DOI:10.12177/emca.2024.061 文章编号:1673-6540(2024)07-0021-12 中图分类号:TM 351 文献标志码:A

基于增量模型的 PMSM 鲁棒性模型预测控制算法研究

张超硕, 储剑波*
(南京航空航天大学 自动化学院,江苏 南京 211106)

Research on Robust Model Predictive Control Method of PMSM Based on Incremental Model

ZHANG Chaoshuo, CHU Jianbo*
(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

Abstract: The model predictive current control (MPCC) strategy for permanent magnet synchronous motor has been widely used because of its good dynamic performance, but the strategy is more dependent on the accuracy of model parameters. In order to improve the parameter robustness of the system while maintaining the dynamic performance of the control system, a three-vector based incremental MPCC strategy is proposed. A model reference adaptive inductance identification algorithm based on *d*-axis current is introduced in MPCC, and the adaptive law is analyzed. Simulations based on Matlab/Simulink are carried out, the results show that the proposed strategy can achieve the reduction of the prediction error caused by the mismatch of flux linkage parameters while maintaining the dynamic performance of the three-vector predictive control. In addition, the model reference adaptive algorithm based on *d*-axis current can perform fast and stable inductor parameter identification, which effectively improves the parameter robustness of the control system.

Key words: permanent magnet synchronous motor; model predictive current control; incremental model; parameter mismatch; model reference adaptive

摘 要: 永磁同步电机模型预测电流控制(MPCC)策略因具有良好的动态性能而得到了广泛应用,但该策略较为依赖模型参数的准确性。为了在保持控制系统的动态性能的同时提高系统的参数鲁棒性,提出了一种基于三矢量的增量型 MPCC 策略。在 MPCC 中引入基于 *d* 轴电流的模型参考自适应电感辨识算法,并对自适应律进行了分析。基于 Matlab/Simulink 进行了仿真,结果表明所提策略能够实现在保持三矢量预测控制动态性能的前提下,减小磁链参数失配造成的预测误差;基于 *d* 轴电流的模型参考自适应算法可以进行快速稳定地电感参数辨识,有效地提高了控制系统的参数鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机; 模型预测电流控制; 增量模型; 参数失配; 模型参考自适应

0 引言

永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)因具有效率高、结构简单以及功率密度大的优点,在汽车电驱、电飞机系统和船舶推进等工业领域得到了广泛应用[1-2]。永磁同步电机最常用的两种基本控制方法为磁场定向控制(Field Oriented Control, FOC)和直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)[3-4]。近年来,由于工业发展对电驱系统动态性能的要求逐渐提高,模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)凭借其控制灵活、响应快等优点,在各种应用场合都得到了快速发展[5-6]。

模型预测电流控制(Model Predictive Current Control, MPCC)是以预测电流和参考电流误差最小为目标的 MPC 策略[7-8]。其中,有限控制集 MPCC (Finite-Control-Set MPCC, FCS-MPCC)的特点是利用逆变器输出信号的离散特性[9-10],在预测计算中遍历逆变器开关状态所对应的所有基本电压矢量,代入代价函数进行比较,从而选择最优输出。该方法原理简单、易于实现且无需脉宽调制,已成为当下 MPCC 领域的研究热点。此外,

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

利用预测算法来代替电流内环,可以避免电流环比例积分(Proportional Integral, PI)参数整定,使调试更加方便[11-12]。

然而,FCS-MPCC 策略比较依赖模型参数的准确性[12-14]。在实际的电机系统中,即使电机运行工况稳定,也会因为测量误差等原因使得电机的实际参数与标称参数存在误差。这会导致使用失配参数建立的预测模型计算得到的预测值与基于实际参数的模型对应的期望值存在误差,从而影响电机运行性能。

为改善 MPCC 控制系统的性能,同时减小参数失配带来的预测误差,部分学者通过消除模型中的参数或加入参数辨识算法来实现。所采用的方法包括多矢量合成[15-16]、模糊控制[17]、无模型控制[18-19]、重构代价函数[20]、增量模型[21-22]、龙伯格观测器[22]、误差补偿[23]和自适应控制[24]等。

文献[21]提出了基于增量模型的 MPCC 控制算法,在选择电压矢量的过程中去除了计算中的磁链参数,保证电机运行过程不受磁链参数失配的影响,同时利用含遗忘因子的递归最小二乘法进行电感误差补偿。但另一方面,单矢量的控制方式可能使电机在低速运行段较难满足控制性能的要求。文献[22-23]同样运用了基于增量模型的 MPCC 来降低磁链参数失配的影响,并引入龙伯格观测器进行电感辨识,实现了提高电感参数鲁棒性的效果。但考虑到龙伯格观测器的特点,该算法可能导致运行初始阶段系统的抗扰性能较差,且不易于处理其他非线性干扰。文献[24]利用双电压矢量来合成期望电压矢量,提高了预测控制输出的电压矢量的精度,同时将改进的级联型模型参考自适应(Model Reference Adaptive System,MRAS)算法引入到控制系统中,解决了传统 MRAS 系统多参数辨识的欠秩问题,有效提高了系统的参数鲁棒性。

基于上述研究,本文提出了一种基于 MRAS 电感辨识的增量型 MPCC 算法。首先,在 MPCC 中引入了增量模型,减小了磁链参数失配引起的预测误差,也省去了磁链参数辨识环节;其次,在 MPCC 中引入了基于 d 轴电流的 MRAS 电感辨识算法并对自适应律进行了分析,避免了电感辨识过程使用磁链参数,同时选取合适的自适应律 PI 参数来保证电感辨识结果的收敛速度与准确性。仿真结果表明,相较于传统的 MPCC 控制策略,所提控制策略可以有效降低参数失配带来的干扰,提升系统稳态性能和参数鲁棒性。

1 传统 MPCC 控制原理

在 d-q 坐标系下,表贴式 PMSM 的电压数学模型为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_e L i_q \\ u_q = Ri_q + L\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} + \omega_e L i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \tag{1}$$

式中:u_d、u_q 分别为 d、q 轴电压;i_d、i_q 分别为 d、q 轴电流;L 为定子电感;R 为定子电阻;ψ_f 为永磁体磁链;ω_e 为当前时刻的转子电角速度。

根据式(1)可以得到定子电流的 d、q 轴分量的状态方程为

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{R}{L}i_d + \dfrac{1}{L}u_d + \omega_e i_q \\ \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{R}{L}i_q + \dfrac{1}{L}u_q - \omega_e i_d - \dfrac{\omega_e}{L}\psi_f \end{cases} \tag{2}$$

对式(2)采用前向欧拉法进行离散化,可以得到 MPCC 的电流预测表达式为

$$\begin{cases} i_d(k+1) = i_d(k) + \dfrac{T_s}{L}[u_d(k) - Ri_d(k) + \\ \quad \omega_e L i_q(k)] \\ i_q(k+1) = i_q(k) + \dfrac{T_s}{L}[u_q(k) - Ri_q(k) - \\ \quad \omega_e L i_d(k)] - \dfrac{T_s \omega_e \psi_f}{L} \end{cases} \tag{3}$$

