

대부하 정밀 표적지향 안정화 시스템의 비선형 제어기법 연구

Nonlinear Control of High Precision Pointing Stabilization Systems with Heavy Loads

이 대 옥*
Dae-Ok Lee

강 태 하**
Tae-Ha Kang

김 학 성**
Hag-Seong Kim

박 광 응***
Kwang-Woong Park

ABSTRACT

In this paper, the nonlinear control of high precision pointing stabilization system using feedback-linearization design methodology based on system parameter identification is discussed. Modern nonlinear servomechanism theory is adapted to cope with the hard nonlinearities inherent in the turret system. The mathematical models of electrical turret driving system to develop a high performance control algorithm are derived, and the parameter estimation algorithm identifying the unknown system parameters such as vicious and coulomb frictions, stiffness and inertia is developed.

Through computer simulation and experiments, it is shown that pointing and tracking accuracy and stabilization against the wideband stochastic disturbance induced by vehicle running on the bump course are improved. Therefore, it is considered the proposed nonlinear control technique is effective in counteracting the nonlinearities and disturbances.

주요기술용어 : Feedback Linearization(궤환 선형화), Nonlinear Control(비선형 제어), Parameter Identification(변수 추정), Pointing Stabilization System(표적지향 안정화 시스템), Stabilization Error(안정화 오차)

1. 서 론

대부하 표적지향 안정화 시스템은 주행중 발생하는

차량의 진동이나 사격시 발생하는 충격 등에 의한 외란에 무관하게 강인한 목표지향 성능을 가져야 한다. 이를 위해 제어기술 측면에서는 고전적 제어기법을 적용한 표적지향 제어가 주류를 이루었으나^{(1)~(5)}, 근래에 들어 주로 구동부의 비선형성에 대해 적절히 대처할 수 있는 비선형 제어, 적응 제어, 강인 제어 등에 대한 연구가 시도되고 있다^{(6)~(9)}. 그러나 대상 시

* 국방과학연구소 책임연구원
** 국방과학연구소 선임연구원
*** 국방과학연구소 선임기술원

스택의 비선형성이 매우 강하고 복잡한데서 오는 시스템 특성 분석 및 제어기법 개발의 어려움으로 인하여 시스템 자체의 비선형성을 충실히 고려한 제어기법 및 외란에 의한 포의 진동을 억제할 수 있는 제어기법에 대해서는 많은 연구 결과가 나오지 않았다.

대부하 시스템의 구동 안정화를 위한 제어기의 설계에서 어려운 점은 시스템내에 존재하는 쿨롱 마찰, 백래쉬, 포화상태와 같은 강한 비선형성에 의해 야기되는 예측하기 어려운 거동이다. 최근에 연구되고 있는 비선형 제어기법은 주행중 발생하는 차체의 진동이나 포의 사격 충격력 등에 의해 발생하는 외란에 효율적으로 대처할 수 있는 제어기법으로 이에 대한 연구가 시도되고 있다. 대부하 시스템 자체의 강한 비선형성과 외란에 의한 포신의 위치 변화 등을 고려하여 시스템의 모델링시 발생하는 모델링 오차, 외란에 대한 시스템의 안정성 및 성능 견실성을 보장할 수 있는 궤환 선형화 기법(Feedback Linearization Technique)을 적용한 강인 비선형 알고리즘에 대한 연구가 필요하다. 궤환 선형화 기법은 대상 시스템의 정확한 모델링과 이 대상 모델에 근거한 정확한 제어입력의 발생을 요구한다. 궤환 선형화 기법을 이용한 비선형 제어기의 구현에 필요한 마찰계수, 강성계수 및 관성모멘트와 같은 시스템 변수를 추정하여야 한다.

시스템 변수 추정 알고리즘은 추정할 대상 시스템의 입력과 출력의 정확한 관측에 기초하여 수행된다. 그러나 입력이나 상태변수는 측정시의 노이즈에 의해 많은 영향을 받게 된다. 최소자승 추정기법의 가장 중요한 가설은 노이즈에 대한 모델이며, 실제의 노이즈 모델이 가설과 일치하는 경우에만 분석과 일치한다⁽¹⁰⁾. 최소 자승 추정기법과 같은 대부분의 선형회귀모델에 기초한 시스템 변수 추정 알고리즘에 있어서 회귀벡

터의 중요성은 절대적이며, 알고리즘을 유도하는데 있어서 이 회귀벡터는 정확하게 측정할 수 있다는 가정에 기초하여 시작된다. 그러나, 이 회귀벡터는 위치, 속도 및 가속도의 함수로 이루어져 있으며, 실제로 속도나 가속도 정보는 정확한 측정이 어려우며 측정 과정에서 심각한 노이즈의 영향을 받게 된다. 이러한 노이즈의 영향은 추정치의 정확성 및 수렴속도에 심각한 영향을 미친다⁽¹¹⁾. 다음으로 기준궤적 선정에 있어 PE(Persistent Excitation) 조건을 만족하는 입력 또는 기준궤적을 분석적으로 또는 선형적으로 결정하는 것은 매우 어려운 문제이고, 따라서 기존의 방법을 이용하여 시스템 변수 추정을 수행할 경우 여러번의 실험을 통하여 입력 또는 기준궤적을 선정해야만 하였다. 따라서 이러한 단점들을 보완한 새로운 변수추정 기법이 필요하다.

본 논문에서는 대부하 정밀 전기구동 시스템의 정확한 수학적 모델링을 근거로 대부하 시스템에 비선형 제어 기법을 적용하였다. 비선형 제어이론을 바탕으로 원하는 추종성능 및 외란억제 성능을 갖는 제어 알고리즘을 연구하였으며, 대부하 정밀 전기구동 시스템의 모델링시 필요한 시스템 변수에 대한 추정 알고리즘을 제시하였다. 본 연구에서 제시한 반복 학습 제어를 사용한 오프라인 시스템변수 추정 알고리즘은 대상 시스템을 주기적 특성을 갖는 기준궤적에 근사하게 추종시킨 후에 기준신호의 정보로 구성된 회귀 벡터를 이용하여 변수추정을 수행하므로 정확한 시스템 변수 추정 성능을 보장할 수 있다. 또한, 측정 노이즈의 영향을 받는 입력신호나 상태변수를 사용하지 않음으로서 EIV(Errors-In-Variables)문제를 해결할 수 있으며, 알려진 기준궤적에 대한 정보를 이용하기 때문에 기존의 방법에서 측정 변수들을 저장해 놓기 위한 메모리의 양도 큰 폭으로 축소 가능하다. 또한

대부하 구동 시스템에 대한 시뮬레이션 프로그램을 개발하여 성능분석 및 예측을 수행하였으며 실험을 통하여 변수추정 및 비선형 제어기의 특성을 확인하였다.

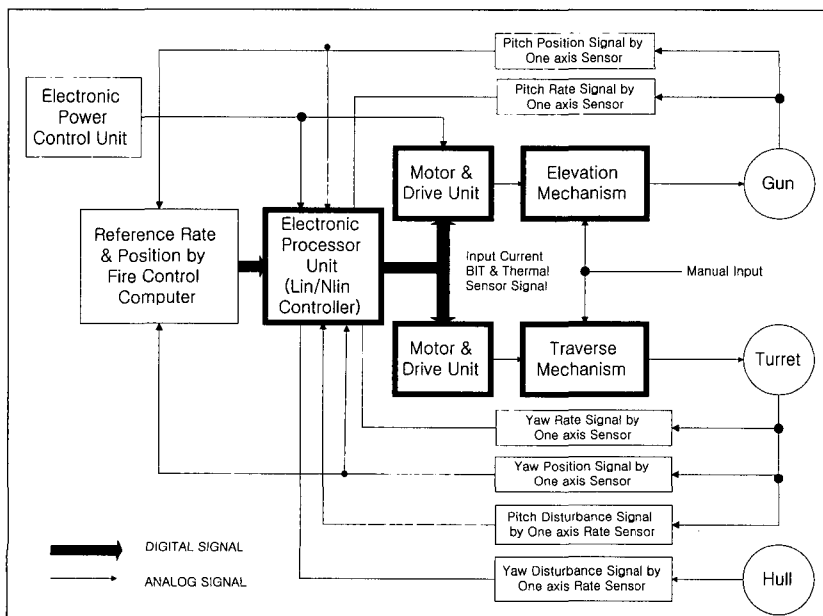
2. 대부하 안정화 시스템의 동력학 모델링

대부하 시스템의 외란 억제 및 정밀한 추종 제어 성능을 얻을 수 있는 비선형 제어기의 설계를 위하여 6 자유도를 갖는 대부하 시스템의 정확한 모델을 구하여야 한다. 대부하 구동 안정화 시스템은 그림 2.1과 같이 차체로부터 전달되는 2축 방향의 외란을 차체와 포탑에 장착된 2개의 속도 자이로에 의하여 감지한다. 차량이 범프길 및 야지를 주행할 때 발생하는 차체의 요잉운동과 포탑의 피칭운동이 주포 및 포탑에 미치는 외란에 상응한 명령을 안정화 구동 제어부에 인가하여 구동부로 하여금 그 영향을 상쇄하고 보상하게

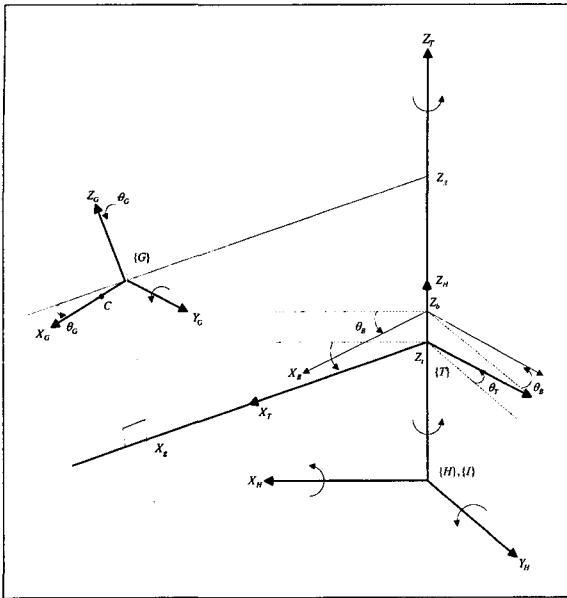
함으로써 주행중에도 목표물을 정확히 조준하고 명중시킬 수 있도록 한다.

