

永磁同步电机的高带宽鲁棒容错电流预测控制

邓旭斌, 姜歌东, 孙铮, 赵飞, 梅雪松

(西安交通大学机械制造系统工程国家重点实验室, 710049, 西安)

摘要: 为提高永磁同步电机交流伺服系统的电流环带宽和动态响应性能,提出了一种基于预测评价函数与滑模观测器的两步电流预测控制方法。首先设计了以获得最优电压矢量为控制目标的预测评价函数,解决了现有两步电流预测控制中系统噪声引起较大电流波动的问题;然后基于包含参数摄动项的定子电压方程和新型开关函数设计了一种滑模观测器,当观测器选取合适的增益矩阵时所观测的等效电流误差收敛于因电气参数失配导致的电流预测误差,并可根据等效电流误差进行相应电压的补偿修正。在电机控制性能测试平台上对所提出的方法进行了幅值为 3 A 的 q 相电流阶跃响应实验,电流环带宽测试实验以及控制器鲁棒性实验,结果表明:该方法不仅能够有效提高伺服系统电流环的带宽水平和动态响应性能,还具有较高的鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机;电流预测控制;最优电压矢量;高鲁棒性

中图分类号: TM341 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202010010 **文章编号:** 0253-987X(2020)10-0084-10



A Predictive Control Method for High Bandwidth and Robust Fault-Tolerant Current of PMSM

DENG Xubin, JIANG Gedong, SUN Zheng, ZHAO Fei, MEI Xuesong

(State Key Laboratory for Manufacturing Systems Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A two-step predictive current control method based on a predictive evaluation function and a sliding mode observer is proposed to improve the current bandwidth and dynamic performance of servo systems with permanent magnet AC servo system. Firstly, a predictive evaluation function is designed to obtain the optimal voltage vector and to attenuate the current fluctuation in the existing two-step predictive current control caused by system noise. Then, a sliding mode observer is designed based on a stator voltage equation with parameter perturbation and a new switch function. When the gain matrix of the observer is selected properly, the observed equivalent current error converges to the current prediction error caused by mismatch of the electrical parameters, and the corresponding voltage is compensated and corrected according to the equivalent current error. The q -phase current step response experiment with the amplitude of 3 A, the current loop bandwidth test and the controller robustness test are carried out on a motor control performance testing platform. Results show that the proposed control method effectively improves the dynamic response performance and the bandwidth of the current loop of permanent magnet synchronous motor (PMSM), and has sufficient robustness.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; predictive current control; optimal voltage vector; high robustness

永磁同步电机(PMSM)具有优良的控制精度和较高的功率密度,广泛应用于数控机床、机器人等智能制造装备中^[1-2]。伺服系统的控制通常采用三环级联控制结构,最内侧一环为电流控制环,中间一环为速度控制环,最外侧一环为位置控制环。由于级联控制结构的外环控制带宽受限于内环的带宽,因此电机电流环的控制特性直接限制了整个伺服系统的性能。研究 PMSM 的电流环控制算法,对提高伺服系统控制性能具有重要意义。

基于脉宽调制的 PI 控制是常见的电机电流控制算法。近年来,随着微处理器的运算频率和计算速度的显著提高,电流预测控制(PCC)算法逐渐得到重视。PCC 算法基于电流反馈和 PMSM 定子电压方程,对下一时刻的电流进行估算,然后通过预测评价函数(PEF)计算得到最优电压矢量。PCC 虽然能够有效提高电流环的带宽水平^[3-4],然而其控制性能依赖于模型参数的准确性^[5],尤其是定子电感和转子磁链的准确性。PMSM 是一个时变控制对象,其参数会因材料的老化或运行条件的恶化而改变,导致电气参数的摄动,以及永磁体的退磁。因此,在保证 PCC 算法控制优点的同时,如何提高算法的鲁棒性是目前的首要挑战。

Siarni 等针对定子电感参数失配导致电流预测控制性能恶化的问题,提出了一种新型的二自由度电流控制器结构,采用连续输入 PWM 调制器,以此实现前馈线性化策略^[6],但是该方法没有考虑定子电阻与电感参数失配和永磁体退磁现象之间的耦合扰动。Lin 等提出了一种仅利用定子电流和电流误差项的永磁同步电机无模型参数电流预测控制算法,这种算法不需要电机的任何参数^[7];Tzou 等提出了一种模糊逻辑调谐无差拍控制器来克服参数敏感问题^[8];Wang 等采用模型参数自适应的方法,在线对参数进行辨识^[9]。但是,文献[7-9]中所介绍的方法均需要占用大量的系统资源,要求控制器具有很高的计算能力。有部分学者提出了一种最小-最大优化求解的模型预测控制算法,在该算法中,通过求解最小-最大优化问题,可以确定在最恶劣条件下包含预定成本函数的控制律^[10-11],然而该算法的动态规划问题很难在线求解,因此目前并没有成功应用到电机控制中。Kim 等使用时滞控制方法对扰动进行前馈补偿从而实现了鲁棒控制,然而其扰动是基于反向电流动力学来估计的,这种估计方式容易产生噪声,因此他们采用低通滤波器^[12],经证实该方法在提高鲁棒性的同时也会降低系统的带宽。

Xia 等提出了一种基于 2 个观测器的 PCC 算法^[13],该方法虽然有效降低了 PCC 的参数敏感度,但由于采用了 2 个观测器,因此设计比较复杂。

以上提到的用于提高 PCC 算法鲁棒性的方法有些未考虑电气参数失配间的耦合扰动,有些较为复杂,对处理器运算能力要求较高,还有些为了提高算法鲁棒性牺牲了电流环带宽。针对以上问题,有必要设计一种简单、有效的 PCC 算法鲁棒性提升方法。目前,滑模观测器(SMO)凭借其不依赖于模型参数的准确性、鲁棒性强、响应速度快以及算法计算量相对较小等众多优势,在 PMSM 驱动控制中得到了广泛应用^[2,14-15]。此外,数字控制系统存在的电流采样延时严重降低了伺服系统的控制性能,目前大多数学者采用两步电流预测控制方法^[15-17],该方法通过将下一控制周期的电流预测值代替采样反馈电流,补偿了电流采样延时。邓永停等在速度控制中设计了预测评价函数(PEF),有效地减少了速度的波动^[18]。Rodriguez 将 PEF 应用于有限控制集模型预测控制,可以根据控制目标灵活设计,只需调整权重系数即可实现所期望的控制性能^[19]。实际控制中存在的系统噪声不仅会引起较大的电流波动,影响电机实际控制的效果,而且会造成能源损耗。

本文提出了一种基于评价函数与滑模观测器的电流预测控制方法(PEF-SMO-PCC)。为了解决现有的两步电流预测控制算法中系统噪声导致较大电流波动的问题,设计了相应的 PEF,并结合一种可实现高鲁棒性电流预测控制的 SMO,最后通过实验验证了本文所提方法的有效性和实用性。

