

# 基于 SVPWM 的开绕组直线游标永磁电机直接推力控制研究\*

沙 鸥<sup>1</sup>, 唐红雨<sup>2</sup>

(1. 镇江高等专科学校 丹阳师范学院, 江苏 镇江 212000;

2. 镇江高等专科学校 教务处, 江苏 镇江 212000)

**摘要:** 开绕组直线游标永磁(LVPM)电机具有直流电压利用率高和推力密度大等优点,并且其建设和维护成本低,适用于城市轨道交通的建设。但采用传统直接推力控制时,电机的推力和磁链脉动大,功率单元开关频率不稳定。针对以上问题,分析了LVPM电机的数学模型,研究了基于空间矢量脉宽调制(SVPWM)的直接推力控制策略,提出了一种目标矢量解耦控制策略,并搭建仿真平台。仿真的结果验证了所提出方法的正确性。

**关键词:** 直线游标永磁电机; 开绕组; 直接推力控制; 直流母线电压利用率

中图分类号: TM 359.4 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)12-0043-06

doi: 10.12177/emca.2020.147

## Direct Thrust Control of Open Winding Linear Vernier Permanent Magnet Motor Based on SVPWM\*

SHA Ou<sup>1</sup>, TANG Hongyu<sup>2</sup>

(1. Danyang Normal University, Zhenjiang College, Zhenjiang 212000, China;

2. Academic Affairs Office, Zhenjiang College, Zhenjiang 212000, China)

**Abstract:** Open winding linear vernier permanent magnet (LVPM) motor has the advantages of high DC voltage utilization, high thrust density and low cost of construction and maintenance. It is very suitable for the construction of urban rail transit. However, when the traditional direct thrust control is adopted, the thrust and flux ripples of the motor are large, and the switching frequency of the power unit is unstable. Aiming at the above problems, the mathematical model of LVPM motor is analyzed, the direct thrust control strategy based on space vector pulse width modulation (SVPWM) is studied, and a target vector decoupling control strategy is proposed. The simulation results verify the correctness of the proposed method.

**Key words:** linear vernier permanent magnet (LVPM) motor; open winding; direct thrust control; DC bus voltage utilization

## 0 引言

永磁直线电机不同于普通感应电机,无需励磁电流,直接利用永磁体建立磁场,提高了电能转

化率和功率因数<sup>[1]</sup>。同时,由于永磁直线电机取消了伺服传动系统“电机+滚珠丝杠”的传动方案<sup>[2-4]</sup>,采用直接驱动,具有推力大、行程长、噪声低和出口动能高等优点。传统永磁直线电机的永

收稿日期: 2020-07-27; 收到修改稿日期: 2020-09-14

\* 基金项目: 江苏省自然科学基金项目(BK20191225); 镇江市工业控制网络重点实验室项目(GX2017005); 镇江市高等专科学校2019年青年专项课题项目(GZQNZX2019020); 镇江市第五期“169工程”科研项目

作者简介: 沙 鸥(1988—)男,硕士,研究方向为电气自动化专业教学及特种电机控制。

磁体和绕组分别嵌置在气隙两侧,在长行程轨道交通应用中,长行程的次级侧无论是嵌置永磁体还是绕组,均会增加建设成本和后期维护工作量,严重制约了传统永磁直线电机在长行程轨道交通中的应用<sup>[5]</sup>。为了降低建造成本,提高电机推力密度,近年来,许多学者对直线游标永磁(LVPM)电机开展了研究。LVPM电机将绕组和永磁体集中在初级侧,次级仅为凸极铁心<sup>[6-8]</sup>,由于铁心的价格远低于永磁体或绕组,在长行程轨道交通应用场合,LVPM电机的建设和维护成本远低于传统永磁直线电机。文献[9]提出了一种针对LVPM电机的粒子群优化PID控制策略,文献[10]分析了LVPM电机的无位置直接推力控制策略。但是,以上研究均是基于LVPM电机在单逆变器驱动条件下,针对电机的非线性扰动或推力脉动提出的改进控制策略,而单逆变器驱动时,直流侧电压利用率不高,功率因数低,导致电机运行成本过高,电能浪费。对于上述问题若采用开绕组双逆变器驱动方式,则能将直流侧电压利用率提高了15%。

