

磁通开关永磁直线电机中频段铁损频率特性研究

刘灵兴, 谢竞成*, 范臻, 郭建良

(国能南京电力试验研究有限公司, 江苏 南京 210023)

摘要:磁通开关永磁直线电机(flux switching permanent magnet linear motor, FSPMLM)具备高推力密度、定子永磁体易冷却等优势,在直驱系统中应用前景广阔。现有研究多关注拓扑结构与静态推力特性,对中频段铁损机理及效率缺乏系统分析。文中以6槽6极FSPMLM为对象,基于损耗分离模型构建铁损计算框架,采用FEMM4.2与MATLAB软件联合仿真,结合改进Steinmetz模型,实现损耗定量分离。结果表明:50~200 Hz内总铁损随频率呈非线性增长,涡流损耗占比显著上升,磁滞损耗与频率近似线性相关且受局部磁饱和影响;其中,永磁体涡流损耗占总铁损约76%,为中频段主导损耗;电机效率随频率升高快速下降,50 Hz效率93.81%,200 Hz仅70.44%。该研究揭示中频损耗演化规律,为同类电机电磁设计与效率优化提供技术参考。

关键词:磁通开关永磁直线电机;铁损;变系数模型;有限元分析

中图分类号:TM 351 **文献标志码:**A **文章编号:**1006-348X(2026)03-0059-07

0 引言

直驱技术在高精度工业自动化、半导体制造与高速精密定位系统中快速普及,永磁直线电机凭借其高动态响应、高精度与高可靠性成为核心驱动装置。磁通开关永磁直线电机(flux switching permanent magnet linear motor, FSPMLM)为定子永磁型拓扑结构,永磁体与电枢绕组均置于定子之中,动子仅为导磁铁心,既解决了动子供电与冷却难题,又具备结构坚固、推力密度高的优势^[1];但该电机的双凸极结构使气隙磁导随动子位置剧烈变化,气隙磁场谐波丰富,在50~200 Hz中频运行区间,铁心损耗显著增大,直接引发电机温升升高、效率下降,甚至导致永磁体不可逆退磁^[2]。因此,准确预测中频铁损是提升FSPMLM效率、可靠性与功率密度的关键。目前,有关的旋转型永磁同步电机铁损计算方法相对成熟,形成了磁滞、涡流、附加损耗分离模型^[3]。针对FSPMLM及同类拓扑的研究多集中于管状结构、旋转型电机或单一频率点损耗分析,部分研究指出中高频段铁损可超过

铜损,但针对FSPMLM在50~200 Hz连续中频区间的铁损生成机理、精准建模、损耗分量演化及效率映射的系统性量化研究仍较为缺乏^[4]。FSPMLM“初级励磁、次级无源”的结构优势使其成为研究热点,但其双凸极与磁场调制效应带来复杂谐波损耗,所以精确评估损耗对电机性能设计至关重要^[5]。综上,现有研究尚未系统揭示FSPMLM中频铁损规律,多频率下损耗分解与效率关联分析不足。文中针对上述不足开展研究,为同类电机中频应用的电磁设计与效率优化提供技术参考。

1 FSPMLM研究

1.1 FSPMLM拓扑结构

文中选取6槽6极FSPMLM为研究对象。如图1所示,该电机融合开关磁阻电机结构兼顾与永磁同步电机高功率密度优势,采用定子励磁、动子无源的结构^[6],定子采用U形单元与“三明治”式永磁体排布,聚磁效应提升,气隙磁密与推力性能提升^[7],动子为纯铁心齿槽结构,无绕组与磁体。

收稿日期:2026-03-20

作者简介:刘灵兴(1999),男,硕士,助理工程师,从事电力系统绝缘及继电保护研究。

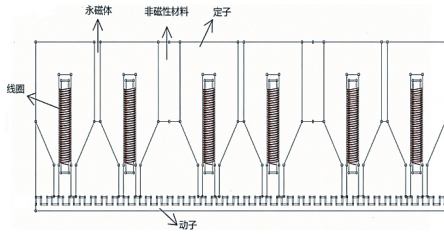


图1 单边直线电机拓扑设计

1.2 FSPMLM工作原理

FSPMLM的能量转换核心在于“磁通切换”。初级为定子,次级为动子,通过次级齿凸极效应调制气隙磁场,实现磁链的双极性变化。FSPMLM的三相电压产生源于电枢绕组内交变磁链的建立。在一个完整的电周期内,初级与次级发生一个极距 τ_p 位移,使得电枢绕组交链的磁通经历“正向最大—零—反向最大—零—正向最大”的循环过程。根据法拉第电磁感应定律,第 j 相($j=a, b, c$)绕组中感应的空载瞬时电动势 $e_j(t)$ 取决于磁链随时间的变化率,如式(1)所示:

$$e_j(t) = -N \left(\frac{d\phi_j}{dt} \right) \quad (1)$$

式中: N 为每相绕组的串联匝数; ϕ_j 为第 j 相的磁通量。

向三相电枢绕组通入对称交流电后,绕组在气隙中激励出行波磁场;行波磁场与永磁体励磁磁场相互耦合,在动子产生电磁推力。当相电流与绕组反电动势相位一致(相位差 $\theta=0$)时,电机有功电流利用率最高,基波平均电磁推力取得最大值 F_m ,表达如式(2)所示:

$$F_m = \frac{3\pi}{2\tau_p} \phi I_m \cos \theta \quad (2)$$

式中: τ_p 为一个极距; ϕ 为磁链; I_m 为相电流峰值。

1.3 FSPMLM工作损耗

FSPMLM运行损耗主要包括铜损、铁损与机械损耗。铁心材料由许多小磁畴组成,当铁心经历不断变化的磁场时,相邻的磁畴会受到磁力的作用而挤压摩擦并产生热量,这种损耗称为磁滞损耗^[8]。磁滞损耗由磁通密度和磁场强度决定,因而磁滞损耗密度与磁通密度和频率的函数关系式如式(3)所示;交变磁场会在叠层钢和磁体中产生回路,当铁心使用具有导电的材料如电工钢或功率铁氧体时,产生的损耗称为涡流损耗^[9]。铁心和磁体中的涡流损耗可由式(4)和(5)表示。总铁损是这三种损耗密度积分的总和,可

用贝尔托蒂方程计算^[10],如式(6)所示。

$$P_h = k_h B_m^a f \quad (3)$$

$$P_e = k_e B_m^2 f^2 \quad (4)$$

$$P_m = \frac{1}{2} \pi^2 \sigma_m f J_m^2 \quad (5)$$

$$P_t = P_h + P_e + P_m \quad (6)$$

式中: P_h 为磁滞损耗, W ; k_h 为磁滞损耗系数; B_m 为磁通密度, T ; f 为频率, Hz ; P_e 为铁心涡流损耗, W ; k_e 为铁心涡流损耗系数; P_m 为永磁体涡流损耗, W ; σ_m 为磁导率; J_m 为电流密度, A/m^2 ; P_t 为总铁损, W 。

1.4 FSPMLM工具选择

文中采用FEMM4.2有限元软件进行电磁学问题模拟,同时接入MATLAB软件进行数据分析,最后采用MatEditor软件进行数据验证。

2 仿真结果和评估

采用FEMM4.2建立二维电磁模型,完成网格划分、材料赋值与边界条件设置;通过MATLAB软件调用FEMM4.2实现动子运动控制、磁密数据提取与快速傅里叶变换(FFT)频谱分析,完成损耗定量计算与效率拟合,流程如下:

- 1) 建立6槽6极FSPMLM二维模型,分配硅钢片、钕铁硼、无氧铜等材料属性;
- 2) 划分网格并施加激励,求解空载与负载工况磁场分布;
- 3) 提取定子、动子关键区域磁密时域波形,经FFT得到各次谐波幅值;
- 4) 代入改进的Steinmetz模型,计算磁滞、铁心涡流与永磁体损耗;
- 5) 结合输入功率与总损耗,计算效率并绘制效率-频率曲线。

2.1 FEMM4.2电机构建

结合FSPMLM的6槽6极拓扑特性,以“中频铁损最小、推力密度最大”为目标,结合50~200 Hz运行特性,通过FEMM4.2完成气隙、定子、动子、永磁体等关键参数寻优,保证拓扑与中频工况高度适配。采用坐标依次创建关键几何点,建立U型定子-永磁体单元模型,再通过镜像变换,组合为完整的二维电机模型。FSPMLM的关键几何尺寸如表1所示。几何模型构建完成后,需进行材料属性的定义与分配,绕

