

基于脉振高频注入法的零低速永磁直线同步电机 无位置传感器控制^{*}

宋同月¹, 颜建虎¹, 应展烽², 池松¹, 周怡¹

(1. 南京理工大学自动化学院, 江苏南京 210094;

2. 南京理工大学能源与动力工程学院, 江苏南京 210094)

摘要: 针对零低速下永磁直线同步电机(PMLSM)的无位置传感器控制方法存在精度低、稳定性差、算法复杂等问题, 提出了一种改进的脉振高频注入法的无位置传感器控制方法。在利用 PMLSM 饱和凸极性进行初步位置估计的基础上, 提出了特殊位置校正和磁极判断的方法, 从而简便地获得较为准确的动子位置, 实现 PMLSM 零低速下的无位置传感器运行。在此基础上, 利用 Simulink 对 PMLSM 无位置传感器控制进行仿真建模, 并搭建样机试验平台进行试验验证。通过仿真和试验结果表明, 所提方法可以准确、快速地检测出 PMLSM 动子初始位置和低速运行时的动子位置, 保证电机平稳起动运行, 且具有良好的位置估计精度和动态性能。

关键词: 永磁直线同步电机; 无位置传感器控制; 脉振高频注入; 磁极判断; 零低速

中图分类号: TM 359.4 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)11-0010-08

doi: 10.12177/emca.2020.121

Sensorless Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor at Standstill and Low Speed Based on Pulsating High Frequency Injection^{*}

SONG Tongyue¹, YAN Jianhu¹, YING Zhanfeng², CHI Song¹, ZHOU Yi¹

(1. School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China;

2. School of Energy and Power Engineering, Nanjing University of Science and Technology,
Nanjing 210094, China)

Abstract: There are problems of low precision, poor stability and algorithm complexity in the sensorless control of permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) at standstill and low speed. In order to solve these problems, an improved sensorless control method based on pulsating high frequency injection is proposed. Based on the preliminary position estimation using saturation saliency of PMLSM, the method of special position correction and magnetic pole judgment is proposed. In this way, more accurate mover position is obtained and the sensorless operation of PMLSM at standstill and low speed is realized. On this basis, the model of PMLSM sensorless control is established by Simulink, and a prototype experimental platform is built for experimental verification. The simulation and experimental results show that the proposed method can accurately and quickly detect the initial position of PMLSM mover and the mover position at low speed, ensure the smooth starting and running of the motor, and have good position estimation accuracy and dynamic performance.

Key words: permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM); sensorless control; pulsating high frequency injection; magnetic pole judgment; standstill and low speed

收稿日期: 2020-07-07; 收到修改稿日期: 2020-08-07

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51607091)

作者简介: 宋同月(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步直线电机无位置控制技术。

颜建虎(1983—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为新型电机的设计与控制技术。

0 引言

永磁直线同步电机(PMLSM)比传统的直线传动机构具有结构简单、高速度、高精度、高效率、高推力密度等优点,在短距离高速弹射系统以及长距离直线驱动系统具有显著优势^[1-2]。

PMLSM 通常采用矢量控制以获得较好的动态调速控制性能。由于矢量控制需要准确的动子位置以保证良好的控制性能,然而常用的位置传感器会带来成本增加、可靠性降低等问题。因此,目前采用无位置传感器是 PMLSM 矢量控制的研究热点之一^[3-5]。

传统的开环直接算法对于电机参数不敏感,因此在高精度的场合并不适用^[6]。而基于电机数学模型的方法,如模型参考自适应法、卡尔曼滤波观测器、滑模观测器、Luenberger 观测器、扩展卡尔曼滤波观测器等,在电机中高速运行时使用效果较好,但在零低速下效果一般^[7-10]。有学者提出模糊控制和神经网络控制等智能方法,该类算法复杂且计算量大,且需要准确的反电动势,同样不适用于零低速情况。因此,零低速下如何实现 PMLSM 无位置传感器控制成为了难点和关键。

Corley 等^[11-12]提出了高频信号注入法用于永磁同步电机(PMSM)的低速无位置传感器控制。该方法实现方式简单灵活,对电机转子质量等参数变化不敏感。在此基础上演变出了一系列相关方法,分为旋转高频电压注入法和脉振高频电压注入法。旋转高频电压注入法主要用于凸极率较大的内置式 PMSM 中,而脉振高频电压注入法除了可用于上述类型的电机,还可用于凸极率较小的表贴式 PMSM 中,具有更好的动态性能^[13-14]。

本文结合传统脉振高频注入法的原理,利用 PMLSM 定子铁心的非线性饱和凸极性,提出一种改进的脉振高频注入动子位置检测方法。在估计的同步旋转坐标轴上注入高频正弦电压信号,产生调制的绕组电流信号,通过滤波解调和 PI 调制,得到初步估计位置值;然后对传统脉振高频注入法的改进,通过不同磁极的等效电路时间常数不同,引入特殊位置校正和永磁体磁极判断模块,准确估计动子速度和位置。该方法不依赖电机参数和反电动势,实现了 PMLSM 静止和低速情形

