

基于二阶超局部模型的永磁同步电机两步无模型预测电流控制

李耀华*, 种国臣, 刘子焜, 张鑫泉, 郭伟超, 高 赛, 王钦政,
王自臣, 徐志雄, 董国庆
(长安大学 汽车学院, 陕西 西安 710064)

Two-Step Model-Free Predictive Current Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Second-Order Ultralocal Model

LI Yaohua*, CHONG Guochen, LIU Zikun, ZHANG Xinquan, GUO Weichao, GAO Sai,
WANG Qinzheng, WANG Zichen, XU Zhixiong, DONG Guoqing
(School of Automobile, Chang'an University, Xi'an 710064, China)

Abstract: [Objective] One-step and two-step model-free predictive current control (MFPCC) for permanent magnet synchronous motor (PMSM) system is established to address the strong parameter dependence issue in model predictive current control (MPCC). [Method] Based on the ultralocal model, one-step and two-step MFPCC for PMSM was implemented. The differential algebraic method was used to estimate uncertain parts of the first-order and second-order ultralocal models. The effect of the window sequence length of the ultralocal model on control performance was analyzed, along with the parameter robustness of the ultralocal model-based one-step and two-step MFPCC for PMSM with parameter variations. Real-time experiments were conducted to verify the results. [Results] Simulation and real-time experimental results showed that the window sequence length of the first-order ultralocal model significantly impacted the control performance. Increasing the window sequence length improved control performance until saturation. The window sequence length of the second-order ultralocal model had a smaller effect on control performance. The ultralocal model-based one-step and two-step MFPCC for PMSM showed strong parameter robustness with parameter variations. With the increase in window sequence length, the computational time for the ultralocal model increased slightly, but the overall real-time performance was minimally affected. [Conclusion]

The ultralocal model-based one-step and two-step MFPCC for PMSM is feasible and demonstrates strong parameter robustness. The real-time performance of the ultralocal model-based one-step MFPCC is comparable to that of the conventional one-step MPCC. The ultralocal model-based two-step MFPCC exhibits slightly better real-time performance than the conventional two-step MPCC.

Key words: permanent magnet synchronous motor; model-free predictive current control; ultralocal model; model predictive current control; robustness; real-time performance

摘 要: 【目的】为解决永磁同步电机(PMSM)模型预测电流控制(MPCC)参数依赖性强的问题,建立 PMSM 单步和两步无模型预测电流控制(MFPCC)系统。【方法】基于超局部模型实现 PMSM 单步和两步 MFPCC,采用微分代数法确定一阶和二阶超局部模型中未知部分的估计值,分析超局部模型的窗口序列长度对控制性能的影响及参数变化下基于超局部模型的 PMSM 单步和两步 MFPCC 的参数鲁棒性,并进行实时性试验验证。【结果】仿真与实时性试验结果表明:一阶超局部模型的窗口序列长度对控制性能影响较大,随着窗口序列长度的增大,控制性能提升,并趋于饱和。二阶超局部模型的窗口序列长度对性能影响较小。参数变化下,基于超局部模型的 PMSM 单步和两步 MFPCC 具有较好的参数鲁棒性。随着窗口序列长度的增大,超局部模型计算耗时轻微增大,但对整体实时性影响较小。【结论】基于超局部模型的 PMSM 单步和两步 MFPCC 可行,参数鲁棒性强。基于超局部模型的单步 MFPCC 和传统单步 MPCC 的实时性基本相当。基于超局部模型的两步 MFPCC 的实时性略优于传统两步 MPCC。

基金项目:长安大学 2024 年研究生科研创新实践项目
(300103724044,300103724045)

2024 Scientific Innovation Practice Project of Postgraduates of
Chang'an University (300103724044, 300103724045)

关键词: 永磁同步电机; 无模型预测电流控制; 超局部模型; 模型预测电流控制; 鲁棒性; 实时性

0 引言

有限状态集模型预测控制(Finite Control Set-Model Predictive Control, FCS-MPC)遍历逆变器所有开关状态,基于预测模型计算预测变量的预测值,并计算评价控制效果的成本函数,输出令成本函数最小的开关状态,近年来在永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)控制领域受到高度关注^[1-2]。

MPC 基于物理系统的数学模型对未来时刻进行预测计算,对模型依赖性强。但由于参数测量误差和参数时变特性,使得物理系统和数学模型的参数失配不可避免,并恶化 MPC 性能^[3-4]。因此,解决参数失配问题,提高 MPC 鲁棒性就成为研究的热点。文献[5-6]对模型参数进行在线辨识,实现模型参数实时更新,但增加在线辨识工作量。文献[7-8]基于理想电机模型,将预测值与实际值的误差视为模型失配引起的偏差,并利用其对预测值进行校正,但需要精确的理想模型参数。近年来,不依赖模型参数的无模型预测控制成为研究热点^[9]。文献[10-11]通过采样施加电压矢量引起的电流变化量,建立并实时更新电压矢量-电流变化查询表,利用查询表的历史数据预测未来的电流,可在无需电机参数条件下实现电流预测,但存在电压矢量长时间未被施加引起的查询表更新停滞问题。超局部模型无需系统具体数学模型,采用系统输入和输出数据建模,得到高度关注^[12-17]。但目前基于超局部模型的无模型预测控制大多采用一阶模型,集中于单步预测控制。

本文建立基于超局部模型实现单步和两步无模型预测电流控制(Model-Free Predictive Current Control, MFPC),采用微分代数法确定超局部模型未知部分的估计值。仿真和实时性试验结果验证单步和两步 MFPC 的可行性和优越性。

1 单步无模型预测电流控制

1.1 基于超局部模型单步无模型预测控制

转子旋转坐标系下,PMSM 数学模型如式(1)所示:

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

式中: u_d 、 u_q 分别为电机 d 、 q 轴定子电压; i_d 、 i_q 分别为电机定子 d 、 q 轴电流; R_s 为电机定子电阻; L_d 、 L_q 分别为电机定子 d 、 q 轴电感; ω_e 为转子电角速度; ψ_f 为转子永磁体磁链。

