低计算复杂度的永磁同步电机多步预测电流控制

高锋阳, 罗引航[†], 张凯越, 王文祥, 杨乔礼

(兰州交通大学 自动化与电气工程学院,甘肃 兰州 730070)

摘要: 传统的永磁同步电机模型预测电流控制策略仅在一个采样周期内寻优, 难以避免陷入局部最优问题, 而多步预测会增加预测次数, 计算复杂度成倍增长. 为此, 提出一种低复杂度的永磁同步电机三步电流预测控制策略. 首先, 在延时补偿的基础上, 两步预测结合三矢量电压控制和最优占空比电压控制, 三步预测保持与两步预测相同的电压矢量, 然后由代价函数选出控制电压矢量; 最后, 设计电感dq轴分量双闭环的鲁棒控制. 仿真结果表明, 相比其他控制策略, 所提策略具有良好的动静态性能, 寻优代码执行时间降低了约51%; 在不影响输出电能质量的前提下, 开关频率降低了约17%; 并对电感失配造成的性能恶化具有抑制性.

关键词: 永磁同步电机; 预测电流控制; 多步预测; 计算复杂度; 电感失配

引用格式:高锋阳,罗引航,张凯越,等.低计算复杂度的永磁同步电机多步电流预测控制.控制理论与应用,2021, 38(9):1466-1476

DOI: 10.7641/CTA.2021.10032

Low computational complexity multi-step predictive current control of permanent magnet synchronous motor

GAO Feng-yang, LUO Yin-hang[†], ZHANG Kai-yue, WANG Wen-xiang, YANG Qiao-li

(College of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou Gansu 730070, China)

Abstract: The traditional model predictive current control strategy of permanent magnet synchronous motor (PMSM) is only optimized in one sampling period, so it is difficult to avoid falling into the local optimal problem. But multi-step prediction will increase the number of prediction times, and the computational complexity will multiply. Therefore, a three-step current predictive control strategy of PMSM based on low complexity is proposed. Firstly, on the basis of time delay compensation, two-step prediction is combined with three vector voltage control and optimal duty cycle voltage control, the three-step prediction keeps the same voltage vector as the two-step prediction, and then the control voltage vector is selected by the cost function; finally, the double closed-loop robust control of dq axis component of inductor is designed. The simulation results show that the proposed strategy has good dynamic and static performance, compared with other control strategies, reduces the code execution time by about 51%, reduces the switching frequency by about 17% without affecting the power quality, and has a certain inhibition on the inductance mismatch.

Key words: permanent magnet synchronous motor; predictive current control; multi-step prediction; computational complexity; inductance mismatch

Citation: GAO Fengyang, LUO Yinhang, ZHANG Kaiyue, et al. Low computational complexity multi-step current predictive control of permanent magnet synchronous motor. *Control Theory & Applications*, 2021, 38(9): 1466 – 1476

1 引言

永磁同步电动机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)以其环保节能、可靠性高、力能指标好、抗过载能力强等优点,已经在混合动力汽车、船舶电力推进、医疗机械等领域得到广泛应用^[1].目前,模型预测控制(model predictive control, MPC)以其便于

约束变量、在线优化规则灵活、易于处理多输入多输 出之间存在交互作用问题等优点,成为永磁同步电机 控制新策略^[2].

目前已有许多学者对基于有限集模型预测的 PMSM控制策略进行研究.为了有效减小电流脉动, 增强系统的稳态性能,文献[3-4]提出了一种改进方 案,在传统单矢量MPC的基础上引入零矢量,解决了

收稿日期: 2021-01-11; 录用日期: 2021-04-25.

[†]通信作者. E-mail: lyh3220963168@163.com; Tel.: +86 15575920089.

本文责任编委:徐胜元.

国家重点研发计划项目(2018YFB1201602-06), 天津大学和兰州交通大学联合基金项目(2020056)资助.

Supported by the National Major Research and Development plan of China (2018YFB1201602–06) and the Joint Fund Project of Tianjin University and Lanzhou Jiaotong University (2020056).

1467

采样周期内作用电压矢量幅值固定的问题. 文献[5]将 待选的第2个矢量由零矢量变为有效电压矢量,作用 电压变为方向、幅值均可调的电压矢量. 文献[6]提出 了一种三矢量模型预测电流控制策略,作用电压可以 为任意方向,幅值可调的电压矢量. 文献[7-11]提出 了预测控制系统的鲁棒性问题并对其进行研究. 文 献[7-8]提出了一种带干扰观测器的鲁棒模型预测电 流控制方法,并构造龙伯格观测器来观察参数失配和 模型不确定性对控制性能的影响. 文献[9-10]在速度 环和电流环的设计中引入前馈补偿,并加入扩展状态 观测器估计的集总扰动,优化了PMSM调速系统的控 制性能. 文献[11]是关于无差拍电流预测控制策略的 鲁棒性研究,在无差拍电流预测控制策略中加入离散 积分项,有效增强了系统的鲁棒性. 文献[12-13]对无 差拍电流预测控制展开研究,无差拍预测控制避免枚 举所有待选的电压矢量,简化了确定最优电压矢量的 过程. 文献[14-15]对无参数模型预测控制进行了研 究,以避免模型参数失配引起的系统性能下降问题. 预测控制虽然具有优越的控制性能,但会带来较大的 预测计算量,限制了其应用.文献[16]提出了一种快速 预测电流控制策略,降低预测计算量,但该方法是 基于单矢量控制在单个周期内选出最佳电压矢量. 与传统两步预测电流控制策略[17]不同的是,文 献[18-19]提出了一种多步预测控制策略,通过枚举法 计算出最优和次优电流预测值,在此基础上预测下一 个周期的电流值.上述方法均是单个采样周期内寻优 或是两个采样周期内寻优存在较大计算复杂度,其容 易陷入局部最优问题或是加重控制硬件的负担.

