

磁悬浮传输平台反步 非奇异快速终端滑模控制

徐正涛[†], 王伟然, 王光辉, 王龙

(江苏科技大学自动化学院, 江苏 镇江 212000)

摘要:针对运送种类多变、重心不一、质量分布不均匀的负载时磁悬浮传输平台的悬浮高度和姿态的稳定问题,设计了一种反步非奇异快速终端滑模控制器,还设计了一种变系数趋近律,实现系统的快速稳定。然后采用自适应方法对不平衡转矩干扰项进行补偿,减小负载的不平衡转矩对系统稳定性的扰动,矫正悬浮姿态偏差,快速稳定托盘。最后,对所设计的控制器进行了稳定性证明和仿真。仿真结果表明,设计的控制器可以有效提高磁悬浮传输平台悬浮系统的收敛速度和抗干扰性能,减小不平衡转矩对悬浮系统的影响,使悬浮高度和姿态快速达到稳定状态。

关键词:磁悬浮传输平台;反步非奇异快速终端滑模;不平衡转矩;自适应

中图分类号:TP273

文献标识码:A

Backstepping-nonsingular Fast Terminal Sliding Mode Control for Magnetic Levitation Transmission Platform

XU Zhengtao[†], WANG Weiran, WANG Guanghui, WANG Long

(School of Automation, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang, Jiangsu 212000, China)

Abstract: A backstepping-nonsingular fast terminal sliding mode controller was designed to maintain the stability of the suspension height and attitude of the magnetic levitation transmission platform (MLTP) when transporting loads with variable types, uneven center of gravity, and uneven mass distribution. Then, a variable coefficient convergence law was designed to achieve rapid stability of the suspension system. Next, an adaptive methods was used to compensate for unbalanced torque interference, reducing the disturbance of unbalanced torque on system stability, correcting suspension attitude deviation, and quickly stabilizing the tray. Finally, the stability of the designed controller is proved and simulated. The simulation show that the designed controller can effectively improve the convergence speed and anti-interference performance of the suspension system, reduce the impact of unbalanced torque on the suspension system, and ensure that the suspension height and attitude quickly reach stability.

Key words: MLTP; backstepping-nonsingular fast terminal sliding mode; unbalanced torque; adaptive

随着自动化技术在工业、制造业、物流业领域的推广,传统传输带和分拣机已经逐渐不再适合快速、高效、灵活的现代物流传输需求。磁悬浮传输

平台(MLTP)的托盘与底座之间不存在摩擦力^[1],运动路线灵活可变,通过调节线圈电流就可以调整托盘的受力,改变托盘的运动状态,拥有良好的伺

服性能^[2],能够满足现代物流传输的需求。目前相关的磁悬浮技术已经实际应用于轨道交通领域^[3-4]。但是磁悬浮系统具有非线性、抗干扰能力差的特点^[5],悬浮时的稳定状态极易受到干扰,学界针对磁悬浮系统的稳定问题已做了一些研究^[6-9]。文献[10]使用反步法设计了磁浮列车的非线性控制器,解决了车厢的稳定悬浮问题,仿真证明该控制器具有较好的动静态性能,且能够抑制干扰对系统的影响。文献[11]采用积分滑模控制算法实现了磁悬浮系统的位置跟踪控制,仿真结果表明该控制策略有较好的动态特性。文献[12]结合终端滑模干扰观测器和全局快速终端滑模控制实现了磁悬浮球系统的稳定控制。

考虑到在实际运行过程中,负载的形状、质量分布、重心都不确定,极有可能出现转动中心和实际质心不重合的情况,导致悬浮系统中出现不平衡力矩^[13],最终影响到 MLTP 托盘的悬浮运动状态,严重的可能使货物摇晃、倾倒,造成货物、机器的损坏,导致生产活动的停止或直接的经济损失。因此,本文针对负载对托盘悬浮状态的影响设计了一种反步非奇异快速终端滑模控制策略,仿真表明该控制策略可以保证托盘的悬浮高度和俯仰角、滚转角在不平衡力矩的干扰下仍能快速达到稳定。

