포 구동시스템에 대한 모드 스위칭 제어기 설계

Design of a Mode Switching Controller for Gun Servo System

임 정 빈, 백 승 문, 유 준*
(Jong-Bin Yim, Seoung-Mun Baek, and Joon Lyou)

Abstract : To meet an increasing demand for high performance in gun dynamic plant, both a precise and a fast response positioning are strongly required for the gun servo system. A mode switching control(MSC) scheme, which includes a fine stabilizing controller, fast positioning one and a switching function, is widely used to meet this requirement. Stabilization is performed through PID controller, while a time optimal control method is used for target designation. In this paper, a modified PTOS(Proximate Time Optimal Servomechanism) algorithm is derived so as to accommodate the damping term in the gun plant model. Also, applying a mode switching strategy, the bumpless transfer is made possible when the controller switches from PTOS to PID. To show the effectiveness of the overall control system, simulation results are given including the gun dynamics.

Keywords : gun servo system, mode switching, minimum time control(PTOS), stabilization(PID)

I. 서론

현대식 전투차량은 사수와 차장이 독립된 조준경을 통해 전장을 감시하고 탐지된 표적에 대해 사격할 수 있는 기능을 갖추었다. 포는 항상 사수 조준경 방향과 일치하도록 설계되는데 차장이 독립적으로 전장을 감시하던 중 표적을 탐지하면 표적지정 버튼을 이용하여 사수 조준경의 감시 방향을 차장 조준경의 감시 방향과 일치시켜 포 구동의 통제권을 갖는다. 따라서 포를 처음 위치에서 지정된 위치로 가능한 빠른 시간 내에 이동시키는 최단시간 제어와 근처에 와서 포의 조준선을 표적에 정확히 일치시키는 안정화 제어가 동시에 요구된다.

이러한 두 가지 조건을 충족하는 하나의 제어기를 구하기란 어려운 문제이므로 안정화를 위해 비례.적분.미분(PID) 제어방식의 정밀 위치/속도 제어기를 적용하고, 또한 표적 지정을 위해 근사 최단시간 서보기구(Proximate Time Optimal Servomechanism; PTOS)[1]를 사용하여 운용조건에 따라 모드를 전환하여 사용하는 모드 스위칭 구조를 채택한다.

그동안 모드 스위칭 제어방식과 PTOS 제어는 주로 Hard Disk Drive (HDD)를 대상으로 제시되어 왔고, 만족스러운 성능을 보이는 적용 사례들이 보고되고 있다[3-6]. 반면 본 논문에서 대상으로 하고 있는 포 구동시스템의 경우 제어 목표는 같지만 물리적 동특성이 HDD와 달라서 기존의 PTOS를 그대로 적용할 수 없다. 좀 더 구체적으로 포의 동적 모델은 HDD와 달리 무시할 수 없는 댐핑항(damping term)를 포함하고 있어 기존 PTOS로는 근사 최단시간 성능을 얻을 수 없다. 또한 모드 스위칭시 시스템 과도응답이 불안정해지거나 정착시간이 길어지는 등의 현상이 발생하는데, 이러한 점프 현상을 개선하기 위한 방법들이 요구된다[7].

이에 본 논문에서는 변형된 PTOS(Modified PTOS; MPTOS) 수식을 유도하고, 포 동적 모델을 포함한 시뮬레이션을 통해 이의 유효성을 보인다. 또한, 스위칭에 의해 발생하는 과도응답의 문제점을 해결하기 위해 기존의 연구들을 바탕으로 적용 가능한 과도응답 개선방법을 도입한다

먼저 2장에서 포 구동장치를 강체모델과 강성모델로 나누어 모델링하고 주파수 응답특성을 분석한다. 3장에서는 포 구동장치를 위해 정밀 위치/속도 제어기와 최단시간 제어를 위한 변형된 PTOS 제어기를 설계한다. 4장에서는 선정된 모드 스위칭 방법을 기술하고, 5장에서는 포 구동시스템 시뮬레이터[2]를 이용하여 기존의 PTOS와 제시된 MPTOS의 성능을 비교한다.

* 책임저자(Corresponding Author)
논문접수 : 2005. 9. 5., 채택확정 : 2006. 1. 6.
임정빈, 유준 : 충남대학교 전자공학과
(jbiny@cnu.ac.kr / jlyou@cnu.ac.kr)
백승문 : LS산전 전력연구소(smbaek@lsis.biz)
※ 본 연구를 수행하는데 있어 시뮬레이터 구축 등 많은 도움을 주신 국방과학연구소 관계자 여러분께 감사드립니다.

II. 포 동적 모델

그림 1은 포 구동 메커니즘을 나타낸다. 포는 BLDC (Brushless DC) 모터에 의한 토크가 기어박스를 통해 포에 전달되어 구동된다.

