

유도탄의 유도명령 추종을 위한 혼합제어기 설계: 공력 및 추력벡터제어

Mixed Control of Agile Missile with Aerodynamic Fin and Thrust Vectoring Control

이 호 철, 최 용 석, 최 재 원*, 송 택 렬, 송 찬 호
(Ho Chul Lee, Yong Seok Choi, Jae Weon Choi, Taek Lyul Song, and Chan Ho Song)

Abstract : This paper is concerned with a control allocation strategy using the dynamic inversion and the pseudo inverse control which generates the nominal control input trajectories. In addition, an autopilot design method is proposed by using time-varying control technique which is time-varying version of the pole placement of linear time-invariant system for an agile missile with aerodynamic fin and thrust vectoring control. The control allocation proposed in this paper is capable of extracting the maximum performance by combining each control effector, aerodynamic fin and thrust vectoring control. The adopted time-varying control technique for the autopilot design enhances the robustness of the tracking performance for a reference command. The main results are validated through the nonlinear simulations with aerodynamic data.

Keywords : dynamic inversion, extended-mean assignment, control allocation, mixed control, linear time-varying system, autopilot, agile missile

I. 서론

현재 개발되고 있는 유도탄의 제어 시스템은 과거의 것에 비하여 더욱 더 빠른 응답, 고기동성, 민첩성 등 더욱 엄격한 성능을 요구받고 있다. 이러한 더욱 엄격해진 성능을 만족시키기 위하여 현재의 유도탄들은 기존의 공력제어뿐만 아니라 추력벡터제어, 추추력제어 등의 제어 수단을 추가적으로 사용하고 있다[1,2]. 그러나 이러한 제어 수단들을 각각의 독립적인 제어 기법으로 관리하게 되면 유도탄의 가제어성 및 각 제어 수단의 효율성을 감소시킬 수 있다. 이것은 비행 조건에 따라 각각의 제어 수단이 가질 수 있는 제어 효율성이 다르기 때문이다. 예를 들어, 발사 초기에 높은 받음각이 요구될 경우 이 때는 발사 초기 시점이라 유도탄의 속도가 느리고 이에 따라 동압이 낮기 때문에 명령을 수행하기 위해 필요한 모멘트를 공력제어 수단만으로는 획득할 수 없다. 이것은 공력제어 수단의 효율성이 감소하고 추력벡터제어 또는 추추력제어의 효율성이 증가한다는 것을 의미한다. 또한, 종말 단계에서도 유도탄의 고도가 높으므로 동압이 낮아 역시 공력제어 수단의 효율성이 감소하고, 다른 제어 수단의 효율성이 증가하게 된다. 따라서 주어진 제어 명령을 효과적으로 수행할 수 있도록 비행 조건에 따른 각각의 제어 수단을 최적으로 사용할 수 있는 제어 명령 분배법칙에 대한 연구가 필요하다.

한편, 유도탄의 엄격한 요구 성능과 강한 비선형성, 시변 특성 등이 유도탄의 자동조종장치 설계를 위한 제어 문제에 여러 가지 어려움을 야기하고 있다. 특히, 많은 한계에도 불구하고 이득계획기법이 현재까지 유도탄의 제어 문제에 많이 적용되어 왔다[3,4]. 그러나 이득계획기법을 빠른 동역학을 가지는 유도탄 제어에 적용할 때는 수학적 측면에서는 안정도를 보장하지 못한다는 단점뿐만 아니라, 실제 적용 측면에서도 많은 동작점에서 제어기 설계를 수행해야 한다는 문제점이 수반된다[5]. 또한, 비선형 시변 유도탄 동역학은 자동조종장치 설계시 구동기 포화 문제, 무시된 동역학의 진동 억제 문제 등 많은 제어 문제를 포함하고 있고, 이 문제들은 유도탄의 빠른 시변 동역학 특성 때문에 자동조종장치 설계 문제를 더욱 어렵게 만든다. 따라서 이러한 시변 시스템을 효과적으로 고려할 수 있는 시변 제어 이론의 도입이 필요하다.

본 논문에서는 공력제어 및 추력벡터제어를 제어 수단으로 사용하는 유도탄에 대한 제어 명령 분배법칙 및 유도탄 동역학의 시변 특성을 고려한 시변 제어기 설계법에 대하여 다룬다. 먼저 본 논문의 전체 블록 선도는 다음 그림 1과 같다. 본 논문에서 고려하는 유도탄의 명령 입력은 받음각 명령이고, 이를 추종하기 위한 제어 명령 분배는 역동역학 기법 및 의사 역행렬 기법을 통해서 이루어진다. 역동역학 기법은 받음각 동역학의 비선형 항을 소거하고 요구되는 동역학을 가지도록 하는 모델 기반 기법이다. 그러나 유도탄의 모델은 모델 불확실성 등과 같은 많은 오차 요소를 포함하고 있기 때문에 비선형 항에 대한 정확한 소거를 할 수 없다. 따라서 역동역학 기법은 이러한 불확실성을 대처할 수 있는 견실한 제어 기법이 필요하고, 본 논문에서는 시변 제어 기법을 도입하여 이러한 문제점을 극복하였다. 한편, 제어 명령 분배법칙 및 시변 제어기 설계 시에 각 제어 수

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2003. 8. 21., 채택확정 : 2004. 3. 23.

이호철 : 부산대학교 기계공학부(hclee@pusan.ac.kr)

최용석 : 삼성전자(ensope@pusan.ac.kr)

최재원 : 부산대학교 기계공학부 및 기계기술연구소
(choijw@pusan.ac.kr)

송택렬 : 한양대학교 전자컴퓨터공학부(tsong@hanyang.ac.kr)

송찬호 : 국방과학연구소(chsong@add.re.kr)

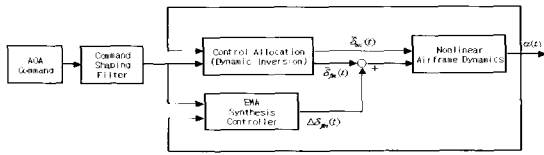


그림 1. 전체 시스템 블록 선도.

Fig. 1. Schematic diagram.

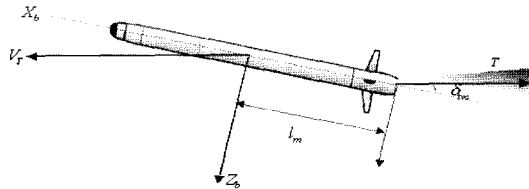


그림 2. 제어 대상 유도탄.

Fig. 2. Considered agile missile.

단의 구동기 제한조건을 직접 고려하지 않았지만, 반응각 명령을 명령 분배법칙에 인가하기 전에 명령 성형 필터를 통해 필터링하여 구동기 제한조건을 고려하지 않고 제어를 설계할 수 있도록 하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 서론에 이어 II장에서는 본 논문의 대상 시스템인 공력제어 및 추력벡터제어를 가지는 유도탄 동역학에 대하여 기술하고, III장에서는 역동역학 및 의사 역행렬을 이용한 제어 명령 분배법칙에 대하여 기술한다. 다음으로 IV장에서는 선형 시변 시스템에 대한 새로운 고유치 개념인 SD-고유치 및 PD-고유치 개념을 도입하고 선형 시불변 시스템의 극점배치기법과 유사한 확장-평균치지정기법에 대하여 기술한다. 또한 구동기 포화를 방지하기 위하여 제어 명령 형상을 성형할 때 사용되는 시변 필터 설계기법에 대하여 설명한다. V장에서는 제어 명령 분배법칙 및 시변 제어 기법을 유도탄에 적용하고 시뮬레이션을 통하여 타당성을 고찰한다. 마지막으로 VI장에서는 본 논문의 주요 내용을 요약하고 결론을 내린다.

