

# 基于 MRAS 的永磁同步电机无位置传感器 控制策略研究\*

时维国, 刘坤亮

(大连交通大学 电气信息工程学院, 辽宁 大连 116028)

**摘要:** 针对机械式传感器的使用会增加调速系统成本、故障率等问题, 基于模型参考自适应系统 (MRAS) 设计了永磁同步电机 (PMSM) 无位置传感器矢量控制系统。推导了 MRAS 算法获取 PMSM 矢量调速系统转速与位置过程, 给出了系统的自适应律选择, 并证明了该系统满足 Popov 超稳定性条件, 保证了系统渐进稳定。最后通过 MATLAB/Simulink 仿真软件搭建了仿真模型, 仿真结果表明所设计的无位置传感器调速系统在负载突变以及转速动态变化等工况下具有良好的控制性能。

**关键词:** 永磁同步电机; 模型参考自适应系统; 矢量控制; 无位置传感器

**中图分类号:** TM 351   **文献标志码:** A   **文章编号:** 1673-6540(2019)07-0039-06

## Research on Permanent Magnet Synchronous Motor Position Sensorless Control Strategy Based on MRAS\*

SHI Weiguo, LIU Kunliang

(School of Electronics and Information Engineering, Dalian Jiaotong University, Dalian 116028, China)

**Abstract:** The use of mechanical sensors would increase the cost and failure rate of the speed control system. The permanent magnet synchronous motor (PMSM) position sensorless vector control system was designed based on model reference adaptive system (MRAS). The MRAS algorithm was used to obtain the speed and position of the PMSM vector speed control system. Appropriate adaptive law was selected for the system. The system was proved to satisfy the Popov hyperstability condition, ensuring the asymptotic stability of the system. Finally, simulation model was built by using MATLAB/Simulink. The simulation results showed that the designed position sensorless speed control system had good control performance under the conditions of sudden load change and dynamic speed change.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); model reference adaptive system (MRAS); vector control; position sensorless

## 0 引言

永磁同步电机 (PMSM) 具有结构简单、运行可靠、体积小、质量轻、损耗小等优点<sup>[1]</sup>, 在各个领域应用广泛。传统的矢量调速系统中光电编码器、磁编码器以及旋转变压器等机械式位置传感器的使用不仅会增加调速系统的成本和故障率, 还会增加调速系统的空间<sup>[2]</sup>。因此, 采用无位置

传感器的控制系统成为电机调速系统的发展趋势<sup>[3]</sup>。无位置传感器技术主要是通过将电流或者电压信号采集出来后经过一定的算法处理提取出位置信息以用于电机的调速控制系统从而省掉机械传感器的使用。

无位置传感器控制策略按照速度范围主要分为两大类: (1) 适用于中高速的基于反电动势的转子位置与速度估计策略; (2) 适用于低速范围

\* 基金项目: 辽宁省自然科学基金重点项目(20170540141)

作者简介: 时维国(1973—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为网络控制和电机驱动控制。

刘坤亮(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁电机无位置传感器控制。

基于电机凸极性的无位置控制策略<sup>[4]</sup>。针对这两类无位置传感器算法,国内外学者已经进行了大量的研究。文献[5]在采用脉振高频电压注入法实现在表贴式 PMSM 无位置传感器控制的基础上,利用全通滤波器构成自适应滤波模块对高频分量进行提取,对估计误差中的谐波成分进行消除,提高了估计精度。文献[6]提出一种基于内置式 PMSM 电流状态方程的电机参数的在线辨识方法,采用仿射投影算法对参数进行估计,可以准确估计定子电阻、转子磁链、直轴电感和交轴电感。文献[7]介绍了基于转子磁链的 PMSM 转速与位置估计方法。文献[8-9]对滑模观测器无位置传感器控制策略进行了研究。文献[10]将变结构控制方法引入自适应控制,提出了一种变结构模型参考自适应系统(MRAS)观测器,用于 PMSM 无速度传感器矢量控制系统的转速辨识。文献[11]将自抗扰控制引入到 MRAS 无速度传感器调速控制系统中,形成一种新型的复合控制算法。另外,还有众多学者提出 MRAS 与智能算法结合的无位置传感器控制策略去提高控制性能<sup>[12-13]</sup>。

