

含齿隙补偿的自行高炮稳定跟踪 系统反步控制研究

江腾耀, 李伟, 程濮, 雷昱, 胡鑫, 张永真

(西北机电工程研究所, 陕西 咸阳 712099)

摘 要:针对自行高炮稳定跟踪系统内存在的齿隙非线性,综合考虑了系统内部的结构特点与运动产生的动载荷干扰,提出了一种基于全阶终端滑模的反步控制设计方法。将系统的位置环主令统一在大地坐标系下,采用等效闭环方式解算位置反馈量,引入了近似死区函数,构建了含齿隙的稳定跟踪系统状态空间模型。针对负载侧干扰力矩难以观测的问题,设计了有限时间干扰观测器,结合负载加速度对其实现快速准确的估计。基于反步控制理论和无抖振全阶终端滑模方法设计了全局反步控制器,使误差能在有限时间内收敛到零点附近邻域,并应用 Lyapunov 方法证明了系统的一致最终有界性。仿真结果表明:相较于 PID 控制,所设计的方法能有效地补偿齿隙非线性,显著削弱了抖振现象,在稳定工况下拥有更高的指向精度。

关 键 词:自行高炮;伺服系统;稳定跟踪控制;齿隙补偿;终端滑模;反步控制

中图分类号:TP273

文献标志码:A

文章编号:1000-2758(2026)02-0351-12

战场上无人机的使用深刻地改变了现代战争的形态。无人机具有低成本与精确打击的特性,给战争双方带来了巨大的战斗损耗,这也越发凸显防空在战争中的关键作用^[1-2]。行进间射击可有效地提高野战防空的效率及其自身的生存性^[3],为了适应未来战争的复杂形态,作为末端防空一环的自行高炮愈发需要具备良好的行进间射击能力。

自行高炮稳定跟踪系统是实现高炮行进间射击的关键,目前国内外对火炮射击线稳定技术已有较深入的研究^[4-7],其中全电式坦克的双向稳定跟踪系统已具备高精度的行进间稳定跟踪能力^[8-9]。文献[10-11]将大地坐标系下的干扰速率补偿式稳定运用到稳定跟踪系统中,实现了高低与俯仰方向的解耦,使火炮在一定射角范围内具有良好的跟踪性能。而自行高炮需要在高射角的情况下也能保持极快的调转速度,为隔离车体姿态扰动,该条件下的稳定跟踪系统需要维持高负荷运作,这就要求其控制执行机构具备较高的带宽;另一方面,由于自行高炮

的炮塔重心前置,在车体行进间条件下执行火炮调转,会产生巨大的动载荷干扰力矩^[12],干扰力矩与传动齿隙会严重影响系统的性能。因此目前自行高炮稳定跟踪系统仍采用等效闭环的控制策略。在此基础上,文献[12]针对自行高炮的谐振问题设计了自整定谐振抑制控制器和自整定陷波器,使稳定跟踪系统在连接弹性的条件下仍具备良好的控制精度和抗干扰能力;文献[13]对解算式稳定和干扰速率补偿式稳定进行了仿真对比,在稳定和跟踪 2 种工况下分析了 2 种稳定策略的优劣。文献[10-13]在建立系统模型时为了方便分析均将系统内的传动齿隙做了简化处理,在设计控制器时没有充分考虑到传动齿隙的影响。

自行高炮采用电机配置减速机作为执行机构,其中传动齿隙是其传动结构中最主要的非线性环节,同时也是对自行高炮稳定跟踪性能影响最大的因素^[14]。齿隙具有不可微、非连续等非线性特性,由于齿隙的滞后特性,在驱动大惯量负载时,齿隙的存在会导致传动冲击力矩的产生,降低系统的控制性能,严重时甚至会引起振荡,对传动部件产生损害^[15]。齿隙的补偿可分为机械设计方法与控制设

计方法,前者主要采用双电机消除^[16],该方法可有效地消除末级传动齿隙干扰,但同时会提高系统的成本与复杂度;控制设计方法主要采用线性函数逼近非线性齿隙并设计相应的控制算法,文献[17]提出了一种连续的近似死区模型,解决了死区函数不可微问题,大幅降低了齿隙补偿控制器的设计难度。基于近似死区模型,文献[18]运用动态面滑模控制设计了多约束导引控制一体化方法,有效地削弱了齿隙对导引控制一体化设计的影响;文献[19]设计了鲁棒自适应路径控制器,通过补偿车辆转向系统间隙来减小转向角定位误差和响应颤振;文献[20]利用平滑自适应齿隙模型,通过自适应率来更新齿隙参数,有效地抑制了高机动条件下全电坦克双向稳定系统中的齿隙干扰。对于采用等效闭环干扰速率补偿式稳定控制策略的自行高炮稳定跟踪系统,目前针对该系统的齿隙补偿研究较少。

本文针对自行高炮稳定跟踪系统的结构特点与控制要求,综合考虑了传动齿隙和动载荷干扰,通过引入齿隙近似死区模型建立了系统状态空间方程,利用无抖振全阶终端滑模^[21]设计了等效闭环系统的位置控制器,并基于反步控制原理和有限时间干扰观测器设计了子系统,采用 Lyapunov 函数证明了整个闭环系统的一致最终有界性,最后通过仿真验证了所设计的控制器能实现快速且高精度的稳定,有效地补偿了传动齿隙。

1 系统建模

1.1 自行高炮稳定跟踪系统动力学模型

自行高炮稳定跟踪控制系统包含了惯性坐标系 $O_n x_n y_n z_n$ (简称 n 系)、车体坐标系 $O_b x_b y_b z_b$ (简称 b 系)、炮塔坐标系 $O_h x_h y_h z_h$ (简称 h 系)、俯仰坐标系 $O_p x_p y_p z_p$ (简称 p 系),各个坐标系均符合右手定则^[12],如图 1 所示。

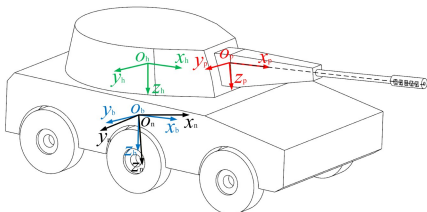


图 1 自行高炮坐标系示意图

方位炮塔与俯仰身管的角速度关系如(1)式所示。

$$\begin{cases} \boldsymbol{\omega}_h = \begin{bmatrix} \omega_{hx} \\ \omega_{hy} \\ \omega_{hz} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_b^h \boldsymbol{\omega}_b + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\beta}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \cos \beta_b + q \sin \beta_b \\ -p \sin \beta_b + q \cos \beta_b \\ r + \dot{\beta}_b \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{\omega}_p = \begin{bmatrix} \omega_{px} \\ \omega_{py} \\ \omega_{pz} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_h^p \boldsymbol{\omega}_h + \begin{bmatrix} 0 \\ \varepsilon_b \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon_b \omega_{hx} - \sin \varepsilon_b \omega_{hz} \\ \omega_{hy} + \varepsilon_b \\ \sin \varepsilon_b \omega_{hx} + \cos \varepsilon_b \omega_{hz} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\boldsymbol{\omega}_b, \boldsymbol{\omega}_h, \boldsymbol{\omega}_p$ 分别为 b 系、h 系、p 系的三轴角速度; p, q, r 分别为车体 x_b 轴、 y_b 轴、 z_b 轴的角速度; $\omega_{hx}, \omega_{hy}, \omega_{hz}$ 分别为炮塔 x_h 轴、 y_h 轴、 z_h 轴的角速度; $\omega_{px}, \omega_{py}, \omega_{pz}$ 分别为身管 x_p 轴、 y_p 轴、 z_p 轴的角速度; β_b 为炮塔相对于车体的方位向姿态角; ε_b 为火炮身管相对于炮塔的俯仰姿态角; $\mathbf{C}_b^h$ 为 b 系到 h 系的变换矩阵; $\mathbf{C}_h^p$ 为 h 系到 p 系的变换矩阵^[12]。