为此,本文提出一种低计算复杂度的PMSM多步预测电流控制策略,在两个采样周期内寻优,且只需计算电流预测值4次.首先,在两步预测中同时考虑三矢量电压控制和最优占空比电压控制,电压矢量需做约束处理,在两步预测的基础上保持电压矢量不变,再计算三步电流预测值,进而选出最优的控制电压矢量;然后针对电感参数失配的问题,给出一种dq轴电感分量双闭环结构的控制策略来提取电感的误差并将其矫正.最后通过搭建MATLAB/Simulink仿真平台,对比分析了传统控制策略、文献[20]提出的控制策略和文中所提控制策略在不同工况下的控制效果和性能.

2 PMSM的三矢量模型预测电流控制

2.1 PMSM的数学模型

表贴式永磁同步电机在旋转正交坐标系(d-q)中的 模型表达式为

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\imath}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{i} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u} + \boldsymbol{C}. \tag{1}$$

式(1)中: A, B, C, i和u分别定义如下:

$$\begin{cases} \boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} -R/L & \omega_{e} \\ -\omega_{e} & -R/L \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\psi_{f}\omega_{e}/L \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{i} = [i_{d} \ i_{q}]^{\mathrm{T}}, \\ \boldsymbol{u} = [u_{d} \ u_{q}]^{\mathrm{T}}, \end{cases}$$

其中: L_d , L_q 分别为定子电感的直、交轴分量, 且 $L_d = L_q = L$; i_d , i_q , u_d , u_q 分别为定子电流和电压的直、交轴分量; R为定子电阻; ω_e 为转子电角速度; ψ_f 为转子永磁体磁链.

2.2 三矢量电压

三矢量电压指3个基本空间电压矢量,包括2个有效电压矢量和1个零矢量,其中有效电压矢量包括*u*₁ ~ *u*₆.零矢量包括*u*₀,*u*₇.而有效电压矢量将空间划分为(I)~(VI)6个扇区,如图1所示.



Fig. 1 Schematic diagram of basic voltage vector selection

传统PMSM两步电流预测控制策略结构框图如图 2所示,主要由延时补偿、两步预测、代价函数等模块 组成.系统给定电流 $i_d^* = 0$,给定电流 i_q^* 为速度环PI控 制器输出.从电机定子侧采样三相电流经坐标变换后 作为反馈电流.





Fig. 2 Block diagram of traditional two-step current predictive control strategy for PMSM

2.3 电流预测

对状态方程式(1)采用欧拉法可得到离散化的dq 轴电流预测表达式为

 $\boldsymbol{i}^{\mathrm{p}}(k+1) = \boldsymbol{A}(k)\boldsymbol{i}(k) + \boldsymbol{B}(k)\boldsymbol{u}(k) + \boldsymbol{C}(k), \quad (2)$ 式中:

$$\begin{split} \boldsymbol{i}^{\mathrm{p}}(k+1) &= [i^{\mathrm{p}}_{\mathrm{d}}(k+1) \ i^{\mathrm{p}}_{\mathrm{q}}(k+1)]^{\mathrm{T}}, \\ \boldsymbol{i}(k) &= [i_{\mathrm{d}}(k) \ i_{\mathrm{q}}(k)]^{\mathrm{T}}, \\ \boldsymbol{u}(k) &= [u_{\mathrm{d}}(k) \ u_{\mathrm{q}}(k)]^{\mathrm{T}}, \\ \boldsymbol{A}(k) &= \begin{bmatrix} 1 - T_{\mathrm{s}}R/L & T_{\mathrm{s}}\omega_{\mathrm{e}}(k) \\ -T_{\mathrm{s}}\omega_{\mathrm{e}}(k) & 1 - T_{\mathrm{s}}R/L \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{B}(k) &= \begin{bmatrix} T_{\mathrm{s}}/L & 0 \\ 0 & T_{\mathrm{s}}/L \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{C}(k) &= \begin{bmatrix} 0 \\ -T_{\mathrm{s}}\psi_{\mathrm{f}}\omega_{\mathrm{e}}(k)/L \end{bmatrix}, \end{split}$$

其中:i(k)为第t(k)时刻的电流采样值; $i^{p}(k+1)$ 为第t(k+1)时刻的电流预测值; T_{s} 为采样周期;u(k)为第t(k)时刻的定子电压值; $\omega_{e}(k)$ 为第t(k)时刻转子电角速度的采样值.

两步电流预测的表达式为[17]

$$i^{p}(k+2) = A(k)i^{p}(k+1) + B(k)u(k+1) + C(k), \qquad (3)$$

式中: $i^{p}(k+2)$ 为第t(k+2)时刻的电流预测值; u(k+1)为第t(k+1)时刻的待确定电压.

2.4 价值函数选优

为了让定子电流直、交轴分量尽可能跟踪上参考 电流,将电流静差的平方和作为代价函数g.

$$g = |i_{\rm d}^* - i_{\rm d}^{\rm p}(k+2)|^2 + |i_{\rm q}^* - i_{\rm q}^{\rm p}(k+2)|^2.$$
(4)

选择使g值最小时对应的电压矢量作为逆变器的 输出电压矢量.

