



电子机械制动系统控制策略研究

常九健, 张亚杰, 王文龙, 吴佳豪

(合肥工业大学 汽车与交通工程学院, 安徽 合肥 230000)

摘要: 针对轨道车辆电机械制动系统在工作过程中出现的制动抖动、振动现象, 需要提高控制精度, 并设计精准的控制算法, 以实现夹紧力的精确控制。文章提出一种分阶段的全过程精确控制策略, 将电机械制动运行过程划分为空走行程阶段、制动压力跃升跟踪阶段和间隙保持阶段。空走行程阶段采用目标转速为最大空转转速的转速-电流双闭环控制策略, 以最短的转速响应时间完成夹钳的空走行程, 并针对电流环控制, 设计基于二次优化的模型预测控制, 提高电流的瞬时跟踪效果; 制动压力跃升跟踪阶段考虑电机负载转矩和制动力响应速度匹配, 采用压力-电流双闭环控制策略, 快速响应目标制动力的同时, 保持制动力的稳定性, 针对压力环控制, 设计基于非线性PD前馈融合自抗扰控制策略, 以提高制动力的跟踪性能和制动跟踪时的抗干扰能力; 间隙保持阶段考虑制动压力和电机负载扭矩, 采用位置-转速-电流三闭环控制策略, 实现高精度的制动间隙控制。基于MATLAB/Simulink和dSPACE软件搭建仿真和试验平台验证所提出算法的正确性和合理性, 结果表明提出的控制策略有效提高了制动力的控制精度和响应速度, 表现出更优的鲁棒性。

关键词: 电机械制动系统(EMB); 夹紧力控制; 分阶段控制策略; 模型预测控制; 自抗扰控制(ADRC); 轨道交通制动

中图分类号: U260.35; TP273

文献标志码: A

文章编号: 1000-128X(2025)03-0140-10

0 引言

随着轨道交通系统的高速化、重载化和智能化, 研究和开发高效稳定的制动系统已成为保障运输安全和提高运行效率的关键。其中, 电子机械制动系统(electro-mechanical brake, EMB)作为电控机械制动系统, 解决了传统液压制动因制动液导致的响应延迟问题^[1], 有结构简单、清洁环保、响应迅速等优点, 具备主动作用功能且对制动压力的控制更加精确, 可以在不改变系统结构的情况下, 仅通过改变控制算法即可实现EMB与纵向动力学其他系统的集成^[2-3]。因此, 随着轨道交通电动化与智能化技术的深入发展, EMB成为未来制动系统的重要发展方向^[4]。然而, 轨道交通车辆特别是重载列车和高速列车在行驶过程中存在制动抖动问题^[5], 不仅严重影响乘坐舒适性, 还会影响制动

性能。产生制动抖动的直接因素是加工误差、磨损磨损、热效产生的制动盘厚薄差(disk thickness variation, DTV)以及装配误差和外力作用带来的制动盘端面跳动(sideface run-out, SRO), 导致制动压力和制动力矩的波动。其中, 制动压力是产生制动力矩的必要因素, 因此如何减小制动压力抖动(brake pressure variation, BPV), 提高制动压力控制的准确性和稳定性是目前亟待解决的问题^[6-7]。

为了有效解决上述问题, 国内外学者不断开展对EMB控制算法的研究。文献[8-9]构建了基于三闭环系统的PID控制执行机构控制系统, 该系统由电流控制环、转速控制环及夹紧力反馈环构成多级联调的闭环控制框架。针对PID参数自整定稳态, 文献[10]研发了动态增益调节算法, 通过在线调整比例系数以实现夹紧力输入的实时快速响应。文献[11]将制动过程解耦成4个特征阶段, 并针对丝杆运动阶段开发差异化的控制

基金项目: 安徽省重点研发计划项目(202304a05020076)

通信作者: 常九健, 男, 博士, 副研究员, 硕士生导师, 主要从事新能源汽车驱动与控制系统, 高效高功率密度电机, 分布式电驱动系统, 线控系统整车控制相关方面的研究; E-mail: changjiujian@hfut.edu.cn

引用格式: 常九健, 张亚杰, 王文龙, 等. 电子机械制动系统控制策略研究[J]. 机车电传动, 2025(3): 140-149. DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.03.018.

Citation: CHANG Jiujian, ZHANG Yajie, WANG Wenlong, et al. Research on control strategy of electro-mechanical braking system[J]. Electric drive for locomotives, 2025(3): 140-149. DOI:10.13890/j.issn.1000-128X.2025.03.018.

策略,有效提升了整体制动效率。文献[12]提出了基于工况状态的分层控制策略,通过检测制动间隙状态,实现堵转与非堵转模式的智能切换。文献[13]结合制动间隙、车速等特征参数构建了多阶段优化模型,证实三阶PID控制可显著改善系统动态响应性能。为提高系统对非线性复杂扰动的抑制能力,文献[14]提出了基于精细化摩擦建模的前馈补偿策略,通过整合库仑力、迟滞摩擦及Stribeck效应等摩擦模型要素,可以增强夹紧力控制的动态精度与鲁棒性。文献[15]针对执行器饱和、负载扰动及非线性刚度等稳态,结合摩擦扰动反馈线性化与模型预测控制算法优化电机的转矩输出。文献[16]提出了一种强耦合条件下的夹持力估计方法,设计增强扩展状态观测器提高系统的抗干扰能力。

综合上述分析,本文将研究电子机械制动系统的控制策略,特别是针对制动压力抖动问题,采用PD前馈控制与自抗扰控制相结合的制动夹紧力控制策略,优化全过程制动各阶段的逻辑切换,通过MATLAB/Simulink仿真和试验平台进行联合验证。

1 电子机械制动系统模型设计

1.1 电子机械制动系统工作原理

EMB系统结构示意图如图1所示,主要由EMB控制器和EMB执行器组成,EMB控制器主要用来调节驱动电机转动,实现合适平稳的动力输出;EMB执行器包括减速增扭机构、运动转换机构、制动块、制动盘及卡钳等。本文采用行星齿轮减速器来降低电机输出轴的转速和增大转矩,利用滚珠丝杠机构将电机输出轴的旋转运动转化为直线运动,推动卡钳夹紧制动块,从而产生对制动盘的正向夹紧力。

