DOI: 10.7641/CTA.2014.31011

无人炮塔炮控系统自抗扰控制

叶 镭[1]，夏元清[1†]，付梦印[1]，李春明[2]

(1. 北京理工大学 自动化学院, 北京 100081; 2. 中国北方车辆研究所, 北京 100072)

摘要: 本文运用机器人分析技术来建立无人炮塔的数学模型, 这种方法考虑了炮塔方位向和高低向之间的耦合关系. 同时, 由于陀螺机构测得的是惯性空间中的角位移, 结合三轴稳定原理, 对无人炮塔的方位向和高低向射角进行修正, 实现火炮轴线在惯性空间中的稳定. 针对炮控系统这一包含非线性和不确定性的复杂系统, 能在参数摄动和不确定的外部扰动的情况下获得高跟踪精度和稳定性, 提出了一种基于自抗扰控制的解耦方法. 系统的内部参数摄动、外部扰动和耦合项作为总扰动被扩张状态观测器估计出来, 然后在采样间隔被补偿掉. 将仿真结果与PID控制作比较, 结果表明该控制算法能够有效抵抗系统的不确定非线性因素, 并验证了其强鲁棒性和有效性.

关键词: 无人炮塔系统; 机器人分析技术; 自抗扰控制; 三轴稳定

中图分类号: TP273　　　**文献标识码**: A

Active disturbance rejection control for gun control system of unmanned turret

YE Lei[1], XIA Yuan-qing[1†], FU Meng-yin[1], LI Chun-ming[2]

(1. School of Automation, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;
2. China North Vehicle Research Institute, Beijing 100072, China)

Abstract: In this paper, a complete mathematical model for unmanned turret system is built based on robotic analysis technique, which takes the nonlinear coupling between azimuth and elevation into consideration. In addition, it provides correction of angles of the azimuth and elevation by using three-axis stabilization principle because of angular displacements measured by gyroscope mechanism in inertia space. And, to achieve high tracking precision and stabilization of gun control system which contains nonlinearity and uncertainty in the situation of parameters perturbation and uncertain external disturbances, a decoupling active disturbance rejection control scheme is proposed. The inner parameters uncertainty, the external disturbances and the coupled effect of the system are estimated as the total disturbances by using extended state observer and compensated during each sampling period. Simulation results show strong robustness and effectiveness of this control algorithm which can reject uncertain nonlinear factors of the system in comparison to the PID control.

Key words: unmanned turret system; robotic analysis technique; active disturbance rejection control; three-axis stabilization

1 引言(Introduction)

无人炮塔–火炮武器系统是现代装甲武器系统发展的重要方向[1]. 它通过车体与炮塔(方位向)、火炮与炮塔(高低向)之间的相对旋转, 赋予火力线空间相对参考基准面的正确位置, 即瞄准问题; 或使其跟随火控指令运动, 即跟踪问题[2]. 炮控系统是火控系统的重要组成部分, 它不仅能在一定的精度范围内稳定火炮, 还具有优良的伺服控制性能. 而火力线调动过程中的动态特性较为复杂, 往往伴随着动力参数摄动以及射击扰动造成的不确定性问题. 但如果火炮轴线在方位和高低两个方向上, 不能高质量地进入精度范围只有$0.1 \sim 0.3$ mrad的射击门区时, 火炮的射击就无法完成. 为此, 提高火炮系统的稳定精度和跟踪精度尤为重要. 所以炮控系统的设计必须考虑不确定性动力因素的影响. Gu等[3]提出了根据机械臂的建模方法对武器指向系统建立了数学模型.

对于类似系统模型的控制问题, Tao等[4]设计了最优非线性反馈线性化的解耦方法. 文献[5]提出了n连杆机械臂的鲁棒多输入–多输出终端滑模控制方法. 文献[6]提出了刚性机械臂的非奇异终端滑模控制方

收稿日期: 2013−09−25; 录用日期: 2014−06−23.
†通信作者. E-mail: xia_yuanqing@bit.edu.cn; Tel.: +86 010-68914350.
基金项目: 国家重点基础研究发展计划("973"计划)资助项目(2012CB720000); 国家自然科学基金资助项目(61225015); 教育部博士点基金资助项目(20111101110012); CAST创新基金资助项目(CAST201210); 国家自然科学基金创新研究群体资助项目(61321002).

法. 为了减弱滑模控制的抖振现象, Tian等[2]提出了无人炮塔系统(unmanned turret system, UTS)神经滑模控制方法. 然而, 神经网络的学习过程延迟了系统状态的收敛. 另外, 现有的研究大多是将炮塔和车体视为非耦合系统, 对炮塔系统单独采用炮塔球坐标系建立模型. 而装甲车辆在复杂战场上进行机动和战斗, 车体和安装在炮塔上的观瞄系统和火炮会不可避免地出现振动, 这将对以坦克车体为平台的武器系统观瞄和射击产生不利影响[7].

在本文中, 首先运用三轴稳定原理, 在现有无人炮塔结构基础上实现三轴稳定, 即由陀螺机构测出绕三轴的角位移, 经坐标变换折算成炮塔和火炮的转角进行修正. 然后, 设计高性能的控制器, 来提高坦克在行进间射击的命中率[8].

对于炮控系统中控制算法, 坦克火控系统专家周启煌在文献[9]中提出, 改造炮控系统为数字式控制系统是炮控系统重新设计或技术改造的主要出发点. 并首次提出将现代的先进控制算法自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)等数字控制技术应用于炮控系统中, 来提高系统稳定精度. 借鉴此思想, 本文将ADRC应用于无人炮塔系统的解耦控制.

2　三轴稳定问题(Problem of three-axis stabilization)

考虑到战车在行驶时, 振动在3个坐标轴上均有分量, 包括绕车体横轴、纵轴和垂直轴的振动. 如果炮控系统控制参考为炮塔和车体, 而不是惯性空间, 这样就无法实现火炮轴线在惯性空间的稳定, 也就不能完成装甲车辆机动条件下的瞄准与跟踪射击. 随着现代战车的机动性能大幅提高, 实现三轴的稳定是提高战车在高速机动行驶中射击命中率的前提保障.

针对这个问题, 可利用安装在车体内的由地平仪和经过水平稳定的方向仪组成的陀螺机构, 将它的外环轴与车体纵轴平行, 测得所需坐标系下的战车姿态位置. 再通过3个轴的角位移坐标变换, 并经火控计算机计算对无人炮塔的高低向和方位向射角进行修正, 实现三轴稳定, 克服了由于采用炮塔球坐标系而无法实现火炮轴线在惯性空间稳定的缺陷. 这样不论车体怎么倾斜和转动, 都可通过炮塔的转动方位角和火炮俯仰角的变化, 使火炮指向原来给定方向. 实际情况中, 当车体的俯仰幅度较大时, 火炮的稳定角与车体的夹角超过火炮的最大俯仰角时, 这时控制系统的执行单元会闭锁以避免火炮和车体干涉, 此时火炮和车体联为一体, 无法实现射击任务[7].

