文章编号:1674-2974(2026)02-0146-13 DOI:10.16339/j.cnki.hdxbzkb.2026164

考虑预测电流误差的永磁同步电机弱磁控制

高锋阳 ,祖河 †,冯阳博 ,吴银波 ,徐淑芬
(兰州交通大学 自动化与电气工程学院,甘肃 兰州 730070)

摘 要:针对单矢量模型预测弱磁控制设定的弱磁轨迹与理想轨迹存在偏差,且电机在弱磁区域内稳态性能较差的问题,提出考虑预测电流误差的模型预测弱磁控制策略.首先,分析预测电流误差边界、逆变器工作区域、弱磁过程之间的关联,提出预测电流误差裕度的新计算方法,将误差裕度通过PI控制器传输至参考电流,实现弱磁闭环控制,完成误差较小的弱磁轨迹设定.其次,采用模型预测切换控制对设定的弱磁轨迹进行跟踪,考虑到在弱磁过程中d轴电流为控制对象,将dq轴电流变化率同时作为切换判据,使电机在动态工况采用单矢量模型预测控制,在稳态工况采用三矢量占空比模型预测控制,实现不同工况下的切换控制.最后,搭建硬件在环仿真平台验证所提控制策略可行性,结果表明:相较于单矢量模型预测弱磁控制,所提弱磁控制策略弱磁轨迹精确度更高,在保持动态性能的前提下,电流脉动和THD分别降低50%和65%.

关键词:内置式永磁同步电机;模型预测控制;弱磁控制;稳态性能
中图分类号:TM351 **文献标志码**:A

Field weakening control of permanent magnet synchronous motor considering prediction current error

GAO Fengyang,ZU He†,FENG Yangbo,WU Yinbo,XU Shufen
(School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

Abstract: To address the issues of deviation between the field weakening trajectory predicted by the single-vector model and the ideal trajectory, as well as the poor steady-state performance of the motor in the field weakening region, a model predictive field weakening control strategy considering the predicted current error is proposed. Firstly, the relationships among the predicted current error boundary, inverter operating region, and field weakening process are analyzed, and a new method for calculating the predicted current error margin is proposed. The error margin is transmitted to the reference current via a PI controller, achieving closed-loop field weakening control and setting a field weakening trajectory with minimal error. Secondly, model predictive switching control is adopted to track the set field weakening trajectory. Since the d-axis current serves as the control object during the field weakening process, both d-axis and q-axis current change rates are used as switching criteria. This enables the motor to employ single-vector model predictive control under dynamic conditions and three-vector duty ratio model

* **收稿日期**:2025-04-10
基金项目:国家自然科学基金资助项目(52267004), National Natural Science Foundation of China(52267004)
作者简介:高锋阳(1970—),男,甘肃白银人,兰州交通大学教授,博士生导师
† 通信联系人,E-mail:1145210029@qq.com

predictive control under steady-state conditions, thereby realizing switching control under different operating conditions. Finally, a hardware-in-the-loop simulation platform validates the feasibility of the proposed control strategy. The results show that, compared with single-vector model predictive field weakening control, the proposed field weakening control strategy achieves higher precision in the field weakening trajectory. While maintaining dynamic performance, the current ripple and THD are reduced by 50% and 65%, respectively.

Key words: inner-mounted permanent magnet synchronous motor (IPMSM); model predictive control; field weakening control; steady-state performance

永磁同步电机在工业驱动场景中应用广泛,考虑到电动汽车、数控机床、电动静液压器等在特定应用中对电机宽速域运行的要求,永磁同步电机的弱磁运行能力则十分关键,且具有较大的实用价值[1-4].

永磁同步电机弱磁控制通过施加反向d轴电流削弱电机气隙中的永磁体磁链,从而降低反电动势,拓宽电机运行速域[5-6].电机运行在弱磁区域内要求较好的动态响应性能和抗扰动能力,运行轨迹偏差会导致弱磁区域的速度范围缩小和负载能力降低,因此弱磁控制方法的快速性、准确性、稳定性成为重要指标[7].查表弱磁控制方法[8-9]具有较低的计算量,但其本质上是一种离线计算方法,需要大量的前期数据计算,且不能满足电机的实时性要求.准确性较高的在线计算弱磁控制方法[10-12]需根据MTPA、MTPV曲线和电流电压极限构成的约束方程进行求解,计算量较大,参数敏感度高.基于电压闭环控制的弱磁控制方法主要包括:单电流调节法[13]、电流角度调节法[14-15]、电压角度调节法[16]、单电压调节法[17].电压闭环控制使系统具有较好的稳定性,但响应速度较慢.模型预测控制(model predictive control, MPC)具有高动态性能、控制灵活、考虑系统非线性约束等优点,但计算量较大.随着先进微处理器技术的发展,结合MPC的弱磁控制方法不断被提出[18].文献[19]提出了一种基于虚拟电压矢量的单矢量模型预测弱磁控制方法,通过预测电流误差边界得出控制弱磁过程起始和深度的额外电压分量,实现弱磁模块的闭环控制.这种方法具有较好的动态性能和抗干扰能力,但控制系统结构复杂,电流脉动较大,弱磁轨迹有一定偏差.文献[20]提出一种基于预测电流误差边界的模型预测弱磁控制方法,定义了预测电流误差裕度,并将其用于模型预测控制中的电压矢量调制,该方法稳态性能优异,结构简单,但动态响应较慢,预测电流误差裕度计算过程复杂且不够准确.

结合MPC的弱磁控制方法的动稳态性能较大程度上由所选的MPC方法决定.根据输出电压矢量的特性,可以将MPC分为有限控制集模型预测控制(finite-control-set model predictive control, FCS-MPC)和连续控制集模型预测控制(continuous-control-set model predictive control, CCS-MPC)[21].FCS-MPC方法根据代价函数选择电压矢量,具有动态响应快、无需参数整定和易于实现多变量控制等优点[22-23],但控制精度较低.CCS-MPC方法根据无差拍控制原理对电压矢量进行调制,实现固定的逆变器开关频率[24],降低了电流谐波和转矩脉动,但计算量较大,动态响应速度较慢.因此,文献[25]提出永磁同步电动机双优化三矢量模型预测电流控制策略,将FCS-MPC的代价函数寻优与CCS-MPC的矢量调制思想相结合,有效降低电流脉动,提高了系统稳态性能,但计算量大,计算过程复杂,影响系统动态性能.文献[26]提出一种模型预测切换控制(model predictive switching control, MPSC)策略,在动态工况采用FCS-MPC,在稳态工况采用CCS-MPC,根据q轴电流变化率进行控制策略切换,系统动稳态性能均得到提升,但没有考虑电机工作在弱磁区域的情况.

鉴于此,计及预测电流误差裕度,本文提出一种永磁同步电机模型预测弱磁控制策略.首先,所提策略对预测电流误差边界进行分析,优化预测电流误差裕度计算方法,得到更准确的弱磁运行轨迹.其次,考虑模型预测切换控制在弱磁工况下特殊性,将d轴电流变化率加入切换判据,实现控制策略的精确切换.最后,通过硬件在环仿真平台验证所提策略的有效性.

1 永磁同步电机数学模型

以内置式永磁同步电机(inner-mounted permanent magnet synchronous motor, IPMSM)作为研究对象,为便于分析,假设永磁同步电机的三相定子绕组完全对称,且不考虑磁滞损耗与涡流损耗.其在dq轴坐标系下的定子电压方程可表示为

$$\begin{cases} u_{\mathrm{d}} = Ri_{\mathrm{d}} + L_{\mathrm{d}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{d}}}{\mathrm{d}t} - \omega_{\mathrm{e}}L_{\mathrm{q}}i_{\mathrm{q}} \\ u_{\mathrm{q}} = Ri_{\mathrm{q}} + L_{\mathrm{q}}\dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{q}}}{\mathrm{d}t} + \omega_{\mathrm{e}}\left(L_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{d}} + \psi_{\mathrm{f}}\right) \end{cases} \tag{1}$$

式中:u_{d}、u_{q}分别为定子电压的dq轴分量;i_{d}、i_{q}分别为定子电流的dq轴分量;L_{d}、L_{q}分别为定子电感的dq轴分量;R为定子电阻;ψ_{f}为永磁体磁链;ω_{e}为电机转子电角速度.

