

初级分段不连续型直线电机定位力 分析与参数优化

王浩宇^{1,2}, 李荣^{2*}, 张杰²

(1. 宁波大学 机械工程与力学学院, 浙江 宁波 315211;

(2. 中国科学院宁波材料技术与工程研究所 浙江省机器人与智能制造装备技术重点实验室, 浙江 宁波 315201)

Detent Force Analysis and Parameter Optimization of Primary Segmented Discontinuous Linear Motor

WANG Haoyu^{1,2}, LI Rong^{2*}, ZHANG Jie²

(1. Faculty of Mechanical Engineering and Mechanics, Ningbo University, Ningbo 315211, China

2. Laboratory of Robotics and Intelligent Manufacturing Equipment Technology of Zhejiang Province, Ningbo Institute of Materials Technology and Engineering, Chinese Academy of Sciences, Ningbo 315201, China)

Abstract: A primary segmented discontinuous linear motor applied to the annular line transportation system is taken as the research object. The merits of the segmented discontinuous primary structure include cost savings, reduced losses, and a more flexible motor system, but this structure results in a large end force on the mover switching between segments, which results in large thrust fluctuations during motor operation. To solve this problem, an optimization method combining the secondary auxiliary pole and primary end teeth is proposed. The detent force of the motor during no-load operation is emulated and analyzed, and the detent force on the mover in the two cases of primary coupling and switching between segments are compared. Firstly, the main structural parameters of the motor are optimized, the multi-objective response surface model is established by combining the response surface method. Secondly, optimization is performed by genetic algorithm, and the detent forces before and after optimization are compared by simulation; Finally, a test verification based on the prototype is carried out, and the results show that the motor model with an auxiliary structure

can effectively suppress the detent force and thrust fluctuation.

Key words: primary segmented discontinuous linear motor; finite element analysis; thrust fluctuation; parameter optimization

摘要: 以一种应用于环形线运输系统的初级分段不连续型直线电机为研究对象。分段不连续型初级结构的优势在于节约成本、减小损耗且电机系统更具柔性化,但此结构导致动子在段间切换受到很大端部力,造成电机运行时推力波动较大。针对该问题,提出了一种次级辅助极与初级端齿相结合的优化方案。分析电机在空载运行时所受的定位力并进行解析,对比动子在初次级耦合以及段间切换这两种情况下所受的定位力。首先对电机的主要结构参数进行优化,结合响应面法建立多目标响应面模型;然后通过遗传算法进行寻优,通过仿真对优化前后的定位力进行对比;最后基于实体样机进行测试验证,结果表明添加辅助结构下的电机模型可有效抑制定位力与推力波动。

关键词: 初级分段不连续型直线电机;有限元分析;推力波动;参数优化

基金项目: 宁波市自然科学基金(2022J315);宁波市科技计划项目(2023Z025);宁波市科技创新 2025 重大专项(2020Z070);宁波市科技创新 2025 重大专项(2022Z037)

Natural Science Foundation of Ningbo, China (2022J315); Ningbo Science and Technology Project (2023Z025); Ningbo Major Project of "Science, Technology and Innovation 2025" (2020Z070); Ningbo Major Project of "Science, Technology and Innovation 2025" (2022Z037)

0 引言

初级分段不连续型直线电机系统凭借其柔性化好、清洁性优、效率高及灵活性强等优势而被相关自动化行业广泛关注,此类电机的结构特性可满足物流分拣、加工线等特殊应用场景中的环形

运输系统。其电机动子为永磁体,定子为铁心绕组,铁心绕组通电驱动电机动子运动,次级部分无拖链,因此没有行程限制。比起倍福、贝加莱等公司提出的连续初级柔性运输环行线系统,电机间隔排布的定子单元交替供电可节约成本、减少损耗。但由于定子分段不连续排布,动子在两定子段间运动会伴随很大的噪声与振动,电机无法平稳运行。如何降低和削弱动子在段间所受到的定位力是提升此类电机性能的关键。

为了探究有效抑制电机运行定位力和推力波动现象的方法,研究者们将直线电机定位力与主要结构参数进行解析分析,来指导电机的定位力优化。文献[1-9]分别通过调整齿槽数量、调整极槽配比、调整端齿宽度、使用虚拟插槽和子域法以及保角变换等方法得出了气隙磁密波形的解析式。在解析理论的基础上,研究者们通过添加辅助结构来抑制定位力并改善在电机运行中所存在的推力波动。文献[10-12]通过改变电机本体的结构参数以抑制动子运行时所受的端部力,降低运行时电机的推力波动。文献[13-17]通过在电机初级部分增加各类辅助齿来抑制初次级耦合时的端部力,从而降低运行时电机的推力波动。文献[18-19]在分析电机性能时考虑各参数对定位力的影响,并以减小定位力的幅值为目标,设计正交试验得到最优参数。文献[20-22]采用非支配排序遗传算法对电机结构参数进行寻优。以上研究具有通用性,但不具备特殊性,且目前未有研究直接对初级分段不连续型直线电机进行优化。

本文以初级分段不连续型直线电机为研究对象,对其结构参数进行优化。选择定位力与能量损耗作为响应,通过响应面法建立正交试验得到函数;并利用遗传算法得到最优组合,从而获得有效抑制定位力的动磁式直线电机结构模型;最后,通过实体样机测试进行验证,结果表明所提优化方案能有效抑制电机推力波动,提高电机运行的稳定性。

