

基于超螺旋积分滑模观测器的永磁同步电机 三矢量无模型预测电流控制

杨公德¹, 杨云静², 林明耀³

- (1. 福州大学电气工程与自动化学院, 福建省 福州市 350108;
2. 新能源发电与电能变换重点实验室(福州大学), 福建省 福州市 350108;
3. 东南大学电气工程学院, 江苏省 南京市 210096)

Three-vector Model-free Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Super-twisting Integral Sliding Mode Observer

YANG Gongde¹, YANG Yunjing², LIN Mingyao³

- (1. College of Electrical Engineering and Automation (Fuzhou University), Fuzhou 350108, Fujian Province, China;
2. Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion (Fuzhou University), Fuzhou 350108, Fujian Province, China;
3. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, Jiangsu Province, China)

ABSTRACT: To enhance the robustness of three vector model predictive current control for permanent magnet synchronous motor (PMSM) with parameter mismatch, a novel three-vector model-free current control strategy for PMSM based on the super-twisting integral sliding mode observer is proposed. Based on the mathematical model of PMSM considering the parameter mismatch, a new ultra-local model of the PMSM is established. The super-twisting integral sliding mode observer is designed to quickly and accurately estimate the unknown disturbance in the new ultra-local model, and the feedforward compensation is carried out to reduce the influence of the parameter mismatch on the system performance. The vector duty cycle calculation method based on voltage error is adopted. By introducing voltage error, the calculation of predicted current is avoided, thereby reducing the calculation of the control system. The control performance and calculation of the proposed control method, three-vector model predictive current control, three-vector model-free predictive current control based on algebraic identification, and three-vector model-free predictive current control based on the sliding mode observer are compared and analyzed by experiments. The results show that the proposed control method has stronger robustness and smaller calculation while maintaining the control performance of the motor.

KEY WORDS: three vector; model-free predictive current control; parameter mismatch; super-twisting integral sliding mode observer; new ultra-local model

摘要: 为增强永磁同步电机三矢量模型预测电流控制在参数失配下的鲁棒性, 提出一种基于超螺旋积分滑模观测器的永磁同步电机三矢量无模型预测电流控制策略。基于永磁同步电机在参数失配时的数学模型, 建立电机新型超局部模型。设计采用积分滑模面的超螺旋积分滑模观测器, 快速并精确地估计新型超局部模型中的未知扰动项, 并进行前馈补偿以减小参数失配对电机控制性能的影响。采用基于电压误差的矢量占空比计算方法, 通过引入电压误差避免预测电流的计算, 从而减少控制系统计算量。实验对比分析所提控制方法、三矢量模型预测电流控制、基于代数辨识法的三矢量无模型预测电流控制和基于滑模观测器的三矢量无模型预测电流控制的控制性能和计算量, 表明所提控制方法在保持电机良好控制性能的同时, 具有更强的鲁棒性和较小的计算量。

关键词: 三矢量; 无模型预测电流控制; 参数失配; 超螺旋积分滑模观测器; 新型超局部模型

0 引言

为实现永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 的快速动态响应并提高电机稳态性能, 研究者们提出许多控制方法, 如滞环电流控制、矢量控制、直接转矩控制和模型预测控制(model predictive control, MPC)等^[1-2]。其中, MPC 具有控制结构简单、瞬态响应快等优点, 有望

基金项目: 国家自然科学基金项目(52107039); 国家自然科学基金(重点项目)(51937002); 福建省自然科学基金项目(2021J05133)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (52107039); National Natural Science Foundation of China (Key Program) (51937002); Natural Science Foundation of Fujian Province (2021J05133).

在电机驱动领域广泛应用^[3-4]。

在预测电流控制方面, MPC 包括有限集模型预测电流控制和连续集模型预测电流控制。与后者相比, 前者无需调制器, 直接通过预测模型和代价函数确定作用在逆变器上的最优电压矢量。但最优电压矢量作用于整个控制周期, 存在开关频率不固定、电流纹波大等问题^[5]。为解决上述问题, 研究者们提出三矢量模型预测电流控制(three vector model predictive current control, TV-MPCC)策略。在每个控制周期内, 通常采用两个相邻有效电压矢量与一个零电压矢量, 能有效降低电流纹波, 但开关频率较高, 控制算法较为复杂^[6-7]。TV-MPCC 算法控制性能取决于预测模型中电机参数的准确性, 但电机参数受温度、磁饱和等影响而变化, 导致电机控制系统参数失配, 增大了预测误差, 降低了电机的控制性能^[8-9]。

为解决参数失配带来的问题, 提高 MPCC 鲁棒性, 主要从在线参数辨识、电流预测误差补偿、扰动观测器补偿和无模型预测控制等方面开展研究。在线参数辨识可保证预测模型中的参数与实际参数保持一致, 消除参数失配带来的预测误差。目前, 在线参数辨识方法包括递推最小二乘法、模型参考自适应及扩展卡尔曼滤波等^[10-12]。在线参数辨识虽然可以解决电机运行过程中的参数失配问题, 但存在算法复杂、计算量大等问题。在电流预测误差补偿方面, 文献[13]构建了前两个连续控制周期施加的电压矢量与对应的电流预测误差间的关系, 以此更新剩余电压矢量的电流预测误差, 进而对预测电流进行补偿。但当前两个连续控制周期施加的电压矢量相同时, 该电流预测误差更新方法会失效。文献[14]通过分析 TV-MPCC 在参数失配下各环节产生的预测误差, 以此设计和更新预测误差补偿系数, 在线补偿电流预测方程, 提升了 TV-MPCC 的参数鲁棒性。在扰动观测器补偿方面, 文献[15]将参数失配引起的误差视为一个扰动项, 设计内模观测器估计该扰动项, 进而校正电流预测模型, 但该方法仍然需要使用电机参数。文献[16]采用增量式模型消除永磁磁链参数对 MPC 的影响, 并利用滑模观测器估计扰动项, 进而设计 PI 控制器从扰动项中提取电感参数。该方法在参数失配时电感辨识值需经过一段时间后稳定, 在此期间内, 电机控制性能有所下降。无模型预测电流控制采用自回归输入模型、超局部模型、查询表等替代传统数学模型,

对参数具有较强的鲁棒性。文献[17]建立了被控对象的自回归输入模型, 通过递推最小二乘法在线拟合自回归输入模型的系数, 能够准确估计被控对象, 但其控制性能受到存储电压和电流数据周期数的影响。文献[18]提出一种基于查询表的无模型预测电流控制方法, 利用在每个控制周期中储存和更新电压矢量作用下的电流差分来预测电流, 减少了参数失配对电机控制性能的影响。但电流差分更新存在停滞效应、易受采样噪声影响等问题, 增大了电流预测误差^[19]。文献[20]提出无模型控制方法, 利用系统输入和输出数据建立系统超局部模型, 并采用代数辨识法估计超局部模型中的未知项。但代数辨识法需要大量电压和电流历史数据, 导致控制系统存在估计偏差较大、计算量大等问题^[21]。为解决这一问题, 研究者引入观测器估计超局部模型中的未知扰动项。文献[22]采用扩张状态观测器在线估计超局部模型中的未知扰动项, 提高了未知扰动项的估计精度, 但该观测器在收敛过程中存在峰值效应, 影响电机控制性能^[23]。文献[24]利用滑模观测器估计超局部模型中的未知扰动项, 但其引入由高频开关切换带来的抖振, 降低了未知扰动项的估计精度。

为提高未知扰动项的估计精度和收敛速度, 增强 TV-MPCC 在参数失配下的鲁棒性, 并减小系统计算量, 提出一种基于超螺旋积分滑模观测器的永磁同步电机三矢量无模型预测电流控制(three vector model-free predictive current control based super-twisting integral sliding mode observer, TV-MFPCC-based STISMO)。首先, 基于 PMSM 在参数失配时的数学模型, 建立电机新型超局部模型。针对新型超局部模型中的未知扰动项, 设计采用积分滑模面的超螺旋积分滑模观测器进行快速和精确估计, 并进行前馈补偿, 以减小参数失配对电机控制性能的影响。然后, 采用基于电压误差的占空比计算方法, 利用电压误差替代电流误差, 避免计算预测电流, 减少控制系统计算量。最后, 通过实验对比分析 TV-MFPCC-based STISMO、TV-MPCC、基于代数辨识法的三矢量无模型预测电流控制(传统 TV-MFPCC)和基于滑模观测器的三矢量无模型预测电流控制(three vector model-free predictive current control based sliding mode observer, TV-MFPCC-based SMO)的控制性能和计算量, 验证所提 TV-MFPCC-based STISMO 的可行性和有效性。