开绕组拓扑结构是将LVPM电机初级侧绕组的中性点打开,由2个相同的逆变器同时驱动。这种拓扑结构能够提高功率驱动单元的输出能力,同时还具有良好的容错运行能力<sup>[11]</sup>。目前,对于开绕组LVPM电机的控制策略多以空间电压矢量脉宽调制(SVPWM)控制策略和直接转矩控制策略为主。文献[12]提出了一种基于开绕组LVPM电机的SVPWM控制策略,但由于需要反复对动子位置点准确采样,并进行多次复杂的坐标变换,动态跟踪性能较差。当系统遇到非线性扰动时会导致控制性能变差,将降低系统的鲁棒性。文献[13]提出了LVPM电机直接推力控制策略,但引入滞环控制器会产生较大的推力和磁链脉动,导致功率单元开关器件的开关频率不稳定,造成较大损耗。

针对开绕组LVPM电机2种控制策略的弊端,本文提出了基于SVPWM的开绕组LVPM电机直接推力控制策略。在直接推力控制系统中引入了SVPWM控制,代替滞环控制器和开关表,提高了对推力和磁链控制的精准性,增强了LVPM电机系统的鲁棒性和带载能力,降低了推力脉动。最后,搭建仿真模型,验证了上述方法的正确性。

## 1 LVPM电机模型

### 1.1 LVPM电机结构模型

图1所示为LVPM电机的结构图。LVPM电机的初级由永磁体、电枢绕组和铁心构成。图1中,初级侧共有6个电枢齿,用于嵌置电枢绕组;各齿端部均有方形槽,用于嵌置永磁体。永磁体按垂直和水平2个充磁方向的组合阵列贴装在初级齿表面,能够起到良好的聚磁效应。LVPM电机的次级仅由带有凸极的铁心制成,形成长次级短初级的结构。在长行程轨道交通应用场合,由于长次级侧仅为铁心,使系统的机械强度大大增加,同时减少了工程建设和维护成本,能够满足轨道交通高可靠性的要求。

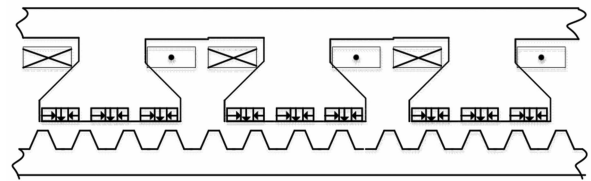


图1 LVPM电机结构图

### 1.2 LVPM电机数学模型

为了分析方便,本文在理想化条件下分析LVPM电机的数学模型,并作如下假设:

- (1) 忽略铁心涡流、铁心饱和和磁滞损耗;
- (2) 电机初级绕组的感应电动势视为正弦分布,绕组线圈分布均匀;
- (3) 电机初次级间气隙均匀。

直接推力控制避免了对电机数学模型的多次坐标变换,无需在 $dq$ 旋转坐标系下观测推力或磁链测量值,仅需在两相静止坐标系下进行简单计算即可。在 $\alpha\beta$ 坐标系中,电机的相电压由电阻电压、电感电压及反电动势组成,则LVPM电机的电压方程可以表示为

$$\begin{cases} u_{\alpha} = R_s i_{\alpha} + \frac{d\psi_{\alpha}}{dt} \\ u_{\beta} = R_s i_{\beta} + \frac{d\psi_{\beta}}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_{\alpha}$ 、 $u_{\beta}$ 分别为电机在 $\alpha$ 、 $\beta$ 轴上的电压分量; $R_s$ 为电枢绕组电阻; $i_{\alpha}$ 、 $i_{\beta}$ 、 $\psi_{\alpha}$ 、 $\psi_{\beta}$ 分别为电机在 $\alpha$ 、 $\beta$ 轴上的电流分量和磁链分量。

$\alpha\beta$ 坐标系下,LVPM电机的磁链方程可以表

示为

$$\begin{cases} \psi_\alpha = L_s i_\alpha + \psi_f \cos\theta_r \\ \psi_\beta = L_s i_\beta + \psi_f \sin\theta_r \end{cases} \quad (2)$$

