

削弱永磁直线电机法向力波动优化设计

王天鸿, 崔皆凡

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110000)

摘要: 为了削弱永磁直线电机(PMLM)运动中存在于动子与定子之间的法向力波动,在推导分析法向力波动产生原理的基础上,采用最优极弧系数和磁极倒角法削弱齿槽法向力,采用优化铁心长度及端齿形状削弱端部法向力,以达到综合削弱 PMLM 法向力波动的目的。通过有限元仿真证明了所采用方法的有效性,可以在满足推力要求的的情况下,极大地削弱 PMLM 的法向力波动。所得结论可为永磁直线电机的设计提供一定的理论指导。

关键词: 永磁直线电机; 齿槽法向力; 端部法向力; 有限元

中图分类号: TM359.4 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)09-0029-08

doi: 10.12177/emca.2022.095

Optimization Design of Permanent Magnet Linear Motor to Weaken Normal Force Ripple

WANG Tianhong, CUI Jiefan

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110000, China)

Abstract: In order to weaken the normal force ripple existing between the mover and the stator in the movement of permanent magnet linear motor (PMLM), on the basis of deducing and analyzing the generation principle of normal force ripple, the optimal pole-arc coefficient and magnetic pole chamfer method are used to weaken the cogging normal force, and the optimization of core length and the end tooth shape are used to weaken the end normal force, so as to comprehensively weaken the normal force ripple of the PMLM. The effectiveness of the method is proved by finite element simulation, which can greatly weaken the normal force ripple of the motor when the thrust requirements are met. The obtained conclusions can provide some theoretical guidance for the design of permanent magnet linear motors.

Key words: permanent magnet linear motor (PMLM); cogging normal force; end normal force; finite element

0 引言

永磁直线电机(PMLM)的进给系统定位精度高、响应快、效率高且无行程限制,因此在高速进给系统的领域占据了主导地位。直线电机存在初级铁心断开、开齿槽等特殊结构,会导致齿槽效应和端部效应^[1-2]。在 PMLM 运行过程中,动子与定子之间会产生法向力波动,其数值很大,工作台会因此振动,同时法向力波动过大还会引起摩擦

摄动、推力波动,影响加工精度,国内外学者对此进行了广泛的研究。针对齿槽法向力,文献[3]通过计算动子最佳齿顶宽度削弱齿槽法向力波动。文献[4]采用在永磁体表面粘贴薄铜片削弱气隙磁场高次谐波,从而抑制齿槽法向力波动。文献[5]通过磁极偏移使永磁体产生的磁场相互抵消,消除谐波,削弱齿槽法向力波动,但其计算过程相对复杂,每一个磁极的偏移距离均需要单独计算,并且在一定程度上受到空间限制。文献

收稿日期: 2022-07-07; 收到修改稿日期: 2022-08-15

作者简介: 王天鸿(1998—),男,硕士研究生,研究方向为特种电机及其控制。

[6]通过在动子上开辅助槽抑制齿槽法向力波动,但其应用范围窄,只适用于整数槽电机,分数槽电机开辅助槽反而会使法向力波动增大。针对端部法向力,文献[7]通过端齿倒角的方法抑制端部效应。文献[8]分析了阶梯状分布的端部辅助齿结构对端部效应的影响。文献[9]通过增加辅助极来减小法向力波动,取得了较好的效果。文献[10]将端部设计成V型结构。但这些方法均增加了电机结构的复杂性。除结构优化外,文献[11]通过使用电流补偿,有效抑制了端部法向力波动。

本文采用最优极弧系数和磁极倒角法削弱齿槽法向力波动,优化铁心长度及端齿形状削弱端部法向力波动,并通过有限元仿真分析电机整体的法向力波动,验证所提方法的有效性。

1 最优极弧系数削弱法向力

1.1 PMLM 法向力分析

为了简化分析,作出以下假设^[12]:

- (1) 电枢铁心磁导率 μ_{Fe} 为无穷大;
- (2) 永磁体的磁导率与空气相同;
- (3) 永磁体的磁力线是垂直进入动子铁心的,即只有法向磁场,而无切向磁场;
- (4) 动子为无限长,即不考虑端部效应。

根据磁路基尔霍夫第二定律,永磁体产生的气隙磁场为

$$B_{\delta} = \frac{B_r(x)h_{PM}}{2\mu_0}\lambda(x,y) \quad (1)$$

式中: $B_r(x)$ 为永磁体的剩余磁感应强度; h_{PM} 为永磁体的磁化长度; μ_0 为真空磁导率; x 为动子和定子之间的相对位置; y 为电机某一点到原点的位置。

