

文章编号: 1007-9831 (2024) 06-0030-08

具有参数鲁棒性的永磁同步电机模型预测控制

桑振龙, 张辉

(齐齐哈尔大学 计算机与控制工程学院, 黑龙江 齐齐哈尔 161006)

摘要: 永磁同步电机有限集模型预测控制的预测结果高度依赖于系统模型参数, 存在参数失配而导致控制性能下降的问题. 为了使永磁同步电机模型预测控制具有更强的参数鲁棒性, 降低其对参数的敏感性, 提出一种基于增量式电流预测方程, 采用改进模型参考自适应系统 (MRAS) 进行参数辨识的控制方法. 为了减少系统对电机参数的依赖数量, 引入增量式电流预测模型, 消除了磁链参数, 使其只包含电阻和电感参数. 针对传统 MRAS 方法中出现的因欠秩而无法同时辨识三个参数的问题, 采用了一种改进 MRAS 方法, 该方法可在参数均存在失配情况下实现对电阻、电感参数的准确辨识. 通过实验验证了所提方法的有效性.

关键词: 永磁同步电机; 模型预测控制; 参数辨识

中图分类号: TM341 **文献标识码:** A **doi:** 10.3969/j.issn.1007-9831.2024.06.005

Model predictive control of permanent magnet synchronous motor with parameter robustness

SANG Zhenlong, ZHANG Hui

(School of Computer and Control Engineering, Qiqihar University, Qiqihar 161006, China)

Abstract: The prediction results of finite set model predictive control for permanent magnet synchronous motors are highly dependent on the system model parameters, and there is a problem of parameter mismatch leading to a decrease in control performance. In order to enhance the parameter robustness of the permanent magnet synchronous motor model predictive control and reduce its sensitivity to parameters, a control method based on the incremental current prediction equation is proposed, which utilizes an improved model reference adaptive system (MRAS) for parameter identification. In order to reduce the dependence of the system on motor parameters, an incremental current prediction model is introduced, which eliminates the magnetic flux parameters and only includes the resistance and inductance parameters. In response to the problem that traditional MRAS methods cannot identify three parameters simultaneously due to lack of rank, an improved MRAS method is adopted, this method can accurately identify resistance and inductance parameters in the presence of parameter mismatch. The effectiveness of the proposed method is verified through experiments

Key words: permanent magnet synchronous motor; model predictive control; parameter identification

永磁同步电机因其高效性、精密性, 以及对于动态响应的卓越表现而得到广泛应用^[1]. 近年来, 随着电动汽车、工业自动化和可再生能源等领域的迅猛发展, 对永磁同步电机的高性能要求更为迫切. 有限集

收稿日期: 2023-12-10

基金项目: 黑龙江省协同创新成果项目 (LJGXCG2023-096); 黑龙江教育厅基本业务专项 (145209409)

作者简介: 桑振龙 (1996-), 男, 山东淄博人, 在读硕士研究生, 从事电机控制研究. E-mail: sang@qqhru.edu.cn

通信作者: 张辉 (1982-), 男, 黑龙江齐齐哈尔人, 教授, 博士, 从事特种电机、智能电机与电气控制研究. E-mail: zhanghui_zdh@163.com

模型预测电流控制 (FCS-MPCC) 以其结构简单、响应速度快、易于处理非线性约束等优点而备受推崇^[2-3].

尽管 FCS-MPCC 在提高电机控制性能方面取得了显著成果, 但在实际应用中仍存在一个明显的缺点, 即 FCS-MPCC 的预测结果高度依赖于系统模型参数^[4], 而实际系统中存在参数失配的情况, 可能导致控制性能下降, 影响电机的实际运行效果. 因此, 需要通过系统的输入输出来辨识电机参数, 将参数准确值代入预测模型中, 消除由于参数扰动带来的预测误差, 保证系统的稳定运行. 当前常用的参数辨识算法主要包括最小二乘法^[5]、扩展卡尔曼滤波^[6]、模型参考自适应^[7]等. 尽管这些方法在参数辨识方面取得了一定的成果, 但最小二乘法容易出现数据饱和现象^[8], 扩展卡尔曼滤波在计算复杂度上较高, 特别是在处理大规模系统时, 其计算开销会显著增加, 而模型参考自适应因欠秩问题, 无法同时辨识三个参数^[9].

本文提出了一种基于增量式电流预测方程的控制方法, 该方法在结构上类似于传统的 FCS-MPCC, 然而, 两者所采用的预测模型存在明显的差异. 在增量式电流预测方程中, 通过消除磁链参数, 将预测模型简化为仅包含电阻和电感两个参数. 这一设计不仅有助于减少预测控制所需的电机参数数量, 还解决了模型参考自适应系统 (MRAS) 中出现的欠秩问题, 为永磁同步电机的高效控制提供了一种更为精确和可靠的解决方案.