根据文献[12]的研究,自行高炮从动侧的双轴动力学方程可表示为

$$\begin{cases} \ddot{\beta}_b = (T_h - T_{hr}) / (J_{hzz} + \Delta J_{hzz}) = (T_h - T_{hr}) / \tilde{J}_{hzz} \\ \ddot{\varepsilon}_b = (T_p - T_{pr}) / J_{pyy} \\ T_h = i_h T_{hs} \\ T_p = i_p T_{ps} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \Delta J_{hzz} = & \cos \varepsilon_b (J_{pzz} \cos \varepsilon_b - J_{pzz} \sin \varepsilon_b + m_p x_{pG} x_{hp} + \\ & m_p y_{pG} y_{hp} \cos \varepsilon_b) - \sin \varepsilon_b (J_{pzz} \cos \varepsilon_b - J_{pzz} \sin \varepsilon_b - \\ & m_p y_{pG} y_{hp} \sin \varepsilon_b - m_p z_{pG} x_{hp}) \end{aligned} \quad (3)$$

式中: T_h 为方位向电机通过传动机构输出的力矩在 z_h 轴方向上的有效值; T_p 为俯仰向电机通过传动机构输出的力矩在 y_p 轴方向上的有效值; T_{hr}, T_{pr} 分别为 z_h 轴、 y_p 轴的负载干扰力矩,包含了由质量偏心产生的动载荷干扰力矩、重力矩、摩擦力矩以及炮塔与身管的耦合力矩; J_{hzz} 为炮塔在 z_h 轴的转动惯量; ΔJ_{hzz} 为火炮身管附加给炮塔基座的转动惯量,两者相加后即方位炮塔的实际转动惯量 $\tilde{J}_{hzz}$; $J_{pzz}, J_{pyy}, J_{pzz}$ 分别为身管在 x_p, y_p, z_p 轴的转动惯量; J_{pzz}, J_{pzz} 为身管的惯性积; x_{pG}, y_{pG}, z_{pG} 为身管的质量偏心坐标; m_p 为高炮身管质量,对应炮塔质量为 m_h ; i_h, i_p 分别为方位向和俯仰向的减速比; T_{hs}, T_{ps} 分别为折算到方位向和俯仰向电机轴上的负载力矩。

1.2 含齿隙的双惯量伺服传动系统模型

以方位向为例,稳定系统驱动侧的执行机构采

用表贴式 PMSM, 其在 dq 坐标系下的数学模型为

$$\left\{ \begin{aligned} \dot{i}_d &= -\frac{R}{L}i_d + p_n\omega_{\text{hm}}i_q + \frac{u_d}{L} \\ \dot{i}_q &= -\frac{R}{L}i_q - p_n\omega_{\text{hm}}\left(i_d + \frac{\psi_f}{L}\right) + \frac{u_q}{L} \\ \dot{\theta}_{\text{hm}} &= \omega_{\text{hm}} \\ \dot{\omega}_{\text{hm}} &= \frac{K_{\text{ht}}i_q - T_{\text{hs}} - B_{\text{hm}}\omega_{\text{hm}}}{J_{\text{hvm}}} \end{aligned} \right. \quad (4)$$

式中: i_d, i_q, u_d, u_q 分别为电机 d 轴、 q 轴的电流与电压; L 为定子绕组电感; R 为定子绕组电阻; p_n 为极对数; ω_{hm} 为电机转速; ψ_f 为转子磁链; K_{ht} 为电磁转矩常数; T_{hs} 为电机侧负载力矩; J_{hm} 为电机的转动惯量; B_{hm} 为电机的阻尼系数。

自行高炮稳定跟踪系统的驱动侧到从动侧的综合传动间隙可采用齿隙非线性的死区模型描述,由于死区的不可微特性,引入线性的近似死区函数模拟非线性死区^[17]。

$$f(z) = z - \alpha \left(\frac{2}{1 + e^{-rz}} - 1 \right) \quad (5)$$

式中: $z = \theta_{\text{hm}} - i_{\text{h}}\beta_{\text{b}}$ 为驱动侧与从动侧的相对转角;
 α 为 $1/2$ 齿隙宽度; $r > 0$ 为齿隙拟合系数。

引理 1^[22] 对于(5)式中所描述的近似死区函数及其对应的死区 $f^*(z)$,满足以下条件:①对于拟合误差 $\Delta f(z) = f^*(z) - f(z)$, $\lim_{z \rightarrow \infty} \Delta f(z) = 0$;②当 $r = 2/\alpha$ 时, $f(z)$ 与 $f^*(z)$ 所围面积最小,即逼近误差最小,且 $\dot{f}(z)|_{z=0} \equiv 0$;③ $|\Delta f(z)| \leq \frac{2\alpha e^{-r\alpha}}{1 + e^{-r\alpha}}$ 。

则 T_{hs} 可表示为

$$T_{\text{hs}} = K_s \left[z - \alpha \left(\frac{2}{1 + e^{-rz}} - 1 \right) \right] + K_s \Delta f(z) + B_s z \quad (6)$$

式中: K_s 为传动机构弹性系数; B_s 为传动机构阻尼系数。同理, T_{ns} 也可参考(6)式表示。

1.3 大地坐标系下的等效闭环干扰速率补偿式稳定策略

自行高炮稳定策略采用文献[10]提出的大地坐标系下的干扰速率补偿式稳定,以方位向为例,其工作原理如图2所示,其中 $G_{\text{hc}}(s)$ 为简化的电流环。 p 系三轴角速度与身管姿态角满足

$$\begin{bmatrix} \phi_p \\ \theta_p \\ \psi_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \tan\theta_p \sin\phi_p & \tan\theta_p \cos\phi_p \\ 0 & \cos\phi_p & -\sin\phi_p \\ 0 & \sin\phi_p/\cos\theta_p & \cos\phi_p/\cos\theta_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{px} \\ \omega_{py} \\ \omega_{pz} \end{bmatrix} \quad (7)$$

联立(1)式与(7)式,得到

$$\begin{cases} \dot{\theta}_p = \cos\phi_p(\omega_{hy} + \varepsilon_b) - \sin\phi_p[\omega_{hx}\sin\varepsilon_b + \omega_{hz}\cos\varepsilon_b] \\ \dot{\psi}_p = \frac{\sin\phi_p}{\cos\theta_p}\omega_{py} + \frac{\cos\phi_p}{\cos\theta_p}[\omega_{hx}\sin\varepsilon_b + (r + \dot{\beta}_b)\cos\varepsilon_b] \end{cases} \quad (8)$$

为进一步构建身管姿态角与 β_b, ε_b 的联系,令干扰速率补偿量为

$$\begin{cases} \dot{\mathcal{E}}_{\text{bc}} = \tan\phi_{\text{p}} (\sin\mathcal{E}_{\text{b}}\omega_{\text{hx}} + \cos\mathcal{E}_{\text{b}}\omega_{\text{hz}}) - \omega_{\text{hy}} \\ \dot{\beta}_{\text{bc}} = -\frac{\tan\phi_{\text{p}}}{\cos\mathcal{E}_{\text{b}}}\omega_{\text{py}} - \tan\mathcal{E}_{\text{b}}\omega_{\text{hx}} - r \end{cases} \quad (9)$$

姿态耦合系数为

$$\begin{cases} k_\varepsilon = \cos\phi_p \\ k_\beta = \frac{\cos\phi_p \cos\varepsilon_b}{\cos\theta_p} \end{cases} \quad (10)$$

则身管姿态角速率重写为

$$\begin{cases} \dot{\theta}_p = k_\varepsilon (\varepsilon_b - \varepsilon_{bc}) \\ \dot{\psi}_p = k_\beta (\beta_b - \beta_{bc}) \end{cases} \quad (11)$$

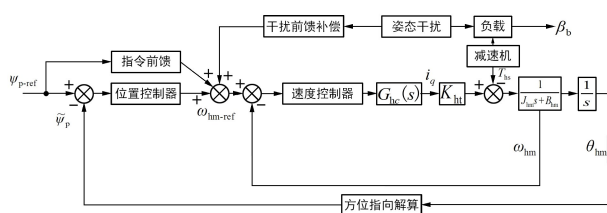


图 2 自行高炮稳定跟踪系统方位向工作原理框图

进而通过对 $\dot{\beta}_b, \varepsilon_b$ 的控制实现身管姿态角的稳定。对于采用等效闭环的自行高炮稳定跟踪系统, (9) 式中的 β_b, ε_b 分别用 $\tilde{\beta}_b = \theta_{hm}/i_h, \tilde{\varepsilon}_b = \theta_{pm}/i_p$ 替代, 实际的位置外环控制量为等效身管指向角度 $\tilde{\theta}_p, \tilde{\psi}_p$, 其控制原理图如图 2 所示。以方位向为例, 对 (11) 式中的 $\dot{\psi}_b$ 进一步求导, 有

$$\ddot{\psi}_p = k_\beta \ddot{\beta}_{b_1} + d_\psi = \frac{k_\beta (i_h T_{hs} - T_{hr})}{\tilde{J}_{hzz}} + d_\psi = \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{hzz}} \left[z - \alpha \left(\frac{2}{1 + e^{-rz}} - 1 \right) \right] + \frac{k_\beta i_h B_s}{\tilde{J}_{hzz}} z + \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{hzz}} \Delta f(z) - \frac{k_\beta}{\tilde{J}_{hzz}} T_{hr} + d_\psi \quad (12)$$

