

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2105947

永磁同步电机速度-电流预测的直接速度控制*

乔禹淇^{1,2} 杨瑞峰^{1,2} 郭晨霞^{1,2}

(1.中北大学 仪器与电子学院 太原 030051; 2.山西省自动化检测装备与系统工程技术研究中心 太原 030051)

摘要: 高精度的永磁同步电机对调速系统的动态性能以及速度的稳定性都有极高的要求。针对传统电机控制方式动态性能较差,受不确定负载干扰大等问题,采用模型预测的方法设计速度-电流非级联直接速度控制器,取代了传统的比例-积分(PID)调节器,消除了双环级联结构。预测模型对速度进行长距离预测,利用约束力更强的代价函数优化控制系统动静性能。最后,通过 Simulink 仿真实验表明,与传统 PI 矢量控制相比转速超调降为 0,突加负载时速度最大跌落量下降了 45 r/min,恢复时间加快了 0.055 s,同时对转速和电流的波动抑制效果显著,系统动态性能和抗干扰能力更优。

关键词: 永磁同步电机;直接速度控制;模型预测;电流脉动;速度波动

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4024

PMSM speed-current prediction direct speed control

Qiao Yuqi^{1,2} Yang Ruifeng^{1,2} Guo Chenxia^{1,2}

(1.School of Instrument and Electronics, North University of China, Taiyuan 030051, China;

2.Shanxi Province Automation Testing and System Engineering Technology Research Center, Taiyuan 030051, China)

Abstract: High-precision permanent magnet synchronous motors have extremely high requirements on the dynamic performance and speed stability of the speed control system. Aiming at the problems of poor dynamic performance of traditional motor control methods and large interference from uncertain loads, a speed-current non-cascaded direct speed controller was designed using the method of model prediction, which replaced the traditional proportional-integral (PI) regulator. Eliminate the double-ring cascade structure. The prediction model performs long-distance prediction on the speed, and uses a more restrictive cost function to optimize the dynamic and static performance of the control system. Finally, the simulation experiment shows that compared with the traditional PI vector control, the speed overshoot is reduced to zero, the maximum speed drop is reduced by 45 r/min when the load is suddenly applied, and the recovery time is accelerated by 0.055 s, at the same time, the effect of suppressing the fluctuation of speed and current is significant, and the system dynamic performance and anti-interference ability are better.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; direct speed control; model prediction; current ripple; speed fluctuation

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)以其高效的运行效率以及精确的调速性能,逐渐成为电机行业的主流产品之一^[1-2]。现如今,永磁同步电机的主要控制策略依旧以直接转矩控制^[3](DTC)和磁场定向控制^[4](FOC)最为常见,然而直接转矩控制存在较大的转矩脉动和磁链波纹,稳态性能不佳;矢量控制需要复杂的坐标变换和调制波,因此,在电机启动、变速以及突加负载时的动态响应缓慢。

近年来,模型预测控制(MPC)策略以寻求每个周期的最优解为目标,采用滚动优化的方式,具有更好的动态和稳态性能,成为驱动永磁同步电机和电力变流器新的选择^[5-6]。文献[7-8]分别对转矩和电流进行预测控制,改良了内环控制模型,但速度外环依然沿用PI控制器来调节,电机启动阶段的超调未得到解决。文献[9-12]分析了负载观测器在永磁同步电机速度优化上的积极作用,在电流环之前引入转矩观测项用以抑制干扰,但前馈补偿造成了系统动态响应速率变慢。文献[13]分析了速度预测在电机控制领域的优势,更快的动态响应和精准的速度跟随性能使

收稿日期:2021-03-12

* 基金项目:山西省回国留学人员科研项目(2020-111)、山西省重点研发计划项目(201903D121)资助

• 1 •

永磁同步电机具有更广阔的应用前景。模型预测的优势在电机控制行业将得到更好的展现^[14-16]。

本文设计的非级联型预测控制器充分发挥了模型预测算法多输入多输出的特点,将速度环和电流环相结合,改善系统动态性能;长距离的预测确保最优解选择的准确性,更多项代价函数的约束保障系统的鲁棒性。通过与 PI 控制、电流预测控制之间的比较仿真实验,验证该方法在动态性能和电流鲁棒性上的优势。

