

同极同槽双边平板型 PMLSM 的设计及推力优化研究

乔继军^{1,2}, 陈进华², 杨九铜², 李 荣², 乔 海^{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 宁波 315201)

摘要: 为降低直线电机的推力波动, 提出一种同极同槽双边平板型永磁直线同步电机(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor, PMLSM), 且采用不同方法优化其结构参数. 为确定电磁设计方案, 根据同极同槽双边平板型 PMLSM 的结构特点和旋转电机的设计方法, 推导出适用该电机的电磁设计公式, 并建立二维有限元仿真模型进行分析和验证. 随后采用田口法筛选优化变量, 分别通过单参数扫描和基于克里金代理模型的粒子群算法进行优化. 结果表明, 在满足推力不低于 600 N 的前提下, 推力波动大幅降低, 且永磁用量减少了 13%.

关键词: 同极同槽; 永磁直线同步电机; 推力优化

中图分类号: TM351; TM359.4 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-5132 (2023) 03-0057-07

永磁直线同步电机(Permanent Magnet Linear Synchronous Motor, PMLSM)因其推力密度大、响应速度快、传动误差小等优点得到广泛应用, 如应用在高精度数控机床、光刻机、3C 产品制造成套装备、高速物流与无绳电梯等^[1]. 然而, 直线电机端部开断带来的端部力以及齿槽结构引入的齿槽力, 会耦合形成定位力, 成为推力波动的主要影响因素. 在保证推力大小前提下, 降低推力波动, 才能改善直线电机推力性能, 从而有效地应用在高精尖直驱领域.

针对直线电机的电磁设计, 已有许多学者根据经典旋转电机设计公式进行了重新推导. 如文献[2]给出了用于机床的额定推力 610 N、额定速度 $3.2 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ 的 12 槽 11 极的单边 PMLSM 的电磁设计方案, 分析了电机的反电势、定位力特性; 文献[3]对比极槽配合和绕组结构多种组合的反电势和推力, 根据结构参数的 2 187 组扫描, 给出了优化后的电磁方案, 但未给出初始电磁结构尺寸的确定过程; 文献[4]直接给出一台 12 槽 14 极单边 PMLSM 电磁尺寸参数, 并对推力进行单参数逐次扫描优化. 可见现有文献多是在提及设计目标后

简略给出设计方案研究电机性能, 未给出初始电磁设计的具体流程. 由于同极同槽双边平板型 PMLSM 自身结构的特殊性, 现有相关文献提及的电磁设计方法并不完全适用.

针对直线电机推力, 国内外学者进行了众多结构优化研究. 如文献[5]针对所提出的 Halbach 阵列 PMLSM, 重新推导了端部力最小时对应的初级长度表达式, 并通过 Maxwell 软件验证了该方法的有效性; 文献[6]研究了辅助齿的位置、厚度和高度对定位力的影响, 并将定位力降低了 88.23%; 文献[7]建立了一台 7 极 6 槽双边平板型 PMLSM 定位力精确子域分析模型, 推导出端部力和齿槽力的影响参数, 通过优化端齿宽度和端槽宽度, 最终使推力波动低于 1.5%; 文献[8]对 PMLSM 四个结构参数进行了 625 组有限元仿真试验, 并用灰狼算法寻优. 可见, 这些优化方法大多需要建立较为精确的分析模型, 存在多目标、多参数优化所带来的仿真占用大量计算资源的问题. 对此, 有学者提出了简化优化问题的实用方法, 如文献[9]使用响应面和克里金这 2 种代理模型优化开关磁阻电机效率; 文献[10]综合考虑一台 18 槽 21 极扁平型 PMLSM 的

收稿日期: 2022-11-08.

宁波大学学报(理工版)网址: <http://journal.lg.nbu.edu.cn/>

基金项目: 国家自然科学基金(92048201); 国家联合基金(U1913214); 浙江省科技计划项目“领雁”计划(2023C01179); 宁波市“科技创新 2025”重大专项(2020Z069); 宁波市企业创新联合体项目(2021H002).

