



DOI:10.12404/j.issn.1671-1815.2402513

引用格式:何静,李宗俞,吴公平.基于改进多矢量选择的永磁同步电机鲁棒模型预测定子磁链控制[J].科学技术与工程,2025,25(2):610-620.

He Jing, Li Zongyu, Wu Gongping. Robust model predictive stator flux control for permanent magnet synchronous motors based on improved multi vector selection[J]. Science Technology and Engineering, 2025, 25(2): 610-620.

基于改进多矢量选择的永磁同步电机鲁棒模型预测定子磁链控制

何静¹, 李宗俞¹, 吴公平^{2*}

(1. 湖南工业大学电气与信息工程学院, 株洲 412007; 2. 长沙理工大学电气与信息工程学院, 长沙 410114)

摘要 针对永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)传统模型预测磁链控制(model predictive control, MPFC)系统稳态误差大、参数鲁棒性较差的问题,提出了一种基于定子磁链预测误差矢量分析的永磁同步电机多电压矢量选择方法。首先,在两相静止坐标系下依据轴线划分扇区,制定了判断磁链误差矢量所在区域的多电压矢量选择标准。然后,采用定子磁链预测值和两相静止坐标系定子磁链价值函数计算各电压矢量作用时间,改进了传统模型预测寻优过程。此外,设计了一种考虑电阻、电感参数失配的离散滑模定子磁链观测器,进一步提升了系统的参数鲁棒性。最后,通过仿真和实验验证了本文所提预测定子磁链控制方法的有效性和可行性,系统在参数失配情况下仍具有良好的稳态性能,显著减小了定子磁链与电磁转矩脉动。

关键词 永磁同步电机; 模型预测磁链控制; 多电压矢量; 参数鲁棒性

中图分类号 TM341; **文献标志码** A

Robust Model Predictive Stator Flux Control for Permanent Magnet Synchronous Motors Based on Improved Multi Vector Selection

HE Jing¹, LI Zong-yu¹, WU Gong-ping^{2*}

(1. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China;

2. College of Electrical and Information Engineering, Changsha University of Science and Technology, Changsha 410114, China)

[Abstract] To solve the problem of large steady-state error and poor parameter robustness of MPFC system predicted by traditional model of PMSM (permanent magnet synchronous motor), a multi-voltage vector selection method based on stator flux prediction error vector analysis was proposed. Firstly, the multi-voltage vector selection criteria for determining the region where the flux error vector is located were established by dividing the sectors according to the axis in the two-phase stationary coordinate system. Then, the predicted value of stator flux and the value function of stator flux in two-phase stationary coordinate system were used to calculate the action time of each voltage vector. In addition, a discrete sliding mode stator flux observer considering the mismatch of resistance and inductance parameters was designed, which further improves the parameter robustness of the system. Finally, the effectiveness and feasibility of the proposed predictive stator flux control method are verified by simulation and experiments. The proposed method still has good steady-state performance under the condition of system parameter mismatch, and significantly reduces the stator flux and electromagnetic torque ripple.

[Keywords] permanent magnet synchronous motor; model predictive flux control; multi-voltage vector; parameter robustness

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)凭借高效率、高功率密度以及高控制精度等优势,在新能源汽车、航天航空等高端技术装备中得到广泛应用。为拓展永磁电机系统在高端技术装备中的应用范围,有关模型预测控制

(model predictive control, MPC)的研究受到中外学者的高度关注^[1-3]。模型预测控制策略可分为两种:一类是连续集模型预测控制,另一类是有限集模型预测控制^[4-5](finite control set model predictive control, FCS-MPC)。

收稿日期:2024-04-08; 修订日期:2024-11-06

基金项目:国家自然科学基金(62173137, 62403077, 62303178);湖南省教育厅科学研究项目(23A0426);湖南省优秀青年基金(2024JJ4001);湖南省自然科学基金(2024JJ7139);湖南工业大学研究生科研创新项目(CX2310)

第一作者:何静(1971—),女,汉族,湖南长沙人,博士,教授。研究方向:故障检测与诊断、协同控制。E-mail:hejing@263.net。

*通信作者:吴公平(1992—),男,汉族,江西南昌人,博士,讲师。研究方向:伺服电机高性能控制。E-mail:gongping_wu@hnu.edu.cn。

模型预测磁链控制(model predictive flux control, MPFC)属于FCS-MPC方法中的一种控制方法,将定子磁链幅值作为控制量引入价值函数中,以获取最优电压矢量^[6]。传统MPFC具有FCS-MPC相同的特性,即结构简单、动态响应快等优点。然而,由于客观条件:如温度的影响,电机运行过程中处在不同温度环境会导致电阻、电感随时间变化,若继续采用电机标称值进行控制,易造成严重输出误差。因此,传统FCS-MPC方法对参数依赖性较强,参数鲁棒性较差^[7]。同时,每个控制周期仅靠单电压矢量输出容易增加系统的稳态误差,所以每当开关信号施加于逆变器时,对开关频率的要求更高^[8-9]。

为提高传统FCS-MPC系统的参数鲁棒性,许多学者对此进行了研究^[10-15]。文献[10]提出了基于预测误差补偿的方法,在每个控制周期内对采样结果进行动态补偿,同时提高了系统参数的抗扰性。文献[11]提出了一种融合Tent映射和 t 分布变异策略的参数辨识算法,采取的数学模型易于实现,但对采样精度要求较高。文献[12-13]引入了广义待选电压矢量,通过增加虚拟电压矢量的方法降低电压输出误差,降低电流输出脉动,并对电感和磁链参数分别进行有效补偿。文献[14]提出一种基于自适应高增益观测器的控制方法,解决了电机模型预测电流控制中受到参数失配以及外部复杂扰动影响等问题。文献[15]设计了永磁体磁链滑模观测器,能实时观测转子磁链,使预测模型中的电机参数数值与电机实际参数数值保持一致,提高了系统容错率。文献[14-15]均从考虑参数扰动失配的角度对观测器进行设计,然而无法对定子磁链值进行实时观测。

为提升系统的稳态性能,文献[16]提出可变步长的两步预测方法,可以灵活改变电压矢量作用时间,降低了磁链响应脉动,但对控制频率要求较高。文献[17]利用两电平逆变器发出的电压矢量划分6个扇区,将每个扇区的相邻电压矢量和零矢量组合,电压矢量输出大小和方向均可调节,有效改善了控制稳态性能,但系统计算量相对较高。文献[18]提出了一种新型三矢量模型预测电流控制策略,利用第一最优矢量产生的电流误差选择第二最优矢量,再加上零矢量合成输出电压,简化了计算过程。文献[19]提出了改进型三矢量模型预测磁链控制方法,通过分析磁链和转矩的差值参数来形成有效矢量表,可灵活选取有效矢量,但提高了系统计算量。文献[17-19]均采用多矢量输出方案,最低限度减少了控制响应的静态误差,相较于单电压矢量选择输出方式,计算量仍然相对较高。

由上述分析可知,基于传统有限集模型预测磁链控制方法的各方面问题限制了电机预测控制领域的发展,且难以适应参数失配的各种工况。多数研究从多矢量角度展开分析提升稳态性能,而未考虑控制计算量;同时,在定子磁链计算过程中,为准确观测出定子磁链的实际值,提高观测精度,需设计用于直接观测定子磁链的观测器,而针对定子磁链观测器的设计则鲜见研究。

因此,现提出一种基于改进多矢量选择的鲁棒MPFC方法。通过定子磁链的预测误差矢量所在区域,制定多电压矢量选择标准,并兼顾简化预测控制过程计算^[20],解决因系统扰动产生的稳态误差大的问题。同时,进一步设计一种定子磁链离散滑模观测器,消除电阻、电感参数失配情况下系统的预测误差问题,提升系统的参数鲁棒性。