采用一阶前向欧拉法将式(1)离散化,可得定子 dq 轴电流的预测模型,如式(2)所示:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_d}\right) i_d(k) + T_s \left[\frac{L_q}{L_d} \omega_e(k) i_q(k) + \frac{1}{L_d} u_d(k) \right] \\ i_q(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_s}{L_q}\right) i_q(k) - T_s \left[\frac{L_d}{L_q} \omega_e(k) i_d(k) + \frac{\psi_f}{L_q} \omega_e(k) - \frac{1}{L_q} u_q(k) \right] \end{cases} \quad (2)$$

式中: $i_d(k+1)$ 、 $i_q(k+1)$ 分别为 $(k+1)$ 时刻的定子预测 d 、 q 轴电流; $i_d(k)$ 、 $i_q(k)$ 分别为 k 时刻的定子实际 d 、 q 轴电流; T_s 为采样周期。

将电压矢量遍历代入电流预测模型,则可预测计算得到下一时刻的电流预测值。由电流模型可知,定子电阻、电感和转子磁链参数影响电流预测的计算精度。因此,传统模型预测电流控制(Model Predictive Current Control, MPCC)对电机参数依赖性强。

由超局部模型理论可知,单输入单输出系统的一阶超局部模型如式(3)所示:

$$\frac{dy}{dt} = F + \alpha u \quad (3)$$

式中: u 、 y 分别为控制、输出变量; α 为根据试验选择的比例因子; F 为系统的未知部分。

对于 PMSM 电流控制,系统的输入变量为 u_d 和 u_q ,输出变量为 i_d 和 i_q , F 为电机驱动系统的扰动和误差。因此,PMSM 电流预测的超局部模型如式(4)所示:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = F_d + \alpha_d u_d \\ \frac{di_q}{dt} = F_q + \alpha_q u_q \end{cases} \quad (4)$$

式中: α_d 、 α_q 分别为 d 、 q 轴输入电压比例因子; F_d 、 F_q 分别为因电机参数摄动和逆变器非线性等引起的不确定部分。

由于采样周期较小,可认为 F_d 和 F_q 在采样周期内保持不变。

同采用一阶前向欧拉法,将式(4)离散化可得式(5),其中 α_d 和 α_q 为常数, $F_d(k)$ 和 $F_q(k)$ 为不确定部分,需要每个采样周期实时更新, $u_d(k)$ 和 $u_q(k)$ 为输入电压矢量的 dq 轴分量。

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d(k) + T_s [F_d(k) + \alpha_d u_d(k)] \\ i_q(k+1) = i_q(k) + T_s [F_q(k) + \alpha_q u_q(k)] \end{cases} \quad (5)$$

在 F_d 和 F_q 确定后,将备选电压矢量 dq 轴分量遍历代入式(5),则可得到下一时刻的预测电

流。备选电压矢量如式(6)所示,其中零电压矢量 $\mathbf{V}_0$ 可由开关状态 000 或 111 生成,具体根据开关次数最小原则选择^[18]。

$$\mathbf{V}_s \in \{\mathbf{V}_0, \mathbf{V}_1, \mathbf{V}_2, \mathbf{V}_3, \mathbf{V}_4, \mathbf{V}_5, \mathbf{V}_6\} \quad (6)$$

定义成本函数如式(7)所示,其中 $i_d^*(k)$ 、 $i_q^*(k)$ 为 k 时刻的定子参考 d 、 q 轴电流。由于采样时间很短,近似认为当前时刻的参考值与下一时刻的参考值相同。

$$g = [i_d(k+1) - i_d^*(k)]^2 + [i_q(k+1) - i_q^*(k)]^2 \quad (7)$$

将下一时刻预测电流代入成本函数,并选择输出令成本函数最小的电压矢量,从而实现基于超局部模型的 PMSM 单步 MFPC,如图 1 所示。

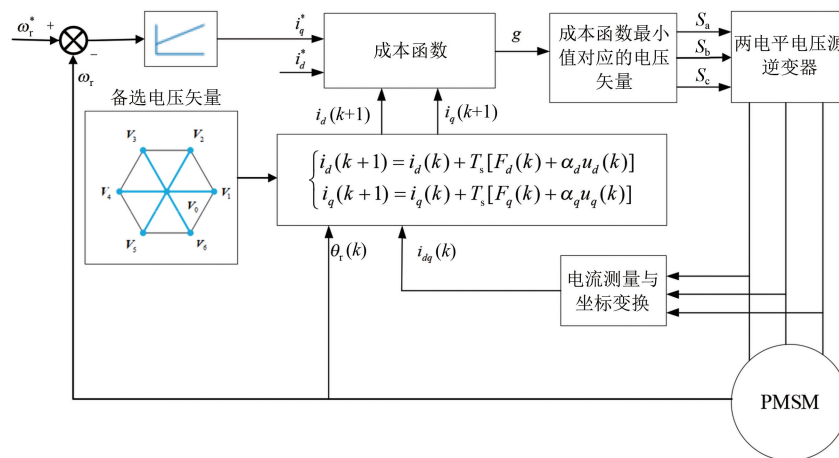


图 1 基于超局部模型的 PMSM 单步 MFPC 控制框图

Fig. 1 One-step MFPC for PMSM based on ultralocal model

1.2 基于微分代数法的未知部分估计

基于微分代数法,不确定部分 F 的估算如式(8)所示:

$$F = - \frac{3!}{T^3} \int_0^T [(T - 2\delta)y(\delta) + \alpha\delta(T - \delta)u(\delta)] d\delta \quad (8)$$