式中:k 为当前采样时刻;T_s 为采样周期;$k+1$ 为下一采样时刻;$i_d(k)$、$i_q(k)$ 分别为 k 时刻的 d、q 轴电流值;$i_d(k+1)$、$i_q(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻的 d、q 轴预测电流值;$u_d(k)$、$u_q(k)$ 分别为 k 时刻的 d、q 轴电压值。

对于 MPCC 算法来说,预测电流和参考电流的误差大小是其评价的首要标准。由于 d、q 轴的电流量纲相同,一般不需要设置权重系数,故 MPCC 评价函数的一般形式为

$$J = [i_d(k+1) - i_d^*]^2 + [i_q(k+1) - i_q^*]^2 \tag{4}$$

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

式中：J 为评价函数；i_d^*、i_q^* 分别为 d、q 轴电流参考值。

2 基于增量模型的 MPCC

2.1 增量型 MPCC 原理

通过对式(3)进行分析可知，MPCC 模型中含有电机电阻、电感和磁链参数。其中磁链 ψ_f 仅存在于 q 轴的预测模型中。因此针对电机磁链参数 ψ_f 失配或变化引起预测误差的问题，本文通过增量型 MPCC 算法来解决。增量型预测模型可以通过两个相邻时刻的预测模型作差，即通过相邻周期的增量计算的方式来计算所需的预测电流值。

根据式(3)可以推出，k 时刻的预测电流计算式为

$$\begin{cases} i_d(k)=i_d(k-1)+\dfrac{T_s}{L}[u_d(k-1)- \\ \quad Ri_d(k-1)+\omega_e Li_q(k-1)] \\ i_q(k)=i_q(k-1)+\dfrac{T_s}{L}[u_q(k-1)- \\ \quad Ri_q(k-1)-\omega_e Li_d(k-1)]-\dfrac{T_s\omega_e\psi_f}{L} \end{cases} \tag{5}$$

结合式(3)和式(5)可得到预测电流的增量模型为

$$\begin{cases} i_d(k+1)=i_d(k)\left(2-\dfrac{T_sR}{L}\right)-i_d(k-1)\cdot \\ \quad \left(1-\dfrac{T_sR}{L}\right)+T_s\omega_e[i_q(k)-i_q(k-1)]+ \\ \quad \dfrac{T_s}{L}[u_d(k)-u_d(k-1] \\ i_q(k+1)=i_q(k)\left(2-\dfrac{T_sR}{L}\right)-i_q(k-1)\cdot \\ \quad \left(1-\dfrac{T_sR}{L}\right)-T_s\omega_e[i_d(k)-i_d(k-1)]+ \\ \quad \dfrac{T_s}{L}[u_q(k)-u_q(k-1)] \end{cases} \tag{6}$$

经分析可知，式(6)所示的预测电流计算无需电机磁链参数 ψ_f，减小了磁链参数失配导致的预测误差，在一定程度上提高了 MPCC 环节的磁链参数鲁棒性。

2.2 基于三矢量合成的增量型 MPCC

在 FCS-MPCC 中，代价函数所选择的是最终需要输出的逆变器开关状态组合。为提高电机控制的动态性能，本文选择在参考电压矢量合成的过程中采用三矢量合成的方法，即在一个控制周期中，选择与参考电压矢量相邻的两个基本电压矢量和一个零矢量来合成参考矢量。该方法可以有效减小合成矢量与参考矢量之间的误差。

α-β 坐标系下，三相两电平逆变器输出的所有基本电压矢量如图 1 所示。其中，θ 为预测计算得到的需要作用的电压矢量与 α 轴的夹角。

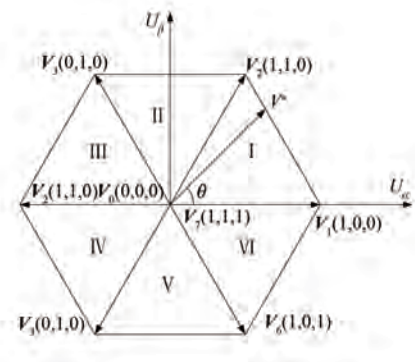


图 1 基本电压矢量与参考电压矢量

Fig. 1 Basic voltage vectors and reference voltage vector

对式(6)进行变形，并将预测电流视作参考电流，即进行无差拍控制，得到的参考电压计算式为

$$\begin{cases} u_d(k+1)=u_d(k)+\dfrac{L}{T_s}\left[i_d^*-i_d(k+1)\cdot\right. \\ \quad \left.\left(2-\dfrac{T_sR}{L}\right)+i_d(k)\left(1-\dfrac{T_sR}{L}\right)\right]- \\ \quad \omega_e L[i_q(k+1)-i_q(k)] \\ u_q(k+1)=u_q(k)+\dfrac{L}{T_s}\left[i_q^*-i_q(k+1)\right. \\ \quad \left.\left(2-\dfrac{T_sR}{L}\right)+i_q(k)\left(1-\dfrac{T_sR}{L}\right)\right]+ \\ \quad \omega_e L[i_d(k+1)-i_d(k)] \end{cases} \tag{7}$$

式中：$u_d(k+1)$、$u_q(k+1)$ 分别为 $k+1$ 时刻的 d、q 轴电压预测值。

根据增量模型的原理，计算参考电压时可以通过计算参考电压与前一时刻施加的实际电压的差值来合成所需的预测参考电压矢量。差值电压如图 2 所示，计算式如式(8)所示：

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

$$\begin{cases}\Delta u_d^* = \dfrac{L}{T_s}\Delta i_d^* - \left(\dfrac{L}{T_s} - R\right)\Delta i_d(k) - \omega_e L\Delta i_q(k)\\ \Delta u_q^* = \dfrac{L}{T_s}\Delta i_q^* - \left(\dfrac{L}{T_s} - R\right)\Delta i_q(k) + \omega_e L\Delta i_d(k)\end{cases} \tag{8}$$

式中:$\Delta i_d^* = i_d^* - i_d(k)$、$\Delta i_q^* = i_q^* - i_q(k)$ 分别为 $k+1$ 时刻的 d、q 轴参考电流值与 k 时刻实际电流值之间的差值;$\Delta i_d(k) = i_d(k+1) - i_d(k)$、$\Delta i_q(k) = i_q(k+1) - i_q(k)$ 分别为 $k+1$ 时刻 d、q 轴预测电流值与 k 时刻实际电流值之间的差值。