本文基于 MRAS 算法设计了 PMSM 无位置传感器矢量控制系统,推导了无位置传感器矢量控制系统获取 PMSM 转速与位置的过程,给出了 MRAS 无位置传感器矢量调速系统的自适应律选择步骤以及 MRAS 系统满足 Popov 超稳定性的证明。最后通过 MATLAB/Simulink 进行仿真,验证了所设计的系统在突加负载以及转速变化等工况下仍然具有很好的位置跟踪性能。

### 1 MRAS 系统原理

参考模型本身由控制器的设计者事先指定,其输出代表了所期望的闭环控制系统对参考输入的理想响应,可调模型含有待估参数。这 2 个模型输出的误差构成合适的自适应律实时调节可调模型参数,从而使得可调模型输出能够准确跟踪参考模型输出<sup>[14]</sup>。MRAS 原理图主要分为并联型、串联型和串并联型。本文采用常用的并联型结构。并联型 MRAS 原理如图 1 所示。

在 MRAS 中,参考模型的输出  $y$  表示系统对输入信号  $r$  的理想响应。含有待估参数的可调模型输出为  $\hat{y}$ ,参考模型输出  $y$  与可调模型输出  $\hat{y}$  存在一定的误差  $e$ ,以  $e$  为自适应律的输入,对可调

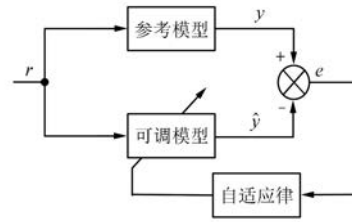


图 1 并联型 MRAS 原理图

模型进行调整,直至系统误差收敛至零。

### 2 基于 MRAS 的转速与位置估算

在同步旋转坐标系下,PMSM 电压方程可表示为<sup>[1]</sup>

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r \psi_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $u_d, u_q$ —— $d$  轴和  $q$  轴电压;

$i_d, i_q$ —— $d, q$  轴电流;

$L_d, L_q$ —— $d, q$  轴电感;

$\omega_r$ ——电角速度;

$\psi_d, \psi_q$ —— $d, q$  轴磁链;

$R_s$ ——定子电阻。

磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $\psi_f$ ——永磁体磁链。

将式(2)代入式(1),则 PMSM 电流数学模型可以表示为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{u_q}{L_q} - \omega_r \frac{\psi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3)$$

为了便于分析,将转速量约束于系统矩阵,将式(3)改写为如下形式:

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \left( i_d + \frac{\psi_f}{L_d} \right) \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d + \frac{\psi_f}{L_d} \\ i_q \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d + \frac{R_s \psi_f}{L_d} \\ u_q \end{bmatrix} \quad (4)$$

将  $i'_d = i_d + \frac{\psi_f}{L_d}$ 、 $u'_d = u_d + \frac{R_s \psi_f}{L_d}$ 、 $i'_q = i_q$ 、 $u'_q = u_q$  代入式(4), 可得:

$$\begin{bmatrix} \frac{di'_d}{dt} \\ \frac{di'_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} u'_d \\ \frac{1}{L_q} u'_q \end{bmatrix} \quad (5)$$

将式(5)用估计值的形式表示, 则可调模型为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}'_d}{dt} \\ \frac{d\hat{i}'_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\hat{\omega}_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} u'_d \\ \frac{1}{L_q} u'_q \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中:  $\hat{i}'_d, \hat{i}'_q$ —— $i'_d, i'_q$  的估计值;

