

高转矩密度游标永磁电机拓扑定向构造方法

房莉, 曲荣海*, 李大伟

(华中科技大学电气与电子工程学院, 湖北省 武汉市 430074)

Topology Orientation Construction Methodology of High-torque Density Vernier Permanent Magnet Machine

FANG Li, QU Ronghai*, LI Dawei

(School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei Province, China)

ABSTRACT: Recently, vernier permanent magnet machines (VPMM) based on multiple flux density harmonics attract worldwide attention. Under the same electromagnetic loading, the torque density is nearly twice that of conventional PM synchronous machines. However, most of the novel topologies are advanced by iteratively optimizing the structural dimensions of the existing topologies, which leads to the solidification and coupling of flux density harmonics, making it tricky to fully exploit the torque ability under unit flux density and further enhance torque density. This article proposes a topology orientation construction method for high-torque density VPMMs. Based on the air-gap permeance unit model, harmonic analysis and flux analysis approaches are proposed, which provide the quantitative and intuitive illustration of the generation of average torque. Moreover, methods for enhancing the torque ability of multiple flux density densities are studied, and topology orientation construction technique is then proposed, providing theoretical basis and support for improving the torque density and exploring the upper limit of torque capability per unit flux density. Finally, two VPMMs are constructed, and the detailed electromagnetic performance analysis is conducted. Then, a prototype is made and tested, confirming the correctness and effectiveness of the design and analysis results.

KEY WORDS: vernier permanent magnet machine; torque density; harmonic analysis; flux analysis; topology construction

基金项目: 国家自然科学基金(重大项目)(51991382); 国家自然科学基金(优秀青年基金项目)(52122705); 国家资助博士后研究人员计划(GZC20240537)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (Major Program) (51991382); National Natural Science Foundation of China (Excellent Young Scholars Program) (52122705); Postdoctoral Fellowship Program of China Postdoctoral Science Foundation (GZC20240537).

摘要: 近年, 一类基于多工作磁密谐波的游标永磁电机获得高度关注, 在同样电磁负荷水平下, 其转矩密度可达到常规永磁同步电机的近2倍。然而, 现有各类拓扑的改进普遍是对已有拓扑尺寸参数迭代优化, 这导致气隙磁密谐波成分固化、特征耦合严重, 难以充分发挥单位磁密下的谐波转矩产生能力, 进一步提升转矩密度困难。因此, 该文提出一种高转矩密度游标永磁电机拓扑定向构造方法, 基于气隙磁导微元理论模型, 并提出谐波分析和磁通分析2种计算方法, 旨在定量、直观地阐释平均转矩产生机制。进一步, 研究提升多磁密谐波协同产生转矩的方法, 并最终提出电磁拓扑定向构造技术, 为提升电机转矩密度, 探索单位磁密转矩产生能力上限的科学问题提供理论基础与技术支持。最终, 定向构造了2款游标永磁电机, 并进行详细的电磁性能分析, 在此基础上制作样机并进行实验验证, 进一步验证设计与分析结果的正确性与有效性。

关键词: 游标永磁电机; 转矩密度; 谐波分析; 磁通分析; 拓扑构造

0 引言

永磁电机具备优越的转矩密度、效率等优势, 广泛应用于高档数控机床、机器人、新能源和航空航天等高端装备领域。随着高端装备的迅速发展, 对电机体积重量、力能品质等要求愈发严苛^[1-2]。例如, 在风力发电、起重机等低速大转矩领域, 要求永磁电机具备超高的启动带载能力, 结合考虑运维成本, 单机转矩密度发展目标高达 $150\text{N}\cdot\text{m}/\text{L}$ ^[3]; 在机器人、高档数控机床等高端领域, 永磁电机向更小体积重量, 更大转矩惯量比的方向发展^[4]。因此, 研发高转矩密度永磁电机有着重大经济效益和战略意义。