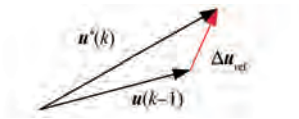


图 2 差值电压

Fig. 2 Differential voltage

$\Delta \boldsymbol{u}_d^*$、$\Delta \boldsymbol{u}_q^*$ 代表参考电压矢量与 $k-1$ 时刻施加在 d、q 轴上的电压矢量之差,可以利用该误差表示 α-β 静止坐标系下的参考电压矢量:

$$\begin{cases}\boldsymbol{u}_\alpha^* = [\Delta \boldsymbol{u}_d^* + \boldsymbol{u}_d(k-1)]\cos\theta - \\ \quad [\Delta \boldsymbol{u}_q^* + \boldsymbol{u}_q(k-1)]\sin\theta \\ \boldsymbol{u}_\beta^* = [\Delta \boldsymbol{u}_d^* + \boldsymbol{u}_d(k-1)]\sin\theta + \\ \quad [\Delta \boldsymbol{u}_q^* + \boldsymbol{u}_q(k-1)]\cos\theta\end{cases} \tag{9}$$

由式(9)可知,参考电压矢量角 θ 可以表示为

$$\theta = \arctan\frac{u_\beta^*}{u_\alpha^*} \tag{10}$$

由式(10)计算得到的电压矢量角 θ 与所需要选取的基本电压矢量的关系如表 1 所示。

表 1 扇区与电压矢量角的对应关系

Tab. 1 Correspondence between sector and voltage vector angle

扇区	θ/(°)	选择矢量
1	$0 \leqslant \theta < 60$	$\boldsymbol{V}_1$, $\boldsymbol{V}_2$
2	$60 \leqslant \theta < 120$	$\boldsymbol{V}_2$, $\boldsymbol{V}_3$
3	$120 \leqslant \theta < 180$	$\boldsymbol{V}_3$, $\boldsymbol{V}_4$
4	$-180 \leqslant \theta < -120$	$\boldsymbol{V}_4$, $\boldsymbol{V}_5$
5	$-120 \leqslant \theta < -60$	$\boldsymbol{V}_5$, $\boldsymbol{V}_6$
6	$-60 \leqslant \theta < 0$	$\boldsymbol{V}_6$, $\boldsymbol{V}_1$

2.3 增量型 MPCC 的电压矢量作用时间计算

选择最优基本电压矢量后,需要分别计算两个基本电压矢量的作用时间,若两个基本电压矢量的作用时间之和小于一个周期,则需要插入零矢量。

根据式(2),结合增量型预测电流方程,可以得到仅有零电压矢量作用时的 d、q 轴电流斜率计算式:

$$\begin{cases}s_{d0} = \left.\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}\right|_{u_d=0} = -\dfrac{R}{L}[i_d(k) - i_d(k-1)] + \\ \quad \omega_e[i_q(k) - i_q(k-1)] - \dfrac{u_d(k-1)}{L} \\ s_{q0} = \left.\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}\right|_{u_q=0} = -\dfrac{R}{L}[i_q(k) - i_q(k-1)] - \\ \quad \omega_e[i_d(k) - i_d(k-1)] - \dfrac{u_q(k-1)}{L}\end{cases} \tag{11}$$

当第一个与第二个非零电压矢量 $\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_2$ 分别单独作用时,d、q 轴电流斜率分别为

$$\begin{cases}s_{d1} = \left.\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}\right|_{u_d=u_{d1}} = s_{d0} + \dfrac{u_{d1}(k)}{L} \\ s_{q1} = \left.\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}\right|_{u_q=u_{q1}} = s_{q0} + \dfrac{u_{q1}(k)}{L}\end{cases} \tag{12}$$

$$\begin{cases}s_{d2} = \left.\dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}\right|_{u_d=u_{d2}} = s_{d0} + \dfrac{u_{d2}(k)}{L} \\ s_{q2} = \left.\dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}\right|_{u_q=u_{q2}} = s_{q0} + \dfrac{u_{q2}(k)}{L}\end{cases} \tag{13}$$

式中:u_{d1}、u_{q1} 和 u_{d2}、u_{q2} 分别为 $\boldsymbol{u}_1$ 和 $\boldsymbol{u}_2$ 在 d、q 轴上的分量。

根据无差拍的原理,将 $k+1$ 时刻的预测电流值视为参考值,基于式(6)将 d、q 轴电流预测式改写为

$$\begin{cases}i_d(k+1) = 2i_d(k) - i_d(k-1) + s_{d1}t_1 + \\ \quad s_{d2}t_2 + s_{d0}t_0 = i_d^* = 0 \\ i_q(k+1) = 2i_q(k) - i_q(k-1) + s_{q1}t_1 + \\ \quad s_{q2}t_2 + s_{q0}t_0 = i_q^*\end{cases} \tag{14}$$

式中:t_1、t_2 分别为 $\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_2$ 的作用时间;t_0 为零电压矢量的作用时间。三个作用时间之和为采样周期 T_s,即:

$$t_1 + t_2 + t_0 = T_s \tag{15}$$

联立式(14)和式(15),可以得到非零电压矢量 $\boldsymbol{u}_1$、$\boldsymbol{u}_2$ 的作用时间,分别如式(16)、式(17)

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

所示：

$$t_1 = \frac{[i_d^* - 2i_d(k) + i_d(k-1)](s_{q2} - s_{q0})}{s_{q0}s_{d2} + s_{q1}s_{d0} + s_{q2}s_{d1} - s_{q1}s_{d2} - s_{q2}s_{d0} - s_{q0}s_{d1}} + \frac{[i_q^* - 2i_q(k) + i_q(k-1)](s_{d0} - s_{d2})}{s_{q0}s_{d2} + s_{q1}s_{d0} + s_{q2}s_{d1} - s_{q1}s_{d2} - s_{q2}s_{d0} - s_{q0}s_{d1}} + \frac{T_s(s_{q0}s_{d2} - s_{q2}s_{d0})}{s_{q0}s_{d2} + s_{q1}s_{d0} + s_{q2}s_{d1} - s_{q1}s_{d2} - s_{q2}s_{d0} - s_{q0}s_{d1}} \tag{16}$$

$$t_2 = \frac{[i_d^* - 2i_d(k) + i_d(k-1)](s_{q0} - s_{q1})}{s_{q0}s_{d2} + s_{q1}s_{d0} + s_{q2}s_{d1} - s_{q1}s_{d2} - s_{q2}s_{d0} - s_{q0}s_{d1}} + \frac{[i_q^* - 2i_q(k) + i_q(k-1)](s_{d1} - s_{d0})}{s_{q0}s_{d2} + s_{q1}s_{d0} + s_{q2}s_{d1} - s_{q1}s_{d2} - s_{q2}s_{d0} - s_{q0}s_{d1}} + \frac{T_s(s_{q1}s_{d0} - s_{q0}s_{d1})}{s_{q0}s_{d2} + s_{q1}s_{d0} + s_{q2}s_{d1} - s_{q1}s_{d2} - s_{q2}s_{d0} - s_{q0}s_{d1}} \tag{17}$$

