

控制与决策

Control and Decision

基于电压误差的五相内嵌式永磁同步电机两相开路多矢量模型预测容错控制

刘国海, 王旭, 陈前, 陈舒龙, 付立桥, 夏雨航

引用本文:

刘国海, 王旭, 陈前, 陈舒龙, 付立桥, 夏雨航. 基于电压误差的五相内嵌式永磁同步电机两相开路多矢量模型预测容错控制[J]. 控制与决策, 2024, 39(1): 196–205.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2022.0021>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

[基于输出协同调制的四端输出矩阵变换器开关组合优化方法](#)

Switch combination optimization method of four-terminal output matrix converter based on output co-modulation
控制与决策. 2021, 36(12): 2991–2998 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0234>

[基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制](#)

A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller
控制与决策. 2021, 36(4): 953–958 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0650>

[基于高阶滑模速度控制器的异步电机模型预测转矩控制](#)

A model predictive torque control for induction motor based on high order sliding mode speed controller
控制与决策. 2021, 36(4): 953–958 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.0650>

[高超声速飞行器间歇故障改进自适应容错控制](#)

Improved adaptive fault-tolerant control of intermittent faults in hypersonic flight vehicle
控制与决策. 2021, 36(11): 2627–2636 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2020.0483>

[基于虚拟结构法的多移动机器人分布式预测控制](#)

Distributed predictive control of multiple mobile robots based on virtual structure method
控制与决策. 2021, 36(5): 1273–1280 <https://doi.org/10.13195/j.kzyjc.2019.1136>

基于电压误差的五相内嵌式永磁同步电机两相开路 多矢量模型预测容错控制

刘国海^{1,2†}, 王旭^{1,2}, 陈前^{1,2}, 陈舒龙^{1,2}, 付立桥^{1,2}, 夏雨航^{1,2}

(1. 江苏大学 电气信息工程学院, 江苏 镇江 212013;

2. 江苏大学 江苏省电动车辆驱动与智能控制重点实验室, 江苏 镇江 212013)

摘要: 五相内嵌式永磁同步电机 (interior permanent magnet synchronous motor, IPMSM) 发生两相开路故障后, 由于两相的缺失, 重构后的电压矢量数目减少且分布不均, 将影响模型预测控制 (model predictive control, MPC) 方法的预测精度. 而现有的多矢量模型预测控制方法缺乏对电机两相故障工况下的分析. 为此, 针对两相开路故障, 提出一种基于电压误差的多矢量模型预测控制方法. 该方法的关键在于在扇区三角形内以等分线段的方式扩展电压矢量的组合, 并且推导两相开路故障后的参考电压预测方程和电压误差价值函数来简化多个矢量选择和合成过程. 该方法适用于故障工况下不对称形状的扇区, 同时兼顾了内嵌式电机 $d-q$ 轴电感不等的特性. 最后通过实验验证该方法的动态、稳态性能和鲁棒性, 该方法能实现五相内嵌式永磁同步电机的高品质两相开路容错运行.

关键词: 五相内嵌式永磁同步电机; 两相开路故障; 模型预测控制; 多矢量; 容错控制

中图分类号: TP273

文献标志码: A

DOI: 10.13195/j.kzyjc.2022.0021

引用格式: 刘国海, 王旭, 陈前, 等. 基于电压误差的五相内嵌式永磁同步电机两相开路多矢量模型预测容错控制[J]. 控制与决策, 2024, 39(1): 196-205.

Two-phase open-circuit multi-vectors model predictive fault-tolerant control for five-phase IPMSM based on voltage errors

LIU Guo-hai^{1,2†}, WANG Xu^{1,2}, CHEN Qian^{1,2}, CHEN Shu-long^{1,2}, FU Li-qiao^{1,2}, XIA Yu-hang^{1,2}

(1. School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China; 2. Jiangsu Key Laboratory of Drive and Intelligent Control for Electric Vehicle, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China)

Abstract: When two-phase open-circuit fault occurs in the five-phase interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM), the reconstructed voltage vectors are reduced in number and unevenly distributed due to the loss of two phases, which will affect the predictive precision of model predictive control (MPC). Nevertheless, the existing multi-vectors model predictive control methods lack the analysis of two-phase fault. Hence, targeting the two-phase open-circuit fault, this paper proposes a multi-vector MPC fault-tolerant method. The key of this method is to expand the combination of voltage vectors by dividing line segments in the sector triangle. Simultaneously, the process of multi-vectors selection and synthesis is simplified by deriving the reference voltage prediction and the cost function consisting of voltage errors after two-phase open-circuit fault. This method is suitable for sectors with asymmetrical shapes under fault operation and takes the unequal $d-q$ axis inductance characteristics of the interior motor into consideration. Finally, the dynamic and steady performance of this method is verified by experiments and the proposed method can realize the high quality two-phase open-circuit fault-tolerant operation of the five-phase IPMSM.

Keywords: five-phase IPMSM; two-phase open-circuit fault; model predictive control; multi-vectors; fault-tolerant control

0 引言

由于五相内嵌式永磁同步电机 (IPMSM) 具有高效率、高功率密度和低转矩纹波的优点^[1], 其已成功

应用于电动汽车^[2-3]、航空航天^[4]等多种高端领域. 为了提高电机在各种领域的应用能力, 电机的高性能控制^[5]和容错控制^[6]成为了目前广大学者的研究热

收稿日期: 2022-01-04; 录用日期: 2022-07-17.

基金项目: 国家自然科学基金项目 (51877098, 52077097).

责任编辑: 毛志忠.

†通讯作者. E-mail: ghliu@ujs.edu.cn.

*本文附带电子附录文件, 可登录本刊官网该文“资源附件”区自行下载阅览.

点.传统的电机驱动控制包含矢量控制(VC)和直接转矩控制(DTC)两种控制方法.文献[7]将多维泰勒网逆控制方法引入PMSM矢量控制速度环,实现了高精度的速度控制;文献[8]将直接转矩控制与空间矢量脉宽调制(SVPWM)相结合可获得更好的速度和转矩;文献[9-10]则分别利用过调制(OVM)和最大转矩电流比(MTPA)方法提高了五相电机运行时的最大速度和最大转矩,同时,当电机发生故障时,五相电机由于存在附加自由度,在采用恰当的容错控制方法后可实现电机系统带故障运行;文献[11]以转矩脉动最小为约束,利用拉格朗日乘数法确认电机故障时的容错电流,但该方法计算较为复杂;文献[12]通过计算故障后的相电流表达式,结合铜耗相等原则,反向推出了五相永磁电机单相开路故障下的矩阵;文献[13]删除了Clarke矩阵中与故障相关的元素,以矩阵正交为约束,建立了修正因子为 $-1/4$ 的变换矩阵,并提出了相关的容错策略,然而修正后的Clarke变换矩阵需要配合额外的补偿矩阵才能实现电机在两相旋转坐标系中的解耦;文献[14]以故障前后反电势相等为原则,确定了修正因子为 -1 ,在该Clarke变换矩阵下,电机能够在旋转坐标系中实现完全解耦;文献[15]针对电机单相开路故障,提出了对称SVPWM和不对称SVPWM两种容错调制策略;文献[16]在此矢量控制容错策略基础上结合MTPA算法进一步提高了开路故障后的转矩输出能力;文献[17-18]则是通过重构故障后的矢量开关表实现了电机在开路故障下的直接转矩容错控制.

