

基于参数辨识的内置式永磁同步电机最大转矩电流比电流预测控制

周新秀, 周咏平, 张旨, 王博阳, 朱敏

引用本文:

周新秀, 周咏平, 张旨, 等. 基于参数辨识的内置式永磁同步电机最大转矩电流比电流预测控制[J]. *光学精密工程*, 2020, 28(5): 1083–1093.

ZHOU Xin-xiu, ZHOU Yong-ping, ZHANG Zhi, et al. Maximum torque per ampere current predictive control of interior permanent magnet synchronous motors based on parameter identification[J]. *Optics and Precision Engineering*, 2020, 28(5): 1083–1093.

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.3788/OPE.20202805.1083>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

永磁同步电机速度控制器的全数字化集成

Digital integration of PMSM speed controller based on FPGA

光学精密工程. 2015, 23(4): 1105–1113 <https://doi.org/10.3788/OPE.20152304.1105>

基于扰动观测器的永磁同步电机电流环自适应滑模控制

Current adaptive sliding mode control based on disturbance observer for permanent magnet synchronous motor

光学精密工程. 2017, 25(5): 1229–1241 <https://doi.org/10.3788/OPE.20172505.1229>

基于鲁棒迭代学习控制的永磁同步电机转矩脉动抑制

Torque ripple minimization of PMSM based on robust iterative learning control

光学精密工程. 2017, 25(10): 2645–2660 <https://doi.org/10.3788/OPE.20172510.2645>

基于分段弧形永磁同步电机的4 m望远镜控制系统

Control system of 4 meters telescope based on segmented permanent magnet arc synchronous motor

光学精密工程. 2020, 28(3): 591–600 <https://doi.org/10.3788/OPE.20202803.0591>

永磁同步电机调速系统的自抗扰控制

Active disturbance rejection control of speed governing system for PMSM

光学精密工程. 2016, 24(3): 582–589 <https://doi.org/10.3788/OPE.20162403.0582>

文章编号 1004-924X(2020)05-1083-11

基于参数辨识的内置式永磁同步电机 最大转矩电流比电流预测控制

周新秀^{1,2*}, 周咏平^{1,2}, 张 旨^{1,2}, 王博阳^{1,2}, 朱 敏³

(1. 北京航空航天大学 前沿科学技术创新研究院, 北京 100191;

2. 北京航空航天大学 宁波创新研究院, 浙江 宁波 315000;

3. 上海卫星工程研究所, 上海 200240)

摘要: 为了实现对内置式永磁同步电机的高效准确控制, 解决电机运行过程中参数变化对控制性能的影响, 提出了一种基于在线参数辨识的内置式永磁同步电机最大转矩电流比电流预测控制方法。根据内置式永磁同步电机的转矩特性对最大转矩电流比的 d - q 电流最优关系进行化简以便于工程计算; 并针对电机参数变化对最大转矩电流比工作点偏移的影响进行了分析。同时, 对 MTPA 算法影响较大的关键参数 q 轴定子电感, 转子永磁体磁链进行基于参考模型的自适应辨识, 以确保实时的最优 d , q 轴电流分配。在得到准确辨识的参数和最优电流指令的基础上进行电流的鲁棒预测控制, 使实际电流更快地跟踪指令, 提高系统的动态性能。实验结果表明: q 轴定子电感, 转子永磁体磁链在线辨识的误差分别小于 3%, 3.5%, 收敛时间小于 20 ms; 电机能有效跟踪最大转矩电流比工作点, 电流响应时间小于 30 ms, 能够满足内置式永磁同步电机系统稳定可靠、高效快速等运行要求。

关键词: 内置式永磁同步电机; 最大转矩电流比; 在线辨识; 电流预测控制; 快速高效

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20202805.1083

Maximum torque per ampere current predictive control of interior permanent magnet synchronous motors based on parameter identification

ZHOU Xin-xiu^{1,2*}, ZHOU Yong-ping^{1,2}, ZHANG Zhi^{1,2}, WANG Bo-yang^{1,2}, ZHU Min³

(1. *Institute of Innovation in Frontier Science and Technology,
Beihang University, Beijing 100191, China;*

2. *Ningbo Innovation Research Institute, Beihang University, Ningbo 315000, China;*

3. *Shanghai Satellite Engineering Research Institute, Shanghai 200240, China)*

* *Corresponding author, E-mail: 580927@163.com*

Abstract: To realize an efficient and accurate control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors (IPMSMs) and solve the effects of the motor parameter changes on the control performance, a method for the Maximum Torque Per Ampere (MTPA) current predictive control of the IPMSM based on online parameter identification was proposed. First, according to the torque characteristic of

收稿日期: 2019-10-30; 修订日期: 2019-12-12.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 61873020)

the IPMSM, an optimal relationship of d - and q -axis currents under the MTPA control was simplified to facilitate engineering calculation. The effects of the motor parameters on the MTPA operating point offset were analyzed. In addition, key parameters q -axis inductance and permanent magnet linkage of rotator, which significantly affect the MTPA algorithm, were adaptively identified based on a reference model to calculate the optimal d - q current distribution in real time. Subsequently, based on the accurately identified parameters and optimal current commands, predictive current control was applied such that the actual current can track the command faster and improve the dynamic performance of the system. The experimental results show that the errors of the online identification of q -axis inductance and permanent magnet linkage of rotator are less than 3% and 3.5%, respectively, and the convergence time is less than 20 ms. The motor can effectively track the MTPA operating point, and the current response time is less than 30 ms, which satisfies the requirements of stable, reliable, efficient, and fast operation of IPMSM systems.