$\hat{i}_d, \hat{i}_q$ —— $i_d, i_q$  的估计值。

有  $\hat{i}'_d = \hat{i}_d + \psi_f / L_d$ ;  $\hat{i}'_q = \hat{i}_q$ 。

用式(5)减去式(6), 可得关于电流误差的状态方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} - (\hat{\omega}_r - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix} \quad (7)$$

将式(7)简写如下:

$$\frac{de}{dt} = \mathbf{A}e - (\omega_r - \hat{\omega}_r) \mathbf{J} \hat{\mathbf{i}}'_s = \mathbf{A}e - \mathbf{w} \quad (8)$$

其中:  $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}$ ;  $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix}$ ;

$$\hat{\mathbf{i}}'_s = \begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix}; e = \begin{bmatrix} i'_d - \hat{i}'_d \\ i'_q - \hat{i}'_q \end{bmatrix}。$$

根据式(8)建立的误差系统, 可表示为状态方程形式:

$$\begin{cases} \dot{e} = \mathbf{A}e - \mathbf{w} \\ \mathbf{v} = \mathbf{C}e \end{cases} \quad (9)$$

其中:  $\mathbf{w} = (\hat{\omega}_r - \omega_r) \mathbf{J} \hat{\mathbf{i}}'_s$ 。

根据式(9), 可得误差系统的结构框图如图2所示。

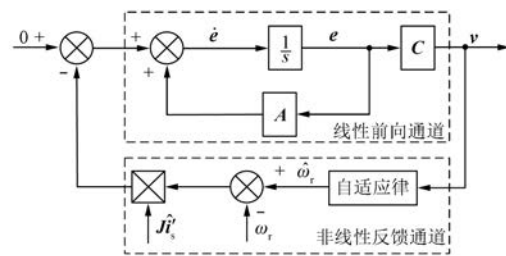


图2 误差系统结构图

图2中, 矩阵  $\mathbf{C}$  为线性补偿器, 是线性前向通道为保证系统的稳定性而特地选择的。在电力拖动控制系统中, 电机的电阻电感等参数变化比较缓慢, 可以认为转速在每个控制周期内没有变化, 因此前向通道是线性定常的, 反馈通道是非线性的。

### 3 MRAS 自适应律选择与稳定性分析

自适应律模块的作用是从系统稳定性出发, 逐步根据误差去保证参数估计的快速收敛。由此可知, 合适的自适应律对系统稳定性和收敛性起着至关重要的作用。自适应律的设计方法主要有3种: (1) 基于 Popov 超稳定性理论; (2) 基于李雅普诺夫稳定性理论; (3) 基于局部参数优化理论。其中, 第二种方法针对具体系统李雅普诺夫函数的选取存在困难, 第三种方法设计出来的自适应系统稳定性不能得到保证。因此, 本文采用 Popov 超稳定性理论的设计方法。Popov 理论于20世纪60年代初由 Popov 提出<sup>[15]</sup>, 是研究自适应控制系统的一个重要理论基础。由于误差系统状态方程式(9)需要满足 Popov 稳定性的2个条件<sup>[16]</sup>。

(1) 线性部分传递函数矩阵。  $\mathbf{G}(s) = \mathbf{D} + \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}$  为严格正实矩阵。

(2) 非线性时变环节满足 Popov 积分不等式。

下文对误差系统图中的线性补偿器  $C$  以及自适应律进行设计, 以使其满足稳定性条件。

### 3.1 线性补偿器的选取

根据正实引理, 线性定常系统的状态方程如下:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (10)$$

其中:  $\mathbf{x}(t)$  为  $n$  维状态向量;  $\mathbf{y}(t)$ 、 $\mathbf{u}(t)$  分别为被控对象的  $m$  维输出和输入向量;  $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{C}$ 、 $\mathbf{D}$  为相应维数的常数矩阵。