近年, 基于新电磁原理的游标永磁电机获得学

术和工业界的广泛关注，其结构与常规永磁电机相似，但永磁体与电枢极数并不相等，气隙是凸极结构或者具有间隔排列的铁磁极阵列^[5]。多极低速的励磁磁动势经过不规则气隙的调制后，产生少极高速的调制磁密，与电枢磁密相互作用产生转矩。因此，游标永磁电机在外特性上类似于“高速永磁电机+减速齿轮箱”，具有极高的转矩密度^[6]。研究表明，在相同的电磁负荷下，该类电机的转矩密度水平在理论上可达到常规永磁同步电机的近2倍^[7]，具有很好的工业应用前景。

为进一步提升转矩密度，新型电机拓扑不断涌现。例如，采用切向励磁型^[8]、内置V型^[9-10]等聚磁式永磁阵列，增大基波磁密。另外，提出交替极^[11]、双定子^[12]、爪极^[13]切向励磁游标永磁电机拓扑，通过增设磁桥为调制磁密提供磁阻更小的路径，大幅提升调制磁密幅值，转矩密度较常规切向励磁拓扑提升40%~60%。交替极永磁阵列用铁磁极替代一半极性的磁钢，缩短了气隙长度，可增强调制磁密。Xie等^[14]在此基础上提出定转子均有交替极永磁阵列的双调制电机，2个励磁磁动势调制产生的磁密的极对数和相位相同，显著增大了调制磁密，转矩密度比表贴式拓扑高出30%~40%。可见，上述新型拓扑主要利用基波磁密和调制磁密产生平均转矩，通过优化励磁单元和磁路结构来增大磁密从而提高转矩密度。

2010年，Li等^[15]提出一种定子带分裂齿的集中绕组游标永磁电机，在保证较大极比的前提下极大缩短了端部绕组。进一步研究发现，集中绕组的电枢谐波互为齿谐波，均能参与产生转矩。同时，分裂齿将调制齿和电枢绕组从空间上解耦，使两者的设计互不干扰。Zou等^[16]巧妙运用了这一特征，通过调节一个主齿下相邻分裂齿间的角度，使其周向分布不再均匀，从而引入额外的磁导谐波，产生了两个以上工作磁密谐波，电机磁负荷增加显著。仿真和实验结果表明，相比等齿距分裂齿游标永磁电机，采用不等齿距结构可以使电机的转矩密度提升20%~40%。

可见，气隙拓扑对磁密谐波的影响重大，在不增加永磁体用量或改变铁心结构的情况下，增加磁密谐波数量成为了有效提升转矩密度的新途径。类似地，不均匀混合齿游标永磁电机^[17]、不均匀混合齿双调制电机^[18]等多磁密谐波型拓扑被提出。相关研究表明，多磁密谐波型电机的转矩密度相比均匀

分裂齿拓扑电机提升上限近40%。

为解释该现象，文献^[16]在调整分裂齿间距的过程中分析气隙磁密特征，发现多磁密谐波的转矩产生是“此消彼长”的：2对极谐波与4、8对极谐波变化正好相反，20对极谐波则与2、4、8对极谐波的相位相反，这说明齿距比的变化总会产生削弱平均转矩的谐波，转矩密度提升的程度取决于电机的拓扑特征。然而，传统设计方法普遍是在已有拓扑基础上，通过参数扫描迭代出新结构，这会导致气隙磁密谐波组成的固化，难以定向提升多磁密谐波的协同出力，无法充分发挥其转矩产生能力。

因此，本文提出一种游标永磁电机拓扑定向构造方法，基于气隙磁导微元理论模型，提出谐波分析和磁通分析2种计算方法，前者定量分析磁密谐波产生平均转矩的过程，后者直观地阐释拓扑结构对平均转矩的影响。进一步，研究提升多磁密谐波协同产生转矩的方法，形成电磁拓扑定向构造技术，为探索单位磁密产生转矩上限的科学问题提供理论支撑。最终，对定向构造的游标永磁电机进行详细的电磁性能分析与样机实验验证，进一步验证设计与分析结果的正确性与有效性。