Key words: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM); Maximum Torque Per Ampere (MTPA); online identification; current prediction control; fast and efficient

1 引言

内置式永磁同步电动机 (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor, IPMSM) 具有能量密度高、速度范围宽等优点^[1], 广泛应用于工业领域, 并在控制力矩陀螺、分子泵等航天领域, 电动汽车等民用领域的伺服驱动市场中有着广阔的应用前景^[2-3]。由于 IPMSM 特有的凸极特性, 充分利用磁阻转矩的最大转矩电流比 (Maximum Torque Per Ampere, MTPA) 算法受到关注, 它能够通过调节定子电流矢量方向最大化系统输出的电磁转矩。然而, 由于电感、磁链等参数会受电流幅度、环境温度、磁饱和效应等影响而产生变化, MTPA 工作点会产生偏移, 难以实时跟踪。因此, 如何提高 MTPA 电流跟踪的准确性和快速性是一个亟待解决的问题^[4]。

通常, MTPA 算法可分为不依赖参数的方法^[5-9]和基于参数的方法^[11-15]。对于不依赖参数的方法, 主要有搜索法和信号注入控制 (Signal Injection Control, SIC) 方法。Dianov 等在 MTPA 电流控制中通过比较相邻时刻定子电流幅度大小来调整电流矢量的变化方向, 并通过变步长来加快响应^[5]。该方法不依赖参数, 但收敛速度较慢, 且对电流采样精度敏感。SIC 方法目前也有较多研究, 广大专家学者在基于正弦波或方波的高频信号注入上提出了改进措施, 并通过数字信号处理从响应信号中获得定子电流最优角的信息^[6-8]。

此方法具有普适性, 但不可避免会引入转矩波动。Sun 等提出了虚拟信号注入, 有效地避免了脉振问题^[9], 但是由于级联滤波器等的存在, 电流响应慢, 动态性能仍不能令人满意。实际上, 信号注入法同样会受到电感等参数变化的影响, 使 MTPA 电流角出现偏差^[10]。

基于参数的方法, 需要使用电机参数来计算转矩对应的最佳定子电流角。电感和磁链等参数波动会影响 MTPA 的控制性能。电感和磁链会随着工作温度、磁饱和而变化, 因此, 利用有限元分析进行多项式拟合, 或制作查找表来事先存储不同转矩测试下的最优电流的方法被提出^[11-12]。但是这些方法不能适应电机不同工况下的参数变化, 且前期工作量大。在线参数辨识作为检测参数变化的通用方法, 在电机控制中有重要作用。基于卡尔曼滤波^[13]、最小二乘^[14]、模型参考自适应^[15]等在线参数辨识方法被提出, 并用于电机的无位置控制, 可以起到很好的辨识效果。考虑到这一点, 本文为便于工程实践, 提出一种基于化简的 MTPA 最优 d - q 轴电流分配方法, 将影响 MTPA 的参数整合为一个变量, 并对关键电机参数进行在线辨识, 以实时修正 MTPA 工作点。

考虑到电流环动态性能对在线参数辨识及系统整体控制性能的影响, 电流控制方法的选择很重要。预测控制能根据模型预测电机下一时刻的运行状态, 并且使系统具有更快的响应, 因此受到广大学者的关注^[16-17]。汪琦等将预测控制与参

数辨识结合,用于 PMSM 的 $i_d=0$ 控制中,取得了良好的电流控制性能^[15]。康劲松等利用改进的最优虚拟矢量电流预测控制,无需 SVPWM 调制,能找到合适的电压矢量使电流以最优轨迹跟随给定电流,得到准确、高动态响应的控制效果^[17]。考虑到传统 PI 控制易出现积分饱和、超调等问题,可能对在线参数辨识产生影响,因此本文采用预测控制来改善电流环的动态特性,提高参数辨识的稳定度。

本文将关键参数的在线辨识与 MTPA 电流分配策略、电流预测控制方法相结合,对 IPMSM 系统进行高效快速控制。该方法能够在保证准确监控电机参数的同时,使系统运行具有稳定、准确、高效、快速响应等特点。

2 系统构成及工作原理

IPMSM 控制系统是个时变、强耦合系统,通常需要将定子电流矢量 i_s 转化为 $d-q$ 坐标系下的直流量进行控制。理想状态下, $d-q$ 坐标系下的 IPMSM 电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e \psi_f + \omega_e L_d i_d \end{cases}, \quad (1)$$

其中: R 是相电阻, ω_e 是转子电角速度, ψ_f 是转子永磁体磁链, u_d, u_q, i_d, i_q 和 L_d, L_q 分别是 d, q 轴下定子的电压、电流和电感。

$d-q$ 坐标系下的 IPMSM 电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q], \quad (2)$$

其中 p 是电机的极对数。

由于 IPMSM 的转子永磁体是嵌入铁心内的,磁路不对称导致其等效后的 d, q 轴电感不相等($L_d < L_q$),由此产生了附加的磁阻转矩,磁阻转矩与 d, q 轴电感之差有关。

IPMSM 的控制系统除电机本体外,还包括逆变器(VSI)、负载、软硬件检测控制模块等。如图 1 所示,系统主要由电流与位置检测、坐标变换、速度和电流控制、 d, q 轴电流分配、功率驱动等环节组成,一般采用外环速度闭环加内环电流闭环的形式。另外,为了使电机能够在不同区域(恒转矩区、恒功率区)内高效稳定运行,往往需要

对外环输出的电流指令给出不同的 d, q 轴电流分配策略。

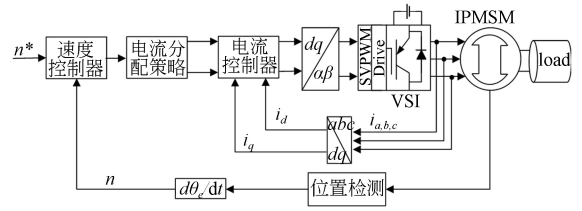


图 1 IPMSM 控制系统原理

Fig. 1 Principle diagram of IPMSM control system

3 IPMSM 控制系统的核心算法

3.1 MTPA 控制理论和参数影响

MTPA 为 IPMSM 提供了最优电流分配策略。其原则是使电磁转矩与定子电流的幅值之比最大化,常将该原则转化为寻找定子电流的最优矢量角,使定子在同一电流幅度下产生的电磁转矩最大的问题。根据定子电流矢量 i_s 和 d, q 轴电流之间的关系,可以将式(2)转换为:

$$T_e = \frac{3}{2} p i_s [\psi_f \sin \beta + (L_d - L_q) i_s \sin \beta \cos \beta], \quad (3)$$

其中 i_s, β 分别是定子电流矢量的幅值和角度。

通过 T_e 对 β 求导为 0 可以获得使 T_e 最大化的最佳电流角 β_M ,其表达式如下:

$$\beta_M = \arccos \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_s^2}}{4(L_d - L_q) i_s}. \quad (4)$$