采用复合梯形公式对其进行求解,可得 $F_d(k)$ 和 $F_a(k)$ 分别如式(9)和式(10)所示:

$$F_d(k) = -\frac{3}{n^3 T_s} \sum_{m=1}^n \{ [(n - 2(m - 1))] \times \\ i_d(m - 1) + \alpha_d(m - 1) T_s [n - (m - 1)] \times \\ u_d(m - 1) + (n - 2m) \times i_d(m) + \\ \alpha_d m T_s (n - m) \times u_d(m) \} \quad (9)$$

$$F_q(k) = -\frac{3}{n^3 T} \sum_{m=1}^n \{ [(n - 2(m - 1))] \times$$

$$i_q(m-1) + \alpha_q(m-1)T_s[n - (m-1)] \times \\ u_q(m-1) + (n-2m) \times i_q(m) + \\ \alpha_q m T_s(n-m) \times u_q(m) \} \quad (10)$$

$$\text{式中:} \begin{cases} i_{dq}(0) = i_{dq}(k-n) \\ \vdots \\ i_{dq}(n) = i_{dq}(k) \end{cases}; \begin{cases} u_{dq}(0) = u_{dq}(k-n) \\ \vdots \\ u_{dq}(n) = u_{dq}(k) \end{cases}; n \text{ 为}$$

采样周期的个数,也称为窗口序列长度。

由 $F_d(k)$ 和 $F_q(k)$ 计算式可知,窗口序列长度过小,预测电流误差较大;但长度过大,会增大计算负担和储存量。

基于 Matlab/Simulink 建立基于超局部模型 PMSM 单步 MFPC 仿真模型。仿真模型为离散模型,采样周期为 5×10^{-5} s。直流母线电压为 312 V,转速比例积分 (Proportional Integral, PI) 调节器参数为 $K_p = 5$ 、 $K_i = 100$ 。输出上下限为 $[-30 \text{ A}$,

30 A]。参考转速初始为 500 r/min, 2 s 时阶跃至 -500 r/min。负载转矩初始为 10 N·m, 1 s 时阶跃至 -10 N·m, 3 s 时阶跃至 10 N·m。参考定子 d 轴电流为 0 A, 超局部模型的 α_d 和 α_q 设置为 200。仿真总时长为 4 s, 仿真用 PMSM 参数如表 1 所示。

表 1 仿真用 PMSM 参数

Tab. 1 Parameters of PMSM for simulation

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	0.2
d 轴电感 L_d/H	0.008 5
q 轴电感 L_q/H	0.008 5
转子磁链 ψ_f/Wb	0.175
极对数 p	4
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.089
阻尼系数 $B/(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}\cdot\text{rad}^{-1})$	0.005

定义定子 dq 轴电流均方根误差 (Root Mean Squared Error, RMSE) 如式 (11) 和式 (12) 所示, 其中 N 为采样点个数。

$$I_{d_RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (i_d - i_d^*)^2}{N}} \quad (11)$$

$$I_{q_RMSE} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (i_q - i_q^*)^2}{N}} \quad (12)$$

不同窗口序列长度下, 单步 MFPCC dq 轴电流 RMSE 如表 2 所示。

表 2 不同窗口序列下单步 MFPCC dq 轴电流 RMSETab. 2 I_{dq_RMSE} for one-step MFPCC for different window sequences

n	I_{d_RMSE}/A	I_{q_RMSE}/A
2	0.934 1	1.236 0
3	1.047 3	1.169 6
4	1.035 4	1.147 3
5	1.011 2	1.045 9
6	0.790 8	0.833 6
7	0.672 1	0.734 9
8	0.663 2	0.739 5
9	0.620 1	0.738 4
10	0.614 8	0.736 9
11	0.613 5	0.728 4

由表 2 可知, 随着窗口序列长度的增大, 系统控制性能优化, 但当窗口序列长度超过 9 以后, 性

能提升变缓, 趋于饱和。

当窗口序列长度等于 9 时, 基于超局部模型 PMSM 单步 MFPCC 仿真波形如图 2~图 5 所示。仿真结果表明基于超局部模型 PMSM 单步 MFPCC 系统运行良好。

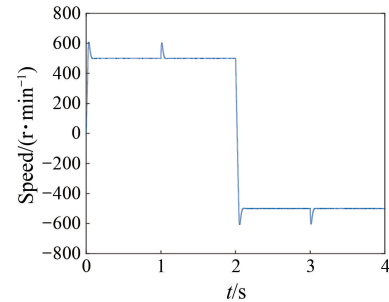


图 2 单步 MFPCC 电机转速

Fig. 2 Motor speed of one-step MFPCC

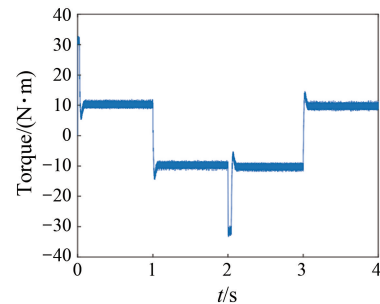
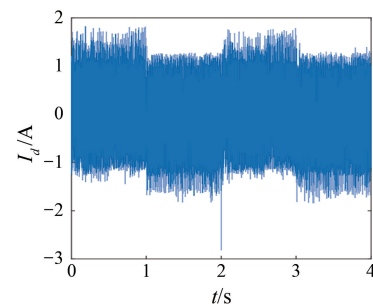


图 3 单步 MFPCC 电机转矩

Fig. 3 Motor torque of one-step MFPCC

图 4 单步 MFPCC d 轴电流Fig. 4 d -axis current of one-step MFPCC

当窗口序列长度等于 9 时, PMSM 单步 MFPCC 和传统 MPCC 的定子 dq 轴电流 RMSE 如表 3 所示。

表 3 单步 MFPCC 和 MPCC 的 dq 轴电流 RMSETab. 3 I_{dq_RMSE} for one-step MFPCC and MPCC

策略	I_{d_RMSE}/A	I_{q_RMSE}/A
MFPCC	0.620 1	0.738 4
MPCC	0.828 6	0.896 1

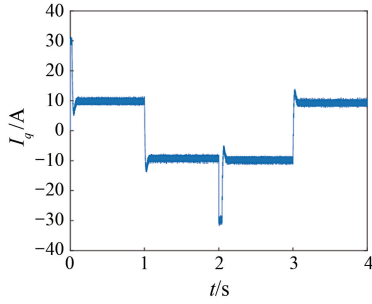


图 5 单步 MFPCC q 轴电流
Fig. 5 q -axis current of one-step MFPCC

2 两步无模型预测电流控制

2.1 基于超局部模型两步无模型预测控制

传统 PMSM 两步 MPCC 在第一步预测电流基础上采用如式(2)所示的电流预测模型预测第二步电流^[19-28]。因此,第二步电流预测同样依赖电机参数。

基于超局部模型理论,单输入单输出系统的二阶超局部模型如式(13)所示:

$$y^{(2)} = F + \alpha u \quad (13)$$

因此,PMSM 模型预测电流控制的二阶超局部模型如式(14)所示,其中下标 2 表示二阶。

$$\begin{cases} \frac{di_d^2}{dt^2} = F_{d2} + \alpha_{d2}u_d \\ \frac{di_q^2}{dt^2} = F_{q2} + \alpha_{q2}u_q \end{cases} \quad (14)$$

