

# 基于电流解析计算的永磁磁阻直线电机 推力稳定控制

张慧娴, 张昆仑

(西南交通大学 电气工程学院, 四川 成都 611756)

**摘要:** 永磁磁阻直线电机(PMRLM) 能够实现永磁和电流的双励磁, 具有推力密度大和磁场可调的优点, 并且其结构简单可靠, 适用于各种大型装配工厂和物流分拣中心。但由于双凸极结构和永磁磁链谐波的存在, 电机的磁链和推力脉动很大。针对上述问题, 建立了 PMRLM 的数学模型, 研究了基于电流解析计算的推力稳定控制, 提出了一种能通过给定推力快速计算控制电流的策略, 并搭建仿真平台。仿真结果证明了所提方法的有效性和鲁棒性。

**关键词:** 永磁磁阻直线电机; 推力脉动; 电流解析计算; 推力稳定控制

中图分类号: TM 301.2; TM 359.4 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)05-0034-06

doi: 10.12177/emca.2021.007

## Thrust Stability Control of Permanent Magnet Reluctance Linear Motor Based on Current Analytical Calculation

ZHANG Huixian, ZHANG Kunlun

(School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China)

**Abstract:** Permanent magnet reluctance linear motor (PMRLM) has the advantages of large thrust density and adjustable magnetic field because it can achieve dual excitation of permanent magnet and current, and its structure is simple and reliable. PMRLM is suitable for various large-scale assembly plants and logistics sorting center. However, due to the presence of double salient structure and permanent magnet flux harmonics, the flux and thrust ripples of the motor are large. Aiming at the above problems, the mathematical model of PMRLM is established, and the thrust stability control based on current analytical calculation is studied. A strategy that can quickly calculate the control current through a given thrust is proposed, and a simulation platform is built. The simulation results prove the effectiveness and robustness of the proposed method.

**Key words:** permanent magnet reluctance linear motor (PMRLM); thrust ripples; current analytical calculation; thrust stability control

## 0 引言

在一些大型的装配工厂和物流分拣中心, 需要建设很多运输轨道, 轨道上的运输装置会根据智能控制系统的指令到达指定位置, 卸下货物。这个运输过程不需要很快的运行速度, 但是需要

随负载变化的稳定推力, 保证货物不会在运输装置里发生碰撞和摩擦。工厂中使用的开关磁阻直线电机(SRLM) 由于存在双凸极结构和电流单励磁, 具有载重能力不强和推力脉动大的缺点<sup>[1-2]</sup>。为了增加电机的推力密度, 近年来, 很多学者提出改变磁阻电机的结构。文献[3]提出在开关磁阻

收稿日期: 2021-01-13; 收到修改稿日期: 2021-03-02

作者简介: 张慧娴(1998—), 女, 硕士研究生, 研究方向为永磁磁阻直线电机的结构和控制算法。

张昆仑(1964—), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电磁吸力悬浮和永磁混合吸力悬浮理论与控制技术。

电机的轭部插入永磁体,且相邻永磁体的极性相反,这种电机称为双凸极永磁电机,其绕组中的磁链呈单极性变化。文献[4]将永磁体贴在定子齿的表面,且每个定子齿上有2块充磁相反的永磁体,这种电机称为磁通反向永磁电机,其绕组中的磁链呈双极性变化,转矩密度也更高。由以上电机结构可以发现,由于永磁体的加入,永磁磁链谐波产生的推力纹波以及双凸极结构带来的磁阻力纹波,加大了电机的推力脉动<sup>[5]</sup>。为了实现稳定的推力,文献[6]在直接转矩控制的基础上加入了小波来抑制推力波动,有效地减小了推力脉动,但需要注意原波形与各小波函数的特点。文献[7]在建立推力波动关于电机速度、位置数学模型的基础上,设计了推力波动前馈补偿器,抑制推力的波动,但需要提前通过试验测量推力的波动。文献[8]在设计基于预测函数的模糊控制器的基础上,建立推力波动抑制补偿模型,实现推力的有效补偿。文献[9]通过构建磁链观测器,对磁链进行补偿,减小了推力的波动。

上述文献提到的推力稳定控制需要提前通过试验测量推力波动或者需要建立复杂的补偿模型,对一些负载频繁变化的场合无法快速实现推力稳定控制。鉴于此,本文提出一种基于永磁磁阻直线电机(PMRLM)的电流解析计算推力稳定控制。该方法主要是通过给定推力解算出给定电流的波形,然后将给定电流与测量电流作比较,再将比较信号输入到PWM控制器中,得到开关器件的动作信号,实现推力的稳定控制。最后搭建仿真模型,验证上述方法的有效性。