2.1 좌표계 설정

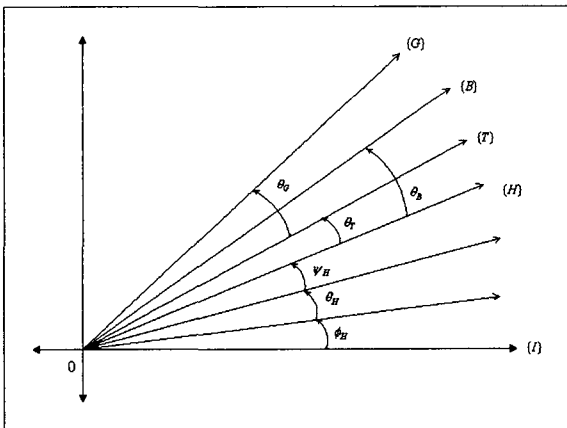
대부하 시스템의 전체 모델을 유도하기 위해서 그림 2.2와 같이 현재 상태에서의 포탑의 회전 중심을 Z_1 축으로 설정하고, Z_1 축과 수직이며 포탑의 무게 중심을 지나는 평면과의 교점에 포탑 좌표계($\{T\}$)를 설정한다. Z_1 축의 연장선상에 차체의 무게 중심을 지나는 평면과의 교점에 차체 좌표계($\{H\}$)를 설정하고, 관성 좌표계($\{I\}$)의 원점은 현재 상태에서 $\{H\}$ 의 원점과 일치하는 곳에 설정한다. 포탑에 장착된 포 좌표계($\{G\}$)의 원점은 포이에 존재하며, θ_G 가 0일 때에 두 좌표계의 방향은 일치하도록 설정한다. 또한, 바스켓 좌표계($\{B\}$)는 $\{T\}$ 와 마찬가지로 설정한다. 이러한 좌표계 하에서 각 좌표계 사이의 Orientation의 차이를 Euler 각을 이용하여 표시하면 그림 2.3과 같이 요약된다.



[그림 2.1] Block Diagram of Turret Drive and Stabilization System



[그림 2.2] Definitions of the Coordinate Systems



[그림 2.3] Euler Angle Definitions

여기서, 변수들을 정의하면 다음과 같다.

- θ_T : Relative angle of the turret from the hull
- θ_G : Relative angle of the gun from the turret
- θ_M : Relative angle of the azimuth motor from the turret

$H = (\phi_H, \theta_H, \psi_H)$: Roll, pitch, yaw Euler angle of the hull

$W = (p, q, r)$: Angular velocity of the hull in {H}

$V = (v_x, v_y, v_z)$: Translational velocity of the hull in {H}

θ_T : Relative angle of the turret from the hull

각 좌표계간의 좌표변환 행렬들은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$C_{HH} = [\phi_H]_x [\theta_H]_y [\psi_H]_z = \begin{bmatrix} C\psi_H C\theta_H & -C\psi_H S\theta_H S\phi_H + S\psi_H C\phi_H & -C\psi_H S\theta_H C\phi_H + S\psi_H S\phi_H \\ -S\psi_H C\theta_H & -S\psi_H S\theta_H S\phi_H + C\psi_H C\phi_H & S\psi_H S\theta_H C\phi_H + C\psi_H S\phi_H \\ S\theta_H & -C\theta_H S\phi_H & C\theta_H C\phi_H \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$C_{HT} = [\theta_T]_z = \begin{bmatrix} C\theta_T & S\theta_T & 0 \\ -S\theta_T & C\theta_T & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$C_{TG} = [\theta_G]_y = \begin{bmatrix} C\theta_G & 0 & -S\theta_G \\ 0 & 1 & 0 \\ S\theta_G & 0 & C\theta_G \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$C_{HT} = [\theta_T]_z = \begin{bmatrix} C\theta_T & S\theta_T & 0 \\ -S\theta_T & C\theta_T & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

2.2 기구학적 해석

대부하 구동부의 기구학적 도식도는 그림 2.4와 같으며 식(2.5)와 같은 관계를 가진다.

$$\begin{cases} \overline{\theta}_M = \theta_M + \theta_T \\ \overline{\theta}_{GR} = \theta_{GR} + \theta_T \\ \overline{\theta}_P = \theta_P + \theta_T \\ \theta_{GR} = R_{12} \cdot \theta_M \\ \theta_P = -R_{34} \cdot \theta_T \\ \Delta\theta = \theta_{GR} - \theta_P = \overline{\theta}_{GR} - \overline{\theta}_P \\ R_s = R_{12} \cdot R_{34}^{-1} \end{cases} \quad (2.5)$$

여기서, $\overline{\theta}_M$, $\overline{\theta}_{GR}$, $\overline{\theta}_P$ 은 각각의 차체에 대한 각도를 나타내며, θ_M , θ_{GR} , θ_P 는 각각의 포탑에 대한 상대 각도를 나타낸다. 식(2.5)를 정리하면

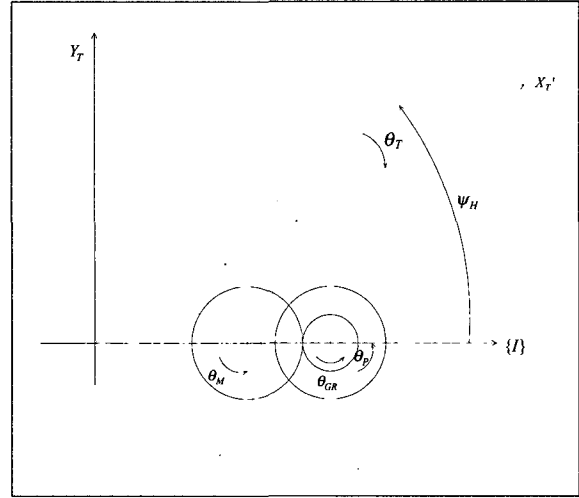
$$\begin{aligned} \overline{\theta}_{GR} &= R_{12}\overline{\theta}_M + (1 - R_{12})\theta_T \\ \overline{\theta}_P &= R_{34}\phi_H + (1 - R_{34})\theta_T \\ \Delta\theta &= R_{12}\overline{\theta}_M + (R_{34} - R_{12})\theta_T \\ &= R_{34}(R_s\theta_M + \theta_T) \end{aligned} \quad (2.6)$$

여기서, $R_s = R_{12}/R_{34}$ 로서 선회 구동부 기어비의 역수를 나타낸다.

2.3 계의 에너지 산출

포탑의 Kinetic Coenergy(T_T^*)는

$$\begin{aligned} T_T^* &= \frac{1}{2} \int |{}^T v_I^s|^2 dm \\ &= \frac{M_T}{2} (v^2 + z_t q^2 + z_t p^2 + 2z_t vq) \\ &\quad + \frac{1}{2} (I_{XT} R_T^2 + I_{YT} P_T^2 + I_{ZT} Y_T^2) \\ &\quad - I_Y v_x Y_T + I_x v_y Y_T - I_{XY} R_T P_T \end{aligned} \quad (2.7)$$



[그림 2.4] Schematic Diagram of Turret Drive Mechanism

중력에 의한 포탑의 Potential Energy(V_T)는

$$\begin{aligned} V_T &= -M_T \cdot \vec{g} \cdot \vec{r}_I^{T.c.o} \\ &= M_T g \{ (-C\phi_H S\theta_H C\phi_H + S\phi_H S\phi_H)(E_x C\theta_T - E_y S\theta_T) \\ &\quad + (S\phi_H S\theta_H C\phi_H + C\phi_H S\phi_H)(E_x S\theta_T + E_y C\theta_T) \} \end{aligned} \quad (2.8)$$

포탑 구동부 기어열의 Kinetic Coenergy(T_M^*)는

$$\begin{aligned} T_M^* &= \frac{J_B}{2} (\dot{\theta}_T - \dot{\theta}_B)^2 + \frac{J_M}{2} \dot{\theta}_M^2 \\ &\quad + S_M (r + \dot{\theta}_T) \dot{\theta}_M \end{aligned} \quad (2.9)$$

여기서,

$$\begin{aligned} J_M &= \tilde{J}_M + J_{GR}/N_1^2, \\ S_M &= \tilde{J}_M + J_{GR}/N_1 \end{aligned}$$

강성에 의한 Potential Energy(V_s)

$$V_s = \frac{1}{2} K_{TB}(\theta_T - \theta_B)^2 + \frac{1}{2} K_{GRP}(R_s \theta_M + \theta_T)^2 \quad (2.10)$$

차체와 포탑, 모터, 기어열 등에 존재하는 점성마찰에 의해 발생하는 Dissipative Energy(F_D)는

$$F_D = \frac{1}{2} D_{ht} \dot{\theta}_T^2 + \frac{1}{2} D_{GRP}(R_s \dot{\theta}_M + \dot{\theta}_T)^2 + \frac{1}{2} D_{TB}(\dot{\theta}_T - \dot{\theta}_B)^2 + \frac{1}{2} D_{tm} \dot{\theta}_M^2 \quad (2.11)$$

전체 시스템에 존재하는 Nonconservative Forces (F_{ndT}, F_{ndM})는

$$F_{ndT} = T_{HT} \text{sgn}(\dot{\theta}_T) \quad (2.12)$$

$$F_{ndM} = T_M \cdot \text{sgn}(\dot{\theta}_M)$$

2.4 동력학적 모델 유도
포탑(θ_T) Dynamics는

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}_T} \right) - \frac{\partial L}{\partial \theta_T} + \frac{\partial F_D}{\partial \dot{\theta}_T} = \tau_T + F_{ndT}$$

$$\Rightarrow I_T(\theta_G) \ddot{\theta}_T + S_M \ddot{\theta}_M + B_T(t) + K_T(t) + D_T(t) = 0 \quad (2.13)$$

