

DOI: 10.13382/j.jemi.B2306809

# 五相 U 型永磁凸极直线电机对比分析\*

许孝卓<sup>1,2</sup> 郭国宾<sup>1</sup> 封海潮<sup>1,2</sup> 杜宝玉<sup>1</sup> 吉升阳<sup>1</sup>

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院 焦作 454003; 2. 河南省智能装备直驱技术与控制国际联合实验室 焦作 454003)

**摘要:**针对直线电机垂直提升系统(LMVHS)无绳化直驱运行,对高容错性、大推力密度的新型直线电机的迫切需求,提出一种五相 U 型永磁凸极直线电机(FU-PMSPLM),初级设置五相绕组以提高电机容错运行能力,次级永磁体采用 U 型结构以提高永磁利用率。首先,从降低漏磁角度,分析了 U 型磁极结构演化机理,并给出电机主要结构参数;其次,采用有限元法对比分析了电机次级永磁体采用 U 型与 Halbach 结构的电磁特性,并基于磁动势不变原则,以 A 相缺相故障为例,与三相 U 型永磁凸极直线电机(TU-PMSPLM)对比分析了容错性能;最后,制作实验样机并进行实验验证,样机实测与仿真结果基本一致。研究表明,等永磁体用量时,次级采用 U 型结构较 Halbach 结构,气隙磁通密度幅值增大 13.89%,平均推力提高 7.54%,推力波动降低 25.07%;FU-PMSPLM 较 TU-PMSPLM 具有更好的缺相运行能力。

**关键词:** 永磁凸极直线电机; U 型永磁极; 五相电机; 电磁特性; 对比分析

**中图分类号:** TM359.4; TN409 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

## Comparative analysis of five-phase U-shaped permanent magnet salient pole linear motor

Xu Xiaozhuo<sup>1,2</sup> Guo Guobin<sup>1</sup> Feng Haichao<sup>1,2</sup> Du Baoyu<sup>1</sup> Ji Shengyang<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China;

2. Henan International Joint Laboratory of Direct Drive and Control of Intelligent Equipment, Jiaozuo 454003, China)

**Abstract:** Aiming at the cordless direct drive operation of linear motor vertical lifting system (LMVHS), there is an urgent need for a new type of linear motor with high fault tolerance and high thrust density, a five-phase U-shaped permanent magnet salient pole linear motor (FU-PMSPLM) is proposed. The primary set five-phase winding to improve the fault-tolerant performance, and the secondary permanent magnets (PMs) with U-shaped structure can make full use of the PMs. Firstly, from the perspective of reducing magnetic flux leakage, the evolution mechanism of U-shaped magnetic pole structure is analyzed, and the main structural parameters of the motor are given. Secondly, the finite element method (FEM) is used to compare and analyze the electromagnetic characteristics of the U-shaped and Halbach structure of the motor secondary permanent magnet. Based on the principle of constant magnetomotive force, by taking the phase A fault as an example, the fault tolerance performance of the three-phase U-shaped permanent magnet salient pole linear motor (TU-PMSPLM). Finally, the experimental prototype is made and the experimental verification is carried out, the experimental results are basically consistent with the simulation results, which verifies the rationality and feasibility of the proposed motor. The results show that when the amount of permanent magnet is equal, the U-shaped structure of the secondary permanent magnet is compared with the Halbach structure, the amplitude of the air gap flux density increases by 13.89%, the average thrust increases by 7.54% and the thrust fluctuation decreases by 25.07%. FU-PMSPLM has better phase-deficient operation ability than TU-PMSPLM.

**Keywords:** permanent magnet salient pole linear motor; U-shaped permanent magnet pole; five-phase motor; electromagnetic characteristics; comparative analysis

## 0 引言

直线电机垂直提升系统(linear motor vertical hoisting system, LMVHS)利用直线电机的电磁力直接驱动负载运行,能够实现无曳引钢绳、无提升高度限制、无提升速度限制、无中间传动机构、无配重的“五无”提升模式,永磁直线同步电机(permanent magnet linear synchronous motor, PMLSM)具有结构简单、推力密度大、功率因数高等优点<sup>[1-3]</sup>,PMLSM 驱动的无绳提升系统在近年来得到了快速发展。

LMVHS 由于无绳直驱的特点,一方面无绳化使系统对电机可靠性有了更高要求<sup>[4]</sup>;另一方面无配重又使得系统的提升能力完全依赖于 PMLSM 的推力性能。因此提高 PMLSM 容错运行能力以及推力密度的研究受到了国内外学者广泛关注<sup>[5-6]</sup>。

1980 年, Jahns<sup>[7]</sup> 提出电机相数冗余的概念,指出相数的增加可以使电机在缺相故障状态下稳定运行。近年来,随着电力电子以及控制技术的进步,使得多相电机得到了快速发展。在旋转电机中,众多学者研究了不同的多相电机拓扑结构、建模方法以及控制技术<sup>[8-10]</sup>。然而目前针对提升领域的多相直线电机研究较少,伦斯勒理工学院的 Mohamadpour 等<sup>[11]</sup> 提出一种适用于小推力高精度场合的五相双边永磁直线电机,电机初级采用空芯结构,线圈采用五相集中绕组,实验表明电机推力波动可以忽略不计且能够在断路故障条件下运行。因此针对 LMVHS 用多相直线电机的研究尤为必要。

为了满足无绳提升系统对大推力直线电机的要求,目前国内外主要从拓扑结构、控制算法两方面展开研究<sup>[12-14]</sup>,本文侧重于前者。不考虑磁路饱和时,PMLSM 的推力与初级电流、永磁磁链成正比,因此从电机本体设计上,提高推力密度可通过提高电机的电磁负荷来实现。

适当的绕组设计可有效提高线圈的电负荷能力并获得良好的反电动势参数,从而提高单位电流所产生的推力<sup>[15]</sup>。现常采用的分数槽集中绕组,通过合理的设计可以使其节距为 1,即每个齿上套一个线圈,线圈端部仅跨过一个槽距,有效缩短了线圈的总长度和端部伸出长度,在降低铜耗的同时提高了电机效率<sup>[16]</sup>。此外,在初级中增加水冷或油冷系统等强制冷却结构<sup>[17]</sup>,可以使电负荷能力得到进一步提升,然而冷却系统的加入无疑会使电机结构变得复杂、增加成本的同时也加大了系统结构设计难度。