气隙比磁导为

$$\lambda(x,y) = \lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cos\left[\frac{2kz\pi}{l}(x+y)\right] \quad (2)$$

式中: λ_0 为气隙比磁导的不变部分; λ_k 为气隙比磁导周期分量的幅值; z 为电机槽数; l 为铁心长度; k 为谐波次数, $k = 1, 2, 3, \dots$ 。

且有 λ_0, λ_k 分别为

$$\begin{cases} \lambda_0 = \left(\frac{\mu_0}{\delta}\right)^2 \frac{zb_1}{l} \\ \lambda_k = \left(\frac{\mu_0}{\delta}\right)^2 \frac{2}{k\pi} \sin\left(\frac{kzb_1\pi}{l}\right) \end{cases} \quad (3)$$

式中: δ 为气隙长度; b_1 为齿宽。

永磁体剩余磁感应强度波 $B_r(x)$ 的傅里叶级数展开式为

$$B_r(x) = \frac{4B_{rm}}{n\pi} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \sin^2\left(\frac{n\pi\alpha_p}{2}\right) \sin\left(\frac{2np\pi}{l}x\right) = \sum_{n=1}^{\infty} B_m \sin\left(\frac{2np\pi}{l}x\right) \quad (4)$$

$$B_m = \frac{4B_{rm}}{n\pi} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \sin^2\frac{n\pi\alpha_p}{2} \quad (5)$$

式中: p 为极对数; α_p 为极弧系数; B_{rm} 为永磁体剩余磁感应强度最大值。

由麦克斯韦张力张量定理得,动子铁心单位面积法向力:

$$\sigma = \frac{B_{\delta}^2}{2\mu_0} \quad (6)$$

则 PMLM 动子法向力为

$$F_n = l_{Fe} \int_0^{2p\tau} \sigma dx \quad (7)$$

式中: l_{Fe} 为铁心有效长度; τ 为极距。

将式(1)、式(2)、式(4)、式(6)代入式(7)得 PMLM 动子法向力为

$$F_n = \frac{h_{PM}^2 l_{Fe}}{16\mu_0^3} \left(\lambda_0^2 \sum_{n=1}^x B_m^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^x \sum_{k=1}^x B_m^2 \lambda_k^2 - \frac{1}{4} \sum_{kz=np} B_m^2 \lambda_k^2 \cos\frac{4kz\pi y}{l} - \lambda_0 \sum_{kz_0=2np_0} B_m^2 \lambda_k^2 \cos\frac{2kz\pi y}{l} \right) \quad (8)$$

对 $B_r(x)$ 进行傅里叶分解之后,结合式(8)可以看出,对法向力波动产生作用的只有 $kz = np$ 和 $kz = 2np$ 次傅里叶分解系数。

本文采用的是 12 槽 11 极 PMLM,其主要谐波次数为 24 ($k = 11, n = 12$)、48 ($k = 22, n = 24$)、72 ($k = 33, n = 36$)^[13]。满足 $\frac{n\alpha_p}{2}$ 为整数时 $B_m = 0$,其齿槽法向力波动最小。

12 槽 11 极 PMLM,其极弧系数理论上选择 3/4、5/6 或 2/3 时,齿槽法向力波动最小。

1.2 PMLM 推力分析

直线电机齿槽力的产生与旋转电机齿槽转矩原理相同,因此可通过旋转电机求出直线电机的齿槽推力。旋转电机齿槽转矩为

$$T_{\text{cog}} = -\frac{\partial W}{\partial a} \quad (9)$$

式中: W 为电机磁场能量; a 为位置角, 即永磁体中心线与齿槽中心线的夹角。

电机磁场能量 W 为

$$W = \frac{1}{2\mu_0} \int B^2 dV \quad (10)$$

式中: B 为气隙磁场强度; V 为气隙体积。

忽略永磁体磁场储能变化, 则:

$$B(\theta, a) = B_r(\theta) \frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, a)} \quad (11)$$

式中: $B(\theta, a)$ 旋转永磁电机气隙磁密沿电枢表面的分布; $B_r(\theta)$ 为永磁体剩磁; $\delta(\theta, a)$ 为有效气隙长度; $h_m(\theta)$ 为充磁方向沿圆周的分布。