1 PMSM 新型超局部模型

1.1 参数失配下的 PMSM 数学模型

选取定子电流为状态变量，PMSM 在两相旋转坐标系下的状态方程^[25]为

$$\dot{\mathbf{i}}_s = \mathbf{A}_c \mathbf{i}_s + \mathbf{B}_c \mathbf{u}_s + \mathbf{D}_c \quad (1)$$

式中状态转移矩阵 \mathbf{A}_c 、输入矩阵 \mathbf{B}_c 、状态传递矩阵 \mathbf{D}_c 、状态变量矩阵 \mathbf{i}_s 以及控制输入矩阵 \mathbf{u}_s 分别为

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{\omega_e L_q}{L_d} \\ \frac{\omega_e L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_c = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}_c = [0 \quad -(\omega_e \psi_f) / L_q]^T, \quad \mathbf{i}_s = [i_d \quad i_q]^T, \quad \mathbf{u}_s = [u_d \quad u_q]^T$$

式中： u_d 、 u_q 分别为定子电压 d 、 q 轴分量； i_d 、 i_q 分别为定子电流 d 、 q 轴分量； L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电感； R 、 ψ_f 分别为定子电阻和永磁磁链； ω_e 为转子旋转电角速度。

为计算下一采样时刻的电流预测值，利用一阶欧拉公式将式(1)离散化，可得：

$$\mathbf{i}_s(k+1) = \mathbf{A} \mathbf{i}_s(k) + \mathbf{B} \mathbf{u}_s(k) + \mathbf{D}(k) \quad (2)$$

其中：

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_{sc} R}{L_d} & \frac{\omega_e(k) T_{sc} L_q}{L_d} \\ \frac{\omega_e(k) T_{sc} L_d}{L_q} & 1 - \frac{T_{sc} R}{L_q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{T_{sc}}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_{sc}}{L_q} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D}(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_e(k) T_{sc} \psi_f}{L_q} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_s(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_s(k) = \begin{bmatrix} u_d(k) \\ u_q(k) \end{bmatrix}$$

式中 T_{sc} 为采样周期。

为分析参数失配对 MPCC 的影响，将电机参数实际值与预测模型中使用参数值间的关系表示为

$$\begin{cases} R_0 = (1 + \varepsilon_r) R, & \psi_{f0} = (1 + \varepsilon_f) \psi_f \\ L_{d0} = (1 + \varepsilon_d) L_d, & L_{q0} = (1 + \varepsilon_q) L_q \end{cases} \quad (3)$$

式中： R_0 、 ψ_{f0} 、 L_{d0} 和 L_{q0} 分别为定子电阻、永磁磁链和 d 、 q 轴电感的实际值； ε_r 、 ε_f 、 ε_d 和 ε_q 分别为定子电阻、永磁磁链和 d 、 q 轴电感的失配系数。

由式(2)、(3)可得，PMSM 在参数失配下的离散化电流预测模型为

$$\begin{cases} \mathbf{i}_s(k+1) = \mathbf{A} \mathbf{i}_s(k) + \mathbf{B} \mathbf{u}_s(k) + \mathbf{D}(k) + \mathbf{f}(k) \\ \mathbf{f}(k) = \mathbf{A}' \mathbf{i}_s(k) + \mathbf{B}' \mathbf{u}_s(k) + \frac{\varepsilon_f - \varepsilon_q}{1 + \varepsilon_q} \mathbf{D}(k) \end{cases} \quad (4)$$

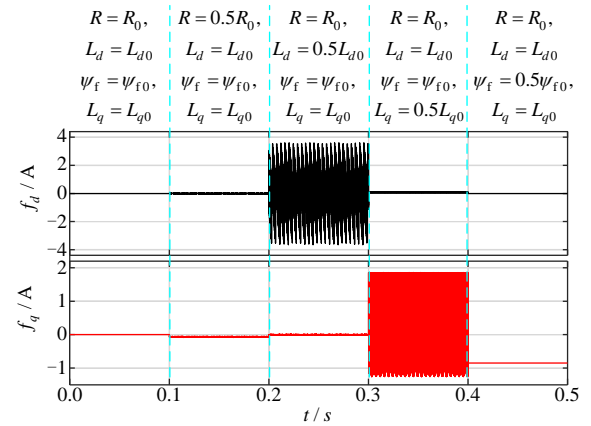
其中：

$$\mathbf{A}' = \begin{bmatrix} \frac{T_{sc} R}{L_d} \left(\frac{\varepsilon_d - \varepsilon_r}{1 + \varepsilon_d} \right) & \omega_e(k) T_{sc} \frac{L_q}{L_d} \left(\frac{\varepsilon_q - \varepsilon_d}{1 + \varepsilon_d} \right) \\ \omega_e(k) T_{sc} \frac{L_d}{L_q} \left(\frac{\varepsilon_d - \varepsilon_q}{1 + \varepsilon_q} \right) & \frac{T_{sc} R}{L_q} \left(\frac{\varepsilon_q - \varepsilon_r}{1 + \varepsilon_q} \right) \end{bmatrix}$$

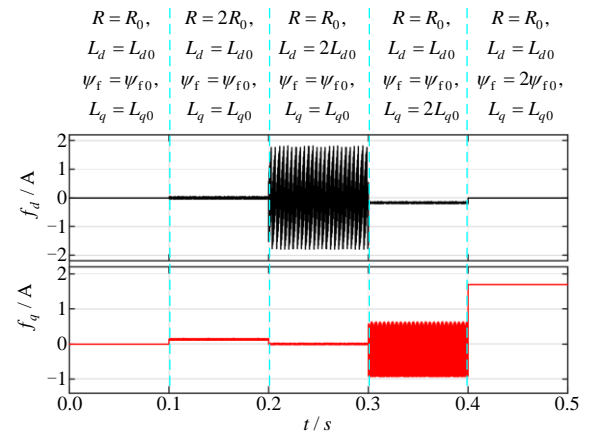
$$\mathbf{B}' = \begin{bmatrix} \frac{T_{sc}}{L_d} \left(\frac{-\varepsilon_d}{1 + \varepsilon_d} \right) & 0 \\ 0 & \frac{T_{sc}}{L_q} \left(\frac{-\varepsilon_q}{1 + \varepsilon_q} \right) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{f}(k) = \begin{bmatrix} f_d(k) \\ f_q(k) \end{bmatrix}$$

式中 \mathbf{f} 为由参数失配带来的预测电流误差矩阵。

为分析参数失配对预测电流误差的影响，在 8 N·m 负载转矩和 600 r/min 转速工况下进行仿真分析，结果如图 1 所示。当预测模型中电机参数为实际值时，预测电流误差为 0。当 R 失配时，预测电流误差波动较小，表明电阻失配对预测电流误差影响较小。当 L_d 失配时， d 轴预测电流误差 f_d 出现较大波动， q 轴预测电流误差 f_q 出现微小波动；当 L_q 失配时， d 轴预测电流误差 f_d 波动较小， q 轴预测



(a) 参数突降50%



(b) 参数突升100%

图 1 不同参数失配下 f_d 和 f_q 的仿真结果
Fig. 1 Simulation results of f_d and f_q with different parameter mismatch

电流误差 f_q 出现较大波动; 这说明 dq 轴电感失配对预测电流误差影响较大, 且存在耦合现象。由于仅 q 轴电压方程中存在 ψ_r , 当 ψ_r 失配时, f_q 较大, 而 f_d 为 0, 表明永磁磁链失配仅对 q 轴预测电流误差存在影响。

1.2 PMSM 新型超局部模型

根据新型超局部模型理论, 一阶单输入-单输出系统^[26]可表示为

$$\dot{y} = au + by + G \quad (5)$$

式中: u 、 y 分别为控制系统输入和输出; a 为待设计控制输入增益; b 为待设计系统状态增益; G 为非线性利普希茨(Lipschitz)有界函数。

新型超局部模型控制原理是采用辨识方法在线估计 G , 再基于新型超局部模型设计无模型控制器。结合式(4)、(5), PMSM 在 dq 坐标系下的电流环新型超局部模型为

$$\dot{\mathbf{i}}_s = \boldsymbol{\alpha} \mathbf{u}_s + \boldsymbol{\beta} \mathbf{i}_s + \mathbf{F} \quad (6)$$