提升磁负荷能力是提高电机推力密度的另一有效途径。文献[18-19]提出了一种新型双层复合异构形 Halbach 磁极阵列,该构型 PMLSM 可彻底取消定子背铁,在达到定子轻量化的同时,进一步提高了永磁阵列的

聚磁能力,从而提高了轴向输出力,但是该构型结构复杂且不易装配。文献[20]提出一种类 U 型磁极结构,尽管提高了气隙磁密,但隔磁桥的存在,对永磁体漏磁的抑制效果不佳。所以永磁体的结构仍需进一步改善,使 PMLSM 在具备高电磁推力的同时尽可能减少漏磁、提高永磁利用率。

本文研究一种用于 LMVHS 的五相 U 型永磁凸极直线电机(five-phase U-shaped permanent magnet salient pole linear motor, FU-PMSPLM),其初级采用五相绕组,次级采用 U 型永磁结构。首先从降低漏磁角度,分析了 U 型磁极的演化机理。然后采用有限元法对比分析了电机次级永磁体采用 U 型与 Halbach 结构的电磁特性。基于磁动势不变原则,以 A 相发生缺相故障为例,对比分析五相和三相 U 型永磁凸极直线电机的容错性能。最后制作样机并进行实验分析,验证了本文所提 FU-PMSPLM 的合理性和可行性。

## 1 U 型磁极与电机结构

### 1.1 U 型磁极聚磁原理

常规凸极永磁直线电机结构及其磁路示意图如图 1(a)所示。较隐极永磁直线电机而言,其具有较好的力指标、凸铁极聚磁能力强,在单边应用场合其只利用了气隙侧永磁场,另一侧存在漏磁导致永磁利用率低。

为了改善电机磁场分布,在切向磁体结构一侧添加径向磁体,如图 1(b)所示,添加的径向磁体可使铁心侧漏磁减小。为进一步减少漏磁,将径向磁体分块,分为 3 块具有不同充磁方向的磁钢并按照一定的规律排列组合而成的新磁体,如图 1(c)所示,较整块径向磁体而言,分块结构使得漏磁大幅降低,但永磁体依然存在顶端漏磁现象。

本文提出一种 U 型永磁结构,该结构结合了凸极电机和单边永磁电机的优点,如图 1(d)所示。U 型永磁体由水平充磁的磁块置于半环形磁块之上而形成,其中半环形磁块采用辐射状径向充磁,U 型磁体中间部分为导磁的铁心材料。相较于图 1(b)而言,半环形磁块可视为由径向磁体沿充磁方向弯曲而成,使得径向磁体两端永磁场全部集中于一侧,能够有效降低铁心侧漏磁、增强聚磁能力。相较于图 1(c)而言,半环形磁块可视为 3 段磁块的组合,分块较少,易于安装。

### 1.2 电机结构

FU-PMSPLM 结构如图 2 所示,由初级和次级两部分组成。其中,电机初级由 5 相绕组和初级铁心组成,绕组采用分数槽集中绕组结构,铁心由硅钢片叠压而成,制造工艺简单;次级由 U 型磁极、凸铁和次级铁心组成,U 型

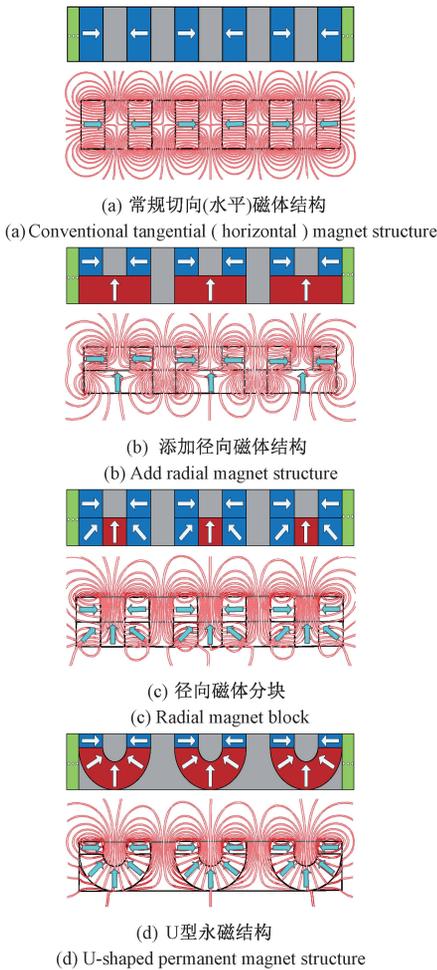


图 1 U 型永磁结构演化机理

Fig. 1 Evolution mechanism diagram of U-shaped permanent magnet structure

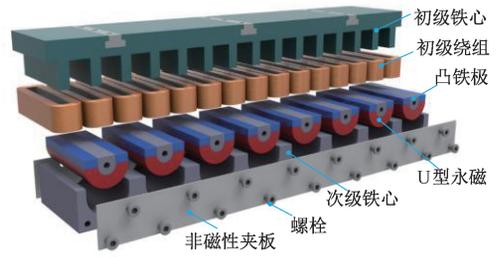
磁极开口处为凸铁极,U 型永磁嵌放在次级铁心槽内,凸铁极通过两侧的非磁性夹板贴合并用螺栓加固。

图 3 给出了电机初级绕组结构,为 15 槽 16 级,绕组系数 0.98。初级每个齿上嵌套一个线圈,相邻齿上线圈反向串联,3 个线圈串联构成一相,五相间无重叠绕组。其中双层绕组结构使反电势更接近正弦波<sup>[21]</sup>,且绕组端部短,采用节距为 1 的分数槽集中绕组,减少了物理接触、用铜量少并且相间互感小,便于故障状态下的故障隔离,降低了故障相对其他相的影响,提高了电机的可靠性及容错性。电机主要结构参数如表 1 所示。

