

一种带延时补偿的永磁同步电机自适应预测电流控制方法

何栋炜^{1,2} 张逸涛^{1,2} 蒋学程³ 王永杰^{1,2} 蔡思静^{1,2} 刘丽桑^{1,2} 陈健^{1,2}

(1. 福建理工大学电子电气与物理学院, 350118, 福州; 2. 福建理工大学福建省工业集成
自动化行业技术开发基地, 350118, 福州; 3. 闽江学院物理与电子信息工程学院,
350108, 福州)

摘要: 针对数字控制下永磁同步电机系统存在的延时与严重参数失配影响电流环性能的问题, 本文基于传统无差拍的预测电流控制框架, 通过引入带遗忘因子的最小二乘算法, 以及改进的模型自适应补偿结构, 设计了一种新型自适应预测电流控制方法, 有效消除了系统延时及严重参数失配对电流控制的耦合影响。研究结果表明: 在各种参数失配工况下, 所提方法均表现出更快的动态响应能力和更高的稳态精度。以 q 轴为例, 所提方法的电流动态调节时间均值仅为12.0 ms, 电流跟踪最大均方根误差低至15.4 mA; 与传统比例积分控制相比, 电流动态调节时间显著缩短了约12.4 ms, 电流跟踪最大均方根误差大幅降低了58.6%。此外, 该方法的系统运行时间约为19.93~21.20 μ s, 所需运算量完全在现有数字信号处理器算力的允许范围内, 可以充分保证计算的实时性。该研究有效地解决了延时与严重参数失配的影响, 显著地提高了电流环的跟踪性能, 为进一步实现高性能永磁同步电机驱动控制提供了一种切实有效的解决方案。

关键词: 延时补偿; 参数失配; 自适应预测电流控制; 遗忘因子最小二乘算法

中图分类号: TM351 **文献标志码:** AA

文章编号: 0253-987X(XXXX)XX-0001-19

An Adaptive Predictive Current Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor with Delay Compensation

HE Dongwei^{1,2}, ZHANG Yitao^{1,2}, JIANG Xuecheng³, WANG Yongjie^{1,2}, CAI Sijing^{1,2}, LIU Lisang^{1,2}, CHEN Jian^{1,2}

(1. School of Electronic, Electrical and Physics, Fujian University of Technology, Fuzhou 350118, China;

2. Technical Development Base of Industrial Integration Automation of Fujian Province, Fujian University of Technology, Fuzhou 350118, China;

3. College of Physics and Electronic Information Engineering, Minjiang University, Fuzhou 350108, China)

Abstract: To mitigate time delay and parameter mismatch in digital PMSM drives, this paper proposes an adaptive deadbeat predictive current controller incorporating forgetting factor recursive least squares

收稿日期: 2025-12-17。

algorithm. An improved structure effectively compensates for system delays and parameter mismatch. The research results show that the proposed method exhibits faster dynamic response and higher steady-state accuracy under various parameter mismatch conditions. Taking the q -axis as an example, the proposed method achieves an average current dynamic adjustment time of 12.0 ms and a maximum root mean square error of 15.4 mA for current tracking. Compared with traditional proportional-integral control, the current dynamic adjustment time is reduced by approximately 12.4 ms, and the maximum root mean square error of tracking is reduced by 58.6%. Besides, the system operation time of this method is about 19.93~21.20 μ s, the algorithm's computational load stays within the operational scope of DSP, ensuring real-time feasibility. Therefore, the proposed approach resolves delay and mismatch issues effectively, significantly enhancing current tracking performance for high-performance PMSM drive systems.

Keywords: delay compensation; parameter mismatch; adaptive predictive current control; Forgetting-factor least-squares algorithm

相比其他类型电机,永磁同步电机(PMSM)具有更高的能量转换效率、更优的控制精度以及更高的功率密度,被广泛应用于数控机床、工业机器人、电子制造等诸多高精尖领域^[1]。其电流环的动态和稳态特性是影响系统整体性能的关键因素^[2-5]。传统的比例积分(PI)电流控制以实现简单,具有一定鲁棒性被广泛用于传统工业现场^[6]。然而,PMSM系统本质上是非线性的,且不可避免地存在延时、参数失配与扰动等影响因素,这使得传统的PI控制难以在整个运行范围内获得令人满意的高动态性能^[7]。近年来,针对提高电机运行时的动态响应性能,科研人员开展了大量研究。其中,无差拍预测电流控制(DPCC)是一种基于电机离散模型,在线同步完成电流预测与指令电压解算的方法^[8]。该方法通过解耦补偿 d 、 q 轴电压,可消除电流环的非线性影响,且在一个控制周期内可使实际电流无差地跟

踪给定。此外,DPCC可在当前时刻预测下一拍的电流,并在此基础上计算下一拍输出的电压矢量,从而实现对PMSM的数字控制所引入的一步延时补偿^[9]。

然而,DPCC的性能对模型参数高度敏感,参数失配会导致非线性耦合无法被有效地消除,电流的跟踪精度显著下降^[10-11]。针对此问题,文献[12-13]通过使用滑模观测器实现电流前馈,从而提升了系统的抗扰能力。文献[14]将鲁棒电流控制方法引入预测电流的控制中,从而改善了电机因参数失配所引起的系统失稳问题。文献[15]针对参数失配导致的电流扰动,设计了基于滑模观测器的补偿方法,但该方法的补偿效果受限于算法固有的抖振问题。文献[16]将三阶超螺旋滑模观测器引入无差拍预测电流框架,以估计电流与速度环中,参数失配所导致的扰动。然而,该观测器自身待整定参数冗多,致使在线运算

负担的显著增加。文献[17]将最小二乘法、神经元学习方法与在线分步模型参数辨识相结合,解决了算法的秩亏问题,并改善了辨识准确度,但该方法设计流程较为繁复。文献[18]引入扩张状态观测器(ESO)以观测参数偏差与外部扰动,但该设计复杂,控制参数选取及调试困难^[19]。

综上所述,针对现有方法的局限性,本文在传统预测控制基础上,设计了一种具有延时与参数失配补偿能力的自适应预测电流控制方法。通过分析数字控制系统时序,针对固有的控制延迟,设计基于预测的滞后补偿器;引入带遗忘因子的最小二乘(FFRLS)算法,基于降阶电流模型设计参数实时在线估计器,以实现自适应的在线补偿,消除延时与参数失配的影响,提高电流环的

控制性能。

1 传统无差拍电流预测控制

假设PMSM铁芯磁路线性,忽略铁耗、涡流,则PMSM在 d - q 轴坐标系下的电压模型表达式为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q \omega_e i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_d \omega_e i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 与 i_d 、 i_q 分别为 d 、 q 轴的定子电压与定子电流; R_s 为定子电阻; L_d 、 L_q 为 d 、 q 轴的电感; ω_e 为电角速度; ψ_f 为转子磁链。

对式(1)进行离散化处理,可得 $k+1$ 时刻, d 、 q 轴电流的离散化模型表达式为

$$\begin{cases} i_d^{k+1} = (1 - \frac{R_s T_s}{L_d}) i_d^k + \frac{T_s}{L_d} u_d^{k-1} + \frac{T_s L_q}{L_d} i_q^k \omega_e^k \\ i_q^{k+1} = (1 - \frac{R_s T_s}{L_q}) i_q^k + \frac{T_s}{L_q} u_q^{k-1} - \frac{T_s L_d}{L_q} i_d^k \omega_e^k - \frac{T_s \psi_f}{L_q} \omega_e^k \end{cases} \quad (2)$$