2.1　坐标变换公式(Coordinate transformation formulas)

坐标系在惯性空间中的旋转如图1所示, 先确定坐标系, 设

1) 坐标系$X_0Y_0Z_0$由方向仪确定, 方向仪的转子轴可处于水平面内任意方向(不计罗盘效应), 但要调整输出传感器零位使OX_0保持与坦克纵轴初始位置一致;

2) 方向仪的外环即地平仪的内环坐标系为$X_1Y_1Z_1$, 其中Z_1与Z_0轴重合;

3) $X_2Y_2Z_2$为地平仪外环坐标系, 其中Y_2与Y_1轴重合;

4) $X_3Y_3Z_3$为车体坐标系, 其中X_3与X_2轴重合.

再确定绕各轴的转角, 即角位移. 设绕Z_0轴的转角为γ, 绕Y_1轴的转角为α, 绕X_2轴的转角为β. 利用陀螺机构轴上的信号传感器测得的电信号, 就可获得与电信号成比例的3个角位移的实际转角.

设当火炮在车体处于水平的原始位置时瞄准目标, 此时其方位向角位移为φ, 高低向角位移为θ, 火炮指向为OP_0. 假定车体先绕OZ_0轴顺时针转过γ角, 这时火炮指向OP_1; 接着绕OY_1轴顺时针转过α角, 火炮也就指向OP_2; 车体再绕OX_2轴顺时针转过β角, 最后火炮指向OP_3. 这时炮塔轴的位置在OZ_3.

注 1　上述旋转坐标系的次序, 并不是固定的. 按上述简单过程旋转是按陀螺机构的敏感轴来确定的. 实际上对于α, β, γ3个参数可以有6种不同次序的旋转方法, 可以证明其结果都是一样的.

然后, 计算需绕OZ_3轴转过多少方位修正角$\Delta\varphi$使火炮指向到达OP', 再转过多少高低修正角$\Delta\theta$使火炮回到最初的指向OP_0. 本文是按图1的次序来推导$\Delta\varphi$, $\Delta\theta$和α, β, γ之间的关系.

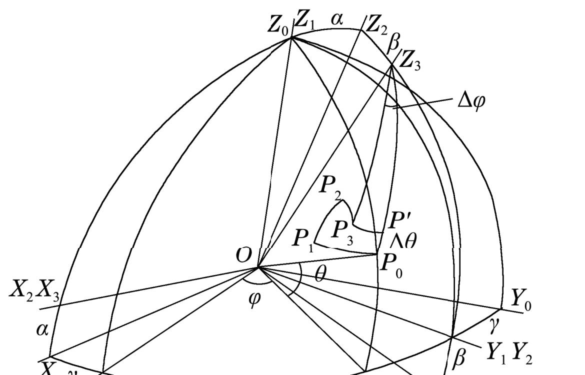

图 1　坐标系的旋转

Fig. 1　Coordinate frame rotation

在球面三角形$Z_0P_0Z_2$中, 已知$\widehat{Z_0P_0}=\pi/2-\theta$, $\widehat{Z_0Z_2}=\alpha$, $\angle Z_2Z_0P_0=\pi-(\varphi+\gamma)$. 另设$\widehat{Z_2P_0}=\eta$, $\angle Z_0Z_2P_0=\mu$, 利用球面三角形公式, 可求得$\widehat{Z_2P_0}$的表达式为

$$\cos\eta=\cos\alpha\cdot\sin\theta-\sin\alpha\cdot\cos\theta\cdot\cos(\varphi+\gamma). \tag{1}$$

在同一三角形中又可得$\angle Z_0Z_2P_0$的表达式为

$$\sin\mu = \frac{\sin(\varphi+\gamma)\cdot\cos\theta}{\sin\eta}. \tag{2}$$

又在球面三角形$Z_2P_0Z_3$中, 已知$\widehat{Z_2P_3}=\beta$, $\widehat{Z_2P_0}=\eta$, $\angle Z_3Z_2P_0=\pi/2-\mu$. 另外, 设$\widehat{Z_3P_0}=\lambda$, $\angle Z_2Z_3P_0=\omega$, 可得$\widehat{Z_3P_0}$的表达式为

$$\cos\lambda=\cos\beta\cdot\cos\eta+\sin\beta\cdot\sin\eta\cdot\sin\mu. \tag{3}$$

又可得$\angle Z_2Z_3P_0$的表达式为

$$\sin\omega = \frac{\sin(\frac{\pi}{2}+\mu)\cdot\sin\eta}{\sin\lambda}. \tag{4}$$

最后, 根据所求得的λ及ω便可算出

$$\Delta\theta=\widehat{Z_3P_3}-\widehat{Z_3P_0}=\frac{\pi}{2}-\theta-\lambda, \tag{5}$$

$$\Delta\varphi=\angle Z_2Z_3P_3-\angle Z_2Z_3P_0=\frac{\pi}{2}+\varphi-\omega. \tag{6}$$

式(1)–(6)就是所要求的坐标变换公式, 表示在给定无人炮塔系统的方位向和高低向指向φ, θ时, α, β, γ对$\Delta\theta$和$\Delta\varphi$的关系.

给定参数φ, θ是由所瞄准的目标决定的, 即根据目标的方位, 距离以及相对运动的速度、风向、风速、气压、气温等数据, 通过火控计算机算出φ和θ. 而测量参数α, β, γ则是由陀螺机构实测得到的在3个轴向车体偏离摆动的角度. 将这5个参数一起输入到计算机系统, 就能算出$\Delta\theta$和$\Delta\varphi$. 然后对陀螺机构测得的火炮在惯性空间角位置, 分别按$\Delta\varphi$修正炮塔, 即修正火炮的方位角, 按$\Delta\theta$修正火炮的高低角, 并将两个角位移反馈给控制器, 作为参考输入. 在三轴稳定的情况下, 下面几部分就是对无人炮塔系统建立模型, 设计控制器.

3 UTS的动态模型(Dynamic modeling of the UTS)

考虑到对整车系统建模和控制的复杂性, 在实现三轴稳定后, 战车行驶在不平整路面进行射击时, 火炮给定的指向经过修正后, 能实现对目标的跟踪和射击. 所以在这部分只需对UTS建立数学模型, 摆脱了车手对车体非常平稳驾驶的假设条件. 可依据机械臂系统的建模过程, 结合炮塔–火炮物理系统的结构特性和运动特征, 对UTS建立了模型. 基于文献[4], UTS的简化结构示意图如图2所示.

