

三明治式 PCB 绕组永磁同步电机设计分析

高 鹏, 王 哲, 李 睿

(天津大学电气自动化与信息工程学院, 天津 300072)

摘 要: 传统印刷电路板 (PCB) 电机属定子无铁心电机, 存在电感小、控制困难的问题。为此, 本文提出了一种三明治式 PCB 电机, 该电机的定子结构由集中绕组与分布绕组轴向堆叠而成, 并在集中绕组中心放置软磁材料。为了分析电机的运行原理, 利用有限元软件建立电机的精确模型, 并对其磁场分布、电感特性及转矩品质等关键电磁性能进行仿真计算。为进一步提升电机性能, 以平均转矩与转矩脉动为优化目标, 构建响应面模型, 结合多目标优化算法对绕组、软磁材料尺寸等关键参数进行多参数协同优化设计。在此基础上, 对比分析三明治式 PCB 电机与传统 PCB 电机的磁场分布、转矩特性及电感等电磁特性。研究表明, 三明治式 PCB 电机空载反电动势满足叠加定理, 电磁转矩不再满足叠加定理; 且通过合理设计集中绕组与铁心的几何参数能够有效削弱转矩脉动, 优化后的转矩脉动下降了 72.79%; 此外, 所提出的三明治式 PCB 电机的电感得到显著提升, 约为传统 PCB 电机电感的 60 倍, 从而有利于电机的精准控制, 使电机运行更加稳定。

关键词: 轴向磁场永磁电机; 印刷电路板绕组; 响应面模型; 电感

中图分类号: TM341

文献标志码: A

文章编号: 0493-2137(2026)10-1035-10

Design Analysis of Sandwich-Type PCB Winding Permanent Magnet Synchronous Machine

Gao Peng, Wang Zhe, Li Rui

(School of Electrical and Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: Traditional printed circuit board (PCB) machines are coreless machines with the problem of low inductance and difficult control. To address this issue, a sandwich-type PCB machine was developed. The stator structure of this machine consisted of concentrated winding and distributed winding stacked axially. A soft magnetic material was placed at the center of the concentrated winding. To analyze the machine's operating principle, a precise model was built, and electromagnetic performance parameters, including magnetic field distribution, inductance characteristics, and torque quality, were determined using finite element software. To further enhance the machine performance, a response surface model was constructed with the average torque and torque pulsation as the optimization objectives. Multi-objective optimization algorithms were combined to refine key parameters—such as winding dimensions and soft magnetic material sizes—through a multi-parameter design process. The magnetic field distribution, torque characteristics, and inductance of the sandwich-type PCB machine were compared with those of a traditional PCB machine. The findings of this study indicated that the no-load back electromotive force of sandwich-type PCB machines satisfied the superposition theorem, whereas the electromagnetic torque no longer complied. Moreover, by rationally designing the geometric parameters of the concentrated windings and the core, the torque ripple was effectively mitigated, achieving a 72.79% reduction after optimization. Furthermore, the inductance of the proposed sandwich-type PCB machine was significantly enhanced, reaching 60 times that of the traditional PCB machine. This was beneficial for precise control and stable machine operation.

收稿日期: 2025-06-03; 修回日期: 2025-09-15.

作者简介: 高 鹏 (1985—), 男, 博士, 副教授.

通信作者: 高 鹏, gaopeng218@tju.edu.cn.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51577125).

Supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51577125).

Keywords: axial flux permanent magnet machine; printed circuit board (PCB) winding; response surface model; inductance

基于印刷电路板 (printed circuit board, PCB) 定子绕组的盘式永磁电机, 简称 PCB 电机, 具有轴向尺寸短、运行效率高和功率密度大等优点, 被广泛应用于航空航天、机器人、可再生能源等新兴领域^[1-4]。然而, 由于 PCB 电机采用无铁心结构, 定子绕组电感相对较小, 电流响应快, 使得在使用传统电压型逆变器驱动时, 电流无法保持连续, 容易产生较大的电磁转矩脉动, 从而影响电机的平稳运行及运行效率^[5]。

为解决 PCB 电机电感小、控制难度大的问题, 通常需要采取额外的控制策略, 如增加电感补偿、调节母线电压、优化开关频率、改进调制方式^[6-9]等, 其中, 增加电感补偿的方法最为简单有效。通过在电机绕组中串入适量的电感, 可以改善电流的响应特性, 降低电流波动, 减小转矩脉动, 从而提升电机的平稳性。然而, 电感的增加会导致电机系统体积的增大, 对于需要轻量化和紧凑设计的场合, 可能会影响整体系统的设计目标。此外, 增加电感还会引入额外的功率损耗, 特别是在高频条件下, 损耗更为显著, 从而降低电机系统的效率。

因此, 本文结合 PCB 电机集中绕组与分布绕组的结构特点, 并参考定子无磁轭模块化轴向磁通永磁电机结构特点, 提出一种三明治式 PCB 电机。该设计通过优化绕组的空间布局, 将 PCB 绕组与铁心进行合理叠加, 实现电感的显著提升, 从而降低电机控制系统的复杂度与电机系统的体积。

1 电机拓扑结构

1.1 传统 PCB 电机结构特点

传统 PCB 电机如图 1 所示, 该电机由端盖、背铁、永磁体、轴和 PCB 定子构成。电机定、转子均为扁平圆盘状, 转子位于 PCB 定子两侧, 永磁体表贴于转子背铁表面且为轴向充磁。定子采用 PCB 技术, 即将铜导体按预先设计的绕组排布印制于良好的绝缘材料上, 具有绕组形式多样、可灵活设计等优点^[10]。但是, 传统 PCB 电机属定子无铁心电机, 绕组电感相对较小, 实际运行中电流控制难度大, 使本来没有齿槽转矩的 PCB 电机由于电流波动大导致转矩脉动较大, PCB 电机的固有优势无法体现。

