DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.2.291 **中图分类号**：TM351 **文献标志码**：A

磁浮长定子直线同步电机的鲁棒预测控制技术

康劲松[1,2](中国电源学会高级会员)，韩仁杰[2,3]，赵元哲[1,2]，
胡宗博[1,2](中国电源学会学生会员)
(1.同济大学交通学院，上海 201804；2.磁浮技术铁路行业重点实验室，上海 201804；
3.同济大学电子与信息工程学院，上海 201804)

摘要：磁浮长定子直线同步电机驱动系统在运行过程中易受多源扰动影响，导致电机参数发生较大波动，进而降低模型预测方法的控制效果。为此，提出1种基于误差反馈校正的鲁棒预测算法。在该策略中，电流的预测值与实际采样值之间的误差作为反馈量，通过设计合理的反馈结构，修正传统无差拍预测控制输出电压，能够有效解决由于电感、电阻和磁链失配引起的稳态跟踪误差及系统不稳定问题。最后，设计搭建了1个磁浮直线同步电机平台并进行对比验证，实验结果验证了所提算法的有效性。

关键词：直线同步电机；无差拍控制；参数失配；误差反馈校正；并联补偿

Robust Predictive Control Technology for Long-stator Linear Synchronous Motor in Maglev System

KANG Jinsong[1,2], *Senior Member*, *CPSS*, HAN Renjie[2,3], ZHAO Yuanzhe[1,2],
HU Zongbo[1,2], *Student Member*, *CPSS*
(1. College of Transportation, Tongji University, Shanghai 201804, China; 2. Key Laboratory of Railway Industry of Maglev Technology, Shanghai 201804, China; 3. College of Electronic and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China)

Abstract: In maglev long-stator linear synchronous motor drive systems, multiple sources of disturbances during their operation can lead to significant fluctuations in motor parameters, thereby reducing the control effect of model predictive approaches. To address this issue, a robust predictive control algorithm based on error feedback correction is proposed. Under this strategy, the error between the predicted and measured values of current is used as a feedback signal. By designing an appropriate feedback structure to adjust the output voltage of the conventional deadbeat predictive controller, the proposed method can effectively mitigate steady-state tracking errors and instability problems caused by mismatches in inductance, resistance and flux linkage. Finally, a maglev linear synchronous motor platform was constructed for comparative verification, and experimental results validated the effectiveness of the proposed algorithm.

Keywords: Linear synchronous motor; deadbeat control; parameter mismatch; error feedback correction; parallel compensation

收稿日期：2025-04-25；**修回日期**：2025-08-03，2025-09-05；
录用日期：2025-10-04；**网络首发日期**：2025-11-21
基金项目：国家自然科学基金资助项目(52277196)；高速磁浮运载技术全国重点实验室开放基金资助项目(SKLM SFCF 2023 010)
This work is supported by the National Natural Science Foundation of China under the grant 52277196; the Open Fund of State Key Laboratory of High-speed Maglev Transportation Technology under the grant SKLM SFCF 2023 010

随着地面交通系统朝着高速化方向不断发展，磁浮列车技术的研究已成为轨道交通领域的重要发展方向。长定子直线同步电机LSLSM(long-stator linear synchronous motor)驱动系统为磁浮列车提

供牵引力，是高速磁浮交通的核心组件，其驱动特性直接决定了磁浮列车的行驶性能[1]。近年来，随着控制理论与数字控制器的发展，模型预测控制 MPC(model predictive control)由于其优越的动态性能在电机控制领域被广泛研究[2]。无差拍预测电流控制 DPCC(deadbeat predictive current control)作为模型预测控制的 1 种，具有稳态性能好、计算复杂度低等优点[3]，但还存在着参数敏感性高等固有问题，其控制效果对精确模型有较大依赖[4-5]。

目前针对预测控制参数鲁棒性问题，已经有大量学者进行研究，并提出了多种方法。文献[6]采用高频电流注入来实现电感、电阻和磁链全参数辨识，实时更新电机参数以修正预测模型，取得了良好的实验效果。但基于在线参数辨识的方法具有计算负载大、多参数辨识欠秩等问题[7]。文献[8]为了降低预测控制对模型的依赖，引入了无模型预测控制 MFPC(model-free predictive control)，典型的无模型方法主要基于超局部模型[9-10]，通过构建泛化模型将参数不确定性纳入扰动项，并借助扩张状态观测器[11]或滑模观测器[12-13]等对集总扰动项进行估计并补偿。尽管泛化模型降低了参数依赖性，但实际的控制效果可能不稳定，在参数精确时，控制表现可能较差。文献[14]在分析了磁链失配对于电流影响的基础上，设计了积分反馈结构，将电流误差进行积分，补偿输出电压，较好地抑制了磁链失配对电流的影响；文献[15]则通过跟踪误差修正参考电流值，实现鲁棒性提升。这类基于误差反馈校正的方法无需设计复杂观测器，算法简便可靠，具有极大的工程应用潜力，但仍需合理设计反馈结构和反馈系数，实现优化控制。

长定子直线同步电机在实际运行过程中容易受到气隙波动[16]、定子换向、磁热耦合等多源影响[17]，参数变化问题相比旋转电机而言更为严重。本文为解决预测控制的参数敏感性问题，在参数失配对电流影响的量化分析基础上，提出 1 种基于误差反馈校正的鲁棒预测控制方法。所提方法通过设计相应的反馈补偿项修正无差拍预测控制输出参考电压，能够有效抑制参数失配带来的稳态误差和电流波动问题，以较低的计算量实现鲁棒性能提升。最后，搭建了磁浮直线同步电机实验平台，验证了所提方法的有效性。