零电压矢量的作用时间为

$$t_0 = T_s - t_1 - t_2 \tag{18}$$

当 t_0 小于 0 时需要对 t_1、t_2 在一个控制周期内进行相应比例的重新分配。其余分配情况不再赘述。

3 基于 *d* 轴电流的 MRAS 电感辨识

3.1 基于 *d* 轴电流的 MRAS 电感辨识原理

增量型三矢量 MPCC 算法可以降低电机磁链参数 ψ_f 失配对动态性能的影响，但电感参数的误差仍然会对 MPCC 的性能产生影响。传统 MRAS 参数辨识算法利用可调模型计算 d、q 轴电流估计值，可以进行多个参数的辨识，但该辨识算法存在方程组欠秩的问题。对于表贴式 PMSM 来说，可以利用结构更为简单的 d 轴电流 MRAS 算法在不使用磁链参数的前提下辨识得到电感。

对于定子电感 L 而言，基于 d 轴电流的参考模型为

$$\frac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t} = -\frac{R}{L}i_d + \omega_e i_q + \frac{1}{L}u_d \tag{19}$$

式(19)对应的可调模型为

$$\frac{\mathrm{d}\hat{i}_d}{\mathrm{d}t} = -\frac{R}{L}\hat{i}_d + \omega_e i_q + \frac{1}{L'}u_d \tag{20}$$

式中：$\hat{i}_d$ 为 i_d 估计值；L'为定子电感 L 估计值。

式(19)减去式(20)并分离可以得到：

$$\frac{\mathrm{d}e}{\mathrm{d}t} = -RNe - R(N - N')\hat{i}_d + (N - N')u_d \tag{21}$$

式中：$e = i_d - \hat{i}_d$；$N = \frac{1}{L}$；$N' = \frac{1}{L'}$。

将式(21)改写为

$$\frac{\mathrm{d}e}{\mathrm{d}t} = He - W \tag{22}$$

式中：$H = -\frac{R}{L}$；$W = (N - N')(R\hat{i}_d - u_d)$。

式(22)对应典型的非线性时变反馈系统，其结构如图 3 所示。

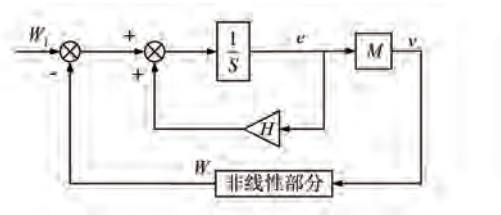


图 3 非线性时变反馈系统

Fig. 3 Nonlinear time-varying feedback system

根据 Popov 超稳定理论，图 3 所示的非线性反馈系统若要保持稳定，需满足条件：

$$\forall t_1 > 0, \eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} e^{\mathrm{T}} W \mathrm{d}t \geqslant -r^2 \tag{23}$$

式中：r 为任意非零常数；η 为积分值。

式(23)表明输入与输出的积分必须有最小值。将 W 表达式代入式(23)可得：

$$\forall t_1 > 0, \eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} e[(N - N')(R\hat{i}_d - u_d)] \geqslant -r^2 \tag{24}$$

将自适应律写成 PI 调节器的形式：

$$\frac{1}{L'} = \frac{1}{L_0} + \int_0^t f_1(\tau)\mathrm{d}\tau + f_2(t) \tag{25}$$

将式(25)代入式(24)，可得：

$$\int_0^{t_1} e(u_d - Ri_d) \cdot \left[\frac{1}{L_0} + \int_0^t f_1(\tau)\mathrm{d}\tau + f_2(t) - \frac{1}{L}\right]\mathrm{d}t \geqslant -r^2 \tag{26}$$

将式(26)拆分为比例项和积分项：

$$\begin{cases} \int_0^{t_1} e(u_d - Ri_d)\left[\frac{1}{L_0} + \int_0^t f_1(\tau)\mathrm{d}\tau - \frac{1}{L}\right]\mathrm{d}t \geqslant -r_1^2 \\ \int_0^{t_1} e(u_d - Ri_d) f_2(t)\mathrm{d}t \geqslant -r_2^2 \end{cases} \tag{27}$$

可以看出，只要式(27)成立，则式(26)一定成立。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

令:

$$\begin{cases}\dot{g}(t)=e(u_d-R\hat{i}_d)\\ k_i g(t)=\dfrac{1}{L_0}+\int_0^t f_1(\tau)\mathrm{d}\tau-\dfrac{1}{L}\\ k_p\dot{g}(t)=f_2(t)\end{cases}\tag{28}$$

式中:k_p、k_i 分别为比例、积分系数,且均为正实数。

将式(28)代入式(27)可得:

$$\begin{cases}\int_0^{t_1}k_i g(t)\dot{g}(t)\mathrm{d}t\geqslant -r_1^2\\ \int_0^{t_1}k_p[\dot{g}(t)]^2\mathrm{d}t\geqslant -r_2^2\end{cases}\tag{29}$$

对于式(29),有:

$$\begin{cases}\int_0^{t_1}k_i g(t)\dot{g}(t)\mathrm{d}t=\dfrac{k_i}{2}[g^2(t)-\dot{g}^2(t)]\geqslant\\ \quad -\dfrac{k_i}{2}g^2(0)\\ \int_0^{t_1}k_p[\dot{g}(t)]^2\mathrm{d}t\geqslant 0\end{cases}\tag{30}$$

由式(30)可知式(23)成立,反馈系统稳定。

另有:

$$\begin{cases}f_1(\tau)=k_i e(u_d-R\hat{i}_d)\\ f_2(\tau)=k_p e(u_d-R\hat{i}_d)\end{cases}\tag{31}$$

因此,自适应律的表达式为

$$\frac{1}{L'}=\frac{1}{L_0}+k_i\int_0^t e(u_d-R\hat{i}_d)\mathrm{d}\tau+k_p e(u_d-R\hat{i}_d)\tag{32}$$

3.2 基于 *d* 轴电流的 MRAS 电感辨识系统的自适应律分析

在 MRAS 算法中,自适应律 PI 参数是影响参数辨识速度的关键。根据上文分析,自适应律可由比例与积分两部分组成,因此在实际应用中需要选择合适的比例积分参数。下文对所运用的 MRAS 算法的自适应律进行分析。