下的无位置传感器控制。最后,通过仿真和试验验证了所提方法的有效性。

1 PMLSM 脉振高频注入法基本原理

1.1 PMLSM 磁路的非线性饱和特性

本文所研究的 PMLSM 采用的是隐极式结构,其 d 、 q 轴磁路 ψ - i 特性曲线如图 1 所示。为了达到充分利用材料的目的,电机设计时会将永磁体工作点设计在临界饱和点附近,即 A 点。根据矢量控制和坐标变换理论,定子电流 i_s 可以分解为 q 轴电流 i_q 和 d 轴电流 i_d 。 q 轴的磁路工作点处于线性段, i_q 的增大或减小不会产生磁路饱和,故不会改变其等效的 q 轴电感 L_q 。而对于 d 轴磁路,当通入负向 d 轴电流 i_d^- ,电机处于去磁状态时,磁路处于线性段不会发生饱和现象,负向等效 d 轴电感 L_d^- 等于 d 轴电感 L_d ;当通入正向 d 轴电流 i_d^+ ,电机处于增磁状态时,磁路处于非线性段发生饱和现象,此时正向等效 d 轴电感 L_d^+ 小于 L_d ,且 L_d^+ 随着 i_d^+ 增大而减小。可见,由于永磁体的磁路特性,控制 i_d 分量可以使电机呈现饱和凸极性,即 L_d 的非线性饱和特性^[15-16]。

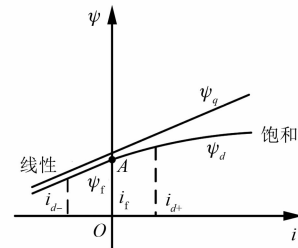


图1 PMLSM d 、 q 轴磁路 ψ - i 特性曲线

1.2 高频激励下的 PMLSM 数学模型

PMLSM 的动子位置角 θ 与动子位移的关系为

$$\theta = \frac{x}{\tau} \pi + \theta_0 \quad (1)$$

式中: x 为 PMLSM 的动子位移距离; τ 为定子极距; θ_0 为初始位置角。

根据式(1)和传统旋转 PMSM 的电压平衡方程,可以得到 PMLSM 的电压平衡方程为

$$\begin{cases} U_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \frac{v}{\tau} \pi (L_d i_d + \psi_f) \\ U_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \frac{v}{\tau} \pi L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

式中: U_d 、 U_q 为 d 、 q 轴电压; R 为每相定子电阻; v 为 PMLSM 的动子速度。

在零速和低速时, v 很小, 且在高频激励下, 电机的注入高频信号的频率 ω_h 远高于电机的动子速度 v 对应的角频率 ω , 因此可以忽略式(2)中的交叉耦合项和反电动势部分, 简化后的旋转坐标系下的高频电压平衡方程为

$$\begin{cases} U_{qh} = Ri_{qh} + L_q \frac{di_{qh}}{dt} = (R + j\omega_h L_q) i_{qh} \\ U_{dh} = Ri_{dh} + L_d \frac{di_{dh}}{dt} = (R + j\omega_h L_d) i_{dh} \end{cases} \quad (3)$$

式中: U_{dh} 、 U_{qh} 为 d 、 q 轴电压高频分量; i_{dh} 、 i_{qh} 为 d 、 q 轴电流高频分量; ω_h 为注入高频信号的角频率。

1.3 脉振高频信号注入法提取动子信息的原理

定义实际动子位置为 θ , 估计动子位置为 $\hat{\theta}$, 两者的差为动子位置估计误差 $\Delta\theta$ 。三者的关系如图 2 所示。

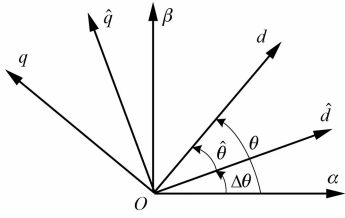


图 2 3 种坐标系关系图

图 2 中, dq 轴为实际的同步旋转坐标系, $\hat{d}\hat{q}$ 轴为估计的同步旋转坐标系, $\alpha\beta$ 轴为实际两相静止坐标系。则有如下关系式:

$$\begin{cases} U_q = \cos\Delta\theta \hat{U}_q - \sin\Delta\theta \hat{U}_d \\ U_d = \sin\Delta\theta \hat{U}_q + \cos\Delta\theta \hat{U}_d \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} i_q = \cos\Delta\theta \hat{i}_q - \sin\Delta\theta \hat{i}_d \\ i_d = \sin\Delta\theta \hat{i}_q + \cos\Delta\theta \hat{i}_d \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\hat{U}_d$ 、 $\hat{U}_q$ 和 $\hat{i}_d$ 、 $\hat{i}_q$ 分别为 $\hat{d}\hat{q}$ 轴系下 d 、 q 轴电压与电流。

为了减小 PMLSM 的推力脉动, 脉振高频注入法通常在估计的同步旋转坐标系 $\hat{d}$ 轴上注入高频正弦电压信号:

$$\begin{cases} \hat{U}_{qh} = 0 \\ \hat{U}_{dh} = U_{mh} \cos\omega_h t \end{cases} \quad (6)$$

式中: U_{mh} 为高频正弦电压信号的幅值; $\hat{U}_{dh}$ 、 $\hat{U}_{qh}$

分别为 $\hat{d}$ 、 $\hat{q}$ 轴的注入电压。

结合式(3) ~ 式(6) 可以求得估计 $\hat{d}\hat{q}$ 坐标系下产生的高频电流响应为

$$\begin{cases} \hat{i}_{qh} = \frac{-\Delta Z \sin(2\Delta\theta)}{Z_d Z_q} U_{mh} \cos(\omega_h t) \\ \hat{i}_{dh} = \frac{Z - \Delta Z \cos(2\Delta\theta)}{Z_d Z_q} U_{mh} \cos(\omega_h t) \end{cases} \quad (7)$$