1 无差拍模型预测控制

1.1 直线电机数学模型

磁浮用直线同步电机为电励磁电机，忽略磁场的高次谐波，电机在旋转坐标系下的 *U-I* 方程可以表示为

$$\begin{cases} u_d = R_{\mathrm{s}} i_d + L_d \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_{\mathrm{e}} L_q i_q \\ u_q = R_{\mathrm{s}} i_q + L_q \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_{\mathrm{e}} L_d i_d + \omega_{\mathrm{e}} \psi_{\mathrm{f}} \end{cases} \tag{1}$$

式中：u_d、u_q 分别为定子电压的交直轴分量；i_d、i_q 分别为对应的电流分量；L_d、L_q 分别为定子电感；R_{s} 为定子电阻；ω_{e} 为电角速度；$\psi_{\mathrm{f}} = L_{\mathrm{f}} i_{\mathrm{f}}$ 为动子等效励磁磁链，L_{f} 为励磁电感，i_{f} 为励磁电流。

直线电机的电角速度与运行速度的关系为

$$\omega_{\mathrm{e}} = \frac{\pi v}{\tau} \tag{2}$$

式中：τ 为极距；v 为直线电机水平运行速度。

此时电机的牵引力方程也可以表示为

$$F_{\mathrm{e}} = \frac{3\pi}{2\tau} i_q [L_{\mathrm{f}} i_{\mathrm{f}} + (L_d - L_q) i_d] \tag{3}$$

在磁浮驱动控制中，由于悬浮和牵引相互耦合，为了避免悬浮控制对牵引系统的影响，通常设置 $i_d = 0$ 进行控制，磁浮牵引力可以简化为

$$F_{\mathrm{e}} = \frac{3\pi}{2\tau} i_q L_{\mathrm{f}} i_{\mathrm{f}} \tag{4}$$

1.2 无差拍预测控制

基于数字控制器实现预测控制，首先使用前向欧拉法对式(1)的电机方程进行离散化展开，具体为

$$\begin{cases} i_d^{k+1} = i_d^k + \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_d}(u_d^k - R i_d^k + \omega_{\mathrm{e}} L_q i_q^k) \\ i_q^{k+1} = i_q^k + \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_q}(u_q^k - R i_q^k - \omega_{\mathrm{e}} L_d i_d^k - \omega_{\mathrm{e}} \psi_{\mathrm{f}}) \end{cases} \tag{5}$$

式中：T_{s} 为数字控制周期；i^{k+1} 为预测下一拍时刻

的电流；i^k 为当前时刻的采样电流。由于数字控制器具有采样、计算和输出的更新机制，当前的控制输出在下一时刻才有效，为了补偿采样一拍误差延迟，计算补偿后的采样电流 i_d^{cmp} 和 i_q^{cmp} 为

$$\begin{cases} i_d^{\text{cmp}} = \left(1-\dfrac{T_{\text{s}}R}{L_d}\right)i_d^k + \dfrac{T_{\text{s}}}{L_{\text{d}}}(u_d^{k-1}+\omega_{\text{e}}L_q i_q^k) \\ i_q^{\text{cmp}} = \left(1-\dfrac{T_{\text{s}}R}{L_q}\right)i_q^k + \dfrac{T_{\text{s}}}{L_q}(u_q^{k-1}-\omega_{\text{e}}L_q i_q^k-\omega_{\text{e}}\psi_{\text{f}}) \end{cases} \tag{6}$$

此时根据无差拍原理，在式(5)中将下一时刻的预测电流等于参考电流，即 $i^{k+1}=i^*$。可以反算出最优输出电压矢量 u_d^* 和 u_q^* 分别为

$$\begin{cases} u_d^* = \dfrac{L_d}{T_{\text{s}}}i_d^* - \left(\dfrac{L_d}{T_{\text{s}}}-R\right)i_d^k - \omega_{\text{e}}L_q i_q^k \\ u_q^* = \dfrac{L_q}{T_{\text{s}}}i_q^* - \left(\dfrac{L_q}{T_{\text{s}}}-R\right)i_q^k + \omega_{\text{e}}L_d i_d^k + \omega_{\text{e}}\psi_{\text{f}}) \end{cases} \tag{7}$$

为了便于分析，将补偿后的采样电流仍以 i_d^k 和 i_q^k 表示。

磁浮用直线同步电机采用三电平逆变器驱动，将无差拍计算得到的参考电压矢量通过坐标变换输入到空间矢量脉宽调制 SVPWM(space vector pulse width modulation)策略中，可实现电机的正常驱动。总的无差拍预测电流控制的原理框图如图 1 所示。

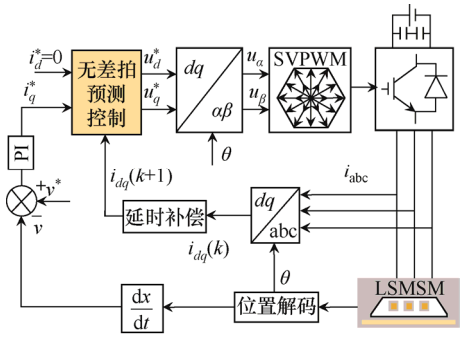


图 1　直线同步电机无差拍预测控制原理框图

Fig. 1 Block diagram of DPCC of LSM

2　参数失配影响分析

模型预测控制是典型的基于模型的方法，参数准确性对于控制效果有较大的影响。定义 R、L 和 ψ 分别为标称电阻、标称电感和标称磁通量。在实际运行过程中，电机参数会发生改变，用 R_{r}、L_{r} 和 ψ_{r} 来表示电机对应的实际参数，此时实际的电流预测模型可以表示为

$$\begin{bmatrix} i_d^{k+1} \\ i_q^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1-\dfrac{R_{\text{r}}T_{\text{s}}}{L_d^{\text{r}}} & \dfrac{L_q^{\text{r}}T_{\text{s}}\omega_{\text{e}}}{L_d^{\text{r}}} \\ -\dfrac{L_d^{\text{r}}T_{\text{s}}\omega_{\text{e}}}{L_q^{\text{r}}} & 1-\dfrac{R_{\text{r}}T_{\text{s}}}{L_q^{\text{r}}} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_d^k \\ i_q^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{T_{\text{s}}}{L_d^{\text{r}}} & 0 \\ 0 & \dfrac{T_{\text{s}}}{L_q^{\text{r}}} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} u_d^k \\ u_q^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\dfrac{\psi_{\text{r}}T_{\text{s}}\omega_{\text{e}}}{L_q^{\text{r}}} \end{bmatrix} \tag{8}$$