采用二阶中心法可对二阶系统离散化,如式(15)所示:

$$f''(x) = \frac{i(k+1) - 2i(k) + i(k-1)}{h^2} \quad (15)$$

由此可得 PMSM 第二步电流预测的二阶超局部模型如式(16)所示:

$$\begin{cases} i_d(k+2) = 2i_d(k+1) - i_d(k) + T_s^2 [F_{d2}(k+1) + \alpha_{d2}u_d(k+1)] \\ i_q(k+2) = 2i_q(k+1) - i_q(k) + T_s^2 [F_{q2}(k+1) + \alpha_{q2}u_q(k+1)] \end{cases} \quad (16)$$

式中: $i_{dq}(k+2)$ 、 $i_{dq}(k+1)$ 和 $i_{dq}(k)$ 分别为 $(k+2)$ 、 $(k+1)$ 和 k 时刻定子预测电流的 dq 轴分量; α_{d2} 和 α_{q2} 为常数; $F_{d2}(k+1)$ 和 $F_{q2}(k+1)$ 为不确定部分,需要每个采样周期实时更新; $u_{dq}(k+1)$ 为 $(k+1)$ 时刻输入电压矢量的 dq 轴分量。

在 $F_d(k+1)$ 和 $F_q(k+1)$ 确定后,基于第一步的 7 个 $(k+1)$ 时刻的定子 dq 轴电流预测值,再遍历第二步的 7 个基本电压矢量遍历代入式(18),可得到 49 个 $(k+2)$ 时刻的定子 dq 轴电流预测值,从而实现第二步电流预测。

由此,两步预测电流控制成本函数如式(17)所示。其中,第一步预测电流 $i_{dq}(k+1)$ 由一阶超局部模型确定,第二步预测电流 $i_{dq}(k+2)$ 由二阶超局部模型确定。同样由于采样时间较短,近似认为 $(k+2)$ 时刻的参考值与 k 时刻的参考值相同。

$$\begin{cases} g = g_1 + g_2 \\ g_1 = [i_d(k+1) - i_d^*(k)]^2 + [i_q(k+1) - i_q^*(k)]^2 \\ g_2 = [i_d(k+2) - i_d^*(k)]^2 + [i_q(k+2) - i_q^*(k)]^2 \end{cases} \quad (17)$$

在获得 49 个成本函数后,将成本函数最小值对应的电压矢量序列的第一个电压矢量作为下一时刻输出电压矢量,实现 PMSM 两步 MFPCC。因此,基于超局部模型的 PMSM 两步 MFPCC 系统如图 6 所示。

2.2 基于微分代数法的未知部分估计

将 F 用常数函数 ϕ 替代,对式(13)进行拉普拉斯变换,可得:

$$s^2 Y = \frac{\phi}{s} + \alpha U + sy_0 - y'_0 \quad (18)$$

两端同时对 s 进行两次微分以消去初始值 y_0 ,可得:

$$2Y + 2s \frac{dY}{ds} + 2s \frac{dY}{ds} + s^2 \frac{d^2 Y}{ds^2} = \frac{2\phi}{s^3} + \alpha \frac{d^2 U}{ds^2} \quad (19)$$

为了衰减噪声,保证所有 s 为负幂,在等式两端同时乘以 s^{-3} ,可得:

$$2s^{-6}\phi = 2s^{-3}Y + 4s^{-2} \frac{dY}{ds} + s^{-1} \frac{d^2 Y}{ds^2} - s^{-3}\alpha \frac{d^2 U}{ds^2} \quad (20)$$

由于 ds/dt 与 $-t$ 在时域上等价,将式(20)中的相应值进行替换,并进行拉普拉斯逆变换,可得 ϕ 最终估算值如式(21)所示:

$$\phi = -\frac{5!}{2T^5} \int_0^T [(2T - 2\sqrt{2\delta} + 4T\delta + 5\delta^2)y(\delta) + \alpha\delta^2(T - \sqrt{2\delta})u(\delta)] d\delta \quad (21)$$