1 磁悬浮传输平台的结构及数学模型

磁悬浮传输平台的基本结构如图 1 所示,包含底座和托盘两部分。底座为 Halbach 永磁阵列,永磁体呈周期性排布。图中标示出了永磁体的磁极,底座上的箭头指示永磁体的磁极方向,由 S 极指向 N 极。托盘上安装有线圈阵列,包括两个主线圈组 1、2,两个副线圈组 3、4 以及两个横移线圈组 5、6。 $O-xyz$ 为固定坐标系,其中 z 轴正方向垂直纸面向外,原点 O 可为定子表面的任一点,用于表示托盘的空间绝对位置。这种结构下,托盘受到的竖直力全部由主线圈组和副线圈组提供,而水平力则由所有六个线圈组共同提供。负载对托盘悬浮状态的影响主要源于竖直方向上附加的力和不平衡转矩,对水平运动和偏航角的影响较小。

图 2 为托盘俯仰角发生偏转的情况, L_1 为主线圈组和副线圈组的中心到托盘中心的距离。 F_{z1} 、 F_{z2} 分别为主线圈组 1、2 提供的竖直力,可产生竖直升力和俯仰转矩; F_{z3} 、 F_{z4} 分别为副线圈组 3、4

提供的竖直力,可产生竖直升力和滚转转矩。

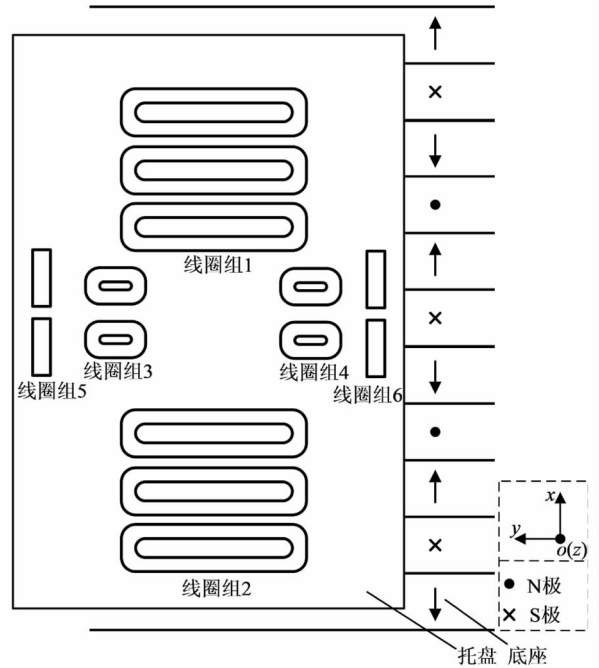


图 1 磁悬浮传输平台基本结构

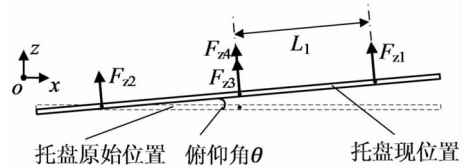


图 2 线圈组竖直方向出力示意图

将托盘各线圈组的出力归纳为悬浮系统三个自由度的集总驱动力,分别为集总悬浮力 F_z 、集总俯仰转矩 T_θ 、集总滚转转矩 T_ψ 。根据前述的线圈出力方案, F_z 与 F_{z1} 、 F_{z2} 、 F_{z3} 、 F_{z4} 有关, T_θ 与 F_{z1} 、 F_{z2} 有关, T_ψ 与 F_{z3} 、 F_{z4} 有关,可表示为:

$$\begin{cases} F_z = f_z(F_{z1}, F_{z2}, F_{z3}, F_{z4}) \\ T_\theta = f_\theta(F_{z1}, F_{z2}) \\ T_\psi = f_\psi(F_{z3}, F_{z4}) \end{cases} \quad (1)$$

从式(1)可以看出, F_{z1} 、 F_{z2} 、 F_{z3} 、 F_{z4} 都与超过一个的集总驱动力有关,这会使悬浮系统三个自由度的运动间存在耦合,增加控制的复杂性。通过以下的集总力-线圈组出力分配公式可以实现集总力间的解耦^[14]:

$$\begin{cases} F_z = F_{z1} + F_{z2} + F_{z3} + F_{z4} \\ T_\theta = L_1(F_{z1} - F_{z2}) \\ T_\psi = L_2(F_{z3} - F_{z4}) \end{cases} \quad (2)$$