$\mathbf{G}(s) = \mathbf{D} + \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}$  为严格正实矩阵的充分必要条件是存在对称正定矩阵  $\mathbf{P}$  以及实数矩阵  $\mathbf{K}$  和  $\mathbf{L}$ , 正实数  $\lambda$  或者对称正定矩阵  $\mathbf{Q}$ , 满足:

$$\begin{cases} \mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{A}^T\mathbf{P} = -\mathbf{L}\mathbf{L}^T - 2\lambda\mathbf{P} = -\mathbf{Q} \\ \mathbf{B}^T\mathbf{P} + \mathbf{K}^T\mathbf{L}^T = \mathbf{C} \\ \mathbf{K}^T\mathbf{K} = \mathbf{D} + \mathbf{D}^T \end{cases} \quad (11)$$

对于式(9), 由于  $\mathbf{B} = \mathbf{I}$ 、 $\mathbf{D} = 0$ , 式(11)可转化为

$$\begin{cases} \mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{A}^T\mathbf{P} = -\mathbf{Q} \\ \mathbf{P} = \mathbf{C} \end{cases} \quad (12)$$

实对称矩阵为正定的充要条件是矩阵的各阶顺序主子式大于零。对于凸极式 PMSM, 由于  $L_d < L_q$ ,  $\mathbf{C}$  的选取可为

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \frac{L_d}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{L_q}{L_d} \end{bmatrix} \quad (13)$$

根据式(12),  $\mathbf{P} = \mathbf{C}$  是对称正定矩阵。再将矩阵  $\mathbf{A}$  和矩阵  $\mathbf{P}$  代入式(12)得:

$$\mathbf{Q} = -(\mathbf{P}\mathbf{A} + \mathbf{A}^T\mathbf{P}) = \begin{bmatrix} \frac{2R_s}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{2R_s}{L_d} \end{bmatrix} \quad (14)$$

因此,  $\mathbf{Q}$  是对称正定矩阵, 且电机参数和转子转速无关。由此便可证明当线性补偿矩阵  $\mathbf{C}$  为式(13)时, 线性前向通道的传递矩阵  $\mathbf{G}(s)$  严格正实。

### 3.2 非线性时变环节满足 Popov 稳定性的证明

Popov 积分不等式如下:

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} \mathbf{v}^T \mathbf{w} dt \geq -\gamma_0^2 \quad (15)$$

式中:  $\eta$ ——输入输出内积的积分;

$\gamma_0$ ——有限正常数。

首先, 假设 MRAS 速度估算系统自适应律的机制如下:

$$\hat{\omega}_r = \int_0^t F_1(\mathbf{v}, t, \tau) d\tau + F_2(\mathbf{v}, t) + \hat{\omega}_r(0) \quad (16)$$

将式(9)中系统输出  $\mathbf{v}$  以及非线性反馈  $\mathbf{w}$  的值替代式(15)中的  $\mathbf{v}$  和  $\mathbf{w}$ , 可得:

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} \mathbf{e}^T \mathbf{C}^T (\hat{\omega}_r - \omega_r) \hat{\mathbf{J}}_s' dt \quad (17)$$

将式(16)代入式(17), 可得:

$$\begin{aligned} \eta(0, t_1) = & \int_0^{t_1} \mathbf{e}^T \mathbf{C}^T \left[ \int_0^t F_1(\mathbf{v}, t, \tau) d\tau + \hat{\omega}_r(0) - \omega_r \right] \hat{\mathbf{J}}_s' dt + \\ & \int_0^{t_1} \mathbf{e}^T \mathbf{C}^T F_2(\mathbf{v}, t) \hat{\mathbf{J}}_s' dt \end{aligned} \quad (18)$$

将式(18)等号右边的两项用  $\eta_1$  和  $\eta_2$  代替, 则  $\eta_1$  和  $\eta_2$  可表示为

$$\eta_1 = \int_0^{t_1} \mathbf{e}^T \mathbf{C}^T \hat{\mathbf{J}}_s' \left[ \int_0^t F_1(\mathbf{v}, t, \tau) d\tau + \hat{\omega}_r(0) - \omega_r \right] dt \quad (19)$$

$$\eta_2 = \int_0^{t_1} \mathbf{e}^T \mathbf{C}^T \hat{\mathbf{J}}_s' F_2(\mathbf{v}, t) dt \quad (20)$$

