

文章编号 1004-924X(2011)10-2409-10

# 基于扩张状态观测器的炮控系统串联滑模控制

马晓军\*, 袁东, 李匡成, 魏曙光

(装甲兵工程学院 控制工程系, 北京 100072)

**摘要:**针对坦克炮控系统中存在齿圈间隙、摩擦力矩和参数漂移等多种非线性因素造成系统驱动延时、换向振荡和低速“爬行”等问题,设计了一种基于扩张状态观测器(ESO)的炮控系统串联滑模控制器。首先,利用系统内部可测信息,将炮控系统分解为 $n$ 个串联的一阶子系统;然后,引入ESO估计各子系统的 uncertainty。在此基础上,基于backstepping递推思想,分别针对各子系统设计滑模控制器,并逐步向后递推,构成炮控系统串联滑模控制器。试验表明,该方法能够很好地抑制各种非线性因素的影响,有效地改善系统控制性能。由于各子系统均为一阶系统,ESO和滑模控制器的设计大为简化,易于工程实现。此外,该方法还有效地抑制了传统滑模控制的抖振问题。

**关键词:**炮控系统;串联滑模控制;扩张状态观测器;不确定性

**中图分类号:**TJ81.376 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20111910.2409

## Series sliding mode control for gun control system based on extended state observer

MA Xiao-jun\*, YUAN Dong, LI Kuang-cheng, WEI Shu-guang

(Department of Control Engineering, Academy of  
Armored Force Engineering, Beijing 100072, China)

\* Corresponding author, E-mail: maxiaojun\_aafe@163.com

**Abstract:** For problems of system driving delay, commutation surge and dithering at a low velocity caused by nonlinearity such as backlash, friction and parameter varieties in a system, a series sliding mode controller for a tank gun control system based on Extended State Observer (ESO) was designed. Firstly, depending on the measurable signals, a gun control system was decomposed to  $n$  first-order subsystems in series, and ESO was introduced to estimate the uncertainty of each subsystem. Then, by adopting a ‘backstepping method’, the sliding mode controllers were designed for each subsystem and made up these sliding mode controllers in series for the gun control system. The examination result shows that the method can restrain the influences caused by the diversified nonlinearity and can improve the system performance effectively. The design of ESO and sliding mode controller is simplified and prove to be realized in engineering because of the design of each first-order subsystem. Furthermore, this method overcomes the dithering problem existed in traditional systems effectively.

**Key words:** gun control system; series sliding mode control; Extended State Observer(ESO); uncertainty

# 1 引言

坦克炮控系统是一个内部存在强本质非线性的复杂系统<sup>[1]</sup>,特别是系统内部的齿圈间隙、摩擦力矩等非线性环节和被控装置参数漂移造成的系统驱动延时、换向振荡和低速“爬行”等问题,严重地影响了炮控系统的性能发挥<sup>[2]</sup>。变结构控制中的滑动模态对一定条件下的外界扰动和系统参数摄动满足不变性,具有鲁棒性强、物理实现简单等特点,近年来已广泛地应用于伺服系统、精密加工和飞行器姿态控制等领域<sup>[3-5]</sup>。但是,滑模控制的不变性是通过非连续开关切换实现的,这种本质上的不连续开关特性会引起系统的抖振,且系统不确定性越大,需要的切换增益就越大,从而导致抖振也越严重。此外,随着系统阶次的增加,滑模控制器设计的复杂程度不断增加,滑模面的选择难度也会加大。因此,如何减小系统抖振,降低控制器设计的复杂程度成为近年来滑模控制研究的焦点之一<sup>[6-7]</sup>。

本文基于 backstepping 逐步递推思想,利用系统内部可测信息,将炮控系统分解为  $n$  个串联的一阶子系统,并引入扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)估计各子系统的非线性不确定性。在此基础上提出了一种基于 ESO 的串联滑模控制方法,分析了控制器的稳定性和滑模动态特性,最后将其应用于炮控系统的非线性补偿控制中。试验表明,该方法能够很好地估计和克服炮控系统非线性环节和参数不确定性的影响,提高控制性能,且有效地抑制传统滑模控制的抖振问题。此外,由于各子系统均为一阶系统,ESO 和滑模控制器的设计也大为简化,易于工程实现。

# 2 炮控系统非线性数学建模

根据文献[1],建立了某型坦克炮控系统的数学模型如图 1 所示。

图中,  $K_{ic}$  为电流调节器放大倍数;  $K_{ZKK}$  为功率放大器放大倍数(忽略其时间常数);  $K_D$  为炮塔电机电枢阻抗系数;  $K_{if}$  为电流环的反馈系数;  $G_{ASR}$  为转速环控制器;  $\omega, \omega_m$  为电机转速和火炮/炮塔转速;  $J, J_m$  分别为电机和火炮/炮塔折合到电机轴上的转动惯量。

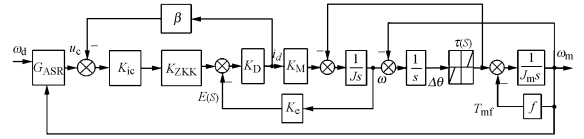


图 1 炮控系统非线性数学模型

Fig. 1 Nonlinear math model of tank gun control system

$T_{mf}$  为摩擦非线性在坦克火炮/炮塔上的作用力矩,目前工程上应用最广泛的是 Stribeck 模型,其方程可描述为<sup>[2,8]</sup>:

$$T_{mf} = [T_c + (T_s - T_c) \exp(-(\omega_m/\omega_{ms})^2) + B|\omega_m|] \text{sgn}(\omega_m), \quad (1)$$

式中,  $\omega_{ms}$  为 Stribeck 摩擦模型中的临界速度;  $T_c$  为库仑摩擦力幅值;  $T_s$  为最大静摩擦幅值。

$\tau(t)$  为齿隙环节输出力矩,其模型为<sup>[9]</sup>:

$$\tau(t) = \begin{cases} k_\tau(\theta - \theta_m - \alpha) & \theta - \theta_m > \alpha \\ 0 & |\theta - \theta_m| \leq \alpha \\ k_\tau(\theta - \theta_m + \alpha) & \theta - \theta_m < -\alpha \end{cases}, \quad (2)$$