对 $B_r(\theta)$ 进行傅里叶展开:

$$B_r^2(\theta) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2np\theta) = \alpha_p B_m^2 + B_m^2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin(n\alpha_p \pi) \cos(2np\theta) \quad (12)$$

式中: B_m 为永磁体剩磁密度。

令 $G^2(\theta) = \left[\frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, a)} \right]^2$, 对其进行傅里叶展开:

$$G^2(\theta) = c \left(\frac{h_m}{h_m + \delta} \right)^2 + \left(\frac{h_m}{h_m + \delta} \right)^2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin(nc\pi) \cos[nz(\theta + a)] \quad (13)$$

式中: $c = b_l / (b_l + b_0)$; b_0 为槽宽。

将式(12)和式(13)代入式(10), 并进行简化得:

$$W = \frac{1}{2\mu_0} \int \left[\alpha_p B_m^2 c \left(\frac{h_m}{h_m + \delta} \right)^2 + B_m^2 \left(\frac{h_m}{h_m + \delta} \right)^2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4p}{nz\pi} \cdot \frac{2}{n\pi} \sin\left(\frac{nz\pi\alpha_p}{2p}\right) \cdot \sin(nc\pi) \cdot \frac{1}{2} \cos(nza) \right] dv \quad (14)$$

式中: n 为使 kz/np 为整数的整数。

将 PMLM 动、定子间相对位移用 x 表示, 则:

$$a = \frac{2\pi x}{d} \quad (15)$$

则 PMLM 齿槽力为

$$F_{\text{cog}} = - \frac{\partial W}{\partial a} \cdot \frac{\partial a}{\partial x} \quad (16)$$

将式(14)和式(15)代入式(16)得:

$$F_{\text{cog}} = \frac{\pi z k}{4\mu_0} \sum_{n=1}^{\infty} n G_n B_m \frac{nz}{2p} \sin(nza) \quad (17)$$

$$B_{\left(\frac{nz}{2p}\right)} = \frac{4p}{nz\pi} B_m^2 \sin\left(\frac{nz}{2p} \alpha_p \pi\right) \quad (18)$$

取恰当的极弧系数使 $\frac{nz\alpha_p}{2p} = \text{整数}$ 时, 齿槽力最小。极弧系数 α_p 为

$$\alpha_p = \frac{2kp}{nz} \quad (19)$$

本文采用的是 12 槽 11 极直线电机, $n=11$ 的倍数。当 $n=55, k=48$ 时, 极弧系数为 0.8; 当 $n=11, k=5$ 时, 极弧系数为 5/6。

1.3 有限元仿真分析

原始电机参数如表 1 所示。

表 1 电机参数

参数名称	参数值
铁心长度/mm	154.5
极距 τ /mm	15.0
极数	11
气隙长度/mm	0.5
永磁体宽度/mm	13.5
永磁体高度/mm	4.0

取不同极弧系数, 法向力波动值、推力波动值及推力均值随极弧系数的变化如图 1 和图 2 所示。电机的法向力、推力波形如图 3 和图 4 所示。

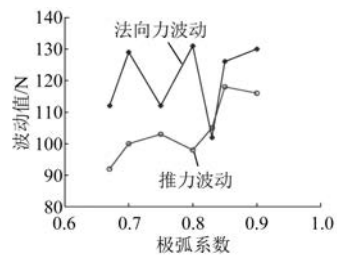


图 1 波动值随极弧系数的变化曲线

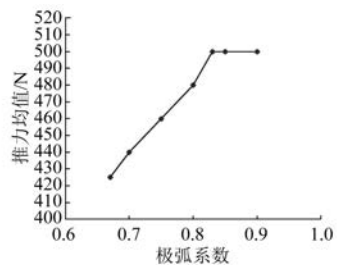


图 2 推力均值随极弧系数的变化曲线

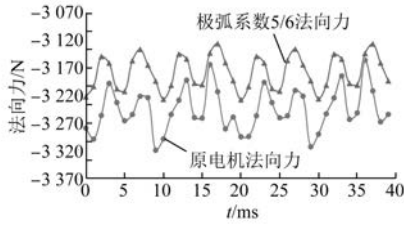


图3 电机法向力波形

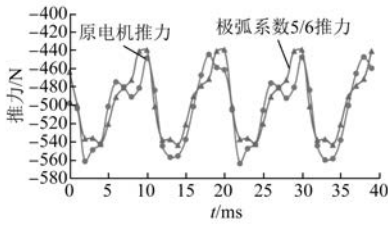


图4 电机推力波形

原电机最大法向力波动为 130 N、最大推力波动为 116 N,推力均值为 500 N。由仿真结果可知,当极弧系数为 5/6 时,法向力波动最小,其最大法向力波动为 102 N,比原电机降低了 21.53%。