采用无差拍控制，基于额定参数计算最优输出电压。把式(7)得到的参考电压代入式(8)中的 u_d^k 和 u_q^k，得到实际电流与参考电流之间关系为

$$\begin{cases} i_d^{k+1} = \dfrac{L_d}{L_d^{\text{r}}}i_d^* + \left(1-\dfrac{L_d}{L_d^{\text{r}}}\right)i_d^k + \dfrac{T_{\text{s}}}{L_d^{\text{r}}}(R-R_{\text{r}})i_d^k + \\ \qquad \dfrac{L_q^{\text{r}}-L_q}{L_d^{\text{r}}}T_{\text{s}}\omega_{\text{e}}i_q^k \\ i_q^{k+1} = \dfrac{L_q}{L_q^{\text{r}}}i_q^* + \left(1-\dfrac{L_q}{L_q^{\text{r}}}\right)i_q^k + \dfrac{T_{\text{s}}}{L_q^{\text{r}}}(R-R_{\text{r}})i_q^k + \\ \qquad \dfrac{T_{\text{s}}\omega_{\text{e}}}{L_q^{\text{r}}}(\psi-\psi_{\text{r}}) - \dfrac{L_d^{\text{r}}-L_d}{L_q^{\text{r}}}T_{\text{s}}\omega_{\text{e}}i_d^k \end{cases} \tag{9}$$

式中：i_d^* 为参考电流；i_d^{k+1} 为实际电流。为简化分析，结合实际工况令 $i_d^*=i_d^k=0$，可得

$$\begin{cases} i_d^{k+1} = \dfrac{L_q^{\text{r}}-L_q}{L_d^{\text{r}}}T_{\text{s}}\omega_{\text{e}}i_q^k \\ i_q^{k+1} = \dfrac{L_q}{L_q^{\text{r}}}i_q^* + \left(1-\dfrac{L_q}{L_q^{\text{r}}}\right)i_q^k + \dfrac{T_{\text{s}}}{L_q^{\text{r}}}(R-R_{\text{r}})i_q^k + \\ \qquad \dfrac{T_{\text{s}}\omega_{\text{e}}}{L_q^{\text{r}}}(\psi-\psi_{\text{r}}) \end{cases} \tag{10}$$

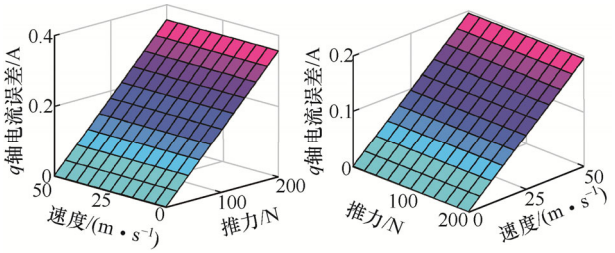
从式(10)可以看到，当电感参数准确时，参数失配对 d 轴电流跟踪无较大影响，电阻失配和磁链失配则会导致 q 轴电流产生稳态跟踪误差。其中电阻失配产生的稳态误差大小与电流大小成正比，磁链失配产生的稳态误差大小与速度成正比。同时，电阻、磁链失配产生的电流稳态误差大小与失配的比例成正比，电阻及磁链参数的失配程度越大，稳

态误差越大。按照表 1 的实验平台电机参数分别设置电阻失配比例 50%与磁链失配比例 50%，可以得到不同工况条件下电流跟踪误差的三维图像，如图 2 所示。

表 1 实验平台参数

Tab. 1 Parameters of experimental platform

参数	数值
平台总长/m	5.7
定子铁心段	5
定子极距/mm	266.5
动子极距/mm	258
动子质量/kg	130
气隙高度/mm	10
母线电压/V	100
定子电阻/Ω	0.32
励磁电流/A	20
等效磁链/Wb	0.28
d 轴电感/mH	3.8
q 轴电感/mH	3.6

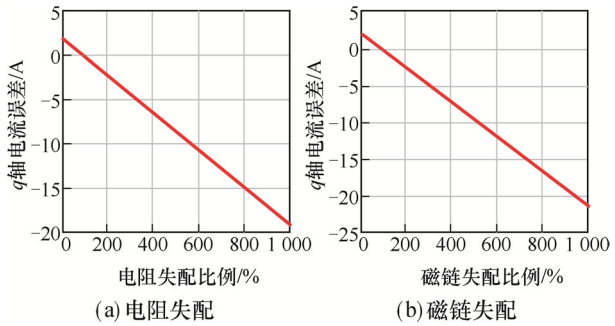


(a) 电阻失配50% (b) 磁链失配50%

图 2 电流稳态误差随速度/推力变化

Fig. 2 Changes in steady-state current error under varying speed and thrust conditions

在推力 100 N、速度 25 m/s 的工况下，电流误差随电阻与磁链失配比例的变化如图 3 所示。



(a) 电阻失配 (b) 磁链失配

图 3 电流稳态误差随电阻/磁链失配比例变化

Fig. 3 Changes in steady-state current error at varying mismatch ratios of resistance and flux linkage