组线圈采用无氧铜;动子铁心与定子铁心均选用低铁损特性的硅钢片;U型定子之间的连接结构采用铝合金材料。永磁体考虑高剩磁密度、高矫顽力以及良好的温度稳定性的钕铁硼(NdFeB)。完成材料属性定义后对整个求解域网格划分,生成离散节点与单元,随后在每个节点上施加相应的边界条件与载荷执行数值求解,如图2所示。

表1 电机参数设计

参数	数值
动子齿宽	10
动子齿深	100
动子槽宽	12
气隙	0.8
定子齿宽	10
定子齿深	100
定子槽宽	20
线圈区域宽度	9
永磁体宽度	6
定子长度	120
动子长度	100
极距	25

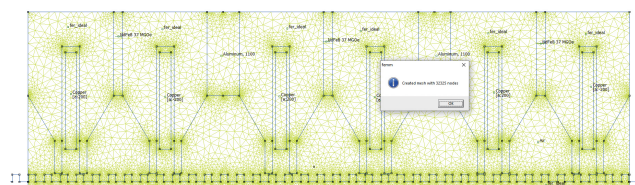


图2 电机二维拓扑有限元求解

在完成网格划分并施加相应边界条件后,设置电流激励源后可获得磁通分布结果,如图3所示。磁力线由永磁体及励磁电流共同产生,经气隙进入动子铁心,形成闭合磁路。磁通密度图显示,底部次级齿顶、初级齿尖区域存在局部磁饱和趋势,这是由于磁通会优先沿磁阻最小的路径流通,在齿尖等狭窄区域高度汇聚,与设计预期相符^[1]。次级齿的凸极结构对磁通起到调制作用,使磁通在气隙中形成周期性分布,这正是“磁通开关”效应的基础,气隙区域(初级与次级之间)的磁通密度呈梯度变化,靠近齿尖处最高,远离齿尖处逐渐降低。

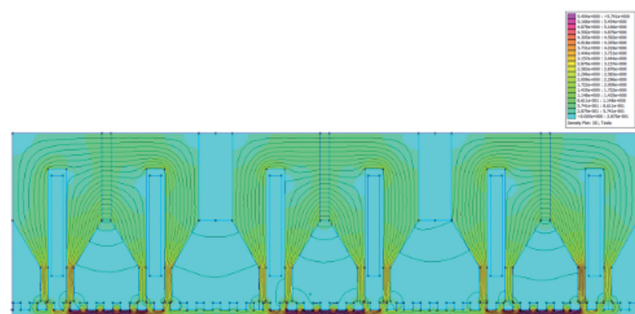


图3 直线电机磁通密度分布

2.2 电机空载和负载运行

在 MATLAB 中进行空载测试和带负载测试,以满足电机设计的条件。在额定速度下,电机目标设计达到 600 N 的推力,空载线反电动势和负载线电压峰值应分别控制在 700 V 和 537 V,两者相应的相电压峰值则应分别为 400 V 和 310 V。此设计保证了在最大运行速度时,电机的空载反电动势高于系统电压峰值,以实现弱磁控制使电机能达到并稳定运行于高速,表2是目标电机的限值条件。

表2 空载测试和带负载测试的边界条件

参数条件	数值
额定速度/(m/s)	2.5
最大速度/(m/s)	10
最大推力/N	600
电流限值/A	10
负载线电压峰值/V	537
空载反电动势峰值/V	700

空载测试模拟了电机绕组开路时的运行状态。其主要目的是验证在最高速度(10 m/s, 200 Hz)下,峰值反电动势不超过 700 V 限值,这确保了驱动系统,在高速区域需要采用弱磁控制时,拥有足够的电压裕量以正常工作。线圈初始匝数设计为 250 匝,电机的极对数为 3,总步数为 120,动子在完整的电周期内被分步移动。在每一步中,脚本控制 FEMM4.2 获取当前动子位置下的瞬时静磁场数据。 a 、 b 、 c 三相绕组的相反电动势 E_a 、 E_b 、 E_c 峰值约为 500 V,超过了设定上限 400 V。因此考虑逐次减少每项线圈匝数的方法,最终,每相 200 匝线圈的配置在 10 m/s 时,空载相反电动势峰值约为 390 V,成功满足了设计约束,其波形如图4所示。