1 FCS-MPCC 算法

同步旋转坐标系 $d-q$ 下的永磁同步电机定子电压方程可表示为

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

式中: u_d , u_q 分别为 d , q 轴定子电压; i_d , i_q 分别为 d , q 轴定子电流; L_d , L_q 分别为 d , q 轴电感; R 为定子电阻; ω_e 为电角速度; ψ_f 为转子磁链. 本文研究对象为三相表贴式永磁同步电机, 定子电感满足 $L_d = L_q = L$.

模型预测控制是一种基于离散数学模型的数字控制方法, 通过采用前向欧拉法对永磁同步电机的 d , q 轴电压方程进行离散化, 得到电流预测方程

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R}{L} & T_s \omega_e(k) \\ -T_s \omega_e(k) & 1 - \frac{T_s R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -T_s \omega_e(k) \frac{\psi_f}{L} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

式中: T_s 为采样周期; u_d , u_q 分别为 kT_s 采样周期内的 d , q 轴电压; $i_d(k)$, $i_q(k)$ 分别为 kT_s 采样周期内的 d , q 轴电流; $i_d(k+1)$, $i_q(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻的 d , q 轴电流预测值; $\omega_e(k)$ 为 k 时刻的电角速度.

在数字控制系统中存在难以避免的计算时延问题, 这意味着在 k 时刻计算得到的最优电压矢量需要在 $k+1$ 时刻才能作用到逆变器上. 因此需要对控制系统做一拍延时补偿, 以消除时延问题对控制系统性能带来的不利影响. 方法是使用 $k+1$ 时刻的预测电流代入式 (2) 中替代 k 时刻电流, 进一步预测 $k+2$ 时刻的电流, 预测方程可表示为

$$\begin{bmatrix} i_d(k+2) \\ i_q(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R}{L} & T_s \omega_e(k+1) \\ -T_s \omega_e(k+1) & 1 - \frac{T_s R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k+1) \\ u_q(k+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -T_s \omega_e(k+1) \frac{\psi_f}{L} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

因为永磁同步电机的机械时间常数远大于电气时间常数, 并且控制周期 T_s 非常小, 以至于可以认为 ω_e 在两个相邻的控制周期内没有发生改变, 即 $\omega_e(k+1) = \omega_e(k) = \omega_e$.

在三相两电平逆变器驱动方案中, FCS-MPCC 采用了包括六个非零矢量和二个零矢量在内的八个电压矢量作为控制集. 通过将这八个矢量代入方程 (3) 来进行电流响应的预测, 然后, 利用代价函数

$$J = |i_d^* - i_d(k+2)| + |i_q^* - i_q(k+2)|, \quad (4)$$

对电流预测值进行遍历寻优, 式中: i_d^* , i_q^* 分别为 d , q 轴的期望电流. 最终, 选择能够使代价函数最小化

的电压矢量作为下一控制周期的最优控制量, 由于本文研究对象为表贴式永磁同步电机, 通常令 $i_d^* = 0$, 而 i_q^* 由速度环的 PI 控制器得到.

2 参数敏感性分析

电流预测依赖于电机的数学模型, 不准确的电机参数会导致预测误差, 从而影响电机控制性能. 设用于预测的电机参数误差为

$$\begin{cases} R' = R + \Delta R \\ L' = L + \Delta L \\ \psi_f' = \psi_f + \Delta \psi_f \end{cases}, \quad (5)$$

式中: R' , L' , ψ_f' 分别为用于预测的电阻、电感和磁链; R , L , ψ_f 分别为电机的真实电阻、电感和磁链; Δ 表示预测值与真实值之间的偏差. 将式 (5) 代入式 (2), 可得到参数存在误差情况下的电流预测模型

$$\begin{bmatrix} i_d'(k+1) \\ i_q'(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s(R + \Delta R)}{L + \Delta L} & T_s \omega_e(k) \\ -T_s \omega_e(k) & 1 - \frac{T_s(R + \Delta R)}{L + \Delta L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L + \Delta L} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L + \Delta L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -T_s \omega_e(k) \frac{\psi_f + \Delta \psi_f}{L + \Delta L} \end{bmatrix}. \quad (6)$$

式 (6) 减去式 (2), 得到电流预测误差为

$$\begin{cases} e_d(k+1) = \frac{T_s(R\Delta L - \Delta RL)}{L(L + \Delta L)} i_d(k) - \frac{T_s \Delta L}{L(L + \Delta L)} u_d(k) \\ e_q(k+1) = \frac{T_s(R\Delta L - \Delta RL)}{L(L + \Delta L)} i_q(k) - \frac{T_s \Delta L}{L(L + \Delta L)} u_q(k) + \frac{T_s \omega_e(\psi_f \Delta L - \Delta \psi_f L)}{L(L + \Delta L)} \end{cases}, \quad (7)$$

式中: $e_d(k+1) = i_d'(k+1) - i_d(k+1)$ 为 d 轴的电流预测误差; $e_q(k+1) = i_q'(k+1) - i_q(k+1)$ 为 q 轴的电流预测误差.