式中,  $2\alpha$  为齿隙宽度;  $\theta, \theta_m$  分别为电机和火炮/炮塔位移;  $k_\tau$  为传递刚性(此处忽略阻尼系数)。

为了分析方便,将式(2)化为:

$$\tau(t) = k_\tau \cdot \Delta\theta - T_\tau(t), \quad (3)$$

式中,  $\Delta\theta = \theta - \theta_m, T_\tau(t) = K_\tau \text{sgn}(\Delta\theta) \cdot \min(\alpha, |\Delta\theta|)$ 。

在实际系统中,  $\omega_m$  和  $\omega$  为可测信息,可由陀螺仪和炮塔电机中安装的同轴测速电机测取,此外,由二者之差积分容易获得状态变量  $\Delta\theta$ 。由此可将炮控系统分解为带扰动的串联系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \varphi_{12}x_2 - T_1(t) \\ \dot{x}_2 = -x_1 + x_3 \\ \dot{x}_3 = -\varphi_{32}x_2 - \varphi_{33}x_3 + \varphi_u u_c - T_3(t) \end{cases}, \quad (4)$$

式中,  $x_1 = \omega_m, x_2 = \Delta\theta, x_3 = \omega, \varphi_{12} = k_\tau/J_m, \varphi_{32} = K_\tau/J, \varphi_u = K_{ic} K_{ZKK} K_D K_M / (J + \beta J K_{ic} K_{ZKK} K_D), \varphi_{33} = (K_e K_u) / (J K_{ic} K_{ZKK})$ 。  $T_1(t), T_3(t)$  为非线性因素的等效扰动,且  $T_1(t) = (T_\tau + T_{mf})/J_m, T_3(t) = T_\tau/J$ 。考虑到炮控系统参数的不确定性,可有:  $\varphi_{ij} = \bar{\varphi}_{ij} + \Delta\varphi_{ij}, i, j = 1, 2, 3$ 。其中,  $\bar{\varphi}_{ij}$  为参数的标称值,  $\Delta\varphi_{ij}$  为参数变化量。

则系统(4)可化为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \bar{\varphi}_{12}x_2 + F_1(t) & (5a) \\ \dot{x}_2 = -x_1 + x_3 & (5b) \\ \dot{x}_3 = -\bar{\varphi}_{32}x_2 - \bar{\varphi}_{33}x_3 + \bar{\varphi}_u u_c + F_3(t) & (5c) \end{cases}$$

式中,  $T_1(t), T_3(t)$  分别为式(5a)和(5c)总不确定性, 包含扰动和参数漂移, 且  $F_1(t) = \Delta\varphi_{12} x_2 - T_1(t), F_3(t) = -\Delta\varphi_{32} x_2 - \Delta\varphi_{33} x_3 + \Delta\varphi u_c - T_3(t)$ .

### 3 基于 ESO 的串联滑模控制器设计

类似 backstepping 的逐步递推方法, 采用  $x_2$  和  $x_3$  作为方程(5a)和方程(5b)的虚拟控制量, 可将系统(5)分解为 3 个一阶子系统。针对系统不确定性引起的抖振问题, 引入 ESO 估计各子系统的不确定因素, 在此基础上, 根据文献[7]分别对各子系统设计滑模控制器, 构成串联结构, 使后面子系统的输出跟踪前面子系统的期望控制量, 由此逐步向后递推, 最终得到整个系统的串联滑模控制器。

#### 3.1 基于 ESO 的系统不确定性估计

对于  $n$  阶系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n \\ \dot{x}_n = f_0(x_1, x_2, \dots, x_n) + f_1(x_1, x_2, \dots, x_n) + b_0 u \\ y = x_1 \end{cases}, \quad (6)$$

式中,  $f_0(x_1, x_2, \dots, x_n)$  为已知部分,  $f_1(x_1, x_2, \dots, x_n)$  为系统不确定部分,  $u(t)$  为系统的输入,  $y(t)$  为输出, 状态变量为  $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$ 。如果将系统不确定部分  $f_1(x_1, x_2, \dots, x_n)$  的实时作用量扩充成为新的状态变量  $x_{n+1}(t)$ , 则可得到被扩张的状态变量  $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t), x_{n+1}(t)$ 。现以  $y(t)$  为观测量, 构造 ESO<sup>[10-11]</sup>

$$\begin{cases} e(t) = z_1(t) - y(t) \\ \dot{z}_1(t) = z_2(t) - \beta_1(e(t)) \\ \vdots \\ \dot{z}_n(t) = z_{n+1}(t) - \beta_n fal(e(t), a_n, \delta) + f_0(z_1, z_2, \dots, z_n) + b_0 u \\ \dot{z}_{n+1}(t) = -\beta_{n+1} fal(e(t), a_{n+1}, \delta) \end{cases}, \quad (7)$$

式中,

$$fal(e, a, \delta) = \begin{cases} |e|^a \operatorname{sgn}(e) & |e| > \delta \\ \frac{e}{\delta^{1-a}} & |e| \leq \delta \end{cases},$$

则选取合适的系数  $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_{n+1}$ , 式(7)可实现对系统(6)状态变量及不确定量的跟踪, 即:  $z_1(t) \rightarrow x_1$

$(t), z_2(t) \rightarrow x_2(t), \dots, z_{n+1}(t) \rightarrow f_1(x_1, \dots, x_n)$ 。

因此, 对于子系统(5a), 建立 2 阶 ESO

$$\begin{cases} e_1(t) = z_{11}(t) - x_1(t) \\ \dot{z}_{11}(t) = z_{12}(t) - \beta_{11} \cdot e_1(t) + \bar{\varphi}_{12} x_2, \\ \dot{z}_{12} = -\beta_{12} fal(e_1(t), a_{12}, \delta) \end{cases}, \quad (8)$$

