

带延时补偿的永磁同步电机自适应无差拍电流预测控制

何栋炜^{1*}, 曾志伟¹, 蒋学程², 陈 炜¹, 刘丽桑¹, 陈 健¹

(1. 福建理工大学 电子电气与物理学院, 福建 福州 350118;

2. 闽江学院 物理与电子信息工程学院, 福建 福州 350108)

Adaptive Deadbeat Current Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Delay Compensation

HE Dongwei^{1*}, ZENG Zhiwei¹, JIANG Xuecheng², CHEN Wei¹, LIU Lisang¹, CHEN Jian¹

(1. School of Electronic, Electrical and Physics, Fujian University of Technology,

Fuzhou 350118, China;

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

Abstract: In order to solve the problem that current control of the permanent magnet synchronous motor (PMSM) is easily affected by factors such as system delay and parameter mismatch, which leads to the decrease of current tracking performance. Thus, an adaptive deadbeat current predictive control algorithm with delay compensation is proposed. Based on the traditional deadbeat predictive current control (DPCC), aiming at the problem of current performance degradation caused by parameter mismatch, the model adaptive compensation method based on affine projection algorithm is improved, and an adaptive current control algorithm with delay compensation is designed. Finally, the simulated experiments are carried out to verify the designed adaptive deadbeat current predictive control with delay compensation has adaptive compensation ability for system parameter mismatch, which can effectively eliminate the influence of system delay and improve the current loop tracking performance.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); parameter mismatch; deadbeat predictive current control (DPCC); affine projection algorithm

摘 要: 针对永磁同步电机(PMSM)的电流控制易受系统延迟、参数失配等因素影响,导致电流跟踪性能下降的问题,提出一种带延时补偿的自适应无差拍电流预测控制算法。在传统无差拍电流预测控制器(DPCC)基础上,针对参数失配引起电流跟踪性能下降的问题,改进了基于仿射投影算法的模型自适应补偿方法,设计了一种具有延时补偿的自适应电流控制算法。最后通过仿真试验,验证了所设计的带延时补偿的自适应无差拍电流预测控制对系统参数失配具有自适应补偿能力,可以有效消除系统延时的影响,提高电流环跟踪性能。

关键词: 永磁同步电机(PMSM); 参数失配; 无差拍电流预测控制(DPCC); 仿射投影算法

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有优良的控制精度和较高的功率密度、转矩脉动小,被广泛用于数控机床、机器人和电动工具等智能制造装备^[1-2]。电流环控制是决定永磁同步电机伺服系统性能的关键因素。永磁同步电机常用的电流控制方法有比例积分(Proportional Integral, PI)控制^[3]。传统 PI 控制器的控制带宽存在理论极限的问题,动态响应无法进一步提升。预测控制具有高带宽、低电流谐波含量以及高动态性能等优点,能够满足永磁同步电机动态性能要求较高的场合。目前预测控制主要分为模型预测控制(Model Predictive

基金项目: 福建省自然科学基金项目(2023J01132353, 2020J01878);福建省高校产学研合作科技计划项目(2022N5020);福建省中青年教育科研教育项目(JAT210286)

Natural Science Foundation of Fujian Province (2023J01132353, 2020J01878); Fujian University Industry-University Cooperation Science and Technology Plan Project (2022N5020); Fujian Province Young and Middle-aged Teacher Education Research Project (JAT210286)

Control, MPC) 和无差拍预测控制 (DPC) 两种。DPC 控制频率恒定、实现简单,更适用于要求高性能驱动场合^[4]。永磁同步电机是一个非线性时变的系统,其定子电阻、电感和永磁体磁链会随着电机运行工况的不同而变化。无差拍电流预测控制 (DPCC) 动稳态性能的关键在于电机参数的精度。电流环控制系统不仅受参数失配的影响,还存在采样、计算和脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 更新延时。实际数字控制系统的延时是不可避免的,这种延迟将导致电流振荡,并极大地降低整个系统的控制性能^[5]。

针对系统延时带来的影响,文献[6]采用现场可编程逻辑阵列来实现电流过采样,提升了电流环的采样精度,但是硬件编程工作量大。文献[7]中的两步预测是解决系统延时的常用方法。

针对参数失配引起电流跟踪性能下降的问题,文献[8]引入高增益扩张状态观测器实时观测系统扰动,将观测值作为电流前馈进行补偿。文献[9]引入非线性状态观测器来观测电流扰动,同时采用固定系数法简化设计过程,但需要调优的参数较多。文献[10]引入滑模观测器对参数失配引起的电流扰动进行补偿,但滑模算法固有的抖振问题未能有效消除。文献[11]提出新型模型参考自适应的参数分步辨识方法,解决了模型欠缺的问题,提高参数辨识精度,但设计过程较为复杂。文献[12]借鉴放松约束条件的思想改进 DPCC 算法,改进后的算法具有更广的电感适配范围,但仅考虑了电感失配的情况。

以上解决参数失配影响的方法是基于传统的电机模型,而增量式电机模型是基于非传统的电机模型,可以消除部分参数对控制算法性能的影响。文献[13]引入鲁棒因子和前馈控制改进了预测的电压方程,同时采用增量式电流静差消除算法消除了磁链对控制算法的影响,同时提高 DPCC 抵抗参数干扰的鲁棒性。文献[14]构建增量式预测电压方程,消除了定子电感和永磁体磁链对控制算法的影响,并对给定电压增量进行自适应补偿,减小预测电压误差。但是文献[13-14]未考虑到系统延时的综合影响。

针对上述控制方法的不足,本文提出一种带

延时补偿的自适应无差拍电流预测控制算法。在考虑 PMSM 电流控制系统中存在的两个控制周期延时条件下,分析了实际数字控制系统的控制时序,并通过两步预测来补偿延时。在此基础上,通过仿射投影算法 (Affine Projection Algorithm, APA) 对简化后的 q 轴电流环模型参数进行估计,当仿射投影算法辨识收敛时经过改进的模型自适应补偿,将控制目标等效成无参数变化影响的标称系统。