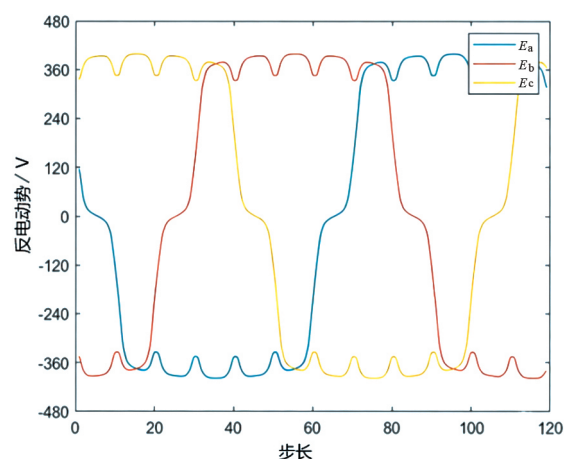


图4 三相空载反电动势波形图

负载测试模拟了电机在绕组注入电流下的工作状态,关键目标是使电机在额定速度(2.5 m/s, 50 Hz)下,输出 600 N 的推力并分析负载下的反电动势;在励磁电流恒定的条件下,用于后续铁损的计算分析。测试完成后,生成一组与该反电动势基波同相、同频率的三相正弦电流 $I_j(j=a, b, c)$, 由于推力常数近似于反电动势常数 K_e , 则电流公式如式(7)和(8)所示:

$$I_j = \frac{F/K_e}{\sqrt{2}} \approx 6 \quad (7)$$

$$\begin{cases} I_a = 6 \cos\left(\frac{\pi \times n}{60} - \frac{\pi \times 63.5}{60}\right) \\ I_b = 6 \cos\left(\frac{\pi \times n}{60} - \frac{\pi \times 23.5}{60}\right) \\ I_c = 6 \cos\left(\frac{\pi \times n}{60} - \frac{\pi \times 103.5}{60}\right) \end{cases} \quad (8)$$

负载下的相反电动势波形如图 5 所示,其峰值约为 160 V。与空载反电动势相比,负载反电动势含有更多的谐波畸变,这是因为负载下的磁场是合成磁场,由于电枢反应的调制作用,波形上会出现“毛刺”和局部失真。直线电机的定子铁心是开断的,其特有的“端部效应”使其谐波更多^[12]。

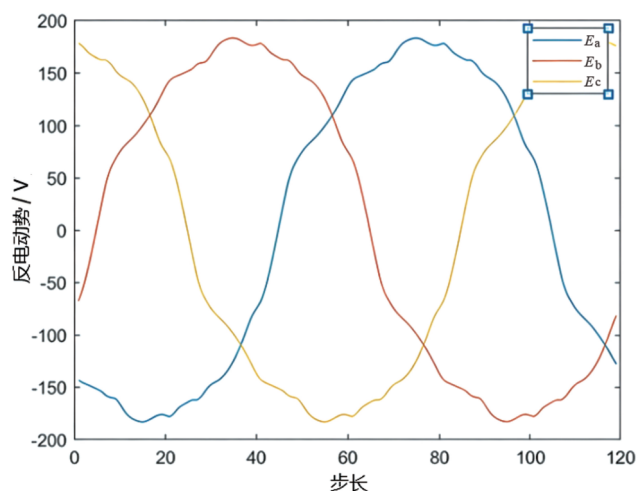


图5 三相负载反电动势波形图

如图6所示,电磁推力平均值为 610 N。电磁推力的波动来源于齿槽推力波动,由于次级动子为纯铁心,其齿槽结构导致磁路磁阻随位置剧烈变化。即使不通电,永磁体磁场也倾向于将动子齿“拉”到与定子齿对齐的位置从而产生周期性阻力。加上电流谐波与凸极磁路的相互作用,导致电磁推力在 590 ~ 640 N 之间波动。