目前, 定子绕组类型主要有集中绕组与分布绕组两种。集中绕组由螺旋状线圈构成, 三相绕组的线圈组位于同层, 各线圈组之间不存在端部干涉, 如图

2(a) 所示。每个线圈组通过 i 层 PCB 板实现电流的流入和流出, 过孔起到连接不同层间导体作用。此外, 该绕组的设计自由度高, 线圈可设计为菱形、梯形、扇形、圆形和异形等。但螺旋绕组内侧绕组交链磁通较低, 无法充分利用磁极下方空间; 有效导体并未布满整个 PCB 板, 定子空间利用率较低^[11]。分布绕组如图 2(b) 所示。每根有效导体沿径向呈辐射状布满整个 PCB 板, 每层导体之间一般由过孔实现并联连接。不同相绕组的端部位于 PCB 板的不同层, 避免相互干扰。这类绕组一般设计为整距连接, 且与集中绕组相比, PCB 板的空间利用率更高^[12]。

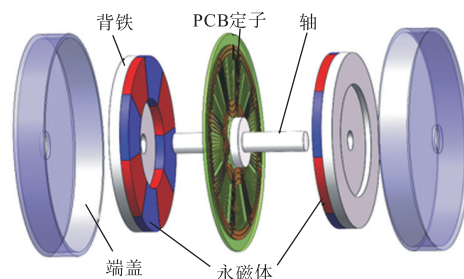


图 1 传统 PCB 电机三维结构

Fig.1 3D structure of conventional PCB machine



图 2 不同 PCB 定子绕组示意

Fig.2 Schematic of different PCB stators windings

1.2 三明治式 PCB 电机结构特点

针对传统 PCB 电机绕组电感小、电机控制难度大的问题, 本文提出了一种三明治式 PCB 电机, 如图 3 所示, 与传统 PCB 电机相比, 该电机的 PCB 定子由 3 块 PCB 板堆叠构成, 两边 PCB 板绕组采用分布

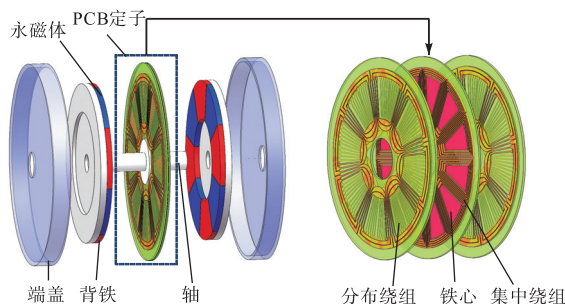
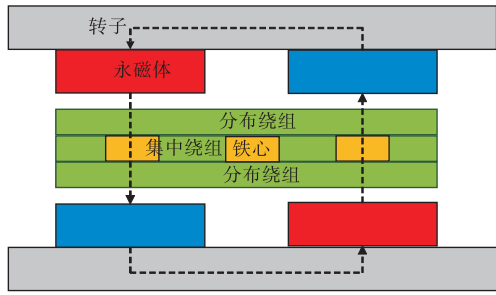


图 3 三明治式 PCB 电机结构

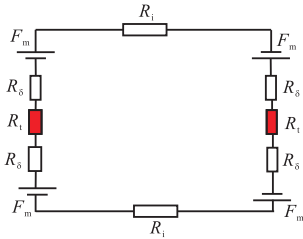
Fig.3 Structure of sandwich-type PCB machine

绕组排布,可最大化利用绕组周向排布空间;中间 PCB 板绕组采用集中绕组排布,线圈中心放置软磁复合材料,为有铁心结构,能够增加电机电感,同时充分利用集中绕组的内部空间。

图 4(a)为该三明治式 PCB 电机结构展开图,中间的集中绕组嵌入铁心中,分布绕组对称分布于集中绕组两侧,位于双边气隙中。图 4(b)为电机等效磁路图,其中 R_i 、 R_δ 、 R_l 分别为转子轭、气隙、铁心的磁阻, F_m 为永磁体向外磁路提供的磁动势。由磁路可知,该三明治式电机铁心的存在使得主磁路的磁阻降低,从而使电机气隙磁通密度增大。



(a) 径向分层等效图



(b) 等效磁路图

图 4 电机磁路结构

Fig.4 Magnetic circuit structure of the machine

2 电机初始设计

2.1 电机尺寸设计

三明治式 PCB 电机的尺寸设计仍遵循轴向磁通永磁电机的设计原则^[13],其功率方程为

$$P = \frac{\sqrt{2}\pi^2 N K_w \alpha B (D_o^2 - D_i^2) n}{480 k_0} I \eta \cos \varphi \quad (1)$$

式中: N 为每相绕组匝数; K_w 为绕组系数; α 为计算极弧系数; B 为气隙磁通密度基波幅值; D_o 为永磁体外径; D_i 为永磁体内径; n 为电机转速; η 为电机效率; I 为线电流有效值; φ 为功率因数角; k_0 为反电势系数。

由于轴向电机的电枢绕组呈径向分布,且电负荷的大小与半径有关,若内径处电负荷超过一定阈值,会引起电枢绕组局部过热,从而影响电机性能。因

此,电机初始设计应以内径处电负荷为参照,即

$$A_{\max} = \frac{NI}{\pi D_i} \quad (2)$$

故电机输出功率表达式可转换为

$$P = C_p (D_o^2 - D_i^2) D_i n \quad (3)$$

其中

$$C_p = \frac{\sqrt{2}\pi^3 K_w \alpha B_g \eta \cos \varphi}{960 k_0} A_{\max} \quad (4)$$

将永磁体直径比 $\lambda = D_o/D_i$ 代入式(3),可得

$$P = C_p \frac{\lambda^2 - 1}{\lambda^3} D_o^2 n \quad (5)$$

对式(5)输出功率求极值,可得永磁体直径比的最优解为 $\sqrt{3}$,但在实际电机设计中,直径比还会受到漏磁、效率等其他因素的影响。根据设计经验,轴向磁通永磁电机直径比一般为 1.5 ~ 2.2 之间,本文电机按 $\lambda = 1.94$ 进行初始设计。