여기서,

$$I_T(\theta_G) = I_{ZT} + M_G x_g^2 + 2S_G x_g C\theta_G + I_G C^2\theta_G \quad (2.14)$$

$$B_T(\theta_G, \dot{\theta}_G, \dot{\theta}_T, \dot{\theta}_M, W) = B_H \dot{\theta}_T + D_{GRP} R_s \dot{\theta}_M - 2(S_G x_g + I_G C\theta_G) S\theta_G \dot{\theta}_G \dot{\theta}_T + 2(S_G x_g + I_G C\theta_G)(C\theta_G R_T - S\theta_G Y_H) \dot{\theta}_G$$

$$K_T(\theta_T, \theta_M) = K_{GRP}(R_s \theta_M + \theta_T)$$

$$D_T(\theta_G, \dot{\theta}_G, \theta_T, \dot{\theta}_T, \theta_B, \dot{\theta}_B, W, v, \dot{p}, \dot{q}, \dot{r}, \dot{v}) = D_{TB}(\theta_T, \dot{\theta}_T, \theta_B, \dot{\theta}_B) + C_T(\dot{\theta}_T) + G_T(\theta_G, \theta_T, \phi_H, \theta_H, \psi_H) + D_{WT}(\theta_G, \theta_T, W) + D_{VWT}(\theta_G, \theta_T, v, W) + D_{DWT}(\theta_G, \theta_T, \dot{p}, \dot{q}, \dot{r}) + D_{DVT}(\theta_G, \theta_T, \dot{v})$$

$$D_{TB}(\theta_T, \dot{\theta}_T, \theta_B, \dot{\theta}_B) = D_{TB}(\dot{\theta}_T - \dot{\theta}_B) + K_{TB}(\theta_T - \theta_B)$$

$$C_T(\dot{\theta}_T) = T_{HT} \text{sgn}(\dot{\theta}_T)$$

$$G_T(\theta_G, \theta_T, \phi_H, \theta_H, \psi_H) = (C\psi_H S\theta_H C\phi_H - S\psi_H S\phi_H) [M_T g(E_x S\theta_T + E_y C\theta_T) + M_G g(x_g S\theta_T + l S\theta_T C\theta_G)] + (S\psi_H S\theta_H C\phi_H + C\psi_H S\phi_H) [M_T g(E_x C\theta_T - E_y S\theta_T) + M_G g(x_g C\theta_T + l C\theta_T C\theta_G)]$$

$$D_{WT}(\theta_G, \theta_T, W) = (-I_{XT} + I_{YT} + M_G x_g^2 + 2S_G x_g C\theta_G + I_G C^2\theta_G) P_T R_T + I_{XY}(P_T^2 - R_T^2) + z_i(I_X P_T - I_Y R_T) Y_H + (M_G x_g(z_g + z_i) + S_G(z_g + z_i)) C\theta_G - S_G x_g S\theta_G - I_G S\theta_G C\theta_G) P_T Y_H$$

$$\begin{aligned}
 D_{VWT}(\theta_G, \theta_T, V, W) &= \\
 &(M_G x_g C \theta_T + S_G C \theta_G C \theta_T + I_x C \theta_T - I_y S \theta_T) Y_H v \\
 D_{DWT}(\theta_G, \theta_T, \dot{W}) &= \\
 &\{-M_G(z_t + z_g)x_g + S_G x_g S \theta_G - S_G(z_t + z_g)C \theta_G \\
 &+ I_G S \theta_G C \theta_G\}(C \theta_T \dot{p} + S \theta_T \dot{q}) \\
 &- \{I_x C \theta_T - I_y S \theta_T\} z_t \dot{p} \\
 &- \{I_x S \theta_T + I_y C \theta_T\} z_t \dot{q} + I_T(\theta_G) \dot{r} \\
 D_{DVT}(\theta_G, \theta_T, \dot{V}) &= \\
 &\{- (M_G x_g + S_G C \theta_G) S \theta_T - (I_x S \theta_T + I_y C \theta_T)\} \dot{v} \\
 B_H &= D_{ht} + D_{GRP}
 \end{aligned}$$

모터(θ_M) Dynamics는

$$\begin{aligned}
 J_M \ddot{\theta}_M + S_M \ddot{\theta}_T + K_{GRP} R_S (R_S \theta_M + \theta_T) \\
 + B_{mm} \dot{\theta}_M + R_S D_{GRP} \dot{\theta}_T + D_M(t) &= \tau_M(t) \quad (2.15) \\
 &= \tau_M(t)
 \end{aligned}$$

여기서,

$$\begin{aligned}
 B_{mm} &= R_S^2 D_{GRP} + D_{tm} D_M, \\
 (\dot{\theta}_M, \dot{r}) &= T_{TM} \text{sgn}(\dot{\theta}_M) + S_M \dot{r}
 \end{aligned}$$

바스켓(θ_B) Dynamics는

$$\begin{aligned}
 J_B \ddot{\theta}_B + K_{TB}(\theta_B - \theta_T) + D_{TB}(\dot{\theta}_B - \dot{\theta}_T) \\
 + T_{TB} \text{sgn}(\dot{\theta}_B - \dot{\theta}_T) &= 0 \quad (2.16)
 \end{aligned}$$

자이로 Dynamics는

$$\begin{aligned}
 Y_H &= {}^H \omega_I^H |_Z = r \\
 P_T &= {}^T \omega_I^T |_Y = -p S \theta_T + q C \theta_T \quad (2.17) \\
 Y_T &= {}^T \omega_I^T |_Z = r + \dot{\theta}_T \\
 R_T &= {}^T \omega_I^T |_X = p C \theta_T + q S \theta_T
 \end{aligned}$$

차체의 Euler 각은

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} p \\ q \\ r \end{pmatrix} &= [\phi_H]_x [\theta_H]_y \begin{bmatrix} \dot{\phi}_H \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
 &+ [\phi_H]_x \begin{pmatrix} 0 \\ \dot{\theta}_H \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\psi}_H \end{pmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} C\phi_H & S\phi_H & 0 \\ -S\phi_H & C\phi_H & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C\theta_H & 0 & -S\theta_H \\ 0 & 1 & 0 \\ S\theta_H & 0 & C\theta_H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_H \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} C\phi_H & S\phi_H & 0 \\ -S\phi_H & C\phi_H & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta}_H \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\psi}_H \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} \dot{\phi}_H C \theta_H C \phi_H + \dot{\theta}_H S \phi_H \\ -\dot{\phi}_H C \theta_H S \phi_H + \dot{\theta}_H C \phi_H \\ \dot{\phi}_H S \theta_H + \dot{\psi}_H \end{pmatrix} \quad (2.18)
 \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \begin{pmatrix} \dot{\phi}_H \\ \dot{\theta}_H \\ \dot{\psi}_H \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (p C \phi_H - q S \phi_H) / C \theta_H \\ p S \phi_H + q C \phi_H \\ r - (p C \phi_H - q S \phi_H) \tan \theta_H \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

3. 안정화 제어기 설계

3.1 문제 설정

대부하 표적지향 시스템의 궁극적인 목적은 포/포탑의 방향(LOG)이 목표물을 지향하게 하는 것이다. 만일 조준경의 방향(LOS)이 {I}에 대해서 차체의 움직임과 무관하게 안정화 되어있다면 포/포탑의 제어목적은 식(3.1)과 같이 LOG와 LOS를 일치시키는 것이다.

$$\vec{x}_G(t) \rightarrow \vec{x}_G^*(t) \quad (3.1)$$

여기서, $\vec{x}_G^*(t)$ 는 LOS의 방향 벡터를 \vec{x}_G 는 LOG의 방향 벡터를 나타낸다. 식(3.1)을 {H}에서 표시하면

$${}^H x_G^*(t) = \begin{pmatrix} x^*(t) \\ y^*(t) \\ z^*(t) \end{pmatrix} = C_H(t) {}^I x_G^*(t) \quad (3.2)$$

$${}^H x_G(t) = \begin{pmatrix} x(t) \\ y(t) \\ z(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta_T \cos\theta_G \\ \sin\theta_T \cos\theta_G \\ -\sin\theta_G \end{pmatrix}$$

따라서, $(x(t), y(t), z(t))^T$ 가 주어진 $(x^*(t), y^*(t), z^*(t))^T$ 를 추종할 수 있도록 θ_T, θ_G 를 제어하여야 한다.

$$\begin{aligned} \theta_G(t) &\rightarrow \theta_G^*(t) \cong -\sin^{-1}\{z^*(t)\} \\ \theta_T(t) &\rightarrow \theta_T^*(t) \cong +\tan^{-1}\{y^*(t)/x^*(t)\} \end{aligned} \quad (3.3)$$

3.2. 궤환 선형화 기법(Feedback Linearization Technique)

비선형성이 강한 포탑 시스템에 추종성능 달성과 효과적인 외란 억제를 하도록 비선형 제어이론을 적용하기 위하여 식(3.4)와 같은 비선형 시스템을 고려한다.

$$\dot{y} = f(y) + G(y)u \quad (3.4)$$

여기서, $f: U \rightarrow R^n, G: U \rightarrow R^{n \times p}$ 은 정의역 U 에서 연속인 함수이다. Diffeomorphism

$T: U \rightarrow R^n$ 가 존재하여 $D = T(U)$ 이 원점을 포함하고 상태 변환 $x = T(y)$ 가 식(3.4)를 다음과 같이 변환시킬 때 비선형 시스템 식(3.4)는 상태 궤환 선형화 가능하다고 정의한다.

$$\dot{x} = Ax + B\beta^{-1}(x)[u - \alpha(x)] \quad (3.5)$$

여기서, (A, B) 는 가제어(Controllable)이며, $\beta(x)$ 는 모든 $x \in D$ 에서 Nonsingular하다. 비선형 시스템 식(3.4)가 상태 궤환 선형화 가능하다고 하면, $x = T(y)$ 의 상태 변환에 대해

$$\dot{x} = \frac{\partial T}{\partial y} \dot{y} = \frac{\partial T}{\partial y} [f(y) + G(y)u] \quad (3.6)$$

이 되고, 식(3.5)에서

$$\dot{x} = AT(y) + B\beta^{-1}(T(y))[u - \alpha(T(y))] \quad (3.7)$$

이 되므로, 위의 두 식에서 다음의 등식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial T}{\partial y} [f(y) + G(y)u] \\ = AT(y) + B\beta^{-1}(T(y))[u - \alpha(T(y))] \end{aligned} \quad (3.8)$$

식(3.8)은 해당 영역의 모든 y 와 u 에 대해 성립해야 하므로 두 개의 등식으로 나뉘어진다.

$$\frac{\partial T}{\partial y} f(y) = AT(y) - B\beta^{-1}(T(y))\alpha(T(y)) \quad (3.9)$$

$$\frac{\partial T}{\partial y} G(y) = B\beta^{-1}(T(y)) \quad (3.10)$$

반대로, Diffeomorphism $T(\cdot)$ 가 존재하여 어떤 α, β, A, B 에 대하여 위의 등식 식(3.9), (3.10)을 만족시킨다고 하면 상태 변환 $x = T(y)$ 는 비선형 시스템 식(3.4)를 식(3.5)로 변환시키게 됨을 알 수 있다. 따라서, T, α, β, A, B 가 존재하여 편미분 방정식 (3.9), (3.10)을 만족시키는 것이 비선형 시스템 식 (3.4)가 상태 궤환 선형화 가능하기 위한 필요충분조건임을 알 수 있다. 즉, 다음과 같은 조건을 만족하는 $T_1(y)$ 를 찾으면 된다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial T_i}{\partial y} G(y) &= 0, \quad i=1, 2, \dots, \\ n-1; \quad \frac{\partial T_n}{\partial y} G(y) &\neq 0 \end{aligned} \quad (3.11)$$

여기서,

$$T_{i+1}(y) = \frac{\partial T_i}{\partial y} f(y), \quad i=1, 2, \dots, n-1 \quad (3.12)$$

또한,

$$\begin{aligned} \beta &= \frac{1}{(\partial T_n / \partial y) G(y)} \\ \alpha &= \frac{(\partial T_n / \partial y) f(y)}{(\partial T_n / \partial y) G(y)} \end{aligned} \quad (3.13)$$

로 구해지게 된다.