从式(4)可以看出, β_M 的精度受参数 ψ_f 和 L_d, L_q 的精度影响。若将电机参数设为恒定值,则获得的 β_M 不能考虑电机运行过程中的参数变化情况,可能使系统运行偏离实际的最优 MTPA 工作点。而由 $\psi_f / (L_d - L_q) < 0$, 可得 $\cos \beta_M \in (-\sqrt{2}/2, 0)$, 因此 β_M 的范围为 $(90^\circ, 135^\circ)$ 。

由于 MTPA 最优电流角的计算包含反三角函数计算,较为复杂,本文中为了减少工程计算量、便于直观控制 i_d, i_q 两个电流量,将速度控制器的输出直接作为 i_q 电流的给定量,并直接从 MTPA 条件下的 d, q 轴电流关系进行考虑。

根据定子电流的矢量关系,有 $i_d = i_s \cos \beta_M, i_q = i_s \sin \beta_M$, 带入式(4)进行转换,可以得到 MTPA 条件下 i_d-i_q 的最优关系式为:

$$i_d = \frac{-\psi_t + \sqrt{\psi_t^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)}. \quad (5)$$

令 $k = \frac{\psi_t}{2(L_q - L_d)}$ ($k > 0$), 则式(5)可以化简为:

$$i_{dop} = k - \sqrt{k^2 + i_{qop}^2}, \quad (6)$$

其中 i_{dop}, i_{qop} 表示 MTPA 条件下的最优 i_d, i_q 值。

保持以上 i_d, i_q 的最优对应关系, 则电机将持续运行在 MTPA 最优电流状态。根据 $\beta_M \in (90^\circ, 135^\circ)$ 的条件, 可以得出对 i_d, i_q 电流的限制条件: $i_q > 0, i_d < 0$, 且 $|i_d| < |i_q|$, 可据此对工程中的电流进行限幅。

式(6)将影响 MTPA 电流表达式的电机参数整合到一个变量 k 中再进行计算, 化简了 d, q 轴电流关系, 在数字处理中相比式(5)减少了运算量。根据式(6)可得, 当 i_q 一定时, i_{dop} 在最优电流矢量中的占比与 k 值的关系, 由式(6)对 k 求导可得:

$$\frac{d|i_{dop}|}{dk} = -\frac{di_{dop}}{dk} = \frac{k}{\sqrt{k^2 + i_{qop}^2}} - 1 < 0. \quad (7)$$

根据单调性也可以绘制出如图 2 所示的 MTPA 特性下 i_{dop} 与 k 的关系曲线。IPMSM 的 k 值越小, i_q 一定的情况下 i_d 幅度越大, 即 i_d 在最优电流矢量幅度中的占比越大, 因此采用 MTPA 方法相比 $i_d = 0$ 方法输出电流利用率更高, 输出电磁转矩的效率更高。在系统转矩越大的情况下, 定子电流幅度越能得到有效降低。而参数辨识旨在修正控制系统的实时 MTPA 工作点, 尤其是大电流情况下 k 值的修正, 对解决运行过程中最优工作点偏移问题很必要。

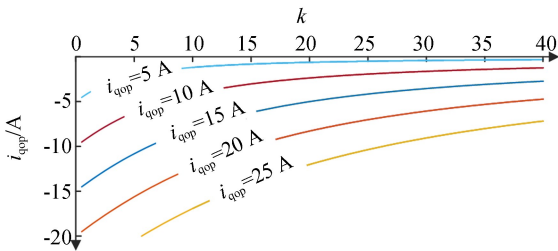


图 2 MTPA 条件下 i_{dop} 与 k 的关系特性曲线

Fig. 2 Characteristic curves between i_{dop} and k under MTPA

3.2 基于参考模型自适应的参数在线辨识算法

为了使 MTPA 控制更加准确, 对 k 值进行修正, 电机参数辨识不可少。为了避免过多参数同

时辨识对系统稳定性和收敛效果的影响, 在此选择对 MTPA 影响较大的两个关键参数进行辨识。

由式(4)可知, 电阻 R 变化与 MTPA 条件下的电流分配无关, 且一般铜绕组的温度系数为 $3.93 \times 10^{-3}/^\circ\text{C}$; 实际控制系统中周期 T 一般为 10^{-4} 秒数量级; 电感 L 一般在毫亨级, 因此认为 $T\Delta R \ll \Delta L$, 在电流预测控制中也可忽略电阻变化的影响^[15]。而温度变化和磁饱和对铁磁材料的磁导率有较大影响, 其主要体现为电感和磁链的改变, 最高可能出现 20% 的变化, 且 L_q 的变化远比 L_d 明显, 因此本文选择对 L_q 和 ψ_t 参数进行在线辨识。

参考模型自适应 (Model Reference Adaptive System, MRAS) 算法是较为成熟的参数辨识方法。该方法在相同输入情况下, 根据一定的自适应率对可调模型的参数进行调节, 使参考模型和可调模型的状态变量的偏差为 0, 以达到参数辨识效果。

参考模型根据式(1)的电压方程可以改写为:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}u_d - \frac{1}{L_d}Ri_d + \frac{L_q}{L_d}\omega_e i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}u_q - \frac{1}{L_q}Ri_q - \frac{L_d}{L_q}\omega_e i_d - \frac{1}{L_q}\omega_e \psi_t \end{cases}. \quad (8)$$

即参考模型形式如下:

$$p\mathbf{i} = \mathbf{A}\mathbf{i} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{C}, \quad (9)$$

其中: p 是微分算子, $\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$, $\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}$, $\mathbf{A} =$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}\omega_e \\ -\frac{L_d}{L_q}\omega_e & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_e \psi_t}{L_q} \end{bmatrix}.$$

可调模型可以写为:

$$\hat{p}\mathbf{i} = \hat{\mathbf{A}}\mathbf{i} + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{u} + \hat{\mathbf{C}} + \mathbf{M}\mathbf{e}, \quad (10)$$

其中 $\hat{\mathbf{i}} = [\hat{i}_d, \hat{i}_q]^\top$ 是可调模型中的状态变量矩阵,

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{\hat{L}_q}{L_d}\omega_e \\ -\frac{L_d}{\hat{L}_q}\omega_e & -\frac{R}{\hat{L}_q} \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\hat{L}_q} \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{C}} =$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_e \psi_t}{\hat{L}_q} \end{bmatrix}, \mathbf{e} = \mathbf{i} - \hat{\mathbf{i}} = [i_d - \hat{i}_d, i_q - \hat{i}_q]^\top \text{ 是误差矩阵,}$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_2 \end{bmatrix} (m_1 > 0, m_2 > 0) \text{ 是误差的增益矩阵.}$$