式中, $d_{jk} = \dot{k}_\beta(\dot{\beta}_k - \dot{\beta}_{k\beta}) - k_\beta \ddot{\beta}_{k\beta}$, 为确定的干扰项。

定义系统状态变量为

$$x_1 = \psi_p, \quad x_2 = f(z) = z - \alpha \left(\frac{2}{1 + e^{-rz}} - 1 \right),$$

$$x_3 = x_2 = z \left[1 - 2r\alpha \frac{e^{-rz}}{(1 + e^{-rz})^2} \right],$$

$$x_4 = i_q, x_5 = i_d$$

可得到含齿隙的自行高炮稳定跟踪系统状态空间方程为

$$\begin{cases} \ddot{x}_1 = \frac{k_\beta i_h K_s}{J_{hzz}} x_2 + d_\psi + \\ \frac{k_\beta i_h B_s}{J_{hzz}} z + \underbrace{\frac{k_\beta i_h K_s}{J_{hzz}} \Delta f(z)}_{d_1} - \underbrace{\frac{k_\beta}{J_{hzz}} T_{hr}}_{d_2} \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = \frac{K_{ht} \lambda_1}{J_{hm}} x_4 - \frac{B_{hm} \lambda_1}{J_{hm}} \omega_{hm} - \\ \lambda_1 \left(\frac{1}{J_{hm}} + \frac{i_h^2}{J_{hzz}} \right) (K_s x_2 + B_s z) + \\ \underbrace{2r^2 \alpha \lambda_2 z^2 - K_s \lambda_1 \left(\frac{1}{J_{hm}} + \frac{i_h^2}{J_{hzz}} \right) \Delta f(z)}_{d_3} + \underbrace{\frac{\lambda_1 i_h}{J_{hzz}} T_{hr}}_{d_4} \\ \dot{x}_4 = -\frac{R}{L} x_4 - p_n \omega_{hm} \left(x_5 + \frac{\psi_f}{L} \right) + \frac{u_q}{L} \\ \dot{x}_5 = -\frac{R}{L} x_5 + p_n \omega_{hm} x_4 + \frac{u_d}{L} \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\lambda_1 = 1 - 2r\alpha \frac{e^{-rz}}{(1 + e^{-rz})^2}$, $\lambda_2 = \frac{e^{-rz} - e^{-2rz}}{(1 + e^{-rz})^3}$, 干扰项 $d_i (i=1,2,3,4)$ 为未建模误差与未知扰动。根据系统实际运行状况,做如下合理假设:

假设1 被控对象 x_1 的参考信号 x_1^* 的前二阶导数一致连续且有界。

假设2 干扰项 d_i 未知且有界,满足 Lipschitz 条件,即存在正实数 $l_i, \dot{l}_i$, 使得 $|d_i| \leq l_i, |\dot{d}_i| \leq \dot{l}_i$ 恒成立。

2 控制器设计

采用等效闭环时,速度环的控制对象并非负载的转速,而是驱动侧电机的等效转速,这对系统整体的精确性显然是不利的,为了进一步提高系统的控制精度,减少因齿隙而产生的电机转速突变以及过大的刚性冲击力矩,在不改变等效闭环控制整体结构的基础上,本文依据文献[21]给出了一种基于全

阶终端滑模的反步控制算法(full-order terminal sliding-mode backstepping control, FOTSMBC)。

2.1 有限时间干扰观测器设计

行进间射击状态下自行高炮的动载荷干扰力矩会对稳定跟踪造成极大影响^[11],为了方便后续控制器参数的设计,同时减少干扰误差,需要对负载侧干扰力矩 T_{hr} 进行观测与补偿。尽管上文给出了电机侧负载力矩 T_{hs} 的拟合估计值 $\hat{T}_{hs}$,但其初衷是为了方便控制器的设计。根据引理1可知,当系统工作在齿隙边缘时该拟合值与实际值存在较大的未建模误差,并且易证(13)式中的系统不完全能观, T_{hs} 和 T_{hr} 无法同时观测。因此本文选择先通过有限时间干扰观测器得到电机侧负载的精确观测值 $\hat{T}_{hs}$,再通过测得的负载加速度 β_b 联立(2)式,求取负载侧干扰力矩的估计值 $\tilde{T}_{hr}$ 。

由于PMSM控制器的开关频率非常高,可近似认为负载转矩在控制周期内无变化,构建PMSM扩展状态方程,如(14)式所示。

$$\begin{cases} \dot{\omega}_{hm} = \frac{K_{ht} i_q - B_{hm} \omega_{hm} - T_{hs}}{J_{hm}} \\ \dot{T}_{hs} = 0 \end{cases} \quad (14)$$

则负载转矩观测器可表示为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\omega}}_{hm} = \frac{K_{ht} i_q - B_{hm} \hat{\omega}_{hm} - \hat{T}_{hs}}{J_{hm}} \\ \dot{\hat{T}}_{hs} = u \end{cases} \quad (15)$$

式中: $\hat{\omega}_{hm}$ 为转速观测值; $\hat{T}_{hs}$ 为电机负载转矩观测值; u 为观测器的控制率。为保证观测器的准确性和快速性,设计非奇异终端滑模有限时间干扰观测器,令观测器转速误差 $e_\omega = \omega_{hm} - \hat{\omega}_{hm}$,可定义非奇异终端滑模面

$$s = e_\omega + \beta |e_\omega|^\gamma \text{sgn}(\dot{e}_\omega) \quad (16)$$

式中: $\beta > 0, 1 < \gamma < 2$ 。

为减小滑模观测器的抖振并加快收敛速度,选取改进型指数趋近率,即

$$\dot{s} = -k_0 s - k_1 |s|^\eta \text{sgn}(s) \quad (17)$$

式中: $k_0, k_1 > 0, 0 < \eta < 1$ 。

引理2^[23] 若存在 Lyapunov 函数 $V(x)$ 满足 $\dot{V}(x) + \delta V(x) + \zeta V^\lambda(x) \leq 0 (\delta > 0, \zeta > 0, 0 < \lambda < 1)$, 则系统的状态变量能在有限时间 T_s 内收敛到原点,且满足 $T_s \leq \frac{1}{\delta(1-\lambda)} \ln \frac{\delta V^{1-\lambda}(x_0) + \zeta}{\zeta}$ 。

定理 1 对于(15)式给定的观测器,选取(16)式的滑模面和(17)式的趋近率,可通过设置如(18)式所示控制率 u ,使得观测器误差 e_ω 及其导数 $\dot{e}_\omega$ 在有限时间内收敛至零。

$$u = B_{\text{hm}} \dot{e}_\omega - \frac{|\dot{e}_\omega|^{2-\gamma} J_{\text{hm}}}{\beta\gamma} \text{sgn}(\dot{e}_\omega) - k_0 s - k_1 |s|^\eta \text{sgn}(s) \quad (18)$$

证明 选取 Lyapunov 函数 $V_0 = s^2/2$, 对其求导后可得

$$\begin{aligned} \dot{V}_0 = s\dot{s} &= s \left(\dot{e}_\omega + \beta\gamma |\dot{e}_\omega|^{\gamma-1} \frac{u - B_{\text{hm}} \dot{e}_\omega}{J_{\text{hm}}} \right) = \\ &= s \left(-\beta\gamma |\dot{e}_\omega|^{\gamma-1} \frac{k_0 s + k_1 |s|^\eta \text{sgn}(s)}{J_{\text{hm}}} \right) \leq \\ &= -2\bar{k}_0 V_0 - 2^{\frac{\eta+1}{2}} \bar{k}_1 V_0^{\frac{\eta+1}{2}} \end{aligned} \quad (19)$$