1 预测模型的建立

系统控制模型的建立主要由永磁同步电机模型、速度-电流预测模型和三相逆变器模型共同构成,预测模型又包含观测、预测、延时及代价函数寻优 4 个环节。系统结构如图 1 所示。

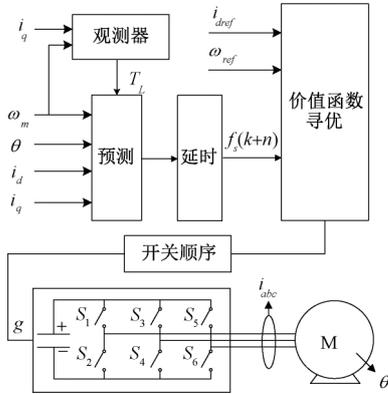


图 1 系统控制结构

1.1 永磁同步电机数学模型

理想条件下,表贴式永磁同步电机数字模型表示为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_s i_q \\ u_q = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_s i_d + \omega_r \psi_f \\ T_e = \frac{3}{2} P_n i_q \psi_f \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} T_e - \frac{1}{J} T_L - \frac{B}{J} \omega_r \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q 表示定子电压在 dq 轴上的分量; i_d, i_q 表示定子电流在 dq 轴上的分量; R_s, L_s 表示定子电阻和电感; ω_r 表示电角速度; P_n, ψ_f 表示极对数和转子磁通; T_e, T_L 表示电磁转矩和负载转矩; B, J 表示摩擦粘滞系数和转动惯量。

1.2 速度-电流预测模型设计

将 dq 轴电压方程写成电流微分方程形式:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_d + \frac{1}{L_s} u_d + \omega_r i_q \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_q + \frac{1}{L_s} u_q - \omega_r i_d - \frac{\omega_r \psi_f}{L_s} \end{cases} \quad (2)$$

采用前向欧拉公式对电流微分方程离散化,定义电压矢量 $u = [u_d \ u_q]^T$ 为输入变量,电流矢量 $x = [i_d \ i_q]^T$ 为状态变量,电流矢量 $y = [i_d \ i_q]^T$ 为输出变量,将预测模型写成状态方程形式:

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + H \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (3)$$

$$\text{式中: } A = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_s}{L_s} & T_s \omega_r \\ -T_s \omega_r & 1 - \frac{T_s R_s}{L_s} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_s} \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, H = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T_s \omega_r \psi_f}{L_s} \end{bmatrix}.$$

通过离散预测模型选择的当前电压矢量是下一个周期需要的最优控制量,因此需进行一步延迟补偿。采用延时补偿后的预测模型表示为:

$$\begin{cases} x(k+2) = Ax(k+1) + Bu(k+1) + H \\ y(k+1) = Cx(k+1) \end{cases} \quad (4)$$

由式(1)中的运动学方程可以看出,要想对速度进行预测,需要依据永磁同步电机的电磁转矩值和负载转矩值。其中电磁转矩可以通过电流预测值进行计算,同时,为了保证速度预测的准确性,采用了相邻时间间隔内的电磁转矩平均值作为输入量,计算方法如下:

$$\begin{aligned} \bar{T}_e(k) &= \frac{1}{2} (T_e(k) + T_e(k+1)) = \\ &= \frac{3}{4} P_n \psi_f (i_q(k) + i_q(k+1)) \end{aligned} \quad (5)$$

永磁同步电机的负载转矩则由降阶的龙伯格负载观测器实时观测得到,观测器的设计如下:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A \hat{x} + Bu + H(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C \hat{x} \end{cases} \quad (6)$$

$$\text{式中: } A = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0],$$

$$H = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix}, \hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_r \\ \hat{T}_L \end{bmatrix}, u = T_e.$$

将式(6)与标准观测器做差即可得到误差状态方程为:

$$\dot{e} = (A - HC)e \quad (7)$$

式中: $e = x - \hat{x}$ 为估计误差。

此时,求取最优解转变为特征值的求解问题。

$$\begin{aligned} \det[sI - (A - HC)] &= s^2 + (h_1 + \frac{B}{J})s - \frac{1}{J}h_2 = \\ (s - p_1)(s - p_2) &= 0 \end{aligned} \quad (8)$$

