

多边形组合式永磁直线电机边端力削弱方法

宋 凯, 张炳义, 李 岩, 冯桂宏

(沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870)

摘 要: 在低速大推力直线驱动领域, 针对平板型永磁直线电机体积过大导致电机制造复杂和维护困难的问题, 介绍了一种多边形组合式永磁直线同步电机(PCPMLSM)。沿着圆周方向叠片的 PCPMLSM 减小了涡流效应。利用三维有限元方法(FEM)对 1 台 20 极 24 槽的 PCPMLSM 进行了分析。针对该结构电机存在的边端力导致电机定位精度受限和推力特性恶化问题, 分析了端部磁通不对称造成的单端边端力非周期变化规律, 采用与初级铁心交链的磁极数为奇数和偶数时的单端边端力平均值的方式削弱此现象。在此基础上, 提出采用优化初级铁心长度和各边的边端齿不等宽错位相结合的方法来削弱边端力。最后通过 FEM 验证了此方法的有效性。

关键词: 永磁直线电机; 边端力; 边端齿不等宽错位

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)04-0045-08

doi: 10.12177/emca.2021.210

Weakening Method of End Force in Polygon Combined Permanent Magnet Linear Motor

SONG Kai, ZHANG Bingyi, LI Yan, FENG Guihong

(School of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China)

Abstract: In response to the issues of complex manufacturing and hard maintenance caused by the large volume flat-type permanent magnet linear motor in the low speed and large thrust linear drive field, a polygon combined permanent magnet linear synchronous motor (PCPMLSM) is described. PCPMLSM laminated along the circumferential direction eliminates eddy current effect. A 20-pole 24-slot PCPMLSM is analyzed by the 3D finite element method (FEM). Aiming at the problems of limited location accuracy and deterioration of thrust characteristics caused by the end force of the motor with this structure, the non-periodic variation rule of single end force caused by asymmetry of the end flux is studied. This phenomenon is weakened by using the mean value of the single end forces when the number of magnetic poles connected with the primary core is odd and even. On this basis, the method of reducing the end force by combining the optimization of the primary core length and the unequal width dislocation of the end teeth on each side is proposed. Finally, the effectiveness of the proposed strategy is verified by FEM.

Key words: permanent magnet linear motor; end force; unequal width dislocation of the end teeth

0 引 言

相较于“旋转电机+丝杠”的驱动方式^[1], 低速直驱永磁直线同步电机(PMLSM)可实现推力与负载直接接触, 消除了中间传动装置, 从而更容易获得高推力、高精度以及更优的控制性能^[2-4]。类相比于低速大转矩旋转电机, 转矩与其有效体积成正

比, 因此低速大推力直线电机体积势必很庞大。电机体积过大, 会带来制造和维护等一系列问题。为此, 本文阐述了一种多边形组合式永磁直线同步电机(PCPMLSM), 实现了直线电机在周向的组合。

圆筒型直线电机因其无单边磁拉力且具有高推力密度的优点, 在高性能伺服系统中已有广泛应用^[5]。但是其结构特征导致磁通方向和叠片方向

收稿日期: 2021-12-19; 收到修改稿日期: 2022-02-25

作者简介: 宋 凯(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机及其控制。

平行不能隔断涡流。为了减小涡流损耗,可以采用初级铁心沿着圆周方向叠片的方式^[6-7]。文献[8]采用了硅钢片和软磁复合材料混合的方式减小铁耗。本文阐述的 PCPMLSM 也是沿着圆周方向叠片的。但是 PCPMLSM 铁心端部断开并且采用多边形组合式会带来较大的边端力,严重影响定位精度以及电机的稳定运行,在高精度应用领域尤为明显。为了使电机具有更优的推力性能,本文对 PCPMLSM 边端力削弱方法进行了重点研究。

关于边端力的削弱方式,国内外学者在本体结构方面进行了大量的研究。文献[9]通过单端无限长模型对左右边端力进行回归分析,得到边端力优化后的初级铁心长度。文献[10]提出一种混合励磁的弧线电机,通过在铁心端部增加通入直流电的补偿绕组来减小边端力。文献[11]采用直线电机与旋转电机磁场的相似化,分别研究了整数槽和分数槽时端部效应的补偿措施,对于整数槽,加大边齿的宽度;对于分数槽,减小边齿的宽度,可以有效减小电机的边端力。文献[12-13]对端齿结构进行优化,分别采用“凹”型和“V”型端齿削弱边端力。文献[14]通过粒子群算法优化边端齿和边端齿突出部分的宽度,以得到削弱边端效应时的最优解。辅助齿^[15-16]和辅助极^[17]也被广泛应用。文献[18]通过上下两边错开一定距离的方式来削弱双边型永磁直线电机的边端力。文献[19]采用优化定子模块宽度和模块轴向分段相结合的方式优化模块组合式定子永磁电机的边端力。但是以上文献尚未考虑单端无限长模型带来的端部磁通不对称现象。