II. 유도탄 동역학 방정식

본 논문에서는 공력제어 및 추력벡터제어가 고려된 비선형 유도탄 피치 동역학 방정식을 다음 (1)과 같이 유도한다. 여기서 유도탄의 동역학을 유도하기 위하여 다음과 같은 가정을 하였다.

가정 :

- 유도탄은 항상 일정한 질량을 가지는 강체로 관성 모멘트의 변화량은 "0"이다.
- 유도탄은 주축(X_b 축)에 대하여 대칭이다.
- 동체 좌표계의 원점은 무게중심과 동일하다.
- 유도탄에 작용하는 힘은 추력, 양력, 항력 등이다.

$$\ddot{\alpha} = \frac{1}{2} \frac{\rho V_T^2 S}{m V_T} [C_{Z_\alpha}(\alpha', \Gamma, M) + \Delta C_{Z_\alpha}(\alpha', \Gamma, M, \delta_{fin})] + q + \frac{T}{m V_T} \delta_{tvc} \tag{1}$$

표 1. 유도탄 파라미터.

Table 1. Missile parameter.

α'	total angle of attack
α	angle of attack
q	pitch rate
Γ	bank angle
M	Mach number
ρ	air density
V_T	missile velocity
S	reference area
m	missile mass
C	reference length
T	thrust
l_m	moment arm
I_{yy}	moment of inertia
δ_{tvc}	tvc deflection
δ_{fin}	aerodynamic fin deflection

$$\dot{q} = \frac{1}{2} \frac{\rho V_T^2 S C}{I_{yy}} [C_{m_\alpha}(\alpha', \Gamma, M) + \Delta C_{m_\alpha}(\alpha', \Gamma, M, \delta_{fin})] + \left\{ \frac{C}{2 V_T} C_{m_q}(M) q \right\} + \frac{T l_m}{I_{yy}} \delta_{tvc}$$

여기서 C_{Z_α} , C_{m_α} 는 공력제어 수단인 핀의 변위가 0일 때의 유도탄 공력 계수이고, ΔC_{Z_α} , ΔC_{m_α} 는 핀의 변위 변화량에 따른 공력 계수의 변화량을 의미한다. 그리고 C_{m_q} 는 피치 감쇠를 의미한다. 또한 (1)의 각 파라미터는 표 1과 같이 정의된다.

한편, 본 논문에서 사용된 공력 계수들은 반응각, 뱅크각, 마하수, 핀변위 등의 특정 값에서 구성된 테이블 형태를 가지고 있다. 따라서 이를 이용하여 본 논문에서 제시하는 제어 명령 분배법칙 및 시변 제어 기법을 적용하기 위해서는 이들 공력 계수 데이터들을 보간법(curve-fitting)을 이용하여 연속적이고 미분가능한 함수로 근사화해야 한다.

본 논문에서는 유도탄에 대하여 비행 초기 구간에서 비교적 짧은 비행 구간을 상정하여, 마하수 $M=0.95$, 뱅크각 $\Gamma=45(\text{deg})$ 로 각각 가정하고 다음과 같은 함수의 형태로 공력 계수들에 대한 보간법을 수행하였다.

$$C_{Z_\alpha}(\alpha) = a_2 \alpha^3 | \alpha | + b_2 \alpha^3 + c_2 \alpha | \alpha | + d_2 \alpha \tag{2}$$

$$\Delta C_{Z_\alpha}(\alpha, \delta_{fin}) = (a_{2d} \alpha^3 + b_{2d} \alpha | \alpha | + c_{2d} \alpha + d_{2d}) \delta_{fin}$$

$$C_{m_\alpha}(\alpha) = a_m \alpha^3 | \alpha | + b_m \alpha^3 + c_m \alpha | \alpha | + d_m \alpha \tag{3}$$

$$\Delta C_{m_\alpha}(\alpha, \delta_{fin}) = (a_{md} \alpha^3 + b_{md} \alpha | \alpha | + c_{md} \alpha + d_{md}) \delta_{fin}$$

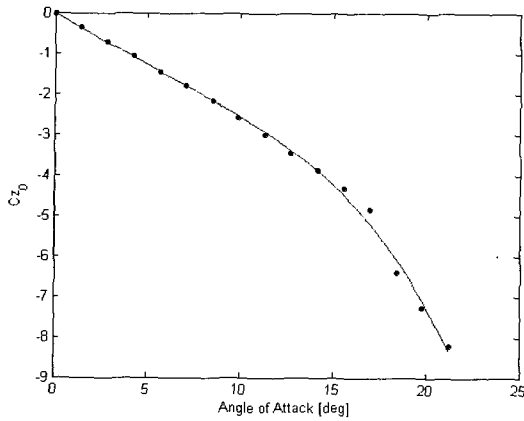


그림 3. C_{Z_0} 의 보간 결과 비교.
Fig. 3. C_{Z_0} Curve fitting result.

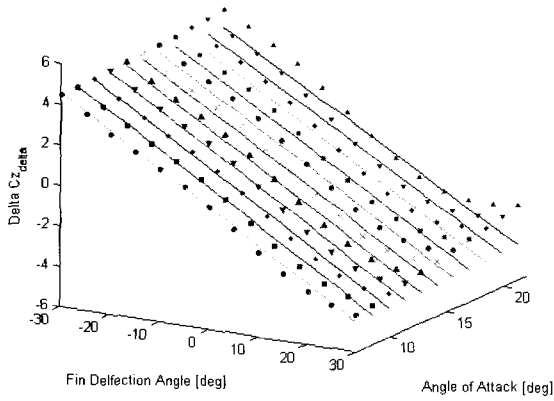


그림 4. ΔC_{Z_s} 의 보간 결과 비교.
Fig. 4. ΔC_{Z_s} Curve fitting result.

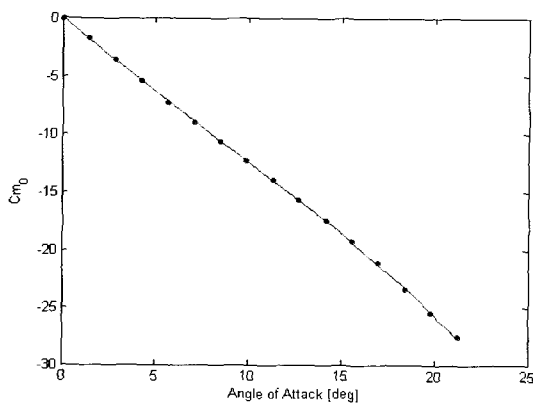


그림 5. C_{m_0} 의 보간 결과 비교.
Fig. 5. C_{m_0} Curve fitting result.

그림 3-6들은 공력 계수의 보간법 수행 결과와 공력 테이블에서 주어진 값들과 비교하기 위한 것으로 보간된 결과는 실선으로 공력 테이블에서 주어진 값들은 이산 점으로 표시하였다.

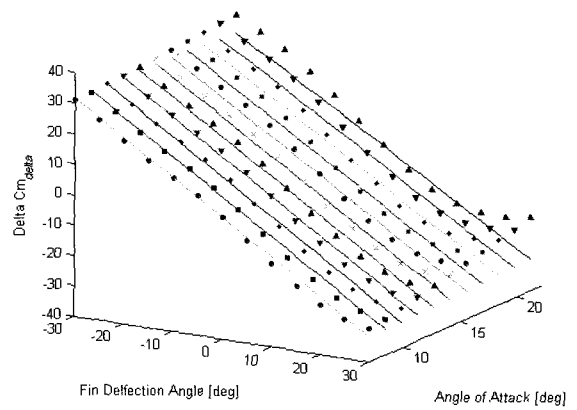


그림 6. ΔC_{m_s} 의 보간 결과 비교.
Fig. 6. ΔC_{m_s} Curve fitting result.