式中

$$\bar{k}_0 = \min \left\{ \frac{\beta\gamma |\dot{e}_\omega|^{\gamma-1} k_0}{J_{\text{hm}}} \right\}, \quad \bar{k}_1 = \min \left\{ \frac{\beta\gamma |\dot{e}_\omega|^{\gamma-1} k_1}{J_{\text{hm}}} \right\}$$

根据引理 2, $e_\omega, \dot{e}_\omega$ 将在有限时间内收敛, 收敛时间为

$$t \leq \frac{1}{(1-\eta)\bar{k}_0} \ln \left(\frac{\bar{k}_0 V_0^{\frac{1-\eta}{2}} + 2^{\frac{\eta-1}{2}} \bar{k}_1}{2^{\frac{\eta-1}{2}} \bar{k}_1} \right) \quad (20)$$

根据(2)式, 负载侧干扰力矩的估计值可表示为(21)式。

$$\tilde{T}_{\text{hr}} = i_{\text{h}} \hat{T}_{\text{hs}} - \tilde{J}_{\text{hzz}} \hat{\beta}_{\text{b}} \quad (21)$$

将该估计值代入(13)式, 可大幅度减小 d_2, d_4 对系统的干扰, 并令负载侧干扰力矩估计误差为 $\Delta T_{\text{hr}} = T_{\text{hr}} - \tilde{T}_{\text{hr}}$, 未知扰动 d_2, d_4 可分别重写为

$$\begin{aligned} s_1 &= \dot{x}_1^* - \ddot{x}_1 + c_{12} \text{sgn}(\dot{e}_1) |\dot{e}_1|^{\alpha_{12}} + c_{11} \text{sgn}(e_1) |e_1|^{\alpha_{11}} = \dot{x}_1^* - \frac{k_\beta i_{\text{h}} K_s}{\tilde{J}_{\text{hzz}}} (x_2^* - e_2) - \frac{k_\beta i_{\text{h}} B_s}{\tilde{J}_{\text{hzz}}} z - d_\psi - d_1 - d_2 + \\ &+ c_{12} \text{sgn}(\dot{e}_1) |\dot{e}_1|^{\alpha_{12}} + c_{11} \text{sgn}(e_1) |e_1|^{\alpha_{11}} = \dot{x}_1^* + x_{2\text{eq}} + x_{2n} + \frac{k_\beta i_{\text{h}} K_s}{\tilde{J}_{\text{hzz}}} e_2 - \frac{k_\beta i_{\text{h}} B_s}{\tilde{J}_{\text{hzz}}} z - \\ &+ d_\psi - d_1 - d_2 + c_{12} \text{sgn}(\dot{e}_1) |\dot{e}_1|^{\alpha_{12}} + c_{11} \text{sgn}(e_1) |e_1|^{\alpha_{11}} = x_{2n} + \frac{k_\beta i_{\text{h}} K_s}{\tilde{J}_{\text{hzz}}} e_2 - d_1 - d_2' \end{aligned} \quad (27)$$

选取 Lyapunov 函数 $V_1 = \frac{1}{2} s_1^2$, 对其求导后有

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = s_1 \dot{s}_1 &= s_1 \left(\dot{x}_{2n} + \frac{d(k_\beta i_{\text{h}} K_s e_2 / \tilde{J}_{\text{hzz}})}{dt} - \dot{d}_1 - \dot{d}_2' \right) = \left[-(\dot{d}_1 + \dot{d}_2') s_1 - \frac{k_{d1}}{T_1} |s_1| \right] + \\ &+ \frac{(-x_{2n} s_1 - k_{T1} |s_1|)}{T_1} - \frac{\eta_1}{T_1} s_1^2 + s_1 \frac{d(k_\beta i_{\text{h}} K_s e_2 / \tilde{J}_{\text{hzz}})}{dt} = \dot{V}_1' + s_1 \frac{d(k_\beta i_{\text{h}} K_s e_2 / \tilde{J}_{\text{hzz}})}{dt} \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{cases} d_2' = -\frac{k_\beta}{\tilde{J}_{\text{hzz}}} \Delta T_{\text{hr}} \\ d_4' = \frac{\lambda_1 i_{\text{h}}}{\tilde{J}_{\text{hzz}}} \Delta T_{\text{hr}} \end{cases} \quad (22)$$

2.2 FOTSMBC 设计

步骤 1 定义方位向跟踪误差

$$e_1 = \psi_{\text{p-ref}} - \psi_{\text{p}} = x_1^* - x_1 \quad (23)$$

为简化控制器设计同时抑制滑模抖振, 在系统的位置环引入了相对阶数为 2 的终端滑模面, 即

$$s_1 = \ddot{e}_1 + c_{12} \text{sgn}(\dot{e}_1) |\dot{e}_1|^{\alpha_{12}} + c_{11} \text{sgn}(e_1) |e_1|^{\alpha_{11}} \quad (24)$$

式中: c_{12}, c_{11} 为正实数, 其取值满足(24)式对应的多项式 $p^2 + c_{12}p + c_{11}$ 为 Hurwitz 多项式; $\alpha_{11} =$

$$\frac{\alpha_{12}}{2 - \alpha_{12}}, \alpha_{12} \in (1 - \varepsilon, 1), \varepsilon \in (0, 1)。$$

将 x_2 视为虚拟控制量, 按照无抖振 FOTSM 的设计方法^[21], 其期望值 x_2^* 设计为

$$\begin{cases} x_2^* = -\frac{\tilde{J}_{\text{hzz}}}{k_\beta i_{\text{h}} K_s} (x_{2\text{eq}} + x_{2n}) \\ x_{2\text{eq}} = d_\psi + \frac{k_\beta i_{\text{h}} B_s}{\tilde{J}_{\text{hzz}}} z - \frac{k_\beta}{\tilde{J}_{\text{hzz}}} \tilde{T}_{\text{hr}} - \ddot{x}_1^* - \\ \quad c_{12} \text{sgn}(\dot{e}_1) |\dot{e}_1|^{\alpha_{12}} - c_{11} \text{sgn}(e_1) |e_1|^{\alpha_{11}} \\ T_1 \ddot{x}_{2n} + x_{2n} = v_1 \\ v_1 = -(k_{d1} + k_{T1}) \text{sgn}(s_1) - \eta_1 s_1 \end{cases} \quad (25)$$

定义误差变量

$$e_2 = x_2^* - x_2 \quad (26)$$

联立(24)~(26)式, 得到

步骤2 因姿态耦合系数 k_β 、等效惯量 $\tilde{J}_{hzz}$ 的变化率远小于 e_2 的变化率,可近似认为(29)式成立。

$$\frac{d(k_\beta i_h K_s e_2 / \tilde{J}_{hzz})}{dt} = \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{hzz}} \dot{e}_2 \quad (29)$$

选取 Lyapunov 函数 $V_2 = V_1 + \frac{1}{2}e_2^2$, 对其求导后得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2(\dot{x}_2^* - \dot{x}_2) = \\ \dot{V}_1' &+ \left(e_2 + \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{hzz}} s_1 \right) (\dot{x}_2^* - x_3) \end{aligned} \quad (30)$$

将 x_3 视为虚拟控制量,令其期望值为 x_3^* ,定义误差变量

$$e_3 = x_3^* - x_3 \quad (31)$$

期望值为 x_3^* , 取为

$$x_3^* = \dot{x}_2^* + k_2 \left(e_2 + \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{hzz}} s_1 \right) \quad (32)$$

式中, $k_2 > 0$ 为设计参数。将(31) ~ (32) 式代入(30) 式可得

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1' - k_2 \left(e_2 + \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{hzz}} s_1 \right)^2 + \left(e_2 + \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{hzz}} s_1 \right) e_3 \quad (33)$$

步骤3 选取 Lyapunov 函数 $V_3 = V_2 + \frac{1}{2}e_3^2$, 对其求导后得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_1' - k_3 \left(e_2 + \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{hzz}} s_1 \right)^2 + \left(e_2 + \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{hzz}} s_1 \right) e_3 + e_3 \left[\dot{x}_3^* - \frac{K_{ht} \lambda_1}{J_{hm}} x_4 + \frac{B_{hm} \lambda_1}{J_{hm}} \omega_{hm} - \right. \\ &\quad \left. 2r^2 \alpha \lambda_2 z^2 - \frac{\lambda_1 i_h \tilde{T}_{hr}}{\tilde{J}_{hzz}} + \lambda_1 \left(\frac{1}{J_{hm}} + \frac{i_h^2}{\tilde{J}_{hzz}} \right) (K_s x_2 + B_s z) - d_3 - d_4' \right] \end{aligned} \quad (34)$$