将式(1)前向欧拉离散化,可得下一采样时刻dq轴预测电流方程:

$$\begin{cases} i_{\mathrm{d}}^{\mathrm{p}}(k+1) = i_{\mathrm{d}}(k) + \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{d}}}\Big[u_{\mathrm{d}}(k) - Ri_{\mathrm{d}}(k) + \\ \qquad \omega_{\mathrm{e}}(k)L_{\mathrm{q}}i_{\mathrm{q}}(k)\Big] \\ i_{\mathrm{q}}^{\mathrm{p}}(k+1) = i_{\mathrm{q}}(k) + \dfrac{T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{q}}}\Big[u_{\mathrm{q}}(k) - Ri_{\mathrm{q}}(k) - \\ \qquad \omega_{\mathrm{e}}(k)\big(L_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{d}}(k) + \psi_{\mathrm{f}}\big)\Big] \end{cases} \tag{2}$$

式中:$i_{\mathrm{d}}^{\mathrm{p}}(k+1)$、$i_{\mathrm{q}}^{\mathrm{p}}(k+1)$分别为$k+1$时刻dq轴电流预测值;$i_{\mathrm{d}}(k)$、$i_{\mathrm{q}}(k)$分别为$k$时刻dq轴电流采样值;$u_{\mathrm{d}}(k)$、$u_{\mathrm{q}}(k)$分别为$k$时刻dq轴电压采样值;$T_{\mathrm{s}}$为采样周期.

2 考虑预测电流误差裕度的弱磁控制

所提弱磁模块控制框图如图1所示.为避免电机在基速下频繁启停引起弱磁控制模块误判,将额定转速作为分界点.电机转速超过额定转速时弱磁模块介入控制系统,并将预测电流误差裕度通过PI控制器转化为弱磁电流反馈给参考电流,实现弱磁闭环控制.

2.1 IPMSM弱磁控制原理

电机运行过程中受逆变器最大输出电压和绕组所能承受最大电流的限制,电压和电流约束可以描述为

$$u_{\mathrm{d}}^2 + u_{\mathrm{q}}^2 \leqslant u_{s\max}^2 \tag{3}$$

$$i_{\mathrm{d}}^2 + i_{\mathrm{q}}^2 \leqslant i_{s\max}^2 \tag{4}$$

式中:$u_{s\max}$为逆变器最大输出电压;$i_{s\max}$为电机绕组能承受的最大电流.

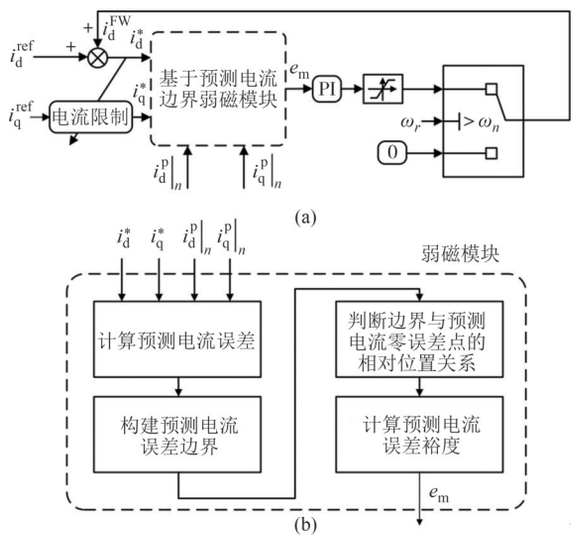


图1 弱磁模块控制框图

Fig.1 Control block diagram of field weakening module

电机处于稳态时,忽略定子电阻压降,定子电压方程可改写为

$$\begin{cases} u_{\mathrm{d}} = -\omega_{\mathrm{e}}L_{\mathrm{q}}i_{\mathrm{q}} \\ u_{\mathrm{q}} = \omega_{\mathrm{e}}\left(L_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{d}} + \psi_{\mathrm{f}}\right) \end{cases} \tag{5}$$

将式(5)代入式(3),电压约束可用dq轴电流表示为

$$\left(L_{\mathrm{q}}i_{\mathrm{q}}\right)^2 + \left(L_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{d}} + \psi_{\mathrm{f}}\right)^2 \leqslant \left(u_{s\max}/\omega_{\mathrm{e}}\right)^2 \tag{6}$$

结合式(3)、式(4)、等转矩曲线、MTPA曲线、MTPV曲线,得到dq轴电流坐标系下的电机定子电流矢量轨迹,如图2所示.

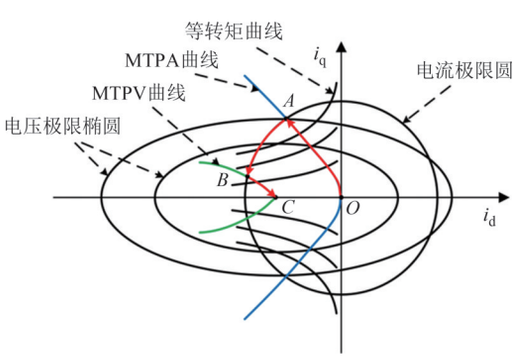


图2 定子电流矢量轨迹

Fig.2 Stator current vector trajectory

电机在额定转速以下时,考虑运行效率,沿OA曲线(MTPA曲线)工作;超过额定转速时,电机进入弱磁一区,即$OABC$区域,一般沿AB曲线(恒功率弱

磁轨迹)运行;转速再次提高时,电机进入弱磁二区,沿BC曲线(MTPV 曲线)运行;最终稳定在目标转速所对应电压极限椭圆的最佳工作点上.电机运行范围是否包含弱磁二区,取决于电压极限椭圆簇中心点C是否在电流极限圆内部,即$i_{s\max}$是否大于ψ_f/L_d.

2.2　预测电流误差裕度弱磁控制方法

预测电流误差裕度可以确定弱磁过程启停和弱磁深度.同时,预测电流误差裕度也揭示了逆变器工作状态与弱磁过程的关联.采用三相两电平电压源逆变器作为IPMSM的驱动电源,该逆变器能产生8个电压矢量,预测电流误差表示为

$$\begin{cases} e_d^n(k+1) = i_d^*(k+1) - i_d^p(k+1)|_n \\ e_q^n(k+1) = i_q^*(k+1) - i_q^p(k+1)|_n \end{cases} \tag{7}$$

式中:e_d、e_q分别为dq轴预测电流误差;i_d^*、i_q^*分别为dq轴电流给定值;n的取值为0~7.

由于dq轴电流为系统的控制对象,可直接根据式(4)对i_d、i_q进行限幅,使其满足电流约束.因此,只需考虑电压约束,将式(2)代入式(3),得到含有预测电流的电压约束方程:

$$\begin{aligned} &\left[\left(R - \frac{L_d}{T_s}\right)i_d(k) - \omega_e(k)L_q i_q(k) + \frac{L_d}{T_s}i_d(k+1)\right]^2 + \\ &\left[\left(R - \frac{L_q}{T_s}\right)i_q(k) + \omega_e(k)L_d i_d(k) + \omega_e(k)\psi_f + \right. \\ &\left.\frac{L_q}{T_s}i_q(k+1)\right]^2 \leqslant u_{s\max}^2 \end{aligned} \tag{8}$$

根据式(7),将式(8)改写成以预测电流误差为变量的方程:

$$\begin{aligned} &\frac{L_d^2}{T_s^2}\left[e_d - e_{0d}(k+1)\right]^2 + \frac{L_q^2}{T_s^2}\left[e_q - e_{0q}(k+1)\right]^2 \leqslant \\ &\qquad u_{s\max}^2 \end{aligned} \tag{9}$$

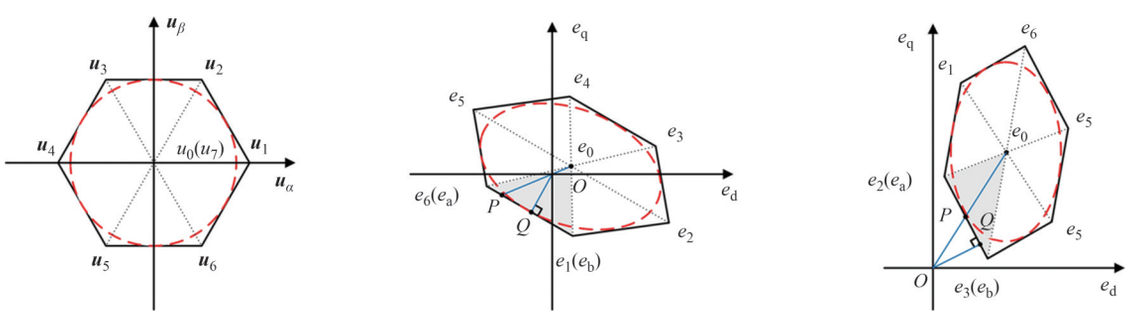
其中,

$$\begin{aligned} e_{0d}(k+1) &= \frac{T_s}{L_d}\left[\left(R - \frac{L_d}{T_s}\right)i_d(k) - \omega_e(k)L_q i_q(k) + \right. \\ &\left.\frac{L_d}{T_s}i_d^*(k+1)\right], \\ e_{0q}(k+1) &= \left[\frac{T_s}{L_q}\left(R - \frac{L_q}{T_s}\right)i_q(k) + \omega_e(k)L_d i_d(k) + \right. \\ &\left.\omega_e(k)\psi_f + \frac{L_q}{T_s}i_q^*(k+1)\right] \end{aligned}$$

根据式(9),当$u_{s\max}$为常数时,因$L_d \neq L_q$,电压约束为图3(b)、(c)中虚线所示椭圆.椭圆中心为$(e_{0d}(k+1), e_{0q}(k+1))$,其坐标取决于$k+1$时刻的dq轴参考电流和dq轴电流采样值.