由 MRAS 的状态方程组得到误差系统结构框图,如图 4 所示。由非线性反馈回路的结构得到电感辨识系统的闭环结构图,如图 5 所示。

图 5 中:A、B、C 为未知参数;X、Y 为未知输出。下面对五个未知值进行推论并给出传递函数。

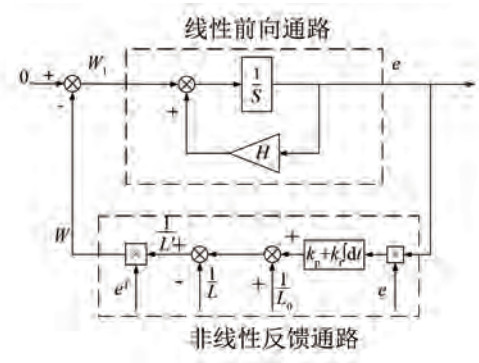


图 4 误差系统结构图

Fig. 4 The structure diagram of error system

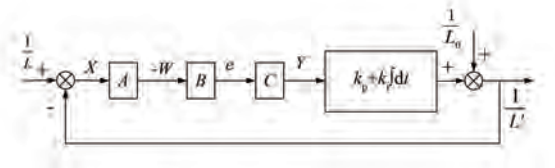


图 5 电感辨识系统闭环结构图

Fig. 5 The closed loop structure diagram of inductance identification system

$$X=\frac{1}{L}-\frac{1}{L'}\tag{33}$$

又有:

$$\frac{1}{L'}-\frac{1}{L_0}=(u_d-R\hat{i}_d)e(k_i\int_0^t\mathrm{d}\tau+k_p)=(k_i\int_0^t\mathrm{d}\tau+k_p)e\cdot C\tag{34}$$

由式(22)可得:

$$e=\frac{1}{s-H}\cdot(-W)=\frac{1}{s+\dfrac{R}{L}}\cdot(-W)=B\cdot(-W)\tag{35}$$

定义:

$$G_1(s)=A\cdot B\cdot C=\frac{(u_d-R\hat{i}_d)^2}{s+\dfrac{R}{L}}\tag{36}$$

令:

$$G(s)=G_1(s)\left(\frac{k_i}{s}+k_p\right)\tag{37}$$

则:

$$\frac{1}{L'}=G(s)\cdot\left(\frac{1}{L}-\frac{1}{L'}\right)+\frac{1}{L_0}\tag{38}$$

令 $N_0=1/L_0$,则闭环传递函数为

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

$$\frac{\frac{1}{L'}}{\frac{1}{L}}=\frac{G(s)+\frac{N_0}{N}}{1+G(s)}=\frac{G_1(s)\cdot\left(\frac{k_i}{s}+k_p\right)+\frac{N_0}{N}}{1+G_1(s)\cdot\left(\frac{k_i}{s}+k_p\right)}=$$

$$\frac{\frac{N_0}{N}s\left(s+\frac{R}{L}\right)+(sk_p+k_i)(u_d-R\hat{i}_d)^2}{s\left(s+\frac{R}{L}\right)+(sk_p+k_i)(u_d-R\hat{i}_d)^2} \tag{39}$$

对该传递函数进行分析，可知其极点均在虚轴左侧，所以系统稳定。

4 仿真分析

基于上文对增量型三矢量 MPCC 和基于 d 轴电流的 MRAS 电感辨识算法的分析，可以得到系统总体的控制结构图，如图 6 所示。

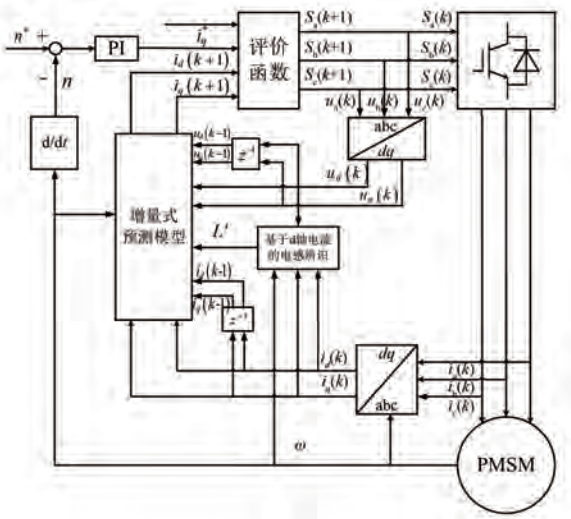


图 6 改进 MPCC 系统结构图

Fig. 6 The structure diagram of improved MPCC system

为验证所提控制策略的有效性，在 Matlab 中搭建了 MPCC 控制系统仿真模型。模型中的系统控制频率设置为 10 kHz。PMSM 参数如表 2 所示。

表 2 PMSM 参数表

Tab. 2 PMSM parameters table

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	0.332 1
交直轴电感 L/mH	0.959
极对数 p	2
永磁磁链 ψ_f/Wb	0.014 28
额定转矩 T_N/(N·m)	0.22
额定功率 P_N/W	70
额定电压 V_{dc}/V	24
额定转速 n_r/(r·min^{-1})	3 000

首先对单矢量 MPCC、三矢量 MPCC 与增量型三矢量 MPCC 进行仿真。设置给定转矩 0.1 N·m、转速 500 rpm 和给定转矩 0.2 N·m、转速 3 000 rpm 两种工况。通过三种 MPCC 策略得到的两种工况下的相电流和 d、q 轴电流波形如图 7 和图 8 所示。