式中: T_s 为控制器采样周期; 变量上标分别为采样的 k 、 $k+1$ 时刻。式(2)可进一步表达为

$$\begin{cases} i_d^{k+1} = \alpha_d i_d^k + \beta_d u_d^{k-1} + \frac{T_s L_q}{L_d} i_q^k \omega_e^k \\ i_q^{k+1} = \alpha_q i_q^k + \beta_q u_q^{k-1} - \gamma \omega_e^k - \frac{T_s L_d}{L_q} i_d^k \omega_e^k \end{cases} \quad (3)$$

式中: α_d 、 α_q 、 β_d 、 β_q 、 γ 分别为离散化的电机模型参数。令 n 为 d 或 q , 则式(3)中各参数表达式为

$$\begin{cases} \alpha_n = (1 - \frac{R_s T_s}{L_n}) \\ \beta_n = \frac{T_s}{L_n} \\ \gamma = \frac{T_s \psi_f}{L_q} \end{cases} \quad (4)$$

同理, $k+2$ 时刻电流离散模型表达式为

$$\begin{cases} i_d^{k+2} = \alpha_d i_d^{k+1} + \beta_d u_d^k + \frac{T_s L_q}{L_d} i_q^{k+1} \omega_c^{k+1} \\ i_q^{k+2} = \alpha_q i_q^{k+1} + \beta_q u_q^k - \gamma \omega_c^{k+1} - \frac{T_s L_d}{L_q} i_d^{k+1} \omega_c^{k+1} \end{cases} \quad (5)$$

PMSM 数字控制时序如图 1 所示。图中, i 为采样电流(换算后得到 i_d 与 i_q), u 为对应采样电流时刻所实际作用

的电压(即 d - q 轴电压 u_d 与 u_q)。由图可知, 受限处理器速度, 计算得到的电压需延至下一电流采样时刻, 并由逆变器执行。在同步采样的情况下, 由于电压作用与电流采样的时刻十分接近, 电压变化对电流产生影响时, 存在近 2 个控制周期的延时。

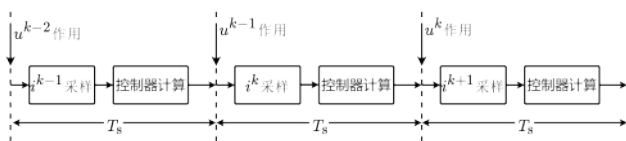


图 1 数字控制时序图

Fig.1 Timing diagram of digital control system

DPCC 控制器注重消除被控周期内电流产生的误差^[20], 使 $k+2$ 采样时刻的 d 、 q 轴电流 i_d^{k+2} 与 i_q^{k+2} 无差跟随 k 时刻的给定电流, 由式(5)可得 k 时刻所需施加的电压表达式为

$$\begin{cases} u_d^k = \frac{1}{\beta_d} \left(i_d^* - \alpha_d i_d^{k+1} - \frac{T_s L_q}{L_d} i_q^{k+1} \omega_c^{k+1} \right) \\ u_q^k = \frac{1}{\beta_q} \left(i_q^* - \alpha_q i_q^{k+1} + \gamma \omega_c^{k+1} + \frac{T_s L_d}{L_q} i_d^{k+1} \omega_c^{k+1} \right) \end{cases} \quad (6)$$

式中: i_d^* 、 i_q^* 分别为 k 时刻 d 、 q 轴的给定电流; 其中, $k+1$ 时刻的 d 、 q 轴电流 i_d^{k+1} 与 i_q^{k+1} 未知, 通常由式(3)的预测值来代替。

研究表明: 传统 DPCC 控制器可有效补偿数字控制器固有的拍级延迟, 但控制效果依赖模型参数的准确性^[21]。然

而在工程现场, 定子电阻 R_s 、电感 L_d 、 L_q 及永磁磁链 ψ_f 均随运行条件而变化, 从而导致在传统 DPCC 的控制下, 电流环的跟踪性能、鲁棒裕度均会下降。综上所述, 本文在考虑实现固有延时补偿的同时, 研究电流环控制器参数鲁棒性的改进方法。

2 预测电流控制器设计

为提高预测控制的参数鲁棒性, 设计改进的自适应预测电流控制器。控制器结构如图 2 所示。图中, z^{-1} 为单位采样延时; $G_0 \sim G_3$ 、 $H_0 \sim H_3$ 分别为 d 、 q 轴补偿器待设计的补偿系数; u_d^* 与 u_q^* 分别为 k 时刻, d 、 q 轴无差拍控制计算出的理想控制电压; ΔT_s 为等效采样周期偏差; 下角标 m 为电机标称。

2.1 自适应延时补偿器

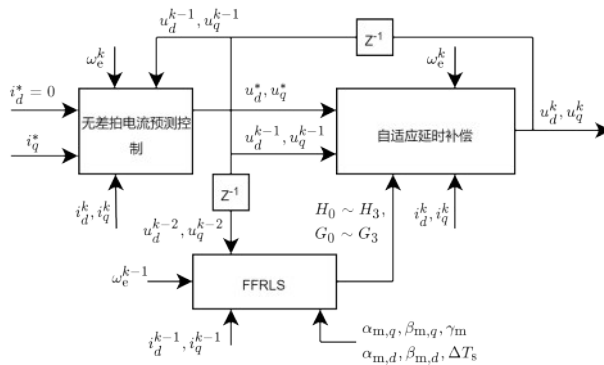


图2 带延时补偿的基于FFRLS的自适应预测电流

Fig.2 Algorithm structure of FFRLS-based adaptive predictive current control with delay compensation

控制器结构

由式(6)可得理想 DPCC 控制电压 表达式为

$$\left\{ \begin{aligned} u_d^* &= \frac{1}{\beta_{m,d}} \left(i_d^* - \alpha_{m,d} i_d^{k+1} - \frac{T_s L_{m,q}}{L_{m,d}} i_q^{k+1} \omega_c^{k+1} \right) \\ u_q^* &= \frac{1}{\beta_{m,q}} \left(i_q^* - \alpha_{m,q} i_q^{k+1} + \gamma_m \omega_c^{k+1} + \frac{T_s L_{m,d}}{L_{m,q}} i_d^{k+1} \omega_c^{k+1} \right) \end{aligned} \right. \quad (7)$$

参考式(4), 式(7)中各参数表达式

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_{m,n} = (1 - \frac{R_m T_s}{L_{m,n}}) \\ \beta_{m,n} = \frac{T_s}{L_{m,n}} \\ \gamma_m = \frac{T_s \psi_m}{L_{m,q}} \end{array} \right. \quad (8)$$