可得  $F_1(t)$  的估计值  $z_{12}(t)$ , 则子系统(5a)可化为:

$$\dot{x}_1 = \bar{\varphi}_{12} x_2 + z_{12}. \quad (9)$$

同理, 对于子系统(5c), 建立 2 阶 ESO

$$\begin{cases} e_3(t) = z_{31}(t) - x_3(t) \\ \dot{z}_{31}(t) = z_{32}(t) - \beta_{31} \cdot e_3(t) - \bar{\varphi}_{32} x_2 - \bar{\varphi}_{33} x_3 + \bar{\varphi}_u u_c, \\ \dot{z}_{32} = -\beta_{32} fal(e_3(t), a_{32}, \delta) \end{cases}, \quad (10)$$

可得到  $F_3(t)$  的估计值  $z_{32}(t)$ , 子系统(5c)可化为:

$$\dot{x}_3 = -\bar{\varphi}_{32} x_2 - \bar{\varphi}_{33} x_3 + \bar{\varphi}_u u_c + z_{32}, \quad (11)$$

#### 3.2 串联滑模控制器设计

(1) 首先考虑第 1 个子系统。设系统期望输出为  $x_{1d}$ , 则可选取滑模面:  $s = x_1 - x_{1d}$ 。若采用比例趋近律:  $\dot{s}_1 = -k_1 s_1, (k_1 > 0)$ , 则根据式(9)可得:

$$\dot{s}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1d} = \bar{\varphi}_{12} x_2 + z_{12} - \dot{x}_{1d} = -k_1 s_1,$$

因此, 该子系统的理想虚拟控制量可写为:

$$x_{2d} = \frac{1}{\varphi_{12}} (-z_{12} + \dot{x}_{1d} - k_1 s_1). \quad (12)$$

(2) 进一步设计第 2 个子系统的虚拟控制量。上述分析可知, 要使  $x_1$  跟踪  $x_{1d}$ , 则需要  $x_2$  能按照式(12)的规律变化。为此, 将  $x_{2d}$  作为该子系统的期望输出, 并设滑模面为:  $s_2 = x_2 - x_{2d}$ 。同样的, 采用比例趋近律  $\dot{s}_2 = -k_2 s_2$ , 根据式(5b)可得:

$$\dot{s}_2 = -x_1 + x_3 - \dot{x}_{2d} = -k_2 s_2.$$

类似的, 可得虚拟控制量:

$$x_{3d} = x_1 + \dot{x}_{2d} - k_3 s_2. \quad (13)$$

(3) 最后考虑第 3 个子系统, 设计控制器  $u_c$ 。与前述类似, 设滑模面为:  $s_3 = x_3 - x_{3d}$ , 根据式(11)可得:

$$\dot{s}_3 = -\bar{\varphi}_{32} x_2 - \bar{\varphi}_{33} x_3 + \bar{\varphi}_u u_c + z_{32} - \dot{x}_{3d} = -k_3 s_3.$$

由此可得系统控制量为:

$$u_c = \frac{1}{\varphi_u} (\bar{\varphi}_{32} x_2 + \bar{\varphi}_{33} x_3 - z_{32} + \dot{x}_{3d} - k_3 s_3). \quad (14)$$

式(12)、(13)、(14)组成系统串联滑模控制器。

较之传统的滑模控制方法, 串联滑模控制器具有以下特点:

(1)传统滑模控制器一般由等效控制项和切换控制项两部分组成,其中切换项实现对系统不确定性的鲁棒控制,由于切换项的存在,会造成“抖振”问题。式(12)、(13)、(14)采用 ESO 获得的不确定性估计值来替代切换控制项,从而实现了切换“抖振”的抑制。

(2)对于高阶系统,传统滑模控制器设计时一般需要采用微分几何理论,将其转化为正则系统

后再设计控制器,然后将控制量反变换,得到实际控制器,其计算较为复杂。本文利用可测信息,将系统分解为多个串联一阶子系统后,可直接设计各子系统的滑模控制器,从而取消状态变换过程,简化了设计难度。从式(12)、(13)、(14)来看,该方法设计出的控制器较为简单,容易工程实现。

结合基于 ESO 的不确定性估计方程(8)、(10),可得到系统的控制器结构如图 2 所示。

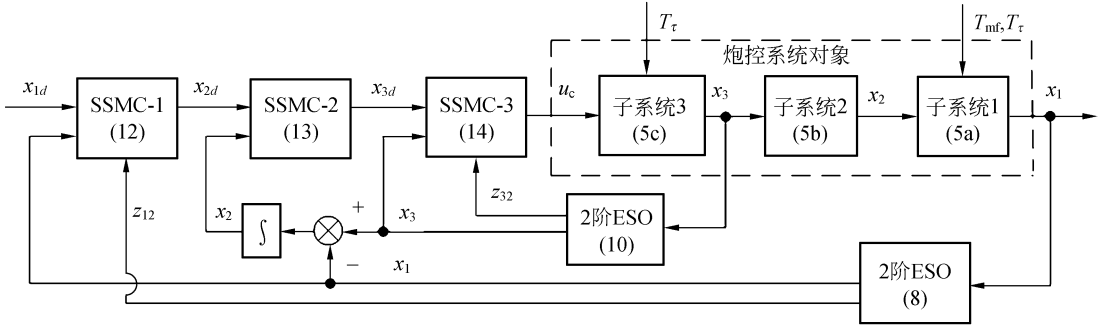


图 2 基于 ESO 的炮控系统串联滑模控制器

Fig. 2 Series sliding mode controller for tank gun control system based on ESO

## 4 系统的稳定性分析

### 4.1 不考虑 ESO 估计误差情形

引理 1<sup>[12]</sup>:考虑 Lyapunov 方程

$$PA + A^T P = -Q, \quad (15)$$

式中,  $A$  是 Hurwitz 矩阵,  $Q = Q^T > 0$ 。则其有惟一正定对称解  $P$  的充分必要条件是矩阵  $A$  的特征值都有负实部。