1 直线电机参数结构模型

本文所研究的电机模型如图1所示,初级绕组间隔相同距离均匀放置,定子单元的有效长度为 L_1 ,定子单元间隔距离为 L_2 ,动子部分有效距离为 L 。模型中的动子有效距离为定子单元有效

长度与间隔长度之和,即 $L=L_1+L_2$ 。该布置能使电机动子部分在运行过程中与两定子间的有效耦合总面积保持恒定,通入每段定子单元的三相电流各相相序、方向和大小均相同。电机模型参数如表1所示。

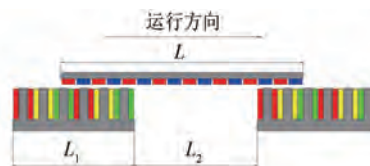


图1 初级分段不连续型直线电机二维模型

Fig. 1 2D model of the primary segmented discontinuous linear motor

表1 初级分段不连续型直线电机模型参数

Tab. 1 Parameters of the model of primary segmented discontinuous linear motor

参数名称	参数值	参数名称	参数值
槽数	6	磁极倾斜度	0
槽宽/mm	16.5	磁极宽度/mm	5
齿宽/mm	11.5	次级动磁极高度/mm	18
齿高/mm	39	子部分极距/mm	21
初级定子单元整体长度/mm	168	背铁长度/mm	336
槽距/mm	28	背铁宽度/mm	9
绕组类型	集中式	气隙大小/mm	2.5
绕组匝数	200	电机宽度/mm	50
绕组匝数	200	电机额定推力/N	350
磁极材料	NdFe42	整体额定电流/A	5.3
剩磁系数	1.25	额定速度/($m \cdot s^{-1}$)	1
次级动子部分磁极数量	16		

2 直线电机定位力解耦分析与表达式

本文所研究的初级分段不连续型直线电机模型存在的定位力主要分为两个部分:一部分是初次级耦合时的端部力和齿槽力,与动圈式直线电机的受力情况相似;另一部分是动子段间运行时受到的端部力与齿槽力。直线电机初次级耦合时齿槽效应模型如图2所示。



图2 直线电机初次级耦合时齿槽效应模型

Fig. 2 Model of the cogging effect during the primary coupling of linear motor

基于磁阻最小原理,以单齿为研究对象,因电机齿槽排布具有周期性,所以动子所受齿槽力也具有周期性,可表示为一系列正弦函数的和,如式

(1) 所示:

$$F_{\text{cog}} = \sum_{n=1}^5 F_n \sin \left[\frac{2\pi n}{\tau_p} (x + x_n) + \varphi_n \right] \quad (1)$$

式中: F_n 为 n 次谐波的幅值; x 为动子的位移; x_n 为 n 次谐波的初始相位; τ_p 为极距; φ_n 为 n 次谐波的相位。

针对 N_s 槽 $2p$ 极的直线电机, 利用叠加原理得到齿槽力:

$$F_{\text{cog-I}} = \sum_{k=1}^5 \sum_{n=1}^5 F_n \sin \left\{ \frac{2\pi n}{\tau_p} [x + \tau_s(k-1)] + \varphi_n \right\} \quad (2)$$

式中: k 为齿槽编号; τ_s 为齿距。

$$\text{令 } M = \frac{2\pi n(x - \tau_s)}{\tau_p}, P = \frac{2\pi n\tau_s}{\tau_p}, \text{ 化简可得:}$$

$$F_{\text{cog-I}} = 2 \sum_{n=1}^5 F_n \left(\sin M \sum_{k=1}^5 k \cos P + \cos M \sum_{k=1}^5 k \sin P \right) \quad (3)$$

再利用积化和差公式, 将 M 和 P 的表达式代入式(3), 得到齿槽力的表达式为

$$F_{\text{cog-I}} = \sum_{n=1}^5 F_n \left[\frac{\sin(2p\pi n)}{\sin\left(\frac{2p\pi n}{N_s}\right)} \sin\left(\frac{2p\pi n}{\tau_p} x - \frac{2p\pi n}{N_s}\right) \right] \quad (4)$$

当初级定子单元长度 L_1 大于 $8\tau_p$ 时, 左右端部力可以分开来看, 端部力以极距为基波周期变化, 忽略齿槽效应以及初次级间耦合磁场, 初次级耦合时边端效应模型如图 3 所示。



图 3 直线电机初次级耦合时边端效应模型
Fig. 3 Model of end effect during primary coupling of linear motor

左、右端部力 $f_l(x)$ 与 $f_r(x)$ 的表达式如式(5)和式(6)所示:

$$f_l = f_0 + \sum_{n=1}^5 F_n \sin \left(\frac{2\pi n}{\tau_p} x + \gamma_n \right) \quad (5)$$

$$f_r = -f_0 + \sum_{n=1}^5 F_n \sin \left(\frac{2\pi n}{\tau_p} x + \gamma_n + \chi \right) \quad (6)$$

$$\chi = 2\pi \frac{\text{mod}(L_1, \tau_p)}{\tau_p} \quad (7)$$

式中: γ_n 为 n 次谐波的初始相角; χ 为初级长度决定的左右端部力相位差; f_0 为端部力基波幅值的

平均值。

初次级耦合时, 动子所受端部力为左右端部的叠加, 则其解析式为

$$F_{\text{end-I}} = f_l + f_r \quad (8)$$

$$F_{\text{end-I}}(x) = \sum_{n=1}^5 2F_n \cos \left(\frac{\chi}{2} \right) \cdot \sin \left(\frac{2\pi n}{\tau_p} x + \gamma_n + \frac{\chi}{2} \right) \quad (9)$$