本文阐述 PCPMLSM 的结构以及设计方法。基于 3D 有限元方法(FEM)仿真分析了一台 20 极 24 槽的 PCPMLSM,从电机本体结构着手减小 PCPMLSM 的边端力。在进行边端力的削弱时,先介绍了单端无限长模型计算的单端边端力非周期变化的规律,通过采用与初级铁心交链的磁极数为奇数和偶数时的单端边端力的平均值方法削弱了此现象,然后基于优化初级铁心长度和各边的边端齿不等宽错位两种措施相结合的方法对 PCPMLSM 的边端力进行削弱。

1 PCPMLSM 设计研究

1.1 PCPMLSM 结构

以四边形为例进行结构设计。PCPMLSM 结

构示意图如图 1 所示,包括初级和次级。初级包括初级铁心和电枢绕组,绕组为四边形环式绕组。初级铁心由四个小单元构成,四个初级部件分别位于次级的四周。采用沿周向组合的方式,即初级铁心沿周向叠压,能够阻断在交变磁场的作用下产生的涡流。而圆筒型直线电机由于结构的限制很难采用此叠压方式。次级中四组永磁体依附在次级轭上,每一组中的相邻两个永磁体充磁方向相对。

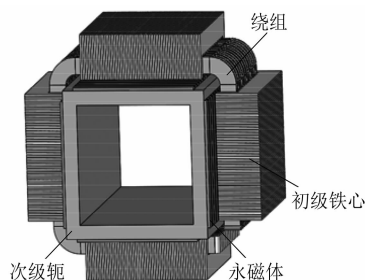


图 1 PCPMLSM 结构示意图

PCPMLSM 采用高绕组系数的分数槽集中绕组即全齿绕。线圈穿过初级铁心,跨过相邻的初级齿。四个初级铁心单元与其相近的永磁体形成独立的闭合磁回路,如图 2 所示。

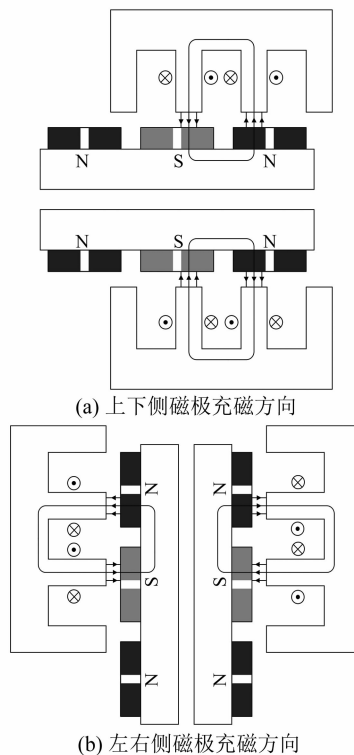


图 2 永磁体充磁方向

1.2 PCPMLSM 设计方法

普通的旋转电机以及直线电机都有相应的电机设计程序为参考,而本文提出的 PCPMLSM 为非常规电机,因此需要对其设计方法进行深入研究。总体设计方法采用单元电机的思路,依据合零为整的思想,将多边形组合式电机等效为一个平板型直线电机进行电磁设计,通过有限元仿真对其进行分析并优化。得到理想的电机参数后,将初级铁心进行分块,分块后按照周向拼接,绕组也采用多边形,具体的边数根据推力要求和安装空间选取。综上,PCPMLSM 的设计流程如图 3 所示。 b_{m0} 为永磁体空载工作点假定值, b'_{m0} 为永磁体空载工作点, ε_1 为 b_{m0} 与 b'_{m0} 之间的误差值,为 1%。