下面进行系统稳定性分析。设 ESO 不存在估计误差,则有  $F_1(t) = z_{12}(t)$ ,  $F_3(t) = z_{32}(t)$ 。

首先分析第 1 个子系统的滑模面,由式(5a)可知:

$$\dot{s}_1 = \bar{\varphi}_{12}x_2 + F_1(t) - \dot{x}_{1d} = \bar{\varphi}_{12}x_{2d} + \bar{\varphi}_{12}s_2 + z_{12} - \dot{x}_{1d}$$

代入式(12),可得:

$$\dot{s}_1 = -k_1s_1 + \bar{\varphi}_{12}s_2.$$

同理可以推导,第 2 个子系统的滑模面满足:

$$\dot{s}_2 = -k_2s_2 + s_3.$$

则联合第 3 个子系统滑模面,可得到:

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \\ \dot{s}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 & \bar{\varphi}_{12} & 0 \\ 0 & -k_2 & 1 \\ 0 & 0 & -k_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix}.$$

即  $s_1, s_2, s_3$  构成自治线性系统。为描述方便,可将其记为:

$$\dot{S} = AS, \quad (16)$$

可以求得,状态矩阵  $A$  的特征值  $\lambda_1 = -k_1 < 0, \lambda_2 = -k_2 < 0, \lambda_3 = -k_3 < 0$ 。

设 Lyapunov 函数为

$$V = S^T P S. \quad (17)$$

则根据引理 1 可得:

$$\dot{V} = S^T (PA + A^T P) S = -S^T Q S \leq 0$$

故系统全局渐进稳定。因此:  $s_1 \rightarrow 0, s_2 \rightarrow 0, s_3 \rightarrow 0$ , 所以  $x_1 - x_{1d} \rightarrow 0$ 。

进一步,可求得系统(16)的时域响应为:

$$\begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ s_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-k_1 t} & \frac{\bar{\varphi}_{12}(e^{-k_2 t} - e^{-k_1 t})}{(k_1 - k_2)} & \frac{\bar{\varphi}_{12}(e^{-k_1 t}(k_2 - k_3) + e^{-k_2 t}(k_1 - k_3) + e^{-k_3 t}(k_1 - k_2))}{(k_1 - k_2)(k_1 - k_3)(k_3 - k_2)} \\ 0 & e^{-k_2 t} & \frac{e^{-k_2 t} - e^{-k_3 t}}{k_2 - k_3} \\ 0 & 0 & e^{-k_3 t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(0) \\ s_2(0) \\ s_3(0) \end{bmatrix}. \quad (18)$$

式(18)表明,  $s_1, s_2, s_3$  的收敛速度与参数  $k_1, k_2, k_3$  的选取紧密相关。

### 4.2 考虑估计误差情形

引理 2<sup>[13]</sup>:考虑方程(15),设  $\mu(Q) = \lambda_{\min}(Q) / \lambda_{\max}(P)$ , 则对于任意的  $Q = Q^T > 0$ , 有  $\mu(I) \geq \mu(Q)$ 。

引理 3<sup>[14]</sup>:设系统  $\dot{x} = f(x, t)$ , 且  $\forall t \geq 0$  和  $\forall x \in R^n, V: [0, \infty) \times R^n \rightarrow R$  是连续可微函数, 且满足:

- (1)  $\alpha_1(\|x\|) \leq V(t, x) \leq \alpha_2(\|x\|)$ ;
- (2)  $\frac{\partial V}{\partial t} + \frac{\partial V}{\partial x} f(x, t) \leq -W(x), \forall \|x\| \geq \vartheta > 0$ .

式中,  $\alpha_1, \alpha_2$  为  $\kappa$  类函数,  $W(x)$  是连续正定函数。则对于任意初始状态  $x(t_0) \in R^n$ , 存在有限时间  $T \geq 0$ , 使得系统一致毕竟有界, 且

$$\|x(t)\| \leq \alpha_1^{-1}(\alpha_2(\vartheta)), \forall t \geq t_0 + T.$$

设式(8)和式(10)的估计误差  $\Delta_1 = F_1(t) - z_{12}(t), \Delta_3 = F_3(t) - z_{32}(t)$ , 则对于第 1 个子系统(5a), 有

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &= \bar{\varphi}_{12} x_2 + F_1(t) - \dot{x}_{1d} = \\ &\bar{\varphi}_{12} x_{2d} + \bar{\varphi}_{12} s_2 + z_{12} - \dot{x}_{1d} + \Delta_1. \end{aligned}$$

与前述类似, 代入式(12)可得:

$$\dot{s}_1 = -k_1 s_1 + \bar{\varphi}_{12} s_2 + \Delta_1.$$

依此类推, 得到滑模面矩阵方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \\ \dot{s}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 & \bar{\varphi}_{12} & 0 \\ 0 & -k_2 & 1 \\ 0 & 0 & -k_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta_1 \\ 0 \\ \Delta_3 \end{bmatrix}.$$

为描述方便, 将其简记为:

$$\dot{S} = AS + \Delta. \tag{19}$$

根据文献[15], 可设  $\|\Delta\|_2 \leq \delta$ , 仍取式(17)作为系统(19)的备选 Lyapunov 函数, 可以得到:

- (1)  $\lambda_{\min}(P) \|S\|_2^2 \leq V(S) \leq \lambda_{\max}(P) \|S\|_2^2$ ,
- (2)  $\dot{V}(S) = \frac{\partial V}{\partial S} AS + \frac{\partial V}{\partial S} \Delta \leq -\lambda_{\min}(Q) \|S\|_2^2 + 2\lambda_{\max}(P) \cdot \delta \|S\|_2$ ,

