

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2105935

## 永磁直线伺服系统动子初始位置检测新方法\*

王立强<sup>1,4,5</sup> 余晓帆<sup>2</sup> 雷美珍<sup>3</sup>

(1. 浙江水利水电学院 机械与汽车工程学院 杭州 310018; 2. 杭州网易云音乐科技有限公司 杭州 310018;  
3. 浙江理工大学 机械与自动控制学院 杭州 310018; 4. 杰克缝纫机股份有限公司 台州 318000;  
5. 浙江工业大学 信息学院 杭州 310014)

**摘要:** 针对基于开关霍尔初始位置检测的永磁直线伺服系统启动时初始定位误差大( $\pm 30^\circ$ 电角度)的问题,设计了一种降脉振高频电压信号注入和正反向电压脉冲矢量注入相结合的新方法。通过对高频电流响应信号进行解调、闭环位置解算及相位补偿,实现了动子初始位置快速高精度检测。仿真结果表明,该方法可实现动子初始位置快速检测,误差不超过 $\pm 3^\circ$ 电角度,相比基于开关霍尔初始位置检测的方案降低了90%,极大提高了永磁直线伺服系统启动初始位置检测的精度,可进一步提高电机启动平稳性。

**关键词:** 永磁直线伺服系统;脉振高频注入;初始动子位置检测;饱和凸极效应;脉冲电压矢量

**中图分类号:** TM932 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.40

## Novel initial mover position detection method of the permanent magnet linear servo system

Wang Liqiang<sup>1,4,5</sup> Yu Xiaofan<sup>2</sup> Lei Meizhen<sup>3</sup>

(1. College of Mechanical & Automotive Engineering, Zhejiang University of Water Resources & Electric Power, Hangzhou 310018, China; 2. Hangzhou NetEase Cloud Music Technology Co., Ltd., Hangzhou 310018, China; 3. Faculty of Mechanical Engineering & Automation, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China; 4. Jack Sewing Machine Co., Ltd., Taizhou 318000, China; 5. School of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310014, China)

**Abstract:** Aiming at the problem of large startup initial mover position detection error ( $\pm 30^\circ$  electrical angle) of the switch Hall method for the permanent magnet linear servo system, a new pulsating high-frequency voltage signal injection and forward-reverse voltage pulse vector injection combined method was proposed. By demodulating the high-frequency current response signal, closed-loop position resolve and phase compensation, the rapid and high-precision initial mover position detection is achieved. The simulation results show that the proposed method can realize rapid initial mover position detection, and the error does not exceed  $\pm 3^\circ$  electrical angle. The detection error is reduced by 90% compared with the Hall initial position detection method, then the startup smoothness of the permanent magnet linear servo system will be improved further.

**Keywords:** permanent magnet linear servo system; pulsating high frequency voltage signal injection; initial mover position detection; saturation salient effect; pulse voltage vector

## 0 引言

近年来,以永磁直线同步电机(permanent magnet linear synchronous motor, PMLSM)为核心部件的永磁直线伺服系统以体积小、效率高、结构简单和定位精度高等优点被广泛应用于硅片加工等高精度位置控制领域<sup>[1-2]</sup>。为实现永磁直线伺服系统的高性能控制,需要精确检测电机

动子的位置,以实现磁场定向和位置控制,一般采用安装光栅尺等位置传感器来检测动子位置。光栅尺包括绝对式和增量式。绝对式光栅尺不仅能实时检测动子位置,还能检测动子初始位置,但价格昂贵。增量式光栅尺以其高性价比被广泛应用于永磁直线伺服系统中,但增量式光栅尺无法检测动子初始位置,上电启动时可能会引起动子位置变动,而对硅片加工这类伺服系统要求电机启动时动子不允

