

基于离散空间矢量调制的 PMSM 模型预测电流控制

赵希梅, 王海朋, 金鸿雁
(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘要:针对永磁同步电动机(PMSM)采用传统有限集模型预测控制时存在稳态电流脉动大及电机参数失配导致的性能下降问题,提出基于离散空间矢量调制(DSVM)的模型预测电流控制方法。首先,采用在DSVM基础上进一步扩展电压矢量的方式来减小稳态电流脉动,同时鉴于DSVM可能带来的计算量问题,利用估计最优电压矢量位置来减小计算负担,此外采用一种双周期的电压排列顺序来固定开关频率;其次,针对系统中存在的参数失配问题,采用滑模扰动观测器将系统参数失配造成的扰动补偿到电流预测模块,使得在电机参数失配的条件下也能获取准确的电流预测值,从而选取最优电压矢量;最后,通过DSVM和滑模扰动观测器相结合的方式,提高系统稳态性能的同时增强了系统参数的鲁棒性。仿真实验结果验证了该方法的有效性。

关键词:永磁同步电动机;模型预测控制;离散空间矢量调制;参数失配;滑模扰动观测器

DOI:10.15938/j.emc.2025.03.005

中图分类号:TM351

文献标志码:A

文章编号:1007-449X(2025)03-0050-09

Model predictive current control based on discrete space vector modulation for PMSM

ZHAO Ximei, WANG Haipeng, JIN Hongyan

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: Aiming at the problem of large steady-state current ripple and performance degradation caused by motor parameter mismatch in the traditional finite set model predictive control for PMSM, a model predictive current control approach based on discrete space vector modulation (DSVM) was proposed. Firstly, the steady-state current ripple was decreased by extending the voltage vector further based on DSVM. Meanwhile, considering the computational complexity caused by DSVM, the computational burden was alleviated by estimating the optimal voltage vector position. Moreover, a two-cycle voltage arrangement sequence was employed to fix the switching frequency. Secondly, aiming at the problem of parameter mismatch in the system, a sliding mode disturbance observer was utilized to compensate the disturbance caused by the parameter mismatch of the system to the current prediction module, so that the reliable current prediction value could be obtained under the condition of motor parameter mismatch, so as to select the best voltage vector. Through the combination of DSVM and sliding mode disturbance observer, the steady-state performance of the system was improved and the robustness of the system parameters was enhanced. Simulation results verify effectiveness of the proposed method.

收稿日期: 2024-04-26

基金项目: 辽宁省博士科研启动基金计划资助项目(2022-BS-177)

作者简介: 赵希梅(1979—),女,博士,教授,博士生导师,研究方向为直线伺服、智能控制、鲁棒控制等;

王海朋(1999—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机及其控制;

金鸿雁(1993—),女,博士,讲师,研究方向为电机控制、智能控制等。

通信作者: 赵希梅

Keywords: permanent magnet synchronous motor; model predictive control; discrete space vector modulation; parameter mismatch; sliding mode disturbance observer

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因具有调速范围广、功率密度高、体积小等优点,在电动汽车、航空航天、数控机床等行业中得到广泛应用^[1-2]。PMSM 系统因其具有非线性、多变量、强耦合的特点,使 PMSM 的控制较为困难,因此采用合理的控制策略极其重要。

作为交流调速常用的两种控制方式,磁场定向控制稳态性能优越,但其动态性能不佳,直接转矩控制动态性能优越,结构简单,但其存在转矩波动大,开关频率不固定等缺点^[3]。随着电力电子技术的发展,有限集模型预测控制由于其概念直观,结构简单,受到国内外学者的广泛关注^[4]。有限集模型预测控制可分为有限集模型预测转矩控制和有限集模型预测电流控制(finite-control-set model predictive current control, FCS-MPCC)。模型预测转矩控制以转矩和磁链为控制目标,由于量纲不同,因此价值函数中需要引入权重系数来权衡转矩与磁链,导致其实现复杂,而 FCS-MPCC 以电流为控制目标,价值函数中只含有电流量,不需引入权重系数,容易实现^[5]。然而,传统 FCS-MPCC 在 1 个采样周期只作用一个电压矢量,导致电流脉动较大,跟踪性能差,无法满足对控制性能要求高的领域,此外,受温度及磁场饱和等因素影响,电机参数易发生变化,也会降低系统的控制性能^[5]。

为改善传统 FCS-MPCC 的性能,文献[6]在传统基于双矢量 MPCC(two-vector-based MPCC, T-MPCC)的基础上扩展了第二电压矢量选择范围,减小了电流和转矩脉动。文献[7-8]提出多矢量 MPCC 方法,使用 2 个有效电压矢量和一个零电压矢量极大提高系统的稳态性能。文献[9]提出一种改进串联型控制方法,提高 PMSM 系统稳态性能的同时减小了计算复杂度。然而,文献[6-9]中方法虽能改善系统稳态性能,但由于占空比的引入,使计算复杂,且占空比计算涉及电机参数,易使系统参数鲁棒性下降,同时存在开关频率不固定的问题。

对于参数失配问题,常用增强系统参数鲁棒性的方法有参数辨识^[10-11]、无模型控制^[12]以及增加

观测器^[13-14]。文献[10]提出一种电感和磁链的提取算法,改善了系统性能。文献[11]利用先前周期信息实时更新当前周期电机参数,增强了系统对参数扰动的抑制能力。文献[12]利用先前周期信息实时更新当前周期各电压矢量对应的电流梯度,整个过程不涉及电机参数,使系统对参数变化不敏感。文献[13]和文献[14]分别用扩展状态观测器和滑模扰动观测器来观测下一时刻的预测电流及集总扰动,并将观测值补偿到电流预测模块中来获得精确的电流预测值。文献[10-14]虽然提高了系统的参数鲁棒性,但由于候选电压矢量的局限性,使系统的稳态性能较差。

总之,上述方法虽然能改善系统的控制性能,但很难同时满足对系统稳态性能和参数鲁棒性的要求。离散空间矢量调制(discrete space vector modulation, DSVM)是一种扩展电压矢量的方法,能够改善 FCS-MPCC 中存在的系统稳态性能差、开关频率不固定问题^[15]。而滑模扰动观测器结构简单、抗干扰性强,能够改善电机参数失配的问题。所提基于 DSVM 的模型预测电流控制(DSVM-based MPCC, DSVM-MPCC)采用将 DSVM 和滑模扰动观测器相结合的方式,该方法在 DSVM 基础上对电压矢量个数再次扩展,从而进一步提高系统的稳态性能,并通过一种双周期的电压排列顺序来固定开关频率,此外采用滑模扰动观测器来对系统集总扰动进行补偿,解决参数失配的问题。最后通过仿真实验,验证了该方法的有效性。