利用待定系数法对各项进行求解:

$$\begin{cases} h_1 = -p_1 - p_2 - B/J \\ h_2 = -p_1 p_2 J \end{cases}$$

将求得的 h_1, h_2 代入到转速和负载转矩的离散化递推方程中,则:

$$\begin{cases} \hat{\omega}_r(k+1) = (1 - T_s h_1) \hat{\omega}_r(k) + T_s \left(h_1 - \frac{B}{J} \right) \omega_r(k) + \\ \frac{3P_n \psi_f}{2J} i_q(k) - \frac{T_s}{J} \hat{T}_L(k) \\ \hat{T}_L(k+1) = \hat{T}_L(k) + T_s h_2 [\omega_r(k) - \hat{\omega}_r(k)] \end{cases} \quad (9)$$

当平均电磁转矩和观测负载转矩已知后,通过转速的离散化方程即可预测任意时刻的转速值,递推公式为:

$$\omega_r(k+n+1) = \left(1 - \frac{BT_s}{J} \right) \omega_r(k+n) + \frac{T_s}{J} (\bar{T}_e(k+n) - T_L(k+n)) \quad (10)$$

通过对上述数学模型的推导,得到的变量 $\omega_r(k+n), i_d(k+2)$ 以及 $i_q(k+2)$ 则为所需要的预测值,它们将作为代价函数寻优的输入量。

1.3 代价函数

在直接速度预测控制策略中,控制目标包括速度跟踪 C_ω 、电流跟踪 C_i 和电流限幅 C_l 。代价函数 J 定义为:

$$J = k_1 C_\omega + k_2 C_i + k_3 C_l \quad (11)$$

式中: k_1, k_2, k_3 分别为控制项的权重因子。

1)速度跟踪:直接速度预测的主要目的是使速度误差最小化,权重占比最大,在速度变化过程中,由于机械时间常数相比于采样时间大很多,可以扩大速度预测范围来补偿机械和电气动力学上存在的巨大差异。速度跟踪的代价函数表示为:

$$C_\omega = |\omega_r^*(k) - \omega_r(k+2)| + |\omega_r^*(k) - \omega_r(k+3)| \quad (12)$$

2)电流跟踪:由于速度预测采用的是运动学动力学方程,在预测的过程中,机械量相比于电气量的变化十分缓慢,可以定义 $d\omega_r/dt = 0$,此时 q 轴电流的给定值表示为:

$$i_q^*(k) = \frac{T_L(k) + B\omega_r^*(k)}{1.5p_n\psi_f} \quad (13)$$

因此,电流跟踪的代价函数表示为:

$$C_i = |i_d^*(k) - i_d(k+2)| + |i_q^*(k) - i_q(k+2)| \quad (14)$$

3)电流限幅:在采用 PI 调节器的情况下, q 轴电流一直为饱和值,然而,电机的 u, v, w 三相电流是有严格的限制条件的,不允许超过最大电流 i_{\max} 。因此,电流限幅的代价函数表示为:

$$C_l = \begin{cases} \infty, & |i_s(k+2)| > i_{\max} \\ 0, & |i_s(k+2)| \leq i_{\max} \end{cases} \quad (15)$$

1.4 电机驱动模型

每次寻优选择的最小代价函数都依次对应三相逆变器 6 个 MOS 管的开关状态,逆变器拓扑图如图 2 所示。因为每一相上下桥臂不能同时导通,只需确定 3 个上桥臂开关

情况即可表示所有序列, $S_x = (a, b, c)$ 。

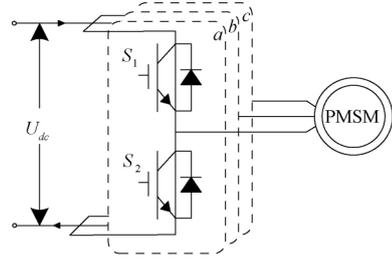


图 2 三相逆变器拓扑图

8 种不同的开关组合对应 8 种电压矢量,包括 6 个有效电压矢量 $U_1(001), U_2(011), U_3(001), U_4(100), U_5(101)$ 和 $U_6(110)$ 及 2 个零矢量 $U_0(000)$ 和 $U_7(111)$, 它们在空间内以 60° 间隔依次排列,其大小表示为:

$$u_k = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j\frac{k-1}{6}\pi}, k = 1, 2, \dots, 6 \quad (16)$$