文献[3]依据传统的机器人分析技术, 推导出了UTS的动力学模型. UTS是开链的机械结构, 包括3个连杆机构: 炮塔、炮管、车体. 车体与炮塔、炮塔与炮管之间的运动副是可旋转的. 为了简化力学分析, 炮管被视为可伸展的移动的运动副, 所以完整的力学模型有3个运动副, 能够跟踪世界空间坐标系中任意3维的目标轨迹. 然而, 经过运动学分析该系统, 发现实际只有两个运动副, 即炮管是固定长度的连杆. 因此, 这类模型类似于2连杆机械臂系统.

考虑到UTS有两个运动副, 能利用拉格朗日方程建立完整的动态模型. 自然地, 把炮塔视为连杆1($i=1$), 把炮管视为连杆2($i=2$). 定义炮塔相对于车体的角位置和炮管相对于炮塔的角位置为$q=(q_1,q_2)^{\mathrm{T}}\in\mathbb{R}^2$, 相应的角速度为$\dot q=(\dot q_1,\dot q_2)^{\mathrm{T}}\in\mathbb{R}^2$. 下文中$q_{\mathrm{r1}}$, q_{r2}分别为经火控计算机修正的期望的炮塔相对于车体的参考输入角位置、期望的炮管相对于炮塔的参考输入角位置, 即$q_{\mathrm{r1}}=\varphi+\Delta\varphi$, $q_{\mathrm{r2}}=\theta+\Delta\theta$. 要实现的就是状态变量$q_1$, q_2能快速精确地达到q_{r1}, q_{r2}.

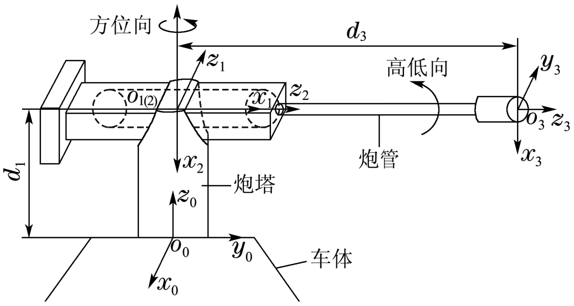

图 2 UTS的结构示意图

Fig. 2 The structural view of the UTS

UTS总动能K就能表示为[10]

$$K=\frac{1}{2}\dot q^{\mathrm{T}}W\dot q, \tag{7}$$

式中: W是UTS的总惯性矩阵, 为$n\times n$正定对称矩阵; W的表达式如下:

$$W=\sum_{i=1}^{2}J_i^{\mathrm{T}}U_iJ_i, \tag{8}$$

式中: J_i是UTS的第i个子雅可比矩阵, 具体计算方法参考文献[11]; U_i定义为

$$U_i=\begin{bmatrix} m_iI & m_iC_i^{\mathrm{T}} \\ m_iC_i & \varGamma_i \end{bmatrix},\ i=1,2, \tag{9}$$

式中: m_i代表连杆i的质量; C_i是连杆i的质心矢量关于第i个坐标系的交叉乘积算子, 为3×3的反对称矩阵[11]; I是3×3的单位阵; $\varGamma_i$是连杆i关于i坐标系的惯性张量, 表示为3×3的对称矩阵:

$$\varGamma_i=\begin{bmatrix} \gamma_{\mathrm{xx}i} & \gamma_{\mathrm{xy}i} & \gamma_{\mathrm{xz}i} \\ \gamma_{\mathrm{yx}i} & \gamma_{\mathrm{yy}i} & \gamma_{\mathrm{yz}i} \\ \gamma_{\mathrm{zx}i} & \gamma_{\mathrm{zy}i} & \gamma_{\mathrm{zz}i} \end{bmatrix},\ i=1,2, \tag{10}$$

式中每一项表示连杆i关于确定轴的自惯性力矩或交互惯性力矩, 比如:

$$\gamma_{\mathrm{xx}i}=\int_{m_i}x^2\mathrm{d}m,\ \gamma_{\mathrm{xy}i}=\gamma_{\mathrm{yx}i}=\int_{m_i}xy\mathrm{d}m.$$

进一步定义一个2×2交互矩阵

$$W_{\rm d}=(I\otimes\dot q^{\rm T})\frac{\partial W}{\partial q}=\begin{bmatrix}\dot q^{\rm T}\dfrac{\partial W}{\partial q_1}\\ \dot q^{\rm T}\dfrac{\partial W}{\partial q_2}\end{bmatrix},\tag{11}$$

式中$\otimes$为克罗内克积算子. 由文献[11]可知, $W_{\rm d}^{\rm T}\dot q=\dot W\dot q$, UTS的动态方程表示为

$$W\ddot q+(W_{\rm d}^{\rm T}-\frac{1}{2}W_{\rm d})\dot q=\tau+\tau_{\rm g},\tag{12}$$

式中: $\tau\in\mathbb{R}^2$为系统广义力矩向量; $\tau_{\rm g}\in\mathbb{R}^2$ 为系统重力的广义力向量. 令$N=(W_{\rm d}^{\rm T}-W_{\rm d}/2)\dot q$为系统关于$q,\dot q$的非线性耦合项; $u=\tau+\tau_{\rm g}=(u_{\rm z},u_{\rm e})^{\rm T}$为系统输入的广义力, 在UTS中, $u_{\rm z}$代表方位向输入的广义力, $u_{\rm e}$代表高低向输入的广义力.

假设UTS有不确定性, 即

$$W=W_0+\Delta W,$$
$$N=N_0+\Delta N,$$

式中: W_0,N_0是估计项; $\Delta W,\Delta N$是不确定项. 那么动态方程(12)表述为下列形式:

$$W_0\ddot q+N_0=u+\rho\tag{13}$$

其中不确定项$\rho=(\rho_1,\rho_2)^{\rm T}$满足

$$\rho=-\Delta W\ddot q-\Delta N.\tag{14}$$

考虑到外部扰动$d=(d_1,d_2)^{\rm T}$, 式(13)表示为

$$W_0\ddot q+N_0=u+\rho+d.\tag{15}$$

令$W_0=\begin{bmatrix}a_{11}(q)&a_{12}(q)\\a_{21}(q)&a_{22}(q)\end{bmatrix}$, $N_0=\begin{bmatrix}c_1(q,\dot q)\\c_2(q,\dot q)\end{bmatrix}$, $\sin q_i=s_i,\cos q_i=c_i(i=1,2)$.