1 PMSM 数学模型及电流预测方程

以表贴式 PMSM 为研究对象,其在 d、q 坐标系下的数学模型可表示为:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q + \frac{1}{L}u_d; \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d - \frac{1}{L}\omega\psi_f + \frac{1}{L}u_q. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中: i_d 、 i_q 和 u_d 、 u_q 分别为 d、q 轴定子电流和定子电压; L 为定子电感; R 为定子电阻; ψ_f 为永磁体磁链; ω 为转子电角速度。

将式(1)通过欧拉公式进行离散化,可得 $k+1$ 时刻定子电流预测方程为:

$$\left. \begin{aligned} i_d(k+1) &= (1 - RT_s/L)i_d(k) + \omega(k)T_s i_q(k) + \\ &\quad u_d(k)T_s/L; \\ i_q(k+1) &= (1 - RT_s/L)i_q(k) - \omega(k)T_s i_d(k) - \\ &\quad \omega(k)\psi_f T_s/L + u_q(k)T_s/L. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中: $i_d(k)$ 、 $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k)$ 、 $i_q(k+1)$ 分别为 k 和 $k+1$ 时刻 d、q 轴定子电流; $u_d(k)$ 、 $u_q(k)$ 分别为 k 时刻 d、q 轴定子电压; $\omega(k)$ 为 k 时刻转子电角速度; T_s 为采样周期。

2 模型预测电流控制

三相两电平电压源型逆变器可以提供 8 个基本电压矢量, 电压矢量示意图如图 1 所示。

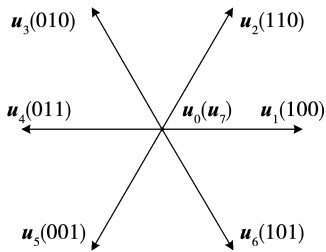


图 1 电压矢量示意图

Fig. 1 Schematic diagram of voltage vector

在 FCS-MPCC 中, 分别将 8 个电压矢量代入式(2), 并考虑延迟补偿, 可得到 $k+2$ 时刻各电压矢量作用时的预测电流值, 再将其代入下式所示的价值函数中, 对应最小价值函数值的电压矢量被选为最优电压矢量, 对应开关序列输出给逆变器。

$$g = [i_d^{\text{ref}} - i_d(k+2)]^2 + [i_q^{\text{ref}} - i_q(k+2)]^2. \quad (3)$$

其中 i_d^{ref} 、 i_q^{ref} 分别为 d、q 轴电流期望值, 考虑到最大转矩电流比, 采用 $i_d^{\text{ref}} = 0$, i_q^{ref} 为转速调节器输出。

3 基于 DSVM 的模型预测电流控制

3.1 DSVM 的原理

在 DSVM 中, 将每一个采样周期划分为 N 个等长度的间隔, 利用 8 个基本电压矢量合成多个虚拟电压矢量, 降低了 FCS-MPCC 中仅仅使用基本电压矢量的局限性, 虚拟电压矢量表示为

$$\mathbf{u}_v = \sum_{i=1}^N \frac{T_s}{N} \mathbf{V}_i. \quad (4)$$

其中: $\mathbf{u}_v$ 为合成的虚拟电压矢量; $\mathbf{V}_i$ 为任意的基本电压矢量 ($\mathbf{u}_0 \sim \mathbf{u}_7$), 获得虚拟电压矢量后, 电压矢量集的矢量个数 m 为

$$m = 3N^2 + 3N + 2. \quad (5)$$

考虑到计算负担, N 取 3, 因此按式(5)共有 38 个电压矢量, 电压矢量的空间分布图如图 2 所示, 其以基本有效电压矢量为界, 将整个区域划分为 6 个扇区。每个扇区中的虚拟电压矢量由本扇区边缘的有效电压矢量和零电压矢量合成, 以扇区 2 为例, 扇区 2 中的虚拟电压矢量由 $\mathbf{u}_2$ 、 $\mathbf{u}_3$ 以及零电压矢量合成, 比如 $\mathbf{u}_{230}$, 表示其是一个采样周期的 3 个间隔中分别作用 $\mathbf{u}_2$ 、 $\mathbf{u}_3$ 及零电压矢量而合成的。

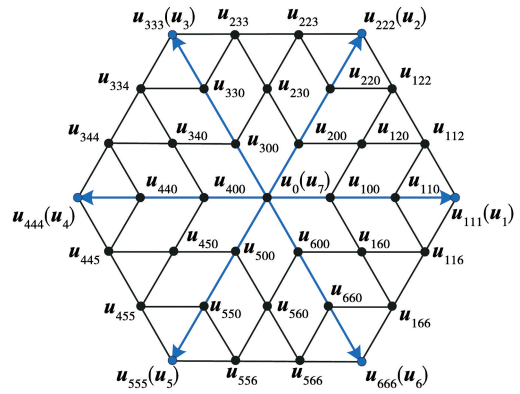


图 2 电压矢量空间分布图

Fig. 2 Spatial distribution of voltage vector

对于任意电压矢量 $\mathbf{u}_{xyz}$ 有

$$\mathbf{u}_{xyz} = \frac{1}{3}(\mathbf{u}_x + \mathbf{u}_y + \mathbf{u}_z), \quad x, y, z \in \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}. \quad (6)$$

传统基于 DSVM 的 MPCC (conventional DSVM-based MPCC, C-DSVM) 需将获得的 38 个电压矢量分别代入到式(2)中即获得下一时刻的电流预测值, 然后通过价值函数获得最优电压矢量, 该方式虽然提高了系统的稳态性能, 但其是以巨大的计算负担为代价的。

3.2 矢量选择的优化算法

所提 DSVM-MPCC 在 DSVM 的基础上进一步扩展电压矢量, 且提出一种简单方法将迭代次数减少到最多不超过 15 次, 相比于 C-DSVM 而言, 在进一步提高稳态性能的同时减少了系统的计算负担。