新一代的高性能控制策略模型预测控制(MPC)因其概念清晰、结构简单、易于实现等优势得到了广大学者的关注.与矢量控制相比,模型预测控制可极大提高动态响应速度^[19];与直接转矩控制相比,系统稳态性能能够得到较大改善.由于基本的单矢量MPC在一个周期内只施加一个电压矢量,电流中谐波含量较大.为了解决单个矢量控制精度低的问题,将多个矢量的组合应用到电机控制中.文献[20-21]为解决单矢量带来的问题,提出了一种两矢量控制方法,通过判断单矢量作用于系统时的运行工况并施加额外的约束条件,合理地选择第2个有效矢量用于改善控制效果;文献[22-23]提出了一种针对三相永磁同步电机的三矢量模型预测控制,矢量组合形成的合成矢量可以覆盖任意方向.采用多个基本电压矢量合成参考矢量的同时会带来较大的计算量,不利于简化驱动控制.此外,五相电机存在三次谐波空间,若单独对基波空间进行控制依然会带来较大的电流谐波.文献[24]根据矢量的合成构建了五相电机的

虚拟矢量,有效地消除了三次谐波空间的影响;文献[25]提出了利用扇区的几何原理简化电压矢量筛选的MPC,但是该方法在广泛应用上仍有缺陷,只能适用于 $d-q$ 轴电感相等的五相永磁电机且仅仅考虑了电机的正常运行工况.

针对五相永磁电机开路故障状态下电压矢量分布不均、矩阵无法完全解耦等问题,模型预测控制的研究也逐渐延伸到故障工况下.文献[26-27]分别利用占空比优化和构建虚拟矢量的方法有效改善了电机单相开路故障下的运行性能.随着电机故障相数的增加,电机可控自由度也随之下落,运行工况也更加复杂,两相开路故障会对电机的运行产生较大的影响.但是现有的模型预测控制大多主要集中在单相开路故障,很明显并不适用两相开路故障.文献[28]提出了一种针对正弦反电势五相永磁同步电机两相开路矢量控制容错控制策略;文献[29-30]针对具有梯形反电势的五相永磁电机,利用三次谐波降低转矩脉动、提升了转矩输出稳定性,实现了梯形反电势电机单相和两相开路故障的矢量控制容错运行,然而矢量控制在动态响应上不如模型预测控制迅速,且基于SVPWM的方法涉及平行四边形法则矢量合成和占空比调制计算过程,不易实现;文献[31]提出了针对五相永磁同步电机单相开路和两相开路的模型预测控制方法,但是该方法仅使用了单个矢量,预测精度较低,缺乏对多个矢量组合的运用.

本文针对五相内嵌式永磁同步电机的两相开路故障,提出一种基于电压误差的多矢量MPC容错方法,该算法采用两相开路故障重构后的电压矢量参与预测过程.针对故障工况下具有不对称形状的一般扇区以及内嵌式电机 $d-q$ 轴电感不相等的特性,该方法通过推导开路故障状态下的参考电压预测方程,构建电压误差的价值函数以及扩展每个扇区内的电压矢量完成多个矢量的选择和合成过程.最后搭建五相IPMSM控制系统实验平台,验证所提容错控制方法的可行性和合理性.

1 两相开路故障下的IPMSM矢量分布

对于多相电机驱动系统而言,发生开路故障时可以利用合理的控制策略使得电机继续容错运行.而五相IPMSM发生两相开路故障时又可分为相邻相和不相邻相开路故障,需要针对故障发生的位置,结合容错降阶矩阵^[31]重构其对应的矢量分布.

1.1 相邻相开路故障

假设相邻相开路故障发生在C、D两相,此时五相电机缺失2个自由度.结合故障后的开关状态以及降阶后的容错变换矩阵可以得到如图1所示重构后

的 α - β 空间电压矢量分布图,其对应矢量的幅值和开关状态如表1所示。

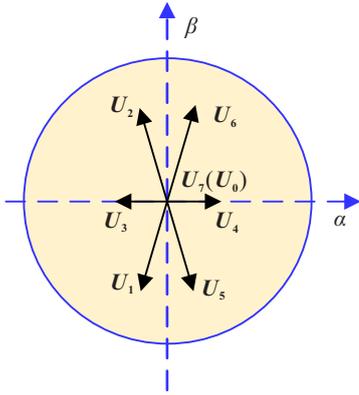


图1 空间电压矢量分布(相邻相开路)

表1 α - β 空间开关矢量及幅值

电压矢量	幅值	S_a, S_b, S_e
U_7, U_0	0	111,000
U_1, U_2, U_5, U_6	$0.3915U_{dc}$	001,010,101,110
U_3, U_4	$0.1840U_{dc}$	011,100

1.2 不相邻相开路故障

类似地,假设相邻相开路故障发生在C、D两相,此时同样缺失2个自由度.图2为不相邻相故障重构后的 α - β 空间电压矢量分布图,其对应矢量的幅值和开关状态如表2所示。

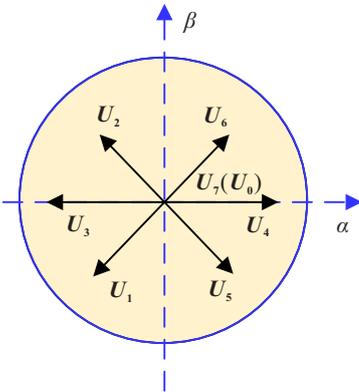


图2 空间电压矢量分布(不相邻相开路)

表2 α - β 空间开关矢量及幅值

电压矢量	幅值	S_a, S_b, S_e
U_7, U_0	0	111,000
U_1, U_2, U_5, U_6	$0.3368U_{dc}$	001,010,101,110
U_3, U_4	$0.4822U_{dc}$	011,100