逆变器工作区包括线性区与非线性区.图3(b)、(c)中椭圆为逆变器工作在线性区时所能产生预测电流误差区域,对应图3(a)中内切圆.图3(b)、(c)中六边形为逆变器整个工作区所能产生预测电流误差区域,对应图3(a)中正六边形.

因此,预测电流误差边界代表逆变器对dq轴电流的调节能力.如图3(b)所示,预测电流零误差点O在预测电流误差边界内部,表明逆变器有能力使预测电流和参考电流之间误差为零,实现无差拍控制.反之,如图3(c)所示,O点位于预测电流误差边界外部,表明实现无差拍控制所需电压超出逆变器容量,需通过弱磁使所需电压与逆变器容量匹配.通过上述分析得出,预测电流误差边界与预测电流零误差点的位置关系决定是否进行弱磁控制.



(a)$\alpha\beta$轴下电压矢量　　(b)O点在边界内　　(c)O点在边界外

图3　逆变器电压矢量及预测电流误差边界

Fig.3　Inverter voltage vector and prediction current error bounds

预测电流误差裕度e_m为预测电流零误差点到预测电流误差边界的最短距离.当O点在边界以内,裕度为正,反之为负.预测电流误差裕度的正负决定是否进一步弱磁,预测电流误差裕度的大小决定弱磁的深度.考虑到O点在边界以外时,垂点P可能处于线段e_ae_b外部,此时预测电流零误差点到预测电流误差边界的最短距离并非垂线段长度,而是线段e_aO和e_bO长度的最小值,电流误差裕度e_m可表示为

$$\begin{cases} e_m = \begin{cases} |OQ|, & \text{sign}(e_{Pd}) \neq \text{sign}(e_{0d}) \\ -d\ , & \text{其他} \end{cases} \\ d = \begin{cases} \min\{|e_aO|, |e_bO|\}, & e_{Qd} > e_{ad}\text{且}e_{Qd} > e_{qd}\text{或} \\ & |e_{Qd} < e_{ad}\text{且}e_{Qd} < e_{qd} \\ |OQ|, & \text{其他} \end{cases} \end{cases} \tag{10}$$

式中:e_{Pd}为直线e_0O与线段e_ae_b交点P的横坐标;e_{Qd}为点O在直线e_ae_b上的垂点横坐标;e_a与e_b为$k+1$时刻e_0至e_7离点O最近的两个点.

根据上述分析,预测电流误差裕度可以作为反馈信号,调整电机d轴给定电流,实现电机的弱磁控制.在弱磁过程中,通过预测电流误差裕度的反馈补偿,使预测电流误差为零,且逆变器始终工作在饱和状态,提高逆变器的电压利用率.采用PI控制器作为反馈信号的控制器,弱磁电流可表示为

$$i_d^{FW} = \lim\left[\left(k_p + k_i/s\right)e_m\right] \tag{11}$$

式中:i_d^{FW}为弱磁电流;lim []为PI控制器中的限幅模块,上限和下限分别设置为$i_{s\max}$和$-i_{s\max}$;k_p和k_i为PI控制器参数,增大k_p可以改善系统的响应,但会导致过冲,增大k_i可以减小系统的稳态误差,但会引起振荡,在取值时需考虑电机工作需求.

3 模型预测切换控制

所提模型预测切换控制策略在动态工况下采用单矢量模型预测控制,在稳态工况下采用三矢量占空比模型预测控制,将dq轴电流变化率作为切换判据.在额定转速以下采用MTPA控制,在额定转速及以上结合所提弱磁控制方法,实现电机的全速域控制.所提策略控制框图如图4所示.

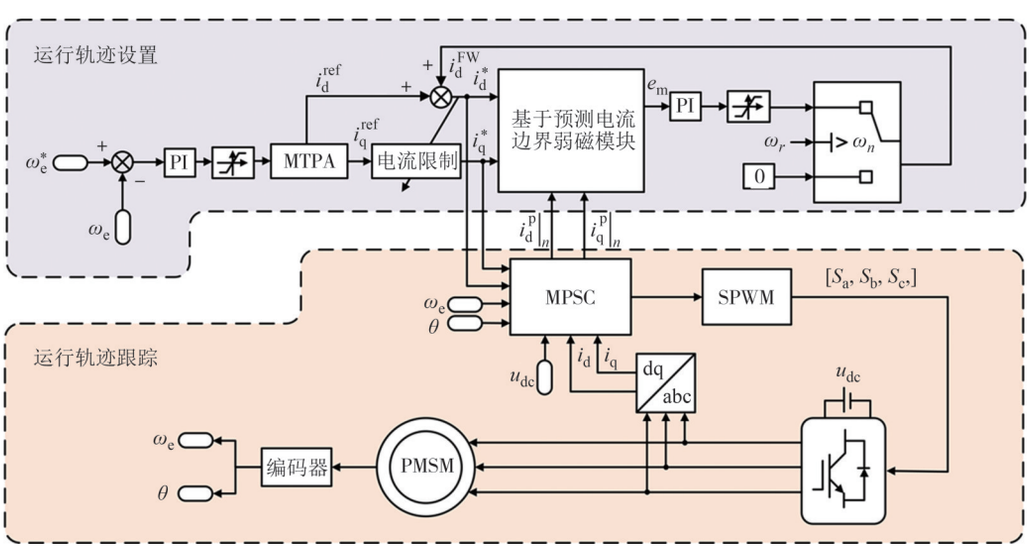


图4 所提策略控制框图

Fig.4 Control block diagram of the proposed strategy

3.1 三矢量占空比模型预测控制

首先,三矢量占空比模型预测控制策略采用无差拍控制原理,计算得到$\alpha\beta$坐标系下给定电压矢量,结合基于扇区的矢量选择方法,快速获得最优矢量.其次,根据代价函数从最优矢量的两个相邻矢量中选择出次优矢量.然后,计算一个控制周期内最优矢量、次优矢量、零矢量的作用时间,使合成的电压矢量与给定电压矢量相等.最后,确定三种电压矢量的作用顺序,保证逆变器的开关频率固定,并通过SPWM模块驱动电机.三矢量占空比模型预测控制框图如图5所示.

根据式(2)所示预测电流方程求得k时刻下dq

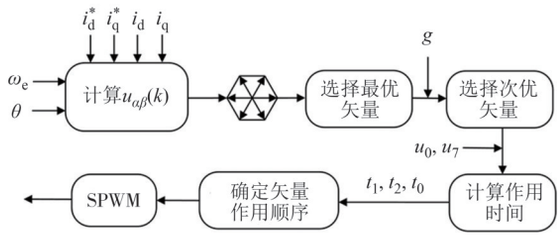


图 5　三矢量占空比模型预测控制流程图

Fig.5　Flow chart of three-vector duty cycle model predictive

轴给定电压,表示为

$$\begin{cases} u_d^*(k) = \dfrac{L_d}{T_s}\left[i_d^p(k+1) - i_d(k)\right] + \\ \qquad Ri_d(k) - \omega_e(k)L_q i_q(k) \\ u_q^*(k) = \dfrac{L_q}{T_s}\left[i_q^p(k+1) - i_q(k)\right] + \\ \qquad Ri_q(k) + \omega_e(k)\left[L_d i_d(k) + \psi_f\right] \end{cases} \tag{12}$$

通过反 Park 变换,将 dq 轴给定电压转化为 $\alpha\beta$ 轴给定电压,表示为

$$\begin{cases} u_\alpha^* = u_d^*\cos(\theta) - u_q^*\sin(\theta) \\ u_\beta^* = u_d^*\sin(\theta) + u_q^*\cos(\theta) \end{cases} \tag{13}$$

式中:θ 为电角度.