1 游标永磁电机平均转矩产生机制

1.1 游标永磁电机解析模型

根据拓扑统一理论可知，游标永磁电机由励磁单元、调制单元和电枢单元构成^[19]。建立各功能单元的解析模型，则是对气隙磁密的产生与作用过程进行定性描述与定量分析的关键基础。其中，等效磁动势-磁导解析模型^[5]的运用最为广泛，分别求解励磁磁动势、气隙磁导的分布函数：

$$F_{pm}(\theta_s, t) \approx F_{pm1} \cos[P_{pm}(\theta_s - \Omega t) + \theta_{pm1}] \quad (1)$$

$$A(\theta_s, t) = A_0 + \sum_{j=1,2,\dots} A_j \cos(P_{mj}\theta_s + \theta_{mj}) \quad (2)$$

式中： P_{pm} 为励磁单元极对数； Ω 为励磁单元的机械角速度； F_{pm1} 、 θ_{pm1} 分别为基波励磁磁动势谐波幅值和初始相位角。 P_{mj} 、 A_j 、 θ_{mj} 分别为 j 次磁导谐波极对数、幅值和初始相位角。

根据磁场调制原理，励磁磁密函数 B_g 可由励磁磁动势函数与气隙磁导函数相乘得到：

$$B_g(\theta_s, t) = F_{pm1} A_0 \cos[P_{pm}(\theta_s - \Omega t) + \theta_{pm1}] + \sum_{j=1,2,\dots} \frac{F_{pm1} A_j}{2} \cos[(P_{pm} \pm jP_m)\theta_s - P_{pm}\Omega t + (\theta_{pm1} \pm \theta_{mj})] \quad (3)$$

根据机电能量转换原理,励磁磁密与电枢绕组交链感应出空载反电势,根据电磁感应定律,相反电势 E 可以表示为

$$E(t) = \frac{-d}{dt} r_g L \int_0^{2\pi} B_g(\theta_s, t) N_w(\theta_s) d\theta_s \quad (4)$$

式中: r_g 为气隙半径; L 为轴向长度; N_w 为绕组函数,能定量分析每次磁密谐波与绕组的交链水平。以三相绕组为例, N_w 一般可以表达为^[20]

$$N_w(\theta_s) = \sum_{v=1,2,\dots}^{\infty} \frac{2N_s k_{wv}}{\pi v P_w} \cos[v(P_w \theta_s - \frac{\alpha 2\pi}{3}) + \theta_{wv}] \quad (5)$$

式中: P_w 为电枢基波极对数; k_{wv} 、 θ_{wv} 分别为 v 次电枢谐波绕组系数和初始相位; α 为三相绕组空间位置关系, $\alpha=0, 1, -1$ 分别代表 A, B, C 相。

当三相绕组内通入特定相位、特定频率的电流 i 后,便可以输出电磁转矩^[5]。根据机电能量转换原理可知,该过程可描述为

$$\begin{cases} T = \frac{E_A i_A + E_B i_B + E_C i_C}{\Omega} \\ T_{avg} = \frac{3E_1 I_m}{2\Omega} \end{cases} \quad (6)$$

式中: I_m 为相电流幅值; E_1 为相基波反电势幅值; T_{avg} 为平均电磁转矩(表贴式永磁电机中也为输出转矩)。

综上所述,调制单元结构(气隙拓扑)影响磁密的分布特征,电枢单元结构则决定了励磁磁密的交链能力。因此,如何协同设计两者的结构实现磁链/基波反电势最大化,是提升多磁密谐波游标永磁电机转矩密度的关键。

1.2 基于气隙磁导微元的平均转矩产生机制

文献[21]提出一种气隙磁导微元模型,即气隙圆周方向上任意位置 θ_{si} 上、宽度为无穷小 $\Delta\theta$ 、幅值为 $\Lambda(\theta_{si})$ 的磁导微元,其他位置上磁导为 0,如图 1 所示。