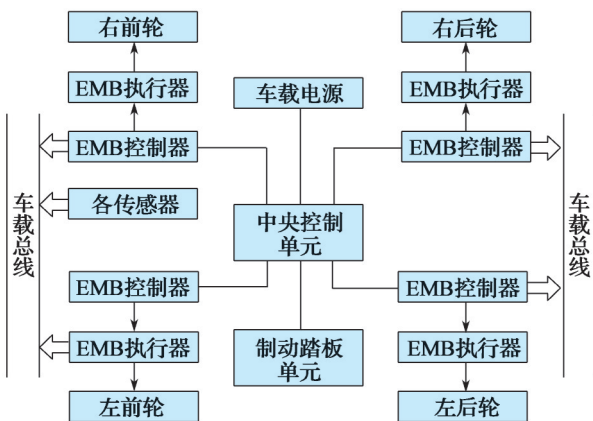


图1 电子机械制动系统结构示意图

Fig. 1 Schematic diagram of EMB system structure

1.2 永磁同步电机数学模型

永磁同步电机(PMSM)是一个非线性、多变量的系统,经过坐标变换后,即可转化为在 $d-q$ 坐标系下

的数学模型。

永磁同步电机电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \psi_q \\ u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

其中 $d-q$ 轴磁链方程为:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (3)$$

电机运动方程为

$$\omega_e = p \omega_m = \frac{p}{J} \int (T_e - T_L - B \omega_m) dt \quad (4)$$

式中: u_d 和 u_q 分别为 d 轴和 q 轴电压; i_d 和 i_q 分别为 d 轴和 q 轴电流; R_s 为电机电阻; ψ_d 和 ψ_q 分别为 d 轴和 q 轴磁链; ψ_f 为永磁体磁链; ω_e 为电机转子转速; ω_m 为电机转子机械角速度; L_d 和 L_q 为定子绕组在 d 轴和 q 轴电感分量; p 为极对数; J 为转动惯量; B 为摩擦因数; T_e 为电磁转矩; T_L 为负载转矩。

1.3 传动机构数学模型

行星齿轮减速器模型为

$$T_p = T_a \cdot i_p \cdot \eta_p \quad (5)$$

式中: T_p 为行星架输出转矩; T_a 为太阳轮输入转矩; i_p 为行星齿轮减速器减速比; η_p 为行星齿轮减速器传递效率。

滚珠丝杠结构模型为

$$T_s = T_p \cdot \eta_s = \frac{F_n \cdot L}{2\pi} \quad (6)$$

式中: T_s 为滚珠丝杠机构丝杆的驱动转矩; η_s 为滚珠丝杠机构传递效率; F_n 为制动压力; L 为滚珠丝杠导程。

电机的输出扭矩经过行星齿轮滚珠丝杠,转换为制动块与制动盘之间的制动压力,因此滚珠丝杠驱动转矩同时也是电机的负载转矩,计算公式为

$$T_L = T_s = \frac{F_n \cdot L}{2\pi i_p \cdot \eta_p \cdot \eta_s} \quad (7)$$

制动压力与丝杠螺母的水平位移存在非线性关系,根据实测数据拟合得到夹紧力 F_n 与丝杠螺母位移 Δs 的关系为

$$F_n = p_1 \Delta s^3 + p_2 \Delta s^2 + p_3 \Delta s \quad (8)$$

式中: p_1 、 p_2 、 p_3 为拟合参数, $p_1 = -1.57 \times 10^{-4}$, $p_2 = -0.169$, $p_3 = 586.08$ 。

1.4 盘式制动器制动抖动数学模型

制动盘厚薄差DTV和端面跳动SRO是引起制动压力波动的最主要因素,因此需要单独分析DTV和SRO数学模型,再对制动盘数学模型进行分析。

1.4.1 厚薄差(DTV)模型

将制动盘表面的厚薄差平均分配到制动盘左右两侧, 两侧的轴向位移分别记为 x_{dl} 和 x_{dr} , 假设制动盘侧偏周向位移为随时间变化的正弦函数, 二阶 DTV 数学模型下制动盘两侧的位移表达式为:

$$\left. \begin{aligned} s_{DTV} &= T - t \\ x_{dl} &= -\frac{s_{DTV}}{4} \sin(\omega_0 t - 0.5at^2) \\ x_{dr} &= -\frac{s_{DTV}}{4} \sin(\omega_0 t - 0.5at^2) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

式中: ω_0 为初始角速度; a 为车辆制动减速度; T 表示最大的盘厚; t 表示最小的盘厚; s_{DTV} 为厚膜差位移量。

制动盘表面厚度变化为左右两侧 DTV 模型位移的叠加, 则制动盘厚度变化 d 为

$$d = d_0 + \frac{s_{DTV}}{2} \sin(\omega_0 t - 0.5at^2) \quad (10)$$

式中: d 为 DTV 导致的制动盘厚度变化量; d_0 为制动盘平均厚度。

1.4.2 端面跳动(SRO)模型

假设模型中不考虑 DTV 的影响, 制动盘、制动块的接触面都是未磨损的表面, 并且制动盘、制动块间为刚体接触, 制动盘与制动片的表面存在一定的角度, 故假设它们之间的接触为点接触。制动盘 SRO 模型简化如图 2 所示。

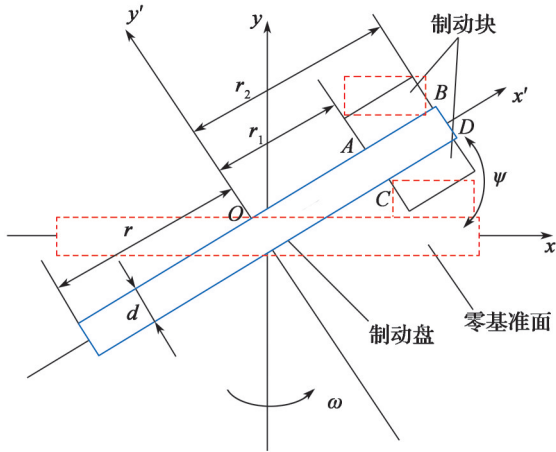


图2 制动盘 SRO 模型

Fig. 2 Brake disc SRO model

制动盘和制动块的接触点 A 、 B 、 C 、 D 在 y 方向上的位移分别为:

$$\left. \begin{aligned} y_A &= r_1 \tan \psi \cos(\omega_0 t - 0.5at^2) + d/(2 \cos \psi) \\ y_B &= r_2 \tan \psi \cos(\omega_0 t - 0.5at^2) + d/(2 \cos \psi) \\ y_C &= r_1 \tan \psi \cos(\omega_0 t - 0.5at^2) - d/(2 \cos \psi) \\ y_D &= r_2 \tan \psi \cos(\omega_0 t - 0.5at^2) - d/(2 \cos \psi) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