式中: $\boldsymbol{\alpha} = \text{diag}([\alpha_d \ \alpha_q])$ 为电压增益矩阵; $\boldsymbol{\beta} = \text{diag}([\beta_d \ \beta_q])$ 为电流增益矩阵; $\mathbf{F} = [F_d \ F_q]^T$ 为系统未知扰动项矩阵; α_d 、 α_q 、 β_d 和 β_q 分别取值为 $1/L_d$ 、 $1/L_q$ 、 $-R/L_d$ 和 $-R/L_q$ 。

PMSM 参数是时变的, $\boldsymbol{\alpha}$ 和 $\boldsymbol{\beta}$ 的取值会产生偏差, 但可以通过实时更新 \mathbf{F} 自行调整。因此, \mathbf{F} 的估计精度会影响系统控制性能。

采用代数辨识法估计 \mathbf{F} , 对式(6)进行拉普拉斯变换, 可得:

$$s\mathbf{I}_s = \boldsymbol{\alpha} \mathbf{U}_s + \boldsymbol{\beta} \mathbf{I}_s + \frac{\mathbf{F}}{s} + \mathbf{I}_{s0} \quad (7)$$

式中 \mathbf{I}_{s0} 为常数项矩阵。

对式(7)求导, 可得:

$$\mathbf{I}_s + s \frac{d\mathbf{I}_s}{ds} = \boldsymbol{\alpha} \frac{d\mathbf{U}_s}{ds} + \boldsymbol{\beta} \frac{d\mathbf{I}_s}{ds} - \frac{\mathbf{F}}{s^2} \quad (8)$$

为减少时域噪声干扰, 式(8)乘以 s^{-2} 后, 基于卷积定理, 进行反拉普拉斯变换, \mathbf{F} 可表示为

$$\mathbf{F} = -\frac{6}{T^3} \int_0^T \{(T-2\tau)\mathbf{i}_s(\tau) + \tau(T-\tau)[\boldsymbol{\alpha} \mathbf{u}_s(\tau) + \boldsymbol{\beta} \mathbf{i}_s(\tau)]\} d\tau \quad (9)$$

式中: $T=hT_{sc}$, 其中 h 为积分步长; τ 为积分变量, 且 $\tau \in (0, T)$ 。

采用复合梯形求积公式估计式(9)中的积分值, 可得:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{F}}(k) = -\frac{3}{h^3 T_{sc}} \mathbf{M} \\ \mathbf{M} = \sum_{k=1}^h \{ [h-2(k-1)] \mathbf{i}_s(k-1) + \\ (h-2k) \mathbf{i}_s(k) + (k-1) T_{sc} [h- \\ (k-1)] [\boldsymbol{\alpha} \mathbf{u}_s(k-1) + \boldsymbol{\beta} \mathbf{i}_s(k-1)] + \\ k T_{sc} (h-k) [\boldsymbol{\alpha} \mathbf{u}_s(k) + \boldsymbol{\beta} \mathbf{i}_s(k)] \} \end{cases} \quad (10)$$

式中 $\hat{\mathbf{F}}(k) = [\hat{F}_d(k) \ \hat{F}_q(k)]^T$ 为 \mathbf{F} 在 k 时刻的估计值矩阵。

由式(10)可知, 当 h 较大时, 需要大量历史电压和电流数据, 会占用较大的存储空间, 且计算量较大; 当 h 较小时, 会使得 \mathbf{F} 存在较大的估计偏差, 降低系统控制性能。

2 超螺旋积分滑模观测器设计

超螺旋滑模观测器(super-twisting sliding mode observer, STSMO)作为一种二阶滑模算法, 在保留传统滑模观测器强鲁棒性的基础上, 能够有效地减少抖振, 但 STSMO 在趋近阶段的收敛时间较长。为提高系统的动态性能, 本文在 STSMO 的结构上增加观测误差的线性项, 设计超螺旋积分滑模观测器(super-twisting integral sliding mode observer, STISMO), 其结构为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{i}}}_s = \boldsymbol{\alpha} \mathbf{u}_s + \boldsymbol{\beta} \hat{\mathbf{i}}_s + \hat{\mathbf{F}} - \lambda(\sqrt{|s_e|} \text{sgn}(s_e) + s_e) \\ \dot{\hat{\mathbf{F}}} = -w(\frac{1}{2} \text{sgn}(s_e) + \frac{3}{2} \sqrt{|s_e|} \text{sgn}(s_e) + s_e) \end{cases} \quad (11)$$

式中: $\hat{\mathbf{i}}_s$ 为定子电流观测值矩阵; $\hat{\mathbf{F}}$ 为 \mathbf{F} 的估计值矩阵; s_e 为滑模面函数; λ 、 w 为待设计的观测器增益。

为加快 STISMO 的收敛速度, 减少稳态误差, 在传统线性滑模面基础上加入观测误差的积分, 采用的积分滑模面函数为

$$s_e = \mathbf{e} + \boldsymbol{\eta} \int \mathbf{e} dt \quad (12)$$

式中: $\mathbf{e} = \hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s$ 为定子电流观测误差矩阵; 设计积分增益矩阵 $\boldsymbol{\eta} = \text{diag}([-\beta_d \ -\beta_q])$; $s_e = [s_d \ s_q]^T$ 。

利用一阶欧拉公式将式(11)离散化, 可得

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{i}}_s(k+1) = \hat{\mathbf{i}}_s(k) + T_{sc} \{ \boldsymbol{\alpha} \mathbf{u}_s(k) + \boldsymbol{\beta} \hat{\mathbf{i}}_s(k) + \hat{\mathbf{F}}(k) - \\ \lambda[\sqrt{|s_e(k)|} \text{sgn}(s_e(k)) + s_e(k)] \} \\ \hat{\mathbf{F}}(k+1) = \hat{\mathbf{F}}(k) - T_{sc} w \{ \frac{1}{2} \text{sgn}[s_e(k)] + \\ \frac{3}{2} \sqrt{|s_e(k)|} \text{sgn}[s_e(k)] + s_e(k) \} \end{cases} \quad (13)$$

STISMO 在 d 、 q 轴上的稳定性证明类似，故仅对 d 轴观测器方程进行稳定性证明， q 轴同理。对式(12)求导，可得：

$$\begin{cases} \dot{s}_d = -\lambda(\sqrt{|s_d|} \operatorname{sgn}(s_d) + s_d) + z_d \\ \dot{z}_d = -w(\frac{1}{2} \operatorname{sgn}(s_d) + \frac{3}{2} \sqrt{|s_d|} \operatorname{sgn}(s_d) + s_d) - \dot{F}_d \end{cases} \quad (14)$$

式中 z_d 为 d 轴未知扰动项观测误差， $z_d = \hat{F}_d - F_d$ 。

为了便于分析，取新的状态变量 \mathbf{x} ，将式(14)改写为

$$\dot{\mathbf{x}} = \chi(\mathbf{A}_0 \mathbf{x} + \mathbf{B}_0 \xi) \quad (15)$$

其中：

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{|s_d|} \operatorname{sgn}(s_d) + s_d \\ z_d \end{bmatrix}, \mathbf{B}_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_0 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -\lambda & 1 \\ -w & 0 \end{bmatrix}, \chi = 2 + |s_d|^{-1/2}, \xi = \frac{\dot{F}_d}{\chi}$$

设计类二次型李雅普诺夫函数为

$$V = \mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{x} \quad (16)$$

式中：正定矩阵 $\mathbf{P} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2w + \lambda^2 & -\lambda \\ -\lambda & 2 \end{bmatrix}$ ； λ 、 w 均大于零。

对 V 求导，可得：

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{\mathbf{x}}^T \mathbf{P} \mathbf{x} + \mathbf{x}^T \mathbf{P} \dot{\mathbf{x}} = \\ & \chi[\mathbf{x}^T (\mathbf{A}_0^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_0) \mathbf{x} + 2 \mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{B}_0 \xi] = \\ & \chi[\mathbf{x}^T (\mathbf{A}_0^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_0 + \mathbf{P} \mathbf{B}_0 \mathbf{B}_0^T \mathbf{P}) \mathbf{x} - \\ & (\mathbf{x}^T \mathbf{P} \mathbf{B}_0 - \xi)^2 + \xi^2] \leq \\ & \chi[\mathbf{x}^T (\mathbf{A}_0^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_0 + \mathbf{P} \mathbf{B}_0 \mathbf{B}_0^T \mathbf{P}) \mathbf{x} + \xi^2] \quad (17) \end{aligned}$$

考虑到 \dot{F}_d 有界，即 $|\dot{F}_d| \leq \delta$ ， $\delta > 0$ ，则 ξ 的绝对值满足：

$$\begin{aligned} |\xi| &= \frac{|x_1|}{(1 + 3|s_d|^{1/2} + 2|s_d|)} |\dot{F}_d| \leq \\ & |\dot{F}_d| \cdot |x_1| \leq \delta |x_1| \quad (18) \end{aligned}$$