1 电流预测控制评价函数的设计

1.1 两步电流预测控制(PCC)算法

由于实际伺服系统处理器的计算能力有限,因此在 k 时刻计算出的电压指令矢量,需要等到下一个电流采样周期 $(k+1)$ 时刻才开始对电压指令进行合成并作用在电机上,然而此时已到 $(k+1)$ 时刻,实际电流矢量已经是 $\mathbf{I}(k+1)$,造成了实际控制中电流采样的延时。

现有的两步电流预测控制算法,根据 k 时刻的电流采样矢量 $\mathbf{I}(k)$ 、转子电角度速度 $\omega_r(k)$ 、转子位置反馈值,以及 $(k-1)$ 时刻电流控制器生成的电压指令矢量 $\mathbf{U}^{\text{ref}}(k-1)$,提前预测出 $(k+1)$ 时刻的电流矢量^[16-18]。

$$\mathbf{I}(k+1) = \mathbf{A}(k)\mathbf{I}(k) + \mathbf{B}\mathbf{U}^{\text{ref}}(k-1) + \boldsymbol{\psi}(k) \quad (1)$$

式中: $\mathbf{I}(k) = \begin{bmatrix} i_d(k) \\ i_q(k) \end{bmatrix}$, k 表示电流采样 k 时刻;

$$\mathbf{U}^{\text{ref}}(k) = \begin{bmatrix} u_d^{\text{ref}}(k) \\ u_q^{\text{ref}}(k) \end{bmatrix}; \mathbf{A}(k) = \begin{bmatrix} \frac{L-T_c R}{L} & T_c \omega_r(k) \\ -T_c \omega_r(k) & \frac{L-T_c R}{L} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{T_c}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T_c}{L} \end{bmatrix}; \mathbf{\Psi}(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T_c}{L} \psi_f \omega_r(k) \end{bmatrix}。其中, u_d、$$

u_q 分别为 dq 坐标系下直轴、交轴电压, i_d 、 i_q 分别为 dq 坐标系下直轴、交轴电流, L 为 dq 坐标系下的电感, ψ_f 为转子永磁体磁链, R 为定子电阻, T_c 为电流控制周期。

将提前计算出的电流预测矢量 $\mathbf{I}(k+1)$ 作为控制器的电流反馈, 以此补偿电流采样存在的延时。

$$\mathbf{I}(k+2) = \mathbf{A}(k+1)\mathbf{I}(k+1) + \mathbf{B}\mathbf{U}^{\text{ref}}(k) + \mathbf{\Psi}(k+1) \quad (2)$$

相较于电流, 电机转子转速变化缓慢, 可认为 $\mathbf{A}(k+1) = \mathbf{A}(k)$ 。将式(1)代入式(2), 有

$$\mathbf{I}(k+2) = \mathbf{A}(k)[\mathbf{A}(k)\mathbf{I}(k) + \mathbf{B}\mathbf{U}^{\text{ref}}(k-1) + \mathbf{\Psi}(k)] + \mathbf{B}\mathbf{U}^{\text{ref}}(k) + \mathbf{\Psi}(k+1) \quad (3)$$

由于考虑了电流采样的延时, 因此现有的两步电流预测控制算法的控制目标是 $(k+2)$ 时刻的实际电流矢量 $\mathbf{I}(k+2)$ 能够较好地跟随上电流矢量指令 $\mathbf{I}^{\text{ref}}(k)$, 即通过将式(3)中的 $\mathbf{I}(k+2)$ 替换为 k 时刻电流指令矢量 $\mathbf{I}^{\text{ref}}(k)$, 可得到该算法电压指令 $\mathbf{U}^*(k)$ 的计算公式

$$\begin{aligned} \mathbf{U}^*(k) &= \mathbf{B}^{-1}\mathbf{I}^{\text{ref}}(k) - \mathbf{B}^{-1}\mathbf{A}(k)^2\mathbf{I}(k) - \\ &\quad \mathbf{A}(k)\mathbf{U}^*(k-1) - \mathbf{B}^{-1}\mathbf{A}(k)\mathbf{\Psi}(k) - \\ &\quad \mathbf{B}^{-1}\mathbf{A}(k)\mathbf{\Psi}(k+1) \end{aligned} \quad (4)$$

1.2 预测评价函数(PEF)

1.2.1 评价函数的设计 由于电机结构不理想和伺服驱动器采样精度受限等原因, 因此实际控制中不可避免地存在系统噪声。为了解决电流预测控制中系统噪声导致较大电流波动的问题, 以降低控制器输出的电压指令周期变化幅度为出发点, 基于式(4)建立了综合优化目标, 设计预测评价函数 J , 如式(5)所示。当评价函数 J 取最小值时获得下一控制周期的最优电压矢量, 表达式为

$$\begin{aligned} \min J &= \\ &[\mathbf{I}^{\text{ref}}(k) - \mathbf{I}(k+2)]^T \boldsymbol{\alpha} [\mathbf{I}^{\text{ref}}(k) - \mathbf{I}(k+2)] + \\ &[\mathbf{U}^{\text{ref}}(k) - \mathbf{U}^{\text{ref}}(k-1)]^T \boldsymbol{\beta} [\mathbf{U}^{\text{ref}}(k) - \mathbf{U}^{\text{ref}}(k-1)] \end{aligned} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{U}^{\text{ref}}(k-1)$ 与 $\mathbf{U}^{\text{ref}}(k)$ 分别为实际控制中 $(k-1)$

1)时刻与 k 时刻电流控制器输出的电压指令; $\boldsymbol{\alpha}$ 、 $\boldsymbol{\beta}$ 分别表示电流跟随误差和输出电压指令变化幅度的权重系数矩阵。由于 dq 轴系电流及 dq 轴系电压具有同种性质^[20], 因此 d 、 q 相电流权重系数 r 和 d 、 q 相电压权重系数 d 均选为相同的正数。

$$\boldsymbol{\alpha} = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix}, \boldsymbol{\beta} = \begin{bmatrix} d & 0 \\ 0 & d \end{bmatrix} \quad (6)$$

选择合适的 $\boldsymbol{\alpha}$ 、 $\boldsymbol{\beta}$ 不仅能够保证足够的电流环带宽以满足指令电流和实际电流间的跟随速度和精度要求, 还能避免系统噪声导致电压指令大幅度跳动的问题。将式(3)和式(4)代入式(5), 可得

$$\begin{aligned} \mathbf{I}^{\text{ref}}(k) - \mathbf{I}(k+2) &= \\ \mathbf{B}\mathbf{U}^*(k) - \mathbf{B}[\mathbf{U}^{\text{ref}}(k-1) + \mathbf{U}^{\text{ref}}(k) - \mathbf{U}^{\text{ref}}(k-1)] \end{aligned} \quad (7)$$