III. 명령 분배법칙

본 논문에서는 받음각 명령을 추종하기 위한 공력제어 및 추력벡터제어를 위하여 다음과 같은 역동역학 기법 [6-9] 및 의사 역행렬을 이용하여 제어 명령 분배법칙을 구성하였다.

먼저 제어 수단으로 공력제어 및 추력벡터제어를 가지고 있는 유도탄의 피치축 동역학이 다음과 같다고 하자.

$$\begin{bmatrix} \dot{\alpha} \\ \dot{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_\alpha(x) \\ f_q(x) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_\alpha(x) \\ g_q(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\delta}_{fin} \\ \bar{\delta}_{tvc} \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서 α 는 받음각, q 는 피치율, $\bar{\delta}_{fin}$ 는 공력제어의 각변위, $\bar{\delta}_{tvc}$ 는 추력벡터제어의 각변위를 각각 의미한다. 그리고 x 는 동압, 공력 계수, 유도탄 속도 등으로 이루어진 벡터이다.

본 논문의 제어 목표는 유도탄의 받음각이 주어진 명령을 추종하는 것이므로 (4)에서 받음각 부분만 고려하면 다음과 같다

$$\dot{\alpha} = f_\alpha(x) + g_\alpha(x) \begin{bmatrix} \bar{\delta}_{fin} \\ \bar{\delta}_{tvc} \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서 받음각이 요구되는 동역학을 가지도록 역동역학 기법을 수행하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \bar{\delta}_{fin} \\ \bar{\delta}_{tvc} \end{bmatrix} = g_\alpha^+(x)(\dot{\alpha}_d - f_\alpha(x)) \quad (6)$$

여기서 $\dot{\alpha}_d$ 는 받음각 명령에 의해서 주어진 요구되는 받음각 동역학을 의미하고 다음과 같이 둔다.

$$\dot{\alpha}_d = \omega(\alpha_{cmd} - \alpha) \quad (7)$$

여기서 α_{cmd} 는 받음각 명령, α 는 유도탄으로부터 측정 (또는 추정)되는 받음각을 각각 의미하고, 대역폭 ω 는 제어 수단 구동기의 대역폭에 따라 적절히 선정한다. 그리고 (6)에서 $g_\alpha^+(x)$ 는 $g_\alpha(x)$ 의 의사 역행렬을 의미하고, 이때

행렬 $g_a(x)$ 는 계수(rank) 잉여가 있기 때문에 역행렬이 유일하지 않고, 의사 역행렬을 구할 수 있다. 이것은 반응각 하나를 제어하기 위하여 제어 수단이 공력제어 및 추력벡터제어 두 개가 있기 때문이다. 따라서 의사 역행렬의 성질을 이용하면 다음의 목적함수를 최소화하는 공력제어 및 추력벡터제어의 분배법칙을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \min J &= \underline{u}^T W \underline{u} \\ \text{subject to } g_a(x) \underline{u} &= v \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 \underline{u} 는 제어 수단으로 이루어진 나타내는 열벡터이고, W 는 각각의 제어 수단에 가중치를 주는 양의 한정인 대칭 행렬이다. (8)을 최소화하는 \underline{u} 를 구하는 문제의 해는 여러 가지 방법으로 풀 수가 있지만, 본 논문에서는 Lagrange 곱수를 이용하여 다음과 같이 최적 해 \underline{u} 를 구하였다.

$$\underline{u} = [W^{-1} g_a^T (g_a W^{-1} g_a^T)^{-1}] v \quad (9)$$

따라서 (9)에서 각 제어 수단의 제어 효율성 및 구동기 포화 등을 고려하여 가중 행렬 W 를 적절히 선정함으로써 효과적인 제어 명령 분배법칙을 설계할 수 있고, 이를 (6)에 적용하면 유도탄의 반응각 명령을 추종하도록 하는 공력제어 및 추력벡터제어의 공칭 명령값이 된다.

유도탄의 공력제어 및 추력벡터제어의 혼합제어를 이용하여 반응각 명령 추종을 위한 명령 분배법칙을 설계하기 위하여 유도탄 동역학 (1)에 공력 계수의 보간법 결과를 적용하면 (1)은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \dot{\alpha} &= \frac{\rho V_T S}{2m} C_{z_\alpha}(\alpha) + q \\ &+ \left[\frac{\rho V_T S}{2m} \Delta C_{z_\alpha}(\alpha) \quad \frac{T}{m V_T} \right] \begin{bmatrix} \bar{\delta}_{fin} \\ \bar{\delta}_{twc} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 $C_{z_\alpha}(\alpha)$ 와 $\Delta C_{z_\alpha}(\alpha)$ 는 각각 다음 (11), (12)와 같다.

$$C_{z_\alpha}(\alpha) = a_2 \alpha^3 + b_2 \alpha^2 + c_2 \alpha + d_2 \alpha \quad (11)$$

$$\Delta C_{z_\alpha}(\alpha) = a_{2d} \alpha^3 + b_{2d} \alpha^2 + c_{2d} \alpha + d_{2d} \alpha \quad (12)$$

(10)에 역동역학 기법 및 의사 역행렬 기법을 이용한 명령분배 법칙을 적용하면 다음과 같은 명령 분배법칙을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \bar{\delta}_{fin} \\ \bar{\delta}_{twc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\rho V_T S}{2m} \Delta C_{z_\alpha}(\alpha) \\ \left(\frac{\rho V_T S}{2m} \Delta C_{z_\alpha}(\alpha) \right)^2 + \left(\frac{W_1}{W_2} \right) \left(\frac{T}{m V_T} \right)^2 \\ \left(\frac{W_1}{W_2} \right) \frac{T}{m V_T} \\ \left(\frac{\rho V_T S}{2m} \Delta C_{z_\alpha}(\alpha) \right)^2 + \left(\frac{W_1}{W_2} \right) \left(\frac{T}{m V_T} \right)^2 \end{bmatrix} \times \left(\alpha_d - \frac{\rho V_T S}{2m} C_{z_\alpha}(\alpha) - q \right) \quad (13)$$

$$\dot{\alpha}_d = \omega (\alpha_{cmd} - \alpha) \quad (14)$$

여기서 $\omega = 20$ 으로 설정하였고, w_1, w_2 는 각각 제어수단 $\bar{\delta}_{fin}, \bar{\delta}_{twc}$ 의 가중치를 의미하고, 각각은 최대 변위량으로 설정하였다. 즉 $w_1 = 30(\text{deg}), w_2 = 5.5(\text{deg})$ 로 설정하였다.

IV. 시변 고유치를 이용한 제어기 및 필터 설계

본 장에서는 선형 시변 시스템에 대한 새로운 고유치 개념인 SD-고유치 및 PD-고유치 개념을 도입하고, 선형 시불변 시스템의 극점배치기법기법과 유사한 확장-평균치지정기법에 대하여 기술한다. 또한 구동기 포화를 방지하기 위하여 제어 명령 형상을 성형할 때 사용되는 시변 고유치를 이용한 시변 필터 설계기법에 대하여 기술한다.