由于采样频率较高, 且采用 $i_d = 0$ 的控制策略, 则可认为

$$\frac{T_s L_{m,d}}{L_{m,q}} i_d^{k+1} \omega_e^{k+1} \approx 0 \quad (9)$$

进一步考虑参数误差的影响,为了改善实际电机控制效果,则有以下表达式

$$\frac{T_s L_{m,q}}{L_{m,d}} = T_s + \Delta T_s \quad (10)$$

式中： R_m 、 $L_{m,d}$ 、 $L_{m,q}$ 、 ψ_m 分别为电机标称的电阻、 d 、 q 轴电感和转子磁链，一般由铭牌上获得。

结合式(9)、式(10), 式(7)可表达为

$$\begin{cases} u_d^* = \frac{1}{\beta_{m,d}}(i_d^* - \alpha_{m,d}i_d^{k+1}) + \frac{1}{\beta_{m,d}}(T_s + \Delta T_s)i_q^{k+1}\omega_c^{k+1} \\ u_q^* = \frac{1}{\beta_{m,q}}(i_q^* - \alpha_{m,q}i_q^{k+1} + \gamma_m\omega_c^{k+1}) \end{cases} \quad (11)$$

为了实现自适应补偿,本文受仿射投影算法(APA)^[22]的启发,带延时补偿的模型自适应补偿器的设计有如下

过程。

结合式(3), k 时刻 d 、 q 轴电流环离散模型表达式为

$$\begin{cases} i_d^k - T_s i_q^{k-1} \omega_c^{k-1} = \alpha_{m,d} i_d^{k-1} + \beta_{m,d} u_d^{k-2} + \Delta T_s i_q^{k-1} \omega_c^{k-1} \\ i_q^k = \alpha_{m,q} i_q^{k-1} + \beta_{m,q} u_q^{k-2} - \gamma_m \omega_c^{k-1} \end{cases} \quad (12)$$

式(12)中,当前时刻 d 、 q 轴的电流 i_d^k 、 i_q^k 可由采样获得;上一时刻 d 、 q 轴的电流 i_d^{k-1} 、 i_q^{k-1} 和电角速度 ω_c^{k-1} 可由数据存储获得; $k-2$ 时刻的电压 u_d^{k-2} 、 u_q^{k-2} 由计算获得。

以式(12)作为参考模型,设计在线参数辨识器,并选取等式左边部分作为辨识器的参考输出(详细设计过程见2.2节)。当辨识器收敛时,有以下表达式

$$\begin{cases} i_d^k - T_s i_q^{k-1} \omega_c^{k-1} \approx \hat{\alpha}_d i_d^{k-1} + \hat{\beta}_d u_d^{k-2} + \Delta \hat{T}_s i_q^{k-1} \omega_c^{k-1} \\ i_q^k \approx \hat{\alpha}_q i_q^{k-1} + \hat{\beta}_q u_q^{k-2} - \hat{\gamma} \omega_c^{k-1} \end{cases} \quad (13)$$

式中: $\hat{\alpha}_d$ 、 $\hat{\alpha}_q$ 、 $\hat{\beta}_d$ 、 $\hat{\beta}_q$ 、 $\hat{\gamma}$ 、 $\Delta \hat{T}_s$ 分别为辨识器对相应参数的估计结果。进一步推导可得 $k+1$ 与 $k+2$ 时刻的表达式为

$$\begin{cases} i_d^{k+1} - T_s i_q^k \omega_c^k \approx \hat{\alpha}_d i_d^k + \hat{\beta}_d u_d^{k-1} + \Delta \hat{T}_s i_q^k \omega_c^k \\ i_q^{k+1} \approx \hat{\alpha}_q i_q^k + \hat{\beta}_q u_q^{k-1} - \hat{\gamma} \omega_c^k \end{cases} \quad (14)$$

$$\begin{cases} i_d^{k+2} - T_s i_q^{k+1} \omega_c^{k+1} \approx \hat{\alpha}_d i_d^{k+1} + \hat{\beta}_d u_d^k + \Delta \hat{T}_s i_q^{k+1} \omega_c^{k+1} \\ i_q^{k+2} \approx \hat{\alpha}_q i_q^{k+1} + \hat{\beta}_q u_q^k - \hat{\gamma} \omega_c^{k+1} \end{cases} \quad (15)$$

由于转速的变化远小于电流的变化,考虑 $\omega_c^{k+1} \approx \omega_c^k$,结合式(14)和式(15),可得 $k+2$ 时刻的 d 、 q 轴估计电流表达式为

$$\begin{cases} i_d^{k+2} \approx \hat{\alpha}_d^2 i_d^k + \hat{\alpha}_d \hat{\beta}_d u_d^{k-1} + \hat{\beta}_d u_d^k + (T_s + \Delta \hat{T}_s) \omega_c^k (\hat{\alpha}_d i_q^k + i_q^{k+1}) \\ i_q^{k+2} \approx \hat{\alpha}_q^2 i_q^k + \hat{\alpha}_q \hat{\beta}_q u_q^{k-1} + \hat{\beta}_q u_q^k - (\hat{\gamma} + \hat{\alpha}_q \hat{\gamma}) \omega_c^k \end{cases} \quad (16)$$

同理, $k+2$ 时刻的 d 、 q 轴标称模型表达式为

$$\begin{cases} i_d^{k+2} \approx \alpha_{m,d}^2 i_d^k + \alpha_{m,d} \beta_{m,d} u_d^{k-1} + \beta_{m,d} u_d^k + (T_s + \Delta T_s) \omega_c^k (\alpha_{m,d} i_q^k + i_q^{k+1}) \\ i_q^{k+2} \approx \alpha_{m,q}^2 i_q^k + \alpha_{m,q} \beta_{m,q} u_q^{k-1} + \beta_{m,q} u_q^k - (\gamma_m + \alpha_{m,q} \gamma_m) \omega_c^k \end{cases} \quad (17)$$

以标称模型为参考模型,设计图2所示的自适应补偿器,其表达式为

$$\begin{cases} u_d^k = G_0 u_d^* + G_1 u_d^{k-1} + G_2 i_d^k + G_3 \omega_c^k \\ u_q^k = H_0 u_q^* + H_1 u_q^{k-1} + H_2 i_q^k + H_3 \omega_c^k \end{cases} \quad (18)$$

为抵消参数失配的影响,将式(18)

代入式(16), 所得的表达式由于等价于 补偿。

标称模型式(17), 而得以实现控制器的 其中, d 轴补偿系数的表达式为

$$\left\{ \begin{array}{l} G_0 = \frac{\beta_m}{\hat{\beta}} \\ G_1 = \frac{\alpha_m \beta_m - \hat{\alpha} \hat{\beta}}{\hat{\beta}} \\ G_2 = \frac{\alpha_m^2 - \hat{\alpha}^2}{\hat{\beta}} \\ G_3 = \frac{(T_s + \Delta T_s)(\alpha_m i_q^k + i_q^{k+1}) - (T_s + \Delta \hat{T}_s)(\hat{\alpha} i_q^k + i_q^{k+1})}{\hat{\beta}} \end{array} \right. \quad (19)$$

同理, q 轴补偿系数的表达式为

$$\left\{ \begin{array}{l} H_0 = \frac{\beta_m}{\hat{\beta}} \\ H_1 = \frac{\alpha_m \beta_m - \hat{\alpha} \hat{\beta}}{\hat{\beta}} \\ H_2 = \frac{\alpha_m^2 - \hat{\alpha}^2}{\hat{\beta}} \\ H_3 = \frac{\hat{\gamma} + \hat{\alpha} \hat{\gamma} - \gamma_m - \alpha_m \gamma_m}{\hat{\beta}} \end{array} \right. \quad (20)$$