因此,$\alpha\beta$ 轴给定电压的相角可表示为

$$\gamma = \arctan(u_\beta^*/u_\alpha^*) \tag{14}$$

如图 6 所示,将三相两电平逆变器在 $\alpha O\beta$ 平面的工作区划分为 6 个扇区.根据式(14)可计算出给定电压所对应相角,并判断其所属扇区及对应的最优矢量.扇区划分条件、扇区对应最优矢量和备选次优矢量如表 1 所示.

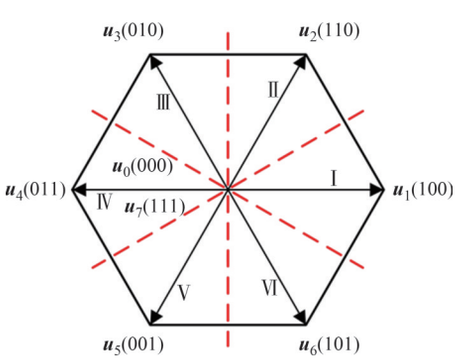


图 6　电压矢量扇区划分

Fig.6　Voltage vector sectorization

最优矢量确定后,将对应的两个次优矢量分别代入式(2)中,得到两组 $k+1$ 时刻下的 dq 轴预测电流.再将两组电流分别代入代价函数中,代价函数最小值所对应的电压矢量为次优矢量.代价函数可表示为

表 1　电压矢量选择表

Tab.1　Voltage vector selection table

扇区编号	参考电压相角范围	最优矢量	次优矢量
Ⅰ	$\gamma\in[0,\pi/6]\cup[11\pi/6,2\pi)$	$\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_2$, $\boldsymbol{u}_6$
Ⅱ	$\gamma\in[\pi/6,\pi/2)$	$\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_3$, $\boldsymbol{u}_1$
Ⅲ	$\gamma\in[\pi/2,5\pi/6)$	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_4$, $\boldsymbol{u}_2$
Ⅳ	$\gamma\in[5\pi/6,7\pi/6)$	$\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_5$, $\boldsymbol{u}_3$
Ⅴ	$\gamma\in[7\pi/6,3\pi/2)$	$\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_6$, $\boldsymbol{u}_4$
Ⅵ	$\gamma\in[3\pi/2,11\pi/6)$	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_1$, $\boldsymbol{u}_5$

$$g = \left[i_d^* - i_d(k+1)\right]^2 + \left[i_q^* - i_q(k+1)\right]^2 \tag{15}$$

式中:i_d^*、i_q^* 分别为 dq 轴电流给定值.

为确定一个控制周期内最优矢量、次优矢量、零矢量的作用时间,根据式(2)定子电压方程得出电流变化率:

$$\begin{cases} S_{di} = \dfrac{\mathrm{d}i_d}{\mathrm{d}t}\Big|_{u_{di}} = \dfrac{1}{L_d}\left[u_{di}(k) - Ri_d(k) + \right. \\ \qquad \left. \omega_e(k)L_q i_q(k)\right] \\ S_{qi} = \dfrac{\mathrm{d}i_q}{\mathrm{d}t}\Big|_{u_{qi}} = \dfrac{1}{L_q}\left\{u_{qi}(k) - Ri_q(k) - \right. \\ \qquad \left. \omega_e(k)\left[L_d i_d(k) + \psi_f\right]\right\} \end{cases} \tag{16}$$

式中:S_{di}、S_{qi} 分别为 dq 轴电流变化率;$\boldsymbol{u}_{di}$、$\boldsymbol{u}_{qi}$ 分别代表 dq 轴下的 8 个电压矢量(i=0,1,2,…,7).

为实现电流的无差拍控制,要求 $k+1$ 时刻的预测电流与给定电流相等,$k+1$ 时刻预测电流可由 k 时刻采样电流和一个控制周期内所选电压矢量对应的电流变化率表示:

$$\begin{cases} i_d^*(k+1) = i_d(k) + S_d^1 t_1 + S_d^2 t_2 + S_d^0 t_0 \\ i_q^*(k+1) = i_q(k) + S_q^1 t_1 + S_q^2 t_2 + S_d^0 t_0 \end{cases} \tag{17}$$

式中:S_d^1、S_q^1 分别表示最优矢量 dq 轴电流变化率;S_d^2、S_q^2 分别表示次优矢量 dq 轴电流变化率;S_d^0、S_q^0 分别表示零矢量 dq 轴电流变化率.t_1、t_2、t_0 分别表示最优矢量、次优矢量、零矢量的作用时间;T_s 表示采样时间.

根据式(17),可得到一个控制周期内各矢量的作用时间:

$$\begin{cases} t_1 = \dfrac{t_2(S_q^2 - S_q^0) + S_q^0 T_s - \left[i_q^*(k+1) - i_q(k)\right]}{S_q^0 - S_q^1} \\ t_2 = \dfrac{(S_q^0 - S_q^1)\left[i_d^*(k+1) - i_d(k)\right]}{S_d^0 S_q^1 - S_d^0 S_q^2 + S_d^1 S_q^2 - S_d^1 S_q^0 + S_d^2 S_q^0 - S_d^2 S_q^1} - \\ \dfrac{(S_q^0 - S_d^1)\left[i_q^*(k+1) - i_q(k)\right] + T_s(S_d^0 S_q^1 - S_d^1 S_q^0)}{S_d^0 S_q^1 - S_d^0 S_q^2 + S_d^1 S_q^2 - S_d^1 S_q^0 + S_d^2 S_q^0 - S_d^2 S_q^1} \\ t_0 = T_s - t_1 - t_2 \end{cases} \tag{18}$$

逆变器开关损耗是影响逆变器效率的关键因

素.根据表1可得最优矢量与次优矢量,结合两个备选零矢量以及上一时刻所选零矢量进行矢量作用顺序的排列,确保逆变器每次切换只有一个桥臂开关状态发生变化,得到逆变器开关频率低且固定的电压矢量作用顺序,如表2所示.

表2 电压矢量作用顺序表

Tab.2 Voltage vector sequence of action table

k-1时刻第三作用矢量	k时刻第一作用矢量	k时刻第二作用矢量	k时刻第三作用矢量
$\boldsymbol{u}_0$	$\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_6$, $\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_7$
$\boldsymbol{u}_0$	$\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_2$, $\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_7$
$\boldsymbol{u}_0$	$\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_4$, $\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_7$
$\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_2$	$\boldsymbol{u}_1$, $\boldsymbol{u}_3$	$\boldsymbol{u}_0$
$\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_4$	$\boldsymbol{u}_3$, $\boldsymbol{u}_5$	$\boldsymbol{u}_0$
$\boldsymbol{u}_7$	$\boldsymbol{u}_6$	$\boldsymbol{u}_5$, $\boldsymbol{u}_1$	$\boldsymbol{u}_0$

3.2 单矢量模型预测控制

动态工况强调控制系统快速性,单矢量模型预测控制在一个控制周期内只用最优矢量进行控制,以获得最快的动态响应.根据式(12)、式(13)得到$\alpha\beta$轴给定电压,代入式(14)求出对应相角,再对照表1得到最优矢量,该矢量的作用时间为T_s.

3.3 切换判据

模型预测切换控制的核心是切换判据,根据不同的工况结合判据进行控制策略的切换,使电机拥有优异的动态响应和稳态性能.

在IPMSM系统中,动态工况为电机给定转速或负载转矩发生突变的情况.由于一般电机采用的主反馈为转速环,负载转矩等外部因素对电机系统的影响可以转化为转速变化率的变化.在所提控制系统中,转速误差通过PI控制器和MTPA等模块转化为dq轴给定电流,转速变化率的变化体现为dq轴给定电流的变化,dq轴给定电流变化的大小可近似用k时刻最优矢量作用下的电流变化率体现.根据式(16),最优电压矢量作用下的电流变化率可表示为

$$\begin{cases} S_{\mathrm{d}}^{1}=\dfrac{1}{L_{\mathrm{d}}}\left[u_{\mathrm{d}}^{1}(k)-Ri_{\mathrm{d}}(k)+\omega_{\mathrm{e}}(k)L_{\mathrm{q}}i_{\mathrm{q}}(k)\right] \\ S_{\mathrm{q}}^{1}=\dfrac{1}{L_{\mathrm{q}}}\left[u_{\mathrm{q}}^{1}(k)-Ri_{\mathrm{q}}(k)-\omega_{\mathrm{e}}(k)\left(L_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{d}}(k)+\psi_{\mathrm{f}}\right)\right] \end{cases} \tag{19}$$

式中:$u_{\mathrm{d}}^{1}(k)$、$u_{\mathrm{q}}^{1}(k)$分别为k时刻所选最优电压矢量的dq轴分量.