1. 선형 시변 시스템의 고유치

먼저 다음 식과 같이 주어지는 N 차 스칼라 선형 시변 시스템을 상정한다.

$$y^{(N)} + p_N(t)y^{(N-1)} + \dots + p_2(t)\dot{y} + p_1(t)y = 0 \quad (15)$$

(15)로 표현되는 선형 시변 시스템은 다음과 같은 스칼라 미분 다항식 연산자(SPDO : Scalar Polynomial Differential Operator)를 이용하여 $D_p\{y\} = 0$ 의 형태로 표현될 수 있다.

$$D_p = \delta^{(N)} + p_N(t)\delta^{(N-1)} + \dots + p_2(t)\delta + p_1(t) \quad (16)$$

(16)의 $\delta = \frac{d}{dt}$ 는 미분 연산자이다. 선형 시변 시스템 (15)에 대한 연구는 제어, 신호처리, 동적 시스템 이론에서 매우 중요하다. 이것은 많은 동적 시스템이 (15)와 같이 선형 미분 방정식으로 모델링될 뿐만 아니라 비선형 동적 시스템도 선형화 함으로써 효과적으로 다루어질 수 있기 때문이다. $p_k(t) \equiv p_k$ 인 시불변 시스템의 경우는 해석적인 해, 안정도 판별, 주파수역 해석 및 안정화 제어기 설계 기법 등을 쉽게 적용할 수 있는 고유치 이론이 있다는 사실은 잘 알려져 있다. 그러나 또한 시불변 고유치 이론은 시변 시스템에 직접 적용될 수 없다는 사실도 잘 알려져 있다. 최근에 다음 (17)과 같은 SPDO의 인수분해에 관한 플로켓(Floquet) 결과에 기반을 둔 선형 시변 시스템 (15)에 대한 미분 대수 스펙트럼 이론이 개발되었다.

$$D_p = (\delta - \lambda_N(t)) \dots (\delta - \lambda_2(t)) (\delta - \lambda_1(t)) \quad (17)$$

따라서, 선형 시변 시스템의 고유치 개념을 다음과 같이 정의한다[10,11].

정의 :

(a) D_p 를 $p_k(t) (k=1, \dots, N)$ 을 가지고 있는 SPDO라 하자. 그러면 (17)의 인수분해에 의해서 주어지는 스칼라 함수 $\lambda_k(t) (k=1, \dots, N)$ 를 D_p 의 SD-고유치(Serial Differential-eigenvalue)라 명명한다. 또한, $\rho_k(t) = \lambda_1(t) + \int \phi_{21}(t) \int \dots \int \phi_{k, k-1}(t) d^{k-1}t, \phi_{ij}(t) = e^{\int (\lambda_i(t) - \lambda_j(t)) dt}$ 를 D_p 의 PD-고유치(Parallel Differential-eigenvalue)라 명명한다.

(b) $\lambda_k(t)$ 가 (17)을 만족한다면, 집합 $\Gamma_p = \{\lambda_k(t)\}_{k=1}^N$ 을 D_p 에 대한 SD-스펙트럼(SD-spectrum)이라 명명한다.

(c) $\rho_k(t)$ 가 PD-고유치이고 $y_k(t) = \exp(\int \rho_k(t) dt)$ 가 $D_p\{y\} = 0$ 의 해라면 집합 $r_p = \{\rho_k(t)\}_{k=1}^N$ 를 D_p 에 대한 PD-스펙트럼(PD-spectrum)이라 명명한다.

(d) $A_c(t)$ 를 D_p 에 대응되는 다음과 같은 형태를 갖는 동반행렬이라 하자.

$$A_c(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & 1 \\ -p_1(t) & -p_2(t) & \cdots & \cdots & -p_N(t) \end{bmatrix} \quad (18)$$

그러면, 다음의 행렬을 D_p 와 $A_c(t)$ 에 대한 SD-스펙트럼 표준형이라 부른다.

$$\Gamma(t) = \begin{bmatrix} \lambda_1(t) & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_2(t) & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 1 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & \lambda_N(t) \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$= SS[\lambda_1(t), \lambda_2(t), \dots, \lambda_N(t)]$$

그리고 다음과 같이 주어지는 대각행렬을 D_p 와 $A_c(t)$ 에 대한 PD-스펙트럼 표준형이라 부른다.

$$r(t) = \text{diag}[\rho_1(t), \rho_2(t), \dots, \rho_N(t)] \quad (20)$$

(e) D_p 를 PD-스펙트럼 $\{\rho_k(t)\}_{k=1}^N$ 를 가지고 있는 N 차 SPDO라 하고, $\{y_i\}_{i=1}^N$ 는 $y_i = \exp(\int \rho_i(t) dt)$ 인 $D_p\{y\} = 0$ 의 근이라 하자. 다음 행렬을 $\{y_i\}_{i=1}^N$ 에 대응되는 Wronskian 행렬이라 한다.

$$W(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) & y_2(t) & \cdots & y_N(t) \\ \dot{y}_1(t) & \dot{y}_2(t) & \cdots & \dot{y}_N(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_1^{(N-1)}(t) & y_2^{(N-1)}(t) & \cdots & y_N^{(N-1)}(t) \end{bmatrix} \quad (21)$$

그리고, $D(t)$ 는 다음의 대각행렬을 나타낸다.

$$D(t) = \text{diag}[y_1(t), y_2(t), \dots, y_N(t)] \quad (22)$$

그러면 다음의 관계가 성립한다.

$$W(t)D^{-1}(t) = \Phi(\rho_1(t), \rho_2(t), \dots, \rho_N(t))$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ D_{\rho_1}\{1\} & D_{\rho_2}\{1\} & \cdots & D_{\rho_N}\{1\} \\ D_{\rho_1}^2\{1\} & D_{\rho_2}^2\{1\} & \cdots & D_{\rho_N}^2\{1\} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ D_{\rho_1}^{N-1}\{1\} & \cdots & \cdots & D_{\rho_N}^{N-1}\{1\} \end{bmatrix} \quad (23)$$

여기서, $D_{\rho_i} = (\delta + \rho_i(t))$, $D_{\rho_i}^k = D_{\rho_i} D_{\rho_i}^{k-1}$ 이고, $W(t) = W(y_1(t), y_2(t), \dots, y_N(t))$ 는 $\{y_i(t)\}_{i=1}^N$ 에 대응되는 Wronskian 행렬이다. 표준 좌표변환 행렬 $\Phi(t)$ 는 PD-스펙트럼 $\{\rho_k(t)\}_{k=1}^N$ 에 대응되는 D_p 에 대한 모드 표준 행렬

이라고 불린다. $\Phi(t)$ 의 열 벡터 $\phi_i(t)$ 는 다음의 식을 만족한다.

$$A_c(t)\phi_i(t) - \rho_i(t)\phi_i(t) = \dot{\phi}_i(t) \quad (24)$$

그리고 $\Psi(t) = \Phi^{-1}(t)$ 의 행 벡터 $\psi_i^T(t)$ 는 다음 식을 만족한다.

$$\psi_i^T(t)A_c(t) - \rho_i(t)\psi_i^T(t) = -\dot{\psi}_i^T(t) \quad (25)$$

따라서, $\phi_i(t)$ 와 $\psi_i^T(t)$ 를 각각 PD-고유치 $\rho_i(t)$ 에 대응되는 $A_c(t)$ 와 D_p 의 우 PD-고유벡터 및 좌 PD-고유벡터라고 정의한다.

2. 선형 시변 시스템의 확장-평균치지정기법

확장-평균치지정기법(Extended-Mean Assignment)은 선형 시변 시스템의 SD-고유치를 기반한 것으로 선형 시불변 시스템의 극점배치기법과 유사하다. 즉, 선형 시불변 시스템에서는 극점을 임의의 위치에 정확히 지정하지만, 선형 시변 시스템에서는 SD-고유치의 확장-평균치를 임의로 지정한다.