1 传统无差拍电流预测控制

假设 PMSM 为对称结构,铁心磁路不饱和,铁损耗、涡流损耗都被忽略。在同步旋转 ($d-q$) 坐标系中,PMSM 的电压方程可以表达为^[15]

$$\begin{bmatrix} di_d/dt \\ di_q/dt \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & \omega_e \\ \omega_e & -R_s/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\psi_f \omega_e/L_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_d 、 u_q 、 i_d 、 i_q 分别为定子绕组的电压、电流在 $d-q$ 轴的分量; R_s 为定子电阻; L_d 、 L_q 分别为电感在 $d-q$ 轴的分量; ω_e 为转子的电角速度; ψ_f 为永磁体磁链。

本文采用 $i_d=0$ 的电流控制策略,在采样时间 T_s 足够小的情况下,可以认为 $i_d \approx 0$ (d 轴电流采用传统 PI 控制方法)。式(1)采用一阶向前欧拉法^[16],得到 PMSM 在 $k+1$ 时刻的 q 轴离散模型如(2)所示:

$$i_q(k+1) = (1 - R_s T_s / L_q) i_q(k) + (T_s / L_q) u_q(k) - \psi_f / L_q \omega_e(k) \quad (2)$$

式中: T_s 为电流控制器的采样时间; k 表示第 k 个采样时刻; $\omega_e(k)$ 为 k 时刻的电角速度; $i_q(k)$ 为 k 时刻定子电流采样值在 q 轴的分量。

在实际的数字控制系统中,电流采样、电压计算和 PWM 更新不在同一时刻,计算得到的电压无法在当前时刻得到执行,而是在下一个采样时刻执行并加载到逆变器上,导致 PMSM 电流响应存在两个控制周期延时。其电流环的控制时序如图 1 所示^[17]。

在实际数字电流控制系统中, k 时刻计算得到的控制指令电压 $u_q(k)$ 在 $k+1$ 时刻到 $k+2$ 时刻作用在电机上产生 $k+2$ 时刻的采样电流 $i_q(k+2)$ 。

节。黑色虚线框内分别是 q 轴的无差拍电流预测控制器(DPCC)和考虑两个周期延时的被控对象(q 轴电流环),蓝色虚线指向的是模型自适应补偿算法中的补偿函数。

2.1 带延时补偿的模型自适应补偿

带延时补偿的模型自适应补偿具体设计如下。无差拍电流预测控制器由式(5)整理可得:

$$u_q^*(k) = \frac{1}{\beta_m} i_q^*(k) + \frac{\gamma_m}{\beta_m} \omega_e(k) - \frac{\alpha_m}{\beta_m} [\alpha_m i_q(k) + \beta_m u_q(k-1) - \gamma_m \omega_e(k)] \quad (6)$$

式中: R_m 、 L_m 、 ψ_{im} 为电机铭牌上获得的标称参数; α_m 、 β_m 、 γ_m 分别为 $1 - R_m T_s / L_m$ 、 T_s / L_m 、 $\psi_{im} T_s / L_m$ 。在实际运行过程中,电机参数存在偏差,因此电机实际离散模型参数 α 、 β 、 γ 与标称 α_m 、 β_m 、 γ_m 之间存在偏差,显然会影响无差拍电流预测的控制效果。

在当前 k 时刻,可以采样获得 $i_q(k)$,且记录有 $\omega_e(k-1)$ 和 $u_q(k-2)$ 。由上节及式(4),易得 k 时刻 q 轴电流离散模型为

$$i_q(k) = \alpha i_q(k-1) + \beta u_q(k-2) - \gamma \omega_e(k-1) \quad (7)$$

式中: $u_q(k-2)$ 为 $k-2$ 时刻的 q 轴计算电压。

以实际电机输出的信号 $i_q(k)$ 作为参考输出信号,基于仿射投影算法,以式(7)作为参数辨识模型设计在线估计算法(设计过程详见下节)。当仿射投影算法收敛时,显然下式成立:

$$i_q(k) \approx \hat{i}_q(k) = \hat{\alpha} i_q(k-1) + \hat{\beta} u_q(k-2) - \hat{\gamma} \omega_e(k-1) \quad (8)$$

式中: $\hat{\alpha}$ 、 $\hat{\beta}$ 、 $\hat{\gamma}$ 分别为算法对模型参数 α 、 β 、 γ 的估计结果; $\hat{i}_q(k)$ 为仿射投影算法对 k 时刻电流估计的数值。

当仿射投影算法估计值收敛时,由式(8)可递推出 $k+1$ 时刻的 q 轴估计电流满足:

$$i_q(k+1) \approx \hat{i}_q(k+1) = \hat{\alpha} i_q(k) + \hat{\beta} u_q(k-1) - \hat{\gamma} \omega_e(k) \quad (9)$$

同理,可以推导出 $k+2$ 时刻的 q 轴估计电流满足:

$$i_q(k+2) \approx \hat{i}_q(k+2) = \hat{\alpha} i_q(k+1) + \hat{\beta} u_q(k) - \hat{\gamma} \omega_e(k+1) \quad (10)$$

考虑 $\omega_e(k+1) \approx \omega_e(k)$,将式(9)代入式

(10),则 $k+2$ 时刻的 q 轴估计电流可以表示为

$$i_q(k+2) \approx \hat{i}_q(k+2) = \hat{\alpha}^2 i_q(k) + \hat{\alpha} \hat{\beta} u_q(k-1) + \hat{\beta} u_q(k) - (\hat{\alpha} \hat{\gamma} + \hat{\gamma}) \omega_e(k) \quad (11)$$

同理,可以得到系统标称模型为

$$i_q(k+2) = \alpha_m^2 i_q(k) + \alpha_m \beta_m u_q(k-1) + \beta_m u_q^*(k) - (\alpha_m + 1) \gamma_m \omega_e(k) \quad (12)$$