根据式(16),逆变器8个电压矢量作用下的平均电流变化率为

$$\begin{cases} S_{\mathrm{d}}=\dfrac{\sum_{i=0}^{7}S_{\mathrm{d}i}}{8}= \\ \dfrac{-Ri_{\mathrm{d}}(k)+\omega_{\mathrm{e}}L_{\mathrm{q}}i_{\mathrm{q}}(k)}{L_{\mathrm{d}}}=S_{0\mathrm{d}}=S_{7\mathrm{d}} \\ S_{\mathrm{q}}=\dfrac{\sum_{i=0}^{7}S_{\mathrm{q}i}}{8}= \\ \dfrac{-\left\{Ri_{\mathrm{q}}(k)+\omega_{\mathrm{e}}\left[L_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{d}}(k)+\psi_{\mathrm{f}}\right]\right\}}{L_{\mathrm{q}}}=S_{0\mathrm{q}}=S_{7\mathrm{q}} \end{cases} \tag{20}$$

式中:S_{d}、S_{q}为8个电压矢量作用下的平均电流变化率;$S_{0\mathrm{d}}$、$S_{0\mathrm{q}}$和$S_{7\mathrm{d}}$、$S_{7\mathrm{q}}$分别为两个零矢量$\boldsymbol{u}_0$、$\boldsymbol{u}_7$所对应的电流变化率.

电机工作在动态工况时,为实现最快的动态响应,q轴电流变化率应尽可能大.考虑到电机进入弱磁区域后,弱磁模块通过预测电流误差裕度控制d轴电流变化,q轴电流受最大电流和d轴电流的限制,此时d轴电流变化率更能体现电机的动态.因此,将dq轴电流变化率均列为切换判据.d轴电流变化率大于式(20)所示的8个基本电压矢量作用下的d轴平均电流变化率,或q轴电流变化率大于q轴平均电流变化率,则电机工作在动态工况,采用单矢量模型预测控制策略;反之,若dq轴电流变化率均小于所对应的dq轴平均电流变化率,则电机工作在稳态工况,采用三矢量占空比模型预测控制策略,图7为模型预测切换控制流程图.

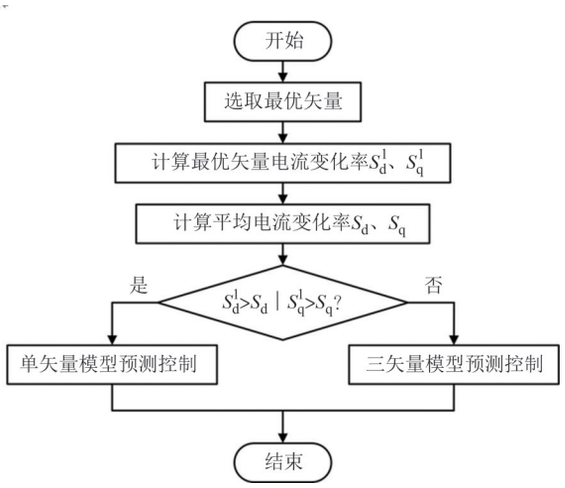


图7 模型预测切换控制流程图

Fig.7 Flow chart of model predictive switching control

4 硬件在环仿真测试

为验证所提控制策略的有效性,采用远宽能源

MT6020实时仿真器替代原有逆变器及永磁同步电机模型架构,同时通过德州仪器(TI)XDS100V3型JTAG仿真设备,将控制算法下载至基于TMS320F28377D双核DSP芯片构建的电机控制器平台,所搭建硬件在环仿真测试平台如图8所示.测试所用IPMSM相关参数如表3所示.

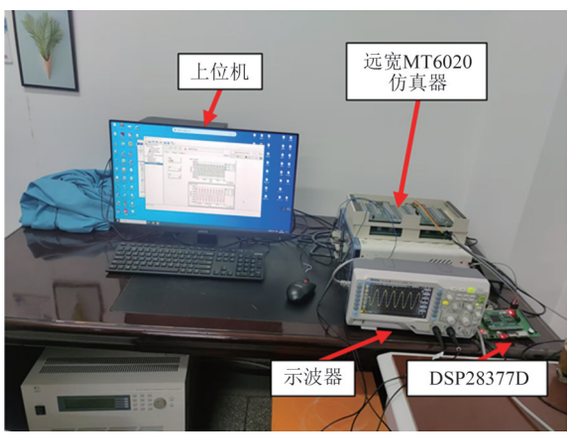


图8　硬件在环仿真平台

Fig.8　Hardware-in-the-loop simulation platform

表3　内置式永磁同步电机参数

Tab.3　IPMSM parameters

电机参数	数值
直流母线电压 V_{dc}/V	270
额定转速 n_N/(r·min^{-1})	1 500
额定电流 i_N/A	7.8
额定转矩 T_N/(N·m)	12.5
极对数 p	3
定子电阻 R/Ω	1.025
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.249
d轴电感 L_d/mH	9.10
q轴电感 L_q/mH	18.5
采样时间 T_s/μs	50

策略1参考文献[19]的基于虚拟电压矢量的单矢量模型预测弱磁控制策略,所提策略和策略1的区别在于预测电流误差裕度的确定与MPC的选取.仿真对比包含以下部分:弱磁运行轨迹比较、动态性能比较、稳态性能比较.

4.1　弱磁运行轨迹比较

空载下电机分别采用所提策略和策略1从0 r/min加速到2 500 r/min过程中dq轴电流参考轨迹和电流采样轨迹见图9.可以看出,两种策略所对应电流轨迹先跟随MTPA曲线达到电流极限圆,再沿电流极限圆完成弱磁过程,最后趋近于电机目标转速2 500 r/min所对应的电压极限椭圆.在黑色虚线区域内,策略1在弱磁过程中计算得到的预测电流误差裕度不够精确,导致电流参考轨迹在MTPA曲线和电流极限圆之间的切换过程中产生较大偏差.相反,所提策略通过预测电流零误差点与预测电流误差边界距离得出的预测电流误差裕度相较于策略1更加精确,使电流参考轨迹更符合电机理想弱磁轨迹.同时,在弱磁过程中,所提策略的电流采样轨迹更贴合所提策略设定的电流参考轨迹,证明所提策略的跟踪误差更小,控制精度更高.从黄色虚线区域可以分析出,所提策略弱磁过程结束时无须沿原路径返回,而是直接从最大弱磁深度进行电压极限椭圆轨迹的跟踪,实现更优的dq轴电流运行轨迹.电机稳定运行时,与策略1相比,所提策略的电流波动范围更小且电流稳定点更靠近理想弱磁轨迹.