이와 같이 변환된 상태 방정식에 대해 입력을 $u = \alpha(x) + 1/\beta(x) \bar{u}$ 로 하면 주어진 비선형 시스템은 선형화되며, 선형시스템의 제어 이론을 이용하여 제어기를 설계할 수 있다.

3.3 제어기 설계

수식상 전개 편의를 위해 $\theta_M \triangleq R_s \theta_M$ 로 다시 정의하면, 식(2.15)의 모터 Dynamics는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} J_M \ddot{\theta}_M + S_M \dot{\theta}_T + K_{GRP}(\theta_M + \theta_T) + B_{mm} \dot{\theta}_M \\ + D_{GRP} \dot{\theta}_T + D_M(t) = \tau_M(t) / R_s \end{aligned} \quad (2.15')$$

상태변수 x 를 $x \triangleq (\theta_T, \dot{\theta}_T, \theta_M, \dot{\theta}_M, \theta_G, \dot{\theta}_G)^T$ 와 같이 정의하면 포탑 시스템의 동적 방정식은 다음과 같이 간략화시킬 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, W) + g(x)u + d(t) \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (3.14)$$

여기서,

$$\begin{aligned} f(x, W) &= (f_1(x), f_2(x), f_3(x), f_4(x, W), f_5(x), f_6(x))^T \\ f_1(x) &= x_2 \\ f_2(x, W) &= -K_1(x_1, x_3, x_5) - B_1(x_2, x_4, x_5, x_6, W) \\ f_3(x) &= x_4 \\ f_4(x, W) &= -K_2(x_1, x_3, x_5) - B_2(x_2, x_4, x_5, x_6, W) \\ f_5(x) &= x_6 \\ f_6(x, W) &= -I_G(x_5)^{-1} B_G(x_2, x_5, x_6, W) \end{aligned} \quad (3.15)$$

$$Den(x_5) = I_T(x_5) J_M - S_M^2$$

$$K_1(x_1, x_3, x_5) =$$

$$K_{GRP}(J_M - S_M)(x_1 + x_3) / Den(x_5)$$

$$K_2(x_1, x_3, x_5) = K_{GRP}(I_T(x_5) - S_M)(x_1 + x_3) / Den(x_5)$$

$$\begin{aligned} B_1(x_2, x_4, x_5, x_6, W) &= \{J_M B_T(x_2, x_4, x_5, x_6, W) \\ &\quad - S_M(B_{mm} \dot{\theta}_M + D_{GRP} \dot{\theta}_T)\} / Den(x_5) \\ &= B_{11}x_2 / Den(x_5) + B_{12}x_4 / Den(x_5) \\ &\quad + J_M B_{GT}(x_2, x_5, x_6, W) / Den(x_5) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_2(x_2, x_4, x_5, x_6, W) &= \{I_T(x_5)(B_{mm} \dot{\theta}_M + D_{GRP} \dot{\theta}_T) \\ &\quad - S_M B_T(x_2, x_4, x_5, x_6, W)\} / Den(x_5) \\ &= B_{21}x_2 / Den(x_5) + B_{22}x_4 / Den(x_5) \\ &\quad - S_M B_{GT}(x_2, x_5, x_6, W) / Den(x_5) \end{aligned}$$

$$B_{11} = J_M B_H - S_M D_{GRP}$$

$$B_{12} = J_M D_{GRP} - S_M B_{mm}$$

$$B_{21} = I_T(x_5) D_{GRP} - S_M B_H$$

$$B_{22} = I_T(x_5) B_{mm} - S_M D_{GRP}$$

$$\begin{aligned} B_{GT}(x_2, x_5, x_6, W) &= \\ &\quad - 2\{S_C x_g + I_G(x_5) C x_5\} S x_5 x_2 x_6 \\ &\quad + 2\{S_C x_g + I_G(x_5) C x_5\} \{C x_5 R_T - S x_5 Y_H\} x_6 \end{aligned}$$

$$g(x) = \begin{pmatrix} 0 & g_1(x_5) & 0 & g_2(x_5) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & g_3(x_5) \end{pmatrix}^T$$

$$g_1(x) = -\frac{S_M}{R_s Den(x_5)},$$

$$g_2(x) = \frac{I_T(x_5)}{R_s Den(x_5)},$$

$$g_3(x) = \frac{K_e C_3(x_5)}{I_G(x_5)}$$

$$u = (u_1, u_2)^T = (\tau_M, \tau_e)^T$$

$$d(x, t) = (d_1(x, t), d_2(x, t), d_3(x, t))^T$$

$$d_1(x, t) = -\{J_M D_T(t) - S_M D_M(t)\} / Den(x_5)$$

$$\begin{aligned} d_2(x, t) &= -\{I_T(x_5) D_M(t) \\ &\quad - S_M D_T(t)\} / Den(x_5) \end{aligned}$$

$$d_3(x, t) = -I_G(x_5)^{-1} D_G(t)$$

$$h(x) = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_5 \end{pmatrix}$$

(3.16)

(1) 비선형 제어기(Exact Feedback Linearizing Controller)

식(3.14), (3.15), (3.16)에서

$$\ddot{\theta}_T = \ddot{y}_1 = f_2(x, W) + d_1(x, t) + g_1(x) u_1(t) \quad (3.17)$$

입력 $\tau_M(t) = u_1(t)$ 를 다음과 같이 선택하면

$$\begin{aligned} \tau_M(x, t) &= u_1(x, t) = \overline{u}_1 + v_1(t) / g_1(x) \\ \overline{u}_1(x, t) &= -\frac{1}{g_1(x)} \{f_2(x, W) + d_1(x, t)\} \end{aligned} \quad (3.18)$$

새로운 입력 $v_1(t)$ 와 출력 θ_T 는 다음과 같은 Double Integrator로 표현 될 수 있다.

$$\ddot{\theta}_T = v_1(t) \quad (3.19)$$

다음으로 식(3.19)와 같이 한 개의 Double Integrator로 표현될 수 있는 포탑 시스템이 식(3.1)이나 식(3.3)과 같이 주어지는 제어 목적을 달성하기 위한 제어기를 설계한다.

새로운 제어 입력 $v_1(x, t)$ 를

$$v_1(x, t) = \ddot{\theta}_T^* + K_{DT}(\dot{\theta}_T^* - \dot{\theta}_T) + K_{PT}(\theta_T^* - \theta_T) \quad (3.20)$$

와 같이 선택하면, 식(3.19)에서 다음이 만족된다.

$$\ddot{e}_T + K_{DT} \dot{e}_T + K_{PT} e_T = 0 \quad (3.21)$$

여기서, $e_T \triangleq \theta_T^* - \theta_T$ 이며, 이득 K_{DT} 와 K_{PT} 를 적절한 양의 실수로 선택하면 $e_T \rightarrow 0$, 즉, $\theta_T \rightarrow \theta_T^*$ 임을 알 수 있다.

또한, Internal Dynamics에 의한 영향을 살펴보기 위하여 식(3.18)을 식(3.14)에 대입하면 다음을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \ddot{\theta}_M &= \dot{x}_4 = f_4(x, W) + d_2(x, t) \\ &+ g_2(x) \{ \bar{u}_1(x, t) + v_1(x, x^*, t) / g_1(x) \} \\ &= -K_2(x_1, x_3, x_5) - B_2(x_2, x_4, x_5, x_6, W) \\ &+ d_2(t) - g_2(x) / g_1(x) \{ -K_1(x_1, x_3, x_5) \\ &- B_1(x_2, x_4, x_5, x_6, W) \} \\ &- g_2(x) / g_1(x) d_1(x, t) \\ &+ g_2(x) / g_1(x) \{ v_1(x_1, x_2, \dot{\theta}_T^*, \ddot{\theta}_T^*, \theta_T^*) \} \\ &= -(D_{GRP} / S_M) \dot{\theta}_M - (K_{GRP} / S_M) \theta_M \\ &+ d_m(x_1, x_2, x_5, x_6, \theta_T^*, \dot{\theta}_T^*, \ddot{\theta}_T^*, W) \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \ddot{\theta}_M + (D_{GRP} / S_M) \dot{\theta}_M \\ + (K_{GRP} / S_M) \theta_M = d_m(t) \end{aligned} \quad (3.23)$$

궤환 선형화 및 추종 제어기의 Internal Stability를

보장하기 위하여 식(3.20)과 같이 주어지는 추종 제어기 대신에 다음과 같은 새로운 제어 입력을 선택한다.

$$\begin{aligned} v_1(x, t) &= v_1(x, t) + \tilde{v}_1 \\ \tilde{v}_1 &= -D_{em} \dot{\theta}_M / g_{21}(x) \\ D_{em} &= 2\sqrt{K_{GRP} / S_M} - D_{GRP} / S_M \end{aligned} \quad (3.24)$$

위와 같이 새로 선택된 제어 입력에 대해서 식(3.20)와 (3.22)대신에 다음을 얻을 수 있다.

$$\ddot{e}_T + K_{DT} \dot{e}_T + K_{PT} e_T = -D_{em} \dot{\theta}_M / g_2(x) \quad (3.20')$$

$$\begin{aligned} \ddot{\theta}_M + 2\sqrt{K_{GRP} / S_M} \dot{\theta}_M + (\sqrt{K_{GRP} / S_M})^2 \theta_M \\ = d_m(t) \end{aligned} \quad (3.22')$$

여기서 주목할 것은 Internal Dynamics의 동특성 향상을 위해 적용한 추가적인 제어입력 (3.24)에 의하여 오차방정식(3.20')에서 $-D_{em} \dot{\theta}_M / g_2(x)$ 에 대한 영향이 발생한다는 것이다. 그러나 이에 따른 추종성능의 저하는 시스템의 요구성능의 만족범위 내에 있음을 볼 수 있다⁽⁹⁾.