当采用期望电压矢量时, 对应价值函数为 0。所得预测电流为期望电流, 如下:

$$\left. \begin{aligned} i_d^{\text{ref}} &= (1 - RT_s/L)i_d(k) + \omega(k)T_s i_q(k) + \\ &\quad u_d^{\text{ref}} T_s/L; \\ i_q^{\text{ref}} &= (1 - RT_s/L)i_q(k) - \omega(k)T_s i_d(k) - \\ &\quad \omega(k)\psi_f T_s/L + u_q^{\text{ref}} T_s/L. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

假设施加的电压矢量为 $\mathbf{u}^{\text{act}}$, 则可得下一时刻的电流预测值为:

$$\left. \begin{aligned} i_d^{\text{act}}(k+1) &= (1 - RT_s/L)i_d(k) + \omega(k)T_s i_q(k) + \\ &\quad u_d^{\text{act}}(k)T_s/L; \\ i_q^{\text{act}}(k+1) &= (1 - RT_s/L)i_q(k) - \omega(k)T_s i_d(k) - \\ &\quad \omega(k)\psi_f T_s/L + u_q^{\text{act}}(k)T_s/L_o \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

其中 $u_d^{\text{act}}(k)$ 、 $u_q^{\text{act}}(k)$ 分别为 k 时刻 $\mathbf{u}^{\text{act}}$ 在 d、q 轴上的电压分量, 将式(7)减去式(8)并考虑延迟补偿, 得:

$$\left. \begin{aligned} i_d^{\text{ref}} - i_d^{\text{act}}(k+2) &= [u_d^{\text{ref}} - u_d^{\text{act}}(k+1)]T_s/L; \\ i_q^{\text{ref}} - i_q^{\text{act}}(k+2) &= [u_q^{\text{ref}} - u_q^{\text{act}}(k+1)]T_s/L_o \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

将式(9)代入式(3)中, 价值函数可表示为

$$g = [u_d^{\text{ref}} - u_d^{\text{act}}(k+1)]^2 T_s^2 / L^2 + [u_q^{\text{ref}} - u_q^{\text{act}}(k+1)]^2 T_s^2 / L_o^2. \quad (10)$$

由式(10)可知, 价值函数值与期望电压矢量和所施加电压矢量之间距离的平方成正比, 即期望电压矢量与施加电压矢量之间距离越近, 所得价值函数值越小, 反之亦然。换言之, 所得价值函数值越小, 所施加电压矢量与期望电压矢量之间距离越近。因此可通过 $\mathbf{u}_1 \sim \mathbf{u}_6$ 的价值函数值来判断最优电压矢量的位置, 从而减少候选电压矢量个数, 减少计算负担。具体步骤以图3和图4为例。

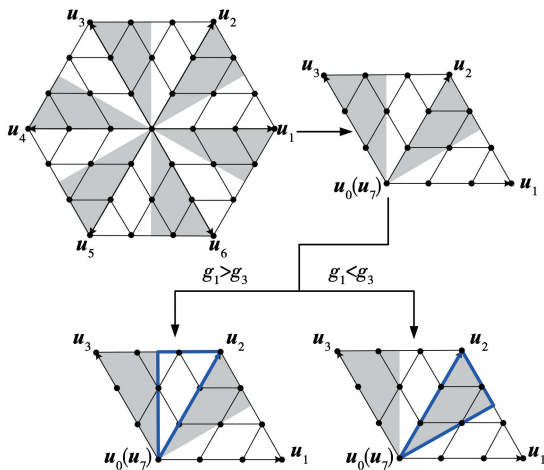


图3 最佳区域选取过程图

Fig. 3 Process diagram of the best region selection

首先将 $\mathbf{u}_1 \sim \mathbf{u}_6$ 分别代入到式(3)和式(4)中获得价值函数值 $g_1 \sim g_6$, 由此可获取 $g_1 \sim g_6$ 中最小值

对应的电压矢量, 假设该电压矢量为 $\mathbf{u}_2$, 则最佳区域位于第一或第二扇区。其次对与 $g_1 \sim g_6$ 中最小值对应电压矢量 ($\mathbf{u}_2$) 相邻的2个基本有效电压矢量 ($\mathbf{u}_1$ 和 $\mathbf{u}_3$) 的价值函数 g_1 和 g_3 进行比较。由于上一步已得到 g_1, g_3 , 不再需要计算, 减少了计算量。

如果 $g_1 > g_3$, 选取第二扇区白色区域为最佳区域, 如果 $g_1 < g_3$, 选取第一扇区阴影区域为最佳区域。对最佳区域的电压矢量进行遍历寻优, 其对应最小价值函数的电压矢量为次优电压矢量 $\mathbf{u}_{\text{sub}}$ 。

通过11次迭代获取 $\mathbf{u}_{\text{sub}}$ 后, 对电压矢量进一步拓展。假设扇区1阴影区域为最佳区域, 次优电压矢量为 $\mathbf{u}_{120}$, 扩展结果如图4所示。

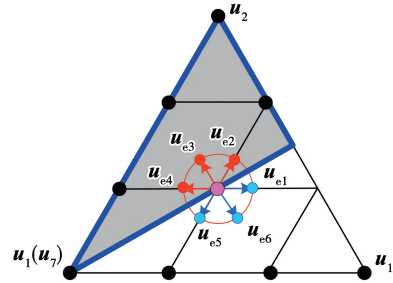


图4 基于DSVM的电压矢量扩展图

Fig. 4 Voltage vector expansion diagram based on DSVM

图4中 $\mathbf{u}_{ei} = \mathbf{u}_i/9, i \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$, 将位于最佳区域的 $\mathbf{u}_{\text{sub}} + \mathbf{u}_{ei}$ ($\mathbf{u}_{120} + \mathbf{u}_{e2}, \mathbf{u}_{120} + \mathbf{u}_{e3}, \mathbf{u}_{120} + \mathbf{u}_{e4}$) 分别代入到式(2)和式(3)获得价值函数值 g_{ei} (g_{e2}, g_{e3}, g_{e4}), 并与 $\mathbf{u}_{\text{sub}}$ 的价值函数值比较, 对应最小价值函数值的电压矢量为最优电压矢量 $\mathbf{u}_{\text{opt}}$ 。对于任意 $\mathbf{u}_{\text{sub}}$, 位于最佳区域的 $\mathbf{u}_{ei}$ 不超过4个, 故总迭代次数不超过15次。

