

# 基于 MRAS 和磁链补偿的无速度传感器永磁直线同步电机直接推力控制\*

向 凡, 许鸣珠

(石家庄铁道大学 机械工程学院, 河北 石家庄 050043)

**摘 要:** 永磁直线同步电机(PMLSM)直接推力控制系统中的传统机械传感器在恶劣工况下难以准确获取控制系统反馈信息。将模型参考自适应算法应用到 PMLSM, 设计了基于模型参考自适应系统(MRAS)的无速度传感器直接推力控制系统, 依据辨识得到的磁链位置重新构建了一种磁链观测器, 对磁链进行补偿, 减小了直接推力控制推力响应的波动。通过仿真, 证明了基于 MRAS 和磁链补偿的无速度传感器 PMLSM 直接推力控制系统能够准确地辨识初级的速度和位置信息, 得到了较好的动静态性能。

**关键词:** 永磁直线同步电机; 无速度传感器控制; 模型参考自适应系统; 磁链补偿; 直接推力控制

**中图分类号:** TM 341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)08-0018-06

## Speed Sensorless Direct Thrust Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor Based on MRAS and Flux Compensation\*

XIANG Fan, XU Mingzhu

(School of Mechanical Engineering, Shijiazhuang Tiedao University, Shijiazhuang 050043, China)

**Abstract:** In the direct thrust control system of permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM), it was difficult for traditional mechanical sensors to accurately obtain the feedback information of the control system under harsh conditions. The model reference adaptive algorithm was applied to PMLSM. A speed sensorless direct thrust control system based on model reference adaptive system (MRAS) was designed, and a flux linkage observer was reconstructed according to the identified flux position. The flux linkage was compensated to reduce the fluctuation of thrust response of direct thrust control. The simulation results showed that the sensorless PMLSM direct thrust control system based on MRAS and flux compensation could accurately identify the primary speed and position information, and obtain better dynamic and static performance.

**Key words:** permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM); speed sensorless control; model reference adaptive system (MRAS); flux compensation; direct thrust control

## 0 引 言

永磁直线同步电机(PMLSM)综合永磁同步电机的高效节能与直线电机的结构简单、响应迅速等优点, 在高档数控机床的直线进给系统、交通运输行业的磁悬浮列车等场合, 得到了广泛的应用<sup>[1]</sup>。无传感器控制技术是电机实现高性能控制

的一个发展方向, 对于 PMLSM 的直接推力控制系统, 推力和磁链的估算模块需要将 PMLSM 的输出信号通过相关传感器来获得推力、速度、初级位置等信息。整个闭环系统的实现与电机反馈信息联系紧密。通过传感器直接测量控制系统所需要的如速度、初级位置等信息是最常见的方式, 但是, 传感器的应用不仅增加了经济成本, 还降低了

\* 基金项目: 国家自然科学基金面上项目(11972238)

作者简介: 向 凡(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为控制理论与电机控制。

许鸣珠(1967—), 女, 教授, 硕士生导师, 研究方向为控制理论与控制工程。(通信作者)

系统的可靠性和抗干扰能力<sup>[2-3]</sup>,而且在一些特殊工况下,传感器的安装、维护条件恶劣。因此,无传感器的控制研究成了电机控制领域的一个研究热点<sup>[4]</sup>。例如,文献[5]设计了基于反电动势的滑模观测器实现了对表贴式永磁同步电机转子位置和转速的估算。文献[6]提出一种基于非线性全阶观测器和信号注入方案相结合的永磁电机无速度传感器控制方法,利用信号注入  $d$ 、 $q$  轴电感的不对称来估计转子位置和速度。文献[7]提出一种简单实用的基于转子磁链的速度识别方法。文献[8]采用滑模变结构模型参考自适应方法构造电机转速观测器,以改善速度估计精度并提高系统鲁棒性。

无传感器 PMLSM 直接推力控制的关键是初级磁链的估计。初级磁链的计算一般采用电压或电流模型,而电压模型计算的磁链受初级绕组电阻影响较大;电流模型计算的磁链受电感影响较大<sup>[9]</sup>。一方面,随着电流增大,金属导体的温度上升同时电阻也随之增大;另一方面,随着时间的积累磁路逐渐饱和,电感下降导致磁链降低<sup>[10]</sup>,即基于电压模型或电流模型计算的磁链幅值并不是理想的常数。