3 多步预测

传统两步电流预测算法中,在t(k)时刻采样定子 电流i(k),三相逆变器的开关状态 $S^{opt}(k)$ 及定子电压 u(k)已在t(k-1)时刻计算出,由预测式(2)可计算出 t(k+1)时刻的电流预测值 $i^{p}(k+1)$.在 $i^{p}(k+1)$ 的 基础上,调用预测式(3)计算出逆变器在N种开关函数 组合下t(k+2)时刻的电流预测值 $i^{p}_{n}(k+2)$,n=1, $2, \dots, N$,之后选择使得在t(k+2)时刻g值最小的 开关状态,作为t(k+1)时刻最优开关状态 $S^{opt}(k+1)$.该方法的本质是在1个采样周期内进行局部最优 算法,而并未考虑系统在2个或多个采样周期内的最 优性.当系统处在扰动或工况不佳等情况时,局部最 优算法可能存在t(k+3)时刻的电流预测值都偏离给 定值的问题,导致控制系统振荡加剧,甚至于发散. 为降低传统预测算法的局限性,提出1种在两步预测中同时考虑三矢量电压控制和占空比电压控制,并确保在2个采样周期内所选开关状态最优的多步预测算法,该算法描述如下:

1) 在t(k)时刻采样定子电流i(k)并已知定子电压 $u_{dq}(k)(t(k-1)$ 时刻的计算结果),由预测式(2)计算 出t(k+1)时刻的电流预测值 $i^{p}(k+1)$.

 由第1步已知*i*^p(k+1)及电流给定值*i**(k+2)(假设*i**(k+1) = *i**(k+2) = *i**(k+3)),由式(5)
 计算出*t*(k+1)时刻所需参考电压矢量*u*^{*}_{dq}(k+1), 调制过程中可能存在过调制现象,因此需要调用式
 (8)对电压矢量进行幅值调整,幅值调整后的电压矢量
 记为*u*^{opt}_{dq}(k+1).

3) 由第2步已知 $u_{dq}^{opt}(k+1)$,调用式(9)计算出三 矢量电压的作用时间,并由式(10)计算t(k+2)时刻 的电流预测值 $i^{opt}(k+2)$.将 $i^{opt}(k+2)$ 作为基础值, t(k+2)时刻电压 u_{dq}^{opt} 仍采用t(k+1)时刻的三矢量 电压,在调用式(11)计算出t(k+3)时刻的电流预测 值 $i^{opt}(k+3)$.

4) 由第2步已知 $u_{dq}^{opt}(k+1)$,将 $u_{dq}^{opt}(k+1)$ 变换 到静止坐标系下的电压复矢量 $u_{\alpha\beta}^{opt}(k+1)$.由式(7)计 算出电压复矢量所在扇区的位置角,并通过式(12)判 断出与电压复矢量最接近的基本电压矢量,记为 u_i , i= 1, 2, ..., 6.

5) 由第4步已知基本电压矢量*u_i*,由式(16)-(17) 计算出最优占空比电压*u^{sub}*(*k*+1)及其作用时间, 并调用式(18)计算*t*(*k*+2)时刻的电流预测值 *i^{sub}*(*k*+2).将*i^{sub}*(*k*+2)作为基础值,*t*(*k*+2)时刻 最优占空比电压*u^{sub}*仍采用*t*(*k*+1)时刻的最优占空 比电压,在调用式(19)计算出*t*(*k*+3)时刻的电流预测 值*i^{sub}*(*k*+3).

6) 由第3步和第5步已知*i*^{opt}(*k* + 3)和*i*^{sub}(*k* + 3), 将其分别代入*t*(*k* + 3)时刻的代价函数式(20),选择使 代价函数值最小的电压矢量控制,在*t*(*k* + 1)时刻作 用于PMSM.

3.1 三矢量电压控制

$$\begin{cases} u_{\rm d}^{*}(k+1) = Ri_{\rm d}^{\rm p}(k+1) + \\ L \frac{i_{\rm d}^{*}(k+2) - i_{\rm d}^{\rm p}(k+1)}{T_{\rm s}} - \\ \omega_{\rm e}(k)Li_{\rm q}^{\rm p}(k+1), \\ u_{\rm q}^{*}(k+1) = Ri_{\rm q}^{\rm p}(k+1) + \\ L \frac{i_{\rm q}^{*}(k+1) - i_{\rm q}^{\rm p}(k+1)}{T_{\rm s}} + \\ \omega_{\rm e}(k)Li_{\rm d}^{\rm p}(k+1) + \omega_{\rm e}(k)\psi_{\rm f}. \end{cases}$$
(5)

当参考电压复矢量*u*_{αβ}轨迹超出图3所示正六边形 边界,会出现参考电压复矢量与实际电压复矢量不相 同的情况,即过调制现象.因此,需要判断参考电压复 矢量轨迹是否超出正六边形边界,若超出边界,则保 持其相位不变并拉回至六边形边界.在判断过调制前, 需要将旋转坐标系下的参考电压矢量变换到静止坐 标系下,坐标变换的表达式为





Fig. 3 Schematic diagram of reference voltage vector position angle

判断复矢量所在扇区*n*,并计算复矢量在扇区中的 位置角θ_p. *n*与θ_p的关系表达式为

$$\theta_{\rm p} = \arcsin \frac{u_{\beta}}{u_{\alpha}} - \frac{(n-1)\pi}{3}.$$
(7)

为了方便,记 $|u^*| = \sqrt{u_d^{*2} + u_q^{*2}}$,参考电压矢量 u_{dq}^* 幅值修正的表达式为

$$\begin{cases} u_{d}^{opt} = \begin{cases} \frac{V_{dc}u_{d}^{*}}{\sqrt{3}\sin(\frac{\pi}{3} + \theta_{p})|u^{*}|}, \\ |u^{*}| > \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}\sin(\frac{\pi}{3} + \theta_{p})}, \\ u_{d}^{*}, \\ 0 < |u^{*}| \leqslant \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}\sin(\frac{\pi}{3} + \theta_{p})}, \\ \end{cases} \\ \begin{cases} \frac{V_{dc}u_{q}^{*}}{\sqrt{3}\sin(\frac{\pi}{3} + \theta_{p})|u^{*}|}, \\ |u^{*}| > \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}\sin(\frac{\pi}{3} + \theta_{p})}, \\ u_{q}^{*}, \\ 0 < |u^{*}| \leqslant \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}\sin(\frac{\pi}{3} + \theta_{p})}. \end{cases} \end{cases}$$
(8)