포 구동장치의 플랜트를 강성과 마찰 및 비선형 요소들을 고려하여 유도하면 (1)과 같이 상태방정식으로 나타낼 수 있다[2].

$$\begin{bmatrix}\dot{\phi}_m\\ \dot{\phi}_g\\ \ddot{\phi}_m\\ \dot{\ddot{\phi}}_g\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\\ -\frac{K_o}{N_g^2 I_m^e} & \frac{K_o}{N_g I_m^e} & -\frac{B_m}{I_m^e} & 0\\ \frac{K_o}{N_g I_{go}^{zz}} & -\frac{K_o}{I_{go}^{zz}} & 0 & -\frac{B_g}{I_{go}^{zz}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\phi_m\\ \phi_g\\ \dot{\phi}_m\\ \dot{\phi}_g\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\0\\\frac{1}{I_m^e}\\0\end{bmatrix}T_m$$
$$+\begin{bmatrix}0\\0\\\frac{B_m}{I_m^e}\\\frac{B_g}{I_{go}^{zz}}\end{bmatrix}\dot{\phi}_t+\begin{bmatrix}0\\0\\\frac{-B_{gear}(\dot{\phi}_t,\dot{\phi}_t)-T_{fgear}(\dot{\phi}_t,\dot{\phi}_t)-T_{fm}\,\mathrm{sgn}(\dot{\phi}_m-\dot{\phi}_t)}{I_m^e}\\ \frac{-m_g r_{gx}\ddot{y}_g+m_g r_{gx}\dot{\psi}_g\dot{z}_g-m_g r_{gx}\alpha_{22}g-T_{fg}\,\mathrm{sgn}(\dot{\phi}_g-\dot{\phi}_t)}{I_{go}^{zz}}\end{bmatrix} \quad (1)$$

이때, 상태변수는 각각 모터의 위치, 포의 위치, 모터의 속도, 포의 속도를 의미한다. 제어기 설계를 위해 (1)의 상태방정식을 모터의 토크를 입력으로 하고 포의 위치를 출력으로 하는 4차의 전달함수 형태로 (2)와 같이 나타낼 수 있다[2].

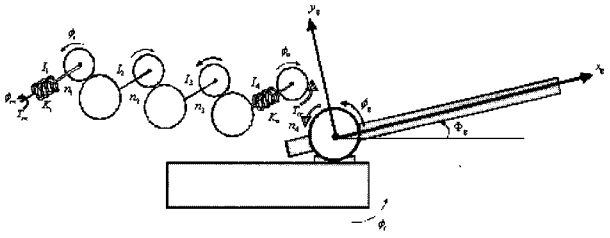


그림 1. 포 구동 메커니즘.
Fig. 1. Gun driving mechanism.

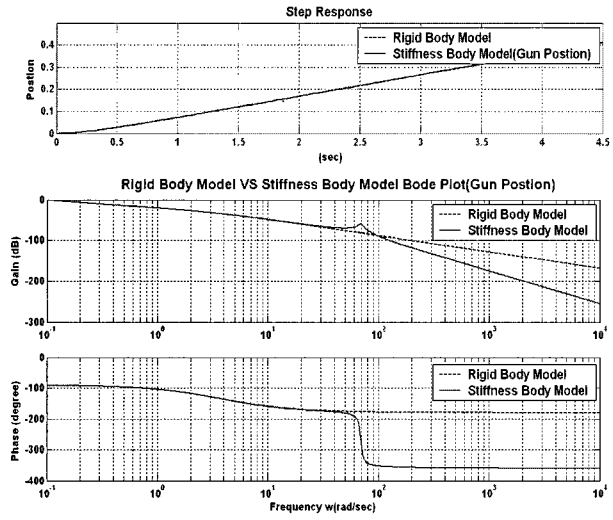


그림 2. 강체와 강성모델의 시간 및 주파수 응답.
Fig. 2. Time and frequency responses of rigid and stiff models.

4차의 전달함수로 제어기를 설계하는 데는 많은 제약이 따른다. 설계상의 편의를 위해 포 구동장치의 플랜트를 강체로 고려하면, (3)과 같은 2차의 전달함수로 나타낼 수 있는데, 두 전달함수의 시간 및 주파수 응답을 그림 2에 보였다.

$$G(s)=\frac{Y(s)}{U(s)}=\frac{1790}{s^4+8.6s^3+4817.4s^2+18412s} \tag{2}$$

$$G(s)=\frac{Y(s)}{U(s)}=\frac{a}{s(s+b)}=\frac{0.3724}{s(s+3.831)} \tag{3}$$

여기서 a는 가속도 상수이며, b는 제동상수를 나타낸다.