将式(9)的电机参考模型与式(10)的可调模型相减,可得:

$$pe = \mathbf{A}i + \mathbf{B}u + \mathbf{C} - (\hat{\mathbf{A}}i + \hat{\mathbf{B}}u + \hat{\mathbf{C}} + \mathbf{M}e) = (\mathbf{A} - \mathbf{M})e - \mathbf{W}, \quad (11)$$

其中: $\mathbf{W} = -(\Delta\hat{\mathbf{A}}i + \Delta\hat{\mathbf{B}}u + \Delta\hat{\mathbf{C}})$, $\Delta\mathbf{A} = \mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}}$, $\Delta\mathbf{B} = \mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}}$, $\Delta\mathbf{C} = \mathbf{C} - \hat{\mathbf{C}}$.

式(11)是反馈系统状态方程的典型表达式,可以表示为图 3 的系统框图形式。将误差矩阵 e 通过单位矩阵 \mathbf{I} 转换成用于自适应控制的输入矢量 \mathbf{V} ,再经过一个非线性定常系统输出变为反馈矢量 \mathbf{W} 。式(11)中将转速 ω_e 认定为一个时变参数,对于数字化控制系统,可以认为在每一采样周期内, ω_e 是不变的。

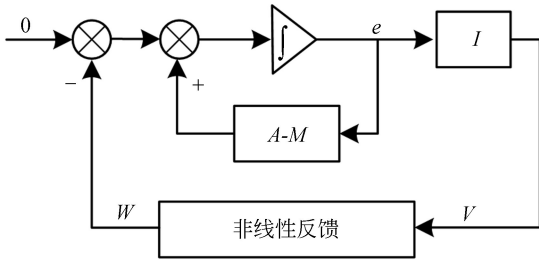


图 3 模型参考自适应系统框图

Fig. 3 Block diagram of model reference adaptive system

为保证系统稳定收敛,需满足 Popov 超稳定性理论,即有:

$$\forall t > 0, \eta(0, t) = \int_0^t \mathbf{V}^T \mathbf{W} dt \geq -r^2 (r \text{ 为有限的正数}). \quad (12)$$

$$\begin{cases} u_d(k) = Ri_d(k) + L_d \frac{i_d(k+1) - i_d(k)}{T} - \omega_e(k)L_q i_q(k) \\ u_q(k) = Ri_q(k) + L_q \frac{i_q(k+1) - i_q(k)}{T} + \omega_e(k)L_d i_d(k) + \omega_e(k)\psi_f \end{cases}, \quad (15)$$

其中: T 为数字控制周期, k 表示第 k 周期的变量。

定义 d 轴和 q 轴的参考给定电流值分别为 i_d^* 和 i_q^* ,电流环控制旨在使得一个控制周期后,

$$\begin{cases} u_d^* = Ri_d(k) + L_d \frac{i_d^* - i_d(k)}{T} - \omega_e(k)\hat{L}_q i_q(k) \\ u_q^* = Ri_q(k) + \hat{L}_q \frac{i_q^* - i_q(k)}{T} + \omega_e(k)L_d i_d(k) + \omega_e(k)\hat{\psi}_f \end{cases}. \quad (16)$$

这里的非线性反馈系统采用传统的比例积分调节,可以得到 q 轴电感与转子磁链的辨识算法分别为:

$$\frac{1}{\hat{L}_q} - \frac{1}{L_q} = \int_0^\tau K_{i1} \cdot (i_q - \hat{i}_q)u_q d\tau + K_{p1} \cdot (i_q - \hat{i}_q)u_q, \quad (13)$$

$$\frac{\psi_f}{L_q} - \frac{\hat{\psi}_f}{\hat{L}_q} =$$

$$\int_0^\tau K_{i2} \cdot (i_q - \hat{i}_q)\omega_e d\tau + K_{p2} \cdot (i_q - \hat{i}_q)\omega_e, \quad (14)$$

其中只要 $K_{i1}, K_{p1}, K_{i2}, K_{p2}$ 均大于 0,则式(12)必然成立,其稳定性证明同文献[15]类似,在此不再赘述。

3.3 鲁棒电流预测控制算法

IPMSM 系统电流环的传统控制采用两个独立的 PI 控制器对 i_d, i_q 分别进行控制,但电机系统是非线性耦合系统,采用 PI 控制时,其性能与设定的 PI 参数值有很强的相关性,且存在易超调、积分饱和等问题,在电机运行工况变化时响应较慢。有了准确辨识的电机参数,电流环采用鲁棒预测控制可以避免交叉耦合项对电流环控制的影响,更好更快地跟踪电流指令,并确保参数辨识的平稳性。

在实际运行中,当数字系统的控制频率足够高时,可以认为其各个变量在一个周期内保持不变,且相邻周期内的变化是线性的,因此 IPMSM 电压方程基于差分的离散化形式可以写为:

电流的实际值与给定值相等,即认为 $i_d(k+1) = i_d^*, i_q(k+1) = i_q^*$,并带入辨识的参数 $\hat{L}_q, \hat{\psi}_f$,则电压给定可以写为:

另外,引入权重因子 $\alpha, \beta(\alpha+\beta=1)$,将 $i_n(n=d, q)$ 改写成 $i_n = \alpha \cdot i_n + \beta \cdot i_n^*(k-1)$ 并带入式(16)得:

$$\begin{cases} u_d^* = \left(R - \frac{L_d}{T}\right) [\alpha i_d(k) + \beta i_d^*(k-1)] + \frac{L_d i_d^*}{T} - \omega_e(k) \hat{L}_q [\alpha i_q(k) + \beta i_q^*(k-1)] \\ u_q^* = \left(R - \frac{L_q}{T}\right) [\alpha i_q(k) + \beta i_q^*(k-1)] + \frac{\hat{L}_q i_q}{T} + \omega_e(k) L_d [\alpha i_d(k) + \beta i_d^*(k-1)] + \omega_e(k) \hat{\psi}_f \end{cases}, (17)$$