1 PMSM 传统模型预测磁链控制方法

1.1 PMSM 数学模型

本文研究以表贴式PMSM为仿真和实验对象。不计电机铁芯饱和、涡流和磁滞损耗,PMSM在两相旋转坐标系下的电压方程^[1]为

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_e \psi_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_e \psi_{sd} \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中: u_{sd} 和 u_{sq} 为定子电压在 d 、 q 轴上的分量; i_{sd} 和 i_{sq} 为定子电流在 d 、 q 轴上的分量; ψ_{sd} 和 ψ_{sq} 为定子磁链在的 d 、 q 轴上的分量; L_{sd} 和 L_{sq} 为定子电感在 d 、 q 轴上的分量; R_s 为定子电阻; ω_e 为转子的电角速度; ψ_r 为永磁体磁链。

其中定子磁链与定子电流之间满足

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_d i_{sd} + \psi_r \\ \psi_{sq} = L_q i_{sq} \end{cases} \quad (2)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p \psi_r i_{sq} \quad (3)$$

式(3)中: n_p 为电机极对数。

表贴式PMSM在两相静止参照系下,数学模型方程^[13]为

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{i}_s R_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad (4)$$

$$\boldsymbol{\psi}_s = L_s \mathbf{i}_s + \boldsymbol{\psi}_r \quad (5)$$

式中: R_s 和 L_s 分别为定子电阻值和定子电感值; \mathbf{u}_s 和 \mathbf{i}_s 分别为定子电压矢量和定子电流矢量; $\boldsymbol{\psi}_s$ 和 $\boldsymbol{\psi}_r$ 分别为定子磁链矢量和转子磁链矢量。

1.2 传统基于电压参考值计算的模型预测磁链控制(MPF C)

传统方法预测定子磁链计算中,通过一阶欧拉公式将式(1)离散化,并考虑延迟补偿环节,计算得到 $(k+2)T_s$ 时刻 d, q 轴下的定子磁链值为

$$\begin{cases} \psi_{sd}(k+2) = \psi_{sd}(k+1) + T_s [u_{sd}(k+1) - R_s i_{sd}(k+1) + \omega_e \psi_{sq}(k+1)] \\ \psi_{sq}(k+2) = \psi_{sq}(k+1) + T_s [u_{sq}(k+1) - R_s i_{sq}(k+1) - \omega_e \psi_{sd}(k+1)] \end{cases} \quad (6)$$

式(6)中: $u_{sd}(k+1)$ 、 $u_{sq}(k+1)$ 为施加于 kT_s 控制周期的电压矢量在 d, q 轴上的分量,该电压矢量已在前一控制周期得到; $i_{sd}(k+1)$ 、 $i_{sq}(k+1)$ 为 kT_s 时刻采样电流在 d, q 轴上分量的预测值; T_s 为控制周期。

式(6)中 $(k+1)T_s$ 时刻的电流预测通常采用 smith 预测器^[10]来计算,即

$$\begin{cases} i_{sd}(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_d}\right) i_{sd}(k) - \frac{L_q T_s \omega_e(k)}{L_d} i_{sq}(k) + \frac{T_s}{L_d} u_{sd}(k) \\ i_{sq}(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) i_{sq}(k) - \frac{L_d T_s \omega_e(k)}{L_q} i_{sd}(k) - \frac{\psi_f T_s \omega_e(k)}{L_q} + \frac{T_s}{L_q} u_{sq}(k) \end{cases} \quad (7)$$

再结合定子磁链无差拍原理,可以计算得到定子电压矢量在 dq 轴的参考值,即

$$\begin{cases} u_{sd}^{\text{ref}} = \frac{\psi_{sd}^{\text{ref}} - \psi_{sd}(k+1)}{T_s} + R_s i_{sd}(k+1) - \omega_e \psi_{sq}(k+1) \\ u_{sq}^{\text{ref}} = \frac{\psi_{sq}^{\text{ref}} - \psi_{sq}(k+1)}{T_s} + R_s i_{sq}(k+1) + \omega_e \psi_{sd}(k+1) \end{cases} \quad (8)$$

式(8)中:

$$\begin{cases} \psi_{sd}(k+1) = L_d i_{sd}(k+1) + \psi_f \\ \psi_{sq}(k+1) = L_q i_{sq}(k+1) \end{cases} \quad (9)$$

式中: ψ_{sd} 和 ψ_{sq} 分别为定子磁链参考值在 d, q 轴上的分量。

最后根据式(8)得出参考电压,遴选三相两电平逆变器的7个电压矢量状态,以获取最优电压矢量作为驱动电压输出。

通过式(7)和式(8)可知,传统基于计算电压参考值来选择电压矢量的模型预测磁链控制方法具有较强的参数依赖性。当电机发生参数失配时,

式(7)预测电机 dq 轴 $(k+1)T_s$ 时刻的电流对电感参数敏感性强,易产生较大预测误差,同时式(8)所含 dq 轴定子磁链受电流计算误差的影响,进而导致电压输出偏离参考值电压。

为消除因参数扰动带来的电机系统失衡影响,同时为提升电机稳态性能,降低系统控制器产生的较大计算量成为研究内容的关键。下文将从定子磁链响应误差补偿的角度,具体分析定子磁链预测误差矢量和电压矢量所在空间位置的关系,提出基于改进多电压矢量的控制方法。

2 PMSM 改进多矢量选择的鲁棒预测磁链控制方法

2.1 基于定子磁链预测误差矢量分析的多电压矢量选择方案

由于电机系统受到参数扰动影响极易造成预测误差,为了得到定子磁链预测误差值数据并进一步定量分析,直接采取欧拉离散化的定子磁链预测矢量^[16],即

$$\psi_s(k+1) = \psi_s(k) + T_s u_s(k) \quad (10)$$

与传统 MPFC 相同,本文研究采用三相两电平逆变器作为驱动。如图1所示,将电压源逆变器的7个开关状态的电压矢量代入式(10)。根据无差拍预测磁链原理,以及控制器实际运行出现的延迟现象,将式(10)改写为式(11),表达出在一个控制周期内产生的定子磁链预测误差矢量,即

$$\Delta \psi_s = \psi_s^{\text{ref}} - \psi_s(k+1) = u_s(k+1) T_s \quad (11)$$

式(11)中: ψ_s^{ref} 为定子磁链矢量参考值。

由式(11)可知,定子磁链预测误差矢量 $\Delta \psi_s$ 与输出电压矢量,在同一方向上的大小均呈线性关系。由此可知,针对定子磁链误差矢量的补偿,由单位时间磁链误差矢量所在空间位置决定。将 $\Delta \psi_s$ 在两相静止坐标系的矢量改写为

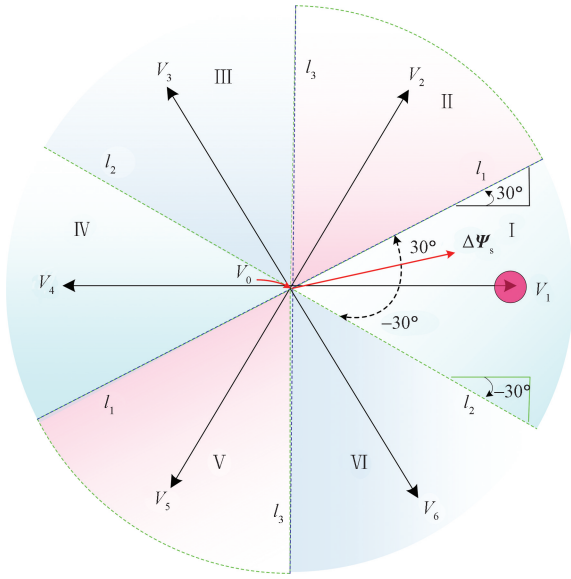
$$\Delta \psi_s = \text{real}(\Delta \psi_s) + j[\text{imag}(\Delta \psi_s)] \quad (12)$$