2.2 极槽配合

PCB 集中绕组类比于传统电机中的分数槽集中绕组,其中,PCB 绕组相邻线圈的各半部分为一个虚槽,前一绕组下元件边与后一绕组上元件边位于同一虚槽内,构成双层绕组。电机虚槽数 Q 与总导体数 N_l 间的关系为

$$Q = \frac{N_l}{2N_c} \quad (6)$$

式中 N_c 为线圈组的匝数。

有效导体径向分布与平行分布的集中绕组最为常见,绕组系数组成包含短距系数与分布系数。有效导体径向分布的短距系数为

$$k_{yv} = \frac{1}{N_c} \sum_{i=1}^{N_c} \sin \left[\frac{v\pi}{2} (\beta - \gamma_i) \right] \quad (7)$$

式中: k_{yv} 为 PCB 绕组的短距系数; β 为最外匝线圈的机械角度; γ_i 为第 i 匝线圈与最外匝线圈互错的角度; v 为谐波次数。

分布系数计算与分数槽电机相同,故得到有效导体径向分布的集中绕组的绕组系数为

$$k_{wv} = \frac{1}{N_c} \sum_{i=1}^{N_c} \sin \left[\frac{v\pi}{2} (\beta - \gamma_i) \right] \frac{\sin \frac{q'\alpha'_1 v}{2}}{q' \sin \frac{\alpha'_1 v}{2}} \quad (8)$$

式中: k_{wv} 为 PCB 绕组的绕组系数; q' 为分数槽电机等效为整数槽虚拟电机的每极每相虚槽数; α'_1 为整数槽虚拟电机的虚槽距角。

有效导体平行分布的绕组系数与径向分布计算公式形式相同,即

$$k_{wv} = \frac{1}{N_c} \sum_{i=1}^{N_c} \sin \left[\frac{\nu\pi}{2} (\beta_1 - \delta_i) \right] \frac{\sin \frac{q'\alpha_1'v}{2}}{q' \sin \frac{\alpha_1'v}{2}} \quad (9)$$

式中: β_1 为相邻线圈组边界线间的角度; δ_i 为第 i 匝线圈与线圈组边界线间的角度^[14], 且有

$$\delta_i = \frac{1}{R_o - R_i} \int_{R_i}^{R_o} \arcsin \frac{(2i-1)(w_c + w_d)}{2r} dr \quad (10)$$

式中: R_o 为永磁体外半径; R_i 为永磁体内半径; w_c 为有效导体宽度; w_d 为有效导体间距; r 为径向积分变量, 表示绕组区域内任意位置的半径。

由于有效导体径向排布导致 PCB 板中有效导体排布的数量较少, PCB 板的空间利用率较低, 故集中绕组的有效导体一般采用平行排布。

PCB 分布绕组类比于传统电机中的整数槽绕

组, 单根有效导体所在位置等效一个虚槽, 两根导体间的绝缘空间等效一个虚齿, 相邻两根导体的角度间距视作等效槽距角。此时, 电机虚槽数 Q 与总导体数 N_1 间的关系为

$$Q = N_1 \quad (11)$$

分布绕组线圈为整距, 短距系数为 1, 其绕组系数组成中仅含有分布系数, 即

$$k_{wv} = \frac{\sin \frac{q\alpha_1 v}{2}}{q \sin \frac{\alpha_1 v}{2}} \quad (12)$$

式中: q 为每极每相虚槽数; α_1 为等效虚槽距角。

根据上述分析, 本文的电机初始设计参数如表 1 所示。

表 1 三明治式 PCB 电机参数

Tab.1 Sandwich-type PCB machine parameters

额定功率/W	额定转速/(r/min)	永磁体内径/mm	永磁体外径/mm	永磁体极对数	永磁体轴向长度/mm	PCB 内径/mm	PCB 外径/mm	PCB 板厚/mm	单边物理气隙/mm	集中绕组虚槽数	分布绕组虚槽数
280	7 500	44.8	87.0	4	2.9	24	108	3	0.5	12	120

2.3 电磁性能计算

2.3.1 空载磁场分析

对三明治式 PCB 电机进行有限元仿真计算, 图 5 为空载电机磁场分布, 由于极间漏磁较大, 使得转子背铁的磁通密度相对较大, 最大值为 2.36 T。平均半径处的气隙磁通密度波形如图 6 所示, 其基波幅值为 0.87 T。

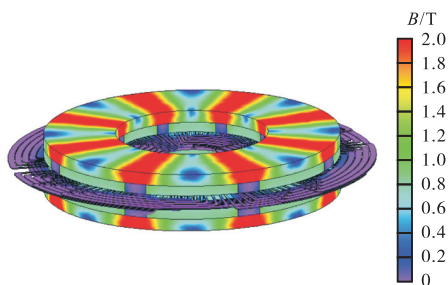
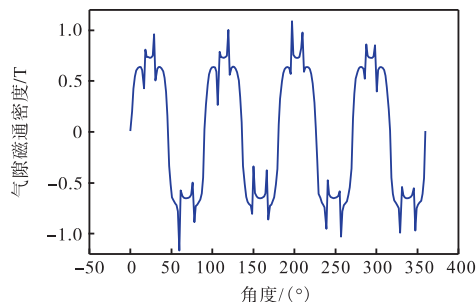


图 5 电机磁场分布

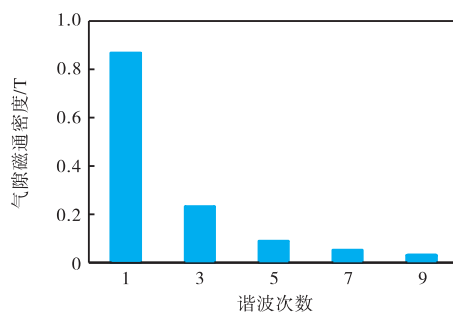
Fig.5 Magnetic field distribution of the machine

2.3.2 空载反电动势

本节分别对定子结构采用集中绕组、分布绕组及集中绕组与分布绕组组合而成的三明治式绕组进行研究, 3 种绕组的空载反电动势如图 7 所示, 三明治式绕组的空载反电动势满足叠加原理, 即等效为集中绕组与分布绕组空载反电动势的叠加。3 种绕组的谐波分布如图 7(b) 所示, 分布绕组的谐波畸变率为 4.65%, 集中绕组的谐波畸变率为 6.72%, 由于分布绕组与集中绕组的高次谐波绕组系数相位相反, 叠加后可抑制高次谐波, 故三明治式绕组的谐波畸变率为