假设:

$$\dot{f}(t) = \mathbf{e}^T \mathbf{C}^T \hat{\mathbf{J}}_s' \quad (21)$$

$$kf(t) = \int_0^t F_1(\mathbf{v}, t, \tau) d\tau + \hat{\omega}_r(0) - \omega_r \quad (22)$$

其中:  $k > 0$ 。

将式(21)、式(22)代入式(19)可得:

$$\begin{aligned} \eta_1(0, t_1) = & \int_0^{t_1} \frac{df(t)}{dt} kf(t) dt = \\ & \frac{k}{2} [f^2(t_1) - f^2(0)] \geq -\frac{1}{2} kf^2(0) \geq -\gamma_0^2 \end{aligned} \quad (23)$$

对式(22)求导且结合式(21), 可得:

$$F_1(\mathbf{v}, t, \tau) = k_i \mathbf{e}^T \mathbf{C}^T \hat{\mathbf{J}}_s' \quad (24)$$

对于式(20), 如果同样取:

$$F_2(\mathbf{v}, t) = k_p \mathbf{e}^T \mathbf{C}^T \hat{\mathbf{J}}_s' \quad (25)$$

其中:  $k_p > 0$ , 则式(20)也一定大于  $-\gamma_0^2$ ,  $\eta_1$  和  $\eta_2$  同时大于  $-\gamma_0^2$ , 因此得证非线性时变环节满足 Popov 稳定性。

将前文所得  $\mathbf{e}$ 、 $\mathbf{C}$ 、 $\mathbf{J}$  和  $\hat{\mathbf{J}}_s'$  代入式(24)和式(25), 将所得结果代入式(16)可得转子转速估计值。通常将式(16)写成如下形式:

$$\hat{\omega}_r = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left[ \left( \hat{i}'_d \hat{i}'_q \frac{L_q}{L_d} - \hat{i}'_q \hat{i}'_d \frac{L_d}{L_q} \right) + \left( \frac{L_d}{L_q} - \frac{L_q}{L_d} \right) \hat{i}'_d \hat{i}'_q \right] \quad (26)$$

其中:  $i'_d = i_d + \frac{\psi_f}{L_d}$ ;  $i'_q = i_q$ ;  $\hat{i}'_d = \hat{i}_d + \frac{\psi_f}{L_d}$ ;  $\hat{i}'_q = \hat{i}_q$ 。

转子位置角度可由速度的积分获得:

$$\hat{\theta}_r = \int_0^t \hat{\omega}_r dt \quad (27)$$

基于 MRAS 的 PMSM 无位置传感器控制系统框图如图 3 所示。

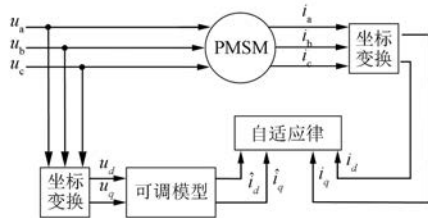


图 3 基于 MRAS 的 PMSM 无位置传感器系统

### 4 仿真分析

为了验证基于 MRAS 的 PMSM 无位置传感器控制方法,使用 MATLAB/Simulink 仿真软件搭建仿真试验模型。PMSM 主要参数如下:  $R_s = 2.5 \Omega$ ,  $L_d = 0.0853 \text{ H}$ ,  $L_q = 0.153 \text{ H}$ ,  $\psi_f = 0.512 \text{ Wb}$ ,  $n_N = 1000 \text{ r/min}$ , 极对数  $p = 4$ 。仿真结果与分析如下。