式中: Z_d 、 Z_q 为 d 、 q 轴电抗, $Z_d = R + j\omega_h L_d$, $Z_q = R + j\omega_h L_q$ 。

定义共模电抗 $Z = (Z_q + Z_d)/2$, 差模电抗 $\Delta Z = (Z_d - Z_q)/2$ 。由式(7) 可以看出, 当估计位置与实际位置逐渐接近时, $\Delta\theta$ 趋近于零, $\hat{i}_{qh}$ 也逐渐趋近于零。对 q 轴高频响应电流 $\hat{i}_{qh}$ 进一步推导, 可得:

$$\hat{i}_{qh} = \frac{-\Delta Z \sin(2\Delta\theta)}{Z_d Z_q} U_{mh} \cos(\omega_h t) = \frac{\omega_h \Delta L U_{mh} \sin(\omega_h t - \varphi_q - \varphi_d)}{|Z_d| |Z_q|} \sin(2\Delta\theta) \quad (8)$$

式中: $|Z_d|$ 、 $|Z_q|$ 和 φ_d 、 φ_q 分别为 d 、 q 轴高频阻抗幅值与相角。

将 q 轴高频响应电流 $\hat{i}_{qh}$ 与调制信号 $\sin\omega_h t$ 相乘可得:

$$\begin{aligned} \hat{i}_{qh} \sin(\omega_h t) &= \frac{\omega_h \Delta L U_{mh} \sin(\omega_h t)}{|Z_d| |Z_q|} \cdot \sin(\omega_h t - \varphi_q - \varphi_d) \sin(2\Delta\theta) = \\ &= \frac{\omega_h \Delta L U_{mh}}{2 |Z_d| |Z_q|} \sin(2\Delta\theta) \cdot [\cos(\varphi_q + \varphi_d) - \cos(2\omega_h t - \varphi_q - \varphi_d)] \end{aligned} \quad (9)$$

对信号 $\hat{i}_{qh} \sin(\omega_h t)$ 进行低通滤波后可以求得关于位置误差角 $\Delta\theta$ 的位置误差函数 $f_{\Delta\theta}$:

$$f_{\Delta\theta} = \frac{U_{mh} \omega_h \Delta L \cos(\varphi_q + \varphi_d)}{2 |Z_d| |Z_q|} \cdot \sin(2\Delta\theta) = k \sin(2\Delta\theta) \quad (10)$$

式中: k 为系数, $k = \frac{U_{mh} \omega_h \Delta L \cos(\varphi_q + \varphi_d)}{2 |Z_d| |Z_q|}$ 。

构建图 3 所示的信号调制流程图, 将 $f_{\Delta\theta}$ 输入到 PI 调节器中, 使得 $f_{\Delta\theta} \rightarrow 0$, 输出即为估计速度, 将

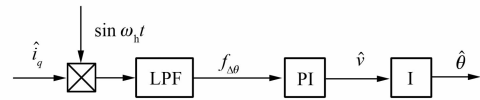


图 3 信号调制流程图

估计速度输入到积分器可以得到估计动子位置。

2 估算系统分析

由式(10)可以得出,当 $f_{\Delta\theta}=0$ 时,方程存在多个解,这时调节系统均处于稳态。但是只有 $\Delta\theta=0$ 才可以得到正确的估算动子位置。

假设估计动子位置初始值为零,并将一个完整的电角度周期 $[0, 2\pi)$ 分为4个象限。当 $\Delta\theta \in (0, \pi/2)$ 时, $f_{\Delta\theta} > 0$, 经过PI调节后估计动子位置 $\hat{\theta}$ 增大,而实际动子位置 θ 不变,此时 $\Delta\theta$ 将减小,同理可以分析出其他3个象限的收敛情况,得到 $\hat{\theta}$ 的收敛分析,如表1所示。

表1 估计动子位置初始值为零时的收敛分析

实际动子位置	估计动子位置收敛值
0	0
$(0, \pi/2)$	θ
$\pi/2$	0
$(\pi/2, \pi)$	$\theta - \pi$
π	0
$(\pi, 3\pi/2)$	$\theta - \pi$
$3\pi/2$	0
$(3\pi/2, 2\pi)$	θ

2.1 特殊位置校正

对表1结果分情况讨论:

(1) 若收敛值为零,可能存在实际位置 $\theta=0$ 、 $\pi/2$ 、 $3\pi/2$ 或 π ;

(2) 若收敛值不为零,可能存在实际动子位置 $\theta=\hat{\theta}$ 或 $\hat{\theta}+\pi$ 。

当实际动子位置位于4个象限内时,动子位置初次估算系统可以正常工作,得出初步判断值,再结合磁极判断,便可获得最终的动子初始位置估算值;当实际动子初始位于4个边界点上时,估算系统无法正常运行。

针对上述估计位置系统存在的问题,本文设计特殊位置校正。具体方法步骤如下:

(1) 设置动子位置估算初始值 $\hat{\theta}_{ini}=0$,校正时刻为 t_0 。

(2) 如果动子位置估算到校正时刻 t 时估计位置仍为零,动子位置可能处于 $\theta=0$ 、 $\pi/2$ 、 $3\pi/2$ 或 π 。改变设置动子位置估计初始值 $\hat{\theta}_{ini}=\delta$, $\delta \neq k\pi/2$ ($k=0, 1, 2, \dots$),使得 $f_{\Delta\theta}$ 不恒为零,通过位置估计系统使得估计动子位置收敛到新的值。

(3) 当新的收敛值为零时,此时实际动子位置可能为0或 π ;如果新的收敛值为 $\pi/2$ 时,此时实际动子位置可能为 $\pi/2$ 或 $3\pi/2$ 。

2.2 永磁体磁极判断

通过特殊位置校正之后,所得到的结果可以归结为2种情况: $\theta=\hat{\theta}$ 或 $\hat{\theta}+\pi$,2种结果均可以满足 $f_{\Delta\theta}=0$,但仍然不能确定永磁体NS极。由图1可以看出,磁路饱和效应会影响磁路磁链进而改变电感。PMLSM在静止时 d 轴高频数学模型近似为一阶RL串联电路,电阻不存在饱和效应,因此磁路的饱和效应会改变RL串联电路的时间常数,为了避免检测响应峰值对采样电路要求过高的缺点,本文通过检测不同时间常数的零输入电流衰减时间进而判断永磁体磁极。

具体方法如下:在估算位置时向 $\hat{d}$ 轴施加电压脉冲输入2个时间相等、大小相等的电压脉冲,该电压脉冲不会使电机动子产生位移,又可以使 d 轴响应电流达到稳态。当输入电压脉冲与永磁体N极同向时,时间常数 $\tau_N = L_d^+/R$;而当输入电压脉冲与永磁体S极同向时,时间常数 $\tau_S = L_d^-/R$,由饱和凸极性可知 d 轴正向等效电感 $L_d^+ < L_d^-$,则 $\tau_N < \tau_S$ 。由动态电路零输入响应可知,时间常数越大,电流从稳态值衰减到设定值所需时间越长,永磁体磁极判断示意图如图4所示。如果 $t^+ < t^-$,说明估计动子位置为动子实际位置;否则需补偿 π 电角度。

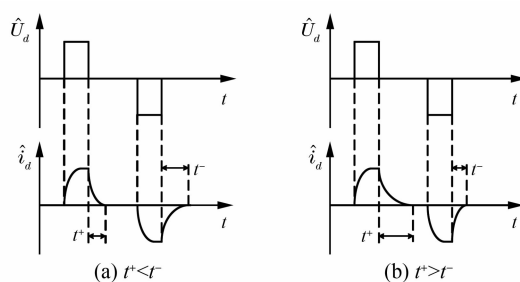


图4 永磁体磁极判断示意图

通过特殊位置校正与永磁体磁极判断,得到基于脉振高频注入法的PMLSM零低速无位置传感器控制框图如图5所示。

3 仿真与结果分析

为了验证所提方法能够实现PMLSM动子位置的检测和低速无位置传感器的运行,利用

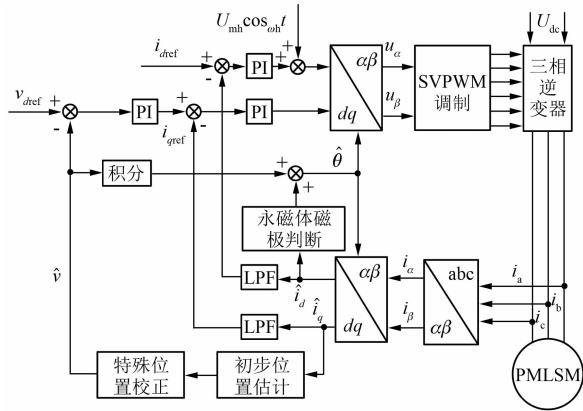


图5 基于脉振高频注入法的PMLSM零低速无位置传感器控制框图

Simulink 对零速和低速进行仿真分析。双边长定子 PMLSM 主要参数如表 2 所示。在综合考虑注入信号频率性能的基础上,本文选取的注入信号频率为 1 kHz,幅值为 20 V。

表 2 PMLSM 主要参数

参数名称	参数值
极对数	5
d 轴电感/mH	2.347
q 轴电感/mH	2.347
相电阻/ Ω	1.7
转子质量/kg	2
额定频率/Hz	250
极距/m	0.02

3.1 零速位置检测

零速时,转子位置检测总体上分为 2 个步骤:信号处理得到初步估计位置;特殊位置校正与永磁体磁极判断得到最终位置。选取实际转子位置 θ 为 $\pi/2$ 、 2 、 π 和 4 rad 4 个位置,进行零速下转子位置检测仿真。估计转子位置 and 实际转子位置如图 6 所示。

以图 6(a)为例分析实际转子位置在边界点 $\theta=\pi/2$ rad 时零速转子位置检测波形。估计转子位置 $\hat{\theta}_{int}=0$ rad,先向估计 $\hat{d}$ 轴注入 20 V、1 kHz 的高频正弦电压信号,此时位置误差为 $\pi/2$,位置误差函数 $f_{\Delta\theta}=0$,在 0.025 s 进行特殊位置判断,给定估计转子位置 $\hat{\theta}_{int}=\pi/4$ rad,经过位置估计后收敛到正确转子位置。在 0.125、0.135 s 分别注入