结合式(17)、(18)，可推导出：

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq \chi \mathbf{x}^T (\mathbf{A}_0^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_0 + \mathbf{P} \mathbf{B}_0 \mathbf{B}_0^T \mathbf{P} + \\ & \delta^2 \boldsymbol{\rho}^T \boldsymbol{\rho}) \mathbf{x} \leq -\chi \mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} \quad (19) \end{aligned}$$

式中： $\boldsymbol{\rho} = [1 \ 0]$ ；对称矩阵 \mathbf{Q} 为

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \frac{\lambda}{2}(w + \lambda^2) - \frac{\lambda^2}{4} - \delta^2 & * \\ \lambda(1 - \lambda)/2 & \lambda/2 - 1 \end{bmatrix}$$

当 λ 、 w 满足式(20)时， \mathbf{Q} 为正定矩阵， $\dot{V} < 0$ ，系统可在有限时间内稳定。

$$\begin{cases} \lambda > 2 \\ w > \frac{\lambda^2}{2(\lambda - 2)} + \frac{2\delta^2}{\lambda} \end{cases} \quad (20)$$

3 新型 TV-MFPCC-based STISMO

3.1 基于扇区划分的最优电压矢量组合选取

在单个采样周期内，TV-MFPCC-based STISMO 采用新型超局部模型替代电流预测模型，并使用每个扇区相邻两个有效电压矢量和一个零电压矢量合成期望电压矢量 $\mathbf{u}_s^{\text{ref}}$ ，如图 2 所示，其最优电压矢量组合选择如表 1 所示。

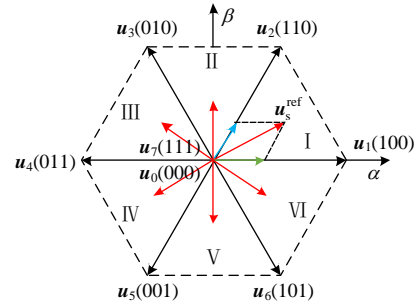


图 2 期望电压矢量合成图

Fig. 2 Expected voltage vector synthesis diagram

表 1 最优电压矢量组合选择表

Table 1 Optimal voltage vector combination selection table

扇区	$\theta_d / (^\circ)$	最优电压矢量组合
I	0~60	u_1 、 u_2
II	60~120	u_2 、 u_3
III	120~180	u_3 、 u_4
IV	180~240	u_4 、 u_5
V	240~300	u_5 、 u_6
VI	300~360	u_6 、 u_1

利用一阶欧拉法对式(6)进行离散化，可得 $k+1$ 时刻的预测电流为

$$\begin{cases} \mathbf{i}_s(k+1) = \mathbf{C} \mathbf{i}_s(k) + T_{sc} [\boldsymbol{\alpha} \mathbf{u}_s(k) + \hat{\mathbf{F}}(k)] \\ \mathbf{C} = \mathbf{I} + T_{sc} \boldsymbol{\beta} \end{cases} \quad (21)$$

式中 \mathbf{I} 为二阶单位矩阵。

基于电流无差拍控制原理可知 $\mathbf{i}_s^{\text{ref}} = \mathbf{i}_s(k+1)$ ，代入式(21)可得 k 时刻的期望电压矢量为

$$\mathbf{u}_s^{\text{ref}}(k) = (T_{sc} \boldsymbol{\alpha})^{-1} [\mathbf{i}_s^{\text{ref}} - \mathbf{C} \mathbf{i}_s(k) - T_{sc} \hat{\mathbf{F}}(k)] \quad (22)$$

式中： $\mathbf{i}_s^{\text{ref}} = [i_d^{\text{ref}} \ i_q^{\text{ref}}]^T$ ；采用 $i_d^{\text{ref}} = 0$ 控制， i_q^{ref} 由转速外环得到； $\mathbf{u}_s^{\text{ref}} = [u_d^{\text{ref}} \ u_q^{\text{ref}}]^T$ ；上标“ -1 ”表示矩阵求逆。

由于数字控制系统存在控制延时，需进行一拍延时补偿。进一步预测 $k+1$ 时刻的期望电压矢量为

$$\mathbf{u}_s^{\text{ref}}(k+1) = \boldsymbol{\alpha}^{-1} \left[\frac{\mathbf{i}_s^{\text{ref}} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{i}}_s(k+1)}{T_{sc}} - \hat{\mathbf{F}}(k+1) \right] \quad (23)$$

式中 $\hat{\mathbf{F}}(k+1)$ 和 $\hat{\mathbf{i}}_s(k+1)$ 可由式(13)计算得到。

期望电压矢量是在 dq 坐标系下计算的, 由图3可知, 在 $\alpha\beta$ 坐标系下, $k+1$ 时刻期望电压矢量角度可表示为

$$\theta_u(k+1) = \theta_e(k+1) + \angle \mathbf{u}_s^{\text{ref}}(k+1) \quad (24)$$

式中: $\angle \mathbf{u}_s^{\text{ref}}(k+1)$ 为 dq 坐标系下期望电压矢量的角度; θ_e 为转子电角度, 考虑到转子运动带来的相位延迟, 有 $\theta_e(k+1) = \theta_e(k) + 1.5T_{sc}\omega_e$ 。

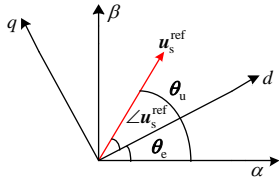


图3 不同坐标系下期望电压矢量的角度关系

Fig. 3 Angle relation diagram of expected voltage vector in different reference frame

根据式(24)的计算结果, 结合表1可选择出最优电压矢量组合, 避免了6次滚动寻优计算, 降低了算法复杂度。

3.2 基于电压误差的矢量占空比计算

在矢量占空比计算上, 传统三矢量调制策略通常需要计算7种不同电压矢量作用下的电流斜率或预测电流。为减少算法计算量, 设计基于电压误差的矢量占空比计算方法, 避免电流斜率和预测电流的计算。

以期望电压矢量在扇区I为例, 此时最优电压矢量组合中的两个有效电压矢量分别为 \mathbf{u}_1 和 \mathbf{u}_2 ,

定义 \mathbf{u}_1 、 \mathbf{u}_2 和零电压矢量 \mathbf{u}_0 在 $k+1$ 时刻的 d 、 q 轴电压误差为

$$\begin{cases} E_{dn}^{k+1} = u_d^{\text{ref}}(k+1) - u_{dn}(k+1) \\ E_{qn}^{k+1} = u_q^{\text{ref}}(k+1) - u_{qn}(k+1) \end{cases} \quad (25)$$

式中: E_{dn}^{k+1} 、 E_{qn}^{k+1} 分别为电压矢量 \mathbf{u}_n 在 $k+1$ 时刻的 d 、 q 轴电压误差; $u_{dn}(k+1)$ 、 $u_{qn}(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻电压矢量 \mathbf{u}_n 的 d 、 q 轴分量; $n = \{0, 1, 2\}$ 。

基于无差拍控制原理, 可得电压矢量 \mathbf{u}_1 和 \mathbf{u}_2 的占空比计算式为

$$\begin{cases} E_{d1}^{k+1}d_1^{k+1} + E_{d2}^{k+1}d_2^{k+1} + E_{d0}^{k+1}(1 - d_1^{k+1} - d_2^{k+1}) = 0 \\ E_{q1}^{k+1}d_1^{k+1} + E_{q2}^{k+1}d_2^{k+1} + E_{q0}^{k+1}(1 - d_1^{k+1} - d_2^{k+1}) = 0 \end{cases} \quad (26)$$

式中 d_1^{k+1} 、 d_2^{k+1} 分别为 $k+1$ 时刻 \mathbf{u}_1 和 \mathbf{u}_2 的占空比。

由式(26)求解电压矢量 \mathbf{u}_1 和 \mathbf{u}_2 在 $k+1$ 时刻的占空比, 可得:

$$\begin{cases} d_1^{k+1} = \frac{E_{q2}^{k+1}E_{d0}^{k+1} - E_{q0}^{k+1}E_{d2}^{k+1}}{\sigma} \\ d_2^{k+1} = \frac{E_{q0}^{k+1}E_{d1}^{k+1} - E_{q1}^{k+1}E_{d0}^{k+1}}{\sigma} \\ \sigma = E_{q1}^{k+1}(E_{d2}^{k+1} - E_{d0}^{k+1}) + E_{q2}^{k+1}(E_{d0}^{k+1} - E_{d1}^{k+1}) + E_{q0}^{k+1}(E_{d1}^{k+1} - E_{d2}^{k+1}) \end{cases} \quad (27)$$

