

# 포 구동명령 개선을 위한 표적상태 추정기 설계

## A Target State Estimator Design to Improve the Gun Driving Command

이 석 재, 유 준\*, 곽 휘 권  
 (Seok-Jae Lee, Joon Lyou, and Hwy-Kuen Kwak)

**Abstract :** This paper presents a target state estimator(TSE) with low pass filter for improving the gun driving command. The ballistic computer uses target information such as predicted range, velocity, acceleration of a target to generate the gun command. We adopt the finite impulse response(FIR) filter as our TSE to shorten calculation time for the driving command and due to its inherent stability property. We also introduce a post-processing filter to reduce the high frequency components in the output signal of a TSE which may cause instability of gun driving. The first order low pass filter has been designed based on  $H_{\infty}$  criteria considering the noise characteristics. To show the validity of the present scheme, simulation results are given for the overall gun driving system including aircraft target information.

**Keywords :** gun driving system, target state estimator, FIR filter, post-processing filter, low pass filter

### I. 서론

기동하는 전투차량 위에 탑재된 포 구동시스템이 이동표적에 대한 추적성능을 높이기 위해서는 표적탐지로부터 안정적이고 정밀한 구동특성을 가져야 한다. 특히 차량 기동간에 빠른 이동표적은 획득 표적정보의 불확실성과 측정잡음으로 포 구동특성을 더욱 악화시킬 수 있다. 따라서, 현대식 사격통제장치는 표적에 대한 상태추정 및 미래정보예측의 단계를 거쳐 포 구동명령을 생성하게 된다. 즉, 측정된 표적에 대한 정보로부터 미래의 표적정보를 추정하고 잡음을 제거하여 포 구동에 대한 명령을 개선하고자 표적상태추정기를 탄도계산기에 적용하였다[1,2].

지상 또는 대공표적에 대응하는 포 구동장치의 구성은 그림 1과 같이 표현될 수 있으며, 탄도계산기는 조준경으로부터 획득하는 표적의 위치정보와 수동핸들의 구동명령으로부터 포 구동명령을 생성하고 포의 위치값을 측정하여 위치오차를 보상하게 된다. 이때 표적의 위치정보는 빠른 표적에 대한 수동추적의 특성으로 불확실성을 갖기 때문에 탄도계산기는 측정된 표적위치로부터 표적속도 및 가속도의 상태추정 단계를 가진다. 추정된 표적정보를 이용하여 발사된 탄의 비행시간을 계산하고 미래탄착예정 위치를 예측하는 사격통제장치의 고유기능인 탄도계산을 하게 된다. 한편, 측정된 표적정보는 측정잡음과 차량의 외란으로부터 표적정보의 오차를 내포하고 있으므로, 탄도계산 전단계에서 위치추정값과 수동 표적속도명령으로부터 표적잡음을 감소시키고자 저역통과특성을 갖는 전처리 필터과정을 수행한다[3]. 전처리과정을 거친 구동명령과 표적정보는 탄도계산단계에서 추정된 표적정보와 현재 포의 위치로부터 수

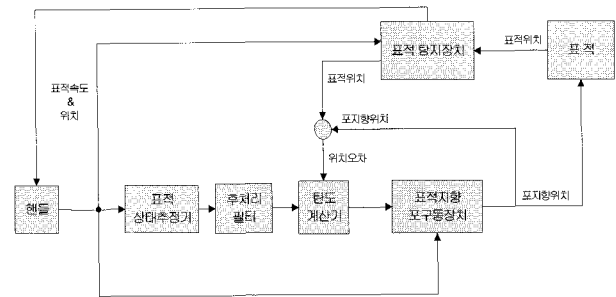


그림 1. 표적대응 포 구동장치 구성도.  
 Fig. 1. Block diagram of the anti-target gun driving system.

정된 포 구동 명령값을 계산한다. 즉, 포구를 떠난 탄이 목표물까지 도달하는 탄자비행시간(Time of Flight : TOF) 동안에 기동이 있는 목표물을 명중시키기 위해서는 목표물의 현재 위치, 속도, 가속도 등을 추정하여 포탄이 목표물에 도달했을 때의 목표물의 위치를 정확히 예측해야만 하고 이는 정확한 표적상태추정의 과정을 통하여 가능한 것이다. 그러나, 표적상태추정기로 빠른 추정성능을 위하여 칼만필터[4]나 FIR(Finite Impulse Response)필터[5]를 사용할 경우 추정값에 원하지 않는 잡음이 존재한다. 이러한 잡음은 상태추정과정에서 발생하는 고주파 성분으로 탄도계산 과정에서 탄자비행시간에 비례하여 오차를 증폭시키며 결국 포 구동의 불안정 요인으로 작용한다. 즉, 상태추정기는 자체적으로 필터 기능을 갖지만 상태추정필터의 설계는 표적특성에 주목하여 설계되기 때문에 포 구동장치의 동특성을 정확히 반영할 수 없고 이로 인해 추정잡음이 발생한다.