## 1 PMRLM 的数学模型

PMRLM 的结构如图 1 所示,属于磁通反向电机。其在 SRLM 的基础上,给每个定子齿表面增加了 3 mm 的永磁体。为了比较同等电流幅值下 PMRLM 和 SRLM 的推力大小,在有限元软件中,将 200 A 的方波电流分别通入 PMRLM 和 SRLM,进行推力仿真,PMRLM 的参数如表 1 所示。

仿真结果如图 2 所示,SRLM 的最大推力为 246 N 且上下脉动差为 240 N;PMRLM 的最大推力为 504 N 且上下脉动差为 380 N。产生上述现象的原因是:不但 PMRLM 中的永磁体与电枢电流发生作用产生永磁推力,增加了总的推力大小;同

时其磁链谐波产生的推力纹波也加大了推力脉动。

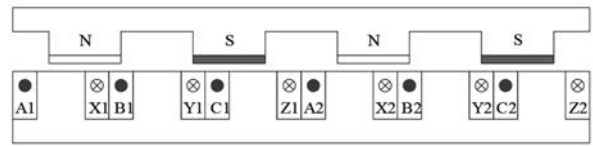


图 1 PMRLM 结构

表 1 PMRLM 参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
定子齿宽/mm	90	永磁体相对磁导率	1.044 57
定子极宽/mm	180	定子槽数/个	6
定子齿宽/mm	60	定子槽数/个	4
定子极宽/mm	120	定子绕组相数	3
永磁体厚度/mm	3	每相绕组串联匝数	10
气隙长度/mm	1	定子速度/(m·s <sup>-1</sup> )	1

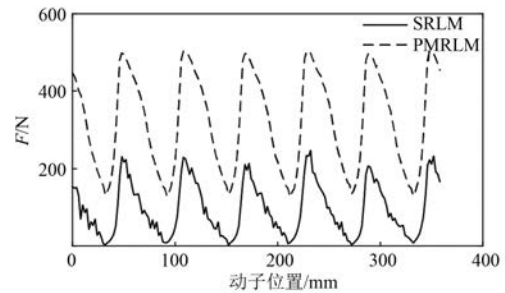


图 2 PMRLM 与 SRLM 的推力比较

为了建立 PMRLM 的数学模型,在有限元软件中不施加电流激励,可以得到永磁磁链和三相绕组自感、互感随定子位置变化的曲线。由图 3 可以看出,空载时,因为 PMRLM 端部效应的影响,三相绕组的自感和互感存在高次谐波,所以并不对称。而三相永磁磁链相互对称且呈双极性,增加了每一相的通电周期。

设 PMRLM 的三相绕组电压和电流分别表示为  $u_a, u_b, u_c$  和  $i_a, i_b, i_c$ ;三相绕组磁链表示为  $\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc}$ ;每一相定子电阻均表示为  $r$ ;位移和速度分别表示为  $x$  和  $v$ 。则三相静止坐标系下,PMRLM 的电压方程式表达如下:

$$\mathbf{u}_s = r\mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dx} \cdot \mathbf{v} \quad (1)$$

$$\text{其中: } \mathbf{u}_s = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}, \mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \boldsymbol{\psi}_s = \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}.$$