式中: ψ 为初始偏转角; r 表示制动盘的半径; r_1 为摩擦片的内径; r_2 为摩擦片的外径; d 为盘厚。

1.4.3 SRO 与 DTV 叠加模型

制动盘的 s_{DTV} 与 s_{SRO} 随制动盘转动角度改变而发生

变化, 因而假设由 s_{DTV} 引起的制动盘两侧位移的相位差为 0, 将 DTV 模型带入 SRO 模型, 则得到制动盘、制动块接触 A 、 B 、 C 、 D 位置的厚度表示为:

$$\left. \begin{aligned} y_A &= r_1 \tan \psi \cos(\omega_0 t - 0.5at^2) + d_0 + \frac{\frac{s_{DTV}}{2} \sin(\omega_0 t - 0.5at^2)}{2 \cos \psi} \\ y_B &= r_2 \tan \psi \cos(\omega_0 t - 0.5at^2) + d_0 + \frac{\frac{s_{DTV}}{2} \sin(\omega_0 t - 0.5at^2)}{2 \cos \psi} \\ y_C &= r_1 \tan \psi \cos(\omega_0 t - 0.5at^2) - d_0 + \frac{\frac{s_{DTV}}{2} \sin(\omega_0 t - 0.5at^2)}{2 \cos \psi} \\ y_D &= r_2 \tan \psi \cos(\omega_0 t - 0.5at^2) - d_0 + \frac{\frac{s_{DTV}}{2} \sin(\omega_0 t - 0.5at^2)}{2 \cos \psi} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

2 电机械制动系统控制策略

EMB 完整的工作流程为: 驾驶员操作车辆在路面上行驶时出现制动意图, 准备踩下制动踏板制动时, 踏板感觉到模拟器将踏板倾角信号发送给 ECU, ECU 通过车载总线收集来自各个传感器的反馈信号, 确定各个车轮的目标制动压力, 并将命令发送到每个车轮侧的 EMB 控制器, 至此各 EMB 控制器开始全过程制动控制, 驱动电机转动, 产生相应大小的制动压力, 直到目标制动压力为 0 N 时, 驱动电机反转, 使制动块与制动盘间形成目标间隙, 随后制动结束。对于上述全过程的制动控制, 分 3 个阶段实施不同的控制策略, 分别是空行程阶段、制动压力跟踪阶段、间隙保持阶段。

2.1 空行程部分控制策略

2.1.1 空行程分析

制动全过程由 3 部分组成: 初始时, 目标制动压力大于零, 而实际制动压力却为 0 N, 且夹钳与制动盘之间存在一定间隙, 随着驱动电机的转动, 经传动机构力的传递, 夹钳与制动盘之间的间隙会消除, 直到两者接触为止。由于此阶段还未产生制动压力, 因此电机负载扭矩较小接近空载, 所以空行程阶段采取目标转速为最大空转转速的转速-电流双闭环控制策略, 以最快的转速响应走完夹钳的空行程部分。压力跟踪部分, 夹钳与制动盘之间的夹紧力将会产生制动力, 最后是间隙保持部分, 确保夹钳与制动盘之间保持一定的缓解间隙。

2.1.2 基于二次优化的电流环模型预测控制策略

电流环是永磁同步电机矢量控制的重要一环, 本文采用基于 $i_d=0$ 的 PMSM 矢量控制, 电机的三相电流 i_a 、 i_b 、 i_c , 经过 clark 变换转换为静止坐标系下的两相直交电流 i_α 、 i_β , 再经过 park 变换转换为同步旋转坐标系下的电流 i_d 、 i_q , d 轴电流采用 PI 控制器, 目标电流始终为 0, 其控制率为

$$u(t) = K_{p,d} e(t) + K_{i,d} \int e(t) dt \quad (13)$$

式中: $K_{p,d}$ 和 $K_{i,d}$ 分别为PI控制器的比例系数和积分系数; $e(t)$ 为 d 轴电流目标值与实际值的差。

q 轴电流采用基于二次优化的模型预测控制, 包括预测模型、反馈矫正、滚动优化3个部分, 如图3所示。

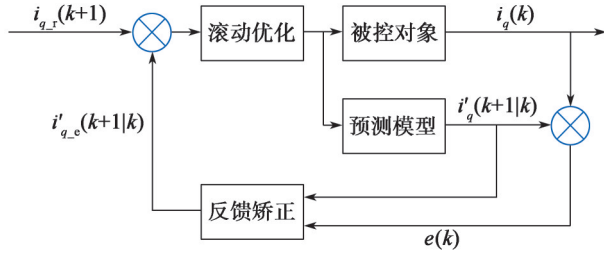


图3 模型预测控制结构图

Fig. 3 Model predictive control structure

图3中 $i'_{q,e}(k+1|k)$ 为 k 时刻的 q 轴电流预测值对 $k+1$ 时刻 q 轴电流的补偿量; $i_q(k)$ 为 k 时刻的 q 轴实际电流; $i_{q,r}(k+1)$ 为 $k+1$ 时刻的 q 轴参考电流; $e(k)$ 为 k 时刻下 q 轴电流的预测误差。

1) 预测模型

以永磁同步电机 q 轴电流微分方程作为 MPC 预测模型, 公式为

$$\frac{d}{dt} i_q(t) = -\frac{R}{L_q} i_q(t) - p_n \omega_m \frac{L_q}{L_d} i_d(t) + \frac{1}{L_q} u_q(t) - p_n \omega_m \frac{1}{L_q} \psi_f \quad (14)$$

对 q 轴电流微分方程进行离散化处理, 结果为

$$i_q(k+1) = \left(1 - \frac{TR}{L_q}\right) i_q(k) + \frac{T}{L_q} u_q(k) - \frac{p_n T \psi_f}{L_q} \omega_m(k) \quad (15)$$

式(15)中, T 为采样周期, 由于实际控制系统采样周期很短, 相邻2个周期内转速 ω_m 几乎不发生变化, 因此将 $k+1$ 时刻与 k 时刻电流值做差的方式来消除转速的扰动项, 得到增量形式公式如下:

$$\Delta i_q(k+1) = (1 - \frac{TR}{L_q}) \Delta i_q(k) - \frac{T}{L_q} \Delta u_q(k) \quad (16)$$

令 $m = 1 - \frac{TR}{L_q}$, $n = \frac{T}{L_q}$, 在当前 k 时刻对预测时域

N 内各个时刻进行预测, 预测结果如下:

$$\Delta \mathbf{I}_q = \mathbf{M} \Delta \mathbf{i}_q(k) + \mathbf{C} \mathbf{U}_q \quad (17)$$

$$\Delta \mathbf{I}_q = \begin{bmatrix} \Delta i_q(k) \\ \Delta i_q(k+1|k) \\ \vdots \\ \Delta i_q(k+N|k) \end{bmatrix}_{N \times 1} \quad \Delta \mathbf{U}_q = \begin{bmatrix} \Delta u_q(k) \\ \Delta u_q(k+1|k) \\ \vdots \\ \Delta u_q(k+N|k) \end{bmatrix}_{N \times 1} \quad (18)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m \\ m^2 + m \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^N m^i \end{bmatrix}_{N \times 1} \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} n & 0 & \dots & 0 \\ mn + m & n & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{r=0}^{N-1} m^r n & \sum_{l=0}^{N-2} m^l n & \dots & n \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (19)$$