综上所述, 所设计的自适应补偿器可有效消除由于延时与参数失配对电流环带来的影响。

2.2 基于带遗忘因子的递推最小二乘的参数辨识器

为保证2.1节所述自适应延时补偿器的性能, 本文引进带遗忘因子的最小二乘算法设计参数辨识器。递推最小二乘法算法(RLS)基本模型表达式为

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{y}^k = (\boldsymbol{\varphi}^k)^T \boldsymbol{\theta}^k + \mathbf{e}^k \\ \boldsymbol{\varepsilon}^k = \mathbf{y}^k - (\boldsymbol{\varphi}^k)^T \boldsymbol{\theta}^k \end{array} \right. \quad (21)$$

式中: $\boldsymbol{\theta}$ 为参数矢量, $\boldsymbol{\varphi}$ 为输入矢量, $\mathbf{y}$

为输出矢量, $\mathbf{e}$ 为噪声矢量, $\boldsymbol{\varepsilon}$ 为误差矢量。以式(12)为辨识模型, 输入矢量、输出矢量和误差矢量有如下表达式。

d 轴表达式为:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{y}_d^k = [i_d^k - T_s i_q^{k-1} \omega_c^{k-1}] \\ \boldsymbol{\varphi}_d^k = [i_d^{k-1}, \quad u_d^{k-2}, \quad i_q^{k-1} \omega_c^{k-1}]^T \\ \boldsymbol{\theta}_d^0 = [\alpha_{m,d}, \quad \beta_{m,d}, \quad \Delta T_s]^T \\ \boldsymbol{\varepsilon}_d^k = \mathbf{y}_d^k - (\boldsymbol{\varphi}_d^k)^T \cdot \boldsymbol{\theta}_d^k \end{array} \right. \quad (22)$$

q 轴表达式为:

$$\left\{ \begin{array}{l} \mathbf{y}_q^k = [i_q^k] \\ \boldsymbol{\varphi}_q^k = [i_q^{k-1}, \quad u_q^{k-2}, \quad \omega_c^{k-1}]^T \\ \boldsymbol{\theta}_q^0 = [\alpha_{m,q}, \quad \beta_{m,q}, \quad \gamma_m]^T \\ \boldsymbol{\varepsilon}_q^k = \mathbf{y}_q^k - (\boldsymbol{\varphi}_q^k)^T \cdot \boldsymbol{\theta}_q^k \end{array} \right. \quad (23)$$

式中: $\boldsymbol{\theta}_d^0$, $\boldsymbol{\theta}_q^0$ 分别为 d 、 q 轴参数矢量的初始值。 γ_m 、 ΔT_s 由式(8)、式(10)获得。

代价函数表达式为

$$g = \boldsymbol{\varepsilon}^T \quad (24)$$

将误差矢量 ε 代入到代价函数 g 中,使代价函数 g 最小,进而修正参数矢量。当取 $\frac{\delta g}{\delta \theta} = 0$ 时,代价函数 g 最

小。同时,为增强参数辨识器在噪声环境下的鲁棒性,引入 λ 做为权重系数,建立带遗忘因子的递推最小二乘法算法,表达式为

$$\begin{cases} P_{\lambda} = P^{k-1}/\lambda \\ P^k = P_{\lambda} - (P_{\lambda} \varphi^k) \left(I + (\varphi^k)^T P_{\lambda} \varphi^k \right)^{-1} \left((\varphi^k)^T P_{\lambda} \right) \\ \hat{\theta}^k = \hat{\theta}^{k-1} + P^k \varphi^k \left(y^k - (\varphi^k)^T \hat{\theta}^k \right) \end{cases} \quad (25)$$

式中: $\hat{\theta}$ 为参数矢量的预测值; P 与 P_{λ} 为协方差矩阵; I 为单位矩阵。式(25)可进一步表达为

$$\begin{cases} P^k = P^{k-1} - F^{k-1} + \varphi^k (\varphi^k)^T \\ \hat{\theta}^k = \hat{\theta}^{k-1} + P^k \varphi^k \left(y^k - (\varphi^k)^T \hat{\theta}^{k-1} \right) \end{cases} \quad (26)$$

其中过渡矩阵 F^{k-1} 的表达式为

$$F^{k-1} = (1 - \lambda) P^{k-1} \quad (27)$$

则由式(26)可以得到:

$$\begin{aligned} P^k &= P^{k-1} - F^{k-1} + \varphi^k (\varphi^k)^T = \\ &\lambda P^{k-1} + \varphi^k (\varphi^k)^T = \\ &\lambda \left(\lambda P^{k-2} + \varphi^{k-1} (\varphi^{k-1})^T \right) + \varphi^k (\varphi^k)^T \quad (28) \\ &\dots = \\ &\lambda^{k-1} P^0 + \sum_{j=0}^{k-1} \lambda^{k-j} \varphi^j (\varphi^j)^T \end{aligned}$$

在电机运行过程中,满足激励状态,则对于任意充分大的时刻 k ,激励矩阵满足正定性约束的表达式为:

$$\sum_{i=k}^{\infty} \varphi^i (\varphi^i)^T \geq \xi I \quad (29)$$

式中:系数 $\xi > 0$; $\geq$ 为半正定序,则由式(28)可得表达式:

$$\sum_{i=0}^k \lambda^{k-i} \varphi^i (\varphi^i)^T \succ \sum_{i=0}^k \lambda^k \varphi^i (\varphi^i)^T \quad (30)$$

式中:“ $\succ$ ”表示正定序。若选取 $P^0 \succ 0$,则有:

$$P^k \succ \sum_{i=0}^k \lambda^k \varphi^i (\varphi^i)^T \geq \lambda^k \xi I \quad (31)$$

因为 $0 < \lambda < 1$,结合式(27)则可以得到:

$$F^k \geq 0 \quad (32)$$

同时,由式(26)和式(27)可得:

$$P^{k-1} - F^{k-1} = \lambda P^{k-1} \geq \lambda^k \xi I \quad (33)$$

则可得到:

$$\frac{I}{a} \geq (P^{k-1} - F^{k-1})^{-1} \quad (34)$$

式中:系数 $a = \lambda^k \xi$ 。

结合式(32)与式(34),根据文献[23]中的定理2,式(25)所描述的系统是以 $\hat{\theta}_k - \theta = 0$ 为稳定点的李雅普诺夫稳定系统。(受篇幅所限,本文仅简要给出辨识器的收敛性证明,理论细节详见文献[23])。

此外,权重系数 λ 又被称作遗忘因子(本文取 $\lambda = 0.99$)。若 $\lambda = 1$,算法退化为传统的递推最小二乘法。此时,随着迭代次数的增加, P_k 逐渐减小,新

采样值对辨识结果的影响减弱,数据出现饱和,尤其在噪声环境下,数据中的干扰会严重影响收敛效果,进而影响收敛速度^[24]。

3 实验结果与分析

为检验本文方法的可行性与实际性能,本文在如图3所示的实验平台上开展验证。实验使用一台表贴式永磁同步电机(60BL(3)-A20-30H),其参数如

表1所示,该参数来自电机说明书。控制板以TMS320F28335为核心,控制板将实验数据通过SPI总线发送给ARM(LPC1768)后,进一步通过以太网发送至上位机,并最终借助MATLAB绘制实验结果。