考察 ΔL , ΔR , $\Delta \psi_f$ 对电流误差 e_d 和 e_q 的影响, 结果见图 1.

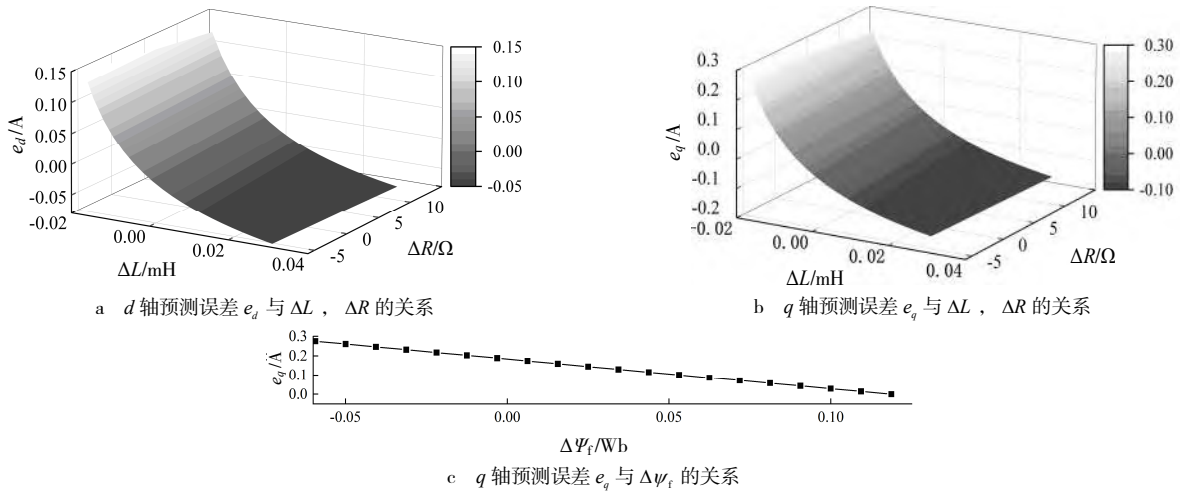


图 1 电流预测误差与各参数误差的关系

由图 1 可以看出, ΔL 对于 d 轴和 q 轴的电流预测误差具有显著影响, 而且这种影响呈现非线性特性; ΔR 对于 d 轴和 q 轴的电流预测误差影响相对较小. 由于磁链参数仅在 q 轴的电流预测方程中出现, 因此 $\Delta \psi_f$ 仅对 q 轴的电流预测误差产生影响. 分析式 (7) 可知, 当仅存在电感参数失配时, $\Delta \psi_f$ 与 e_q 呈正比关系.

3 鲁棒模型预测控制方法

3.1 增量式电流预测模型

基于式 (2) 表示的电流预测方程, 可推导出 k 时刻的 d , q 轴电流预测表达式为

$$\begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R}{L} & T_s \omega_e(k-1) \\ -T_s \omega_e(k-1) & 1 - \frac{T_s R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k-1) \\ i_q(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k-1) \\ u_q(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -T_s \omega_e(k-1) \frac{\psi_f}{L} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

将 $k+1$ 时刻与 k 时刻电流预测表达式相减, 即用式 (2) 减去式 (8), 可得增量式电流预测方程为

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d(k+1) \\ \Delta i_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R}{L} & T_s \omega_e \\ -T_s \omega_e & 1 - \frac{T_s R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d(k) \\ \Delta i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_d(k) \\ \Delta u_q(k) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

式中: $\Delta i_d(k+1) = i_d(k+1) - i_d(k)$, $\Delta i_q(k+1) = i_q(k+1) - i_q(k)$ 分别为 d , q 轴电流在 $k+1$ 时刻的增量; $\Delta u_d(k) = u_d(k) - u_d(k-1)$, $\Delta u_q(k) = u_q(k) - u_q(k-1)$ 分别为 d , q 轴电压在 $k+1$ 时刻的增量. 与传统 FCS-MPCC 类似, 为了避免计算延迟问题, 增量式电流预测方法同样需要做一拍延时补偿. 预测方程为

$$\begin{bmatrix} \Delta i_d(k+2) \\ \Delta i_q(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R}{L} & T_s \omega_e \\ -T_s \omega_e & 1 - \frac{T_s R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d(k+1) \\ \Delta i_q(k+1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_d(k+1) \\ \Delta u_q(k+1) \end{bmatrix}, \quad (10)$$