그림 2는 강체모델과 강성모델에 대해 각각 단위계단 입력을 주고 시간영역과 주파수 영역에서의 응답특성을 비교한 것이다. 저주파 영역(약 10Hz 이하)에서는 거의 동일한 특성을 나타내는 것을 확인할 수 있는데 전투차량의 고유진동수를 고려할 때 강성모델은 강체모델로 근사화가 가능하다. 제어기 설계시 모델의 저차 근사화는 많은 장점을 갖는다. 따라서 제어기 설계시는 2차의 강체모델을 활용하고 시뮬레이션을 위해서는 4차의 강성모델을 활용하도록 한다.

III. 제어기 설계

1. 정밀 위치/속도 제어

차량 정지간 및 기동간에 원거리의 고정표적과 이동표적에 대하여 사격이 가능하기 위해서는 안정화를 통해 포 구동장치의 구동오차를 줄이고 정확도를 높이는 것이 무엇보다 중요하며 위치오차를 목표치 아래로 유지하고 속도명령을 따르는 추종제어가 요구된다.

추종제어를 위해서는 포의 관성좌표계에서 속도 측정을 위해 2축 자이로를 포의 중심축에 설치하여 속도 명령에 대한 되먹임 안정화 제어 계통을 구현함으로써 속도 계통의 동적 대역폭을 확장하고 속응성을 개선하여 안정화 성능을 크게 개선할 수 있다. 추종제어를 위한 되먹임 안정화 제어기는 튜닝값에 따라 정밀한 제어가 가능한 PID 제어기로 구현하였다[8].

2. 최단시간제어

표적지정 제어는 포의 위치를 현재위치에서 일정거리 이상의 위치로 이동시키는 탐색제어를 말한다. 현재 포의 위치를 유지하고 안정화 하는 추종제어에 비해 탐색제어는 원거리의 목표점까지 최소의 시간에 이동해야 하기 때문에 제어입력의 포화 상태로 인한 비선형성이 존재하고, 추종제어에 비해 높은 주파수 영역의 제어 입력으로 인해 안정화 제어에서 무시할 수 있었던 높은 주파수 대역에서의 플랜트 특성들이 다양하게 나타난다.

이를 위해 기존에는 뱅뱅이론(bang-bang theory)을 이용한 시간 최적 제어가 사용되어 왔지만, 시간최적 제어기는 외란이나 플랜트의 변동에 따른 작은 오차에도 최대입력으로 반응하는 큰 단점을 갖는다. Workman은 제어 성능과 강인성 사이의 관계를 조절할 수 있는 파라미터를 제안하고, 목표점 부근에서의 선형구간의 도입을 통해 뱅뱅제어가 갖는 목표점 근처에서의 데드존이나 히스테리시스에 의한 채터링(Chattering)을 제거하였다. 일반적인 PTOS 제어식은 (4)와 같다[1,9,10].

$$f_{ptos}(y_e)=v(y_e)=PTOS\quad function$$
$$=\begin{cases}-\dfrac{K_1}{K_2}y_e & for\ |y_e|\le y_l\\ -\mathrm{sgn}(y_e)\left[\sqrt{2a\alpha u_{\max}|y_e|}-\dfrac{1}{K_2}\right] & for\ |y_e|>y_l\end{cases} \tag{4}$$

(4)에서, y_e 는 위치오차이며, v_e 는 속도오차를, $u_{\max}$ 는 최단시간 제어를 위한 최대 입력을 의미한다. (4)에서 선형구간 제어식과 시간최적 제어식이 $|y_e|=y_l$ 에서 일치하므로 이 경계조건으로 부터 K_1과 K_2를 구할 수 있다.

여기서 α (acceleration discount factor, $0<\alpha\le 1$)의 파라미터를 넣어줌으로써 제어 입력의 최대값을 $u_{\max}$ 보다 α 의 비율만큼 낮추어서 제어 입력에 대한 플랜트의 포화를 막고, 제어 입력의 포화 상태에서도 플랜트의 제어 가능성의 여지를 남겨줌으로써 강인성을 보장해 준다. 또한 y_l 로 정의된 선형구간 도입을 통해 목표점까지의 위치 오차가 작아질 경우 선형구간 제어로 변환하는 구조를 갖는다. (4)의 PTOS 궤적을 추종하기 위한 제어 규칙은 (5)와 같은 형태로 결정할 수 있다. 여기서, v 는 되먹임된 속도값을 의미이다.

$$u=u_{\max}\cdot sat\left(\frac{K_2(f_{ptos}(y_e)-v)}{u_{\max}}\right) \tag{5}$$