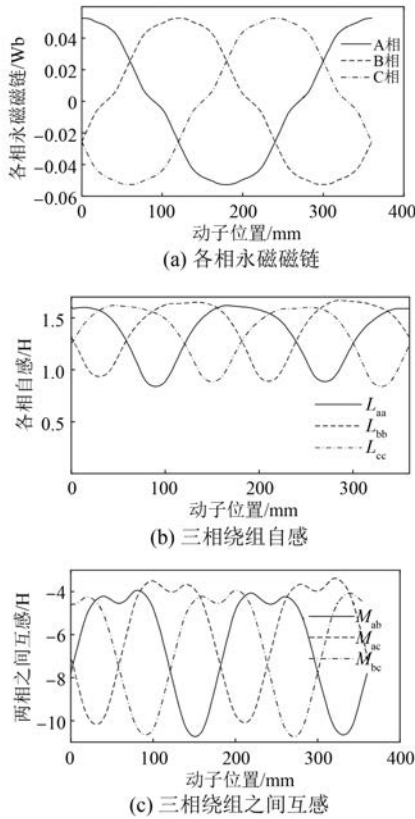


图3 PMRLM 三相永磁磁链、自感和互感曲线

三相绕组磁链由各相绕组的自感磁链、各相绕组之间的互感磁链以及永磁体产生的与定子交链的磁链组成。设  $L_{aa}$ 、 $L_{bb}$ 、 $L_{cc}$ 、 $M_{ab}$ 、 $M_{ac}$ 、 $M_{ba}$ 、 $M_{bc}$ 、 $M_{ca}$ 、 $M_{cb}$  分别表示三相绕组的自感和互感； $\psi_{fa}$ 、 $\psi_{fb}$ 、 $\psi_{fc}$  分别表示三相永磁磁链。则三相绕组磁链的表达式如下：

$$\psi_s = L i_s + \psi_f \tag{2}$$

其中： $L = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}$ ， $\psi_f = \begin{bmatrix} \psi_{fa} \\ \psi_{fb} \\ \psi_{fc} \end{bmatrix}$ 。

## 2 PMRLM 的电流解析计算

假设电机有  $n$  个通有电流的线圈，均能各自产生磁链。如果用  $I_i$ 、 $\psi_i$  分别表示第  $i$  个通电线圈的电流和其产生的磁链，则整个通电线圈的磁场能量表示为<sup>[10]</sup>

$$W_c = \sum_{i=1}^n \int_0^{\psi_i} I_i d\psi_i \tag{3}$$

假设整个通电线圈产生的磁链分布在各向同性的线性铁磁介质中，则通电线圈的磁场能量可

以进一步简化为

$$W_c = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n I_i \psi_i = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n L_{ij} I_i I_j \tag{4}$$

除了线圈通电时产生的磁场能量以外，永磁体充磁后也具有磁场能量。则总的磁场能量表示为

$$W_m = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n L_{ij} I_i I_j + W_{m0} \tag{5}$$

式中： $W_{m0}$  为永磁体充磁后具有的磁场能量。

在不计铁心损耗、摩擦力的情况下，根据能量守恒定律，在时间  $dt$  内，推力与输入耦合场的电能以及耦合场内部的磁场储能存在如下关系<sup>[11]</sup>：

$$F_e dx = \sum_{i=1}^n I_i d\psi_i - dW_m \tag{6}$$

式中： $F_e$  表示机械端口输出的电磁推力。

对式(6)进一步化简得到电磁推力的表达式为

$$F_e = \sum_{i=1}^n I_i \frac{\partial \psi_i}{\partial x} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial x} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n L_{ij} I_i I_j - \frac{\partial W_{m0}}{\partial x} \tag{7}$$

因为本文的 PMRLM 采用三相绕组系统，所以将式(2)代入式(7)中，可得：

$$F_e = \frac{1}{2} i_a^2 \frac{dL_{aa}}{dx} + \frac{1}{2} i_b^2 \frac{dL_{bb}}{dx} + \frac{1}{2} i_c^2 \frac{dL_{cc}}{dx} + i_a i_b \frac{dM_{ab}}{dx} + i_a i_c \frac{dM_{ac}}{dx} + i_b i_c \frac{dM_{bc}}{dx} + i_a \frac{d\psi_{fa}}{dx} + i_b \frac{d\psi_{fb}}{dx} + i_c \frac{d\psi_{fc}}{dx} - \frac{\partial W_{m0}}{\partial x} \tag{8}$$

式中： $\frac{\partial W_{m0}}{\partial x}$  为 PMRLM 线圈不通电时，永磁体与铁心之间相互作用产生的齿槽力。

因此，在忽略铁心饱和的情况下，PMRLM 的推力由 3 部分组成：(1) 由通电线圈电感、互感随位置变化产生的磁阻推力；(2) 由永磁体与线圈电流相互作用产生的电磁推力；(3) 由电机绕组不通电时永磁体和铁心之间相互作用产生的齿槽力。其中，第三部分是产生推力纹波的主要部分。

因为电磁推力比磁阻力大很多，所以考虑在永磁磁链上升的阶段通入正向电流，在永磁磁链下降的部分通入反向电流。而基于电流解析计算的情况，通过采取每时刻只导通两相且两相电流