式中:  $L_s$  为电机绕组电感;  $\psi_f$  为电机的永磁磁链;  $\theta_r$  为电机动子电角度。

根据  $\psi_\alpha$ 、 $\psi_\beta$  的大小, 通过式(3)可进一步求得定子磁链幅值和磁链位置角:

$$\begin{cases} |\psi_s| = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} \\ \theta_s = \arctan \frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha} \end{cases} \quad (3)$$

式中:  $\psi_s$ 、 $\theta_s$  分别为定子磁链的幅值和磁链位置角。

由式(2)和式(3)可知, 在电机运行中, 只需跟踪两相电流和定子电角度即可测得磁链幅值和位置角, 与传统 SVPWM 控制在  $dq$  坐标系下计算磁链幅值相比, 该方法简化了坐标变换和计算过程, 提高了系统的动态性能。

LVPWM 电机的电磁推力方程可以表示为

$$F_{em} = \frac{3\pi}{\tau} (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (4)$$

式中:  $F_{em}$  为电机的电磁推力;  $\tau$  为电机的定子极距。

由式(4)可知, 在  $\alpha\beta$  坐标系下跟踪两相电流的大小即可得到电机电磁推力的实际大小。

LVPWM 电机的运动方程可以表示为

$$F_{em} = F_L + Kv + M \frac{dv}{dt} \quad (5)$$

式中:  $F_L$  为负载推力;  $K$  为摩擦系数;  $v$  为电机运行速度;  $M$  为电机与负载的总质量。

由式(5)可知, 在电机的起动阶段, 由于  $v$  的微分项较大, 此时电机产生较大的电磁推力, 待电机进入额定运行阶段, 电机的电磁推力主要用于克服负载阻力和导轨摩擦。电磁推力的大小与电机速度  $v$  相关, 传统矢量控制坐标变换复杂, 对速度参量的计算存在滞后, 在实际应用中, 电机速度易产生较大超调, 而速度的超调又容易造成电磁推力的大幅振荡, 不能满足轨道交通对动力系统平稳性的要求。直接推力控制以电磁推力作为直接控制对象, 避免了上述问题, 与 SVPWM 控制方法结合, 避免了传统滞环控制器和开关表容易造成推力脉动的缺点, 这是本文所述控制方法的一大优势。

## 2 开绕组 LVPWM 电机系统拓扑

开放式绕组 LVPWM 电机系统主要由直流单元、功率驱动单元和电机本体组成。在保持 LVPWM 电机基本结构不变的前提下, 将初级侧原本星型联结的中性点打开, 并将 6 个引出端子分别连接 2 个相同逆变器, 形成由双逆变器驱动的新型 LVPWM 电机系统拓扑<sup>[14]</sup>。开绕组 LVPWM 电机系统拓扑图如图 2 所示。

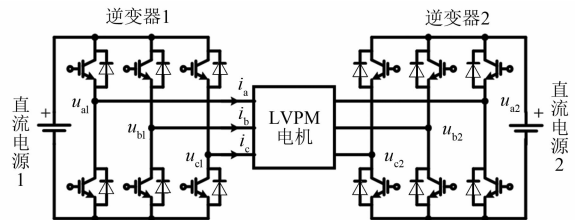


图 2 开绕组 LVPWM 电机系统拓扑图

图 2 中, 两端为电压幅值相等的直流电源。LVPWM 电机的相电压可以表示为

$$\begin{cases} U_A = S_{a1} U_{dc} - S_{a2} U_{dc} + U_{o1o2} \\ U_B = S_{b1} U_{dc} - S_{b2} U_{dc} + U_{o1o2} \\ U_C = S_{c1} U_{dc} - S_{c2} U_{dc} + U_{o1o2} \end{cases} \quad (6)$$

式中:  $S_{a1}$ 、 $S_{a2}$ 、 $S_{b1}$ 、 $S_{b2}$ 、 $S_{c1}$ 、 $S_{c2}$  为功率器件的开关函数, 若上桥臂导通下桥臂截止则为 1, 反之则为 0;  $U_{dc}$  为直流单元电压幅值;  $U_{o1o2}$  为 2 个逆变器中性点的电位差。

由式(6)可知, 只要选择合适的控制策略抑制  $U_{o1o2}$  大小, LVPWM 电机相电压幅值可以为  $U_{dc}$ 、0、 $-U_{dc}$  3 种情况。