수동핸들로부터 발생되는 속도 명령은 운용자가 표적을 추적하면서 포의 지향방향과 표적의 위치오차에 비례하여 포 구동속도를 생성하게 된다. 이때 핸들명령은 휴먼 운용자의 특성에 영향을 받으며 10Hz 이하의 저주파 특성을 갖는다[3]. 그러나, 실제 표적상태추정기를 거치면서 구동명령

\* 책임저자(Corresponding Author)  
 논문접수 : 2006. 12. 11., 채택확정 : 2007. 9. 20.  
 이석재 : 국방과학연구소(lsj@add.re.kr)  
 유준, 곽휘권 : 충남대학교 전자공학과  
 (jlyou@cnu.ac.kr/geniuskwak@cnu.ac.kr)

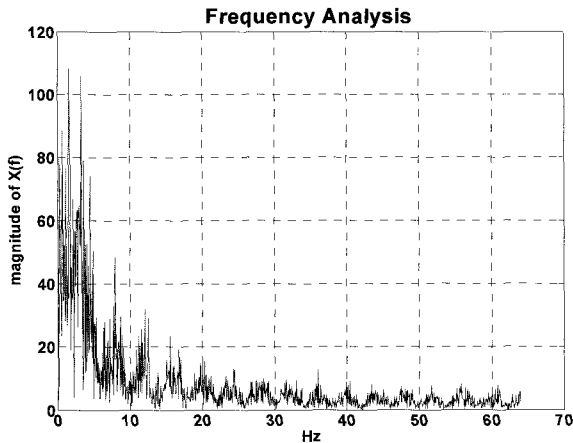


그림 2. 표적상태추정값의 주파수 분석.

Fig. 2. Frequency analysis of target state estimation.

은 그림 2에서 분석된 결과와 같이 상태추정과정에서 10Hz 이상의 고주파 신호가 생성됨을 알 수 있다. 따라서 이 값들은 탄도계산과정에서 증폭되어 포 구동을 불안하게 하는 잡음으로 존재하게 된다. 또한 잡음은 상태추정필터의 추정 성능에 반비례하여 증가하므로 상태추정필터 출력을 조절해야 한다. 그 결과 시스템의 통합 관점에서 추정 성능과 잡음감소의 절충이 요구된다.

본 연구에서는 포 구동 시스템의 안정성과 정밀 추종 성능을 만족시키기 위해 표적상태추정기와 고주파성분의 추정기 출력잡음을 감소시키기 위한 최적의 후처리필터를 설계하였다. 상태추정필터는 이동표적과 포 구동장치의 구동 특성을 고려하여 FIR필터로 설정하였으며, 후처리필터는 실시간 계산과 신뢰성을 고려하여 1차의 저역통과필터로 설계하였다. 저역통과필터는 위상지연을 포함하므로 실시간 처리를 요하는 시스템에서 수행능력을 저하시키는 원인이 된다. 따라서, 잡음의 크기가 구동 안정성을 보장하기 위해 명시된 한계를 넘지 않는다면 저역통과필터의 사용을 피해야 한다. 필터 이득은 잡음의 크기를 규정된 값 이내로 제한할 수 있도록 정하고  $H_{\infty}$ 와 같은 최적 기준에 의거하여 필터이득 결정방법을 이용하였다[7,8].

**II. 표적상태 추정기 설계**

**1. 상태추정필터**

표적의 상태추정기로는 칼만필터가 널리 이용되지만 포 구동장치와 같이 차량에 탑재되어 주로 기동간 이동표적을 대상으로 하는 경우 FIR필터가 더 효율적이다. 그것은 FIR필터가 칼만필터에 비해 저장되는 자료량과 처리할 계산량이 적고 실시간 표적추적에 적합하기 때문이다[1,5,9].

표적의 운동 모델이 유한한 시간 동안만 유효할 경우에는 과거에 측정된 값은 현재의 모델에 대한 정보가 거의 없게 된다. 이와 같은 경우 유한 구간시간 동안의 측정값과 운동 모델을 결합한 FIR 형태의 표적 상태추정기를 구현하는 것이 더욱 효율적이다. 또한, FIR 필터는 측정값에 대해 비회귀적(non-recursive)으로 처리하는 반면 운동 모델의 변경시 적응이 빠르고, 모델의 변동에 덜 민감하므로 한 가지

필터로서 여러 운동 모델에 대처할 수 있다는 장점을 가지고 있다. 또한 구조적으로 필터의 안정성이 보장되어 칼만필터 등에서 나타나는 발산현상이 근본적으로 발생되지 않으며, 자료 구간을 무한히 크게 하면 대수적으로 칼만필터와 동등함을 보일 수가 있다[6]. 그러나, FIR 필터의 자료구간이 늘어나면 연산량이 비례적으로 늘어나서 필터 계산부담이 가중되며, 자료구간을 짧게 하면 운동 모델의 변동에 대한 기동성이 증가하는 대신 추정을 위한 정보량의 크기가 제한되어 상태추정성능 및 잡음제거 성능의 저하요인이 될 수 있다.

본 논문에서는 이동표적추정기로서 등가속도 모델을 기반으로 유도된 FIR필터를 사용하였다. 필터에 사용한 운동 모델식은 다음과 같이 정의한다.

$$x(k+1) = A \cdot x(k) + B \cdot w(k) \tag{1}$$

$$y(k) = C \cdot x(k) + v(k) \tag{2}$$

여기서, 상태변수  $x(k) = [p(k) \ v(k) \ a(k)]^T$  이고  $p(k)$ 는 위치,  $v(k)$ 는 속도, 그리고  $a(k)$ 는 가속도를 나타낸다. 또한,  $w(\cdot)$ 와  $v(\cdot)$ 는 백색 가우시안 잡음이고 서로 상관없이 독립인 공분산(covariance)을 가진다.

$$E[w(k) \cdot w(j)^T] = Q \cdot \delta(k-j) \tag{3}$$

$$E[v(k) \cdot v(j)^T] = R \cdot \delta(k-j) \tag{4}$$

또한 샘플링 주기를 T라고 할때 매개변수는 다음과 같다.

$$A = \begin{bmatrix} 1 & T & T^2/2 \\ 0 & 1 & T \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} T^3/6 \\ T^2/2 \\ T \end{bmatrix} \tag{5}$$

$$C = [1 \ 0 \ 0]. \tag{6}$$

FIR필터의 추정값은 측정 데이터 구간을 N이라 하면 다음과 같이 계산된다.