需要说明的是,此方法适用于凸极式和表贴式电机,但受条件所限,无法开展对凸极式电机的实验验证。对于表贴式电机, $\alpha_{m,d} = \alpha_{m,q}$ 、 $\beta_{m,d} = \beta_{m,q}$ 。

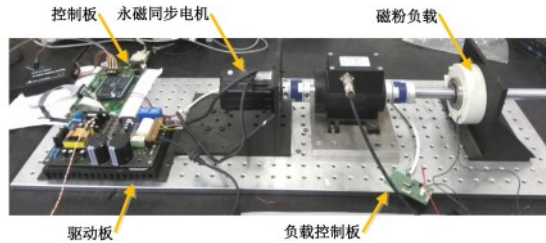


图3 永磁同步电机实验平台

Fig.3 Experimental platform of permanent magnet synchronous motor

表1 永磁同步电机参数

Table 1 Parameters of PMSM

参数	数值	参数	数值
额定功率/W	400	定子电阻/ Ω	12.4
磁极对数	4	电感/mH	39.1
额定转矩/($N \cdot m$)	0.637	永磁磁链/Wb	0.0825
转动惯量/($kg \cdot m^2$)	1.67×10^{-5}	控制频率/kHz	10

为充分评估本文所提出控制方法的有效性(以下简称方法1),选取经典递推最小二乘法(RLS)结合本模型的在线控制方法(以下简称方法3)作为基线方法,并与经典PI控制和文献[25]所报道的基于超螺旋积分滑模观测器的改进型三矢量无模型预测控制(STISMO-based

TV-MFPCC)方法(以下简称方法2)进行对比。该方法基于近期热门的无模型控制方法,将滑模观测器与最优电压矢量选取相结合。

方法2^[25]的增益因子 λ_d 、 λ_q 与 w_d 、 w_q 分别选取为500、1 000与6000、40000。实验设计为:空载情况下,执行速度双闭环控制,速度环采用PI控制。首先控制电机启动到 $500 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 并稳定运行,然后在0.5s时控制电机加速到 $2000 \text{ r} \cdot \text{min}^{-1}$ 并稳定运行,分别考察在电流环低速和高速情况下的响应性能和稳态跟踪性能。

3.1 标称参数情况下实验结果与分析

实验首先使用电机标称参数作为模型参数。图5所示的速度响应曲线表明：方法3的转速响应迟缓且振荡明显，其余3种方法均能较好地完成速度

跟踪任务。上述4种方案共用同一速度环，其速度动态特性主要受电流环调节能力的影响，由图4可知，除方法3外，其余方法的速度变化范围基本一致，因此其电流环所受到的耦合因素影响相近。

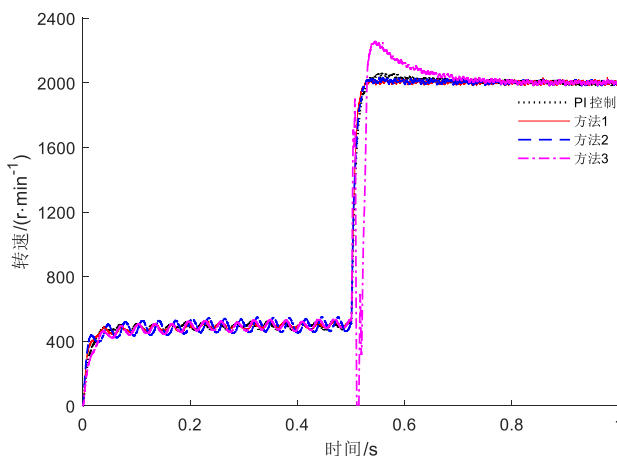
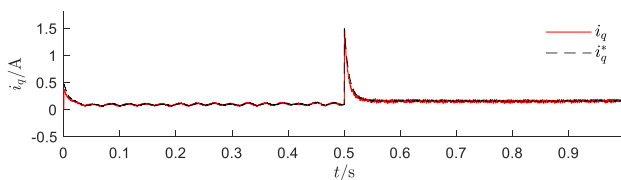


图4 4种方法的转速响应对比

Fig.4 Comparison of speed-response of four methods

由图5给出的 q 轴电流响应曲线可以看出：方法3控制下的跟踪误差出现剧烈振荡，分析表明：方法3所使用的RLS算法受到阶跃过程中因电流和转速剧烈变化产生的噪声影响，算法出现瞬

时发散，从而导致电流控制性能的恶化，由于其性能差距较大，为了保证后续对比显示效果，方法3不再参与后续对比分析。



(a) PI控制

进一步，由图6给出其余3种方法的 q 轴电流响应曲线可以看出：在转速

为 $0\sim 500\text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 的阶跃过程中，本文所提出的方法1，可将 q 轴电流跟踪误差控制在 $\pm 20\text{ mA}$ 以内，收敛时间约10

ms, 电流跟踪均方根误差为 15.8 mA; 而PI控制与方法2的电流跟踪误差均为 ± 30.0 mA, 收敛时间约为 13 ms, 电流跟踪均方根误差分别为 18.2、16.4 mA。当转速由 $500 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 阶跃到 $2\,000 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 时, 方法1与方法2, 约在 15 ms 时完成收敛, 电流跟踪误差分别为 ± 20.0 、 ± 30.0 mA, 电流跟踪均方根误差分别

为 10.5、14.5 mA。PI控制的收敛时间约为 20 ms, 电流跟踪误差达 ± 40.0 mA, 电流跟踪均方根误差为 21.4 mA。综上所述, 使用标称参数下, 本文所提方法1的 q 轴电流在动态阶跃过程中收敛更快, 同时稳态电流误差更小, 电流跟踪均方根误差更小。

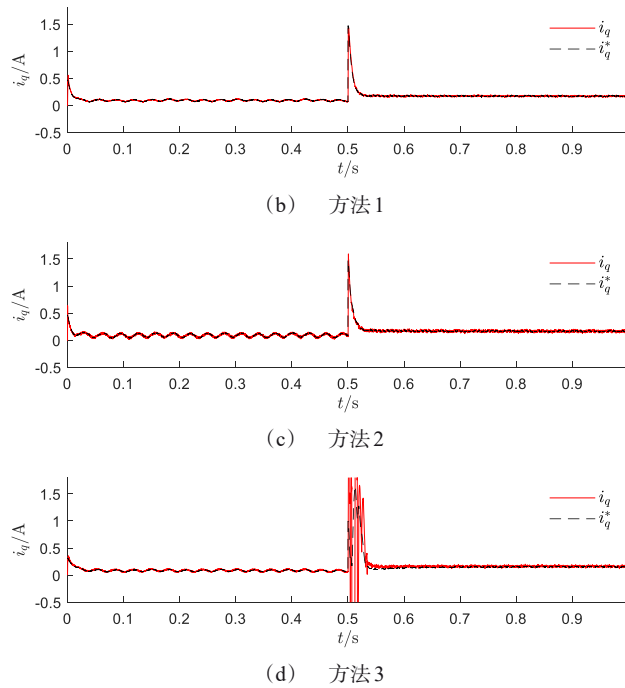


图5 4种方法的 q 轴电流对比

Fig.5 Comparison of q -axis current of four methods

图7给出的 d 轴电流实验结果表明: 转速为 $500 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 时, 3种方法的稳态电流误差都在 ± 40 mA 以内; 转速为 $2\,000 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 时, PI控制与方法2的电流稳态误差分别为 ± 50 、 ± 55.0 mA, 对应的电流跟踪均方根误差分别为 28.5、24.9 mA。方法1的稳态电流误差