먼저 다음과 같은 2차 선형 시변 시스템을 고려하자.

$$\dot{y} + p_2(t)y + p_1(t)y = u \quad (26)$$

위의 식은 미분 다항식 연산자와 미분 연산자를 이용하여 $D_p\{y(t)\} = u(t)$ 의 형태로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$D_p = D^2 + p_2(t)D + p_1(t)$$

$$= (D - \lambda_2(t))(D - \lambda_1(t)) \quad (27)$$

여기서 $\lambda_1(t)$, $\lambda_2(t)$ 를 SD-고유치라고 하고, 다음과 같은 SD-특성방정식을 만족한다.

$$\lambda_1(t) + \lambda_1^2(t) + p_2(t)\lambda_1(t) + p_1(t) = 0$$

$$\lambda_2(t) = -p_2(t) - \lambda_1(t) \quad (28)$$

한편, 적분 가능한 함수 $\lambda(t)$ 의 확장-평균치는 다음과 같이 정의된다.

$$em\{\lambda(t)\} = \lim_{(t-t_0) \rightarrow \infty} \sup \frac{1}{t-t_0} \int_{t_0}^t \lambda(\tau) d\tau \quad (29)$$

그러면, 2차 선형 시변 시스템은 SD-고유치 $\lambda_1(t)$, $\lambda_2(t)$ 의 확장-평균치가 다음 식과 같이 음의 실수값을 가지면 지수적으로 안정하게된다.

$$em\{\text{Re}(\lambda_i(t))\} < 0, \quad i = 1, 2 \quad (30)$$

따라서, (26)과 같은 선형 시변 시스템이 불안정하다면, 다음과 같은 피드백 이득을 통해서

$$u = k_1(t)y + k_2(t)\dot{y} \quad (31)$$

페루프 시스템이 바람직한 확장-평균치 $C_i(t)$ 를 가진 SD-고유치 $\gamma_1(t)$, $\gamma_2(t)$ 로 구성되도록 할 수 있다. 페루프 시스템은 다음과 같은 식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 D_\gamma &= D^2 + \eta_2(t)D + \eta_1(t) = 0 \\
 &= (D - \gamma_2(t))(D - \gamma_1(t)) \\
 &= D^2 - (\gamma_1(t) + \gamma_2(t))D - \gamma_1(t) + \gamma_1(t)\gamma_2(t)
 \end{aligned} \tag{32}$$

여기서, $\eta_i(t) = p_i(t) - k_i(t)$ 이다. 요구되는 확장-평균치는 안정도 판별법 및 시스템 성능에 따라 선정할 수 있고, 이때 다음과 같은 확장-평균치의 오차는 지수적으로 감소한다.

$$\varepsilon_i(t) = \text{em}\{\gamma_i(t)\} - C_i(t) \rightarrow 0 \tag{33}$$

따라서, 선형 시변 시스템의 제어 문제가 선형 시불변 시스템 제어 문제로 된다.

한편, 본 논문에서는 SD-고유치를 기반한 제어 기법을 적용하지만, PD-고유치를 이용한 제어 기법도 비슷한 방법으로 적용할 수 있다 [12-14].

3. 확장-평균치지정법을 이용한 자동조종장치 설계

유도탄의 자동조종장치를 확장-평균치지정기법을 이용하여 설계하기 위한 유도탄의 선형 시변 모델을 획득하고, 확장-평균치지정기법의 설계 절차를 살펴본다 [15].

먼저 다음과 같이 상태 벡터를 정의한다.

$$\xi = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a \\ q \end{bmatrix} \tag{34}$$

여기서 a 는 받음각, q 는 피치율을 각각 의미한다. 그리고 유도탄의 공력제어에만 시변 제어기법을 적용하므로 비선형 유도탄의 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\dot{\xi} = f(\xi, \delta_{fin}) = \begin{bmatrix} f_1(\xi_1, \xi_2, \delta_{fin}) \\ f_2(\xi_1, \xi_2, \delta_{fin}) \end{bmatrix} \tag{35}$$

여기서 각 함수는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned}
 f_1(\xi_1, \xi_2, \delta_{fin}) &= \frac{1}{2} \frac{\rho V^2 S}{m V_T} C_z(\xi_1, \Gamma, M, \delta_{fin}) + \xi_2 \\
 f_2(\xi_1, \xi_2, \delta_{fin}) &= \frac{1}{2} \frac{\rho V^2 S C}{I_{yy}} [C_m(\xi_1, \Gamma, M, \delta_{fin}) \\
 &\quad + \frac{C}{2V_T} C_{mq}(M) \xi_2]
 \end{aligned} \tag{36}$$

주어진 명령 궤적에 대한 공칭 편 변위 $\bar{\delta}_{fin}$ 와 공칭 상태 궤적 $\bar{\xi}$ 은 다음을 만족한다고 하자.

$$\bar{\xi} = f(\bar{\xi}, \bar{\delta}_{fin}) \tag{37}$$

그러면 추종 오차(tracking error)를 다음과 같이 정의한다.

$$x = \xi - \bar{\xi} \tag{38}$$

그리고 추종 오차 제어 입력을 다음과 같이 정의한다.

$$v = \delta_{fin} - \bar{\delta}_{fin} \tag{39}$$

그러면 오차 동역학을 공칭 편 변위와 공칭 상태 궤적에

대하여 선형화를 하면 다음과 같은 선형 시변 시스템을 유도할 수 있다.

$$\dot{x} = A(t)x + B(t)v \tag{40}$$

여기서 선형 오차 동역학 방정식의 각 행렬들은 다음과 같다.

$$A(t) = \left. \frac{\partial f}{\partial \xi} \right|_{\bar{\xi}(t), \bar{\delta}_{fin}(t)} = \begin{bmatrix} a_{11}(t) & 1 \\ a_{21}(t) & a_{22}(t) \end{bmatrix} \tag{41}$$

$$B(t) = \left. \frac{\partial f}{\partial \delta} \right|_{\bar{\xi}(t), \bar{\delta}_{fin}(t)} = \begin{bmatrix} b_1(t) \\ b_2(t) \end{bmatrix} \tag{42}$$

위의 모델에 확장-평균치지정기법을 적용하기 위해서는 선형화된 시스템 행렬을 위상변수 표준형으로 변환을 해야 한다. 이것은 준 시스템이 제어 가능하다면 Silverman이 제시한 방법으로 변환 행렬을 선정하고 Lyapunov 변환을 수행하면 얻을 수 있지만, 준 시스템에서는 이 방법을 적용하면 계수들이 매우 복잡하게 된다. 따라서 최소 실현(minimal realization)은 아니지만 문제를 간단하게 하기 위하여 위상변수 표준형을 만들어 내는 비최소 실현(nonminimal realization)을 채택한다. 이때 제어 불가능한 내부 모드는 안정해야 한다. 본 연구에는 다음과 같은 상태 변환을 정의한다.

$$x = L(t)z \tag{43}$$

여기서 선형 시변 상태 변환 행렬을 다음과 같이 선택한다.

$$L(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -a_{11}(t) & 1 \end{bmatrix} \tag{44}$$

그러면 변환된 오차 동역학 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \dot{z} &= L^{-1}(A(t)L(t) - \dot{L}(t))z + L^{-1}(t)B(t)v \\
 &= A_c(t)z + B_c(t)v
 \end{aligned} \tag{45}$$

여기서 각각의 행렬은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 A_c(t) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -p_1(t) & -p_2(t) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \bar{a}_{11}(t) + a_{21}(t) - a_{11}(t)a_{22}(t) & a_{11}(t) + a_{22}(t) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{46}$$

$$B_c(t) = \begin{bmatrix} b_1(t) \\ a_{11}(t)b_1(t) + b_2(t) \end{bmatrix} \tag{47}$$

위에서 $z_1 = x_1 = a - \bar{a}$ 임을 알 수 있으므로, 위의 상태 공간 방정식은 다음과 같은 스칼라 방정식과 동치이다.

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 + p_2(t)z_1 + p_1(t)z_1 &= \\
 b_1(t)v + (b_1(t) + b_2(t) - a_{22}(t)b_1(t))v
 \end{aligned} \tag{48}$$

위의 스칼라 식이 위상변수 표준형이 되기 위해 다음과

같은 역 “영동역학”(inverse “zero dynamics”)을 도입한다.

$$v + \frac{b_1(t) + b_2(t) - a_{22}(t)b_1(t)}{b_1(t)} v = \frac{1}{b_1(t)} u \quad (49)$$

위의 (48)과 (49)를 결합하여 다음 식을 유도한다.

$$\dot{z}_1 + p_2(t) z_1 + p_1(t) z_1 = u \quad (50)$$

따라서 확장-평균치지정기법에 의한 제어 법칙 $u(t)$ 는 받음각 추종 오차 동역학 (50)에 대하여 4.2절에서 설명한 절차에 따라 설계된다.