2 基于电压误差的多矢量MPC容错方法

最基本的单矢量MPC包含了结构简单、概念清晰、动态响应快等优点,但其矢量选择较为单一会造成电流精度不高、谐波含量较多.而传统多矢量MPC选择多个矢量参与合成的方法虽然能改善电流质量,但增加了矢量选取和合成的计算负担.文献[25]提

出了一种基于几何原理的多矢量MPC方法,该方法利用几何特性简化矢量选择和合成的推导过程需满足电机 d - q 轴电感相等.而从五相IPMSM结构特性可知,永磁体的嵌入会使电机 d - q 轴电感不再相等,因此该方法并不适用于IPMSM.此外,该方法仅仅是针对如图3(a)所示正常运行工况下的对称形状扇区.而两相开路故障下如图3(b)所示的不对称形状扇区,则无法利用该方法的几何特性.本文针对故障工况不对称形状扇区以及内嵌式电机 d - q 轴电感参数不等的特性,提出一种基于电压误差的多矢量MPC方法。

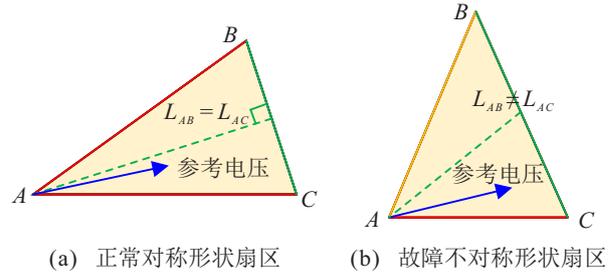


图3 正常和故障状态扇区形状

2.1 参考电压矢量预测

为了避免MPC遍历所有的电压矢量带来的计算负担,可以通过无差拍电流预测提前得出参考电压矢量的空间位置.当电机发生两相开路故障时,故障状态下的参考电压矢量预测方程必然要重新构建.通过对电机 d - q 轴电压方程的离散化,预测方程可以推导为

$$\begin{cases} u_{dref} = \\ \frac{L_d}{T_s} i_{dref} + \left(R_s - \frac{L_d}{T_s} \right) i_d(k) - \omega_e L_q i_q(k) + e_d(k), \\ u_{qref} = \\ \frac{L_q}{T_s} i_{qref} + \left(R_s - \frac{L_q}{T_s} \right) i_q(k) + \omega_e L_d i_d(k) + e_q(k). \end{cases} \quad (1)$$

其中: u_{dref} 、 u_{qref} 分别是 d - q 轴参考电压, i_{dref} 、 i_{qref} 分别是 d - q 轴参考电流, $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$ 是当前 k 时刻的 d - q 轴电流, T_s 是采样时间, R_s 是定子电阻, L_d 、 L_q 是 d - q 轴电感, ω_e 是电角速度, $e_d(k)$ 、 $e_q(k)$ 是当前 k 时刻的 d - q 轴反电势。

通过式(1)预测出 d - q 轴参考电压分量 u_{dref} 、 u_{qref} 后,将其进行Park反变换可得 α - β 轴参考电压 $u_{\alpha ref}$ 、 $u_{\beta ref}$,即

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha ref} \\ u_{\beta ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{dref} \\ u_{qref} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

以相邻两相开路第1扇区为例,如图4所示,由式(2)得到 α - β 轴参考电压后根据 $\mathbf{U}_{sref} = u_{\alpha ref} + j u_{\beta ref}$ 即可确定参考电压矢量 \mathbf{U}_{sref} 位于的扇区。

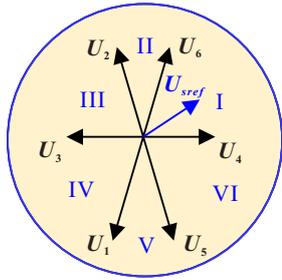


图4 参考电压矢量扇区确定

2.2 电压误差价值函数构建

传统的MPC方法通常是基于电流误差的价值函数。如图5(a)所示,其基本思想是将电压矢量通过预测方程、矩阵变换转变为对应的电流误差再代入价值函数中进行滚动优化,最后确定出最优的矢量。由于基本的MPC只筛选一个电压矢量,控制精度较低。文献[20-21]提出了多矢量的MPC方法,如图5(b)所示,先根据单矢量预测方法筛选出第1个最优电压矢量,随后将剩余的备选电压矢量与第1个电压矢量组合,作用时间分配需要通过组合备选电压矢量对应的电流斜率来满足无差拍跟踪 d - q 轴电流的原则计算得到。最后将所有电压矢量组合代入价值函数确定最优矢量组合中的第2个电压矢量。文献[22-23]又继续深入研究了多矢量的MPC方法,但应用的矢量越多,整个筛选过程就越复杂,计算负担将会倍增。同时,每一次矢量筛选过程中都需要将电压矢量变换为对应的电流误差再代入到电流误差价值函数中,增加了计算负担。因此,如图5(c)所示,可以将基于电流误差的价值函数优化为基于电压误差的价值函数,电压矢量可以在价值函数中直接与参考电压矢量相比较。

基于 d - q 轴电流误差的价值函数为

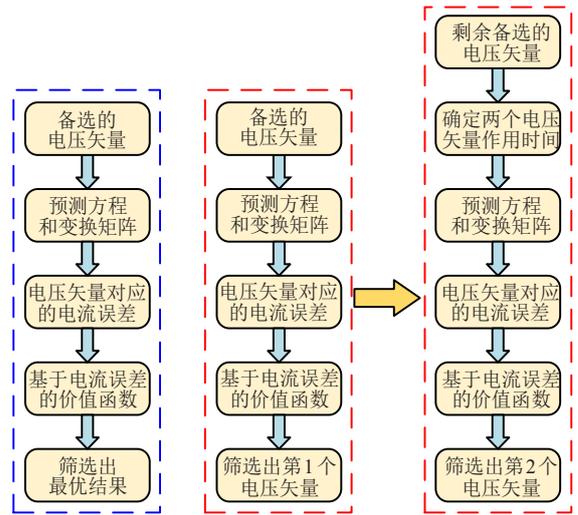
$$g = |i_{dref} - i_d(k+1)|^2 + |i_{qref} - i_q(k+1)|^2. \quad (3)$$

模型预测的电压离散方程可以表示为

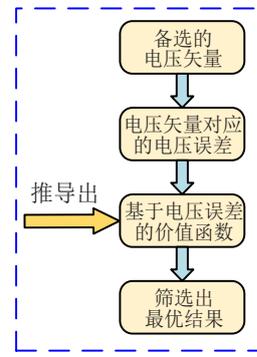
$$\begin{cases} i_d(k+1) = \\ i_d(k) + \frac{T_s}{L_d}(u_d(k) - R_s i_d(k) + \omega_e L_q i_q(k) - e_d(k)), \\ i_q(k+1) = \\ i_q(k) + \frac{T_s}{L_q}(u_q(k) - R_s i_q(k) - \omega_e L_d i_d(k) - e_q(k)). \end{cases} \quad (4)$$