由图 2 可以看出, 由于电机初级侧绕组中性点打开, 同时 2 个直流单元相互隔离, 因此系统内部不会产生零序回路, 电机两侧虽存在共模电压, 但不会有零序电流产生。而零序电流是造成电机推力脉动的重要因素, 因此该拓扑结构有助于抑制推力脉动, 改善驱动单元的输出电压波形。与传统 H 桥级联型拓扑相比, 该结构减少了开关器件数量, 降低了高频振动噪声和开关损耗<sup>[15]</sup>。

## 3 开绕组 LVPWM 电机系统的直接推力控制策略

### 3.1 LVPWM 电机的直接推力控制原理

如果定义  $x$  轴正方向为定子磁链方向,  $y$  轴

超前  $x$  轴  $90^\circ$ , 则式(4)电磁推力的表达式在  $xy$  坐标系下可以表示为

$$F_{em} = \frac{3\pi}{\tau L_s} |\psi_s| |\psi_f| \sin\delta \quad (7)$$

式中:  $\delta$  为 LVPM 电机定子磁链与永磁磁链的夹角。

由式(7)可知, 在保证定子磁链  $\psi_s$  幅值不变的条件下, 电机电磁推力的大小取决于  $\delta$  角的大小。对式(7)两边求导, 可得:

$$\frac{dF_{em}}{dt} = \frac{3\pi}{\tau L_s} |\psi_s| |\psi_f| \cos\delta \frac{d\delta}{dt} \quad (8)$$

由式(8)可知, 若保持  $\delta$  在  $0 \sim 90^\circ$  之间, 则  $\cos\delta$  为正值, 此时电机电磁推力  $F_{em}$  的变化率正比于  $\delta$  变化率, 想要提高电机的动态性能, 增强电机应对负载突增或突减变化, 就要提高电磁推力的变化率, 可归结为提高  $\delta$  的变化率, 这正是直接推力控制的基本原理。

对于 LVPM 电机系统, 因为动子本身质量较大, 惯性系数较大, 所以系统机械过渡时间远大于电气过渡时间。机械过渡时间决定了初级永磁体磁链  $\psi_f$  的变化率, 电气过渡时间决定了电机定子磁链  $\psi_s$  的变化率。在极短时间内, 永磁体磁链  $\psi_f$  的传递速度可视为不变, 因此只需通过 SVPWM 控制器产生合适的电压矢量加在电机电枢绕组上, 即可迅速改变定子磁链  $\psi_s$  的矢量方向, 进而改变  $\delta$  角的大小。

### 3.2 SVPWM 目标矢量解耦控制方法

开绕组 LVPM 电机由 2 个逆变器同时驱动, 在得到 SVPWM 目标电压矢量后需将该矢量分解为 2 个分矢量分别施加在 2 个逆变器上。根据开绕组 LVPM 电机系统的拓扑结构, 目标矢量和与分矢量的关系可表示为

$$\mathbf{u}_s = \mathbf{u}_{s1} - \mathbf{u}_{s2} \quad (9)$$

目标矢量  $\mathbf{u}_s$  可以分解为 2 个幅值相等、相位相差  $180^\circ$  的电压矢量  $\mathbf{u}_{s1}$  和  $\mathbf{u}_{s2}$ 。同时, 在  $\alpha\beta$  坐标系内,  $\mathbf{u}_{s1}$  可以分解为  $\mathbf{u}_{\alpha1}$  和  $\mathbf{u}_{\beta1}$ ,  $\mathbf{u}_{s2}$  可以分解为  $\mathbf{u}_{\alpha2}$  和  $\mathbf{u}_{\beta2}$ 。

解耦控制下电压分解矢量图如图 3 所示。由图 3 可知, 在目标矢量解耦控制方式下有:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{\alpha1} = -\mathbf{u}_{\alpha2} = \frac{1}{2}\mathbf{u}_\alpha \\ \mathbf{u}_{\beta1} = -\mathbf{u}_{\beta2} = \frac{1}{2}\mathbf{u}_\beta \end{cases} \quad (10)$$