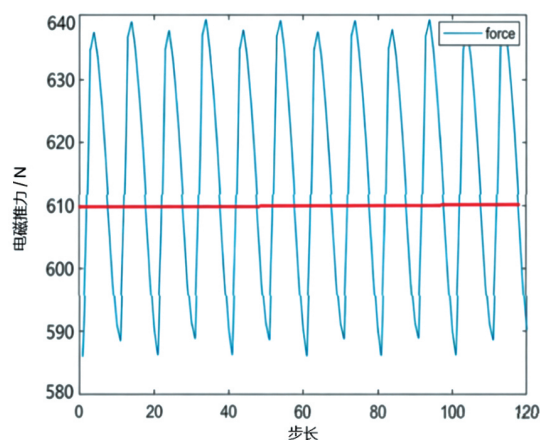


图6 电磁推力波动范围及平均值

2.3 损耗计算

铜损是电流流过导电材料时产生热量而发生的损耗,所以铜损只产生在定子绕组中。铜损的基本计算公式如式(9)所示:

$$P_{cu} = 6NI_{rms}^2 R \approx 72 \quad (9)$$

式中: P_{cu} 为定子绕组上产生的总铜损; I_{rms} 为电流有效值; R 为电阻值。

铁损可分为涡流损耗与磁滞损耗两大类,并同时存在于定子铁心与动子铁心内部。此外,受永磁体自身电阻率较低的特性影响,涡流效应还会延伸至永磁体内部,形成永磁体涡流损耗^[13]。文中选取在 MATLAB 环境下实现铁损的直接量化计算。

因动子往复直线运动与定子几何结构的耦合扰动,电机磁通密度并非标准正弦分布。常规计算多采用静态曲线求解,仅以标量幅值表征参数,忽略了定子结构引发的磁场畸变,无法反映动态变化^[14]。为精准获取磁通密度时变规律,文中将电机模型离散为计算节点,预先存储节点初始信息并读取瞬时磁通密度值。电机运行时,监测节点随动子、永磁体实时更新位置,通过周期性迭代求解,完成全运行周期计算。针对繁杂的矢量叠加谐波分量,常规运算无法提取幅值,文中基于傅里叶变换,在 MATLAB 中调用快速傅里叶变换函数,如式(10)所示,将时域磁通密度信号转换为频域谐波幅值分量。

$$\begin{cases} B_x = |\text{fft} \times B_x / 60| \\ B_y = |\text{fft} \times iB_y / 60| \\ B_m^2 = |\text{fft} \times B_x / 60|^2 + |\text{fft} \times iB_y / 60|^2 \end{cases} \quad (10)$$

式中: fft 为快速傅里叶变换函数; i 为复数的虚部; B_x 和 B_y 分别为坐标轴的磁通密度分量; B_m 为频域谐波

幅值。

计算磁体损耗中电流密度的方法与计算磁通密度的方法相同,建立矩阵 A 存储矢量电势信息,然后移动子记录每一步的数据,通过快速傅里叶变换将矢量分成若干谐波,如式(11)所示。由于磁场中参数的三角函数由不同阶次的谐波组成,因此 w_i 表示与每个谐波相关的频率向量^[15]。如果谐波数为 n ,并且由于fft的前半部分是后半部分的镜像,因此后半部分的条目会被清零,这样每个谐波就不会重复计算,如式(12)所示。而根据贝尔托蒂方程,损耗总和的表示如式(13)所示。

$$J_m = \text{fft}(A) \times \left(\frac{2}{n}\right) \quad (11)$$

$$w_i = 3fw_{i-1} \quad (w_i < \frac{n}{2}) \quad (12)$$

$$P_i = 2\pi^2 \sigma_m w_i^2 J_m^2 V + (k_h w_i + k_e w_i^2) B_m^2 V \quad (13)$$

式中: J_m 为磁体截面上的电流密度; V 为铁心体积。

2.4 铁心涡流损耗计算

在经典损耗方程中需要用到涡流系数和磁滞系数。其中 k_e 称为涡流系数,它与频率和最大磁通密度的平方成正比,这是一个与电导率 σ 、层压厚度 d 和层压填充系数 τ 有关的参数。根据M-19硅钢片材料手册,涡流系数 k_e 可通过式(14)得出。电机的铁心涡流损耗等于涡流密度于整体铁心体积 V 上的积分,如式(15)所示。50~200 Hz的涡流损耗如表3所示。

$$k_e = \frac{\pi^2 \times \sigma \times (d \times \tau)^2}{6} = 0.480 \quad (14)$$

$$P_e = k_e (B_m w_i)^2 V \quad (15)$$

表3 50~200 Hz涡流损耗值

频率/Hz	50	60	70	80	90	100	110	120	140	160	180	200
损耗/w	4.98	6.34	8.42	12.01	14.89	18.31	23.02	27.50	33.14	39.32	49.71	60.92