而当动子位于段间区域时, 定位力成分较为复杂, 由于动子同时搭接在两段初级上, 此时包括动子铁心开断带来的端部力, 存在“双端部力”现象。可以假设段间存在一个虚拟的初级以避免端部力, 从而求解齿槽力。可类比短初级长次级直线电机中的齿槽力分析, 周期为齿距。则在段间运行时, 动子受到的齿槽力表达式为

$$F_{\text{cog-II}}(x) = \sum_{n=1}^5 F_n \sin \left[\frac{2\pi n}{\tau_s} (x + x_n) + \varphi_n \right] \quad (10)$$

动子在段间切换时, 齿槽效应模型如图 4 所示, 边端效应模型如图 5 所示。



图 4 直线电机动子在段间切换时齿槽效应模型
Fig. 4 Model of the cogging effect during segments switching of linear motor



图 5 直线电机动子段间切换时边端效应模型
Fig. 5 Model of end effect during segments switching of linear motor

由于 $L_1 = L_2$, 因此动子段间端部力表达式与段内端部力一致。可知段间端部力表达式为

$$F_{\text{end-II}}(x) = \sum_{n=1}^5 2F_n \cos \left(\frac{\chi}{2} \right) \cdot \sin \left(\frac{2\pi n}{\tau_p} x + \gamma_n + \frac{\chi}{2} \right) \quad (11)$$

比较两部分定位力可知, 段内定位力以极距为基波周期; 而段间定位力是齿距和极距这两种基波周期的表达式之和, 如式(12)所示:

$$F_{\text{detent}} = \begin{cases} \sum_{n=1}^5 \left[\frac{F_n \sin(4n\pi)}{\sin\left(\frac{4n\pi}{N_s}\right)} \sin\left(\frac{2n\pi x}{\tau_p} - \frac{2pn\pi}{N_s}\right) + 2F_n \sin\left(\frac{2n\pi x}{\tau_p} + \gamma_n + \frac{\chi}{2}\right) \right], & \text{段间定位力} \\ \sum_{n=1}^5 \left[F_n \sin\left(\frac{n\pi x}{\tau_s} + \varphi_n\right) + 2F_n \sin\left(\frac{2n\pi x}{\tau_p} + \gamma_n + \frac{\chi}{2}\right) \right], & \text{段内定位力} \end{cases} \quad (12)$$

将电机模型结构参数代入式(12),可得:

$$F_{\text{detent}} = \begin{cases} \sum_{n=1}^5 \left[\frac{F_n \sin(4n\pi)}{\sin\left(\frac{4n\pi}{3}\right)} \sin\left(\frac{2n\pi x}{21} - \frac{4n\pi}{3}\right) + 2F_n \sin\left(\frac{2n\pi x}{21} + \gamma_n\right) \right], & \text{段间定位力} \\ \sum_{n=1}^5 \left[F_n \sin\left(\frac{n\pi x}{14} + \varphi_n\right) + 2F_n \sin\left(\frac{2n\pi x}{21} + \gamma_n\right) \right], & \text{段内定位力} \end{cases} \quad (13)$$

由式(13)可知,段内运行和段间运行两部分组成定位力的大周期,因此需要分析整周期内的定位力波形从而找到此类电机定位力特征以及问题所在。利用数学软件 MathCAD 将表达式进行运算和函数表达,可得如图 6 所示波形。在段内运行时,动子受初级齿槽效应所带来的齿槽力与初级端部断开而导致的端部力在波形的幅值相位上可以相互抵消。而在段间切换的过程中,动子定位力幅值相比初次级耦合时大很多,造成明显的噪声与振动。

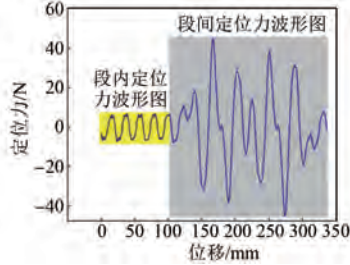


图 6 直线电机运行整周期内定位力波形图

Fig. 6 Waveform diagram of the detent force during the whole period of operation of linear motor

电机运行时的问题主要表现为在段间运行时定位力过大。基于此,提出一种添加初级端部齿与次级辅助极相配合的结构优化方案来降低定位力对电机运行的影响。添加辅助结构的模型如图 7 所示,新的模型中动子的总长度为 L_0 ,初级定子单元的长度为 L_3 ,初级间隔距离为 L_4 。

分析添加辅助结构的直线电机模型存在的定位力。与直线电机原模型的分析一样,分为两部分讨论,首先讨论初次级部分耦合时电机受到定位力,其齿槽效应如图 8 所示。

可知添加辅助结构后,初次级耦合时,齿槽效

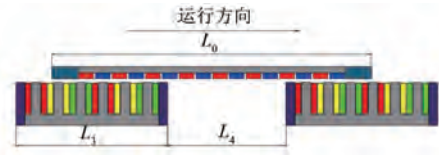


图 7 添加辅助结构的直线电机模型图

Fig. 7 Model of linear motor with adding auxiliary structure

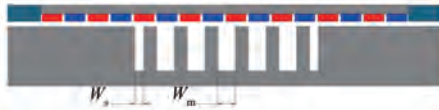


图 8 添加辅助结构的直线电机初次级耦合时齿槽效应模型

Fig. 8 Model of cogging effect during primary coupling of linear motor with adding auxiliary structure