式(12)中: real 为 $\Delta \psi_s$ 实部; imag 为 $\Delta \psi_s$ 虚部; j 为虚数。

将式(12)中 $\Delta \psi_s$ 的虚部和实部相除,得到误差矢量所在静止坐标轴的斜率 $\Delta \psi_{s_grad}$ 为

$$\Delta \psi_{s_grad} = \frac{\text{imag}(\Delta \psi_s)}{\text{real}(\Delta \psi_s)} \quad (13)$$

基于式(12)可用于判断定子磁链预测误差矢量的空间位置,进而以式(13)制定多电压矢量的选择标准。制定矢量选择标准需考虑简化计算,因此对扇区进行划分时,以相邻的6个有效电压矢量之间的位置为中心划分 l_1, l_2, l_3 轴线,通过轴线将每个电压矢量为中心 30° 划分为6个扇区。由于每个轴



$V_0 \sim V_7$ 为三相两电平逆变器输出

图1 第一电压矢量选择

Fig. 1 Selection of the first voltage vector

线对应着固定斜率,通过这种划分方式,在计算完一个扇区相邻轴线的斜率后,同时可完成相对扇区斜率的计算,极大简化了电压矢量选择标准的制定过程,如图2所示。通过式(13)计算得到定子磁链预测误差矢量斜率,可判断磁链误差矢量所在的扇区范围,如表1所示。

由于 l_1, l_2, l_3 轴线划分的对称位置扇区对应的斜率范围相同,如扇区1和扇区4。为了进一步区分两者,增加了定子磁链预测误差矢量实部正负判别,如表2所示。通过上述分析,即可获得第一最优电压矢量 V_1 。

选定第一电压矢量后,以 $\Delta\psi_s$ 所在的扇区可进一步选择第二电压矢量。为避免较高开关频率造成不必要的开关损耗,第二电压矢量的具体选择方法如下:以图3所示定子磁链预测误差矢量位置举例,当 $\Delta\psi_s$ 落在第二扇区,但 $\Delta\psi_{s_grad}$ 大于 V_2 所在位置斜率时,按逆时针方向选择 V_{2+1} ,即以 V_3 作为第

表1 轴线划分扇区表

Table 1 Axis division voltage vector sector

轴线	扇区	$\Delta\psi_{s_grad}$
l_1, l_3	1, 4	$-1/\sqrt{3} \leq \Delta\psi_{s_grad} < 1/\sqrt{3}$
l_1, l_2	2, 5	$1/\sqrt{3} \leq \Delta\psi_{s_grad} < +\infty$
l_2, l_3	3, 6	$-\infty \leq \Delta\psi_{s_grad} < -1/\sqrt{3}$

表2 第一电压矢量选择

Table 2 First voltage vector selection

$\text{real}(\Delta\psi_s)$	>0	<0
V_{opt1}	1, 2, 6	3, 4, 5

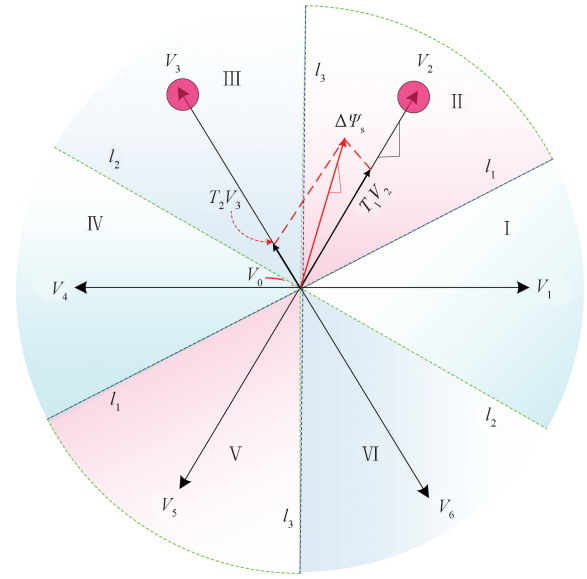


图2 第二电压矢量选择

Fig. 2 Selection of the second voltage vector

二最优电压矢量。同理,如果小于 V_2 斜率时,则可按顺时针方向选择 V_1 作为第二电压矢量。设第一非零电压矢量为 V_n ,则第二电压矢量选取方法通用公式为

$$V_{opt2} = \begin{cases} V_{n+1}, \Delta\psi_{s_grad} \geq \frac{\text{imag}(V_n)}{\text{real}(V_n)} \\ V_{n-1}, \Delta\psi_{s_grad} < \frac{\text{imag}(V_n)}{\text{real}(V_n)} \end{cases} \quad (14)$$

式(14)中: n 为第一电压矢量所在扇区编号,当 $n+1 > 6$ 时, $V_{opt2} = V_1$; 当 $n-1 < 1$ 时, $V_{opt2} = V_6$ 。

在单位控制周期内,采取上述方法对待选电压矢量进行选取,实现定子磁链误差矢量的准确补偿,降低系统因参数扰动带来的预测误差。

本文提出的PMSM改进多电压矢量选择方案,依据定子磁链预测误差矢量的大小和方向,提前制定电压简化选择标准,提升了系统的控制性能。

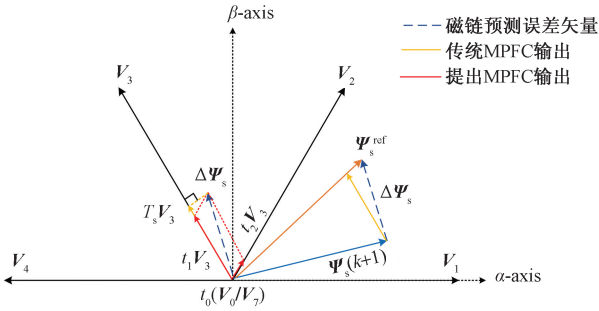
2.2 电压矢量作用时间计算方法

2.1节提出的改进多电压矢量选择方法在判断出待选电压后,为实现简化控制计算量的要求,本节进一步提出多电压矢量作用时间计算方法。

为了得到第一、第二最优电压矢量作用时间,首先设立价值函数,采用两相静止坐标系下的定子磁链预测误差价值函数,即

$$C = |\psi_{s\alpha}^{ref} - \psi_{s\alpha}(k+1)|^2 + |\psi_{s\beta}^{ref} - \psi_{s\beta}(k+1)|^2 \quad (15)$$

式(15)中: C 为定子磁链预测误差价值函数; $\psi_{s\alpha}^{ref}$ 和 $\psi_{s\beta}^{ref}$ 为定子磁链参考值分别在 α, β 轴上的分量; $\psi_{s\alpha}(k+1)$ 和 $\psi_{s\beta}(k+1)$ 为 $(k+1)T_s$ 时刻定子磁链预测值分别在 α, β 轴上的分量。



V_1 、 V_2 、 V_3 和 V_4 为待选电压矢量； ψ_s^{ref} 为定子磁链矢量参考值； $\Delta\psi_s$ 为定子磁链预测误差矢量； $\psi_s(k+1)$ 为下一个周期定子磁链矢量预测值； $T_s V_3$ 为传统 MPFC 单电压矢量输出； $t_1 V_3$ 、 $t_2 V_2$ 和 $t_0(V_0/V_7)$ 分别为提出 MPFC 待选电压矢量输出； α -axis 和 β -axis 表示两相静止坐标轴

图3 传统单矢量与提出多矢量输出方法误差对比
Fig. 3 Comparison of errors between traditional single vector and multi vector output methods

由于考虑延迟补偿环节,因此确定价值函数为

$$C = |\psi_{s\alpha}^{\text{ref}} - \psi_{s\alpha}(k+2)|^2 + |\psi_{s\beta}^{\text{ref}} - \psi_{s\beta}(k+2)|^2 \quad (16)$$