 u_d^{opt}, u_q^{opt} 为幅值修正后的电压矢量,若将其作为逆 变器的给定电压,则逆变器输出的实际电压即为 u_d^{opt} ,

 u_{q}^{opt} .参考电压复矢量所在扇区n相邻的两个基本电压 矢量和零矢量即为控制所需的三矢量电压.记 $|u| = \sqrt{u_{d}^{opt^{2}} + u_{q}^{opt^{2}}},$ 则三矢量电压的作用时间表达式为

$$\begin{cases} t_{i}^{\text{opt}} = \frac{\sqrt{3}T_{s}|u|\sin(\frac{\pi}{3} - \theta_{p})}{V_{\text{dc}}}, \\ t_{j}^{\text{opt}} = \frac{\sqrt{3}T_{s}|u|\sin\theta_{p}}{V_{\text{dc}}}, \\ t_{0}^{\text{opt}} = T_{s} - t_{i}^{\text{opt}} - t_{j}^{\text{opt}}. \end{cases}$$
(9)

在2个采样周期中,三矢量电压控制下的两步电流 预测的表达式为

$$\boldsymbol{i}^{\text{opt}}(k+2) = \boldsymbol{A}(k)\boldsymbol{i}^{\text{p}}(k+1) + \boldsymbol{B}(k)\boldsymbol{u}^{\text{opt}}(k+1) + \boldsymbol{C}(k), \quad (10)$$

式中: $i^{opt}(k+2) = [i^{opt}_{d}(k+2) \ i^{opt}_{q}(k+2)]^{T}$ 为t(k+2)时 刻 电 流 预 测 值; $u^{opt}(k+1) = [u^{opt}_{d}(k+1)]^{T}$ 为t(k+1)时刻确定的电压矢量.

以 $i^{opt}(k+2)$ 作为电流基础值,保持三矢量电压不 变在预测t(k+3)时刻的电流值,则三步电流预测的 表达式为

$$i^{\text{opt}}(k+3) = \boldsymbol{A}(k)i^{\text{opt}}(k+2) + \boldsymbol{B}(k)\boldsymbol{u}^{\text{opt}}(k+1) + \boldsymbol{C}(k), \quad (11)$$

式中 $\mathbf{i}^{\text{opt}}(k+3) = [\mathbf{i}_{d}^{\text{opt}}(k+3) \mathbf{i}_{q}^{\text{opt}}(k+3)]^{T}$ 为t(k+3)时刻电流预测值.

3.2 最优占空比电压控制

最优占空比电压控制选取电压矢量的原则是:选择与电压复矢量 $u_{\alpha\beta}^{\text{opt}}(k+1)$ 最接近的基本电压矢量 $u_{\alpha\beta}^{\text{opt}}(k+1)$ 的 着 u_i 进行占空比控制.根据电压复矢量 $u_{\alpha\beta}^{\text{opt}}(k+1)$ 的 相角易知其所在扇区.设电压复矢量的相角为 θ_p ,处 在第n个扇区,则选择基本电压矢量 $u_i(k+1)$ 的表达 式为

$$\boldsymbol{u}_{i}(k+1) = \begin{cases} \boldsymbol{u}_{n}, & 0 \leqslant \theta_{p} \leqslant \frac{\pi}{6}, \\ \boldsymbol{u}_{n+1}, & \frac{\pi}{6} \leqslant \theta_{p} \leqslant \frac{\pi}{3}. \end{cases}$$
(12)

静止坐标系下的基本电压矢量 $u_{\alpha\beta i}(k+1)$ 变换 到旋转坐标系下的电压矢量 $u_{dqi}(k+1)$.

设 s_{q0}, s_{qi} 分别为零矢量 u_0 ,基本电压矢量 u_i 的q轴电流斜率,其表达式可写为^[6]

$$\begin{cases} s_{q0}(k+1) = \frac{-Ri_{d}^{p}(k+1) + \omega(k)Li_{q}^{p}(k+1)}{L}, \\ s_{qi}(k+1) = \\ \frac{u_{qi}(k+1) - Ri_{d}^{p}(k+1) + \omega(k)Li_{q}^{p}(k+1)}{L}. \end{cases}$$
(13)

根据占空比控制的原理^[3], t(k+1)时刻的基本电

压矢量的占空比D*(k+1)为

$$D^{*}(k+1) = \frac{i_{\rm d}^{\rm p}(k+2) - i_{\rm d}^{\rm p}(k+1) - s_{\rm d0}(k+1)T_{\rm s}}{T_{\rm s}(s_{\rm di}(k+1) - s_{\rm d0}(k+1))}.$$
 (14)

计算出占空比D*(k+1)后,须判断其是否在0-1 之间,如果不在范围内则对其进行修正.修正后的占 空比D^{sub}(k+1)为

$$D^{\rm sub}(k+1) = \begin{cases} 0, & 0 \ge D^*(k+1), \\ D^*, & 0 \le D^*(k+1) \le 1, \\ 1, & 1 \le D^*(k+1). \end{cases}$$
(15)

占空比控制下的给定电压为

$$\begin{cases} u_{d}^{\text{sub}} = D^{\text{sub}} u_{di}, \\ u_{q}^{\text{sub}} = D^{\text{sub}} u_{qi}. \end{cases}$$
(16)

基本电压矢量和零矢量的作用时间分别记为t_i^{sub}, t₀^{sub}, 其表达式为

$$\begin{cases} t_i^{\text{sub}} = D^{\text{sub}} T_{\text{s}}, \\ t_j^{\text{sub}} = 0, \\ t_0^{\text{sub}} = T_{\text{s}} - t_i^{\text{sub}}. \end{cases}$$
(17)

同理,最优占空比电压控制下的两步电流预测的 表达式为

$$i^{\text{sub}}(k+2) = \boldsymbol{A}(k)i^{\text{p}}(k+1) +$$
$$\boldsymbol{B}(k)u^{\text{sub}}(k+1) + \boldsymbol{C}(k), \quad (18)$$

式中: $i^{\text{sub}}(k+2) = [i^{\text{sub}}_{d}(k+2) \quad i^{\text{sub}}_{q}(k+2)]^{\text{T}} \mathcal{H}t(k+2)$ 时刻电流预测; $u^{\text{sub}}(k+1) = [u^{\text{sub}}_{d}(k+1) u^{\text{sub}}_{q}(k+1)]^{\text{T}} \mathcal{H}t(k+1)$ 时刻确定的电压矢量.