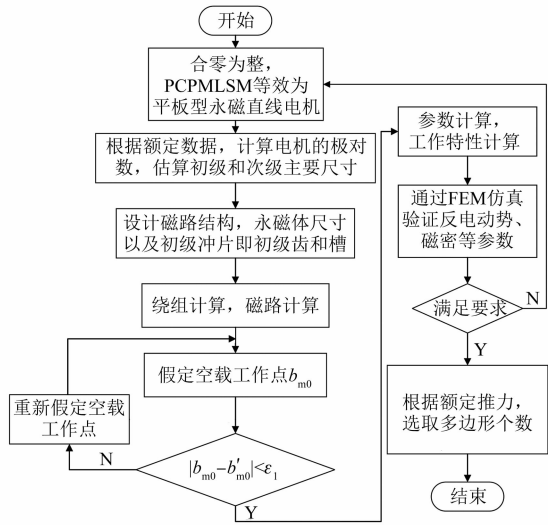


图 3 PCPMLSM 设计流程图

2 PCPMLSM 分析

本文以一台 6.75 kW 的 PCPMLSM 为例进行分析,电机仿真模型如图 4 所示,参数如表 1 所示,其中永磁体剩磁密度、永磁体矫顽力均为温度 20 ℃ 时的数值。

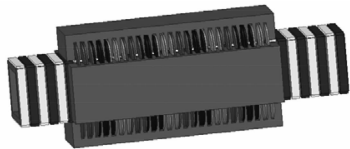


图 4 PCPMLSM 仿真模型

从仿真结果可以看出,所设计的 PCPMLSM 磁场分布合理,空载反电动势有效值为 202 V,为额定相电压的 0.92 倍,波形畸变率 THD 为 2.14%。

表 1 PCPMLSM 电机参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
额定功率/kW	6.75	齿宽/mm	13.5
运动速度/(m·s ⁻¹)	0.514	永磁体磁化长度/mm	8
额定电压/V	380	电机边数	4
气隙/mm	1	单边电机宽度/mm	200
极距/mm	34.5	单边电机高度/mm	90
极槽数	20/24	永磁体牌号	N38SH
极弧系数	0.811 6	永磁体剩磁密度/T	1.23
槽宽/mm	15	永磁体矫顽力/(kA·m ⁻¹)	915

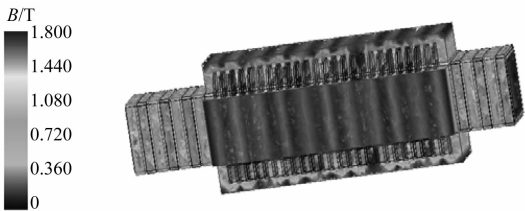


图 5 电机空载磁场分布

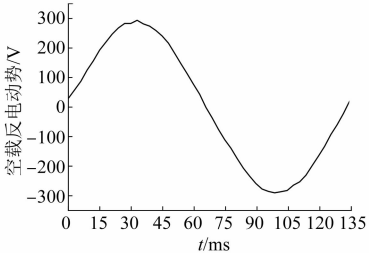


图 6 空载反电动势波形

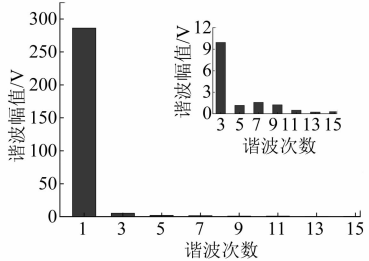


图 7 空载反电动势谐波分析

3 PCPMLSM 单端边端力分析

3.1 单端端部磁通分析

直线电机初级铁心端部断开产生边端效应,使得端部磁导突变,气隙磁密发生变化,导致电机运行时气隙磁场储能发生变化,同时由于多边形

的结构导致产生更大的边端力,此力的大小和方向与磁极和初级铁心的相对位置有关。PCPMLSM 四边完全对称,取其一边进行边端力分析。文献[20]中阐述左边端力可展开为傅里叶级数:

$$f_{-}(x) = f_{-} + \sum_{n=1}^{\infty} f_{-n} \sin \frac{2n\pi}{\tau} (x + \varphi_n) \quad (1)$$

式中: x 为电机位移; f_{-} 为直流分量; f_{-n} 为 n 次谐波的幅值; φ_n 为 n 次谐波的相位; τ 为极距。

右边端力可展开为傅里叶级数:

$$f_{+}(x) = f_{+} + \sum_{n=1}^{\infty} f_{+n} \sin \frac{2n\pi}{\tau} (x + \theta_n) \quad (2)$$

式中: f_{+n} 为 n 次谐波的幅值; θ_n 为 n 次谐波的相位; f_{+} 为直流分量。

采用有限元法计算电机左右边端力时,需要忽略开槽效应并将电机一端设置为无限长,如图 8 所示。此模型存在一定的缺陷,不能准确反映单端边端力情况。原因是电机在行进过程中,与初级铁心交链的磁极数量出现奇偶交替变换,导致磁路不对称^[21]。图 9 中,初级铁心边缘位于两个磁极的中心线上时,明显发现与初级铁心交链的磁极数量为偶数时,磁极 N1 产生的一部分磁通会与磁极 S2 构成闭合回路,导致此位置时端部磁通量小于与初级铁心交链的磁极数量为奇数时的磁通量。