保持电阻和磁链参数准确，分析电感失配影响。定义 $n_L = L_q / L_q^{\mathrm{r}}$，此时对于 q 轴电流而言，存在一个递推关系为

$$i_q^{k+1} = n_L i_q^* + (1-n_L) i_q^k \tag{11}$$

将式(11)进行 z 域变换，得到离散系统传递函数为

$$\frac{I(z)}{I^{\mathrm{p}}(z)} = \frac{n_L z}{z-(1-n_L)} \tag{12}$$

式中，$I(z)$ 和 $I^{\mathrm{p}}(z)$ 分别为 i_q^{k+1} 与 i_q^* 的 z 变换。

根据离散系统稳定性要求，当传递函数极点全部位于 z 域平面的单位圆内时，系统保持稳定。式(12)的极点随 n_L 的变化图像如图 4 所示，从图中可以看到当 $0 < n_L < 2$ 时，极点位于单位圆内，系统保持稳定。

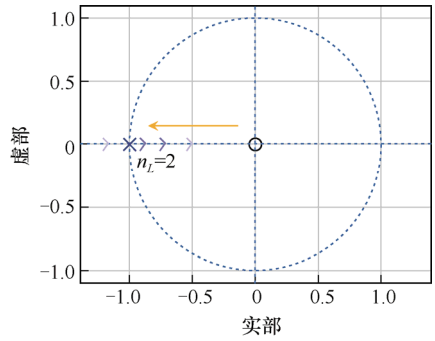


图 4 电感失配对系统极点的影响

Fig. 4 Effect of inductance mismatch on system poles

由图 5 可以看到，当电感失配超过稳定范围时，电流总谐波失真 THD(total harmonic distortion)显著增大，稳态电流波动异常。同时，由式(10)可以看到，电感耦合失配会造成 d 轴电流产生稳态误差，稳态误差的大小与电感偏差、速度及 q 轴电流

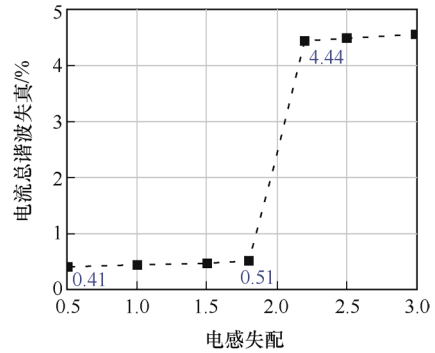


图 5 电感失配对电流谐波的影响

Fig. 5 Effect of inductance mismatch on current harmonic

均相关。设置电感额定参数与实际参数的比值为1.5，即控制器中 q 轴电感 $L_q=1.5L_q^{\mathrm{r}}$，d 轴电感 $L_d=1.5L_d^{\mathrm{r}}$，验证电感失配对 d 轴电流的稳态误差影响，结果如图 6 所示。由于电感耦合失配导致的稳态误差相对很小，故可以在控制过程中进行忽略，电感失配最重要的影响即导致系统的不稳定，电流的谐波增大。

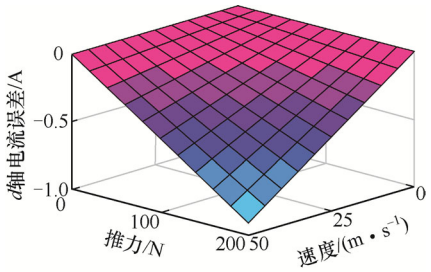


图 6　电感失配下的电流误差变化

Fig. 6 Changes in current error under varying inductance mismatch

综上，参数失配对于电流的影响是复杂的、多耦合的。其中磁链和电阻失配主要会影响电流控制产生稳态误差，其中磁链失配造成的电流稳态误差大小与速度成正比，而电阻失配造成的电流稳态误差大小则与电流成正比。电感失配则会引起系统的不稳定，增大电流谐波，降低电流质量。

3　所提鲁棒预测电流算法

为了有效提高传统 DPCC 算法的鲁棒性能，消除因电阻、磁链失配引起的稳态误差，并提高系统对电感失配的稳定范围，本文提出了 1 种基于误差反馈校正的鲁棒预测算法，在原有无差拍控制基础上，根据反馈电流信息，设计相应的电压补偿项，修正无差拍控制输出参考电压。

3.1　扩大电感稳定范围

针对电感失配导致系统不稳定的问题，本文增加电压补偿项，通过改变系统稳定极点来扩大电感稳定范围，电压补偿项为

$$\begin{bmatrix}\hat{u}_d\\ \hat{u}_q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}u_d^*\\ u_q^*\end{bmatrix}-\alpha\begin{bmatrix}\dfrac{L_d}{T_{\mathrm{s}}}(i_d^*-i_d)\\ \dfrac{L_q}{T_{\mathrm{s}}}(i_q^*-i_q)\end{bmatrix}\tag{13}$$