第一作者: 乔继军(1998-), 男, 安徽阜南人, 在读硕士研究生, 主要研究方向: 直线电机设计及优化. E-mail: qiaojijun@nimte.ac.cn

*通信作者: 乔海(1988-), 男, 黑龙江鸡西人, 高级工程师, 主要研究方向: 电机驱动控制及传感测试技术. E-mail: qiaohai@nimte.ac.cn

定位力、反电势以及磁钢用量,构建正交试验,对边齿宽度、斜极长度、磁钢宽度和磁钢厚度进行优化;文献[11]综合考虑直线感应电机的效率、重量及推力,采用克里金代理模型方法对4个结构变量进行优化,仅用187次迭代就完成了传统方法需要63 054 310次迭代的计算工作,提高了优化效率。

本文介绍了具有新型拓扑结构的同极同槽双边平板型PMLSM的结构及工作原理。针对目前已有电磁设计方法不完全适用的问题,推导出适用该电机的电磁设计公式,给出了详细的设计流程,并通过有限元方法加以验证。针对直线电机普遍存在的推力波动问题,在未引入斜极、辅助极等特殊措施条件下,综合利用田口法、单参数逐次扫描以及克里金代理模型加粒子群算法,对多个结构参数进行优化,获得了良好的推力波动抑制效果,降低了加工、装配工艺复杂度。优化结果表明,永磁体用量减少了13%,且推力波动大幅降低。

1 结构及工作原理

图1为同极同槽双边平板型PMLSM的三维结构。12极12槽(12p12s)双边平板型PMLSM由7极6槽(7p6s)和5极6槽(5p6s)两单元电机组合而成,

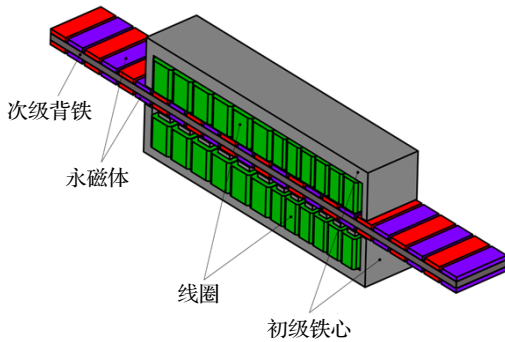


图1 同极同槽双边平板型PMLSM 三维结构

包含初级和次级,其中初级位于次级两侧,次级背铁的两侧表面是永磁体。

文献[12]给出了24极24槽同极同槽永磁同步旋转电机的工作原理。与此类似,同极同槽直线电机可以看作相应旋转电机的展开。图2为12p12s双边平板型PMLSM的槽电势星形图。图3给出了齿槽、绕组分布及结构参数符号。当电机绕组通入三相对称正弦交流电后,会在气隙中产生行波磁场,且磁场速度(v_s)满足:

$$v_s = 2\tau f_1,$$

式中: τ 为极距; f_1 为交流电源频率。

PMLSM的运动速度与行波磁场速度大小相同。若次级作为动子,则次级运动方向与行波磁场同向;若初级作为动子,则初级运动方向与行波磁场反向。

2 初始电磁设计

为确定电机基本尺寸,推导了电机的基本尺寸方程。结合设计指标,确定基本尺寸方程中的相关参数,再将已确定的参数代入基本尺寸方程,并根据电机结构特点,确定其余结构参数,进而构建二维有限元仿真模型以验证和修改部分参数。初