将 x_4 视为虚拟控制量,令其期望值为 x_4^* ,并定义误差变量

$$e_4 = x_4^* - x_4 \quad (35)$$

由于该系统包含了未知扰动与未建模误差,为

保证系统的鲁棒性和控制的连续性,避免出现微分膨胀。在控制率中引入连续饱和函数 $\text{sgmf}(\cdot)$ [24] 代替符号函数 $\text{sgn}(\cdot)$, x_4^* 的控制率设计为

$$\begin{aligned} x_4^* &= - \frac{J_{hm}}{K_{ht} \lambda_1} \left[2r^2 \alpha \lambda_2 z^2 + \frac{\lambda_1 i_h \tilde{T}_{hr}}{\tilde{J}_{hzz}} - \dot{x}_3^* - \frac{B_{hm} \lambda_1}{J_{hm}} \omega_{hm} - \lambda_1 \left(\frac{1}{J_{hm}} + \frac{i_h^2}{\tilde{J}_{hzz}} \right) (K_s x_2 + B_s z) - \right. \\ &\quad \left. e_2 - \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{hzz}} s_1 - k_{d2} \text{sgmf}(e_3, \delta) - k_3 e_3 \right] \end{aligned} \quad (36)$$

式中: $k_3 > 0$ 为设计参数; $\delta > 0$ 为 $\text{sgmf}(\cdot)$ 函数边界层宽度,其值越小, $\text{sgmf}(\cdot)$ 函数越接近 $\text{sgn}(\cdot)$ 函数。 $\text{sgmf}(e_3, \delta)$ 的表达式为

$$\text{sgmf}(e_3, \delta) = 2 \left(\frac{1}{1 + \exp(-e_3/\delta)} - \frac{1}{2} \right) \quad (37)$$

将(36)式的控制率和(35)式代入(34)式,得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_1' - k_2 \left(e_2 + \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{hzz}} s_1 \right)^2 + [- (d_3 + d_4') e_3 - \\ &\quad k_{d2} \text{sgmf}(e_3, \delta) e_3] - k_3 e_3^2 + \frac{K_{ht} \lambda_1}{J_{hm}} e_3 e_4 \end{aligned} \quad (38)$$

步骤4 PMSM 电气子系统为2个相对阶数为1的子系统, d 轴给定参考电流满足 $x_5^* = 0$ 。

定义误差变量

$$e_5 = x_5^* - x_5 \quad (39)$$

控制量 u_q, u_d 设计为

$$\begin{cases} u_q = Rx_4 + p_n \omega_{hm} (Lx_5 + \psi_f) + \\ L \left(\dot{x}_4^* + \frac{K_{ht} \lambda_1}{J_{hm}} e_3 \right) + Lk_4 e_4 \\ u_d = Rx_5 - p_n \omega_{hm} Lx_4 + Lk_5 e_5 \end{cases} \quad (40)$$

式中, $k_4 > 0, k_5 > 0$ 为设计参数。最终得到考虑齿隙的自行高炮稳定跟踪系统方位向 FOTSMBC 框图,如图3所示。俯仰向控制系统结构与图3类似,可省略等效惯量计算环节。

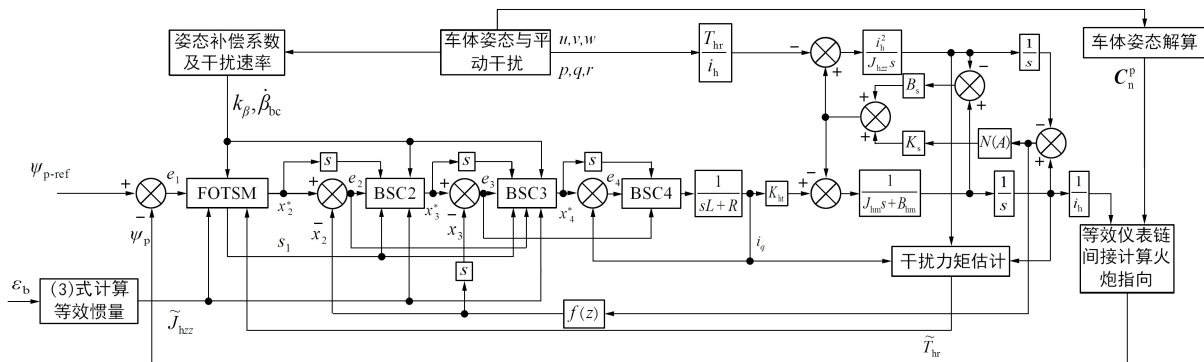


图 3 自行高炮稳定跟踪系统方位向 FOTSMBC 框图

2.3 稳定性分析

选取整体系统的 Lyapunov 函数 V 为

$$V = \frac{1}{2}s_1^2 + \frac{1}{2}\sum_{i=2}^5 e_i^2 \quad (41)$$

定理 2 对于(13)式所描述的自行高炮稳定跟

踪系统,采用(25),(32),(36),(40)式设计反步控制率,在满足假设1、假设2的条件下,可通过设计合理的控制参数,使系统状态误差变量 $\mathbf{e} = [e_1, e_2, e_3, e_4, e_5]^T$ 收敛至平衡点附近,即满足一致有界性。

证明 对(41)式求导,得到

$$\begin{aligned} \dot{V} = & s_1 \dot{s}_1 + \sum_{i=2}^5 e_i \dot{e}_i = s_1 \left(\dot{x}_{2n} + \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{hzz}} \dot{e}_2 - \dot{d}_1 - \dot{d}'_2 \right) + e_2 (\dot{x}_2^* - x_3^* + e_3) + e_3 \left(\dot{x}_{4n} + \frac{K_{ht} \lambda_1}{J_{hm}} \dot{e}_4 - \dot{d}_3 - \dot{d}'_4 \right) + \\ & e_4 \left(\dot{x}_4^* + \frac{R}{L} x_4 + p_n \omega_{hm} x_5 + p_n \omega_{hm} \frac{\psi_f}{L} - \frac{u_q}{L} \right) + e_5 \left(\dot{x}_5^* + \frac{R}{L} x_5 - p_n \omega_{hm} x_4 - \frac{u_d}{L} \right) = \\ & \left[-(\dot{d}_1 + \dot{d}'_2) s_1 - \frac{k_{d1}}{T_1} |s_1| \right] + \frac{(-x_{2n} s_1 - k_{T1} |s_1|)}{T_1} - \frac{\eta_1}{T_1} s_1^2 - k_2 \left(e_2 + \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{hzz}} s_1 \right)^2 + \\ & [- (d_3 + d'_4) e_3 - k_p \text{sgmf}(e_3, \delta) e_3] - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 - k_5 e_5^2 \end{aligned} \quad (42)$$

当 δ 足够小时, 连续饱和函数 $\text{sgmf}(e_3, \delta)$ 可近似为符号函数, 其在 $e_3 = 0$ 的邻域仍可求导。结合假设 1、假设 2, 为使系统渐进稳定, 需将系统控制参数设置为

$$\left\{ \begin{array}{l} |k_{d1}| \geq T_1(|i_1 + i_2|) \geq T_1(|d_1| + |d'_2|) \\ |k_{T1}| \geq |x_{2n}| \\ |k_{d2}| \geq l_3 + l_4 \geq |d_3| + |d'_4| \\ \eta_1 > 0, k_i > 0 (i = 2, 3, 4, 5) \end{array} \right. \quad (43)$$

将(43)式代入(42)式,得到

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{V} \leq -\frac{\eta_1}{T_1} s_1^2 - k_2 \left(e_2 + \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{\text{hzz}}} s_1 \right)^2 - k_3 e_3^2 - \\ k_4 e_4^2 - k_5 e_5^2 \leq 0, |e_3| \geq \delta \\ \dot{V} \leq -\frac{\eta_1}{T_1} s_1^2 - k_2 \left(e_2 + \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{\text{hzz}}} s_1 \right)^2 - k_3 e_3^2 - \\ k_4 e_4^2 - k_5 e_5^2 + (l_3 + l_4) \delta, |e_3| < \delta \end{array} \right. \quad (44)$$