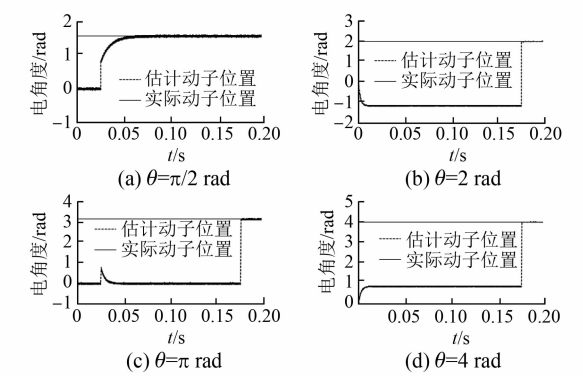


图6 估计转子位置 and 实际转子位置

0.01 s 的 10 V 和 -10 V 的方波,在 PMLSM 的等效 RL 串联电路会产生一阶零状态响应,方波时长和幅值要求既能够让串联 RL 电路达到稳态又不能让电机产生位移。0.01 s 后停止注入方波,进入一阶零输入响应阶段。在 0.175 s 判断检测到一阶零输入响应电流的响应时间大小,此时 $t^+ < t^-$,表明估计转子位置等于转子实际位置。同理对于图 6(c)而言,在 0.025 s 判断为特殊位置后,重新估计转子位置再次收敛到零;在 0.175 s 时判断得到输入电压脉冲与永磁体 S 极同向,此时估计转子位置补偿 π 电角度得到正确的转子实际位置。而对于图 6(b)和图 6(d),由表 1 可以估计转子位置分别收敛于 $(2-\pi)$ rad 和 $(4-\pi)$ rad,在 0.025 s 判断为特殊位置后,与 0.175 s 经过永磁体磁极判断补偿后可以得到正确的的转子实际位置。不同位置零速转子位置检测误差结果如表 3 所示。

表 3 不同位置零速转子位置检测误差结果 rad

实际转子位置 θ	检测误差
$\pi/2$	± 0.032
2	± 0.013
π	± 0.026
4	± 0.011

根据表 3 结果可以得出,在各象限内估计较为准确,误差约在 ± 0.01 rad,而在边界点时,由于信号处理误差大和系统干扰等原因导致误差较大,误差约为 ± 0.03 rad。

3.2 低速起动运行

不失一般性地,取转子初始位置 $\theta=\pi/2$ rad

进行低速起动运行仿真。根据 PMLSM 结构特性,速度等效的转速为

$$1 \text{ r/min} = \frac{p\tau}{30} \text{ m/s} \quad (11)$$

根据式(11)和电机参数可以得到 $0.1 \text{ m/s} = 30 \text{ r/min}$,电机额定速度为 10 m/s ,分别取 0.1 和 0.5 m/s 2 种工况验证低速空载和 75% 额定负载起动运行情况。

电机起动分为两步:(1)零速下先检测出转子位置;(2)根据所得位置利用矢量控制的方法实现起动。图 7 给出了不同速度和负载下 PMLSM 起动的实际转子位置和估计转子位置波形。图 8 给出了不同速度和负载下 PMLSM 起动的实际速度和估计速度波形。

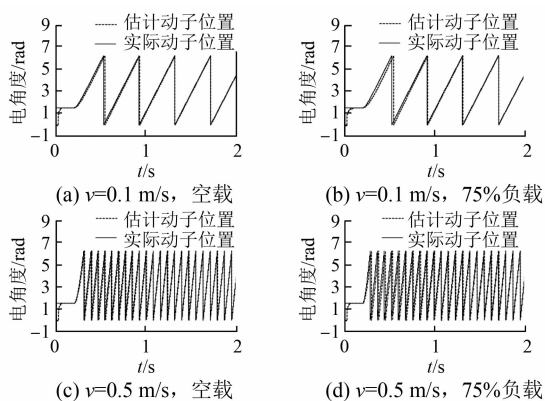


图 7 不同条件下实际转子位置和估计转子位置波形

以图 7(a) 为例分析,PMLSM 工作在转子初始位置为 $\pi/2 \text{ rad}$,在 $0 \sim 0.2 \text{ s}$ 进行初始转子位置检测,前 0.025 s 位置误差函数 $f_{\Delta\theta}$ 始终为零,判断为特殊位置后,估计转子位置约在 0.09 s 重新收敛到 $\pi/2 \text{ rad}$,在 0.175 s 判断零输入电流的响应时间 $t^+ < t^-$,说明估计转子位置即为转子实际位置,在 0.2 s 开始进行低速起动仿真,给定参考速度为 0.1 m/s ,波形显示估计转子位置能够准确跟踪实际转子位置。

从图 8(d) 可以看出, $0 \sim 0.2 \text{ s}$ 电机处于初始位置检测环节,速度基本为零,电机转子未发生位移。 0.2 s 后进行低速起动仿真,电机给定速度参考值为 0.5 m/s ,可以看到估计速度逐渐逼近与实际速度,在 0.8 s 后达到稳态,稳态速度误差约为 1.2% 。对于图 8(a) ~ 图 8(c),稳态速度误差分别为 2.6% 、 1.4% 和 0.9% ,符合工程要求。