일반적인 PTOS 제어에서는 플랜트 모델에 댐핑이 없다고 가정하고 제어기를 설계한다. 그러나 실제 시스템에서 댐핑을 무시할 수 없는 모델이 더 일반적이고, 본 논문에서 다루고자 하는 포 구동장치의 댐핑은 가속도에 비해 상대적으로 매우 큰 값이다. 따라서 이를 고려한 PTOS 제어기를 새롭게 유도할 필요가 있다. 댐핑(b)을 포함한 포 구동장치의 강체 모델은 (6)과 같이 간략한 상태방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix}\dot{y}_e\\ \dot{v}_e\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & -b\end{bmatrix}\begin{bmatrix}y_e\\ v_e\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ a\end{bmatrix}u \tag{6}$$

$$\begin{aligned}\dot{y}_e &= v_e\\ \dot{v}_e &= -bv_e+au\end{aligned} \tag{7}$$

(7)에 가격함수 $J=\int_0^{t_f}dt=t_f$ 를 최소화하는 제어입력 $u=\pm u_{\max}$ 을 대입하고 라플라스 변환을 통해 정리하면, 다음 두 식을 얻게 된다.

$$v_e(t)=\pm\frac{au_{\max}}{b}(1-e^{-bt}) \tag{8}$$

$$y_e(t)=-\frac{1}{b}v_e(t)\pm\frac{au_{\max}}{b}t \tag{9}$$

(8)을 시간 t에 대해 정리하여 (9)에 대입하면, 다음과 같이 된다.

$$y_e(t)=-\frac{1}{b}v_e(t)+sign(v_e(t))\frac{au_{\max}}{b^2}\ln(1+\frac{b}{au_{\max}}|v_e(t)|) \tag{10}$$

참고로, (10)에서 $b\to 0$ 이면 (11)의 멱급수 공식에 의해 (12)와 같이 댐핑이 없는 시스템과 동일해 진다.

$$\ln(1+x)=x-\frac{x^2}{2}+\frac{x^3}{3}-\frac{x^4}{4}+\frac{x^5}{5}-\cdots\cdots \tag{11}$$

$$y_e(t)=-\frac{v_e^2(t)}{2au_{\max}}+\frac{bv_e^3(t)}{3au_{\max}}-\frac{b^2v_e^4(t)}{4au_{\max}}+\cdots=-\frac{v_e^2(t)}{2au_{\max}} \tag{12}$$

(10)을 통해 수정된 PTOS(Modified PTOS : MPTOS) 제어 수식을 다음과 같이 구할 수 있다. 먼저 (10)의 입력 $u_{\max}$ 에 α (acceleration discount factor, $0<\alpha\le 1$)를 곱한 후, PTOS 제어식의 선형구간을 정하기 위해 감속궤적을 β 만큼 이동하면 (10)은 (13)과 같이 정리된다.

$$y_e(t)=-\frac{1}{b}(v_e(t)-\beta)+sign(v_e(t)-\beta)\frac{a\alpha u_{\max}}{b^2}\ln(1+\frac{b}{a\alpha u_{\max}}|v_e(t)-\beta|) \tag{13}$$

이때, 감속궤적 (13)과 $(-y_l,v_l)$ 에서 접하며 (0,0)을 지나는 선형구간 제어식은 다음과 같다.

$$y_e(t)=-\frac{y_l}{v_l}v_e(t)=-\theta v_e(t),\ (\text{여기서, }\theta\ge 0) \tag{14}$$

따라서, 원하는 선형구간 제어식의 접선의 기울기 θ 를 정

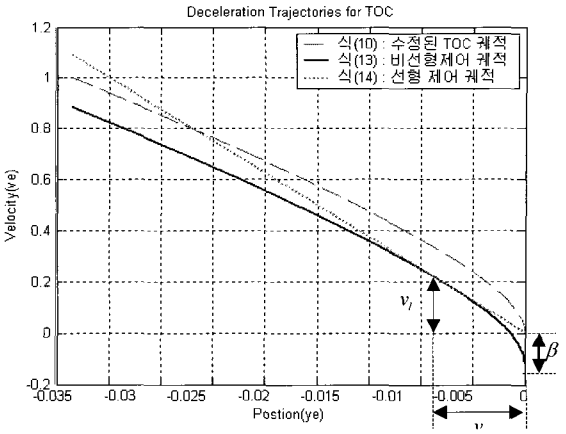


그림 3. MPTOS 함수의 감속궤적.
Fig. 3. Deceleration trajectory of MPTOS function.