其中, L_2 为主线圈组和副线圈组的中心到托盘中心的距离。通过式(2)的力/矩分配,可以实现悬浮系统三自由度的解耦控制。实际运行时有可

能出现负载质量分布不均的情况,此时实际质心偏离转动中心,会在悬浮系统的三个自由度中引入力/矩干扰,导致托盘倾斜,可以提前将货物固定在托盘上,阻止货物滑动;但此时质量分布不均的情况仍然存在,悬浮系统三个自由度中会长时间存在力/矩干扰,这会影响悬浮系统三自由度的运动。为了消除悬浮系统受到的影响,考虑干扰建立悬浮系统的动力学模型为:

$$\begin{cases} \ddot{z} = \frac{1}{m_{\Sigma}} F_z - g + d_z \\ \ddot{\theta} = \frac{1}{l \cdot m_{\Sigma}} T_{\theta} + d_{\theta} \\ \ddot{\psi} = \frac{1}{l \cdot m_{\Sigma}} T_{\psi} + d_{\psi} \end{cases} \quad (3)$$

其中, m_{Σ} 为托盘的总质量, l 为转矩系数, g 为重力加速度; z 为托盘的悬浮高度, θ 、 ψ 分别为俯仰角和滚转角; d_{θ} 是俯仰自由度中的干扰, d_{ψ} 是滚转自由度中的干扰, d_z 是 z 自由度中的干扰。补偿式(3)中的干扰,并使系统状态快速达到稳定是保障平稳、可靠传输物品的关键。

2 控制器设计和稳定性证明

式(3)中存在难以建模的不平衡力/矩干扰,基于精确动力学模型的控制方法并不适合这种非线性耦合对象。为使托盘适应不同重心分布的不规则负载,本文设计了如图3所示的BS-NFTSM控制器,以实现高效稳定的悬浮输送。首先基于反步控制法对悬浮系统设计虚拟控制律,其中虚拟控制量为角速度和上升速度,再根据虚拟控制律建立子系统模型,基于变系数趋近律对子系统模型设计其非奇异快速终端滑模控制器,再结合基于Lyapunov法设计的自适应律估计并消除其大幅移动时的向心力扰动。这种方法保留了反步控制器设计逐层递进的优点,消除了滑模控制中的稳态误差,减小了控制器对模型精确度的依赖,提高了收敛速度和抗干扰性。

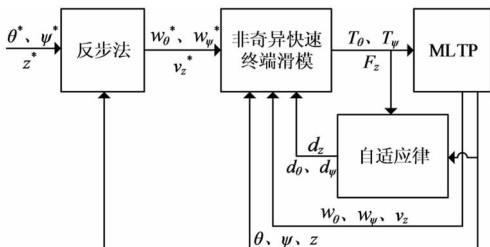


图3 MLTP 悬浮系统控制策略

2.1 变系数趋近律反步非奇异快速终端滑模控制器设计

以控制托盘俯仰角的 θ 子系统控制器为例说明其设计过程,系统状态方程如下:

$$\begin{cases} \dot{\theta}_1 = \theta_2 \\ \dot{\theta}_2 = \frac{1}{l \cdot m_{\Sigma}} T_{\theta} + d_{\theta} \end{cases} \quad (4)$$

首先采用反步法设计虚拟控制律,令 $\delta_1 = \theta_1^* - \theta_1$, $\delta_2 = \dot{\delta}_1$, θ_1^* 为期望俯仰角,其误差状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{\delta}_1 = \delta_2 \\ \dot{\delta}_2 = -(\frac{1}{l \cdot m_{\Sigma}} T_{\theta} + d_{\theta}) \end{cases} \quad (5)$$

对 δ_1 构建 Lyapunov 函数:

$$V_1 = \frac{1}{2} \delta_1^2 \quad (6)$$

对其求导,得:

$$\dot{V}_1 = \delta_1 \dot{\delta}_1 = \delta_1 \delta_2 \quad (7)$$

为了使俯仰角收敛至期望值,即俯仰角误差 δ_1 收敛至 0,令 $V_1 \dot{V}_1 < 0$,取虚拟控制律为:

$$\delta_2 = -a\delta_1 \quad (8)$$

其中 $a > 0$ 。在已得到的虚拟控制律的基础上

重新定义 $\epsilon_1 = \epsilon_2$, $\epsilon_2 = -a\delta_1 - \delta_2$,得到新系统为:

$$\begin{cases} \dot{\epsilon}_1 = \epsilon_2 \\ \dot{\epsilon}_2 = a(a\delta_1 + \epsilon_2) + \frac{1}{l \cdot m_{\Sigma}} T_{\theta} + d_{\theta} \end{cases} \quad (9)$$