自此,基于模型预测的直接速度控制模型搭建完成。

2 仿真与结果

利用 MATLAB/Simulink 分别设计速度-电流预测模型、逆变器模型和电机模型,构成基于模型预测的电机控制系统。通过仿真实验对比 PI 控制和预测电流控制,检验所提出策略的转速跟踪性能和鲁棒性。仿真模型如图 3 所示。仿真所用的 PMSM 参数如表 1 所示。

2.1 三种控制方式下转速对比分析

图 4 所示为 Luenberger 观测器对负载扰动的估计情况,从仿真结果可以看出,观测器的观测值能够快速响应负载突变,并稳定收敛于额定转矩值,因此,Luenberger 观测器对负载转矩的观测值能够作为速度预测的实时输入量。

分别对传统 PI 控制方式、电流 MPC 以及直接速度 MPC 三种控制方式下的转速响应进行比较分析,仿真结果如图 5 所示。仿真开始时,给定转速为 1 000 r/min,仿真时长为 0.6 s,在 0.2 s 时施加 5 N·m 的负载转矩,在 0.4 s 时给定转速下降为 600 r/min。对比图 5 中的电机启动阶段和转速变化阶段可以看出,速度的模型预测具有更迅速的动态响应且超调量抑制为 0;对比 0.2 s 时刻负载突变阶段,由于 MPC 中负载作为输入量参与速度的模型预测,速度的预测环节对负载的变化更为敏感,速度最大跌落量下降了 45 r/min,恢复时间加快了 0.055 s。

综合分析,本文的控制策略消除了速度超调,对负载扰动的突变反应迅速,整体优于传统控制方式。对比结果如表 2 所示。

2.2 电流波动对比分析

图 6 为 PI 和 MPC 控制下 q 轴响应曲线,选取电流稳定时刻的相同位置进行放大比较,对比图 6(a) 和 (b) 曲线可以看出,由于模型预测算法在每个采样周期都会对电流进行寻优操作,MPC 的电流稳定于额定电流 ± 0.1 A 范围

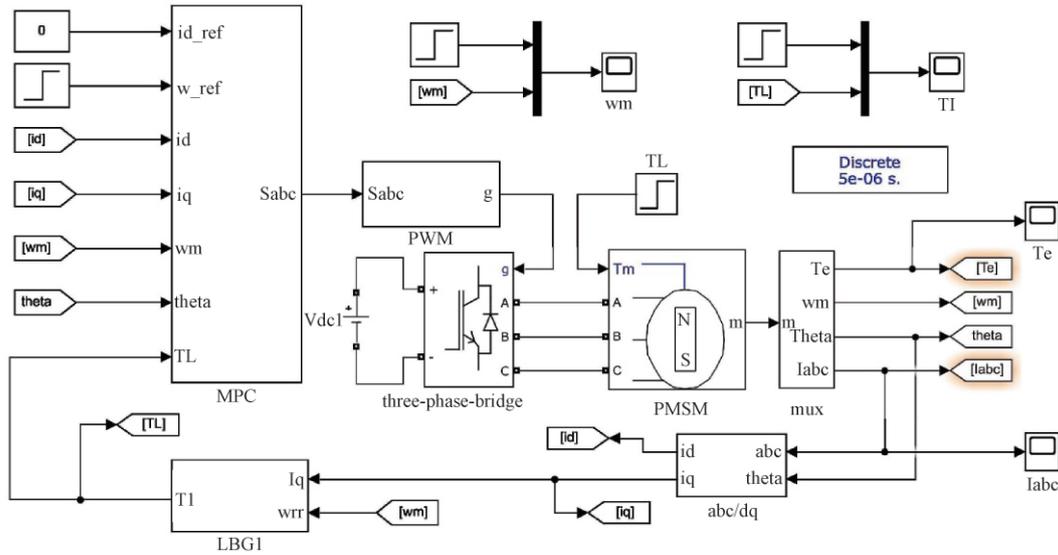


图 3 MATLAB/Simulink 仿真模型

表 1 仿真所用 PMSM 参数

参数	参数值
极对数 P_n	4
转动惯量 $J / (\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	0.003
定子电阻 R_s / Ω	1.2
永磁体磁链 ϕ_f / Wb	0.175
定子电感 $L_s / (\text{mH})$	0.0085
阻尼系数 $B / (\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} \cdot \text{rad}^{-1})$	0.01