收稿日期:2021-03-11

\* 基金项目:浙江省公益技术研究计划项目(LGF20E070001)资助

许有位置变动。因此如何精确检测动子初始位置是增量式光栅尺的永磁直线伺服系统亟需解决的问题<sup>[3-6]</sup>。

针对永磁直线伺服电机动子初始位置检测问题,国内外学者提出了一些方法。文献[7]提出在动子上安装霍尔元件的检测方法,该方法需要在电机上额外安装霍尔元件,结构复杂而且检测精度低。一些学者将旋转永磁同步电机的无位置传感器方法应用到永磁直线伺服系统中,主要包括电压脉冲矢量法和高频注入法两大类。文献[8-9]提出的电压脉冲矢量法通过向定子绕组施加一系列幅值相同、方向相反的电压脉冲矢量,可以从电流响应值中提取转子位置信息,这种初始位置检测方法能实现较高的位置检测精度,但对采样电路的精度提出了较高的要求;同时,施加脉冲电压矢量期间,功率电路可能进行多次开关动作,容易对采样电路造成干扰,影响采样精度。文献[10-11]提出的旋转高频信号注入法,由于电机的结构凸极特性会导致该旋转电压激发的高频电流的负序分量中包含动子位置信息,对其进行调制即可分离出动子位置,但是旋转高频电压注入法无法用于无结构凸极的表贴式 PMLSM,实际应用范围非常有限。文献[12]提出的脉振高频信号注入法是在估计的直轴注入正弦高频电压,这种方式可以使直轴磁路持续产生饱和,让无结构凸极特性的表贴式 PMLSM 表现出一定的凸极特性。因而,无论是表贴式 PMLSM,还是内埋式 PMLSM,均可通过脉振高频电压注入法检测动子初始位置,脉振高频电压注入法凭借其良好的鲁棒性和较高的检测精度而具有更广的应用。

本文在深入分析传统旋转电机脉振高频电压注入法的基础上,设计了一种针对永磁直线伺服系统用 PMLSM 的动子初始位置检测新方法。通过在估计直轴中注入正弦高频电压信号,使  $d$  轴磁路产生饱和,然后对含有动子位置信息的高频电流响应进行解调,再通过带阻滤波器提取出位置检测误差信息,借助锁相环将该误差信息收敛到 0,最后结合正反脉冲电压矢量法进行极性判别,实现动子初始位置检测。仿真结果验证了算法的有效性和准确性。

## 1 PMLSM 的数学模型

在三相静止 ABC 坐标系下,PMLSM 的基本数学模型是一套系数与动子位置角相关的非线性时变方程组,对其中的变量进行求解是十分困难的。因而,本文借助坐标变换建立 PMLSM 在  $dq$  坐标系的数学模型<sup>[13]</sup>。

PMLSM 的电压方程为:

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

式中: $u_d$ 、 $u_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电压; $L_d$ 、 $L_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电感; $i_d$ 、 $i_q$  分别为  $d$ 、 $q$  轴电流; $R_s$  为定子电阻; $v$  为动子的速度; $\tau$  为定子极距; $\psi_f$  为永磁体磁链。

PMLSM 的电磁力方程可表示为:

$$F_m = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} [\psi_f i_q - (L_q - L_d) i_d i_q] \quad (2)$$

式中: $F_m$  为电磁推力。

当动子位于初始位置时, $v$  为 0,在高频激励下,电机的感抗起主要作用。因此,可以忽略式(1)中的电阻分压、反电动势部分和交叉耦合项,可以简化为纯电感模型,稳态下高频电压方程为:

$$\begin{cases} u_{dh} = j\omega_h L_d i_{dh} \\ u_{qh} = j\omega_h L_q i_{qh} \end{cases} \quad (3)$$

式中: $u_{dh}$ 、 $u_{qh}$  为高频注入的  $d$ 、 $q$  轴分量电压; $i_{dh}$ 、 $i_{qh}$  分别为  $d$ 、 $q$  轴高频响应电流; $\omega_h$  为注入高频电压的角频率。

## 2 PMLSM 的动子初始位置检测

### 2.1 饱和凸极效应

精密制造领域广泛应用的 PMLSM 是单边表贴式,这类电机没有结构凸极特性,额定频率下直轴电感等于交轴电感。但是,如果给直轴中注入正弦高频电压信号,使直轴磁路产生饱和,电机也会呈现出“饱和凸极特性”,如图 1 所示。脉振高频电压注入法就是利用电机电感的饱和凸极特性<sup>[14-15]</sup>。