为 -10.0、+45.0 mA, 电流跟踪均方根误差为 15.0 mA。在转速为 $500 \sim 2\,000 \text{ r}\cdot\text{min}^{-1}$ 阶跃过程中, 3种方法的收敛时间分别为 5.5 ms、3.5 ms 和 6 ms。综上所述, 本文所提方法能更好地补偿耦合效应, 改善转速和电流变化带来的影响。

图8给出了 d 轴的参数辨识结果, 3

个等效参数 α_d 、 β_d 、 ΔT_s 的估计数值分别收敛到 $0.965 \Omega \cdot s \cdot H^{-1}$ 、 $0.002 s \cdot H^{-1}$ 、 $0s$ 附近。结果表明：辨识器收敛效果

较好，且克服了速度阶跃过程中的噪声影响，保证了补偿控制的效果。此外，本文仅给出 d 轴参数辨识结果， q 轴参数辨识收敛结果类似。

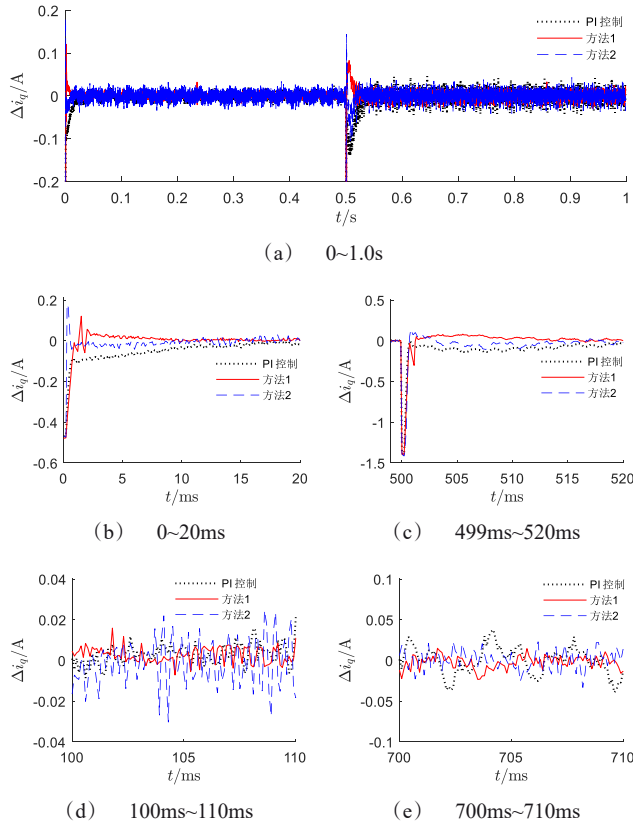


图6 3种方法的 q 轴电流跟踪误差对比

Fig.6 Comparison of q -axis current tracking error of three methods

3.2 参数失配实验

为了考察所设计的控制器对参数失配的鲁棒性，在上述实验的基础上，通过修改给定标称参数，实现参数失配场景的制造，完成参数的鲁棒测试。实验分别设置以下参数失配工况：工况1，

控制器的电感 L_s 为标称参数的1.5倍；工况2，控制器的电感 L_s 与永磁磁链 ψ_f 为标称参数的0.5倍；工况3，控制器的电感 L_s 为标称参数的0.5倍；工况4，控制器的电阻 R_s 、电感 L_s 与永磁磁

链 ψ_f 为标称参数的1.5倍。本文对失配

工况1的实验结果进行详细介绍,其他工况结果采用列表说明。

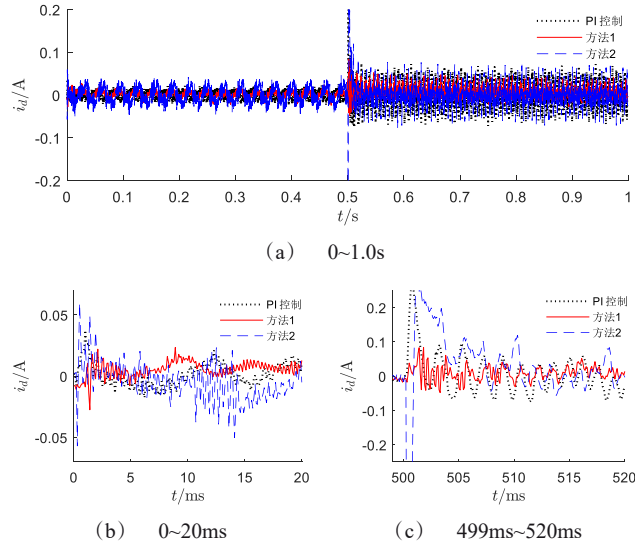


图7 3种方法的 d 轴电流对比

Fig.7 Comparison of d -axis current of three methods

图9为在失配工况1下,3种方法的 q 轴电流跟踪误差对比。本文所提方法1在转速为0~500 r·min⁻¹的阶跃过程中,调节时间为7.5 ms,电流跟踪均方根误差为15.3 mA;在转速为500~2000 r·min⁻¹的阶跃过程中,调节时间不超过15 ms。且在整个转速范围内,电流跟踪稳态误差维持在 ± 20.0 mA以内,电流跟踪均方根误差为10.0 mA。相比之下,PI控制与方法2则收敛速度较慢。

图10为在失配工况1下,3种方法的 q 轴电流跟踪误差对比。由图10可知,本文提出的方法1在 d 轴电流稳态误差方面,仍优于PI控制与方法2。

表2、表3给出了4种参数失配工

况下 i_q 与 i_d 跟踪性能的实验结果对比。由表2可知,与PI控制(调节时间范围为20.0~35.0 ms,均值约为24.4 ms)和方法2(调节时间范围为5.0~25.0 ms,均值约为15.75 ms)相比,本文方法1的调节时间为7.5~15 ms,均值约为12 ms。此外,PI控制与方法2在上述工况下的最大电流跟踪均方根误差分别为37.2、27.8 mA,而本文方法1的最大电流跟踪均方根误差仅为15.4 mA,相较两种方法,该误差分别降低58.6%和44.6%,精度提升显著。

由表3可知,PI控制与方法2的动态调节时间范围分别为3.5~10.5 ms、4.5~11 ms;均值分别约为6.6、7.6 ms。

本文方法1的动态调节时间范围则为 2.0~8.0ms, 均值约为4.7 ms。

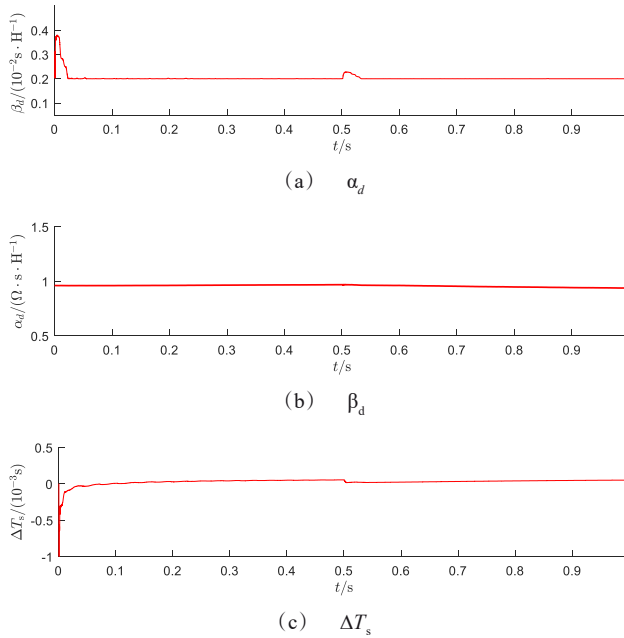


图8 d 轴的参数辨识结果

Fig.8 Parameter identification results of d -axis

此外, 实验中借助DSP的定时器模块测量了每个控制周期(100 μs)内, 本文方法及DPCC方法的计算用时, 本文方法的平均计算时间约为30 μs , 而DPCC方法的平均耗时约8.8 μs , 进而可以推算出所提辨识与补偿算法的运行时间约为19.93~21.20 μs , 符合DSP的算力要求, 可保证控制系统的实时性。