其中: $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 是 $k+1$ 时刻的 d - q 轴电流, $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$ 是备选电压矢量当前 k 时刻的 d - q 轴电压。

假设备选电压矢量 d - q 轴电压值 $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$ 和预测出的电流 $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 都为理想的参考值,则式(4)的离散方程可以表示为反映参考电压和参考



(a) 电流误差价值函数控制流程 (b) 电流误差价值函数(多矢量)控制流程



(c) 电压误差价值函数控制流程

图5 价值函数优化

电流关系的形式,即

$$\begin{cases} i_{dref} = \\ i_d(k) + \frac{T_s}{L_d}(u_{dref} - R_s i_d(k) + \omega_e L_q i_q(k) - e_d(k)), \\ i_{qref} = \\ i_q(k) + \frac{T_s}{L_q}(u_{qref} - R_s i_q(k) - \omega_e L_d i_d(k) - e_q(k)). \end{cases} \quad (5)$$

结合式(3)~(5)可构建基于电压误差判断的价值函数

$$g = \left[\frac{T_s}{L_d}(u_{dref} - u_d(k)) \right]^2 + \left[\frac{T_s}{L_q}(u_{qref} - u_q(k)) \right]^2. \quad (6)$$

对于表贴式电机而言,电机 d - q 轴电感相等($L_d = L_q$),基于电压误差的价值函数可以通过Park变换矩阵进一步简化为

$$g = (u_{\alpha ref} - u_{\alpha}(k))^2 + (u_{\beta ref} - u_{\beta}(k))^2. \quad (7)$$

内嵌式电机 d - q 轴电感相差较大,考虑到电感参数的因素,价值函数可以表示为

$$g = k(u_{dref} - u_d(k))^2 + (u_{qref} - u_q(k))^2. \quad (8)$$

其中:权重系数 $k = L_q^2/L_d^2$,受电机凸极率影响.

2.3 电压矢量扩展

判断出参考电压矢量坐落的扇区以及构建电压误差的价值函数后,需要在对应的扇区筛选出最优矢量组合. 通常需要组合各个电压矢量的交直流电流斜率使预测值跟踪电流给定值,从而确定矢量的作用时间,但此计算过程相对复杂. 下面将依据备选电压矢量在空间上合成的意义简化矢量选取和合成的过程.

以第1扇区为例,第1扇区包含 U_6 和 U_4 两个有效电压矢量和零矢量. 如图6所示,当 U_6 与零矢量合成时会改变矢量的大小,合成的矢量位于线条 l_1 上. 同理, U_4 与零矢量合成的矢量位于线条 l_2 上. 而 U_6 与 U_4 合成不仅改变矢量的大小,还改变矢量的方向. 遵循矢量合成原则,合成的矢量位于线条 l_3 上. 因此1个扇区内矢量组合形成的矢量将在扇区三角形3条边上运动.

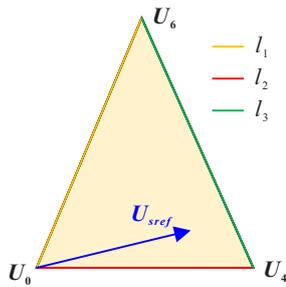


图6 电压矢量合成分布(第1扇区)

若电机 d - q 轴电感相等,则可利用式(7)的价值函数的几何意义,将筛选电压矢量的过程简化为在扇区内寻找距离参考电压矢量最近点的数学问题. 由于扇区形状不对称,文献[25]在扇区内再细分矢量组合界限的方法不易在开路故障下实现. 因此,如图7所示,可从参考电压矢量的定点直接向扇区三角形3条边作垂线. 基于点到直线距离垂线最短原则,在每个扇区内最优矢量组合将在3条垂线对应的矢量组合中产生,即 $g = \min\{g_1, g_2, g_3\}$.

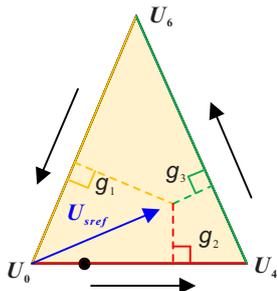


图7 电压矢量选取 ($L_d = L_q$)

对于内嵌式电机而言,电机 d - q 轴电感不等将无

法利用几何意义简化矢量选取过程,而多个电压矢量的作用时间又相对复杂. 为了提供更多的矢量选择,分别将扇区三角形的3条线段 n 等分,线段的端点则对应着合成矢量的位置. 线段等分的段数越多,提供的矢量选择就越多,预测的精度也就越高. 同时考虑到预测的计算负担,等分段数不宜过多. 如图8所示,在两相开路的扇区内等分段数 n 取4.

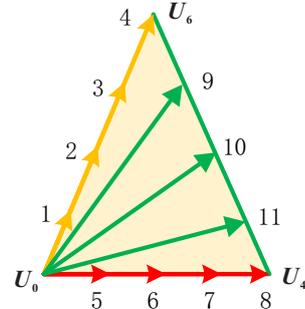


图8 电压矢量扩展 ($L_d \neq L_q$)

原先仅有的单个有效矢量 U_6 、 U_4 和零矢量 U_0 将扩展为11种矢量组合,如表3所示, T_1 、 T_2 、 T_0 分别为 U_6 、 U_4 、 U_0 的作用时间,其中既包含有效矢量 U_6 或 U_4 与零矢量 U_0 的组合,又包含2个有效矢量 U_6 、 U_4 的组合,给价值函数的滚动优化提供了更多矢量选择. 同时,矢量的作用时间都是根据等分段段端点处矢量合成意义确定的,无需繁琐的数值计算.