本文研究基于模型参考自适应系统(MRAS)的无速度传感器控制技术在 PMLSM 直接推力控制系统中的应用。以 PMLSM 本体作为参考模型,用含有初级速度信息的状态矩阵作为可调模型,初级速度  $v$  和初级位置  $\hat{\theta}_t$  为待辨识参数。通过辨识的初级位置参数,设计并联型初级磁链观测模型,即通过位置估计值  $\hat{\theta}_t$  和初级电流  $i$  计算电流模型下的磁链估计输出  $\hat{\psi}_s$ ,通过初级电压  $u$ 、电流  $i$  经过电压模型计算的磁链实际输出  $\psi_s$ ,电压模型与电流模型输出的磁链值经过一个 PI 调节器相连,二者偏差经过 PI 调解反馈为初级电压的补偿量,因此构成一个磁链闭环系统,消除了电压模型的积分误差,对磁链进行了补偿观测,减小了电阻、电感等参数对磁链的误差,增强了系统的抗干扰能力和鲁棒性。仿真结果表明:基于 MRAS 和磁链补偿的无速度传感器 PMLSM 直接推力控制的系统速度响应观测精度高,磁链幅值波动小,该控制策略可行。

## 1 PMLSM 数学模型

在两相旋转  $dq$  坐标系下的 PMLSM 电压方

程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + p\psi_d - \frac{\pi}{\tau} v \psi_q \\ u_q = R_s i_q + p\psi_q + \frac{\pi}{\tau} v \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $u_d$ 、 $u_q$ —— $d$ 、 $q$  轴电压;

$R_s$ ——初级电枢绕组电阻;

$i_d$ 、 $i_q$ —— $d$ 、 $q$  轴电流;

$p$ ——微分算子;

$\psi_d$ 、 $\psi_q$ —— $d$ 、 $q$  轴磁链;

$\tau$ ——极距;

$v$ ——次级运动速度。

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:  $L_d$ 、 $L_q$ —— $d$ 、 $q$  轴电感;

$\psi_f$ ——永磁体磁链。

PMLSM 状态方程为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} \frac{\pi}{\tau} v i_q + \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{L_d}{L_q} \frac{\pi}{\tau} v i_d - \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{u_q}{L_q} - \frac{\psi_f}{L_q} \frac{\pi}{\tau} v \end{cases} \quad (3)$$

对于隐极型 PMLSM,满足条件  $L_d = L_q = L_s$ ,电磁推力可简化为

$$F_{em} = p \frac{3\pi}{2\tau} \psi_f i_q = p \frac{3\pi}{2\tau} \frac{1}{L_s} \psi_f |\psi_s| \sin\delta \quad (4)$$

式中:  $p$ ——极对数;

$|\psi_s|$ ——初级绕组磁链幅值;

$\delta$ ——初级绕组磁链和次级永磁体磁链之间的夹角,称功角或者负载角。

PMLSM 机械运动平衡方程为

$$M \frac{dv}{dt} = F_{em} - f - Bv \quad (5)$$

式中:  $M$ ——运动部分质量;

$f$ ——负载;

$B$ ——黏性摩擦因数。

## 2 MRAS

MRAS 属于自适应控制系统,由参考模型、可调模型和自适应律三部分组成。控制系统结构如图 1 所示。MRAS 的辨识原理是把不含未知参数的表达式作为参考模型,含有待辨识参数的表达

式作为可调模型,将参考模型与可调模型的输出量偏差通过自适应律控制,使得偏差趋近于零,进而实现对电机参数的辨识<sup>[11]</sup>。在 MRAS 的实现过程中,参考模型、可调模型决定了 MRAS 需辨识的参数,而自适应律的确定关系着 MRAS 控制性能的优劣,十分关键。

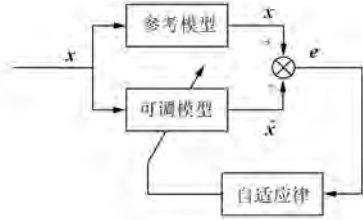


图1 MRAS 控制系统结构

## 2.1 可调模型与参考模型的确定

在 PMLSM 中,根据建立的电机数学模型,在  $dq$  坐标系下分析 MARS 中可调模型和参数模型的确定。式(3)略作变换:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left( i_d + \frac{\psi_f}{L_d} \right) = -\frac{R_s}{L_d} \left( i_d + \frac{\psi_f}{L_d} \right) + \frac{\pi}{\tau} v i_q + \frac{1}{L_d} \left( u_d + \frac{R_s}{L_d} \psi_f \right) \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{\pi}{\tau} v \left( i_d + \frac{\psi_f}{L_d} \right) + \frac{u_q}{L_q} \end{cases} \quad (6)$$