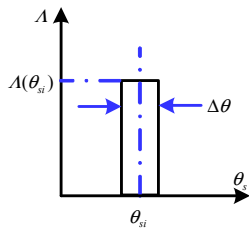


图 1 气隙磁导微元

Fig. 1 Airgap permeance unit model

根据绕组对称性,每相绕组所在磁路结构应当完全相同,构成了磁导微元模型的周期性条件,即

每隔 $2\pi/3$ 存在一个磁导微元,3 个磁导微元共同构成三相电机的“最小调制单元”,如图 2 所示,保证了磁通连续性和绕组对称性。

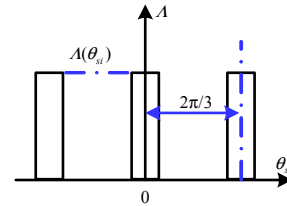


图 2 最小调制单元

Fig. 2 Unit modulation module

同时,最小调制单元可以在 $[-2\pi/3, 2\pi/3]$ 内移动,变成中轴线在任意位置 θ_{si} 的最小调制单元。进一步,图 3 为游标永磁电机在“最小调制单元”作用下所构成的单元电机理想模型,其中励磁单元结构已知,电枢单元的线圈结构与分布也是设计对象之一,在分析中可以提前给定。

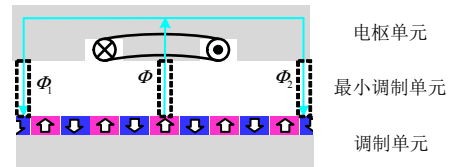


图 3 基于最小调制单元构成的单元电机理想模型

Fig. 3 Ideal machine models based on unit modulation module

磁通分析法和谐波分析法是 2 种主流的电机设计分析方法:前者基于磁通分布的物理特征,通过分析流经最小调制单元的磁通,及其与线圈交链的磁链大小,计算单个理想单元电机的基波反电势,再推广至整个电机;后者则是结合经典的磁动势-磁导模型,通过分析最小调制单元的气隙磁导函数,计算其调制励磁磁动势产生的磁密谐波,结合式(4)定量计算单个理想单元电机的基波反电势,再推广至完整电机。

下文采用 2 种方法对 VPMM 基波反电势的产生进行详细分析,并归纳总结了两者的相同点与不同点,从而得到 2 种方法的特点和适合的运用场合。值得注意的是,本文解析计算均建立在以下假设中:1) 硅钢片的磁导率为无穷大,磁钢相对磁导率近似为 1;2) 忽略永磁体极间漏磁的影响,气隙磁密在径向分布均匀,仅在周向上分布变化。

1.2.1 磁通分析法

由图 3 可知,在最小调制单元组成的磁路中,与每个线圈交链的磁通是经永磁体发出、仅流过该线圈跨距范围内的气隙磁导微元。图 4 以单元电机

中各相绕组由单个线圈构成的最简单情况为例，分别展示集中绕组和叠绕组结构下，磁通经过最小调制单元与绕组交链的情况。

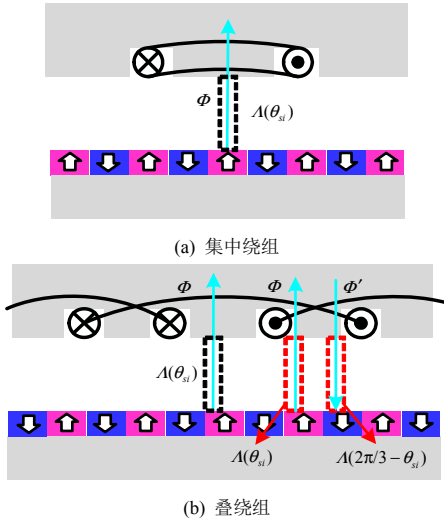


图 4 不同线圈结构下磁通交链的情况
Fig. 4 Flux linkage production under different winding structures

可见，在集中绕组中，磁密只在 θ_{si} 处的磁导微元不为 0，所形成的磁通与线圈交链。在叠绕组中，绕组的非重叠区域的交链情况与集中绕组相同，但是重叠区域 θ_{si} 处磁导微元内的磁通同时与两相绕组交链，考虑气隙磁导的周期性可知，此时 $2\pi/3 \sim \theta_{si}$ 处的气隙磁导微元产生的磁通也将与两相绕组交链。