再将式(7)代入评价函数式(5), 有

$$\begin{aligned} \min J &= [\underbrace{\mathbf{U}^*(k) - \mathbf{U}^{\text{ref}}(k-1)}_C - \underbrace{\Delta\mathbf{U}^{\text{ref}}(k)}_X]^T \underbrace{\mathbf{B}^T \boldsymbol{\alpha} \mathbf{B}}_{\gamma} \cdot \\ &\quad [\underbrace{\mathbf{U}^*(k) - \mathbf{U}^{\text{ref}}(k-1)}_C - \underbrace{\Delta\mathbf{U}^{\text{ref}}(k)}_X] + \\ &\quad [\underbrace{\Delta\mathbf{U}^{\text{ref}}(k)}_X]^T \underbrace{\boldsymbol{\beta}}_{\gamma} [\underbrace{\Delta\mathbf{U}^{\text{ref}}(k)}_X] \end{aligned} \quad (8)$$

引入权重矩阵 γ , 公式为

$$\gamma = \mathbf{B}^T \boldsymbol{\alpha} \mathbf{B} = \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T_c^2 r}{L^2} & 0 \\ 0 & \frac{T_c^2 r}{L^2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中: n 为权重系数。

由于在 k 时刻 $\mathbf{U}^{\text{ref}}(k-1)$ 为已知的上一时刻的电压指令, 且 $\mathbf{U}^*(k)$ 能够通过式(4)计算得到, 因此 C 为一个确定的常数矩阵。将式(8)化简得

$$\min J = \mathbf{X}^T \underbrace{(\boldsymbol{\gamma} + \boldsymbol{\beta})}_G \mathbf{X} - \mathbf{X}^T \underbrace{2\boldsymbol{\gamma} \mathbf{C}}_H + \mathbf{C}^T \boldsymbol{\gamma} \mathbf{C} \quad (10)$$

式中, $\mathbf{C}^T \boldsymbol{\gamma} \mathbf{C}$ 是与 $\mathbf{X}$ 无关的常数矩阵项。根据二次规划理论, 评价函数的最优解

$$\Delta\mathbf{U}^{\text{ref}}(k) = \mathbf{X} = \frac{1}{2} \mathbf{G}^{-1} \mathbf{H} = (\boldsymbol{\gamma} + \boldsymbol{\beta})^{-1} \boldsymbol{\gamma} \mathbf{C} \quad (11)$$

由以上推导可知, k 时刻 PEF-PCC 算法的最优电压矢量为

$$\begin{aligned} \mathbf{U}^{\text{ref}}(k) &= \mathbf{U}(k-1) + \Delta\mathbf{U}(k) = \\ &(\boldsymbol{\gamma} + \boldsymbol{\beta})^{-1} \{ \boldsymbol{\beta} \mathbf{U}^{\text{ref}}(k-1) + \boldsymbol{\gamma} \mathbf{B}^{-1} [\mathbf{I}^{\text{ref}}(k) - \\ &\quad \mathbf{A}(k)\mathbf{I}(k+1) - \mathbf{\Psi}(k+1)] \} \end{aligned} \quad (12)$$

1.2.2 控制算法的稳定性分析 稳定性证明是设计控制器的必要环节, 本文对所提电流预测控制算法的稳定性进行理论证明。

将式(12)代入到式(2)中,有

$$\mathbf{I}(k+2) = [\mathbf{A}(k) - (\boldsymbol{\gamma} + \boldsymbol{\beta})^{-1} \boldsymbol{\gamma} \mathbf{A}(k)] \mathbf{I}(k+1) + \mathbf{B}(\boldsymbol{\gamma} + \boldsymbol{\beta})^{-1} \boldsymbol{\beta} \mathbf{U}(k-1) + (\boldsymbol{\gamma} + \boldsymbol{\beta})^{-1} \boldsymbol{\gamma} [\mathbf{I}^{\text{ref}}(k) -$$

$$\mathbf{I}(k+2) = \underbrace{[\mathbf{A}(k) - (\boldsymbol{\gamma} + \boldsymbol{\beta})^{-1} \boldsymbol{\gamma} \mathbf{A}(k) + (\boldsymbol{\gamma} + \boldsymbol{\beta})^{-1} \boldsymbol{\beta}]}_{\mathbf{P}(k)} \mathbf{I}(k+1) -$$

$$\underbrace{(\boldsymbol{\gamma} + \boldsymbol{\beta})^{-1} \{ \boldsymbol{\beta} [\mathbf{A}(k) \mathbf{I}(k) + \boldsymbol{\psi}(k)] + \boldsymbol{\gamma} [\mathbf{I}^{\text{ref}}(k) - \boldsymbol{\psi}(k+1)] \}}_{\text{与 } \mathbf{I}(k+1) \text{ 无关的项}} + \boldsymbol{\psi}(k+1) \quad (14)$$

由离散控制系统的原理可知, $\mathbf{P}(k)$ 矩阵的所有特征值均在单位圆内是控制器输出量渐进稳定的充分必要条件。另外由于 $L \gg RT_c$, 因此矩阵 $\mathbf{A}(k)$ 内元素 $\frac{L-RT_c}{L} \approx 1$ 。经过计算, $\mathbf{P}(k)$ 矩阵如下所示

$$\mathbf{P}(k) = \begin{bmatrix} \frac{2d}{n+d} & \frac{T_c \omega_r(k)d}{n+d} \\ -\frac{T_c \omega_r(k)d}{n+d} & \frac{2d}{n+d} \end{bmatrix} \quad (15)$$

求得其特征值 λ 的解为

$$\lambda(k) = \frac{2d}{n+d} \pm \frac{T_c \omega_r(k)d}{n+d} j \quad (16)$$

式中: j 为虚数单位。

引入权重系数比 $Q=n/d$, 此时式(16)可改写为

$$\lambda(k) = \frac{2}{Q+1} \pm \frac{T_c \omega_r(k)}{Q+1} j \quad (17)$$

本文实验所用的驱动器电流采样控制频率为 16 kHz, 电机为 5 对极, 额定转速为 2 000 r/min, 即额定电角速度约为 1 050 rad/s。若要所有特征值均在单位圆内, 权重系数比 Q 需满足

$$\frac{\sqrt{4 + 62.5 \times 10^{-6} \times 1\,050}}{Q+1} < 1 \quad (18)$$

当权重系数比 $Q > 1.02$ 时, 在额定转速内, $\mathbf{P}(k)$ 矩阵的特征值均在单位圆内, 进而保证了电流环的稳定性。权重系数比 Q 越大, 控制器稳定裕度越大, 但如果 Q 太大, 系统的抗噪能力会减弱, 而 Q 太小, 则会导致系统的动态性能降低。综合考虑, 本文选用权重系数比 $Q=4$ 。

2 利用滑模观测器的模型误差补偿

2.1 电气参数敏感性

由于电流预测式(1)中包含 3 个电气参数: 定子电感、定子电阻和永磁体磁链, 因此电气参数的准确性会影响电流预测控制的性能。针对于此, 学者 Zhang 对电气参数敏感性进行了详细地分析, 认为当电机稳定运行时, 电阻参数失配对电流预测控制影响很小基本可以忽略; 电感参数失配会导致 d 轴电流实际值和 d 轴电流指令值之间存在一个较小的静差(由于本文采用 $i_d^{\text{ref}}=0$ 矢量控制方法, 因此

$$\boldsymbol{\psi}(k+1)] + \boldsymbol{\psi}(k+1) \quad (13)$$

将式(13)等号右边与 $\mathbf{I}(k+1)$ 无关的其他项归纳出来, 可得

即使 d 轴电流静差较小也一般不将其忽略), 电感参数失配几乎不导致 q 轴电流的静差; 永磁体发生退磁则会导致 q 轴电流静差, 并且磁偏角越大, q 轴电流静差也越大^[15]。