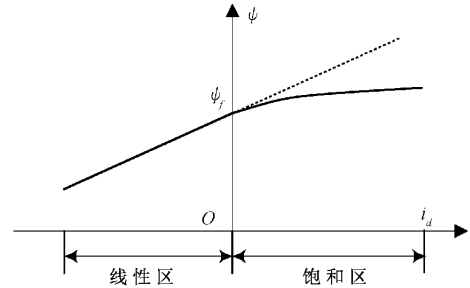


图 1 表贴式 PMLSM 直轴磁路的饱和特性曲线

### 2.2 脉振高频电压注入法

假设预估动子旋转坐标系为  $\hat{d}$ 、 $\hat{q}$  轴,实际动子旋转坐标系  $d$ 、 $q$  轴,  $\Delta\theta$  为实际动子与预估动子的位置误差,如图 2 所示。由于只在估计动子旋转坐标系下的  $\hat{d}$  轴注入高频电压信号,只要动子位置估计误差为 0,对应  $\hat{q}$  轴的高频电流为 0,没有转矩脉动产生。因此从高频电流引起的脉动转矩考虑,一般只在估计动子旋转坐标系下的  $\hat{d}$  轴注入高频电压信号。

给 PMLSM 估计动子旋转坐标系下的  $\hat{d}$  轴注入高频旋转电压如式(4)的电压,  $\hat{u}_{dh}$  和  $\hat{u}_{qh}$  分别为估计动子旋转坐标系下的  $\hat{d}$  轴和  $\hat{q}$  轴电压,  $V_h$  为注入高频电压的幅值,  $\omega_h$  为注入高频电压的角频率。可得如式(5)所示的  $\hat{d}$  轴和  $\hat{q}$  轴的高频电流响应。

$$\begin{cases} \hat{u}_{dh} = V_h \cos\omega_h t \\ \hat{u}_{qh} = 0 \end{cases} \quad (4)$$

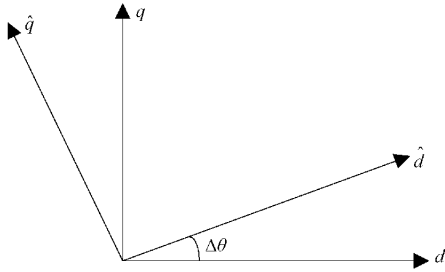


图 2 实际动子和预估动子同步坐标系关系图

$$\begin{cases} \hat{i}_{dh} = \frac{V_h \cos \omega_h t}{z_{dh} z_{qh}} (z_{av} - z_{di} \cos 2\Delta\theta) \\ \hat{i}_{qh} = \frac{V_h \cos \omega_h t}{z_{dh} z_{qh}} (-z_{di} \sin 2\Delta\theta) \end{cases} \quad (5)$$

式中： $z_{av}$  和  $z_{di}$  分别为平均高频阻抗和半差高频阻抗。由式(5)可知，高频电流  $\hat{i}_{qh}$  中含有动子位置信息，因而可以借助信号解调手段，提取出位置检测误差信息。在估计动子旋转坐标系下， $\hat{q}$  轴上的电流通过带通滤波器 BPF 后，滤除掉了  $\hat{q}$  轴上的基频电流分量，保留了高频电流分量，然后高频电流分量与注入脉振高频电压同频率的解调信号  $\cos \omega_h t$  相乘，可以得到：

$$\begin{aligned} \hat{i}_{qh} \times \sin \omega_h t &= \frac{V_h \sin 2\Delta\theta}{\omega_h^2 L_{dh} L_{qh}} (r_{di} \cos \omega_h t - \omega_h L_{di} \sin \omega_h t) \times \\ \sin \omega_h t &= \frac{V_h \sin 2\Delta\theta}{\omega_h^2 L_{dh} L_{qh}} \times \left( \frac{r_{di} \sin 2\omega_h t}{2} + \frac{\omega_h L_{di} (\cos 2\omega_h t - 1)}{2} \right) \end{aligned} \quad (6)$$