当  $\|S\|_2 \geq \vartheta = \frac{2\delta \cdot \lambda_{\max}(P)}{\theta \cdot \lambda_{\min}(Q)}$  时:

$$\dot{V}(S) \leq -(1-\theta)\lambda_{\min}(Q) \|S\|_2^2; 0 < \theta < 1,$$

则根据引理 3 可得: 存在有限时间  $T \geq 0$ , 使得

$$\|S(t)\|_2 \leq \frac{2\delta \cdot \lambda_{\max}(P)}{\theta \cdot \lambda_{\min}(Q)} \frac{\sqrt{\lambda_{\max}(P)}}{\sqrt{\lambda_{\min}(P)}}, \forall t \geq t_0 + T. \tag{20}$$

为了获得较小的  $\|S(t)\|_2$ , 需要对系统参数

进行优化。据引理 2 可知, 当  $Q = I$  时,  $\lambda_{\max}(P) / \lambda_{\min}(Q)$  最小, 则式(20)可化为:

$$\|S(t)\|_2 \leq \frac{2\delta \cdot (\lambda_{\max}(P))^{3/2}}{\theta \cdot (\lambda_{\min}(P))^{1/2}}, \forall t \geq t_0 + T. \tag{21}$$

根据式(15)可解得, 此时

$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} \\ p_{12} & p_{22} & p_{23} \\ p_{13} & p_{23} & p_{33} \end{bmatrix},$$

其中,

$$\begin{aligned} p_{11} &= 1/(2k_1); p_{12} = \bar{\varphi}_{12}/[2k_1(k_1+k_2)]; \\ p_{13} &= \bar{\varphi}_{12}/[2k_1(k_2k_3+k_1k_3+k_1k_2+k_1^2)]; \\ p_{22} &= (\bar{\varphi}_{12}^2+k_1k_2+k_1^2)/[2k_1k_2(k_1+k_2)]; \\ p_{23} &= [(k_1^2+\bar{\varphi}_{12}^2)(k_1+k_2+k_3)+k_1k_2k_3]/ \\ &\quad (2k_1k_2[(k_1k_2+k_1k_2+k_2k_3)(k_1+k_2+k_3)- \\ &\quad k_1k_2k_3]); \\ p_{33} &= ((k_1+k_2+k_3)[k_1^2+\bar{\varphi}_{12}^2-k_1k_2(k_1k_2+k_2k_3+ \\ &\quad k_1k_3)]+k_1^2k_2k_3(1-k_2))/(2k_1k_2k_3[(k_1k_2+ \\ &\quad k_2k_3+k_1k_3) \times (k_1+k_2+k_3)-k_1k_2k_3]). \end{aligned}$$

式(21)表明,  $\|S(t)\|_2$  的大小与参数  $k_1, k_2, k_3$  有关, 即参数  $k_1, k_2, k_3$  的选取还会影响系统的抗扰性能。因此在控制器设计时需要综合滑模动态特性、收敛速度和抗扰性能等因素对参数  $k_1, k_2, k_3$  进行优化调整。

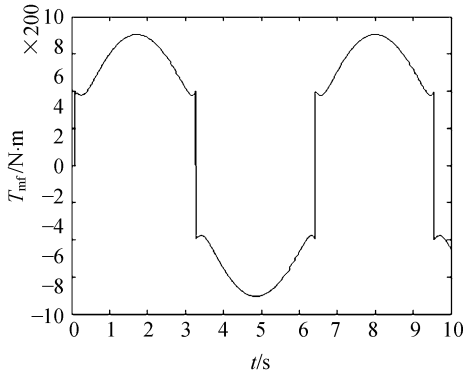
## 5 算法实现与试验分析

为验证本文控制方法的有效性, 研制了基于 DSP 的数字式炮控系统样机, 并在 DSP 中设计实现了基于 ESO 的串联滑模控制器。控制算法采用 dSPACE 平台开发, 其开发流程包括: 离线建模与数值仿真、快速控制原型、产品级代码生成、硬件在环测试和标定等 5 个步骤, 本文着重对离线数值仿真试验和标定后的样机试验结果进行分析, 验证串联滑模控制器的控制性能。

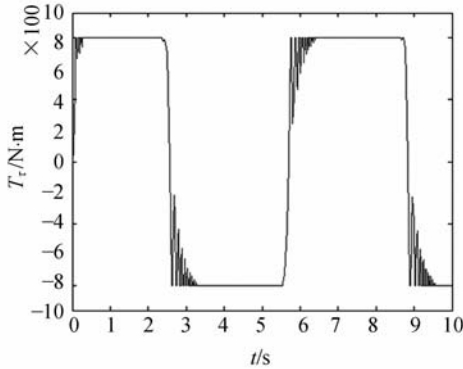
### 5.1 数值仿真试验分析

取参考输入为  $\omega_d = 10 \sin t (^\circ) \cdot s^{-1}$ , 齿隙宽度  $2a = 0.2^\circ$ , 摩擦力矩为 Stribeck 模型, 并设系统运行过程中转动惯量  $J_m$  摄动量为 10%。根据图 1 建立的炮控系统模型, 分别采用 PID 控制和本文方法对系统性能进行仿真。仿真过程中采用混沌粒子群算法对控制参数  $k_1, k_2, k_3$  进行优化<sup>[16]</sup>。

图 3 为采用 PID 控制时系统正弦跟踪过程中的摩擦力矩  $T_{mf}$  变化曲线和齿隙等效力矩  $T_r$  变化曲线,二者在系统速度换向时出现突变和抖动现象,这种非连续特性会给系统带来较大冲击,影响系统的控制性能,因此也是炮控系统设计时需要进行补偿控制的重要对象。