하면 접점 $(-y_l,v_l)$ 과 감속궤적의 변환크기 β 가 결정된다. (13)과 (14)를 이용하여 PTOS 모델을 유도하면 다음과 같다.

$$f_{ptos}(v_e)=y_e(v_e)=MPTOS\ function$$

$$=\begin{cases}-\theta v_e, & |v_e|\le v_l\\ -\frac{1}{b}(v_e(t)-\beta)+sign(v_e(t)-\beta) & \\ \times\frac{a\alpha u_{\max}}{b^2}\ln(1+\frac{b}{a\alpha u_{\max}}|v_e(t)-\beta|), & |v_e|>v_l\end{cases} \tag{15}$$

$$u=u_{\max}\cdot sat\left(\frac{y_l(f_{ptos}(y_e)-v_e)}{u_{\max}}\right) \tag{16}$$

여기서,

$$y_l=-\frac{a\alpha u_{\max}\theta}{b(1-b\theta)}+\frac{a\alpha u_{\max}}{b^2}\ln\left\{1+\frac{b\theta}{(1-b\theta)}\right\} \tag{17}$$

$$v_l=-\frac{1}{\theta}y_l \tag{18}$$

$$\beta=v_l-\frac{a\alpha u_{\max}\theta}{1-b\theta} \tag{19}$$

그림 3은 (15)의 감속궤적과 (17)~(19)의 값들을 그림으로 나타낸 것이다.

PTOS 제어식은 제어대상의 모델 불확실성에 의해 발생하는 과도응답과 정착시간 증가의 문제를 θ 값의 조정을 통해 제어할 수 있어 강인성을 보장해 준다.

IV. 모드 스위칭 전략

1. 모드 스위칭 구조

현대식 전투차량은 포를 현재 위치에서 지정된 위치로 가능한 빠른 시간 내에 이동시키는 표적지정 제어(최단시간 제어)와 근처에 와서 포의 조준선을 표적에 정확히 일치시키는 안정화 제어(최소오차 제어)가 동시에 요구된다. 이러한 두 가지 조건을 충족하기 위해 그림 4와 같이 운용조건에 따라 모드를 전환하여 쓰는 스위칭 제어구조를 채택한다.

위치오차에 따라 제어모드를 변경하며, 그에 따라 제어기

가 선택된다. 즉, 위치오차가 증가하게 되면 최단시간 제어기로 전환되어 빠른 시간에 위치오차를 줄이고, 위치오차가 감소하여 정해진 범위 내에 들어오면 최소오차 제어기로 전환되어 정밀한 제어가 가능하다.

2. 초기값 보상법

서론에서 언급한 것처럼 최단시간 제어모드(PTOS)에서 안정화 제어모드(PID)로 변경되는 경우 발생하는 과도응답을 개선하기 위한 방법이 필요한데, 이를 위해 Bumpless Transfer, Conditioned Transfer, 초기값 보상법(Iintial Value Compensation: IVC)등이 쓰이고 있다[5,7]. 본 논문에서는 초기값 보상 방법을 선정하여 다음과 같이 적용하였다. 초기값 보상방법은 스위칭시 제어기의 상태를 과도응답에 관한 가격함수를 최소로 하는 값으로 초기화 하여 과도응답 특성을 개선한다.

PID 제어기를 위치오차를 입력으로 하는 동적 방정식으로 (20)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{x}_c &= A_c x_c + B_c e_T \\ u_c &= C_c x_c + D_c e_T \end{aligned} \tag{20}$$

한편, 포 구동 플랜트는 (3)의 강체 모델로 (21)과 같이 주어진다 하자.

$$\begin{aligned} \dot{x}_p &= A_p x_p + B_p u \\ y &= C_p x_p \end{aligned} \tag{21}$$

(20)과 (21)로부터 전체 폐루프 시스템을 상태방정식으로 표현하면 (22)와 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_c \\ \dot{x}_p \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_c & -B_c C_p \\ B_p C_c & A_p - B_p D_c C_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_c \\ x_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_c \\ B_p D_c \end{bmatrix} [r] \\ y &= \begin{bmatrix} 0 & C_p \end{bmatrix} x \end{aligned} \tag{22}$$

스위칭시 제어기의 상태를 (23)의 가격함수를 최소로 하는 값으로 초기화 하면 과도응답 특성을 개선할 수 있다.

$$J = \int_0^f x(t)^T Q x(t) = \bar{x}(t_0) P \bar{x}(t_0) \tag{23}$$

$$\bar{A}^T P - P\bar{A} = -Q \tag{24}$$

여기서 P는 Symmetric Positive Definite(SPD)한 가중행렬 Q에 대해 (24)의 Lyapunov 방정식을 만족하는 유일한 SPD한 해이다. 즉,

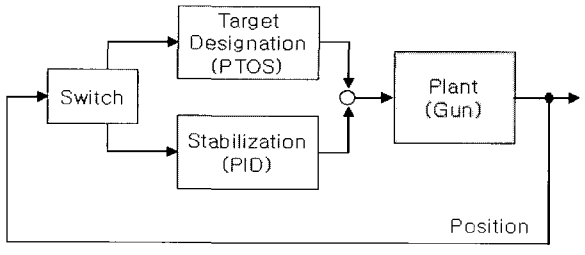


그림 4. 모드 스위칭 제어.