(44) 式表明当 $|e_3| > \delta$ 时系统是渐进稳定的。

定义新的 Lyapunov 函数 V' 为

$$V' = \frac{1}{2}s_1^2 + \frac{1}{2}\left(e_2 + \frac{k_\beta i_h K_s}{\tilde{J}_{hxx}}s_1\right)^2 + \frac{1}{2}\sum_{i=3}^5 e_i^2 \quad (45)$$

取正常数 $l_{\min} = \min\left\{\frac{\eta_1}{T_1}, k_2, k_3, k_4, k_5\right\}$, 则 (44)

式的第二个式子可进一步化简为

$$\dot{V}' \leq -2l_{\min} V' + (l_2 + l_4)\delta, |e_2| \leq \delta \quad (46)$$

对微分方程(46)式两端积分,得到

$$0 \leq V'(t) \leq V'(0)e^{-2l_{\min}t} + (1 - e^{-2l_{\min}t}) \frac{(l_3 + l_4)\delta}{2l_{\min}} = H(t) \quad (47)$$

(41)式和(45)式做差,利用 Young 不等式化简后得到

$$V(t) - V'(t) = -\frac{k_{\beta}i_hK_s}{2\tilde{J}_{hzz}}s_1\left(\frac{k_{\beta}i_hK_s}{\tilde{J}_{hzz}}s_1 + e_2\right) - \frac{k_{\beta}i_hK_s}{2\tilde{J}_{hzz}}s_1e_2 < \frac{k_{\beta}i_hK_s}{2\tilde{J}_{hzz}}\left[\frac{s_1^2}{2} + \frac{1}{2}\left(e_2 + \frac{k_{\beta}i_hK_s}{\tilde{J}_{hzz}}s_1\right)^2\right] +$$
$$\frac{1}{8}\left(e_2 + \frac{k_{\beta}i_hK_s}{\tilde{J}_{hzz}}s_1\right)^2 < \left(\frac{k_{\beta}i_hK_s}{2\tilde{J}_{hzz}} + \frac{1}{4}\right)H(t)$$

(48)

故 $V(t)$ 满足(49)式。

$$0 \leq V(t) \leq \left(\frac{k_{\beta}i_hK_s}{2\tilde{J}_{hzz}} + \frac{5}{4}\right)H(t)$$

(49)

(49)式表明闭环系统具有一致最终有界性,当 δ 足够小, $\frac{\eta_1}{T_1}, k_2, k_3, k_4, k_5$ 足够大时,即可保证 V 收敛到平衡点附近充分小的邻域。同时由(47)式可知,系统误差变量 $\boldsymbol{e} = [e_1, e_2, e_3, e_4, e_5]$ 按指数收敛。

为了便于定理 2 的推导,(41)式中不包含有限时间干扰观测器的观测误差。由定理 1 可知,当 V 包含了观测误差时,定理 2 的结论同样是成立的。

3 仿真实验

利用 Simulink 搭建自行高炮稳定跟踪系统仿真模型,系统动力学模型参考了文献[25]所提出的质量偏心状态下的炮塔、自行高炮身管与车体之间的动力学模型,采用传统的 PID 控制设计了三环控制方法,采用了终端滑模面设计了反步控制器(terminal sliding-mode backstepping control, TSMBC)^[26],PID 和 TSMBC 作为本文仿真的对照组,以验证 FOTSMBC 的有效性。在高炮稳定工况下对上述 3 种控制算法进行仿真验证。自行高炮稳定跟踪系统主要机械参数、PMSM 参数见表 1~2。

表 1 自行高炮稳定跟踪系统机械参数

参数	数值	参数	数值
$J_{hzz}/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	2 490	x_{pG}/m	0.4
$J_{pyy}/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	861	y_{pG}/m	0
$J_{pzz}/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	754	z_{pG}/m	0
$J_{pxx}/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	152	x_{hp}/m	0.3
$J_{pyy}/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	152	y_{hp}/m	0
$J_{pzz}/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	177	z_{hp}/m	-0.2
m_h/kg	4 000	$K_s/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{rad}^{-1})$	3 000
m_p/kg	1 100	$B_s/(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1})$	0.1
i_h	206	$\alpha(\text{方位向})/\text{rad}$	0.216
i_p	247.5	$\alpha(\text{俯仰向})/\text{rad}$	0.259

表 2 PMSM 参数

参数	方位电机	俯仰电机
定子绕组电感 L/mH	0.1	0.706
定子电阻 R/Ω	0.003 5	0.12
转子磁链 ψ_t/Wb	0.08	0.117 8
极对数 p_n	3	3
转子惯量 $/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.039 2	0.008 6
黏性摩擦因数	0.014 55	0.007 962

有限时间干扰观测器的参数取值为: $\beta = 2, \gamma = 1.5, k_0 = 10, k_1 = 5, \eta = 0.5$ 。为使控制器快速收敛并达到齿隙补偿效果,滑模面参数设计为: $c_{12} = 10, c_{11} = 20, a_{12} = 0.8, a_{11} = 2/3$;FOTSMBC 控制器参数的具体取值为: $T_1 = 0.05, k_{d1} + k_{T1} = 10, \eta_1 = 5, k_2 = 0.5, k_3 = 20, \delta = 0.1, k_{d2} = 200, k_4 = k_5 = 150$ 。

PID 控制系统的位置环采用含指令前馈的比例控制,电流环控制器基于期望截止频率确定 PI 参数,转速环采用最大相位裕度方法进行设计^[14]。电流环 PI 参数 k_{cp}, k_{ci} 和转速环 PI 参数 k_{sp}, k_{si} 的整定公式分别如(50)~(51)式所示。

$$\begin{cases} k_{cp} = L\omega_{cc}^* \\ k_{ci} = R\omega_{cc}^* \end{cases}$$

(50)

$$\begin{cases} k_{sp} = \frac{J_{hm}\omega_{sc}^*}{K_{ht}} \\ k_{si} = \frac{J_{hm}\omega_{sc}^{*3}}{K_{ht}\omega_{cc}^*} \end{cases}$$

(51)

式中: ω_{cc}^* 为电流环的期望截止频率; $\omega_{cc}^* = 2\,000$; ω_{sc}^* 为转速环期望带宽; $\omega_{sc}^* = 50$ 。

为模拟较为恶劣的运动条件下稳定跟踪的过程,设置车体 3 个方向的姿态角变化周期为 2 s,变化幅值为 7° ,车体的初始运动速度为 10 m/s,并给予周期为 2 s,幅值为 2 m/s^2 ,相位为 0° 的余弦加速度信号,引入的车体姿态角干扰均满足以下条件:车体横滚角、俯仰角、航向角的变化周期为 2 s,变化幅值为 7° ,初始相位分别为 $0^\circ, -30^\circ, -45^\circ$ 。

给定大地坐标系下方位俯仰参考指令为 1.047 2 rad(即 60°),以此来模拟行进间高炮对准

远距离固定目标时的工况。通过有限时间干扰观测器和负载加速度估计负载侧干扰力矩,降低控制设计难度并提升系统的鲁棒性。图 4 展示了负载干扰力矩实际值与估计值,可以看出估计值与实际值相近,验证了所设计观测器的有效性。

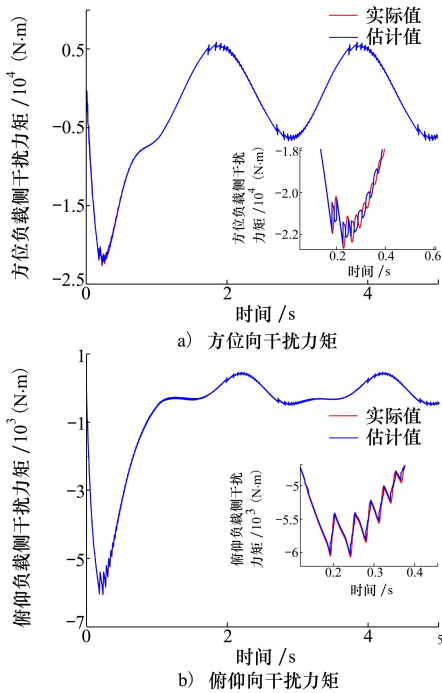


图 4 负载侧干扰力矩与估计值

由图 5a) ~ 5b) 的稳定曲线可知,FOTSMBC 的上升速度要略低于 TSMBC 和 PID,FOTSMBC 和 TSMBC在方位向和俯仰向的超调量都显著低于 PID