考虑到开关频率不固定的问题, 选取集合 $U_1 = \{\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_3, \mathbf{u}_5\}$ 和 $U_2 = \{\mathbf{u}_2, \mathbf{u}_4, \mathbf{u}_6\}$, 将每个采样周期分为4个部分合成最优电压矢量, 第一、第二、第三和第四部分作用的电压矢量分别命名为 $\mathbf{u}_{z1}$ 、 $\mathbf{u}_{\text{one}}$ 、 $\mathbf{u}_{\text{two}}$ 和 $\mathbf{u}_{z2}$, 其中 $\mathbf{u}_{z1}$ 和 $\mathbf{u}_{z2}$ 为零电压矢量且作用时间相同。将连续2个采样周期分别视为第一和第二采样周期, 在第一采样周期, $\mathbf{u}_{\text{one}}, \mathbf{u}_{\text{two}}$ 分别从集合 U_2, U_1 中选取, $\mathbf{u}_{z1} = \mathbf{u}_7, \mathbf{u}_{z2} = \mathbf{u}_0$; 在第二采样周期, $\mathbf{u}_{\text{one}}, \mathbf{u}_{\text{two}}$ 则分别从集合 U_1, U_2 中选取, $\mathbf{u}_{z1} = \mathbf{u}_0, \mathbf{u}_{z2} = \mathbf{u}_7$; 由此每2个采样周期逆变器的每个开关切换两次, 就实现了开关频率的固定。

假设第一、第二个采样周期以及下个第一采样周期的最优电压矢量分别为 $\mathbf{u}_{160}, \mathbf{u}_{120} + \mathbf{u}_{e4}, \mathbf{u}_{200} +$

u_{e3} , 则逆变器的三相驱动脉冲波形如图5所示。由图可知在每个采样周期逆变器的各开关分别切换一次。

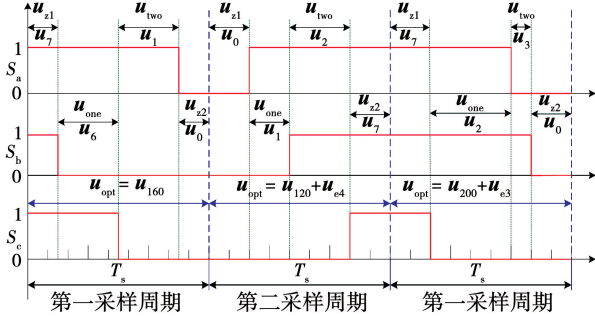


图5 驱动脉冲波形

Fig.5 Driving pulse waveform

3.3 滑模观测器的设计

在电机运行期间,电机参数($R/L/\psi_f$)会不可避免的发生变化,导致电流预测值跟实际值之间产生偏差,影响到最优电压矢量的选择,降低系统控制性能。滑模扰动观测器具有结构简单,抗干扰能力强,容易实施的优点,因此采用滑模扰动观测器来增强系统的参数鲁棒性。

考虑参数变化及未建模扰动时,电压方程变为:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= L \frac{di_d}{dt} + Ri_d - \omega Li_q + \Delta L \frac{di_d}{dt} + \\ &\quad \Delta Ri_d - \omega \Delta Li_q + \varepsilon_d; \\ u_q &= L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + \omega Li_d + \omega \psi_f + \Delta L \frac{di_q}{dt} + \\ &\quad \Delta Ri_q + \omega \Delta Li_d + \omega \Delta \psi_f + \varepsilon_q. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

其中: $\varepsilon_d, \varepsilon_q$ 分别为d、q轴未建模扰动; $\Delta L, \Delta R, \Delta \psi_f$ 分别为实际电感、电阻、永磁体磁链与标称电感、电阻、永磁体磁链之间的差值,即其值与标称值的和为实际值。

将d、q轴参数变化引起的扰动及未建模扰动之和定义为集总扰动 f_d 和 f_q ,则PMSM的电路方程更新为:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= L \frac{di_d}{dt} + Ri_d - \omega Li_q + f_d; \\ df_d/dt &= 0; \\ u_q &= L \frac{di_q}{dt} + Ri_q + \omega Li_d + \omega \psi_f + f_q; \\ df_q/dt &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

其中 $df_d/dt, df_q/dt$ 分别为 f_d, f_q 的变化率。考虑采样周期很短,因此可认为集总扰动变化率为0。

根据式(12),设计滑模扰动观测器:

$$\left. \begin{aligned} u_d &= L \frac{d\hat{i}_d}{dt} + R\hat{i}_d - \omega Li_q + \hat{f}_d + V_d; \\ df_d/dt &= g_1 V_d; \\ u_q &= L \frac{d\hat{i}_q}{dt} + R\hat{i}_q + \omega Li_d + \omega \psi_f + \hat{f}_q + V_q; \\ df_q/dt &= g_2 V_q. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

其中: $\hat{i}_d, \hat{i}_q$ 和 $\hat{f}_d, \hat{f}_q$ 分别为d、q轴电流观测值和扰动观测值; g_1, g_2 为滑模控制增益; V_d, V_q 为滑模控制函数。

由式(13)减去式(12)可得:

$$\left. \begin{aligned} \dot{e}_d &= -(Re_d + e_n + V_d)/L; \\ \dot{e}_n &= g_1 V_d; \\ \dot{e}_q &= -(Re_q + e_{n2} + V_q)/L; \\ \dot{e}_{n2} &= g_2 V_q. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

其中 $e_d = \hat{i}_d - i_d, e_q = \hat{i}_q - i_q, e_n = \hat{f}_d - f_d, e_{n2} = \hat{f}_q - f_q$ 分别为d、q轴电流观测误差和扰动观测误差。

选择滑模面 $s_d = \hat{i}_d - i_d, s_q = \hat{i}_q - i_q$,设计指数趋近律为

$$\dot{s} = -\lambda \tanh(s) - ks. \quad (15)$$

式中:趋近律参数 λ, k 为正值; $\tanh(s)$ 为双曲正切函数,其表示为

$$\tanh(s) = \frac{e^s - e^{-s}}{e^s + e^{-s}}. \quad (16)$$

将式(15)代入到式(14)中,视 e_n 和 e_{n2} 为扰动,可得滑模控制函数为:

$$\left. \begin{aligned} V_d &= (Lk - R)e_d + L\lambda \tanh(e_d); \\ V_q &= (Lk - R)e_q + L\lambda \tanh(e_q). \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