Fig. 4. Mode switching control.

$$J = \begin{bmatrix} x_P^T(t_0) & x_I(t_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_P(t_0) \\ x_I(t_0) \end{bmatrix} \tag{25}$$

$x_I(t_0)$ 는 스위칭시 제어기의 상태변수이며, $x_P(t_0)$ 는 포 구동장치 모델의 상태변수이다. (25)에서 J > 0 이고 J는 $x_I(t_0)$ 에 대해 2차 다항식이므로 $x_I(t_0)$ 에 대한 J의 최소값은 항상 존재 한다. (25)를 $x_I(t_0)$ 에 대해 편미분하면 (26)과 같다.

$$\frac{dJ}{dx_I(t_0)} = 2P_{11}x_I(t_0) + 2P_{12}x_P(t_0) = 0 \tag{26}$$

$$x_I(t_0) = -P_{11}^{-1}P_{12}x_P(t_0) \tag{27}$$

따라서, 스위칭 순간에 적분제어기의 초기값을 (27)와 같이 지정할 경우 과도응답을 개선하여 정착시간을 최소화 할 수 있다.

V. 시뮬레이션 결과

앞 절에서 설계한 제어기의 성능을 검증하기 위해 MATLAB Simulink™를 이용한 포 구동 시뮬레이터를 구성하였다[2].

최단시간제어를 위해서는 MPTOS 제어기를 사용하였고, 최소오차 제어를 위한 속도 계통의 되먹임 안정화 제어기는 PID 제어기로 구현 하였다.

시뮬레이션 조건으로 시간 0.5초에 차장 조준경과 사수 조준경은 60도의 위치차이를 갖도록 하였고, 위치오차가 0.1rad 이내일 경우 최소오차제어(PID제어)로 전환되고 위치오차가 0.3rad을 초과하는 경우는 최단시간제어(MPTOS)로 제어모드가 전환되도록 하였다.

MPTOS에서 PID로 제어기가 변경되는 경우 발생하는 과도응답을 개선하기 위한 방법으로 과도응답에 관한 가격함수를 최소화 하도록 하는 초기값 보상 방법을 적용하였다.

그림 5는 스위칭에 의한 과도응답을 개선하는 몇 가지 방법을 비교한 것으로 오버슈트가 없고 정착시간이 비교적 짧은 초기값 보상방법이 포 구동장치에 가장 적합하다.

그림 6~8은 PTOS와 MTOC 그리고 MPTOS 제어기를 적용한 각각의 경우에 대하여 결과를 비교한 것으로, 그림 6은 각각의 제어기에서 출력되는 전류제어명령을 도시한 것이다.

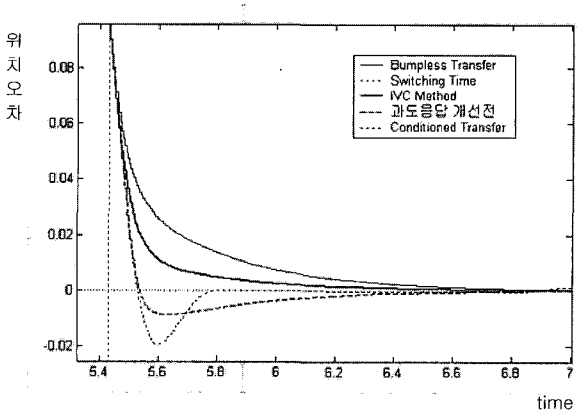


그림 5. 스위칭 방법에 따른 과도응답.

Fig. 5. Transition response according to switching methods.

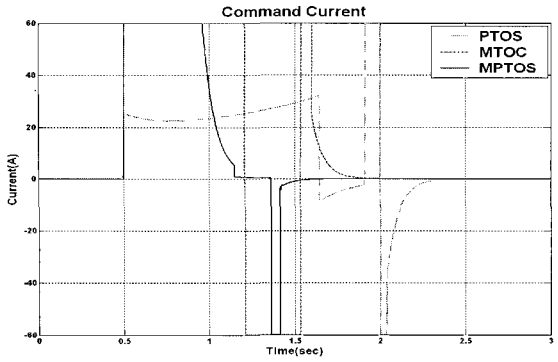


그림 6. 전류 제어명령 궤적.

Fig. 6. Current control command trajectories.