综上所述, 本文方法在各种工况下均能实现较好的自适应补偿, 提高了电流的跟踪性能, 且具有较好的实用性。

4 结论

为改善数字控制延时与参数失配对

PMSM电流跟踪性能的影响, 本文设计了一种改进的自适应预测电流控制方法。实验结果表明, 本文所提出算法能够自适应补偿控制固有延时与参数失配的影响, 并得到如下主要结论。

(1) 在 q 轴电流控制中, 本文方法的调节时间均值约为12 ms, 较PI控制(均值24.4 ms)和STISMO-based TV-MFPCC(均值15.75 ms)显著缩短; 最大电流跟踪均方根误差仅为15.4 mA, 相较PI控制(37.2 mA)和STISMO-based TV-MFPCC(27.8 mA)分别降低58.6%和44.6%。

(2) 在 d 轴电流控制中, 本文方法的动态调节时间均值约为4.7 ms, 亦优

于 PI 控制 (均值 6.6 ms) 和 STISMO-based TV-MFPCC(均值 7.6 ms)。

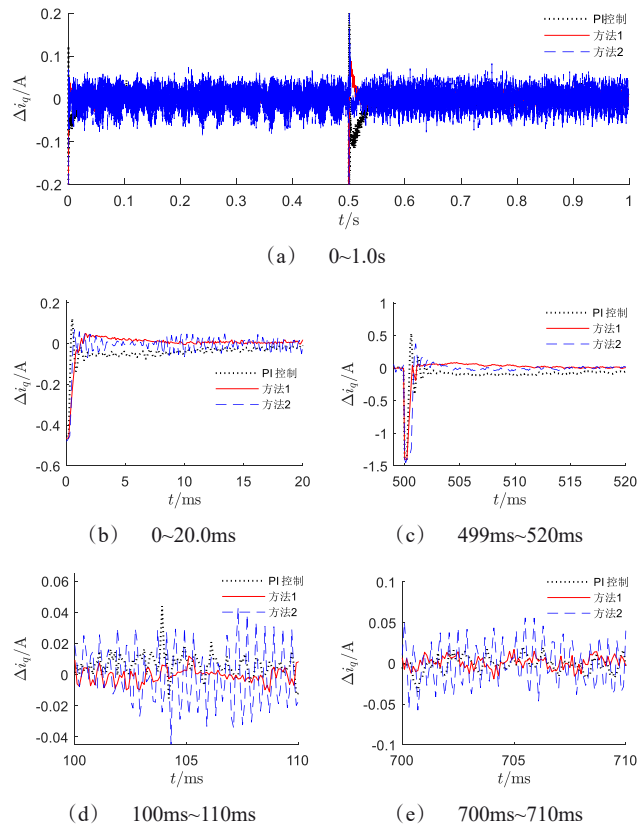


图9 失配工况1下3种方法的 q 轴电流跟踪误差对比

Fig.9 Comparison of q -axis current tracking error of three methods under mismatched condition 1

综上所述,该方法在参数失配下仍能保证较短的电流调节时间并显著降低稳态误差,进一步提升了电流跟踪性能。

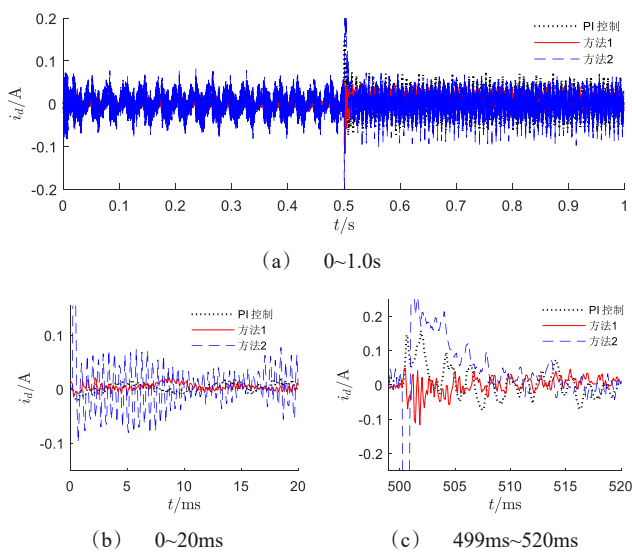


图 10 失配工况 1 下 3 种方法的 d 轴电流对比

Fig.10 Comparison of d -axis current three methods

under mismatched condition 1

表 2 4 种失配工况下 q 轴 i_q 的跟踪性能
Table 2 Tracking performance of q -axis i_q under four mismatch conditions

失配 工况	转速/($r \cdot \min^{-1}$)	电流动态调节时 间/ms			电流跟踪均方根 误差/mA		
		方法 1	方法 2	PI	方法 1	方法 2	PI
		1	2	PI	1	2	PI
1	0~500	7.5	5.0	20.0	15.3	30.3	16.7
	500~2000	13.0	15.0	35.0	10.0	25.2	18.9
2	0~500	10.0	13.0	23.0	15.0	16.0	31.8
	500~2000	15.0	25.0	25.0	10.0	26.0	37.2
3	0~500	10.0	16.0	23.0	15.2	15.5	31.8
	500~2000	15.0	25.0	25.0	10.0	27.1	37.2
4	0~500	11.0	12.0	22.5	15.4	27.8	15.2
	500~2000	15.0	15.0	22.0	11.2	24.4	12.1

表 3 4 种失配工况下 d 轴 i_d 的跟踪性能
Table 3 Tracking performance of d -axis i_d under four mismatch conditions

失配 工况	转速/($r \cdot \min^{-1}$)	电流动态调节时 间/ms			电流跟踪均方根 误差/mA		
		方法 1	方法 2	PI	方法 1	方法 2	PI
		1	2	PI	1	2	PI
1	0~500	3.5	11.0	3.5	5.7	26.7	10.5
	500~2000	5.2	10.5	10.5	14.0	28.5	29.4
2	0~500	7.6	8.0	8.0	7.0	23.2	7.3
	500~2000	1.5	5.0	5.5	16.8	33.5	21.5
3	0~500	8.0	7.0	8.0	6.8	23.1	7.3
	500~2000	2.0	6.5	5.5	12.1	33.9	21.5
4	0~500	5.0	8.0	6.5	6.3	29.9	7.8
	500~2000	4.5	4.5	5.0	19.6	27.9	26.6