式中：$\hat{u}_d$、$\hat{u}_q$ 为修正后的参考电压；α 为电感补偿因子。将补偿后的电压代入式(8)，可以得到补偿后的电流预测模型为

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix}i_d^{k+1}\\ i_q^{k+1}\end{bmatrix}=&\begin{bmatrix}1-\dfrac{R_{\mathrm{r}}T_{\mathrm{s}}}{L_d^{\mathrm{r}}} & \dfrac{L_q^{\mathrm{r}}T_{\mathrm{s}}\omega_{\mathrm{e}}}{L_d^{\mathrm{r}}}\\ -\dfrac{L_d^{\mathrm{r}}T_{\mathrm{s}}\omega_{\mathrm{e}}}{L_q^{\mathrm{r}}} & 1-\dfrac{R_{\mathrm{r}}T_{\mathrm{s}}}{L_q^{\mathrm{r}}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_d^k\\ i_q^k\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_d^{\mathrm{r}}} & 0\\ 0 & \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_q^{\mathrm{r}}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}u_d^k\\ u_q^k\end{bmatrix}-\\ &\alpha\begin{bmatrix}\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_d^{\mathrm{r}}} & 0\\ 0 & \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_q^{\mathrm{r}}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\dfrac{L_d}{T_{\mathrm{s}}}(i_d^*-i_d^k)\\ \dfrac{L_q}{T_{\mathrm{s}}}(i_q^*-i_q)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ -\dfrac{\psi_{\mathrm{r}}T_{\mathrm{s}}\omega_{\mathrm{e}}}{L_q^{\mathrm{r}}}\end{bmatrix}\end{aligned}\tag{14}$$

同理，将无差拍计算得到的参考电压矢量代入式(9)，得到电流实际值与参考值的关系为

$$\begin{cases}i_d^{k+1}=\dfrac{L_d}{L_d^{\mathrm{r}}}i_d^*+\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_d^{\mathrm{r}}}(R-R_{\mathrm{r}})i_d^k+\left(1-\dfrac{L_d}{L_d^{\mathrm{r}}}\right)i_d^k+\\ \qquad\dfrac{L_q^{\mathrm{r}}-L_q}{L_d^{\mathrm{r}}}T_{\mathrm{s}}\omega_{\mathrm{e}}i_q^k-\alpha\dfrac{L_d}{L_d^{\mathrm{r}}}(i_d^*-i_d^k)\\ i_q^{k+1}=\dfrac{L_q}{L_q^{\mathrm{r}}}i_q^*+\left(1-\dfrac{L_q}{L_q^{\mathrm{r}}}\right)i_q^k-\alpha\dfrac{L_q}{L_q^{\mathrm{r}}}(i_q^*-i_q^k)-\\ \qquad\dfrac{L_d^{\mathrm{r}}-L_d}{L_q^{\mathrm{r}}}T_{\mathrm{s}}\omega_{\mathrm{e}}i_d^k+\dfrac{T_{\mathrm{s}}\omega_{\mathrm{e}}}{L_q^{\mathrm{r}}}(\psi-\psi_{\mathrm{r}})+\dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_q^{\mathrm{r}}}(R-R_{\mathrm{r}})i_q^k\end{cases}\tag{15}$$

保持电阻、磁链等额定参数与实际参数相等，忽略耦合失配影响，对式(15)进行简化，重点分析电感参数失配对 q 轴电流的影响，具体为

$$i_q^{k+1}=n_Li_q^*+(1-n_L)i_q^k-\alpha n_L(i_q^*-i_q^k)\tag{16}$$

为便于稳定分析，将式(16)的时域离散方程转化为 z 域，可得

$$\frac{I(z)}{I^*(z)}=\frac{n_Lz-\alpha n_L}{z-(1-n_L)-\alpha n_L}\tag{17}$$

根据离散系统的稳定性分析，当 $0<n_L<2/(1-\alpha)$ 时，极点位于 z 域单位圆内，系统保持稳定，即当 $\alpha\in[0,1]$ 时，系统的稳定性范围将扩大。α 越大，稳定范围也越大，但这同时会导致比例补偿电压项对于原有预测控制算法的影响变大，从而可能增加电流波动，降低控制性能。通过评估，设置 $\alpha=0.5$，那么当 $0<n_L<4$ 时，系统即可稳定。该设置使得补偿后的算法的稳定性范围相对于传统

的无差拍预测控制方法增加了 1 倍，基本满足了实际的应用要求。

3.2 消除电流稳态误差

为了有效消除电阻、磁链及电感失配带来的稳态误差问题，本文引入积分补偿项，通过对实际电流与参考电流的误差进行积分，补偿输出电压，促使电流跟踪收敛。积分项设计为

$$\begin{bmatrix}\hat{u}_d\\ \hat{u}_q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}u_d^*\\ u_q^*\end{bmatrix}+O(x)\begin{bmatrix}\sum(i_d^*-i_d)\\ \sum(i_q^*-i_q)\end{bmatrix} \tag{18}$$

式中，$O(x)$ 为积分系数函数。为了避免在动态响应过程中产生不良积分，造成较大电流过冲，同时提高稳态条件下电流误差的收敛速度，本文设计积分系数函数来代替单一常量，首先定义激活函数为

$$\delta(x)=\begin{cases}1 & x\geqslant 0\\ 0 & x<0\end{cases} \tag{19}$$

此时积分系数函数 $O(x)$ 可以表示为

$$O(x)=\beta\delta[\tau-|x|] \tag{20}$$

式中：β 为积分系数；τ 为积分阈值；x 为电流跟踪误差，$x=i^*-i$。积分系数函数如图 7 所示。

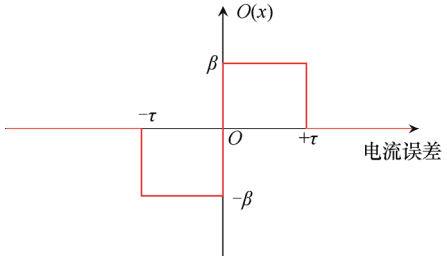


图 7 积分增益系数随电流误差变化

Fig. 7 Integral gain versus current error

积分增益函数参数 β、τ 的设计思路为：较大的 β 会导致积分通路增长较快，对于稳态误差的消除速度增加，但同样会导致在动态响应过程中对原有预测控制环路造成不良积分，引起超调等。为此，设定参数 τ，根据实际的稳态误差大小与积分系数，调节积分范围大小，避免积分环路对动态性能造成明显影响。本文根据实验情况设置参数 $\beta=20$、$\tau=2$。