式中： $r_{di}$  为  $d$  轴高频半差电阻， $L_{dh}$ 、 $L_{qh}$ 、 $L_{di}$  分别为  $d$  轴高频电感、 $q$  轴高频电感、高频半差电感，它们之间关系为：

$$L_{di} = \frac{L_{dh} - L_{qh}}{2} \quad (7)$$

由式(6)可知，此时信号包括两个分量：一个是包含动子位置估计误差的低频分量，另一个是二次谐波分量。因而可以通过带阻滤波器 BSF 来提取出的动子位置信号。

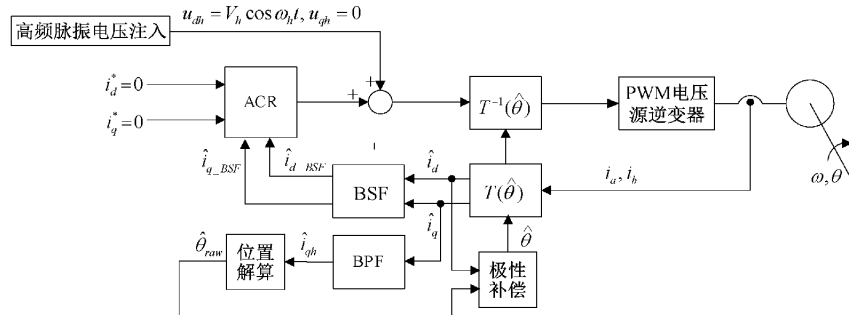


图 4 基于脉振高频电压注入法 LPMSM 的初始位置估计框图

### 2.3 极性补偿

在脉振高频注入法初始位置检测系统中，最终目的是估计位置与实际动子位置的误差为 0。但通过式(7)可以看出，实际控制过程中是控制  $\sin 2\Delta\theta$  趋于 0，这就有可能会

$$i_{\Delta\theta} = BSF(\hat{i}_{qh} \times \sin \omega_h t) = -\frac{V_h L_{di} \sin 2\Delta\theta}{2\omega_h L_{dh} L_{qh}} \quad (8)$$

通过带阻滤波器(BSF)滤除频率为  $2\omega_h$  的高频分量，则可得到如式(8)所示的与  $\sin 2\Delta\theta$  成正比的电流分量  $i_{\Delta\theta}$ 。

当动子位置估计误差足够小时，对动子位置估计器的输入信号  $i_{\Delta\theta}$  线性化，有：

$$i_{\Delta\theta} \approx -\frac{V_h L_{di} \Delta\theta}{\omega_h L_{dh} L_{qh}} = -K \Delta\theta \quad (9)$$

其中， $K$  为误差增益( $K > 0$ )，它与 PMLSM 的电感参数、注入脉振高频电压幅值及电压频率有关。由式(9)可知，动子位置和速度观测器的输入信号与动子位置误差成正比，因此，通过一定的方法将  $i_{\Delta\theta}$  调节为 0，动子位置估计误差也就为 0，观测器估算的动子位置就为动子的实际位置。为了能够准确估计动子的位置和速度，需要选择合适的估算器。一般采用 PI 调节器的方法，PI 调节器能兼顾实现快速的动态响应和消除观测误差，这就意味着稳态时，动子位置估计误差能调节到 0。如图 3 所示，当  $\Delta\theta = \hat{\theta} - \theta > 0$  时，表示  $\hat{\theta} > \theta$ ，此时误差信号  $i_{\Delta\theta} < 0$ ，经 PI 调节后， $\hat{\omega}$  会减小，进而  $\hat{\theta}$  减小，其与  $\theta$  的误差绝对值减小；当  $\Delta\theta = \hat{\theta} - \theta < 0$  时，表示  $\hat{\theta} < \theta$ ，此时误差信号  $i_{\Delta\theta} > 0$ ，经 PI 调节后， $\hat{\omega}$  会增大，进而  $\hat{\theta}$  增大，其与  $\theta$  的误差绝对值减小。