(a) 平均半径处气隙磁通密度波形



(b) 平均半径处气隙磁通密度谐波分析

图 6 电机在平均半径处气隙磁通密度

Fig.6 Air gap magnetic field of machine at mean radius

2.74%。可见, 通过合理适配两种绕组的有效导体数能够抑制高次谐波, 改善反电势波形的正弦性。

2.3.3 电感特性

3 种绕组形式的电感值如图 8 所示, 由于三明治式绕组由集中绕组与分布绕组堆叠而成, 故其电感值最大, 集中绕组的电感最小。此外, 由于电机永磁体

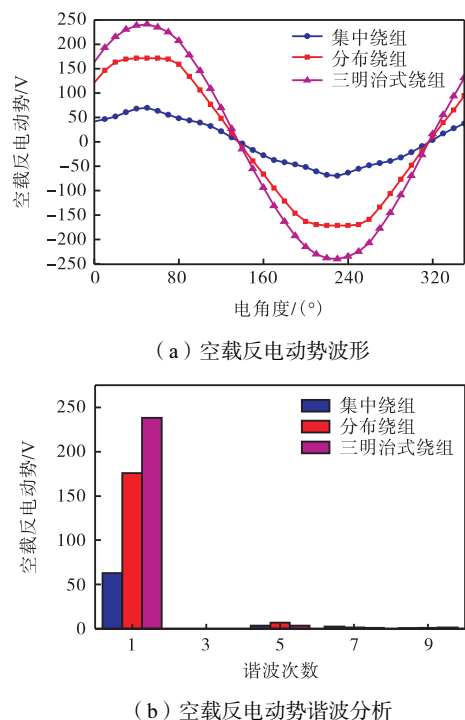


图 7 不同绕组形式的空载反电动势

Fig.7 No-load back electromotive force of different winding forms

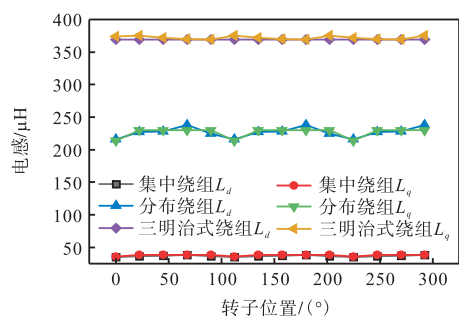


图 8 不同绕组形式的电感

Fig.8 Inductance of different winding forms

采用表贴工艺, 3 种电机绕组的 d 轴电感与 q 轴电感基本相等。

2.3.4 转矩特性

齿槽转矩是永磁电机绕组不通电时, 永磁体与电枢铁心之间因磁场相互作用而产生的转矩。3 种绕组形式的齿槽转矩如图 9 所示, 3 种绕组齿槽转矩的波形基本一致, 幅值为 $0.11 \text{ N} \cdot \text{m}$, 说明绕组形式对 PCB 电机的齿槽转矩影响较小, 主要考虑铁心尺寸对其影响。

3 种绕组的电磁转矩如图 10 所示, 三者的转矩相位一致, 转矩峰值相等, 围绕着各自的平均值波动, 故三者的电磁转矩不满足叠加定理。集中绕组的转矩平均值为 $0.110 \text{ N} \cdot \text{m}$, 分布绕组的转矩平均值为 $0.302 \text{ N} \cdot \text{m}$, 三明治式绕组的转矩平均值为 $0.410 \text{ N} \cdot \text{m}$, 三明治式绕组的平均转矩近似等于集中

绕组与分布绕组平均转矩代数和。由于三明治式绕组的平均转矩大于分布绕组与集中绕组, 且三者的峰值相等, 故三明治式 PCB 电机的转矩脉动较低。

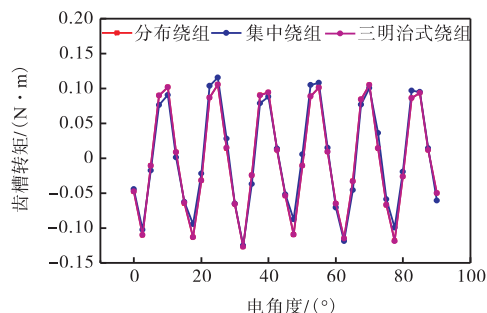


图 9 电机齿槽转矩波形

Fig.9 Cogging torque waveforms of the machine

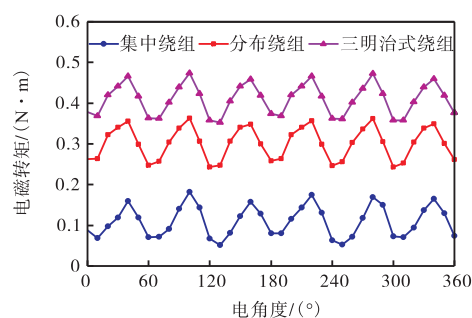


图 10 不同绕组形式的转矩波形

Fig.10 Torque waveforms of different winding forms

3 基于响应面模型和遗传算法的转矩性能优化设计

根据第 2 节分析, 本文所提出的电机具有增大气隙磁通密度与电感的优点, 但同时存在转矩脉动大的问题。因此, 本节以三明治式 PCB 电机的平均转矩及转矩脉动为设计目标, 对三明治式 PCB 电机的集中绕组参数与铁心参数进行优化设计, 其优化流程图如图 11 所示。

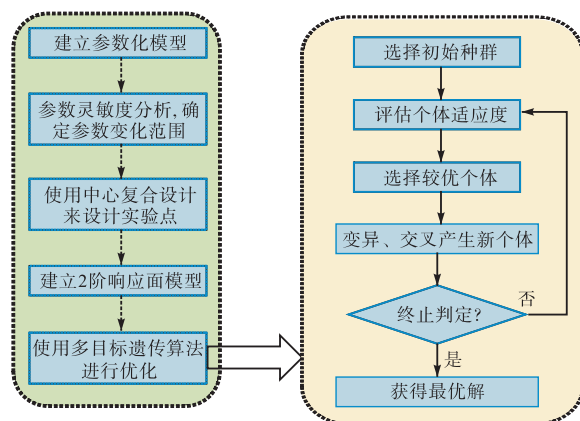


图 11 三明治式 PCB 电机绕组优化流程

Fig.11 Winding optimization flow chart of sandwich-type PCB machine

3.1 参数化模型

图 12 为集中绕组的参数化模型,约束变量包括内外端部线宽、内外端部线距、有效导体线宽、线距等. 由式(10)可知,随着有效导体线宽及线距增加,绕组系数呈下降趋势,此外,考虑 PCB 板的散热能力,应尽可能增大覆铜面积,故本文仅对内外端部线宽、铁心与绕组内外端部距离 4 个参数作为优化变量.