将式 (2) 与式 (3) 代入式 (10) 表示的一拍延时补偿的增量式电流模型, 可得 $k+2$ 时刻电流预测表达式为

$$\begin{bmatrix} i_d(k+2) \\ i_q(k+2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 - \frac{T_s R}{L} & T_s \omega_e & \frac{T_s R}{L} - 1 & -T_s \omega_e \\ 2 - \frac{T_s R}{L} & -T_s \omega_e & \frac{T_s R}{L} - 1 & T_s \omega_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ i_q(k+1) \\ i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 & -\frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L} & 0 & -\frac{T_s}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d(k+1) \\ u_q(k+1) \\ u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

观察式 (11) 可以发现, 引入增量式电流预测模型后磁链参数被消除, 这意味着磁链参数的失配将不再是影响电流预测值的因素.

3.2 电感、电阻参数辨识

MRAS 方法包括参考模型、可调模型和自适应率三个主要组成部分. 参考模型充当期望输出的基准, 通常以实际电机的 d , q 轴电流方程作为参考模型, 这是一个包含电感、电容和磁链等三个未知参数的二阶方程; 可调模型则根据系统状态的变化来自动调整其内部参数, 其形式与参考模型相似, 但包含了估计状态和待辨识参数; 自适应率直接影响辨识参数的调整速度, 合适的自适应率可以平衡系统对误差的快速响应, 避免过度调整引起的不稳定性. 由于方程的二阶性质, 传统 MRAS 方法在没有额外信息的情况下, 通常难以准确辨识出电感、电容和磁链这三个参数的值. 因此, 需要给定其中一个参数的标称值, 以便对其他两个参数进行辨识. 传统 MRAS 方法通常选择将磁链参数设定为标称值, 电流方程可以简化为一个包含电感和电容两个未知参数的系统, 其结构框图见图 2.

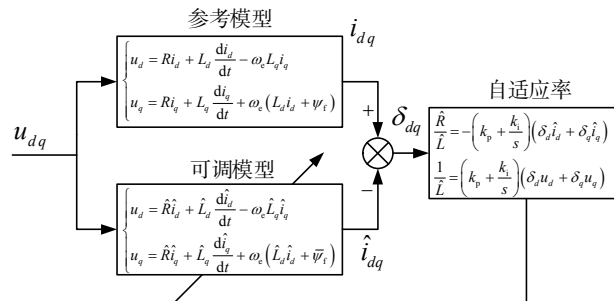


图 2 传统 MRAS 方法的结构框图

注: $\bar{\psi}_f$ 表示磁链标称值; $\hat{\cdot}$ 表示可调模型中参数估计值.

然而, 如果磁链参数的标称值存在偏差, 可能导致对电感和电容的辨识误差. 为了解决传统 MRAS 中的欠秩问题, 本文采用了一种改进 MRAS 方法. 基于式 (9) 表示的增量式电流预测方程, 可得增量式连续模型为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \end{bmatrix}. \quad (12)$$

将式 (12) 以估计值表示, 可得

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\Delta i}_d \\ \hat{\Delta i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}}{\hat{L}} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{\hat{R}}{\hat{L}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Delta i}_d \\ \hat{\Delta i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{L}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\hat{L}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \end{bmatrix}, \quad (13)$$

式 (12) 减去式 (13) 可得误差方程为

$$\frac{d}{dt} \boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{A} \boldsymbol{\varepsilon} - \mathbf{W}, \quad (14)$$

式中: $\boldsymbol{\varepsilon} = [\varepsilon_d \quad \varepsilon_q]^T = [\Delta i_d - \hat{\Delta i}_d \quad \Delta i_q - \hat{\Delta i}_q]^T$; $\mathbf{W} = -(\mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}})\hat{\Delta \mathbf{i}} - (\mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}})\Delta \mathbf{u}$; $\Delta \hat{\mathbf{i}} = [\hat{\Delta i}_d \quad \hat{\Delta i}_q]^T$;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}; \quad \hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}}{\hat{L}} & \omega_e \\ -\omega_e & -\frac{\hat{R}}{\hat{L}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix}; \quad \hat{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{L}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\hat{L}} \end{bmatrix}.$$

根据 Popov 超稳定性理论^[10]可知, 若使系统 (14) 稳定, 必须满足:

(1) 传递矩阵 $\mathbf{H}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}$ 为严格正定矩阵;

(2) $\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} \boldsymbol{\varepsilon}^T \mathbf{W} dt \geq -\gamma_0^2$, γ_0 为任一有限正数.

对 Popov 积分不等式进行求解即可得到自适应率, 其结果为

$$\frac{\hat{R}}{\hat{L}} = -\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)(\varepsilon_d \Delta \hat{i}_d + \varepsilon_q \Delta \hat{i}_q), \quad (15)$$

$$\frac{1}{\hat{L}} = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)(\varepsilon_d \Delta u_d + \varepsilon_q \Delta u_q). \quad (16)$$

改进 MRAS 方法的结构框图见图 3, 该方法使用了消除了磁链参数的增量式电流方程作为参考模型和可调模型, 可以在不提供磁链参数的情况下进行电感和电阻的辨识.