式中: α_m 、 β_m 、 γ_m 为电机标称参数。

以标称模型为补偿目标,带延时补偿的模型自适应控制器如图2所示,设计为

$$u_q(k) = G_0 u_q^*(k) + G_1 u_q(k-1) + G_2 i_q(k) + G_3 \omega_e(k) \quad (13)$$

将式(13)代入式(11)化简可得:

$$i_q(k+2) \approx (\hat{\alpha}^2 + \hat{\beta} G_2) i_q(k) + \hat{\beta} G_0 u_q^*(k) + (\hat{\alpha} \hat{\beta} + \hat{\beta} G_1) u_q(k-1) + (\hat{\beta} G_3 - \hat{\alpha} \hat{\gamma} - \hat{\gamma}) \omega_e(k) \quad (14)$$

为实现对参数失配的影响,自适应补偿后,式(14)应与标称模型式(12)等效,因此有:

$$(\hat{\alpha}^2 + \hat{\beta} G_2) i_q(k) + \hat{\beta} G_0 u_q^*(k) + (\hat{\alpha} \hat{\beta} + \hat{\beta} G_1) u_q(k-1) + (\hat{\beta} G_3 - \hat{\alpha} \hat{\gamma} - \hat{\gamma}) \omega_e(k) = \alpha_m^2 i_q(k) + \beta_m u_q^*(k) + \alpha_m \beta_m u_q(k-1) - (\alpha_m + 1) \gamma_m \omega_e(k) \quad (15)$$

为了使式(15)成立,则图2所示的补偿传递函数设计为

$$\begin{cases} G_0 = \beta_m / \hat{\beta} \\ G_1 = (\alpha_m \beta_m - \hat{\alpha} \hat{\beta}) / \hat{\beta} \\ G_2 = (\alpha_m^2 - \hat{\alpha}^2) / \hat{\beta} \\ G_3 = [\hat{\alpha} \hat{\gamma} + \hat{\gamma} - (\alpha_m + 1) \gamma_m] / \hat{\beta} \end{cases} \quad (16)$$

综上所述,在所设计控制器作用下, $k+2$ 时刻的控制目标可以等效成无参数变化影响的标称模型的充分条件为满足式(8)、(9)、(10)和(16)成立。

2.2 仿射投影算法

为了保证补偿性能,本文引入仿射投影算法设计辨识器,保证式(8)成立。以 k 时刻采样电流 $i_q(k)$ 作为参考输出信号,基于式(8)建立参数辨识模型,设计 q 轴电流环仿射投影算法结构^[18],如图3所示。图中 $e(k)$ 为辨识模型与实际电机系统的输出误差。

根据仿射投影算法的原理,其最小化的无约束函数为^[18]

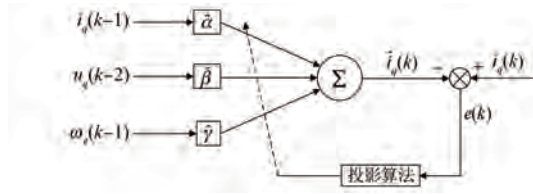


图 3 q 轴电流环仿射投影算法结构图
Fig. 3 Structure of q -axis current loop affine projection algorithm

$$\begin{cases} J[\theta(k)] = \frac{1}{2} [i_q(k) - \mathbf{x}^T(k)\theta(k+1)]^2 + \\ \lambda \|\theta(k+1) - \theta(k)\|^2 \\ \hat{\theta}(k) = [\hat{\alpha}(k) \quad \hat{\beta}(k) \quad \hat{\gamma}(k)]^T \\ \mathbf{x}(k) = [i_q(k-1) \quad u_q(k-2) \quad -\omega_e(k-1)]^T \end{cases} \quad (17)$$

式中: $J[\theta(k)]$ 为仿射投影算法代价函数; $\hat{\theta}(k)$ 为第 k 次系统估计参数向量; $\mathbf{x}(k)$ 为辨识所用的输入信号矩阵; λ 为一个 3×1 维的拉格朗日乘子向量。

为使下一个估计参数向量尽可能与当前估计参数向量保持接近, 并强迫后验误差为零。令 $J[\theta(k)]$ 相对于 $\theta(k)$ 的梯度为零, 引入收敛因子 μ , 取得最终失调与收敛速度之间的平衡, 同时引入计算相关矩阵的调整参数 ζ , 避免矩阵求逆过程中的数值问题^[18]。新的估计参数更新方程为

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + \frac{\mu \mathbf{x}(k) e(k)}{\zeta \mathbf{I} + \mathbf{x}^T(k) \mathbf{x}(k)} \quad (18)$$

式中: $e(k)$ 为 $i_q(k) - \mathbf{x}^T(k) \hat{\theta}(k)$; $\mathbf{I}$ 为单位矩阵; 其中 $0 < \mu < 1$ 和 $1 < \mu < 2$ 均能保证仿射投影算法的辨识收敛^[19], 表明 μ 接近于 1, 仿射投影算法的辨识收敛性较强^[20]。

3 仿真结果及分析

为了验证本文所提出控制方法的可行性及性能, 在 MATLAB/Simulink 平台上搭建仿真模型进行验证, 仿真选取文献[21]中基于二阶超螺旋滑模观测器 (Super Twisting Sliding Mode Observer, STSMO) 的改进无差拍电流预测控制算法进行对比 (文献[21]与本文中的研究对象原理相同, 结构略有区别, 因此控制方法通用), 以验证本文方法的性能。文献[21]中所设计的控制算法结构如图 4 所示。

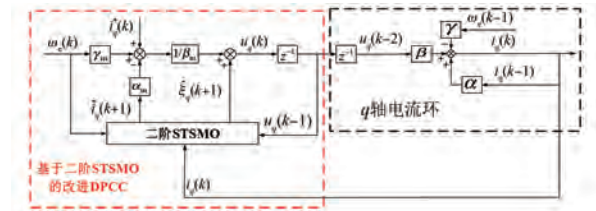


图 4 基于二阶 STSMO 的改进 PCC 控制结构图
Fig. 4 Structure diagram of improved PCC control based on second-order STSMO