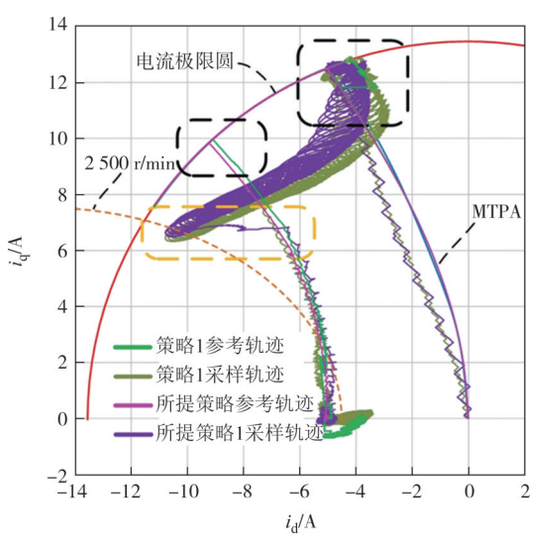


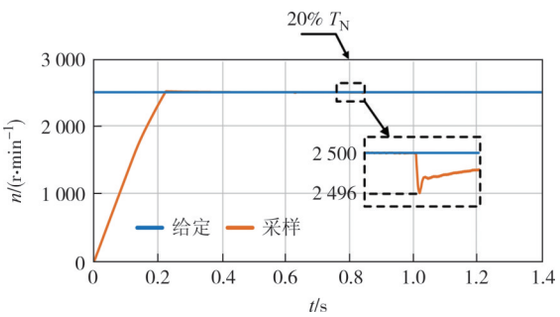
图9　空载dq轴电流轨迹

Fig.9　No-load d-axis and q-axis current trajectory

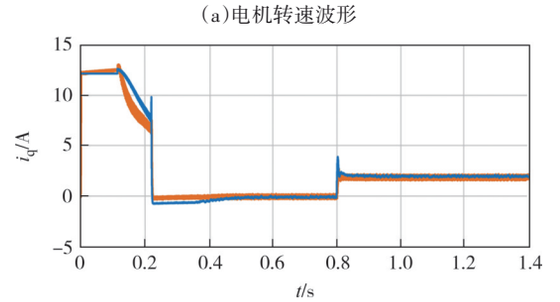
4.2　动态性能对比

图10和图11分别显示了策略1与所提策略在加速及负载突变下的转速和电流变化情况.将电机给定转速设置为2 500 r/min,空载启动并在0.8 s时增加20% T_N负载.两种策略作用下,电机启动0.2 s左右达到额定转速,负载突变时转速小幅波动,均具有较好的动态性能.从图10(a)和图11(a)的转速局部放大图可以看出所提策略的转速跌落略小于策略1,具有更好抵抗负载突变的能力.对比图10(b)、图11(b)和图10(c)、图11(c)得出,所提策略在弱磁过程中dq轴给定电流与采样电流之间误差较小,且弱磁过程结束后能够迅速到达稳态,而策略1在弱磁

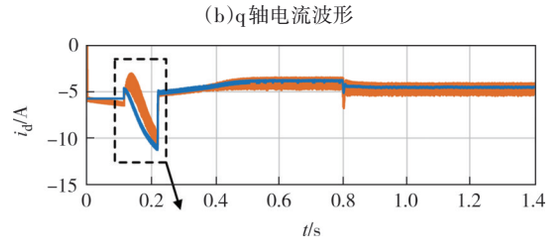
过程结束后需要0.2 s左右的时间才能达到稳态.所提策略在动态工况下采用与策略1相同的单矢量模型预测控制,因此如图10(d)、图11(d)所示,完成弱磁过程所需时间基本相同,表明所提策略具有与策略1相同的快速性.



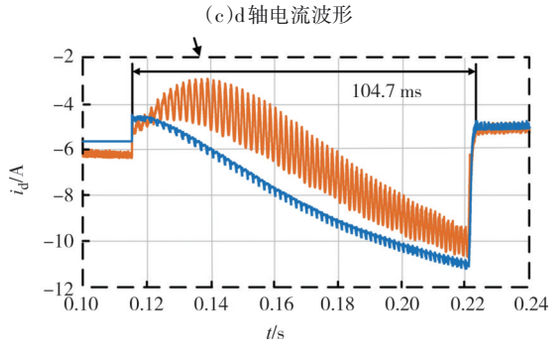
(a)电机转速波形



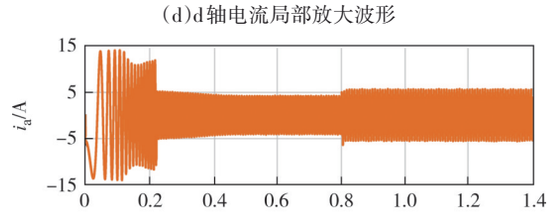
(b)q轴电流波形



(c)d轴电流波形



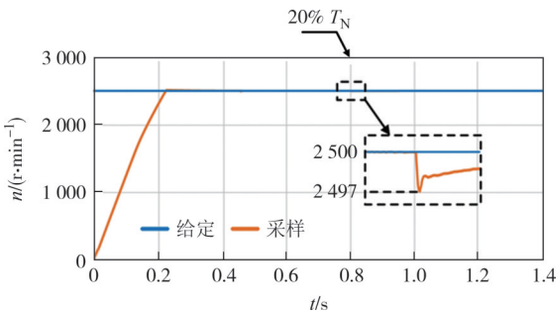
(d)d轴电流局部放大波形



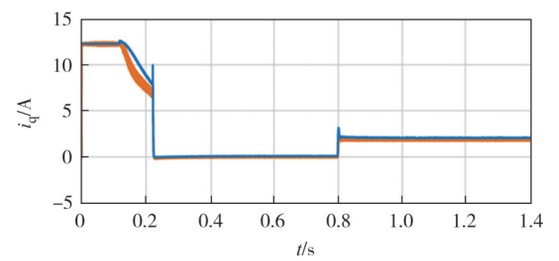
(e)a相电流波形

图10 策略1下电机加速及负载突变波形

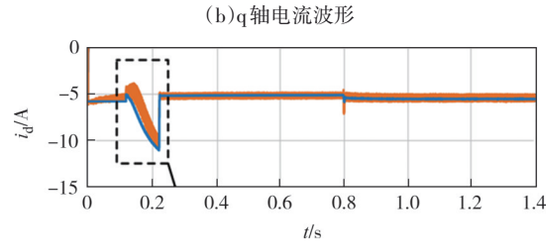
Fig.10 Motor acceleration and load mutation waveform under the strategy 1



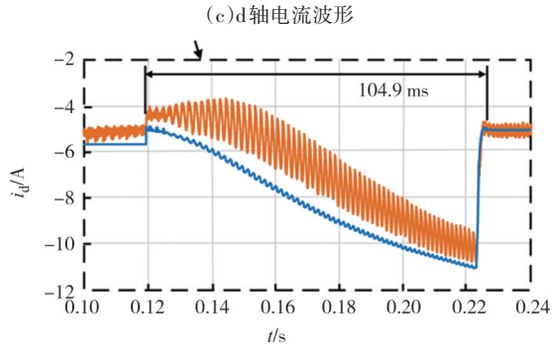
(a)电机转速波形



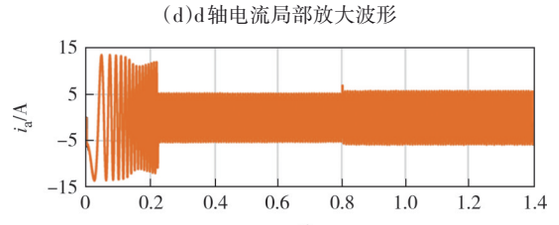
(b)q轴电流波形



(c)d轴电流波形



(d)d轴电流局部放大波形



(e)a相电流波形

图11 所提策略下电机加速及负载突变波形

Fig.11 Motor acceleration and load mutation waveform under the proposed strategy

4.3 稳态性能对比

电机在空载工况下稳态运行于2 500 r/min转速时,在1 s、2 s、3 s分别施加20% T_N、35% T_N和50% T_N的负载,所得到的电机转速、dq轴电流和电磁转矩波形如图12、图13所示.所提策略在稳态时采用三矢

量占空比模型预测控制,可以明显看出在同一转速不同负载下,所提策略具有更小的电磁转矩脉动和电流脉动.对图 12、图 13 进行定量分析,所提策略 dq 轴电流和转矩脉动峰峰值均为策略 1 的 50%.