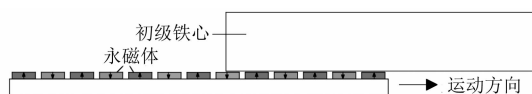


图 8 单端边端力仿真模型

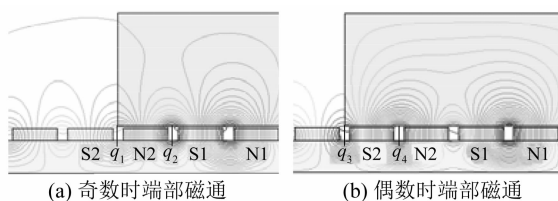


图 9 初级铁心在两个磁极中心线时端部磁通情况

结合有限元计算,定量得到穿过初级铁心端部的磁通曲线,如图 10 所示。

电机位移 x 从 0 到 τ 为图 9(a) 中的位置 q_1 到 q_2 ,位移 x 从 τ 到 2τ 为图 9(b) 中位置 q_3 到 q_4 。初级铁心纵向边缘磁通变化使气隙磁场储能发生

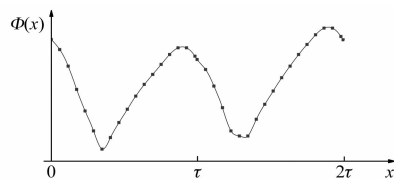


图 10 端部磁通 $\Phi(x)$ 与 x 的关系

变化,电机定子位移从 0 到 τ 与 τ 到 2τ 下气隙磁场储能的变化量^[13]分别为

$$\Delta W_1 = \frac{\Phi_1(x)^2 V}{2\mu_0 S^2} \quad (3)$$

$$\Delta W_2 = \frac{\Phi_2(x)^2 V}{2\mu_0 S^2} \quad (4)$$

式中: $\Phi_1(x)$ 为位移从 0 到 τ 时永磁体向外磁路提供的纵向边缘磁通量; $\Phi_2(x)$ 为位移从 τ 到 2τ 时永磁体向外磁路提供的纵向边缘磁通量; V 为一个极距 τ 下的气隙体积; S 等效为半个磁极的面积; μ_0 为真空磁导率。

根据虚位移法计算位移在 $0 \sim \tau$ 与 $\tau \sim 2\tau$ 下的单端边端力分别为

$$F_{T1}(x) = \frac{d(\Delta W_1)}{dx} = \frac{d[\Phi_1(x)^2 / (2\mu_0 S^2)]}{dx} \quad (5)$$

$$F_{T2}(x) = \frac{d(\Delta W_2)}{dx} = \frac{d[\Phi_2(x)^2 / (2\mu_0 S^2)]}{dx} \quad (6)$$

式中: $F_{T1}(x)$ 和 $F_{T2}(x)$ 分别为位移在 $0 \sim \tau$ 与 $\tau \sim 2\tau$ 下的单端边端力。

通过图 9、式(5)和式(6)可知,在通过有限元分析计算单端边端力时,将一端设置为无限长时 $\Phi_1(x) \neq \Phi_2(x)$,导致 $F_{T1}(x) \neq F_{T2}(x)$,使得单端边端力并非以一个极距为周期变化。

本文以 PCPMLSM 的其中一边为例进行验证。电机参数如表 1 所示,对其左边端力进行有限元计算,右端取无限长,左端初位置在两个磁极的中性线处,模型如图 11 所示。仿真结果如图 12 所示,左边端力并不是以 τ 为周期变化。

