

# 미사일 Fin 액츄에이터용 서보모터의 외란 토크 억제 제어

김 창 환\*

## 목 차

1. 서론
  2. AC 서보모터 및 미사일 fin 부하 모델
  3. 외란토크 억제 제어기 설계
  4. 시뮬레이션 결과
  5. 결론
- \* 영문초록

## 1. 서론

최근 AC 서보모터(servo motor)의 성능 향상으로 인해 기계식 액츄에이터(공기압, 유압 액츄에이터)를 대신하여 AC 서보모터를 미사일의 fin 액츄에이터로 사용하고자 하는 연구가 활발히 진행되고 있다. 비행 중인 미사일 fin에는 주변환경(마하 수, 공기밀도 등) 변화와 공력계수, fin의 각도 등에 따라 급격하게 변화되는 힘들이

---

\* 대전대학교 컴퓨터전자공학전공 교수

작용한다. 그림 1은 비행 중인 미사일 fin에 작용하는 힘들을 보여 준다. 이러한 fin에 작용하는 힘들은 fin을 구동시키는 액츄에이터에 외란토크(또는 부하토크)로서 작용한다.

따라서 서보모터가 열악하고 예측하기 힘든 주변환경 하에서 동작되는 미사일의 fin의 액츄에이터로 사용되기 위해서는 외란 토크에 의한 영향을 효과적으로 억제할 수 있어야 하며 주변환경 변화에 따른 모델 파라미터의 변동이 있는 경우에도 이러한 외란 토크 억제 성능이 견실하게 달성되어야 한다.

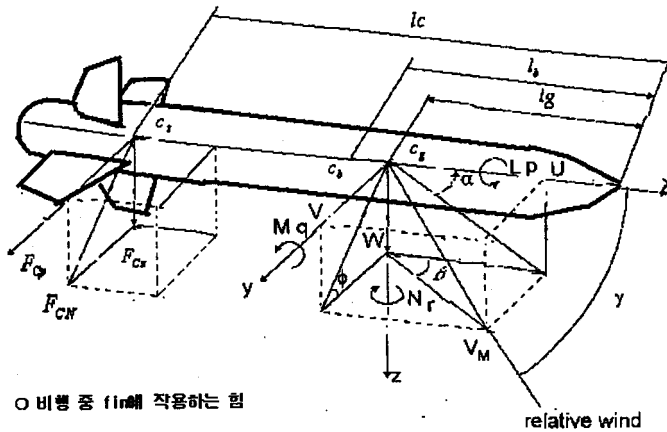


그림 1. 비행 중에 미사일 fin에 작용하는 힘.

AC 서보모터의 외란 억제 성능 및 견실성을 개선시키기 위한 제어기 개발에 대해서는 오래 전부터 최근까지 폭 넓게 연구되고 있다. 외란 토크 억제성능을 향상시키기 위해서 일반적으로 고 이득 (high gain) 제어를 널리 사용하여 왔다. 그러나 이러한 고 이득

제어기들은 전기적인 노이즈에 취약할 뿐만 아니라 서보모터에 연결된 기구부의 공진을 유발하기 쉬운 단점이 있다. 이러한 문제를 극복하기 위해 고 이득제어기를 사용하지 않고 효과적으로 외란 토크를 억제할 수 있는 제어방법 개발에 대해 많은 연구 결과들이 발표되어왔다. 기존의 많은 연구결과들은 PI 제어기와 같이 전체시스템을 안정화(stabilization)하는 피이드백 제어기(feedback controller)와 여기에 부가적으로 작용하여 추정된 외란을 전치보상(pre-compensation)하는 외란 보상기(disturbance compensator)를 결합하는 접근방식을 택하고 있다. 그리고 외란은 관측자이론(observer theory) 등을 적용하여 설계된 외란 추정기(disturbance estimator)로부터 추정된다.

참고문헌 [1]에서는 가정용 VCR 서보시스템에 대해 Luenberger 관측자를 설계하여 외란토크를 보상하는 제어기를 제안하였다. 그리고 [2]에서는 Luenberger 관측자에 비해 보다 일반화된 외란관측자를 설계하였는데 여기서 free filter  $Q(s)$ 를 1차 저역통과 필터로 선택하면 Luenberger 관측자와 같아진다. 또한 [3]에서는 기준명령에 대한 응답특성과 외란억제 특성을 독립적으로 제어할 수 있는 2DOF(2 degree of freedom) 서보제어기 설계방법을 제안하였다. 이러한 방법들은 구현이 비교적 간단하기 때문에 널리 사용되어왔지만 모터 파라미터 변동에 따라 외란 추정성능이 저하된다는 단점이 있다.

한편 최근에는 보다 진보된 제어이론을 적용한 외란 관측기들도 제안되고 있다. 참고문헌 [4]에서는 뉴럴네트워크(neural network)와 파라미터 추정기를 결합한 형태의 외란 토크 추정기를 제안하였다. 또한 [5]에서는 외란 토크 보상을 위해 적응관측자(adaptive observer)를 설계하였다. 그리고 [6]에서는 칼만필터(Kalman filter)와 파라미터 추정기를 결합한 형태의 외란 토크 보상기를 제안하였

다. 이러한 진보된 제어이론을 적용한 방식들은 외란 억제 성능면에서는 기존의 외란 토크 관측자에 비해 다소 개선되었지만 대신 알고리즘이 복잡하고 알고리즘 구현에 필요한 계산 량이 많기 때문에 실시간 구현을 위해서는 DSP(digital signal processor)와 같이 고속의 부동소수점 연산이 가능한 고성능 마이크로프로세서를 필요로 한다는 단점이 있다.

본 논문에서는 기준명령에 대한 응답특성을 제어하는 피드포워드 제어기와 전체시스템의 안정도와 외란 억제 성능을 제어하는 피이드백(feedback) 제어기를 결합한 형태의 새로운 제어기를 제안한다. 피드포워드 제어기는 기준명령에 대한 완벽한 추적성능을 보장해주며 피이드백 제어기는 기존의 외란 관측자의 개념을 일반화하여 전체시스템을 안정화함과 동시에 외란 토크를 효과적으로 억제할 수 있도록 설계될 수 있다. 제안된 제어방법은 기존의 외란 보상 방식과는 달리 외란 토크 억제가 피이드백 루프 내에서 이루어지므로 모델파라미터 변화에 대해서 보다 견실한 외란 토크 억제 성능을 보장한다. 그리고 제안된 피이드백 제어기는 우리가 임의로 선택할 수 있는 하나의 자유함수(free function)를 포함하는 단순한 형태를 갖는다. 자유함수는 원하는 외란억제 성능과 모델오차에 대한 견실성을 달성하도록 독립적으로 설계될 수 있는데 본 논문에서는 그 설계방법을 구체적으로 제시한다.

마지막으로 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 본 논문에서 제안된 제어가 서보모터로 구동되는 미사일 fin 서보시스템의 외란 토크 억제성능 향상을 위해 효과적으로 적용될 수 있음을 보인다.