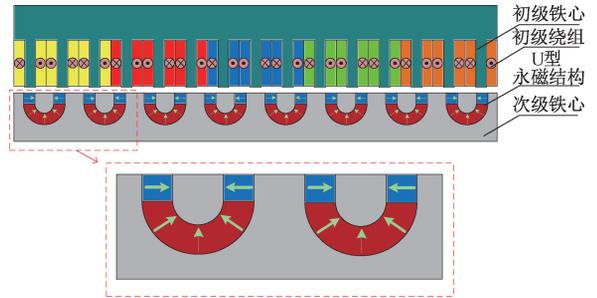
## 2 U 型与 Halbach 永磁结构对比分析

### 2.1 拓扑结构

为了进一步分析 U 型磁极的优势,采用 INFOLYTICA 公司的 Magnet 有限元软件包进行建模仿



(a) 爆炸图  
(a) Explosion diagram



(b) 截面图  
(b) Section diagram

图 2 FU-PMSPLM 结构

Fig. 2 Structure diagram of proposed FU-PMSPLM

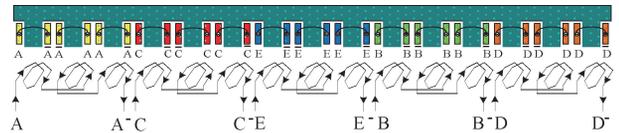


图 3 绕组接线示意图

Fig. 3 Winding connection

表 1 FU-PMSPLM 结构参数

Table 1 Structural parameters of FU-PMSPLM

参数	数值
初级齿数	15
初级齿宽/mm	8
初级槽宽/mm	16
初级槽高/mm	35
每相绕组匝数	323
叠厚/mm	70
气隙长度/mm	4
极距/mm	22.5
水平永磁宽/mm	10.5
水平永磁高/mm	3.2
半环形永磁内半径/mm	6
凸铁极宽度/mm	12
初级铁心材料	50W470
次级轭部材料	A3 钢
永磁体材料	钕铁硼 N48H

真,在相同的电负荷、磁负荷以及等永磁体用量的条件

下,与具有相同初级结构的 FH-PMSLM ( five-phase Halbach-shaped permanent magnet synchronous linear motor) 进行性能对比分析。在建模分析时做如下假设:

- 1) 忽略机壳外的磁场。
- 2) 假设导体内的电流密度均匀分布。
- 3) 不计磁滞效应,通过磁化曲线和损耗曲线考虑铁心的非线性和涡流效应。
- 4) 根据实际运行情况,假定初级无限长,设偶对称边界条件。

FH-PMSLM 结构形态和布置方式如图 4 所示,其次级永磁体粘合于次级轭部表面,与 FU-PMSPLM 具有相同初级结构和次级永磁体用量,主要结构参数如表 2 所示。

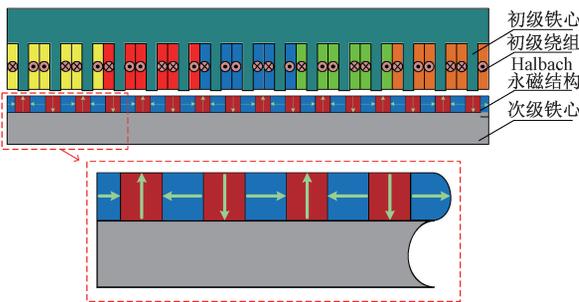


图 4 FH-PMSLM 结构

Fig. 4 Structure of FH-PMSLM

表 2 FH-PMSLM 主要结构参数

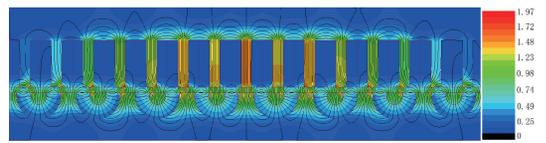
Table 2 The main structural parameters of FH-PMSLM

参数	数值
气隙长度/mm	4
极距/mm	22.5
次级永磁高/mm	9.74
切向永磁宽/mm	10.1
径向永磁宽/mm	12.4
永磁体材料	钕铁硼 N48H

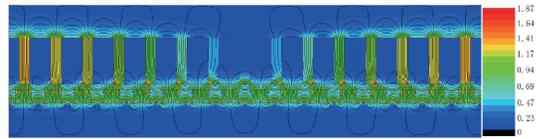
## 2.2 电机磁场及气隙磁通密度

图 5 为 FU-PMSPLM 和 FH-PMSLM 的空载磁场分布,从图中可以看出二者的最大磁通密度分别为 1.97 和 1.87 T,前者较后者提高了 5.3%。FU-PMSPLM 电机结构的聚磁效果显著,有效降低了铁心侧漏磁。此外,FU-PMSPLM 利用 U 型永磁阵列和凸铁极,形成凸极效应,较 Halbach 结构的磁通路径更短,因此前者最大磁密略高于后者,两种电机空载状态下气隙中心磁通密度曲线如图 6 所示。

由图 6 可以看出, FU-PMSPLM 和 FH-PMSLM 的气隙磁通密度幅值分别为 1.23 和 1.08 T, FU-PMSPLM 的气隙磁通密度幅值较 FH-PMSLM 增加了 13.89%;结果表明,在相同永磁体用量时, FU-PMSPLM 能够有效提高



(a) FU-PMSPLM



(b) FH-PMSLM

图 5 空载磁场分布

Fig. 5 Magnetic field distribution under no load

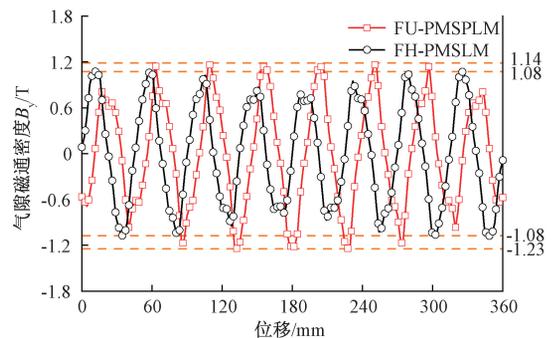


图 6 气隙中心磁通密度曲线

Fig. 6 Flux density curves of air gap center line

气隙磁通密度。

## 2.3 磁链及空载反电动势

磁链是电机初级绕组与励磁磁场交链产生的,并且和电机的次级位置有关,是分析电机性能的重要参数。图 7 为两种电机的磁链波形, FU-PMSPLM 和 FH-PMSLM 的三相磁链均对称,波形正弦度较好,相位互差 72°,且磁链随初级和次级的相对位置改变,以两倍极距为周期呈周期性变化; FU-PMSPLM 的磁链峰值为 0.85 Wb,而后的磁链峰值为 0.77 Wb,前者较后者提高了 10.39%。