本文提出的 TV-MFPCC-based STISMO 结构如图4所示, 具体包括以下部分:

- 1) 三相电流采样值 $\mathbf{i}_{abc}(k)$ 经坐标变换后送至积分滑膜面函数模块, $\mathbf{s}_e(k)$ 由式(12)计算后输入至 STISMO, 并利用式(13)计算 $k+1$ 时刻定子电流观测值矩阵 $\hat{\mathbf{i}}_s(k+1)$ 和未知扰动项估计值矩阵 $\hat{\mathbf{F}}(k+1)$;

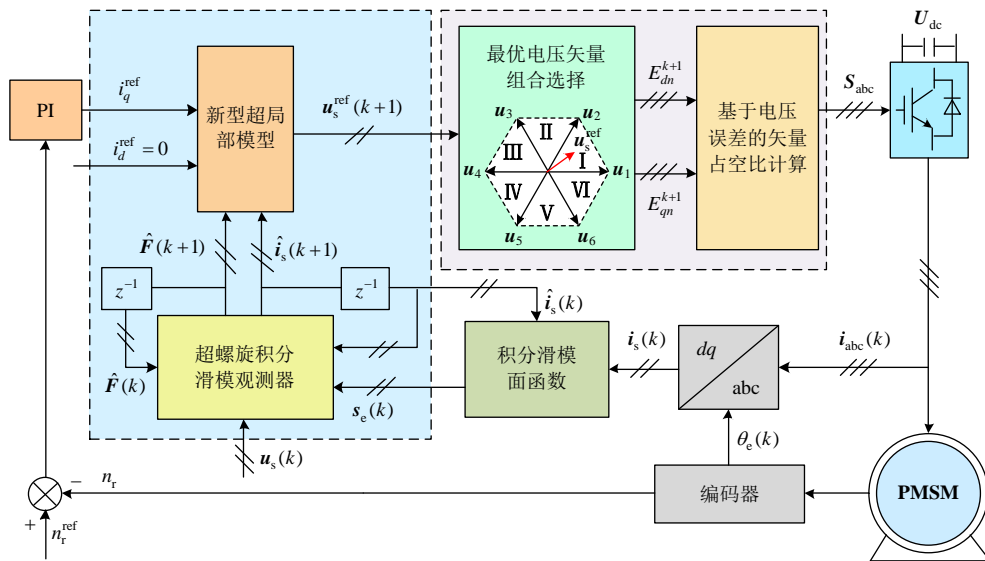


图4 TV-MFPCC-based STISMO 框图

Fig. 4 Diagram of TV-MFPCC-based STISMO

2) 采用 $i_d^{\text{ref}} = 0$ 控制, 转速外环的 PI 控制器输出 i_q^{ref} 至新型超局部模型, 利用式(23)计算 $k+1$ 时刻期望电压矢量 $\mathbf{u}_s^{\text{ref}}(k+1)$;

3) 由式(24)和表 1 获得最优电压矢量组合, 并利用式(27)计算两个有效电压矢量占空比, 进而生成 6 路开关管驱动信号。

4 实验验证

为验证本文提出的 TV-MFPCC-based STISMO 的控制性能, 在基于图 5 所示的 PMSM 实验平台进行实验验证, 并与 TV-MPCC、传统 TV-MFPCC、TV-MFPCC-based SMO 在多种运行工况下进行对比分析。

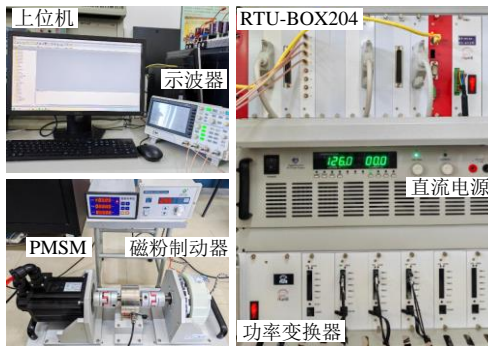


图 5 PMSM 实验平台

Fig. 5 Experimental platform for PMSM

为公平比较 4 种控制算法的控制性能, 转速环采用相同 PI 参数, 采样频率设为 10 kHz, 且通过广泛调优得到 SMO、STISMO 的增益。传统 TV-MFPCC 控制性能受积分步长影响较大, 当积分步长过长时, 处理器计算负担增大; 当积分步长过短时, 电流纹波变大。经调试, 积分步长 $h=20$ 时的控制性能较好。采用的 PMSM 主要参数如表 2 所示。

表 2 PMSM 主要参数

Table 2 Main parameters of PMSM

参数	数值
极对数 n_p	4
额定转矩 $T_N/(N \cdot m)$	15
转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.00277
定子电阻 R_0/Ω	0.315
直轴电感 L_{d0}/mH	0.75
交轴电感 L_{q0}/mH	1.09
永磁磁链 ψ_{f0}/Wb	0.147

4.1 稳态性能分析

在转速为 600 r/min, 50% 额定负载工况下, 4 种控制算法稳态实验结果如图 6 所示。为说明

4 种控制算法的控制性能, 对直轴电流波动量(Δi_d)、交轴电流波动量(Δi_q)以及 a 相电流总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)进行分析, 利用标准差来衡量直交轴电流波动程度, 即通过式(28)计算 Δi_d 和 Δi_q , 结果如表 3 所示。

$$\begin{cases} \Delta i_d = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (i_{di} - \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N i_{dj})^2} \\ \Delta i_q = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (i_{qi} - \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N i_{qj})^2} \end{cases} \quad (28)$$

式中 N 为采样次数。

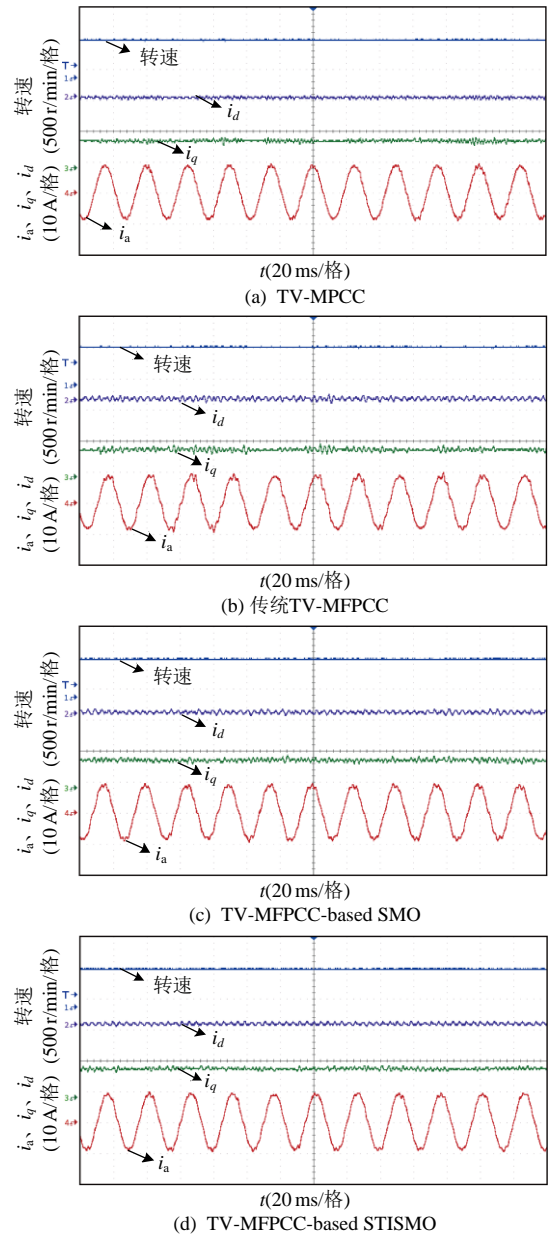


图 6 稳态实验结果

Fig. 6 Steady-state experimental results

由表 3 可见, TV-MPCC 具有最好的稳态性能, 然后依次为提出的 TV-MFPCC-based STISMO、

TV-MFPCC-based SMO 和传统 TV-MFPCC。由于滑模观测器给控制系统带来较大抖振,降低了其对未知扰动项的估计精度。而 STISMO 能够有效削弱抖振,提高其对未知扰动项的估计精度,进而提高了系统的稳态性能。