## 2. AC 서보모터 및 미사일 fin 부하 모델

### 2.1 AC 서보모터 모델 및 제어가 구성

역기전력이 정현파인 3상 AC 서보모터는 다음과 같은 동역학 방정식에 의해 지배된다.

$$L \frac{d i_1}{dt} + R i_1 - K_e \sin(\theta_m) \omega_m = v_1$$

$$L \frac{d i_2}{dt} + R i_2 - K_e \sin(\theta_m - \frac{2\pi}{3}) \omega_m = v_2 \quad (1a)$$

$$L \frac{d i_3}{dt} + R i_3 - K_e \sin(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \omega_m = v_3$$

$$J_m \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + B_m \frac{d \theta_m}{dt} + \tau_{Lm} = \tau_e(i_1, i_2, i_3, \theta_m) \quad (1b)$$

여기서  $L$ 은 전기자 도체에 의한 인덕턴스,  $R$ 은 전기자 도체에 의한 저항,  $K_e$ 는 역기전력 상수,  $\omega_m$ 은 모터 회전자 속도,  $\theta_m$ 은 회전자위치,  $i_1, i_2, i_3$ 는 각 상에 인가되는 상전류,  $v_1, v_2, v_3$ 는 각 상에 인가되는 상전압,  $J_m$ 은 모터 회전자와 부하를 포함하는 총 관성 모멘트,  $B_m$ 은 모터의 점성마찰계수,  $\tau_{Lm}$ 은 외부에서 인가되는 부하토크(또는 외란토크), 그리고  $\tau_e(i_1, i_2, i_3, \theta_m)$ 는 각 상에서 발생하는 토크들의 총 합으로 아래 식과 같이 주어진다.

$$\tau_e(i_1, i_2, i_3, \theta_m) = -p K_e \left\{ \sin(\theta_m) i_1 + \sin\left(\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) i_2 + \sin\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) i_3 \right\} \quad (2)$$

여기서  $p$  는 극대수(number of pole pair)이다. 그리고 보통 AC 서보모터의 각 상권선은 Y 결선형태이므로 다음의 조건이 부가적으로 주어진다.

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0 \quad (3)$$

결국 역기전력이 정현파인 3상 AC 서보모터의 전체 동역학 방정식은 식(1)-(3)으로 주어진다.

그림 2는 일반적인 AC 서보모터 제어기의 기능적인 구성도를 나타내는 그림이다. 속도/위치 제어기, 토크 제어기, 그리고 PWM 인버터(pulse width modulation inverter)로 구성된다. PWM 인버터는 AC 전원으로부터 정류된 DC 링크(link) 전압을 이용하여 원하는 AC 전압을 발생하는 장치로서 토크 제어기에서 발생된 각 상의 전압명령  $v_k^*$  와 같은 크기의 평균전압을 갖는 펄스 폭 변조된 전압  $v_k$  를 발생하여 최종적으로 AC 서보모터의 각 상 권선에 인가한다. 따라서 평균 전압의 의미에서  $v_k^* = v_k$  로 볼 수 있다. 속도/위치 제어기는 위치센서와 추정기를 통해 검출된 회전자속도/위치  $\omega_m, \theta_m$  가 기준 속도/위치 명령  $\omega_m^*, \theta_m^*$  를 잘 추적하도록 제어하는 역할을 하며 여기서 발생된 속도/위치 제어신호가 토크제어기의 입력 즉, 기준 토크명령  $\tau_m$  이 된다. 토크 제어기는 모터가 속도/위치 제어루프에서 생성된 기준 토크 명령에 해당되는 토크를 발생하도록 제어하는 역할을 하며 각 상의 기준 전류명령의 형태를

결정하는 전류명령 발생기와 실제 상 전류가 기준 전류명령을 잘 추종하도록 제어하는 전류제어기로 구성된다.

전류제어기는 주어진 기준 상 전류명령에  $i_k^*$ ,  $k=1,2,3$  에 대하여 이를 실제 상 전류  $i_k$  가 원하는 오차범위 이내로 추적하도록 각 상 권선에 인가할 제어 전압명령  $v_k^*$ ,  $k=1,2,3$  을 발생시키는 역할을 한다. 전류제어기로는 오래 전부터 뱅뱅(bang-bang)제어기 또는 고이득 PI제어기가 사용되어 왔고 최근에는 AC 서보모터의 비선형적인 특성들인 역기전력과 인덕턴스를 보상한 고성능 전류제어기들이 제안되고 있다[7, 8]. 이러한 전류제어기들을 사용하면 역기전력이나 인덕턴스가 크지 않은 중 저속 동작 영역에서는 실제 상 전류  $i_k$  가 각상의 기준 전류명령  $i_k^*$  를 정확하게 추적할 수 있다. 따라서 아래 식과 같이 각 상전류가 기준전류명령을 충분히 빠른 시간 내에 정확히 추적한다고 가정할 수 있다.

$$i_k = i_k^*, \quad k=1,2,3 \quad (4)$$

그러면 AC 서보모터의 전체 다이내믹스는 아래 식과 같이 기계적 동역학 방정식만으로 단순화 시켜 생각할 수 있게 된다.

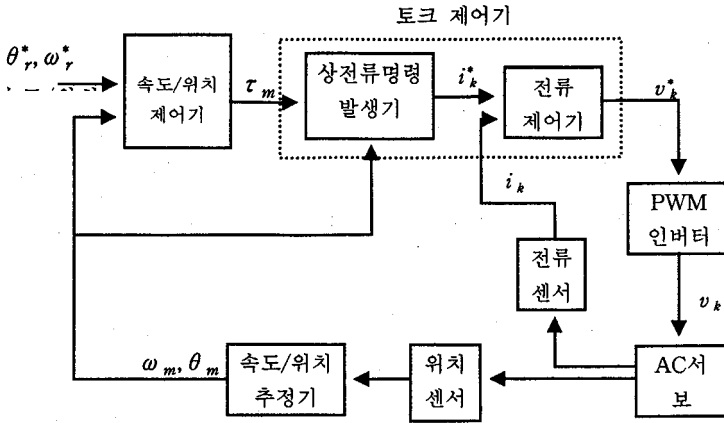


그림 2. AC 서보모터 제어시스템 블록선도.

$$J_m \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m}{dt} + \tau_{Lm} = \tau_e(i_1^*, i_2^*, i_3^*, \theta_m) \quad (5)$$

전류명령 발생기는 속도/위치 제어루프에서 출력된 기준 토크명령  $\tau_m$ 에 해당되는 토크를 모터가 정확히 발생하도록 각 상에 흘려주어야 할 기준 명령  $i_k^*$ ,  $k=1,2,3$ 을 생성하며 각 상의 기준 전류명령은 다음 식과 같이 기준 토크명령  $\tau_m$ 과 회전자 위치  $\theta_m$ 의 함수 형태로 결정된다.

$$i_k^* = -\frac{2}{3} \frac{\tau_m}{p K_e} \sin\left(\theta_m - \frac{2}{3} \pi(k-1)\right), \quad k=1,2,3 \quad (6)$$

그러면 식 (2), (4), (6)에 의해 발생 토크는 다음과 같이 된다.



$$\tau_e(i_1^*, i_2^*, i_3^*, \theta_m) = \tau_m \quad (7)$$

식 (7)은 모터가 기준토크명령에 해당되는 토크를 맥동없이 정확히 발생 할 수 있음을 의미한다. 따라서 식(5), (7)에 의해 토크제어가 완벽하다고 가정할 경우 AC 서보모터의 동역학 방정식은 다음과 같이 간단히 된다.

$$J_m \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m}{dt} + \tau_{Lm} = \tau_m \quad (8)$$

외란 억제제어를 포함하여 속도/위치 제어기를 설계 문제를 다룰 때, 거의 대부분의 경우 토크제어가 완벽하여 AC 서보모터가 식(8)에 의해 지배된다고 가정하는 것이 일반적이다.

## 2.2 미사일 fin의 기계적 모델

AC 서보모터를 구동 액츄에이터로 사용하는 미사일 fin의 기계적 시스템의 구성은 그림 3과 같다. 보통 높은 출력토크를 얻기 위해 서보모터는 감속기어를 통해 미사일 fin에 연결된다. 그림 2에서  $n$ 은 감속기어 비,  $\theta_m$ 은 모터 회전자위치,  $J_m$ 은 모터 회전자와 기어의 1차측 부하를 포함하는 총 관성 모멘트,  $B_m$ 은 모터의 점성마찰계수,  $F_{d1}$ 은 1차측 기구부의 쿨롬마찰력,  $\tau_m$ 은 모터가 발생하는 토크를 나타낸다. 그리고  $\theta_L$ 은 미사일 fin 각도,  $J_L$ 은 fin을 포함한 기어의 2차측 기구부의 총 관성 모멘트,  $B_m$ 은 2차측 기구부의 점성마찰계수,  $F_{d1}$ 은 2차측 기구부의 쿨롬마찰력,  $\tau_L$ 은 fin

에 인가되는 총 부하 토크, 그리고  $K_s$  는 fin에 연결된 축의 강성 (stiffness)을 나타내는 상수이다.