式中: $\Delta \mathbf{I}_q$ 为输出向量控制增量矩阵, $\Delta \mathbf{U}_q$ 为输入向量控制增量矩阵。

2) 反馈矫正

MPC 预测的 q 轴电流值与实际值会存在误差, 为进一步优化系统控制效果, 加入反馈矫正部分补偿预测误差量, 计算公式为

$$e(k) = i_q(k) - i'_q(k) \quad (20)$$

式中: $e(k)$ 为 k 时刻预测误差值; $i_q(k)$ 为 k 时刻电流实际值; $i'_q(k)$ 为 k 时刻电流预测值。

由于在当前时刻只能获得本时刻的实际电流值, 无法获得未来时刻的实际输出值, 因此假设整个预测时域的预测误差值相同, 对预测模型进行修正得到:

$$\Delta \mathbf{I}_q = \mathbf{M} \Delta \mathbf{i}_q(k) + \mathbf{C} \mathbf{U}_q + \mathbf{E} \quad (21)$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} e(k) \\ e(k) \\ \vdots \\ e(k) \end{bmatrix}_{N \times 1} \quad (22)$$

式中: $\mathbf{E}$ 为预测偏差向量矩阵。

3) 迭代优化

为了让反馈矫正的预测值尽快跟踪目标指令值, 基于二次型函数优化性能指标, 采用加权系数矩阵的形式体现对控制器跟踪性能和控制量变化约束的权重, 性能指标为

$$J = \sum_{i=0}^{N-1} [i_q(k+i|k)^T Q i_q(k+i|k) + u_q(k+i|k)^T R u_q(k+i|k)] = i_q(k)^T G i_q(k) + U(k)^T H U(k) + 2 i_q(k)^T D U(k) \quad (23)$$

式中各系数为:

$$\left. \begin{aligned} G &= \mathbf{M}^T \mathbf{Q} \mathbf{M} \\ D &= \mathbf{C}^T \mathbf{Q} \mathbf{M} \\ H &= \mathbf{C}^T \mathbf{Q} \mathbf{C} + \mathbf{R} \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

式中: $\mathbf{Q}$ 为跟踪误差加权系数矩阵; $\mathbf{R}$ 为控制增量加权系数矩阵。 $\mathbf{Q}$ 和 $\mathbf{R}$ 具体见式(25)。

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} Q & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Q & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & Q \end{bmatrix}_{N \times N} \quad \mathbf{R} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & R \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (25)$$

由于系数矩阵 $\mathbf{M}$ 为定值, $i_q(k)$ 为已知的实际 q 轴电流值, 因此, 矩阵 $\mathbf{G}$ 对性能指标没有影响, H 和 D 为二次项和一次项系数, 通过迭代优化, 调节 Q 和 R 实现不同的控制效果。

2.2 制动压力跟踪控制策略

2.2.1 制动压力跟踪分析

夹钳与制动盘刚接触时, 驱动电机继续正向旋转, 滚珠丝杠螺母带动制动块压紧制动盘并在制动盘两侧产生制动压力, 即制动夹紧力 F_n , 同时电机负载扭矩增大进入堵转状态, 电机输出扭矩与 q 轴电流 i_q 正相关, 随着电机 i_q 的增大, 电机输出转矩持续增大, 制动

夹紧力 F_n 随之增大, 直至产生的制动压力跟踪上目标制动压力。此阶段电机负载转矩会随着制动压力的增大而增大, 同时电机进入堵转状态, 电机转速会比较低, 考虑到夹紧力跟踪响应速度, 制动压力跟踪阶段采用压力-电流双闭环控制策略, 以较快的响应速度跟踪至目标制动压力, 同时保持制动压力的稳定性。

2.2.2 基于PD前馈和自抗扰控制的压力环控制策略

压力环是EMB全制动过程中最重要的一环, 压力环跟踪效果决定制动性能的好坏。传统的压力-转速-电流三闭环PI控制使得系统需要同时监控和控制制动压力、电机转速和 q 轴电流 3 个参数, 增加了系统复杂性和执行负荷, 因此为了提高系统执行效率, 减小响应时间, 采用压力-电流双闭环控制。对于压力环来说, 传统的PI控制参数恒定设置会对系统存在的 3 个参数产生不确定性和外部扰动, 导致性能下降。因此采用PD加自抗扰控制, 利用微分缓解提前预测系统的未来表现, 利用自抗扰控制器在线估计扰动, 在控制律中补偿这些扰动, 实现对复杂不确定系统的高效控制。

二阶自抗扰控制包括跟踪微分器 (TD)、非线性误差反馈 (NLSEF) 和扩张状态观测器 (ESO) 3 个部分, 结构如图 4 所示。

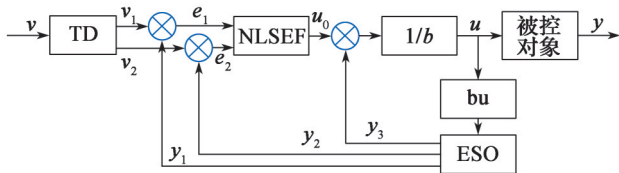


图 4 二阶自抗扰控制结构图

Fig. 4 Second-order ADRC structure

1) 跟踪微分器 (TD)

设计跟踪微分器为目标信号安排过渡过程, 能够有效提取阶跃信号中的微分信号供非线性误差反馈使用, 解决系统响应快速性和超调之间的矛盾。采用最速控制综合函数 $fhan(x_1, x_2, R, h)$ 设计跟踪微分器, 其表达式为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -fhan(x_1 - \theta_{ref}, x_2, R, h) \end{cases} \quad (26)$$

式(26)中, $fhan$ 函数公式为:

$$\begin{cases} d = R \cdot h \\ d_0 = h \cdot d \\ y = x_1 + hx_2 \\ a_0 = \sqrt{d^2 + 8R|y|} \\ a = \begin{cases} x_2 + \frac{(a_0 - d)}{2} \operatorname{sgn}(y), |y| > d_0 \\ x_2 + \frac{y}{h}, |y| \leq d_0 \end{cases} \\ fhan = - \begin{cases} R \operatorname{sgn}(a), |a| > d \\ R \frac{a}{d}, |a| \leq d \end{cases} \end{cases} \quad (27)$$

式中: h 为跟踪补偿; R 为速度因子; d 、 d_0 、 y 、 a_0 、 a 均为 $fhan$ 函数的中间变量。

2) 非线性误差反馈 (NLSEF)