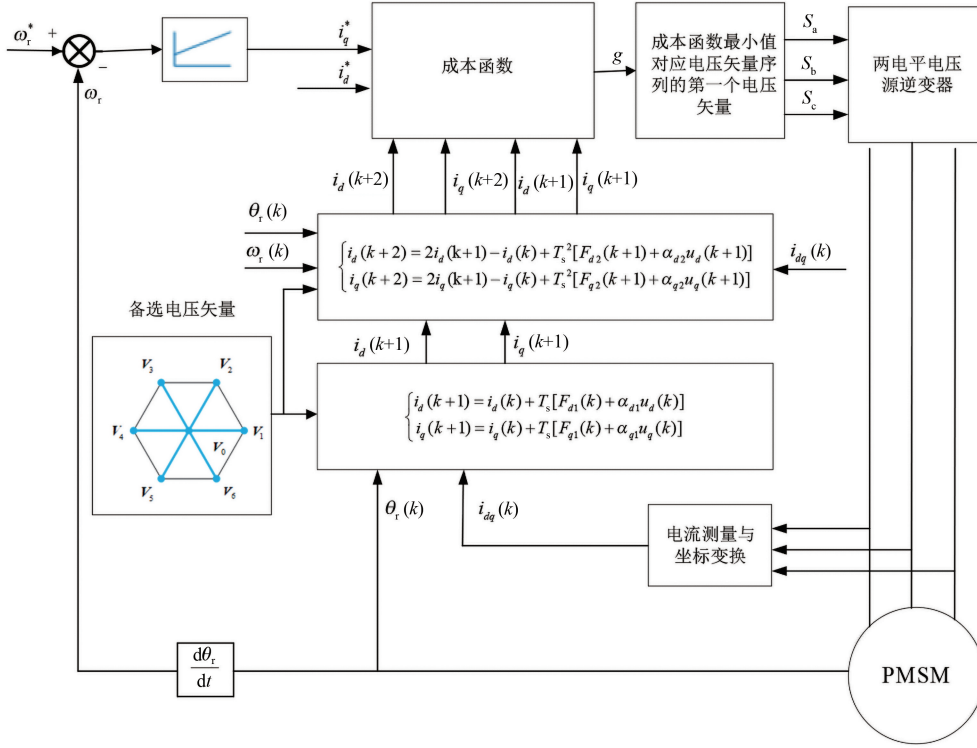


图6 基于超局部模型的PMSM两步MFPCC系统

Fig.6 Two-step MFPCC for PMSM based on ultralocal model

采用复合梯形公式对其进行求解,可得 F_{d2} 和 F_{q2} 的估计值如式(22)和式(23)所示:

$$F_{d2}(k) = -\frac{30}{n^5 T_s} \sum_{m=1}^n \{ [(2n - 2\sqrt{2(m-1)} + 4n(m-1) + 5(m-1)2) \times i_d(m-1) + \alpha_d(m-1)2T_s[n - \sqrt{2(m-1)}] \times u_d(m-1) + (2n - 2\sqrt{2m} + 4nm + 5m^2) \times i_d(m) + \alpha_d m^2 T_s(n - \sqrt{2m}) \times u_d(m)] \} \quad (22)$$

$$F_{q2}(k) = -\frac{30}{n^5 T_s} \sum_{m=1}^n \{ [(2n - 2\sqrt{2(m-1)} + 4n(m-1) + 5(m-1)2) \times i_q(m-1) + \alpha_q(m-1)2T_s[n - \sqrt{2(m-1)}] \times u_q(m-1) + (2n - 2\sqrt{2m} + 4nm + 5m^2) \times i_q(m) + \alpha_q m^2 T_s(n - \sqrt{2m}) \times u_q(m)] \} \quad (23)$$

基于 Matlab/Simulink 建立基于超局部模型的 PMSM 两步 MFPCC 仿真模型,仿真参数如表 1 所示,第一步超局部模型窗口序列长度设置为 9,第一步和第二步的超局部模型的 α_d 和 α_q 均设置为 200。在第二步不同窗口序列长度下,两步 MFPCC 的 dq 轴电流 RMSE 如表 4 所示。

表4 第二步不同窗口序列下 dq 轴电流 RMSETab.4 I_{dq_RMSE} with different window sequences

in the 2nd step		
n	I_{d_RMSE}/A	I_{q_RMSE}/A
2	0.710 3	1.064 2
3	0.722 2	1.057 2
4	0.712 3	1.062 3
5	0.730 9	1.060 8
6	0.729 3	1.056 6
7	0.728 8	1.055 6
8	0.724 6	1.069 2
9	0.727 2	1.061 7
10	0.718 5	1.061 9
11	0.715 8	1.065 1

由表 4 可知,对于 PMSM 两步 MFPCC,第二步超局部模型的窗口序列长度对性能影响不大。

当第一步窗口序列长度等于 9,第二步超局部模型窗口序列长度等于 2 时,基于超局部模型 PMSM 两步 MFPCC 仿真波形如图 7~图 10 所示。仿真结果表明基于超局部模型 PMSM 两步 MFPCC 系统运行良好。

当第一步窗口序列长度等于 9,第二步超局

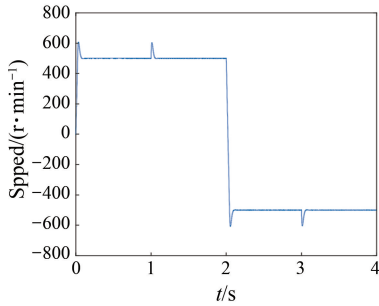


图 7 两步 MFPCC 电机转速

Fig. 7 Motor speed of two-step MFPCC

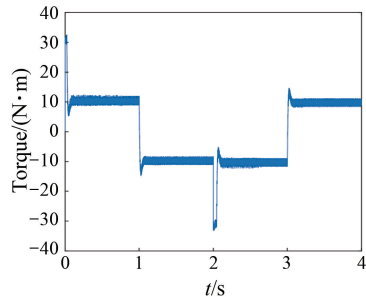


图 8 两步 MFPCC 电机转矩

Fig. 8 Motor torque of two-step MFPCC

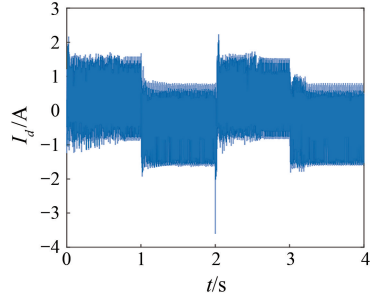


图 9 两步 MFPCC d 轴电流

Fig. 9 d -axis current of two-step MFPCC

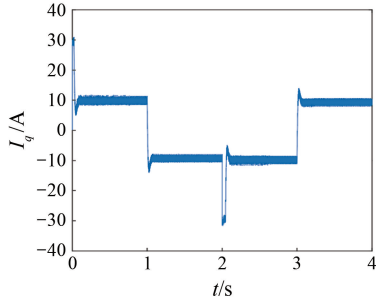


图 10 两步 MFPCC q 轴电流

Fig. 10 q -axis current of two-step MFPCC

部模型窗口序列长度等于 2 时, PMSM 两步 MFPCC 和传统 MPCC 的定子 dq 轴电流 RMSE 如表 5 所示。

表 5 两步 MFPCC 和 MPCC 的 dq 轴电流 RMSE

Tab. 5 I_{dq_RMSE} for two-step MFPCC and MPCC

策略	I_{d_RMSE}/A	I_{q_RMSE}/A
MFPCC	0.710 3	1.064 2
MPCC	0.821 9	0.898 9

3 参数鲁棒性

分别改变仿真电机定子电阻、永磁体磁链和定子电感, PMSM 单步和两步 MFPCC 性能如表 6 和表 7 所示。其中, 当仿真电机定子电感变小时, PMSM 单步和两步 MFPCC 波形如图 11 ~ 图 18 所示。