일반적으로 비행 중 미사일 fin에 인가되는 총 부하토크  $\tau_L$  은 다음과 같은 형태로 주어진다고 볼 수 있다.

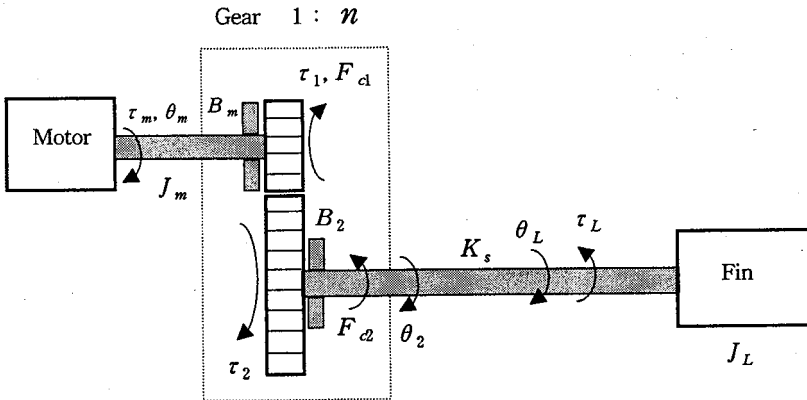


그림 3. 미사일 fin의 기계적 시스템 구성.

$$\tau_L = K_L \theta_L + \tau_d \quad (9)$$

여기서 우변의 첫 번째 성분은 fin 각도  $\theta_L$ 에 비례하는 부하토크 성분으로  $K_L$ 은 비례상수를 나타낸다. 그리고  $\tau_d$ 는 비행 중에 주변 환경의 변화에 따라 순간적으로 발생할 수 있는 외란 토크 성분을 나타낸다. 그림 2와 식 (9)를 참조하여 서보모터를 사용한 미사일 fin 시스템의 동적 방정식을 구해보면 다음과 같다.

$$J_m \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m}{dt} + F_{cl} + \tau_1 = \tau_m$$

$$\tau_2 = n\tau_1, \quad \theta_2 = \theta_m/n, \quad \tau_2 = K_s(\theta_2 - \theta_L) \quad (10)$$

$$J_L \frac{d^2 \theta_L}{dt^2} + B_L \frac{d\theta_L}{dt} + K_L \theta_L + F_{cl} + \tau_d = K_s(\theta_2 - \theta_L)$$

식(10)에서 마찰력 성분(점성 마찰력, 쿨롬 마찰력)은 다른 성분들에 비해 비교적 크기가 작은 값이므로 수식 전개를 간단히 하기 위해 무시한다. 그리고 fin에 연결된 축의 강성(stiffness)을 나타내는 상수  $K_s$ 는 식(9)에 사용된 비례상수  $K_L$ 에 비해 그 크기가 훨씬 크다는 점에 주목하면 식(10)으로부터 다음과 같은 입-출력 전달함수(transfer function)를 얻을 수 있다.

$$\theta_L(s) \cong \frac{K_s/n}{J_m J_L (s^2 + \omega_{n1}^2)(s^2 + \omega_{n2}^2)} \tau_m(s) + \frac{J_m s^2 + K_s/n}{J_m J_L (s^2 + \omega_{n1}^2)(s^2 + \omega_{n2}^2)} \tau_d(s) \quad (11)$$

여기서  $s$ 는 라플라스 연산자를 나타내고  $\omega_{n1}, \omega_{n2}$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\omega_{n1} = \sqrt{\frac{K}{J}}, \quad \omega_{n2} = \sqrt{K_s \left( \frac{1}{J_L} + \frac{1}{n^2 J_m} \right)},$$

$$K = \frac{K_L}{n^2}, \quad J = J_m + \frac{J_L}{n^2} \quad (12)$$

식(11)로부터 미사일 핀 시스템은 2개의 공진 모드를 가짐을 알

수 있는데 첫 번째 공진 모드  $\omega = \omega_{r1}$ 은 fin 각도에 비례하는 부하 토크 성분에 의한 것이고 두 번째 공진 모드  $\omega = \omega_{r2}$ 는 fin에 연결된 축의 유한한 강성( $K_s$ )에 기인한다. 일반적으로  $K_s \gg K_L$ 이므로  $\omega_{r2} \gg \omega_{r1}$ 이다. 즉, 축의 유한한 강성에 의한 공진모드의 공진주파수가 부하토크에 의한 공진주파수 보다 훨씬 더 크다.

### 3. 외란토크 억제 제어기 설계

#### 3.1 일반적인 서보시스템에 대한 외란 억제 제어기 설계

이 절에서는 그림 4와 같이 표현되는 일반적인 서보시스템에 대한 외란 억제 제어기 설계 방법을 제안한다. 그림 4에서  $P(s)$ 는 제어 대상 플랜트인 서보시스템의 입-출력 전달함수를 나타낸다. 그리고  $\theta(s)$ 는 위치로서 플랜트의 출력에 해당되며 다음 식으로 표시된다.

$$\theta(s) = P(s) \{ \tau_m(s) - \tau_d(s) \} \quad (13)$$

$\tau_m(s)$ 는 서보시스템의 발생토크로서 제어입력에 해당되고  $\tau_d(s)$ 는 서보시스템에 인가되는 외란토크(disturbance torque)를 나타낸다. 한편  $P_n(s)$ 는 제어기 설계에 사용될 플랜트  $P(s)$ 에 대한 모델을 나타낸다. 그리고 모델오차  $\Delta P(s)$ 와 출력오차  $E(s)$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$\Delta P(s) := P_n(s) - P(s) \quad (14)$$

$$E(s) := \theta_r^*(s) - \theta(s) \quad (15)$$

여기서  $\theta_r^*(s)$ 는 기준위치명령(reference position command)을 나타낸다.

이러한 서보시스템에 대하여 본 논문에서는 다음과 같이 피드백(feedback) 제어기와 피드포워드 보상기(feed-forward compensator)가 결합된 형태의 외란 토크 억제 제어기를 제안한다.

$$\tau_m(s) = C_{fb}(s) E(s) + C_{ff}(s) \theta_r^*(s) \quad (16)$$

여기서  $\theta_r^*(s)$ 는 기준위치명령을 나타내고 피드백 제어기  $C_{fb}(s)$ 와 피드포워드 제어기  $C_{ff}(s)$ 는 다음과 같이 구체적인 형태로 주어진다.

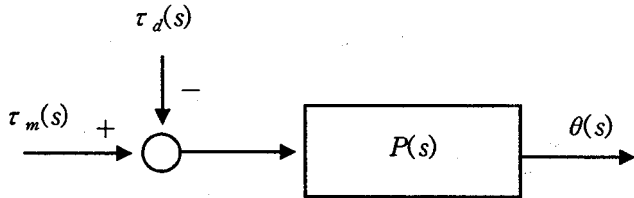


그림 4. 일반적인 서보플랜트 구성.

$$C_{fb}(s) = \frac{1-F(s)}{P_n(s)F(s)} \quad (17)$$

$$C_{ff}(s) = \frac{1}{P_n(s)} \quad (18)$$

여기서  $F(s)$ 는 안정한 유리함수(stable proper real rational function) 중에서 임의로 선택될 수 있는 자유함수(free function)이다.  $F(s)$ 는 주로 우리가 원하는 외란억제 성능을 달성하도록 선택될 수 있는데 그 선택방법에 대해서는 나중에 구체적으로 언급한다. 그림 5는 제안한 외란억제 제어시스템의 구성을 나타내는 그림이다.