定义:

$$\begin{cases} i'_d = i_d + \frac{\psi_f}{L_d} \\ i'_q = i_q \\ u'_d = u_d + \frac{R_s}{L_d} \psi_f \\ u'_q = u_q \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)代入式(6),可得:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i'_d = -\frac{R_s}{L_d} i'_d + \frac{\pi}{\tau} v i'_q + \frac{1}{L_d} u'_d \\ \frac{d}{dt} i'_q = -\frac{R_s}{L_q} i'_q - \frac{\pi}{\tau} v i'_d + \frac{u'_q}{L_q} \end{cases} \quad (8)$$

将式(8)记为状态空间表达式,即:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}' = \mathbf{A} \mathbf{i}' + \mathbf{B} \mathbf{u}' \quad (9)$$

$$\text{其中: } \mathbf{i}' = \begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \end{bmatrix}; \mathbf{u}' = \begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix}; \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\pi}{\tau} v \\ -\frac{\pi}{\tau} v & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}。$$

从式(9)可知,状态矩阵  $\mathbf{A}$  的矩阵表达式中含有 PMLSM 初级运动速度信息,速度  $v$  为需要辨识的参数,因此,可以将式(9)作为可调模型的表达式,参考模型选取 PMLSM 本身即可。

## 2.2 参考自适应律的确定

参考自适应律的确定对于 MRAS 具有关键性作用。自适应律的作用是使可调模型输出的估计值与参考模型的实际值趋向一致,令两者输出量的误差收敛于零,优良的自适应律确保估计值快速逼近真实值。PMLSM 是一个非线性系统,MRAS 本身也是一个时变的非线性系统,为了保证系统的稳定性,本文以 Popov 稳定性理论为基础设计参考自适应律。

将式(9)用估计值表示,则:

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}' = \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{i}}' + \mathbf{B} \mathbf{u}' \quad (10)$$

$$\text{其中: } \hat{\mathbf{i}}' = \begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix}; \hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\pi}{\tau} \hat{v} \\ -\frac{\pi}{\tau} \hat{v} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}。$$

记  $\mathbf{e} = \mathbf{i}' - \hat{\mathbf{i}}'$  为广义误差,式(9)和式(10)相减,得:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\pi}{\tau} v \\ -\frac{\pi}{\tau} v & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} - \mathbf{J} \left( \frac{\pi}{\tau} v - \frac{\pi}{\tau} \hat{v} \right) \begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\text{其中: } \mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i'_d - \hat{i}'_d \\ i'_q - \hat{i}'_q \end{bmatrix}; \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}。$$

为了简化,将式(11)写成以下形式:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{e} = \mathbf{A}_e \mathbf{e} - \mathbf{W} \quad (12)$$

$$\text{其中: } A_e = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\pi}{\tau}v \\ -\frac{\pi}{\tau}v & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}; W =$$

$$J\left(\frac{\pi}{\tau}v - \frac{\pi}{\tau}\hat{v}\right)\hat{i}'.$$

根据式(12),可建立一个标准反馈系统,如图2所示。图2中, $D$ 为增益矩阵,为了使系统更加简便,令 $D=I$ ,可调模型与参考模型的输出偏差经过增益矩阵 $D$ 的作用成为自适应控制结构中的另一矢量 $V$ , $V$ 经非线性时变反馈系统处理输出反馈量 $W$ 。

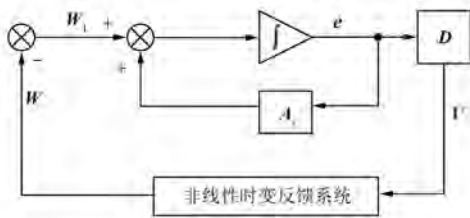


图2 等效非线性时变反馈系统

$$\begin{aligned} \eta(0, t_0) &= \int_0^{t_0} e^T J \left[ \frac{\pi}{\tau}v - \frac{\pi}{\tau} \left[ \int_0^t F_1(e, t, \tau) d\tau + F_2(e, t) + \hat{v}(0) \right] \hat{v} \right] \hat{i}' dt = \\ &= \int_0^{t_0} e^T J \left[ \frac{\pi}{\tau}v - \frac{\pi}{\tau} \left[ \int_0^t F_1(e, t, \tau) d\tau + \hat{v}(0) \right] \hat{v} \right] \hat{i}' dt + \int_0^{t_0} e^T J \left[ -\frac{\pi}{\tau} F_2(e, t) \right] \hat{i}' dt = \eta_1(0, t_0) + \eta_2(0, t_0) \end{aligned} \quad (15)$$