$$\hat{X}(k) = \sum_{i=0}^N H(i) \cdot Y(k-i) \tag{7}$$

(7)의 필터이득 H(i)는 아래의 (8)-(12)와 같이 Kwon-FIR필터 이득 계산방법을 연속적으로 적용하여  $0 \leq i \leq N$  인 각 i에 대해  $H(i) = H(i; N)$ 를 구하면 얻을 수 있다[9].

$$H(i; N) = S^{-1}(N) \cdot L(i; N), \quad 0 \leq i \leq N, p \leq N < \infty \tag{8}$$

$$L(i; n+1) = A^{-1} [I - S(n)\bar{S}(n)]L(i; n), \tag{9}$$

$$N-i \leq n \leq N-1$$

$$L(i; N-i) = C^T R^{-1} 1 \tag{10}$$

$$S(n+1) = A^{-1} S(n)A^{-1} + C^T R^{-1} C - A^{-1} S(n)\bar{S}(n)A^{-1}, \tag{11}$$

$$-1 \leq n \leq N-1$$

$$S(-1) = 0 \tag{12}$$

여기서 p는 상태 수이며,  $\bar{S}(n)$ 은 다음과 같다.

$$\bar{S}(n) = A^{-1}BQ^{1/2} \times [I + Q^{1/2}B^T A^{-1}S(n)A^{-1}BQ^{1/2}]^{-1}(Q^T)^{1/2} \times B^T A^{-T} \quad (13)$$

2. 후처리 필터

표적추정기로 FIR 필터를 이용하면 빠른 이동표적에 대한 추종성능이 좋은 반면 앞질의 그림 2에서와 같이 고주파의 불규칙 잡음이 발생될 수 있다. 따라서 잡음 주파수와 크기등의 특성을 고려하여 포 구동명령의 성능에 영향을 미치지 않는 저역통과필터를 설계하고자 한다. 표적정보로부터 탄도계산은 실시간으로 처리되어야 하므로 구조가 간단하고 계산량이 적은 1차 저역통과필터로 선정하고 (14)와 같은 방정식으로 표현하기로 한다.

$$\rho(k) = (1-K) \cdot \rho(k-1) + K \cdot \omega_m(k) \quad (14)$$

여기서,  $\omega_m(k)$ 는 필터입력인 불규칙 잡음으로 감소시키고자 하는 대상신호이다.  $\rho(k)$ 는 잡음이 감쇄된 후처리 필터의 출력,  $K$ 는 저역통과필터의 이득을 나타낸다.

(14)를 입력잡음에 대한 필터출력의 전달함수로 표현하면 다음과 같다.

$$G_v(z) = \frac{\rho}{\omega_m} = \frac{K}{1-(1-K)z^{-1}} = \frac{K \cdot z}{z-(1-K)} \quad (15)$$

여기서 후처리필터의 설계목표는 다음의 조건을 만족하도록 필터이득  $K$ 를 설정하는 것이다.

$$\|\rho\| = \|G_v \cdot w_m\| \leq \Lambda \quad (16)$$

(15)와 (16)에서 탄이 등속이라고 가정하면 표적 위치오차는 속도오차와 탄자비행시간(TOF)의 곱으로 구해지기 때문에,  $\omega_m$ 이 일정하더라도 TOF가 길어지면 표적에 대한 추적오차는 증폭된다. 따라서, 포 구동의 안정성을 보장하기 위해서는 (17)과 같이  $\rho$ 에 탄자비행시간을 곱해 구해지는 구동명령 오차,  $Z$ 가 포 구동이 불안정해지는 값,  $\Gamma_{GTDS}$ 보다 작아야 함을 알 수 있다.

$$\|z\| = \|T \cdot \rho\|_{pow} \leq \Gamma_{GTDS} \quad (17)$$

즉,  $Z$ 가  $\Gamma_{GTDS}$  이하이면 포 구동은 안정성을 확보하게 됨으로, 후처리필터 이득  $K$ 를 조절하여 필터출력에 의한 포 구동명령의 안정성을 보장할 수 있다. 또한, (14)의 후처리필터는 상대적으로 빠른 표적에 대한 상태추정기에서 입력이 특정 주파수를 갖는 정현파 신호이거나 정현파 신호들의 합일 때 표적상태추정기로부터 발생되는 고주파의 감소에 큰 효과가 있다. 이는 필터입력이 백색잡음이 아니라 정현파잡음의 특성을 갖는 경우 출력의 최대값을 제한하는  $H_\infty$  저역통과필터의 설계문제로 귀결됨을 의미한다[8,10].

보조정리: 입력신호가 특정 주파수의 정현파이고  $\|\omega(j\omega_s)\|_{pow}$ 의 파워를 갖는다고 가정하고 필터의 전달함수를  $G(z)$ 로 하면, 필터입력과 출력의 파워 값 사이에 다음의 관계가 성립한다.

$$\|\rho(e^{j\omega_s})\|_{pow} = \|G(e^{j\omega_s})\|_\infty \cdot \|\omega(e^{j\omega_s})\|_{pow} \quad (18)$$

증명:  $\|G\|_\infty$ 의 정의로부터 다음과 같은 관계식을 유도할 수 있다.

$$\|G\|_\infty = \max_{\|w\|_2} \frac{\|\rho\|_2}{\|w\|_2} = \max_{\|w\|_{pow}} \frac{\|\rho\|_{pow}}{\|w\|_{pow}} \quad (19)$$

특정주파수의 입력신호에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$\|G(e^{j\omega_s})\|_\infty = \max_{\|w\|_{pow}} \frac{\|\rho\|_{pow}}{\|w\|_{pow}} = \frac{\|\rho(e^{j\omega_s})\|_{pow}}{\|w(e^{j\omega_s})\|_{pow}} \quad (20)$$

$$\|\rho(e^{j\omega_s})\|_{pow} = \|G(e^{j\omega_s})\|_\infty \cdot \|w(e^{j\omega_s})\|_{pow} \quad (21)$$