表3 稳态性能分析

Table 3 Steady state performance analysis

控制算法	$\Delta i_d/A$	$\Delta i_q/A$	THD/%
TV-MPCC	0.26	0.34	4.92
传统 TV-MFPCC	0.46	0.45	7.57
TV-MFPCC-based SMO	0.40	0.42	6.69
TV-MFPCC-based STISMO	0.34	0.34	5.43

4.2 动态性能分析

为验证提出的 TV-MFPCC-based STISMO 在动态工况下的控制性能,分别开展转速突变和负载突变实验。转速突变实验工况:在空载下,转速由 200 r/min 突变至 800 r/min;负载突变实验工况:在转速 600 r/min 下,突加 50%额定负载,一段时间后减载至空载运行。

转速突变实验结果如图 7 所示,TV-MPCC 在转速突变前的 Δi_d 、 Δi_q 分别为 0.09 A 和 0.30 A,转速突变后分别为 0.16 A 和 0.29 A,动态响应时间为 112 ms。传统 TV-MFPCC 在转速突变前的 Δi_d 、 Δi_q

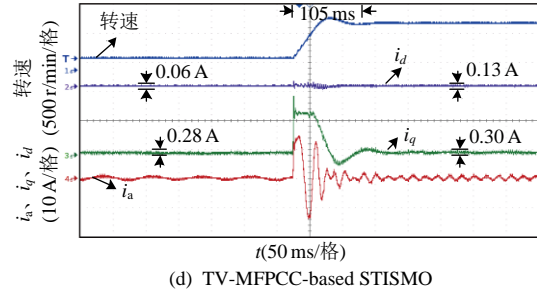
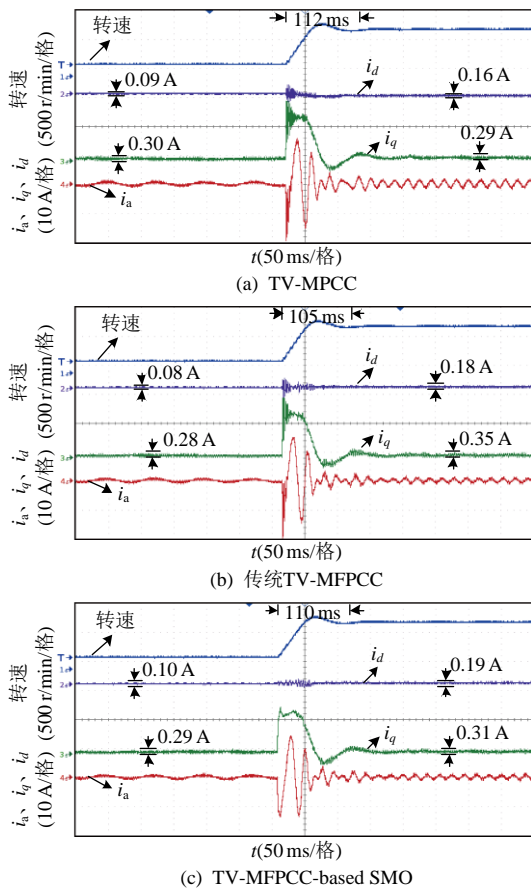
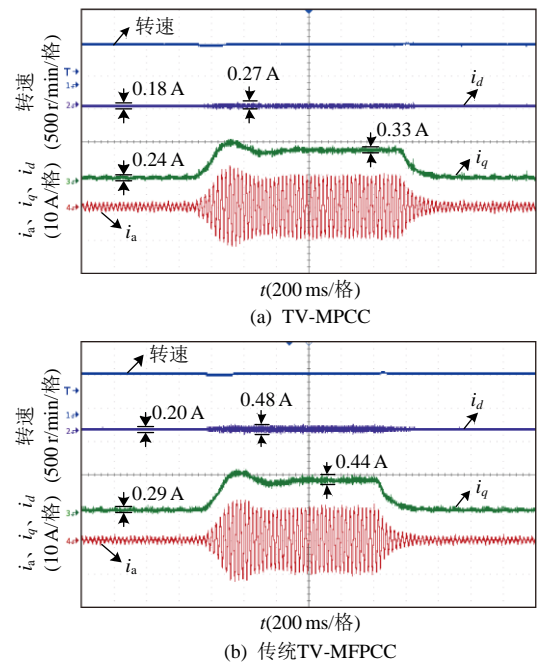


图7 转速突变实验结果

Fig. 7 Experimental results of step speed change

分别为 0.08 A 和 0.28 A,转速突变后分别为 0.18 A 和 0.35 A,动态响应时间为 105 ms。TV-MFPCC-based SMO 在转速突变前的 Δi_d 、 Δi_q 分别为 0.10 A 和 0.29 A,转速突变后分别为 0.19 A 和 0.31 A,动态响应时间为 110 ms。TV-MFPCC-based STISMO 在转速突变前的 Δi_d 、 Δi_q 分别为 0.06 A 和 0.28 A,转速突变后分别为 0.13 A 和 0.30 A,动态响应时间为 105 ms。与 TV-MFPCC-based SMO 相比,其他 3 种控制方法在转速突变时的 q 轴电流存在超调与震荡,其中 TV-MPCC 方法最为明显。与 3 种 TV-MFPCC 相比,TV-MPCC 在转速 800 r/min 时的 d 轴电流存在约 0.97 A 的稳态误差。

负载突变实验结果如图 8 所示,TV-MPCC 在加载前的 Δi_d 、 Δi_q 分别为 0.18 A 和 0.24 A,加载后分别为 0.27 A 和 0.33 A。传统 TV-MFPCC 在加载前的 Δi_d 、 Δi_q 分别为 0.20 A 和 0.29 A,加载后分别为 0.48 A 和 0.44 A。TV-MFPCC-based SMO 在加载前的 Δi_d 、 Δi_q 分别为 0.19 A 和 0.28 A,加载后分别为 0.44 A 和 0.42 A。TV-MFPCC-based STISMO 在



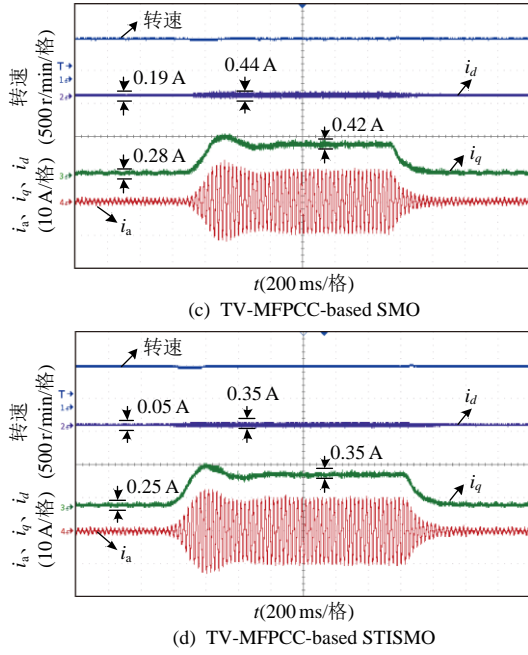


图 8 负载突变实验结果

Fig. 8 Experimental results of step load change

加载前的 Δi_d 、 Δi_q 分别为 0.05 A 和 0.25 A，加载后分别为 0.35 A 和 0.35 A。

对上述转速突变和突加减负载实验分析可知，所提出的 TV-MFPCC-based STISMO 在保持 TV-MPCC 相似稳态性能同时，改善了电机动态性能。相较于传统 TV-MFPCC 和 TV-MFPCC-based SMO，所提出的 TV-MFPCC-based STISMO 在保证动态性能的同时，提升了系统稳态性能。

4.3 参数鲁棒性分析

为比较 4 种控制算法在参数失配下的控制性能，设置参数突变实验。参数突增实验工况：转速 400 r/min、50% 额定负载下，控制器中的 d 、 q 轴电感由标称值 L_{dq0} 突变至 $1.5L_{dq0}$ ；参数突减实验工况：转速 400 r/min、50% 额定负载下，控制器中的 d 、 q 轴电感由标称值 L_{dq0} 突变至 $0.5L_{dq0}$ ，永磁磁链由标称值 ψ_{f0} 突变至 $0.5\psi_{f0}$ 。

参数突增实验结果如图 9 所示，并对 Δi_d 、 Δi_q 和 a 相电流 THD 进行分析，结果如表 4、5 所示。TV-MPCC 在 dq 轴电感突增前、后的 a 相电流 THD 分别为 5.89% 和 85.07%，增幅高达 1344.3%。传统 TV-MFPCC 在 dq 轴电感突增前、后的 a 相电流 THD 分别为 7.85% 和 20.65%，增幅为 163.1%。TV-MFPCC-based SMO 在 dq 轴电感突增前、后的 a 相电流 THD 分别为 6.34% 和 8.85%，增幅为 39.6%。TV-MFPCC-based STISMO 在 dq 轴电感突增前、后的 a 相电流 THD 分别为 5.49% 和 6.89%，