应由原模型的 5 个相同槽变为 5 个中间槽与 2 个边端槽。其中,中间槽的宽度为 W_m ;边端槽的宽度为 W_s ;电机的极槽配比为 N_p/N_s 。分别计算中间槽和边端槽的齿槽力 F_{cogm} 和 F_{cogs} 。以第三个中间槽为中心,因此齿槽力的表达式为

$$F_{\text{cog}} = F_{\text{cogm}} + F_{\text{cogs}} \quad (14)$$

$$F_{\text{cogm}} = \sum_{n=1}^5 \left[F_n \cdot \sin\left(\frac{2n\pi x}{\tau_p} + \varphi_n\right) \right] \cdot \left[\cos\left(n\pi \frac{4N_p}{N_s}\right) + \cos\left(n\pi \frac{2N_p}{N_s}\right) + \frac{1}{2} \right] \quad (15)$$

$$F_{\text{cogs}} = \sum_{n=1}^5 \left[F_n \sin\left(\frac{2\pi n}{\tau_p}(x + \varphi_n)\right) \right] \cdot \left[\cos\left(2n\pi \frac{3N_p}{N_s} + n\pi \frac{W_m - W_s}{\tau_p}\right) \right] \quad (16)$$

添加辅助结构后的电机端部效应随初级定子单元的长度变化而改变,系数 χ_0 也由此改变,因此电机的端部力表达式为

$$F_{\text{end-I}}(x) = \sum_{n=1}^5 2F_n \cos\left(\frac{\chi_0}{2}\right) \sin\left(\frac{2\pi n}{\tau_p} + \gamma_n + \frac{\chi_0}{2}\right) \quad (17)$$

$$\chi_0 = 2\pi \frac{\text{mod}(L_3, \tau_p)}{\tau_p} \quad (18)$$

对于添加辅助结构的直线电机, 初次级耦合时仅分析边端效应的模型如图 9 所示。在初次级耦合时, 由于初级端部齿的添加电机所受定位力的大小与相位发生改变, 齿槽力由中间槽宽 W_m 与边端槽宽 W_s 确定, 而端部效应大小由端部齿的齿宽决定。



图 9 添加辅助结构的直线电机初次级耦合时边端效应模型

Fig. 9 Model of end effect during primary coupling of linear motor with adding auxiliary structure

对于添加辅助结构的直线电机, 初次级耦合时仅分析齿槽效应的模型如图 10 所示。由于初级端部齿和次级辅助极的添加, 出现“双边端效应”且虚拟初级也不能规则表达, 因此段间运行时的齿槽效应难以直接用表达式表达。



图 10 添加辅助结构的直线电机段间切换时齿槽效应模型

Fig. 10 Model of cogging effect during segments switching of linear motor with adding auxiliary structure

添加辅助结构后的直线电机其边端效应有两部分改变, 一是初级段间间隔发生了变化; 二是次级添加辅助结构后, 改变了初次级间铁心导磁的磁路从而改变了边端效应, 其边端效应模型如图 11 所示。端部力表达式如式(19)所示, 引入等效系数 δ 来模拟次级辅助极的添加对于端部力产生的谐波的削弱效果。

$$F_{\text{end-II}}(x) = \sum_{n=1}^5 2 \left[\delta F_n \cdot F_n \cos\left(\frac{\chi_1}{2}\right) \sin\left(\frac{2\pi \cdot n}{\tau_p} + \gamma_n + \frac{\chi_1}{2}\right) \right] \quad (19)$$

$$\chi_1 = 2\pi \frac{\text{mod}(L_4, \tau_p)}{\tau_p} \quad (20)$$



图 11 添加辅助结构的直线电机段间切换时边端效应模型
 Fig. 11 Model of end effect during segments switching of linear motor with adding auxiliary structure

电机添加辅助结构的原理是通过引入新的定位力与原电机模型的定位力相抵消, 从而减少电机运行时的定位力。

为验证电机添加辅助结构后可以削弱定位力, 利用有限元仿真软件对添加辅助结构的电机进行定位力对比分析。添加辅助结构前后的电机定位力仿真波形与谐波分析如图 12、图 13 所示。由图 13 可知, 添加辅助结构能抑制电机定位力的主要工作谐波, 从而降低运行时受到的定位力。

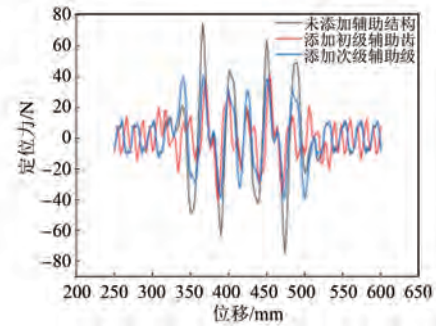


图 12 添加辅助结构前后定位力仿真对比
 Fig. 12 Comparison of detent force simulation before and after adding auxiliary structure

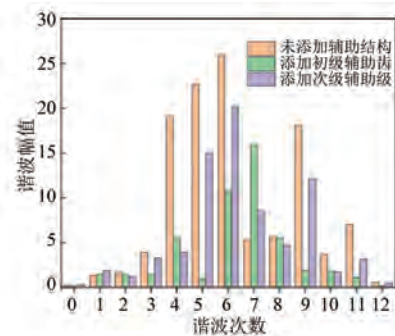


图 13 添加辅助结构前后定位力谐波仿真对比
 Fig. 13 Comparison of harmonic simulation of detent force before and after adding auxiliary structure