控制器,TSMBC 设计的控制器拥有最快的收敛速度,而 FOTSMBC 的收敛速度略低于另外 2 种方法。当方位角和俯仰角逐渐逼近参考指令后,车体姿态干扰会令稳定跟踪系统反复进入到齿隙过渡阶段,在经过齿隙阶段后,PID 控制系统的方位向和俯仰向角度均出现了较大幅度振荡,导致其稳态误差增大,而 FOTSMBC 和 TSMBC 方法将齿隙作为控制变量并对其进行补偿,有效减小了稳态误差,其中 FOTSMBC 得益于无抖振的设计方法,稳定曲线更为平稳,3 种控制方法的超调量、收敛时间及稳态误差幅值见表 3。

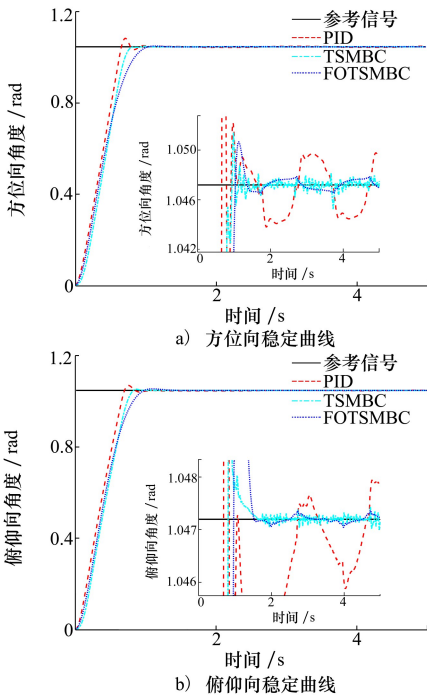


图 5 行进间稳定曲线

表 3 行进间稳定仿真结果

控制方法	方位向超调量/%	俯仰向超调量/%	方位向收敛时间/s	俯仰向收敛时间/s	方位向稳态误差幅值/rad	俯仰向稳态误差幅值/rad
PID	3.37	2.08	0.99	1.00	2.32×10^{-3}	1.33×10^{-3}
TSMBC	0.38	0.63	0.94	0.98	1.21×10^{-3}	0.18×10^{-3}
FOTSMBC	0.33	0.67	1.01	1.12	0.69×10^{-3}	0.16×10^{-3}

方位向和俯仰向电机的转速曲线及负载冲击力矩分别由图 6~7 描述,PID 控制系统在驱动侧会产生幅值更高的传动冲击力矩,导致其电机转速曲线出现明显的抖振现象,TSMBC 控制系统由于滑模抖振和传动齿隙的存在,同样会出现电机转速抖振,

FOTSMBC 方法对齿隙进行了有效补偿,且虚拟控制量设计较为平滑,控制系统内传动冲击力矩的幅值较小并且引入了负载力矩观测器进行了补偿,因此其转速曲线较为连续平稳,拥有更良好的动态特性。

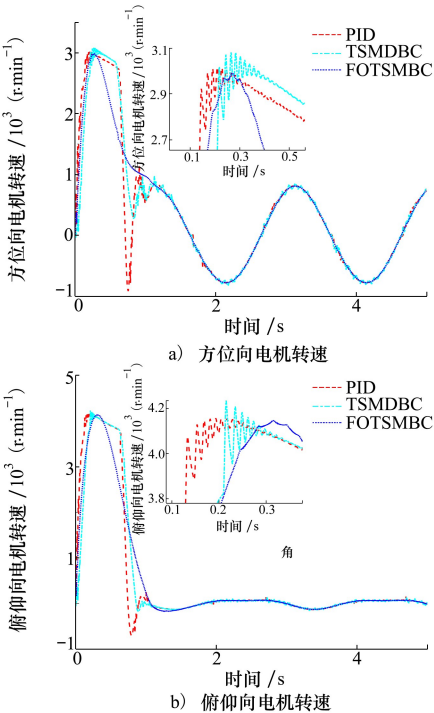


图 6 伺服电机转速曲线

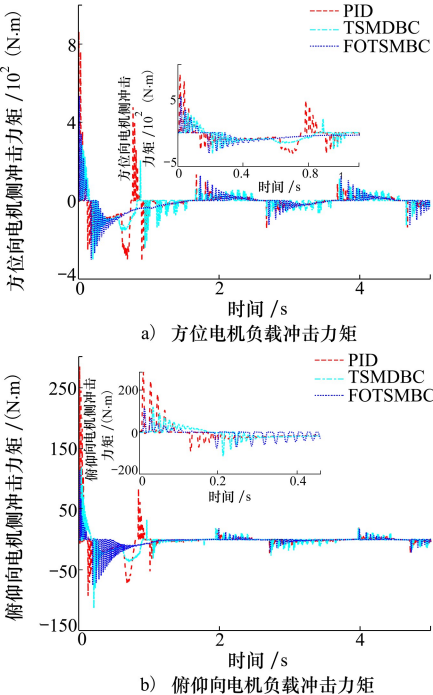


图 7 驱动侧负载冲击力矩

4 结 论

本文以自行高炮稳定跟踪系统为研究对象,充分考虑了行进间的姿态干扰与自行高炮自身的物理结构特征,针对传动机构的齿隙非线性,设计了基于无抖振全阶终端滑模的反步控制器,在高炮稳定工况下进行了仿真验证,得到了以下结论:

1) 本文设计的 FOTSMBC 控制器拥有优秀的动态性能,保证较低的调节时间,同时,大幅度减小了超调量。

2) 对比传统的 PID 控制器和 SMBC 控制器, FOTSMBC 控制器补偿了传动齿隙,降低了系统的稳态误差和传动冲击力矩幅值,有效地抑制了抖振现象,在负载干扰和姿态干扰的条件下表现出强鲁棒性。

3) 等效位置闭环控制策略在一定程度上限制了 FOTSMBC 的齿隙补偿效果,但并不影响整个系统的稳定性。本文提出的控制方法为具备行进间射击能力的高精度火炮稳定跟踪控制器设计提供了理论依据,具有一定的理论和应用价值,适用于其他含传动齿隙的双轴武器稳定跟踪系统的控制器设计。

参考文献:

[1] OU H Y, WU D, WANG S X, et al. The research on the efficiency of UAV swarm anti-UAV swarm operations[C]//Proceedings of the 21st International Conference on Man-Machine-Environment System Engineering, 2022: 341-346.

[2] 张皓, 吴虎胜, 彭强. “低慢小”无人机反制装备及关键技术发展需求综述[J]. 航空兵器, 2022, 29(5): 43-52.

ZHANG Hao, WU Husheng, PENG Qiang. Summary of development requirements of "low, slow and small" UAV countermeasure equipment and key technologies[J]. Aero Weaponry, 2022, 29(5): 43-52. (in Chinese)

[3] 李伟, 韩崇伟, 张太平, 等. 自行高炮射击线稳定系统动力学建模与仿真[J]. 兵工学报, 2013, 34(10): 1201-1208.

LI Wei, HAN Chongwei, ZHANG Taiping, et al. Dynamic modeling and simulation for firing line stabilization system of self-propelled antiaircraft gun[J]. Acta Armamentarii, 2013, 34(10): 1201-1208. (in Chinese)

[4] 葛建立, 邓远泊, 王宗范, 等. 轮式突击炮行进间射击炮口振动分析及稳定控制[J]. 国防科技大学学报, 2023, 45(4): 162-169.