(2) 단순화된 비선형 제어기(Simplified Feedback Linearizing Controller)

식(3.17), (3.18)로 주어지는 비선형 제어기는 포탑의 모든 입력 및 상태변수를 모두 알아야 실제로 구현 가능하지만 시스템의 가속도 성분을 측정하기는 매우 힘든 상태이며, Euler 각 또한 식(2.19)와 같은 비선형 미분 방정식을 온라인으로 풀어야 하는 단점

이 있다. 또한, 위치명령의 2차 미분은 실제 가용하지 않을 수도 있기 때문에 본 논문에서는 실제 포탑 시스템에서 적용가능한 형태로 식(3.17), (3.18)로 주어지는 제어를 단순화시킨 형태를 제시한다. 이를 위해 차체의 Euler 각 중 ϕ_H, θ_H 는 충분히 작다고 가정한다.

$$\sin(\phi_H) \cong \sin(\theta_H) \cong 0. \quad (3.25)$$

정상적인 운용상태에서 포탑이 안정화 동작을 할 때에는 근사적으로 다음을 만족한다.

$$\ddot{\theta}_G \cong \dot{p}, \quad \ddot{\theta}_T \cong \dot{r} \quad (3.26)$$

또한, 차체의 가속도 성분 $\dot{p}, \dot{q}, \dot{r}$ 대신에 저주파 필터를 이용한 근사 미분을 이용하고, 바스켓의 질량 및 관성은 포탑에 비해서 무시할 수 있을 만큼 작다고 가정한다. 여기서 근사 미분의 사용으로 외란 성분의 제거가 정확하게 이루어지지 않으므로 영으로 수렴하는 오차방정식(3.21)과 달리 그 나머지 성분에 대한 영향으로부터 한정된 추종오차의 경계치가 존재하게 된다. 그럼에도 불구하고 이 추종오차의 크기는 시스템의 요구성능의 만족범위 내에 있음을 볼 수 있다⁽⁹⁾. 따라서, 본 논문에서 제시하는 최종적인 제어기의 형태는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tau_M(x, t) &= -\frac{1}{g_1(x)} \{f_2(x, W) + \overline{d_1}(x, t)\} \\ &\quad + (v_1(x, t) + \widetilde{v}_1(x, t)) / g_1(x) \\ \tau_E(x, t) &= -\frac{1}{g_3(x)} \{f_6(x, W) + \overline{d_3}(x, t)\} \\ &\quad + v_2(x, t) / g_3(x) \end{aligned} \quad (3.27)$$

$$\begin{aligned} v_1(x, t) &= K_{DT}(\dot{\theta}_T^* - \dot{\theta}_T) + K_{PT}(\theta_T^* - \theta_T) \\ v_2(x, t) &= K_{DG}(\dot{\theta}_G^* - \dot{\theta}_G) + K_{PG}(\theta_G^* - \theta_G) \\ \widetilde{v}_1(x, t) &= -D_{em} \dot{\theta}_M / g_{21}(x) \end{aligned} \quad (3.28)$$

(3) 선형 제어기(Linear Controller)

비선형 제어기의 성능을 기존의 선형 제어기법과 비교를 위하여 선형 제어기를 설계한다. 모터축 각변위만을 궤환받아서 기어열 강성의 영향으로 제어 성능을 보장받기 힘들고, 포탑 각변위와 각속도를 궤환받는 형태의 PD제어기만으로는 안정성을 보장받을 수 없으므로 포탑 각변위와 각속도를 궤환받는 PD제어기와 Nonminimum-phase all-pass 필터를 직렬 연결한 형태를 사용한다.

$$\begin{aligned} T_M(s) &= -I_T(0) \cdot R_s \cdot \frac{s/\omega_n^2 - 2\zeta s/\omega_n + 1}{s/\omega_n^2 + 2\zeta s/\omega_n + 1} \\ &\quad \cdot (K_{DT} \cdot \dot{e}_T(s) + K_{PT} \cdot e_T(s)) \end{aligned} \quad (3.30)$$

4. 시스템 변수 추정 기법

시스템 변수 추정 알고리즘을 적용하기 위해서는 우선 대상 시스템이 안정화되어 있어야 한다. 정확한 안정화 및 기준신호의 추종을 위해서는 비선형 제어기의 적용이 필요한데 이는 시스템의 관성변수 및 기하학적 변수의 측정이 요구한다. 따라서, 시스템 변수 추정 시스템을 위해 이러한 비선형 제어기를 적용할 수 없고 PID 제어기와 같은 고전적인 제어기를 이용한다. 그러나, 이러한 고전적인 제어기는 안정화 성능

은 제공할 수 있어도 기준 신호에 대한 정확한 추종 성능을 제공할 수 없다. 기존의 시스템 변수 추정 알고리즘에서는 분석적으로 이 PE 조건을 만족하는 기준 신호의 설계가 어렵지만 PE조건을 만족하는 기준 신호를 설계한다 하더라도 이를 추종하지 못하므로 변수 추정 알고리즘이 제 성능을 발휘하기 어렵다. 이러한 문제점을 해결할 수 있도록 대상 시스템의 변수에 대한 정보 없이도 안정화 및 기준 신호에 대한 정확한 추종 성능을 제공하는 제어기의 적용을 통해 변수 추정에서 좋은 성능을 발휘하는 알고리즘을 적용한다.

그림 4.1에서 포탑 구동 시스템은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$J\ddot{\theta}(t) + H(\dot{\theta}(t), \theta(t)) = u(t) \quad (4.1)$$

식(4.1)에서 $H(\dot{\theta}(t), \theta(t))$ 가 Lipschitz 조건을 만족하고, 기준궤적 θ_R 은 주기 T를 갖는 주기함수라고 가정한다. 이 경우 제어기를 다음과 같이 설계한다.

$$u = J \ddot{\theta}_R + K_d (\dot{\theta}_R - \dot{\theta}) + \alpha(\theta_R - \theta) + h(t) \quad (4.2)$$

또한, e, z, λ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} e &\equiv \theta_R - \theta, \\ z &\equiv \dot{e} + \alpha e, \\ \lambda &\equiv H(\dot{\theta}_R, \theta_R) - h(t) \end{aligned} \quad (4.3)$$

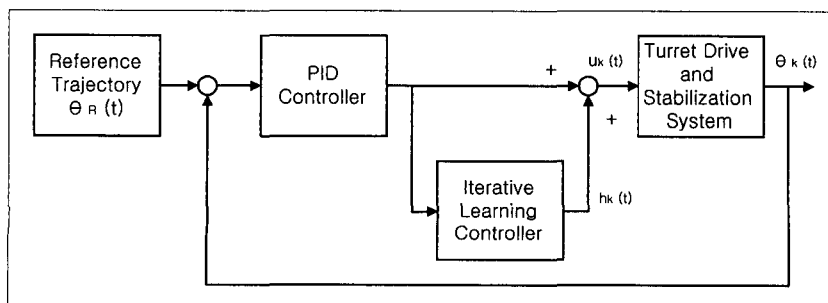
이 경우 다음과 같은 시스템은 주기적 해 $\bar{z}, \bar{e} \in C_T$ 을 갖고, 해의 궤적 (z, e) 는 지수적으로 (\bar{z}, \bar{e}) 의 궤적으로 수렴한다⁽¹²⁾.

$$\begin{aligned} \dot{z} &= -(K_d - J\alpha)z - J\alpha^2 e - \Delta H(t, z, e) + \lambda \\ \dot{e} &= -\alpha e + z \end{aligned} \quad (4.4)$$

다음으로, $e_{J,k} \equiv J\ddot{\theta}_R - J\ddot{\theta}_k$ 라 정의하면 다음이 만족된다.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} P(e_{J,k})|_T = 0 \quad (4.5)$$

반복 학습 제어기를 적용한 새로운 시스템 변수 추정 알고리즘에서 측정된 입력 대신에 기준궤적의 정보를 이용하는 경우를 살펴본다. 우선, 노이즈가 없는



[그림 4.1] Proposed Control Structure for System Parameter Identification

선형 회귀 모델이 다음과 같다고 한다.

$$\tau(t)^* = \phi(t)^* T \eta^* \quad (4.6)$$

식(4.6)에서 $\phi(t)^* = \phi^*(\theta(t), \dot{\theta}(t))$, $\tau^*(t) = \tau^*(\dot{\theta}(t), \theta(t), \theta(t))$ 라 가정한다. 그리고, θ_R , $\dot{\theta}_R$, $\ddot{\theta}_R$ 을 각각 기준신호의 위치, 속도, 가속도라 할 때 다음을 정의한다.

$$\begin{aligned} \phi_R(t) &= \phi^*(\dot{\theta}_R(t), \theta_R(t)) \\ \tilde{\phi}(t) &\equiv \phi^*(t) - \phi_R(t) \end{aligned} \quad (4.7)$$

또한, 이로부터 다음과 같은 벡터들을 정의한다.

$$\begin{aligned} \Phi^{*T} &\equiv [\phi^*(1), \phi^*(2), \dots, \phi^*(K)] \\ \Phi_R T &\equiv [\phi_R(1), \phi_R(2), \dots, \phi_R(K)] \\ \tilde{\Phi} T &\equiv [\tilde{\phi}(1), \tilde{\phi}(2), \dots, \tilde{\phi}(K)] \\ T^* &\equiv [\tau^*(1), \tau^*(2), \dots, \tau^*(K)]^T \end{aligned} \quad (4.8)$$