(a) 摩擦力矩  
(a) Friction moment

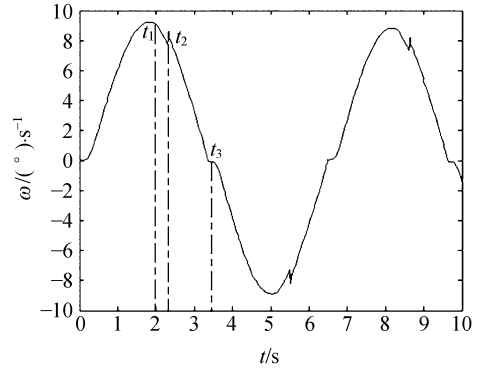


(b) 齿隙等效扰动力矩  
(b) Equivalent moment of backlash

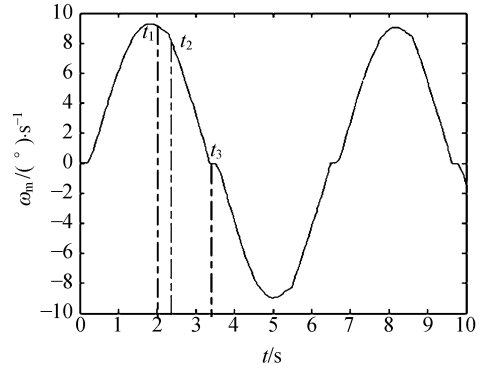
图 3 原系统扰动曲线

Fig. 3 Disturbance curves of former system

图 4 为原系统的状态变量曲线。其中图 4 (a)为电机转速,图 4(b)为火炮转速。在时刻  $t_1$  电机转速开始下降处,系统进入齿隙间运动,炮塔失去驱动力矩,速度响应出现畸变;在时刻  $t_2$  处,齿隙结束并产生较严重的冲击现象。在此过程中,存在时间长度为  $\Delta t = t_2 - t_1$  的驱动延时;在时刻  $t_3$  处电机和炮塔速度过零时,由于此时驱动力矩较小,受摩擦非线性的影响,系统出现驱动死区。



(a) 电机转速  
(a) Motor angular velocity



(b) 火炮转速  
(b) Gun angular velocity

图 4 原系统状态变量曲线

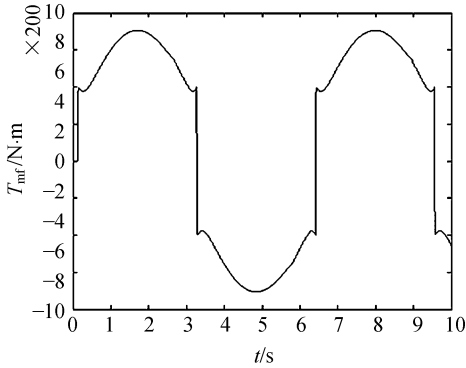
Fig. 4 State variable curves of former system

上述分析表明,PID 控制无法抑制齿隙、摩擦非线性因素的影响。此外,随着参数  $J_m$  变化,系统输出误差变大,表明 PID 控制对参数扰动影响的抑制能力也较差。

图 5 为采用本文方法时,ESO 得到的摩擦力矩和齿隙等效力矩观测值。对比图 3 可知,ESO 具有良好的跟踪能力,能够实现对扰动实时跟踪估计。

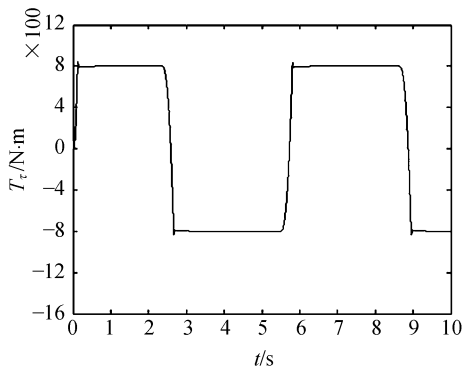
图 6 为采用基于 ESO 的串联滑模控制器时系统正弦跟踪曲线。由图可知,在齿隙运动阶段,电机速度和火炮速度曲线基本没有出现畸变现象,且齿隙结束时两者的冲击较小。此外,换向过程中速度较平稳,驱动死区小,且整个过程跟踪精度高。表明控制器能够很好地抑制齿隙、摩擦和参数漂移等非线性因素的影响,有效地改善系统控制性能。