如图 8 所示，改进后的预测电流控制方法会使系统的零极点位置发生变化，当失配比例不超过 4 时，系统稳定极点仍位于单位圆内，从理论上表明了所提方法的优越性。

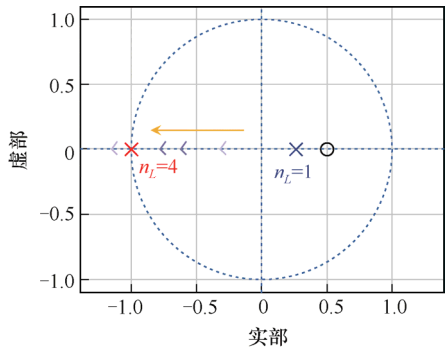


图 8 改进算法零极点分布

Fig. 8 Distribution of zero-pole based on improved algorithm

通过在无差拍输出参考电压基础上设计合理的反馈补偿项，可以有效提升系统的稳态性能，降低多参数失配对电流控制性能的干扰。其修正电压表达式可以表示为

$$\begin{bmatrix}\hat{u}_d\\ \hat{u}_q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}u_d^*\\ u_q^*\end{bmatrix}-\alpha\begin{bmatrix}\dfrac{L_d}{T_s}(i_d^*-i_d)\\ \dfrac{L_q}{T_s}(i_q^*-i_q)\end{bmatrix}+O(x)\begin{bmatrix}\sum(i_d^*-i_d)\\ \sum(i_q^*-i_q)\end{bmatrix} \tag{21}$$

补偿项的设计如式(21)所示。首先将电流跟踪误差进行积分，补偿输出的参考电压，以消除静态误差。积分系数选择非线性增益函数 $O(x)$，以降低动态过程中积分项对环路的影响。同时，设计电感稳定补偿项，引入补偿因子 α，调节系统稳定极点，以增大系统对于电感失配的稳定范围，提高电感失配下的谐波质量。该方法与现有方法相比，无需改变原有预测控制算法框架，仅依赖较低的计算量即可增强系统的鲁棒性，并能够同时应对多种参数失配问题，适用性更强。此外，该策略在不同应用场景下仅需对参数进行简单调整便可实现理想的控制效果，具有较大的实用价值。本文所提的鲁棒预测算法总体结构如图 9 所示。

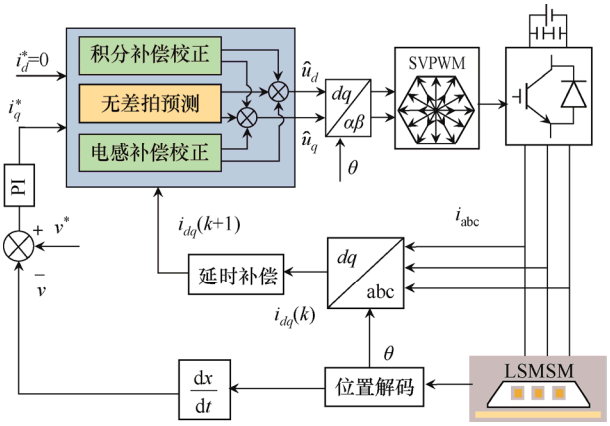


图 9　所提算法控制框图

Fig. 9 Control block diagram of proposed algorithm

4　实验结果与分析

为了验证本文所提鲁棒预测算法的有效性，搭建了如图 10 所示的实验平台，对补偿前后无差拍预测算法的控制效果进行对比。

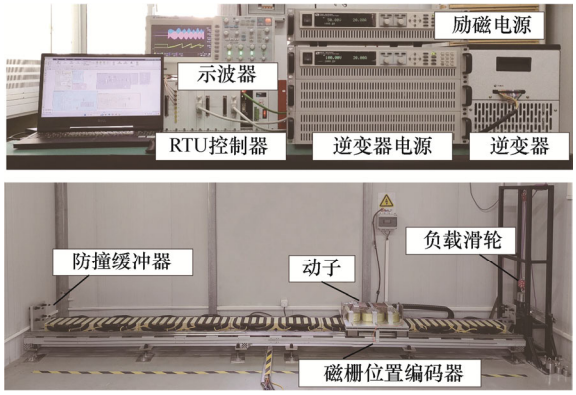


图 10　直线同步电机实验平台

Fig. 10 Experimental platform of LSM

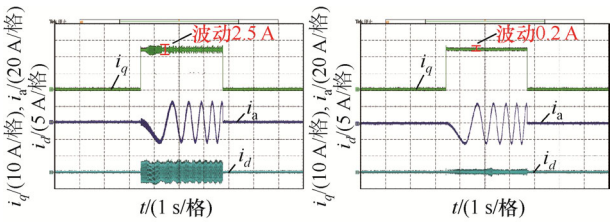
实验平台所用 RTU 控制器，主控芯片为 TI 公司的 TMS320C28346，工作主频为 300 MHz，可以用来处理各种复杂算法。实验所用直线同步电机采用实际磁浮线路的定子铁心和动子模块，位置获取采用高精度磁栅编码器，保持悬浮间隙恒定，最大程度模拟实际的运行情况。实验平台相关参数见表 1，开关频率设置为 10 kHz。

由于实验平台长度较短，无法长时间稳定运行，本文设置 q 轴参考电流为 24 A，d 轴参考电流为 0，通过恒电流启动实验进行分析。控制频率设置为 10 kHz，死区时间设置为 2 μs。

4.1　电感失配实验分析

为了模拟电感失配工况，设置控制器中的电感参数等于实际电感参数的 2.2 倍，即 $L=2.2L_{\mathrm{r}}$。通过示波器采集相应的 i_d 、i_q 和 i_{a} 实验波形，对比 DPCC 和 EF-RMPC 2 种控制算法的控制效果。