以 $i^{sub}(k+2)$ 作为电流基础值,保持最优占空比 电压不变在预测t(k+3)时刻的电流值,则三步电流 预测的表达式为

$$i^{\text{sub}}(k+3) = \mathbf{A}(k)i^{\text{sub}}(k+2) + \mathbf{B}(k)u^{\text{sub}}(k+1) + \mathbf{C}(k), \quad (19)$$

式中 $i^{\text{sub}}(k+3) = [i^{\text{sub}}_{d}(k+3) i^{\text{sub}}_{q}(k+3)]^{\text{T}} 为 t(k+3)$ 时刻电流预测值.

3.3 三步电流预测的代价函数

将计算得到的预测值 $i^{opt}(k+3), i^{sub}(k+3)$ 分别 代入代价函数 $g^{opt}, g^{sub},$ 选择让代价函数值最小的电 压矢量作为t(k+1)时刻的电机控制量:

$$\begin{cases} g^{\text{opt}} = \left| i_{d}^{*}(k+3) - i_{d}^{\text{opt}}(k+3) \right|^{2} + \\ \left| i_{q}^{*}(k+3) - i_{q}^{\text{opt}}(k+3) \right|^{2} , \\ g^{\text{sub}} = \left| i_{d}^{*}(k+3) - i_{d}^{\text{sub}}(k+3) \right|^{2} + \\ \left| i_{q}^{*}(k+3) - i_{q}^{\text{sub}}(k+3) \right|^{2} , \end{cases}$$
(20)

则t(k+1)时刻的控制电压矢量为

$$\boldsymbol{u}_{dq}(k+1) = \begin{cases} \boldsymbol{u}_{dq}^{opt}(k+1), & g^{opt} \leq g^{sub}, \\ \boldsymbol{u}_{dq}^{sub}(k+1), & g^{opt} > g^{sub}. \end{cases}$$
(21)

电压矢量作用时间为

$$t_{ij0}(k+1) = \begin{cases} t_{ij0}^{\text{opt}}(k+1), & g^{\text{opt}} \leqslant g^{\text{sub}}, \\ t_{ij0}^{\text{sub}}(k+1), & g^{\text{opt}} > g^{\text{sub}}. \end{cases}$$
(22)

表1给出了采用文献[18-20]控制策略的两步预测 和三步预测的预测总次数.在三矢量电压控制下(最优 占空比电压控制是特殊的三矢量电压控制),t(k+ 2)周期内需要在(I)~(VI)6个电压矢量扇区内寻找最 优电压矢量.传统策略的多步预测对每个扇区计算后 在t(k+2)时刻得到6种不同的电流预测值, t(k+3)时刻分别对每种电流值预测6次合计36次,总计42次. 文献[18]在t(k+2)时刻确定最优和次优电流预测值, t(k+3)时刻分别对最优和次优电流值预测6次合计 12次, 总计18次. 文献[19]提出在t(k+3)周期内采用 与t(k+2)周期内相同的控制电压矢量, t(k+3)时 刻分别对6种电流值预测一次合计6次,总计12次.文 献[20]在t(k+2)时刻确定最优和次优电流预测值, t(k+3)周期内采用上一个周期内的电压矢量控制, t(k+3)时刻分别对2种电流值预测一次合计2次,总 计8次. 而文中所提出的低复杂度多步预测在t(k+ 2)周期内同时考虑三矢量电压控制和最优占空比电压 控制,预测次数合计2次,t(k+3)周期内保持与上一 个周期相同的电压矢量,分别对2种电流值预测一次 合计2次,总计4次.

表1 寻优次数对比

Table 1	Comparison	of optin	nization	times
---------	------------	----------	----------	-------

多步预测控制方法	电流预测计算次数
传统多步预测	6 + 36 = 42
文献[18]多步预测	6 + 12 = 18
文献[19]多步预测	6 + 6 = 12
文献[20]多步预测	6 + 2 = 8
所提出多步预测	2 + 2 = 4

文中所提多步电流预测策略框图如图4所示. 采样 电流后预测第t(k+1)时刻的电流值作为延时补偿, 第t(k+2)时刻同时考虑三矢量电压和最优占空比电 压, t(k+3)周期内保持电压矢量不变, 计算电流预测 值, 并由代价函数选出最优的控制电压矢量. 两步预 测和三步预测的电流预测次数总计4次, 很大程度上 降低了多步预测的计算次数.

4 鲁棒性控制

4.1 模型失配

在实际工况中,定子电流上升或减小会引起定子 电感值的变化.当预测方程中的电感与电机定子电感 不匹配时, dq轴预测电流值会产生明显的误差.电感 失配的电流预测方程可写为

$$i^{p}(k+1) = D(k)i(k) + E(k)u(k) + F(k),$$
 (23)

1471

式中:

$$\begin{split} \boldsymbol{D}(k) &= \begin{bmatrix} 1 - T_{\rm s} R/L_0 & T_{\rm s} \omega_{\rm e}(k) \\ -T_{\rm s} \omega_{\rm e}(k) & 1 - T_{\rm s} R/L_0 \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{E}(k) &= \begin{bmatrix} T_{\rm s}/L_0 & 0 \\ 0 & T_{\rm s}/L_0 \end{bmatrix}, \\ \boldsymbol{F}(k) &= \begin{bmatrix} 0 \\ -T_{\rm s} \psi_{\rm f} \omega_{\rm e}(k)/L_0 \end{bmatrix}, \end{split}$$

其中L₀为失配的电感参数.