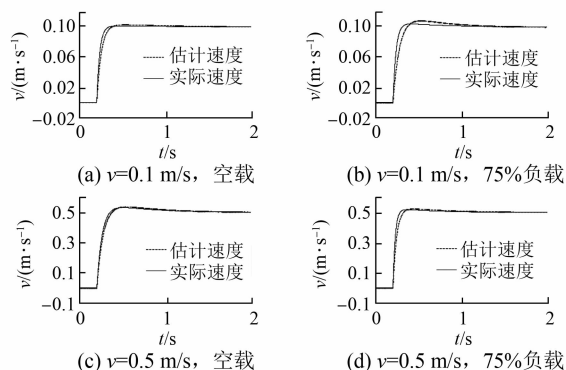


图 8 不同条件下实际速度和估计速度波形

4 试验验证与结果分析

4.1 试验平台设计

为了进一步验证所提方法的正确性和可行性,搭建如图 9 所示的试验平台。

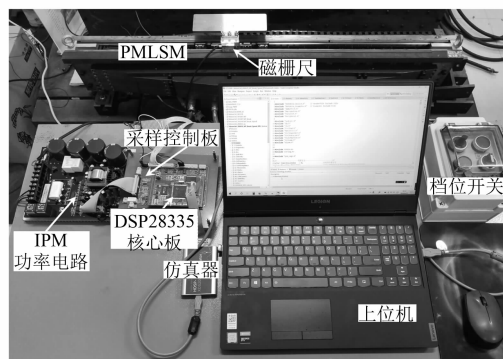


图 9 试验平台

该平台主要由 1 台双边长定子 PMLSM、DSP28335 核心板、IPM 功率电路、信号采集与转换电路、档位开关、磁栅尺和上位机构成。其中,PMLSM 的参数与仿真一致,高频注入信号仍为 20 V 、 1 kHz ,正负向电压脉冲均与仿真部分相同。磁栅尺的作用仅为了获取 PMLSM 实际转子位置和实际转子速度,不构成闭环控制系统参与系统控制。

4.2 零速转子初始位置检测试验

零速转子初始位置检测总时长 0.2 s 。在 $0 \sim 0.1 \text{ s}$ 高频信号注入,其中在 0.025 s 执行特殊位置判断;在 $0.125 \sim 0.135 \text{ s}$ 正向方波脉冲注入, $0.15 \sim 0.16 \text{ s}$ 进行负向方波脉冲注入,其余时间 d 轴注入电压均为零。图 10 为实际转子位置为

3 rad 的试验波形。其中,实际动子位置和估计动子位置如图 10(a),稳态误差如图 10(b)。

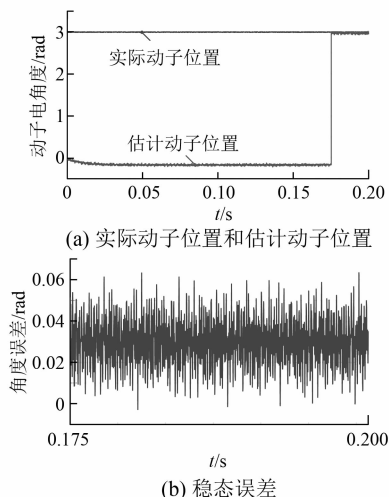


图 10 $\theta=3$ rad 时的动子初始位置检测试验

图 10(a) 实际动子位置保持为 3 rad, 在 0~0.1 s 估计动子位置向 $(3-\pi)$ rad 收敛, 约在 0.03 s 收敛于 $\Delta\theta=\pi$ rad, 此时位置误差函数 $f_{\Delta\theta}$ 为零。特殊位置判断为非坐标轴位置。因为正向方波脉冲的电流响应时间较长, 所以在 0.175 s 执行角度补偿命令, 电角度误差平均值为 0.03 rad。

图 11 为实际动子位置为 $3\pi/2$ rad 的试验波形。其中, 实际动子位置和估计动子位置如图 11(a), 稳态误差如图 11(b)。

图 11(a) 实际动子位置保持为 $3\pi/2$ rad, 此时 $\Delta\theta=-3\pi/2$ rad 使得位置误差函数 $f_{\Delta\theta}$ 在 0~

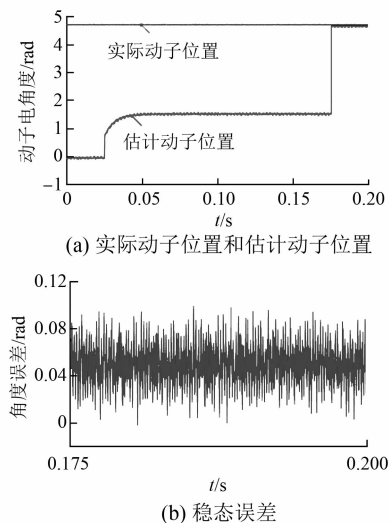


图 11 $3\pi/2$ rad 时的动子初始位置检测试验波形

0.025 s 保持为零, 特殊位置判断为坐标轴位置后, 估计动子位置约在 0.05 s 收敛到新的稳态值 $\pi/2$ rad。在 0.175 s 执行角度补偿命令, 得到估计动子位置估计值接近实际动子位置, 电角度稳态误差平均值约为 0.05 rad。