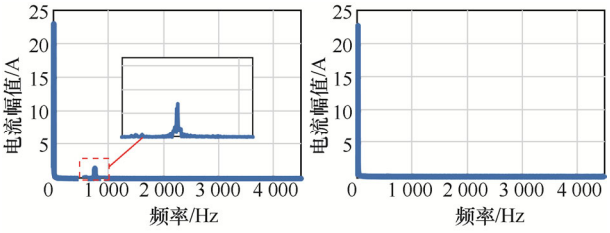
实验结果如图 11 所示，当电感发生失配时，采用传统无差拍控制算法，使得 d 轴和 q 轴电流出现较大波动，波动值约为 2.5 A，同时 a 相电流也发生明显畸变。图 12 给出了相应的相电流快速傅里叶变换 FFT(fast Fourier transform)分析，出现了约 750 Hz 的高频电流谐波，导致电机运行中产生高频噪声。采用所提的鲁棒算法补偿无差拍输出电压后，有效提高了参数失配下电流的稳态控制效果，电流波动仅为 0.2 A，同时消除了相电流高频谐波，提高了电流波形质量，降低了电机运行噪声。



(a) 无差拍算法　　(b) 所提鲁棒算法

图 11　电流波形对比(电感失配)

Fig. 11 Comparison of current waveform under inductance mismatch



(a) 无差拍算法　　(b) 所提鲁棒算法

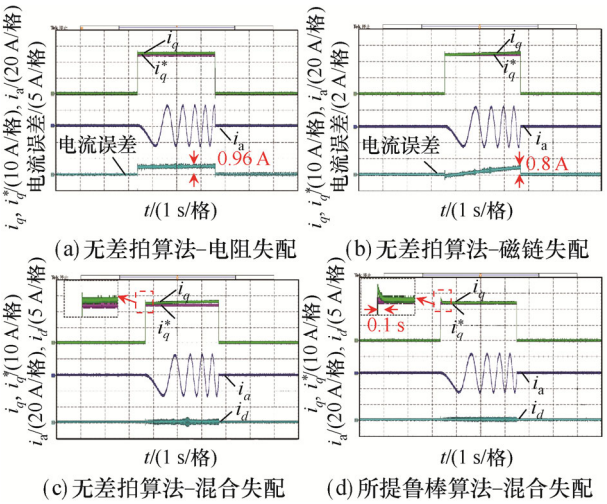
图 12　相电流谐波分析

Fig. 12 Harmonic analysis of phase current

4.2　电阻及磁链失配实验分析

保持控制器中电感参数与离线标定参数一致，为了便于实验观察，设置电阻失配比例 $R=6R_{\mathrm{r}}$，磁链失配比例 $\psi=5\psi_{\mathrm{r}}$，电阻失配和磁链失配导致

电流在初始时刻产生稳态误差，且随着速度的增大，误差也逐渐增大。图13(a)为电阻失配条件下的电流跟踪波形，实际电流大于参考电流，产生约0.96 A的稳态误差。图13(b)为磁链失配条件下的电流波形，磁链导致的电流稳态误差随速度增加而增大，当速度约为2 m/s时，产生约0.8 A的稳态跟踪误差，符合理论分析结果。图13(c)给出了电阻和磁链混合失配下的电流跟踪波形。在传统无差拍算法控制下，q 轴电流跟踪存在初始误差，且随速度增加不断增大，无法对稳态误差进行消除。根据图13(d)及局部放大缩略图，可以看到，在DRPCC算法积分反馈的作用下，电流稳态误差在0.1 s内快速消除，在消除因电阻失配产生的稳态误差的同时，还能有效地抑制电感失配所导致的电流波动和谐波增加等不稳定情况。因此，所提鲁棒预测算法能够提高系统稳定性，并具备处理多参数失配的能力。



(a)无差拍算法-电阻失配 (b)无差拍算法-磁链失配

(c)无差拍算法-混合失配 (d)所提鲁棒算法-混合失配

图 13 电流波形对比(电阻和磁链失配)

Fig. 13 Comparison of current waveform under mismatches in resistance and flux linkage

4.3 计算效率分析

对传统无差拍算法与所提鲁棒预测算法在硬件上的执行时间进行记录，结果见表2，所提鲁棒算法执行时间仅增加3.4 μs，保持了较好的执行效率，利于硬件部署。

表 2 算法执行时间

Tab. 2 Execution time of algorithms

算法	执行时间/μs
DPCC	22.9
EF-RMPC	26.3

5 结论

针对传统的无差拍预测算法的参数敏感性问题，本文详细分析了不同参数失配对于电流的影响关系，同时提出了1种基于误差反馈校正的鲁棒预测算法，大大提高了预测控制的参数鲁棒性。实验结果表明：

(1)所提鲁棒算法能够有效抑制电感失配下的电流波动，消除高频电流谐波，增强系统稳定性；

(2)所提鲁棒算法在积分作用下能够消除电阻、磁链失配引起的电流稳态误差问题，实现无静差跟踪，优化稳态控制性能；

(3)所提鲁棒算法具有较低的计算复杂度，执行效率高，有利于工程应用。

参考文献：

[1] 熊嘉阳, 邓自刚. 高速磁悬浮轨道交通研究进展[J]. 交通运输工程学报, 2021, 21(1): 177-198.
Xiong Jiayang, Deng Zigang. Research progress of high-speed maglev rail transit [J]. Journal of Traffic and Transportation Engineering, 2021, 21(1): 177-198. (in Chinese)