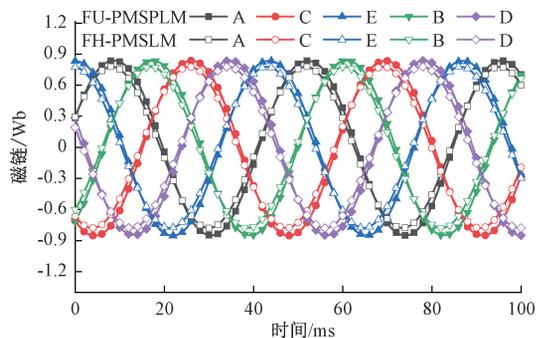


图 7 磁链波形

Fig. 7 Flux linkage waveforms

初级电枢绕组开路,以恒定速度拖动初级电枢运动,得到两种电机空载反电动势波形如图 8 所示,可以看出, FU-PMSPLM 和 FH-PMSLM 两种电机的反电动势正弦度均较好,反电动势幅值分别为 129.81 和 114.01 V,前者较后者提高了 13.86%。相较而言, FU-PMSPLM 具有更高的空载反电动势,而反电动势的高低直接反映电机输出推力的大小。

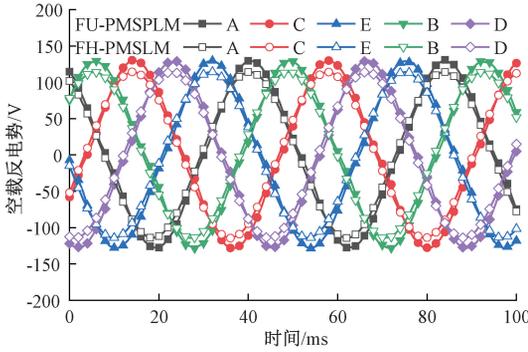


图 8 空载反电动势波形

Fig. 8 No-load back EMF waveforms

为便于分析两种电机空载反电动势谐波含量,对 A 相空载反电动势进行傅里叶分解,图 9 给出了各次谐波频谱,并计算其总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)。THD 计算公式为:

$$THD = \frac{\sqrt{E_2^2 + E_3^2 + \dots + E_{10}^2}}{E_1} \times 100\% \quad (1)$$

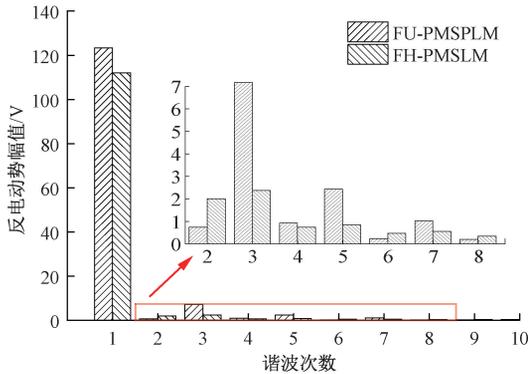


图 9 空载反电动势谐波频谱

Fig. 9 No-load back EMF harmonic spectrum

由图 9 可以看出, FU-PMSPLM 空载反电动势的基波幅值为 123.40 V,明显高于 FH-PMSLM 的基波幅值 112.05 V。计算得 FU-PMSPLM 和 FH-PMSLM 的 THD 分别为 6.28% 和 3.07%, FU-PMSPLM 的空载反电动势 THD 略高于后者,这是因为 FU-PMSPLM 电机有凸铁极,使得气隙磁场发生变化,导致畸变率增大。其中,3 次谐波含量较高,是导致其 THD 高的主要因素。

## 2.4 推力及定位力

电机推力特性对电机性能具有重要意义。一般通过电机推力随功角变化的特性曲线能够反映电机工作性能的优劣。如图 10 所示为不同功角下二者的平均推力曲线, FU-PMSPLM 和 FH-PMSLM 均在功角为 90°附近时推力达到最大值。本文在等同步速及相同永磁体用量时,分析了 FU-PMSPLM 和 FH-PMSLM 的推力特性,如图 11 所示,二者的最大平均推力分别约为 1 010.79 与 940.74 N, FU-PMSPLM 推力较后者提高了 7.45%, 推力波动降低了 25.07%。