进一步，结合单点的磁密幅值由磁动势和磁导作用得到，可以推导 2 种绕组结构下单个线圈内的磁通表达式为

$$\left\{ \begin{aligned} \Phi_{集中} &= \begin{cases} r_g L F_{pm1} \Lambda(\theta_{si}) \cos[P_{pm}(\theta_{si} - \Omega t) - \theta_{pm1}] \Delta\theta_s, & -0.5\theta_y < \theta_{si} < 0.5\theta_y \\ 0, & \text{其他位置} \end{cases} \\ \Phi_{叠} &= \begin{cases} r_g L F_{pm1} \Lambda(\theta_{si}) \cos[P_{pm}(\theta_{si} - \Omega t) - \theta_{pm1}] \Delta\theta_s, & -0.5\theta_y < \theta_{si} < 0.5\theta_y \\ r_g L F_{pm1} \Lambda(\theta_{si}) \{ \cos[P_{pm}(\theta_{si} - \Omega t) - \theta_{pm1}] + \cos[P_{pm}(\frac{2\pi}{3} - \theta_{si} - \Omega t) - \theta_{pm1}] \} \Delta\theta_s, & \frac{2\pi}{3} - 0.5\theta_y \leq |\theta_{si}| \leq 0.5\theta_y \end{cases} \end{aligned} \right. \quad (7)$$

式中： $\Phi_{集中}$ 为集中绕组结构下单个线圈内的磁通； $\Phi_{叠}$ 为叠绕组结构下单个线圈内的磁通； θ_y 为线圈跨距角。

接着，在 $[-\theta_1, \theta_1]$ 区间内对磁通表达式(7)进行积分，并对时间量求导，得到单元电机基波反电势

幅值 E_1 表达式为

$$\left\{ \begin{aligned} E_1 &= r_g L N_s F_{pm1} \Omega P_{pm} \int_{-\theta_1}^{\theta_1} \Lambda(\theta_{si}) f(\theta_{si}) \Delta\theta_s \\ f_{集中}(\theta_{si}) &= \cos[P_{pm}(\theta_{si} - \Omega t)], & -\frac{\theta_y}{2} < \theta_{si} < \frac{\theta_y}{2} \\ f_{叠}(\theta_{si}) &= \begin{cases} \cos[P_{pm}(\theta_{si} - \Omega t)], & 0 < |\theta_{si}| < \frac{2\pi}{3} - \frac{\theta_y}{2} \\ \cos[P_{pm}(\frac{2\pi}{3} - \theta_{si} - \Omega t)] + \cos[P_{pm}(\theta_{si} - \Omega t)], & \frac{2\pi}{3} - \frac{\theta_y}{2} \leq |\theta_{si}| \leq \frac{\theta_y}{2} \end{cases} \end{aligned} \right. \quad (8)$$

式中： $\theta_1 = \theta_y/2$ (集中绕组)； $\theta_1 = \pi/3t_c$ (叠绕组， t_c 为单元电机个数)； f 为基于磁通分析法求得的单元电机基波反电势幅值的表征函数， f 是关于 θ_{si} 的函数，且与基波磁动势的特征完全一致，仅由 P_{pm} 和 θ_{pm1} 决定。同时，变量 $\Lambda(\theta_{si})$ 的取值会影响 f 沿区间积分的具体情况。

1.2.2 谐波分析法

基于磁动势-磁导模型，分析最小调制单元作用下的气隙磁导函数，以图 2 中轴线在 $\theta_s=0$ 的最小调制单元为例，其磁导函数的傅里叶展开为

$$\left\{ \begin{aligned} A_{0,si} &= \frac{3\Lambda(0)\Delta\theta_s t_c}{\pi} \\ A_{k3t_c,si} &= \frac{6\Lambda(0)\Delta\theta_s t_c}{\pi} \end{aligned} \right., k=1,2,\dots \quad (9)$$

式中 k 为谐波次数。可见，三相电机的最小调制单元仅含有 $3t_c$ 的倍数次磁导谐波。

进一步，当最小调制单元的中轴线相位为任意角度 $\theta_{si}(-\pi/3t_c \leq \theta_{si} \leq \pi/3t_c)$ 时，由傅里叶变换的平移特性可知，该最小调制单元磁导函数的 P_{mj} 对极谐波的相位将变化 $P_{mj}\theta_{si}$ 。因此，推得到最小调制单元的气隙磁导函数一般表达式为

$$\left\{ \begin{aligned} A_{0,\theta_{si}} &= \frac{3t_c \Delta\theta_s \Lambda(\theta_{si})}{\pi} \\ A_{j,\theta_{si}} &= \frac{6t_c \Delta\theta_s \Lambda(\theta_{si})}{\pi} \cos(P_{mj}\theta_{si}), j \neq 0 \end{aligned} \right. \quad (10)$$