确保能到达滑模面,需满足滑模可达性条件,即:

$$\left. \begin{aligned} s_d \dot{s}_d &= e_d \dot{e}_d < 0; \\ s_q \dot{s}_q &= e_q \dot{e}_q < 0. \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

将式(14)代入到式(18)中可得:

$$\left. \begin{aligned} e_d \dot{e}_d &= -(Re_d + e_n + V_d)e_d/L < 0; \\ e_q \dot{e}_q &= -(Re_q + e_{n2} + V_q)e_q/L < 0. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

将式(17)代入到式(19)中得

$$\lambda > \max\left(\left|\frac{e_{\text{fl}}}{L \tanh(e_d)}\right|, \left|\frac{e_{\text{f2}}}{L \tanh(e_q)}\right|\right), k > 0. \quad (20)$$

当扰动观测器到达滑模面时, $e_d = \dot{e}_d = 0, e_q = \dot{e}_q = 0$ 同时满足, 由式(14)得:

$$\left. \begin{aligned} \dot{e}_1 &= -g_1 e_1; \\ \dot{e}_2 &= -g_2 e_2 \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

由式(21)可得 e_{f1} 和 e_{f2} 的收敛条件分别为 $g_1 > 0, g_2 > 0$ 。

将式(13)离散化,可得 $k+1$ 时刻的电流观测值和扰动观测值为:

$$\left. \begin{aligned} \hat{i}_{\text{d}}(k+1) &= (1 - T_{\text{s}}R/L)\hat{i}_{\text{d}}(k) + \omega T_{\text{s}}i_{\text{q}}(k) - \\ &\quad \hat{f}_{\text{d}}(k)T_{\text{s}}/L - V_{\text{d}}T_{\text{s}}/L + u_{\text{d}}(k)T_{\text{s}}/L; \\ \hat{f}_{\text{d}}(k+1) &= \hat{f}_{\text{d}}(k) + T_{\text{s}}g_1V_{\text{d}}; \\ \hat{i}_{\text{q}}(k+1) &= (1 - T_{\text{s}}R/L)\hat{i}_{\text{q}}(k) - \omega T_{\text{s}}i_{\text{d}}(k) - \\ &\quad \omega\psi_{\text{f}}T_{\text{s}}/L - \hat{f}_{\text{q}}T_{\text{s}}/L - V_{\text{q}}T_{\text{s}}/L + u_{\text{q}}T_{\text{s}}/L; \\ \hat{f}_{\text{q}}(k+1) &= \hat{f}_{\text{q}}(k) + T_{\text{s}}g_2V_{\text{q}\circ} \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

滑模扰动观测器结构原理图如图 6 所示。

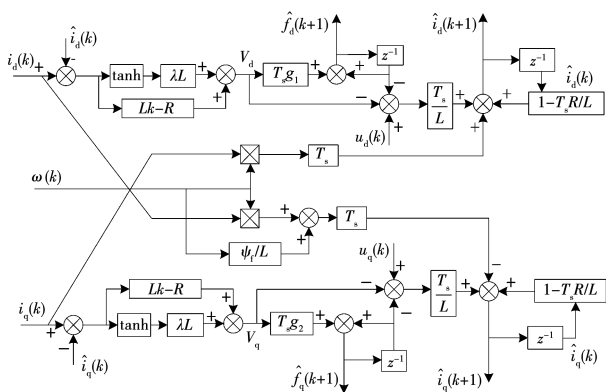


图 6 滑模扰动观测器结构原理图

Fig. 6 Structural schematic of sliding mode disturbance observer

3.4 基于 DSVN 的模型预测电流控制实现

由于 DSVM 中电压作用时间不受参数失配等干扰的影响,仅通过滑模扰动观测器得到精确的电流预测值,就可以通过价值函数选取最优电压矢量。本文将 DSVM 与滑模扰动观测器相结合,在增强系统参数鲁棒性的同时提高系统的稳态性能。所提基于 DSVM 模型预测电流控制的结构图如图 7 所示。

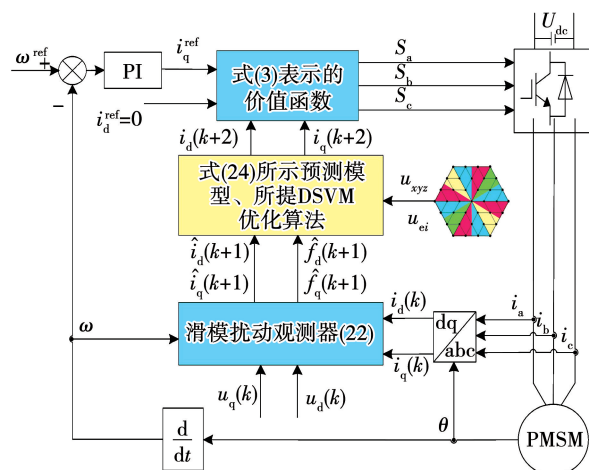


图7 基于DSVM模型预测电流控制结构图

Fig. 7 Control diagram of DSVM-based model predictive current control

根据式(13),考虑延迟补偿,可得 $k+2$ 时刻的预测电流值为:

$$\left. \begin{aligned} i_d(k+2) &= (1 - T_s R/L) i_d(k+1) + \\ &\quad \omega T_s i_q(k+1) - T_s f_d(k+1)/L + \\ &\quad T_s u_d(k+1)/L; \\ i_q(k+2) &= (1 - T_s R/L) i_q(k+1) - \\ &\quad \omega T_s i_d(k+1) - T_s \omega \psi_f/L - \\ &\quad T_s f_q(k+1)/L + T_s u_q(k+1)/L_o \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

通过滑模扰动观测器得到了 $k+1$ 时刻的电流和扰动观测值。用电流观测值和扰动观测值来代替式(23)中 $k+1$ 时刻的电流值和扰动值,得:

$$\left. \begin{aligned} \dot{i}_{\mathrm{d}}(k+2) &= (1 - RT_{\mathrm{s}}/L)\hat{i}_{\mathrm{d}}(k+1) + \\ &\quad \omega T_{\mathrm{s}}\hat{i}_{\mathrm{q}}(k+1) - T_{\mathrm{s}}\hat{f}_{\mathrm{d}}(k+1)/L + \\ &\quad T_{\mathrm{s}}u_{\mathrm{d}}(k+1)/L; \\ \dot{i}_{\mathrm{q}}(k+2) &= (1 - T_{\mathrm{s}}R/L)\hat{i}_{\mathrm{q}}(k+1) - \\ &\quad \omega T_{\mathrm{s}}\hat{i}_{\mathrm{d}}(k+1) - T_{\mathrm{s}}\omega\psi_{\mathrm{f}}/L - \\ &\quad T_{\mathrm{s}}\hat{f}_{\mathrm{q}}(k+1)/L + T_{\mathrm{s}}u_{\mathrm{q}}(k+1)/L_{\circ} \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