式(16)中： $\psi_{s\alpha}(k+2)$ 和 $\psi_{s\beta}(k+2)$ 为 $(k+2)T_s$ 时刻定子磁链预测值分别在 α 、 β 轴上的分量。

随后对作用时间进行计算,由于每个基本电压矢量的作用时间与其代价函数值成反比^[20],因此作用时间与定子磁链价值函数满足关系式为

$$t_i = \frac{m}{C} \quad (17)$$

式(17)中： m 为一个正常数。

基于式(17),可分步骤计算基本电压矢量的作用时间,具体步骤如下。

(1) 设第一、第二最优电压矢量输出时间 t_1 、 t_2 与零矢量时间 t_0 之和为 T_s , 即 $t_1 + t_2 + t_0 = T_s$ 。基于式(17)电压矢量作用时间的计算方法,各电压持续时间满足关系为

$$\begin{cases} t_1 = \frac{m}{C_1} \\ t_2 = \frac{m}{C_2} \\ t_0 = \frac{m}{C_0} \end{cases} \quad (18)$$

式(18)中： C_1 、 C_2 、 C_0 分别为待选第一、第二电压矢量以及零电压矢量的价值函数值。

(2) 将式(18)中电压作用时间进行归一化,进而计算 m 值。

$$\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_0}\right)\frac{m}{T_s} = 1 \quad (19)$$

$$m = \frac{C_1 C_2 C_0 T_s}{C_1 C_2 + C_0 C_2 + C_1 C_0} \quad (20)$$

(3) 结合式(18)和式(20)可计算得到各电压矢量持续时间大小,即

$$\begin{cases} t_1 = \frac{C_2 C_0 T_s}{C_1 C_0 + C_2 C_0 + C_1 C_2} \\ t_2 = \frac{C_1 C_0 T_s}{C_1 C_0 + C_2 C_0 + C_1 C_2} \\ t_0 = T_s - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (21)$$

上述多电压矢量输出方法与传统单矢量输出误差对比效果如图3所示,传统 MPFC 采用单矢量输出方式不可避免地加大了系统的输出脉动,提出多矢量输出方法兼顾简化计算量,同时降低了定子磁链响应与给定值的误差。相比于传统有限集单矢量输出方法,提升了系统的稳态性能。

2.3 考虑参数失配的离散滑模定子磁链观测器设计

为进一步提升系统的参数鲁棒性,将式(1)改写为 d 、 q 轴旋转坐标系下的定子磁链状态方程,即

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_{11} \\ 0 \end{bmatrix} \psi_{r0} \quad (22)$$

式(22)中： $a_{11} = a_{22} = -R/L$ ； $a_{12} = -a_{21} = \omega_e$ ； $c_{11} = R/L$ ； $\psi_d = L_d i_d$ 为直轴电枢反应磁链； $\psi_q = L_q i_q$ 为交轴电枢反应磁链； R_s 、 L 和 ψ_{r0} 分别为定子电阻、定子电感和永磁体磁链的标称值。

在考虑系统定子电阻、定子电感参数失配情况下,设计滑模观测器,即

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_d \\ \hat{\psi}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{a}_{11} & \hat{a}_{12} \\ \hat{a}_{21} & \hat{a}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_d \\ \hat{\psi}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \hat{c}_{11} \\ 0 \end{bmatrix} \psi_{r0} + \mathbf{u}_{\text{smo}} \quad (23)$$

式(23)中： $\hat{a}_{11} = \hat{a}_{22} = -\hat{R}/\hat{L}$ ， $\hat{c}_{11} = \hat{R}/\hat{L}$ ； $\hat{\psi}_d$ 、 $\hat{\psi}_q$ 分别为直、交轴电枢磁链观测值； \hat{R}_s 和 \hat{L} 分别为定子电阻、定子电感的实际值； \mathbf{u}_{smo} 为滑模控制变量。

选取 $\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_d - \psi_d \\ \hat{\psi}_q - \psi_q \end{bmatrix}$ 为滑模面,滑模控制变量为

$$\mathbf{u}_{\text{smo}} = \mathbf{K} \text{sgn}(\mathbf{e}) = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(e_1) \\ \text{sgn}(e_2) \end{bmatrix} \quad (24)$$

式(24)中： k_1 、 k_2 为增益系数； \mathbf{K} 为增益系数矩阵； e_1 和 e_2 分别为直、交轴电枢磁链的状态误差值； sgn 为符号函数。

进一步考虑电机定子电阻、定子电感参数失配时的变化量为

$$\begin{cases} \bar{R}_s = R_s - \hat{R}_s \\ \bar{L} = L - \hat{L} \end{cases} \quad (25)$$

式(25)中: \bar{R}_s 、 \bar{L} 分别为定子电阻、定子电感参数变化量。

进而获得参数失配下的误差扰动项为

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} h_d \\ h_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{a}_{11} & 0 \\ 0 & \bar{a}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_d \\ \hat{\psi}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_{11} \\ 0 \end{bmatrix} \psi_{r0} \quad (26)$$

式(26)中:

$$\begin{cases} \bar{a}_{11} = \bar{a}_{22} = -\frac{R}{L} - \left(-\frac{\hat{R}}{\hat{L}}\right) = \frac{R_s \bar{L} - \bar{R}_s \bar{L}}{L(L - \bar{L})} \\ c_{11} = \frac{R}{L} - \frac{\hat{R}}{\hat{L}} = \frac{\bar{R}_s \bar{L} - R_s \bar{L}}{L(L - \bar{L})} \end{cases} \quad (27)$$

因此可将式(23)写为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_d \\ \hat{\psi}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_d \\ \hat{\psi}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_{11} \\ 0 \end{bmatrix} \psi_{r0} + \mathbf{u}_{smo} + \mathbf{h} \quad (28)$$

随后将式(27)和式(23)作差得到

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{u}_{smo} + \begin{bmatrix} h_d \\ h_q \end{bmatrix} \quad (29)$$

式(29)中: $a_{11} = a_{22} = -R/L, a_{12} = -a_{21} = \omega_e$ 。

对系统进行稳定性分析,选取 Lyapunov 函数如下:

$V = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{e}$, 并对其进行求导,即

$$\dot{V} = \mathbf{e}^T \dot{\mathbf{e}} \leq -|e_1|(k_1 - h_d) - |e_2|(k_2 - h_q) \quad (30)$$

使 $\dot{V} \leq 0$ 充分条件为: $k_1 \geq h_d, k_2 \geq h_q$ 。因扰动 h_d, h_q 有界,存在 $|h_d| \leq N_1, |h_q| \leq N_2$ 。设增益系数 $k_1 \geq N_1 \geq |h_d|, k_2 \geq N_2 \geq |h_q|$, 则 $\dot{V} \leq 0$, 所设计的滑模观测器渐进稳定。

随后将式(28)写成前向欧拉离散形式为

$$\begin{bmatrix} \hat{\psi}_d(k+1) \\ \hat{\psi}_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a'_{11} & a'_{12} \\ a'_{21} & a'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\psi}_d(k) \\ \hat{\psi}_q(k) \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_{11} \\ 0 \end{bmatrix} T_s \psi_{r0} + T_s \begin{bmatrix} k_1 \text{sgn}(e_1) \\ k_2 \text{sgn}(e_2) \end{bmatrix} + T_s \begin{bmatrix} h_d \\ h_q \end{bmatrix} \quad (31)$$