根据上述式子, UTS的动力学模型建立如下:

$$\begin{bmatrix}a_{11}(q)&a_{12}(q)\\a_{21}(q)&a_{22}(q)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\ddot q_1\\\ddot q_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}c_1(q,\dot q)\\c_2(q,\dot q)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}u_{\rm z}\\u_{\rm e}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}d_1\\d_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\rho_1\\\rho_2\end{bmatrix},\tag{16}$$

式中:

$$a_{11}(q)=\gamma_{\rm yy1}+\gamma_{\rm xx2}s_2^2-2\gamma_{\rm zx2}c_2s_2+\gamma_{\rm zz2}c_2^2,$$
$$a_{12}(q)=a_{21}(q)=\gamma_{\rm yz2}c_2-\gamma_{\rm xy2}s_2,$$
$$a_{22}(q)=\gamma_{\rm yy2},$$
$$c_1(q,\dot q)=w_{\rm d1}\dot q_1\dot q_2+w_{\rm d2}\dot q_2^2,$$
$$c_2(q,\dot q)=-\frac{1}{2}(w_{\rm d1}\dot q_1^2+w_{\rm d2}\dot q_1\dot q_2)+\frac{1}{2}w_{\rm d2}\dot q_2^2,$$
$$w_{\rm d1}=2s_2c_2(\gamma_{\rm xx2}-\gamma_{\rm zz2})+2(s_2^2-c_2^2)\gamma_{\rm xz2},$$
$$w_{\rm d2}=-\gamma_{\rm xy2}c_2-\gamma_{\rm yz2}s_2.$$

4 基于ADRC的控制方案(Control scheme based on ADRC)

4.1 方位向和高低向的解耦(Decoupling between the azimuth and elevation)

通过分析UTS动力学模型, 可知它是一个多输入–多输出系统. 文献[12]把系统控制量之外的模型部分$f=(f_1,f_2)^{\rm T}$叫做“动态耦合”部分; 另外把$U=B(q,\dot q,t)u=\begin{bmatrix}b_{11}&b_{12}\\b_{21}&b_{22}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_{\rm z}\\u_{\rm e}\end{bmatrix}$叫做“静态耦合”部分.

方程(16)就能简化为

$$\begin{cases}\ddot q_1=f_1(q_1,\dot q_1,q_2,\dot q_2,t)+b_{11}u_{\rm z}+b_{12}u_{\rm e},\\ \ddot q_2=f_2(q_1,\dot q_1,q_2,\dot q_2,t)+b_{21}u_{\rm z}+b_{22}u_{\rm e},\\ y_1=q_1,\\ y_2=q_2,\end{cases}\tag{17}$$

其中:

$$f_1(\cdot)=-\frac{1}{\det(W)}[(-a_{12}b_{21}\dot q_1+(a_{22}b_{12}-a_{12}b_{22})\dot q_2)-(a_{22}\rho_1-a_{12}\rho_2)-(a_{22}d_1-a_{12}d_2)],$$
$$f_2(\cdot)=-\frac{1}{\det(W)}[(a_{11}b_{21}\dot q_1+(-a_{21}b_{12}+a_{11}b_{22})\dot q_2)-(-a_{21}\rho_1+a_{11}\rho_2)-(-a_{21}d_1+a_{11}d_2)],$$
$$b_{11}=\frac{a_{22}}{\det(W)},$$
$$b_{12}=-\frac{a_{12}}{\det(W)},$$
$$b_{21}=-\frac{a_{21}}{\det(W)},$$
$$b_{22}=\frac{a_{11}}{\det(W)}.$$

引入虚拟控制量: $U_1=b_{11}u_{\rm z}+b_{12}u_{\rm e}$和$U_2=b_{21}u_{\rm z}+b_{22}u_{\rm e}$, 方程(17)变为

$$\begin{cases}\ddot q_1=f_1(q_1,\dot q_1,q_2,\dot q_2,t)+U_1,\\ \ddot q_2=f_2(q_1,\dot q_1,q_2,\dot q_2,t)+U_2,\\ y_1=q_1,\\ y_2=q_2,\end{cases}\tag{18}$$

即第i通道上的输入为U_i, 而其输出为$y_i=q_i$. 这样每一个通道的虚拟控制量U_i与被控输出$y_i=q_i$之间是单输入–单输出关系. 因此, 这个两输入–两输出系统被完全解耦为两个独立的单输入–单输出系统. 式(18)中的$f_1(\cdot),f_2(\cdot)$被视为每个通道的各自总扰动, 由扩张状态观测器(extended state observer, ESO)估计出来.

这样, 方位向和高低向之间的耦合部分就能被消

除. 实际的控制量由下式计算得到:

$$u=\begin{bmatrix}u_{\mathrm{z}}\\u_{\mathrm{e}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}b_{11}&b_{12}\\b_{21}&b_{22}\end{bmatrix}^{-1}U=B^{-1}U.\tag{19}$$

UTS的解耦过程如图3所示.

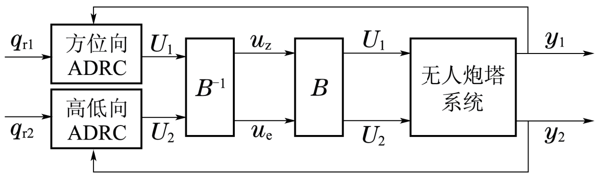

图 3 UTS的解耦结构

Fig. 3 Decoupling structure of the UTS

为了得到虚拟控制量U_1和U_2, 两个ADRC控制器被嵌入到每个通道中. ADRC的详细算式在下部分介绍.

4.2 为UTS设计的ADRC(The ADRC design for the UTS)

由于给两个子系统(方位向和高低向)设计的ADRC控制器方法相同, 当$i=1$时给方位向设计ADRC, 当$i=2$时给高低向设计ADRC.

1) 微分跟踪器(tracking differentiator, TD).

$$\begin{cases}\mathrm{fh}=\mathrm{fhan}\left(v_{i1}(k)-q_{ri}(k),v_{i2}(k),r_{0i},h_0\right),\\v_{i1}(k+1)=v_{i1}(k)+h\cdot v_{i2}(k),\\v_{i2}(k+1)=v_{i2}(k)+h\cdot\mathrm{fh},\end{cases}\tag{20}$$

式中: $q_{ri}(k)$为相应子系统的期望输入信号; $v_{i1}(k)$为相应子系统的跟踪信号; $v_{i2}(k)$为输入信号的微分; h为采样步长; k为第k次采样时刻; r_{0i}为速度因子, h_0为精度因子. $\mathrm{fhan}(x_1,x_2,r_0,h_0)$定义为[13]

$$\begin{cases}d=r_0h_0^2,\ a_0=h_0x_2,\ y=x_1+a_0,\\a_1=\sqrt{d(d+8\,|y|)},\\a_2=a_0+\dfrac{(a_1-d)\mathrm{sgn}\ y}{2},\\s_{\mathrm{y}}=\dfrac{\mathrm{sgn}(y+d)-\mathrm{sgn}(y-d)}{2},\\a=(a_0+y-a_2)s_{\mathrm{y}}+a_2,\\s_{\mathrm{a}}=\dfrac{\mathrm{sgn}(a+d)-\mathrm{sgn}(a-d)}{2},\\\mathrm{fhan}=-r_0(\dfrac{a}{d}-\mathrm{sgn}\ a)s_{\mathrm{a}}-r_0\mathrm{sgn}\ a.\end{cases}\tag{21}$$

微分跟踪器的作用: 1) 作为噪声滤波器, 选定快速因子后, 能够阻止噪声信号; 2) TD有良好的频率滤波器相应特性; 最后, TD最重要的作用可能是它能够获得具有良好信噪比的噪声信号的微分.