结果如图7所示,随着移速和频率的上升铁心涡流损耗也随之呈指数增加。

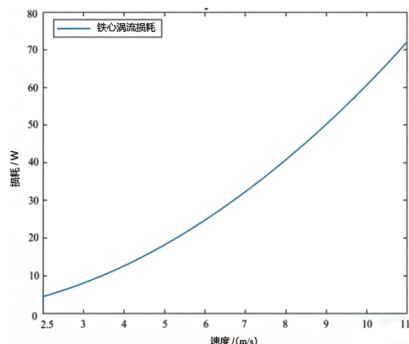


图7 铁心涡流损耗-运行速度特性曲线

2.5 磁滞损耗计算

磁滞损耗系数的取值依赖磁性材料固有特性,无法通过理论解析直接定量求解,常采用Steinmetz磁滞定律表征。因损耗变量呈非线性关联,可通过曲线拟合选取适配函数获取该系数^[16]。结合前文涡流损耗密度解析式,磁滞损耗系数 k_h 为唯一未知参数。选取6组离散试验数据开展拟合分析,各频率点下对应求解得到的 k_h 共计6组(见表4)。为提升系数求解精度,采用双变量拟合系数替代经典损耗方程。在该数值变换过程中,选取4~5组不同的磁通密度 B 代入式(16)即可得到磁滞损耗系数 k_h 的最优解 $147.7 \text{Ws/T}^2 \text{m}^2$,并代入磁滞损耗公式(17)。50~200 Hz的磁滞损耗如表5所示。

$$k_h = k_{h0} + k_{h1} B + k_{h2} B^2 + k_{h3} B^3 \approx 147.7 \quad (16)$$

$$P_h = k_h B_m^2 w_i V \quad (17)$$

表4 k_h 曲线拟合数据

频率/Hz	50	100	200	400	1 000	2 500
k_h	137.3	145.7	147.5	148.3	150.6	156.6

表5 50~200 Hz磁滞损耗值

频率/Hz	50	60	70	80	90	100	110	120	140	160	180	200
损耗/w	5.27	5.46	5.77	7.19	7.92	8.76	10.02	10.97	11.33	11.77	13.22	14.59

图8表明,磁滞损耗随着频率和移速的增加而呈现一次函数增加。

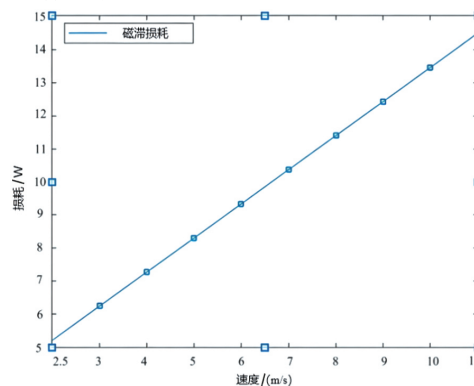


图8 磁滞损耗-运行速度特性曲线

2.6 永磁体损耗和总铁损

永磁体损耗与磁场变化、永磁体形状以及磁导率和电阻率等因素有关。忽略永磁体中涡流的反作用力场,如式(18)所示。增添 J_0 作为横截面限制电流,对 V_m 体积的磁体每一点电流进行积分,如式(19)所示,永磁体损耗结果如表6所示。

$$J_m = -\sigma_m \frac{dA}{dt} + J_0 \quad (18)$$

$$P_m = 2\pi^2 \sigma_m w_i^2 J_m^2 V_m \quad (19)$$

表6 50~200 Hz 永磁体涡流损耗值

频率/Hz	50	60	70	80	90	100	110	120	140	160	180	200
损耗/w	29.26	39.62	53.09	75.82	94.02	115.53	145.27	173.53	209.22	248.27	313.83	384.60