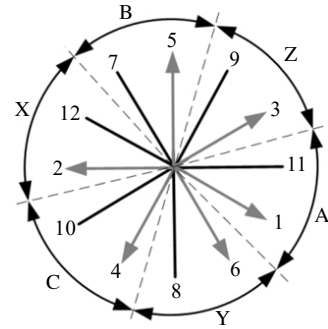


图2 12p12s 双边平板型PMLSM 槽电势星形图

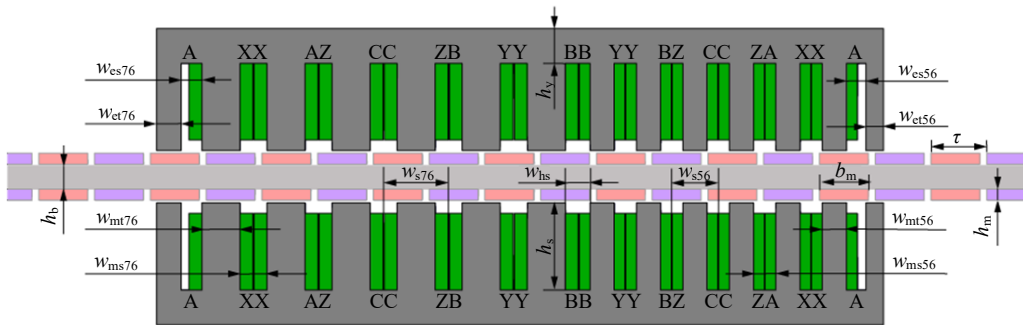


图3 齿槽、绕组分布及结构参数符号

始电磁设计流程如图4所示。

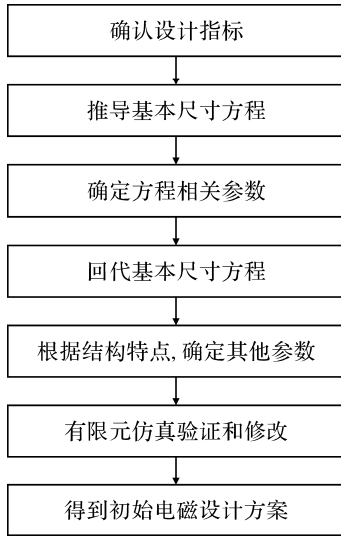


图4 初始电磁设计流程

2.1 电机设计指标

本研究直线电机设计指标取值见表1。

表1 电机设计指标

参数	值	参数	值
额定推力(F_N)/N	600	额定相电压(U_N)/V	220
峰值速度(v_p)/(m·s ⁻¹)	1.5	额定频率(f_N)/Hz	50
额定电流(I_N)/A	4.4	相数(m)	3
额定效率(η_N)	0.8	额定功率因数($\cos\varphi_N$)	0.8

2.2 基本尺寸方程

额定输出功率(P_N):

$$P_N = F_N v_N. \quad (1)$$

输入功率(P_1):

$$P_1 = m U_N I_N \cos\varphi_N. \quad (2)$$

额定效率:

$$\eta_N = P_N / P_1. \quad (3)$$

电磁功率(P_m):

$$P_m = m E_1 I_N \cos\varphi_N. \quad (4)$$

满载反电势系数:

$$1 - \varepsilon_L = E_1 / U_N. \quad (5)$$

额定相反电势(E_1):

$$E_1 = 4 K_m K_w f_N N \Phi. \quad (6)$$

由于 $v_p = 1.5 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$, 取 $v_N = 1.6 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ 略大于 v_p .

额定速度(v_N):

$$v_N = 2\tau f_N. \quad (7)$$

每极磁通(Φ):

$$\Phi = B_\delta \alpha_i \tau l_{ef}. \quad (8)$$

线负荷(A):

$$A = m N I_N / (p\tau). \quad (9)$$

单边有效耦合面积(S_s):

$$S_s = 2\tau p l_{ef}. \quad (10)$$

双边有效耦合面积(S_d):

$$S_d = 2S_s. \quad (11)$$

由式(1)~(10)可得基本尺寸方程:

$$4\tau p l_{ef} = \frac{(1 - \varepsilon_L) F_N}{K_m K_w \alpha_i B_\delta A \eta_N \cos\varphi_N}, \quad (12)$$

式中: K_m 为气隙磁场波形系数; K_w 为绕组系数; N 为每相串联匝数; τ 为极距; B_δ 为气隙磁密幅值; α_i 为计算极弧系数; l_{ef} 为初级铁心厚度; p 为极对数。

2.3 相关参数计算

每极每相槽数(q):

$$q = Z / (2pm) = b / c, \quad (13)$$

式中: Z 为槽数; b 、 c 为互质正整数。

同极同槽结构绕组系数较为复杂, 有待深入研究。初始设计采用常规计算方法估计。

短距系数(K_{y1}):

$$K_{y1} = \sin\left(\frac{y_1 \pi}{\tau}\right) = \sin\frac{p\pi}{Z}, \quad (14)$$

式中: y_1 为节距。

分布系数(K_{q1}):

$$K_{q1} = \frac{\sin q(\alpha_1/2)}{q \sin(\alpha_1/2)} = \frac{\sin 30^\circ}{q \sin(30^\circ/q)} = \frac{1}{2q \sin(30^\circ/q)}, \quad (15)$$