表 6 单步 MFPCC dq 轴电流 RMSE

Tab. 6 I_{dq_RMSE} for one-step MFPCC

n	I_{d_RMSE}/A	I_{q_RMSE}/A
正常	0.620 1	0.738 4
$2R_s$	0.619 4	0.739 4
$0.5R_s$	0.618 6	0.739 8
$2\psi_f$	0.563 8	0.870 5
$0.5\psi_f$	0.609 1	0.724 9
$2L$	0.572 9	0.789 5
$0.5L$	1.709 8	1.847 2

表 7 两步 MFPCC dq 轴电流 RMSE

Tab. 7 I_{dq_RMSE} for two-step MFPCC

n	I_{d_RMSE}/A	I_{q_RMSE}/A
正常	0.710 3	1.064 2
$2R_s$	0.699 2	1.050 8
$0.5R_s$	0.681 8	1.091 3
$2\psi_f$	0.578 5	1.265 1
$0.5\psi_f$	0.957 6	0.824 4
$2L$	0.975 9	1.111 6
$0.5L$	1.466 2	1.400 1

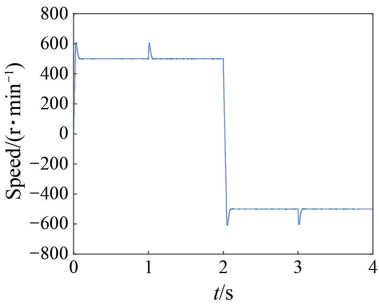


图 11 0.5L 时单步无模型预测电流控制转速

Fig. 11 Speed of one-step MFPCC at 0.5L

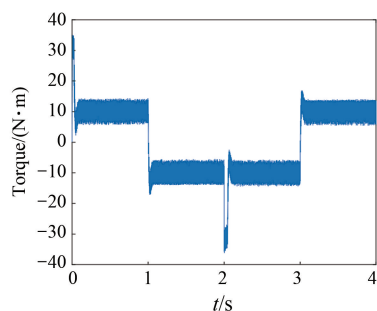


图 12 0.5L 时单步 MFPCC 转矩

Fig. 12 Torque of one-step MFPCC at 0.5L

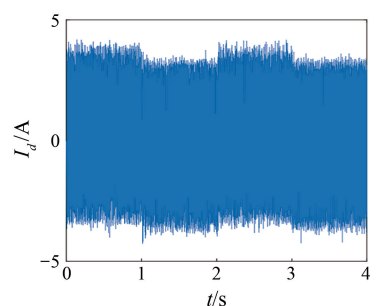


图 13 0.5L 时单步 MFPCC d 轴电流

Fig. 13 d-axis current of one-step MFPCC at 0.5L

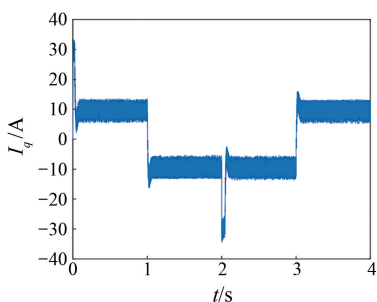


图 14 0.5L 时单步 MFPCC q 轴电流

Fig. 14 q-axis current of one-step MFPCC at 0.5L

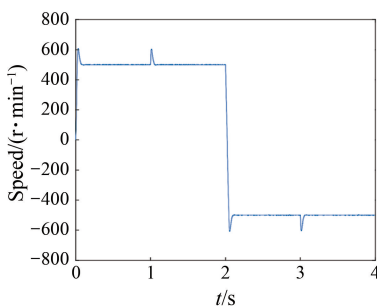


图 15 0.5L 时两步 MFPCC 转速

Fig. 15 Speed of two-step MFPCC at 0.5L

由仿真结果可知:永磁同步电机单步和两步无模型预测控制可行,参数鲁棒性强。

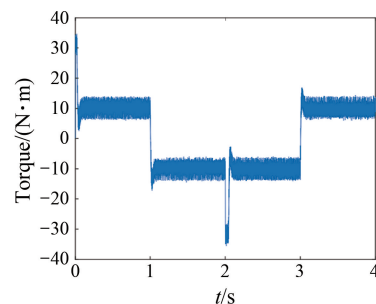


图 16 0.5L 时两步 MFPCC 转矩

Fig. 16 Torque of two-step MFPCC at 0.5L

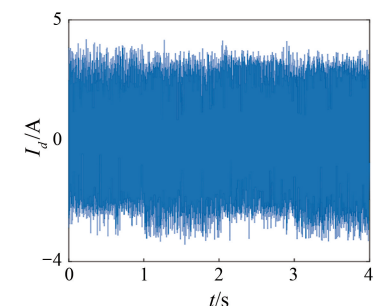


图 17 0.5L 时两步 MFPCC d 轴电流

Fig. 17 d-axis current of two-step MFPCC at 0.5L

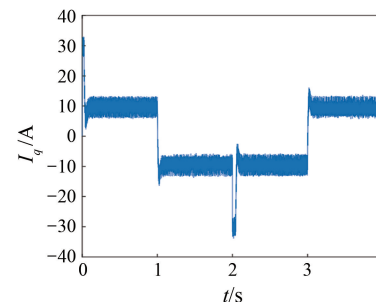


图 18 0.5L 时两步 MFPCC q 轴电流

Fig. 18 q-axis current of two-step MFPCC at 0.5L

4 实时性试验

基于 STM32H743 单片机平台对无模型单步和两步预测电流控制进行运算执行时间测试,计算量包括下一时刻 dq 轴电流预测、成本函数计算与寻优。单片机连续循环运行单步和两步 MFPCC 算法 80 000 次。不同窗口序列长度下的单步和两步 MFPCC 的单步耗时如表 8 和表 9 所示,其中两步预测电流控制的第一步窗口序列长度为 9。