2) ESO.

ESO首先由Han[14]提出, 用于在线估计总的动态, 包括内部的非线性动态和外部的扰动. 这里, 为两个子系统设计了两个三阶的ESO:

$$\begin{cases}e_i(k)=z_{i1}(k)-y_i(k),\\\mathrm{fe}_i=\mathrm{fal}(e_i,0.5,h),\\\mathrm{fe}_{i1}=\mathrm{fal}(e_i,0.25,h),\\z_{i1}(k+1)=z_{i1}(k)+h(z_{i2}(k)-\beta_{i1}e_i(k)),\\z_{i2}(k+1)=z_{i2}(k)+h(z_{i3}(k)-\beta_{i2}\mathrm{fe}_i+U_i(k)),\\z_{i3}(k+1)=z_{i3}(k)+h(-\beta_{i3}\mathrm{fe}_{i1}),\end{cases}\tag{22}$$

式中: $e_i(k)$为误差信号; z_{i1}, z_{i2}是对状态q_i, $\dot q_i$的估计; z_{i3}是对总扰动$f_i\left(q_1,\dot q_1,q_2,\dot q_2,t\right)$的实时估计; β_{i1}, β_{i2}和β_{i3}为可调节的ESO参数, 通过选择合适的参数, ESO的稳定性就能得到保证[15]; $\mathrm{fal}(e,\alpha,\delta)$是非线性函数定义为

$$\mathrm{fal}(e,\alpha,\delta)=\begin{cases}|e|^{\alpha}\ \mathrm{sgn}\ e, & |e|>\delta,\\\dfrac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e|\leqslant\delta.\end{cases}\tag{23}$$

对于ESO的设计, 也可采用线性扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO), 运用高志强提出的带宽概念便能整定出LESO的参数, 但是适当的非线性函数的效率比线性函数高得多, 因此本文采用非线性扩张状态观测器.

3) 非线性状态误差反馈控制率(nonlinear state error feedback, NLSEF).

为了得到虚拟控制量来进行补偿, NLSEF式子:

$$\begin{cases}e_{i1}(k)=v_{i1}(k)-z_{i1}(k),\\e_{i2}(k)=v_{i2}(k)-z_{i2}(k),\\U_i(k)=-\mathrm{fhan}(e_{i1},c_ie_{i2},r_i,h_i)-z_{i3}(k),\end{cases}\tag{24}$$

式中: c_i为阻尼因子, h_i为滤波因子, c_i和h_i 能很好地抑制微分信号中的噪声放大, 可避免高频震颤现象; 非线性函数$\mathrm{fhan}(x_1,x_2,r_0,h_0)$和$\mathrm{fal}(e,\alpha,\delta)$已在式(21), 式(23)中给出定义.

为了更形象地说明, ADRC控制方案的框图如图4所示.

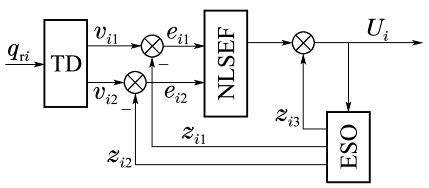

图 4 ADRC框图

Fig. 4 The diagram of ADRC

4.3 控制输入$\boldsymbol{u}_{\mathbf{z}}$, $\boldsymbol{u}_{\mathbf{e}}$(Control inputs u_{z} and u_{e})

根据式(18), 就能得到虚拟控制输入U_i, 然后, 控制输入u_{z}, u_{e}能够计算得到

$$\begin{cases}u_{\mathrm{z}}=\dfrac{b_{22}U_1-b_{12}U_2}{b_{11}b_{22}-b_{12}b_{21}},\\u_{\mathrm{e}}=\dfrac{b_{11}U_2-b_{21}U_2}{b_{11}b_{22}-b_{12}b_{21}},\end{cases}\tag{25}$$

上式中需要注意的是要保证$B\left(q,\dot{q},t\right)$的可逆性, 即$b_{11}b_{22}-b_{12}b_{21}\neq 0$. 矩阵$B\left(q,\dot{q},t\right)$在系统运行过程中瞬间地出现不可逆的奇异情形时, 若不出现在采样时刻, 无影响; 若出现在采样时刻, 可以在矩阵$B(q,\dot{q},t)$附近找一个可逆矩阵来近似即可.

然而本文中

$$W_0=\begin{bmatrix}a_{11}\left(q\right) & a_{12}\left(q\right)\\ a_{21}\left(q\right) & a_{22}\left(q\right)\end{bmatrix}=B^{-1},$$

矩阵行列式

$$\begin{aligned}&\det\left(B\right)=\det\left(W_0\right)=\\&a_{11}\left(q\right)a_{22}\left(q\right)-a_{12}(q)a_{21}\left(q\right)=\\&\gamma_{\mathrm{yy1}}\gamma_{\mathrm{yy2}}+\left(\gamma_{\mathrm{xx2}}\gamma_{\mathrm{yy2}}-\gamma_{\mathrm{xy2}}^2\right)s_2^2+\\&2\left(\gamma_{\mathrm{xy2}}\gamma_{\mathrm{yz2}}-\gamma_{\mathrm{yy2}}\gamma_{\mathrm{zx2}}\right)c_2s_2+\\&\left(\gamma_{\mathrm{yy2}}\gamma_{\mathrm{zz2}}-\gamma_{\mathrm{yz2}}^2\right)c_2^2.\end{aligned}$$

由图5可见, 在采样时刻上, 矩阵$B\left(q,\dot{q},t\right)$的行列式都不为0, 且$\det\left(B\right)\gg 0$, 即保证了该矩阵的可逆性.