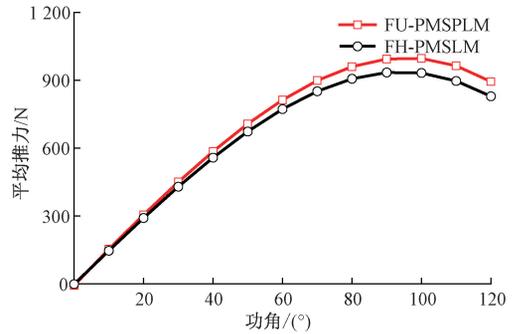


图 10 不同功角下两种电机的平均推力曲线

Fig. 10 Average thrust of two motors at different power factor angles

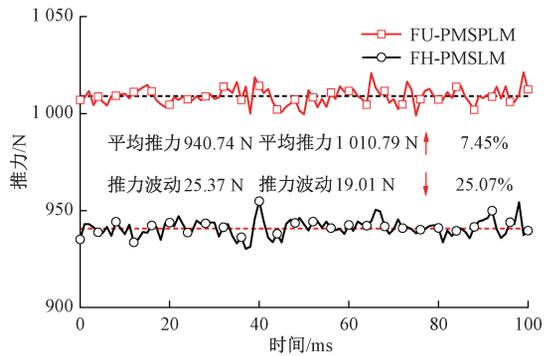


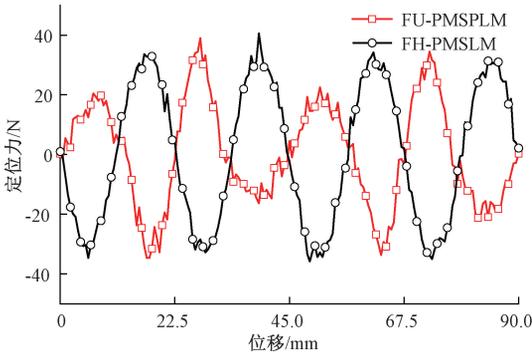
图 11 两种电机的推力曲线

Fig. 11 Thrust curves of two motors

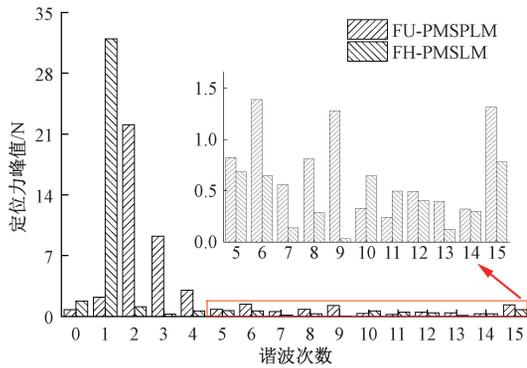
定位力是电机初级未通电时,直线电机次级永磁场与初级铁心之间作用产生的固有电磁力,其对电机推力波动和定位精度具有重要影响,因此,对 FU-PMSPLM 和 FH-PMSLM 的定位力进行分析是必要的。

从图 12(a)可以看出, FH-PMSLM 的定位力以一倍极距为周期,近似呈正弦变化;而 FU-PMSPLM 的定位力是以两倍极距为周期,呈非正弦变化,这是由 U 型磁极开口处凸铁与其相邻处凸铁的磁阻不相等导致,因此以一个 U 型永磁阵列和一侧相邻凸铁极的距离之和为周期,相当于 FH-PMSLM 极距的两倍。对两种电机的定位力

进行傅里叶分解,得到如图 12(b)所示的各次谐波频谱。图中,FH-PMSLM 的定位力以 1 次谐波为基波,包含主要的边端力成分;而 FU-PMSPLM 的定位力则以 2 次谐波为基波,且基波幅值小于 FH-PMSLM,高次谐波幅值高于 FH-PMSLM。



(a) Comparison curves of detent force



(b) Harmonic spectrum of detent force

图 12 定位力对比

Fig. 12 Detent force comparison

### 3 五相与三相容错性能对比分析

本文研究的 FU-PMSPLM,由于电机相数增加每相所占的比重相对减小,使其具有较好的故障容错运行能力。为验证其容错性能,针对五相和三相 U 型永磁凸极直线同步电机,以 A 相绕组缺相故障为例,基于磁动势不变的容错控制策略,对比分析了采用和未采用容错控制策略时的电流以及推力特性。

#### 3.1 基于磁动势不变的缺相故障容错控制策略

对永磁直线电机而言,电机正常运行时电磁推力来源于永磁磁动势和绕组磁动势的相互作用,当电机出现缺相故障时,磁动势发生改变,进而导致电磁推力下降及推力波动增加,为了保证故障前后合成输出推力尽可能不变,通过调整非故障相的电流大小和相位,使得故障前后合成磁动势不变,从而实现故障工况下的容错控制。

在正常状况下,FU-PMSPLM 和 TU-PMSPLM (three-phase U-shaped permanent magnet salient pole linear motor) 定子线圈中的五相和三相电流相量空间分布如图 13 所示。

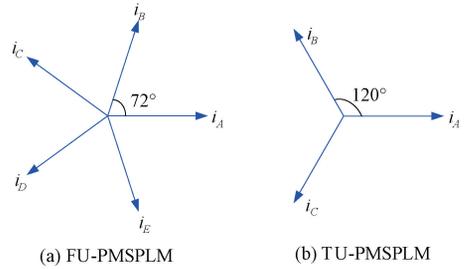


图 13 电机正常运行状态电流矢量

Fig. 13 Motor normal operation state current vector

为了实现对电机单相缺相故障下的容错控制,对两种电机缺相的磁动势进行分析。本文研究的 FU-PMSPLM 和 TU-PMSPLM 反电势波形具有较好的正弦度,当电机正常运行时,初级绕组的总磁动势可以分别表示为:

$$\frac{5}{2} I_{m1} e^{j\theta_1} = I_{A1} + I_{B1} e^{j\frac{2\pi}{5}} + I_{C1} e^{j\frac{4\pi}{5}} + I_{D1} e^{-j\frac{4\pi}{5}} + I_{E1} e^{-j\frac{2\pi}{5}} \quad (2)$$

$$\frac{3}{2} I_{m2} e^{j\theta_2} = I_{A2} + I_{B2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_{C2} e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (3)$$

式中:  $I_{A1} \dots I_{E1}$  和  $I_{A2} \dots I_{C2}$  分别为二者的各相正常电流;  $\theta_1$ 、 $\theta_2$  和  $I_{m1}$ 、 $I_{m2}$  分别为 FU-PMSPLM 和 TU-PMSPLM 的定子空间电角度和电流幅值。

不失一般性,以 A 相绕组发生开路故障为例,  $I_A = 0$ , 该相的磁动势也为 0,可以通过改变其余各相电流的相位和幅值来保持电机的磁动势不变,从而使电机在正常状态和缺相故障状态的输出性能近似保持一致,确保电机能够继续运行,由约束条件幅值相等可以分别计算得到 FU-PMSPLM 和 TU-PMSPLM 的 A 相缺相故障容错电流方程为:

$$\begin{cases} i_{a1} = 0 \\ i_{b1} = 1.382I \cos(\theta_1 - \frac{\pi}{5}) \\ i_{c1} = 1.382I \cos(\theta_1 - \frac{4\pi}{5}) \\ i_{d1} = 1.382I \cos(\theta_1 + \frac{4\pi}{5}) \\ i_{e1} = 1.382I \cos(\theta_1 + \frac{\pi}{5}) \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} i_{a2} = 0 \\ i_{b2} = 1.732I_{m2} \cos(\theta_2 - \frac{5\pi}{6}) \\ i_{c2} = 1.732I_{m2} \cos(\theta_2 + \frac{5\pi}{6}) \end{cases} \quad (5)$$