이제 제안된 제어를 사용했을 때 전체 폐루프시스템의 안정도(stability)와 성능에 대해 분석한다. 먼저 플랜트에 대한 모델오차가 없는 경우 즉,  $\Delta P(s)=0$  인 경우에 대해 제어시스템의 안정도와 성능을 분석해 본다.  $P_n(s)=P(s)$  이므로 식(13), (15)-(18)로부터 출력오차  $E(s)$ 를 구하면 다음과 같다.

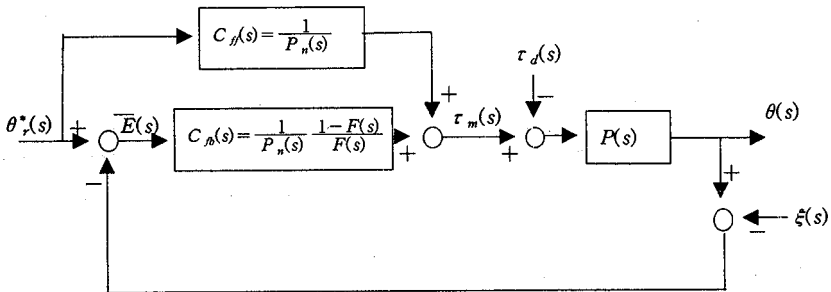


그림 5. 제안한 외란억제 제어시스템(기본형).

$$E(s) = P_n(s)F(s)\tau_d(s) - (1-F(s))\xi(s) \quad (19)$$

함수  $F(s)$ 는 우리가 임의로 선택할 수 있는 안정한 함수이므로 식(19)로부터 자유함수  $F(s)$ 를 적절히 선택하면 전체 폐루프 시스템이 안정하게 됨을 알 수 있다. 또한 식 (19)로부터 다음 식을 얻을 수 있다.

$$|E(j\omega)| \leq |P_n(j\omega)||F(j\omega)||\tau_d(j\omega)| + |1-F(j\omega)||\xi(j\omega)| \quad (20)$$

여기서  $|\cdot|$ 는 노름(norm)을 나타낸다. 이 식으로부터 알 수 있듯이 출력오차  $|E(j\omega)|$ 는 기준 위치명령  $|\theta^*(j\omega)|$ 에는 무관하고 단지 외란 토크  $|\tau_d(j\omega)|$ 과 출력 센서 노이즈  $|\xi(j\omega)|$ 에 의해서만 발생한다. 이는 외란 토크와 출력센서 노이즈가 없는 이상적인 경우에는 ( $\tau_d(s)=\xi(s)=0$ ) 출력오차가  $|E(j\omega)|=0$  이 되어 결국 어떠한 기준 명령  $\theta^*(s)$ 에 대해서도 출력  $\theta(s)$ 는 이 기준 명령을 오차 없이 정확히 추적할 수 있음을 의미한다. 이러한 기준속도명령에 대한 완벽한 추적성능은 피드포워드제어기  $C_{ff}(s)$ 의 작용에 기인한 것이다. 그러나 외란 토크와 출력노이즈가 존재하는 경우 ( $\tau_d(s) \neq 0, \xi(s) \neq 0$ )에는 이것들에 의한 출력오차는 피할 수 없다. 그러나 식 (20)로부터 알 수 있듯이 출력오차  $E(s)$ 는 외란 토크  $\tau_d(s)$ 와 우리가 임의로 선택할 수 있는 함수  $F(s)$ 가 서로 곱해진 형태로 나타나므로  $F(s)$ 를 적절히 설계하면 외란에 의한 영향을 줄일 수 있다. 이는 플랜트에 대한 모델오차가 없는 경우 함수  $F(s)$ 가 기준속도명령에 대한 추적성능 향상과는 무관하며 전체 폐루프 시스템의 안정도 향상과 외란 토크 보상기로 독립적으로 작용

할 수 있음을 의미한다.  $F(s)$ 는 임의로 선택될 수는 있지만 최소한 안정한 전달함수 형태이어야 한다.

이제  $F(s)$ 를 설계하는 방법에 대해 보다 구체적으로 살펴본다. 식 (20)으로부터  $|F(j\omega)|$ 를 가능한 작게(0에 가깝게) 선택하면 외란 토크에 의한 출력오차 성분은 최소화할 수 있음을 쉽게 알 수 있다. 그러나 모든 주파수 영역에서  $|F(j\omega)|$ 를 작게 설계할 수는 없다. 그 이유는 식 (20)으로부터 알 수 있듯이  $|F(j\omega)|$ 를 작게 하면 출력 센서 노이즈 성분에 의한 출력오차 성분은 줄어들지 않고 오히려 커지게 되기 때문이다. 그런데 일반적으로 외란 토크의 주파수 대역은 출력 센서노이즈의 그것에 비해 충분히 낮기 때문에 출력 센서노이즈의 주파수 대역인 고주파 대역에서는  $|F(j\omega)|$ 를 크게(1에 가깝게) 설계하면 센서노이즈에 의한 출력오차 성분도 줄일 수 있게 된다. 따라서 저주파 영역에서는  $|F(j\omega)|$ 를 충분히 작게(0에 가깝게) 설계하고 고주파 영역에서는  $|F(j\omega)|$ 를 크게(1에 가깝게) 설계하면 출력오차를 충분히 작게 제어할 수 있다. 이것은 외란 토크 억제를 위해서는  $F(s)$ 를 고역통과필터(high pass filter) 형태로 선택해야 함을 의미한다. 또한 만약 외란이 어떤 특정한 주파수 대역에만 존재한다면(주기적인 외란의 경우) 이러한 외란을 제거하기 위해서는  $F(s)$ 를 notch필터(notch filter, band stop filter) 형태로 설계하고 notch필터의 중심주파수가 외란의 주파수와 일치하도록 해주면 될 것이다. 이러한 고역통과필터나 notch필터들은 모두 안정한 전달함수 형태를 가지므로  $F(s)$ 에 대한 제약조건을 만족한다. 따라서 일반적으로  $F(s)$ 는 다음과 같은 형태를 갖도록 선택한다.

$$F(s) = \prod_{k=1}^N Q_k(s) \quad (21)$$



여기서  $Q_k(s)$ 는 외란의 형태에 따라 고역통과필터 또는 낮치필터의 형태를 갖는다.  $F(s)$ 가 안정한 전달함수임은 자명하다.  $F(s)$ 의 구체적인 선택 예를 들어보면 다음과 같다. 일반 서보모터 위치 제어 시스템을 생각하자. 플랜트모델이  $P_n(s)=1/J_m s^2$ 로 주어지고 억제하고자하는 외란 토크 성분이 계단입력 형태인 경우 즉  $\tau_d(s)=C/s$ 로 주어지는 경우를 생각하자. 이 경우 자유함수  $F(s)$ 를 다음과 같이 단순한 3차 고역통과 필터 형태로 선택하면 외란 토크 억제 성능을 높일 수 있다.

$$F(s) = \frac{s^3}{(s+\omega_c)^3} \quad (22)$$

여기서  $\omega_c$ 는 차단주파수이다. 식 (22)를 식 (19)에 대입하여 계산하면 출력오차는 다음과 같다.

$$E(s) = \frac{C}{J_m(s+\omega_c)^3} + \frac{3\omega_c s^2 + 3\omega_c^2 s + \omega_c^3}{J_m(s+\omega_c)^3} \xi(s) \quad (23)$$

식 (23)으로부터 노이즈가 없는 경우 즉  $\xi(s)=0$ 인 경우 출력오차는 0으로 수렴함을 알 수 있다. 차단주파수  $\omega_c$ 를 크게 할수록 0으로 수렴하는 속도가 빨라지게 되어 외란억제 성능이 향상되지만 노이즈에 의한 영향은 오히려 커지게 되어 전체 성능에 악영향을 줄 수 있다. 따라서 차단주파수  $\omega_c$ 는 외란 억제 성능과 노이즈에 의한 영향 등을 고려하여 적절한 값으로 선택하여야 한다. 또한 식 (22) 대신에 3차 버터워스(Butterworth) 필터 또는 체비셰프 필터 등과 같은 다른 종류의 필터도 가능하다.