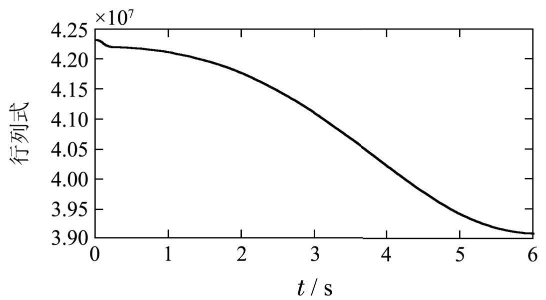

图 5 矩阵B的行列式

Fig. 5 Determinant of the matrix B

假设矩阵$B_{\mathrm{r}}(t)$为矩阵$B(t)$的真值, 然而由于系统内部参数摄动, 或者系统在运行过程中瞬间地出现不可逆的奇异现象, 在矩阵$B_{\mathrm{r}}(t)$附近取得可逆的近似矩阵$B(t)$, 其中$B_{\mathrm{r}}(t)=B(t)+\Delta B(t)$.

原来准确的系统就变为

$$\begin{bmatrix}\ddot{q}_1\\ \ddot{q}_2\end{bmatrix}=(\begin{bmatrix}f_1\\ f_2\end{bmatrix}+\Delta B(t)\begin{bmatrix}u_{\mathrm{z}}\\ u_{\mathrm{e}}\end{bmatrix})+B(t)\begin{bmatrix}u_{\mathrm{z}}\\ u_{\mathrm{e}}\end{bmatrix},$$

把$\Delta B(t)\begin{bmatrix}u_{\mathrm{z}}\\ u_{\mathrm{e}}\end{bmatrix}$部分当作总扰动来处理, 这也正体现了自抗扰控制技术所具有的不需要精确的系统动态模型的特点. 但是韩京清老师也提出$B_{\mathrm{r}}(t)$, $B(t)$之间的误差不能太大, 相对误差小到30%以下, 自抗扰控制器是能控制好的.

5 仿真(Simulations)

5.1 ADRC参数整定(Parameters tuning of ADRC)

为了验证UTS的ADRC解耦方案的性能, 下面做了一系列的仿真. 基于MATLAB建立了系统的动态模型和控制器. 自抗扰控制技术应用到该系统中, 参数调整是一个非常关键的问题, 其中共有15个参数需要整定, 均可以通过仿真来整定.

ADRC控制器参数确定的依据及经验如下: h与采样时间相关, 根据已研制的类似武器系统的数据资料知, 采用1 ms的采样及处理周期可满足控制要求, 因此取$h=0.001$; r_{01}, r_{02}根据需要产生的跟踪信号进行调整.

再调节扩张状态观测器中的参数β_{11}, β_{12}, β_{13}, β_{21}, β_{22}, β_{23}, 其中β_{13}, β_{23}最为关键, 其值越大, 则系统的滞后越小, 但是β_{13}, β_{23}过大则会引起振荡, 因此在调节的过程中, 先调节β_{13}, β_{23}, 直到ESO的跟踪效果较好时, 再去精细调节β_{11}, β_{12}, β_{21}, β_{22}, 以不断提升ESO的性能. 调整的依据是观测得到的信号尽可能复现要估计的信号, 这样就能利用观测信号有效地补偿总扰动.

另外h_1, h_2为精度因子, 其值越小, 控制精度越高, 但是过小会引起抖振现象, 仿真实验中将值取为$h_1=h_2=3h$; c_1, c_2可尝试不同的数值, 通过仿真结果来整定, 自抗扰控制器对这两个参数的要求不高, 相对误差在30%内不会影响控制效果; r_1, r_2根据最终的轨迹跟踪效果进行整定.

最终整定的ADRC仿真参数如下:

$$\begin{aligned}&h=0.001, r_{01}=2, \beta_{11}=600,\\&\beta_{12}=900, \beta_{13}=60000, c_1=0.3,\\&h_1=0.003, r_1=100, r_{02}=2,\\&\beta_{21}=200, \beta_{22}=600, \beta_{23}=30000,\\&c_2=0.3, h_2=0.003, r_2=25.\end{aligned}$$

5.2 仿真结果及分析(Simulation results and analysis)

下列为系统参数[2]:

$$\begin{aligned}&\gamma_{\mathrm{yy1}}=2547\ \mathrm{kg\cdot m^2}, \gamma_{\mathrm{xx2}}=5400\ \mathrm{kg\cdot m^2},\\&\gamma_{\mathrm{yy2}}=5343\ \mathrm{kg\cdot m^2}, \gamma_{\mathrm{zz2}}=224\ \mathrm{kg\cdot m^2},\\&\gamma_{\mathrm{xy2}}=-2.8\ \mathrm{kg\cdot m^2}, \gamma_{\mathrm{yz2}}=13.7\ \mathrm{kg\cdot m^2},\\&\gamma_{\mathrm{xz2}}=0.8\ \mathrm{kg\cdot m^2}, d_1=0.6\ \mathrm{m}, d_3=6.285\ \mathrm{m}.\end{aligned}$$

通常路面不平度是随机的, 可用仿真建立路谱图, 在本文仿真中省略此步骤, 假定炮塔–火炮的期望轨迹是经过火控计算机修正后的角位置.

假定目标在火炮任务空间内沿圆形轨迹以匀速$\omega=\pi/6$机动, 则瞄准目标时炮塔–火炮的期望轨迹如下:

$$q_{\mathrm{r1}}=\arctan\frac{d_3-R(1-\cos\omega t)\cos\xi}{(R\sin\omega t)},$$

$$q_{\mathrm{r2}}=\arctan\frac{\sqrt{d_3^2-(d_1+R(1-\cos\omega t)\sin\xi)^2}}{d_1+R(1-\cos\omega t)\sin\xi}-1,$$

式中: $R=0.8\ \mathrm{m}$为炮口圆轨迹; $\xi=\arccos(R/d_3)$为炮口圆轨迹与水平面夹角.

UTS的实际初始状态:

$$q_1(0) = 1.5\ \mathrm{rad},\ q_2(0) = 0.5\ \mathrm{rad},$$
$$\dot{q}_1(0) = 0\ \mathrm{rad\cdot s^{-1}},\ \dot{q}_2(0) = 0\ \mathrm{rad\cdot s^{-1}}.$$

假定对机动目标的跟踪和瞄准时, 包含在炮塔–火炮动力系统中的内部参数摄动不确定性可由如下关于系统状态的函数摄动来描述, 即有

$$\rho(t) = \begin{bmatrix}100\\100\end{bmatrix} + 300q(t) + \begin{bmatrix}500\\500\end{bmatrix}\dot{q}^{\mathrm{T}}(t)\dot{q}(t).$$

另外, 火炮射击时给方位和高低轴驱动带来的外部扰动的不确定性, 由如下与系统状态相关, 且带有衰减特性的正弦信号描述, 即有[2]

$$d(t) = \begin{bmatrix}1500\\2000\end{bmatrix}\mathrm{e}^{-2t}\sin 6t + 500\mathrm{e}^{-2t}q(t).$$

图6–7表明ESO能够有效地估计出炮控系统方位向和高低向的总扰动, 并进行补偿.