如图 4 所示, 文献[21]中的控制算法应用于本文所用的被控对象。图中, 红色虚线框内是基于二阶 STSMO 的 q 轴 PCC, 文献[21]中方法使用二阶 STSMO 对扰动及 q 轴电流分别进行估计和预估, 并利用估算结果进行输出电压补偿, 而本文则使用仿射投影辨识和补偿函数来实现补偿; 黑色虚线框内是考虑延时的被控对象 (q 轴电流环), 与文献[21]中应用对象一致 (变量符号有调整)。

模型为速度环采用 PI 控制的双闭环控制系统, 速度环在电机启动以及电机稳定于高速运行时给电流环一个阶跃给定, 以测试电机在空载和加载不同运行情况下的参数失配对 q 轴电流环控制器的影响。测试过程设计为: 电机以额定转速 3 000 r/min 从空载启动到稳定运行, 主要考察电流环在空载调整阶段的动态响应性能和空载稳定阶段的电流稳态跟踪性; 在 0.3 s 时突加 0.2 N·m 的负载转矩, 0.4 s 时负载突减为 0 N·m 至 0.5 s 仿真结束, 主要考察电流环在加载阶段的动态响应性能和稳态跟踪性能。仿真中采样频率为 20 kHz, q 轴给定电流限幅 $i_{q \max} = 2.5$ A, 电压限幅为 $u_{q \max} = 48$ V。电机的标称参数为: $\alpha_m = 0.96$ ($\Omega \cdot s$)/H, $\beta_m = 0.02944$ s/H, $\gamma_m = 0.00033$ (Wb·s)/H。二阶超螺旋滑模观测器的增益选取 $k_1 = 2000$ 、 $k_2 = 500000$ 。仿射投影算法的参数选取 $\mu = 0.4$ 、 $\zeta = 0.000001$ 。仿真中使用的 PMSM 参数如表 1 所示。

为了对比分析不同参数偏差下两种方法的补偿效果, 将参数失配的情况分为典型的 8 种, 分别为 (1) $R_m = 2R_s$, (2) $L_m = 2L_s$, (3) $\psi_{fm} = 2\psi_f$, (4) $R_m = 2R_s$ 、 $L_m = 2L_s$, (5) $L_m = 2L_s$ 、 $\psi_{fm} = 2\psi_f$, (6) $R_m = 2R_s$ 、 $\psi_{fm} = 2\psi_f$, (7) $R_m = 2R_s$ 、 $L_m = 2L_s$ 、 $\psi_{fm} = 2\psi_f$ 和 (8) $R_m = 0.5R_s$ 、 $L_m = 0.5L_s$ 、 $\psi_{fm} = 0.5\psi_f$, 对不同程度

的参数失配情况进行综合分析^[11-21]。为保证仿真结果的对比性,仿真中保持电机本体的参数不变,通过改变电流环控制器中的标称参数 R_m 、 L_m 和 ψ_{fm} 模拟电机实际运行时的参数失配。

表 1 电机参数

Tab. 1 Motor parameters

参数名称	数值
直流母线电压 U_{dc}/V	48
定子电阻 R_s/Ω	1.36
直轴电感 L_d/H	0.001 7
交轴电感 L_q/H	0.001 7
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	2.9×10^{-5}
转子磁链 ψ_f/Wb	0.011 228
磁极对数 n_p	5

此外,文中使用标准差来评估两种控制方法在稳态阶段的 q 轴电流脉动,其表达式为

$$\Delta i_q = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [i_q^*(n) - i_q(n+2)]^2} \quad (19)$$

式中: $i_q^*(n)$ 、 $i_q(n+2)$ 分别为第 n 次电流参考值和第 $n+2$ 次采样值; N 为总采样点数。

以电流控制器中的标称参数 R_m 、 L_m 和 ψ_{fm} 分别是电机实际参数 R_s 、 L_q 和 ψ_f 的 2 倍为例,对比如下。基于二阶 STSMO 的 PCC 与本文所设计方法的转速波形对比如图 5 所示。

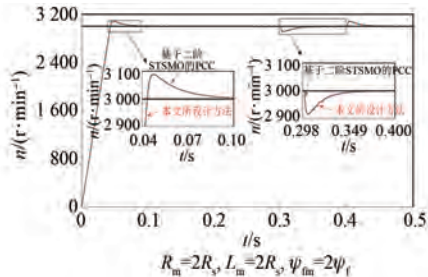


图 5 两种控制方法的转速波形对比

Fig. 5 Comparison of the speed waveforms of the two control methods

从图 5 可以看出,两种控制方法仿真的转速均能够在 0.1 s 左右达到额定转速且稳定在 3 000 r/min;在 0.3 s 时突加 0.2 N·m 的负载转矩,0.4 s 时负载转矩突减至 0 N·m,这个阶段两种控制方法的转速均在 85 r/min 内波动,在 0.38 s 后稳定在 3 000 r/min,二者速度变换情况接近。因此,可以看出两个电流环测试的转速基本一致。

在上述运行工况下,两种控制方法在空载调节阶段的电流跟踪效果、 q 轴电流误差对比以及 q

轴电压波形对比如图 6、图 7 和图 8 所示。

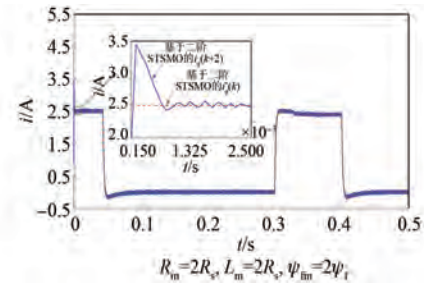


图 6 基于二阶 STSMO 的 PCC 在空载调节阶段的电流跟踪效果

Fig. 6 PCC current tracking performance based on second-order STSMO in the no-load regulation stage