当极弧系数为 0.8 或 5/6 时,推力波动小,符合理论推导的结果。考虑推力均值及法向力波动的大小,选择极弧系数为 5/6,最大推力波动降低为 105 N,比原电机降低了 9.48%;推力均值未改变。

2 磁极倒角削弱法向力

忽略铁心的磁阻及其饱和,PMLM 的气隙磁密为

$$b(x, t) = f(x, t) \lambda(x, t) \quad (20)$$

式中: $f(x, t)$ 为永磁体磁动势; $\lambda(x, t)$ 为气隙比磁导。

永磁体磁动势中 μ 次谐波表达式为

$$\sum f_s(x, t) = \sum_{\mu} F_{\mu} \cos\left(\frac{\mu p \pi x}{\tau} - \mu \omega_0 t\right) \quad (21)$$

式中: ω_0 为基波角频率; F_{μ} 为永磁体磁动势 μ 次谐波幅值。

气隙比磁导表示为

$$\lambda(x, t) = \lambda_0 + \sum_{\mu} \lambda_k \cos\left(\frac{2\pi k}{\tau_s} x\right) \quad (22)$$

式中: τ_s 为槽距。

则气隙磁密为

$$b(x, t) = \sum_{\mu} F_{\mu} \lambda_0 \cos\left(\frac{\mu p \pi x}{\tau} - \mu \omega_0 t\right) + \sum_{\mu} \sum_k \frac{F_{\mu} \lambda_k}{2} \cos\left[\left(\frac{\mu p \pi}{\tau} \pm \frac{2k \pi}{\tau_s}\right) x - \mu \omega_0 t\right] \quad (23)$$

由麦克斯韦张力张量定理得, 转子铁心单位面积法向力:

$$\sigma = \frac{b^2(x, t)}{2\mu_0} \quad (24)$$

则法向力密度表达式为

$$p_n(x, t) = \sum_{\mu} \sum_k \frac{F_{\mu}^2 \lambda_0^2}{4\mu_0} \cos\left(\frac{2\mu p \pi x}{\tau} - 2\mu \omega_0 t\right) + \sum_{\mu} \sum_k \frac{F_{\mu}^2 \lambda_k^2}{16\mu_0} \cos\left[2\left(\frac{\mu p \pi}{\tau} \pm \frac{2k \pi}{\tau_s}\right) x - 2\mu \omega_0 t\right] + \sum_{\mu_1} \sum_{\mu_2} \sum_k \frac{F_{\mu_1} F_{\mu_2} \lambda_0 \lambda_k}{4\mu_0} \cdot \cos\left[\left(\frac{\mu_1 p \pi}{\tau} \pm \frac{\mu_2 p \pi}{\tau} \mp \frac{2k \pi}{\tau_s}\right) x - (\mu_1 \pm \mu_2) \omega_0 t\right] \quad (25)$$

式中: μ_1 为气隙磁密谐波次数; F_{μ_1} 为气隙磁密 μ_1 次谐波幅值; μ_2 为齿谐波次数; F_{μ_2} 为 μ_2 次齿谐波幅值。

式(25)中第 3 项由气隙磁密与齿谐波相互作用产生,对法向力波动的影响最大,永磁体产生趋于正弦的气隙磁密时,产生的法向力波动最小,因此采用永磁体倒角改善永磁体磁密。同时,气隙磁密趋于正弦时,还会减小齿槽推力的波动。

一般磁极倒角有两种方法,即倒圆角和倒尖角两种,如图 5 所示。

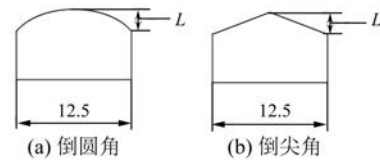


图5 磁极倒角方式

考虑加工难度等因素,本文选用倒尖角的方式,电机模型如图 6 所示。通过有限元仿真,原电机气隙磁密如图 7 所示;磁极倒角气隙磁密如图 8 所示;法向力、推力波动值和推力均值随倒角高度 L 的变化如图 9 和图 10 所示;电机的法向力和推力波形如图 11 和图 12 所示。