相反的模式,从而根据式(8)计算不同位置下的各相电流,再将计算得到的三相电流作为控制系统的给定电流,减去测量电流得到偏差电流信号,经过放大器后,与三角波一同送入 PWM 控制模块中,最后得到功率器件的开关信号。具体控制结构如图 4 所示。

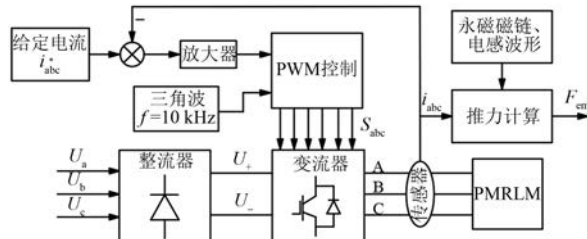


图 4 基于电流解析计算的 PMRLM 推力控制框图

### 3 PMRLM 电流解析计算仿真及分析

为了验证电流解析算法得到的推力能否与有限元软件仿真得到的推力等效,将电流通入 Ansoft Maxwell 中,得到有限元仿真推力。再将 PMRLM 的通电线圈自感、互感和永磁磁链以及电流参数代入式(8)中,得到解析推力。比较结果如图 5 所示,有限元仿真与解析计算的推力最大偏差为 25 N。分析发现这种误差主要是因为铁心材料非线性导致的。如果想要提高推力稳定精度,可以采用迭代法。根据比较结果,可以选择用解析计算得到的推力等效有限元仿真推力。

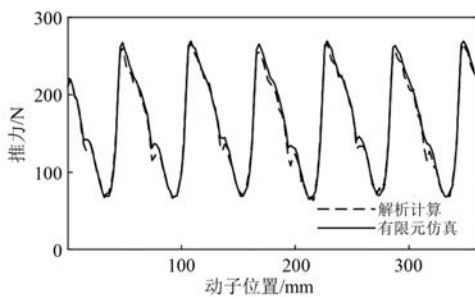


图 5 解析计算与有限元仿真推力对比

在电流解析算法的基础上,将 PMRLM 的电感、互感、永磁磁链和齿槽力参数导入 MATLAB 中,通过编程,可以计算出不同给定推力下的三相电流波形。图 6 是在给定推力 150 N 的情况下,基于电流解析算法解出的三相电流波形。

为了验证电流解析算法的有效性,采用推力脉动指数进行对比分析。推力脉动表示为

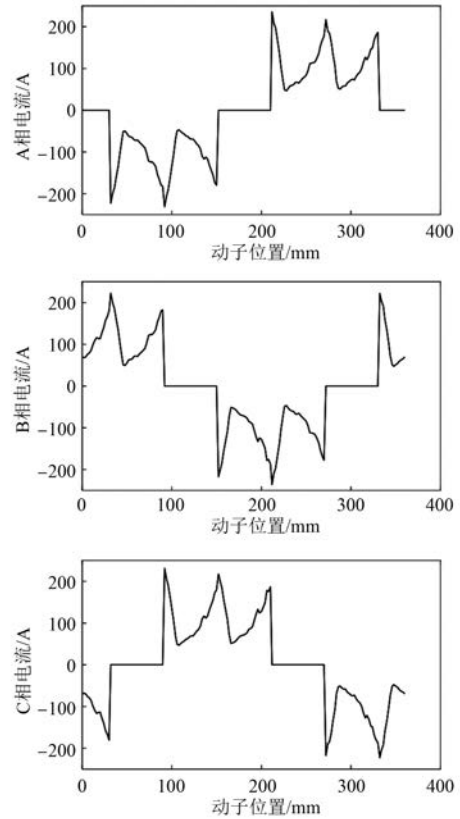


图 6 给定推力 150 N 时的三相解析计算电流

$$F_{e\_rip} = \frac{F_{e\_max} - F_{e\_min}}{F_{e\_give}} \quad (9)$$

将解析计算出的电流波形代入有限元软件中,可以得到图 7 的推力波形,其中  $F_{e\_max}$  为 177.5 N,  $F_{e\_min}$  为 132.4 N,可得推力脉动指数为 30%。与通入传统方波电流相比,电流解析算法一定程度上降低了电机的推力脉动。但是这种程度的脉动指标还是无法满足更加严格的推力稳定控制要求,因此考虑对得出的推力进行迭代,从而减少脉动。