3.2 参数敏感性分析

图 13 为各参数对转矩性能的影响,从图中可以看出,设计参数对转矩脉动的影响更为显著. 外端部线宽对转矩性能的影响较大,在 0.8 ~ 2.2 mm 范围内,随着外端部线宽的增大,平均转矩呈下降趋势,转矩脉动呈上升趋势. 此外,内端部线宽对转矩脉动的影响较大,在 1.6 ~ 3.0 mm 范围内,随着内端部线

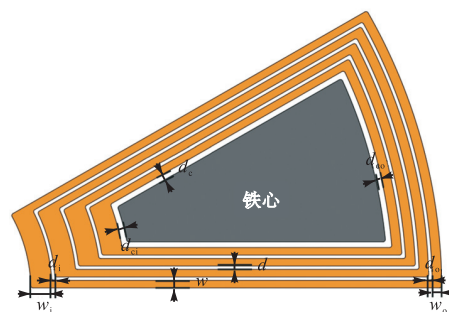
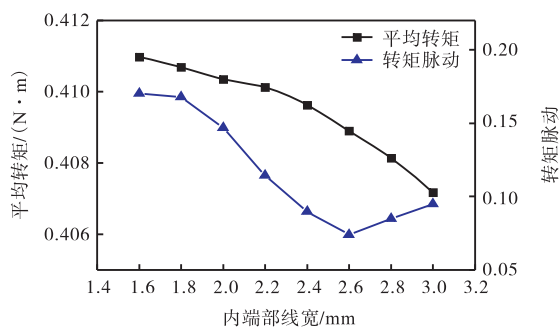


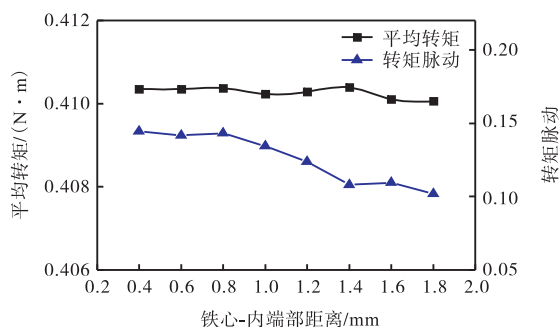
图 12 集中绕组参数化模型约束变量示意

Fig.12 Schematic of constraint variables for the parameterized model of the concentrated winding

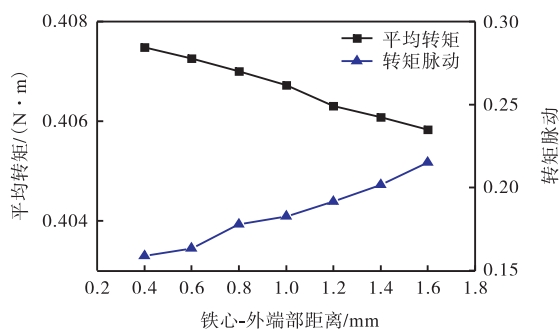
宽的增大,转矩脉动先减后增. 铁心距内端部距离与铁心距外端部距离对转矩脉动也有一定影响.



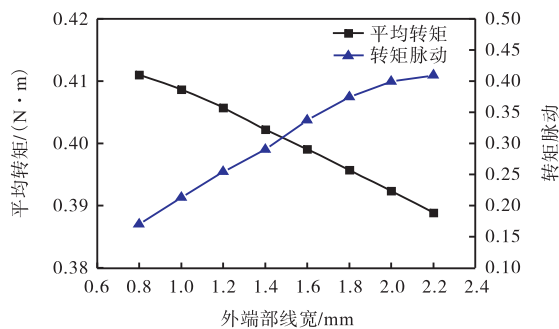
(a) 内端部线宽对转矩性能的影响



(b) 铁心-内端部距离对转矩性能的影响



(c) 铁心-外端部距离对转矩性能的影响



(d) 外端部线宽对转矩性能的影响

图 13 各参数对转矩性能的影响

Fig.13 Influence of various parameters on torque performance

根据上述参数变化对优化目标的仿真结果,利用灵敏度计算公式可得到不同参数对优化目标的灵敏性,如图 14 所示. 4 个参数对转矩脉动的影响较平均转矩更为显著,其中,外端部线宽与内端部线宽对转矩脉动影响较大,分别呈正相关与负相关. 外端部线宽对平均转矩影响最大,呈负相关.

3.3 基于响应面法的多目标优化

PCB 电机的结构较为复杂,在对其进行分析时,需构建三维电磁场分析模型. 该计算求解过程涉及大规模的网格剖分及大量迭代运算,使每次三维仿真

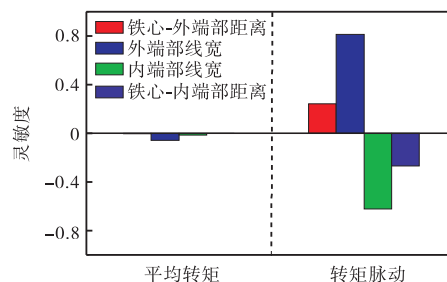


图 14 不同参数对优化目标的灵敏度

Fig.14 Sensitivity of different parameters to optimization objectives

都需要耗费较长的时间. 而响应面法旨在通过数学模型对复杂过程进行建模、分析并优化. 通常用于研究一个或多个输入变量对某一输出响应变量的影响, 以便找到最优的参数设置. 其核心思想是通过实验数据拟合一个数学模型, 该数学模型能够较为直接地反映输出响应变量与输入变量间的关系. 通常情况下, 输出变量与输入变量间满足二次关系, 即

$$Y = \beta_0 + \sum_{i=1}^k \beta_i X_i + \sum_{i=1}^k \beta_{ii} X_{ii}^2 + \sum_{1 \leq i < j \leq k} \beta_{ij} X_i X_j + \varepsilon \quad (13)$$

式中: k 为变量个数; β_i 为方程系数; X_i 为设计变量; Y 为响应函数; ε 为误差.