2.2 滑模观测器(SMO)的设计

考虑永磁体退磁和电气参数摄动时, PMSM 定子电压方程表达如下

$$\left. \begin{aligned} u_d &= R_0 i_d + L_0 \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_0 i_q - \underbrace{\left(\Delta R i_d - \Delta L \frac{di_d}{dt} + \omega_r \Delta L i_q \right)}_{f_d} \\ u_q &= R_0 i_q + L_0 \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_0 i_d + \phi_{f_0} \omega_r - \underbrace{\left(\Delta R i_q - \Delta L \frac{di_q}{dt} - \omega_r \Delta L i_d - \Delta \phi \omega_r \right)}_{f_q} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

式中: ΔL 、 ΔR 与 $\Delta \phi$ 分别是电感、电阻与磁链摄动值; L_0 、 R_0 和 ϕ_{f_0} 为参数额定值。

将式(19)中的摄动项提出, 可化简得

$$\dot{\mathbf{I}} = \mathbf{A}_c \mathbf{I} + \mathbf{B}_c \mathbf{U} + \boldsymbol{\psi} + \mathbf{B}_c \mathbf{f} \quad (20)$$

$$\text{式中: } \mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} \frac{-R_0}{L_0} & \omega_r \\ -\omega_r(k) & \frac{-R_0}{L_0} \end{bmatrix}; \mathbf{B}_c = \begin{bmatrix} \frac{T_c}{L_0} & 0 \\ 0 & \frac{T_c}{L_0} \end{bmatrix}; \mathbf{f} =$$

$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix}$, 是考虑电气参数失配时的误差补偿电压, 通

过进行相应的观测补偿, 可以有效地修正由于电气参数失配导致的电流误差。下面利用滑模控制的基本思路来设计模型误差观测器。滑模面选择为

$$\mathbf{s} = \mathbf{A} \cdot \Delta \mathbf{I} = [a \quad a] \begin{bmatrix} i_d - \hat{i}_d \\ i_q - \hat{i}_q \end{bmatrix} = 0 \quad (21)$$

式中: s 为积分滑移面; $\Delta \mathbf{I}$ 为电流真实值和观测值的差; a 为引入的系数。

根据式(21), 设计滑模观测器有

$$\dot{\hat{\mathbf{I}}} = \mathbf{A}_c \mathbf{I} + \mathbf{B}_c \mathbf{U} + \boldsymbol{\psi} + \mathbf{B}_c \dot{\mathbf{f}} + \mathbf{M} \text{sgn } \mathbf{s} \quad (22)$$

式中: $\dot{\hat{\mathbf{I}}}$ 为 d 、 q 相电流估计值; $\mathbf{M}$ 为观测器增益矩

阵; $\text{sgn}s$ 为符号函数。由于符号函数容易导致系统抖振,因此设计一种新型开关切换函数 $\boldsymbol{H}(s)$ 。

$$\boldsymbol{H}(s)=\begin{cases}\sin s, & |s|\leqslant \pi/2 \\ 1, & s>\pi/2 \\ -1, & s<-\pi/2\end{cases}\quad (23)$$

用开关切换函数 $\boldsymbol{H}(s)$ 代替符号函数 $\text{sgn}(s)$,滑模观测器可按式(24)表示为

$$\dot{\boldsymbol{I}}=\boldsymbol{A}_c\boldsymbol{I}+\boldsymbol{B}_c\boldsymbol{U}+\boldsymbol{\psi}+\boldsymbol{B}_c\hat{\boldsymbol{f}}+\boldsymbol{M}\boldsymbol{H}(s)\quad (24)$$

从式(20)中减去式(24),得到误差方程

$$\Delta\dot{\boldsymbol{I}}=\boldsymbol{B}_c\boldsymbol{f}-\boldsymbol{B}_c\hat{\boldsymbol{f}}-\boldsymbol{M}\boldsymbol{H}(s)\quad (25)$$

2.3 观测器稳定性分析

设计李雅普诺夫稳定性函数为

$$V=\frac{1}{2}\Delta\boldsymbol{I}^T\Delta\boldsymbol{I}\quad (26)$$

将式(25)代入经过微分后的式(26),可得到

$$\dot{V}=\Delta\boldsymbol{I}^T\boldsymbol{B}_c\boldsymbol{f}-\Delta\boldsymbol{I}^T\boldsymbol{B}_c\hat{\boldsymbol{f}}-\Delta\boldsymbol{I}^T\boldsymbol{M}\boldsymbol{H}(s)\quad (27)$$

式中: $\boldsymbol{M}=\begin{bmatrix}m & 0 \\ 0 & m\end{bmatrix}$, m 为非负数。有

$$\dot{V}=$$

$$\begin{aligned}&\Delta\boldsymbol{I}^T\boldsymbol{B}_c\boldsymbol{f}-\Delta\boldsymbol{I}^T\boldsymbol{B}_c\hat{\boldsymbol{f}}-m\Delta i_dH(a\Delta i_d)-m\Delta i_qH(a\Delta i_q) \\&\leqslant\Delta\boldsymbol{I}^T\boldsymbol{B}_c\boldsymbol{f}-\Delta\boldsymbol{I}^T\boldsymbol{B}_c\hat{\boldsymbol{f}}-m|\Delta i_d|-m|\Delta i_q| \\&\leqslant\|\Delta\boldsymbol{I}\|\cdot\|\boldsymbol{B}_c\|\cdot\|\boldsymbol{f}-\hat{\boldsymbol{f}}\|-m\|\Delta\boldsymbol{I}\|\end{aligned}\quad (28)$$

根据工程观点,补偿电压 $\boldsymbol{f}$ 是有边界的,存在正数 N ,满足 $\|\boldsymbol{f}-\hat{\boldsymbol{f}}\|\leqslant N$ 。若满足 $m\geqslant\|\boldsymbol{B}\|N+\eta$, $\eta>0$ 的条件,则式(28)成立,观测器的稳定性得以保证。

2.4 离散形式的滑模观测器

根据滑模等效原理,当系统达到滑模面时,有

$$\boldsymbol{s}=\boldsymbol{s}=\boldsymbol{A}\cdot\Delta\boldsymbol{I}=0\quad (29)$$

将式(29)代入到式(25)可以得到

$$\boldsymbol{f}=\hat{\boldsymbol{f}}+\boldsymbol{B}_c^{-1}\boldsymbol{M}\boldsymbol{H}(s)\quad (30)$$