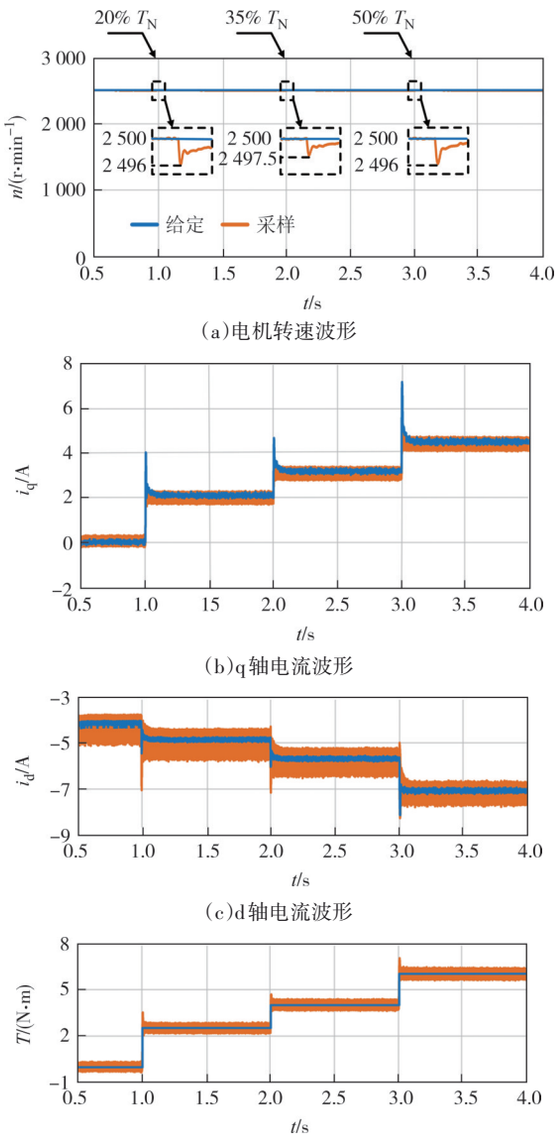


图 12　策略 1 下电机连续加载波形

Fig.12　Motor continuous loading waveform under the strategy 1

为进一步验证所提策略的稳态性能,对两种策略在相同负载、不同转速下的 a 相电流进行快速傅里叶分解,并计算 a 相电流波形的 THD. 2 300 r/min,20% T_N 负载下的 a 相电流波形和 THD 如图 14(a)、(b)所示.2 500 r/min,20% T_N 负载下的 a 相电流波形和 THD 如图 14(c)、(d)所示.通过计算可以得出,电机在 2 300 r/min 下,所提策略的 a 相电流 THD 为策略 1 的 33.7%;电机在 2 500 r/min 下,所提策略的 a 相

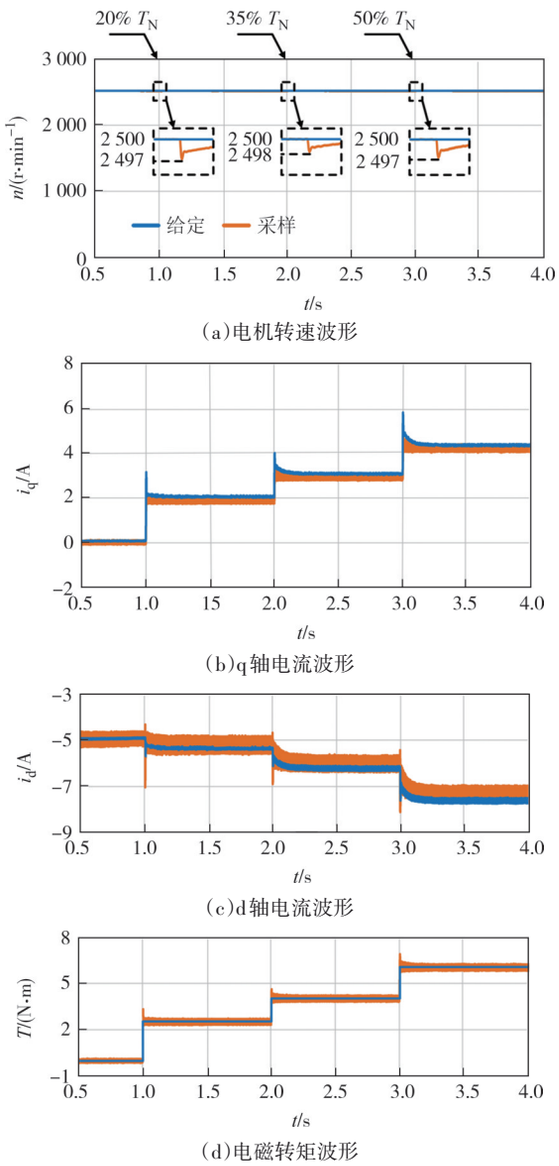


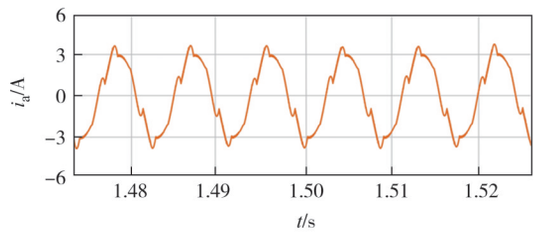
图 13　所提策略下电机连续加载波形

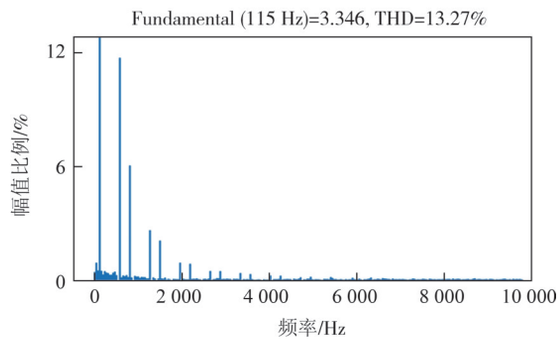
Fig.13　Motor continuous loading waveform under the proposed strategy

电流 THD 为策略 1 的 37.3%.结合同转速不同负载下的策略对比,可以证明,所提策略拥有更好的稳态性能.

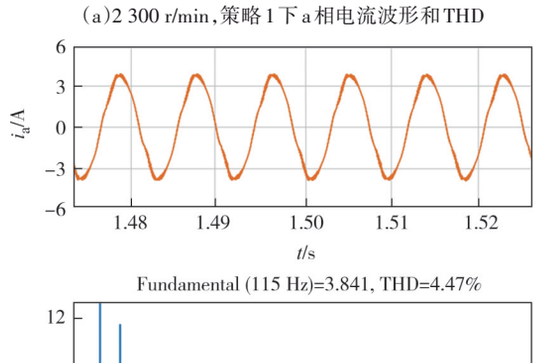
通过 dq 轴电流轨迹可以更加直观地看出所提策略稳态性能的优越.如图 15 所示,将电机工作在 2 300、2 500 r/min,负载从 20% T_N 变化到 35% T_N 再变化到 50% T_N 的电流绘制在 dq 轴电流平面上.无论在不同转速还是不同负载下,所提策略的电流轨迹的波动均小于策略 1,且轨迹更接近理想弱磁轨迹.

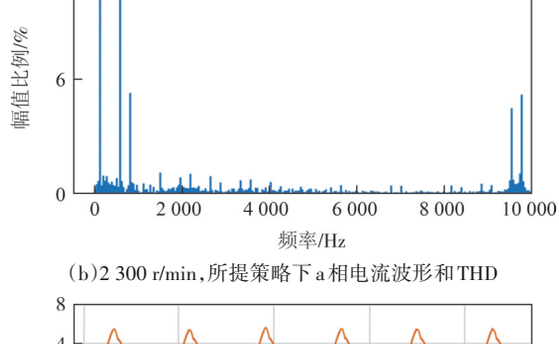
根据上述分析,所提策略的弱磁轨迹相较于策略 1 偏差更小,更符合理想弱磁轨迹.两种策略均拥有较好的动态性能,但在稳态性能方面,所提策略在