针对三明治式 PCB 电机转矩脉动大的问题, 本文对集中绕组内外端部线宽、铁心距绕组内外端部距离 4 个参数作为优化变量, 建立平均转矩、转矩脉动与优化变量的响应面模型, 其中参数的变化范围如表 2 所示.

表 2 设计变量的取值范围

Tab.2 Range of values for design variables

内端部线宽 w_i/mm	铁心-内端部距离 d_{ci}/mm	铁心-外端部距离 d_{co}/mm	外端部线宽 w_o/mm
1.6 ~ 3.0	0.3 ~ 1.8	0.3 ~ 1.8	0.8 ~ 2.2

本文采用中心复合设计选取实验点, 基于这些实验点进行电机的三维仿真, 进而利用仿真所获取的数据, 拟合得到平均转矩与转矩脉动的数学表达式. 使用多目标遗传优化算法对上述目标函数进行优化, 设

置种群数量为 100, 交叉概率设为 0.9, 突变率为 0.05, 最大生成数为 200. 经过计算所得转矩性能的帕累托解如图 15 所示, 由于设计参数对平均转矩的影响较小, 故着重考虑降低电机的转矩脉动, 同时兼顾平均转矩. 为了寻求最优解, 设置转矩脉动与平均转矩的权函数为.

$$c = 0.9T_{\text{rip}} + 0.1T_{\text{av}} \quad (14)$$

式中: c 为权重函数; T_{rip} 为电机的转矩脉动; T_{av} 为电机的电磁转矩.

综合优先级, 设置转矩脉动与平均转矩的权重系数分别为 0.9 与 0.1. 选择 c 值最小的方案为最优方案. 根据计算, 最优方案如图 15 所示, 其 c 值为 0.098. 电机结构参数及转矩品质的优化结果如表 3 所示, 优化后的转矩脉动由 29.59% 降低到 8.05%, 平均转矩仅下降 0.49%.

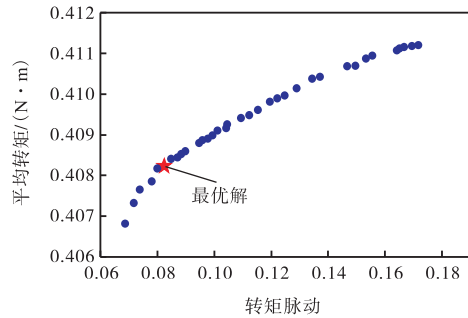


图 15 转矩性能的帕累托解

Fig.15 Pareto solution for torque performance

表 3 优化结果

Tab.3 Optimization results

数值	优化参数				优化目标	
	内端部线宽/mm	铁心-内端部距离/mm	铁心-外端部距离/mm	外端部线宽/mm	平均转矩/(N·m)	转矩脉动/%
初始值	0.47	0.30	0.30	0.67	0.410	29.59
优化值	2.92	0.35	0.35	0.80	0.408	8.05

4 对比分析

为验证所提出三明治式 PCB 电机的有效性与可

靠性, 本节使用三维有限元法对三明治式 PCB 电机与传统 PCB 电机进行比较与分析, 其中, 传统 PCB 电机定子采用分布绕组, 此外, 除定子结构不同, 二者其他电机参数保持一致, 主要参数对比如表 4 所示.

表 4 三明治式 PCB 电机与传统 PCB 电机主要参数对比

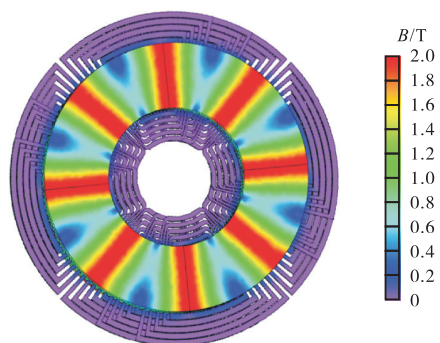
Tab.4 Comparison of main parameters between sandwich-type PCB machine and traditional PCB machine

电机类型	绕组形式	层数/层	绕组铜厚/mm	PCB 板厚/mm	连接形式	电流密度/(A/mm ²)
三明治式 PCB 电机	集中绕组与分布绕组组合	18	0.070	3	集中绕组与分布绕组之间串联	12.9
传统 PCB 电机	分布绕组	12	0.105	3	层与层之间并联	12.9

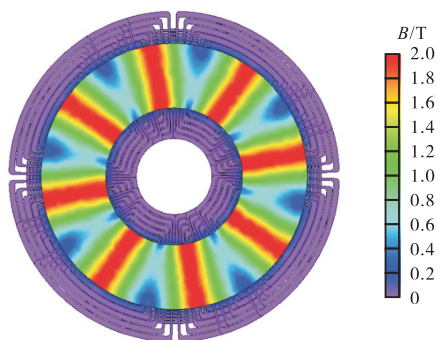
4.1 空载特性

所提出的三明治式 PCB 电机与传统 PCB 电机空载磁场分布如图 16 所示, 二者磁场分布趋于一

致. 图 17 为平均半径处的气隙磁场波形, 由于软磁材料的导磁能力比空气强, 故三明治式 PCB 电机的空载气隙磁通密度较大, 与传统 PCB 电机相比, 空载