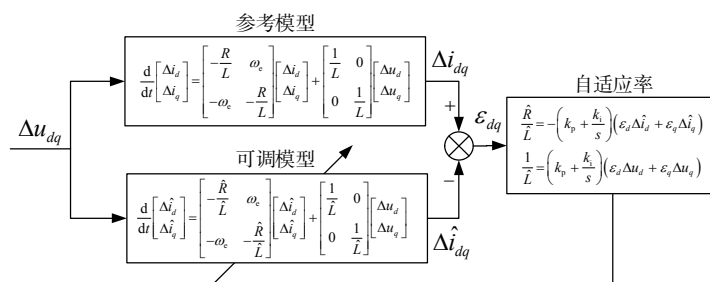


图 3 改进 MRAS 方法的结构框图

4 实验结果分析

为了验证所提方法的有效性, 基于 MATLAB/Simulink 进行仿真实验. 实验电机参数见表 1.

表 1 实验电机参数

参数	描述	数值
U_{DC}/V	母线电压	310
P	极对数	4
$J/\text{kg}\cdot\text{m}^2$	转动惯量	0.000 07
L/mH	电感	31.87
R/Ω	电阻	13
Ψ_f/Wb	磁链	0.118 7

验证改进 MRAS 方法在磁链参数失配情况下对电感、电阻参数估计结果的准确性, 并于与传统 MRAS 方法相比较, 结果见图 4~6. 其中, 图 4 展示了磁链参数为实际值, 电感参数为实际值的 1.2 倍, 电阻参数为实际值的 1.5 倍情况下的仿真结果; 图 5 呈现了磁链参数为实际值的 0.95 倍, 电感参数为实际值的 1.2 倍, 电阻参数为实际值的 1.5 倍情况下的仿真结果; 图 6 显示了磁链参数为实际值的 1.05 倍, 电感参数为实际值的 0.5 倍, 电阻参数为实际值的 0.8 倍情况下的仿真结果. 由图 4 可以看出, 在磁链参数准确的情况下, 改进 MRAS 和传统 MRAS 方法均能准确辨识出电感和电阻参数. 而从图 5 和图 6 可以看出, 在磁链参数存在误差的情况下, 改进 MRAS 方法对电感和电阻参数的辨识表现良好, 而传统 MRAS 方法则会出现较大的误差.