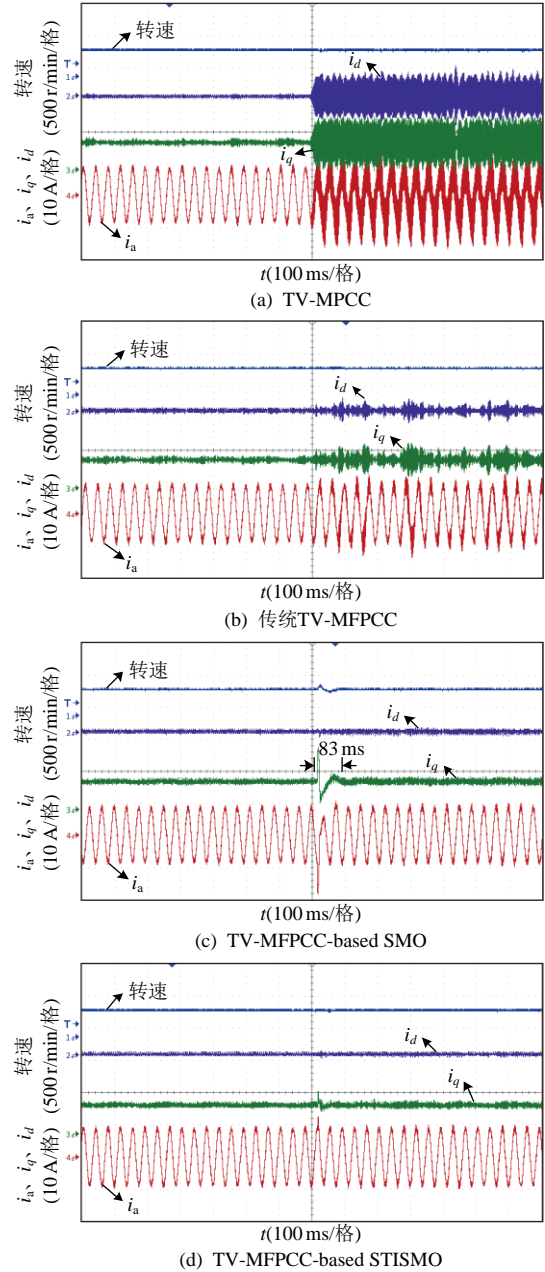


图 9 参数突增实验结果($L_{dq}=1.5L_{dq0}$)

Fig. 9 Experimental results of parameters step increase

$$(L_{dq}=1.5L_{dq0})$$

表 4 参数突增前性能分析

Table 4 Performance analysis before parameter step increase

控制算法	$\Delta i_d/A$	$\Delta i_q/A$	THD/%
TV-MPCC	0.22	0.45	5.89
传统 TV-MFPCC	0.39	0.53	7.85
TV-MFPCC-based SMO	0.32	0.44	6.34
TV-MFPCC-based STISMO	0.28	0.40	5.49

增幅为 25.5%。此外，TV-MFPCC-based SMO 在电感突增时，转速出现较大的波动，在经过 53 ms 后恢复平稳。TV-MPCC、传统 TV-MFPCC、TV-MFPCC-based STISMO 在电感突增时，转速无明显

表5 参数突增后性能分析
Table 5 Performance analysis after parameters step increase

控制算法	$\Delta i_d/A$	$\Delta i_q/A$	THD/%
TV-MPCC	4.13	4.72	85.07
传统 TV-MFPCC	0.87	1.47	20.65
TV-MFPCC-based SMO	0.44	0.61	8.85
TV-MFPCC-based STISMO	0.32	0.52	6.89

波动。

参数突减实验结果如图10所示, TV-MPCC在参数突减前的 Δi_q 为0.45 A, 参数突减后 Δi_q 为0.25 A,

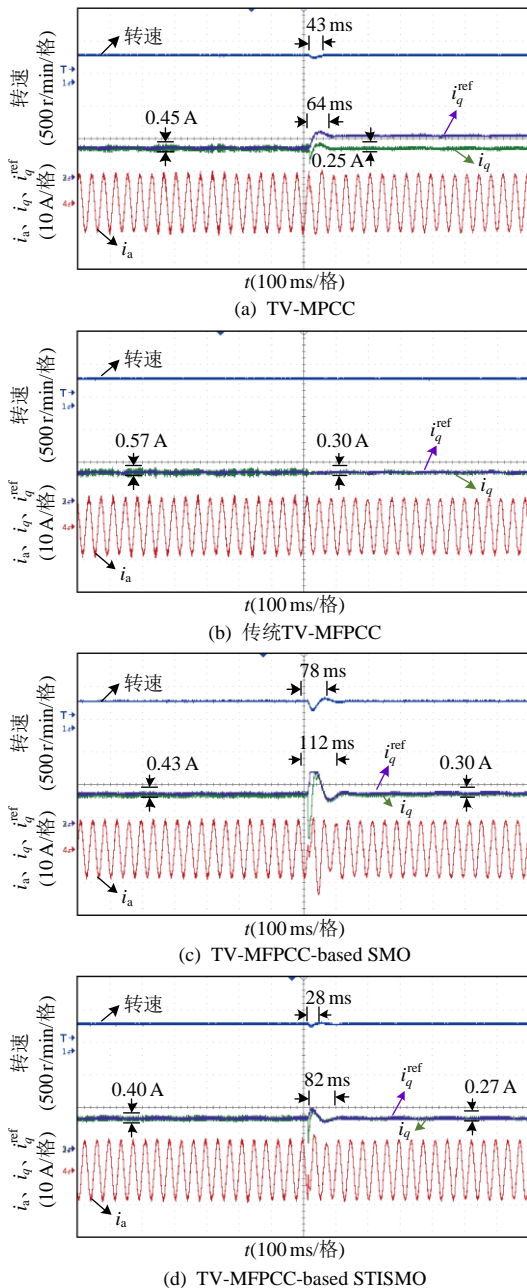


图10 参数突减实验结果($L_{dq}=0.5L_{dq0}$, $\psi_f=0.5\psi_{f0}$)

Fig. 10 Experimental results of parameters step decrease ($L_{dq}=0.5L_{dq0}$, $\psi_f=0.5\psi_{f0}$)

q 轴电流实际值与参考值存在约-3.86 A 的偏差。传统 TV-MFPCC 在参数突减前的 Δi_q 为 0.57 A, 参数突减后 Δi_q 为 0.30 A, q 轴电流实际值与参考值无明显偏差。TV-MFPCC-based SMO 在参数突减前的 Δi_q 为 0.43 A, 参数突减后 Δi_q 为 0.30 A, q 轴电流实际值与参考值无明显偏差。TV-MFPCC-based STISMO 在参数突减前的 Δi_q 为 0.40 A, 参数突减后 Δi_q 为 0.27 A, q 轴电流实际值与参考值无明显偏差。

TV-MPCC 在参数突减时转速出现较小的波动, 经过 43 ms 后恢复平稳。传统 TV-MFPCC 在电感突减时转速无明显波动。TV-MFPCC-based SMO 在参数突减时转速出现较大的波动, 经过 78 ms 后恢复平稳。TV-MFPCC-based STISMO 在参数突减时转速出现微小波动, 经过 28 ms 后恢复平稳。

对上述参数突增和参数突减实验分析可知, 相较于 TV-MPCC、传统 TV-MFPCC 和 TV-MFPCC-based SMO, 所提出的 TV-MFPCC-based STISMO 增强了系统参数鲁棒性。

4.4 算法复杂度对比

通过 RTU-BOX 控制系统中的 Meter Code Time 模块, 获得 4 种控制算法的执行时间如表 6 所示。由表 6 可见, 与 TV-MFPCC-based SMO 相比, 本文提出的 TV-MFPCC-based STISMO 执行时间仅增加了 2 μ s, 但其改善了系统稳态性能、提高了系统参数鲁棒性。与 TV-MPCC 相比, TV-MFPCC-based STISMO 执行时间为 31 μ s, 计算时间减少了 40.4%, 虽然 TV-MFPCC-based STISMO 稳态性能略低于 TV-MPCC, 但其增强了系统参数鲁棒性。传统 TV-MFPCC 执行时间最长, 高达 64 μ s, 但其参数鲁棒性优于 TV-MPCC。综上, 所提出的 TV-MFPCC-based STISMO 不仅增强了系统参数鲁棒性, 并减少了算法执行时间。相较于 TV-MFPCC-based SMO, 所提出控制算法提高了其稳态性能和参数鲁棒性。