式中 R 和 L_d 采用其静态测量值。利用文献[18]中的逆变器死区补偿方法对给定电压和实际输出电压的误差进行补偿,以保证预测控制的性能,使系统具有较好的鲁棒性、稳定性和可靠性,电流预测控制环节的框图如图 4 所示。

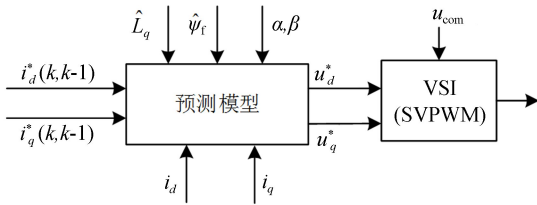


图 4 电流预测控制框图

Fig. 4 Block diagram of current predictive control

将在线参数辨识与鲁棒电流预测控制、MTPA 电流分配策略相结合,以有效提高 IPMSM 系统的运行效率和动态性能,实现 IPMSM 控制系统的高精度、稳定运行。

4 仿 真

为了验证文中提出的基于在线参数辨识的 MTPA 电流预测控制方案的可行性,首先进行了基于 Matlab/Simulink 的 IPMSM 控制系统模型仿真。仿真模型中 IPMSM 的参数设置如表 1 所示,与实际系统参数一致,其中电感参数为 IPMSM 在常温下利用文献[19]中方法下得到的实测值。

为了验证算法中在线参数辨识的准确性,以下仿真中基于 MRAS 的参数辨识均将参数 L_q, ψ_f 的初始值设置为 $L_d, 0.7\psi_f$ 。设定仿真条件为初始给定转速 750 r/min,加载 2 N·m,2 s 后加载至 5 N·m。图 5~图 6 为辨识的电感和磁链参数的收敛过程。

从图 5~图 6 可以看出,无论在启动还是变负载情况下,本文所提算法中基于 MRAS 的在线参数辨识都可以较快收敛到真实值附近,收敛速

度不超过 15 ms,且电感的辨识误差在 ± 0.05 mH 内,磁链的辨识误差在 ± 0.002 Wb 内。

表 1 三相永磁同步电机系统参数

Tab. 1 Parameters of IPMSM control system

电机系统参数	数值
额定电压 U_N/V	380
额定转矩 $T_{eN}/(N \cdot m)$	10
额定转速 $n_N/(r \cdot \text{min}^{-1})$	3 000
永磁体磁链 ψ_f/Wb	0.140 2
额定电流 I_N/A	40
相电阻 R/Ω	0.67
d 轴电感 L_d/mH	2.2
q 轴电感 L_q/mH	4
极对数 p	2
PWM 载波频率/kHz	10

图 7 是模拟电机运行过程中参数变化时的参数辨识仿真结果。设置电机 q 轴电感和永磁体磁链如图中趋势变化,在给定转速 500 r/min,加载 5 N·m 的条件下进行仿真。可以看出,辨识结

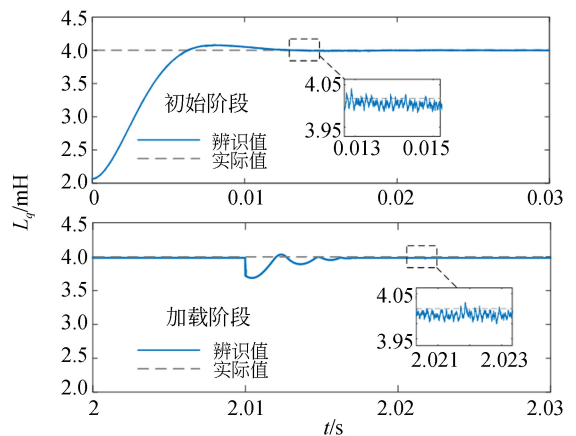


图 5 初始和加载阶段的 L_q 辨识过程

Fig. 5 Identification process of L_q under initial and load change stages

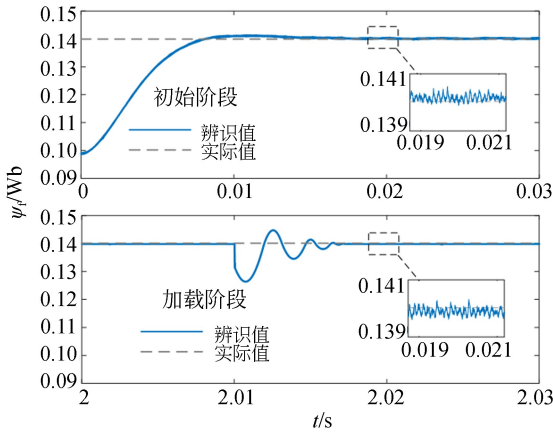
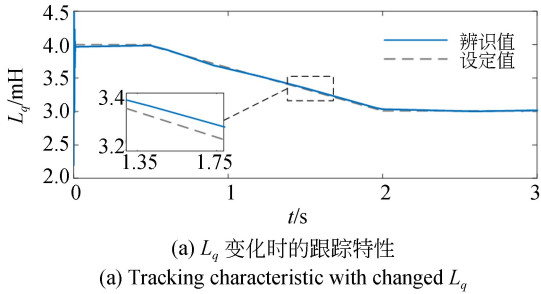
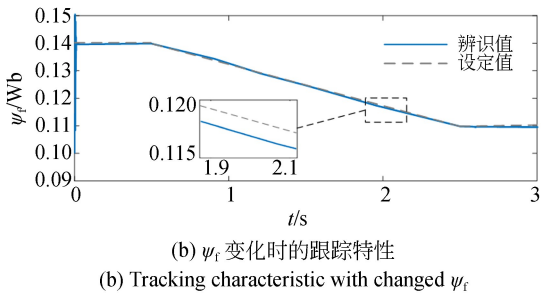


图 6 初始和加载阶段的 ψ_f 辨识过程
Fig. 6 Identification process of ψ_f under initial and load change stages