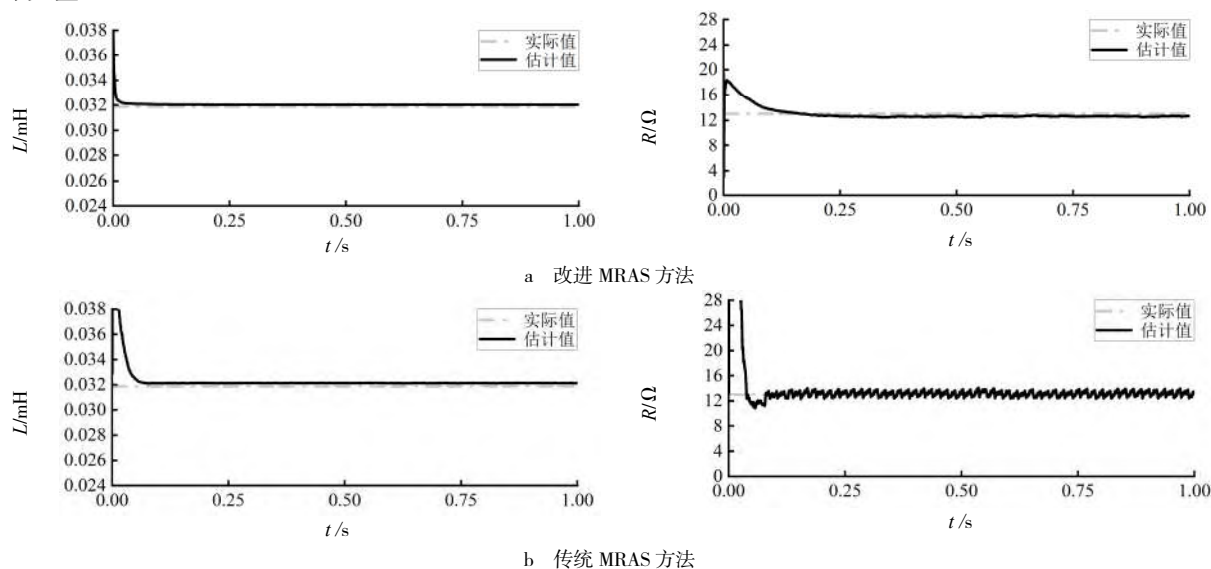


图 4 磁链参数为 ψ_f , 电感参数 $1.2L$, 电阻参数为 $1.5R$ 情况下参数估计

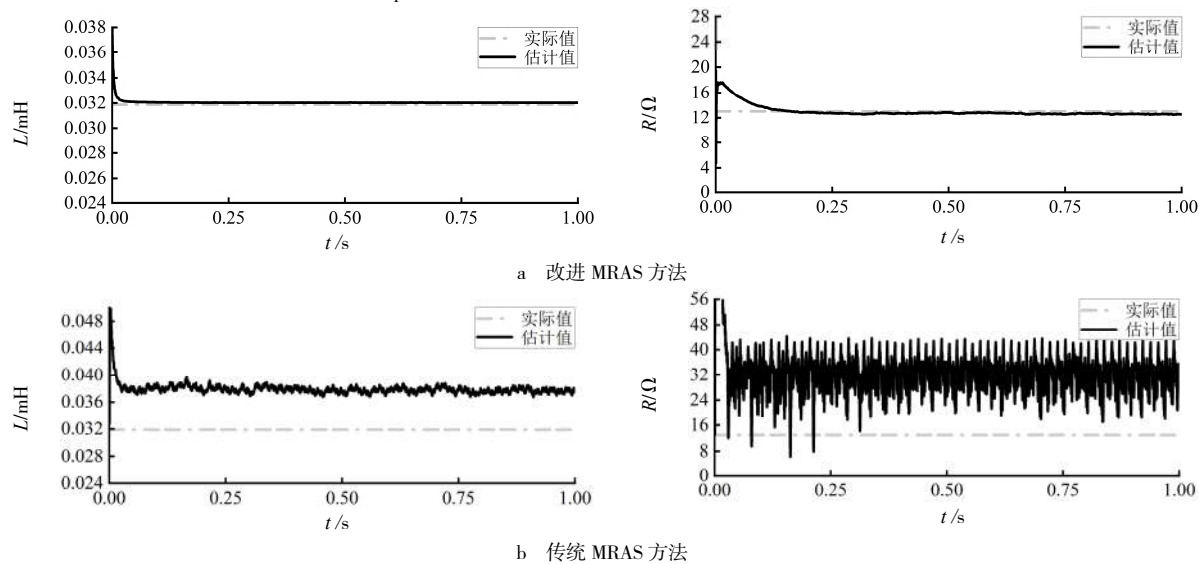
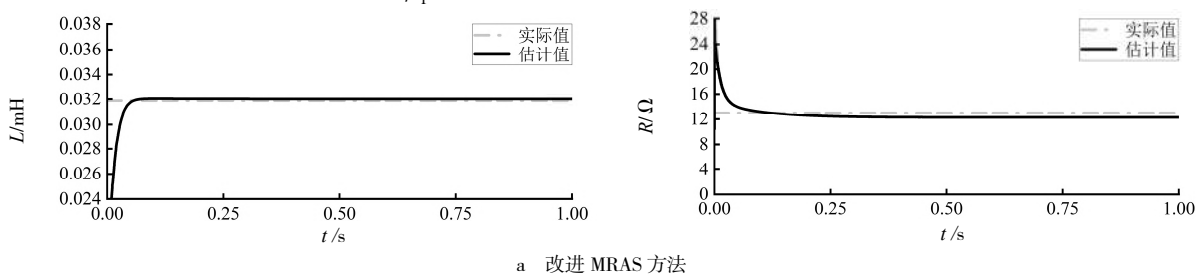
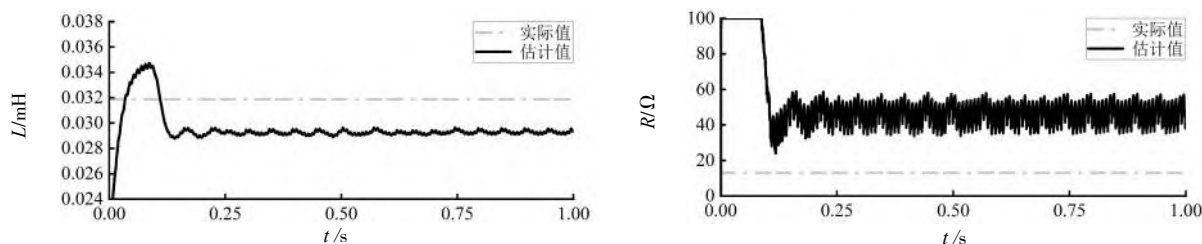