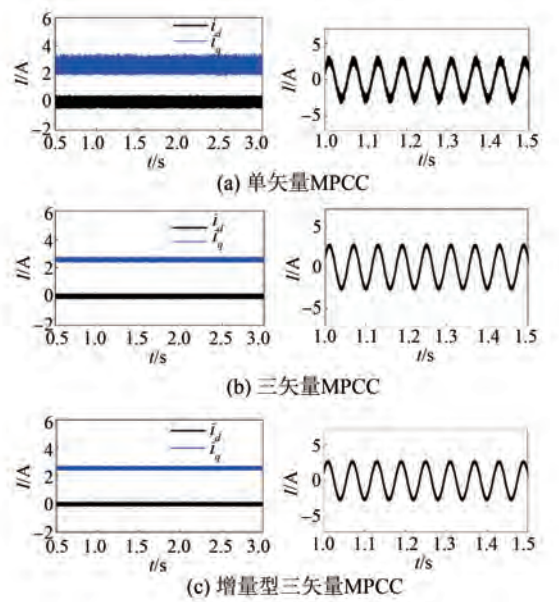


图 7 500 rpm 时三种 MPCC 策略的仿真波形

Fig. 7 Simulated waveforms with three MPCC strategies at 500 rpm

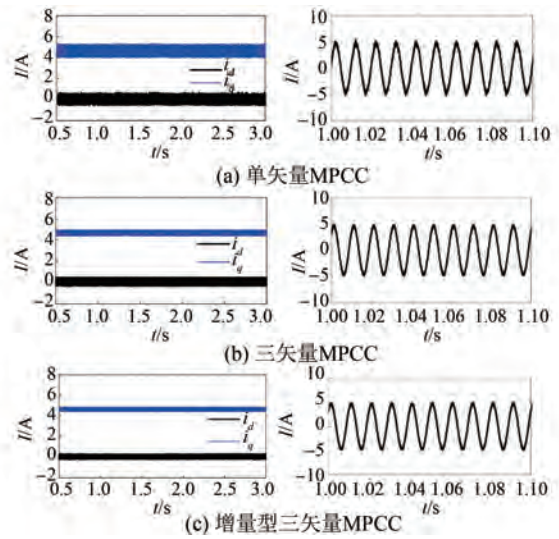


图 8 3 000 rpm 时三种 MPCC 策略的仿真波形

Fig. 8 Simulated waveforms with three MPCC strategies at 3 000 rpm

由图(7)和图(8)的仿真结果可知，相对于单矢量 MPCC，增量型三矢量 MPCC 的控制性能与

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

传统三矢量 MPCC 的控制性能相当,都可以降低电流谐波,且在低速运行时优势更为明显。

进一步模拟电机参数失配的情况。首先对磁链参数失配进行模拟,假设传统 MPCC 模型中的磁链值为 ψ_{f1},真实磁链值为 ψ_{f0}。1 s 时模型中给定的磁链值由 ψ_{f0} 变为 $0.3\psi_{f0}$,2 s 时再由 $0.3\psi_{f0}$ 变为 $2\psi_{f0}$。给定负载 0.2 N·m,分别设定转速为 500 rpm、3 000 rpm,得到三矢量 MPCC 的 q 轴电流与参考电流波形如图 9 和图 10 所示。在相同给定条件下对增量型三矢量 MPCC 进行仿真,得到 q 轴电流与参考电流波形如图 11 和图 12 所示。

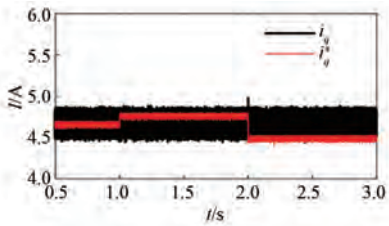


图 9 500 rpm 时三矢量 MPCC 策略的磁链失配仿真波形

Fig. 9 Simulated waveforms of flux linkage mismatch with three-vector MPCC strategy at 500 rpm

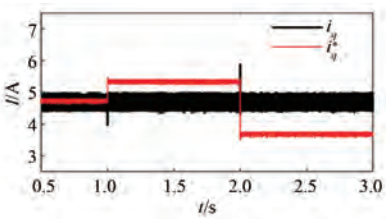


图 10 3 000 rpm 时三矢量 MPCC 策略的磁链失配仿真波形

Fig. 10 Simulated waveforms of flux linkage mismatch with three-vector MPCC strategy at 3 000 rpm

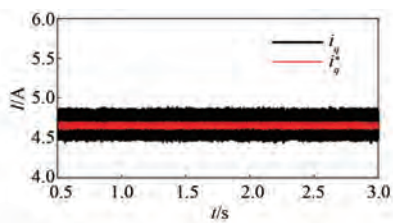


图 11 500 rpm 时增量型三矢量 MPCC 策略的磁链失配仿真波形

Fig. 11 Simulated waveforms of flux linkage mismatch with incremental three-vector MPCC strategy at 500 rpm

由图 9~图 12 的仿真结果可知,磁链参数失配会导致 q 轴参考电流与实际电流存在电流静差。由式(1)可知,电机转速越高,磁链误差项越大,电流静差越大。而由于增量型三矢量 MPCC 的预测计算不需要磁链参数,因此基本不存在预测误差。

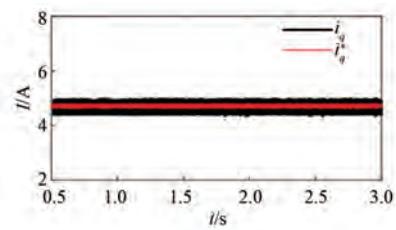


图 12 3 000 rpm 时增量型三矢量 MPCC 磁链失配仿真波形

Fig. 12 Simulated waveforms of flux linkage mismatch with incremental three-vector MPCC strategy at 3 000 rpm

然后对电感参数失配进行模拟,假设传统 MPCC 模型中的电感值为 L_1,真实电感值为 L^*。1 s 时三矢量 MPCC 模型中给定的电感值由 L^* 变为 $0.3L^*$,2 s 时再由 $0.3L^*$ 变为 $2L^*$。给定转速 3 000 rpm、转矩 0.1 N·m,得到 d、q 轴电流波形如图 13 所示。

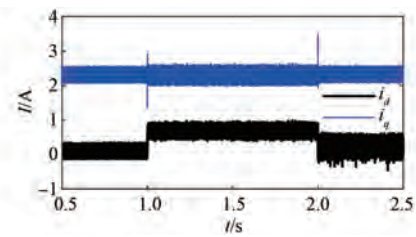


图 13 3 000 rpm 时三矢量 MPCC 策略的电感失配仿真波形

Fig. 13 Simulated waveforms of inductance mismatch with three-vector MPCC strategy at 3 000 rpm

由图 13 的仿真结果可知,当电感出现负向偏差时,d 轴电流偏离了给定 0 电流,且 d、q 轴电流脉动有所增加;当电感出现正向偏差时,d、q 轴电流也出现了脉动增加。表明三矢量模型预测控制对电感参数准确性的高度依赖。

对基于 d 轴电流方程的 MRAS 电感辨识的自适应律 PI 参数进行分析。该 MRAS 算法需要给定一个电感初值 L_0,假设初始 L_0 与真实值 L^* 存在误差,即初始值与真实值之比的范围为 0.3~2,式(39)中的 N_0/N 取 0.5~3.33。由于该辨识系统的目的是要实现电感的辨识与跟踪,而积分系数 k_i 的选取决定系统能否实现无静差跟踪,因此 k_i

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

的选取对辨识系统起决定性作用。先选取一个 k_p 值，讨论 k_i 参数变化对系统辨识性能的影响。当 N_0/N 分别取 0.5 和 3.33 时，固定 $k_p=1$，转矩为 0.1 N·m，给定转速为 3 000 rpm，得到 k_i 分别取 5 000、10 000 和 20 000 时的系统阶跃响应，如图 14 所示。

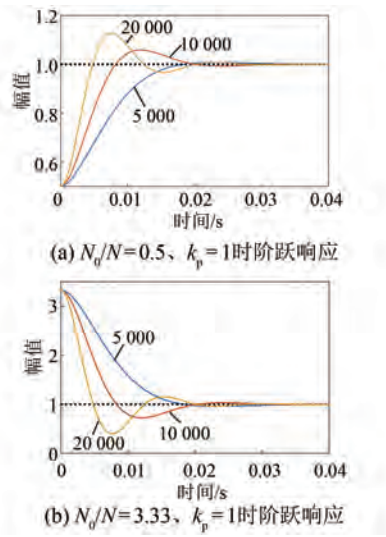


图 14　不同 k_i 下的系统阶跃响应图

Fig. 14　System step response plots at different k_i

从图 14 中可以看出，随着 k_i 增大，系统动态响应加快，但 k_i 过大会引起超调和振荡，因此综合考虑取 $k_i=10\ 000$。

当 L_0/L 分别取 0.5 与 1.5 时，固定 $k_i=10\ 000$，转矩为 0.1 N·m，给定转速为 2 000 rpm，画出 k_p 分别取 0.01、1 和 10 时的系统阶跃响应，如图 15 所示。