由于EMB系统的复杂性, 实际制动过程中会存在不确定的扰动, 并且对于不同制动压力下的压力跟踪具有非线性特点, 因此引入NLSEF环节, 表达式为

$$\begin{aligned} v(t) &= K_p \operatorname{fal}(e_1, \alpha, \delta) + K_i \operatorname{fal}(e_0, \alpha, \delta) \\ \operatorname{fal}(e, \alpha, \delta) &= \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| \leq \delta \\ |e|^\alpha \operatorname{sgn}(e), & |e| > \delta \end{cases} \end{aligned} \quad (28)$$

式中: K_p 为非线性组合中的比例系数; K_i 为积分系数; $\operatorname{fal}(e, \alpha, \delta)$ 为非线性函数; α 为用于调节 fal 函数的非线性度, 通常为 $0 < \alpha < 1$; δ 为用于调节 fal 函数的非线性区间; e_1 为比例差分信号; e_0 为积分差分信号, 其表达式如式(29)。

$$\begin{cases} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_0 = \int e_1 dt \end{cases} \quad (29)$$

式中: v_1 为目标信号TD的输出; z_1 为ESO的输出;

3) 扩张状态观测器 (ESO)

ESO是自抗扰控制的核心, 通过将所有被控系统输出产生影响的内部扰动和外部扰动扩张作为一个新的状态, 即扰动状态量, 通过反馈机制构建扩张状态观测器, 以实现对系统状态和扰动状态量的估计, 表达式为:

$$\begin{cases} e(k) = z_1(k) - y(k) \\ z_1(k+1) = z_1(k) + h(z_2(k) - \beta_1 e(k)) \\ z_2(k+1) = z_2(k) + h(z_3(k) - \beta_2 \operatorname{fal}(e, \alpha, \delta) + bu(k)) \\ z_3(k+1) = z_3(k) - h\beta_3 \operatorname{fal}(e, \alpha, \delta) \end{cases} \quad (30)$$

式中: β_1 、 β_2 、 β_3 为系统控制参数; b 为输入增益的估计值。

误差反馈量 u_0 经过总扰动量 z_3 的补偿可得到最终控制量, 即 q 轴电流目标值, 表达式为

$$i_{q_ref} = u = \frac{u_0 - z_3(t)}{b} = \frac{\beta_1 \operatorname{fal}(e, \alpha, \delta) + \beta_2 \operatorname{fal}(e, \alpha, \delta) - z_3(t)}{b} \quad (31)$$

式中: i_{q_ref} 为 q 轴电流的期望值。

2.3 间隙保持控制策略

当驾驶员松开制动踏板, 踏板恢复至初始位置时, 制动压力目标指令逐渐减小直到为 0 N, 当 0 N 值的目标制动压力指令发出后, 系统中的实际制动压力较低。由于系统内部的摩擦作用, 使得制动压力无法完全消除, 因此驱动电机反转, 带动制动夹钳松开制动盘, 并保持一定的缓解间隙。此阶段系统的制动压力较小, 电机负载扭矩也比较小, 因此, 间隙保持阶段采用位置-转速-电流三闭环PI控制策略, 使得制动间隙产生的精度最高。

3 建模仿真及结果分析

3.1 仿真模型搭建

为了验证本文提出控制策略的合理性与正确性,

在MATLAB/Simulink中搭建EMB系统模型和控制策略模型, 包括电机负载模型、传动机构模型、电机摩擦模型、电机模型等, 构建系统数学模型, 如图5所示。
制动器主要部件性能参数如表1所示。

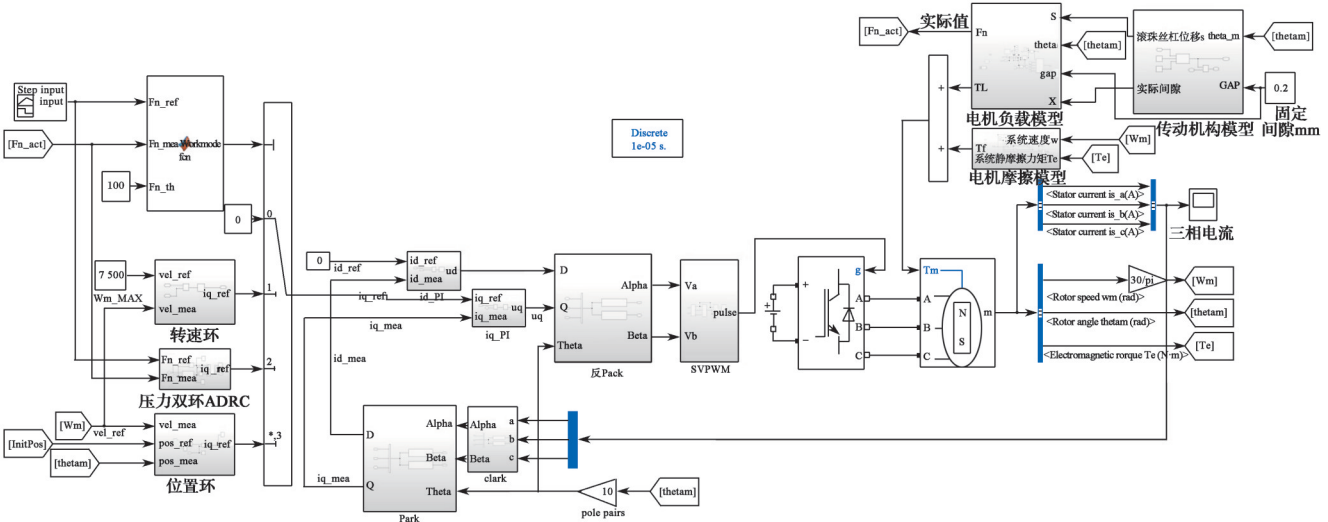


图5 EMB系统模型和控制策略模型
Fig. 5 EMB system model and control strategy model

表1 制动器性能参数

参数项目	参数值
行星齿轮减速比	55
滚珠丝杠导程/mm	5
制动盘平均厚度/mm	22
制动盘半径/mm	180
电机空载转速/(r·min ⁻¹)	7 500
电机峰值堵转转矩/(N·m)	0.83

3.2 仿真结果分析

图6为本文搭建的制动盘DTV-SRO叠加模型输出的位移变化图。旋转制动盘初始角速度为95.4 rad/s, 角减速度为16.2 rad/s², 两者作为扰动量输入至传动机构模型, 进而影响滚珠丝杠的丝杆位移。扰动量波动的平均值没有变化, 制动盘表面位移量幅值约为0.06 mm, 而随着制动时间的增加, 变化的频率逐渐变小, 扰动最大值与最小值之间的时间间隔逐渐增大, 与实际车辆中低速运行过程中制动抖动严重的工况相符。