식(4.6)와 식(4.8)에서

$$T^* = \Phi^{*T} \eta^* \quad (4.9)$$

이고, 다음과 같이 최소 자승 추정기법을 이용한 변수의 추정치를 정의하면

$$\begin{aligned} \hat{\eta} &= (\Phi_R^T \Phi_R)^{-1} \Phi_R^T T^* \\ &= (\Phi_R^T \Phi_R)^{-1} \Phi_R^T [\Phi_R \eta^* + \tilde{\Phi} \eta^*] \\ &= \eta^* + (\Phi_R^T \Phi_R)^{-1} \Phi_R^T \tilde{\Phi} \eta^* \end{aligned} \quad (4.10)$$

이다. 또한, 식(4.10)에서

$$\tilde{\eta} = \eta^* - \hat{\eta} = -(\Phi_R^T \Phi_R)^{-1} \Phi_R^T \tilde{\Phi} \eta^* \quad (4.11)$$

이다. 이 선형 회귀 모델에 안정화와 추종 성능을 위해 그림 4.1과 같은 제어기를 사용한다. 식(4.18)과 식(4.9)에 반복 학습 횟수 k 를 표시하여 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \phi(t)_k^* &= \phi^*(\bar{\theta}_k(t), \bar{\theta}_k(t)) \\ \tau_k^*(t) &= \tau^*(\bar{\theta}_k(t), \bar{\theta}_k(t), \bar{\theta}_k(t)) \\ \Phi_k^{*T} &= [\phi_k^*(1), \phi_k^*(2), \dots, \phi_k^*(K)] \\ \tilde{\Phi}_{k^*} &= [\tilde{\phi}_{k^*}(1), \tilde{\phi}_{k^*}(2), \dots, \tilde{\phi}_{k^*}(K)] \\ T_k^* &= [\tau_k^*(1), \tau_k^*(2), \dots, \tau_k^*(K)]^T \\ T_k^* &= \Phi_k^{*T} \eta^* \end{aligned} \quad (4.12)$$

동일한 방법으로 식(4.7), (4.9), (4.11)에 반복 학습 횟수 k 를 표시하여 나타내면 다음과 같다.

$$\tilde{\phi}_k(t) = \phi_k^*(t) - \phi_R(t) \quad (4.13)$$

$$\hat{\eta}_k = (\Phi_R^T \Phi_R)^{-1} \Phi_R^T T_k^* \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\eta}_k &= \eta^* - \hat{\eta}_k \\ &= -(\Phi_R^T \Phi_R)^{-1} \Phi_R^T \tilde{\Phi}_k \eta^* \end{aligned} \quad (4.15)$$

그러면, 식(4.13), (4.15)에서 다음을 유도할 수 있다.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |\tilde{\phi}_k(t)|_T = 0, \quad \forall t \in R^+ \quad (4.16)$$

또한, 식(4.15)에서,

$$|\widehat{\eta}_k|_T \leq \|(\Phi_R^T \Phi_R)^{-1}\|_T \cdot \|\Phi_R^T\|_T \cdot \|\widehat{\Phi}_k\|_T \cdot |\eta^*|_T \quad (4.17)$$

이고, 식(4.16)와 식(4.17)에서 다음이 얻어진다.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |\widehat{\eta}_k|_T = 0 \quad (4.18)$$

다음으로 측정된 출력 대신에 기준궤적의 정보를 이용하는 경우를 살펴보기 위해 식(4.19)를 정의한다.

$$\begin{aligned} \widetilde{\tau}_k(t) &\equiv \tau_k^*(t) - \tau_R(t) \\ \tau_R(t) &\equiv \tau^*(\theta_R(t), \dot{\theta}_R(t), \theta_R(t)) \end{aligned} \quad (4.19)$$

식(4.19)를 이용하면, 식(4.6)은 다음과 같이 된다.

$$\tau_R(t) = \phi(t)^* \eta^* - \widetilde{\tau}_k(t) \quad (4.20)$$

또한, 다음을 정의한다.

$$\begin{aligned} T_R &\equiv [\tau_R(1), \tau_R(2), \dots, \tau_R(K)]^T \\ \widetilde{T}_k &\equiv [\widetilde{\tau}_k(1), \widetilde{\tau}_k(2), \dots, \widetilde{\tau}_k(K)]^T \end{aligned} \quad (4.21)$$

식(4.8), (4.20), (4.21)에서

$$T_r = \Phi^* \eta^* - \widetilde{T}_k \quad (4.22)$$

이고, 최소 자승 추정기법을 이용한 변수의 추정치는 다음과 같다.

$$\widehat{\eta} = (\Phi^{*T} \Phi^*)^{-1} \Phi^{*T} T_R \quad (4.23)$$

식(4.22), (4.23)에서

$$\begin{aligned} \widehat{\eta} &= (\Phi^{*T} \Phi^*)^{-1} \Phi^{*T} [\Phi^* \eta^* - \widetilde{T}_k] \\ &= \eta^* - (\Phi^{*T} \Phi^*)^{-1} \Phi^{*T} \widetilde{T}_k \end{aligned} \quad (4.24)$$

또한, 식(4.11)과 식(4.24)에서

$$\widetilde{\eta}_k = -(\Phi^{*T} \Phi^*)^{-1} \Phi^{*T} \widetilde{T}_k \quad (4.25)$$

이다. 식(4.25)에서

$$\lim_{k \rightarrow \infty} P(\widetilde{\eta}_k)|_T = 0 \quad (4.26)$$

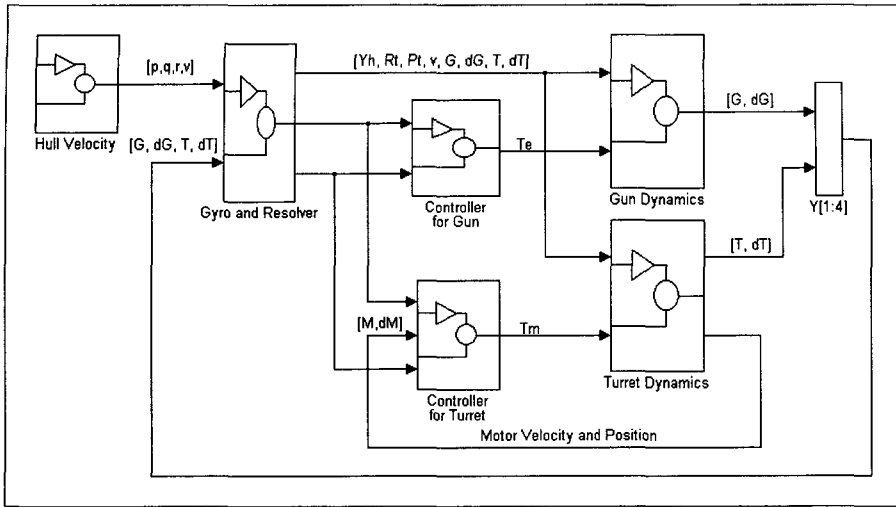
이다. 이러한 시스템 변수 추정 알고리즘이 원하는 수렴특성을 나타내기 위해서는 PE 조건을 만족시켜야 한다⁽¹³⁾.

5. 결과 고찰

5.1 시뮬레이션 결과

대부하 포탑 안정화 구동 시스템의 구동부와 제어부를 MATLAB 소프트웨어를 활용하여 그림 5.1과 같은 전용 시뮬레이션 패키지를 개발하였다. 기존의 운동방정식은 단순 강체 모델링만을 수행하였으나, 본 논문에서는 주포 벤딩모드와 구조물 및 기어 등의 복잡한 기계적 특성들과 각 시스템(차체, 포, 포탑)의 동력학적 연동으로 인하여 발생하는 비선형 방정식의 해를 찾는 방법을 적용하였다.

변수추정기법 검증을 위하여 대부하 포탑 시스템에 선형 제어기를 적용하고 기준 입력으로 $r(t) = 30\pi/180 \sin(2\pi t/10)$ 을 가한 후 제시된 새로운 변수추정 기법을 이용하여 포탑 시스템에 존재하



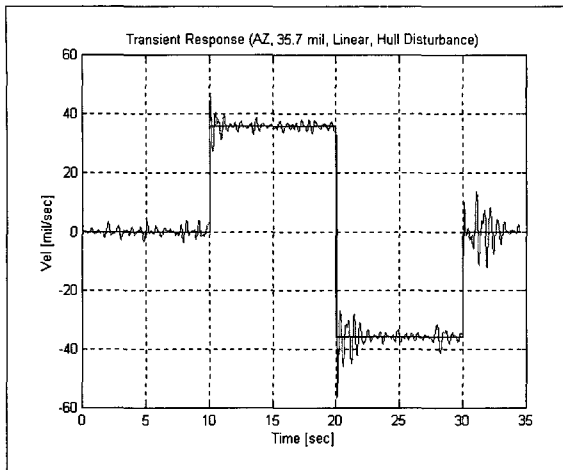
[그림 5.1]
MATLAB Simulation Model
of Turret Drive and
Stabilization System

는 마찰 계수, 강성, 관성 등을 추정하였다. 추정 알고리즘의 정확성을 검증하기 위하여 시뮬레이션에서 학습은 4주기마다 이루어졌으며, 식(3.16)에서 주어진 변수들과 입력 데이터들의 기준값($B_{11} = 3.827 \times 10^{-3}$, $B_{21} = 2.129 \times 10^{-1}$, $B_{22} = 5.324$, $T_{ht} = 271.15$, $T_{TM} = 673.14$, $K_{GRP} = 1.556 \times 10^7$)을 획득된 데이터를 이용하여 파라미터를 추정한 결과 그 추정치 ($\hat{B}_{11} = 3.832 \times 10^{-3}$, $\hat{B}_{21} = 2.166 \times 10^{-1}$, $\hat{B}_{22} = 5.394$, $\hat{T}_{ht} = 269.93$, $\hat{T}_{TM} = 683.36$, $\hat{K}_{GRP} = 1.490 \times 10^7$)와 비교하여 약 2%의 비교적 적은 오차를 나타내었다. 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 제안된 추정 알고리즘은 정확한 시스템의 궤적에 대한 정보 없이도 변수를 미소한 오차 범위내에서 잘 추종하였으며, 측정 오차를 포함한 경우와 비교해서 더욱 좋은 변수 추정 성능을 발휘함을 알 수 있었다. 따라서, 기존의 방법이 해결하기 힘들었던 EIV 문제를 해결할 수 있는 우수한 알고리즘임을 확인하였다.