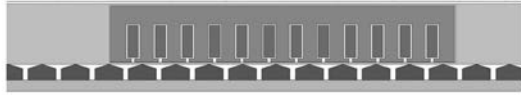


图6 磁极倒角电机模型

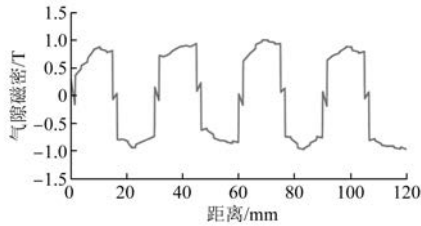


图7 原电机气隙磁密

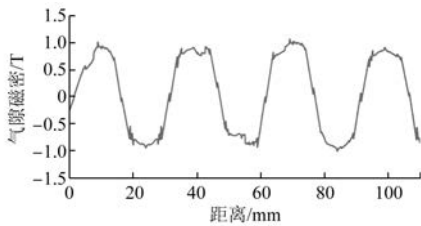


图8 磁极倒角气隙磁密

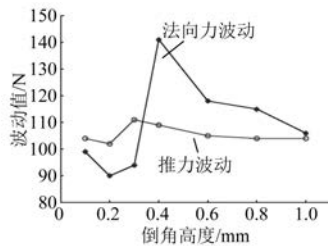


图9 波动值随倒角高度的变化曲线

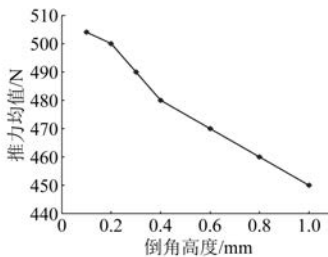


图10 推力均值随倒角高度的变化曲线

由图7和图8可知,经过磁极倒角后气隙磁密更加趋近于正弦。由图8~图12可知,当倒角高度 L 为 0.2 mm 时,削弱法向力波动的效果最佳,其最大法向力波动为 90 N,比原电机降低了

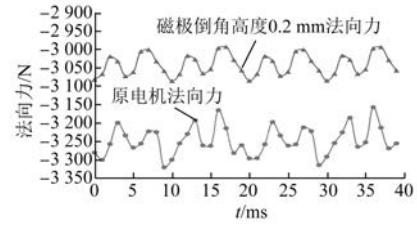


图11 电机法向力波形

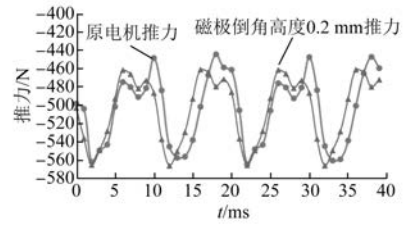


图12 电机推力波形

30.76%;最大推力波动降低为 102 N,比原电机降低了 12.07%;推力均值未改变,验证了理论的正确性。

3 优化铁心长度削弱法向力

3.1 直线电机法向力分析

定子铁心移动时,穿过法向端面的磁通傅里叶展开为

$$\Phi(x) = \Phi_m \left[\frac{1}{3} + \frac{4}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \cos\left(\frac{2n\pi}{\tau}x\right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (26)$$

式中: Φ_m 为经过定子铁心边缘磁通最大值。

空间中单位体积的磁场能量为

$$W_m = \frac{1}{2}BH = \frac{\Phi^2}{2\mu_0 S^2} \quad (27)$$

式中: Φ 为经过定子铁心纵向边缘的磁通; S 为磁感线在铁心纵向表面所围面积。

当定子铁心经过一个极距长度 τ 时,气隙磁场储能发生了变化,储能变化量为 W_m :

$$W_m = \int_V W_m dV = \frac{\Phi^2}{2\mu_0 S^2} V = \frac{\Phi^2 l_e l_1 \delta'}{2\mu_0 (l_e l_1)^2} = \frac{\Phi^2 \delta'}{2\mu_0 K_1 l_e \tau} \quad (28)$$

式中: l_e 为定子铁心叠压厚度; δ' 为气隙长度; V 为气隙体积; l_1 为经过铁心纵向边缘又返回永磁体的这部分磁感线在永磁体横向所占的长度, $l_1 =$