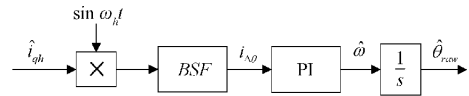


图 3 脉振高频电压注入法位置、速度解算器框图

采用脉振高频电压注入法<sup>[16-17]</sup>，设计 PMLSM 的动子初始位置估算系统，如图 4 所示。其中 ACR 为电流调节器， $T$  为  $abc/dq$  变换， $T^{-1}$  为  $dq/abc$  变换，BSF 为带阻滤波器，其目的是为了滤除频率为  $2\omega_h$  的谐波成分，用于 ACR 电流调节器。

有两个解，一个是  $\Delta\theta = 0$ ，另一个是  $\Delta\theta = \pi$ ，可见，单纯采用脉振高频注入法无法完全准确地确定动子的初始位置。因此在上述脉振高频电压注入收敛的基础上，由于估算的动子位置已经收敛至实际动子位置附近，采用正反向脉冲

电压矢量注入法可进一步确定动子的初始位置,

具体方法如下:在估算位置时向  $\hat{d}$  轴施加 2 个大小相等(幅值为  $V_p$ )方向相反(正向和负向)持续一定时间( $T_p$ )的电压脉冲矢量,该电压脉冲矢量不会使电机动子产生位移,同时可使  $\hat{d}$  轴电流响应值达到一定值(确保  $\hat{d}$  轴电感饱和)。当输入电压脉冲矢量与永磁体 N 极同向时,  $\hat{d}$  轴电感达到饱和,导致  $\hat{d}$  轴响应电流值增大;反之当输入电压脉冲矢量与永磁体 N 极反向时,  $\hat{d}$  轴电流响应值减小。通过比较  $T_p$  时刻两个  $\hat{d}$  轴电流响应值,可以判断磁极 N 方向与  $\hat{d}$  轴方向的关系,并对脉振高频注入的预估动子位置进行极性校正,具体原理如图 5 所示。

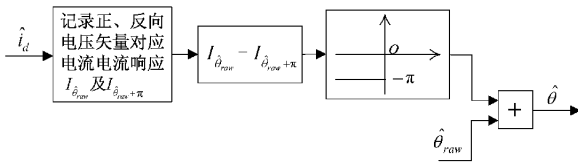


图 5 初始位置极性补偿原理

### 3 仿真结果分析

为验证基于脉振高频电压注入及正反向脉冲电压矢量注入的动子初始位置检测算法的有效性,评估提出的检测方法的估计误差相比  $\pm 30^\circ$  电角度改善的效果,在 MATLAB/Simulink 下,建立了如图 6 所示系统仿真模型。其中左下方自动选择开关用于选择是采取高频注入还是反向脉冲电压矢量的电压脉冲,在不合极性的动子初始位置解算未完成时采用高频脉冲电压注入的脉冲,解算完成后采用正反向脉冲电压矢量的电压脉冲,并根据正反向电流响应结果进行动子初始位置极性补偿。系统仿真参数如表 1 所示。

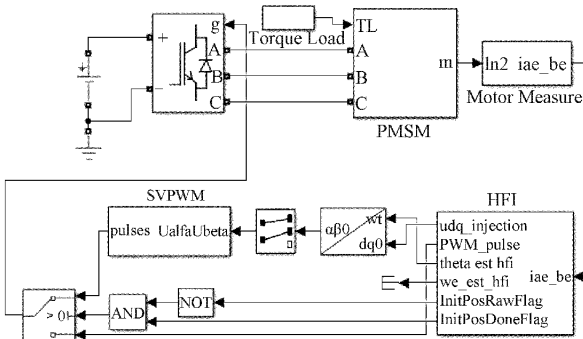


图 6 基于脉振高频电压注入的 LPMSM 初始位置检测仿真模型

图 7 和 8 分别是初始位置为  $30^\circ$  和  $150^\circ$  时的波形,由图可知,初始位置估计算法执行期间,动子几乎不动,仅有小于  $5^\circ$  电角度的移动。脉振高频电压注入收敛后,动子位置