3 直线电机二维建模与仿真分析

利用有限元软件 Ansoft Maxwell 对电机二维模型进行仿真。初级分段不连续型直线电机在初始结构参数下动子段间运行受到较大定位力, 添

加辅助结构后能削弱定位力。需要对直线电机的辅助结构参数进行优化设计,引入初级端齿的高度 H 和宽度 W 。由于电机定子为次级,因此也引入次级辅助极,通过调整次级辅助极的宽度 K ,来进行多目标参数优化。其优化结构示意图如图 14 所示。



图 14 参数优化方案下的二维电机模型示意图

Fig. 14 Schematic diagram of the 2D motor model under the parameter optimization scheme

通过响应面法建立响应面模型,从而得到一组因子与目标相关的响应面函数,如式(21)所示:

$$G(x) = A_0 + \sum_{i=1}^3 A_i x_i + \sum_{i=1}^3 A_{ii} x_i^2 + \sum_{i=1}^3 \sum_{j \geq i}^3 x_i x_j + \varphi \quad (21)$$

式中: $G(x)$ 为函数因变量; A_0 为常数项; x_i 和 x_j 为函数自变量; A_i 和 A_{ii} 分别为一次项和二次项对应的常系数; φ 为误差项。

通过有限元仿真优化 3 个结构参数,设计响应面正交试验,通过试验得出每种组合下的定位力 F_0 与损耗能量值 W_0 。响应面正交试验结果如表 2 所示。

表 2 多目标优化的响应面正交试验表

Tab.2 Orthogonal experiment table of response surface for multi-objective optimization

序号	H/mm	W/mm	K/mm	F_0/N	W_0/J
1	44	5	17	25.285	1 461.4
2	44	9	21	25.815	1 179.9
3	47	5	21	33.405	2 041.4
4	47	13	21	24.215	1 349.7
5	41	13	21	26.795	1 216.8
6	47	9	25	24.005	1 294.8
7	44	13	17	26.165	1 198.1
8	44	9	21	25.825	1 180.5
9	44	9	21	25.825	1 180.5
10	44	13	25	25.94	1 188.4
11	44	5	25	24.48	1 446.8
12	44	9	21	25.825	1 180.5
13	47	9	17	24.365	1 305.2
14	41	9	25	26.48	1 222.8
15	41	5	21	27.065	1 400.1
16	41	9	17	27.405	1 237.2
17	44	9	21	25.825	1 180.5

通过 17 个试验点(含重复组)的仿真分析,得到两组目标的响应面函数:

$$F_0 = 170 - 9.13H + 6.67W - 2.82K + 0.119H^2 + 0.06W^2 - 0.083K^2 - 0.186H \cdot W + 0.012H \cdot K + 0.01W \cdot K \quad (22)$$

$$W_0 = 23\,784 - 1\,154H + 207W + 117K + 14.61H^2 + 11.88W^2 - 2.93K^2 - 10.59H \cdot W + 0.08H \cdot K + 0.081W \cdot K \quad (23)$$

图 15 和图 16 为定位力响应曲面和能量损耗响应曲面。可知相同结构参数对于两个目标的影响程度不一致,通过响应面法得出的两组函数无法获得同时抑制定位力与能量损耗的最佳结构参数组合,需要采用遗传算法寻找最优解。

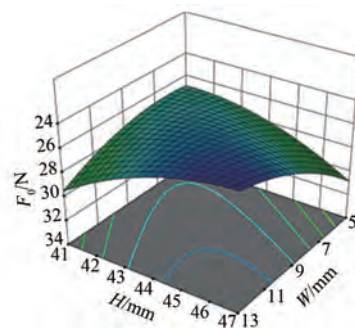


图 15 定位力 F_0 响应曲面

Fig. 15 Response surface of the positioning force F_0

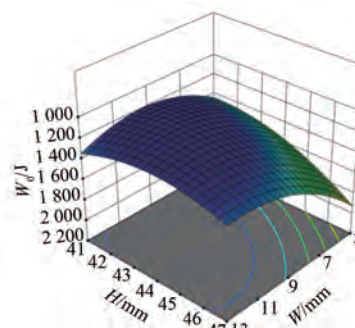


图 16 能量损耗值 W_0 响应曲面

Fig. 16 Response surface of the energy loss value W_0

采用 NSGA-II 遗传算法对 2 个响应面函数进行寻优,从而找到定位力和能量损耗的最优解,建立优化算法的表达式:

$$\begin{cases} \min \{ F_0(x), W_0(x) \} \\ x_{il} \leq x_i \leq x_{ih} \end{cases} \quad (24)$$

式中: $F_0(x)$ 和 $W_0(x)$ 分别为电机的额定推力函数和定位力函数; x_{il} 和 x_{ih} 分别为第 i 个变量 x_i 的

最小值和最大值。

通过遗传算法寻优得到 Pareto 前沿如图 17 所示。从 Pareto 前沿图中找到最佳点,最佳点对应数据为最终优化的结构参数,即次级辅助极宽度 K 为 21 mm,初级端齿宽 W 为 9 mm,初级端齿高 H 为 47 mm。仿真结果如表 3 所示。

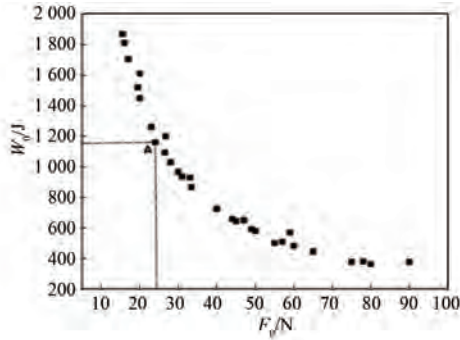


图 17 遗传算法 Pareto 前沿图

Fig. 17 Pareto frontier diagram of genetic algorithms

表 3 优化模型与原始模型性能对比

Tab. 3 Comparison of the performance of the optimized model with the original model