将式(10)代入(3)，结合(4)和(5)，推导单元电机的 E_1 为

$$\left\{ \begin{aligned} E_1 &= r_g L N_s F_{pm1} \Omega P_{pm} \int_{-\pi/(3t_c)}^{\pi/(3t_c)} \Lambda(\theta_{si}) f'(\theta_{si}) \Delta\theta_s \\ f'(\theta_{si}) &= \frac{6}{\pi} [\cos(\theta_{pm1} - \theta_{wP_r}) k_w P_r + \sum_{\substack{v=|P_{pm} \pm P_{mj}| \\ j=1,2,\dots}} \frac{k_{wv}}{v} \cos(\theta_{pm1} - \theta_{wv} - P_{mj}\theta_{si})] \end{aligned} \right. \quad (11)$$

式中 f' 为基于谐波分析法求得的 E_1 的特征函数, f' 是关于 θ_{si} 的函数, 参数 $k_{wv}, P_{mj}, \theta_{wv}$ 和 θ_{mj} 是决定 f' 特征的关键因素。同时, $\Lambda(\theta_{si})$ 的取值会影响 f' 沿区间积分的情况。

可见, 各次工作磁密谐波所产生的磁通与线圈的交链程度取决于 θ_{wv} 与 θ_{pm1} 的相对关系。假设 $\theta_s=0$ 处, 相绕组中轴线与励磁磁动势峰值重合时, 可以推导出在 $\theta_{pm1}=\theta_{wPr}$ 的情况下, 所有谐波均与线圈正交链, 式(11)则可以进一步简化。

1.2.3 2种分析法的比较

基于气隙磁导微元模型, 通过磁通分析和谐波分析法分别推导出 E_1 的特征函数 f 和 f' 。理论上, 对于同一个电机模型, 2种方法计算的 E_1 应当是一致的。本节以 $P_{pm}=10, t_c=2$ 的游标永磁电机分别在集中绕组 ($\theta_s=\pi/4$) 和叠绕组 ($\theta_s=\pi/2$) 两种情况下为例验证上述结论, 电机的主要结构参数在表1中列出。

表1 电机模型主要结构参数

Table 1 Major structural parameters of machine models			
参数	数值	参数	数值
定子外径/mm	124	转子外径/mm	73
气隙长度/mm	0.7	叠片长度/mm	70
永磁体厚度/mm	2.5	永磁体极弧系数	0.95
铁心材料	35ww250	永磁体剩磁@20°C/T	1.235
相串联匝数	400	并联支路数	1

在此基础上, 根据式(8)和(11)分别求得 f 和 f' 的具体表达式, 并在 $[-\pi/6, \pi/6]$ 中画出其波形, 对比结果分别如图5所示。可见, 叠绕组结构下, f' 与 f 几乎一致; 在集中绕组结构下, 两者仅在线圈边缘处存在差异, 其他位置也是相同的。这是由于磁通分析法将线圈等效为理想的“矩形波”函数, 仅考虑线圈跨距内流过的磁通。

然而, 谐波分析法将线圈函数傅里叶分解为每次谐波函数, 并考察各次磁密谐波在 $[-\pi/6 \leq \theta_{si} \leq \pi/6]$ 内与对应次数绕组谐波交链的情况。实际计算中,