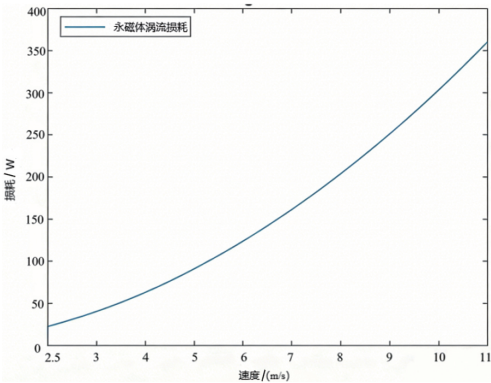


图9 永磁体涡流损耗-运行速度特性曲线

设定电机的输入功率2.0 kW,额定功率1.8 kW,总铁损和理想效率在50~200 Hz,结果见表7。图9揭示了磁体损耗规律,在所有损耗中磁体损耗占总铁损约76%。根据相关研究表示,铜损在75 Hz左右约等于铁损,而在75 Hz往上时,铁损则更多,并随着频率的提高这一比例还会继续上升^[17];研究在额定频率下中频段电机效率约为93.81%。图10表明,随着频率的增加,总铁损也呈指数级增加。当频率超过80 Hz时,电机理想效率低于90%;当工作频率达到200 Hz时,电机的理想效率仅为70.44%,实际转化效率将会更低。

$$P_i = 2\pi^2 \sigma_m w_i^2 J_m^2 V_m + (k_h w_i + k_e w_i^2) B_m^2 V \quad (20)$$

表7 50~200 Hz 电机理想效率

频率/Hz	50	60	70	80	90	100	110	120	140	160	180	200
铁损/w	39.51	51.42	67.28	95.02	116.83	142.60	178.31	212.00	253.69	299.36	376.76	460.11
总损耗/w	111.51	123.42	139.28	167.02	188.83	214.60	250.31	284	325.69	371.36	448.76	532.11
效率/%	93.81	93.14	92.26	90.72	89.51	88.08	86.09	84.22	81.91	79.37	75.07	70.44

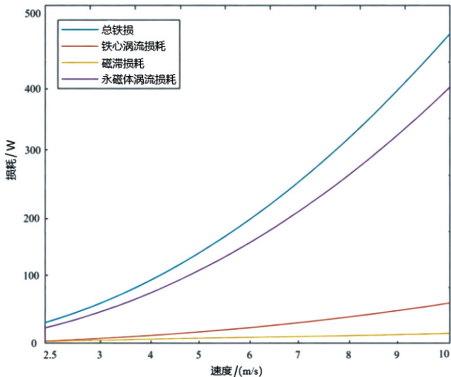


图10 磁滞损耗、涡流损耗、永磁体损耗、总铁损-运行速度特性曲线

运用Steinmetz式(21)计算,同样可以检验损失误差。

$$P_i = C_m f^\alpha B_m^\beta \quad (21)$$

式中: C_m , α 和 β 是十进制经验参数,单位体积的总损耗 P_i 是磁化重复频率和磁通密度的指数函数。大多数情况下, α 介于1和3之间, β 介于2和3之间^[18]。这个公式被普遍用于计算正弦磁通波形,但它只是一种验证损耗值是否合理的方法。

对式(21)进行对数运算,导入M-19的典型数据并进行曲线拟合,由式(22)求解系数。

$$\log P_i = \log C_m + \alpha \log f + \beta (B_m) \quad (22)$$

通过MatEditor工具计算,不同频率下的铁损如图11所示,这是验证仿真中铁损是否存在误差的一种方法。MatEditor中的计算结果与仿真数据接近,曲线趋势和范围相似。