이제 플랜트에 대한 모델 오차가 존재하는 경우 즉  $\Delta P(s) \neq 0$ 인 경우에 대해 성능을 분석해 본다.  $P_n(s) \neq P(s)$  이므로 식(13),

(15)-(18)로부터 출력오차  $E(s)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$E(s) = \frac{H(s)F(s)}{1+H(s)F(s)} \theta^*(s) + \frac{P_n(s)F(s)}{1+H(s)F(s)} \tau_d(s) - \frac{1-F(s)}{1+H(s)F(s)} \xi(s) \quad (24)$$

여기서

$$H(s) = \frac{\Delta P(s)}{P(s)} \quad (25)$$

이 식을 이용하여 외란억제 성능과 모델오차에 대한 견실성에 대해 설명한다. 식(24)로부터 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} |E(j\omega)| \leq & \frac{|H(j\omega)||F(j\omega)|}{|1+H(j\omega)F(j\omega)|} |\theta^*(j\omega)| + \frac{|P_n(j\omega)||F(j\omega)|}{|1+H(j\omega)F(j\omega)|} |\tau_d(j\omega)| \\ & + \frac{|1-F(j\omega)|}{|1+H(j\omega)F(j\omega)|} |\xi(j\omega)| \end{aligned} \quad (26)$$

이 식으로부터 알 수 있듯이 출력오차의 크기  $|E(j\omega)|$ 는 기준 위치명령  $|\theta^*(j\omega)|$ , 외란 토크  $|\tau_d(j\omega)|$ , 그리고 출력 센서 노이즈  $|\xi(j\omega)|$ 에 영향을 받는다. 위치명령과 외란 토크에 의한 영향을 줄이기 위해서는  $|F(j\omega)|$ 를 가능한 작게(0에 가깝게) 유지해야 함을 알 수 있다. 이것은 외란  $\tau_d(s)$ 에 의한 영향을 억제하고 모델오차  $\Delta P(s)$ 에 대해 견실하게 동작되기 위해서는  $|F(j\omega)|$ 를 가능한 작게 설계해야 한다는 것을 의미한다. 그러나 앞서 설명한 모델오차가 없는 경우와 마찬가지로 고주파 성분인 출력 센서노이즈 때문에 모든 주파수 영역에서  $|F(j\omega)|$ 를 작게하면 출력 센서 노이즈에 의한 출력오차 성분은 오히려 더 커지게 된다. 이것은 식(26)으로부터 쉽

게 알 수 있다. 그런데 일반적으로 기준 위치명령이나 외란토크는 저주파 대역이고 출력 센서노이즈는 고주파 대역이므로 저주파 영역에서는  $|F(j\omega)|$ 를 충분히 작게(0에 가깝게) 설계하고 고주파 영역에서는  $|F(j\omega)|$ 를 크게(1에 가깝게) 설계하면 모델오차가 존재하는 경우에도 출력오차를 충분히 작게 제어할 수 있게 된다. 이것은 앞서 설명한 모델오차가 없는 경우와 마찬가지로  $F(s)$ 를 고역통과 필터 형태로 선택하면 출력오차를 줄일 수 있음을 의미한다. 따라서 자유함수  $F(s)$ 를 고역통과필터 형태로 적절히 설계해 주면 제안한 제어기는 우수한 외란 억제성능을 가지며 동시에 모델오차에 대해서도 견실하게 동작됨을 알 수 있다.

지금까지 본 논문에서 제안한 외란억제 제어기의 기본형(그림 5)에 대하여 설명하였다. 식 (17)과 (18)로부터 알 수 있듯이 제안된 외란 억제 제어기는 플랜트 모델  $P_n(s)$ 을 사용한다. 그런데 거의 모든 경우 플랜트 모델은 strictly proper 전달함수 형태를 갖는다. 즉 전달함수의 분모 다항식의 차수가 분자 다항식의 차수보다 더 크게 된다. 따라서 식 (17)과 (18)로부터 제어기  $C_{fb}(s)$ 와  $C_{ff}(s)$ 는 분자다항식의 차수가 분모다항식의 차수보다 더 큰 improper 전달함수 형태를 가짐을 알 수 있다. 제어기 전달함수가 improper 형태라는 사실은 제어기 내에 미분기의 역할을 하는 성분이 포함되어 있음을 의미하고 이것은 제어기의 실제 구현 시 고주파 노이즈를 증폭시켜 전체 성능을 저하시키게 된다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 다음과 같이 저역통과 필터  $Q(s)$ 가 포함된 형태의 외란 억제 제어기를 제안한다.

$$C_{fb}(s) = \frac{Q(s)}{P_n(s)} \frac{1-F(s)}{F(s)} \quad (27)$$

$$C_{ff}(s) = \frac{Q(s)}{P_n(s)} \quad (28)$$

기본형 제어기 식 (17), (18)과 비교해 보면 기본적인 형태는 동일하며 단지 노이즈 제거를 위해 저역통과 필터  $Q(s)$ 가 사용된 점만 다르다. 저역통과 필터  $Q(s)$  설계 시 주의해야 할 점은 필터  $Q(s)$ 의 위상지연 요소가 전체 폐루프 제어시스템의 안정도를 저해하지 않도록 차단주파수를 전체시스템의 대역폭(bandwidth)보다 충분히 크게 설계해야 한다는 점이다. 그리고 필터  $Q(s)$ 의 차수는 플랜트 모델  $P_n(s)$ 의 분모 다항식 차수와 분자 다항식 차수의 차이보다 크거나 같도록 설계해야 한다. 예를 들면  $P_n(s)$ 의 분모 다항식 차수가 2차이고 분자 다항식 차수가 0차(상수항)일 때 저역통과 필터  $Q(s)$ 의 차수는 최소 2차 이상이 되도록 설계해야 실제 구현 시 고주파 노이즈에 의한 영향을 억제하는 효과를 얻을 수 있게 된다. 그림 6은 실제 구현이 가능한 형태의 외란 억제 제어시스템을 나타낸다.

### 3.2 미사일 fin 서보시스템에 대한 외란억제제어기 설계

이 절에서는 3.1절에서 제안한 외란 억제 제어 방법을 이용하여 미사일 fin 서보시스템의 외란 억제 제어기를 설계한다. 2.2 절에서 살펴보았듯이 미사일 fin 서보시스템의 동 특성 방정식은 식 (11)과 같은 전달함수 형태로 표현된다. 식 (11)에서 축의 유한한 강성에 의한 공진모드의 공진주파수가 부하토크에 의한 공진주파수 보다 훨씬 더 크다는 점 즉,  $\omega_2 \gg \omega_1$  인 점과 축의 유한한 강성에

의한 공진주파수  $\omega_n$ 가 제어기 대역폭 보다 훨씬 더 크다는 사실

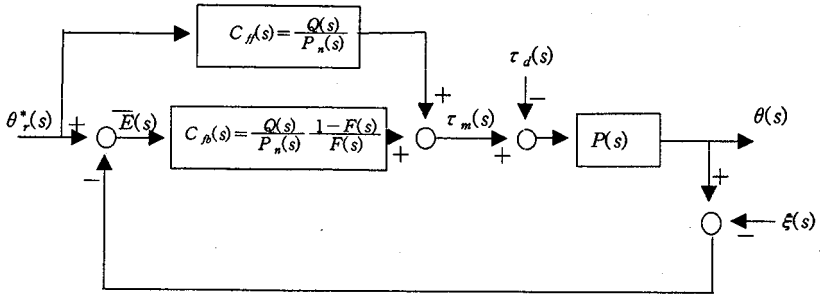


그림 6. 제안한 외란 억제 제어시스템(실제 구현 형태).