式中: α_1 为槽距电角。

基波绕组系数(K_{w1}):

$$K_{w1} = K_{q1} K_{y1}. \quad (16)$$

采用分数槽集中绕组, 分布系数为 1, 对 7p6s 及 5p6s 单元电机, 其短距系数均为 0.966。因此取绕组系数为 0.966。选取 $(1 - \varepsilon_L) = 0.93$, 假设气隙磁场正弦, 则取其波形系数为 1.11。平板型直线电机电负荷通常取 $500 \sim 1\,000 \text{ A} \cdot \text{cm}^{-1}$, 本文取 $570 \text{ A} \cdot \text{cm}^{-1}$ 。直线电机磁负荷满足 $B_\delta = (0.6 \sim 0.8) B_r$ 。选用 N35 永磁体, 在 20°C 下最大剩余磁通密度为 $1.17 \sim 1.22 \text{ T}$, 这里取 B_r 为 1.20 T , B_δ 为 0.96 T 。取极弧系数(α_p)为

0.87.

$$b_m = \alpha_p \tau, \quad (17)$$

$$h_m = \frac{\mu_r}{B_r / B_\delta - 1} \delta, \quad (18)$$

其中:

$$\mu_r = B_{r20} / (\mu_0 H_{c20}), \quad (19)$$

式中: 真空磁导率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$; B_{r20} 和 H_{c20} 分别为 20°C 下永磁体剩磁和矫顽力; 室温下取相对磁导率 $\mu_r = 1.05$; 取气隙长度 $\delta = 0.8 \text{ mm}$.

由式(7)、(17)、(18)计算可得: $\tau = 16 \text{ mm}$, $b_m = 14 \text{ mm}$, $h_m = 3.36 \text{ mm}$.

计算极弧系数(α_i):

$$\alpha_i = \alpha_p + \frac{4}{\tau / \delta + 6 / (1 - \alpha_p)} = 0.934, \quad (20)$$

将相关参数回代式(12), 得 $l_{ef} = 41.4 \text{ mm}$.

$$w_{s76} = (7/6) \cdot \tau, \quad (21)$$

$$w_{s56} = (5/6) \cdot \tau. \quad (22)$$

初定其他齿、槽参数见表 2.

表 2 电机初始结构参数

参数	值	参数	值	参数	值
w_{s76}/mm	18.67	w_{es56}/mm	3.2	δ/mm	0.8
w_{s56}/mm	13.33	w_{ms56}/mm	6.4	b_m/mm	14
w_{et76}/mm	7	h_s/mm	25	h_m/mm	3.36
w_{et56}/mm	5	h_b/mm	5	τ/mm	16
w_{es76}/mm	4.3	w_{mt76}/mm	10.07	h_y/mm	10
w_{ms76}/mm	8.6	w_{mt56}/mm	6.93	N	130
w_{hs}/mm	7.5	d_f/mm	0.75	d_o/mm	0.81

每相串联匝数:

$$N = E_1 (4K_m K_w f_N \Phi) = 1606. \quad (23)$$

考虑到每相有 8 个线圈, 因此取 $N = 1600$, 每槽导体数 $N_s = N/4 = 400$, 单个线圈匝数 $N_c = N_s/2 = 200$. 根据有限元仿真结果调整后 $N_c = 130$, 则 $N_s = 260$. 取电流密度(J)为 $10 \text{ A}\cdot\text{mm}^{-2}$, 则导线直径(d_i):

$$d_i = \sqrt{\frac{4I_N}{\pi J}} = \sqrt{\frac{4 \times 4.4}{\pi \times 10}} = 0.75 \text{ mm}. \quad (24)$$

漆包线厚度通常为 $0.06 \sim 0.09 \text{ mm}$, 这里取 0.06 mm , 则外径(d_o)为 0.81 mm . 漆包线截面积(S_q)为:

$$S_q = (\pi/4) d_o^2. \quad (25)$$

单槽导线面积(S_c):

$$S_c = N_s S_q. \quad (26)$$

槽满率(R_{SFF})为:

$$R_{SFF} = S_c / A_s. \quad (27)$$

式中: A_s 为槽面积.