参考文献

[1] 杨晓旭. 基于参数辨识的永磁同步电机模型预测电流控制策略研究 [D]. 大连:

- 大连交通大学, 2025.
- [2] 黄依婷, 王云冲, 史丹, 等. 永磁同步电机伺服控制(连载之一)国内外研究现状与发展趋势概述[J]. 微电机, 2022, 55(8): 1-7.
- Huang Yiting, Wang Yunchong, Shi Dan, et al. Servo control of permanent magnet synchronous motor: part 1 a brief review [J]. Micromotors, 2022, 55(8): 1-7.
- [3] Tang Qipeng, Chen Duxin, He Xiangning. Integration of improved flux linkage observer and I - f starting method for wide-speed-range sensorless SPMSM drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(8): 8374-8383.
- [4] 宋哲, 周威宏, 肖曦. 采用 d - q 同步旋转坐标系的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 西安交通大学学报, 2026, 60(5): 174-184.
- Song Zhe, Zhou Weihong, Xiao Xi. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using d - q synchronous rotating coordinate system [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2026, 60(5): 174-184.
- [5] 阎彦, 赵梦圆, 陈志伟, 等. 辅助坐标系下永磁同步电机低载波比无差拍预测转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(2): 761-769.
- Yan Yan, Zhao Mengyuan, Chen Zhiwei, et al. Low frequency ratio deadbeat predictive torque control of permanent magnet synchronous motor in auxiliary coordinate system [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(2): 761-769.
- [6] Nicola M, Nicola C I, Popescu M, et al. Delay compensation in the PMSM control system by using Predictive-PI controller [C]//2023 International Conference on Electrical, Computer and Energy Technologies (ICECET). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2023: 1-6.
- [7] Zhang Xiaoguang, Hou Benshuai, Mei Yang. Deadbeat predictive current control of permanent-magnet synchronous motors with stator current and disturbance observer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3818-3834.
- [8] 卢宏平, 赵文祥, 陶涛, 等. 永磁同步电机低载波比精确无差拍预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(3): 1108-1117.
- Lu Hongping, Zhao Wenxiang, Tao Tao, et al. Precise deadbeat predictive current control of PMSM with low carrier ratio [J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(3): 1108-1117.
- [9] Yang Haitao, Jiao Liangliang, Lei Yang, et al. Two-step deadbeat predictive current control of PMSM drives with reduced time delay [C]//2025 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE). Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2025: 1-6.
- [10] Wipasuramont P, Zhu Z Q, Howe D. Predictive current control with current-error correction for PM brushless AC drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(4): 1071-1079.
- [11] Moreno J C, Espi Huerta J M, Gil R G, et al. A robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1993-2004.
- [12] 靳东松, 刘凌. 永磁同步电机的改进无差拍预测抗扰前馈控制[J]. 西安交通大学学报, 2022, 56(7): 38-46.

- Jin Dongsong, Liu Ling. Improved control strategy combining deadbeat predictive current control with disturbance rejection feedforward compensation for permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2022, 56(7): 38-46.
- [13] 殷凯轩, 高琳, 付文华, 等. 永磁同步电机的改进模型预测自抗扰前馈控制 [J]. 西安交通大学学报, 2021, 55(4): 29-38.
- Yin Kaixuan, Gao Lin, Fu Wenhua, et al. An improved prediction control model for PMSM with active disturbance rejection and feed-forward control strategy [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2021, 55(4): 29-38.
- [14] 牛里, 杨明, 刘可述, 等. 永磁同步电机电流预测控制算法 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(6): 131-137.
- Niu Li, Yang Ming, Liu Keshu, et al. A predictive current control scheme for permanent magnet synchronous motor s [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(6): 131-137.
- [15] 孙晓东, 张瑶, 陈龙. 电动汽车永磁同步轮毂电机无差拍预测电压补偿控制 [J]. 吉林大学学报(工学版), 2022, 52(10): 2213-2224.
- Sun Xiaodong, Zhang Yao, Chen Long. Deadbeat predictive voltage compensation control for permanent magnet synchronous hub motors of electric vehicles [J]. Journal of Jilin University(Engineering and Technology Edition), 2022, 52(10): 2213-2224.
- [16] 徐睿琦, 张昆鹏, 林欣魄, 等. 基于高阶滑模观测器的永磁同步电机无差拍预测电流控制 [J]. 控制理论与应用, 2023, 40(11): 1990-1998.
- Xu Ruiqi, Zhang Kunpeng, Lin Xinbo, et al. Deadbeat predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on higher order sliding mode observer [J]. Control Theory & Applications, 2023, 40(11): 1990-1998.
- [17] 刘刚, 张婧, 郑世强, 等. 基于参数在线辨识的高速永磁电机无差拍电流预测控制 [J]. 电机与控制学报, 2023, 27(9): 98-108.
- Liu Gang, Zhang Jing, Zheng Shiqiang, et al. Deadbeat predictive current control of high speed permanent magnet motor based on online parameter identification [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(9): 98-108.
- [18] Zhang Qiushi, Fan Ying, Mao Chenyang. A gain design method for a linear extended state observers to improve robustness of deadbeat control [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(4): 2231-2239.
- [19] 郭盛坤, 侯波. 永磁同步电机自适应无差拍预测电流控制 [J]. 电子测量技术, 2026, 49(1): 133-145.
- Guo Shengkun, Hou Bo. Adaptive deadbeat predictive current control for permanent magnet synchronous motor [J]. Electronic Measurement Technology, 2026, 49(1): 133-145.
- [20] 吴希杰. 永磁同步电机无差拍电流预测控制研究 [D]. 大连: 大连交通大学, 2023.
- [21] 龙涛, 刘蕴博, 常九健. 采用自适应遗忘因子的永磁同步电机预测电流控制 [J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2023, 37(5): 29-36.
- Long Tao, Liu Yunbo, Chang Jiujian. Predictive current control of permanent mag-

- net synchronous motors based on adaptive forgetting factors [J]. Journal of Chongqing University of Technology(Natural Science), 2023, 37(5): 29-36.
- [22] 何栋炜, 曾志伟, 蒋学程, 等. 带延时补偿的永磁同步电机自适应无差拍电流预测控制 [J]. 电机与控制应用, 2024, 51(2): 123-133.
- He Dongwei, Zeng Zhiwei, Jiang Xuecheng, et al. Adaptive deadbeat current predictive control of permanent magnet synchronous motor with delay compensation [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(2): 123-133.
- [23] Lai B, Bernstein D S. Generalized forgetting recursive least squares: stability and robustness guarantees [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2024, 69(11): 7646-7661.
- [24] 方桂花, 王鹤川, 高旭. 基于动态遗忘因子递推最小二乘法的永磁同步电机参数辨识算法 [J]. 计算机应用与软件, 2021, 38(1): 280-283.
- Fang Guihua, Wang Hechuan, Gao Xu. Parameter identification algorithm of permanent magnet synchronous motor based on dynamic forgetting factor recursive least square method [J]. Computer Applications and Software, 2021, 38(1): 280-283.
- [25] 杨公德, 杨云静, 林明耀. 基于超螺旋积分滑模观测器的永磁同步电机三矢量无模型预测电流控制 [J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(16): 6505-6516.
- Yang Gongde, Yang Yunjing, Lin Mingyao. Three-vector model-free predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on super-twisting integral sliding mode observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(16): 6505-6516.