表3 电压矢量组合

组合	T_1	T_2	T_0
1	0.25	0	0.75
2	0.5	0	0.5
3	0.75	0	0.25
4	1	0	0
5	0	0.25	0.75
6	0	0.5	0.5
7	0	0.75	0.25
8	0	1	0
9	0.75	0.25	0
10	0.5	0.5	0
11	0.25	0.75	0

备选电压矢量合成后的矢量 U_{syn} 可以表示为

$$U_{syn} = T_1 U_6 + T_2 U_4 + T_0 U_0. \quad (9)$$

根据 $U_{syn} = U_{syn\beta} + jU_{syn\alpha}$ 的关系,可以得到合成的电压矢量 U_{syn} 在 α - β 轴上的分量 $U_{syn\beta}$ 和 $U_{syn\alpha}$. 再通过 Park 变换即可得到合成电压矢量 U_{syn} 在 d - q 轴上的电压 $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$, 即

$$\begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{syn\alpha} \\ U_{syn\beta} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

2.4 控制流程

图9为基于电压误差的多矢量MPC控制流程图, 包含参考电压预测、电压价值函数构建和电压矢量扩展部分. 相比之下, 本方法的计算负担是较低的. 首先, 通过参考电压预测可以定位出参考电压矢量坐落的扇区, 这就避免罗列全部电压矢量, 将筛选范围缩小至扇区内的两个有效矢量和零矢量. 其次, 将价值函数的构成转变为电压误差, 在滚动优化的过程中可避免电压矢量通过预测方程和Park矩阵转变为电流误差引起的计算量. 此外, 以电压误差构成的价值函数可依据矢量空间上合成的意义扩展和选取最优矢量组合, 从而代替传统方法以电流跟踪为原则计算矢量作用时间的数值运算过程, 结构简单易实现.

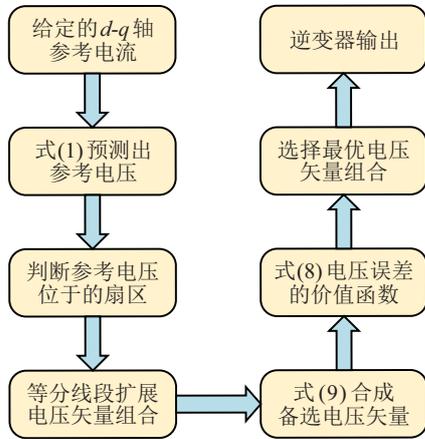


图9 控制流程

3 实验验证

3.1 实验平台和电机参数

为了验证两相开路故障下所提出的多矢量MPC方法的有效性, 搭建如图10所示的控制系统实验平台. 实验平台主要由五相IPMSM、逆变器、磁粉制动器组成. 电机的主要参数如表4所示, 是由磁粉制动器加减负载, 转矩由转矩传感器(HBM T20 WN/20 NM)进行测量. dSPACE1005实现了电机的容错控制, IGBT和电流传感器的采样频率为10 kHz.

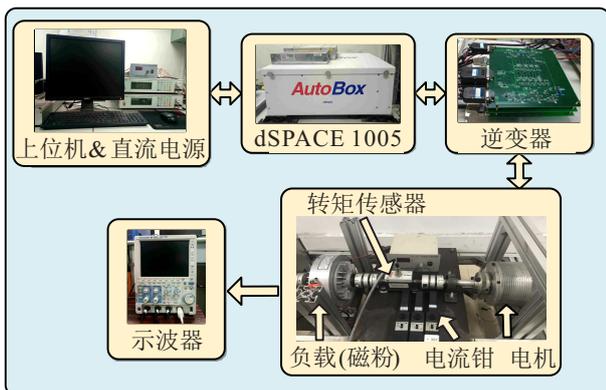


图10 五相内嵌式永磁同步电机控制系统实验平台

表4 内嵌式永磁同步电机参数

参数	数值	参数	数值
极对数	9	额定转速/rpm	500
槽数	4	额定电流/A	10.8
相电阻/ Ω	0.52	基波永磁磁链/Wb	0.041 1
d 轴电感/mH	0.932 3	d 轴电感/mH	1.261 4

3.2 故障诊断和容错性能验证

本实验是将IPMSM某两相与驱动器的连接线断开来模拟两相开路故障. 而开路故障的诊断是依据文献[32]实现的, 其主要思想是通过一种新型的对称分量分析方法提取故障状态的特征, 从逻辑上分析信号的幅值、相位角变化, 进而实现故障诊断. 图11为以相邻相开路故障为例的诊断-容错控制框图, 当故障发生时依据文献[32]的诊断方法判断出故障类型, 随后利用本文提出的容错方法进行容错控制.

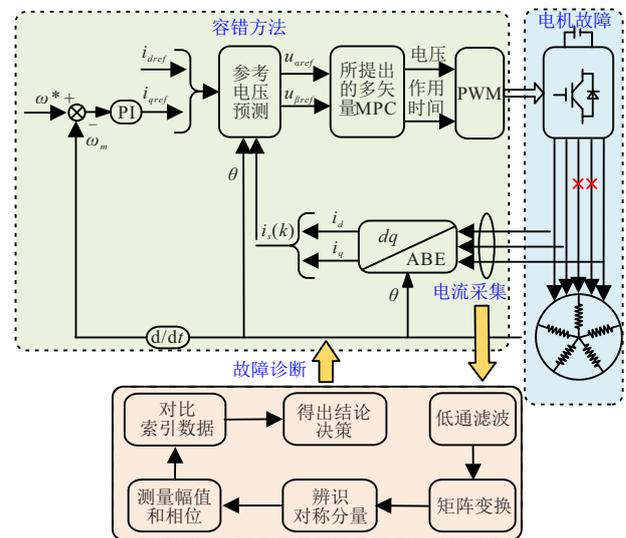


图11 故障诊断-容错控制(以相邻相开路为例)

图12为IPMSM电机发生C、D相开路故障下的正常-故障-容错切换图. 当发生两相开路故障时, 电机的转矩脉动急剧增加, 故障相电流变为0. 在开路故障发生后, 将电机的正常控制算法切换为本文提出的容错控制算法.

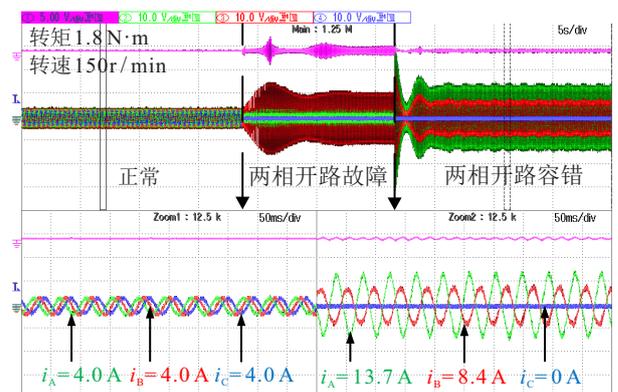


图12 正常-故障-容错切换下的转矩和电流波形(10 N·m/格, 10 A/格)

从图12中可以看出,容错之后的电机转矩脉动得到明显下降并接近至正常工况下的转矩性能,电流也保持了很好的正弦度,电机在两相开路故障下依然能高品质容错运行。

3.3 稳态性能和计算负担验证

为了验证所提多矢量MPC容错方法稳态性能优越性,将文献[31]提出的两相开路下的单矢量MPC(方法1)与本文提出的基于电压误差的多矢量MPC(方法2)进行比较。图13和图14分别为相邻相开路与不相邻相开路故障在100 r/min和400 r/min运行工况下两种方法的转矩和电流波形。