从图 15 中可以看出，$k_p=10$ 时系统响应速度稍慢，$k_p=0.01$ 时系统存在振荡，因此综合考虑取 $k_p=1$。

取 $k_p=1$、$k_i=10\ 000$ 对不同 N_0 下的电感辨识情况进行仿真。设电感辨识结果为 L_s，得到误差 $\Delta L=L^*-L_s$ 波形图，如图 16 所示。

由图 16 的可知，该算法可以在 0.1 s 内辨识得到正确的电感值，且超调量均小于 5%，稳态误差均小于 1%。

对增量型三矢量 MPCC 策略的参数鲁棒性进行仿真研究。给定转速 500 rpm、转矩 0.1 N·m，给定电感 $L_0=0.3L^*$（即 $N_0/N=3.33$），在 1.5 s 后启动 MRAS 电感辨识，将辨识结果输入 MPCC 模

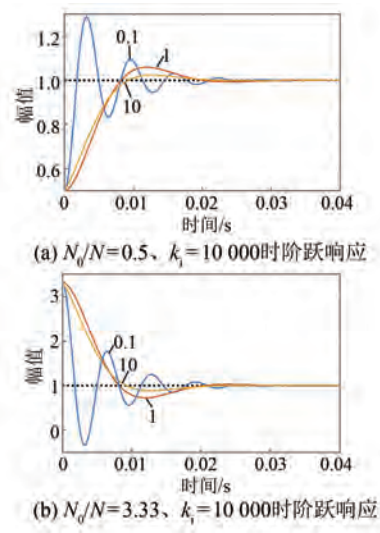


图 15　不同 k_p 下的系统阶跃响应图

Fig. 15　System step response plots at different k_p

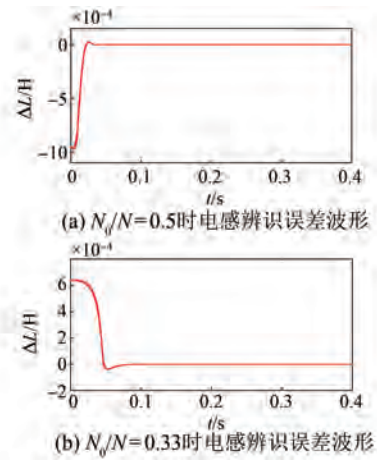


图 16　电感辨识误差波形图

Fig. 16　Waveforms of inductance recognition error

块进行电感参数修正。得到的 d、q 轴电流波形和转速波形如图 17 所示。

由图 17 可知，加入 MRAS 电感辨识后可以快速有效地进行电感辨识，得到正确的电感参数，从而降低电流和转速脉动，提高了电机的稳态性能和参数鲁棒性。

5　结语

本文提出了一种基于增量模型的三矢量合成 MPCC 策略，该策略能够在计算过程中消除磁链参数，同时加入了基于 d 轴电流的模型参考自适应电感辨识算法，解决了电机运行过程中电感参数失配导致的控制性能下降问题。该算法结合增

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

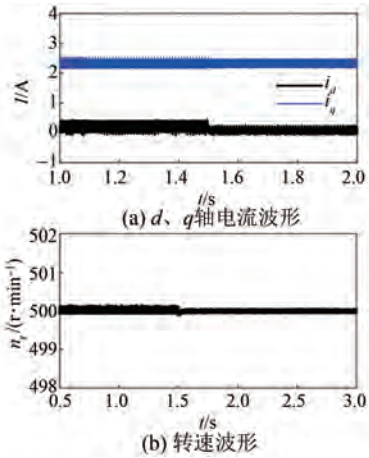


图 17 参数修正前后 d、q 轴电流与转速波形图

Fig. 17 Waveforms of d-axis and q-axis currents and speed before and after parameter correction

量模型,避免了磁链参数失配对系统性能的干扰。最后对基于 d 轴电流的模型参考自适应系统的自适应律进行了分析,结合传递函数研究了自适应律 PI 参数对系统性能的影响,并据此选择较为合适的 PI 参数。仿真结果表明,相较于传统 MPCC 策略,所提控制策略能够实现在保持良好的动态性能的前提下,减小磁链参数失配造成的预测误差,提高了系统的参数鲁棒性。

参 考 文 献

[1] 张卓然, 陆嘉伟, 张伟秋, 等. 飞机电推进系统高效能电机及其驱动控制技术[J/OL]. 中国电机工程学报, 2023-07-07. http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2107.TM.20230706.1138.002.html.
ZHANG Z R, LU J W, ZHANG W Q, et al. High-performance electric machine and drive technologies for aircraft electric propulsion systems [J/OL]. Proceedings of the CSEE, 2023-07-07. http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2107.TM.20230706.1138.002.html.

[2] 关涛, 刘大猛, 何永勇. 永磁轮毂电机技术发展综述[J]. 电工技术学报, 2024, 39(2): 378-396.
GUAN T, LIU D M, HE Y Y. Review on development of permanent magnet in-wheel motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(2): 378-396.

[3] 兰志勇, 李延昊, 罗杰, 等. 一种自适应扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机无位置传感器矢量控制[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(3): 141-148.
LAN Z Y, LI Y H, LUO J, et al. A sensorless vector control of permanent magnet synchronous motor based on adaptive extended Kalman filter [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(3): 141-148.

[4] 沈毓骏, 丰飞, 邵瑛. 基于滑模控制的改进直接转矩控制算法研究[J]. 电工技术, 2022, 23: 32-35+40.
SHEN Y J, FENG F, SHAO Y. Research on improved direct torque control algorithm based on sliding mode control [J]. Electric Engineering, 2022, 23: 32-35+40.

[5] 王治国, 郑泽东, 李永东, 等. 交流电机模型预测控制综述[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(11): 14-30.
WANG Z G, ZHENG Z D, LI Y D, et al. A review of model predictive control for AC motor [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(11): 14-30.

[6] ZHANG Y C, XU D L, HUANG L L, et al. Generalized multiple-vector-based model predictive control for PMSM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9356-9366.

[7] YU D L, ZHANG C C, GUO Q B, et al. Low complexity duty cycle modulation model predictive current control of permanent magnet synchronous motor [J]. IET Power Electronics, 2022, 16(3): 413-422.

[8] ZHANG X G, ZHANG C G. Model predictive current control for PMSM considering current prediction errors [C]//2023 IEEE 6th International Electrical and Energy Conference, Hefei, 2023.

[9] YANG H, LIU Y B, WANG J X, et al. Improved multi-step FCS-MPCC with disturbance compensation for PMSM drives [C]//2021 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics, Jinan, 2021.