图 4 所示为空载条件下,开始设定转速从 0 r/min 经斜坡函数增加到 400 r/min, 1 s 后设定转速经斜坡函数从 400 r/min 增加到 800 r/min, 2 s 后设定转速经斜坡函数降为 600 r/min 的仿真图。图 4(a) 是 PMSM 实际转速与估算转速响应;图 4(b) 是 PMSM 实际转速与估算转速的差值。从图 4 可知,转子转速除了电机刚起动以及加速过程中短时间内产生一定的误差外,电机估算转速可以较好地追踪 PMSM 实际转速。图 5(a) 是实际转子位置与估算转子位置波形图,由于转速较快,位置波形密集,所以图 5(a) 采用局部展开图。图 5(b) 是实际转子位置与估算转子位置的误差波形展开图。经过对图 4 与图 5 分析比较可知,在空载条件下,基于 MRAS 的无位置传感器矢量控制策略具有较好的跟踪性能。

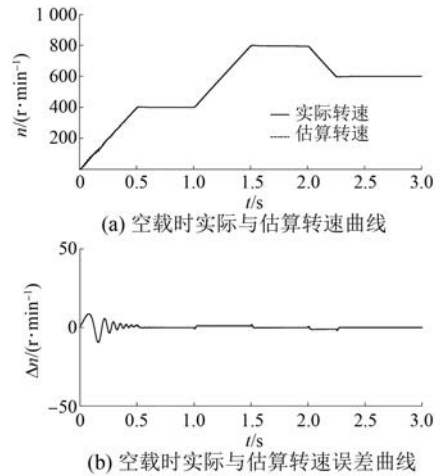


图 4 空载时实际与估算转速响应曲线

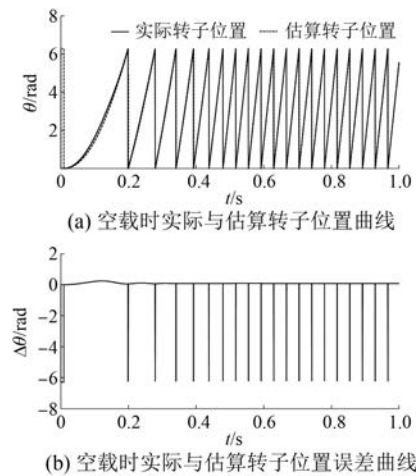


图 5 实际和估算转子位置响应曲线

图 6 中,设定转速由 0 r/min 经过斜坡函数增加至 800 r/min, 在 2 s 时加入  $2 \text{ N}\cdot\text{m}$  负载。图 6(a) 是 PMSM 实际转速与估算转速响应;图 6(b) 是 PMSM 实际转速与估算转速的差值。从图 6 可知,转子转速在刚起动以及突加负载过程中短时间内产生一定的误差,由于误差在 10 r/min 之内,电机估算转速基本可以较好地追踪 PMSM 实际转速。

图 7 所示分别为实际转子位置与估算转子位置波形图以及实际转子位置与估算转子位置的误差。经过对图 7 的观察与分析可以得出结论,基于 MRAS 的无位置传感器矢量控制策略具有一定的抗负载能力。