[2] 王朝晖, 冯凌, 杨顺风, 等. 基于NPC型三电平逆变器的固定开关频率改进模型预测控制策略[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 79-87.
Wang Zhaohui, Feng Ling, Yang Shunfeng, et al. Improved model predictive control strategy with fixed switching frequency based on NPC three-level inverter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 79-87. (in Chinese)

[3] 黄景涛, 王亚楠, 杨毅豪, 等. 基于改进滑模观测器的PMSM无差拍预测控制[J/OL]. 电源学报, 1-12. (2025-03-27)[2025-04-25]. https://kns.cnki.net/kcms2/article/

abstract?v=vQ2wnlBr1y5ijBn_yjVqmLS79Lxmc7_lDAMfcTSWvYHs6TiOuhMP540FsBdMqICcDvoe3Cm7kv_7ZYdzVc1Cf2JukEDjheDgRhxMMyiTZmxDg2k3MTwhtpIqIvihpPbZFGawYunUZvenFfAuJhQJ0Io5NxC1IVn2c3ewxjNgHa6FMcyfnD7Brw==&uniplatform=NZKPT&language=CHS.

Huang Jingtao, Wang Yanan, Yang Yihao, et al. Dead-beat predictive control of PMSM based on improved sliding mode observer[J/OL]. Journal of Power Supply, 1-12. (2025-03-27)[2025-04-25]. https://kns.cnki.net/kcms2/article/abstract?v=vQ2wnlBr1y5ijBn_yjVqmLS79Lxmc7_lDAMfcTSWvYHs6TiOuhMP540FsBdMqICcDvoe3Cm7kv_7ZYdzVc1Cf2JukEDjheDgRhxMMyiTZmxDg2k3MTwhtpIqIvihpPbZFGawYunUZvenFfAuJhQJ0Io5NxC1IVn2c3ewxjNgHa6FMcyfnD7Brw==&uniplatform=NZKPT&language=CHS. (in Chinese)

[4] Zhang Xiaoguang, Wang Ziwei. Simple robust model predictive current control for PMSM drives without flux-linkage parameter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(4): 3515-3524.

[5] Young H A, Perez M A, Rodriguez J. Analysis of finite-control-set model predictive current control with model parameter mismatch in a three-phase inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 3100-3107.

[6] Wang Yizhe, Liao Wu, Huang Sheng, et al. A robust DPCC for IPMSM based on a full parameter identification method [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 7695-7705.

[7] 汪凤翔, 柯哲涵, 柯栋梁, 等. 基于强跟踪扩展卡尔曼观测器的三电平逆变器永磁同步电机无模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(22): 8910-8921.
Wang Fengxiang, Ke Zhehan, Ke Dongliang, et al. Model-free predictive current control of three-level inverter-fed PMSM based on strong tracking extended Kalman observer [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2023, 43(22): 8910-8921. (in Chinese)

[8] Khalilzadeh M, Vaez-Zadeh S, Rodriguez J, et al. Model-free predictive control of motor drives and power converters: A review [J]. IEEE Access, 2021, 9: 105733-105747.

[9] 罗力岩, 樊启高. 一种改进型永磁同步电机无模型预测电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2025, 40(4): 1034-1045.
Luo Liyan, Fan Qigao. An improved model-free predictive current control strategy for permanent magnet synchronous motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(4): 1034-1045. (in Chinese)

[10] Sun Zheng, Deng Yongting, Wang Jianli, et al. Finite control set model-free predictive current control of PMSM with two voltage vectors based on ultralocal model [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 776-788.

[11] Zhang Yongchang, Jin Jialin, Huang Lanlan. Model-free predictive current control of PMSM drives based on extended state observer using ultralocal model [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 993-1003.

[12] Li Xinyue, Tian Wei, Gao Xiaonan, et al. A generalized observer-based robust predictive current control strategy for PMSM drive system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1322-1332.

[13] 汪凤翔, 杨奥, 于新红, 等. 基于自适应超螺旋滑模观测器的三相 Vienna 整流器无模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1859-1870.
Wang Fengxiang, Yang Ao, Yu Xinhong, et al. Model-free predictive current control for three-phase Vienna rectifier based on adaptive super-twisting sliding mode observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1859-1870. (in Chinese)

[14] Li Yongfei, Li Yong, Wang Qian. Robust predictive current control with parallel compensation terms against multi-parameter mismatches for PMSMs [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(4): 2222- 2230.

[15] Liu Xing, Yang Hui, Lin Heyun, et al. A novel finite-set sliding-mode model-free predictive current control for PMSM drives without DC-link voltage sensor [J]. IEEE

Transactions on Power Electronics, 2024, 39(1): 320-331.

[16] Ding Hao, Kang Jinsong, Zhao Yuanzhe, et al. Adaptive sliding-mode speed control integrated extended state observer for maglev DC excited linear synchronous motor [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2025, 13(2): 2601-2611.

[17] 朱进权, 葛琼璇, 孙鹏琨, 等. 基于自抗扰的高速磁浮列车牵引控制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(5): 1065-1074.

Zhu Jinquan, Ge Qiongxuan, Sun Pengkun, et al. Traction-system research of high-speed maglev based on active disturbance rejection control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(5): 1065-1074. (in Chinese)



康劲松

作者简介：

康劲松(1972—)，男，中国电源学会高级会员，博士，教授。研究方向：电力电子与牵引自动化。E-mail：kjs@tongji.edu.cn。

韩仁杰(2000—)，男，硕士研究生。研究方向：电机高性能控制。E-mail：2111114@tongji.edu.cn。

赵元哲(1987—)，男，博士，助理教授。研究方向：电机高性能控制。E-mail：yuanzhezhao@tongji.edu.cn。

胡宗博(1998—)，男，中国电源学会学生会员，通信作者，博士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：2311637@tongji.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)



公益广告来源：重庆市人民政府网