$K_1\tau$; K_1 为磁通压缩系数。

将式(26)代入式(28)得:

$$W_m = \frac{\Phi_m^2 \delta'}{2\mu_0 K_1 l_e \tau} \left[\frac{1}{3} + \frac{4}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \cos\left(\frac{2n\pi}{\tau} x\right) \right] \quad (29)$$

则沿着动子铁心运动的方向, 动子铁心前端和后端所受端部法向力可表示为

$$F_{f_+}(x) = \frac{dW_m}{d\delta'} = \frac{\Phi_m^2}{2\mu_0 K_1 l_e \tau} \left[\frac{1}{3} + \frac{4}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \cos\left(\frac{2n\pi}{\tau} x\right) \right] \quad (30)$$

$$F_{f_-}(x) = \frac{dW_m}{d\delta'} = \frac{\Phi_m^2}{2\mu_0 K_1 l_e \tau} \left\{ \frac{1}{3} + \frac{4}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \cos\left[\frac{2n\pi}{\tau}(x + \Delta)\right] \right\} \quad (31)$$

由式(30)和式(31)可以看出, PMLM 端部法向力波动前后两端均以极距 τ 为周期, 只有初相位不同。削弱端部法向力波动, 只需使 $\Delta = \tau/2$, 则前后两端的法向力大小相等、方向相反, 可在最大程度上相互抵消。

3.2 PMLM 推力分析

当动子铁心长度超过 3 倍极距以上时, 铁心两端所受的端部力相互独立, 因此, 电机推力等于两端端部力的合力。

F_+ 为动子铁心前端端部力, F_- 为动子铁心后端端部力, 则:

$$F_+ = -F_-(-x - \delta) \quad (32)$$

式中: $\delta = k\tau - L_{Fe}$, L_{Fe} 为动子铁心长度。

将前后两端端部力傅里叶级数展开得:

$$F_+ = f_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(f_{sn} \sin \frac{2n\pi}{\tau} x + f_{cn} \cos \frac{2n\pi}{\tau} x \right) \quad (33)$$

$$F_- = -f_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[f_{sn} \sin \frac{2n\pi}{\tau} (x + \delta) - f_{cn} \cos \frac{2n\pi}{\tau} (x + \delta) \right] \quad (34)$$

则推力为

$$F_{推} = \sum_{n=1}^{\infty} f_n \sin \frac{2n\pi}{\tau} \left(x + \frac{\delta}{2} \right) \quad (35)$$

$$f_N = 2 \left(f_{sn} \cos \frac{2n\pi}{\tau} \delta + f_{cn} \sin \frac{2n\pi}{\tau} \delta \right) \quad (36)$$

式中: f_{sn} 和 f_{cn} 为傅里叶展开次的正弦、余弦系数;

f_N 为振幅系数。

由式(35)可知, 当 $L_{Fe} = k\tau \pm \pi/2$ 时, PMLM 推力波动最小。

综合分析可知, 当 $L_{Fe} = k\tau \pm \pi/2$ 时, PMLM 推力波动及法向力波动均最小。

3.3 有限元仿真分析

法向力、推力波动值和推力均值随铁心长度的变化如图 13 和图 14 所示。电机的法向力和推力波形如图 15 和图 16 所示。

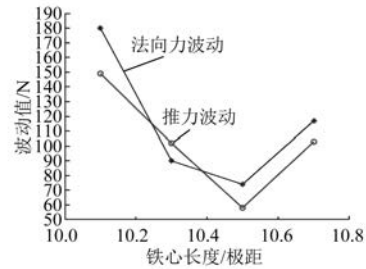


图 13 波动值随铁心长度/极距的变化曲线

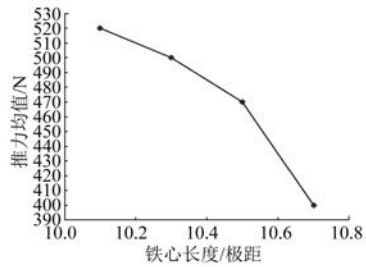


图 14 推力均值随铁心长度/极距的变化曲线

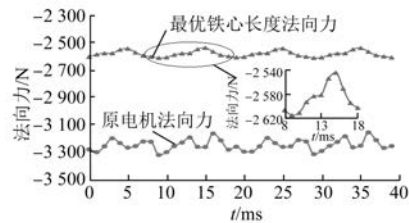


图 15 电机法向力波形

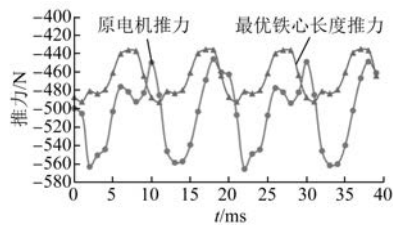


图 16 电机推力波形

由仿真结果可知, 铁心两端相差 0.5 倍极距

时,法向力波动最小,其最大法向力波动为 74 N,比原电机降低了 43.07%;最大推力波动降低为 58 N,比原电机降低了 50%;推力均值略有降低,降低了 6%。