4 仿真实验结果

为了验证所提方法的有效性,对其进行仿真实验验证,实验平台如图 8 所示,主要由伺服驱动器、开发主机、Links-BOX 实时仿真机、转矩测量仪、磁粉制动器和 PMSM 组成。



图8 PMSM 实验平台

Fig. 8 PMSM experimental platform

将未加滑模观测器的 DSVM-MPCC 与 FCS-MPCC, T-MPCC 及 C-DSVM 进行对比分析, 验证所提方法的稳态性能和动态性能; 通过逆变器开关的脉冲信号来验证所提方法是否使开关频率固定; 最后通过 DSVM-MPCC 在未加滑模观测器和加入滑模扰动观测器两种情况下参数失配时的性能对比, 验证所提方法的电机参数鲁棒性。4 种方法 PI 速度调节器的参数相同 ($k_p = 0.11$ 、 $k_i = 8$), 采样频率为 10 kHz, 滑模扰动观测器的参数设置为: $\lambda = 1\ 200$ 、 $k = 7\ 700$ 、 $g_1 = g_2 = 950$ 。PMSM 参数如表 1 所示。

表1 电机参数

Table 1 Motor parameters

参数	数值
电阻 R/Ω	3.18
电感 L/H	0.008 5
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.3
极对数 p	2
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.000 46
额定转矩 $T_e/(N \cdot m)$	5

首先来验证 4 种方法的稳态性能和动态性能。当电机在额定负载分别运行在转速 500 r/min 稳态下和转速 1 000 r/min 的稳态时, 4 种方法的 d、q 轴、A 相电流及其快速傅里叶变换分析频谱图如图 9 和图 10 所示, FCS-MPCC、T-MPCC、C-DSVM 和 DSVM-MPCC 在 500 r/min 和 1 000 r/min 条件下对应电流总谐波失真依次为 12.74%、9.41%、5.19%、3.20% 和 12.55%、9.88%、5.67%、3.69%。相比于 FCS-MPCC、T-MPCC、C-DSVM, DSVM-MPCC 方法可以极大的减少电流脉动, 稳态性能更加优越。

DSVM-MPCC 和 C-DSVM 两种方法的平均计算时间如表 2 所示。相对于 C-DSVM 而言, 所提 DSVM-MPCC 将电压迭代次数降至不超过 15 次, 将计算时间从 57.1 μs 降低到了 36.4 μs , 极大的减小了系统的计算负担。