에 주목하면 식 (11)은 제어기 대역폭 내에서 다음과 같이 근사화 될 수 있다.

$$\theta_L(s) \cong \frac{1}{nJ(s^2 + \omega_n^2)} \tau_m(s) + \frac{(nJ_m/K_s)s^2 + 1}{nJ(s^2 + \omega_n^2)} \tau_d(s) \quad (29)$$

여기서  $J, K$ 는 식 (12)에서 정의되었다. 식 (29)로부터  $\theta_L$  각도  $\theta_L$ 을 출력, 모터 발생토크  $\tau_m$ 을 입력으로 생각할 때 플랜트의 입-출력 전달함수  $P(s)$ 는 다음과 같이 놓을 수 있다.

$$P(s) = \frac{1}{nJ(s^2 + \omega_n^2)} \quad (30)$$

그리고  $\tau_d(s)$ 를

$$\tau'_d(s) = \{(nJ_m/K_s)s^2 + 1\} \tau_d(s) \quad (31)$$

로 정의하면 식 (29)는 아래 식으로 표현되며 이는 3.1 절에서 사용한 일반적인 서보플랜트 식 (13)과 동일한 형태임을 알 수 있다.

$$\theta_L(s) = P(s) \{ \tau_m(s) - \tau'_d(s) \} \quad (32)$$

그리고 플랜트  $P(s)$ 에 대한 모델  $P_n(s)$ 를 다음과 같이 둔다.

$$P_n(s) = \frac{1}{nJ_n(s^2 + \omega_{rn}^2)} \quad (33)$$

여기서 아래첨자  $n$ 은 각각의 파라미터 값들에 대한 공칭값 (nominal value) 또는 모델 값을 나타내며  $\omega_{rn} = \sqrt{K_n/J_n}$  이고  $K_n, J_n$ 은 각각  $K, J$ 에 대한 모델 값을 나타낸다.

이제 3.1절에서 제안한 외란 억제 제어기에서 자유함수  $F(s)$ 를 결정한다. 플랜트  $P(s)$ 와 플랜트 모델  $P_n(s)$ 이 서로 같다고 가정한다. 플랜트  $P(s)$ 는 식 (30)에서 알 수 있듯이 제어성능에 나쁜 영향을 주는 공진모드를 갖는다. 이를 상쇄시키고 계단 입력 형태의 외란토크에 대해 정상상태 오차가 0이 되도록 하는 자유함수  $F(s)$ 를 선택하고자 한다. 식 (19)를 상기하면 이러한 제어 목적을 달성하기 위해서는  $F(s)$ 를 다음과 같이 선택하면 된다.

$$F(s) = \frac{s^2 + \omega_{r1}^2}{(s + \omega_{d1})^2} \frac{s^2}{(s + \omega_{d2})^2} \quad (34)$$

여기서  $\omega_{cl}$ ,  $\omega_{cl}$ 는 양의 상수 값으로 적절한 값으로 선택하면 된다. 출력 노이즈  $\xi(s)=0$ 이고 모델오차가 없다고 가정하면 식 (19)와 식 (31), (33), (34)에 의해 출력오차는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 E(s) &= \frac{s^2}{nJ_n(s+\omega_{cl})^2(s+\omega_{cl})^2} \tau'_d(s) \\
 &= \frac{s^2((nJ_m/K_s)s^2+1)}{nJ_n(s+\omega_{cl})^2(s+\omega_{cl})^2} \tau_d(s)
 \end{aligned} \tag{35}$$

식 (35)로부터 계단 입력 형태의 외란토크  $\tau_d(s)=c/s$ 에 대해 정상상태 오차가 0으로 수렴함과  $\omega_{cl}$ ,  $\omega_{cl}$  값이 클수록 0으로 수렴하는 속도가 빨라짐을 알 수 있다.

## 4. 시뮬레이션 결과

이 절에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 본 논문에서 제안한 외란 억제 제어기의 성능을 확인해 본다. 시뮬레이션에 사용된 서보모터와 미사일 fin의 모델 파라미터 값들은 다음과 같다. 서보모터의 경우  $J_m=0.005$  [Kg m<sup>2</sup>]이고 서보모터의 최대 발생토크는  $\tau_{max}=3.6$  [Nm]이다. 따라서 제어입력  $\tau_m$ 는  $|\tau_m| \leq \tau_{max}$ 로 제한된다. 그리고 미사일 fin에 대한 파라미터들은 다음과 같다.  $J_L=0.025$  [Kg m<sup>2</sup>],  $K_L=603$  [Nm/rad],  $K_s=28200$  [Nm/rad]이고 감속기어 비는  $n=111$ 이다. 이 파라미터 값들과 식 (12)를 이용하여 두 개의 공진 주파수를 계산하면  $\omega_{n1}=50$  [rad/sec],

$\omega_{r2} = 1132$  [rad/sec].  $\omega_{r2} \gg \omega_{r1}$  임을 알 수 있다. 따라서 식 (12)와 (30)에 의해 플랜트의 입-출력 전달함수  $P(s)$  다음과 같이 주어진다.

$$P(s) = P_n(s) = \frac{461.25}{(s^2 + 50^2)} \quad (36)$$

자유함수  $F(s)$ 는 식(34)와 같이 선택하였고  $\omega_{c1} = 50$  [rad/sec],  $\omega_{c2} = 50$  [rad/sec]로 선택하였다. 따라서

$$F(s) = \frac{s^2 + 50^2}{(s + 50)^2} \frac{s^2}{(s + 50)^2} \quad (37)$$

그리고 필터  $Q(s)$ 는 다음과 같이 차단주파수가 900 [rad/sec] 인 2차 저역통과 필터를 사용하였다.

$$Q(s) = \frac{900^2}{(s + 900)^2} \quad (38)$$

식 (36)-(38)을 이용하여 외란 억제 제어기 식 (27), (28)이 구현 된다.

또한 본 논문에서 제안한 제어기와의 성능 비교를 위해 기존에 널리 사용되고 있는 PID 제어기를 사용하여 시뮬레이션 하였다. PID 제어 이득은 각각  $K_p = 250$ ,  $K_I = 30$ ,  $K_d = 1$  [rad/sec] 을 사용하였다.

제안한 제어기의 외란억제 특성을 검증하기 위한 시뮬레이션을 하였다. 기준 위치명령을  $\theta_r^* = 4$  [deg]로 설정하였으며 1.5초가 경과한 시점부터 외란 토크  $\tau_d(t) = 20$  [Nm]를 인가하였다. 여기서는 서보모터의 전류제어루프는 포함시키지 않았다. 그림 7은 제안



한 외란억제 제어기를 사용했을 때의 계단응답 특성을 나타낸다. 그림 7(a), 7(b)에서 보듯이  $\text{fin}$  각도  $\theta_L$ 이 거의 오차 없이 4 [deg]로 제어되고 있음을 알 수 있다. 외란 토크가 인가되는 시점에 약간의 오차가 순간적으로 발생하지만 충분히 짧은 시간 이내에 오차가 0으로 수렴함을 볼 수 있다. 그림 8은 기존의 PID 제어기를 사용했을 때의 계단응답 특성을 나타낸다. 그림 7과 비교해 볼 때 다소 큰  $\text{fin}$  각도 오차가 발생함을 알 수 있다. 그리고 약간의 정상상태 오차도 존재함을 확인 할 수 있다.

이번에는 서보모터의 전류제어루프까지 포함한 상태에서 동일한 시뮬레이션을 반복하였다. 그림 9는 제안한 외란억제 제어기를 사용했을 때의 계단응답 특성을 나타낸다. 전류제어루프를 포함하지 않은 경우의 결과(그림 7(a), 7(c))와 비교해 볼 때 거의 차이가 없이 우수한 외란 억제 성능을 보여준다. 반면에 PID 제어기의 경우, 그림 10(a)에서 보듯이  $\text{fin}$  각도 오차가 상당히 크게 발생함을 볼 수 있다. 이것은 전류제어루프의 포함으로 인해 발생토크에 고주파 성분이 포함되게 되고 이로 인해 유한 강성을 갖는 축에 의한 기계적인 공진 모드가 여자되어 기계적인 공진 현상이 유발되었기 때문이다.