表 2 三种控制方式下的性能对比

性能指标	PI	电流 MPC	直接速度 MPC
超调量 / $(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	210	200	0
上升时间 / s	0.080	0.085	0.060
转速跌落 / $(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	45	40	19
恢复时间 / s	0.080	0.090	0.025

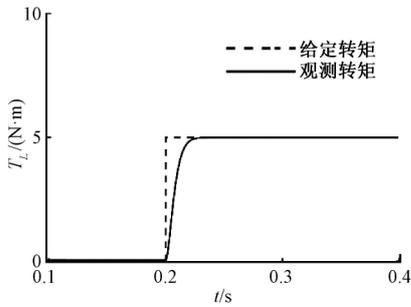


图 4 Luenberger 观测负载转矩响应曲线

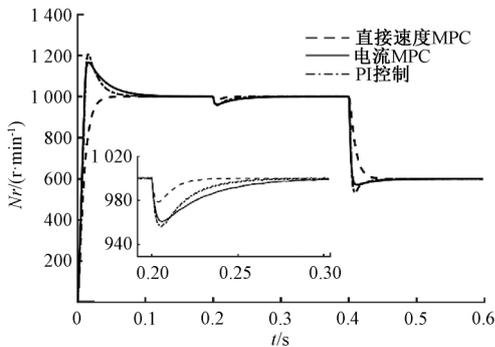
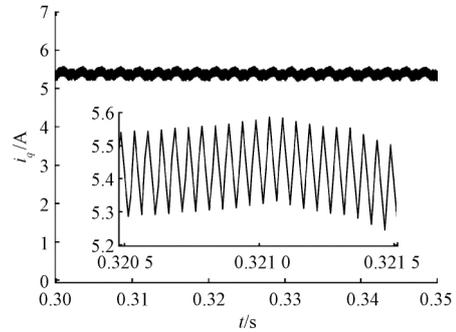
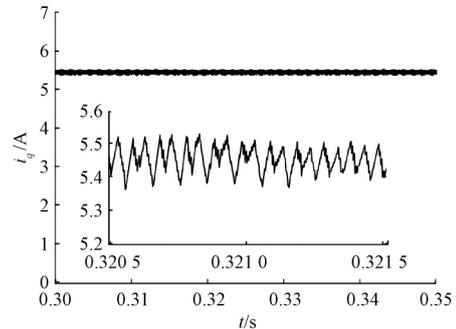


图 5 三种方式下转速响应曲线比较



(a) PI控制下q轴电流响应曲线



(b) MPC控制下q轴电流响应曲线

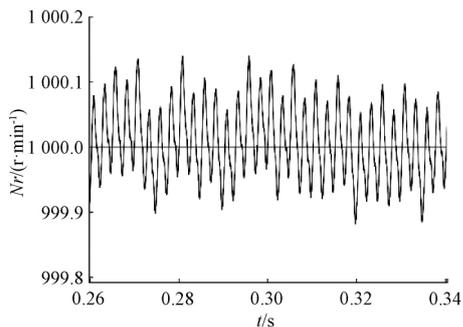
图 6 PI 和 MPC 控制下电流波动对比

内,明显小于 PI 控制下的电流波动,在较长周期内,整体更为平稳,电流鲁棒性较优,因此电流环节的预测有效地抑

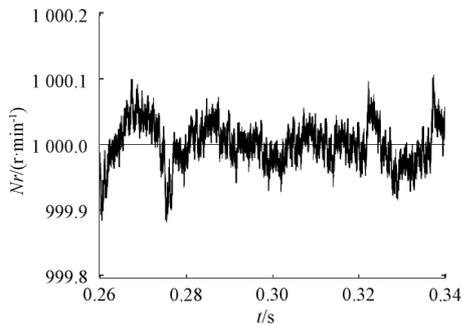
制了电流脉动。

2.3 速度波动对比分析

图7为PI和MPC控制下转速响应曲线,选取同一时刻速度稳定时转速纵向放大图,对比图7(a)和(b)曲线可以看出,由于代价函数中速度跟踪的权重最大,对速度的约束能力更强,转速的波动范围缩小了近10倍,MPC控制下转速稳定于额定转速 $\pm 0.02 \text{ r/min}$ 之间,明显优于PI控制,因此速度环节的预测有效抑制了转速脉动。对比结果如表3所示。平均电流脉动和平均转速脉动由额定值和实际值的平方差公式求得。