(a) 三明治式 PCB 电机



(b) 传统 PCB 电机

图 16 空载磁场分布对比

Fig.16 Comparison of no-load magnetic field distribution

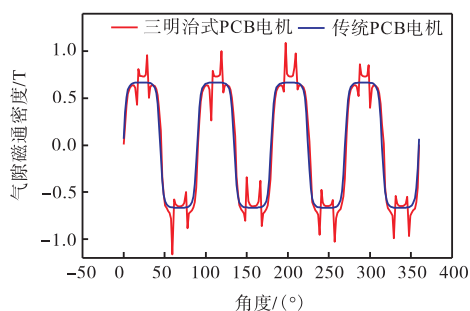


图 17 气隙磁场波形对比

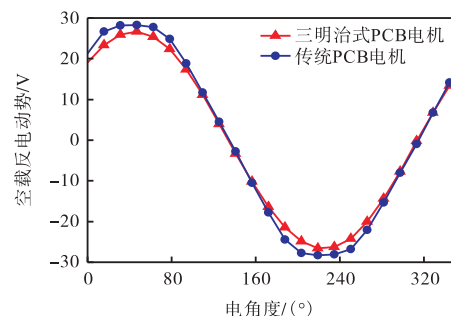
Fig.17 Comparison of air-gap magnetic field waveforms

气隙磁通密度基波幅值增加了 5.92%。

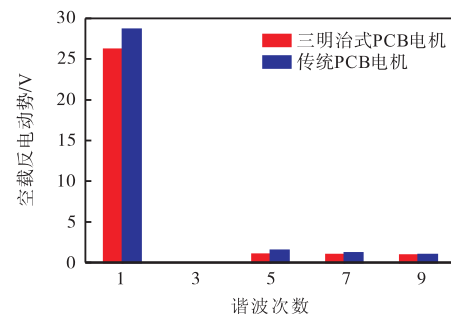
由于两种 PCB 电机有效导体间的连接方式不同,故选取单层 PCB 定子产生的平均反电动势进行对比,如图 18 所示。三明治式 PCB 电机的反电动势波形较传统 PCB 电机更为正弦,但三明治式 PCB 电机的中间 PCB 板采用集中绕组放置铁心,绕组的空间利用率较低,故反电动势较传统 PCB 电机偏低。

4.2 转矩特性

传统 PCB 电机由于其电感较小, di/dt 较大,电流变化较快,导致运行过程中电流波形并非正弦,电流波动较大,电机无法稳定运行。实际运行时通常采用串联大电感的方法抑制电流波动,但电感的串入会增大系统体积并且造成额外功率损耗。



(a) 空载反电动势波形



(b) 谐波分析

图 18 空载反电动势对比

Fig.18 Comparison of no-load back electromotive force

本文为方便两类电机的比较,采用理想条件下的正弦电流激励对其分析,两台电机的输出转矩如图 19 所示,传统 PCB 电机的平均输出转矩为 $0.441 \text{ N} \cdot \text{m}$,三明治式 PCB 电机的平均输出转矩为 $0.408 \text{ N} \cdot \text{m}$,由于三明治式定子结构的中间 PCB 板上放置了铁心,PCB 板上绕组的占有率较低,故平均转矩偏低。

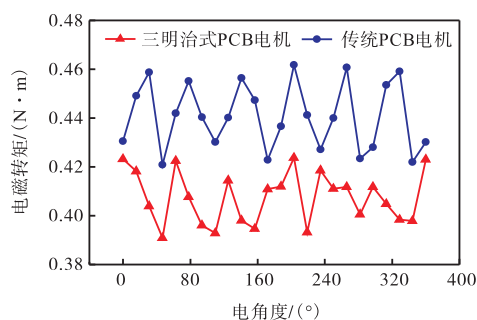


图 19 电磁转矩对比

Fig.19 Comparison of electromagnetic torque

4.3 电感特性

图 20 为两台电机 d 轴与 q 轴的电感波形,由于永磁体采用表贴结构,两台电机 d 轴电感与 q 轴电感非常接近,传统 PCB 电机的平均电感为 $6.12 \mu\text{H}$,三明治式 PCB 电机的平均电感为 $369 \mu\text{H}$,约为传统 PCB 电机的 60 倍,验证了所提出 PCB 电机的有效性。

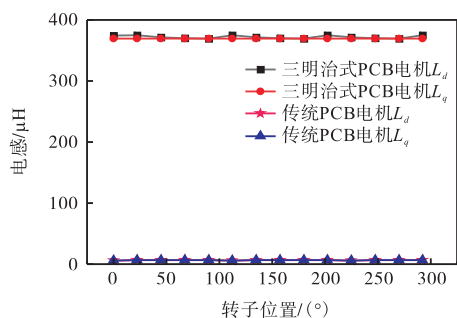
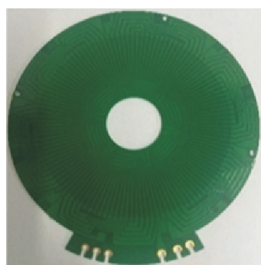


图 20 电感对比

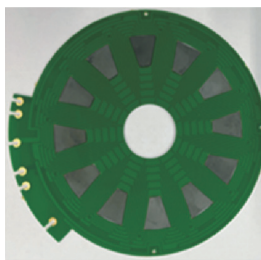
Fig.20 Inductance comparison

5 实验验证

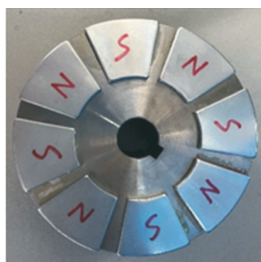
为验证理论分析与有限元分析的正确性,根据优化设计结果,制造了一台样机,并搭建了实验平台.定子结构与转子结构如图 21 所示,定子结构由分布绕组与集中绕组组合而成,软磁材料置于集中绕组中心,永磁体表贴于转子表面,如图 21(c)所示.



(a) 分布绕组



(b) 集中绕组



(c) 转子结构

图 21 三明治式 PCB 电机实验样机

Fig.21 Experimental prototype of sandwich-type PCB machine

实验平台如图 22 所示,实验器材主要包括 PCB 样机、直流无刷电机、示波器、变频控制器等.利用控制器调节直流无刷电机的转速,测得 PCB 电机不同转速下的空载反电动势有效值如图 23 所示,有限元仿真与实验所测的数值趋于一致,且空载反电动势有效值随转速几乎呈线性变化.转速为 2000 r/min 时,仿真值与实验值分别为 44.74 V 和 43.58 V,误差为 2.67%,其产生原因主要考虑电机装配过程的工程误差,如气隙装配偏大等.