정리: (14)에 주어진 것과 같은 형태의 1차의 저역통과 필터를 고려하고 필터 출력의 파워 높음  $\Lambda^2_{pow}$ 로 제한한다고 하자. 그리고, 정현파 신호의 합으로 구성된 입력의 파워 높음  $\|\omega(t)\|_{pow}^2$ 로 주어진다 하므로, 알려진 입력( $\omega_s$ ) 주파수 내에서  $H_\infty$  표준을 만족하는 필터 이득은 다음과 같다.

$$K_{\beta\infty} = \min(K_{\beta\infty}, 1.0) \quad (22)$$

여기서,

$$K_{\beta\infty} \leq \frac{-\beta^2(1-\cos\omega_s)}{1-\beta^2} + \sqrt{\beta^2(1-\cos\omega_s)[2-\beta^2(1+\cos\omega_s)]} / 1-\beta^2 \quad (23)$$

$$\beta^2 = \Lambda^2_{pow} / \|\omega(e^{j\omega_s})\|_{pow}^2 \quad (24)$$

만약 사인함수 입력의 주파수 범위가  $[\omega_L, \omega_H]$ 로 주어진다면,  $\omega_s$  대신에 모든 입력 주파수 중에서 가장 낮은 입력 주파수  $\omega_L$ 과 (22)-(23)를 이용하여  $H_\infty$ 을 만족하는 이득을 얻을 수 있다.

증명:

$$\|G_v(z)\|_\infty^2 = \max_{\omega} |G_v(e^{j\omega})|^2 = \max_{\omega} \frac{K_\infty^2}{1-2(1-K_\infty)\cos\omega+(1-K_\infty)^2} \quad (25)$$

위 보조정리에 의해 (16)의 설계목표는 다음과 같이 주어진다.

$$\|\rho(e^{j\omega_s})\|_{pow} = \|G(e^{j\omega_s})\|_\infty \|\omega(e^{j\omega_s})\|_{pow} \leq \Lambda_{pow} \quad (26)$$

(25)와 (26)로부터 다음과 같은 결과를 얻는다.

$$\frac{K_\infty^2}{1-2(1-K_\infty)\cos\omega_s+(1-K_\infty)^2} \leq \beta^2 \quad (27)$$

여기서,

$$\beta^2 \equiv \frac{\Lambda_{pow}^2}{\|w(e^{j\omega_s})\|_{pow}^2} \quad (28)$$

(27)을  $K_\infty$ 에 관한 식으로 정리하면 다음과 같다.

$$(\beta^2 - 1)K_\infty^2 - 2\beta^2(1 - \cos \omega_s)K_\infty + 2\beta^2(1 - \cos \omega_s) \geq 0 \quad (29)$$

그리고 (29)의  $K_\infty$ 가 실근을 가질 조건은 다음과 같다.

$$\beta^4(1 - \cos \omega_s)^2 - 2\beta^2(\beta^2 - 1)(1 - \cos \omega_s) \geq 0 \quad (30)$$

한편 (30)을 만족하는  $\beta$ 의 조건은 다음과 같다.

$$\beta^2 \leq \frac{2}{1 + \cos \omega_s} \quad \text{for } (0 \leq \omega_s \leq \frac{\pi}{2}) \quad (31)$$

(28)의 정의에서  $\beta < 1$ 인 경우 (31)은 항상 성립한다. 또한  $\beta < 1$ 인 경우 (26)은 항상 만족되며,  $K_\infty = 1$ 로 주어진다.

한편, (27)을 만족하는  $K_\infty$ 는 (29)로부터 다음과 같다.

$$K_{\beta\infty} \leq \frac{-\beta^2(1 - \cos \omega_s) + \sqrt{\beta^2(1 - \cos \omega_s)[2 - \beta^2(1 + \cos \omega_s)]}}{1 - \beta^2} \quad (32)$$

그러므로  $K$ 의 범위가  $0 \leq K \leq 1$ 인 점을 고려하면  $K_\infty$ 는 (22)와 같다. 또한, 필터 입력신호는 여러 정현파의 합으로 표현되므로 (25)의 해를 구할 수 있다.  $f$ 와  $g$ 를 다음과 같이 정의하면,

$$f(\omega) \equiv \frac{K_\infty^2}{1 - 2(1 - K_\infty)\cos \omega + (1 - K_\infty)^2} \quad (33)$$

$$g(\omega) \equiv 1 - 2(1 - K_\infty)\cos \omega + (1 - K_\infty)^2 \quad (34)$$

$0 \leq \omega \leq (\pi/2)$ 에서  $g(\omega)$ 가 최소일때  $f(\omega)$ 는 최대값을 갖는다. 따라서  $g(\omega)$ 의 1차 및 2차 도함수로부터  $g(\omega)$ 의 최소값을 구한다.

$$g'(w) = 2(1 - K_\infty)\sin w \quad (35)$$

$$g''(w) = 2(1 - K_\infty)\cos w \quad (36)$$

여기서,  $0 \leq K_\infty \leq 1$ 일때  $g(w)$ 는  $0 \leq \omega \leq (\pi/2)$ 에서 단조증가함수이다. 따라서  $\omega$ 의 범  $\omega = \omega_L$  위가  $\omega_L \leq \omega \leq \omega_H$  와 같이 주어질 때,  $f(\omega)$ 의 최대값은 에서 발생한다. 그러므로, (32)로부터  $\omega_s$  에  $\omega_L$  을 대입하여 (22)의  $H_\infty$  저역통과필터 이득을 얻을 수 있다. ■

**III. 사례연구 및 시뮬레이션 결과**

기동전투차량이 상대적으로 빠른 이동표적에 대해 요구 명중률을 만족시키기 위해서는 표적추적성능을 향상시키는 포 구동명령을 생성하여야만 한다. 먼저, 시스템의 요구성능으로부터 후처리필터를 설계하고, 실제 획득된 표적정보를 이용하여 표적상태추정기를 적용하기로 한다. 즉, 포 구동명령을 개선하여 표적추적성능을 향상시키고자 제시된

표적상태추정기와 이 때 발생하는 잡음을 감소시키는 후처리필터를 실 장비에 대한 사례연구와 통합모델을 이용한 모의실험으로 그 타당성을 입증하고자 한다.