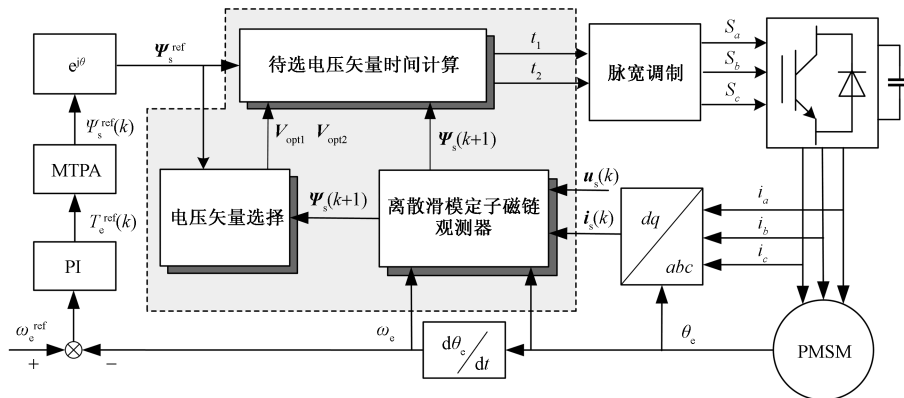
式(31)中: $a'_{11} = a'_{22} = \left(1 - \frac{R}{L} T_s\right); a'_{12} = -a'_{21} = \omega_e(k) T_s$ 。

基于上述滑模观测器观测的交直流磁链值 $\hat{\psi}_d(k+1)$ 和 $\hat{\psi}_q(k+1)$, 并结合已知转子永磁体磁链值和转子位置电角度便可估算出定子磁链。提出了基于改进多矢量选择的鲁棒预测磁链控制方法如图4所示。综上所述,本文提出的 MPFC 方法具体实施步骤如下。

(1)采用式(31)的离散定子磁链滑模观测器观测出下一个控制周期定子磁链值,用于计算定子磁链预测误差矢量值。

(2)利用式(13)判断定子磁链误差矢量所在扇区,并通过表1和表2制定的电压选择标准确定第一最优电压矢量,随后通过式(14)确定第二最优电压矢量。同时,根据式(21)计算下个周期内各待选非零电压矢量以及零电压矢量的持续时间。

(3)根据式(21)计算得到 t_1, t_2 和 t_0 后,在不考虑逆变器中开关死区电压的条件下,将计算输出脉冲的占空比信号作用于逆变器。



ω_e^{ref} 为电机角速度参考值; ω_e 为电机角速度; PI 控制器用于电流环控制; $T_e^{\text{ref}}(k)$ 为电磁转矩参考值; $\psi_s^{\text{ref}}(k)$ 为定子磁链标量参考值; MTPA 为最大转矩电流比计算模块; $e^{j\theta}$ 模块用于转换定子磁链为极坐标形式; ψ_s^{ref} 为定子磁链矢量参考值; θ_e 为电机转子角度; i_a, i_b 和 i_c 分别为三相定子电流; S_a, S_b 和 S_c 分别为驱动三相逆变器的脉冲信号; $dq\text{-}abc$ 为坐标系变换模块; $\mathbf{i}_s(k)$ 为定子电流矢量; $\mathbf{u}_s(k)$ 为定子电压矢量; $\psi_s(k+1)$ 为下一个周期定子磁链矢量预测值; V_{opt1} 和 V_{opt2} 分别为第一、第二最优电压矢量; t_1 和 t_2 为第一、第二最优电压矢量作用时间

图4 基于改进多矢量选择的鲁棒 MPFC 框图

Fig. 4 Diagram of a robust MPFC for improved multi vector selection

3 仿真与实验

3.1 仿真实验

为验证上述方案的有效性和可行性,利用 MATLAB/Simulink 对传统 MPFC 和本文提出 MPFC 进行了对比试验。传统 MPFC 和提出 MPFC 方法在仿真中均采用 $i_d = 0$ 的控制策略,转速环 PI 参数 $k_p = 0.05, k_i = 1$ 。增益系数 $k_1 = 10, k_2 = 10$ 。设定系统采样频率为 10 kHz,控制周期为 100 μ s。所采用的电机参数如表 3 所示。

使用传统 MPFC 方法和提出 MPFC 方法分别进行正常稳态工况仿真测试。仿真设定电机负载 2 N·m 并由给定转速 1 000 r/min 工况下运行。电机转速经过一段超调时间后迅速跟踪到给定值,对比图 5(a) 和图 5(b) 可知,传统 MPFC 中电机电磁转矩和定子磁链响应脉动较大,磁链响应围绕给定磁链值的误差为 ± 0.05 WB,电磁转矩响应围绕给定值的误差为 ± 0.5 N·m,提出 MPFC 方法相比传统方法的定子磁链脉动更小,证明了提出 MPFC 方法的有效性。同时,从仿真数据中取 5 个运行周期的单相电流波形进行快速傅里叶变换分析。传统 MPFC 方法定子电流的总谐波失真(total harmonic distortion, THD) 为 6.49%,相比之下,本文提出 MPFC 方法定子电流的 THD 仅为 1.73%,电流波形所含高频分量更低。

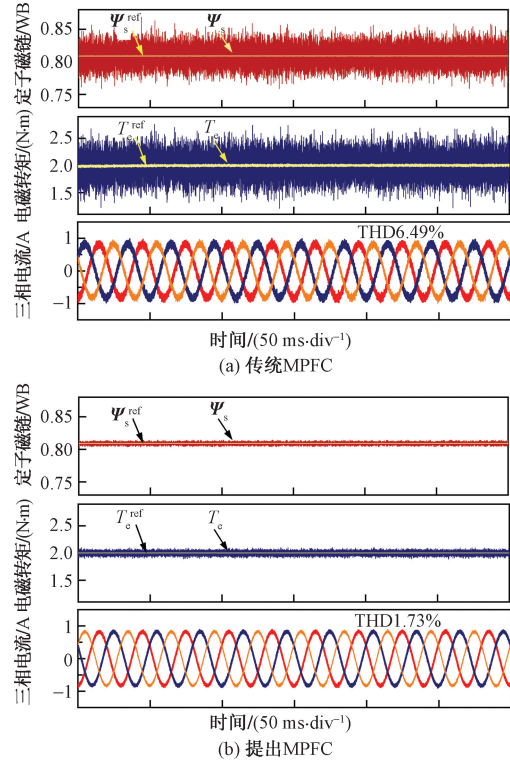
为了进一步对比分析传统 MPFC 和提出 MPFC 的效果,并验证提出 MPFC 方法在电机参数失配工况下的参数鲁棒性,本文设计了两组仿真实验。在电阻参数失配情况下,设置仿真条件为:0 s 时给定转速 500 r/min,负载 4.7 N·m,运行时间 1 s,仿真结果如图 6 和图 7 所示。在电感参数失配情况下,设置仿真条件为:0 s 时给定转速 500 r/min,负载 4.7 N·m,运行时间 1 s,仿真结果如图 8 和图 9 所示。

图 6(a) 给出了电阻失配工况下,采用传统模型预测磁链控制方法时,电机电磁转矩和定子三相电流的仿真结果。图 6(b) 则给出了相同工况下,提出模型预测磁链控制方法的仿真结果。两种控制方法

表 3 PMSM 参数

Table 3 Parameters of PMSM

参数	数值	参数	数值
额定电压 U/V	380	额定转速 $n/(r \cdot \min^{-1})$	1 500
额定电流 I/A	2.7	额定转矩 $T_e/(N \cdot m)$	5
定子电阻 R_s/Ω	3.678	主磁极磁通/Wb	0.803
直轴电感 L_d/mH	119.62	极对数 p	2
交轴电感 L_q/mH	119.62	转动惯量 J/cm^2	1.148



由于数据采样时间很短,所以没有初始与结束时间刻度值,横轴的每格为 50 ms

图 5 2 N·m 负载稳态工况下仿真波形图
Fig. 5 Simulation result of improved MPFC method with load 2 N·m