表 1 系统仿真参数

参数	符号	数值	单位
动子质量	$m$	10	kg
极对数	$p$		
电机极距	$\tau$	0.05	m
电机磁链	$\phi_f$	1.17	Wb
定子电感	$L_d, L_q$	8.2	mH
定子电阻	$R$	0.1	$\Omega$

估计误差可能有出现  $180^\circ$  误差(图 8),通过正反向电压脉冲矢量作用后,误差收敛为 0 左右。

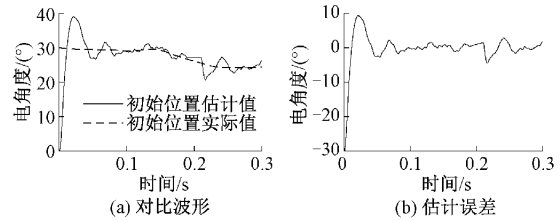


图 7 动子初始位置  $30^\circ$  时估计波形

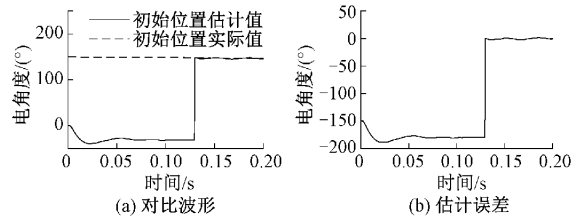


图 8 动子初始位置  $150^\circ$  时估计波形

表 2 为初始位置估计值与实际位置对比,取了 12 个位置进行仿真试验。图 9 为动子初始位置估计波形。可知在一个电周期( $360^\circ$ )内初始位置估计误差在  $\pm 3^\circ$  电角度以

表 2 初始位置(电角度)估计值与实际值对比 ( $^\circ$ )

实际位置	估计位置	实际位置	估计位置
0	0	180	180
30	28.90	210	210.74
60	57.59	240	241.80
90	87.76	270	272.55
120	118.80	300	301.29
150	147.43	330	331.08

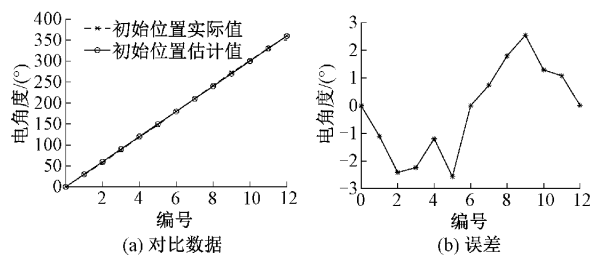


图 9 动子初始位置估计仿真结果

内,相比基于开关霍尔检测电路板方案的 $\pm 30^\circ$ 电角度范围,检测误差降低了 90%,满足永磁直线同步电机初始定位要求,可实现电机平滑启动。

#### 4 结 论

为解决采用开关霍尔检测电路板的增量式光栅/磁栅的永磁直线伺服系统初始定位误差较大的问题,本文提出一种脉振高频电压注入和正负脉冲矢量注入结合的动子初始位置检测新方法。该方法通过对电机  $d$  轴注入脉振高频电压脉冲,提取电机  $q$  轴高频电流响应,并通过解调得到与动子初始位置估计误差成正比的误差信号,通过调节位置闭环解算器输出使得误差信号为 0 时,可得到不含极性的动子初始位置估计值。然后通过正反向电压脉冲矢量注入的电流响应值的对比,判别出极性,对动子初始位置估计值进行极性补偿后,可得到最终的动子初始位置检测值。通过建立 MATLAB/Simulink 下的系统仿真模型并通过仿真验证了检测方法的动子初始位置检测误差在 $\pm 3^\circ$ 电角度范围内,相比基于开关霍尔检测电路板方案的 $\pm 30^\circ$ 电角度范围,检测误差降低了 90%,可进一步改善增量式光栅永磁直线伺服系统的启动性能。