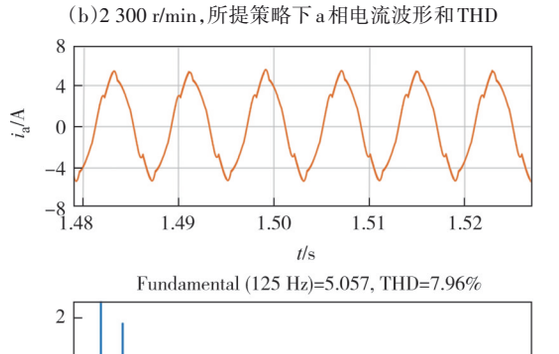


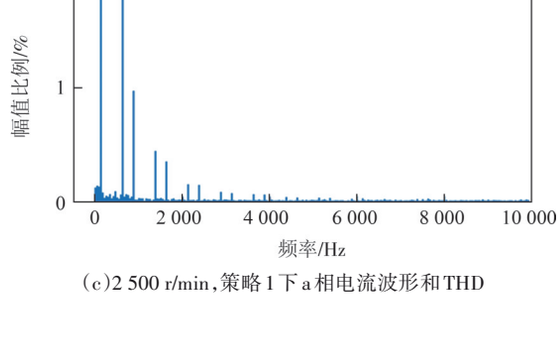
(a)2 300 r/min,策略1下a相电流波形和THD



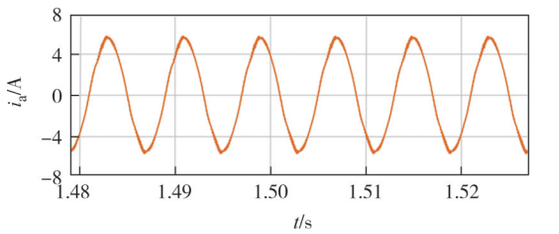


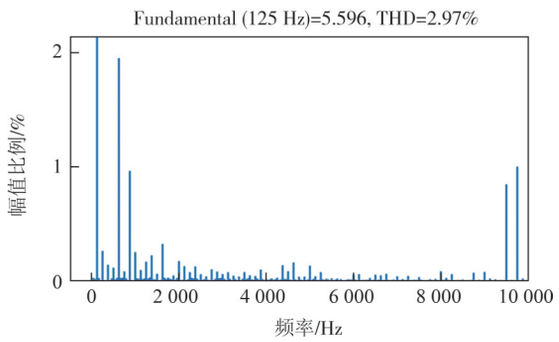
(b)2 300 r/min,所提策略下a相电流波形和THD





(c)2 500 r/min,策略1下a相电流波形和THD





(d)2 500 r/min,所提策略下a相电流波形和THD

图14 20% T_N下电机于2 300、2 500 r/min稳态性能

Fig.14 Motor steady-state performance at 20% T_N, 2 300 and 2 500 r/min

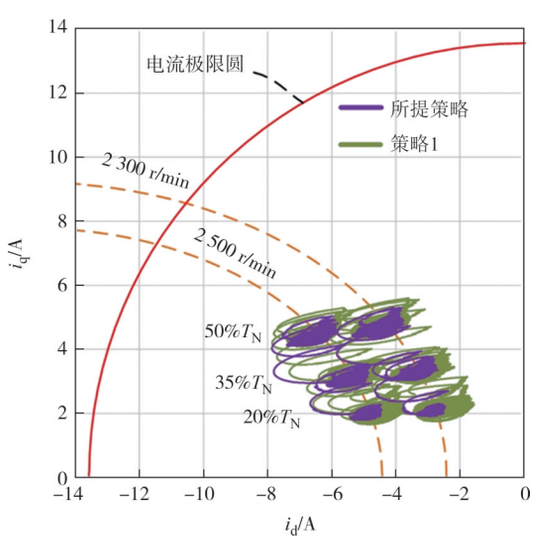


图15 不同转速和负载下dq轴电流稳态采样轨迹

Fig.15 Steady-state sampling trajectories of dq-axis current at different speeds and loads

电流脉动和总谐波失真方面均优于策略1.

5 结论

提出了一种考虑预测电流误差裕度的模型预测弱磁控制策略,缩小了弱磁轨迹偏差,保证电机在弱磁区域内同时拥有良好的动态性能和稳态性能,并得到以下结论:

1)通过预测电流误差边界和预测电流零误差点相对位置计算出的预测电流误差裕度可以反映弱磁

域内逆变器的工作状态,同时也可以确定弱磁深度以及弱磁过程的启停.预测电流误差裕度的准确程度决定弱磁轨迹误差的大小.

2)将 dq 轴电流变化率同时纳入切换判据,可以使电机在弱磁域内实现较好的控制策略切换,从而提高电机运行性能.

3)所提策略弱磁与单矢量模型预测弱磁控制相比,轨迹准确性更高,快速性基本相同,电流脉动和 THD 分别降低 50% 和 65%.

所提策略在进行控制切换时,由于电流的波动,在动态或稳态工况下会出现局部误判,使单矢量模型预测控制与三矢量占空比模型预测控制短时间内交替工作,在一定程度上影响所提策略的动稳态性能.未来,需要对控制策略切换的边界条件做更加准确的定义,使其不受电流波动干扰,进一步提高所提策略的控制性能.

参考文献

[1] 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.

[2] RODRIGUEZ J, GARCIA 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): 3927-3942.

[3] ZHANG X G, BAI H L, CHENG M. Improved model predictive current control with series structure for PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 12437-12446.

[4] HUANG Z R, LIN C, XING J L. A parameter-independent optimal field-weakening control strategy of IPMSM for electric vehicles over full speed range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4659-4671.

[5] XU W, ISMAIL M M, LIU Y, et al. Parameter optimization of adaptive flux-weakening strategy for permanent-magnet synchronous motor drives based on particle swarm algorithm[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 12128-12140.

[6] SHAKIB S M S I, XIAO D, DUTTA R, et al. An optimal maximum torque per active flux and field weakening operation for deadbeat direct torque control based IPMSM drive[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2024, 60(2): 3210-3220.

[7] YOO J, LEE J, SUL S K. Analysis of instability in torque control of sensorless PMSM drives in flux weakening region[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(9): 10815-10826.

[8] SIERRA-GONZALEZ A, PESCETTO P, ALVAREZ-GONZALEZ F, et al. Full-speed range control of a symmetrical six-phase automotive IPMSM drive with a cascaded DC-link configuration [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(3): 3413-3424.

[9] NAIR S V, HARIKRISHNAN P, HATUA K. Six-step operation of a symmetric dual three-phase PMSM with minimal circulating currents for extended speed range in electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(8): 7651-7662.

[10] CHOI K, KIM Y, KIM K S, et al. Real-time optimal torque control of interior permanent magnet synchronous motors based on a numerical optimization technique[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2021, 29(4): 1815-1822.

[11] XU Q S, CAI L L. Developing an approach in calculating reference currents for field-weakening control [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(1): 60-74.

[12] LIU S Y, SONG Z X, LIU Y X, et al. Flux-weakening controller design of dual three-phase PMSM drive system with copper loss minimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(2): 2351-2363.

[13] ZHANG D, ZHOU M L, WANG C C, et al. Analysis and applicability comparison of single current regulator methods of PMSM under square-wave mode [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(2): 1410-1420.

[14] DENG T, SU Z H, LI J Y, et al. Advanced angle field weakening control strategy of permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(4): 3424-3435.

[15] HAO Z Q, TIAN Y T, YANG Y, et al. An adaptive angle error compensator for IPMSMs with periodic loads in the flux weakening region[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4): 4484-4496.

[16] JING R Z, DING D W, ZHANG G Q, et al. Active-damping-based field-weakening control strategy with voltage angle regulation for high-speed SPMSM drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(2): 1421-1431.

[17] BEDETTI N, CALLIGARO S, PETRELLA R. Analytical design and autotuning of adaptive flux-weakening voltage regulation loop in IPMSM drives with accurate torque regulation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(1): 301-313.

[18] JING R Z, WANG G L, ZHANG G Q, et al. Review of field weakening control strategies of permanent magnet synchronous motors[J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems,

2024, 8(3): 319-331.

[19] DONG Q H, WANG B, XIA L Q, et al. A virtual voltage field-weakening scheme of trajectory correction for PMSM model predictive control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(3):3044-3056.

[20] DONG Q H, WANG B, XIA L Q, et al. Optimized field-weakening operation of PMSM modulated model predictive control using predictive current error margin[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2024,39(1):613-624.

[21] 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 permanent magnet synchronous motor drives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 6027-6038. (in Chinese)

[22] 高锋阳,徐昊, 杨凯文, 等. 双三相永磁同步电机改进型模型预测电流控制[J]. 湖南大学学报(自然科学版),2024,51(2): 81-92.
GAO F Y, XU H, YANG K W, et al. Improved model predictive current control for dual three-phase permanent magnet synchronous motor[J]. Journal of Hunan University (Natural Sciences), 2024, 51(2): 81-92. (in Chinese)

[23] 齐昕, 苏涛, 周珂, 等. 交流电机模型预测控制策略发展概述[J]. 中国电机工程学报,2021, 41(18): 6408-6419.
QI X, SU T, ZHOU K, et al. Development of AC motor model predictive control strategy: an overview[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(18): 6408-6419. (in Chinese)

[24] 李祥林, 薛志伟, 阎学雨, 等. 基于电压矢量快速筛选的永磁同步电机三矢量模型预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(7): 1666-1678.
LI X L, XUE Z W, YAN X Y, et al. Voltage vector rapid screening-based three-vector model predictive torque control for permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(7): 1666-1678. (in Chinese)

[25] 徐艳平,王极兵, 周钦, 等. 永磁同步电动机双优化三矢量模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(6): 1857-1864, 1923.
XU Y P, WANG J B, ZHOU Q, et al. Double optimization three-vector-based model predictive current control for permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(6): 1857-1864. (in Chinese)

[26] ZHANG X G, LI J. Model predictive switching control for PMSM drives[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(1): 942-951.