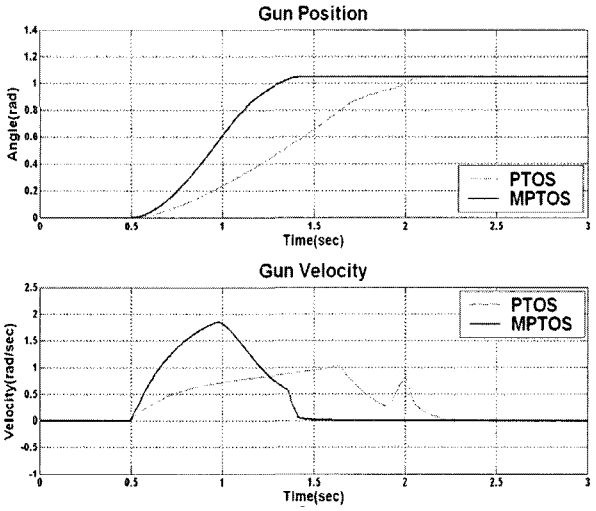


그림 7. 포 위치와 속도 궤적.

Fig. 7. Gun position and velocity trajectories.

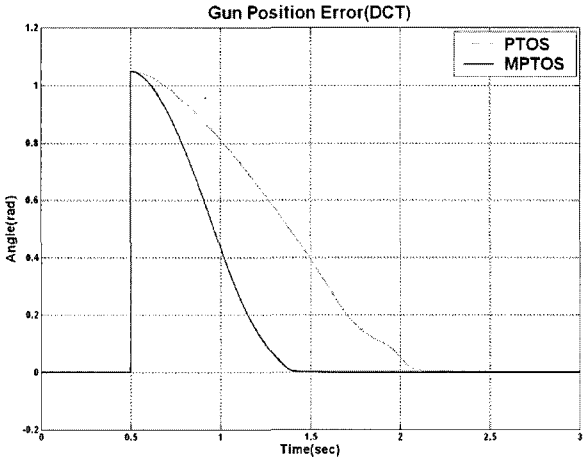


그림 8. 포의 위치오차 궤적.

Fig. 8. Gun position error trajectories.

그림 7은 포의 위치와 속도의 궤적을 표시한 것으로, 포의 위치와 속도 모두 기존의 PTOS 제어에 비해 MPTOS 제어가 오버슈트가 없으면서도 빠른 수렴을 보인다.

그림 8은 포와 차장 조준경 사이의 위치 오차 궤적을 나타낸 것이다. 그림 8에서 기존의 PTOS의 경우 60도의 위치오차에 대해 약 1.6초 정도의 수렴시간을 갖는데 비해 본 논문에서 제시한 MPTOS의 경우 약 0.9초의 수렴시간을 가짐을 볼 수 있다.

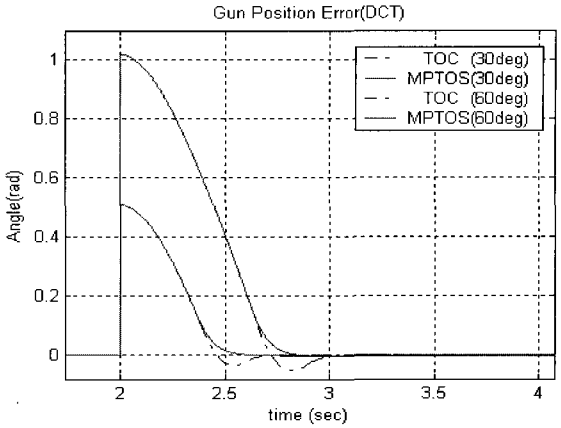


그림 9. 포의 위치오차 궤적.

Fig. 9. Gun position error trajectories.

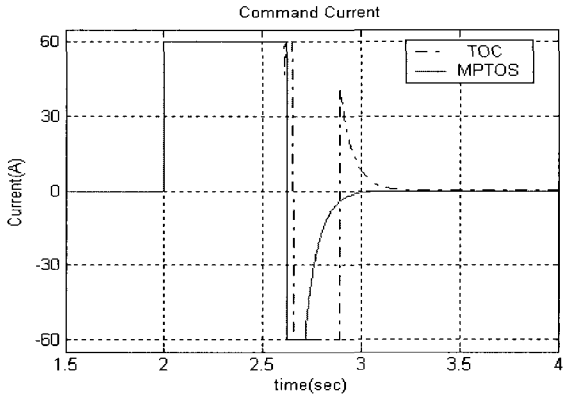


그림 10. 전류 제어명령 궤적.

Fig. 10. Current control command trajectories.

그림 6~8의 시뮬레이션 결과들로부터 MPTOS가 기존의 PTOS에 비해 응답속도도 빠르고 Bumpless transfer가 가능하여 포 구동시스템의 제어에 우수한 성능을 발휘함을 알 수 있었다.

그림 9는 60도와 30도의 위치오차를 동일하게 주었을 경우 기존의 뱅뱅(Bang-Bang:TOC)-PID 제어와 본 논문에서 제시한 MPTOS-PID 제어성능을 위치오차의 변화를 통해 비교한 것이다. 수렴되는 위치오차의 값은 두 제어기가 같은 수준을 보이나 과도응답에 있어 기존의 뱅뱅 제어기는 약간의 오버슈트를 보인다. 그림 10에서 나타낸 60도 위치오차에 대한 제어입력의 변화에 있어서도 뱅뱅 제어기의 전류명령이 큰 폭으로 변하는 반면, 상대적으로 MPTOS 방식이 제어명령의 변화가 작다.