在上述扰动输入状态下, 在0~45 kN阶跃工况和间隔0.5 s、每次递增5 000 N的连续加载工况条件下, 验证压力环PI控制和前馈自抗扰复合控制对压力波动的抑制效果, 如图7、图8所示。

图7为阶跃工况下的夹紧力环PI控制与前馈自抗扰复合控制作用下的夹紧力跟踪曲线。制动开始时反馈夹紧力为0 N, 直到0.038 s时消除完0.2 mm的制动间隙, 进入压力环控制; 压力环控制初期由于目标压

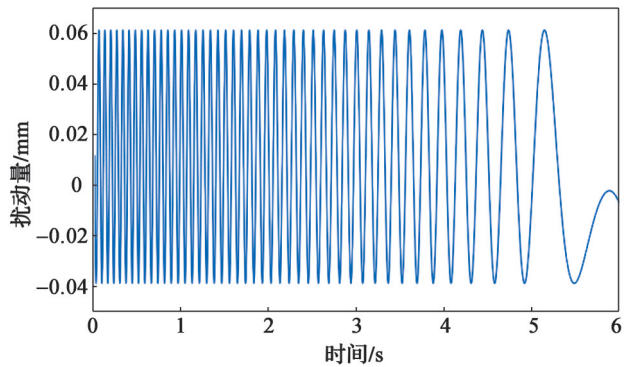


图6 制动盘扰动时域变化图
Fig. 6 Plot of time domain variation of brake disc disturbance

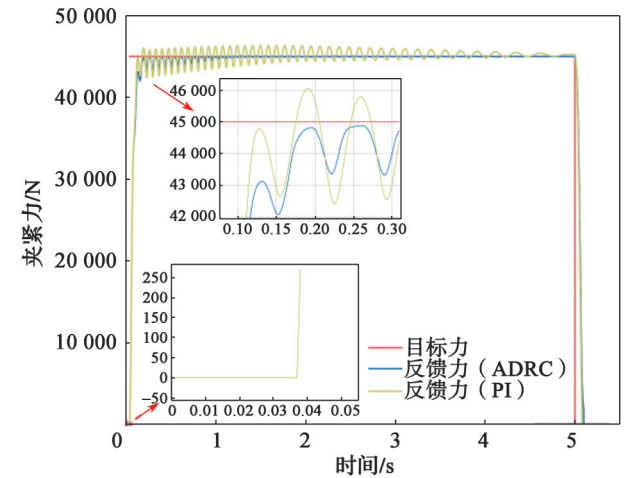


图7 阶跃工况下ADRC与PI控制对比
Fig. 7 Comparison of ADRC and PI control under step-change conditions

力值较大,扰动量对压力波动的影响值相对较小,因此2种控制算法下的反馈夹紧力均快速增高;0.132 s处PI控制与前馈自抗扰复合控制的夹紧力均到达第1个峰值,PI控制下的反馈力约44.7 kN,前馈自抗扰复合控制的反馈力约为43.1 kN,相比之下后者由于扩张状态观测器对扰动的补偿使得夹紧力的跟踪的效果略差,存在一定的控制误差;此后随着扰动量频率的降低,PI控制始终存在一定量的压力波动,其最大压力波动量约为2.1 kN,最小压力波动量约为250 N,而前馈自抗扰复合控制虽然在初期仍有1.5 kN的压力波动,但是在时间持续至约1.2 s时,压力波动就降至100 N以下;随着扰动频率的降低,最终压力波动量低至5 N以内,可见在不同频率下前馈自抗扰复合控制对压力波动的抑制效果明显优于PI控制。

图8为连续加载工况下夹紧力环PI控制与前馈自抗扰复合控制作用下的夹紧力跟踪曲线。制动开始时,目标制动压力较小,仅有5 kN,2种控制算法均有不同程度的超调,PI控制超调量为9 280 N,前馈自抗扰复合控制超调量约6 420 N;此外PI控制在高频的扰动下,最大波动量高达2.5 kN,而前馈自抗扰复合控制下的反馈夹紧力波动量为130 N,可见前馈自抗扰复合控制对于小目标力的控制超调要更小。在高频扰动下,夹紧力更小时,压力波动抑制效果更好。