20°C 下直径 0.75 mm 铜线单位长度电阻 k 为 $0.04119 \Omega \cdot \text{m}^{-1}$. 每相导线总长度(L_w)估算为:

$$L_w = 8N_c (2l_{ef} + w_{s76} + w_{s56}). \quad (28)$$

相电阻(R_s):

$$R_s = k \cdot L_w. \quad (29)$$

2.4 初始电磁方案评估分析

由图 5 可知, 三相空载反电势正弦度较好, 互差 $1/3$ 电周期. 由图 6 可知, 推力在平均值 677.1 N 附近以 10 ms 为周期波动, 波动峰峰值为 61.1 N , 计算得到推力波动为 9.0% . 由此可见, 初始电磁方案合理, 直线电机推力大小达标, 但其推力波动仍有进一步降低空间.

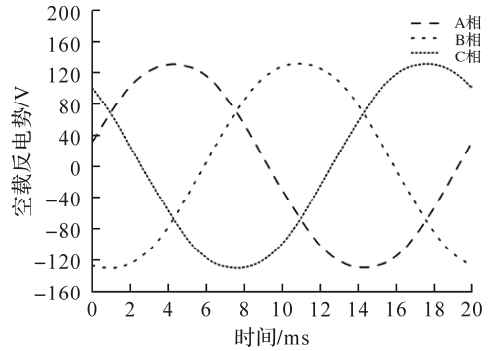


图 5 初始方案的空载三相反电势

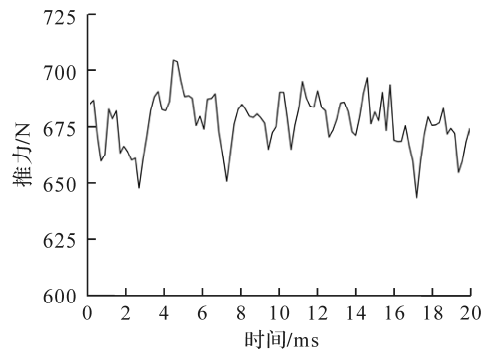


图 6 初始方案的推力

3 推力优化

3.1 基于田口法的结构参数敏感性分析

考虑到结构参数较多, 需要确定其中对推力波动影响较大的参数作为优化变量, 并对其进行优化. 将 9 个结构参数分为 2 组: 第 1 组是 b_m 、 h_m 、

w_{ms76} 和 w_{ms56} , 第2组是 w_{es76} 、 w_{es56} 、 w_{et76} 和 w_{et56} , 分别进行5水平的正交试验. 2组参数水平见表3和表4, 仿真结果见表5和表6.

表3 5 结构参数5水平值

水平	b_m	δ	h_m	w_{ms76}	w_{ms56}
1	11.9	0.64	2.688	6.88	5.12
2	12.6	0.72	3.024	7.74	5.76
3	13.3	0.80	3.360	8.60	6.40
4	14.0	0.88	3.696	9.46	7.04
5	14.7	0.96	4.032	10.32	7.68

表4 4 结构参数5水平值

水平	w_{es76}	w_{es56}	w_{et76}	w_{et56}
1	3.44	2.56	5.6	4.0
2	3.87	2.88	6.3	4.5
3	4.30	3.20	7.0	5.0
4	4.73	3.52	7.7	5.5
5	5.16	3.84	8.4	6.0

表5 5 结构参数有限元试验结果

序号	b_m/mm	δ/mm	h_m/mm	w_{ms76}/mm	w_{ms56}/mm	$\bar{F}/\text{N}$	$F_{\text{ripple}}/\%$
1	11.9	0.64	2.688	6.88	5.12	677.505	13.10
2	11.9	0.72	3.024	7.74	5.76	652.334	11.00
3	11.9	0.80	3.360	8.60	6.40	623.719	9.39
4	11.9	0.88	3.696	9.46	7.04	592.624	12.95
5	11.9	0.96	4.032	10.32	7.68	590.182	15.61
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
25	14.7	0.96	3.696	8.60	5.76	717.240	12.27

注: F_{ripple} 为推力波动; F_{pk2pk} 为推力峰峰值; $\bar{F}$ 为推力均值.