对系统(9)采用变系数趋近律非奇异快速终端滑模方法设计控制器,选择滑模面为:

$$s = c_1 \exp(|\epsilon_1|^{\rho}) \cdot \epsilon_1 + \frac{1}{c_2} |\epsilon_2|^{\frac{p}{q}} \text{sign}(\epsilon_2) \quad (10)$$

其中, $\rho > 1$, $c_1, c_2 > 0$, $1 < p/q < 2$ 且 p 为正奇数, q 为正偶数。

传统的定系数滑模趋近律为:

$$\dot{s} = -\frac{p}{c_2 q} |\epsilon_2|^{\frac{p-1}{q}} [r_1 \cdot s + r_2 \cdot \text{sign}(s)] \quad (11)$$

当系统状态在滑模面附近时, $s \approx 0$,趋近速度由符号项系数 r_2 主导,可视为 $\dot{s} = -\frac{p}{c_2 q} |\epsilon_2|^{\frac{p-1}{q}} \cdot r_2 \cdot \text{sign}(s)$ 。若 r_2 过大, $\dot{s}$ 会在两个绝对值相同、符号相反的数值间跳跃,会增大系统状态在滑模面附近的抖振,若 r_2 过小, $\dot{s}$ 总是在 0 附近,又会增加系统状态到达滑模面的时间,难以兼顾系统的快速性和稳定性。

本文设计了一种改进的变系数滑模趋近律:

$$\dot{s} = -\frac{p}{c_2 q} |\epsilon_2|^{\frac{p}{q}-1} [r_1 s \exp |s|^{\gamma_1} + r_2 |s|^{\gamma_2} \text{sign}(s)] \quad (12)$$

其中, $\gamma_1 > 1, 0 < \gamma_2 < 1, r_1, r_2 > 0$ 。在滑动阶段, 第一项 $r_1 e^{|s|^{\gamma_1}} \cdot s$ 占主导地位, 此时系统状态离滑模面越远, s 的绝对值越大, 指数项 $e^{|s|^{\gamma_1}}$ 越大, 系统状态收敛至滑模面的速度越快; 当系统状态在滑模面附近时, 第一项 $r_1 e^{|s|^{\gamma_1}} \cdot s$ 接近于 0, 但由于 $0 < \gamma_2 < 1$, 幂次项 $|s|^{\gamma_2} \cdot \text{sign}(s)$ 随着靠近滑模面而逐渐增大但不大于 1, 通过 r_2 调节其收敛速度, 既可以补偿第一项在滑模面附近的衰减其自身又不会过大, 保证趋近速度的同时避免出现大的抖振。

对式(10)中的 s 求导, 得:

$$\dot{s} = c_1 (1 + \rho |\epsilon_1|^{\rho}) \epsilon_2 \exp |\epsilon_1|^{\rho} + \frac{p}{c_2 q} |\epsilon_2|^{\frac{p}{q}-1} \dot{\epsilon}_2 \quad (13)$$

联立式(4)、式(12)和式(13), 可解得新系统的变系数趋近律非奇异快速终端滑模控制律为:

$$T_\theta = -m_\Sigma l \cdot [\Gamma_1 + \Gamma_2 + a(a\delta_1 + \epsilon_2) + d_\theta] \quad (14)$$

其中, $\Gamma_1 = r_1 s \exp |s|^{\gamma_1} + r_2 |s|^{\gamma_2} \text{sign}(s)$, $\Gamma_2 = \frac{c_1 c_2 q}{p} (1 + \rho |\epsilon_1|^{\rho}) \exp (|\epsilon_1|^{\rho}) |\epsilon_2|^{1-\frac{p}{q}} \dot{\epsilon}_2$ 。

式(14)中的 d_θ 为不确定干扰, 其值难以直接测量, 所以将式(14)中的 d_θ 视为自适应项, 改写为式(15):

$$T_\theta = -m_\Sigma l \cdot [\Gamma_1 + \Gamma_2 + a(a\delta_1 + \epsilon_2) + \hat{d}_\theta] \quad (15)$$