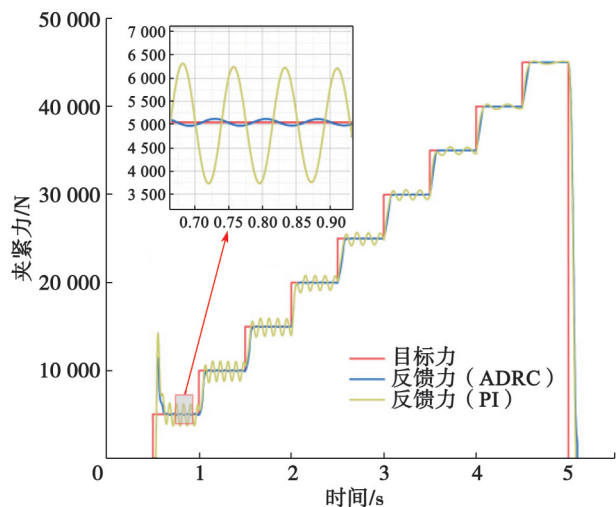


图8 连续加载工况ADRC与PI控制对比

Fig. 8 Comparison of ADRC and PI control under continuous loading conditions

由上述分析可知,无论是在不同频率的扰动下还是在不同目标力工况下,本文提出的控制算法对压力波动的控制效果更佳。

4 试验验证及结果分析

基于电机控制板、MicroLabBox和EMB执行器搭建如图9所示的试验平台。

为验证本文提出的复合控制策略对夹紧力精度控

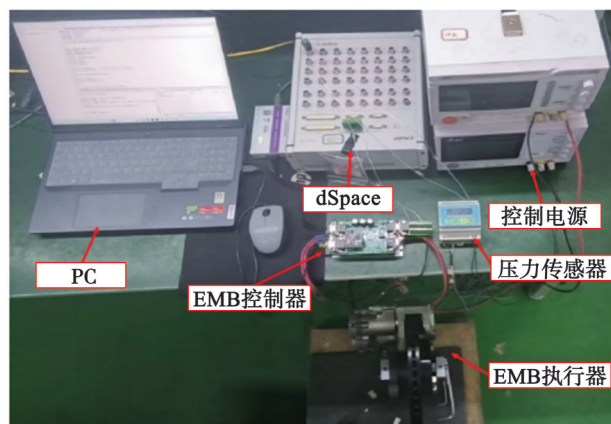


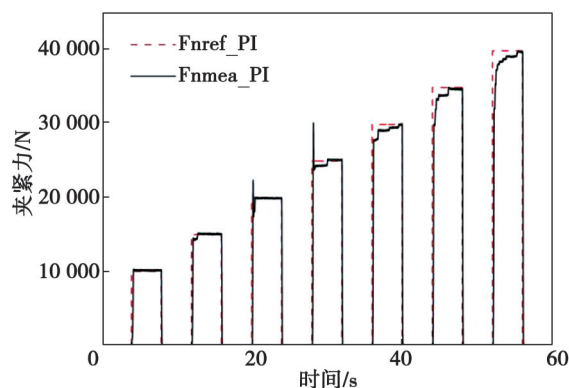
图9 控制策略试验平台

Fig. 9 Control strategy experiment platform

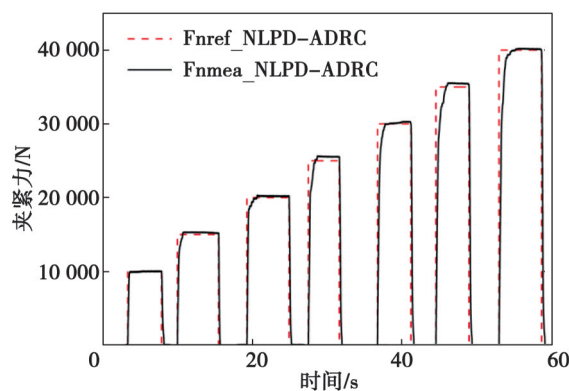
制的优越性,对所搭建的EMB系统进行不同夹紧力下的制动试验,连续加载工况和阶跃工况下的夹紧力变化曲线如图10、图11所示。

图10(a)中,在PI控制下,对于参考夹紧力较小时的阶跃工况控制效果较好,0~10 kN的响应时间为276 ms。参考夹紧力低于25 kN的阶跃工况中出现一定程度的超调;在高于25 kN的阶跃工况中,出现不同程度的欠调和阶梯形加载的现象,整体稳态误差也较大;在0~40 kN的阶跃工况中,稳态误差达到2.6 kN。

图10(b)中,在NLPD-ADRC控制下,阶跃工况的



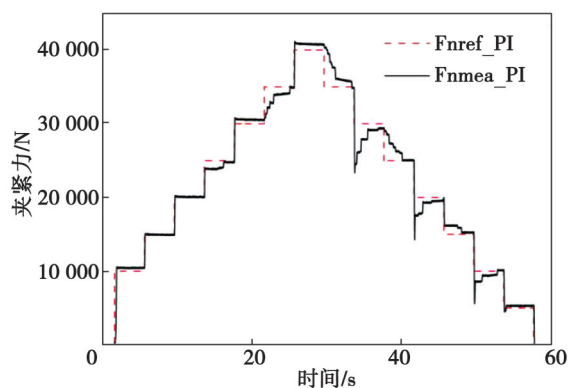
(a) PI控制



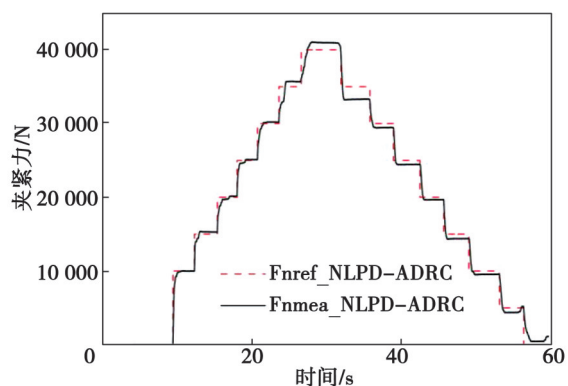
(b) NLPD-ADRC控制

图10 PI控制与NLPD-ADRC控制阶跃工况对比

Fig. 10 Comparison of PI control and NLPD-ADRC control under step-change conditions



(a) PI控制



(b) NLPD-ADRC控制

图 11 PI控制与NLPD-ADRC控制连续加载工况对比

Fig. 11 Comparison of PI control and NLPD-ADRC control under continuous loading conditions

整体反馈夹紧力跟踪曲线较为平缓, 对于各种阶跃信号的跟踪均没有明显的超调和欠调现象, 并且跟踪响应时间也较短, 0~10 kN的响应时间为253 ms, 而在0~40 kN的阶跃工况中稳态误差均小于190 N。

通过2种工况下NLPD-ADRC与PI控制算法的试验对比, 表明NLPD-ADRC控制下的夹紧力整体而言有更好的跟踪效果, 对于不同大小的参考夹紧力均不会出现明显的超调或欠调情况, 跟踪稳定性较高。相比PI控制, NLPD-ADRC的抗干扰能力更强, 在制动力卸载阶段, 也能够克服系统可能出现的卡顿和迟滞情况。

PI控制与NLPD-ADRC控制连续加载工况对比如图11所示。采用经典的连续加载工况对制动力进行测试验证: 初始制动间隙固定为0.2 mm, 目标夹紧力从10 kN递增至40 kN, 再递减至0 N, 每次变化幅度为5 kN。

图11(a)中, 在PI控制下, 当目标夹紧力较小时(小于30 kN), 夹紧力控制基本能保持较快的响应速度和较低的稳态误差; 当目标夹紧力较大时(大于30 kN), 夹紧力跟踪会出现欠调现象, 反馈夹紧力的第一个峰值与目标夹紧力差距较大。在制动卸载时, PI控制的反馈夹紧力始终会出现不同程度的大幅超调现象, 达到稳态的时间也被大大延长, 整体而言卸载过程的响应时间和稳态误差指标均比加载过程更差。

图11(b)中, 在NLPD-ADRC控制下, 加载阶段和

卸载阶段的反馈夹紧力基本都能跟踪目标夹紧力。总制动响应时间较短, 由初始间隙加载至10 kN的制动响应时间仅为201 ms, 稳态误差在218 N以内, 且反馈夹紧力上升曲线更为平缓, 无剧烈抖动。在制动加载阶段, 任意目标夹紧力工况下都会出现小幅度的欠调, 而在卸载阶段能保持极好的跟踪稳定性, 没有明显的超调。

5 结束语

针对EMB系统夹紧力控制不稳定的问题, 提出了一种基于分阶段动态特性的闭环控制策略。研究将EMB运行过程划分为3个阶段, 针对各阶段特性采用不同的闭环控制算法, 分别提出了针对电流环的基于二次优化的模型预测控制和针对压力环的基于非线性PD前馈融合自抗扰控制策略, 并将DTV-SRO叠加模型输出的扰动量输入至滚珠丝杠的位移量, 以模拟实际运行可能存在的扰动信号。在阶跃工况和连续加载工况下, 与传统制动全过程使用PI控制算法对比, 验证所提出的分阶段不同控制策略控制制动力的效果, 结果表明基于二次优化的模型预测控制和非线性PD前馈融合自抗扰控制的策略对高频扰动信号干扰的抑制效果显著, 制动力跟踪有更快的响应速度、更小的稳态误差和更强的抗干扰能力, 并且对所设定的目标力均有良好的跟踪精度。研究已通过dSPACE快速控制原型验证, 其算法框架可迁移至轨道交通、新能源车辆等线控制动系统。后续工作将结合车辆纵向动力学模型, 进一步拓展复杂工况适应性, 推动EMB技术在智能驾驶领域的产业化应用。