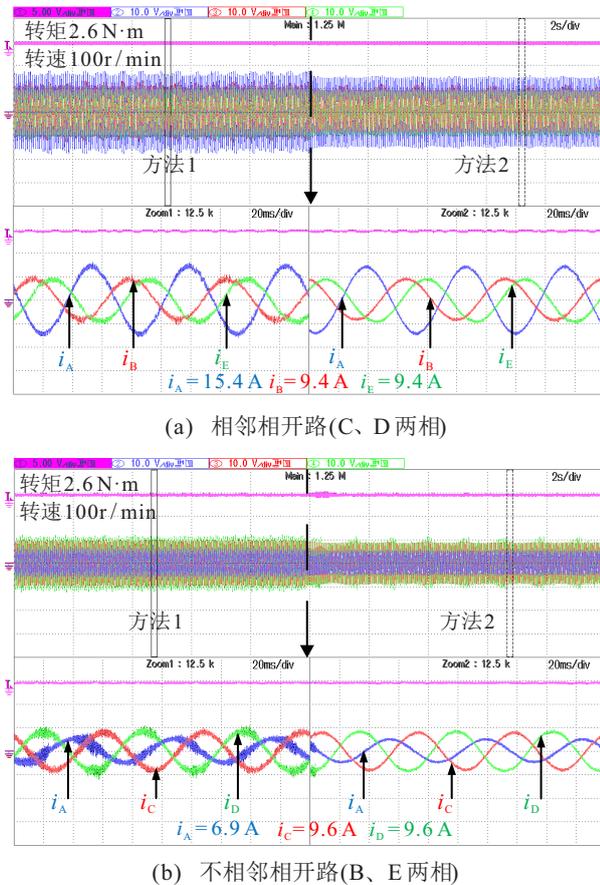


图13 100 r/min下转矩和电流波形(10 N·m/格, 10 A/格)

从图13和图14中可以看出:方法1采用单个矢量参与合成,相电流波形正弦度较差,电流曲线存在很多毛刺;而方法2采取扩展电压矢量组合的方式,相电流波形正弦度较好,电流曲线更加平滑。

根据3.2节对正常工况下的传统多矢量MPC介绍和图5(b)的控制原理,可将其从正常工况延伸至故障工况并实现。以相邻相开路故障为例,图15为100 r/min下的传统基于电流误差和本文提出的基于电压误差的多矢量MPC方法的实验对比结果。从图15中可知,两种多矢量MPC的稳态性能并无多大差异。

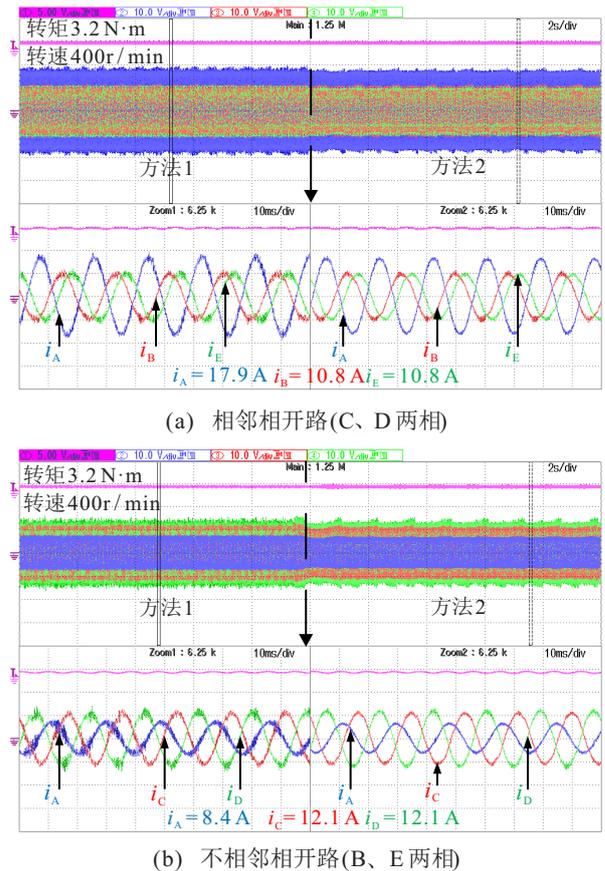


图14 400 r/min下转矩和电流波形(10 N·m/格, 10 A/格)

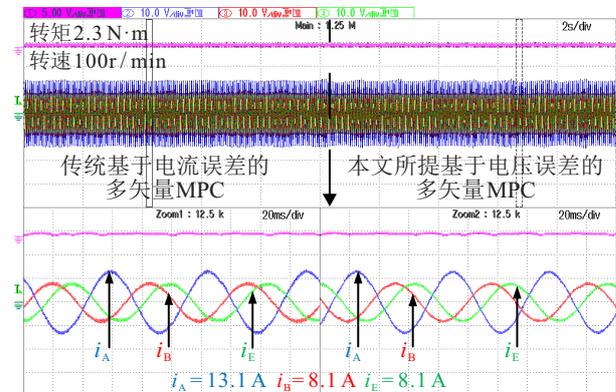


图15 相邻相开路传统多矢量MPC和所提多矢量MPC的转矩和电流波形(10 N·m/格, 10 A/格)

接下来是对不同MPC方法计算负担的实验验证,具体可表现为实验中不同算法的执行时间。单矢量MPC、传统基于电流误差的多矢量MPC、本文提出的基于电压误差的多矢量MPC这3种MPC方法的执行时间如表5所示。

表5 不同MPC算法的执行时间

算法	执行时间 / us
单矢量MPC	17.4
传统基于电流误差的多矢量MPC	24.2
本文基于电压误差的多矢量MPC	19.8

相比于传统的多矢量MPC,本文提出的基于电

压误差的多矢量MPC减少了计算负担,算法执行时间从24.2 us降低为19.8 us. 两种多矢量MPC方法由于都采用了多个矢量,计算负担相比于单矢量MPC必然会增加. 而提出的多矢量MPC虽略微增加了计算负担,但考虑到多矢量MPC优越的稳态性能,增加的计算负担也是可接受的.

3.4 动态性能和鲁棒性验证

由于所提方法是基于式(4)、(5)的离散预测方程一阶开环数值计算,系统的稳定分析即抗扰动性分析. 预测方程中的变量包含电阻、电感、角速度、电流,因此稳定性分析可从负载、转速变化(动态性能)和电机参数变化(鲁棒性)这两方面考虑. 以电机相邻相开路故障为例,首先是对所提方法动态性能进行验证. 图16和图17分别是转速突变和转矩负载突变时的转矩和电流波形.