(a) PI控制下转速响应曲线



(b) MPC控制下转速响应曲线

图7 PI和MPC控制下的速度波动对比

表3 电流和速度波动对比

性能指标	PI	MPC
电流最大波动差/A	0.35	0.16
平均电流脉动/A	0.032	0.012
转速最大波动差/($\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$)	0.24	0.02
平均速度脉动/($\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$)	0.050	0.035

3 结论

本文采用预测控制器取代传统双环PI调节器,充分发挥模型预测控制多输入、多约束及多输出的优点,实现了速度和电流的统一建模。相比于传统PI控制,系统动态响应更迅速;转速的超调得到完全消除;面对干扰负载的突变能够做出更快的响应;电流与转速的脉动也获得有效抑制,满足了高性能永磁同步电机对精确调速和稳定运行的需求。同时,代价函数中加权值的确定以及电压矢量的合成选择将会是提高模型预测准确性的关键研究方向。

参考文献

- [1] 阮毅,陈伯时.电力拖动自动控制系统—运动控制系统[M].北京:机械工业出版社,2016.
- [2] 李国勇,杨丽娟.神经·模糊·预测控制及其Matlab实现[M].北京:电子工业出版社,2013.
- [3] 李耀华,杨启东,曲亚飞,等.自适应电压矢量PMSM直接转矩控制开关表[J].电机与控制学报,2019,23(9):75-83.
- [4] 余江,杨世春,李亚伦.永磁同步电机矢量控制系统建模仿真研究[J].计算机仿真,2019,36(3):179-183.
- [5] PREINDL M, BOLOGNANI S. Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM drive systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 1007-1015.
- [6] 张闻涛,杨玮林.基于最小二乘法的永磁同步电机多步预测控制[J].电子测量技术,2020,43(6):58-62.
- [7] 刘坤,高琳.永磁同步电机的改进模型预测直接转矩控制[J].电机与控制学报,2020,24(1):10-17.
- [8] 秦艳忠,阎彦,陈炜,等.永磁同步电机参数误差补偿-三矢量模型预测电流控制[J].电工技术学报,2020,35(2):255-265.
- [9] HE C, HU J, LI Y. Robust cascade-free predictive speed control for PMSM drives based on extended state observer[J]. IET Electric Power Applications, 2021, 15(2): 214-230.
- [10] 周雅娣,许鸣珠,霍召晗.基于降阶负载转矩观测器的永磁同步电机广义预测控制[J].电机与控制应用,2020,47(3):8-11,16.
- [11] 李利兵.降阶负载转矩观测器与电机调速[J].国外电子测量技术,2018,37(1):11-15.
- [12] 殷海双,朱哲.基于双Luenberger观测器的永磁同步电机预测控制研究[J].国外电子测量技术,2020,39(4):26-31.
- [13] GAO X, ABDELRAHEM M, HACKL C M, et al. Direct predictive speed control with a sliding manifold term for PMSM drives[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1258-1267.
- [14] 常勇,包广清,杨梅,等.模型预测控制在永磁同步电机系统中的应用发展综述[J].电机与控制应用,2019,46(8):11-17.
- [15] 赵凯辉,陈跃,张昌凡,等.PMSM失磁故障的有限集模型预测容错控制[J].电子测量与仪器学报,2019,33(7):79-87.
- [16] 李琰琰,晋玉祥,郭磊磊,等.电压源逆变器混合多矢量预测共模电压抑制方法[J].仪器仪表学报,2019,40(9):237-245.

作者简介

乔禹淇(通信作者),硕士研究生,主要研究方向为电机驱动与控制。

E-mail:18435132145@163.com

杨瑞峰,工学博士,教授,主要研究方向为自动化测试与控制技术。

E-mail: yangruifeng@nuc.edu.cn

郭晨霞,工学博士,副教授,主要研究方向为视觉测量、复杂机电系统设计与集成。

E-mail: gchenxia@gmail.com