其中, $\hat{d}_\theta$ 为 d_θ 的估计值。结合 Lyapunov 第二法设计不平衡转矩的自适应律, 记估计误差为 $\tilde{d}_\theta = d_\theta - \hat{d}_\theta$, 则有 $\dot{\tilde{d}}_\theta = -\dot{\hat{d}}_\theta$, 取 Lyapunov 函数为:

$$V = \frac{1}{2} s^2 + \frac{1}{2\lambda} \tilde{d}_\theta^2 \quad (16)$$

其中, $\lambda > 0$ 。为了使系统(9)稳定, 即状态 s 和 $\tilde{d}_\theta$ 都收敛, 对式(16)求导, 结合式(13)、式(15), 可得:

$$\dot{V} = ss + \frac{1}{\lambda} \tilde{d}_\theta (-\dot{\tilde{d}}_\theta) = \Gamma_3 + \tilde{d}_\theta (s - \frac{1}{\lambda} \dot{\tilde{d}}_\theta) \quad (17)$$

其中, $\Gamma_3 = -\frac{p}{c_2 q} |\epsilon_2|^{\frac{p}{q}-1} [r_1 s^2 \exp |s|^{\gamma_1} + r_2 |s|^{\gamma_2+1} \cdot \text{sign}(s)]$ 。令 $\dot{V} < 0$, 可取自适应律为:

$$\dot{\hat{d}}_\theta = \lambda s \quad (18)$$

因此, 俯仰角系统最终的控制律为:

$$\begin{cases} T_\theta = -m_\Sigma l \cdot [\Gamma_1 + \Gamma_2 + a(a\delta_1 + \epsilon_2) + \hat{d}_\theta] \\ \dot{\hat{d}}_\theta = \lambda s \end{cases} \quad (19)$$

该控制器中, T_θ 为集总俯仰转矩。同样地可以设计出 z 控制器和滚转角控制器, 得到三个集总力的指令值, 最后代入式(2)反解得到各线圈组的出力, 从而保持托盘悬浮高度、俯仰角和滚转角的稳定。

2.2 控制器稳定性证明

在分析系统稳定性之前, 先给出以下假设和引理:

假设 1: 系统中的干扰项对时间的导数, 以及外界的其他未建模扰动的数值均为有界量。

引理 1: 对于任意的 x , 如果满足 $x \geq 0$, 则有 $e^x \geq 1 + x^2$ 。

引理 2: 对于如下形式的高斯超几何函数:

$$F(A, B, C, z) = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{(A)_k (B)_k}{(C)_k k!} z^k$$

若满足 $A, B, C \in \mathbb{R}^+$ 且 $C - A - B > 0$, 则 F 在其定义域 $z < 0$ 上收敛^[15]。

定理 1: 对于系统(9), 其系统状态在滑模面(10)上时, 系统状态有限时间收敛。

证明: 当系统状态处于滑模面上时, 有 $s = 0$, 代入式(10), 有:

$$|\epsilon_2|^{\frac{p}{q}} \text{sgn}(\epsilon_2) = -c_1 c_2 e^{|\epsilon_1|^{\rho}} \cdot \epsilon_1 \quad (20)$$

由式(20)可知, 当 $\epsilon_2 > 0$ 时, 有 $\epsilon_1 < 0$, 且 $\epsilon_2 < 0$ 时, 有 $\epsilon_1 > 0$ 。当 $\epsilon_2 > 0$ 时, 有:

$$\epsilon_2^{\frac{p}{q}} = -c_1 c_2 e^{|\epsilon_1|^{\rho}} \cdot \epsilon_1 \quad (21)$$

其中, $\epsilon_2 = \dot{\epsilon}_1$ 。取 Lyapunov 函数为:

$$V = \frac{1}{2} \epsilon_1^2 \quad (22)$$

求导并整理得:

$$\dot{V} = \epsilon_1 (-c_1 c_2 e^{|\epsilon_1|^{\rho}} \epsilon_1)^{\frac{q}{p}} \quad (23)$$