将其补偿电压函数写成离散形式有

$$\begin{cases}\hat{\boldsymbol{f}}_d(k+1)=\boldsymbol{f}_d(k)=\hat{\boldsymbol{f}}_d(k)+mL_0H[a\Delta i_d(k)] \\ \hat{\boldsymbol{f}}_q(k+1)=\boldsymbol{f}_q(k)=\hat{\boldsymbol{f}}_q(k)+mL_0H[a\Delta i_q(k)]\end{cases}\quad (31)$$

式中: $\hat{\boldsymbol{f}}(k)$ 为 k 时刻 $\boldsymbol{f}(k)$ 的估算值。对于控制器中电流预测公式(1)进行矫正如下

$$\boldsymbol{I}(k+1)=\boldsymbol{A}(k)\boldsymbol{I}(k)+\boldsymbol{B}\boldsymbol{U}(k-1)+\boldsymbol{\psi}(k)+\boldsymbol{B}\hat{\boldsymbol{f}}(k)\quad (32)$$

根据式(12),利用 $(k+1)$ 时刻 $\boldsymbol{f}(k+1)$ 的估算值进行前馈补偿之后,得到 PEF-SMO-PCC 算法的电压矢量指令计算公式

$$\boldsymbol{U}^{\text{ref}}(k)=(\boldsymbol{\gamma}+\boldsymbol{\beta})^{-1}\{\boldsymbol{\beta}\boldsymbol{U}^{\text{ref}}(k-1)+\boldsymbol{\gamma}\boldsymbol{B}^{-1}[\boldsymbol{I}^{\text{ref}}(k)-$$

$$\boldsymbol{A}(k)\boldsymbol{I}(k+1)-\boldsymbol{\psi}(k+1)]\}+\hat{\boldsymbol{f}}(k+1)\quad (33)$$

综上,PEF-SMO-PCC 控制系统如图 1 所示。

图中, $\boldsymbol{S}_a$ 、 $\boldsymbol{S}_b$ 、 $\boldsymbol{S}_c$ 分别为 a、b、c 相开关。

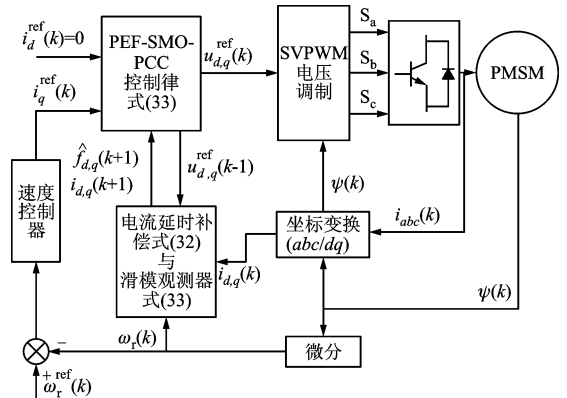


图 1 PEF-SMO-PCC 控制系统框图

3 控制系统性能实验验证

3.1 实验设备

伺服驱动器的控制芯片为 TMS320F28377,编译调试软件为 CCS 7.0。驱动电机为广州数控公司的 150SJTR 系列伺服电机,母线电压为 310 V,电流环控制频率为 16 kHz,速度环控制频率为 4 kHz,插入死区时间为 1.6 μs ,具体电机参数见表 1。

表 1 永磁同步电机参数

参数	数值	参数	数值
额定功率/kW	1.5	额定转速/(r·min ⁻¹)	2 000
额定电流/A	6	额定转矩/(N·m)	6
q 轴电感/mH	3.897	转动惯量/(kg·m ²)	0.001 9
d 轴电感/mH	3.897	转矩系数/(N·m·A ⁻¹)	1
定子电阻/ Ω	2.620	永磁磁通/Wb	0.105 57
极对数	5	黏滞系数/(N·m·s)	0.001 9

电机控制性能测试实验平台见图 2,其中加载电机转动惯量为 $8.9\times 10^{-3}\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 。实验中采用 $i_d^{\text{ref}}=0$ 矢量控制,滑模观测器增益设为 $m=5\times 10^5$ 。

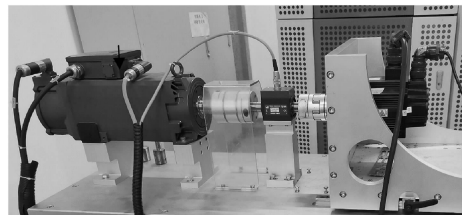
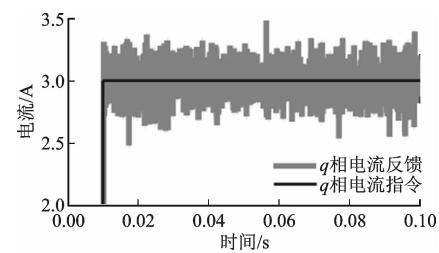


图 2 电机控制性能测试实验平台

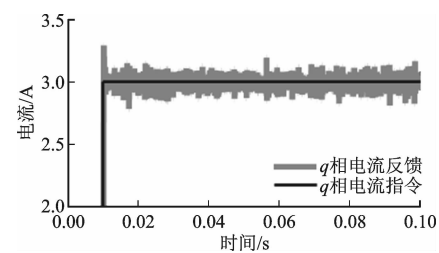
3.2 电流阶跃响应实验

为了验证 PEF-SMO-PCC 算法的电流环动态

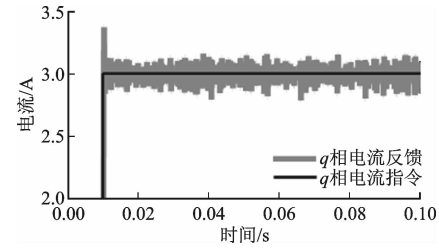
响应性能,进行了 q 相电流阶跃实验。电流阶跃幅值为 3 A,控制器中电气参数均为额定值。现有的两步电流预测控制算法、PEF-SMO-PCC 算法以及电流 PI 控制算法电流阶跃响应的实验结果如图 3。



(a) 现有两步电流预测控制算法的实验结果



(b) PEF-SMO-PCC 算法的实验结果



(c) 电流 PI 控制算法的实验结果

图 3 电流阶跃响应的实验结果

从图 3 可以看出,在现有的两步电流预测控制下,电机实际 q 相电流波动幅度约为 0.8 A(见图 3a),表现为较大的电流抖振和电磁转矩脉动,进而导致控制精度降低及能源损耗等问题;在 PEF-SMO-PCC 算法控制下,电机实际 q 轴电流波动幅度较小,约为 0.2 A 左右(见图 3b),与如图 3c 电流 PI 控制比较,其电流波动幅度大小相当。

为了方便观察,将 PEF-SMO-PCC 算法实验结果与电流 PI 控制算法实验结果的动态响应过程进行比较分析,如图 4 所示。由图 4 可以看出,在 PEF-SMO-PCC 算法控制下, q 轴电流调整时间为 0.43 ms,超调量约为 9%;在电流 PI 控制下, q 轴电流调整时间为 0.57 ms,超调量约为 11%。可以看出,本文所设计的 PEF-SMO-PCC 算法具有更优的动态响应性能。