**1. 사례연구**

기동전투차량의 대공표적에 대한 표적상태 추정기로 앞에서 제안한 FIR 필터와 후처리 필터로 1차 저역통과 필터를 적용하였다. 먼저, 상태추정 후에 저역통과 후처리 필터를 사용하면 잡음 영향을 줄일 수 있지만 시간지연이 발생하기 때문에 시뮬레이션을 통해 상태추정 후 잡음이 포 구동에 미치는 영향을 분석하여 후처리 필터의 동작하는 기준으로 설정한다. 그림 1의 포구동 모델에서 포 구동명령을 step, ramp, sine으로 주고 상태추정 후 잡음의 크기를 바꿔가면서 반복하여 실험한 결과 포 구동 명령오차가 2.5[mrad]이하일 경우에는 포구동의 안정성을 보장할 수 있다고 판단하였다. 따라서  $\Gamma_{CTDS} \leq 2.5$ 는 시스템의 성능에 영향을 주지 않으면서 포 구동 안정성을 가지게 하는 조건이 된다. 포 구동장치의 구동특성이 변화되면 위의 실험을 다시 수행하여 적절한  $\Gamma_{CTDS}$ 값을 설정하면 된다.

그림 3은 필터입력인 잡음의 크기를 0.5~2로 변경시킬때 탄자비행시간(ToF)에 대한 후처리 필터의 이득 변화를 나타내고 있다. 따라서 일반적인 저역통과필터가 정해진 필터이득으로 설계되는 것과 달리  $H_\infty$  후처리 필터는 잡음의 크기와 탄자비행시간의 영향을 고려하여 최적의 필터이득을 설정할 수 있다.

표적상태추정기의 고주파 잡음에 대하여  $H_\infty$ 필터이득은  $K_{\beta\infty} \leq 1.0$ 의 관계를 갖는다. 또한, 사격통제장치에 입력되는 운용자 핸들명령이 50Hz로 전달될 때 anti-aliasing 등을 고려하면 지배적인 명령은 5Hz 이하로 볼 수 있기 때문에 대역폭은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\omega_b = 2\pi \cdot \frac{f_b}{f_s} = 2\pi \cdot \frac{5}{50} = \cos^{-1}\left(\frac{(1 - |G_v(e^{j\omega})|^2)K^2 + 2K - 2}{2K - 2}\right) \quad (37)$$

여기서,  $|G_v(e^{j\omega})| = (1/\sqrt{2})$  라고 하면  $K = 0.57$ 이다. 따라서 필터이득은 다음과 같이 정해진다.

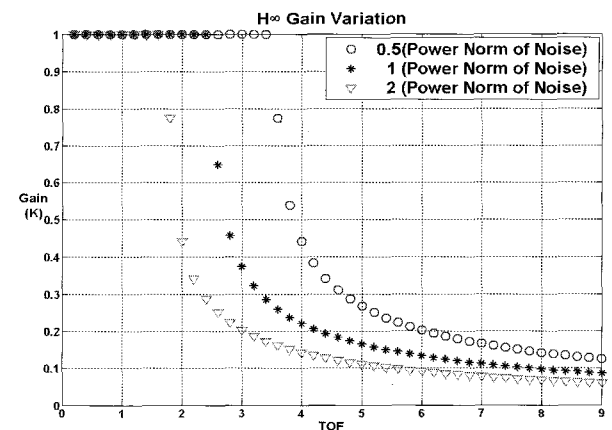


그림 3. 탄자비행시간에 대한  $H_\infty$  필터이득.

Fig. 3.  $H_\infty$  filter gains to the time of flight.

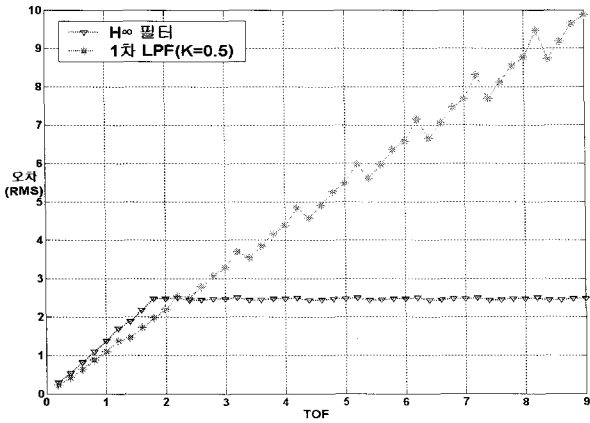


그림 4. 탄자비행시간에 따른 예측 오차.  
Fig. 4. Prediction errors to time of flight.

$$K_{\beta, \infty} \leq 0.57 \quad (38)$$

후처리필터 이득 (38)은 지배적인 주파수 영역을 어떻게 정하는가에 따라 변경될 수 있다.