시뮬레이션 결과, 본 논문에서 제안한 모드 스위칭 방식 및 MPTOS 제어가 기존의 제어기에 비해 포의 빠른 이동과 표적 지향에 있어 우수한 성능을 보임을 나타내었다. 또한 제안된 MPTOS 제어는 제어 성능과 강인성 사이의 관계를 조절할 수 있는 파라미터를 가지고 있으며, 목표점 부근에서

의 선형구간의 도입을 통해 뱅뱅 제어가 갖는 단점인 목표점 근처에서의 데드존이나 히스테리시스에 의한 채터링을 제거할 수 있으므로 보다 안정적이다.

VI. 결론

최단시간 제어와 정밀 위치/속도 제어의 두 요구조건은 포 구동장치의 성능과 직결되는 문제로 중요한 연구 분야이다.

본 논문에서는 최단시간제어를 위해 PTOS 제어기를 바탕으로 MPTOS를 유도하였고 모드에 따라 정밀 위치/속도 제어를 위한 PID 제어기와 전환이 가능한 모드 스위칭 기법을 적용하였다.

모드 스위칭 기법과 PTOS 제어기법은 HDD 제어분야에서 광범위하게 사용되어 왔지만 포 구동장치는 HDD와 물리적 특성의 차이를 가지므로 이를 고려한 MPTOS 제어기를 새롭게 설계하고 시뮬레이션을 통해 적용의 타당성을 검토하였다. 또한, 모드 스위칭시 과도응답 개선을 위한 기존 방법들을 바탕으로 시스템에 적용 가능한 과도응답 개선 방법을 도출하였으며 시뮬레이션을 통해 비교, 검증하였다. 추후 본 연구를 바탕으로 제어기를 디지털화하여 실제 시스템에 적용함으로 제어성능의 향상을 기대할 수 있다.

참고문헌

[1] M. Workman, "Adaptive proximate time-optimal servomechanism," *Ph.D. Dissertation*, Stanford Univ.CA, 1987.

[2] 백승문, "근사최단시간 제어기 설계 및 포 구동에의 응용," 석사학위논문, 충남대학교, 2005. 8.

[3] G. F. Franklin, J. D. Powell, and M.L.Workman, *Digital Control of Dynamics systems 3rd ed*, Addison-Wesley, 1990.

[4] B. M. Chen and T. H. Lee, *Hard Disk Drive Servo Systems*, Springer. 2002.

[5] T. Yamaguchi, K. Shishida, and H. Hirai, "Mode switching control design with initial value compensation and its application to head positioning control on magnetic disk drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 1, pp. 65-73, Feb. 1996.

[6] 장재완, "이산 시변 슬라이딩 모드 제어를 이용한 하드 디스크의 탐색 제어" 석사학위 논문, 한양대학교, 8, 2003

[7] Y. Peng, D. Vrancic, and R. Hanus, "Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for PID Controller," *IEEE. Control Systems Magazine*, vol. 16, no. 4, pp. 48-57, Aug. 1996.

[8] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, Fourth Edition, Prentice Hall, 2002

[9] M. Sun and Y. Wang, "Design of a HDD servomechanism with proximate time optimal sliding mode," *IEEE Magnetic Recording Conference*, pp. WE-P-15-01-WE-P-15-02, Aug. 2002.

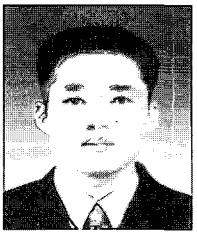
[10] D. Q. Zhang, G. X. Guo, and V. Venkatramanan, "Discrete-time sliding mode proximate time optimal seek control of hard disk drives," *IEEE Proc., Control Theory Appl.*, vol. 147, pp. 440-446, Jul. 2000.

임 정 빈

2002년 충남대학교 전자공학과(공학사). 2004년 충남대학교 전자공학과(공학석사). 2004년~현재 충남대학교 전자공학과 박사과정 재학중. 관심분야는 임베디드 시스템, 항법시스템, 네트워크제어 등.

유 준

1978년 서울대학교 전자공학과(공학사). 1980년, 1984년 한국과학기술원 전기전자공학과(공학석사/공학박사). 1984년 9월~현재 충남대학교 전기정보통신 공학부 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.



백 승 문

1999년 충남대학교 메카트로닉스공학과(공학사). 2005년 충남대학교 전자공학과(공학석사). 2005년~현재 LS산전 전력연구소 연구원. 관심분야는 임베디드 시스템, 전력선통신, 원격제어 등.