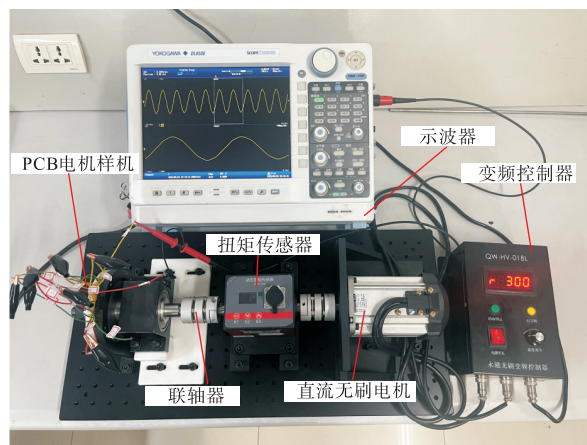


图 22 实验平台

Fig.22 Experimental platform

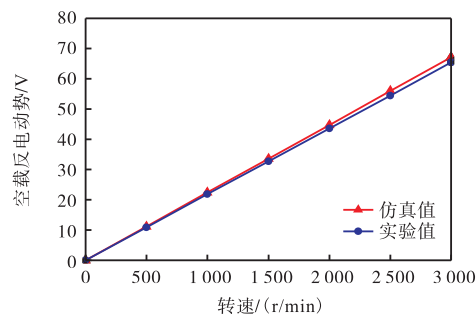


图 23 不同转速下空载反电动势有效值对比

Fig.23 Comparison of root mean square (RMS) values of no-load back electromotive force at different speeds

6 结 论

针对传统 PCB 电机电感小、控制难度大的问题,本文提出一种三明治式 PCB 电机,采用有限元方法分析其工作原理,并使用响应面法与多目标优化算法对其优化,得出如下结论.

(1) 三明治式 PCB 电机空载反电动势满足叠加定理,电磁转矩不满足叠加定理,但平均转矩近似等于 3 个 PCB 板平均转矩之和.

(2) 三明治式 PCB 电机由于铁心的存在产生齿

槽转矩,使得转矩脉动较大,通过合理设计集中绕组与铁心的几何参数能够有效削弱转矩脉动,优化后的转矩脉动由 29.59%降低到 8.05%。

(3) 与传统 PCB 电机相比,所提出的三明治式 PCB 电机能够显著增大电机电感,电感由 6.12 μH 上升到 369.00 μH ,降低了控制难度。

参考文献:

- [1] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
Tang Renyuan. Modern Permanent Magnet Machines Theory and Design[M]. Beijing: China Machine Press, 1997(in Chinese).
- [2] Zhao X X, Wang X Y, Gao P, et al. Equivalent analytical model of magnetic field in parallel magnetic circuit axial flux permanent magnet machines[J]. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2024, 19(6): 1079-1090.
- [3] Zhao J, Ma T K, Liu X D, et al. Performance analysis of a coreless axial-flux PMSM by an improved magnetic equivalent circuit model[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(3): 2120-2130.
- [4] Wang X Y, Lu H D, Li X. Winding design and analysis for a disc-type permanent-magnet synchronous motor with a PCB stator[J]. Energies, 2018, 11(12): 3383.
- [5] 王晓远, 王晓光. 盘式无铁心永磁同步电机矢量控制技术分析[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(18): 2952-2959.
Wang Xiaoyuan, Wang Xiaoguang. Analysis on vector control for disc coreless permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(18): 2952-2959(in Chinese).
- [6] Li X N, Wang X Y, Gao P, et al. Method of improving performance of the low-inductance PMSM drive system[J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2021, 66(3): 491-508.
- [7] Li X N, Wang X Y, Gao P, et al. Model predictive current control algorithm based on joint modulation strategy for low-inductance PMSM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(1): 806-819.
- [8] 王晓光, 王晓远, 傅涛. 基于电流型斩波控制器的盘式无铁心永磁同步电机控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(9): 2310-2317.
Wang Xiaoguang, Wang Xiaoyuan, Fu Tao. The control strategy of disc coreless permanent magnet synchronous motor based on the current chopper control[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(9): 2310-2317(in Chinese).
- [9] 李小宁. 具有小电感特征的永磁同步电机控制策略研究[D]. 天津: 天津大学, 2022.
Li Xiaoning. Research on Control Strategy of Permanent Magnet Synchronous Machine with Low Inductance[D]. Tianjin: Tianjin University, 2022(in Chinese).
- [10] 王晓远, 楼斐, 李春鹏. PCB 盘式永磁同步电机螺旋形绕组优化[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(20): 6092-6100.
Wang Xiaoyuan, Lou Fei, Li Chunpeng. Optimization design of PCB winding for axial flux permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(20): 6092-6100(in Chinese).
- [11] 王晓远, 李响, 庞炜, 等. PCB 定子无铁心盘式电机分布式绕组的对比分析[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(11): 11-18.
Wang Xiaoyuan, Li Xiang, Pang Wei, et al. Comparative analysis of distributed winding for PCB stator coreless axial flux permanent magnet motor[J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(11): 11-18(in Chinese).
- [12] 高鹏, 庞炜, 赵晓晓, 等. PCB 盘式风力发电机分布式绕组优化[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(4): 32-39.
Gao Peng, Pang Wei, Zhao Xiaoxiao, et al. Optimization design of PCB distributed winding for axial flux permanent magnet wind generator[J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(4): 32-39(in Chinese).
- [13] 齐丹丹. 定子无磁轭模块化轴向永磁电机永磁体涡流损耗分析[D]. 天津: 天津大学, 2017.
Qi Dandan. Analysis of the Eddy Current Losses in the Permanent Magnet of Yokeless and Segmented Armature Axial Flux Motor[D]. Tianjin: Tianjin University, 2017(in Chinese).

(责任编辑: 孙立华)