그림 4는 일반적인 이득고정형의 1차 저역통과필터와 제안된  $H_{\infty}$  후처리필터의 특성을 탄자비행시간의 변화에 대해 모의실험한 결과이다. 필터이득(K)을 0.5로 고정된 저역통과필터의 경우 표적과 탄의 위치오차가 탄자비행시간에 비례하여 증가하지만  $H_{\infty}$  필터의 경우에는 탄자비행시간이 증가해도 비행오차가  $\Gamma_{CTDS} \leq 2.5$  범위 내에 있음을 확인할 수 있다. 이는 실시간 후처리필터가 상태추정 후 발생된 잡음의 영향을 감소시키는 성능뿐만 아니라 포 구동특성의 안정성을 보장함을 보여주고 있다.

2. 시뮬레이션 결과

앞절에서 설계한 기동전투차량용 후처리필터를 FIR형 상태추정기와 함께 실 표적추적시스템의 포 구동모델에 적용하여 위치오차로부터 표적상태추정기의 성능을 시뮬레이션 하였다. 이때 샘플링 주기 T는 0.02s, 공정잡음  $w(.)$ 와 측정잡음  $v(.)$ 의 공분산값 Q와 R은 각각 I(unity), 그리고 상태변수  $x(k)$ 의 초기값은 모두 영(zero)으로 두었다. 시뮬레이션 모델은 그림 5와 같이 구성하였으며, 포 구동장치기 추적할 표적은 일정한 속도로 횡단하는 대공표적을 대상으로 하였다. 각 시험회차별 표적의 속도와 핸들에서 나오는 표적정보는 표 1과 같다. 즉, 표적은 일정한 방위각 속도로 이동하기 때문에 추적오차가 시스템의 성능에 영향을 미치는 것은 고각외란에 대한 안정된 추적성을 보장하는데 달려있다. 예를 들어 표적의 횡단거리를 1200m라고 가정하고 표적속도가 40 m/sec인 경우 포 구동장치기 포 방위각 변화와 각속도는 그림 6, 그림 7과 같이 비선형성 궤적을 가진다. 그러나, 실 표적이 횡단시 외란에 의한 고각의 변화와 운용자의 핸들에서 발생하는 추적명령은 그림 8과 같이 많은 외란을 내포하고 있다.

표 1의 시험에서 획득한 표적의 정보는 그림 5의 시뮬레이션 모델에서 핸들의 출력신호로 사용된다. 그리고 앞장에서 설계한 표적추정기와 후처리필터를 모델에 적용하기로 한다.

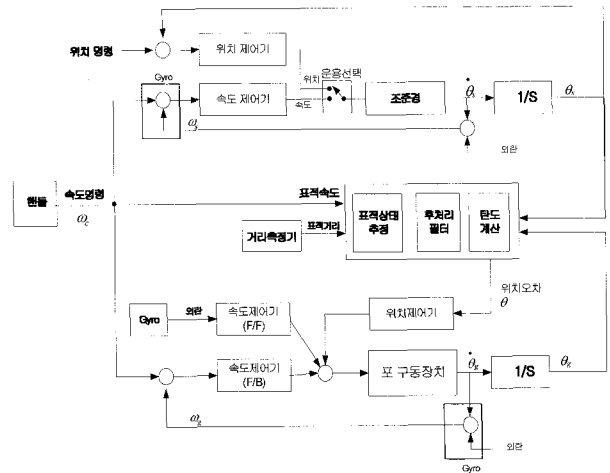


그림 5. 포 구동장치기 시뮬레이션 모델.  
Fig. 5. Simulation model of the gun driving system.

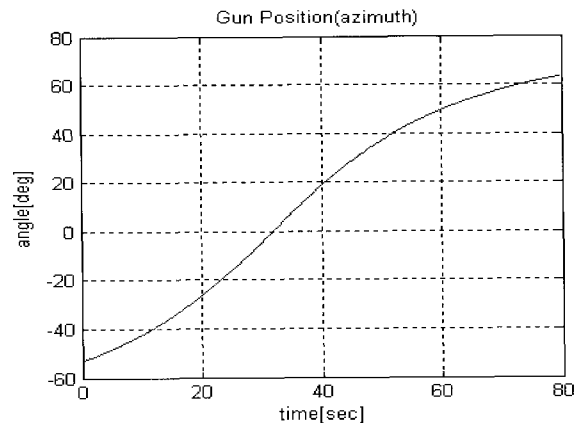


그림 6. 포 방위각 구동위치.  
Fig. 6. Gun position of the azimuth direction.

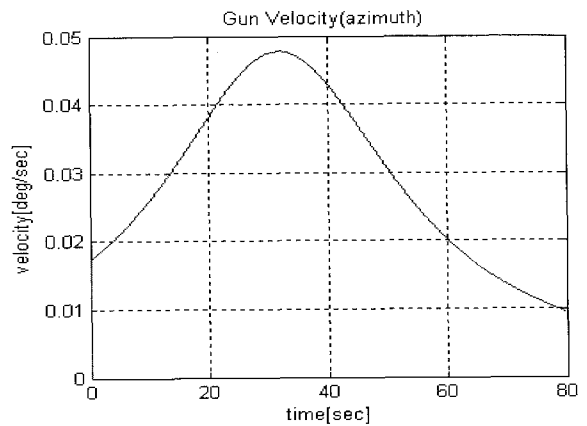


그림 7. 포 방위각 구동속도.  
Fig. 7. Gun velocity of the azimuth direction.

먼저, 대공표적 추적시험시 측정된 표적의 위치 값과 핸들 구동속도를 표적상태추정기와 후처리 필터과정을 거치지 않고 탄도계산하여 포 구동명령을 주었을 때 포 구동 오차를 계산하면 그림 9의 결과를 얻을 수 있다. 이때, 표적의

표 1. 표적정보 및 시험조건.

Table 1. Target information and test condition.