而实际在t(k+1)时刻定子电流为

$$i(k+1) = A(k)i(k) + B(k)u(k) + C(k).$$
 (24)

dq轴采样电流与预测电流之间的误差记为E_{dq},其中E_d, E_q可分别写为

$$E_{d} = i_{d}(k+1) - i_{d}^{p}(k+1) =$$

$$Mi_{d}(k) - Nu_{d}(k+1),$$

$$E_{q} = i_{q}(k+1) - i_{q}^{p}(k+1) =$$

$$Mi_{q}(k) - Nu_{q}(k+1) + K,$$
(25)

式中:

$$\begin{split} M &= T_{\rm s} R \Delta L / (L_0(L_0 + \Delta L)), \\ N &= T_{\rm s} \Delta L / (L_0(L_0 + \Delta L)), \\ K &= T_{\rm s} \omega_{\rm e} \Delta L \psi_{\rm f} / (L_0(L_0 + \Delta L)), \\ \Delta L &= L - L_0. \end{split}$$





Fig. 4 Multi-step current predictive control strategy block diagram

4.2 鲁棒控制方法

为了矫正失配电感参数,采用dq轴电感双闭环的 PI控制来提取电感参数.控制框图如图5所示, E_{dq}作 为两个PI控制的输入,其中d轴电流误差 E_d 作为外环 PI控制的输入, q轴电流误差 E_q 作为内环PI控制的输入, n电感误差 $\Delta \hat{L}$ 作为PI控制的输出.





获取的电感误差 $\Delta \hat{L}$ 用来矫正电流预测方程中的 失配电感参数 L_0 .矫正后的电感参数可以表示为

$$\hat{L} = L_0 + \Delta \hat{L}. \tag{26}$$

因此, 电感参数矫正后的电流预测模型可以写为

 $i^{\mathrm{p}}(k+1) = \hat{A}(k)i(k) + \hat{B}(k)u(k) + \hat{C}(k),$ (27) 式中:

$$\hat{\boldsymbol{A}}(k) = \begin{bmatrix} 1 - T_{s}R/\hat{L} & T_{s}\omega_{e}(k) \\ -T_{s}\omega_{e}(k) & 1 - T_{s}R/\hat{L} \end{bmatrix}$$
$$\hat{\boldsymbol{B}}(k) = \begin{bmatrix} T_{s}/\hat{L} & 0 \\ 0 & T_{s}/\hat{L} \end{bmatrix},$$
$$\hat{\boldsymbol{C}}(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -T_{s}\psi_{f}\omega_{e}(k)/\hat{L} \end{bmatrix}.$$

由式(26)和式(27),可以通过提取电感误差来矫正 模型中设置的电感参数,从而消除由电感误差引起的 电流预测误差,进而可以获得准确的预测电流.

5 仿真验证

为验证文中所提多步电流预测算法的可行性与合理性,在MATLAB/Simulink上搭建仿真平台,被控表贴式永磁同步电机额定参数如表2所示.采样时间 T_s = 30 μ s.

表 2 永磁同步电机参数 Table 2 Parameters of PMSM

参数	额定数值
定子电阻/Ω	0.9585
转子惯量/(kg·m ²)	$6.329 imes 10^{-4}$
定子电感/H	$5.25 imes 10^{-3}$
直流母线电压/V	300
永磁体磁链/Wb	0.1827
额定转速/($\mathbf{r} \cdot \min^{-1}$)	2000
极对数	4
额定转矩/(N·m)	8

1) 电机负载转矩保持8 N·m不变, 给定转速值在 0.7~1.35 s时间段内发生变化.采用传统两步电流预 测算法的电机转速如图6(a)所示,采用文献[20]提出 的多步预测电流算法的电机转速如图6(b)所示,采用 文中所提多步预测电流算法的电机转速如图6(c)所 示.图6中,给定转速值记为 ω_{e}^{*} ,传统算法控制的电机 转速记为 ω_{e}^{\prime} ,文献[20]算法控制的电机转速记为 ω_{e}^{\prime} , 所提算法控制的电机转速记为 ω_{e} .在0.7 s前,电机给 定转速为1700 r/min;在0.7 s时刻,给定转速以6000 (r·min⁻¹)/s的增长率上升到2000 r/min;在1.0 s 时刻, 给定转速以-12000(r·min⁻¹)/s负增长率下降到1400 r/min;在1.3 s时刻,给定转速以6000(r·min⁻¹)/s的增 长率上升到1700 r/min.

从图6可见,所提算法和文献[20]算法在变转速工况中,电机转速能快速准确跟踪上给定值,电机转速与给定值基本吻合,而传统算法因在变转速瞬间不能提高足够大的电压,电机转速难以及时跟踪上给定值,并且调速过程电机的转速会超出给定值一段时间.因此,在变转速工况下,文献[20]算法和所提算法具有基本相同的速度跟踪性能,相比传统算法,文献[20]算法和所提算法在变转速工况下具有更好的动态响应速度.





speed 2) 电机给定转速值保持1700 r/min不变,负载转 矩在0.3~0.5 s时间段内发生变化.在0.3 s前,电机负 载转矩为8 N·m;在0.4 s时,负载转矩突减到2 N·m; 在0.5时,负载转矩突增到8 N·m.采用传统算法、文

献[20]算法和所提算法的电机转速如图7所示,其中 ω_{e}^{*} 用黑色实线表示, ω_{e}' 用红线实线表示, ω_{e}'' 用黄色虚线表示, ω_{e} 用蓝色实线表示.