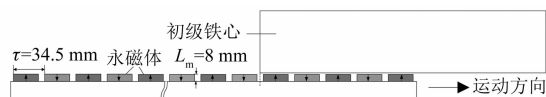


图 11 左边端力仿真模型

3.2 单端边端力非周期变化的削弱

由上文分析可知由于与初级铁心交链的磁极数量为偶数时的边缘磁通量小于与初级铁心交链

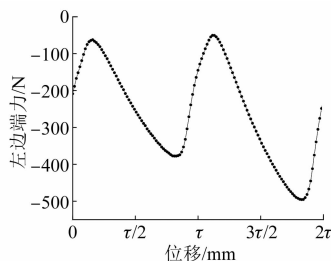


图 12 左边端力仿真结果

的磁极数量为奇数时的边缘磁通量,单端边端力不是以极距为周期变化。因此,采取两个极距内的平均值来削弱奇数磁极时边缘磁通量大于偶数磁极时的现象。为了验证此方法的可靠性,需要对电机不同初位置的左右边端力进行计算,计算模型如图 13 所示。图 14 为总边端力的计算模型,当初级长度大于 2~3 倍极距时,左右边端效应基本不会相互影响,因此初级长度选取为极距的 10 倍进行分析,即铁心长度 L_s 为 345 mm。初级端部和次级端部的距离 L_1 和 L_2 为 5τ ,次级边端效应的影响可以忽略不计。

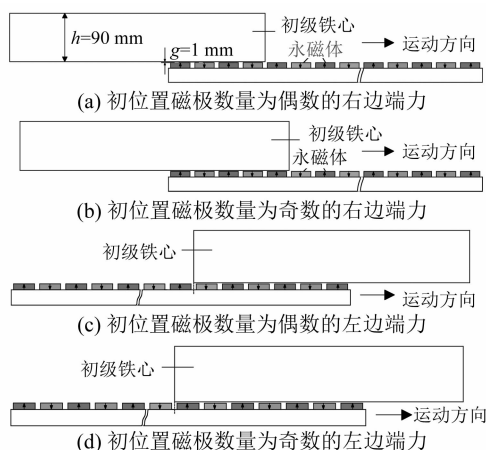


图 13 不同位置左右边端力分析模型

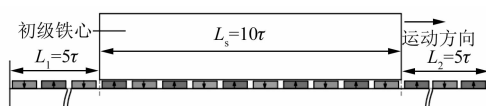


图 14 总边端力分析模型

图 15 和图 16 分别为与初级铁心交链的磁极数为奇数和偶数时左右边端力的平均值。

按下式计算最大误差:

$$\Delta F = \left| 1 - \frac{F_{11}}{F_{22}} \right| \times 100\% \quad (7)$$

式中: F_{11} 为最大误差时取两个极距平均值计算的左右边端力的和; F_{22} 为 FEM 计算的边端力; ΔF 为最大误差。

由式(7)计算得最大误差为 7.6%。从图 17 和计算结果可以看出此方法计算的边端力与 FEM 计算拟合度很高,因此可以取两个极距的左右边端力的平均值进行对边端力削弱方法的分析。

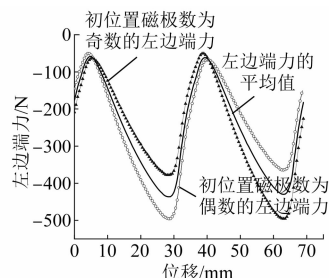


图 15 左边端力计算结果

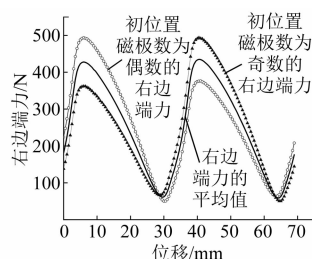


图 16 右边端力计算结果

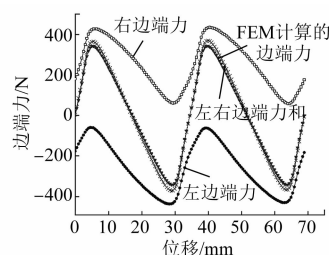


图 17 总边端力计算结果

4 PCPMLSM 边端力削弱方法

4.1 基于 PCPMLSM 初级长度优化削弱边端力

由上文分析可知左右边端力的幅值与初级铁心和磁极的相对位置有关,并且二者之间存在相位差,该相位与初级长度有关,因此可以首先采取初级长度优化削弱边端力。考虑前四次谐波和直

流量,根据式(1)和式(2)将图 15 和图 16 中的左右边端力进行傅里叶级数展开可表示如下:

$$f_{-}(x) = 258.28 + 172.69\sin\left(\frac{2\pi}{34.5}x + 15.5 \times \frac{\pi}{180}\right) + 48.58\sin\left(\frac{4\pi}{34.5}x + 16.7 \times \frac{\pi}{180}\right) + 13.52\sin\left(\frac{6\pi}{34.5}x + 40.3 \times \frac{\pi}{180}\right) + 5.55\sin\left(\frac{8\pi}{34.5}x + 101.9 \times \frac{\pi}{180}\right) \quad (8)$$

$$f_{+}(x) = 252.50 + 167.26\sin\left(\frac{2\pi}{34.5}x - 14.2 \times \frac{\pi}{180}\right) + 45.50\sin\left(\frac{4\pi}{34.5}x - 16 \times \frac{\pi}{180}\right) + 11.97\sin\left(\frac{6\pi}{34.5}x - 44.1 \times \frac{\pi}{180}\right) + 5.81\sin\left(\frac{8\pi}{34.5}x - 113 \times \frac{\pi}{180}\right) \quad (9)$$