表6 4 结构参数有限元试验结果

序号	w_{es76}/mm	w_{es56}/mm	w_{et76}/mm	w_{et56}/mm	$\bar{F}/\text{N}$	$F_{\text{ripple}}/\%$
1	3.44	2.56	5.6	4.0	676.366	16.47
2	3.44	2.88	6.3	4.5	672.529	12.01
3	3.44	3.20	7.0	5.0	679.884	11.25
4	3.44	3.52	7.7	5.5	676.162	12.63
5	3.44	3.84	8.4	6.0	678.098	14.69
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
25	5.16	3.84	7.7	5.0	675.111	15.83

根据有限元求出的响应值, 对2组结果进行信噪比分析. 以表6为例, 根据望小原则, 其推力波动信噪比结果如图7所示. 从图7可见, w_{et76} 和 w_{et56} 敏感度较高, 选作优化变量; 同理, 选择 b_m 、 δ 、 h_m

作为优化变量.

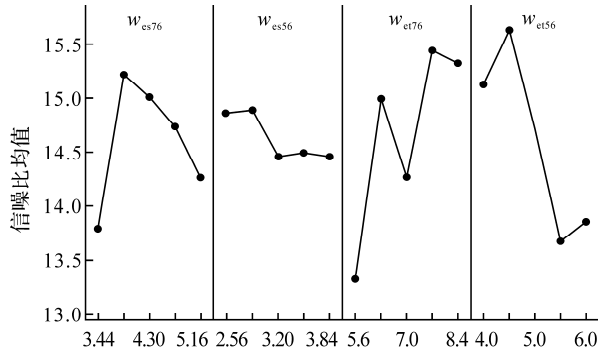


图7 4 参数推力波动信噪比主效应

3.2 单参数逐次扫描优化

根据田口法的敏感性分析结果, 选取 b_m 、 δ 、 h_m 、 w_{et76} 、 w_{et56} 五个结构变量作为优化变量, 对每个变量在其 $\pm 20\%$ 范围内以5%为步长进行单参数逐次扫描, 其余结构参数保持不变. 根据推力波动较小原则确定每个优化变量参数值. 最终确定的参数值及其推力仿真结果见表7.

表7 基于田口法及单参数扫描法的优化结果

参数	值	参数	值
b_m/mm	12.6	w_{et56}/mm	5.25
δ/mm	0.76	$\bar{F}/\text{N}$	644.2
h_m/mm	3.192	$F_{\text{pk2pk}}/\text{N}$	47
w_{et76}/mm	7.35	$F_{\text{ripple}}/\%$	7.3

3.3 基于克里金代理模型及粒子群优化算法的多参数优化

克里金代理模型是一种基于有限空间样本信息构建实际模型的替代模型的数据驱动建模技术, 已广泛应用于包含电机优化在内的多学科多目标优化问题^[9,13-14].

该推力波动优化问题的数学描述:

$$\min F_{\text{ripple}} = F_{\text{pk2pk}} / \bar{F}, \text{ s.t. } X_{iL} \leq X_i \leq X_{iH}$$

式中: X_i 为优化变量, 即 b_m 、 δ 、 h_m 、 w_{et76} 、 w_{et56} ; X_{iH} 、 X_{iL} 分别是 X_i 取值的上下限(表8).

表8 优化参数及其取值范围

X_i	X_{iL}/mm	X_{iH}/mm
b_m	11.2	15.4
δ	0.64	0.96
h_m	2.688	4.032
w_{et76}	5.6	8.4
w_{et56}	4	6

首先, 各个参数取值范围保持不变, 采用拉丁超立方采样(LHS)得到 5 个优化变量的不同取值组合, 共 100 组, 利用电磁有限元仿真求解其响应, 即推力, 得到一批初始样本点. 其次, 根据以上初始样本点构建克里金代理模型. 再次, 采用 K 折交叉验证法验证模型精度, 若模型精度不达标则采用最大化期望改进(EI)加点策略进行加点, 直到满足精度. 模型精度达标后, 采用粒子群优化算法进行优化(图 8).