可见,为了保障在 A 相故障后电机合成磁动势不变, FU-PMSPLM 需要将 B、C、D、E 各相的幅值和相位进行调整,幅值均调整为正常相电流的 1.382 倍,其中 B、E 两相分别超前和滞后正常相位  $36^\circ$ ;

对于 TU-PMSPLM,在电机 A 相出现故障时,需先将电机中性点和电机驱动电路中的母线中性点连接起来,再对剩余正常的两相的电流幅值和相位进行调整,才能保持电机磁动势不变。其中 B、C 相的幅值调整为正常相电流的 1.732 倍,分别滞后和超前正常相位  $30^\circ$ ,如图 14 所示。

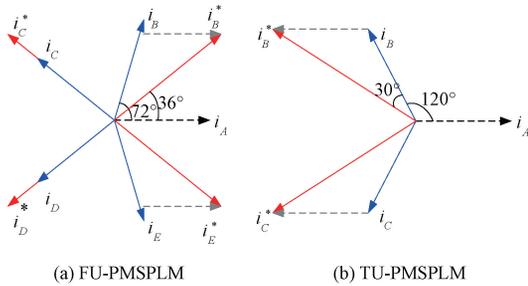


图 14 A 相开路故障容错补偿前后电流矢量对比  
Fig. 14 Comparison of current vectors before and after fault-tolerant compensation of A-phase open-circuit fault

### 3.2 缺相故障容错补偿前后对比分析

缺相故障发生后,在未采取容错控制策略时,电流波形如图 15 所示,采用容错控制策略后电流波形如图 16 所示,并可以得到电机在正常状态、缺相未采用容错控制和采用容错控制后的推力波形如图 17 所示。

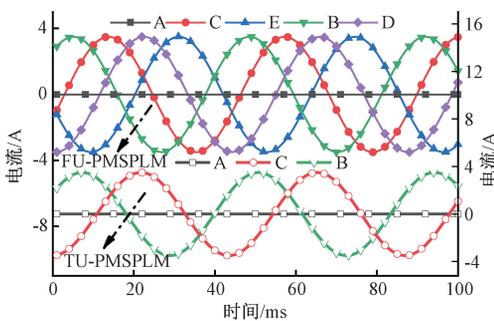


图 15 A 相缺相电流波形

Fig. 15 Currents waveform for A-phase open-circuit

由图 15、16 可以看出采用容错控制后的电流幅值和相位均发生了变化,由图 17 可知 FU-PMSPLM 和 TU-PMSPLM 正常状态下的推力波形较为稳定,此时的平均推力分别为 1 010.79、977.76 N,推力波动分别为 19.01、32.92 N,可见五相较三相而言具有更好的推力特性;而缺相故障状态未采取容错控制时,二者的推力波形振荡幅度均较大,推力波动明显增加,此时 FU-PMSPLM 和

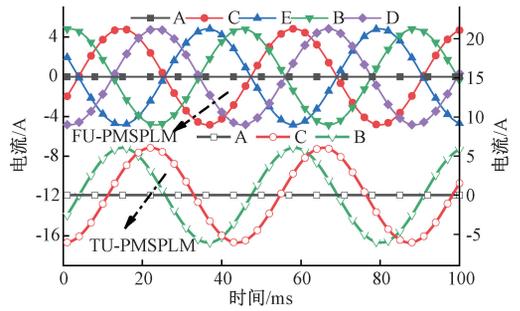


图 16 容错控制电流波形

Fig. 16 Fault-tolerant control current waveform

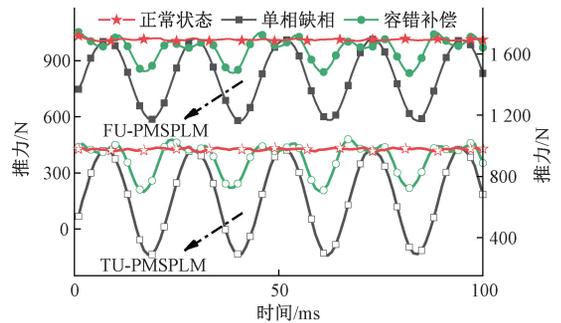


图 17 不同状态下的推力波形

Fig. 17 Thrust waveforms in different states

TU-PMSPLM 的平均推力分别为 820.18、671.37 N,为正常状态的 81.14%、68.66%;采用容错补偿后电机的推力波形虽有波动,但明显小于不采取容错控制时得推力波形,且推力均值也大于不采取控制时的推力,此时平均推力分别为 976.37、916.55 N,为正常状态的 96.59%、93.74%,可见在发生单相缺相故障时, FU-PMSPLM 容错控制前后的推力下降幅度均小于 TU-PMSPLM。

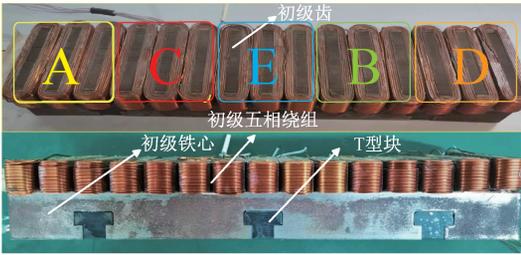
同理,对于 FU-PMSPLM 而言,发生相邻两相缺相故障、不相邻两相缺相故障时,均可通过补偿容错电流使其具有较好的容错运行能力。而 TU-PMSPLM 因三相电源的制约,在发生两相开路故障时,将导致电机无法工作。

## 4 实验验证

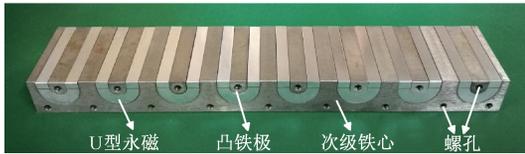
为了进一步验证分析结果的有效性以及电机的合理性,设计制作一台五相 U 型永磁凸极直线电机实验样机并进行实验验证。

样机如图 18 所示,电机初级铁心采用硅钢片叠压而成,用 T 型块对其进行安装固定,每相绕组包含 3 个线圈,依次套在初级铁心齿上,每相绕组之间互差  $72^\circ$  电角度;电机次级由 U 型永磁阵列和凸铁极组成,在安装时先通过高强度耐高温环氧胶将 U 型永磁以及 U 型开口处凸铁粘贴为一体,随后将其粘贴固定在次级铁心槽内,凸