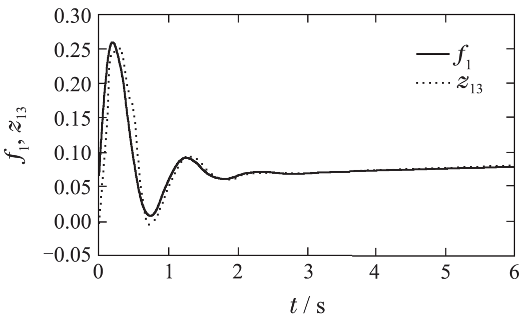

图 6 对总扰动f_1的估计

Fig. 6 Estimate of the total disturbance f_1

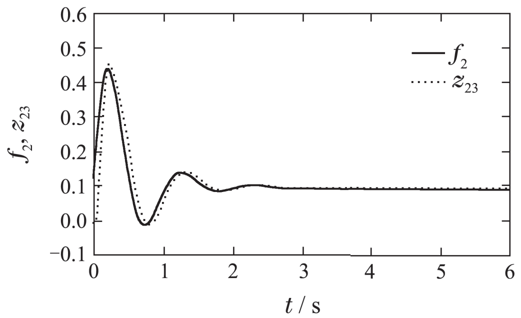

图 7 对总扰动f_2的估计

Fig. 7 Estimate of the total disturbance f_2

为了与ADRC控制效果进行对比, 该系统同时采用两个PID控制器对两个通道分别进行控制. 图8–9显示了采用两种不同控制器对系统进行控制时, 火炮方位向和高低向对目标的跟踪效果. 从仿真结果看, 采用ADRC控制器进行解耦控制, 具有较小的超调, 并且能更快、更准确地跟踪上参考轨迹.

另外, 由图10–11可以更加直观地看出, 采用ADRC控制器的收敛速度更快, 稳态误差更小. 但是ADRC的参数整定会较为复杂.

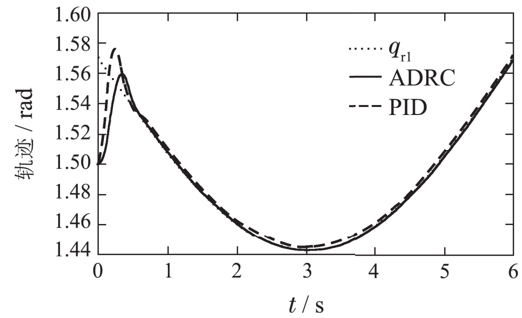

图 8 方位向位置轨迹跟踪

Fig. 8 Trajectory tracking of the azimuth position

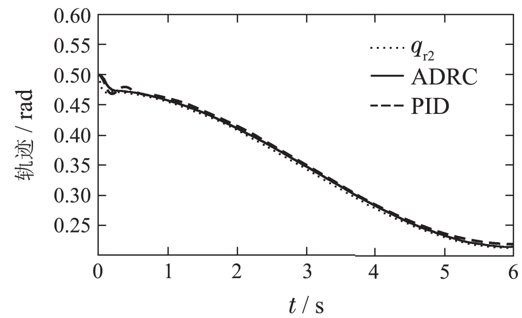

图 9 高低向位置轨迹跟踪

Fig. 9 Trajectory tracking of the elevation position

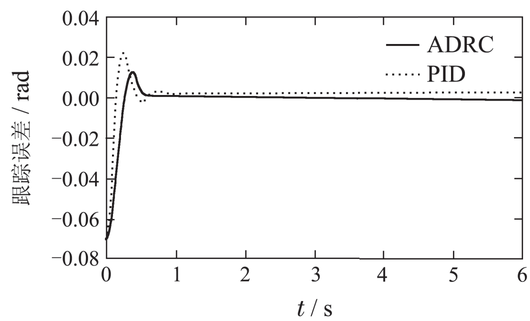

图 10 方位向跟踪误差

Fig. 10 The tracking errors of the azimuth

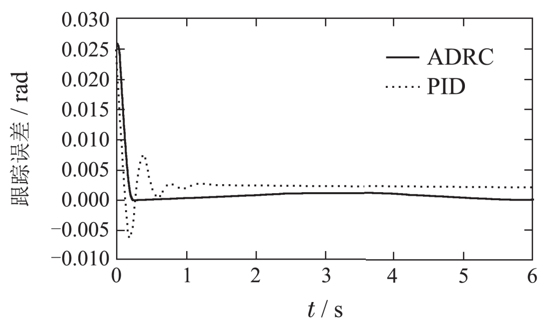

图 11 高低向跟踪误差

Fig. 11 The tracking errors of the elevation

由于火炮在射击过程中会受到反向冲击力等瞬时扰动, 仿真实验中在3.0 ∼ 3.1 s之间加入了阶跃扰动,

在不调整参数的情况下, 从图12−13可以看出, 运用ADRC控制器的鲁棒性要远远优于PID控制器. 系统在受到扰动的情况下, 能快速收敛到稳定状态.

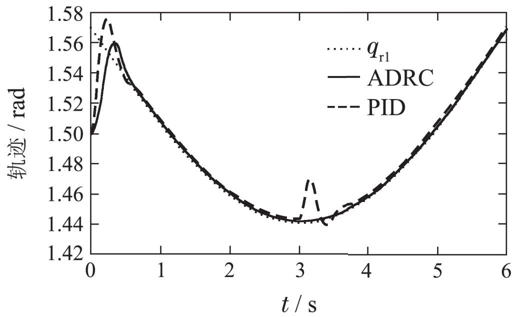

图 12 水平向受到扰动时的轨迹跟踪

Fig. 12 Trajectory tracking of the azimuth position under disturbance

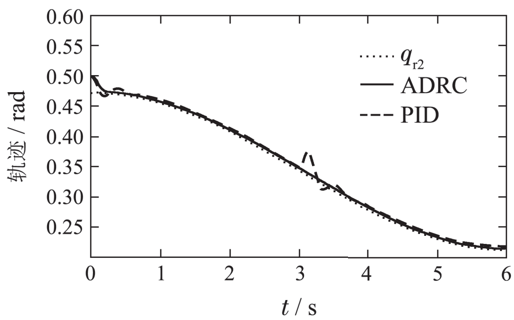

图 13 高低向受到扰动时的轨迹跟踪

Fig. 13 Trajectory tracking of the elevation position under disturbance

考虑到建模的不准确性或系统参数发生摄动, 将矩阵B的值减小30%, 在不调整参数的情况下, 来对比两种控制算法的控制效果. 由图14−15可以清楚地看出, PID会出现较大的波动, 而ADRC几乎不受影响. 这也验证了自抗扰控制技术不依赖于系统精确的数学模型, 仅需系统少量信息, 并具有响应快、超调小、鲁棒性强等特点.