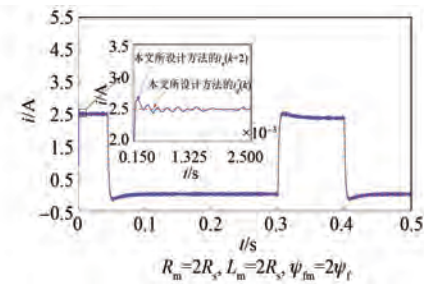
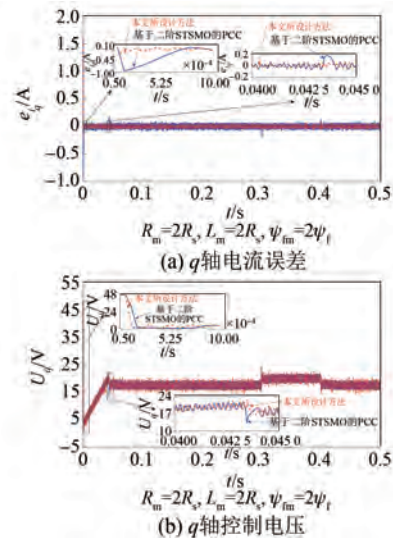


图 7 本文所设计方法在空载调节阶段的电流跟踪效果

Fig. 7 Current tracking performance by the design method in this paper in the no-load regulation stage

图 8 两种控制方法在空载调节阶段的 q 轴电流误差及控制电压对比Fig. 8 Comparison of q -axis current errors and control voltage between the two control methods in the no-load regulation stage

空载起动阶段,由图 6 和图 7 中 0.000 15 s 到 0.002 5 s 的放大图可以看出,本文所设计方法的

i_q 调节时间约为 0.000 5 s, 超调量约为 6.06%; 而基于二阶 STSMO 的 PCC 的 i_q 调节时间约为 0.001 s, 超调量约为 37.83%。由图 8(a) 中 0.000 05 s 到 0.001 s 和 0.04 s 到 0.045 s 的放大图可以看出, 本文所设计方法的 q 轴电流跟踪误差一直稳定在 ± 0.08 A。特别是 0.043 s 处 q 轴电流给定值突变时, 基于二阶 STSMO 的 PCC 的 q 轴电流跟踪误差在 0.043 s 处扩大为 $-0.07 \sim 0.17$ A, 在 0.044 s 后稳定在 ± 0.08 A。由图 8(b) 中 0.000 05 s 到 0.001 s 和 0.04 s 到 0.045 s 的放大图进一步可知, 与基于二阶 STSMO 的 PCC 相比, 本文所设计方法的 q 轴控制电压稳定速度快且在 0.04 s 到 0.045 s 阶段变化平滑。由此表明, 电压与电流存在因果关系, 控制电压的变化影响着电流跟踪性能。由上述对比可知, 电机电流启动至 0.045 s 左右是空载情况下的电流调整阶段, 该阶段电机以低速运行状态为主, 其反电动势耦合影响较小, q 轴电流阶跃响应主要受到电阻误差和电感误差的影响。相比二阶 STSMO 的 PCC, 本文所设计方法的 q 轴控制电压稳定收敛速度快, 电流跟踪收敛速度较快, 并且超调量较小, 说明本文所设计方法在空载情况下能够更快地补偿电阻误差和电感误差带来的影响, 具有较好的动态响应性能。

空载稳定阶段, 基于二阶 STSMO 的 PCC 与本文所设计方法的电流跟踪效果、 q 轴电流误差对比以及 q 轴电压波形对比如图 9、图 10 和图 11 所示, 其主要体现空载情况下电流稳定阶段的电流稳态响应性能。

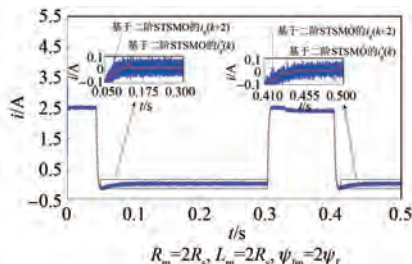


图 9 基于二阶 STSMO 的 PCC 在空载稳定阶段的电流跟踪效果

Fig. 9 PCC current tracking performance based on second-order STSMO in the no-load stable stage

由图 9 和图 10 中 0.05 s 到 0.3 s 和 0.41 s 到 0.5 s 的放大图可以看出, 基于二阶 STSMO 的

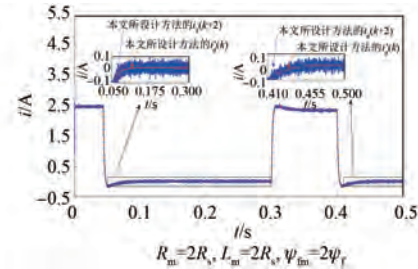


图 10 本文所设计方法在空载稳定阶段的电流跟踪效果
Fig. 10 Current tracking performance by the method designed in this paper in the no-load stable stage

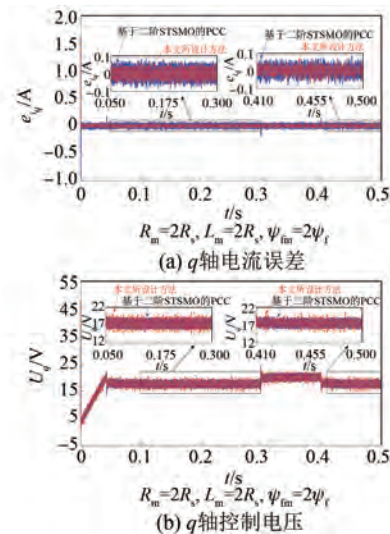


图 11 两种控制方法在空载稳定阶段的 q 轴电流误差及控制电压对比

Fig. 11 Comparison of q -axis current error and control voltage of the two control methods in the no-load stable stage