铁极和次级铁心均设置有螺孔,次级前后侧通过两块非磁性夹板贴合固定,并用螺栓加固。



(a) FU-PMSPLM 初级  
(a) Primary of FU-PMSPLM



(b) FU-PMSPLM 次级  
(b) Secondary of FU-PMSPLM

图 18 实验样机

Fig. 18 Experimental prototype

实验平台的测试装置原理示意图和实验台架如图 19 和 20 所示,该测试装置主要由驱动电机、实验样机、拉力传感器、滑块、磁栅尺、底板等部件组成。其中,驱动电机和实验样机的初级均采用直线导轨和滑块支撑,以此确保初级和次级之间的有效气隙长度,两个电机的次级均固定在底板上。两个电机初级之间设置拉力传感器,并通过法兰刚性连接。磁栅尺沿着电机运动方向安装在底板上,以便能够测试电机的位置和速度,其他配套数据测量装置安装在电机初级侧。

#### 4.1 空载反电势测试

FU-PMSPLM 初级绕组开路,在 23 Hz 电源驱动下,驱动电机带动实验样机初级以 1.035 m/s 的速度沿直线方向匀速运动,测得样机反电势波形如图 21 所示,从波形上可以看出,五相反电势波形正弦度较好,相位互差 72°。从数值上看,五相反电势幅值基本相等,幅值为 121.97 V,略小于有限元仿真值 129.81 V,误差为 6.04%。

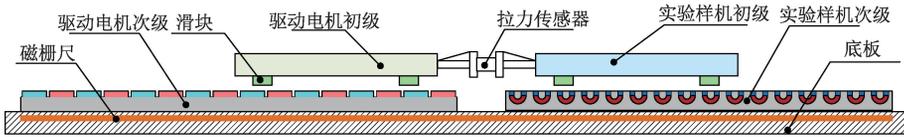


图 19 实验测试装置原理

Fig. 19 Schematic diagram of the experimental test device



图 20 实验台架

Fig. 20 Experimental bench

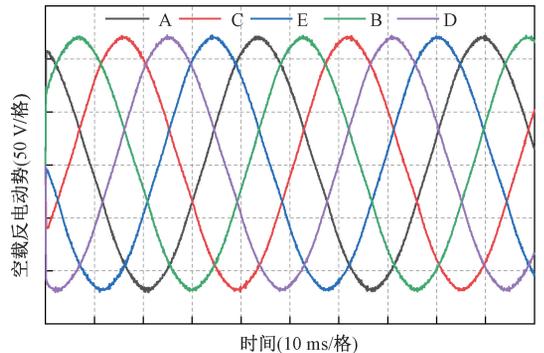


图 21 样机反电势

Fig. 21 The back EMF of prototype

#### 4.2 静推力测试

将 A 相绕组通入 3 A 直流电,同时利用驱动电机带动丝杆拉动样机初级沿直线方向做匀速运动,图 22 给出了拉力传感器检测该电机在不同位置时静推力变化曲线,可以看出静推力实测波形与有限元仿真波形变化趋势基本保持一致,并以两倍极距为周期。其中,静推力实测值为 341.11 N,略小于有限元仿真值 359.62 N,误差为 5.15%。

图 23 给出了直流电流在 0~12 A 范围内电机有限元计算值、实测值的静推力变化情况,从图中可以看出,两种结果基本保持一致,电机静推力随着电流增大而呈递增趋势,随着电流的继续增大,静推力增幅变缓,这是因

为电机初级铁心随电流增大磁路逐渐饱和。

### 5 结 论

提出一种五相 U 型永磁凸极直线同步电机。通过对比较分析 FU-PMSPLM 和 FH-PMSLM 的电磁特性以及 FU-PMSPLM 和 TU-PMSPLM 的缺相容错运行能力,得出如

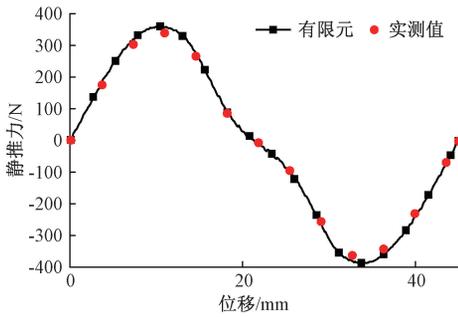


图 22 实测静推力与有限元对比

Fig. 22 Comparison between measured static force and FEM

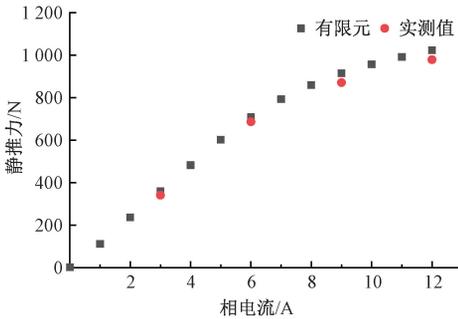


图 23 静推力随电流变化特性

Fig. 23 Variation of static thrust with current

下结论:

1) 采用相同初级和等量永磁体时,本文提出的 FU-PMSPLM 与 FH-PMSLM 相比,气隙磁通密度幅值增大 13.89%,电机空载反电动势提高 13.86%。平均电磁推力由 940.74 N 增加到 1 010.79 N,提高 7.54%,且电机推力波动降低 25.07%。

2) 分析了五相 FU-PMSPLM 电机在缺相运行时的容错特性,与相同次级的三相 TU-PMSPLM 相比,在发生单相缺相故障状态未采取容错控制时,FU-PMSPLM 和 TU-PMSPLM 的平均推力分别为为正常状态的 81.14%、68.66%,采用容错补偿后推力分别为为正常状态的 96.59%、93.74%,FU-PMSPLM 推力下降幅度较小,且允许电机在多种故障状态下缺相运行,系统可靠性提高,满足垂直提升系统对高容错性、大推力 PMSLM 的要求。

参考文献

[ 1 ] 李红梅,陈涛. 永磁同步电机参数辨识研究综述[J]. 电子测量与仪器学报, 2015,29(5):638-647.  
LI H M, CHEN T. Review of research on parameter identification of PMSM [ J ]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29 ( 5 ): 638-647.