(a) L_q 变化时的跟踪特性
(a) Tracking characteristic with changed L_q



(b) ψ_f 变化时的跟踪特性
(b) Tracking characteristic with changed ψ_f

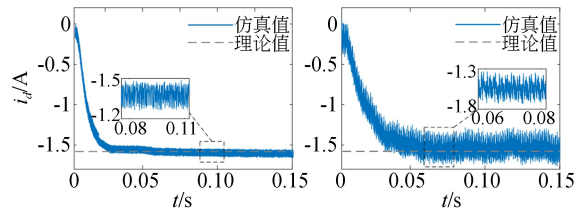
图 7 模拟参数变化下的仿真结果

Fig. 7 Simulation results with changed parameters

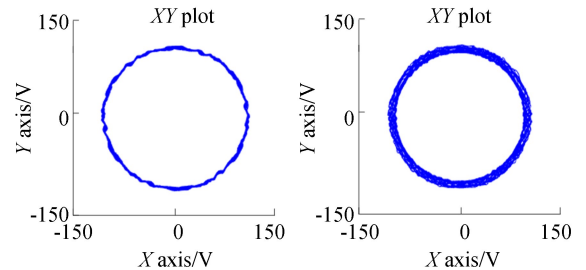
果仍然能够跟踪实际参数的变化趋势,最大误差小于 3%,可以达到实时监测电机参数的目的。

另外,在给定转速 1 000 r/min 和加载 5 N·m 的条件下进行仿真测试,图 8(a)、8(b)分别为利用鲁棒预测法和 PI 控制(PI 参数已调至较优情况)对 IPMSM 系统电流进行控制时的 d 轴电流响应和定子电压轨迹。设置预测控制中 $\alpha=0.9, \beta=0.1$,可以看出,基于在线准确辨识的电机参数,电流预测能达到电流的准确跟踪,且电流响应时间约为 25 ms,与 PI 控制的 35 ms 略

快,能够实现电流的快速稳定跟踪,具有较好的运行特性,且减少了超调和波动,因此对在线参数辨识的影响更小。



(a) 预测控制(左)和 PI 控制(右)下的 d 轴电流响应
(a) Response of i_d under predictive (left) and PI (right) control



(b) 预测控制(左)和 PI 控制(右)下的定子电压矢量轨迹
(b) Trajectories of stator voltage vector under predictive (left) and PI (right) control

图 8 预测控制和 PI 控制下的电流响应和电压轨迹比较

Fig. 8 Comparison of current response and voltage trajectories with predictive control and PI control

5 实验

为了进一步验证控制算法的可行性,建立 IPMSM 控制系统(电机参数如表 1 所示)的实验平台,如图 9 所示,对所提出算法的性能进行验证。利用磁粉制动器作为可调负载与电动机同轴安装。转子位置使用 12 位绝对式光电编码器测量。霍尔电流传感器用于测量 IPMSM 的相电流。逆变电路主要为功率驱动模块 IPM,其直流母线电压由市电经变压器和 AC/DC 转换、滤波电路转换而来。采用 TI 公司的 TMS320F28335 作为数字信号控制处理单元,电流采样中断频率设置为 10 kHz。

整个 IPMSM 系统的控制程序主要包括初始化程序和中断程序。基于参数辨识 MTPA 预测控制算法包含在中断程序中,在 DSP 的 ePWM

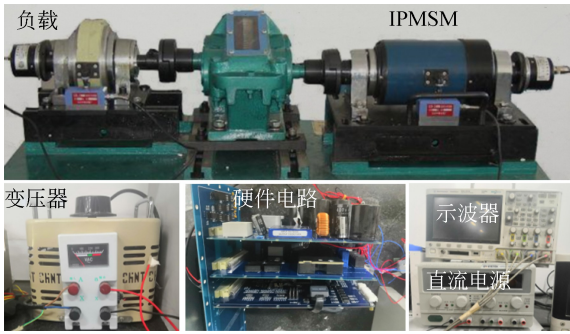


图 9 IPMSM 系统实验平台示意图

Fig. 9 Experimental platform of IPMSM system

模块设置输出频率为 10 kHz,定时触发 AD 执行采样中断,并完成电流环控制,而外环的转速 PI 控制频率设置为 1 kHz。中断流程图如图 10 所示,其中 count 是对采样中断进行计数的值,每当计数值为 10,执行转速环的 PI 控制。

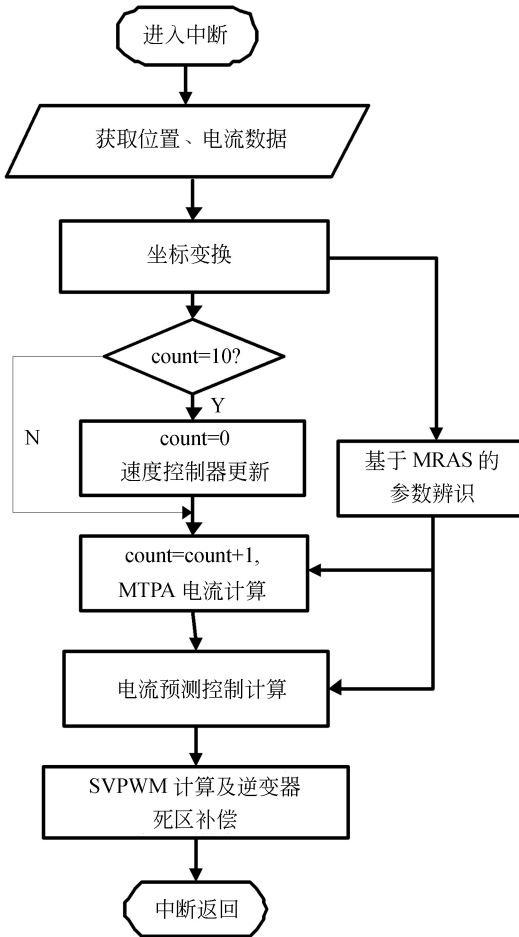
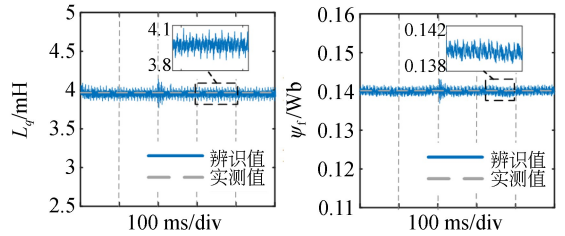