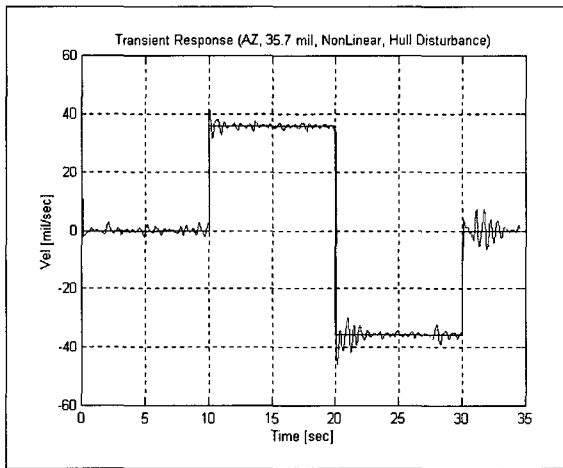
대부하 안정화 구동 시스템의 추종 및 안정화 성능

을 분석하고 설계결과의 검증을 위하여 계단속도 명령에 대한 동특성과 외란가진시의 안정화 성능 등을 분석하였다. 제안된 변수 추정 알고리즘에서 얻어진 추정 결과를 이용하여 궤환 선형화 기법에 의한 비선형 제어를 적용한 경우와 기존의 선형제어를 적용한 결과를 비교하였다. 주행외란은 범프길(APG RRC.9) 주행시(16Km/h) 차체로부터 얻어진 속도 및 가속도의 실측 데이터를 동일하게 적용하였으며, 외란가진시와 비가진시의 속도 및 위치오차를 측정하여 분석하였다.

그림 5.2는 외란 가진시 기준 계단과 속도명령을 인가한 후 선형 제어기와 비선형 제어기를 적용한 경우 포탑의 응답특성을 보여주고 있다. 비선형 제어기의 경우 오버슈트와 최고점 도달 시간은 외란 비가진시 16%와 0.12초, 외란가진시 18%와 0.13초로서 선형 제어기에 비해 외란 비가진시 20%, 외란 가진시 30% 정도의 성능향상을 보여주었다. 특히, 정상상태에서의 속도 및 위치오차의 변이는 매우 개선되었으며, 비선형 제어기의 외란 제거 성능이 우수하게 나타남을 알 수 있다. 또한, 외란 가진에 따른 미세한 속



(a) Linear Controller

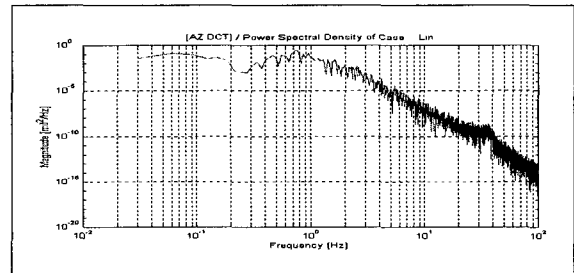
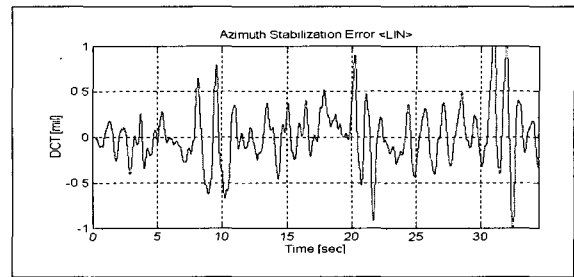


(b) Nonlinear Controller

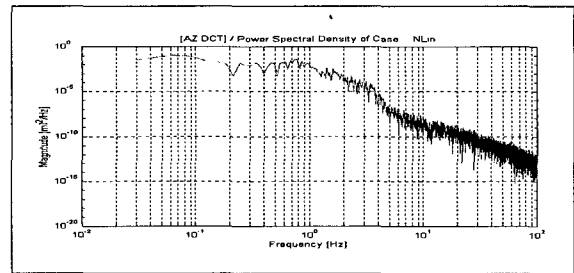
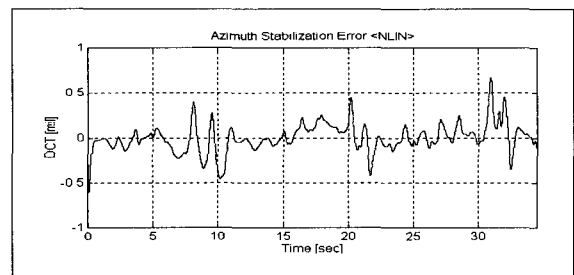
[그림 5.2] Step Responses of Turret System with Hull Disturbances

도파동에 의해 급격한 토오크의 변화를 보여주었으며, 외란 비가진시는 외란 가진시보다 동특성의 차이가 크게 나타나지 않았다.

주행중 안정화 성능의 개념은 지면으로부터 인가되는 위치, 속도 및 가속도 외란 인자를 제거하면서 조준경의 위치로 포탑 구동부가 빠르고 정확하게 추종



(a) Linear Controller



(b) Nonlinear Controller

[그림 5.3] Stabilization Error and PSD Plots of Turret System with Hull Disturbance

하는 것으로 정의된다. 기본적으로 정지간의 구동성능은 일반적인 제어 시스템과 크게 다르지 않으나 주행

중 안정화 성능은 외란제거 성능에 의하여 결정된다.

그림 5.3은 외란제거 성능의 결정요소인 안정화 오차의 시뮬레이션 결과를 도시한 것으로 비선형 제어기의 경우 최대 오차가 0.5mil 수준으로 선형 제어기를 적용한 기존 시스템의 1.0mil 수준보다 우수한 성능을 보여주었다. 성능규격으로 제시되고 있는 RMS 값을 비교해 보면, 선형 제어기의 경우 0.24mil 수준, 비선형 제어기의 경우 0.15mil 수준으로 37% 정도의 현저한 성능향상이 이루어졌음을 알 수 있었다. 외란제거 성능은 입력 외란의 PSD에 대한 안정화 오차 PSD를 $DRC(dB) = 10 \text{ Log}_{10}(\phi^A_{DCT} / \phi^A_H)$ 로 계산한 결과 모든 주파수 영역에서 양호한 외란제거가 이루어졌음을 보여 주었다.

5.2 실험 결과

포탑 구동 안정화 시스템 성능시험을 위해 실제 플랫폼과 유사한 그림 5.4와 같은 시뮬레이터에 설계제작된 제어기를 장착하여 실험장치를 구성하였다.

선형 및 비선형 제어기의 장착을 위한 시뮬레이터의 특성실험 결과 실험장치의 강성의 부족으로 인하여 제어기의 대역폭을 높이는데 한계가 있었으며, 안정화 성능시험을 규격대로 수행하기에는 여러 부분에서 기계적 취약점이 노출되었다. 비선형 제어 알고리즘의 성능도 결국은 대역폭과 잡음의 영향을 받기 때문에 시스템의 강성 부족과 잡음에 의한 제어 시스템의 대역폭의 제한으로 성능 극대화에는 문제가 있었다.

시스템 변수 추정을 위해 시험의 편의를 위해 포탑 구동 시스템에서 다음과 같이 비선형항 $H_T(\dot{\theta}_T(t), \theta_T(t))$ 를 정의하였다.

$$H_T(\dot{\theta}_T(t), \theta_T(t)) = B_T \cdot \dot{\theta}_T(t) + F_T \cdot \text{sign}(\dot{\theta}_T(t)) + I_{TC} \cdot \ddot{\theta}_T(t) \quad (5.1)$$

여기서, B_T 는 점성 마찰 계수, F_T 는 쿨롱마찰 계수를 나타내고, I_{TC} 는 가속도의 추종오차 및 관성



[그림 5.4]
Turret Drive and Stabilization Simulator

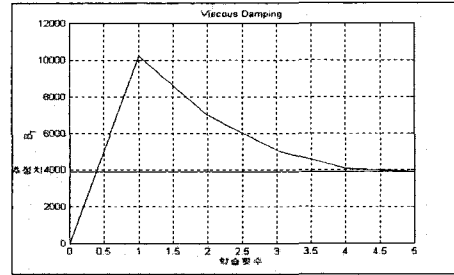
질량의 실제값과의 오차로 발생하는 영향을 보상하기 위해 도입되었다. 시스템변수 추정 실험을 위해 PD 제어를 적용하였으며, 입력된 기준신호는 $\theta_{TR}(t) = (30\pi/180) \cdot \sin((0.1 \times 2 \times \pi)t)$ 이고, 반복학습 제어기는 4주기마다 반복학습 되었다. 4회 학습 이후 위치 기준신호에 대한 추종 오차는 3% 미만으로 반복학습이 진행됨에 따라 포탑의 운동이 기준신호를 충분히 잘 추종함을 알 수 있었다. 또한, 포탑의 경우 기구학적 구조상 중력에 의한 영향과 구동방향에 다른 쿨롱 마찰력의 비대칭 현상도 작게 나타났다. 그림 5.5는 선형회귀 모델을 이용하여 시스템 변수의 추정 결과를 반복학습 횟수에 따라 도시하였다. 알고리즘의 정확성을 검증하기 위하여 새로운 시스템 변수 추정 알고리즘을 적용하여 얻은 시스템 변수 값 ($\hat{B}_T = 3,916.5$, $\hat{F}_T = 821.8$, $\hat{I}_{TC} = -25,249$)을 사용하여 토크값을 비교하였다. 그림 5.5(d)에서 실선은 포탑의 시스템 변수 추정 실험에서 실제로 관측된 토크값이고, 점선은 위에서 추정된 변수값과 기준신호인 $\theta_{TR}(t)$ 를 이용하여 추정된 토크값 $\hat{u}_T(t)$ 로 다음과 같다.

$$\hat{u}_T(t) = J_T \ddot{\theta}_{TR}(t) + \hat{H}(\dot{\theta}_{TR}(t), \theta_{TR}(t))$$

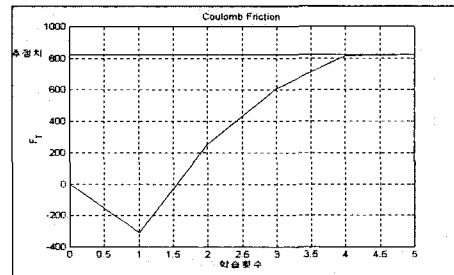
$$\hat{H}(\dot{\theta}_{TR}(t), \theta_{TR}(t)) = \hat{B}_T \cdot \dot{\theta}_{TR}(t) + \hat{F}_T \cdot \text{sign}(\dot{\theta}_{TR}(t)) + \hat{I}_{TC} \cdot \ddot{\theta}_{TR}(t) \quad (5.2)$$

그림 5.5(d)와 식(5.2)로부터 포탑에 대한 시스템 변수 추정이 비교적 정확히 수행되었음을 확인하였다.