因为此时 $\epsilon_1 < 0$, 且 q 为正偶数, 所以 $\dot{V} < 0$ 。根据 Lyapunov 稳定性判据, 系统(9)在 $\epsilon_2 > 0$ 时的滑动阶段是稳定的, 且由式(21)可知当且仅当 $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 0$ 时系统稳定。同理可知系统(9)在 $\epsilon_2 < 0$ 时的滑动阶段也是稳定的。

下面求解收敛时间 T_s , 考虑到 $\dot{V} = dV/dt$, 结合式(23), 当 $\epsilon_2 > 0$ 时, 可得:

$$dt = -[c_1 c_2 \exp(|\epsilon_1|^{\rho}) \epsilon_1^{\frac{p+q}{q}}]^{-\frac{q}{p}} dV \quad (24)$$

对式(24)的左右两边同时积分, 可得:

$$T_s = -\int_{V(0)}^{V(T)} (c_1 c_2 e^{|\epsilon_1|^{\rho}} \epsilon_1^{\frac{p+q}{q}})^{-\frac{q}{p}} dV \quad (25)$$

其中, T 为系统收敛的时间, $V(T)=0$ 。由于 $V(0)>0$, 且由系统收敛可知 $V(T_s)=0$, 则式(25)可写为:

$$T_s = \int_{V(T_s)}^{V(0)} (c_1 c_2 e^{|\epsilon_1|^\rho} \epsilon_1^{\frac{p+q}{q}})^{-\frac{q}{p}} dV \quad (26)$$

根据引理 1, 结合式(26)和式(15), 用 V 替换 ϵ_1 代入式(26)中, 可得:

$$T_s < \int_{V(T)}^{V(0)} [c_1 c_2 (2^\mu V^\mu + 2^{\rho+\mu} V^{\rho+\mu})]^{-\frac{q}{p}} dV \quad (27)$$

其中, $\mu = (p+q)/2q$ 。将式(27)中右侧积分的值记为 I , 并将式(27)所表示的积分写为高斯超几何函数的形式, 有:

$$I = 2^{-\frac{q}{p}} \eta V(0)^{\frac{1}{2q}} F(A, B, C, -2^\rho V^\rho) \Big|_{V(0)}^{V(T)} \quad (28)$$

其中, $\eta = p/(p-q)$, $A = q/p$, $B = 1/2\rho\eta$, $C = 1+1/2\rho\eta$ 。因为 $A>0$, $B>0$, $C-B-A>0$, 且 $V(0)>0$, 根据引理 2, $F(A, B, C, -2^\rho V(0)^\rho)$ 有界, 又考虑到 $V(T_s)=0$, 故 I 为有限值, 所以 T_s 为有限值, 这表明当 $\epsilon_2>0$ 时, 在滑模面上系统(9)的状态会在有限时间内收敛。同理可证当 $\epsilon_2<0$ 时, 系统(9)的状态在有限时间内收敛。证毕。

定理 2: 对于系统(7)和系统(9), 若采用控制律(19), 则可以使系统(9)的状态收敛至滑模面(10)同时系统(5)的 δ_1 收敛。

证明: 取 Lyapunov 函数为:

$$V = \frac{1}{2}\delta_1^2 + \frac{1}{2}s^2 + \frac{1}{2\lambda}\tilde{d}_\theta^2 \quad (29)$$

求导, 根据式(5)、(9)、(13)、(19)整理得:

$$\dot{V} = \delta_1 \dot{\delta}_1 + s\dot{s} + \frac{1}{\lambda}\tilde{d}_\theta(-\dot{\tilde{d}}_\theta) = -a\delta_1^2 - \Gamma_4 \quad (30)$$

其中, $\Gamma_4 = \frac{p}{c_2 q} |\epsilon_2|^{\frac{p}{q}-1} (r_1 s^2 \exp |s|^{\gamma_1} + r_2 |s|^{\gamma_2+1})$ 。

因为 $1 < p/q < 2$ 且 p 为正奇数, q 为正偶数, 所以 Γ_4 不具有奇异性。假设参数设置合理, 使 ϵ_2 在 s 收敛至 0 之前不为 0, 此时因为 $a>0$, $c_2>0$, $\gamma_1>1$, $0<\gamma_2<1$, $r_1, r_2>0$, 所以有 $\dot{V} \leq 0$, 当且仅当 $\delta_1=s=0$ 时 $\dot{V}=0$ 。根据 Lyapunov 稳定性判据, 系统(9)的状态可收敛至滑模面且系统(5)的 δ_1 收敛, 证毕。