마지막으로 정현파 형태의 기준위치  $\theta^*$ 에 대하여 제안한 제어기의 추적성능을 시뮬레이션 하였다. 그 결과는 그림 11에 나타나있다. 그림 11(a), 11(b)로부터 알 수 있듯이 제안한 제어기는 충분히 작은 위치 오차 범위 내에서 정현파 형태의 위치 명령도 잘 따라감을 알 수 있다.

## 5. 결론

본 논문에서는 미사일 fin의 구동부로 사용되는 AC 서보모터에 대한 외란억제 제어알고리즘을 제안하였다. 제안한 제어기는 피드포워드제어기와 피이드백 제어기가 결합된 형태를 가지는데 피드포워드제어기는 기준명령에 대한 응답특성을 향상시켜주며 피이드백 제어기는 전체시스템의 안정도와 외란 억제 성능을 높이도록 설계된다. 피이드백 제어기는 우리가 임의로 선택할 수 있는 함수를 포함하는데 이 함수는 외란 억제와 모델오차에 대한 견실성을 높이도록 설계될 수 있다. 대부분의 경우 이 함수는 고역통과필터 또는 notch필터 등과 같은 형태로 설계되어야 하는데 결국 이러한 필터의 적절한 설계가 제어성능 향상에 중요한 역할을 한다. 적절한 필터 설계를 통해 얻어진 제어기는 기존의 제어기에 비해 탁월한 외란 억제 성능을 가짐을 시뮬레이션 결과로부터 확인할 수 있었다.

향후 본 논문에서 제안한 외란 억제 제어알고리즘은 서보모터로 구동되는 미사일 fin 서보시스템에 효과적으로 적용되어 미사일 fin의 제어성능을 크게 향상시킬 수 있을 것으로 기대된다.

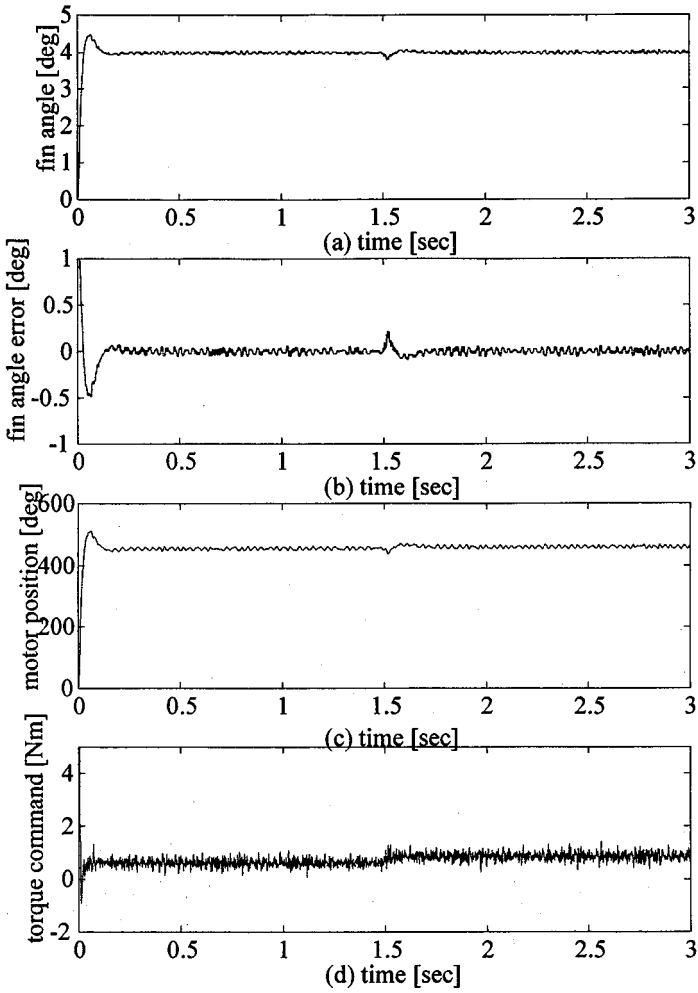


그림 7. 제안된 제어기의 계단 응답(전류제어루프 포함 안된 경우). (a) fin 각도 (b) fin 각도 오차 (c) 모터 위치 (d) 제어기 출력.

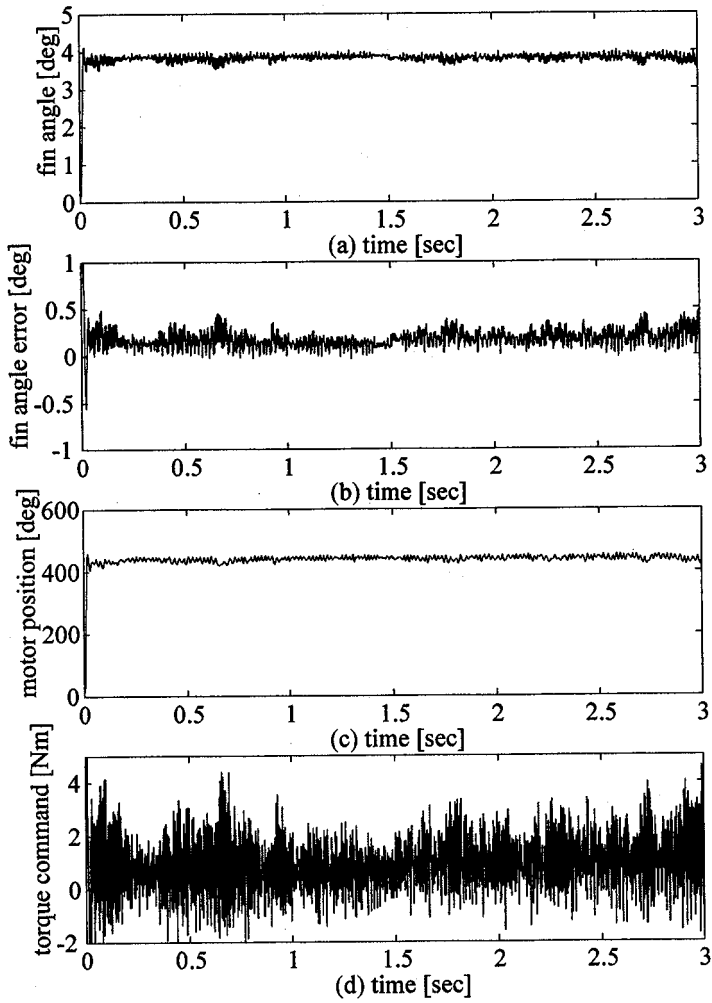


그림 8. PID 제어기의 계단 응답(전류제어루프 포함 안된 경우).  
 (a) fin 각도 (b) fin 각도 오차 (c) 모터 위치 (d) 제어기 출력.

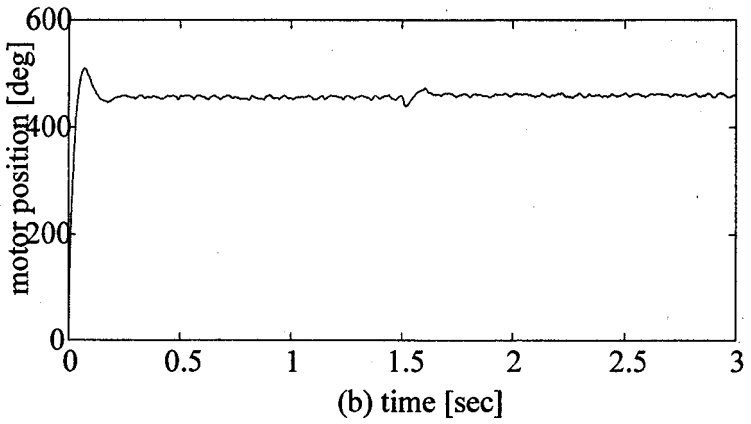
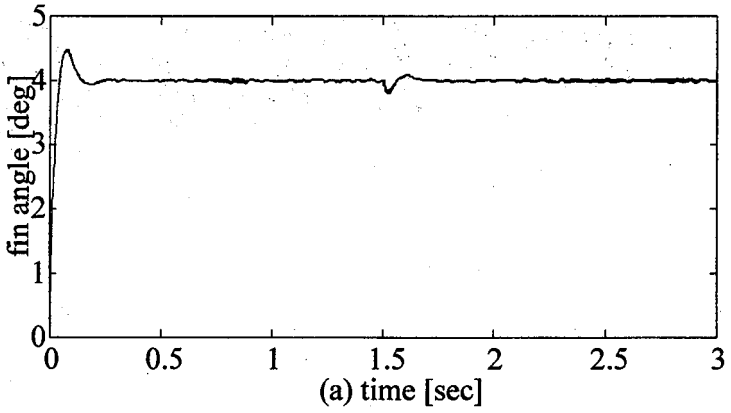