图 5 磁链参数为 $0.95\psi_f$, 电感参数 $1.2L$, 电阻参数为 $1.5R$ 情况下参数估计

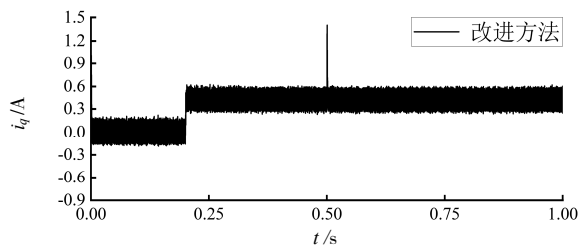
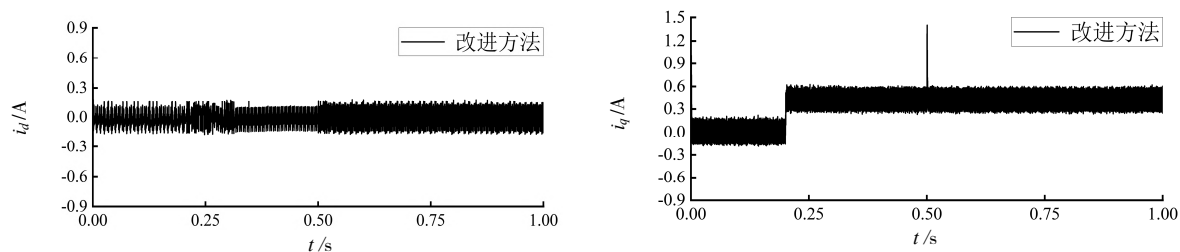




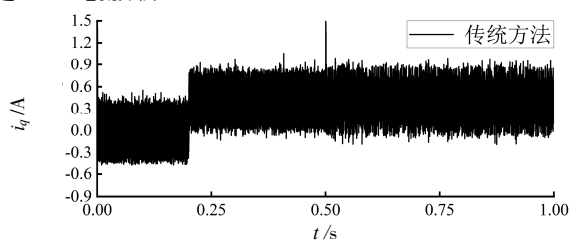
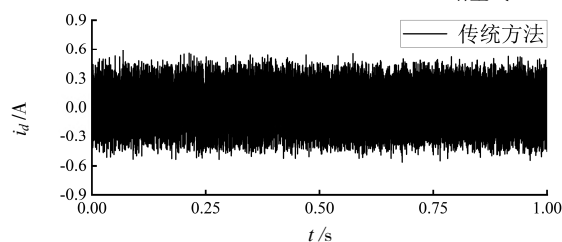
b 传统 MRAS 方法

图 6 磁链参数为 $1.05\psi_f$, 电感参数为 $0.5L$, 电阻参数为 $0.8R$ 情况下参数估计

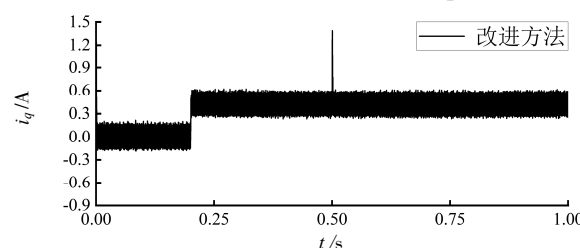
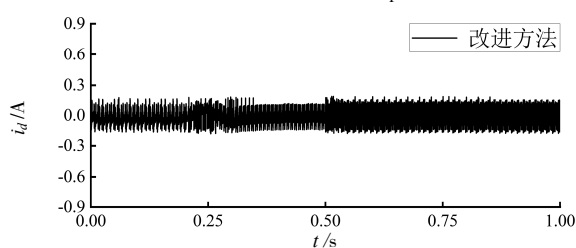
在电机参数失配情况下, 对使用改进 MRAS 方法估计电机参数的增量式 MPCC 方法和使用传统 MRAS 方法估计电机参数的 FCS-MPCC 方法的 d , q 轴电流表现进行对比. 仿真条件设置为: 电机空载启动, 转速从 0 升至 300 r/min, 在 0.2 s 时加入 $0.3 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载, 随后在 0.5 s 时转速升至 600 r/min, 仿真总时长为 1 s. 仿真结果见图 7~8. 其中, 图 7 为在磁链参数为实际值的 0.95 倍, 电感参数为实际值的 1.2 倍, 电阻参数为实际值的 1.5 倍情况下的仿真结果; 图 8 为磁链参数为实际值的 1.05 倍, 电感参数为实际值的 0.5 倍, 电阻参数为实际值的 0.8 倍情况下的仿真结果.