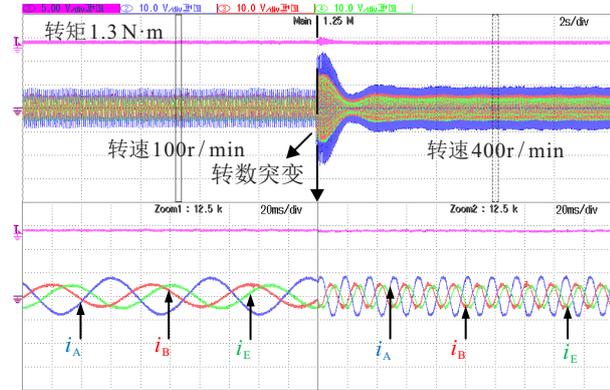


图16 相邻相开路转速突变时的转矩和电流波形(10 N·m/格, 10 A/格)

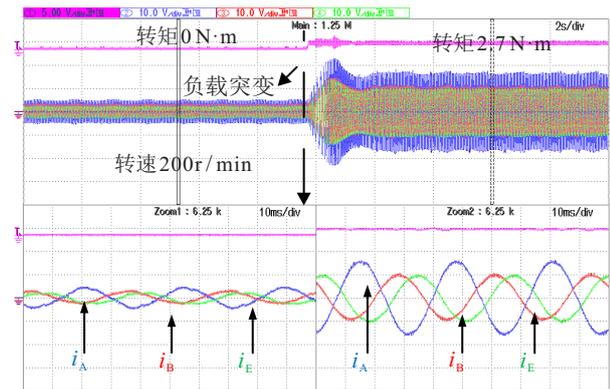
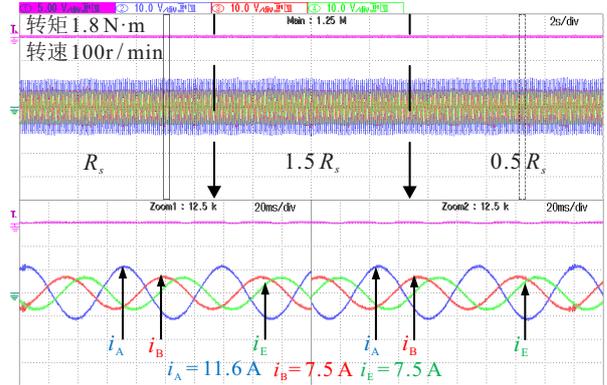


图17 相邻相开路负载突变时的转矩和电流波形(10 N·m/格, 10 A/格)

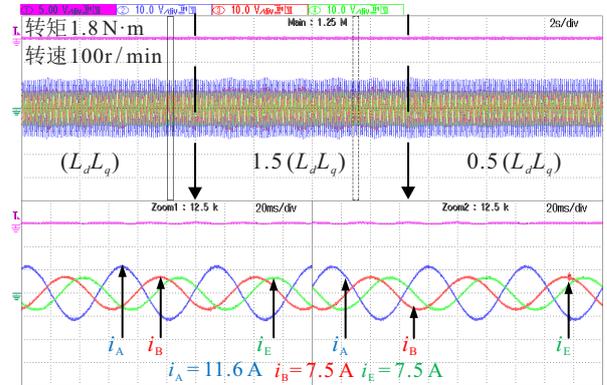
由图16和图17可见,无论是转速突变还是负载突变,所提方法的相电流和转速响应速度都较快,具有较好的跟踪性能.

其次是对所提方法的鲁棒性测试. 图18(a)和18(b)分别给出了在相邻相开路故障下,电阻 R_s 和电感 L_d 、 L_q 参数变化时的转矩和电流波形. 电阻 R_s 和电感 L_d 、 L_q 参数从实际值先变化为1.5倍再变化至

0.5倍,从图18中可以看出,电机参数变化后的转矩和电流无明显波动,仍然保持较好的性能,可见所提方法的鲁棒性较好.



(a) 电阻 R_s 变化



(b) 电感 L_d 、 L_q 变化

图18 相邻相开路电机参数变化时的转矩和电流波形(10 N·m/格, 10 A/格)

4 结论

本文针对五相内嵌式永磁同步电机两相开路故障,提出了一种基于电压误差的多矢量MPC方法. 针对故障工况下具有不对称形状的一般扇区以及内嵌式电机 d - q 轴电感不相等的特性,该方法在扇区三角形内以等分线段的方式来扩展电压矢量的组合,对正常状态的对称扇区、不同故障状态下的不对称扇区以及各种 d - q 轴电感参数都有通用性. 推导了两相开路故障后的参考电压预测方程和电压误差价值函数来简化多个矢量选择和合成过程. 最后,基于理论分析搭建了系统实验平台. 由实验结果可知,在两相开路故障下,该方法与基本模型预测容错控制相比,改善了电流波形,降低了谐波含量;与传统基于电流误差的多矢量模型预测控制相比,降低了计算负担且依然保持着良好的动态响应特性和较强的鲁棒性.

参考文献(References)

[1] 刘自程, 李永东, 郑泽东. 多相电机控制驱动技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(24): 17-29.