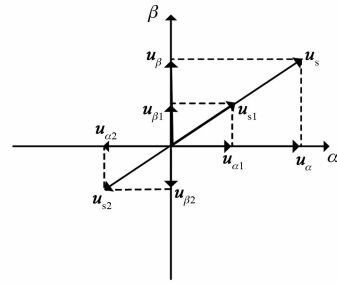


图 3 解耦控制下电压分解矢量图

由此便得到各逆变器在  $\alpha\beta$  坐标系下的目标矢量, 通过 SVPWM 控制器分别产生合适的电压矢量施加在电机绕组两侧, 产生大小和相位合适的定子磁链  $\psi_s$ , 进而控制电磁推力的大小。由于单逆变器 SVPWM 控制策略已成熟, 本文不再赘述。

### 3.3 开绕组系统直接推力控制策略

开绕组 LVPM 电机直接推力控制框图如图 4 所示。系统主要由控制单元、推力与磁链计算单元、逆变单元和电机本体组成。与传统直线电机不同, 开绕组 LVPM 电机的电枢中性点打开, 同时连接 2 个逆变器。由于 MATLAB/Simulink 软件无现成开绕组直线电机模型, 因此需根据第 1 节提到的电机数学模型重新搭建电机模型。该控制系统为双闭环结构, 其中外环为速度环, 通过运动方程计算电机的实际运行速率, 与给定速率比较, 由 PI 控制器得到电磁推力的给定值; 控制系统的内环为推力/磁链反馈环, 根据式(2)~式(4)计算得到电机实际推力和定子磁链  $\psi_s$ , 与推力给定值比较, 偏差传送 PI 控制器得到  $\delta$  角变化率  $d\delta$ , 该变量与定子磁链给定值  $\psi_s^*$ 、实际值  $\psi_s$ 、定子磁链位置角  $\theta_s$  一同传送目标电压矢量计算单元, 根据式(11)计算得到目标电压矢量:

$$\begin{cases} u_\alpha = \frac{\psi_s^* \cos(\theta_s + d\delta) - \psi_s \cos\theta_s}{dt} + i_\alpha R_s \\ u_\beta = \frac{\psi_s^* \sin(\theta_s + d\delta) - \psi_s \sin\theta_s}{dt} + i_\beta R_s \end{cases} \quad (11)$$

最后根据目标矢量的解耦策略计算各逆变器的目标电压分矢量, 控制电机正常运行。

## 4 系统仿真

### 4.1 空载仿真

为了验证基于 SVPWM 的开绕组 LVPM 电机直接推力控制的有效性, 利用 MATLAB/Simulink

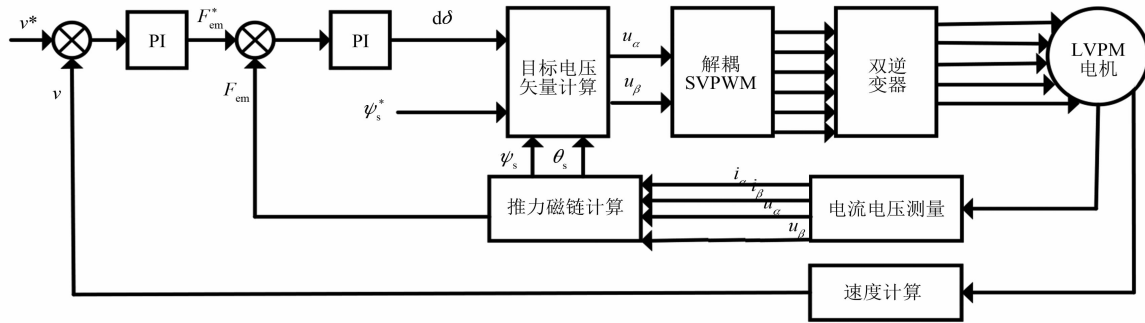


图4 开绕组 LVPM 电机直接推力控制框图

对本文提出的控制策略进行仿真和验证。将仿真模式设置为离散模式,仿真步长设定为  $5 \times 10^{-6}$  s。仿真时长为 0.5 s,足够反映出 LVPM 电机从起动到稳定运行状态过程中各参数的变化情况。直流母线电压为 300 V,额定运行速度为 0.3 m/s,极对数为 3。LVPM 电机空载仿真波形如图 5 所示。