앞에서 설명한 기법을 직접 구현하기 위하여 몇 가지 주목할 사실들이 있는데 다음과 같다.

주목.

1. 확장-평균치지정 제어기를 위하여 선형 시변 관측기는 $z_1(t)$, $\dot{z}_1(t)$ 를 온라인 상에서 생성해야 된다.
2. \dot{z}_1 는 z 를 다음과 같은 형태의 제한 대역 (band-limited) 미분기를 통과시켜 생성한다.

$$G(s) = \frac{ps}{s+p} \quad (51)$$

4. 명령 성형 필터 설계

본 논문에서는 구동기의 포화를 막기 위하여 명령의 변화를 부드럽게 만드는 필터를 도입하였다. 이것을 명령 성형 필터라 하고, 명령 성형 필터는 PD-고유치 개념을 이용한 TVB 필터(Time-Varying Bandwidth filter : TVB filter)이다 [16]. TVB 필터는 PD-고유치 안정도 판별 이론을 따라 TVB 필터의 시변 계수들의 안정도를 보장한다. 이 필터의 개념은 간단하다. 즉, 명령 궤적의 변화에 따라 필터의 대역폭을 조정한다. 이러한 개념은 직관적으로 이득계획 필터와 비슷하지만, TVB 필터는 필터의 안정성을 명확하게 판별할 수 있다는 장점이 있다. 안정도 판별은 PD-고유치 안정도 판별법을 이용하며 TVB 필터의 지수적 안정성을 보장한다. PD-고유치 안정도 판별법은 선형 시불변 고유치를 복소 평면 좌반에 위치시키는 시불변 시스템의 안정도 판별법과 유사하게, 시변 시스템 PD-고유치의 확장-평균치가 좌반 평면에 존재한다면 주어진 시변 시스템은 안정하다는 것을 의미한다. TVB 필터 설계 절차를 보이기 위하여 다음과 같은 2차의 선형 시변 필터 방정식을 상정한다.

$$\ddot{c}_{out} + a_2(t) \dot{c}_{out} + a_1(t) c_{out} = c_{in} \quad (52)$$

여기서 c_{in} 은 명령 성형 필터에 인가되는 명령신호이고, c_{out} 은 필터를 통과한 신호이다. 위의 (52)는 전형적인 선형 시불변 2차 필터 방정식과 동일한 형태를 지닌다.

선형 시불변 시스템과 마찬가지로 선형 시변 시스템에서도 PD-고유치 개념을 도입하면 필터 방정식의 계수 $a_1(t)$ 와 ζ , $\omega_n(t)$ 와의 관계를 다음 (53)과 같이 구할 수 있다 [16].

$$\begin{aligned} a_1(t) &= \omega_n^2(t) \\ a_2(t) &= 2\zeta\omega_n(t) - \frac{\dot{\omega}_n(t)}{\omega_n(t)} \end{aligned} \quad (53)$$

여기서 $\omega_n(t) > 0$ 이고, $\omega_n(t)$ 이 미분가능하면 필터는 잘 정의된다. 선형 시변 필터의 대역폭 $\omega_n(t)$ 와 $\dot{\omega}_n(t)$ 는 다음 (54)에 의해 생성된다.

$$\ddot{\omega}_n(t) + 2\zeta_0\omega_0 \dot{\omega}_n(t) + \omega_0^2\omega_n(t) = \omega_0^2 r_\omega(t) \quad (54)$$

여기서, ζ_0 , ω_0 는 설계 파라미터이다. 또한, 대역폭 명령 신호 $r_\omega(t)$ 는 다음과 같은 명령 성형 논리에 의해서 결정된다.

$$r_\omega(t) = \bar{\omega}_n - a \text{ sat} \{ b \cdot \text{ddzone}_d [\dot{c}_{out}(t)] \} \quad (55)$$

여기서, $\bar{\omega}_n$ 는 공칭 (최대) 대역폭을 의미하고, 최소 대역폭은 $\bar{\omega}_n - a$ 로 결정된다. 그리고 $\text{ddzone}_d [\cdot]$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\text{ddzone}_d [x] = \begin{cases} x+d & x < -d \\ 0 & |x| \leq d \\ x-d & x > d \end{cases} \quad (56)$$

앞의 방법으로 설계된 명령 성형 필터는 기준 입력을 완만한 입력으로 변화시킨다. 이는 명령 성형 필터 사용 시의 응답 성능이 필터가 없을 때의 응답 성능 보다 떨어진다. 그러나 명령 성형 필터의 사용으로 인해 구동기의 포화가 없이 명령을 수행할 수 있어, 실제 물리적인 시스템 구현 가능성을 높인다. 다음 그림 7은 앞에서 설명한 TVB 필터의 전체 개념도를 나타낸다.

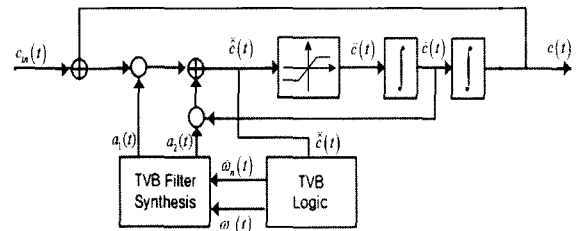


그림 7. TVB 필터 전체 개념도.

Fig. 7. TVB filter block diagram.

V. 시뮬레이션 및 결과고찰

본 장에서는 본 논문에서 제시하는 제어 명령 분배법칙 및 시변 제어 기법을 유도탄에 적용하고 시뮬레이션을 통하여 설계 과정 및 타당성을 고찰한다. 먼저 시뮬레이션 조건과 유도탄의 재원은 각각 다음 표 2, 표 3과 같다.

표 2. 시뮬레이션 조건.

Table 2. Simulation environments.

$M=0.95$ (Mach number)	$\Gamma=45$ (bank angle, deg)
$H=1000$ (altitude, m)	$\rho=1.112$ (air density, Kg/m ³)
$V_s=336.4$ (speed of sound, m/s)	

표 3. 유도탄의 재원.

Table 3. Missile parameters.

$T = 13800$ (thrust, N)	$S = 0.826$ (reference area, m ²)
$C = 0.15$ (reference length, m)	$m = 384.7$ (mass, kg)
$I_{yy} = 692.3$ (moment of inertia, kg · m ²)	$l_m = 2.0$ (moment arm, m)
$\delta_{fin,max} = 30$ (max. fin deflection, deg)	$\delta_{tvc,max} = 5.5$ (max tvc deflection, deg)
$\tau_{fin} = 150$ (fin actuator time constant, 1/s)	$\tau_{tvc} = 50$ (tvc actuator time constant, 1/s)

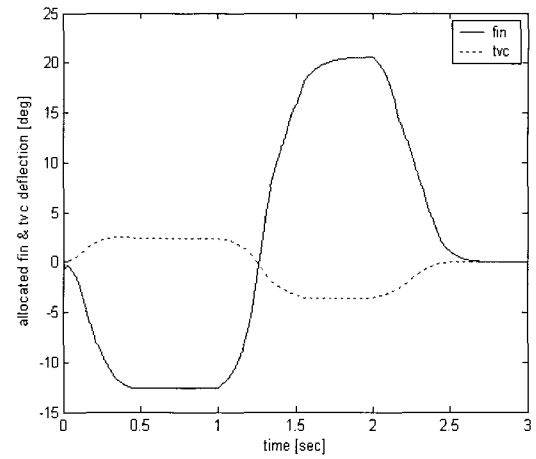


그림 10. 분배된 공격제어 및 추력벡터제어 변위 궤적.
Fig. 10. Allocated fin and TVC deflection.

