p C_p^T)^{-1} \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

단, $\{F, B\}$ 는 안정가능하고, $\{F, C\}$ 는 검출가능 하여야 한다.

3.4 무우프 전달회복 과정(Loop Transfer Recovery)

무우프 전달 회복 과정은 이산형 δ -LQR 문제를 이용하여 제어이득 행렬 $G(k)$ 를 구하는 과정이다. 이산형 δ -LQR 문제는 앞절의 이산형 같은 필터와 광대인 관계에 있다. 이산형 δ -LQG/LTR 보상기의 구조를 전달함수 행렬 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$K(\gamma) = G(\gamma I - F + BG + HC)^{-1}H \quad (3-10)$$

이 식에서 G, H 가 설계 파라미터가 되는데, 필터 이득 행렬 H 는 앞절의 목표 필터 무우프 설계과정에서 구하게 되며, 제어 이득 행렬 G 는 무우프 전달 회복 과정에서 구하게 된다. 이렇게 함으로써 이산형 LQG/LTR 보상기 설계를 마치게 된다. 무우프 전달 회복은 δ -저가 제어(cheap control) LQR (Linear Quadratic Regulator) 문제를 이용함으로써 가능한데, 목적함수의 가중행렬을 $Q_d = CTC$, 제어가중변수 $R = \rho I$ 라고 가정하면 제어 이득 행렬 G 는 다음식을 이용하여 구한다[1].

$$G = (R + \Delta B^T \Sigma(k) B)^{-1} \Delta B^T \Sigma(k) (I + F \Delta) \quad (3-11)$$

한편 Σ 는 다음의 이산형 δ -제어 대수 Riccati 방정식의 해를 구함으로써 얻어진다.

$$0 = Q_d + F^T \Sigma + \Sigma F + F^T \Sigma F - G^T [R + \Delta B^T \Sigma B] G \quad (3-12)$$

단, 시스템 행렬 $\{F, B\}$ 가 안정가능 하고, $\{F, C\}$ 가 검출가능한 최소 위상 플랜트이면 $\rho \rightarrow 0$ 일때 무우프 전달 함수 $G(\gamma)K(\gamma)$ 는 목표 필터 무우프 전달 함수 $G_{KF}(\gamma)$ 로 회복됨을 알 수 있다.

$$G(\gamma) K_{LQG/LTR}(\gamma) \rightarrow G_{KF}(\gamma) \quad (3-13)$$

이산형 δ -LQG/LTR 설계기법은 이산화 과정에서 생기는 수치오차 문제를 해결할 수 있을 뿐만 아니라 연속형 LQG/LTR 보상기 설계에도 적용시킬 수 있는 장점이 있다. 이러한 성질들은 다음장의 모의실험을 통하여 입증될 수 있다.

4. 모의실험

이 장에서는 주파수 영역에서의 이산화오차 문제와 3장에서 구성한 자동조종장치의 성능을 모의실험을 통하여 평가해본다. 제어단계중 제 3단계의 시점은 발사체 1 단분리후 공력적으로 가장 불안정하기때문에 제 3단계를 모의실험의 대상으로 한다.

4.1 이산화 오차의 모의실험

연속형 전달함수를 가지고 제어기를 구성하려면 연속형 전달함수를 이산형으로 변환하여야한다. 이와같이 이산화하는 방법으로 대개는 z-변환을 사용해 왔다. 샘플링 시간을 0.01초로 했을때, 제 3단계에서 피치 채널 개루프 전달함수의 z-변환은 다음과 같다.

$$G_{po}(z) = \frac{0.1419 \times 10^{-4} z^2 + 0.5464 \times 10^{-4} z + 0.1316 \times 10^{-4}}{z^3 - 2.8445 z^2 + 2.7052 z - 0.8607} \quad (4.1)$$

식(4.1)에 대한 보드선도를 그려보면 그림 4.1과 같다. 주파수 영역에서의 이득과 위상을 보면 그림에서 알 수 있듯이 z-변환을 사용했을 경우 주파수 특성이 원래의 연속형 시스템에 비해 많이 바뀌게 된다. 따라서 z-평면에서 제어기를 설계하면 이산화 오차의 영향으로 제어기의 성능이 만족스럽지 못하게 된다. 그러나 δ -변환을 사용하면 설계되면, 그림 4.1에서 알 수 있듯이 샘플링 주파수 범위 안에서는 원래의 연속형 전달함수와 δ -변환 함수의 주파수 특성이 거의 같은 것을 알 수 있다. 따라서 δ -평면에서 제어기를 설계하면 이산화 오차의 영향이 거의 해소됨을 확인할 수 있다.