该方法的关键在于通过注入脉振高频电压,并对其高频电流响应进行解调,即可构造出与动子初始位置估计误差成正比的误差信号,而后闭环位置解调器的参数整定会影响检测算法的收敛速度。

本研究尚有如下问题遗留,可在未来进行进一步研究:

1)仅通过仿真验证了该方法有效性并评估了动子初始位置检测误差,后续还需搭建实验平台,进一步通过实验评估该方法的动子初始位置检测误差。

2)脉振高频电压的频率、幅值,通过调试的方式获取,并未对其幅值、频率的最优值与电机参数关系进行研究,后续需进一步寻找其关系,进一步促进该方法的工程应用。

#### 参考文献

- [1] 赵希梅,武文斌.基于周期学习扰动观测器的永磁直线同步电机伺服系统控制[J].电工技术学报,2018,33(9):1985-1993.
- [2] 杨亮亮,王杰,王飞,等.基于最优控制迭代学习的直线伺服系统振动抑制研究[J].机械工程学报,2019,55(15):217-225.
- [3] 孟高军,袁野,孙玉坤,等.带定位力补偿的扩张观测器磁通切换永磁直线电机无位置传感器控制策略[J].电工技术学报,2018,33(17):4091-4101.
- [4] 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):7-12.
- [5] 文通,李宏敏,李海涛.基于参数预标定的长行程 PMLSM 无传感器控制[J].光学精密工程,2019,27(3):619-629.
- [6] 周达,张博,牟明川.非奇异终端滑模控制永磁直线同步电机[J].国外电子测量技术,2020,39(10):84-87.
- [7] 李炳燃,张辉,叶佩青.永磁同步直线电机霍尔位置检测传感器的优化[J].中国机械工程,2017,28(24):2913-2918.
- [8] 王子辉,陆凯元,叶云岳.基于改进的脉冲电压注入永磁同步电机转子初始位置检测方法[J].中国电机工程学报,2011,31(36):95-101.
- [9] SAADAQUI O, KHLAIEF A, ABASSI M. A sliding-mode observer for high-performance sensorless control of PMSM with initial rotor position detection[J]. International Journal of Control, 2017, 90(2):393-408.
- [10] 杨健,杨淑英,李浩源,等.基于旋转高频电压注入的永磁同步电机转子初始位置辨识方法[J].电工技术学报,2018,33(15):3547-3555.
- [11] KIM S I, IM J H, SONG E Y, et al. A new rotor position estimation method of IPMSM using all-pass filter on high-frequency rotating voltage signal injection [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10):6499-6509.
- [12] 田兵,安群涛,孙东阳,等.基于磁饱和效应的表贴式永磁同步电机初始位置检测方法[J].电工技术学报,2016,31(1):155-164.
- [13] 金鸿雁,赵希梅.永磁直线伺服系统递归小波 Elman 神经网络互补滑模控制[J].电机与控制学报,2019,23(10):102-109.
- [14] 刘计龙,付康壮,麦志勤,等.基于双频陷波器的改进型高频脉振电压注入无位置传感器控制策略[J].中国电机工程学报,2021,41(2):749-759.
- [15] 于安博,刘利,阚志忠,等.高频脉振信号注入永磁同步电机无滤波器初始位置辨识方法[J].电工技术学报,2021,36(4):801-809.
- [16] 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):4232-4241.
- [17] 刘海东,周波,郭鸿浩,等.脉振高频信号注入法误差分析[J].电工技术学报,2015,30(6):38-44.

#### 作者简介

王立强,工学博士,讲师,主要研究方向为永磁同步电机无位置传感器软测量技术、信号检测及其信号处理技术。

E-mail: flyingmind@163.com

雷美珍,工学博士,讲师,主要研究方向为永磁直线电机的软测量及其信号处理技术。

E-mail: leimeizhen\_lmz@163.com