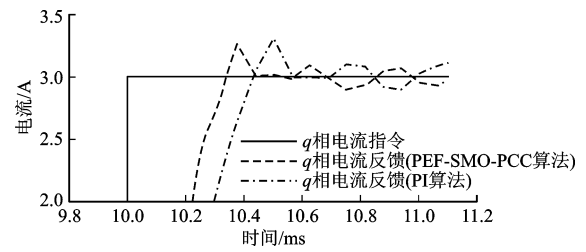
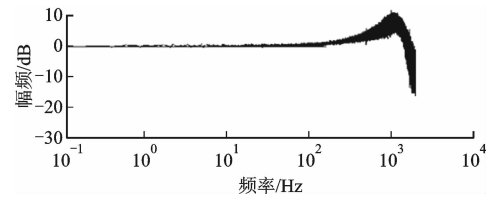


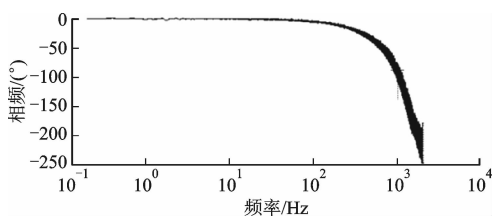
图 4 电流环动态响应实验结果对比

3.3 电流环带宽测试实验

根据广州数控公司企业标准进行电流环的带宽测试实验。基于伺服驱动器内集成的带宽测试功能,由上位机调试软件完成扫频信号的输入。上位机调试软件输入的电流指令为频率 0~3 000 Hz 的正弦指令,幅值 0.6 A,偏置为 1.8 A,控制器中电气参数均为额定值。电流 PI 控制算法、PEF-SMO-PCC 算法的带宽测试结果分别如图 5、图 6 所示。



(a) 幅频带宽



(b) 相频带宽

图 5 电流 PI 控制算法带宽测试结果

表 2 为 2 种控制方法的电流环带宽比较,可以看出,PEF-SMO-PCC 算法能够将电流环的幅频带宽提升 568.6 Hz,相频带宽提升 356.9 Hz,同时将电流环扫频超调从 9.86 dB 降低到了 1.33 dB。

表 2 2 种控制方法的电流环带宽比较

控制方法	幅频带宽 /Hz	相频带宽 /Hz	扫频超调 /dB
电流 PI 控制	1 685.8	980.4	9.86
PEF-SMO-PCC	2 254.4	1 337.3	1.33

3.4 控制器鲁棒性实验

由于实验中难以实现永磁体退磁现象以及电感参数摄动,本小节在编写控制程序时,对电流控制器中的磁链参数以及电感参数进行失配设置。实验条

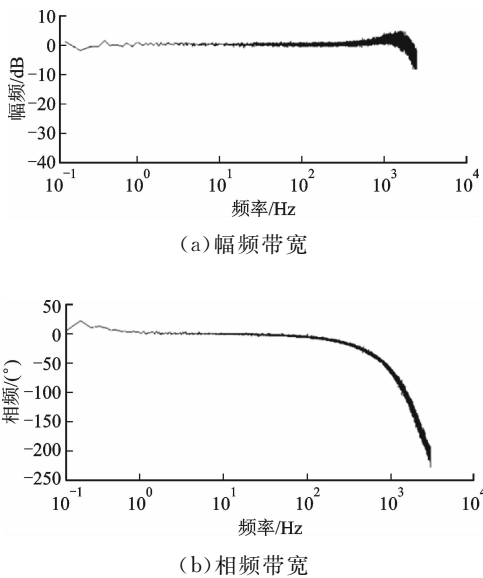


图 6 PEF-SMO-PCC 算法带宽测试结果

件为:电机在空载下静止启动,给定转速指令为 1 000 r/min,速度环采用 PI 控制,输出限幅为 15 A,在电机达到指令转速且稳定运行后,施加 3 N·m 的负载转矩。

3.4.1 磁链参数对控制器的影响 保持控制器中电感参数为电机额定值,1.5 倍磁链参数时,PEF-PCC 算法和 PEF-SMO-PCC 算法的实验结果分别如图 7、图 8 所示;0.5 倍磁链参数时,PEF-PCC 算法、PEF-SMO-PCC 算法的实验结果如图 9、图 10 所示。

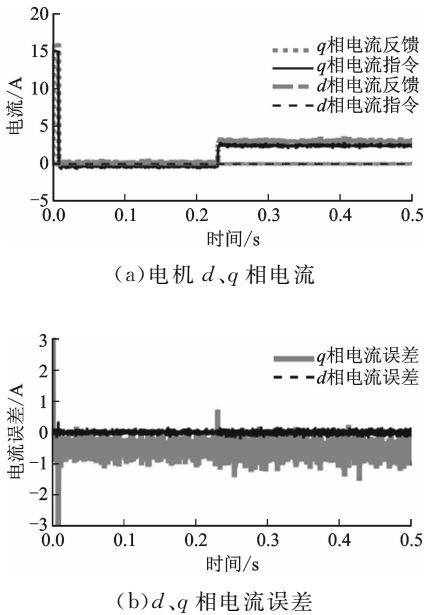


图 7 1.5 倍磁链参数下 PEF-PCC 算法的实验结果

PEF-PCC 算法实验结果如图 7 与图 9 所示:当控制器中磁链参数为额定值的 1.5 倍时,电机在转

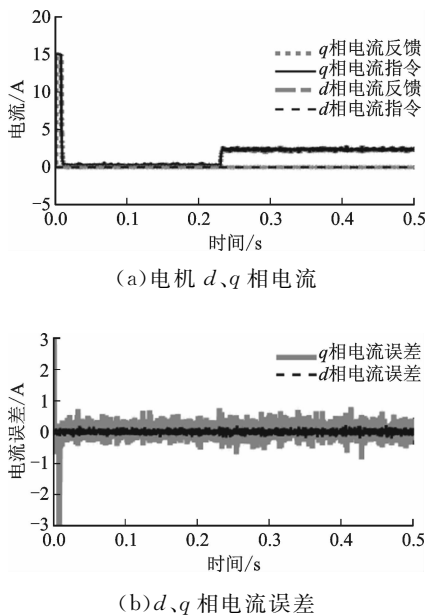


图 8 1.5 倍磁链参数下 PEF-SMO-PCC 算法的实验结果

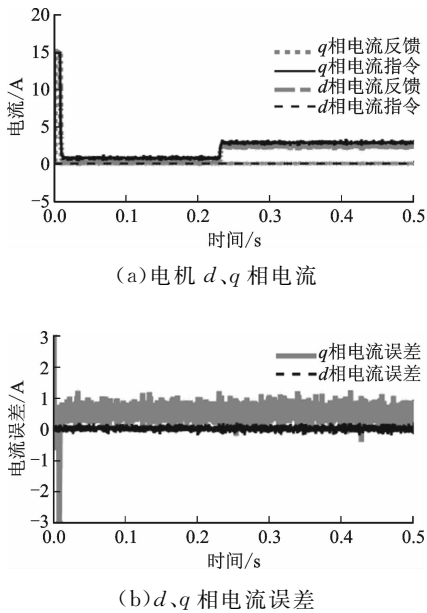
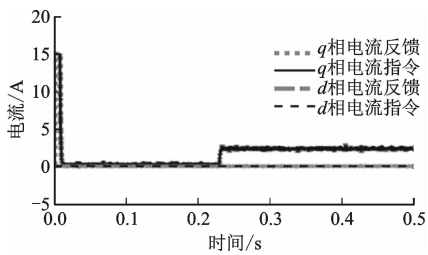