若使 $\eta_1(0, t_0) \geq -\gamma_1^2$ 、 $\eta_2(0, t_0) \geq -\gamma_2^2$ 分别成立,其中 $\gamma_1, \gamma_2$ 为有限正数,则条件 $\eta(0, t_0) \geq -\gamma_0^2$ 成立,又根据不等式:

$$\int_0^{t_0} \frac{df(t)}{dt} kf(t) dt = \frac{k}{2} [f^2(t_0) - f^2(0)] \geq \frac{k}{2} f^2(0), \quad k > 0 \quad (16)$$

定义:

$$\begin{cases} \frac{df(t)}{dt} = e^T \hat{J} \hat{i}' \\ kf(t) = v - \int_0^t F_1(e, t, \tau) d\tau - \hat{v}(0) \end{cases} \quad (17)$$

对式(17)两边进行求导,可得:

$$F_1(e, t, \tau) = -K_i e^T \hat{J} \hat{i}', \quad K_i > 0 \quad (18)$$

将式(18)代入式(15),可保证 $\eta_1(0, t_0) \geq -\gamma_1^2$ 。

定义:

$$F_2(e, t) = -K_p e^T \hat{J} \hat{i}', \quad K_p > 0 \quad (19)$$

由 Popov 超稳定性理论,可知该系统渐近稳定的条件为<sup>[12]</sup>

(1) 传递矩阵 $H(s) = D(sI - A_e)^{-1}$ 为严格正定矩阵;

$$(2) \eta(0, t_0) = \int_0^{t_0} V^T W dt \geq -\gamma_0^2, \quad \forall t_0 \geq 0, \gamma_0$$

为任意有限正数。

满足条件(1)(2)时, $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ ,即 MRAS 是渐近稳定的。自适应律由 Popov 积分不等式逆向求解得出。

$A_e$ 的主对角项均为负数,易证 $H(s) = D(sI - A_e)^{-1}$ 为严格正定矩阵。将 $e, W$ 代入条件(2),得:

$$\eta(0, t_0) = \int_0^{t_0} e^T J \left[ \frac{\pi}{\tau}v - \frac{\pi}{\tau}\hat{v} \right] \hat{i}' dt \quad (13)$$

基于模型参考自适应参数的普遍结构,按比例积分的形式表达速度估计值:

$$\hat{v} = - \int_0^t F_1(e, t, \tau) d\tau - F_2(e, t) + \hat{v}(0) \quad (14)$$

式中: $\hat{v}(0)$ ——初始值。

将式(14)代入式(13),可得:

若 $\int_0^{t_0} e^T J \left[ -\frac{\pi}{\tau} F_2(e, t) \right] \hat{i}' dt$ 中被积函数为正,则不等式成立;反之,若 $\hat{v}$ 取式(14)的形式,那么由式(12)构成的反馈系统一定是渐近稳定的。通常假设取初始值 $\hat{v}(0) = 0$ 。由式(12)、式(18)和式(19)可得速度估计表达式:

$$\hat{v} = \int_0^t K_i e^T \hat{J} \hat{i}' d\tau + K_p e^T \hat{J} \hat{i}' \quad (20)$$

将 $e = \begin{bmatrix} i'_d - \hat{i}'_d \\ i'_q - \hat{i}'_q \end{bmatrix}$ ,  $\hat{i}' = \begin{bmatrix} \hat{i}'_d \\ \hat{i}'_q \end{bmatrix}$ 代入式(20),可得:

$$\hat{v} = \int_0^t K_i (i'_d \hat{i}'_q - \hat{i}'_d i'_q) d\tau + K_p (i'_d \hat{i}'_q - \hat{i}'_d i'_q) \quad (21)$$