图 10 中断程序流程

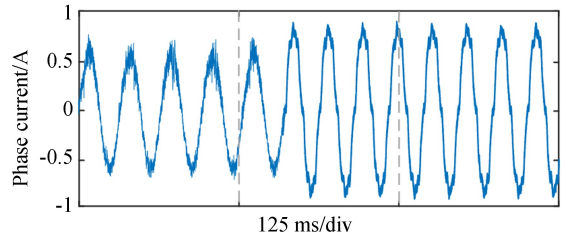
Fig. 10 Flowchart of interrupt program

首先在 0.5 N·m 的轻载下进行电机的升速实验,图 11(a)、11(b)分别给出了参数辨识结果和相电流波形。可以看出,参数的辨识结果在相同运行条件下的离线测量值的附近,电感和磁链的辨识误差分别小于 3%,3.5%,收敛时间小于 20 ms。且相电流在升速情况下输出较稳定,可以实现系统的可靠运行。



(a) 升速阶段的参数辨识结果

(a) Parameter identification results in acceleration stage



(b) 升速阶段的相电流波形

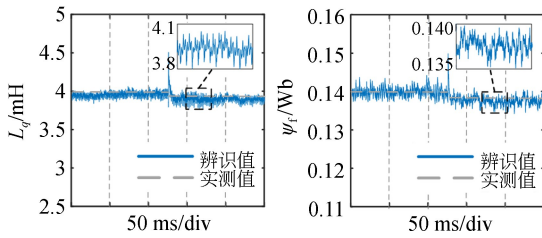
(b) Phase current waveform in acceleration stage

图 11 轻载升速实验波形

Fig. 11 Waveforms under light load and acceleration

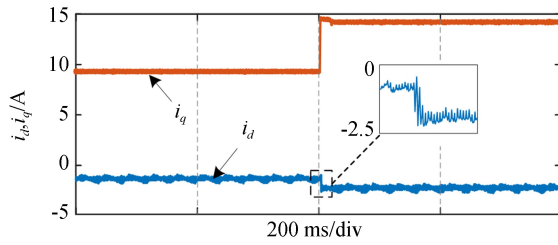
接着在给定 1 500 r/min、从 4 N·m 加载到 6 N·m 条件下进行算法的验证,加载运行中的参数辨识结果及 i_d, i_q 电流波形如图 12(a)、12(b)所示。可以发现在加载阶段,参数也能够约 20 ms 内完成收敛,且随着电流幅度变大,参数 L_q, ψ_f 会有小幅度的下降,与实测值相比,估计误差在 3%,3.5% 范围内,且 d, q 轴电流响应速度小于 30 ms。图 12(c)是确保关键参数有效辨识下,利用 PI 控制下的 d, q 轴电流波形。通过图 12(b)、12(c)可以看出,相比 PI 控制器,采用所提控制器时的 d, q 轴电流动态响应略有提高,且波形更为平稳。

利用所提出的算法在电机额定负载 10 N·m 下运行时的 d, q 轴电流波形如图 13(a)所示,在无参数辨识的 MTPA 方法与所提基于在线参数辨识的 MTPA 方法下运行时的相电流比较波形如图 13(b)所示。



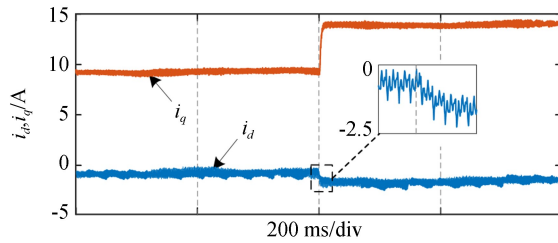
(a) 加载阶段的参数辨识结果

(a) Parameter identification results during load increasing



(b) 所提方法下的 d, q 轴电流响应

(b) Response of i_d, i_q with proposed method



(c) 利用 PI 控制下的 d, q 轴电流响应

(c) Response of i_d, i_q with PI control method

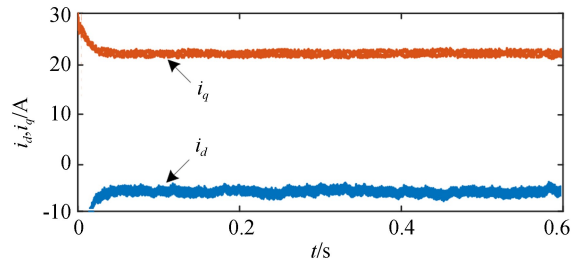
图 12 加载情况下采用所提控制方法与 PI 控制方法时的实验结果对比

Fig. 12 Experimental results of parameter identification and currents for load increasing with proposed method and PI control method

在所提算法下,电机可以保持 d, q 轴电流的稳定控制,保证电机的可靠运行,动态响应时间小于 30 ms。且根据参数辨识结果,在此负载下电感和磁链的辨识结果分别为 3.65 mH 和 0.139 Wb,均较常温下的测量值有所减小。由图 13(b)可见,加入参数辨识能够有效修正 MTPA 工作点的偏移情况,使相电流峰值相比未加入参数辨识情况下减小约 0.9 A。

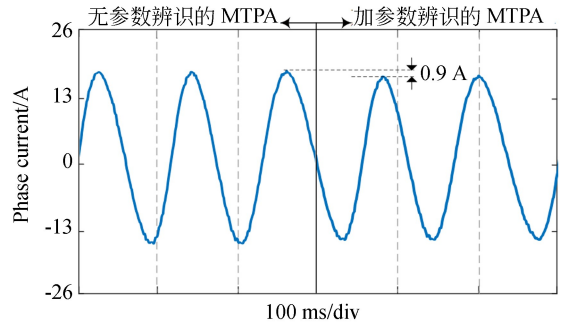
为减小辨识误差对电机系统造成的电流波动影响,关键参数在线辨识可以每隔一段时间进行一次,在实现系统运行过程有效监测参数变化的同时,使 MTPA 算法大部分时间是利用辨识后的参数更新值进行计算,以减小在工况变化等阶段

造成的瞬态辨识误差对系统运行平稳性的影响。



(a) 所提算法下的 d, q 轴电流响应

(a) Response of i_d, i_q with proposed method



(b) 有无参数辨识下相电流响应对比

(b) Response comparison of phase current without or with parameter identification

图 13 所提算法下的 d, q 轴电流及与无参数辨识下的相电流比较

Fig. 13 Response of i_d, i_q with proposed method and phase current comparison with no-parameter-identification method