模型名称	性能指标			
	W/mm	H/mm	K/mm	F_0/N
原始模型	0	0	0	84
优化模型	47	9	21	24

由仿真结果对比可知,遗传算法寻优后得到的参数组合可以有效降低电机运行时的定位力与能量损耗。进一步通过试验来验证仿真的可靠性。

4 直线电机本体优化模型的试验验证

为了进一步验证电机本体优化方案有效性,搭建直线电机定位力测试平台,测试采集空载工况下样机的受力数据。优化前后初次级部分的实物如图 18 和图 19 所示。

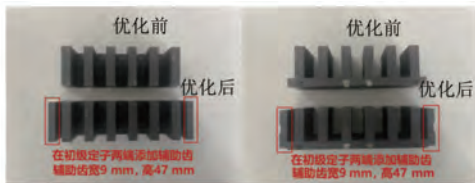


图 18 测试样机的初级部分结构优化前后对比

Fig. 18 Comparison of the primary part of the test prototype before and after structural optimization

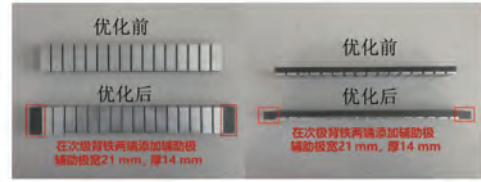


图 19 测试样机的次级部分结构优化前后对比

Fig. 19 Comparison of the secondary part of the test prototype before and after structural optimization

直线电机定位力测试平台由对拖电机、控制器、驱动器、传感器和显示器构成。通过上位机输入自定义下的位置、速度等指令在 Copley 驱动器的编程软件 CME 中,对拖电机通入电流来驱动样机达到既定运行情况。在数据采集环节,通过力传感器对动子在每一运行位置受力情况进行捕捉采样,并在数据采集软件 Labview 中显示,各个采样点数据形成电机运行时动子所受定位力的波形图像。电机测试平台实物图以及控制器如图 20 所示。



图 20 直线电机样机定位力测试平台实物图

Fig. 20 Physical diagram of the detent force test platform of the linear motor prototype

利用有限元软件 Ansys Workbench 对电机的最优拓扑结构进行仿真扫描,仿真结果如图 21 所示。再利用直线电机定位力测试平台对直线电机样机进行测试检测,通过显示器导出数据波形如图 22 所示。将仿真结果与试验数据相比较,对比验证优化方案的有效性,如表 4 所示。

表 4 电机结构优化前后仿真与测试数据对比

Tab. 4 Comparison of simulation and test data before and after motor structure optimization

数据类别	优化前		优化后		抑制率	
	F_0/N	W_0/J	F_0/N	W_0/J	F_0	W_0
仿真	84	3 530	24	1 161	0.71	0.67
测试	82	4 279	28	1 498	0.66	0.65

由表 4 可知仿真与试验数据的拟合程度较

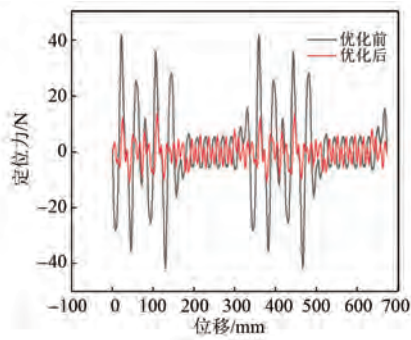


图 21 有限元仿真波形

Fig. 21 Finite element simulation waveforms

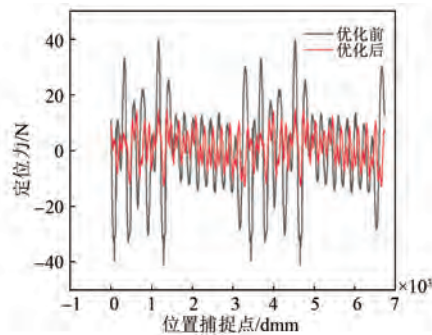


图 22 试验平台测试波形

Fig. 22 Experimental platform test waveforms

好,也进一步证明了参数优化后的辅助结构能提升电机的运行性能。

定位力优化对电机的性能的影响主要表现在电机的推力密度上。因此,进一步进行推力测试,对比结构优化前后的电机推力特性。搭建推力测试平台如图 23 所示,将两段初级定子并联通电,取电机运行中任意位置来进行推力测试。



图 23 直线电机样机推力测试平台实物图

Fig. 23 Physical diagram of the thrust test platform of the linear motor prototype

在电机运行过程中任意选取四个位置,对比电机原始模型和添加辅助结构的电机模型在这些位置的电流-推力曲线,如图 24 所示。由图 24 可

知,定位力优化后的电机推力没有被明显削弱,但由于增加了附加齿等结构,电机质量和体积也相应增加,在一定程度上降低了电机的推力密度,但不影响该电机在传送带等自动化设备中的应用。