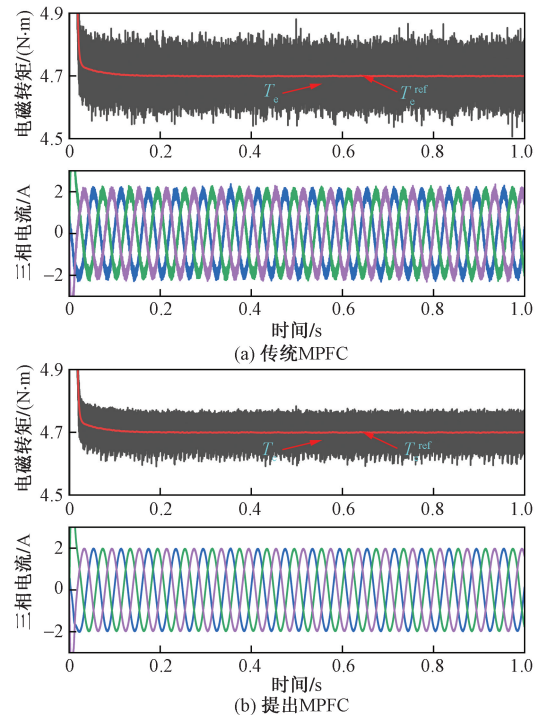


图 6 电阻参数失配工况下电磁转矩和定子电流波形对比
Fig. 6 Simulation results of electromagnetic torque and stator current under resistance parameters mismatch

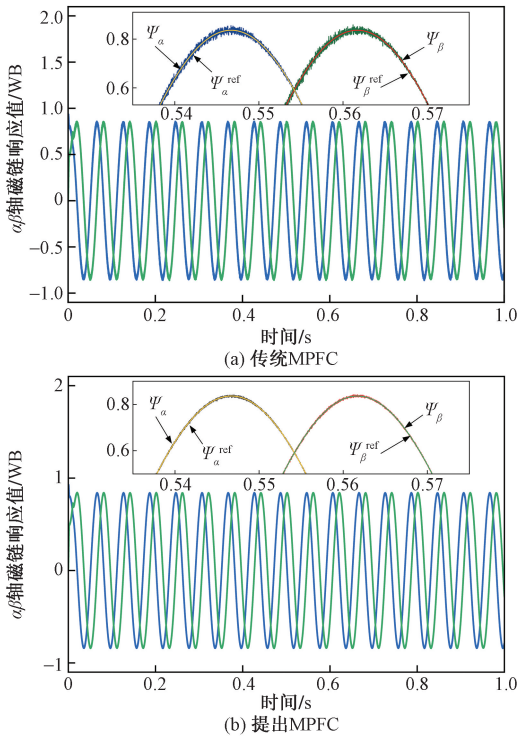


图7 电阻参数失配工况下定子磁链波形对比
Fig. 7 Simulation results of stator flux under resistance parameters mismatch

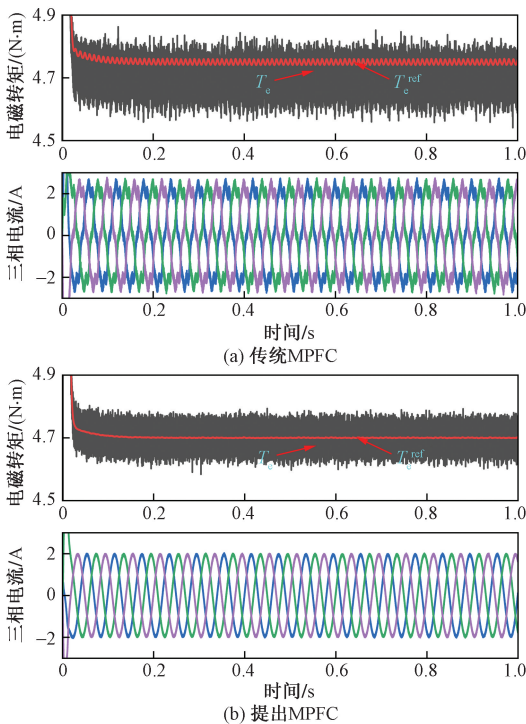


图8 电感参数失配工况下电磁转矩和定子电流波形对比
Fig. 8 Simulation results of electromagnetic torque and stator current under inductance parameters mismatch

下的电磁转矩响应值与给定值无明显偏差,传统模型预测磁链控制方法的电磁转矩脉动较大,同时定

子电流谐波含量明显更高。

图7(a)给出了电阻失配工况下,采用传统模型预测磁链控制方法时, α - β 轴定子磁链响应的仿真结果。图7(b)则给出了相同工况下,提出模型预测磁链控制方法的仿真结果,传统模型预测磁链控制方法的 α - β 轴磁链响应偏差范围为 ± 0.05 WB,而提出模型预测磁链控制方法的 α - β 轴磁链响应偏差范围为 ± 0.02 WB,两者定子磁链响应均能跟踪给定值。

由此可知,相同仿真条件下,传统模型预测磁链控制方法和本文模型预测磁链控制方法受电阻参数失配的影响较小。

图8(a)给出了电感失配工况下,采用传统模型预测磁链控制方法时,电机电磁转矩和三相定子电流的仿真结果。图8(b)则给出了相同工况下,提出模型预测磁链控制方法的仿真结果。传统模型预测磁链控制的电磁转矩响应值与给定值均出现明显偏差,电磁转矩脉动较大,同时定子电流发生明显畸变。

图9(a)给出了电感失配工况下,采用传统模型预测磁链控制方法时, α - β 轴定子磁链的仿真结果。图9(b)给出了相同工况下,提出模型预测磁链控制方法的仿真结果。传统模型预测磁链控制方法的 α - β 轴磁链响应值出现不规则振荡并偏离磁链给定值,提出模型预测磁链控制方法的 α - β 轴磁链响应值则能平稳跟踪给定值。由此可知,在相同运行工况下,电感参数失配对传统模型预测磁链控制性能影响较大,提出模型预测磁链控制磁链响应能够保持系统稳定,未出现明显的偏移,提高了系统的鲁棒性。

综上所述,电阻参数失配对传统MPFC和提出MPFC方法的控制性能影响较小。电感参数失配对传统MPFC影响较大,并且产生较大的预测和响应偏差。相比之下,本文提出的MPFC鲁棒性更强,能保证系统稳定运行,且电磁转矩和磁链脉动较低。

3.2 实验验证

为验证传统MPFC和提出MPFC方法,搭建了PMSM硬件实验平台。如图10所示,实验装置包含控制器、受控电机、磁粉制动器、PC上位机、示波器以及相关接线。硬件平台中电机系统参数与表3参数一致,转速环参数、增益系数等参数与simulink仿真参数保持一致。

3.2.1 正常参数稳态性能测试

选取电机转速1000 r/min,额定负载2 N·m 稳态运行的工况来进行对比实验。图11(a)给出了正常工况下,采用传统MPFC的定子磁链、电磁转矩和

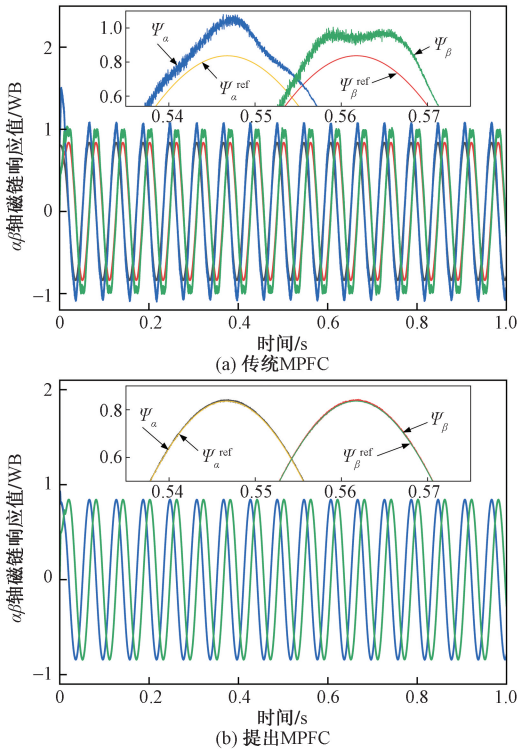


图9 电感参数失配工况下定子磁链波形对比
Fig. 9 Simulation results of electromagnetic stator flux under inductance parameters mismatch