图 7 为采用本文方法时系统正弦跟踪过程中控制器输出  $u_c$  的变化曲线。由图可知,控制量变化平滑,克服了传统滑模控制中固有的“抖振”现象。



(a)ESO 观测的摩擦力矩

(a)Friction moment observed by ESO

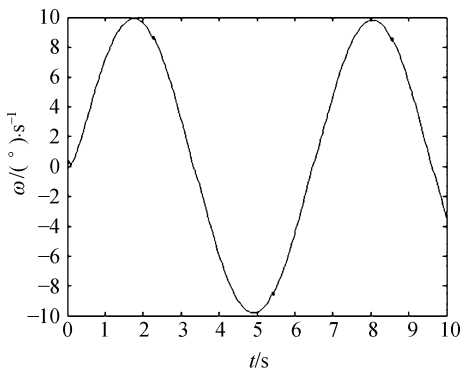


(b)ESO 观测的齿隙等效扰动力矩

(b)Equivalent moment of backlash observed by ESO

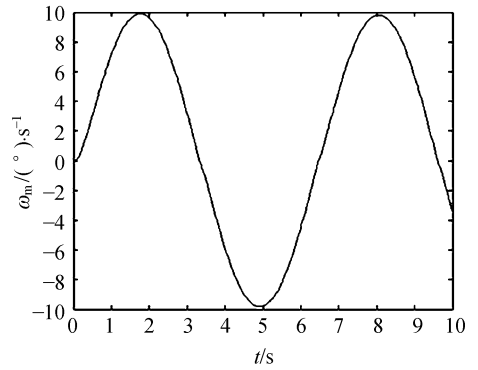
图 5 ESO 观测的系统扰动值曲线

Fig. 5 Curves of disturbers observed by ESO



(a)电机转速

(a)Motor angular velocity



(b)火炮转速

(b)Gun angular velocity

图 6 采用本文方法的系统状态变量曲线

Fig. 6 System state variables by proposed method

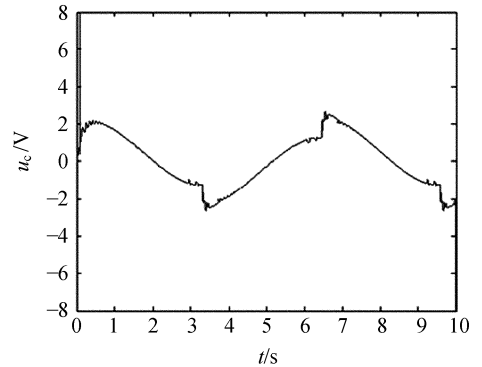


图 7 控制器输出变化曲线

Fig. 7 Curve of controller output

### 5.2 样机研制与实车试验分析

炮控系统样机由炮控箱、逆变器、炮塔电机、陀螺仪和操纵台等装置构成,为实现本文控制算法和控制参数的在线参数整定,样机采用数字控制方案,选用 DSP-TMS320F2808 作为主控芯片,系统结构如图 8 所示。

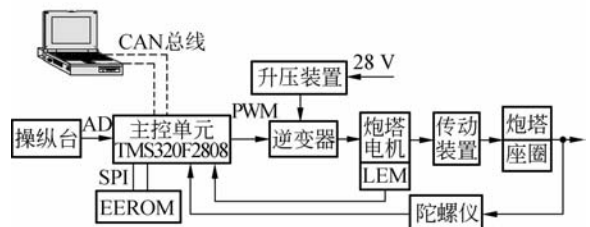


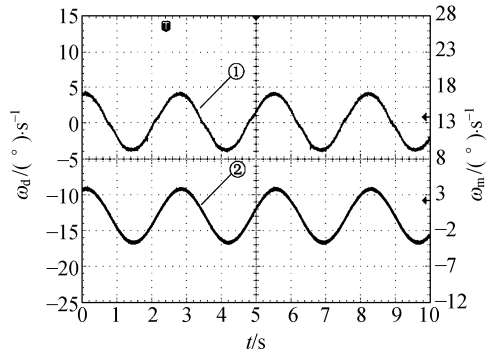
图 8 数字化炮控系统样机结构

Fig. 8 Structure of digital gun control system

系统软件程序主要由控制算法代码和外部

接口程序代码两部分组成,接口程序采用 C 语言编写,控制算法代码根据前述仿真模型采用 dSPACE 平台生成,控制器参数根据仿真过程中整定算法优化结果设定。考虑到仿真试验与实际系统的差异,在 DSP 外围预留有 CAN 总线接口,用于实现与外接 PC 机参数整定平台的通信,完成样机调试过程中控制参数的进一步调整。此外,主控芯片还通过 SPI 接口连接 EEROM (X5043),用于存储优化后的控制器参数。

最后对样机进行了实车试验。图 9(a)为采用 PID 控制时的正弦跟踪曲线,其中曲线②为系统给定,曲线①为火炮速度响应曲线。受齿圈间隙的影响,在速度峰值下降时存在较严重的畸变和冲击现象;在火炮速度过零时,由于摩擦力矩的影响,出现驱动死区。图 9(b)为采用本文方法的数字控制系统正弦跟踪曲线。由图可知,该系统能够抑制各种非线性因素的影响,较好地克服了速度畸变、换向冲击和驱动死区等问题,跟踪误差小。



(b) 采用本文方法正弦跟踪曲线

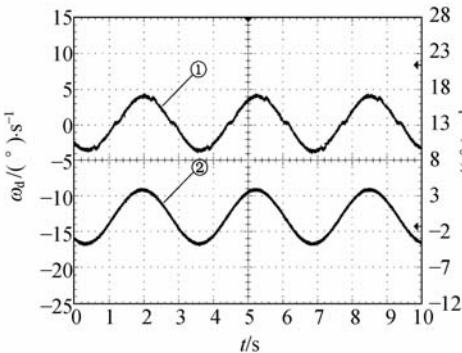
(b) Sine tracing curve by proposed method

图 9 系统正弦跟踪曲线

Fig. 9 System sine tracing curves

## 6 结 论

本文利用系统内部可测信息,将炮控系统分解为  $n$  个串联的一阶子系统,在此基础上分别对各子系统设计滑模控制器,并构成系统串联滑模控制器,从而有效简化控制器设计难度,提高工程实现性。在子系统中设计了基于 ESO 的扰动观测器;能够很好地估计炮控系统非线性环节和参数不确定性因素,降低系统不确定性,抑制传统滑模控制的抖振问题。由于子系统均为一阶系统,ESO 设计简单,估计精度高。通过分析控制器稳定性,得到了控制器参数选择与滑模动态特性、收敛速度和抗扰性能等指标的定性关系,为控制器整定优化提供了依据。最后,探讨了离线仿真和实车试验过程中控制参数的整定方法。



(a) 采用 PID 控制时正弦跟踪曲线

(a) Sine tracing curve by PID controller

## 参考文献:

- [1] 臧克茂,马晓军,李长兵.现代坦克炮控系统[M].北京:国防工业出版社,2007.  
ZANG K M, MA X J, LI CH B. *Modern Tank Gun Control System*[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2007. (in Chinese)
- [2] 冯亮.坦克炮控系统不确定非线性鲁棒自适应控制[D].北京:装甲兵工程学院,2009.  
FENG L. *Robust Adaptive Control for Uncertain Nonlinear Systems and Its Applications to Tank*

- Gun Control System*[D]. Beijing: Academy of Armored Force Engineering, 2009. (in Chinese)
- [3] 赵章荣,郭义杰,顾新建,等.用神经网络结构实现超磁致伸缩智能构件滑模控制[J].光学精密工程,2009,17(4):778-786.  
ZHAO ZH R, WU Y J, GU X J, et al.. Implementation of sliding mode control of giant magnetostriuctive smart component by neural network[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009, 17(4): 778-786. (in Chinese)
- [4] 蒲明,吴庆宪,姜长生,等.自适应二阶动态 terminal