4.3 低速起动运行试验

分别取初始实际动子位置为 $\pi/2$ rad 和 3 rad。低速运行起动试验分为 3 个部分, 0~0.2 s 电流环闭环下进行零速动子初始位置检测, 0.2 s 以后进行接入速度环, 组成双闭环控制系统。速度采用阶跃给定, 在 0.2~3 s 给定 0.1 m/s。在 3 s 时速度突变为 0.15 m/s, 在 6 s 时速度突变为 -0.1 m/s, 从而实现电机动子正反向位移。

初始实际动子位置为 3 rad 的试验结果如图 12 所示。实际动子位置与估计动子位置如图 12(a), 角度误差如图 12(b), 实际速度与估计速度如图 12(c), 速度误差如图 12(d)。在 PMLSM 从

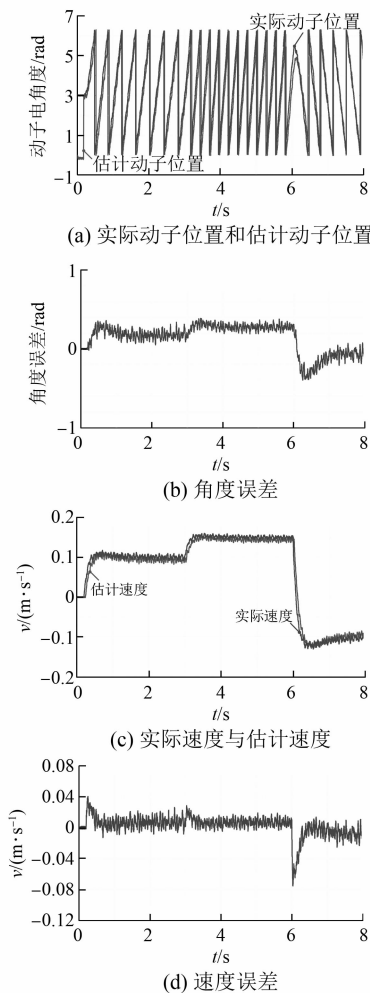


图 12 动子初始位置 3 rad 的 PMLSM 起动试验波形

零速到低速运行再到速度突变的情况下,估计速度能够反映出实际速度,快速跟踪给定速度值,给定速度 0.1、0.15、-0.1 m/s 下估计速度与实际速度稳态相对误差分别为 6.22%、4.44% 和 5.65%。位置估计误差在 0.63、3.45、6.32 s 时误差较大,分别位于起动加速阶段、正向加速阶段与动子换向阶段,当系统稳定后的位置误差平均值较小,分别为 0.21、0.29、0.11 rad。

初始实际动子位置为 $\pi/2$ rad 的试验结果如图 13 所示。实际动子位置与估计动子位置如图 13(a),角度误差如图 13(b),实际速度与估计速度如图 13(c),速度误差如图 13(d)。

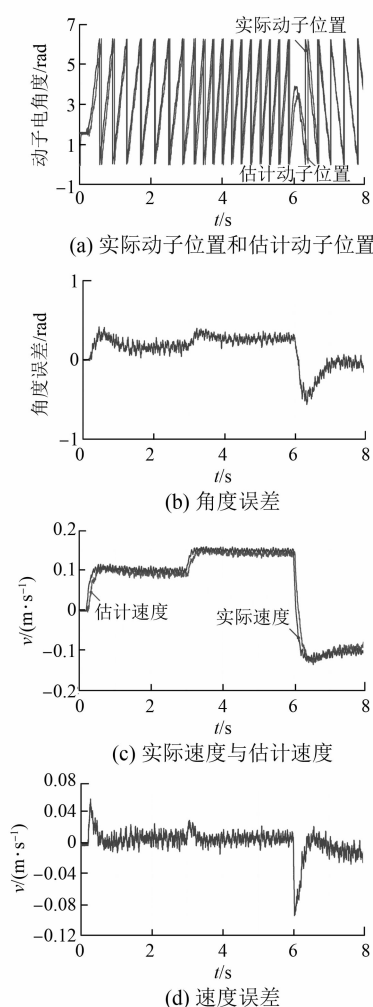


图 13 动子初始位置 $\pi/2$ rad 的 PMLSM 起动试验波形

在零速动子初始位置检测阶段,经由特殊位置模块判断为特殊位置后,估计动子位置约在 0.07 s 收敛于实际动子位置,PMLSM 在 0.2 s 起

动后速度能够跟踪给定速度,与初始实际动子位置为 3 rad 时相比,估计速度与实际速度稳态相对误差稍大,分别为 6.91%、4.83% 和 6.16%;当系统达到稳态时位置估计误差较小,在起动加速阶段、正向加速阶段与动子换向阶段位置估计误差略大,系统迅速调整以后误差减小,稳态时误差分别为 0.18、0.26、0.08 rad,满足工程需要。以上分析表明该方法能够实现零低速下的无位置传感器控制,具有较好的静态与动态性能。