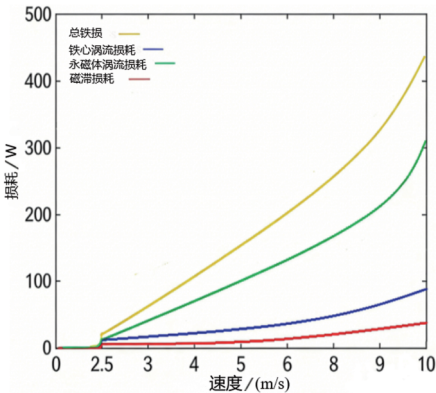


图11 磁滞损耗、涡流损耗、附加损耗、总铁损-运行速度特性曲线

3 结语

文中完成了对6槽6极FSPMLM的设计与损耗分析两大核心任务。基于设定的结构尺寸约束,完成了电机本体结构参数设计,并采用集中非重叠双层绕组结构使电机能够满足额定推力与峰值功率的设计要求。在此基础上,通过对磁通密度与电流密度谐波分解和积分,得到不同频率下的磁滞损耗、涡流损耗、永磁体损耗及电机效率。结果表明,50~200 Hz内铁损随频率呈指数级增长,其中永磁体涡流损耗占比显著,究其原因是中频铁损由双凸极结构、磁通切换效应与磁场谐波共同诱发。双凸极结构使气隙磁导剧烈交变,引发齿尖局部磁饱和,加剧磁滞损耗与波形畸变;磁通切换带来磁链快速双极性交变;二者共同产生丰富气隙谐波,涡流损耗随频率指数级增长,永磁

体涡流损耗成为主导分量。综上所述,文中提出优化建议:采用斜齿与合理极槽配合抑制谐波;选用高阻薄型硅钢片降低涡流;优化永磁体分段结构减小磁体损耗;控制运行频率低于 120 Hz 以维持高效率。

尽管完成了结构设计与损耗计算,可确定电机最优运行频率区间,为中频工况电磁设计提供依据。但过程中仍存在一定局限性:1) 铁损计算中采用的磁滞与涡流损耗系数会随材料、频率与磁通密度发生变化,导致高频下损耗计算值偏低;2) 二维磁场模型无法完全反映结构对局部磁场的影响,损耗计算结果仅给出了 50 ~ 200 Hz 的数值与趋势图,但对损耗分布的空间特性如定子齿部、轭部、转子铁心各区域的铁损分布差异未做分析,磁场谐波对不同区域铁损的影响规律缺失。

参考文献:

- [1] 程明,花为,朱孝勇,等.定子永磁型磁通开关电机研究综述与展望[J].中国电机工程学报,2015,35(12):3050-3063.
- [2] 程明,花为.磁通开关永磁电机设计与分析[M].北京:科学出版社,2015.
- [3] 黄守道,王辉,陈才学.磁通开关永磁直线电机电磁特性与优化设计[J].电工技术学报,2016,31(18):12-22.
- [4] 林鹤云,孙玉坤,黄允凯.管状磁通开关永磁直线电机损耗计算与抑制方法[J].电机与控制学报,2017,21(05):1-9.
- [5] 刘军,王秀和,杨玉波.永磁直线电机中高频铁损建模与效

率映射研究[J].电机与控制学报,2017,21(08):23-30.

- [6] 陈才学.磁通开关永磁直线电机电磁设计与损耗抑制[D].长沙:湖南大学,2018.
- [7] 赵文祥,朱孝勇,程明.磁通开关直线电机拓扑演化与性能提升[J].机械工程学报,2018,54(12):112-123.
- [8] 谢德馨.电机电磁场数值计算与工程应用[M].北京:机械工业出版社,2019.
- [9] 谢德馨,白保东,刘光伟.电机电磁场有限元分析与铁损计算新方法[J].电工技术学报,2019,34(07):1345-1354.
- [10] 张卓然,李勇,陆尊良.永磁体涡流损耗解析建模与抑制策略[J].中国电机工程学报,2020,40(03):920-930.
- [11] 王凤翔,刘闯,李刚.定子永磁直线电机端部效应与损耗特性[J].电工技术学报,2020,35(增刊1):56-64.
- [12] 李祥林.磁通开关永磁电机铁损机理与效率优化方法研究[D].南京:东南大学,2020.
- [13] 花为,李祥林,程明.磁通开关电机磁饱和与谐波损耗机理研究[J].中国电机工程学报,2021,41(09):3120-3131.
- [14] 胡虔生,胡敏强.电机学(第3版)[M].北京:中国电力出版社,2021.
- [15] 朱孝勇,赵文祥,吉敬华.中频工况磁通开关电机效率优化与电磁设计[J].电机与控制应用,2022,49(03):1-8.
- [16] 陈益广,孟大伟,姜艳姝.改进 Steinmetz 模型在电机中频铁损计算中的应用[J].电力系统保护与控制,2022,50(11):78-85.
- [17] 徐志鹏.定子永磁直线电机中频损耗特性与高效运行控制[D].南京:东南大学,2022.
- [18] 黄允凯,徐志鹏,林鹤云.直线电机气隙磁场谐波与铁损量化分析[J].电机与控制学报,2023,27(02):1-10.