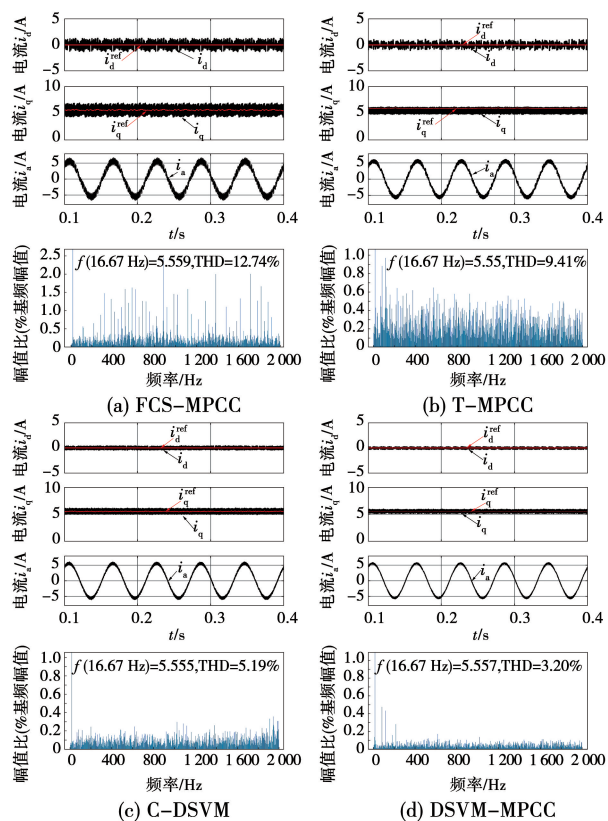


图9 500 r/min 时系统稳态波形图

Fig. 9 Steady state waveforms of system at 500 r/min

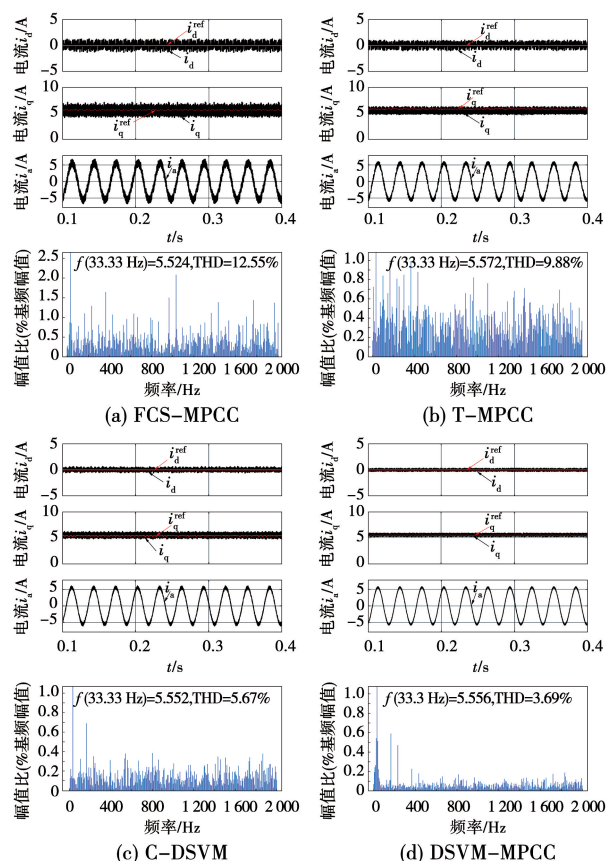


图10 1 000 r/min 时系统稳态波形图

Fig. 10 Steady state waveforms of system at 1 000 r/min

表2 计算负担

Table 2 Compute burden

方法	计算时间/ μs	迭代次数/次
C-DSVM	57.1	37
DSVM-MPCC	36.4	不超过 15

为验证所提方法的动态性能,使电机在负载 $2\text{ N}\cdot\text{m}$ 下由静止加速到 $1\,200\text{ r/min}$,在 0.1 s 时转速由 $1\,200\text{ r/min}$ 突变为 600 r/min ,在 0.2 s 时负载转矩由 $2\text{ N}\cdot\text{m}$ 突变为 $5\text{ N}\cdot\text{m}$,得到电机转速、dq 轴及 A 相电流波形图如图 11 所示,由图 11 可知,4 种方法具有相同的转速响应性能,在负载突变时,转速及电流波形略微改变,但都能够快速跟踪到给定值,并且相比于其他 3 种方法,DSVM-MPCC 具有更低的电流脉动,可见 DSVM-MPCC 在提高稳态性能的同时保持了较好的动态性能。

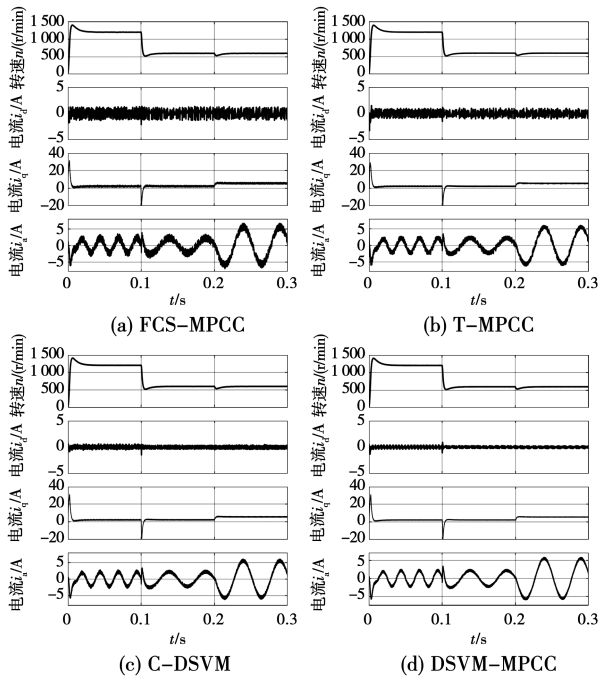


图 11 转速和负载转矩突变动态响应图

Fig. 11 Dynamic response of sudden change of speed and load torque

图 12 为 4 种方法分别在额定负载运行在转速 $1\,000\text{ r/min}$ 的稳态时逆变器的三相脉冲信号波形,如图 12 所示,相比于其他 3 种方法,所提 DSVM-MPCC 在每个采样周期中,三相驱动脉冲分别跳变一次,即逆变器各个开关分别切换一次,实现了开关频率的固定。

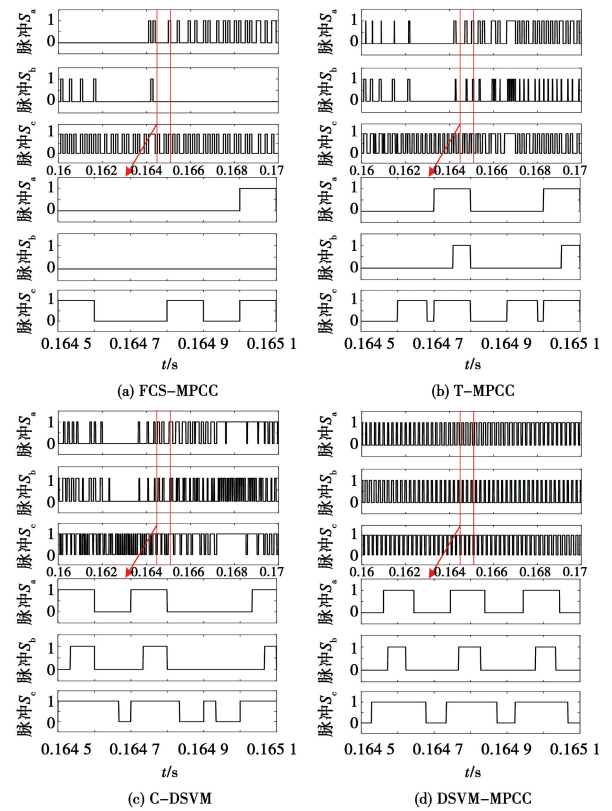


图 12 三相脉冲信号波形图

Fig. 12 Three-phase pulse signal waveform diagram

图 13、图 14 分别为电机在额定负载分别运行在转速 500 r/min 和转速 $1\,000\text{ r/min}$ 的稳态时电感参数、磁链参数、电阻参数在 0.2 s 分别突变为原来的 2 倍、50% 和 2 倍时,DSVM-MPCC 分别在未加入滑模扰动观测器和加入滑模扰动观测器两种状态下的速度及电流波形图。

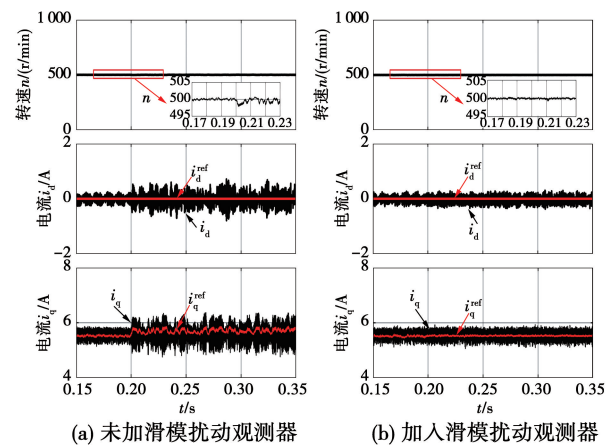


图 13 500 r/min 时参数失配下的系统波形图

Fig. 13 System waveform under parameter mismatch at 500 r/min

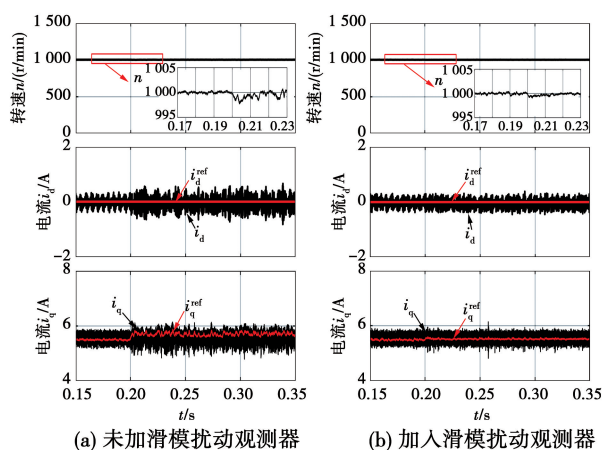


图14 1 000 r/min时系统参数失配下的系统波形图

Fig.14 System waveform under parameter mismatch at 1 000 r/min

由图可知在参数不匹配时,未加入滑模扰动观测器系统电流跟踪性能明显变差,稳态性能降低,而加入所提滑模扰动观测器系统性能无明显变化。通过对比可知,所提方法能对参数变化有效补偿,增强系统的参数鲁棒性。