시험 회차	평균표적 거리[m]	평균표적 속도 주1) [Km/h]	평균핸들 명령 주2) [Mil/sec]	시험조건
1,2	1010	50	1.6885	횡단항적 등속표적 핸들추적
3,4	1005	60	2.2729	
5,6,7	1008	80	2.5227	

주1) 횡단표적의 실제 비행 평균속도

주2) 고각성분의 평균 구동핸들명령(RMS값)

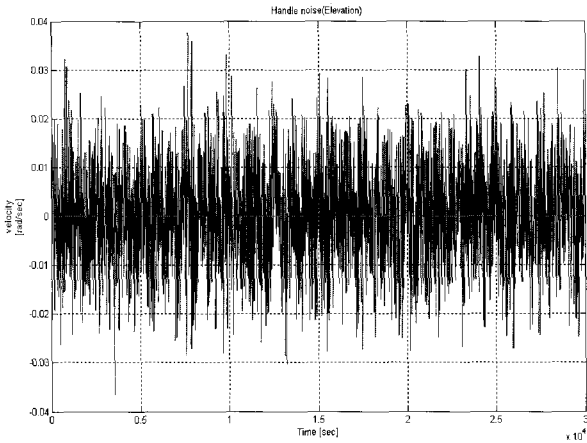


그림 8. 표적의 고각방향 외란.

Fig. 8. Disturbance signals of the elevation velocity.

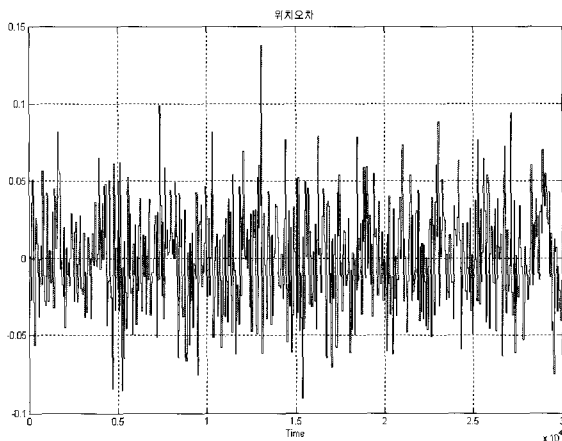


그림 9. 표적상태추정기 적용전 포 구동오차.

Fig. 9. Gun driving errors without TSE & LPF.

측정잡음과 위치정보의 불확실성으로 포 구동위치오차가 크게 나타남을 알 수 있다. 다음으로, 같은 조건에서 표적 상태추정기로 FIR 필터를 탄도계산 전단계에 추가한 경우의 포 구동 오차를 시뮬레이션 하면 그림 10과 같다. 상태 추정기의 역할로 잡음 성분이 일정부분 제거 되었지만 고 주파 잡음의 영향으로 위치오차는 여전히 크고, 구동안정화 조건을 만족시키지 못하고 있다. 마지막으로, 그림 11은 표적 상태추정기와 후처리필터를 모두 적용한 경우이며, 표적

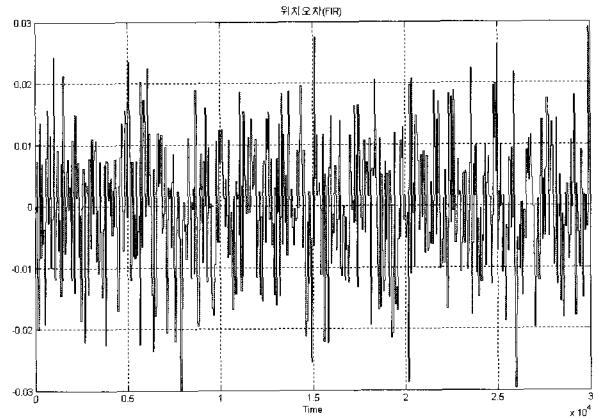


그림 10. 상태추정필터 적용후 포 구동오차.

Fig. 10. Gun driving errors with state estimate filter.

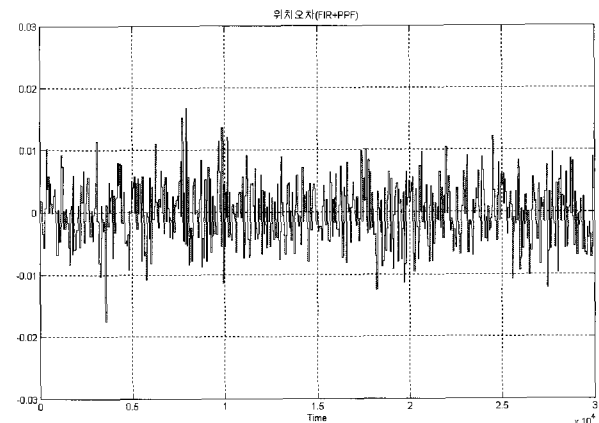


그림 11. 상태추정기 및 후처리필터 적용후 포 구동오차.

Fig. 11. Gun driving errors with TSE & PPF.

표 2. 모의시험 결과.

Table 2. Results of the simulation.

시험 회차	위치오차[mil] (RMS값)			표적속도 [Km/h]
	조건 1	조건 2	조건 3	
1	10.2001	6.8248	4.8922	50
2	10.0411	6.7237	5.2154	
3	10.3269	7.1243	5.2546	
4	10.2873	7.3130	5.2546	60
5	9.9842	7.1243	5.2152	
6	10.3300	7.2239	5.2153	80
7	10.3158	7.2133	5.2103	

조건 1: 표적상태추정기와 후처리필터 모두 미적용

조건 2: 표적상태추정기 적용

조건 3: 표적상태추정기와 후처리필터 적용

상태추정기와 후처리필터를 적용하지 않은 그림 9의 경우보다 위치오차를 절반으로 감소시킬 수 있었다. 표적의 속도를 변화시키면서 시험한 결과 표 2와 같이 표적상태추정기의 적용으로 위치오차 기준 약 30~35%의 성능개선을 보여주고 있으며, 후처리필터의 적용으로 15~20%의 추가 표적추적성능을 향상시키고 있음을 알 수 있다.