- 滑模在近空间飞行器控制中的应用[J]. *航空动力学报*, 2010, 25(5): 1169-1176.
- PU M, WU Q X, JIANG CH SH, *et al.*. Application of adaptive second-order dynamic terminal sliding mode control to near space vehicle[J]. *Journal of Aerospace Power*, 2010, 25(5): 1169-1176. (in Chinese)
- [5] KIM S M, HAN W Y, KIM S J. Design of a new adaptive sliding mode observer for sensorless induction motor drive[J]. *Electric Power Systems Research*, 2004, 70(2): 16-22.
- [6] 刘金琨, 孙富春. 滑模变结构控制理论及其算法研究进展[J]. *控制理论与应用*, 2007, 24(3): 407-418. LIU J K, SUN F CH. Research and development on theory and algorithms of sliding mode control [J]. *Control Theory and Applications*, 2007, 24(3): 407-418. (in Chinese)
- [7] 管成, 朱善安. 电液式伺服系统的多滑模鲁棒自适应控制[J]. *控制理论与应用*, 2005, 22(6): 931-938. GUAN CH, ZHU SH A. Multiple sliding mode robust adaptive control of an electro-hydraulic servo system [J]. *Control Theory and Applications*, 2005, 22(6): 931-938. (in Chinese)
- [8] 汪达兴, 杜福嘉. 大型天文望远镜摩擦传动系统低速特性的研究[J]. *光学精密工程*, 2006, 14(2): 274-278. WANG D X, DU F J. Ultra-low speed research on friction drive for astronomical telescope [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2006, 14(2): 274-278. (in Chinese)
- [9] 马艳玲, 黄进, 张丹. 伺服系统中齿隙非线性自适应补偿[J]. *系统仿真学报*, 2009, 21(5): 1498-1504. MA Y L, HUANG J, ZHANG D. Adaptive compensation of backlash nonlinearity for servo systems [J]. *Journal of System Simulation*, 2009, 21(5): 1498-1504. (in Chinese)
- [10] 韩京清. 自抗扰控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008. HAN J Q. *Auto Disturbance Rejection Control* [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008. (in Chinese)
- [11] 邱晓波, 窦丽华, 单东升, 等. 光电跟踪系统自抗扰伺服控制器的设计[J]. *光学精密工程*, 2010, 18(1): 220-226. QIU X B, DOU L H, SHAN D SH, *et al.*. Design of active disturbance rejection controller for electro-optical tracking servo system [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2010, 18(1): 220-226. (in Chinese)
- [12] 段广仁. 线性系统理论[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2004. DUAN G R. *Linear System Theory* [M]. Harbin: Harbin University of Technology Industry Press, 2004. (in Chinese)
- [13] PATEL R V, TODA M. Qualitative measures of robustness for multivariable systems [C]. *Joint Automatic Control Conference, number TP8-A*, 1980.
- [14] HASSAN K. Khalil 著. 非线性系统[M]. 朱义胜, 董辉, 李作洲等, 译. 北京: 电子工业出版社, 2005. HASSAN K. *Khalil. Nonlinear System* [M]. translated by ZHU Yi-sheng, DONG Hui, LI Zuo-zhou, *et al.* Beijing: Electronics Industry Press, 2005. (in Chinese)
- [15] 韩京清, 张荣. 二阶扩张状态观测器的误差分析[J]. *系统科学与数学*, 1999, 19(4): 465-471. HAN J Q, ZHANG R. Error analysis of the second order ESO [J]. *Journal of Systems Science and Complexity*, 1999, 19(4): 465-471. (in Chinese)
- [16] 袁东. 坦克炮控系统数字化与控制策略研究[D]. 北京: 装甲兵工程学院, 2008. YUAN D. *Research on digitization and control strategy of tank gun control system* [D]. Beijing: Academy of Armored Force Engineering, 2008. (in Chinese)

## 作者简介:



马晓军(1963—),男,黑龙江安达人,博士,教授,博士生导师,1999年于清华大学获得工学博士学位,主要从事武器系统运动控制与装甲车辆全电化技术方面的研究。E-mail: maxiaojun\_aafe@163.com



李匡成(1965—),男,湖南浏阳人,博士,教授,2010年于装甲兵工程学院获得工学博士学位,主要从事装甲车辆电气系统与武器系统控制技术方面的研究。E-mail: kuangcheng\_li@126.com



袁东(1981—),男,四川南充人,博士研究生,2008年于装甲兵工程学院获得工学硕士学位,主要从事武器系统运动控制方面的研究。E-mail: yuandong2005@163.com



魏曙光(1975—),男,内蒙古乌盟人,博士,讲师,2010年于装甲兵工程学院获得工学博士学位,主要从事军用功率变换技术方面的研究。E-mail: Wsg\_shuguang@163.com

## ● 下期预告

## 大面积软 $x$ 射线自支撑金透射光栅的研制

邱克强,刘正坤,陈火耀,徐向东,刘颖,洪义麟,付绍军  
(中国科学技术大学 国家同步辐射实验室,安徽 合肥 230029)

针对我国等离子体诊断及空间环境探测等领域使用的软 X 射线透射光栅,采用全息光刻和微电镀制作自支撑软 X 射线透射光栅。在基底与光刻胶之间增加减反膜层降低高反射基底引起的驻波效应对掩模槽形的影响,使用全息光刻技术获得了侧壁陡直光栅掩模,然后在掩模顶部镀保护层并使用反应离子刻蚀获得电镀掩模,通过改变保护层厚度可以调节电镀掩模的占宽比,最后利用微电镀技术沉积金,成功制作了线条密度为 3 450 lp/mm 自支撑透射光栅,光栅周期约为 290 nm,占宽比 0.55,金吸收体 500 nm,光栅尺寸达到 10 mm×15 mm。在国家同步辐射装置上,测得在 5~12 nm 软 X 射线波段,其+1 级透射衍射效率约为 5%。