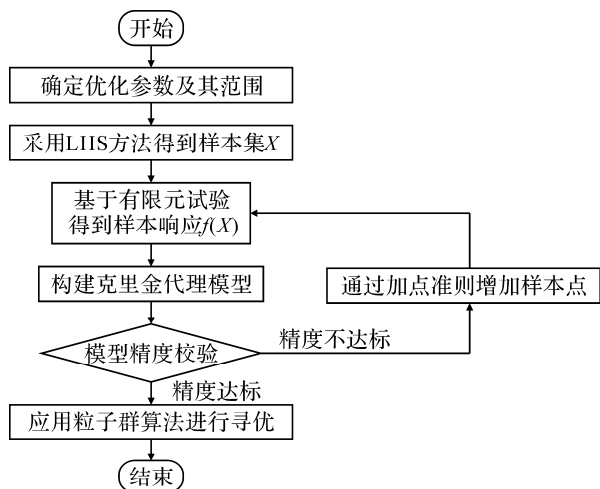


图 8 克里金代理模型及粒子群算法优化流程

3.4 优化结果分析

图 9 为不同优化方案及初始方案推力对比. 从图 9 可见, 2 种优化方法均有效降低了推力波动. 对表 9 中预测参数进行有限元仿真验证, 推力均值为 629 N, 推力峰峰值为 35.2 N, 推力波动为 5.60%. 同时, 优化后磁钢用量减少了 13%. 图 10 和图 11 为优化后负载下的磁力线及磁密云图.

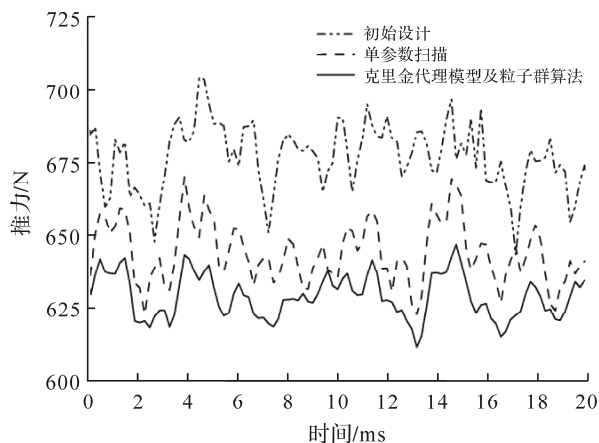


图 9 不同优化方案及初始方案推力对比

考虑到构建代理模型时样本数量有限, 以及各个参数寻优范围($\pm 20\%$)的限制, 且为挖掘该新型拓扑的自身基本结构在低推力波动上的潜力未引入斜极、辅助极等常用的定位力抑制手段, 因此通过后续优化, 同极同槽双边平板型 PMLSM 的推力性能有望进一步提高. 同时, 要考虑实际加工、制造中的精度限制, 对优化后参数的小数位进行取舍.

表 9 克里金代理模型及粒子群算法参数寻优结果

参数	值	参数	值
b_m/mm	13.009	w_{et56}/mm	4.674
δ/mm	0.891	w_{et76}/mm	7.256
h_m/mm	3.159	$F_{\text{ripple}}/\%$	5.8

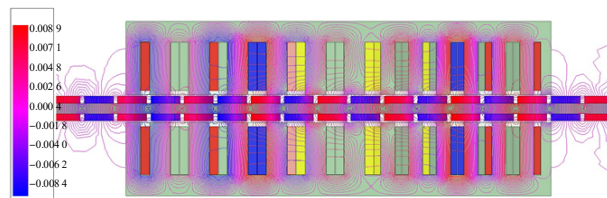


图 10 优化后负载磁力线分布(单位: $\text{Wb}\cdot\text{m}^{-1}$)

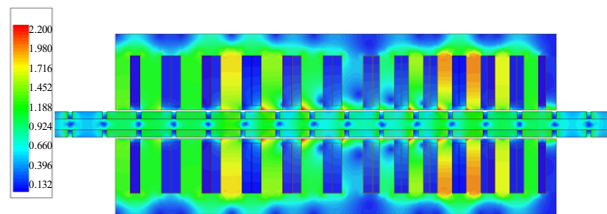


图 11 优化后负载磁密云图(单位: T)