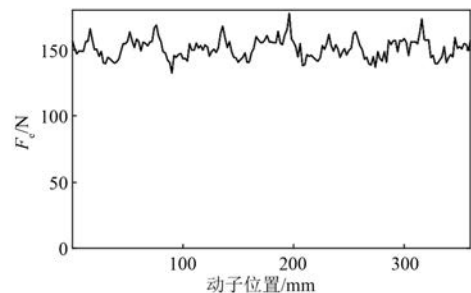


图 7 基于电流解析计算的推力仿真

将图 7 得出的推力波形导入 MATLAB 中,进

行迭代,计算出新的给定电流波形。再将迭代后的电流导入有限元软件中进行推力仿真,结果如图 8 所示。 $F_{e\_max}$  为 155.5 N,  $F_{e\_min}$  为 145.8 N, 推力脉动指数为 9.7%。通过有限元仿真发现,进行一次迭代后的电流波形就能使 PMRLM 的推力误差减小到 10% 以内,提高了稳定精度。因此,考虑在负载变化区间建立增量为 10 N 的数据表,并将数据表中的每个负载值代入式(8)中计算出三相电流,再将三相电流通入有限元软件进行迭代,最后得到对应负载值的三相电流曲线族。后续通过对三相电流曲线族进行插值,提取对应负载值的给定三相电流。

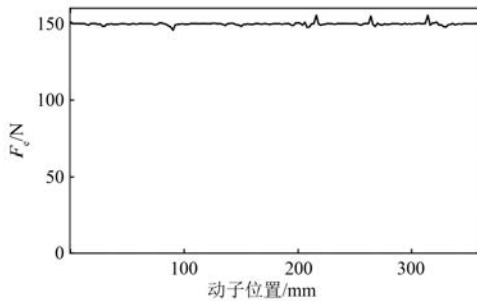


图 8 迭代一次后的推力波形

为了验证基于电流解析计算的 PMRLM 推力稳定控制,本文在 MATLAB/Simulink 中建立了 PMRLM 的模型。采用可变电感模型仿真 PMRLM 磁链随定子位置变化而变化的动态关系。同时电源侧采用三相全桥整流器,得到稳定的直流电源 110 V。再通过 PWM 控制器输出 IGBT 的开关信号,PWM 控制器的思想是在给定电流的上升阶段采用励磁、续流模式,在给定电流的下降阶段采用励磁、退磁模式。

MATLAB/Simulink 仿真中,电机给定速度为 1 m/s,给定推力为 150 N,开关频率设为 10 kHz,直流侧电压幅值为 110 V,定子电阻为 0.05  $\Omega$ ,最大仿真步长设为  $1 \times 10^{-5}$  s,最终仿真结果如图 9、图 10 所示。

由图 9 可以看出,各相测量电流均能很好地跟踪给定电流,但在每个换相时刻存在很大的电流误差。产生上述现象的原因是在换相时刻,电机无法实现快速退磁,导致其他两相不能跟踪给定电流。而图 10 展示的 PMRLM 推力曲线,根据式(9)计算得到推力脉动为 12.6%,远远小于方波电流控制中的推力脉动。

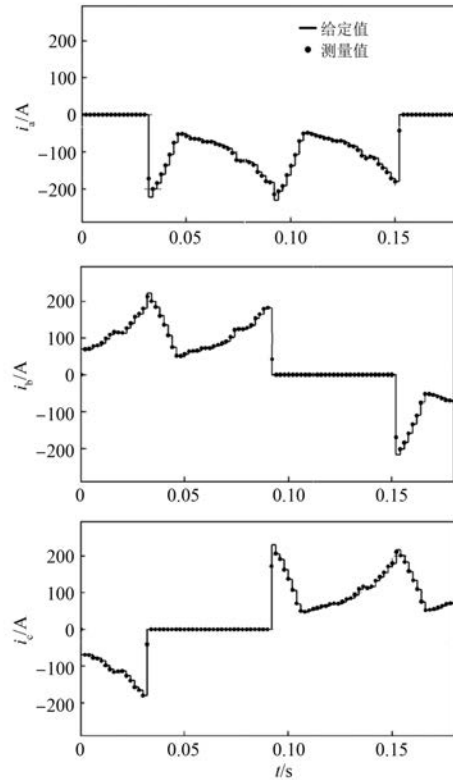


图 9 三相给定电流和测量电流比较

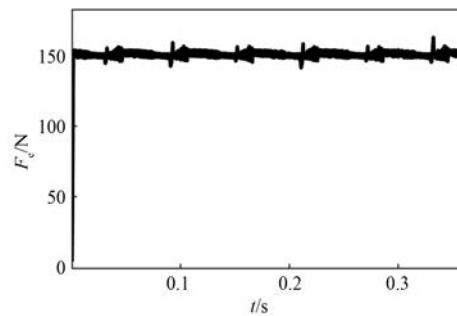


图 10 PMRLM 推力波形

为了验证给定推力阶跃变化时的响应,在 0~0.18 s 时给定推力设为 150 N,在 0.18~0.36 s 时给定推力设为 200 N,观察推力的动态响应曲线。