PCC 的 i_q 在 ± 0.1 A 内波动 (q 轴电流脉动的标准差为 30.7 mA); 本文所设计方法的 i_q 在 ± 0.08 A 内波动 (q 轴电流脉动的标准差为 24 mA)。由图 11(a) 和 (b) 中 0.05 s 到 0.3 s 和 0.41 s 到 0.5 s 的放大图可以看出, 本文所设计方法在空载情况下电流稳定阶段的 q 轴控制电压变化较快, q 轴电流跟踪误差在 ± 0.08 A, 而基于二阶 STSMO 的 PCC 的 q 轴电流跟踪误差在 ± 0.09 A。由此表明本文所设计方法的 q 轴控制电压在空载情况下电流稳定阶段调节速度较快, 使得电流波动得到更好的抑制。由上述对比可知, 电机在高速运行阶段, q 轴电流响应受磁链参数失配影响为主, 与基于二阶 STSMO 的 PCC 相比, 本文所设计方法能够有效克服电机在高速运行情况下参数失配带来

的影响,跟踪性能及稳定性能得到了改善,具有较好的鲁棒性。

负载突变阶段,测试中在 0.3 s 时突加 0.2 N·m 的负载转矩并且在 0.4 s 时负载转矩突减至 0 N·m。基于二阶 STSMO 的 PCC 与本文所设计方法在加载阶段的电流跟踪效果、 q 轴电流误差对比以及 q 轴电压波形对比如图 12、图 13 和图 14 所示,显然电流环在高速运行阶段完成了对变化电流的跟踪。

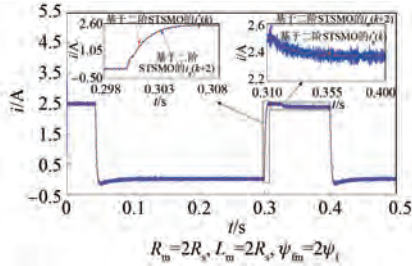


图 12 基于二阶 STSMO 的 PCC 在加载阶段的电流跟踪效果

Fig. 12 PCC current tracking performance based on second-order STSMO in the loading stage

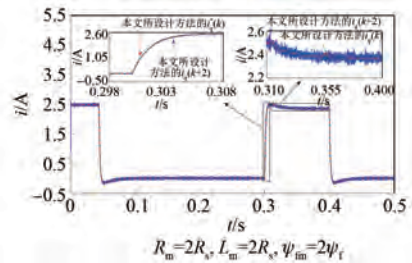


图 13 本文所设计方法在加载阶段的电流跟踪效果

Fig. 13 Current tracking performance by the method designed in this paper in the loading stage

由图 12 和图 13 中 0.298 s 到 0.308 s 和 0.31 s 到 0.4 s 的放大图可以看出,两种控制方法下的电流均能较好地响应给定电流变化。进一步,由图 14(a)中 0.298 s 到 0.308 s 和 0.398 s 到 0.404 s 的放大图可以看出,基于二阶 STSMO 的 PCC 在加载情况下的电流调节阶段, q 轴电流误差明显变大,0.300 4 s 处的 q 轴电流误差扩大为 $-0.19 \sim 0.06$ A, 0.4 s 处的 q 轴电流误差扩大为 $-0.06 \sim 0.14$ A,而本文所设计方法的 q 轴电流误差能够稳定在 $-0.08 \sim 0.06$ A。由图 14(b)中 0.298 s 到 0.308 s 和 0.398 s 到 0.404 s 的放大图可以看出,与基于二阶 STSMO 的 PCC 相比,本文所设计方法 q 轴控制电压变化较快且平滑。由此

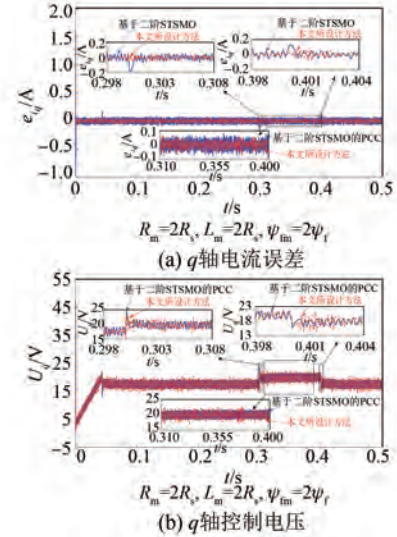


图 14 两种控制方法在加载阶段的 q 轴电流误差及控制电压对比

Fig. 14 Comparison of q -axis current error and control voltage of the two control methods in the loading stage

表明,本文设计方法在 0.298 s 到 0.308 s 和 0.398 s 到 0.404 s 的 q 轴控制电压变化快且平滑,使得电流在给定电流变化时仍旧保持较好的动态响应性能,电流跟踪误差小。由上述对比分析可知,电机在高速运行阶段, q 轴电流阶跃响应主要受到反电动势影响,本文所设计方法在参数辨识基础上进行在线补偿的反应速度及准确性优于对比方法,电流跟踪误差收敛速度较快。

由图 14(a)中 0.31 s 到 0.4 s 的放大图分析加载情况下的电流稳定阶段电流跟踪性能,基于二阶 STSMO 的 PCC 的 q 轴电流跟踪误差在 ± 0.08 A (q 轴电流脉动的标准差为 28.8 mA),本文所设计方法的 q 轴电流跟踪误差在 ± 0.06 A (q 轴电流脉动的标准差为 22.8 mA)。由图 14(b)中的 0.31 s 到 0.4 s 放大图可以看出,本文所设计方法的 q 轴控制电压变化较快。由此表明本文所设计方法的 q 轴控制电压变化较快,使得电流跟踪能够更好地抑制负载转矩和参数失配产生的电流波动。由上述对比可知,与基于二阶 STSMO 的 PCC 相比,本文所设计方法在高速及大电流情况下能够有效减小参数失配带来的稳态误差,具有较好的鲁棒性。