从式(8)和式(9)中可以看出,除直流分量外,一次谐波幅值最大,二次谐波幅值次之。因此削弱一次谐波可以减小边端力带来的推力波动,提高电机运行的平稳性。初级铁心左端位置固定不动,长度增加 Δx ,则此时右边端力可表示为

$$f_{+}(x) = 252.50 + 167.26\sin\left[\frac{2\pi}{34.5}(x + \Delta x) - 14.2 \times \frac{\pi}{180}\right] + 45.50\sin\left[\frac{4\pi}{34.5}(x + \Delta x) - 16 \times \frac{\pi}{180}\right] + 11.97\sin\left[\frac{6\pi}{34.5}(x + \Delta x) - 44.1 \times \frac{\pi}{180}\right] + 5.81\sin\left[\frac{8\pi}{34.5}(x + \Delta x) - 113 \times \frac{\pi}{180}\right] \quad (10)$$

为了削弱一次谐波, Δx 的取值需满足以下计算式:

$$\frac{2\pi}{34.5}x + \frac{2\pi}{34.5}\Delta x - 14.2 \times \frac{\pi}{180} - \left(\frac{2\pi}{34.5}x + 15.5 \times \frac{\pi}{180}\right) = k\pi, k = 0, 1, 3, \dots \quad (11)$$

经计算 $\Delta x \approx 20$ mm 时左右边端力的一次谐波相位差为 180° 。此时初级铁心长度取 365 mm,边端力波形如图 18 所示,一个周期出现两个波峰和波谷,且峰-峰值由图 17 中的 685.2 N 减小到了 199.0 N,即

PCPMLSM 的边端力峰-峰值由 2 740.8 N 减小到了 796.0 N。考虑前四次谐波,对优化后的边端力进行傅里叶级数展开,表达式如下:

$$f(x) = 3.31 + 1.35\sin\left(\frac{2\pi}{34.5}x - 88 \times \frac{\pi}{180}\right) + 89.86\sin\left(\frac{4\pi}{34.5}x + 29 \times \frac{\pi}{180}\right) + 0.26\sin\left(\frac{6\pi}{34.5}x + 92.4 \times \frac{\pi}{180}\right) + 6.70\sin\left(\frac{8\pi}{34.5}x + 59.5 \times \frac{\pi}{180}\right) \quad (12)$$

由式(12)可知,经过优化后一次谐波的幅值仅剩 1.35 N,三次谐波幅值也仅剩 0.26 N,所以铁心长度为 365 mm 时,1 次和 3 次谐波均被大幅度削弱,剩下的谐波中二次项占比最大。

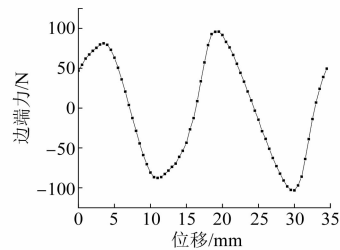


图 18 优化后的边端力

4.2 基于 PCPMLSM 边端齿不等宽错位削弱边端力

在优化初级铁心长度的基础上,调整四边左右边端齿的宽度以进一步减小边端力。前文已经对一次谐波进行削弱,采用边端齿不等宽削弱二次谐波。四组边端齿不等宽模型如图 19 所示,电机参数如表 1 所示。为了清晰看出其位置关系将其沿圆周展开,各边初级铁心长度均为 365 mm, d 为边端齿不等宽的错位距离。如图 20 所示,左边端齿宽度依次增加 d ,右边端齿宽度依次递减 d ,其中初级 II 的左右边端齿的宽度相等。

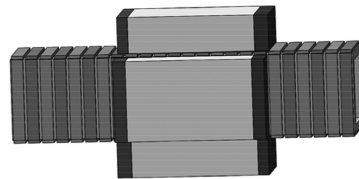


图 19 四组边端齿不等宽结构示意图

忽略上下左右四边电机的磁耦合,四边电机的边端力可分别表示如下^[18]:

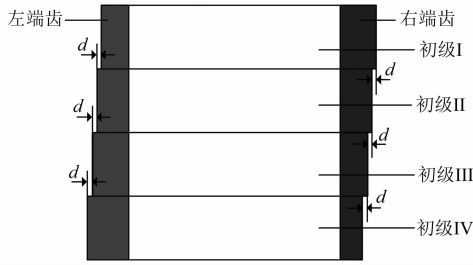


图 20 沿周向展开的初级铁心截面示意图

$$f_1(x) = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \sin \frac{2n\pi}{\tau} \left(x + \frac{b}{2} \right) \quad (13)$$

$$f_2(x) = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \sin \frac{2n\pi}{\tau} \left(x + \frac{b}{2} - d \right) \quad (14)$$

$$f_3(x) = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \sin \frac{2n\pi}{\tau} \left(x + \frac{b}{2} - 2d \right) \quad (15)$$

$$f_4(x) = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \sin \frac{2n\pi}{\tau} \left(x + \frac{b}{2} - 3d \right) \quad (16)$$

式中： $f_1(x)$ 、 $f_2(x)$ 、 $f_3(x)$ 和 $f_4(x)$ 分别为上边初级铁心、右边初级铁心、下边初级铁心和左边初级铁心的边端力； F_n 为其中一边边端力 n 次谐波的幅值； $b = L_s - k\tau$ 。

因此电机采用边端齿不等宽错位后边端力可表示为

$$\begin{aligned} F(x) &= f_1(x) + f_2(x) + f_3(x) + f_4(x) = \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} F_n \sin \frac{2n\pi}{\tau} \left(x + \frac{b}{2} \right) + \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} F_n \sin \frac{2n\pi}{\tau} \left(x + \frac{b}{2} - d \right) + \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} F_n \sin \frac{2n\pi}{\tau} \left(x + \frac{b}{2} - 2d \right) + \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} F_n \sin \frac{2n\pi}{\tau} \left(x + \frac{b}{2} - 3d \right) = \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} F_n \sqrt{m^2 + l^2} \sin \frac{2n\pi}{\tau} (x + \delta_n) \quad (17) \end{aligned}$$

式中： $m = 1 + \cos \frac{2n\pi}{\tau} d + \cos \frac{4n\pi}{\tau} d + \cos \frac{6n\pi}{\tau} d$ ；

$l = \sin \frac{2n\pi}{\tau} (-d) + \sin \frac{4n\pi}{\tau} (-d) + \sin \frac{6n\pi}{\tau} (-d)$ 。

显而易见，二次谐波幅值 $F_2 \sqrt{m^2 + l^2}$ 与 d 的取值有关。 d 与 $F_2 \sqrt{m^2 + l^2}$ 的关系曲线如图 21 所示，由波形可知当 $d = 0$ 时，即四个边的边端齿等宽，没有出现错位，此时二次谐波幅值为单边

端力的 4 倍， $d = \tau/2$ 和 τ 时二次谐波幅值也为单边端力的 4 倍，也没有起到削弱的作用。 $d = \tau/8$ 、 $\tau/4$ 、 $3\tau/8$ 、 $5\tau/8$ 、 $3\tau/4$ 和 $7\tau/8$ 时削弱效果最优，二次谐波幅值基本为 0。为了保证两侧边端齿的磁密不出现饱和， d 的取值为 $\tau/8$ ，根据表 1 中的参数可得 $d = 4.3 \text{ mm}$ 。

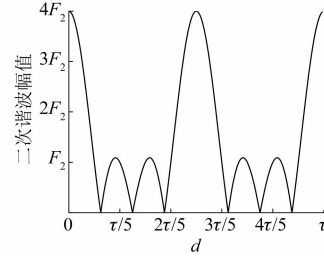
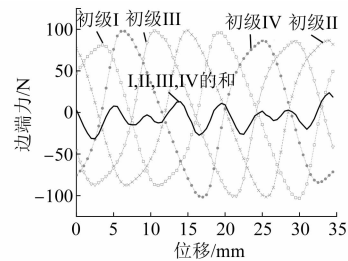
图 21 d 与二次谐波幅值的关系

图 22 为 d 取 $\tau/8$ 时的边端力波形，可以发现采取边端齿不等宽错位后，二次谐波幅值仅为 3.71 N。其峰-峰值仅为 55.3 N，PCPMLSM 边端力被大幅度的削弱，与未优化时相比，边端力的峰-峰值由 796.0 N 减小为 55.3 N。