#### IV. 결론

본 연구에서는 기동차량에 탑재된 포 구동장치의 표적추적 성능을 향상시키기 위하여 조준경과 같은 표적탐지장치로부터 획득된 표적위치 정보로부터 불확실성과 잡음을 감소시키기 위한 표적상태추정기를 적용하고, 이 과정에서 발생하는 불규칙 잡음은 후처리필터를 이용하여 감소시킴으로써 포 구동명령을 개선하고자 하였다.

표적상태추정기로는 포 구동장치의 특성을 고려하여 표적의 이동속도가 빠르고 가변적인 경우에 효과적인 FIR필터를 적용하였다. FIR 필터는 계산량이 적고 처리속도가 빠르기 때문에 실시간 표적추적시스템에 적합하다. 그러나, FIR필터는 그 특성상 필터링 과정에서 원치 않는 고주파성분의 잡음을 발생시키고 이러한 잡음이 또 포 구동성능을 저하시키게 된다. 따라서 본 논문에서는 이러한 추정잡음을 감소시키고자 저역통과필터 형태의 후처리필터를 적용하였다. 후처리필터는 추정과정에서 생성되는 잡음의 특성을 분석하여 1차의 간단한 저역통과필터 구조를 선택하여 고주파의 잡음제거 성능과 함께 실시간 계산에 적합하도록 하였다. 또한 상태추정 오차는 일반적으로 모델의 동특성에 변화를 초래하는 특정한 정현파 신호의 형태를 가지므로 시스템의 성능에 큰 영향을 주는 특정 주파수의 이득을 제한하는  $H_\infty$  설계방법을 채택하였다. 즉, 저역통과필터의 이득을 잡음특성에 따라 가변시킬 수 있어 시스템에서 요구하는 성능과 잡음감소의 동시효과를 가졌다. 또한, 잡음의 크기와 주파수특성변화, 탄자비행시간의 변화등과 같이 포 구동 안정성에 영향을 주는 요소가 변하더라도 실시간으로 항상 최적의 필터 이득을 가지고 포 구동 안정성을 보장할 수 있다는 장점을 갖는다.

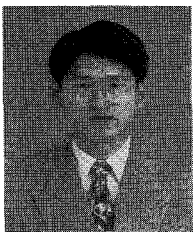
제시된 표적상태추정기와 후처리필터를 대공 이동표적에 대한 포 구동장치에 적용하여, 포 구동명령에 상당한 성능 개선이 있음을 모의실험을 통하여 입증하였다.

#### 참고문헌

- [1] J. H. Kim and J. Lyou, "Target state estimator design

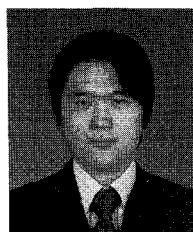
using FIR filter and smoother," *Transactions on Control, Automation, and Systems Engineering*, vol. 4, no. 4, pp. 305-310, December 2002.

- [2] Y. B. Shalom and K. Birnirwal, "Variable dimension filter for maneuvering target tracking," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 18, no. 5, September 1982.
- [3] S. J. Lee and J. Lyou, "Human operator modeling and input shaping design for target tracking system," *Proceedings of International Conference on Dynamics, Instrumentation and Control*, Queretaro, Mexico, August 2006.
- [4] R. E. Kalman, "A new approach to linear filtering and prediction problems," *Journal of Basic Engineering, Transactions of the ASME*, vol. 82, pp. 35-45, March 1960.
- [5] A. M. Bruckstein and T. Kailath, "Recursive limited memory filtering and scattering theory," *IEEE Transactions on Information theory*, vol. 31, no. 3, pp. 440-443, May 1985.
- [6] M. Morari, E. Zafiriou, *Robust Process Control*, chapter 6, Prentice Hall, 1989.
- [7] J. C. Doyle, et al., "State space solutions to standard  $H_2$  and  $H_\infty$  control problems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 34, no. 8, August 1989.
- [8] K. M. Nagpal and P. P. Khargonekar, "Filtering and smoothing in an  $H^\infty$  setting," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 36, no. 2, February 1991.
- [9] O. K. Kwon, W. H. Kwon, and K. S. Lee, "FIR filters and recursive forms for discrete time state-space models," *Automatica*, vol. 25, no. 5, pp. 715-728, 1989.
- [10] S. Skogestad, I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control Analysis and Design*, John Wiley & Sons, 1996.



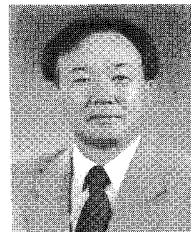
#### 이 석 재

1990년 경북대학교 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 석사. 1992년~현재 국방과학연구소 선임연구원. 관심분야는 시스템 식별 및 모델링, 퍼지추론 제어, 센서신호처리, 최적제어 등.



#### 곽 현 권

2005년 충남대학교 전자공학과 졸업. 현재 동 대학원 석박사 통합 과정. 관심분야는 디지털 제어, 영상 및 신호처리, 항법시스템, 센서 및 산업공정 등.



#### 유 준

1978년 서울대 전자공학과 졸업. 1980년, 1984년 한국과학기술원 전기전자공학과(공학석사, 공학박사). 1984년~현재 충남대학교 전기정보통신공학부 교수. 1989년 2월~1990년 2월 미쉬건 주립대학교 객원교수. 1993년 12월~1994년 2월 독일 후라운호퍼 생산공학 및 자동화(IPA) 연구소 방문연구원. 1997년 2월~1998년 2월 캘리포니아 주립대학교(데이비스) 객원교수. 관심분야는 산업공정제어, 센서신호처리, IT 기반 로봇, 항법시스템 등.