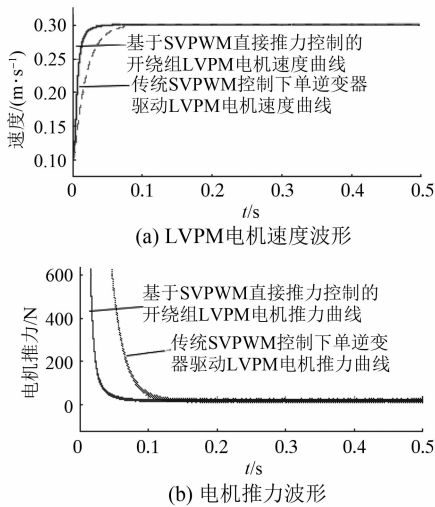


图5 LVPM 电机空载仿真波形

由图 5(a)可见,采用 SVPWM 直接推力控制时,电机在约 0.03 s 达到额定速度,而传统 SVPWM 控制下,单逆变器驱动的 LVPM 电机需要经过约 0.08 s 才能达到额定速度。因此,基于 SVPWM 直接推力控制的开绕组 LVPM 电机起动速度快。此外该控制方式下,系统起动时超调小,稳定精度高。由图 5(b)可见,采用 SVPWM 直接推力控制时,推力动态调整时间更短,最终稳定在约 8 N,与传统 SVPWM 控制方式相比,电机推力脉动更小,系统抖动更小。

#### 4.2 带载仿真

为了验证系统的实际带载能力,在 0.2 s 时加

入 100 N 负载阻力, LVPM 电机带载仿真波形如图 6 所示。

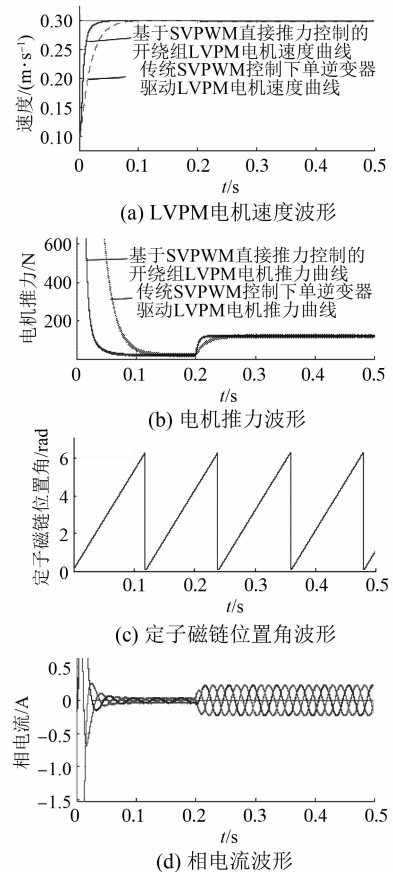


图6 LVPM 电机带载仿真波形

从图 6(a)可以看出,与传统 SVPWM 单逆变器驱动方式相比,直接推力控制下开绕组 LVPM 电机在约 0.03 s 就基本达到稳定速度,超调量小,系统稳定精度高,响应速度更快,且无抖动。0.2 s 时突加负载,开绕组 LVPM 电机推力动态调整时间更短,与 SVPWM 控制方式相比,直接推力控制方式下电机推力的脉动更小。图 6(c)为电机定

子磁链位置角波形图,从磁链位置角的波形也可看出,电机运行速度稳定无抖动。电机三相电流波形较为平滑,能体现出正弦度及  $120^\circ$  相位差,确保了最终电机推力能保持在稳定值。

## 5 结 语

本文详细推导了 LVPM 电机的数学模型,分析了开绕组 LVPM 电机系统的结构特点,提出了基于 SVPWM 的开绕组 LVPM 电机直接推力控制策略和目标矢量解耦控制方法,并利用仿真软件搭建电机模型进行仿真验证。对比了基于 SVPWM 直接推力控制下 LVPM 电机和传统 SVPWM 控制下单逆变器驱动 LVPM 电机的带载能力和响应速度。试验结果表明,基于 SVPWM 直接推力控制策略和开绕组拓扑结构具有稳定精度高、推力脉动小、响应速度快、带载能力强、直流母线电压利用率高的优点。