将式(21)改写成:

$$\hat{v} = \left( \frac{K_i}{s} + K_p \right) \varepsilon_w \quad (22)$$

其中: $\varepsilon_w = i'_d \hat{i}'_q - \hat{i}'_d i'_q = \hat{i}' \times i'$ 。

联系式(7),可得:

$$\hat{v} = \left( \frac{K_i}{s} + K_p \right) \left[ i_d \hat{i}_q - \hat{i}_d i_q - \frac{\psi_f}{L_q} (i_q - \hat{i}_q) \right] \quad (23)$$

对式(23)积分,可得位置估计值:

$$\hat{\theta}_r = \int \frac{\pi}{\tau} \hat{v} dt \quad (24)$$

### 3 磁链观测器

在 PMLSM 直接推力控制系统中,实际运行过程中磁路逐渐饱和,电感下降,磁链减小。当采用电压模型计算初级磁链,其模型结构简单,只受初级电枢绕组电阻  $R_s$  影响,因而影响电阻  $R_s$  的因素(如 PMLSM 运行时温度的变化等)可以影响积分结果,且磁链积分环节累计的误差也不容忽视。电流模型计算磁链但是其中的永磁体磁链会随温度变化而变化,也会使估计结果产生偏差。

本文采用基于 MRAS 的无传感器控制策略,并重新构建了一种初级磁链观测器,结构如图 3 所示。新型磁链观测器采取电压模型和电流模型并联的形式,通过位置估计值  $\hat{\theta}_r$  和初级电流  $i$  计算电流模型下的磁链估计输出  $\hat{\psi}_s$ ,并与通过电压模型计算的磁链实际输出  $\psi_s$  作误差比较,二者偏差经过 PI 调解反馈为初级电压的补偿量,构成一个磁链闭环系统,消除了电压电流模型的积分误差,对磁链进行了补偿观测,减小了电阻、电感等参数对磁链产生的误差,增强了系统的抗干扰能力和鲁棒性。

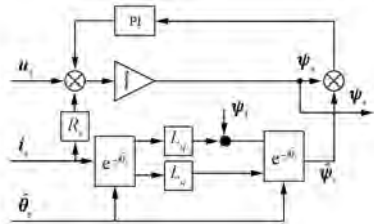


图3 磁链观测器结构图

当采用电压模型法计算初级磁链  $\psi_s$ ,可由式(25)完成:

$$\psi_s = \int (u_s - i_s R_s) dt \quad (25)$$

通过式(26)将初级磁链矢量  $\psi_s$  在  $\alpha\beta$  轴中分解为  $\psi_\alpha$  和  $\psi_\beta$ ,估计幅值  $|\psi_s|$  和相位  $\theta_s$ 。即:

$$\begin{cases} |\psi_s| = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} \\ \theta_s = \arctan\left(\frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha}\right) \end{cases} \quad (26)$$

电流模型磁链估计模型建立的原理可由式(2)完成。

### 4 仿真结果及分析

为了验证控制策略的可行性,对 PMLSM 采用直接推力控制,利用 MATLAB/Simulink 仿真平台搭建基于 MRAS 和磁链补偿的无速度传感器 PMLSM 直接推力控制仿真模型。在直接推力控制中,取消磁链和推力滞环调节模块与开关表选择模块,利用空间电压矢量脉冲调制技术(SVPWM)调制合成的参考空间电压矢量去控制逆变器脉宽调制(PWM)的输出,来减小推力和磁链脉动问题。图4所示为 PMLSM 直接推力控制系统结构框图。

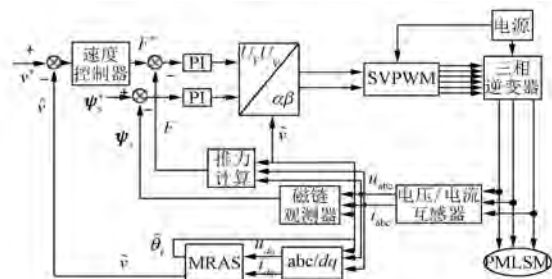


图4 基于 MRAS 的无速度传感器的 PMLSM DFC 仿真模型

仿真用 PMLSM 参数:直流电压  $U_{dc} = 300$  V, 初级质量  $M = 30$  kg, 绕组电阻  $R_s = 3.54 \Omega$ , 永磁体磁链  $\psi_f$  为  $0.28$  Wb,  $d$ 、 $q$  轴电感  $L_d = L_q = 0.0086$  H, 极对数  $p = 3$ , 极距  $\tau = 0.032$  m, 黏性摩擦因数  $B = 0.1$ 。磁链观测器中 PI 参数设置为:  $K_p = 2.0, K_i = 0.5$ 。