4 结语

本文对一种新型拓扑结构的同极同槽双边平板型 PMLSM 的结构原理进行介绍, 并根据设计指标结合结构特点, 重新推导基本尺寸方程, 确定各个尺寸参数, 以给出初始电磁方案的详细确定过程. 基于初始电磁方案, 在有限元仿真软件中建立该电机的二维参数化仿真模型, 并对初始方案进行验证和评估. 针对推力波动较大的问题, 通过 2 组正交试验进行敏感性分析, 筛选出推力波动的敏感变量作为优化变量, 降低了优化的复杂度. 随后对优化变量进行单参数逐次优化, 以及采用克里金代理模型加粒子群优化算法进行优化, 2 种方法均获得较好效果, 其中后者优化效果更佳. 优化后的电机推力波动大幅降低, 磁钢用量降低了

13%。该电机的电磁设计过程及其推力优化方法为这类新型拓扑结构 PMLSM 的工程设计和应用提供了参考。

参考文献:

- [1] 卢琴芬, 沈燧明, 叶云岳. 永磁直线电动机结构及研究发展综述[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(9):2575-2588.
- [2] 史石磊, 康尔良. 永磁同步直线电机的电磁设计与分析[J]. 微特电机, 2020, 48(3):25-28.
- [3] 于天达, 彭航, 邓强, 等. 直线电机型反应堆控制棒驱动机构电磁结构设计研究[J]. 核动力工程, 2021, 42(5): 213-217.
- [4] 徐鑫鑫, 吴华春, 冉少林, 等. Halbach 型次级永磁同步直线电机尺寸优化[J]. 数字制造科学, 2020, 18(2):92-96.
- [5] 王斐然, 廖有用, 陈进华, 等. Halbach 阵列永磁同步直线电机边端力最小化研究[J]. 微特电机, 2017, 45(4): 20-22; 27.
- [6] Shin K H, Kim K H, Hong K, et al. Detent force minimization of permanent magnet linear synchronous machines using subdomain analytical method considering auxiliary teeth configuration[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(6):1-4.
- [7] 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, 2023, 70(1):721-730.
- [8] Song J C, Dong F, Zhao J W, et al. An efficient multiobjective design optimization method for a PMSLM based on an extreme learning machine[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(2):1001-1011.
- [9] Song X G, Park Y, Li J, et al. Optimization of switched reluctance motor for efficiency improvement using response surface model and kriging model[C]//2011 Fourth International Joint Conference on Computational Sciences and Optimization, Kunming and Lijiang, China, 2011:259-260.
- [10] 史石磊, 康尔良, 史桂英. 扁平型永磁直线电机定位力综合优化[J]. 微电机, 2020, 53(3):33-37; 54.
- [11] 孔令星, 肖嵩, 郭小舟. 基于 Kriging 代理模型的直线感应电机多目标优化设计[J]. 微电机, 2018, 51(7):12-15.
- [12] Yang J T, Chen J H, Yang G L, et al. Accurate calculation of magnetic field of same-pole and same-slot surface-mounted three-phase permanent magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(8):1-10.
- [13] Wang X M, Wang Y F, Wu T. The review of electromagnetic field modeling methods for permanent-magnet linear motors[J]. Energies, 2022, 15(10):3595.
- [14] Jin H, Miao X, Xiao S, et al. Multiobjective optimization of single-slide linear induction motors using kriging surrogate model[J]. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, 2019, 563(5):052097.

Design and thrust optimization of double-sided flat permanent magnet linear synchronous motor with the same number of poles and slots

QIAO Jijun^{1,2}, CHEN Jinhua², YANG Jiutong², LI Rong², QIAO Hai^{2*}

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

2.Ningbo Institute of Materials Technology and Engineering, Chinese Academy of Sciences, Ningbo 315201, China)

Abstract: To reduce the thrust ripple of linear motor, a double-sided flat permanent magnet linear synchronous motor (PMLSM) with the same number of poles and slots is proposed, and different methods are used to optimize its structural parameters. To determine the electromagnetic design scheme, an electromagnetic design formula suitable for this motor is derived based on the characteristics of the double-sided flat PMLSM and the design method of rotating motors, and a two-dimensional finite element simulation model is established for analysis and verification. Then, Taguchi method is used to screen the optimization variables, and both the single-parameter sweeping method as well as the particle swarm algorithm based on Kriging surrogate model are adopted for the optimization. The results show that under the premise of ensuring a thrust not less than 600 N, thrust ripple is significantly reduced while reducing permanent magnet usage by 13%.

Key words: same number of poles and slots; permanent magnet linear synchronous motor; thrust optimization

(责任编辑 史小丽)