由表 8 和表 9 可知,对于 MFPCC,遍历预测计算耗时占绝大多数。因此,虽然随着窗口序列

表 8 单步 MFPCC 计算耗时
Tab. 8 Computation time of one-step MFPCC

窗口序 列长度	F_{dq} 计算 耗时/ms	遍历预测 耗时/ms	总耗时/ ms
$n=2$	112.63	2 423.218	2 535.850
$n=3$	112.41	2 424.048	2 536.466
$n=4$	112.41	2 424.016	2 536.434
$n=5$	113.20	2 425.752	2 538.959
$n=6$	113.20	2 425.146	2 538.354
$n=7$	113.65	2 426.176	2 539.83
$n=8$	113.61	2 424.623	2 538.241
$n=9$	114.00	2 425.514	2 539.519
$n=10$	114.00	2 424.783	2 538.789
$n=11$	114.40	2 425.205	2 539.610

表 9 两步 MFPCC 计算耗时
Tab. 9 Computation time of two-step MFPCC

窗口序 列长度	F_{dq} 计算 耗时/ms	遍历预测 耗时/ms	总耗 时/ms
$n=2$	231.45	18 574.99	18 806.43
$n=3$	231.85	18 574.92	18 806.76
$n=4$	231.85	18 574.94	18 806.78
$n=5$	232.25	18 574.52	18 806.76
$n=6$	232.25	18 574.33	18 806.58
$n=7$	232.65	18 574.65	18 807.30
$n=8$	232.65	18 574.57	18 807.22
$n=9$	233.05	18 574.57	18 807.62
$n=10$	233.05	18 574.19	18 807.23
$n=11$	233.45	18 574.04	18 807.49

长度的增大,微分代数计算 F_d 和 F_q 耗时有增大,但对实时性影响极小,即窗口序列长度大小对 MFPCC 实时性基本没有影响。

对 MPCC 和 MFPCC 进行运算执行时间测试。对于 MFPCC,单步预测的窗口序列长度为 9,两步预测的窗口序列长度分别为 9 和 2。MPCC 和 MFPCC 计算耗时如表 10 所示。

表 10 MPCC 和 MFPCC 计算耗时
Tab. 10 Computation time of MPCC and MFPCC

步长	控制 策略	F_{dq} 计算 耗时/ms	遍历预测 耗时/ms	总耗 时/ms
单步	MPCC	0	2 535.62	2 535.62
	MFPCC	114.00	2 425.51	2 539.52
两步	MPCC	0	19 408.19	19 408.19
	MFPCC	231.45	18 574.99	18 806.43

由表 10 可知,单步 MPCC 和单步 MFPCC 的实时性基本相当,两步 MFPCC 的实时性略优于两步 MPCC。

5 结语

1、基于超局部模型的 PMSM 单步和两步 MFPCC 可行,电机运行良好,可实现四象限运行。

2、MFPCC 的第一步窗口序列长度对控制性能影响较大。随着窗口序列长度的增大,控制性能提升,并趋于饱和,第二步窗口序列长度对性能影响较小。

3、参数变化下,单步和两步 MFPCC 可行,参数鲁棒性强。

4、随着窗口长度的增大,MFPCC 计算耗时轻微增大,但对实时性影响较小。

5、单步 MPCC 和单步 MFPCC 的实时性基本相当,两步 MFPCC 的实时性略优于两步 MPCC。

参考文献

[1] RODRIGUEZ J, GARICA C, MORA A, et al. Latest advances of model predictive control in electrical drives-part I: Basic concepts and advanced strategies [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 3927-3941.

[2] RODRIGUEZ J, GARICA C, MORA A, et al. Latest advances of model predictive control in electrical drives-part II: Applications and benchmarking with classical control methods [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5047-5061.

[3] YOUNG H A, PEREZ M A, RODRIGUEZ J. Analysis of finite-control-set model predictive current control with model parameter mismatch in a three-phase inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 3100-3107.

[4] 李键, 牛峰, 黄晓艳, 等. 永磁同步电机有限控集模型预测电流控制控制预测误差分析 [J]. 电机与控制学报, 2019, 23(4): 1-7.

LI J, NIU F, HUANG X Y, et al. Prediction error analysis of finite-control-set model predictive current control for PMSMs [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(4): 1-7.

[5] AN X K, LIU G H, CHEN Q, et al. Adjustable model predictive control for IPMSM drives based on online stator inductance identification [J]. IEEE

- Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69 (4): 3368-3381.
- [6] 姚绪梁, 黄乘齐, 王景芳, 等. 具有参数辨识功能的永磁同步电机双矢量模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(23): 9319-9329.
- YAO X L, HUANG C Q, WANG J F, et al. A two-vector-based model predictive current control with online parameter identification for PMSM drives [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43 (23): 9319-9329.
- [7] SIAMI M, KHABURI D A, ABBASZADEH A, et al. Robustness improvement of predictive current control using prediction error correction for permanent-magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63 (6): 3458-3466.
- [8] SIAMI M, KHABURI D A, ABBASZADEH A, et al. Torque ripple reduction of predictive control for PMSM drives with parameter mismatch [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32 (9): 7160-7168.
- [9] KHALILZADEH M, VAEZ-ZADEH S, RODRIGUEZ J, et al. Model-free predictive control of motor drives and power converters: A review [J]. IEEE Access, 2021, (9): 105733-105747.
- [10] LIN C K, LIU T H, YU J T, et al. Model-free predictive current control for inter permanent-magnet synchronous motor drives based on current difference detection technique [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2): 667-681.
- [11] LIN C K, 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.
- [12] FLIESS M, JOIN C. Model-free control [J]. International Journal of Control, 2013, 86 (12): 2228-2252.
- [13] ZHOU Y, LI H, ZHANG H. Model-free deadbeat predictive current control of a surface-mounted permanent magnet synchronous motor drive system [J]. Journal of Power Electronics, 2018, 18(1), 103-115.
- [14] ZHOU Y, LI H, LIU R, et al. Continuous voltage vector model-free predictive current control of surface mounted permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34 (2): 899-908.
- [15] 赵凯辉, 周瑞睿, 冷傲杰, 等. 一种永磁同步电机的有限集无模型容错预测控制算法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(1): 27-38.
- ZHAO K H, ZHOU R R, LENG A J, et al. Finite control set model-free fault-tolerant predictive control for permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(1): 27-38.
- [16] ZHANG Y, LIN J, HUANG L. 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.
- [17] 赵凯辉, 戴旺珂, 周瑞睿, 等. 基于扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机新型无模型滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6): 2375-2385.
- ZHAO K H, DAI W K, ZHOU R R, et al. Novel model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on extended sliding mode disturbance observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2375-2385.
- [18] 李耀华, 杨启东, 曲亚飞, 等. 自适应变电压矢量 PMSM 直接转矩控制开关表[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(9): 75-83.
- LI Y H, YANG Q D, QU Y F, et al. Adaptive variable voltage vectors switching table in direct torque control for PMSM [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(9): 75-83.
- [19] GEYER T. Computationally efficient model predictive direct torque control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(10): 2804-2816.
- [20] KARAMANAKOS P, GEYER T, OIKONOMOU N, et al. Direct model predictive control: A review of strategies that achieve long prediction intervals for power electronics [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2014, 8(1): 32-43.
- [21] GEYER T, QUEVEDO D E. Multistep finite control set model predictive control for power electronics [J]. IEEE Transactions on Power Electronic, 2014, 29(12): 6836-6846.
- [22] GEYER T, QUEVEDO D E. Performance of multistep finite control set model predictive control for power electronics [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1633-1644.
- [23] KARAMANAKOS P, GEYER T. Guidelines for the

- design of finite control set model predictive controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2020, 35(7): 7434-7450.
- [24] 李耀华, 苏锦仕, 秦辉, 等. 表贴式永磁同步电机多步预测控制简化算法[J]. *电机与控制学报*, 2022, 26(11): 122-130.
- LI Y H, SU J S, QIN H, et al. Simplified multi-step predictive control for surface permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines and Control*, 2022, 26(11): 122-130.
- [25] 李耀华, 王孝宇, 刘子焜, 等. 表贴式永磁同步电机多步预测电流控制简化策略[J]. *电机与控制学报*, 2023, 27(6): 85-95.
- LI Y H, WANG X Y, LIU Z K, et al. Simplified multi-step predictive current control for surface permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines and Control*, 2023, 27(6): 85-95.
- [26] 李耀华, 王孝宇, 陈桂鑫, 等. 永磁同步电机多步模型预测电流控制球形编码研究[J]. *控制理论与应用*, 2023, 40(9): 1683-1695.
- LI Y H, WANG X Y, CHEN G X, et al. Multi-step model predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on sphere decoding [J]. *Control Theory & Applications*, 2023, 40(9): 1683-1695.
- [27] 李耀华, 刘东梅, 陈桂鑫, 等. 基于神经网络的永磁同步电机模型预测电流控制[J]. *电机与控制学报*, 2024, 28(10): 109-122.
- LI Y H, LIU D M, CHEN G X, et al. Neural-network-based model predictive current control for permanent magnet synchronous motor [J]. *Electric Machines and Control*, 2024, 28(10): 109-122.
- [28] 李耀华, 王孝宇, 吴庭旭, 等. 带 LC 滤波器的永磁同步电机多步模型预测电流控制[J]. *电机与控制应用*, 2024, 51(11): 21-30.
- LI Y H, WANG X Y, WU T X, et al. Multi-step model predictive current control of permanent magnet synchronous motor with LC filter [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2024, 51(11): 21-30.

收稿日期:2024-08-30

收到修改稿日期:2024-10-12

作者简介:

李耀华(1980-),男,博士,副教授,研究方向为电机电控与新能源汽车技术,nuaaliyaohua@126.com;

*通信作者:李耀华(1980-),男,博士,副教授,研究方向为电机电控与新能源汽车技术,nuaaliyaohua@126.com。

Two-Step Model-Free Predictive Current Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Second-Order Ultralocal Model

LI Yaohua^{*}, CHONG Guochen, LIU Zikun, ZHANG Xinquan, GUO Weichao, GAO Sai, WANG Qinzheng, WANG Zichen, XU Zhixiong, DONG Guoqing
(School of Automobile, Chang'an University, Xi'an 710064, China)

Key words: permanent magnet synchronous motor; mode-free predictive current control; ultralocal model; model predictive current control; robustness; real-time performance

Finite control set-model predictive control (FCS-MPC) traverses all inverter switching states, calculates the predicted values of predictive variables based on the prediction model, evaluates the control effect through a cost function, and outputs the switching state that minimizes the cost function. Recently, FCS-MPC has garnered significant attention in the field of permanent magnet synchronous motor (PMSM) control. Meanwhile, model-free predictive control (MFPC), which does not rely on model parameters, has become a popular research topic. By leveraging system input and output data, MFPC can be implemented using ultralocal models.

In this study, one-step and two-step model-free predictive current control (MFPCC) for PMSM were established based on first-order and second-order ultralocal models. The differential algebraic method was employed to estimate the uncertainties in the ultralocal models. The influence of the ultralocal model's window sequence length on control performance was analyzed. The robustness and real-

time performance of one-step and two-step MFPCC were also validated under varying parameters.

The conclusions are as follows:

1. Ultramodel-based one-step and two-step MFPCC for PMSM is feasible, ensures smooth motor operation, and enables four-quadrant operation.
2. The window sequence length of the first-step ultralocal model significantly affects control performance. Increasing the length improves performance until saturation. The second-step window sequence length has a smaller impact.
3. Under parameter variations, both one-step and two-step MFPCC exhibit strong parameter robustness.
4. Increasing the window length slightly increases the computational time for MFPC, but the impact on real-time performance is minimal.
5. The real-time performance of ultramodel-based one-step MFPCC is comparable to that of conventional one-step model predictive current control (MPCC), while two-step MFPCC outperforms conventional two-step MPCC in real-time performance.