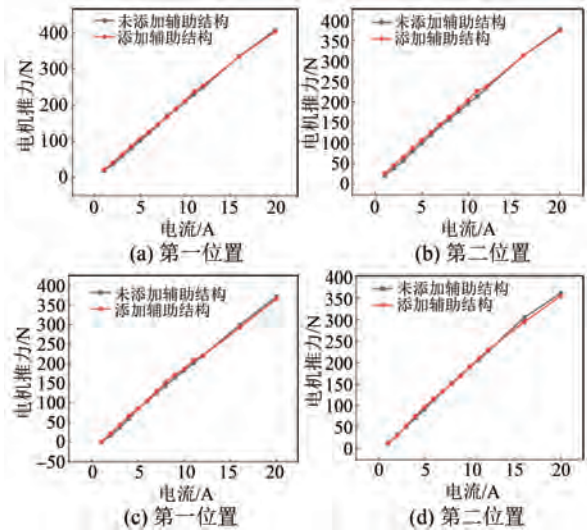


图 24 电机结构优化前后不同位置的电流-推力曲线

Fig. 24 Current-thrust curves at different positions before and after motor structure optimization

5 结语

为降低电机在运行时受到的定位力,提高电机系统的稳定性,提出了一种初次级添加辅助结构的电机结构优化方案,以降低定位力以及推力波动。为寻找辅助结构参数的最佳配合,采用响应面法得到两目标(定位力和损耗)与辅助结构参数之间的函数,并通过遗传算法对目标进行寻优。结果表明,与优化前模型相比,优化后直线电机定位力降低了 66%,能量损耗值降低了 65%,直线电机初次级间磁路特性也得到明显的改善。最后,通过实体样机测试进行验证,试验数据与仿真数据的一致性验证了优化方案能够有效抑制推力波动,并且对于电机推力没有较大影响,可以较好地提升电机运行的稳定性。

参考文献

- [1] 许孔孔,贾萍,尹海韬,等. 永磁同步直线电机磁阻优化设计[J]. 微电机, 2022, 55(10): 44-47+75.
- XU K K, JIA P, YIN H T, et al. Optimal design of magnetic resistance of permanent magnet synchronous

- linear motor [J]. *Micromotors*, 2022, 55(10): 44-47+75.
- [2] 王天鸿, 崔皆凡. 削弱永磁直线电机法向力波动优化设计[J]. *电机与控制应用*, 2022, 49(9): 29-36.
- WANG T H, CUI J F. Optimization design of permanent magnet linear motor to weaken normal force ripple [J]. *Electric Machines & Control Application*, 2022, 49(9): 29-36.
- [3] ZHANG C, CHEN F X, QIU S H, et al. A low detent force DS-PMSLM based on the modulation of cogging and end forces [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 70(1): 721-730.
- [4] 王中军, 董宇杰. 永磁同步直线电机槽极数增对推力波动的影响[J]. *数字制造科学*, 2022, 20(3): 179-183.
- WANG Z J, DONG Y J. Influence of increasing number of slots and poles on thrust ripple of permanent magnet synchronous linear motor [J]. *Digital Manufacture Science*, 2022, 20(3): 179-183.
- [5] LU Q F, WU B C, YAO Y H, et al. Analytical model of permanent magnet linear synchronous machines considering end effect and slotting effect [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2019, 35(1): 139-148.
- [6] KIM Y J, WATADA M, DOHMEKI H. Reduction of the cogging force at the outlet edge of a stationary discontinuous primary linear synchronous motor [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2006, 43(1): 40-45.
- [7] 阎世梁, 王银玲, 路丹丹, 等. 基于深度神经网络的永磁直线电机仿真与优化[J]. *系统仿真学报*, 2024, 36(3): 713-725.
- YAN S L, WANG Y L, LU D D, et al. Simulation and optimization of permanent magnet linear machine based on deep neural network [J]. *Journal of System Simulation*, 2024, 36(3): 713-725.
- [8] 张予希, 颜建虎, 池松, 等. 考虑端部效应的动子无源型 Halbach 磁悬浮永磁直线电机电磁力分析[J/OL]. *电机与控制学报*, 2023-06-01. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1408.TM.20230531.1221.034.html>.
- ZHANG Y X, YAN J H, CHI S, et al. Electromagnetic force analysis of passive mover Halbach maglev permanent magnet linearsynchronous motor considering end effects [J]. *Electric Machines and Control*, 2023-06-01. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1408.TM.20230531.1221.034.html>.
- [9] 陈永波. 磁悬浮定位平台直线电机结构优化及控制方法研究[D]. 石家庄: 石家庄铁道大学, 2017
- CHEN Y B. Research on structure optimization and control method of linear motor for maglev positioning stage [D]. Shijiazhuang: Shijiazhuang Tiedao University, 2017
- [10] 陈飞雪. 中央燃烧型内燃直线发电机设计与控制研究[D]. 北京: 中国科学院大学, 2022
- CHEN F X. Research on design and control of central combustion internal combustion linear generator [D]. Beijing: University of Chinese Academy of Sciences, 2022
- [11] KIM Y J, DOHMEKI H. Cogging force verification by deforming the shape of the outlet edge at the armature of a stationary discontinuous armature PMLSM [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2007, 43(6): 2540-2542.
- [12] KIM Y J, HWANG S, JEONG Y S. Cogging force reduction of a stationary discontinuous armature PMLSM by magnet segmentation [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2009, 45(6): 2750-2753.
- [13] KIM Y J, JUNG S Y. Minimization of outlet edge force using stair shape auxiliary teeth in a stationary discontinuous armature linear permanent magnet motor [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2011, 47(10): 3228-3231.
- [14] PARK E J, KIM Y J, JUNG S Y. Edge effect minimization of stationary discontinuous armature PMLSM using skewed magnets and stair shape auxiliary teeth[C]//2013 International Conference on Electrical Machines and Systems, Busan, 2013.
- [15] KIM S J, PARK E J, JUNG S Y, et al. Optimal design of reformed auxiliary teeth for reducing end detent force of stationary discontinuous armature PMLSM [J]. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2016, 26(4): 1-5.
- [16] WANG H Y, ZHANG J, YAN W Y, et al. Magnetic field analysis and magnetic resistance optimization of moving magnet primary segmented permanent magnet synchronous linear motor [C]//2022 The 10th Frontier Academic Forum of Electrical Engineering, Wuhan, 2022.