[10] GONG C, DING L, LI Y W, et al. Current pre-estimation-based delay compensation for sensorless FCS-MPCC used in PMSM drives over high-speed range [C]//2022 25th International Conference on Electrical Machines and Systems, Chiang Mai, 2022.

[11] 邱建琪, 毛意涵, 陈卓易, 等. 永磁同步电机新型有限集模型预测速度控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(4): 1-9.
QIU J Q, MAO Y H, CHEN Z Y, et al. Improved finite set model predictive speed control of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

and Control，2023，27(4)：1-9.

[12] 郭磊磊，王朋帅，李琰琰，等. 不同代价函数下永磁同步电机模型预测控制参数失配可视化分析[J]. 电工技术学报，2023，38(4)：903-914.
GUO L L，WANG P S，LI Y Y，et al. Visual analysis of parameters mismatch in model predictive control for permanent magnet synchronous motor under different cost function [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2023，38(4)：903-914.

[13] 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.

[14] DONG B L，LIANG L C，QI X Y，et al. Predictive current control of PMSM based on parameter identification of combat vehicles [C]//2022 China Automation Congress，Xia'men，2022.

[15] 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 R，SHU H P，ZHAI K M. Low-complexity three-vector model predictive current control with fixed switching frequency for PMSM [J]. Proceedings of the CSEE，2024，44(9)：3710-3722.

[16] SUN J，YANG Y，CHEN R，et al. An efficient multi-vector-based model predictive current control for PMSM drive [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications，2023，9(1)：79-89.

[17] 涂文聪，骆光照，刘卫国. 基于模糊动态代价函数的永磁同步电机有限控制集模型预测电流控制[J]. 电工技术学报，2017，32(16)：89-97.
TU W C，LUO G Z，LIU W G. Finite-control-set model predictive current control for permanent magnet synchronous motor based on dynamic cost function using fuzzy method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2017，32(16)：89-97.

[18] 魏尧，柯栋梁，黄东晓，等. 基于时间序列的永磁同步电机连续控制集无模型预测电流控制[J]. 电工技术学报，2023，38(22)：6027-6038.
WEI Y，KE D L，HUANG D X，et al. A continuous-control-set type model-free predictive current control based on time-series for PMSM drives [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2023，38(22)：6027-6038.

[19] ZHAO K H，YI T H，ZHANG C F，et al. Robust model-free nonsingular terminal sliding mode control for PMSM demagnetization fault [J]. IEEE Access，2019，7：15737-15748.

[20] 李耀华，王孝宇，张勇，等. 永磁同步电机多步模型预测电流控制成本函数优化计算研究[J]. 电机与控制应用，2023，50(5)：17-25.
LI Y H，WANG X Y，ZHANG Y，et al. Cost function optimization calculation for multi-step model predictive current control of permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Machines & Control Application，2023，50(5)：17-25.

[21] LI H F，SHAO J Y，LIU Z Y. Incremental model predictive current control for PMSM with online compensation for parameter mismatch [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion，2023，38(2)：1050-1059.

[22] 张硕，孙永禄，赵明威，等. PMSM 电流鲁棒性增量预测控制[J]. 北京理工大学学报，2022，42(10)：1073-1079.
ZHANG S，SUN Y L，ZHAO M W，et al. PMSM current robust incremental predictive control [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology，2022，42(10)：1073-1079.

[23] ZHANG X G，WANG Z W. Simple robust model predictive current control for PMSM drives without flux-linkage parameter [J] IEEE Transactions on Industrial Electronics，2023，70(4)：3515-3524.

[24] 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)：9319-9330.
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)：9319-9330.

收稿日期：2024-01-18
收到修改稿日期：2024-04-16

作者简介：

张超硕(2000-)，男，硕士研究生，研究方向为永磁同步电动机控制，zcsvglover@163.com；

*通信作者：储剑波(1972-)，男，博士，副教授，研究方向为电力电子与电力传动、永磁同步电机/异步电机控制，yubo_chu@nuaa.edu.cn。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

 DOI: 10.12177/emca.2024.061

Research on Robust Model Predictive Control Method of PMSM Based on Incremental Model

ZHANG Chaoshuo, CHU Jianbo*

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211106, China)

Key words: permanent magnet synchronous motor; model predictive current control; incremental model; parameter mismatch; model reference adaptive

Model predictive current control (MPCC) has been widely used in the field of motor control for its advantages of simple structure and superior dynamic performance. The traditional model predictive control algorithm is based on the mathematical model of the motor, so the accuracy of the motor parameters in the mathematical model directly affects the control effect of the system.

In order to improve the parameter robustness of the system while maintaining the dynamic performance of the control system, an incremental MPCC strategy based on three-vector is proposed, which modifies the mathematical model, sector judgment and the action time calculation, eliminates the magnetic chain parameter, so that the control system is free from the interference that may be brought about by the flux linkage mismatch. Meanwhile, a three-vector synthesis algorithm is added on this basis to synthesize the desired voltage vector using two non-zero voltage vectors and one zero voltage vector, which effectively reduces the error of the predicted output.

Aiming at the robustness problem of the control system inductance parameters, an inductance identification algorithm based on d-axis current is added to the MPCC strategy, and the adaptive law is analyzed to select the appropriate proportional integration parameters, which ensures the fast and stable convergence of the identification results. The control system structure is shown in Fig.1.

The simulation results show that the proposed control algorithm maintains the same excellent performance as the traditional three-vector MPCC algorithm both in the high-speed operation and low-speed operation stages. At the same time, the algorithm effectively improves the parameter robustness of the control system, which can maintain a small current static difference under the change of the flux linkage parameter, and can also quickly recognize the real value under the sudden change of the inductance parameter, correct the parameters in the model in real time, and reduce the prediction error.

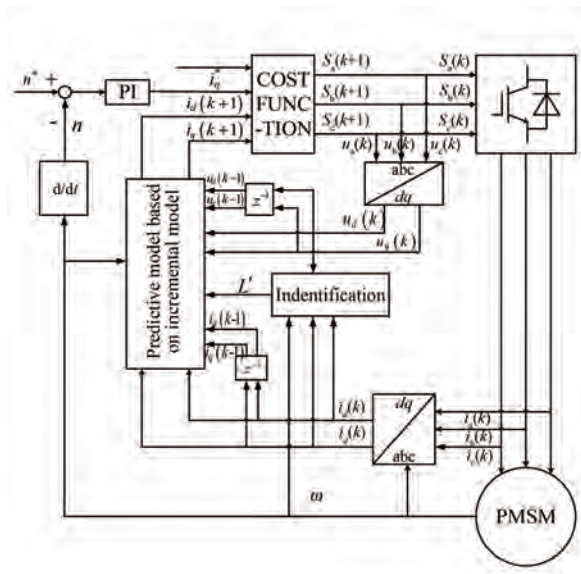


Fig. 1 The structure diagram of the proposed MPCC system

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.