上述实验中,所提 DSVM-MPCC 在稳态时具有最小的稳态电流波动,且相对于 C-DSVM 计算负担更小。此外,在加入滑模扰动观测器后,即使在参数失配情况下,DSVM-MPCC 依然能够维持良好的系统控制性能。

5 结 论

针对 PMSM 传统模型预测控制时存在稳态电流脉动大及参数失配时电机控制性能下降的问题,提出一种基于离散空间矢量调制的模型预测电流控制方法。通过理论分析和实验验证可以得出:

1)通过在 DSVM 基础上对电压矢量再次扩展的方法,系统稳态电流脉动能够得到显著减小,同时利用 6 个基本有效电压矢量的价值函数来估计最优电压矢量位置和双周期的电压排列顺序的方式,使系统稳态性能改善的同时计算负担减小,开关频率固定。

2)滑模扰动观测器能够对参数失配造成的扰动进行有效补偿,采用 DSVM 和滑模扰动观测器相结合的方式能够在改善系统稳态性能的同时增强系统的参数鲁棒性。

3)所提方法在减小系统稳态电流脉动,增强系

统参数鲁棒性的同时保持了有限集模型预测电流控制的良好动态性能。

参 考 文 献:

- [1] 康尔良,朱金荣,韩康玮. 永磁同步电机新型趋近律滑模控制器设计[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(7): 113.
KANG Erliang, ZHU Jinrong, HAN Kangwei. Design of new reaching law of sliding mode controller for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(7): 113.
- [2] 汪逸哲,黄晟,廖武,等. 基于新型虚拟矢量调制方法的 IPMSM 模型预测电流控制方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2422.
WANG Yizhe, HUANG Sheng, LIAO Wu, et al. IPMSM model predictive current control method based on a novel virtual vector modulation method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2422.
- [3] ZHANG Kai, FAN Mingdi, YANG Yong, et al. Field enhancing model predictive direct torque control of permanent magnet synchronous machine[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(4): 2924.
- [4] LI Xianglin, XUE Zhiwei, YAN Xueyu, et al. Low-complexity multivector-based model predictive torque control for PMSM with voltage preselection[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11726.
- [5] YANG Nan, ZHANG Shuo, LI Xueping, et al. A new model-free deadbeat predictive current control for PMSM using parameter-free Luenberger disturbance observer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(1): 407.
- [6] 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.
- [7] PETKAR S G, THIPPIRIPATI V K. Effective multivector-operated predictive current control of PMSM drive with reduced torque and flux ripple[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(2): 2217.
- [8] XUE Zhiwei, NIU Shuangxia, LI Xianglin. A simplified multivector-based model predictive current control for PMSM with enhanced performance[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(3): 4032.
- [9] ZHANG Xiaoguang, BAI Hailong, CHENG Ming. Improved model predictive current control with series structure for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 12437.
- [10] ZHANG Xiaoguang, BAI Hailong, CHENG Ming, et al. Model predictive current control based on inductance and flux linkage extraction algorithm[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(12): 14893.

(下转第 73 页)

- firefly algorithm[J]. *Electric Machines and Control*, 2024, 28(4): 131.
- [25] BAO Jianwen, XING Jian, LUO Yangjun, et al. Multi-objective shape optimization of permanent magnet synchronous motor based on Kriging surrogate model and design domain reduction[C]//2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), August 11 – 14, 2019, Harbin, China. 2019: 1–4.
- [26] VUN S T, MCCULLOCH M D. Optimal design method for large-scale YASA machines[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2015, 30(3): 901.
- [27] HUANG Surong, LUO Jian, LEONARDI F. A general approach to sizing and power density equations for comparison of electrical machines[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998, 34(1): 93.
- [28] 刘慧娟, 刘广冬, 易元元. 无磁轭分块电枢盘式电机齿槽转矩优化设计[J]. *微特电机*, 2024, 52(4): 1.
- LIU Huijuan, LIU Guangdong, YI Yuanyuan. Optimization design of cogging torque in axial-flux permanent magnet machine with yokeless and segmented armature[J]. *Small & Special Electrical Machines*, 2024, 52(4): 1.
- [29] 李耀辉. 基于 Kriging 模型的仿真优化方法[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2019.
- [30] 韩忠华. Kriging 模型及代理优化算法研究进展[J]. *航空学报*, 2016, 37(11): 3199.
- HAN Zhonghua. Kriging surrogate model and its application to design optimization: A review of recent progress[J]. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2016, 37(11): 3199.
- (编辑: 刘素菊)

+++++

(上接第 58 页)

- [11] LI Xueping, ZHANG Shuo, CUI Xing, et al. Novel deadbeat predictive current control for PMSM with parameter updating scheme[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2022, 10(2): 2065.
- [12] MA Chenwei, LI Huayu, YAO Xuliang, et al. An improved model-free predictive current control with advanced current gradient updating mechanism[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(12): 11968.
- [13] YANG Zebin, MIAO Chenghang, SUN Xiaodong, et al. Model predictive current control for IPMSM drives with extended-state-observer-based sliding mode speed controller[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2023, 38(2): 1471.
- [14] XU Yanping, YAN Zhongqiao, ZHANG Yanping, et al. Model predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on sliding mode observer with enhanced current and speed tracking ability under disturbance[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2023, 38(2): 948.
- [15] ALSOFYANI I M, LEE K B. A unidirectional voltage vector pre-selection strategy for optimizing model predictive torque control with discrete space vector modulation of IPMSM[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(12): 12305.
- (编辑: 刘琳琳)