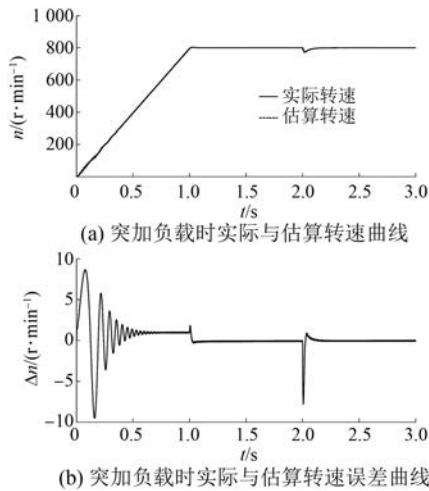


图6 突加负载时实际与估算转速响应曲线

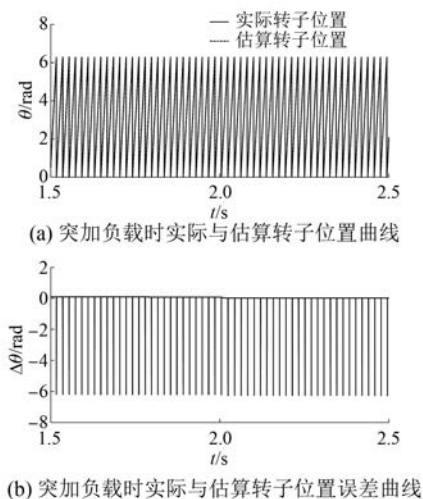


图7 突加负载时实际与估算转子位置响应曲线

## 5 结 语

本文对 MRAS 无位置传感器控制理论进行了分析和推导,建立了基于 MRAS 的无位置传感器矢量调速系统仿真模型,对不同转速与负载的情况进行仿真验证。仿真结果证明,所设计的无位置传感器调速系统在负载突变以及转速动态变化等工况下具有良好的位置跟踪性能。这对 MRAS 无位置传感器矢量控制的研究具有一定的参考意义。

### 【参考文献】

[ 1 ] 黄向慧,陈慧凯,周奇勋.一种新型的内置式永磁同步电机无位置传感器控制策略[J].电机与控制应用,2018,45(9): 14.

- [ 2 ] 潘森林,高瑾.永磁同步电机无速度传感器控制技术综述[J].微电机,2018,51(3): 62.
- [ 3 ] 朱军,韩利利,汪旭东.永磁同步电机无位置传感器控制现状与发展趋势[J].微电机,2013,46(9): 11.
- [ 4 ] 王高林,张国强,贵献国,等.永磁同步电机无位置传感器混合控制策略[J].中国电机工程学报,2012,32(24): 103.
- [ 5 ] 刘兵,周波.脉振高频电压注入 SPMSM 无位置传感器控制的估计误差分析与抑制方法[J].中国电机工程学报,2018,38(14): 4232.
- [ 6 ] 张立伟,余超,李志军,等.无位置传感器内置式永磁同步电机参数的在线辨识方法[J].北京交通大学学报,2018,42(5): 77.
- [ 7 ] GAO R, HUSAIN I, SU J, et al. An improved rotor flux estimation strategy for position sensorless control of surface-mount permanent magnet synchronous motor [C]//IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2014.
- [ 8 ] QIAO Z, SHI T, WANG Y, et al. New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Industrial electronics, 2013, 60(2): 710.
- [ 9 ] 高键,吴祥瑞.基于滑模控制的船舶电力推进调速系统仿真[J].舰船科学技术,2018,40(1): 104.
- [ 10 ] 王庆龙,张崇巍,张兴.基于变结构模型参考自适应系统的永磁同步电机转速辨识[J].中国电机工程学报,2008,28(9): 71.
- [ 11 ] 栾东雪,许鸣珠,李申山.基于 MRAS 和 ADRC 混合无速度传感器 PMSM 直接转矩调速控制系统研究[J].石家庄铁道大学学报(自然科学版),2015,28(4): 63.
- [ 12 ] 张志文,赵健康,安柏楠,等.基于 ILC 算法的 PMSM 模型参考自适应矢量控制[J].电力电子技术,2018,52(6): 53.
- [ 13 ] 王旭阳,曾凡飞.基于神经网络 MRAS 的速度辨识仿真研究[J].通信电源技术,2018,35(3): 24.
- [ 14 ] 韦汉培,魏海峰,张懿.模型参考自适应下的永磁同步电机无传感器矢量控制[J].江苏科技大学学报(自然科学版),2018,32(2): 224.
- [ 15 ] POPOV V M. The solution of a new stability problem for controlled system [J]. Automation and Remote Control, 1963, 24(1): 7.
- [ 16 ] 刘敏层,李广田,杨子毛,等.基于 Popov 超稳定理论的 PMSM 转速辨识[J].大电机技术,2017(3): 12.

收稿日期: 2019-03-25