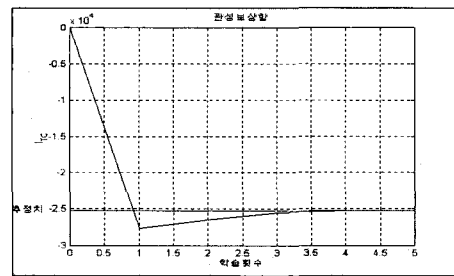
시뮬레이터를 활용하여 동특성 및 표적 추종 성능 확인을 위해 기초 실험을 수행하였다. 그림 5.6은 기준신호 $\theta_{TR}(t) = (5\pi/180) \cdot \sin((0.2 \times 2 \times \pi)t)$ 에



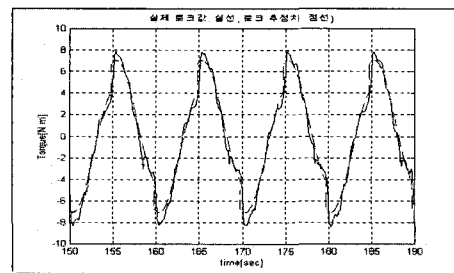
(a) Viscous Friction Coefficient



(b) Coulomb Friction Coefficient



(c) Inertia Comp. Coefficient



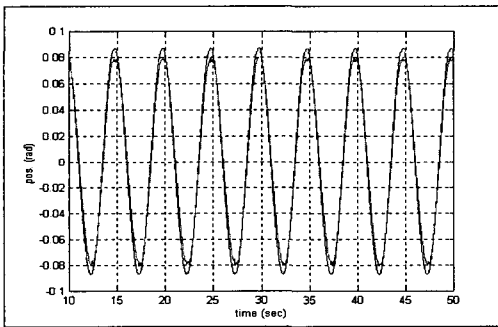
(d) Measured and Estimated Torques

[그림 5.5] System Parameter Estimation Values

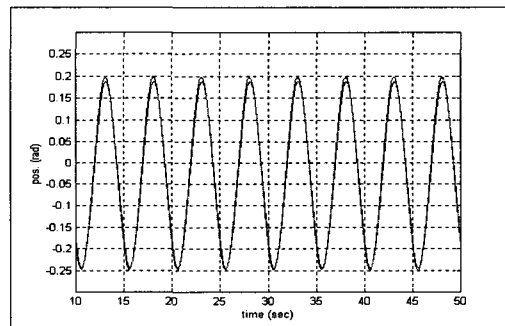
대한 포탑의 추종실험 결과를 보여주고 있다. 선형제 어기로 동작한 경우에는 포탑 위치가 기준신호를 추 종하지 못해서 위치 및 위상의 차이가 발생함을 보여 주었으나, 비선형 제어기 적용시는 이러한 현상이 크 게 개선되어 추종 성능이 보장됨을 알 수 있었다. 마 찰력의 영향을 고찰하기 위해 앞먹임 입력 $\hat{F}(\theta(t))$ 만을 비선형 제어기의 입력으로 인가한 비선형 제어 기의 경우 실제로 마찰력 보상을 위한 앞먹임 입력에 의하여 선형제어기로 동작한 경우보다 위치오차가 크 게 개선되었다. 추종 실험인 경우에는 가속도의 크기 가 상대적으로 마찰력의 크기에 비해 크므로 가속도 의 영향이 더 많이 나타나게 된다. 따라서, 기준신호

의 가속도항에 비례하는 항 $\hat{I}_{TC} \theta''_{TR}(t)$ 을 인가하여 시스템의 추종 실험을 한 결과 마찰력만을 보상한 경 우보다 더 민감하게 오차의 크기가 변함을 알 수 있 었다. 비선형 제어 알고리즘에 의한 총 입력 토크의 대부분은 비선형 제어기의 앞먹임 입력이 차지하 였다. 계단 속도명령에 대한 위치 응답의 경우도 비 선형 제어기의 경우 빠른 응답과 위치 오차 감소를 보여주었다.

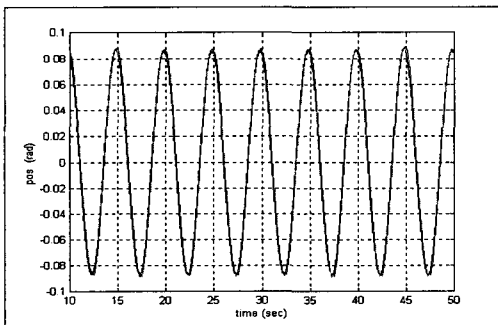
차체의 운동에 따라 나타나는 안정화 성능을 검토 하기 위해 시뮬레이터 차체에 위치와 속도명령 신호 를 인가하였다. 시뮬레이터의 비선형 제어 알고리즘의 장착 실험 결과 마찰력보다는 가속도 정보의 영향이



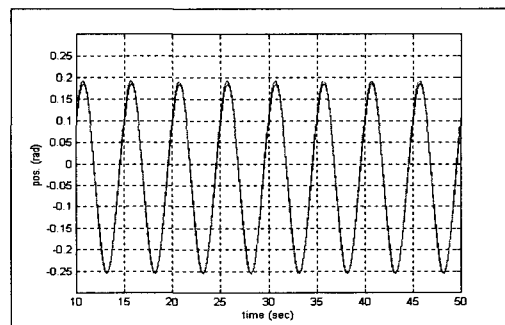
(a) Linear Controller



(a) Linear Controller



(b) Nonlinear Controller



(b) Nonlinear Controller

[그림 5.6] Target Pointing Characteristics with Sinusoidal Input

[그림 5.7] Stabilization Characteristics with Hull Disturbances

상대적으로 크게 나타났다. 그림 5.7은 차체의 위치 및 속도 외란에 따른 포탑의 위치 추종성능을 보여주고 있다. 비선형 제어기의 경우 선형 제어기에 비해 우수한 외란 추종성능을 보여주고 있다. 마찰력과 가속도의 영향을 보상하는 비선형 앞먹임 입력의 크기의 변화를 준 경우 안정화 실험에서의 위치오차가 감소함을 보여주었다.

6. 결 론

본 논문에서는 대부분 전기 구동식 안정화 시스템에 대한 모델링을 체계적으로 행하여 Matlab Simulink를 이용한 시뮬레이션 프로그램을 개발하였으며, 이를 활용한 포탑 구동 시스템의 성능분석 및 예측을 수행하였다. 또한, 모델링의 정확성에 기반을 두는 비선형 제어 이론의 궤환 선형화기법을 바탕으로 요구되는 추종 성능 및 외란 억제 성능을 갖는 제어 알고리즘을 개발하였다. 개발된 제어 알고리즘은 포탑 구동 시스템의 강한 비선형성과 외란에 효과적으로 대처할 수 있는 비선형 제어기법으로서 기존의 선형 제어 알고리즘에 비해 매우 우수한 성능을 보여주었다. 더불어 대부분 구동 시스템의 비선형 정밀 제어 알고리즘의 성능 극대화를 위한 미지 변수의 정확한 추정을 위한 변수 추정 알고리즘을 제시하였다. 제시된 추정 알고리즘은 기준궤적을 사용하고 가속도 정보를 필요로 하지 않는다는 점에서 기존의 변수 추정기법의 단점을 보완함으로써 기존의 추정 알고리즘에 비해서 우수한 성능을 보여 주었다. 변수추정에 기반한 비선형 제어 알고리즘은 시뮬레이션 및 성능실험을 수행하여 성능을 검증하였으며, 실차실험을 통하여 유사무기체계의 새로운 모델 개발을 위한 연구도

구로 활용될 것이다.

참 고 문 헌

1. Binroth, W. and Cornell, G.A., "Closed-Loop Optimization Program for Tank Gun Stabilization System," Rock Island Arsenal, 1975.
2. Harrison, T., "Computer Simulation and Studies of the Behaviour of Stabilized Gun Systems," Royal Military College, 1979.
3. Purdy, D.J., "Modelling and Simulation of Weapon Control System for a Main Battle Tank," Royal Military College, 1974.
4. Schram, G., 1996, "Digitization of Fire Control System and Interface," General Dynamics.
5. 이대옥, 김학성, 안태영, "전차포 표적지향 시스템의 안정화·구동성능 향상 연구," 한국군사과학기술학회 논문집 제1권 제1호, 1998, pp. 65~81.
6. J. W. Gilbert and G. C. Winston, "Adaptive Compensation for an Optical Tracking Telescope," Automatica, vol. 10, no. 2, 1994, pp. 125~31.
7. G. Brandenburg and Schafer, U., "Influence and Compensation of Coulomb Friction in Industrial Pointing and Tracking Systems," IEEE Proc. of the Ind. App. Soc. Annual Meetings, 1996, pp. 1407~1413.
8. Weiping Li and Xu Cheng, "Adaptive High-precision Control of Positioning Tables," IEEE Trans. Cont. Syst. Tech., vol. 2, no. 3,

- 1994, pp. 265~270.
9. 이대옥, 강태하, 1998, "포 위치제어 안정화 시스템의 이론 및 설계 연구," 국방과학연구소
10. A. Sen and M. Srivastava, Regression Analysis Theory, Methods, and Applications, New-York: Springer-Verlag, 1990.
11. B. Armstrong, "On Finding Exciting Trajectories for Identification Experiments Involving Systems with Nonlinear Dynamics," Int. J. Robot Res., vol.8, no.6, 1989, pp. 28~48.
12. S.H. Han, Y.H. Kim, and I.J. Ha, "Iterative Identification of State-dependent Disturbance Torque for High Precision Velocity Control of Servo Motors," IEEE Trans. Automatic Control, Vol. 43, No. 5, 1998, pp. 724~729.
13. Karl. J. Aström and B. Wittenmark, Adaptive Control, Addison-Wesley, 1995.