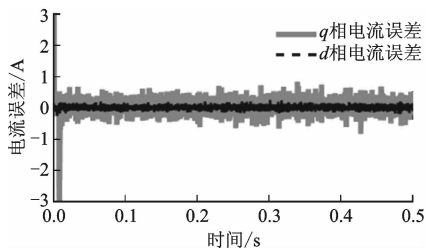
图 9 0.5 倍磁链参数下 PEF-PCC 算法的实验结果

速为 1 000 r/min 稳定运行状态下 q 相电流指令值与实际值之间存在 -0.5 A 的电流静差,可能会导致过流现象甚至烧坏逆变器等功率器件;当控制器中磁链参数为额定值的 0.5 倍时, q 相电流指令值与实际值之间存在 0.5 A 的电流静差,导致系统电磁转矩输出性能降低。PEF-SMO-PCC 算法实验结果如图 8 与图 10 所示,可以看出,引入滑模观测器后 q 相电流实际值能够很好地跟随指令值,保证了电机正常稳定运行。

3.4.2 电感参数对控制器的影响 保持控制器中



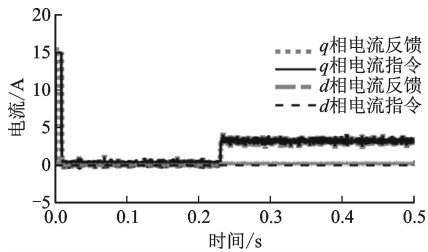
(a)电机 d 、 q 相电流



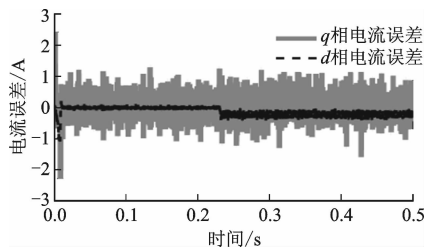
(b) d 、 q 相电流误差

图 10 0.5 倍磁链参数下 PEF-SMO-PCC 算法的实验结果

磁链参数为电机额定值,当控制器中电感参数为额定值 0.5 倍时,PEF-PCC 算法、PEF-SMO-PCC 算法的实验结果分别如图 11、图 12 所示;当控制器中电感参数为额定值 1.5 倍时,PEF-PCC 算法、PEF-SMO-PCC 算法的实验结果分别如图 13、图 14 所示。



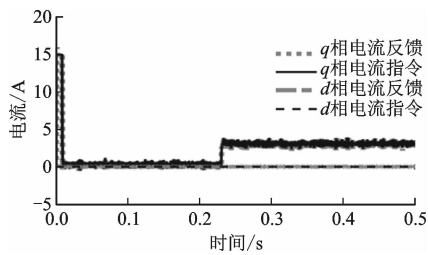
(a)电机 d 、 q 相电流



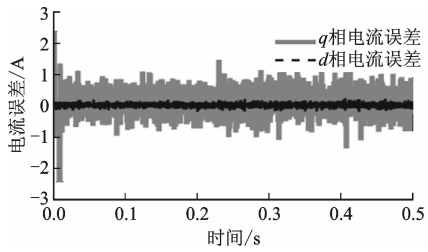
(b) d 、 q 相电流误差

图 11 0.5 倍电感时 PEF-PCC 算法的实验结果

当控制器中电感参数为额定值 0.5 倍时,电机在转速为 1 000 r/min、负载转矩为 3 N·m 稳定运行状态,PEF-PCC 算法的 d 相电流指令值和实际值之间存在 -0.2 A 的电流静差(见图 11);当控制器

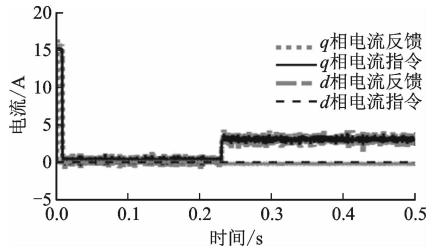


(a)电机 d 、 q 相电流

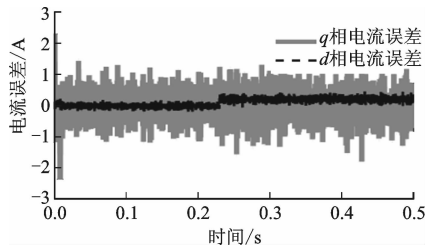


(b) d 、 q 相电流误差

图 12 0.5 倍电感时 PEF-SMO-PCC 算法的实验结果



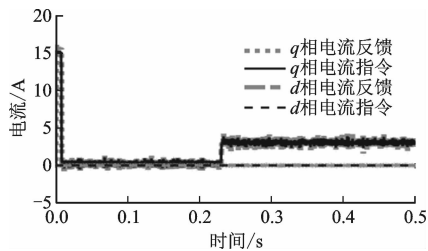
(a)电机 d 、 q 相电流



(b) d 、 q 相电流误差

图 13 1.5 倍电感时 PEF-PCC 算法的实验结果

中电感参数为额定值 1.5 倍时,在电机加载稳定运行时 d 相电流指令值和实际值之间存在 0.2 A 的电流静差(图 13),当直轴电流 $i_d \neq 0$ 时电机运行过程会出现直轴电枢反应,降低电流控制效率。引入



(a)电机 d 、 q 相电流

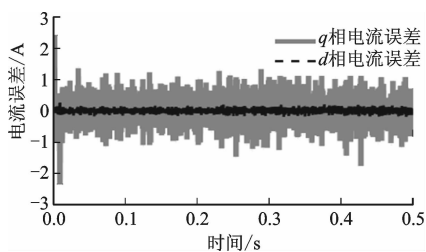
(b) d 、 q 相电流误差

图 14 1.5 倍电感时 PEF-SMO-PCC 算法的实验结果

滑模观测器后, PEF-SMO-PCC 算法有效修正了 d 相电流误差, 较好维持了实际直轴电流 $i_d=0$ (见图 12 与图 14)。

4 结 论

本文在现有两步电流预测控制方法研究的基础上, 对系统噪声和电气参数失配导致控制性能下降的问题进行了研究, 主要结论如下。

(1) 设计并引入了以获得最优电压矢量为控制目标的预测评价函数, 提出了基于预测评价函数的两步电流预测控制算法, 以此解决了系统噪声导致较大电流波动的问题。

(2) 为了提高电流预测控制算法的鲁棒性, 设计了一种滑模观测器, 可观测出电流控制器中因电气参数失配导致的电流预测误差, 并根据预测误差进行相应电压的补偿修正, 从而解决了在电流预测控制中因电气参数失配导致电流误差的问题。

(3) 提出了一种基于预测评价函数和滑模观测器的 PMSM 电流预测控制方法, 实验结果证明了该算法不但能够有效提高伺服系统电流环的带宽及动态特性, 而且控制性能对模型参数的准确性不敏感, 鲁棒性较强, 具有较好的实用性。

参考文献:

- [1] ZHAO Nannan, WANG Ganlin, XU Dianguo, et al. Inverter power control based on DC-Link voltage regulation for IPMSM drives without electrolytic capacitors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 558-571.
- [2] ZHANG Xiaoguang, LI Zhengxi. Sliding-mode observer-based mechanical parameter estimation for permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5732-5745.
- [3] MORENO J C, ESPI HUERTA J M, GIL R G, et al. A robust predictive current control for three-phase

grid-connected inverters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1993-2004.