从图7可见,所提算法和文献[20]算法在变负载工况,电机转速能较快得跟踪上给定值,而传统算法下的电机转速较慢跟踪上给定值,并且调速过程中电机转速会产生超调.因此,在变负载工况下,文献[20]算法和所提算法具有基本相同的动态响应性能,而相比传统算法,文献[20]算法和所提算法在变负载工况下仍具有更好的动态性能.

3) 电机给定转速为1700 r/min,负载转矩为8 N·m,保持其不变,让电机处于稳态工况.传统算法、 文献[20]算法和所提算法控制的电机定子相电流波形 及其快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)频 谱分析如图8(a)-(c)和图9(a)-(c)所示.





从图9可见, 图9(b), (c)的谐波含量要明显低于图 (a). 在稳态工况中, 传统算法下相电流的总谐波失真 (total harmonic distortion, THD)为5.58%, 文献[20]算 法的相电流THD为4.38%, 所提算法相电流的THD为 4.49%. 因此, 文献[20]算法与所提算法的电流谐波含 量相近, 而相比传统算法, 文献[20]和所提算法在稳态 工况中具有更好的稳态性能.

4) 系统稳态运行过程中,图10给出3种控制策略的电流预测计算总次数(包括延时补偿、两步预测和 三步预测),其中,传统算法、文献[20]算法、所提算法的计算总次数分别记为n', n'', n. 在1.5 s时,3种算法的计算次数最少,传统算法次之,文献[20]计算量最多.相比文献[20],所提算法的计算次数降低约44%.统计3种算法周期内的电压矢量寻优代码执行时间(包括两步预测和三步预测),分别约为26.6 ms,40.0 ms, 19.6 ms,相比文献[20],寻优代码执行时间降低了约51%.



Fig. 10 Calculation times of current prediction

图11给出在3种控制策略中,采用五段式空间矢量 脉宽调制(discontinuous space vector pulse width modulation, DSVPWM)的逆变器某一电力电子器件在短 时间内的开关状态(0或1),上升沿或下降沿表示开关 状态的变化.开关频率较高会引起开关损耗随之增大, 在合适的时刻开关能适当减小开关损耗.从图11易看 出,采用文献[20]算法的开关频率明显较高.统计 (0.5~1.5)s内3种算法的开关频率,分别为21.36 kHz, 26.28 kHz, 21.80 kHz,相比文献[20],所提算法的开 关频率降低了约17%,从而有效减小较高开关频率所 引起的较大开关损耗.







由3),4)可整理数据得表3,从表3可看出,文献[20] 算法和文中算法的电流谐波含量较低,在不影响输出 电能质量的前提下,文中算法比文献[20]算法的开关 频率要明显低一些,而在寻优代码执行时间上,文中 算法的执行时间最少.综合动静态性能、开关频率、寻 优代码执行时间等方面,文中算法要优于另外2种算 法.

表 3 三种控制策略对比 Table 3 Comparison of three control strategies

控制	THD	开关频率	计算	寻优执行
策略	/%	/kHz	总次数	时间/ms
传统策略	5.58%	21.36	350007	26.568
文献[20]	4.38%	26.28	450009	40.042
所提策略	4.49%	21.80	250005	19.645

5) 在3种算法中,设置电感参数的初始值为0.5L (L = 5.25 mH),在0.8 s时刻以15L/s的增长率增长,上 升至2L后保持不变.图12(a)--(c)分别给出了在传统算 法、文献[20]算法和所提算法控制下的dq轴采样电流 与参考电流.图12中,dq轴电流参考值记为i^{*}_{dq},dq轴 电流采样值记为i_{dq}.图13给出了0.8~0.9 s时间段内给 定电感值变化时,采用电感提取策略获取的电感误差.



(a) 所提控制策略下dq轴定子电流



在传统算法和文献[20]算法控制下,当算法中给 定电感值为0.5L时, dq轴采样电流与参考电流有较小 静差,随着给定电感值增长到某一电感值时,电流静 差明显增大,而在电感提取策略中, dq轴电流基本不 受给定电感值变化的影响,电流预测算法鲁棒性较良 好.

6 结论

 1)所提策略采用无差拍电流控制计算参考电压 矢量,并将与其最邻近最优占空比电压矢量作为次优 电压矢量,寻优过程简单.相比枚举所有电压矢量避 免了不必要的计算负担,寻优代码执行时间降低了 约51%.为了满足电力电子器件的高频化需求,采用 执行时间更短的算法就很有必要.

2) 所提策略保证了较好的转速调节性能和稳态 性能.在DSVPWM周期中,三矢量电压控制需变换5 次开关状态,而占空比电压控制变换3次,占空比电压 引入后开关频率降低了约17%,有效减小开关损耗, 两者的结合兼顾了系统动静态性能和开关频率.特别 是随着逆变电源高频化的不断发展,器件开关频率越 来越高,在不影响输出电能质量的前提下,适当降低 开关频率变得具有重要意义.

3) 给出一种dq轴电感双闭环策略,能够提取电感 误差,并对电感误差造成的性能恶化具有抑制性,原 理简单,且不需要额外考虑电感参数误差对电机模型 造成的扰动,避免了扰动观测器的加入.

文中提出的方法策略可拓展应用于多电平多控制 目标的复杂系统,区别在于逆变器的拓扑结构及电气 部分的等效建模.

参考文献:

 LIU Xiangdong, MA Tongkai, ZHAO Jing. Research progress of stator coreless axial flux permanent magnet synchronous motor. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2020, 40(1): 257 – 273, 392.

(刘向东,马同凯,赵静.定子无铁心轴向磁通永磁同步电机研究进展综述.中国电机工程学报,2020,40(1):257-273,392.)