3 仿真结果分析

为了验证本文中 BS-NFTSM 控制器的有效性, 使用 MATLAB/Simulink 进行模型搭建和仿

真, 磁悬浮传输平台的具体参数为: 货物和平台的总质量 $m_\Sigma=100$ kg。BS-NFTSM 控制器的参数设定为: 反步法系数 $a=4$, 滑模面系数 $c_1=5$, $c_2=5$, $p=7$, $q=4$, 滑模趋近律系数 $\gamma_1=3$, $\gamma_2=0.2$, $r_1=10$, $r_2=10$, 自适应律系数 $\lambda=50$ 。

悬浮系统状态期望值为 $z=1$ cm, $\theta=0$ rad, $\varphi=0$ rad。初始状态为静止状态, 且初始值为 $z=0$ cm, $\theta=0$ rad, $\varphi=0$ rad。在 2 s 时加入扰动, 扰动大小为: $d_\theta=50$ m/s², $d_\phi=40$ m/s², $d_z=-40$ m/s²。

磁悬浮传输平台的悬浮高度 z 和俯仰角 θ 、滚转角 ϕ 的响应曲线如图 4 所示。加入扰动前, 由图 4(a)可以看出, 基于 BS-NFTSM 控制时, 悬浮高度 z 在 2 s 时已达到稳定, 相较反步控制器调节速度更快, 且没有超调; NFTSM 控制器虽然调节时间最短, 但其存在稳态误差, 而 BS-NFTSM 控制器不存在稳态误差。

2 s 时加入扰动, 由图 4(a)可以看出, 反步控制器的峰值误差最大, 接近 0.2 cm; NFTSM 控制器的峰值误差为 0.1 cm, 相较反步控制器减小了 50%, 但误差存在时间较长; BS-NFTSM 控制器的峰值误差为 0.05 cm, 相较反步控制器减小了 75%, 不存在稳态误差。三个控制器中调节时间最短的是 BS-NFTSM 控制器, 受到扰动后恢复到原悬浮高度所消耗的时间为 1.2 s 左右, 明显小于其他两个控制器。

由图 4(b)可以看出, 受到扰动后, 俯仰角在 BS-NFTSM 控制器、NFTSM 控制器、反步控制器作用下的峰值误差分别为 0.08 rad、0.13 rad、0.27 rad, 其中 BS-NFTSM 控制器的峰值误差最小, 相较 NFTSM 控制器和反步控制器分别减小了 38% 和 70% 左右。从调节时间来看, BS-NFTSM 控制器的调节时间为 0.9 s 左右, 明显小于其他两个控制器。

由图 4(c)可以看出, 受到扰动后, 滚转角在 BS-NFTSM 控制器、NFTSM 控制器、反步控制器作用下的峰值误差分别为 0.07 rad、0.11 rad、0.23 rad, 其中 BS-NFTSM 控制器的峰值误差最小, 相较 NFTSM 控制器和反步控制器分别减小了 35% 和 70% 左右。从调节时间来看, BS-NFTSM 控制器的调节时间为 0.9 s 左右, 明显小于其他两个控制器。