### 【参考文献】

- [ 1 ] 付东学,赵希梅. 永磁直线同步电机自适应非奇异快速终端滑模控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(4): 717.
- [ 2 ] 殷红梅,姜海林,汪木兰,等. 基于直接转矩控制策略的 PMLSM 电磁推力控制与仿真[J]. 机械设计与研究, 2018, 34(2): 113.
- [ 3 ] 刘扬,杨玮林,毕恺韬,等. 基于干扰观测器的永磁同步直线电机自适应 PID 控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(4): 18.
- [ 4 ] 姬相超,赵希梅. 永磁直线同步电动机的自适应时滞控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(6): 1231.
- [ 5 ] 卞芳芳. 初级永磁型直线电机的磁场调制机理与拓扑结构研究[D]. 镇江: 江苏大学, 2019.
- [ 6 ] 张建,赵文祥,邱先群,等. 直线游标永磁电机的开绕组容错控制[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(2): 1.
- [ 7 ] 成瑀,赵文祥,吉敬华,等. 直线永磁游标电机的开绕组单位功率因数直接推力控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(7): 1870.
- [ 8 ] 谢颖,黑亮声,华邦杰,等. 新型永磁游标电机的设计与研究[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(2): 68.
- [ 9 ] 许孝卓,付惠琪,刘株利,等. 初级永磁式直线电机的粒子群优化 PID 控制研究[J]. 河南理工大学学报(自然科学版), 2020, 39(1): 101.
- [ 10 ] 杨安晨. 改进式磁链观测器的直线游标永磁电机无位置直接推力控制[D]. 镇江: 江苏大学, 2019.
- [ 11 ] 杨康. 开放式绕组三相永磁同步电机驱动系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2016.
- [ 12 ] 陈仲华. 开放式绕组直线游标永磁电机的单位功率因数容错控制[D]. 镇江: 江苏大学, 2018.
- [ 13 ] 吴彬玉. 直线游标永磁电机的高性能直接推力控制[D]. 镇江: 江苏大学, 2018.
- [ 14 ] 周剑敏. 开绕组电机双逆变器拓扑分析与容错算法研究[J]. 电测与仪表, 2014, 51(20): 58.
- [ 15 ] 段鸣航. 开放式绕组 PMSM 矢量控制及容错策略研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015.
- [ 6 ] 高宇,戴跃洪,宋林. 基于 BP 神经网络的开关磁阻电机建模[J]. 电力电子技术, 2017, 51(2): 72.
- [ 7 ] 费晨,颜建虎,汪盼,等. 基于遗传算法和转矩分配函数的开关磁阻电机转矩脉动抑制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(12): 6.
- [ 8 ] 程勇,曹晓晓. 基于模糊自适应 PID 的开关磁阻电机滞环-脉宽调制直接瞬时转矩控制[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(1): 40.
- [ 9 ] 马云龙,章玮. 开关磁阻电机的模糊自适应简化控制[J]. 机电工程, 2014, 31(1): 93.
- [ 10 ] 郑国,郑万新. 基于开关磁阻电机光伏水泵系统模糊控制研究[J]. 中国电力, 2017, 50(1): 146.
- [ 11 ] 韩京清. 自抗扰控制器及其应用[J]. 控制与决策, 1998, 13(1): 19.
- [ 12 ] 韩京清. 自抗扰控制技术: 估计补偿不确定因素的控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [ 13 ] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.
- [ 14 ] 吴红星. 开关磁阻电机系统理论与控制技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2010.
- [ 15 ] 彭萌,程国扬. 3 种抗饱和 PID 控制方案的实验研究[J]. 电气传动, 2014, 44(3): 50.
- [ 16 ] 袁东,马晓军,曾庆含,等. 二阶系统线性自抗扰控制器频带特性与参数配置研究[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(12): 1630.
- [ 17 ] 李海生,朱学峰. 自抗扰控制器参数整定与优化方法研究[J]. 控制工程, 2004, 11(5): 419.
- [ 18 ] 宋桂英,李练兵,孙鹤旭,等. 基于 DSP 的开关磁阻电动机微步控制策略研究[J]. 河北工业大学学报, 2003, 32(6): 39.