图 15 为电流控制器中的标称参数 R_m 、 L_m 和 ψ_{fm} 分别是电机实际参数 R_s 、 L_q 和 ψ_f 的 2 倍时,

仿射投影算法中 $\hat{\alpha}, \hat{\beta}, \hat{\gamma}$ 估计值和模型跟踪误差 $\hat{e}$ 的曲线图。

由图 15 可知,本文所设计方法的参数估计值 $\hat{\alpha}$ 在 8 ms 时收敛于稳定值约为 0.961 126 ($\Omega \cdot s$)/H, $\hat{\beta}$ 在 15 ms 时收敛于稳定值约为 0.020 8 s/H, $\hat{\gamma}$ 在 46 ms 时收敛于稳定值约为 0.000 23 ($\text{Wb} \cdot s$)/H,模型跟踪误差 $\hat{e}$ 也能快速收敛于 ± 0.05 A,满足改进的模型自适应补偿算法要求,与前面数据相印证。

为充分验证本文所设计方法的可行性,除上述参数失配情况外,还测试了不同参数失配程度下的电流动稳态响应性能,如表 2 所示,表中的(1)~(8)与前文描述的参数失配情况一致。

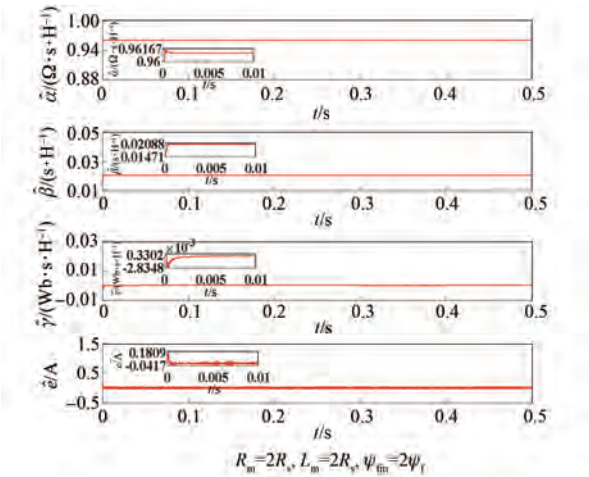


图 15 q 轴参数估计值和模型跟踪误差曲线
Fig. 15 The curve of q -axis parameter estimation and the tracking error

表 2 两种控制算法在空载和加载阶段参数失配的情况下 q 轴电流性能对比

空载阶段					加载阶段			
参数失配情况	调节时间 t_s/s		超调量 $\sigma_p/\%$		0.05 s 到 0.3 s 和 0.41 s 到 0.5 s 两个时间段的 q 轴电流脉动 $\Delta i_q/\text{mA}$		0.31 s 到 0.4 s 时间段的 q 轴电流脉动 $\Delta i_q/\text{mA}$	
	二阶 STSMO 的 PCC	本文所设计的 PCC	二阶 STSMO 的 PCC	本文所设计的 PCC	二阶 STSMO 的 PCC	本文所设计的 PCC	二阶 STSMO 的 PCC	本文所设计的 PCC
	计方法	计方法	计方法	计方法	计方法	计方法	计方法	计方法
(1)	0.003 0	0.001 5	33.62	16.09	19.40	15.20	21.90	15.40
(2)	0.001 0	0.000 5	31.19	5.09	31.80	26.10	29.20	25.20
(3)	0.001 4	0.000 5	5.91	7.34	18.40	15.30	19.90	15.90
(4)	0.001 0	0.000 6	37.83	6.06	30.40	24.40	29.30	24.10
(5)	0.001 0	0.000 1	31.19	5.09	31.00	27.60	31.00	25.10
(6)	0.003 0	0.000 6	36.03	16.09	19.40	14.80	21.00	15.50
(7)	0.001 0	0.000 5	37.83	6.06	30.70	24.00	28.80	22.80
(8)	0.002 5	0.000 5	3.01	1.41	18.50	14.60	22.30	15.50

表 2 中详细对比了两种控制方法在空载阶段和加载阶段的动态响应性能及电流跟踪性能。与基于二阶 STSMO 的 PCC 相比,本文所设计方法的 q 轴电流的调节时间短,超调小,在 0.05 s 到 0.3 s、0.31 s 到 0.4 s 和 0.41 s 到 0.5 s 这三个时间段的 q 轴电流脉动小。由此表明,电机在各种情况及不同参数失配运行下,本文所设计方法都具有自适应补偿能力更好的电流跟踪效果。

4 结语

本文针对电流跟踪控制性能受永磁同步电机数字控制系统存在的固有延时影响的问题,在传统无差拍电流预测控制方法基础上,为解决参数

失配引起的电流控制性能下降的问题,提出一种具有滞后补偿模型的自适应无差拍电流预测控制方法。通过仿射投影算法对考虑控制延时的 q 轴电流环进行辨识并设计补偿器,依据参数估计值进行实时控制补偿,使受参数失配影响的 q 轴电流环等效成无参数变化影响的标称系统。仿真结果表明,相比基于二阶 STSMO 的 PCC 方法,本文所设计方法在各种参数失配情况下均能够有效改善电流环动态响应性能,减小电流跟踪的稳态误差,增强了系统的鲁棒性。