为了验证无速度传感器控制有效性,仿真参数设置为给定参考速度  $v^* = 0.32$  m/s,参考初级磁链幅值  $|\psi_s| = 0.28$  Wb,负载  $100$  N 起动,  $1$  s 后加载至  $200$  N。

图5所示为无速度控制推力响应曲线。 $0.15$  s时推力响应进入稳态运行,数值约在  $100$  N,误差为  $\pm 3$  N;  $1$  s 时推力参考值设置为  $200$  N,仅需  $0.08$  s,推力输出即可跟随参考值。图6所示为无速度控制磁链幅值。新建磁链观测

器使得磁链幅值的波动范围控制在约  $(0.28 \pm 0.001)$  Wb。图 7 所示为速度估计误差曲线。图 8 所示为速度估计值与实际值曲线。在 MRAS 控制下,速度的估计值与实际值的误差约为  $2 \times 10^{-4}$  m/s。图 9 所示为初级位置估计误差曲线。图 10 所示为初级位置估计值与实际值曲线。初级位置的估计值与实际值误差约为  $2 \times 10^{-3}$  rad。

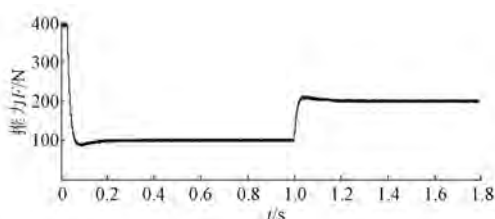


图 5 无速度控制推力响应曲线

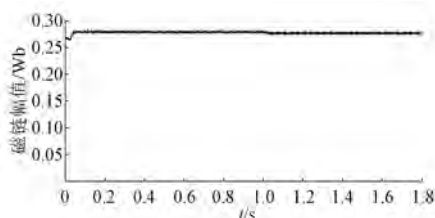


图 6 无速度控制磁链幅值

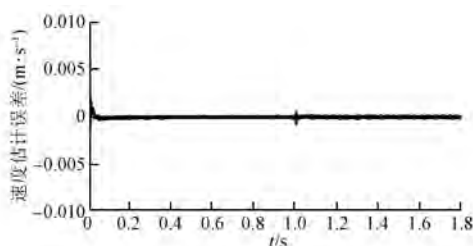


图 7 速度估计误差曲线

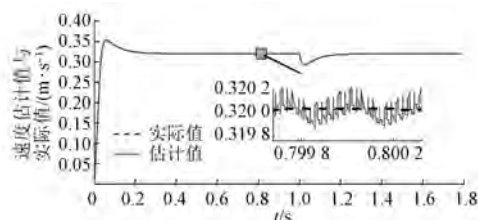


图 8 速度估计值与实际值曲线

由仿真结果可知,基于 MRAS 和磁链补偿的无速度传感器控制,PMLSM 输出响应性能良好,推力和磁链波动得到一定程度的抑制,速度和初

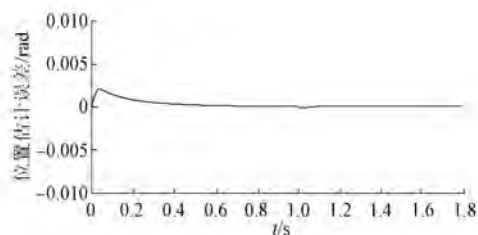


图 9 初级位置估计误差曲线

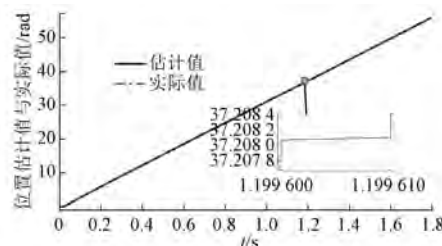


图 10 初级位置估计值与实际值曲线

级位置的估计值与实际值的误差能够满足 PMLSM 控制性能的要求。

## 5 结 语

本文对 PMLSM 直接推力系统采用基于 MRAS 的无速度传感器控制技术获取闭环控制系统所需要的速度和初级磁链位置信息,并通过辨识得到初级位置参数,设计了并联型初级磁链观测模型。通过电压模型和电流模型 2 种磁链计算方法形成闭环观测系统,对磁链进行补偿,提高了系统的抗干扰能力和观测精度。最后利用 MATLAB/Simulink 仿真平台进行研究分析,仿真结果表明:基于 MRAS 和磁链补偿的无速度传感器 PMLSM 直接推力控制系统能够准确地辨识初级的速度和位置信息,系统的动静态性能良好。