图 22 $d = \tau/8$ 时的边端力

电机的推力特性如图 23 所示，优化前电机的平均推力为 13.55 kN，采用优化初级铁心长度和各边的边端齿不等宽错位相结合的方法电机的平均推力也为 13.55 kN，电机总的推力波动则由优化前的 3.09 kN 下降到了 1.15 kN，即推力波动由 22.8% 下降至 8.5%。

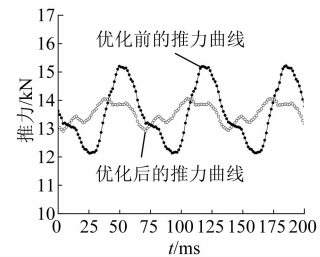


图 23 优化前后推力对比

5 结 语

本文首先阐述了 PCPMLSM 的结构,通过 FEM 验证了该结构的合理性。为了优化电机的推力特性,提高电机的运行平稳性,重点对其边端力进行分析与削弱,提出采用优化初级铁心长度和各边端齿不等宽错位相结合的方法,得出如下结论:单端无限长模型由于与铁心交链的磁极数为奇数时的端部磁通不等于与铁心交链的磁极数为偶数时的端部磁通,单端边端力并非以极距为周期变化,可取两个极距的单端边端力的平均值来削弱此现象,通过验证,此方法计算的边端力与有限元方法误差很小。在此基础上对边端力进行傅里叶级数分解,通过优化铁心长度和各边端齿不等宽错位相结合的方法依次削弱了边端力中占比最大的一次谐波和二次谐波,PCPMLSM 的边端力峰-峰值由 2 740.8 N 减小到了 55.3 N。同时采用此优化方法电机的推力波动由 22.8% 减小到了 8.5%。

【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] 姚艺华. 永磁直线同步电机推力波动的分析与削弱研究[D]. 杭州:浙江大学,2018.
- [3] 蒋钱,卢琴芬,李焱鑫. 双三相永磁直线同步电机的推力波动及抑制[J]. 电工技术学报,2021,36(5): 883.
- [4] 李雄松,崔鹤松,胡纯福,等. 平板型永磁直线同步电机推力特性的优化设计[J]. 电工技术学报,2021,36(5): 916.
- [5] 叶云岳. 直线电机原理与应用[M]. 北京:机械工业出版社,2000.
- [6] 任宁宁,范乐,杨科科,等. 轴向充磁圆筒型永磁直线同步电机气隙磁场解析计算[J]. 电机与控制应用,2019,46(10): 1.
- [7] 彭仁强. 热声发电系统直线发电机定位力计算和优化设计[D]. 沈阳:沈阳工业大学,2017.
- [8] WANG T, JIAO Z, LIANG Y, et al. Design of novel double-layer compound stator for tubular linear oscillating motor [C] // IEEE 10th Conference on Industrial Electronics and Applications, 2015.
- [9] 潘开林,傅建中,陈子辰. 永磁直线同步电机的磁阻力分析及其最小化研究[J]. 中国电机工程学报,2004,24(4): 112.
- [10] LI B, JING Z, LIN X, et al. Detent force reduction of an arc-linear permanent-magnet synchronous motor by using compensation windings [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 3001.
- [11] 王昊,张之敬,刘成颖. 永磁直线同步电机纵向端部效应补偿方法[J]. 中国电机工程学报,2010,30(36): 46.
- [12] 彭兵,刘铁法,张囡,等. 凹型端齿削弱永磁直线电机端部力波动方法[J]. 电工技术学报,2015,30(7): 119.
- [13] 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.
- [14] LIU C, GAO H, XIONG Y, et al. Detent force reduction in permanent magnet linear synchronous motor base on magnetic field similarity method [J]. IEEE Access, 2019, 7: 57341.
- [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): 5203305.
- [16] 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): 8104504.
- [17] 寇宝泉,张赫,郭守仑,等. 辅助极一体式永磁同步直线电机端部定位力抑制技术[J]. 电工技术学报,2015,30(6): 106.
- [18] HUANG X Z, YU H C, ZHOU B, et al. Detent-force minimization of double-sided permanent magnet linear synchronous motor by shifting one of the primary components [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(1): 180.
- [19] 张炳义,贾宇琪,冯桂宏. 模块组合式定子永磁电机边端力分析及削弱方法[J]. 电机与控制学报,2015,19(4): 40.
- [20] HU H, LIU X, ZHAO J, et al. Analysis and minimization of detent end force in linear permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 65(3): 2475.
- [21] 章达众,廖有用,李国平,等. 永磁同步直线电动机磁阻力最小化研究[J]. 微特电机,2013,41(10): 20.