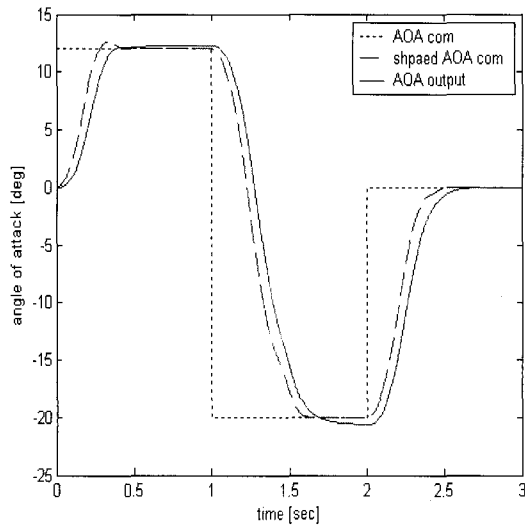


그림 8. 받음각 출력.
Fig. 8. AOA output.

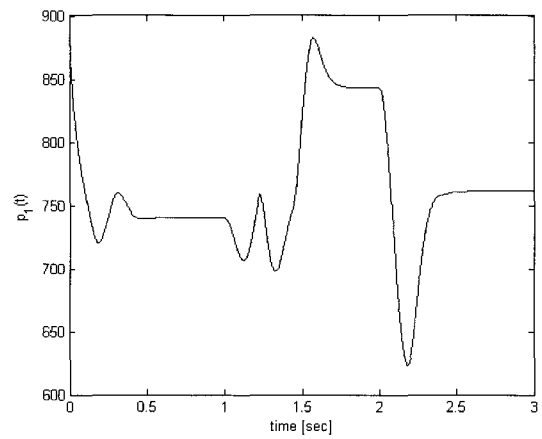


그림 11. $p_1(t)$ 의 시간 추이.
Fig. 11. $p_1(t)$ History.

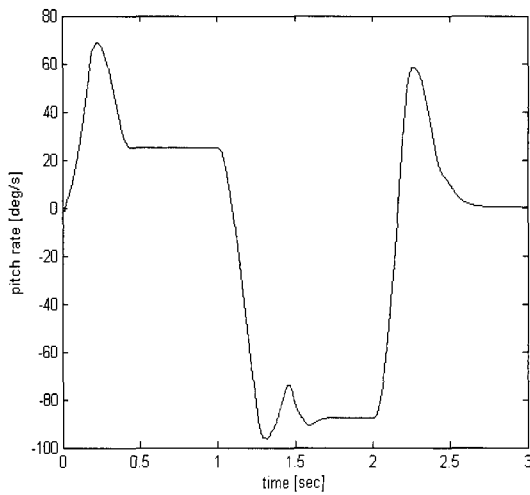


그림 9. 피치율.
Fig. 9. Pitch rate output.

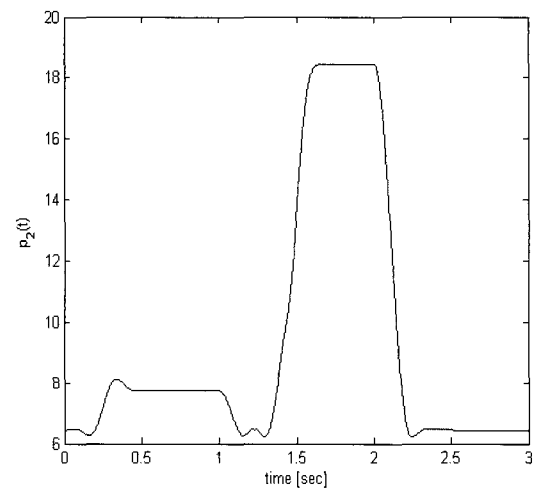


그림 12. $p_2(t)$ 의 시간 추이.
Fig. 12. $p_2(t)$ History.

그림 8에서는 반응각 명령 궤적, 명령 성형 필터에 의해 필터링된 궤적 및 반응각의 출력을 동시에 표시하였고, 이를 통해서 본 논문에서 제시하는 기법을 통해서 반응각 명령을 잘 추종함을 알 수 있다. 그림 9에서는 피치율을 나타내었다. 그림 10에서는 반응각 명령을 추종하기 위하여 명령 분배법칙에 의해 분배된 공력제어 및 추력벡터제어의 변위 궤적을 각각 나타내었고, 이를 통하여 본 연구에서 제안한 제어 명령 분배법칙은 각각의 제어 수단을 효과적으로 분배함을 알 수가 있고, 또한 명령 성형 필터가 구동기의 포화를 방지함을 알 수 있다. 반응각 추종 오차 동역학 (48)의 시변 계수 $b_1(t)$, $b_2(t)$ 는 각각 그림 11, 12에 나타내었다. 요구되는 SD-고유치 $\gamma_i(t)$ 는 그림 13에 나타내었고, 이 때 요구되는 SD-고유치의 확장-평균치는 -20이다. (48)이 요구되는 SD-고유치를 가지도록 하는 되먹임 이득 (31)은 그림 14, 15에 각각 나타내었다. (31)의 되먹임 이득이 (49)의 역 “영동역학”을 거쳐 유도탄에 직접 인가되는 제어 이득은 그림 16에 나타내었다.

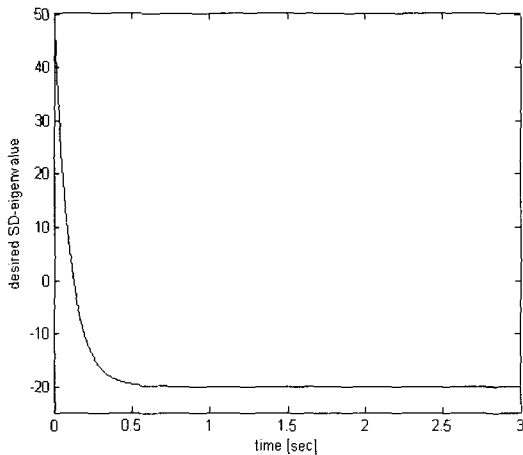


그림 13. 요구되는 SD-고유치의 시간 추이.
Fig. 13. Desired SD-eigenvalue history.

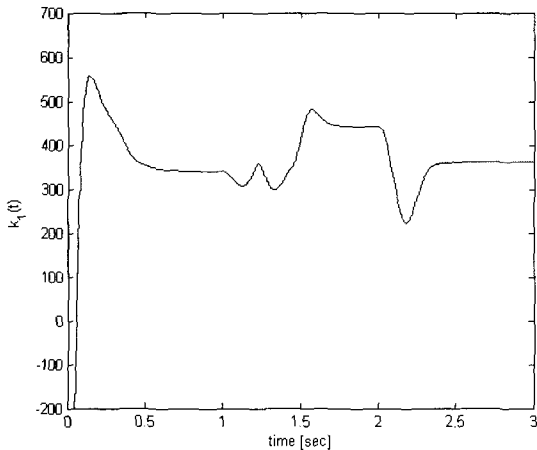


그림 14. $k_1(t)$ 의 시간 추이.
Fig. 14. $k_1(t)$ History.