그림 9. 제안된 제어기의 계단 응답(전류제어루프 포함한 경우).  
 (a) fin 각도 (b) 모터 위치

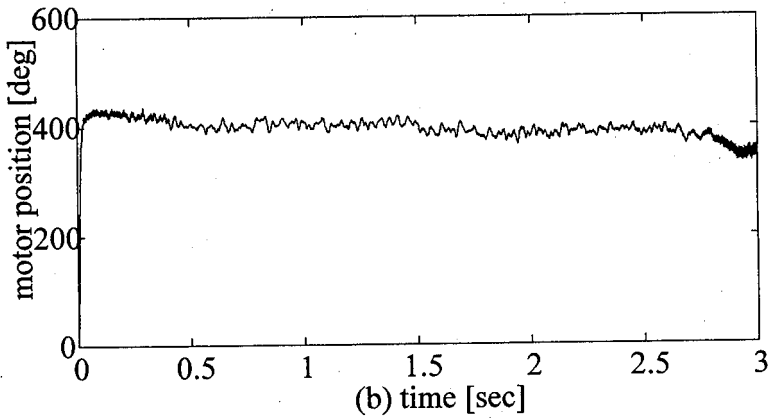
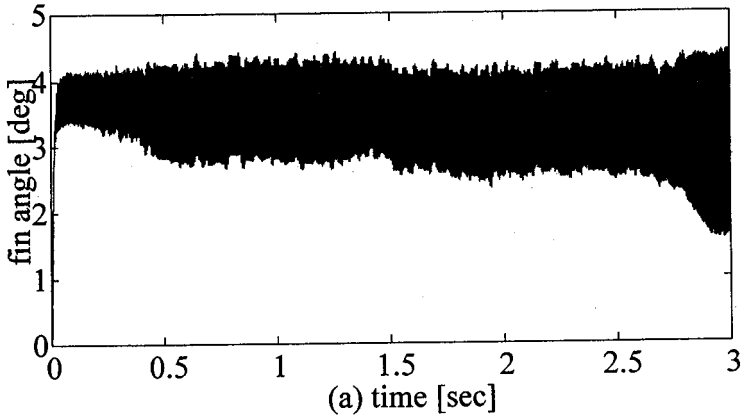


그림 10. PID 제어기의 계단 응답(전류제어루프 포함한 경우).  
 (a) fin 각도 (b) 모터 위치

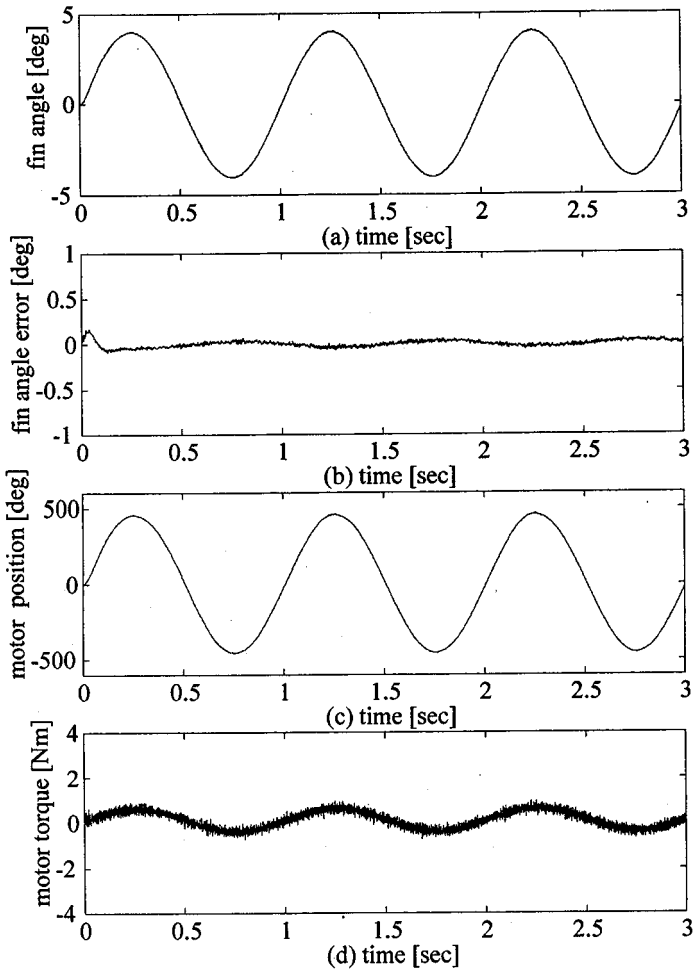


그림 11. 사인파 위치명령에 대한 제안한 제어기의 응답(전류제어 루프 포함한 경우). (a) fin 각도 (b) fin 각도 오차 (c) 모터 위치 (d) 제어기 출력.

## < 참고문헌 >

- [1] M. Nagasawa, E. Yokoyama, and Y. Ishida, "Precision motor control system for VCR using disturbance and velocity observer," *IEEE Trans. Consumer Electr.*, vol. 38, no. 4, pp. 747-754, Nov. 1992.
- [2] K. Ohishi, K. Ohnishi, and K. Miyachi, "Adaptive DC servo drive control taking force disturbance suppression into account," *IEEE Trans. Industry Applications.*, vol. 24, no. 1, pp. 171-176, Jan./Feb. 1988.
- [3] T. Umeno, T. Kaneko, and Y. Hori, "Robust servosystem design with two degrees of freedom and its application to novel motion control of robot manipulator," *IEEE Trans. Ind. Electr.*, vol. 40, no. 5, pp. 473-485, Oct. 1993.
- [4] C. Y. Huang, T. C. Chen, and C. L. Huang, "Robust control of induction motor with a neural-network load torque estimator and a neural-network identification," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 990-998, Oct. 1999.
- [5] F. J. Lin and Y. S. Lin, "A robust PM synchronous motor drive with adaptive uncertainty observer," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. 989-995, Dec. 1999.
- [6] T. J. Kweon and D. S. Hyun, "High-performance speed control of electric machine using low-precision shaft encoder," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 14, no. 5, pp. 838-849, Sep. 1999.
- [7] D. G. Taylor, "Pulse-width modulated control of electro-mechanical systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 37, pp. 524-528, April 1992.
- [8] J. Holtz and S. Stadtfeld, "A predictive control of the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source," in *Conf. Rec. 1983 Annu. Meet. IPEC*, 1983, pp. 1665-1675.



# Disturbance Torque Suppression Control of Servo Motors for Missile Fin Actuators

Kim Chang-Hwan

In this paper, we propose a generalized disturbance torque suppression control scheme of servo motors for missile fin actuators. Our controller consists of both a model based feed-forward controller and a stabilizing feedback controller. The feed-forward controller is designed such that the output of nominal plant tracks perfectly the reference position command with a desired dynamic characteristics. The feedback controller stabilizes the overall closed loop system. Furthermore, the feedback controller contains a free function that can be chosen arbitrary. The free function can be designed so as to achieve both the suppression of disturbances and the robustness to model uncertainties. In order to illuminate the superior performance of our control scheme to the conventional ones, we present some simulation results.

*Keywords* : Missile, Fin Actuators, controller