参考文献

[1] ZHAO N N, WANG G L, XU D G, et al. Inverter

- power control based on DC-Link voltage regulation for IPMSM drives without electrolytic capacitors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 558-571.
- [2] ZHANG X G, LI Z X. Sliding-mode observer based mechanical parameter estimation for permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5732-5745.
- [3] 崔业兵, 左月飞, 桂亮, 等. 基于复合 PI 控制器的永磁伺服电机电流控制[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(4): 105-110.
- CUI Y B, ZUO Y F, GUI L, et al. Current control of permanent magnet servo motor based on compound PI controller [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(4): 105-110.
- [4] ZHANG X G, HOU B S, YANG M. 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.
- [5] CORTES P, RODRIGUES R J, SILVA A C, et al. Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 1323-1325.
- [6] ROVERE L, FORMENTINI A, ZANCHETTA P. FPGA implementation of a novel oversampling deadbeat controller for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3731-3741.
- [7] 全森, 李好文, 郑岗. 带延迟补偿的 PMSM 改进无差拍电流预测控制[J]. 电力电子技术, 2020, 54(12): 99-102.
- TONG M, LI H W, ZHENG G. Improved deadbeat predictive current control for PMSM with delay compensation [J]. Power Electronical Technology, 2020, 54(12): 99-102.
- [8] 陈瑛, 刘军. 基于扰动观测的 PMSM 非奇异快速终端滑模电流预测控制[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(4): 32-37+44.
- CHEN Y, LIU J. Non-singular fast terminal sliding mode current predictive control of PMSM based on disturbance observation [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(4): 32-37+44.
- [9] ZHANG Z R, LIU Y C, LIANG X L, et al. Robust model predictive current control of PMSM based on nonlinear extended state observer [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(1): 862-873.
- [10] 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 X D, ZHANG Y, CHEN L. 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.
- [11] 张懿, 徐斌, 魏海峰, 等. 新型模型参考自适应的 PMSM 无差拍电流预测控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(9): 157-167.
- ZHANG Y, XU B, WEI H F, et al. New model reference adaptive deadbeat predictive current control of PMSM [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(9): 157-167.
- [12] 周晓莹, 王晓璨, 马祖阳, 等. 基于无差拍电流预测控制的 PMSM 电感失配研究[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(4): 24-30.
- ZHOU X Y, WANG X C, MA Z Y, et al. Research on PMSM inductance mismatch based on deadbeat predictive current control [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(4): 24-30.
- [13] 范佩樟, 刘凌, 靳东松, 等. 永磁同步电机的无差拍电流预测控制优化算法[J]. 西安交通大学学报, 2023, 57(4): 29-38.
- FAN P Z, LIU L, JIN D S, et al. Optimization algorithm of deadbeat current predictive control for permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2023, 57(4): 29-38.
- [14] 李博群, 杨家强. 用于 SPMSM 的自适应增量式无差拍预测电流控制算法[J]. 浙江大学学报(工学版), 2022, 56(3): 607-612.
- LI B Q, YANG J Q. Adaptive incremental deadbeat predictive current control algorithm for surface-mounted permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2022, 56(3): 607-612.
- [15] YANG F, YANG K, ZHANG Y H, et al. Robustness improvement of deadbeat predictive current control based on nonlinear extended state observer [C] // 2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2020.

- [16] 王晓琳, 李紫佳, 李正龙, 等. 超高速低载频比下永磁同步电机无差拍电流控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(4): 55-63+74.
- WANG X L, LI Z J, LI Z L, et al. Research on deadbeat current control of permanent magnet synchronous motor under ultra-high speed and low-carrier frequency ratio [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(4): 55-63+74.
- [17] ZHANG Q S, FAN Y, MAO C Y. 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.
- [18] DINIZ P S D. Adaptive Filtering: Algorithms and Practical Implementation [M]. New York: Springer Science & Business Media, 1997.
- [19] MADER A, PUDER H, SCHMID G U. Step-size control for acoustic echo cancellation filters-an overview [J]. Signal Processing, 2000, 80(9): 1697-1719.
- [20] SHIN H C, SAYED A H, SONG W J. Variable step-size NLMS and affine projection algorithms [J]. IEEE Signal Process Letters, 2004, 11(2): 132-135.
- [21] 赵希梅, 杨名冬, 金鸿雁. 永磁直线同步电机改进预测电流控制[J/OL]. 电机与控制学报, 2023-08-06. <https://navi.cnki.net/knavi/journals/DJKZ/detail?uniplatform=NZKPT&index=1>.
- ZHAO X M, YANG M D, JIN H Y. Improved predictive current control for permanent magnet linear synchronous motor [J/OL]. Electric Machines and Control, 2023-08-06. <https://navi.cnki.net/knavi/journals/DJKZ/detail?uniplatform=NZKPT&index=1>.
-
- 收稿日期:2023-09-03
收到修改稿日期:2023-11-15
作者简介:
曾志伟(1998-),男,硕士研究生,研究方向永磁同步电机控制,zengzhiwei38@qq.com;
*通信作者:何栋炜(1985-),男,博士,副教授,研究方向为运动控制等,yzak_juel@hotmail.com。

Adaptive Deadbeat Current Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Delay Compensation

HE Dongwei^{1*}, ZENG Zhiwei¹, JIANG Xuecheng², CHEN Wei¹, LIU Lisang¹, CHEN Jian¹

(1. School of Electronic, Electrical and Physics, Fujian University of Technology,

Fuzhou 350118, China;

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

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); parameter mismatch; deadbeat predictive current control (DPCC); affine projection algorithm

In order to solve the problem that a deadbeat current predictive control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) is easily affected by system delay, parameter mismatch and other factors, which leads to the decrease of current performance. Thus, an adaptive deadbeat current predictive control algorithm with delay compensation is proposed.

Firstly, aiming at the inherent control delay problem in the actual digital control system, the control timing of the current loop is analyzed, and a deadbeat current predictive controller is designed. Secondly, in order to solve the problem of current performance degradation caused by parameter mismatch, based on the q -axis current control model with two control cycles, this paper introduces the affine projection algorithm, redesigns the model parameter identification and model adaptive compensation calculation method. Finally, the simulation results show that the designed adaptive

deadbeat current predictive control with delay compensation can effectively eliminate the comprehensive influence of current control system delay, and has robustness to system parameter mismatch.

The simulation model is built on the MATLAB/Simulink platform for verification. The method designed in this paper is compared with the improved deadbeat current predictive control algorithm based on the second-order spiral sliding mode observer (STSMO) (the q -axis current of the two control methods adopts the traditional PI control method) to verify the performance of the proposed method. The simulation model is a double closed-loop control system with PI control for the speed loop. When the motor starts and at high speed runs stably, a step is given to the current loop to test the influence of parameter mismatch on the q -axis current loop controller under different conditions of no-load and loading.