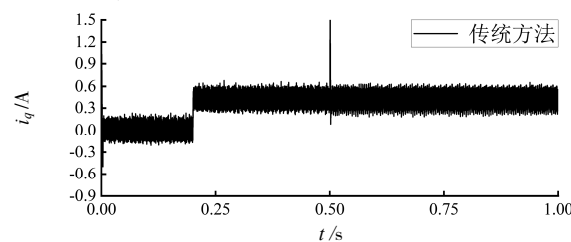
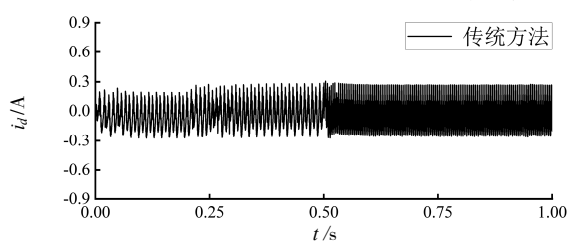
a 增量式 MPCC+改进 MRAS 电流方法



b FCS-MPCC+传统 MRAS 电流方法

图 7 磁链参数为 $0.95\psi_f$, 电感参数 $1.2L$, 电阻参数为 $1.5R$ 情况下电机 d , q 轴电流

a 增量式 MPCC+改进 MRAS 电流方法



b FCS-MPCC+传统 MRAS 电流方法

图 8 磁链参数为 $1.05\psi_f$, 电感参数 $0.5L$, 电阻参数为 $0.8R$ 情况下电机 d , q 轴电流

由图 7 可以看出, 当磁链参数为实际值的 0.95 倍, 电感参数为实际值的 1.2 倍, 电阻参数为实际值的

1.5 倍时, 在 FCS-MPCC+传统 MRAS 电流方法控制下, d , q 轴电流波动幅值分别为 1.16, 1.10 A, 在本文所提出的增量式 MPCC+改进 MRAS 电流方法控制下, d , q 轴电流波动幅值分别为 0.26, 0.34 A. 由图 8 可以看出, 当磁链参数为实际值的 1.05 倍, 电感参数为实际值的 0.5 倍, 电阻参数为实际值的 0.8 倍时, 在传统方法控制下, d , q 轴电流波动幅值分别为 0.58, 0.46 A, 而在本文所提出方法控制下, d , q 轴电流波动幅值分别为 0.28, 0.34 A. 相比之下, 本文所采用的增量式 MPCC+改进 MRAS 永磁同步电机控制方法在参数失配情况下具有更小的电流波动, 能够有效克服电机参数失配对系统带来的不利影响.

5 结语

本文针对传统 FCS-MPCC 方法高度依赖于系统模型参数, 参数失配导致控制性能下降的问题提出了一种带有改进 MRAS 参数辨识功能的增量式 FCS-MPCC 方法. 在所提方法中采用的改进 MRAS 方法相比于传统 MRAS 方法能够有效解决因欠秩问题导致无法准确辨识三个参数的问题. 而增量式 FCS-MPCC 方法中引入增量式电流预测模型消除了磁链参数, 降低了对参数的依赖程度. 实验结果表明, 本文所提方法能准确辨识电机参数, 有效地解决了参数失配导致永磁同步电机模型预测控制性能下降的问题, 展现出良好的参数鲁棒性.

参考文献:

- [1] WANG Zitan, CHAI Jianyun, SUN Xudong. A novel online parameter identification algorithm for deadbeat control of PMSM drive[C]//IEEE. 2020 IEEE 3rd Student Conference on Electrical Machines and Systems (SCEMS). New York: IEEE, 2020: 769-774.
- [2] CHEN Wei, ZENG Sike, ZHANG Guozheng, et al. A modified double vectors model predictive torque control of permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34 (11): 11419-11428.
- [3] WANG Wusen, FAN Ying, CHEN Siyu, et al. Finite control set model predictive current control of a five-phase PMSM with virtual voltage vectors and adaptive control set[J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2018, 2 (1): 136-141.
- [4] 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.
- [5] LIN Juguang, CHEN Tong. PMSM parameters identification based on improved RLS method[J]. Journal of Hefei University of Technology (Natural Science), 2019, 42 (7): 876-880.
- [6] MA Liling, WANG Fuxiang, SHEN Wei, et al. Fault-tolerant control based on modified eXogenous Kalman filter for PMSM[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2023, 18 (2): 1313-1323.
- [7] HUANG Yubo, ZHANG Jundong, CHEN Dong, et al. Model reference adaptive control of marine permanent magnet propulsion motor based on parameter identification[J]. Electronics, 2022, 11 (7): 1012-1024.
- [8] LAI Jidong, XIE Mingrui, SU Jianhui, et al. A Flux Linkage Identification Method of PMSM Based on Discounted Least Square Method[C]//Springer. The Proceedings of the 9th Frontier Academic Forum of Electrical Engineering: Volume II. Singapore: Springer, 2021: 561-569.
- [9] LI Xinyue, KENNEL R. Comparison of state-of-the-art estimators for electrical parameter identification of PMSM[C]//IEEE. 2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE). New York: IEEE, 2019: 1-6.
- [10] Vasic V, Vukosavic S N, Levi E. A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives[J]. IEEE transactions on Energy Conversion, 2003, 18 (4): 476-483.