仿真结果表明, 本文设计的 BS-NFTSM 控制器适用于 MLTP 的悬浮系统控制, 有较强的抗干扰性能和较快的收敛速度, 是有效的 MLTP 悬浮

系统控制器。

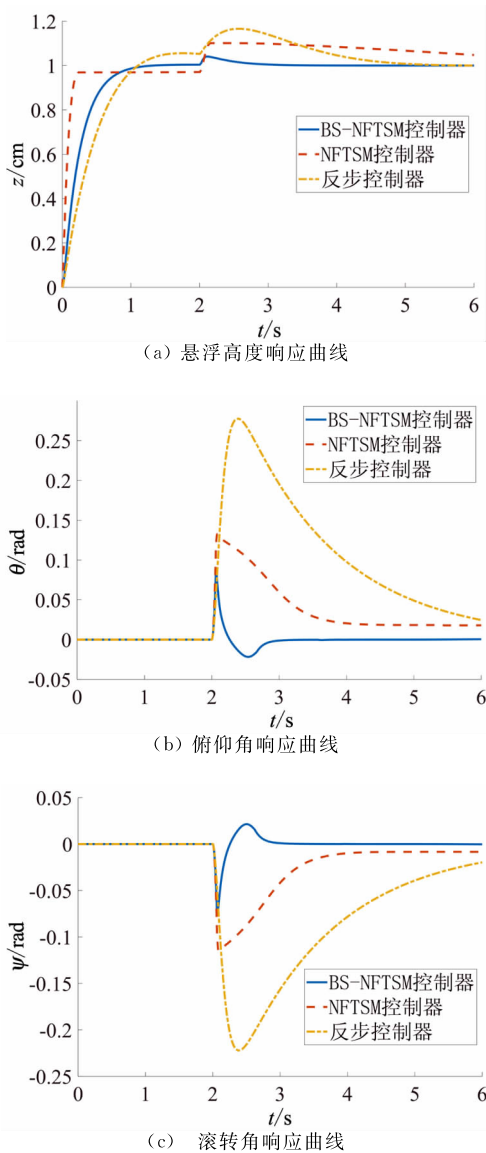


图 4 悬浮系统响应曲线

4 结 论

设计了一种磁悬浮传输平台悬浮系统的反步非奇异快速终端滑模控制方法,用于解决实际运行过程中可能出现的负载质量分布不均匀的问题。该方法设计了一种反步非奇异快速终端滑模控制器,加快了悬浮系统中悬浮高度、俯仰角和滚转角的收敛速度,证明了控制器的收敛性。最后与其他控制器进行了仿真对比,证明了所设计控制器的快速性和稳定性。本文所设计的磁悬浮传输平台控制方法适用于传输不同类型、重心分布无规则的货物,为提速现代物流打下了理论基础。

参考文献

[1] 魏发南,刘英. 面向微细加工的二自由度磁悬浮平台[J]. 西南交通大学学报, 2023, 58(6): 1318—1327.

[2] 杨路荣. 一种六自由度磁悬浮定位平台设计与控制方法研究[D]. 石家庄:石家庄铁道大学, 2023.

[3] 李枫,蓝益鹏. 电励磁直线同步电机磁悬浮系统自抗扰控制[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(9): 8—13+35.

[4] 唐文冰,肖立业,王粟,等. 磁悬浮轨道交通中的磁悬浮导向方式研究综述[J]. 电工电能新技术, 2022, 41(5): 45—60.

[5] 林厚健,蔡子颖,邓定南,等. 下推式磁悬浮自适应模糊 PD 控制方法[J]. 电子设计工程, 2024, 32(2): 27—30+35.

[6] 甘雨琴,黄苏丹,曹广忠,等. 磁悬浮系统振动抑制方法综述[J]. 微电机, 2023, 56(8): 60—66.

[7] 王洪坡. EMS 型低速磁浮列车/轨道系统的动力相互作用问题研究[D]. 长沙:国防科学技术大学, 2007.

[8] 李强,张鹏飞,赵川,等. 可变磁路式永磁悬浮系统线性自抗扰控制分析[J]. 沈阳工业大学学报, 2023, 45(5): 534—539.

[9] ZHANG W W, WU H, ZENG X H, et al. Study of chattering suppression for the sliding mode controller of an electromagnetic levitation system[J]. Journal of Vibration and Control, 2023, 29(23—24): 5427—5439.

[10] 张文跃,佟来生,朱跃欧,等. 磁浮列车悬浮系统的反步控制方法及实验研究[J]. 科学技术与工程, 2021, 21(4): 1563—1567.

[11] 李冰林,曾励,张鹏铭,等. 磁悬浮系统的积分滑模自抗扰控制[J]. 制造业自动化, 2023, 45(05): 87—90+112.

[12] 魏静波,罗浩,关子津. 基于干扰观测器的磁悬浮球系统全局快速终端滑模控制[J]. 西南交通大学学报, 2023, 58(4): 836—844.

[13] 陈志明,骆州淮,吴云华. 三轴气浮台的自动平衡系统研究[J]. 计算机仿真, 2022, 39(4): 218—222.

[14] 张生果. 磁悬浮平面电机驱动及控制技术[M]. 北京:科学出版社, 2015.

[15] 李升波,李克强,王建强,等. 非奇异快速的终端滑模控制方法[J]. 信息与控制, 2009, 38(1): 1—8.