(Liu ZC, Li YD, Zheng ZD. Control and drive techniques

- for multiphase machines: A review[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(24): 17-29.)
- [2] 胡棚湫, 谭泽富, 邱刚, 等. 电动汽车发展综述[J]. 电气应用, 2018, 37(20): 79-85.
(Hu P Q, Tan Z F, Qiu G, et al. Overview of electric vehicle development[J]. Electrotechnical Application, 2018, 37(20): 79-85.)
- [3] 翟羽. 新能源汽车电机驱动系统关键技术展望研究[J]. 时代汽车, 2019(21): 34-35.
(Zhai Y. New energy vehicle motor drive system key technology prospect research[J]. Auto Time, 2019(21): 34-35.)
- [4] 刘卫国, 解恩. 稀土永磁电机在航空上的应用[J]. 电气技术, 2007(10): 28-30.
(Liu W G, Xie E. Application of rare earth permanent magnet motor in aviation[J]. Electrical Engineering, 2007(10): 28-30.)
- [5] Liu H Z, Bu F F, Huang W X, et al. Control strategy for five-phase dual-stator winding induction starter/generator system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 2607-2617.
- [6] 陶涛, 赵文祥, 程明, 等. 多相电机容错控制及其关键技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 316-326.
(Tao T, Zhao W X, Cheng M, et al. Review on fault-tolerant control of multi-phase machines and their key technologies[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2): 316-326.)
- [7] 张超, 严洪森. 永磁同步电机调速系统的多维泰勒网逆控制[J]. 控制与决策, 2019, 34(10): 2085-2094.
(Zhang C, Yan H S. Multi-dimensional Taylor network inverse control of speed variable system for permanent magnet synchronous motor[J]. Control and Decision, 2019, 34(10): 2085-2094.)
- [8] Muduli U R, Chikondra B, Behera R K. Space vector PWM based DTC scheme with reduced common mode voltage for five-phase induction motor drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(1): 114-124.
- [9] Yepes A G, Doval-Gandoy J. Overmodulation method with adaptive x - y current limitation for five-phase induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(3): 2240-2251.
- [10] Zhang J H, Liu G H, Chen Q. MTPA control of sensorless IPMSM drive system based on virtual and actual high-frequency signal injection[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(3): 1516-1526.
- [11] Mohammadpour A, Parsa L. Global fault-tolerant control technique for multiphase permanent-magnet machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(1): 178-186.
- [12] Zhou H W, Zhao W X, Liu G H, et al. Remedial field-oriented control of five-phase fault-tolerant permanent-magnet motor by using reduced-order transformation matrices[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 169-178.
- [13] 高宏伟, 杨贵杰. 五相永磁同步电机缺相运行的建模与控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 93-101.
(Gao H W, Yang G J. Modeling and control of five-phase permanent magnet synchronous motor with one phase open-circuit fault[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(20): 93-101.)
- [14] Tian B, An Q T, Duan J D, et al. Decoupled modeling and nonlinear speed control for five-phase PM motor under single-phase open fault[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5473-5486.
- [15] Liu G H, Qu L, Zhao W X, et al. Comparison of two SVPWM control strategies of five-phase fault-tolerant permanent-magnet motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6621-6630.
- [16] Chen Q, Gu L C, Lin Z P, et al. Extension of space-vector-signal-injection-based MTPA control into SVPWM fault-tolerant operation for five-phase IPMSM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(9): 7321-7333.
- [17] 刘国海, 高猛虎, 周华伟, 等. 五相永磁同步电机磁链改进型容错直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 359-365.
(Liu G H, Gao M H, Zhou H W, et al. Flux-modification-based fault-tolerant DTC for five-phase PMSM[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2): 359-365.)
- [18] 段庆涛, 周扬忠, 屈艾文. 六相串联三相PMSM缺相容错型低转矩脉动直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 347-358.
(Duan Q T, Zhou Y Z, Qu A W. Open-circuit fault-tolerant direct torque control with low torque ripple for six-phase and three-phase PMSM series-connected system[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2): 347-358.)
- [19] Ahmed A A, Koh B K, Lee Y I. A comparison of finite control set and continuous control set model predictive control schemes for speed control of induction motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(4): 1334-1346.
- [20] Zhang X G, Hou B S. Double vectors model predictive torque control without weighting factor based on voltage tracking error[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2368-2380.
- [21] Chen W, Zeng S K, Zhang G Z, 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.
- [22] 徐艳平, 王极兵, 张保程, 等. 永磁同步电机三矢量模型预测电流控制[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(5): 980-988.
(Xu Y P, Wang J B, Zhang B C, et al. Three-vector-based model predictive current control for permanent magnet synchronous motor[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(5): 980-988.)
- [23] 徐艳平, 王极兵, 周钦, 等. 永磁同步电动机双优化三矢量模型预测电流控制[J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38(6): 1857-1864.
(Xu Y P, Wang J B, Zhou Q, et al. Double optimization three-vector-based model predictive current control for permanent magnet synchronous motors[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2018, 38(6): 1857-1864.)
- [24] Xue C, Song W S, Wu X S, et al. A constant switching frequency finite-control-set predictive current control scheme of a five-phase inverter with duty-ratio optimization[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(4): 3583-3594.
- [25] Hua W, Chen F Y, Huang W T, et al. Multivector-based model predictive control with geometric solution of a five-phase flux-switching permanent magnet motor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(12): 10035-10045.
- [26] Huang W T, Hua W, Chen F Y, et al. Model predictive current control of open-circuit fault-tolerant five-phase flux-switching permanent magnet motor drives[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2018, 6(4): 1840-1849.
- [27] Tao T, Zhao W X, Du Y X, et al. Simplified fault-tolerant model predictive control for a five-phase permanent-magnet motor with reduced computation burden[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(4): 3850-3858.
- [28] 刘国海, 宋成炎, 徐亮, 等. 基于SVPWM的五相永磁同步电机两相开路故障容错控制策略[J]. *电工技术学报*, 2019, 34(1): 23-32.
(Liu G H, Song C Y, Xu L, et al. SVPWM-based fault-tolerant control strategy under two-phase OpenCircuit fault of five-phase permanent-magnet synchronous motor[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2019, 34(1): 23-32.)
- [29] Dwari S, Parsa L. Fault-tolerant control of five-phase permanent-magnet motors with trapezoidal back EMF[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(2): 476-485.
- [30] 熊聪, 许海平, 周鹏, 等. 五相永磁同步电机单相开路故障的容错矢量控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2019, 39(23): 7055-7064.
(Xiong C, Xu H P, Zhou P, et al. Fault-tolerant field oriented control for five-phase permanent-magnet motors under single phase open fault[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2019, 39(23): 7055-7064.)
- [31] Liu G H, Song C Y, Chen Q. FCS-MPC-based fault-tolerant control of five-phase IPMSM for MTPA operation[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(3): 2882-2894.
- [32] Arafat A, Choi S, Baek J. Open-phase fault detection of a five-phase permanent magnet assisted synchronous reluctance motor based on symmetrical components theory[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(8): 6465-6474.

作者简介

刘国海(1964—), 男, 教授, 博士生导师, 从事电动机系统及其控制、复杂过程的智能控制等研究, E-mail: ghliu@ujs.edu.cn;

王旭(1997—), 男, 博士生, 从事永磁同步电机模型预测控制、容错控制等研究, E-mail: 1462192798@qq.com;

陈前(1986—), 男, 教授, 博士生导师, 从事电动汽车、机器人、潮流能发电用高可靠永磁电机系统等研究, E-mail: chenqian0501@ujs.edu.cn;

陈舒龙(1995—), 男, 硕士生, 从事永磁电机的容错控制的研究, E-mail: 912306716@qq.com;

付立桥(1996—), 男, 硕士生, 从事永磁电机的高效控制的研究, E-mail: 1972119920@qq.com;

夏雨航(1996—), 男, 硕士生, 从事永磁电机的容错控制的研究, E-mail: 1035126613@qq.com.