图10 实验平台
Fig. 10 Experiment platform

三相电流的实验结果。图 11 (b) 给出了相同工况下, 提出 MPFC 方法的实验结果。传统 MPFC 中系统定子磁链波动范围为 ± 0.06 WB, 电磁转矩峰-峰值围绕给定值的波动范围为 ± 0.8 N·m。而本文提出 MPFC 中系统定子磁链波动范围为 ± 0.01 WB, 电磁转矩峰-峰值围绕给定值的波动为 ± 0.3 N·m。实验结果表明, 相同工况下提出模型预测磁链控制方法的定子磁链和电磁转矩脉动相比传统控制方法更低, 同时定子电流所含高频分量更少, 证明了

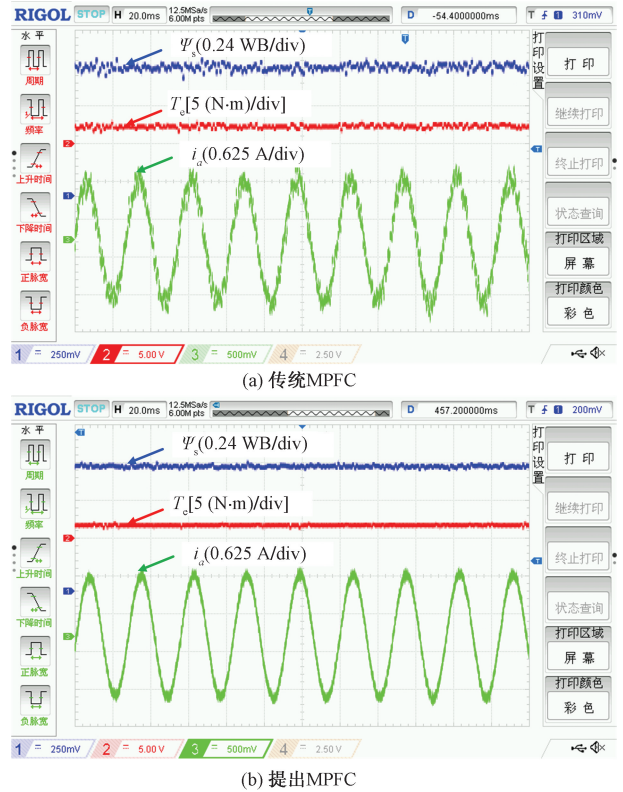


图11 参数正常工况下实验波形图
Fig. 11 Experimental result under Normal parameters condition

本文方法的可行性。

进一步对比两种控制算法的计算时间可知, 提出的多矢量模型预测磁链控制方法的计算量相对传统控制方法略微减少, 如表 4 所示。

表 4 控制算法计算量对比
Table 4 Comparison of computation

控制方法	传统 MPFC	本文提出的 MPFC
算法平均处理时间 $t/\mu\text{s}$	51	49

3.2.2 电感参数失配鲁棒性测试

由于电阻参数失配对两种控制方法性能的影响较小, 本文研究着重对两种控制方法在电感参数失配工况下的运行效果进行对比, 并调整至转速 500 r/min, 负载 4.7 N·m 的稳态工况运行。图 12 (a) 给出了电感参数失配工况下, 传统模型预测磁链控制的 α - β 轴定子磁链响应和单相定子电流实验结果波形。图 12 (b) 给出相同工况下, 提出模型预测磁链控制的 α - β 轴定子磁链响应和单相定子电流实验结果波形。实验结果表明, 在电感参数失配下, 传统 MPFC 的定子磁链响应波形出现一定程度畸变, 同时定子电流的谐波含量较高。相比之下, 提出模型预测磁链控制方法能保持较小的磁链脉动, 同时具有更低的谐波含量。

为进一步直观对比两种控制方法的定子磁链

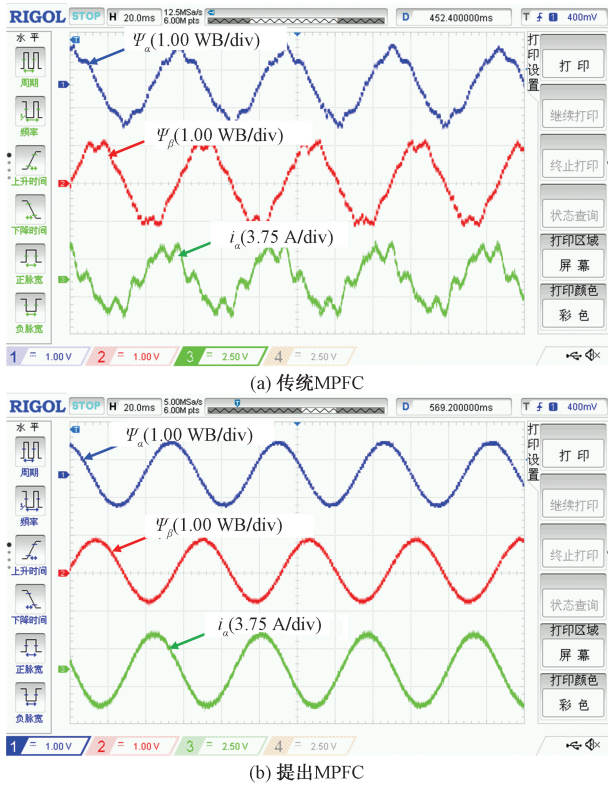


图 12 电感参数失配工况下实验波形图

Fig. 12 Experimental results under inductance parameters mismatch

响应的稳定性能,将观测器提取的定子磁链响应值数据在示波器上绘制成李萨如图,如图 13(a)和图 13(b)所示。两相静止坐标系下,传统模型预测磁链控制的 α 轴和 β 轴定子磁链响应波形相位差在 $[\pi/4, 3\pi/4]$ 范围内变化,而提出模型预测磁链控制方法磁链波形相位基本维持在 $\pi/2$ 。由此可知,电感参数失配下,本文模型预测磁链控制方法的定子磁链响应波形能够保持稳定,具有更好稳态性能。

综合上述仿真和实验结果,提出 MPFC 方法相比于传统 MPFC 方法具有更高的参数鲁棒性,并且可在不增加系统额外计算量的情况下,显著减小定子磁链与电磁转矩脉动。

4 结论

针对传统 MPFC 存在的参数鲁棒性差、稳态响应误差较大的问题,提出了一种改进型基于多矢量选择的永磁同步电机鲁棒 MPFC 方法,并与传统 MPFC 的给定参数失配工况和传统的基于单电压矢量输出方式进行比较。从给定工况的仿真和实验结果对比可知,传统 MPFC 受电机电感参数失配的影响较为明显,而提出的 MPFC 方法对电机电感参数失配具有较好的抗干扰性。传统基于单矢量的 MPFC 方法稳态误差较大,相比之下本文所提多矢