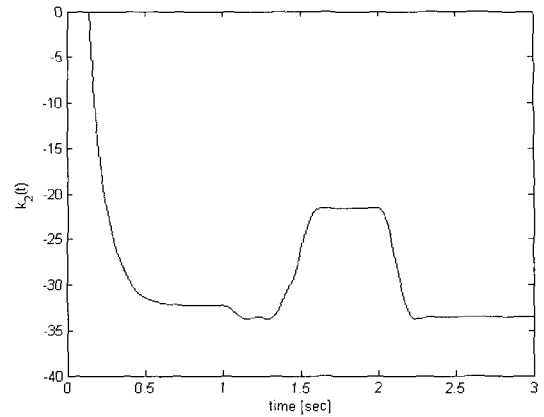


그림 15. $k_2(t)$ 의 시간 추이.
Fig. 15. $k_2(t)$ History.

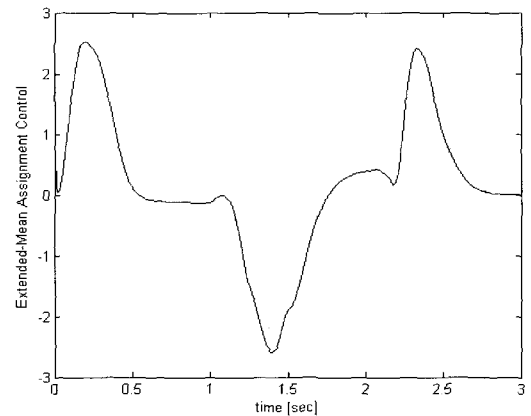


그림 16. 유도탄에 인가되는 시변 되먹임 이득.
Fig. 16. Time-varying control input history.

V. 결론

본 논문에서는 공력제어 및 추력벡터제어를 이용한 혼합 제어를 위한 명령 분배법칙을 설계하기 위해 역동역학 기법 및 의사 역행렬 기법을 이용하였고, 시뮬레이션을 통하여 분배되는 제어 명령이 적절함을 보였다. 또한, 구동기의 포화를 막기 위하여 명령 성형 필터를 사용하였으며, 공력제어에 시변 제어 기법인 확장-평균치지정기법을 적용하여 성능 및 안정도-강인성을 높이도록 하였다. 본 논문에서 제시한 기법들은 비선형 유도탄 동역학식에 적용하여 시뮬레이션을 수행하였고, 제시한 기법들의 우수한 구현 가능성을 살펴보았다.

참고문헌

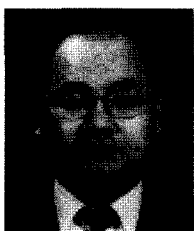
[1] K. W. Wise, D. J. Broy, "Agile Missile Dynamics and Control," *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, vol. 21, No. 3, pp. 441-449, 1998.
[2] C. Song, Y.-S. Kim, "Mixed Control with Aerodynamic Fin and Side Thruster Applied to Air Defense Missiles," *Proceedings of the International Conference on Control, Automation, and Systems*,

- pp. 991-994, 2001.
- [3] R. F. Wilson, J. R. Cloutier, and R. K. Yedavalli, "Control Design for Robust Eigenstructure Assignment in Linear Uncertain Systems," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 12, no. 5, pp. 29-34, 1992.
- [4] R. T. Reichert, "Dynamic Scheduling of Modern-Robust-Control Autopilot Designs for Missiles," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 12, no. 5, pp. 35-42, 1992.
- [5] J. S. Shamma, M. Athans, "Gain-Scheduling: Potential Hazards and Possible Remedies," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 12, no. 3, pp. 101-107, 1992.
- [6] S. A. Snell, D. F. Enns, and W. L. Garrard, "Nonlinear Inversion Flight Control for a Supermaneuverable Aircraft," *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, vol. 15, no. 4, pp. 976-984, 1992.
- [7] D. F. Enns, D. Bugajski, R. Hendrick, and G. Stein, "Dynamic Inversion: An Evolving Methodology for Flight Control Design," *International Journal of Control*, vol. 59, no. 1, pp. 71-91, 1994.
- [8] J. Reiner, G. J. Balas, and W. L. Garrard, "Robust Dynamic Inversion for Control of Highly Maneuverable Aircraft," *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, vol. 18, no. 1, pp. 18-24, 1995.
- [9] D. Ito, J. Georgie, J. Valasek, and D. T. Ward, *Re-Entry Vehicle Flight Controls Design Guidelines: Dynamic Inversion*, NASA Technical Report, 2001.
- [10] J. J. Zhu, C. D. Johnson, "Unified Canonical Forms for Matrices over a Differential Ring," *Linear Algebra and Its Application*, vol. 147, pp. 201-248, 1991.
- [11] J. J. Zhu, 이호철, 최재원, "선형 시변 시스템에 대한 잘 정의된 직렬 및 병렬 D-스펙트럼," 제어·자동화·시스템공학 논문지, 제5권, 제5호, pp. 521-528, 1999.
- [12] J. W. Choi, H. C. Lee, and J. J. Zhu, "Decoupling and Tracking Control Using Eigenstructure Assignment for Linear Time-Varying Systems," *International Journal of Control*, vol. 74, no. 5, pp. 453-464, 2001.
- [13] 최재원, 이호철, "미분 Sylvester 방정식을 이용한 선형 시변 시스템의 고유구조 지정기법," 제어·자동화·시스템공학 논문지, 제5권, 제7호, pp. 777-786, 1999.
- [14] 이호철, 최재원, "선형 시변 시스템의 고유치 지정을 위한 Ackermann형 공식," 제어·자동화·시스템공학 논문지, 제9권, 제3호, pp. 186-195, 2003.
- [15] J. J. Zhu, M. C. Mickle, "Missile Autopilot Design Using a New Linear Time-Varying Control Technique," *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, vol. 20, no. 1, pp. 150-157, 1997.
- [16] J. J. Zhu, M. C. Mickle, "Synthesis of Time-Varying Bandwidth Filters Based on All-Pole Prototypes," *Proceedings of the 1998 American Control Conference*, pp. 2889-2894, 1998.



이 호 철

1998년 부산대학교 제어기계공학과 졸업. 2000년 부산대학교 지능기계공학과 석사. 2000년~현재 동대학원 박사과정. 제1회 KAI 항공우주논문상 우수상 수상(2003). 제5회 삼성 휴먼테크논문 대상 은상 수상(1999). 서암학술장학재단 장학생선발(2000). The 4th Asian Control Conference Best Poster Paper Award 수상(2002). 관심분야는 선형 시변 시스템 이론, 항법 및 유도제어 시스템.



최 재 원

1987년 서울대학교 제어계측공학과 졸업. 1989년 서울대학교 대학원 제어계측공학과 석사. 1995년 서울대학교 대학원 제어계측공학과 박사. 1996년~현재 부산대학교 기계공학부 부교수. 2003년 8월~현재 미국 MIT 방문 교수. 관심분야는 선형 시변 시스템의 고유구조 이론 및 비행체 응용, 자동차와 비행체의 공용 제어기술, 지능형 차량의 메카트로닉스 및 통신 제어기술 등.



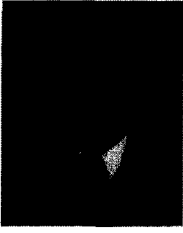
최 용 석

2002년 부산대 기계공학부 졸업. 2004년 부산대학교 지능기계공학과 석사. 2004년~현재 삼성전자. 관심분야는 선형 시변 시스템 이론, 항법 및 유도 제어 시스템.



송 택 렬

1974년 서울대학교 공학사. 1981년 Univ. of Texas at Austin 항공우주공학과 석사. 1983년 Univ. of Texas at Austin 항공우주공학과 박사. 1974년~1995년 국방과학연구소. 1995년~현재 한양대학교 전자컴퓨터공학부 교수. 관심분야는 유도제어, 표적상태추정 등.

**송 찬 호**

1975년 서울대학교 공학사. 1977년 서울대학교 전기공학과 석사. 1989년 University of Florida 전기공학과 박사. 1977년~현재 국방과학연구소. 관심분야는 적응 제어, 비행체 시뮬레이션, 미사일 유도 제어 시스템 등.