- [17] 初秋, 车爽, 李春艳. 少稀土组合磁极 Halbach 永磁同步电机优化设计 [J]. 电机与控制应用, 2023, 50(3): 22-28.
CHU Q, CHE S, LI C Y. Optimization design of less-rare-earth Halbach permanent magnet synchronous motor with module poles [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(3): 22-28.
- [18] 周建华, 唐敦兵, 王昌生, 等. 永磁直线同步电机边齿参数对定位力影响的分析与优化 [J]. 微电机, 2013, 46(7): 1-5.
ZHOU J H, TANG D B, WANG C S, et al. Detent force analysis and optimal of tooth of outlet edge for permanent magnet linear synchronous motor [J]. Micromotors, 2013, 46(7): 1-5.
- [19] 缪琼, 闫文远, 张杰. 轨道交通屏蔽门机用悬浮式直线电机的电磁分析与优化设计 [J]. 微特电机, 2023, 51(8): 22-27+32.
MIAO Q, YAN W Y, ZHANG J. Electromagnetic characteristics analysis and optimal design of suspended linear motors for door machines [J]. Small & Special Electrical Machines, 2023, 51(8): 22-27+32.
- [20] SOLTANPOUR M R, ABDOLLAHI H, MASOUDI S. Optimisation of double-sided linear switched reluctance motor for mass and force ripple minimisation [J]. IET Science, Measurement & Technology, 2019, 13(4): 509-517.
- [21] YAN W Y, ZHANG J, HUANG H L. Optimal design of primary modular biased consequent pole permanent magnet linear motor [C] // Annual Conference of China Electrotechnical Society, Singapore, 2022.
- [22] HUANG H L, CHEN J H, ZHANG J, et al. Analytical calculation and optimization of U-P type primary permanent magnet vernier linear motor [C] // Annual Conference of China Electrotechnical Society, Singapore, 2022.

收稿日期:2023-12-23

收到修改稿日期:2024-03-01

作者简介:

王浩宇(1999-),男,硕士研究生,研究方向为直线电机精密驱动设计,wanghaoyu@nimte.ac.cn;

*通信作者:李荣(1987-),男,硕士,高级工程师,研究方向为电机驱动控制、精密测量与运动控制,lirong@nimte.ac.cn。

Detent Force Analysis and Parameter Optimization of Primary Segmented Discontinuous Linear Motor

WANG Haoyu^{1,2}, LI Rong^{2*}, ZHANG Jie²

(1. Faculty of Mechanical Engineering and Mechanics, Ningbo University, Ningbo 315211, China

2. Laboratory of Robotics and Intelligent Manufacturing Equipment Technology of Zhejiang Province, Ningbo Institute of Materials Technology and Engineering, Chinese Academy of Sciences, Ningbo 315201, China)

Key words: primary segmented discontinuous linear motor; finite element analysis; thrust fluctuation; parameter optimization

A primary segmented discontinuous linear motor applied to the annular line transportation system is taken as the research object. The merits of the segmented discontinuous primary structure include cost savings, reduced losses, and a more flexible motor system, but this structure results in a large end force on the mover switching between segments, which results in large thrust fluctuations during motor operation.

To solve this problem, an optimization method combining the secondary auxiliary pole and primary end teeth is proposed. The schematic diagram of the 2D motor model under the parameter optimization scheme is shown in Fig.1. The detent force of the motor during no-load operation is emulated and analyzed, and the detent force on the mover in the two cases of primary coupling and switching between segments are compared.

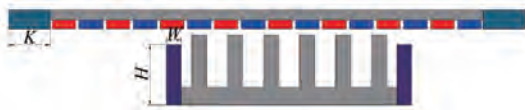


Fig. 1 Schematic diagram of the 2D motor model under the parameter optimization scheme

Firstly, the main structural parameters of the motor are optimized, and the response surface method is employed to design an orthogonal experiment for the structural parameters of the auxiliary structure. The detent force and energy loss

of the linear motor are taken as targets, simulating response surface functions for achieving maximum detent force while minimizing energy loss.

Subsequently, genetic algorithms are used to optimize optimal combinations of structural parameters, and the detent forces before and after optimization are compared by simulation, the results demonstrate that compared to before optimization, the detent force of the linear motor is reduced by 66% and the energy loss is reduced by 65%. Additionally, the magnetic circuit characteristics are significantly improved within the linear motor primary stage.

Finally, a test verification is carried out based on the prototype, comparison of simulation and test data before and after motor structure optimization is shown in Tab.1. The good fit between the simulation results and experimental data further confirms that the proposed optimization scheme effectively suppress the thrust fluctuation and no weakening effect on thrust, which can better improve the operational stability of the motor.

Tab. 1 Comparison of simulation and test data before and after motor structure optimization

Data	Original model		Optimization model		Suppression rate	
	F_0/N	W_0/J	F_0/N	W_0/J	F_0	W_0
Simulation	84	3 530	24	1 161	0.71	0.67
Test	82	4 279	28	1 498	0.66	0.65