6 结 论

本文根据在航天工业等领域中内置式永磁同步电机控制系统高精度、快响应、高效节能的要求,提出了便于工程实现的关键参数在线辨识的 MTPA 电流预测控制方法。首先,分析了 MTPA 算法的实现方法和参数变化对 MTPA 工作点偏移的影响,提出一种化简的参数整合 MTPA 工程应用方法以简化计算。针对影响 MTPA 的关键参数进行了基于参考模型自适应的在线辨识并利用电流鲁棒预测控制代替传统的 PI 控制,以提高系统电流的动态响应和参数辨识稳定度。最后,对以上算法进行了仿真和实验验证。实验结果证明: L_q, ψ_f 在线辨识的误差分别小于 3% 和 3.5%,收敛时间小于 20 ms。电机能有效跟踪 MTPA

工作点, 电流响应时间小于 30 ms, 能够满足

IPMSM 的稳定可靠、高效快速等运行要求。

参考文献:

- [1] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2016.
TANG R Y. *Theory and Design of Modern Permanent Magnet Motor* [J]. Beijing: Mechanical Industry Press, 2016. (in Chinese)
- [2] 王坤, 李腾, 毛琨, 等. 基于平均功率平衡控制的磁悬浮分子泵电力失效补偿 [J]. 光学精密工程, 2019, 27(2): 341-351.
WANG K, LI T, MAO K, *et al.*. Power failure compensation method for magnetically suspended TMP based on average power balance control [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2019, 27(2): 341-351. (in Chinese)
- [3] 宋彦, 高慧斌, 张淑梅, 等. 直流力矩电机力矩波动的自适应补偿控制 [J]. 光学精密工程, 2010, 18(10): 2212-2220.
SONG Y, GAO H B, ZHANG SH M, *et al.*. Adaptive compensation of torque ripple in DC torque motor [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2010, 18(10): 2212-2220. (in Chinese)
- [4] 袁庆庆, 李龙吟, 杨娜. 应用于高速永磁同步电机的改进最大转矩电流比控制研究 [J]. 机电工程, 2018, 35(1): 52-56.
YUAN Q Q, LI L Y, YANG N. Improved maximum torque per ampere control for HS-PMSM [J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2018, 35(1): 52-56. (in Chinese)
- [5] DIANOV A, YOUNG-KWAN K, SANG-JOON L, *et al.*. Robust self-tuning MTPA algorithm for IPMSM drives [C]. 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 10-13 Nov. 2008, Orlando, FL, USA. IEEE, 2008: 1355-1360.
- [6] 刘芳, 彭冬玲, 肖洁, 等. 基于高频信号注入的永磁同步电机 MTPA 优化 [J]. 电气传动, 2016, 46(2): 16-20.
LIU F, PENG D L, XIAO J, *et al.*. MTPA efficiency optimization for PMSM based on high frequency signal injection [J]. *Electric Drive*, 2016, 46(2): 16-20. (in Chinese)
- [7] BOLOGNANI S, PETRELLA R, PREARO A, *et al.*. Automatic tracking of MTPA trajectory in IPM motor drives based on AC current injection [C]. 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 20-24 Sept. 2009, San Jose, CA, USA. IEEE, 2009: 2340-2346.
- [8] LI K, WANG Y. Maximum torque per ampere (MTPA) control for IPMSM drives using signal injection and an MTPA control law [J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2019, 15(10): 5588-5598.
- [9] SUN T F, WANG J B, KOC M. On accuracy of virtual signal injection based MTPA operation of interior permanent magnet synchronous machine drives [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(9): 7405-7408.
- [10] SUN T F, KOÇ M, WANG J B. MTPA control of IPMSM drives based on virtual signal injection considering machine parameter variations [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(8): 6089-6098.
- [11] CHENG B, TESCH T R. Torque feedforward control technique for permanent-magnet synchronous motors [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(3): 969-974.
- [12] 李峰, 夏超英. 考虑磁路饱和的 IPMSM 电感辨识算法及变参数 MTPA 控制策略 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(11): 136-144.
LI F, XIA CH Y. Inductance identification algorithm and variable-parameters MTPA control strategy for IPMSM considering magnetic circuit saturation [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(11): 136-144. (in Chinese)
- [13] FAIRBAIRN R E, HARLEY R G. On-line measurement of synchronous machine parameters [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1992, 28(3): 639-645.
- [14] LIU Q, HAMEYER K. High-performance adaptive torque control for an IPMSM with real-time MTPA operation [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2017, 32(2): 571-581.
- [15] 汪琦, 王爽, 付俊永, 等. 基于模型参考自适应参数辨识的永磁同步电机电流预测控制 [J]. 电机与控制应用, 2017, 44(7): 48-53.
WANG Q, WANG SH, FU J Y, *et al.*. Predictive current control for permanent magnet synchronous motor based on model reference adaptive system parameter identification [J]. *Electric Ma-*

- chines & Control Application*, 2017, 44(7): 48-53. (in Chinese)
- [16] 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 Y T, LI H W, WANG J L, *et al.*. Speed control for PMSM based on predictive functional control and disturbance observer [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2014, 22(6): 1598-1605. (in Chinese)
- [17] 康劲松, 李旭东, 王硕. 计及参数误差的永磁同步电机最优虚拟矢量预测电流控制 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5731-5740.
KANG J S, LI X D, WANG SH. Optimal virtual vector predictive current control for permanent magnet synchronous motor considering parameter errors [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(24): 5731-5740. (in Chinese)
- [18] 刘辉, 钟俊, 唐珊珊. 基于逆变器死区补偿电流极性检测方法的改进 [J]. 制造业自动化, 2018, 40(7): 15-18.
LIU H, ZHONG J, TANG SH SH. Improvement of polarity detection method based on dead time compensation current of inverters [J]. *Manufacturing Automation*, 2018, 40(7): 15-18. (in Chinese)
- [19] 刘金海, 陈为, 胡金高. 永磁同步电机 dq 电感参数新实验获取法 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(7): 97-103.
LIU J H, CHEN W, HU J G. Novel experimental methods of acquiring dq inductance of permanent magnet synchronous motors [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2014, 29(7): 97-103. (in Chinese)

作者简介:



周新秀(1982-),女,河北涿州人,博士,讲师,2013年于北京航空航天大学获得博士学位,主要从事电机控制、电力电子和航天器姿态控制方面的研究。E-mail: 580927@163.com



周咏平(1995-),女,江苏泰州人,硕士研究生,2017年于南京理工大学获得学士学位,主要从事永磁同步电机的控制算法研究。E-mail: zyysy1717216@buaa.edu.cn