参考文献:

- [1] 文韬, 庄文杰, 颜闵杰, 等. 基于制动力控制的轨道列车电子机械制动控制方法研究[J]. 机车电传动, 2024(6): 121-126. WEN Tao, ZHUANG Wenjie, YAN Minjie, et al. Research on an electro-mechanical braking control method for rail trains based on braking force control[J]. Electric drive for locomotives, 2024(6): 121-126.
- [2] 黄钰. 轻型汽车电子机械制动执行机构与控制算法研究[D]. 成都: 西华大学, 2019. HUANG Yu. Research on electro-mechanical braking actuator and control algorithms for light vehicles[D]. Chengdu: Xihua University, 2019.
- [3] GAO G W, LI X P, XU Z. Research on regenerative braking system for linear control chassis platform[J]. Journal of physics: conference series, 2021, 2029: 012005.
- [4] 傅云峰. 汽车电子机械制动系统设计及其关键技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2013. FU Yunfeng. Automotive electromechanical brake system design and its key technology[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2013.

- versity, 2013.
- [5] YAO Xiuming, ZHAO Boyang, LI Shaohua. Disturbance observer-based tracking control of high-speed trains under adhesion dynamics[J]. IEEE transactions on automation science and engineering, 2024, 21(2): 1727-1739.
- [6] 王维锐, 葛正, 傅云峰, 等. 具有间隙调节功能的车用电子机械制动器: CN201120510037.0[P]. 2011-12-09.
- WANG Weirui, GE Zheng, FU Yunfeng, et al. Vehicle electronic mechanical brake with gap adjustment function: CN201120510037.0[P]. 2011-12-09.
- [7] WEI Zhen, XU J, HALIM D. Clamping force control of sensor-less electro-mechanical brake actuator[C]//IEEE. 2017 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA). Takamatsu: IEEE, 2017: 764-769.
- [8] MENG Y, WU T, RONG J, et al. Clamping force control of electromechanical brake actuator considering contact point between friction lining and brake disc[J]. Actuators, 2024, 13(9): 345.
- [9] LI Jing, WANG Mengchun, HE Rui, et al. A design of electromechanical brake system triple-loop controllers using frequency domain method based on Bode plot[C]//IEEE. Proceedings 2011 International Conference on Transportation, Mechanical, and Electrical Engineering (TMEE). Changchun: IEEE, 2011: 795-798.
- [10] JO C, HWANG S, KIM H. Clamping-force control for electromechanical brake[J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2010, 59(7): 3205-3212.
- [11] 张建. 电子机械制动执行器精细控制算法研究[D]. 长春: 吉林大学, 2011.
- ZHANG Jian. Research on accurate control algorithm for electromechanical brake actuator[D]. Changchun: Jilin University, 2011.
- [12] 葛正, 王维锐, 王俊鼎. 电子机械制动器间隙调整控制策略研究[J]. 浙江大学学报(工学版), 2017, 51(1): 138-144.
- GE Zheng, WANG Weirui, WANG Junding. Control strategy for brake clearance adjustment of electronic mechanical brake[J]. Journal of Zhejiang university(engineering science), 2017, 51(1): 138-144.
- [13] 张帅, 梁光成, 常宏, 等. 考虑制动间隙的电子机械制动系统三阶闭环PID控制策略[J]. 山东交通学院学报, 2021, 29(1): 7-14.
- ZHANG Shuai, LIANG Guangcheng, CHANG Hong, et al. Three-order closed-loop PID control strategies of electromechanical brake system with brake clearance[J]. Journal of Shandong jiaotong university, 2021, 29(1): 7-14.
- [14] FOX J, ROBERTS R, BAIER-WELT C, et al. Modeling and control of a single motor electronic wedge brake: 2007-01-0866[R]. Warrendale: SAE International, 2007.
- [15] LINE C, MANZIE C, GOOD M C. Electromechanical brake modeling and control: from PI to MPC[J]. IEEE transactions on control systems technology, 2008, 3(16): 446-457.
- [16] ZHAO Yiyun, LIN Hui, ELAHI H, et al. Clamping force sensor fault analysis and fault-tolerant control of the electromechanical brake system[J]. Arabian journal for science and engineering, 2023, 48(5): 6011-6023.

Research on control strategy of electro-mechanical braking system

CHANG Jiujian, ZHANG Yajie, WANG Wenlong, WU Jiahao

(School of Automotive and Transportation Engineering, Hefei University of Technology, Hefei, Anhui 230000, China)

Abstract: The electro-mechanical braking system utilized in rail vehicles experiences braking judder and vibration during operation. It is imperative to enhance control accuracy and develop precise control algorithms for the accurate regulation of clamping force. This study introduces a staged, comprehensive control strategy that segments the operation process of the electro-mechanical braking system into three distinct stages: the idling travel stage, the braking pressure jump tracking stage, and the gap holding stage. During the idling travel stage, a speed-current dual closed-loop control strategy is implemented, with the target speed set at the maximum idling speed, thereby allowing the caliper to complete its idling travel in the minimal speed response time. The design of the current loop is informed by quadratic optimization within a model predictive control framework, aimed at enhancing the instantaneous tracking performance of the control current. In the braking pressure tracking stage, the strategy accounts for the motor load torque and braking force response speed, utilizing a pressure-current dual closed-loop control approach to facilitate rapid response times and adherence to the stability, which corresponds to the target braking pressure. An active disturbance rejection control (ADRC) strategy based on nonlinear PD feedforward fusion is designed for the clamping force loop to improve the tracking performance of the clamping force and the disturbance rejection ability during braking tracking. In the gap holding stage, the control strategy considers both braking pressure and motor load torque, implementing a position-speed-current triple closed-loop PI control strategy to achieve the highest accuracy in maintaining the braking gap. The validity and efficacy of the proposed algorithm have been substantiated through simulations and experiments conducted on a platform developed using MATLAB/Simulink and dSPACE. The results indicate that the proposed control strategy significantly enhances both the control accuracy and response speed of the braking force while demonstrating improved robustness.

Keywords: electro-mechanical braking system (EMB); clamping force control; staged control strategy; model predictive control; active disturbance rejection control (ADRC); rail transit braking