- GE Jianli, DENG Yuanbo, WANG Zongfan, et al. Muzzle vibration analysis and stability control of wheeled assault gun firing on the move[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2023, 45(4): 162-169. (in Chinese)
- [5] DURSUN T, BÜYÜKCİVELEK F, UTLU Ç. A review on the gun barrel vibrations and control for a main battle tank[J]. Defence Technology, 2017, 13(5): 353-359.
- [6] 韩崇伟, 李伟, 王跃进, 等. 现代火炮随动系统[M]. 北京: 兵器工业出版社, 2019: 7-9.
HAN Chongwei, LI Wei, WANG Yuejin, et al. Modern artillery servo system[M]. Beijing: Weapon Industry Press, 2019: 7-9. (in Chinese)
- [7] 王律化, 石志勇, 王海亮, 等. 自行火炮动基座初始对准综述[J]. 兵器装备工程学报, 2018(2): 20-24.
WANG Lühua, SHI Zhiyong, WANG Hailiang, et al. Initial alignment algorithm for the self-propelled SINS on moving base[J]. Journal of Ordnance Equipment Engineering, 2018(2): 20-24. (in Chinese)
- [8] 王一珉, 杨国来, 王丽群. 坦克炮控系统 RBF 神经网络自适应鲁棒控制方法研究[J]. 振动与冲击, 2022, 41(24): 72-78.
WANG Yimin, YANG Guolai, WANG Liqun. Adaptive robust control for a gun control system of a tank compensated by a RBF neural network[J]. Journal of Vibration and Shock, 2022, 41(24): 72-78. (in Chinese)
- [9] 袁树森, 邓文翔, 姚建勇, 等. 全电坦克双向稳定系统自适应积分鲁棒控制[J]. 兵工学报, 2023, 44(1): 140-155.
YUAN Shusen, DENG Wenxiang, YAO Jianyong, et al. Adaptive integral robust control for the bidirectional stability system of all-electric tanks[J]. Acta Armamentarii, 2023, 44(1): 140-155. (in Chinese)
- [10] 李伟, 杨刚, 陈腾飞, 等. 某全闭环操瞄系统的火炮身管指向控制研究[J]. 兵工学报, 2015, 36(9): 1811-1818.
LI Wei, YANG Gang, CHEN Tengfei, et al. Research on gun pointing control of a full closed-loop aiming system[J]. Acta Armamentarii, 2015, 36(9): 1811-1818. (in Chinese)
- [11] 李伟, 姜俊峰, 任海波, 等. 行进间火炮指向稳定跟踪系统建模与控制[J]. 兵工学报, 2018, 39(8): 1479-1490.
LI Wei, JIANG Junfeng, REN Haibo, et al. Modeling and control of pointing-stabilizing-tracking system for marching guns[J]. Acta Armamentarii, 2018, 39(8): 1479-1490. (in Chinese)
- [12] 江腾耀, 李伟, 雷昱, 等. 自行高炮稳定跟踪系统建模与谐振抑制方法[J]. 兵工学报, 2024, 45(9): 3029-3043.
JIANG Tengyao, LI Wei, LEI Yu, et al. Modeling and resonance suppression method for stabilizing-tracking system of self-propelled anti-aircraft gun[J]. Acta Armamentarii, 2024, 45(9): 3029-3043. (in Chinese)
- [13] 李伟, 韩崇伟, 刘爱峰, 等. 干扰速率补偿式火炮线自稳定跟踪控制建模与仿真[J]. 兵工学报, 2022, 43(6): 1233-1245.
LI Wei, HAN Chongwei, LIU Aifeng, et al. Modeling and simulation of self-stable gun line control using interference rate compensation[J]. Acta Armamentarii, 2022, 43(6): 1233-1245. (in Chinese)
- [14] 陈明俊, 李长红, 杨燕. 武器伺服系统工程实践[M]. 北京: 国防工业出版社, 2013: 56-60.
CHEN Mingjun, LI Changhong, YANG Yan. Weapons servo system engineering practice[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2013: 56-60. (in Chinese)
- [15] BAI Y C, HU J, YAO J Y. Adaptive neural network output feedback robust control of electromechanical servo system with backlash compensation and disturbance rejection[J]. Mechatronics, 2022, 84: 102794.
- [16] 房立金, 孙龙飞. 双电机驱动系统消除特性研究[J]. 中国机械工程, 2012, 23(24): 2991-2996.
FANG Lijin, SUN Longfei. Backlash elimination characteristics of dual motor driving systems[J]. China Mechanical Engineering, 2012, 23(24): 2991-2996. (in Chinese)
- [17] MERZOUKI R, DAVILA J A, FRIDMAN L, et al. Backlash phenomenon observation and identification in electromechanical system[J]. Control Engineering Practice, 2007, 15(4): 447-457.
- [18] 姜尚, 魏波, 梁伟阁, 等. 考虑齿隙的多约束导引控制一体化设计方法[J]. 系统工程与电子技术, 2022, 44(4): 1318-1328.
JIANG Shang, WEI Bo, LIANG Weige, et al. Integrated guidance and control design method with multiple constraints and backlash[J]. Systems Engineering and Electronics, 2022, 44(4): 1318-1328. (in Chinese)
- [19] ZHOU X Y, WANG Z J, SHEN H R, et al. Robust adaptive path-tracking control of autonomous ground vehicles with considerations of steering system backlash[J]. IEEE Trans on Intelligent Vehicles, 2022, 7(2): 315-325.
- [20] YUAN S S, DENG W X, YAO J Y, et al. Nonlinear robust adaptive control for bidirectional stabilization system of all-electric tank with unknown actuator backlash compensation and disturbance estimation[J]. Defence Technology, 2024, 32: 144-158.
- [21] FENG Y, HAN F, YU X. Chattering free full-order sliding-mode control[J]. Automatica, 2014, 50(4): 1310-1314.
- [22] 杜仁慧, 吴益飞, 陈威, 等. 考虑齿隙伺服系统的反步自适应模糊控制[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(2): 254-260.

- DU Renhui, WU Yifei, CHEN Wei, et al. Adaptive backstepping fuzzy control for servo systems with backlash[J]. Control Theory and Technology, 2013, 30(2): 254-260. (in Chinese)
- [23] YU S H, YU X H, SHIRINZADEH B, et al. Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode[J]. Automatica, 2005, 41(11): 1957-1964.
- [24] KUMAR S R, GHOSE D. Sliding mode control based guidance law with impact time constraints[C]//2013 American Control Conference, 2013: 5760-5765.
- [25] 江腾耀, 李伟, 曹莹星, 等. 高动态条件下的自行高炮稳定跟踪力矩分析[J]. 兵器装备工程学报, 2024, 45(2): 100-108.
- JIANG Tengyao, LI Wei, CAO Yingxing, et al. Analysis for stable tracking torque of self-propelled anti-aircraft gun under high dynamic conditions[J]. Journal of Ordnance Equipment Engineering, 2024, 45(2): 100-108. (in Chinese)
- [26] 方一鸣, 李智, 吴洋洋, 等. 基于终端滑模负载观测器的永磁同步电机位置系统反步控制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(9): 105-111.
- FANG Yiming, LI Zhi, WU Yangyang, et al. Backstepping control of PMSM position systems based on terminal-sliding-mode load observer[J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(9): 105-111. (in Chinese)

Research on backstepping control of stabilizing-tracking system for self-propelled anti-aircraft gun with backlash nonlinearity compensation

JIANG Tengyao, LI Wei, CHENG Pu, LEI Yu, HU Xin, ZHANG Yongzhen

(Northwest Institute of Mechanical and Electrical Engineering, Xianyang 712099, China)

Abstract: In view of the backlash nonlinearity in the stabilizing-tracking system for self-propelled anti-aircraft gun, a backstepping control design method based on full-order terminal sliding-mode is proposed by considering the structural characteristics of the system and the dynamic load disturbance caused by the motion. The position loop signal of the system is unified in the geodetic coordinate system, the position feedback is calculated by using the equivalent closed-loop method, and the state space model of the stable tracking system with backlash is constructed with the approximate dead time function of backlash nonlinearity. Aiming at the problem that it is difficult to observe the disturbance torque at the load side, a finite time disturbance observer is designed to estimate it quickly and accurately with load acceleration. Based on the backstepping control theory and the chattering free full-order terminal sliding-mode method, a global backstepping controller is designed to make the error converge to the field near zero in finite time, and the uniform ultimate boundedness of the system is proved by Lyapunov method. The simulation results show that compared with PID control, the proposed method can effectively compensate the backlash nonlinearity, significantly weaken the chattering phenomenon, and has higher pointing accuracy in stabilizing conditions.

Keywords: self-propelled anti-aircraft gun; servo system; stabilizing-tracking system; backlash nonlinearity compensation; terminal sliding-mode; backstepping control

引用格式: 江腾耀, 李伟, 程濮, 等. 含齿隙补偿的自行高炮稳定跟踪系统反步控制研究[J]. 西北工业大学学报, 2026, 44(2): 351-362.

JIANG Tengyao, LI Wei, CHENG Pu, et al. Research on backstepping control of stabilizing-tracking system for self-propelled anti-aircraft gun with backlash nonlinearity compensation[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2026, 44(2): 351-362. (in Chinese)