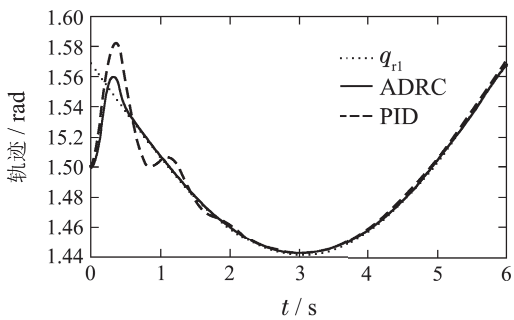

图 14 减小B情况下的水平向轨迹跟踪

Fig. 14 Trajectory tracking of the azimuth position when B decreased

仿真结果表明, 相较于PID控制而言, 应用于无人炮塔的自抗扰控制器, 能使火控系统更有效地发挥作用, 控制火炮在复杂战场条件下, 快速精确地瞄准目标. 并且对系统内部的不确定性和外部扰动具有更强的鲁棒性. 该控制器适用于这种需要高精度和快速性的武器系统. 更多的关于自抗扰应用的结果见文献[16].

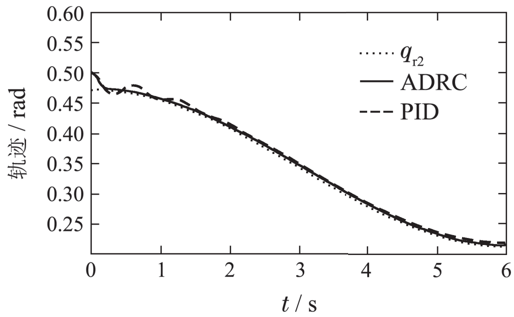

图 15 减小B情况下的高低向轨迹跟踪

Fig. 15 Trajectory tracking of the elevation position when B decreased

6 结论(Conclusions)

本文运用了三轴稳定原理, 并依据传统的机器人分析技术, 建立了UTS的动力学模型, 提出了一种基于ADRC的UTS炮控系统的控制算法. 系统方位向和高低向之间的耦合项、内部参数摄动和外部扰动的不确定性能够由两个并行的ADRC控制器估计并补偿. 因此, 不需要知道UTS模型的精确信息. 并且实现了火炮轴线在惯性坐标系中的稳定. 多次仿真验证了所设计的控制器具有很好的适应性和鲁棒性. 下一步工作将关注更复杂的机动射击条件.

参考文献(References):

[1] TONG H, ZHANG J Z, YAO L, et al. Essential technology of unmanned turret system combination analysis [J]. *Journal of Academy of Armored Force Engineering*, 2006, 20(2): 42 – 45.

[2] TIAN J H, QIAN L F, XU Y D, et al. Neural sliding mode control for tracking of axis of firepower of unmanned turret [J]. *Acta Armamentarii*, 2011, 32(6): 641 – 645.

[3] GU Y L, LOH R, COLEMAN N, et al. Control of weapon pointing systems based on robotic formulation [C] //*1992 American Control Conference*. Chicago, Illinois: IEEE, 1992: 413 – 418.

[4] TAO G, MA X L, LING Y. Optimal and nonlinear decoupling control of systems with sandwiched backlash [J]. *Automatica*, 2001, 37(2): 165 – 176.

[5] MAN Z H, PAPLINSKI A P, WU H R. A robust MIMO terminal sliding mode control scheme for rigid robotic manipulators [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1994, 39(12): 2464 – 2469.

[6] FENG Y, YU X H, MAN Z H. Non-singular terminal sliding mode control of rigid manipulators [J]. *Automatica*, 2002, 39(12): 2159 – 2167.

[7] 史力晨, 王良曦, 张兵志. 坦克−火炮系统行驶间振动建模与仿真 [J]. 兵工学报, 2003, 24(4): 442 – 446.
(SHI Lichen, WANG Liangxi, ZHANG Bingzhi. Modeling and simulation of a moving tank-gun system in vibration [J]. *Acta Armamentarii*, 2003, 24(4): 442 – 446.)

[8] 阎万昌, 常云生. 坦克三轴稳定问题的研究 [J]. 火力与指挥控制, 1981, 4(6): 74 – 80.
(YAN Wanchang, CHANG Yunsheng. Research on the three-axis stabilization problem of tank [J]. *Fire Control and Command Control*, 1981, 4(6): 74 – 80.)

[9] 周启煌, 常天庆, 邱晓波. 战车火控系统与指控系统 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2003.
(ZHOU Qihuang, CHANG Tianqing, QIU Xiaobo. *Fire Control System and Command Control System of Combat Vehicle* [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2003.)

[10] BEJCZY A K, TARN T J, CHEN Y. Robot arm dynamic control by computer [C] //*Proceedings of 1985 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. St. Louis, MO: IEEE, 1985: 960 – 970.

[11] GU Y Z, LOH N K. Control system modeling for robot manipulators by use of a canonical transformation [C] //*Proceedings of 1987 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. Raleigh, NC: IEEE, 1987: 484 – 489.

[12] 黄一, 张文革. 自抗扰控制器的发展 [J]. 控制理论与应用, 2002, 19(4): 485 – 492.
(HUANG Yi, ZHANG Wenge. Development of active disturbance rejection controller [J]. *Control Theory & Applications*, 2002, 19(4): 485 – 492.)

[13] HAN J Q. From PID to active disturbance rejection control [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 31(3): 900 – 906.

[14] HAN J Q. A class of extended state observers for uncertain systems [J]. *Control and Decision*, 1995, 10(1): 85 – 88.

[15] CHEN G D, JIA P F. Robust decentralized trajectory tracking control of robot manipulators based on extended state observer [J]. *Acta Automatica Sinica*, 2008, 34(7): 828 – 832.

[16] XIA Y Q, FU M Y. *Compound Control Methodology for Flight Vehicles* [M]. Berlin: Springer, 2013.

作者简介:

叶 镭 (1991–), 男, 硕士研究生, 目前研究方向为坦克炮控系统、自抗扰控制, E-mail: yelei0510@gmail.com;

夏元清 (1971–), 男, 教授, 目前研究方向为物联网中的信息处理与控制、飞行器控制、网络化控制、鲁棒控制、自抗扰控制, E-mail: xia_yuanqing@bit.edu.cn;

付梦印 (1964–), 男, 教授, 目前研究方向为组合导航与智能导航技术, E-mail: fumy@bit.edu.cn;

李春明 (1964–), 男, 研究员, 目前研究方向为车辆工程总体技术, E-mail: chunming@noveri.com.cn.