4.2 자동조종장치의 모의실험

이절에서는 3장에서 제시한 알고리즘을 이용하여 샘플링 시간을 10 (msec)로 하는 이산형 LQG/LTR 보상기의 계단입력에 대한 시스템의 응답을 알아보고, 연속형 및 z-변환에 의한 LQG/LTR 보상기의 성능과 비교해 본다. 식(2.6)의 연속형 플랜트의 상태방정식을 δ -변환한 이산형 개루프 상태방정식은 다음과 같다.

$$\delta x = F_p x(k) + G_p u(k) \\ y = C_p x(k)$$

여기서,

$$F_p = \begin{bmatrix} -0.0092 & -1 & 0 & -0.0058 \\ 0.0182 & -0.0091 & 1.7 \times 10^{-7} & -5.3 \times 10^{-6} \\ 0 & 0 & -2.5 \times 10^{-8} & -5.03 \times 10^{-6} \\ 0 & 0 & 1 & -2.5 \times 10^{-8} \end{bmatrix} \\ G_p = \begin{bmatrix} -0.0137 & -1.6 \times 10^{-6} \\ 5.9848 & -7.6 \times 10^{-9} \\ 0 & 17.2100 \\ 0 & 0.0860 \end{bmatrix}, \quad C_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

제어기 설계사양은 다음과 같다.

- 일정한 기준입력이나 외란에 대하여 정상상태 오차가 영이 되도록 한다.
- 명령추종성능과 외란제거 성능, 센서잡음에 대한 저감도를 위하여 저주파수 및 고주파수에서 특이값을 일치시킨다.
- 출력속으로 반영된 모델링 오차 $E(j\omega)$ 에 대하여 다음의 안정도-건실성을 만족시키는 최대 대역폭을 갖는 시스템이 되도록 설계한다.

$$\sigma_{\max} [E(j\omega)] < 0.1 \quad \omega : \text{교차주파수가 } 10 \text{ (rad/sec)}$$

3장에서 제시한 δ -변환에 의한 LQG/LTR 보상기의 설계 파라미터중에서 μ, ρ 는 연속형인 경우와 같게 잡았으며 같은 필터이득 H 와 LQR 문제의 이득 G 는 식(3-7), (3-9), (3-11)을 이용하여 MATLAB 소프트웨어를 사용하여 구하였는데 그 값은 다음과 같다.

$$L_d = \begin{bmatrix} -602.66 & -3.495 \\ 0 & 3 \times 10^{-7} \\ 0 & 0 \\ 1.0000 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1.0000 \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} 2742.270 & -794.20 \\ 128.300 & -17.900 \\ 6.600 & 59.4000 \\ -3.300 & 12.3000 \\ 0 & 0 \\ 1.000 & 9.3000 \end{bmatrix}$$

$$G = \begin{bmatrix} 56.534 & 1.554 \times 10^3 & -1.5 \times 10^{-6} & -0.0031 & 190.555 & -3.1 \times 10^{-7} \\ -0.0336 & 5.2 \times 10^{-4} & 268.827 & 5.734 \times 10^3 & 2.22 \times 10^{-7} & 108.45 \end{bmatrix}$$

위의 설계파라미터를 다음의 LQG/LTR 보상기의 전달함 수식에 넣으면 δ -변환에 의한 이산형 LQG/LTR 보상기가 설계된다.

$$K_{LQG/LTR}(\gamma) = G(\gamma I - F + BG + HC)^{-1}H$$

이 보상기를 그림3과 같이 구성하여 계단입력에 대한 응답을 구하면 그림 4.2 와 같다. 한편 연속형 및 z-변환에 의한 보상기를 마찬가지로 방법으로 설계하여 응답을 구해보면 각각 그림 4.3과 그림 4.4 와 같이 된다. 그림에서도 볼수있듯이 δ -변환에 의한 LQG/LTR 보상기가 z-변환에 의한 보상기보다 성능이 우수하며, 연속형 LQG/LTR의 경우와 거의 비슷함을 알수 있다. δ -변환에 의한 LQG/LTR보상기의 알고리즘을 사용하게 되면 이 모의실험 결과에서 볼수 있듯이, 수치오차가 줄어들 뿐만 아니라 샘플링 시간을 작게하면 연속형 시스템으로 수렴하게 된다.