由图 11 可知,推力能很快跟随给定,推力脉动为 14.5%,其脉动增加的原因是推力加大,电流也增加,而由于电机电感的存在,无法实现电流突变。因此,不能迅速跟踪给定电流,从而产生推力脉动。

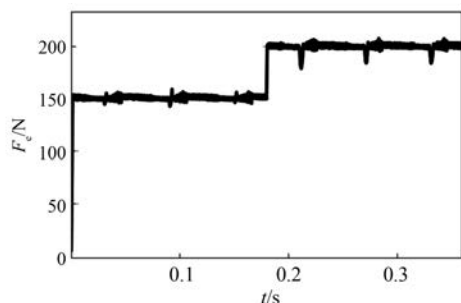


图 11 给定推力阶跃变化时的推力响应曲线

## 4 结 语

本文主要为目前一些速度要求不高、负载变化频繁的场所,设计了一种基于电流解析计算的 PMRLM 推力稳定控制方法。该方法可以在负载频繁变化的情况下提前计算出三相电流,然后将开关器件得到的三相电流输入电机内,实现电机推力的稳定控制。根据 MATLAB/Simulink 仿真结果,发现该方法能实现三相电流的精确追踪,并且推力脉动指数在 15% 以内,验证了该方法的有效性和鲁棒性。

### 【参考文献】

[ 1 ] 蔡辉,王辉,李孟秋,等.基于预测电流控制算法的开关磁阻电机转矩脉动抑制策略[J].中国电机工程学报,2019,39(16):4899.

[ 2 ] 张向龙,王军,杨燕翔,等.基于新型定子极面结构的开关磁阻电机转矩脉动抑制研究[J].电机与控制应用,2017,44(5):80.

[ 3 ] 朱晓虹,张广明,梅磊.新型轴向磁通双凸极永磁电机设计与建模仿真[J].电机与控制应用,2015,42(7):6.

[ 4 ] 花为,朱晓峰.磁通反向永磁电机及其关键技术综述[J].中国电机工程学报,2020,40(8):2657.

[ 5 ] 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.

[ 6 ] 王旭,石晶,陆华才.永磁同步直线电机推力波动抑制[J].安徽工程大学学报,2017,32(2):26.

[ 7 ] 张明超,尹文生,朱煜.永磁同步直线电机推力波动建模与抑制[J].清华大学学报(自然科学版),2010,50(8):1253.

[ 8 ] 殷红梅,刘永利,盛定高,等.永磁同步直线电机推力波动的模糊预测抑制研究[J].微电机,2019,52(7):67.

[ 9 ] 向凡,许鸣珠.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[J].电机与控制应用,2019,46(8):18.

[ 10 ] 曾理湛.永磁同步直线电机复杂机电耦合系统分析与控制方法[D].武汉:华中科技大学,2011.

[ 11 ] 汤蕴璆.电机内的电磁场[M].北京:科学出版社,1998.

## 本刊推出新栏目“实用技术成果”

为更好地推广生产、工程等方面的实际经验,促进我国电机产业的健康发展,本刊推出了新栏目“实用技术成果”。

本刊严格执行同行评议制度,所有投稿的论文均需至少 2 位专家评审,得到专家认可后方可录用。审稿专家对于论文的学术性和理论深度的评价往往对于论文能否录用起决定性作用。部分有推广价值的实用性技术成果,可能由于学术性方面的不足而无法发表。

为此,本刊新设“实用技术成果”栏目,主要面向电机及相关企业从事一线生产、设计、工程、运维等工作的技术人员,发表已经成功应用、确有推广价值、有利于产业发展的技术成果。

欢迎广大一线技术人员投稿。如需了解该栏目的投稿要求,请至本刊官网 [www.motor-abc.cn](http://www.motor-abc.cn) 察看公告。