## 【参考文献】

- [1] 司纪凯,王海星,许孝卓,等.永磁直线同步电机建模、特性分析及推力控制[M].徐州:中国矿业大学出版社,2014.
- [2] 王丽梅,郭庆鼎.永磁同步电动机的无传感器控制技术[J].智能机器人,2005(5): 18.
- [3] 高钦和,董家臣,陈志翔,等.基于锁相环的永磁直线同步电机无传感器控制系统设计[J].电机与控制应用,2018,45(8): 1.

(下转第 58 页)

第1~4点对应4种起动轨线的均值,第4~6点对应偶上凸抛物起动的各个起动时间2、0.85、0.425 s的均值,而第7点对应最大恒流0.15 s起动的积分2 s均值。

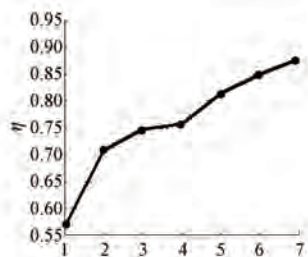


图4 效率-时间积分2 s 平均值比较

## 4 结 语

(1) 利用变分法所得下凹抛物型转速轨线能效最低。

(2) 对偶上凸抛物转速轨线为高效起动轨线,需要较大的初始电流和线性后降特性。起动结束后的电流为负载平衡电流。

(3) 缩减起动时间、提高电流初值的起动方式可以提升效率-时间积分。

(4) 采用初始高恒电流(转矩)的起动方式,可以提升效率-时间积分,达到节能的目的,同时提高生产效率。

(5) 实际应用中需考虑机械、电气冲击特性、去磁效应限制。

## 【参考文献】

- [1] 中国航空规划设计研究总院有限公司.工业与民用供配电设计手册:下册[M].4版.北京:中国电力出版社,2016.
- [2] 李会来,李小民,李治源.直线永磁无刷直流电机能量转换效率研究[J].微电机,2015,48(4): 10.
- [3] 王伟.直流无刷电机控制系统输出效率优化方法研究[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2014.
- [4] 阎璐,胡欲立.温度升高对永磁直流电机效率的影响[J].微电机,2007,40(3): 58.
- [5] 韩光鲜,王宗培,程智.小容量无刷直流电动机的热阻及连续功率[J].微电机,2002,35(5): 3.
- [6] 蒋慰孙.系统控制:下册[M].上海:华东化工学院出版社,1988.

收稿日期: 2019-04-04

(上接第23页)

- [4] 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.
- [5] 吴春秋,刘骁暘.基于滑模观测器的永磁同步电机无速度传感器控制[J].电机与控制应用,2018,45(10): 34.
- [6] BISHEIMER G, SONNAILLON M O, DE ANGELO C H, et al. Full speed range permanent magnet synchronous motor control without mechanical sensors [J]. IET Electric Power Applications, 2010, 4(1): 35.
- [7] 王斌,王跃,王兆安.无速度传感器的永磁同步电机无差拍直接转矩控制方法[J].电机与控制学报, 2014, 18(6): 42.
- [8] 滕青芳,柏建勇,朱建国,等.基于滑模模型参考自

适应观测器的无速度传感器三相永磁同步电机模型预测转矩控制[J].控制理论与应用, 2015, 32(2): 150.

- [9] 刘培刚,刘国林,吴鹏坤.一种改进磁链计算模型分析[J].变频器世界,2009(8): 56.
- [10] 徐建英,刘贺平.PMSM的高精度感应电势状态观测器与位置估计[J].北京科技大学学报,2007,29(5): 537.
- [11] 赵信杰,李锐华,胡波,等.无速度传感器的永磁同步电机滑模控制[J].电机与控制应用,2012,39(1): 22.
- [12] 王成元,夏加宽,孙宜标.现代电机控制技术[M].北京:机械工业出版社,2009.

收稿日期: 2019-04-01