5. 결론

이상으로 이 논문에서는 발사체의 자동조종장치를 LQG/LTR 제어기로 설계하는 방법을 제시하였다. 설계기법으로는 δ -평면 설계법을 이용하여 이산화 과정에서 발생하는 수치오차 문제를 해결하였다. 발사체의 롤, 피치, 요 채널의 선형화 모델을 유도하여 3장에서 연속-이산형 LQG/LTR 제어기 알고리즘을 제시하였다. 4장에서는 모의 실험을 통하여 3장에서 구성한 제어기 알고리즘의 우수성을 입증하였다. 이 논문에서 제시한 설계법에서는 이산화 오차의 문제가 거의 해소됨을 확인하였으며, 설계된 제어기의 성능이 만족할만 함을 확인해 보았다.

이 논문에서 제시한 설계법에 따라 제어기를 설계하고, 마이크로 컴퓨터시스템으로써 자동조종장치를 실현시켜 비행모의실험을 수행하는 것이 계속되어야 할 과제이다.

참고 문헌

1. R.H. Middleton and G.C. Goodwin, Digital Control and Estimation: A Unified Approach, Prentice Hall, New Jersey, 1990.
2. L. Greensite, Analysis and Design of Space Vehicle Flight Control Systems: Control theory, volume 2, Spartan Books, 1970.
3. J.C. Doyle and G. Stein, "Multivariable feedback design: Concepts for a classical/modern synthesis", IEEE Trans. Automatic Control, vol. AC-26, pp.4-15, Feb. 1986.
4. G. Stein and M. Athans, "The LQG/LTR procedure for multivariable feedback control design", IEEE Trans. Automatic Control, vol. AC-32, pp.105-114, Feb. 1987.
5. M. Athans, "A tutorial on the LQG/LTR method", Proc. 1986 American Control Conference, vol.3, pp. 1289-1296, June 1986.
6. C.S. Draper, "Control, navigation, and guidance", IEEE Control Systems Magazine, pp. 4-7, Dec.1981.
7. 이 장규, 위성 발사체 유도제어 시스템 연구, 과학기술처 특정 연구개발 과제 최종 보고서, 1990.
8. 김 종식, 선형 제어시스템 공학, 청문각, 1988.
9. C. Phillips and T.Nagle, Digital Control Systems Analysis and Design, Prentice-Hall, 1984.

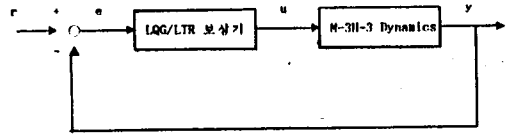


그림 3 모의실험 블록선도

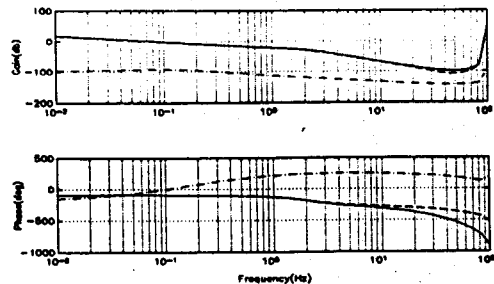


그림 4.1 게우우프 전달함수의 보드선도

(—) Continuous, - - - z-Transformation, - · - · delta-Transformation)

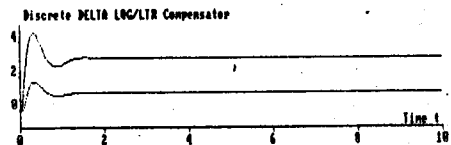


그림 4.2 이산형 δ -LQG/LTR 보상기의 계단응답

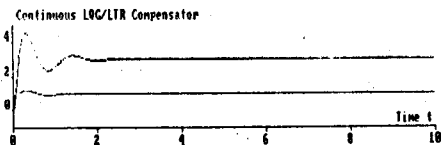


그림 4.3 연속형 LQG/LTR 보상기의 계단응답

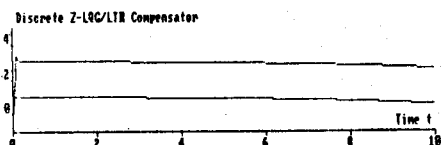


그림 4.4 이산형 z-LQG/LTR 보상기의 계단응답