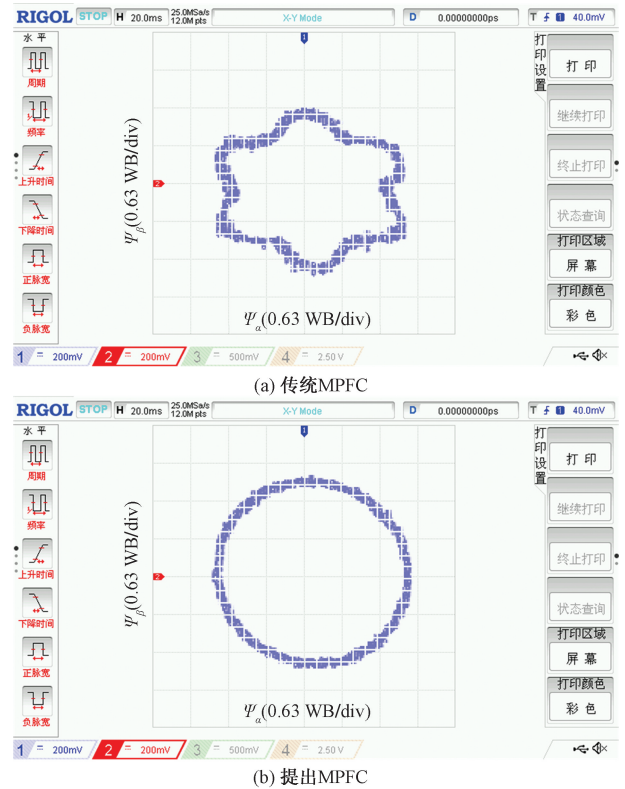


图 13 定子磁链轨迹图

Fig. 13 Track diagram of stator magnetic flux

量选择方法可不增加系统计算量,并且能有效降低定子磁链与电磁转矩脉动,在稳态工况下具有更好的控制性能。

参考文献

- [1] 胡启国, 王泽霖, 胡豁然. 基于 MATLAB/Simulink 仿真的永磁同步电机新型超螺旋二阶滑模转速控制[J]. 科学技术与工程, 2023, 23(28): 12108-12114.
Hu Qiguo, Wang Zelin, Hu Huoran. New super twisting second order sliding mode speed control for permanent magnet synchronous motor based on MATLAB/Simulink simulation[J]. Science Technology and Engineering, 2023, 23(28): 12108-12114.
- [2] 杨浩, 赵强, 杨钊, 等. 基于新型双滑模的永磁同步电机无传感器矢量控制[J]. 科学技术与工程, 2022, 22(6): 2252-2258.
Yang Hao, Zhao Qiang, Yang Zhao, et al. Permanent magnet synchronous motor based on new type double sliding sensorless vector mode[J]. Science Technology and Engineering, 2022, 22(6): 2252-2258.
- [3] He J, Tang R, Wu Q, et al. Robust predictive current control of permanent magnet synchronous motor using voltage coefficient matrix update[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2024, 159: 1-9.
- [4] 杨狂彪, 石坚. 改进型永磁同步电机有限控制集模型预测速度控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(12): 92-100.
Yang Kuangbiao, Shi Jian. Improved Finite control set model predictive speed control for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(12): 92-100.

- [5] Zhang Y Q, Yin Z G, Li W, et al. Finite control set model predictive torque control using sliding model control for induction motors [J]. *China Electrotechnical Society Transactions on Electrical Machines and Systems*, 2021, 5(3): 262-270.
- [6] 葛兴来, 胡晓, 孙伟鑫, 等. 永磁同步电机三矢量优化预测磁链控制[J]. *电机与控制学报*, 2021, 25(8): 9-17.
Ge Xinglai, Hu Xiao, Sun Weixin, et al. Three vectors model predictive flux-linkage control of permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines and Control*, 2021, 25(8): 9-17.
- [7] 张永昌, 杨海涛. 感应电机模型预测磁链控制[J]. *中国电机工程学报*, 2015, 35(3): 719-726.
Zhang Yongchang, Yang Haitao. Model predictive flux control for induction motor drives [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2015, 35(3): 719-726.
- [8] 夏长亮, 仇旭东, 王志强, 等. 基于矢量作用时间的新型预测转矩控制[J]. *中国电机工程学报*, 2016, 36(11): 3045-3053.
Xia Changliang, Qiu Xudong, Wang Zhiqiang, et al. Predictive torque control based on optimal operating time of vector [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(11): 3045-3053.
- [9] Yongchang Z, Yuning B, Haitao Y. A universal multiple-vector-based model predictive control of induction motor drives [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(8): 6957-6969.
- [10] 姚绪梁, 麻宸伟, 王景芳, 等. 基于预测误差补偿的鲁棒型永磁同步电机模型预测电流控制[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(17): 6071-6081.
Yao Xuliang, Ma Chengwei, Wang Jingfang, et al. Robust model predictive current control for PMSM based on prediction error compensation [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(17): 6071-6081.
- [11] 鲁子辰, 戴晓强, 王莹, 等. 基于改进 SPBO 算法的水下推进永磁同步电机参数辨识[J]. *科学技术与工程*, 2023, 23(16): 6908-6916.
Lu Zichen, Dai Xiaoqiang, Wang Ying, et al. Parameter identification of underwater propulsion PMSM based on improved SPBO [J]. *Science Technology and Engineering*, 2023, 23(16): 6908-6916.
- [12] 李远清, 程善美. 永磁同步电机鲁棒有限集模型预测电流控制研究[J]. *微电机*, 2023, 56(2): 43-48, 65.
Li Yuanqing, Cheng Shanmei. Research on robust finite-control-set model predictive current for PMSMs [J]. *Micromotors*, 2023, 56(2): 43-48, 65.
- [13] 郭颖娜, 王琛琛, 肖海峰, 等. 永磁同步电机改进型模型预测磁链控制[J]. *控制工程*, 2022, 29(8): 1410-1416.
Guo Yingna, Wang Chenchen, Xiao Haifeng, et al. Improved model predictive flux linkage control for permanent magnet synchronous motor [J]. *Control Engineering of China*, 2022, 29(8): 1410-1416.
- [14] 柯栋梁, 汪凤翔, 李家祥. 基于自适应高增益观测器的永磁同步电机预测电流控制方法[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(2): 728-738.
Ke Dongliang, Wang Fengxiang, Li Jiaxiang, et al. Predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on an adaptive high-gain observer [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(2): 728-738.
- [15] 赵凯辉, 陈跃, 张昌凡, 等. PMSM 失磁故障的有限集模型预测容错控制[J]. *电子测量与仪器学报*, 2019, 33(7): 79-87.
Zhao Kaihui, Chen Yue, Zhang Changfan, et al. Finite-set model predictive fault control for demagnetization faults of permanent magnet synchronous motor drives [J]. *Journal of Electronic Measurement and Instrumentation*, 2019, 33(7): 79-87.
- [16] 宋战锋, 张然. 基于双步预测步长和可变量作用时间的永磁同步电机模型预测磁链控制[J]. *中国电机工程学报*, 2021, 41(16): 5748-5758.
Song Zhanfeng, Zhang Ran. Two-step-prediction-horizon-based variable vector action period model predictive flux control for permanent magnet synchronous machines [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2021, 41(16): 5748-5758.
- [17] Wang Z, Zhang X, Guo Y. Three-vector predictive current control for interior permanent magnet synchronous motor [C]//*IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*. New York: IEEE, 2021: 443-448.
- [18] 兰志勇, 王波, 徐琛, 等. 永磁同步电机新型三矢量模型预测电流控制[J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38(S1): 243-249.
Lan Zhiyong, Wang Bo, Xu Chen, et al. A novel three-vector model predictive current control for permanent magnet synchronous motor [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2018, 38(S1): 243-249.
- [19] 李祥林, 薛志伟, 阎学雨, 等. 基于电压矢量快速筛选的永磁同步电机三矢量模型预测转矩控制[J]. *电工技术*, 2022, 37(7): 1666-1678.
Li Xianglin, Xue Zhiwei, Yan Xueyu, et al. Voltage vector rapid screening-based three-vector model predictive torque control for permanent magnet synchronous motor [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2022, 37(7): 1666-1678.
- [20] 郭磊磊, 李国昊, 金楠, 等. 两电平电压源逆变器双矢量调制模型预测控制: 理论分析、实验验证和推广[J]. *电工技术学报*, 2021, 36(1): 39-49.
Guo Leilei, Li Guohao, Jin Nan, et al. Two-vector-based modulated model predictive control method for 2-level voltage source inverters: theoretical analysis, experimental verification and extension [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(1): 39-49.