[ 2 ] 马红荣,刘洪伟,牟宗磊. 矿用永磁直驱电机异响声信号降噪方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2023,

37(4):44-53.  
MA H R, LIU H W, MOU Z L. Research on denoising method of abnormal sound signal for direct driven permanent magnet motor in coal mine [ J ]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(4):44-53.

[ 3 ] BODUROGLU A, DEMIR Y, CUMHUR B, et al. A novel track structure of double-sided linear PM synchronous motor for low cost and high force density applications [ J ]. IEEE Transactions on Magnetics, 2020, 57(2): 1-5.

[ 4 ] FAN H, CHAU K T, LIU C, et al. Quantitative comparison of novel dual-PM linear motors for ropeless elevator system [ J ]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 1-6.

[ 5 ] BODUROGLU A, GULEC M, DEMIR Y, et al. A new asymmetric planar V-shaped magnet arrangement for a linear PM synchronous motor [ J ]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(7): 8105905-1-8105905-5.

[ 6 ] CAO R, JIN Y, LU M, et al. Quantitative comparison of linear flux-switching permanent magnet motor with linear induction motor for electromagnetic launch system [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(9):7569-7578.

[ 7 ] JAHNS T M. Improved reliability in solid-state AC drives by means of multiple independent phase-drive units [ J ]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1980, 16(3):321-331.

[ 8 ] CHEN X, WANG J, PATEL V I. A generic approach to reduction of magnetomotive force harmonics in permanent magnet machines with concentrated multiple three-phase windings [ J ]. Magnetics IEEE Transactions on, 2014, 50(11):1-4.

[ 9 ] RAMEZANI M, OJO J. The modeling and position sensorless estimation technique for a nine-phase interior permanent-magnet machine using high frequency injections [ J ]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(2): 1555-1565.

[ 10 ] 赵凯辉,冷俊杰,何静,等. 基于超螺旋滑模观测器的六相永磁同步电机失磁故障重构[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(10):123-131.  
ZHAO K H, LENG A O J, HE J, et al. Reconstruction of demagnetization fault of six-phase permanent magnet synchronous motor based on super-twisting sliding-mode observer [ J ]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(10):123-131.

[ 11 ] MOHAMMADPOUR A, PARSA L. Optimal design and prototyping of a five-phase direct-drive permanent magnet

- linear motor [C]. 2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 18-20 June 2014, Ischia, Italy: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2014.
- [12] HUANG X, LIU G, ZHOU H, et al. Direct thrust control for five-phase tubular linear PM motor based on third-harmonic current suppression [C]. 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). IEEE, 2017: 1-4.
- [13] QIAN N J C. Analysis of the thrust disturbance control strategy of the permanent magnet linear synchronous motor [J]. Journal of Intelligent & Fuzzy Systems: Applications in Engineering and Technology, 2019, 36(2):1193-1203.
- [14] 许孝卓, 孙震, 汪旭东, 等. Halbach 交替极永磁同步直线电机特性分析 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(9): 1825-1833.
- XU X ZH. SUN ZH. WANG X D, et al. Characteristic of a novel permanent magnet linear synchronous motor with halbach array consequent-pole [J]. Diangong Jishu Xuebao/Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(9): 1825-1833.
- [15] 赵云涛, 卢琴芬, 李焱鑫. 无槽圆筒永磁直线同步电机推力波动的解析模型及抑制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(16): 6453-6464.
- ZHAO Y T, LU Q F, LI Y X. Analytical model and suppression method of thrust ripple in slot-less tubular permanent magnet linear synchronous machines [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(16): 6453-6464.
- [16] WANG X, WANG P, XU X. Magnetic field analytical calculation of the permanent magnet synchronous linear motor with fractional slot concentrated windings [C]. 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 22-25 Oct. 2014, Hangzhou, China. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2014: 1762-1767.
- [17] PEI Z, ZHAO J, SONG J, et al. Temperature field calculation and water cooling structure design of coreless permanent magnet synchronous linear motor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 1065-1076.
- [18] JIAO Z, WANG T, YAN L. Design of a tubular linear oscillating motor with a novel compound halbach magnet array [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics: A Joint Publication of the IEEE Industrial Electronics Society and the ASME Dynamic Systems and Control Division, 2017, 22(1): 498-508.
- [19] WANG T, YAN L, JIAO Z. Design of a novel integrated position sensor based on Hall effects for linear oscillating actuator [J]. Review of Scientific Instruments, 2015, 86(7): 075001-1-075001-7.
- [20] ARISH N, KAMPER M J, WANG R J. Electromagnetic analysis of flux barrier U-shaped permanent magnet vernier motor [C]. 2021 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) & 2021 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM). IEEE, 2021: 198-204.
- [21] CHENG M, CAO R W, HUA W, et al. A new linear double salient permanent magnet motor with complementary winding [J]. Applied Mechanics and Materials, 2013, 416-417: 115-120.

### 作者简介



许孝卓, 2016 年于河南理工大学获博士学位, 现为河南理工大学电气工程与自动化学院教授、博士生导师, 主要研究方向为直线电机理论及应用。

E-mail: xxz@hpu.edu.cn

**Xu Xiaozhuo** received Ph. D. degree from Henan Polytechnic University in 2016. Now he is a professor and doctoral supervisor in the School of Electrical Engineering and Automation of Henan Polytechnic University. His main interests include the theory and application of linear motor.



郭国宾, 2021 年于河南理工大学获得学士学位, 现为河南理工大学硕士研究生, 主要研究方向为直线电机及其控制、电机优化设计。

E-mail: ggb\_12138@yeah.net

**Guo Guobin** received his B. Sc. degree from Henan Polytechnic University in 2021. Now he is a M. Sc. candidate of Henan Polytechnic University. His main research interests include linear motor and its control, motor optimization design.



封海潮 (通信作者), 博士, 河南理工大学电气工程与自动化学院副教授, 主要研究方向为直线电机和旋转电机的优化设计及其控制。

E-mail: fhc@hpu.edu.cn

**Feng Haichao** (Corresponding author), Ph. D. Now he is an associate professor in the School of Electrical Engineering and Automation of Henan Polytechnic University. His main research interests include the optimization design of linear and rotary machines and its control.