4 优化端齿形状削弱法向力

PMLM 定子铁心两端开断,端部气隙磁阻突变,产生端部法向力波动。优化端齿形状可以有效抑制端部法向力波动^[14]。端齿形状有如图 17 所示的 4 种拓扑结构。

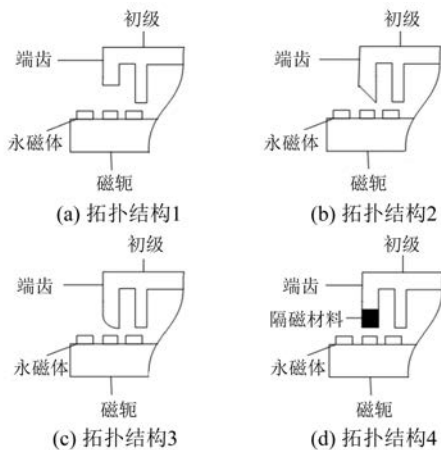


图 17 4 种常用的端齿拓扑结构

PMLM 端部磁场十分复杂,建立精确的数学模型是十分困难的。图 17 中改变端齿的拓扑结构,其原理均为改变端部的气隙磁阻。

考虑实际加工难度,选择拓扑结构 1 对端齿进行优化,电机模型如图 18 所示。通过有限元仿真可得,原电机的端部气隙磁密和优化端齿的端部气隙磁密如图 19 和图 20 所示。波动值随端齿气隙的变化如图 21 所示。电机的法向力和推力波形如图 22 和图 23 所示。

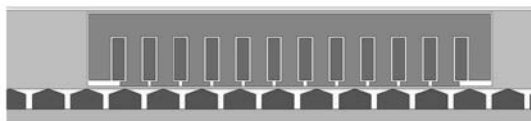


图 18 端齿优化电机模型

由图 19 和图 20 可知,改变端齿气隙可以优化端部气隙磁密,减小由端部效应造成的气隙磁密畸变。由图 21~图 23 可知,当端齿气隙 $\Delta d=2\text{ mm}$ 时,削弱法向力波动的效果最佳,其最大法