- [4] RODRIGUEZ J, PONT J, SILVA C A, et al. Predictive current control of a voltage source inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 495-503.
- [5] KAZMIERKOWSKI M P, MALESANI L. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(5): 691-703.
- [6] SIAMI M, KHABURI D A, ABBASZADEH A, et al. Robustness improvement of predictive current control using prediction error correction for permanent-magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3458-3466.
- [7] LIN C K, YU J T, LAI Y S, et al. Model-free predictive current control for interior permanent-magnet synchronous motor drives based on current difference detection technique [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2): 667-681.
- [8] TZOU Y, LIN S. Fuzzy-tuning current-vector control of a three-phase PWM inverter for high-performance AC drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(5): 782-791.
- [9] WANG Weihua, XIAO Xi, DING Youshuang. An adaptive incremental predictive current control method of PMSM [C]// European Conference on Power Electronics & Applications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2013: 6631813.
- [10] PREINDL M. Robust control invariant sets and Lyapunov-based MPC for IPM synchronous motor drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3925-3933.
- [11] GAO Y, CHONG K T. The explicit constrained min-max model predictive control of a discrete-time linear system with uncertain disturbances [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2012, 57(9): 2373-2378.
- [12] KIM K H, YOUN M J. A simple and robust digital current control technique of a PM synchronous motor using time delay control approach [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(1): 72-82.
- [13] XIA Changliang, WANG Meng, SONG Zhanfeng, et al. Robust model predictive current control of three-phase voltage source PWM rectifier with online disturbance observation [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2012, 8(3): 459-471.
- [14] 鲁文其, 胡育文, 杜栩杨, 等. 永磁同步电机新型滑

- 模观测器无传感器矢量控制调速系统[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 78-83.
- LU Wenqi, HU Yuwen, DU Xuyang, et al. Sensorless vector control using a novel sliding mode observer for PMSM speed control system [J]. Journal of Chinese Electrical Engineering Science, 2010, 30 (33): 78-83.
- [15] ZHANG Changfan, WU Gongping, RONG Fei, et al. Robust fault-tolerant predictive current control for permanent magnet synchronous motors considering demagnetization fault [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5324-5334.
- [16] MOHAMED Y A I, EL-SAADANY E F. Robust high bandwidth discrete-time predictive current control with predictive internal model: a unified approach for voltage-source PWM converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(1): 126-136.
- [17] ZHANG Xiaoguang, ZHANG Liang, ZHANG Yongchang. Model predictive current control for PMSM drives with parameter robustness improvement [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1645-1657.
- [18] 邓永停, 李洪文, 王建立, 等. 基于预测函数控制和扰动观测器的永磁同步电机速度控制 [J]. 光学精密工程, 2014, 22(6): 1598-1605.
- DENG Yongting, LI Hongwen, WANG Jianli, et al. Speed control of PMSM based on predictive functional control and disturbance observer [J]. Optical and Precision Engineering, 2014, 22(6): 1598-1605.
- [19] RODRIGUEZ J, PONTT J, SILVA C, et al. Predictive control of three-phase inverter [J]. Electronics Letters, 2004, 40(9): 561-563.
- [20] CORTES P, KOURO S, ROCCA B L, et al. Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives [C] // 2009 IEEE International Conference on Industrial Technology. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2009: 4939742.
- [本刊相关文献链接]**
- 赵峰, 罗雯, 高峰阳, 等. 考虑滑模抖振和扰动补偿的永磁同步电机改进滑模控制. 2020, 54(6): 28-35. [doi: 10. 7652/ xjtuxb202006004]
- 程祎, 杜钦君, 张铭, 等. 三次谐波抑制的五相永磁电机容错控制策略及仿真分析. 2020, 54(2): 95-102, 136. [doi: 10. 7652/ xjtuxb202002012]
- 张岩岩, 耿海鹏, 周健, 等. 永磁同步电机转子偏心磁场解析计算. 2019, 53(2): 96-103. [doi: 10. 7652/ xjtuxb201902013]
- 刘洋, 左曙光, 邓文哲. 含辅助槽轴向永磁电机的电磁力波分析及抑制. 2019, 53(1): 77-85. [doi: 10. 7652/ xjtuxb2019 01010]
- 马世伦, 张学义, 耿慧慧, 等. 电动汽车新型永磁同步电机的非均匀气隙建模及性能分析. 2019, 53(1): 70-76. [doi: 10. 7652/ xjtuxb201901009]
- 左曙光, 张耀丹, 阎礁, 等. 考虑定子各向异性的永磁同步电机振动噪声优化. 2017, 51(5): 60-68. [doi: 10. 7652/ xjtuxb 201705010]
- 王悍泉, 刘凌, 吴华伟. 改进型滑模观测器的永磁同步电机无传感器控制策略. 2016, 50(6): 104-109. [doi: 10. 7652/ xjtuxb201606016]
- 张弦, 姜歌东, 梅雪松, 等. 采用瞬态有限元及加速寿命试验的谐波减速器时变可靠度评估方法. 2020, 54(4): 1-9. [doi: 10. 7652/ xjtuxb202004001]
- 赵津, 张庆, 魏晓晗, 等. 联合控制策略与多物理域有限元仿真的异步电机软启动瞬态振动分析. 2020, 54(7): 158-167. [doi: 10. 7652/ xjtuxb202007019]
- 徐会风, 苏少平, 杜庆诚. 一种新型零矢量的二三导通无刷直流电机直接转矩控制系统研究. 2020, 54(4): 85-92. [doi: 10. 7652/ xjtuxb202004011]
- 左曙光, 刘明田, 胡胜龙. 考虑铁芯磁饱和的开关磁阻电机电感及转矩解析建模. 2019, 53(7): 118-125, 143. [doi: 10. 7652/ xjtuxb201907017]
- 程勇, 毕训训, 张怡龙, 等. 结合随机空间矢量脉宽调制的静止无功发生器双序控制策略. 2019, 53(12): 120-130. [doi: 10. 7652/ xjtuxb201912016]

(编辑 亢列梅)