5 结 语

为了解决 PMLSM 在零低速阶段无位置传感器控制精度低、稳定性差和算法复杂的问题,本文提出采用脉振高频注入法对 PMLSM 进行无位置传感器控制。在初步位置估计的基础上,提出了特殊位置校正和磁极判断从而简便地获得较为准确的动子位置。对此进行了理论推导、仿真分析和试验验证。结果表明所提方法具有算法简单、检测速度快、辨识精度高、鲁棒性好、动态性能好、不依赖电机参数、对硬件采样电路要求低等优点,能够实现 PMLSM 零速位置准确检测与低速稳定运行。

【参考文献】

- [1] 李净净,蔡一,章晓旗,等. 基于自适应 Luenberger 观测器的永磁同步直线电机无位置传感器控制[J]. 电机与控制应用,2020,47(4): 24.
- [2] CHUNG S, KIM J, WOO B, et al. Force ripple and magnetic unbalance reduction design for doubly salient permanent magnet linear synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(10): 4207.
- [3] DU B, WU S, HAN S, et al. Application of linear active disturbance rejection controller for sensorless control of internal permanent-magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 3019.
- [4] WANG Z, LU K, BLAABJERG F. A simple startup strategy based on current regulation for back-EMF-based sensorless control of PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(8): 3817.

(下转第 24 页)

- 与机床, 2019(8): 63.
- [2] 孙博. 冲破瓶颈加快功能部件产业化进程——从 CCMT2004 展会调查我国功能部件产业的现状与发展[J]. 世界制造技术与装备市场, 2004(5): 36.
- [3] 王利. 现代直线电机关键控制技术及其应用研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2012.
- [4] 魏磊. 触针式轮廓仪传感器静态及动态特性检定系统研制[D]. 武汉: 华中科技大学, 2014.
- [5] 杨霞, 李强, 郭庆鼎, 等. 基于数控机床进给用磁悬浮直线电机摩擦的消除[J]. 组合机床与自动化加工技术, 2005(7): 41.
- [6] 孙静, 张承慧, 刘旭东, 等. 基于 Hamilton 系统理论的电动汽车用永磁同步电机 H_∞ 控制[J]. 电工技术学报, 2013, 28(11): 163.
- [7] 林瑞全, 张涛, 翟少琼. 基于 Delta 算子离散化方法的永磁同步电机 H_∞ 控制系统[J]. 系统科学与数学, 2017, 37(1): 1.
- [8] 丁刚, 王勋先, 韩曾晋. 感应电机的 H_∞ 抗干扰控制[J]. 控制理论与应用, 1999(4): 3.
- [9] 鱼瑞文, 张辉, 谭国俊, 等. 永磁同步电机 H_∞ 鲁棒控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2012, 46(2): 102.
- [10] ROUHANI S, TSAO T, SPEYER J L. Multivariable disturbance observer based control with the experiment on an active magnetic bearing spindle[J]. IFAC-PapersOnLine, 2019, 52(15): 388.
- [11] RIGATOS G, SIANO P, WIRA P, et al. A nonlinear H-infinity control approach for autonomous truck and trailer systems[J]. Unmanned Systems, 2020, 8(1): 49.
- [12] SEDHOM B E, HATATA A Y, EL-SAADAWI M M, et al. Robust adaptive H-infinity based controller for islanded microgrid supplying non-linear and unbalanced loads[J]. IET Smart Grid, 2019, 2(3): 420.
- [13] 黄洋洋. 可控励磁直线同步电动机磁悬浮系统模糊控制的研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2018.
- [14] 王靖腾. 可控励磁直线同步电动机滑模变结构控制的研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2019.
- [15] 陈其林. 可控励磁直线同步电动机伺服系统的研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2017.
- [16] 申铁龙. H_∞ 控制理论及应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 1996.

(上接第 17 页)

- [5] LI Z, ZHOU S, XIAO Y, et al. Sensorless vector control of permanent magnet synchronous linear motor based on self-adaptive super-twisting sliding mode controller[J]. IEEE Access, 2019, 7: 44998.
- [6] 王利, 卢琴芬, 叶云岳. 永磁直线同步电机无位置传感器动子位置辨识[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(6): 7.
- [7] SHI Y, SUN K, HUANG L, et al. Online identification of permanent magnet flux based on extended Kalman filter for IPMSM drive with position sensorless control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(11): 4169.
- [8] NGUYEN A T, RAFAQ M S, CHOI H H, et al. A model reference adaptive control-based speed controller for a surface-mounted permanent magnet synchronous motor drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9399.
- [9] WANG G, YANG R, XU D. DSP-based control of sensorless IPMSM drives for wide-speed-range operation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(2): 720.
- [10] 李立毅, 谭广军, 刘家曦, 等. 基于 Luenberger 观测器的高速 PMSM 无传感器技术研究[J]. 微特电机, 2013, 41(4): 31.
- [11] CORLEY M J, LORENZ R D. Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(4): 784.
- [12] JANG J, SUL S, HA J, et al. Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(4): 1031.
- [13] 秦峰, 贺益康, 刘毅, 等. 两种高频信号注入法的无传感器运行研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(5): 116.
- [14] 杜平, 关振宏, 王涛, 等. 两种高频信号注入法与坐标系结合的无位置传感器运行研究[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(2): 28.
- [15] 李洁, 周波, 刘兵, 等. 表贴式永磁同步电机无位置传感器起动新方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(9): 2513.
- [16] 胡家兵, 贺益康, 年珩, 等. 基于磁饱和凸极效应的面贴式 PMSM 零速下无传感器技术[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(10): 152.