表6 控制算法执行时间

Table 6 Execution time of control algorithms

控制算法	执行时间/ μ s
TV-MPCC	52
传统 TV-MFPCC	64
TV-MFPCC-based SMO	29
TV-MFPCC-based STISMO	31

5 结论

为减少参数失配对 TV-MPCC 控制性能影响, 提高控制系统对未知扰动项估计精度, 改善动态响

应和减小计算量, 提出一种 TV-MFPCC-based STISMO 方法。实验对比分析了所提出的 TV-MFPCC-based STISMO 与 TV-MPCC、传统 TV-MFPCC、TV-MFPCC-based SMO 的控制性能和计算量, 得到以下结论:

1) 建立了电机新型超局部模型, 设计了采用积分滑模面的超螺旋积分滑模观测器来精确估计新型超局部模型中的未知扰动项, 增强了系统参数鲁棒性。

2) 通过计算期望电压矢量角度所在扇区来选取最优电压矢量组合, 设计基于电压误差的矢量占空比计算方法, 避免了 6 次滚动寻优和预测电流的计算, 降低了算法的计算量。

3) 所提控制算法在保持 TV-MPCC 良好稳态性能的同时, 改善了其动态性能和参数鲁棒性, 并减少了算法计算量。

4) 相比于传统 TV-MFPCC, 所提控制算法提高了其稳态性能和参数鲁棒性, 并减少了算法执行时间。相较于 TV-MFPCC-based SMO, 所提控制算法提高了其稳态性能和参数鲁棒性。

参考文献

- [1] 寇宝泉, 赵晓坤, 王梦瑶, 等. 反凸极永磁同步电机及其控制技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(8): 2414-2425.
KOU Baoquan, ZHAO Xiaokun, WANG Mengyao, et al. Overview of negative-saliency permanent magnet synchronous motors and its control technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(8): 2414-2425(in Chinese).
- [2] 杨公德, 李捷, 周扬忠, 等. 变极永磁电机研究综述与展望[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(S1): 303-314.
YANG Gongde, LI Jie, ZHOU Yangzhong, et al. Overview and prospect of pole-changing permanent magnet machines[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(S1): 303-314(in Chinese).
- [3] 章回炫, 范涛, 边元均, 等. 永磁同步电机高性能电流预测控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(17): 4335-4345.
ZHANG Huixuan, FAN Tao, BIAN Yuanjun, et al. Predictive current control strategy of permanent magnet synchronous motors with high performance[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(17): 4335-4345(in Chinese).
- [4] 孙建业, 王志强, 谷鑫, 等. 高速低载波比下永磁同步电机预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(11): 3663-3672.
SUN Jianye, WANG Zhiqiang, GU Xin, et al. Predictive current control of PMSM with high speed and low-frequency-ratio[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(11): 3663-3672(in Chinese).
- [5] 王晓琳, 李志鹏. 超高速电机模型预测控制的静差消除双闭环控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(22): 8897-8910.
WANG Xiaolin, LI Zhipeng. Ultra-high speed motor model predictive control's double closed loop control strategy of static difference to eliminate[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(22): 8897-8910(in Chinese).
- [6] 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 Yanping, WANG Jibing, ZHANG Baocheng, 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(in Chinese).
- [7] 陈荣, 舒胡平, 翟凯淼. 低复杂度永磁同步电机三矢量固定开关频率模型预测电流控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(9): 3710-3722.
CHEN Rong, SHU Huping, ZHAI Kaimiao. Low-complexity three-vector model predictive current control with fixed switching frequency for PMSM[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(9): 3710-3722(in Chinese).
- [8] 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): 728-737.
KE Dongliang, WANG Fengxiang, LI Jiexiang. Predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on an adaptive high-gain observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(2): 728-737(in Chinese).
- [9] ZHANG Xiaoguang, WANG Ziwei. Simple robust model predictive current control for PMSM drives without flux-linkage parameter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(4): 3515-3524.
- [10] WANG Yangrui, XU Yongxiang, ZOU Jibin. Online multiparameter identification method for sensorless control of SPMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10601-10613.
- [11] KIVANC O C, OZTURK S B. Sensorless PMSM drive based on stator feedforward voltage estimation improved with MRAS multiparameter estimation[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2018, 23(3): 1326-1337.
- [12] 张晓虎, 赵吉文, 王立俊, 等. 基于自适应互联扩展卡尔曼观测器的永磁同步直线电机高精度抗干扰在线多参数辨识[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(12): 4571-4580.
ZHANG Xiaohu, ZHAO Jiwen, WANG Lijun, et al.

- High precision anti-interference online multiparameter estimation of PMSLM with adaptive interconnected extend Kalman observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(12): 4571-4580(in Chinese).
- [13] 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): 6071-6080.
YAO Xuliang, MA Chenwei, WANG Jingfang, et al. Robust model predictive current control for PMSM based on prediction error compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(17): 6071-6080(in Chinese).
- [14] 秦艳忠, 阎彦, 陈炜, 等. 永磁同步电机参数误差补偿-三矢量模型预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(2): 255-265.
QIN Yanzhong, YAN Yan, CHEN Wei, et al. Three-vector model predictive current control strategy for permanent magnet synchronous motor drives with parameter error compensation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(2): 255-265(in Chinese).
- [15] 尹忠刚, 白聪, 杜超, 等. 基于内模干扰观测器的永磁同步直线电机无差拍电流预测控制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5741-5750.
YIN Zhonggang, BAI Cong, DU Chao, et al. Deadbeat predictive current control for permanent magnet linear synchronous motor based on internal model disturbance observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5741-5750(in Chinese).
- [16] ZHANG Xiaoguang, ZHANG Liang, ZHANG Yongchang. Model predictive current control for PMSM drives with parameter robustness improvement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1645-1657.
- [17] RODRÍGUEZ J, HEYDARI R, RAFIEE Z, et al. Model-free predictive current control of a voltage source inverter[J]. IEEE Access, 2020, 8: 211104-211114.
- [18] LIN Chengkai, YU J T, LAI Y S, et al. Improved model-free predictive current control for synchronous reluctance motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3942-3953.
- [19] 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): 11968-11979.
- [20] FLIESS M, JOIN C. Model-free control and intelligent PID controllers: towards a possible trivialization of nonlinear control?[J]. IFAC Proceedings Volumes, 2009, 42(10): 1531-1550.
- [21] 汪凤翔, 柯哲涵, 柯栋梁, 等. 基于强跟踪扩展卡尔曼观测器的三电平逆变器永磁同步电机无模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(22): 8910-8921.
WANG Fengxiang, KE Zhehan, KE Dongliang, et al. Model-free predictive current control of three-level inverter-fed PMSM based on strong tracking extended kalman observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(22): 8910-8921(in Chinese).
- [22] ZHANG Yongchang, JIN Jialin, HUANG Lanlan. Model-free predictive current control of PMSM drives based on extended state observer using ultralocal model[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 993-1003.
- [23] 杨峰, 韦常柱, 吴荣, 等. 一阶不确定系统的固定时间收敛扰动观测器[J]. 控制与决策, 2019, 34(5): 917-926.
YANG Feng, WEI Changzhu, WU Rong, et al. Fixed-time convergent disturbance observer for first-order uncertain system[J]. Control and Decision, 2019, 34(5): 917-926(in Chinese).
- [24] SUN Zheng, DENG Yongting, WANG Jianli, et al. Finite control set model-free predictive current control of PMSM with two voltage vectors based on ultralocal model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(1): 776-788.
- [25] WU Xuan, ZOU Pinlong, HUANG Sheng, et al. Model-free predictive current control of SPMSM based on enhanced extended state observer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(4): 3461-3471.
- [26] SAFAEI A, MAHYUDDIN M N. Adaptive Model-free control based on an ultra-local model with model-free parameter estimations for a generic SISO system[J]. IEEE Access, 2018, 6: 4266-4275.



杨公德

在线出版日期: 2024-12-31。

收稿日期: 2024-07-08。

作者简介:

杨公德(1988), 男, 博士, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为永磁电机驱动控制技术, gdyang@fzu.edu.cn;

杨云静(2000), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为永磁同步电机鲁棒预测控制技术, yyj102700@163.com;

林明耀(1959), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为高效永磁电机系统及其控制技术、电动汽车驱动技术等, mylin@seu.edu.cn。

(编辑 陈娟)