- [2] GAO J Q, GONG C, LI W Z, et al. Novel compensation strategy for calculation delay of finite control set model predictive current control in PMSM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(7): 5816 – 5819.
- [3] ZHANG Y C, YANG H T. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control. *IEEE Transactions* on Power Electronics, 2014, 29(12): 6593 – 6603.
- [4] LIU Jiamin, GE Zhaoyan, WU Xuan, et al. Predictive current control of PMSM based on duty cycle modulation. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2020, 40(10): 3319 – 3328.
 (刘佳敏, 葛召炎, 吴轩, 等. 基于占空比调制的永磁同步电机预测电 流控制. 中国电机工程学报, 2020, 40(10): 3319 – 3328.)
- [5] XU Yanping, ZHANG Baocheng, ZHOU Qin. Double vector model predictive current control of permanent magnet synchronous motor. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(20): 222 – 230.

(徐艳平,张保程,周钦. 永磁同步电机双矢量模型预测电流控制. 电 工技术学报, 2017, 32(20): 222 - 230.)

[6] XU Yanping, WANG Jibin, ZHANG Baocheng, et al. Three vector model predictive current control of permanent magnet synchronous motor. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(5): 980-988.

(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. 电工技术学报, 2018, 33(5): 980 - 988.)

- [7] XIA C L, WANG M, SONG Z F, et al. Robust model predictive current control of three-phase voltage source PWM rectifier with online disturbance observation. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2012, 8(3): 459 – 471.
- [8] YANG Bo, SHU Hongchun, ZHU Dena, et al. Maximum power tracking sliding mode control of permanent magnet synchronous generator based on disturbance observer. *Control Theory & Applications*, 2019, 36(2): 207 219.
 (杨博, 東洪春, 朱德娜, 等. 基于扰动观测器的永磁同步发电机最大 功率跟踪滑模控制. 控制理论与应用, 2019, 36(2): 207 219.)
- [9] CHEN H J, QU J L, LIU B, et al. A robust predictive current control for PMSM based on extended state observer. *IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems.* Shenyang: IEEE, 2015: 1698 – 1703.
- [10] WEI Haifeng, WEI Hanpei, ZHANG Yi. PWM current predictive control of permanent magnet synchronous motor based on extended state observer. *Control and Decision*, 2018, 33(2): 351 355.
 (魏海峰,韦汉培,张懿. 基于扩张状态观测器的永磁同步电机 PWM电流预测控制. 控制与决策, 2018, 33(2): 351 355.)

- [11] TURKER T, BUYUKKELES U, BAKAN A F. A robust predictive current controller for PMSM drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, 63(6): 3906 – 3914.
- [12] JIANG Y J, XU W, MU C X, et al. Improved deadbeat predictive current control combined sliding mode strategy for PMSM drive system. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 67(1): 251 – 263.
- [13] ZHOU Y, LI H, YAO H. Model-free deadbeat predictive current control of a surface-mounted permanent magnet synchron-ous motor drive system. *Journal of Power Electronics*, 2018, 18(1): 103 – 105.
- [14] ZHAO Kaihui, ZHOU Ruirui, LENG Aojie, et al. A finite set model free fault tolerant predictive control algorithm for permanent magnet synchronous motor. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(1): 27 – 38.
 (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. 电工技术学报, 2021, 36(1): 27 – 38.)
- [15] CHEN Zhuoyi, QIU Jianqi, JIN Mengjia. Finite set parameter free model predictive control of permanent magnet synchronous motor. *Electric Machines and Control*, 2019, 23(1): 19 26.
 (陈卓易,邱建琪,金孟加. 永磁同步电机有限集无参数模型预测控制. 电机与控制学报, 2019, 23(1): 19 26.)
- [16] ZHANG Hu, ZHANG Yongchang, LIU Jiali, et al. Model free predictive current control of permanent magnet synchronous motor based on single current sampling. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(2): 180 187.
 (张虎,张永昌,刘家利,等. 基于单次电流采样的永磁同步电机无模型预测电流控制. 电工技术学报, 2017, 32(2): 180 187.)
- [17] QIN Yanzhong, YAN Yan, CHEN Wei, et al. Parameter error compensation three vector model predictive current control for permanent magnet synchronous motor. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 35 (2): 255 – 265.

(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. 电工技术学报, 2020, 35(2): 255 - 265.)

- [18] XU Y P, SUN, Y F, HOU Y L. Multi-step model predictive current control of permanent-magnet synchronous motor. *Power Electron*, 2020, 20(1): 176 – 187.
- [19] HE C, HU J H, LIU C, A simplified model predictive control with two-step horizon based on deadbeat control for PMSM. *The 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications* (*ICIEA*). Xi'an, China: IEEE, 2019: 468 – 473.
- [20] GUO Peng, HE Zhixing, LUO An, et al. Circulating current control strategy for modular multilevel converters based on multi-step model predictive control. *Automation of Electric Power Systems*, 2017, 41(16): 137 143, 157.
 (郭鹏,何志兴,罗安,等. 基于多步模型预测控制的模块化多电平换流器环流控制策略. 电力系统自动化, 2017, 41(16): 137 143, 157.)

作者简介:

高锋阳 教授级高工,硕士生导师,主要研究方向为大功率电源以 及牵引电机系统研究等, E-mail: ljdgaofy@lzjtu.edu.cn;

罗引航硕士研究生,目前研究方向为永磁同步电机模型预测控制,E-mail: lyh3220963168@163.com;

张凯越 硕士研究生,目前研究方向为三相PWM逆变器的模型预 测控制研究, E-mail: 290062535@qq.com;

王文祥硕士研究生,目前研究方向为电机传动系统健康状态评估优化研究, E-mail: 1806163697@qq.com;

杨乔礼 副教授,硕士生导师,主要研究方向为复杂随机系统建模 及控制等, E-mail: toyql@126.com.