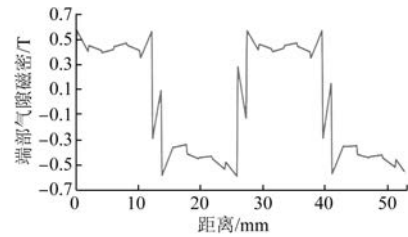


图 19 原电机端部气隙磁密

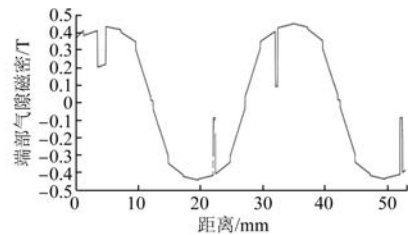


图 20 端齿优化的端部气隙磁密

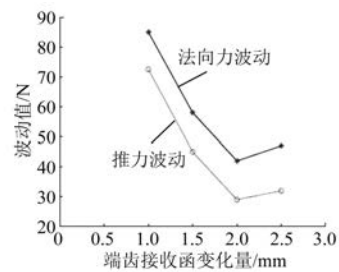


图 21 波动值随端齿气隙的变化曲线

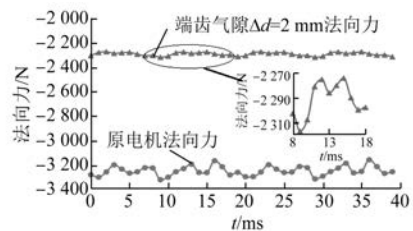


图 22 电机法向力波形

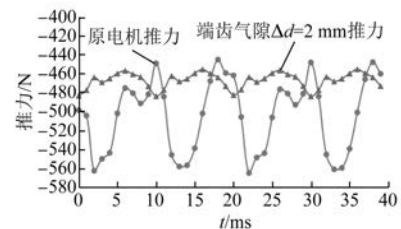


图 23 电机推力波形

向力波动为 42 N,比原电机降低了 67.69%;最推力波动降低为 29 N,比原电机降低了 75%;推力

均值为 470 N,略有降低,为 6%。验证了理论的正确性。

5 结 语

本文综合考虑齿槽效应和端部效应的影响,采用最优极弧系数和磁极倒角法削弱齿槽法向力波动,分别降低了 21.53% 和 30.76%。然后,基于该结构优化铁心长度,削弱法向力波动 43.07%,最大推力波动降低 50%。最后,通过有限元方法优化端齿形状,3 种措施下综合最大法向力波动比原电机降低了 67.69%,而最大推力波动降低了 75%,与此同时,推力均值降低了 6%。所得结论可为 PMLM 的理论分析和设计提供一定的指导。

【参 考 文 献】

- [1] 冀相,许金,黄垂兵,等. 永磁直线同步电机推力脉动削弱方法综述[J]. 电机与控制应用,2019,46(1): 70.
- [2] 宋凯,张炳义,李岩,等. 多边形组合式永磁直线电机边端力削弱方法[J]. 电机与控制应用,2022,49(4): 45.
- [3] 宋德贤. 直线电机齿槽法向力波动分析及其削弱方法研究[D]. 沈阳:沈阳工业大学,2014.
- [4] 菅玲. 低法向力波动的永磁直线同步电机的研究[D]. 沈阳:沈阳工业大学,2020.
- [5] 崔皆凡,秦超. 基于磁极偏移圆筒永磁直线电机齿槽力的削弱[J]. 沈阳工业大学学报,2014,36(2): 133.
- [6] 沈丽,张琳琳,夏加宽. 开辅助槽对永磁直线伺服

电机法向力波动的影响[J]. 微电机,2016,49(7): 1.

- [7] JASTRZEMBSKI J P, PONICK B. Different methods for reducing detent force in a permanent magnet linear synchronous motor[C]//IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2010.
- [8] KIM Y, 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, 2007, 43(1): 40.
- [9] 张弛,汤廷孝,邓益民. 设计辅助齿抑制永磁同步直线电机端部效应[J]. 机械制造,2018,56(11): 45.
- [10] 彭兵,宋得雪,张囡,等. V-型端齿削弱永磁直线电机端部磁阻力波动方法[J]. 中国电机工程学报,2016,36(14): 3940.
- [11] ZHU Y, KOO D, CHO Y. Detent force minimization of permanent magnet linear synchronous motor by means of two different methods [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44(11): 4345.
- [12] 夏加宽,沈丽,彭兵,等. 齿槽效应对永磁直线伺服电机法向力波动的影响[J]. 中国电机工程学报,2015,35(11): 2847.
- [13] 夏加宽,沈丽,彭兵,等. 磁极错位削弱永磁直线伺服电动机齿槽法向力波动方法[J]. 电工技术学报,2015,30(24): 11.
- [14] 姜敞,赵亮,曹扬. 永磁直线同步电机的端部力分析及其优化[J]. 微电机,2017,50(6): 26.

(上接第 21 页)

- [10] 沈坤,章斌,王坚. 一种多步预测的变流器有限控制集模型预测控制算法[J]. 中国电机工程学报,2012,32(33): 37.
- [11] XU Y, SUN Y, HOU Y. Multi-step model predictive current control of permanent-magnet synchronous motor[J]. Journal of Power Electronics, 2020, 20: 176.
- [12] CAGIENARD R, GRIEDER P, KERRIGAN E C, et al. Move blocking strategies in receding horizon control[J]. Journal of Process Control, 2007, 17(6): 563.

- [13] LI Y, SU J, QIN H, et al. Simplified multi-step predictive control for surface permanent magnet synchronous motor[J]. Energy Reports, 2020, 6(9): 379.
- [14] 李耀华,师浩浩,孟祥臻. 表面式永磁同步电机直接转矩控制系统简化预测控制策略[J]. 电机与控制学报,2020,24(4): 96.
- [15] 李耀华,赵乘辉,周逸凡,等. 基于数据驱动的永磁同步电机深度神经网络控制[J]. 电机与控制学报,2022,26(1): 115.