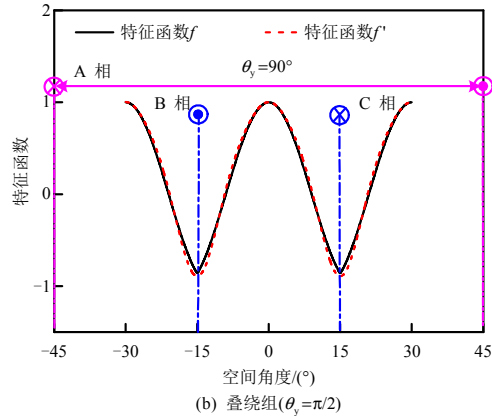
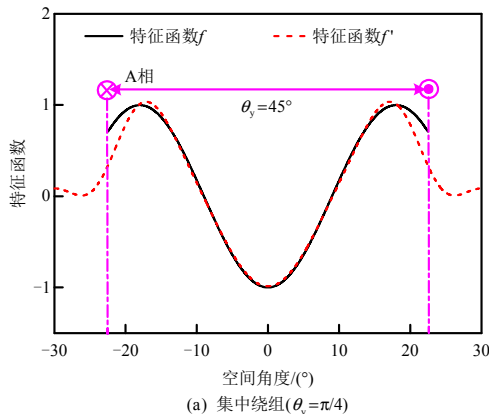


图5 表征函数 f 和 f' 波形

Fig. 5 Characteristic function f and f' waveforms

谐波次数并不能取到无穷大, 因此, 绕组函数谐波在近0点的“波”特征被放大, 导致了 f 和 f' 分布的差异。

进一步, 假设气隙均匀即 $\Lambda(\theta_{si})=\mu_0/g_e$ (g_e 为等效气隙长度), 2种方法计算的单元电机单相绕组的基波磁链幅值如表2所示。

表2 2种方法计算的基波磁链幅值

Table 2 Fundamental flux linkage by two methods		
分析方法	基波磁链幅值/mWb	
	集中绕组 ($\theta_s=\pi/4$)	叠绕组 ($\theta_s=\pi/2$)
磁通分析法	87.2	0.617
谐波分析法	84.7	0.616
比较	2.2%	0.2%

可见, 在2种绕组形式下, 2种方法求解的基波磁链幅值差异在2.5%以内, 说明2种方法用来分析 VPMM 的转矩产生过程均有效。

综上可知, 磁通分析法计算量小, “最小调制单元”和线圈的结构参数与反电势间的关系明晰, 但无法表征 VPMM 气隙磁密谐波的贡献情况, 忽略了磁密空间分布特性, 在复杂绕组结构下分析难度骤增, 更适合简单绕组结构下的分析设计。谐波分析法考虑了磁密空间分布特性, 分析准确度高并且能定量表征气隙磁密谐波对反电势的贡献, 可以在各种绕组结构下进行分析, 但计算量较大, 反电势与“最小调制单元”和绕组结构参数之间的关系不够直观。

2 高转矩密度电磁拓扑定向构造方法

由1节可知, 磁通分析和谐波分析法通过推导 E_1 的特征函数 f 和 f' , 定量计算出不同绕组结构下磁导微元 $\Lambda(\theta_{si})$ 对 E_1 的贡献, 为最优磁导分布和气隙拓扑的定向构造奠定基础。

当单元电机中单相绕组仅一个线圈时，绕组分布系数为 1，在线圈跨距合理的情况下交链能力理论上最强。由 1.2.3 节的结论可知，磁通分析法可以快速分析不同线圈结构下的 E_1 特征函数，定向设计出 E_1 最大的气隙拓扑和绕组结构。本节将以 $P_{pm}=10$ 、 t_c 分别等于 2 和 1，结构参数如表 1 所示的电机为案例，详细阐述 VPMM 高转矩密度电磁拓扑定向构造方法与流程。

2.1 $t_c=2$ 时 VPMM 高转矩密度电磁拓扑定向构造方法与流程

此时，集中(非叠)绕组的每个线圈的跨距 $\theta_y \leq \pi/3$ 。图 6(a)展示 $\theta_y = \pi/3, \pi/6$ 两种情况下的 $f(\theta_{si})$ 。由式(11)可知， $f(\theta_{si})$ 的正负性决定了磁导微元 $\Lambda(\theta_{si})$ 产生 E_1 的正负性。为了获得最大的 E_1 ，两种情况下的 $\Lambda(\theta_{si})$ 最优幅值应当按照图 6(b)进行设计，具体总结为以下规律：

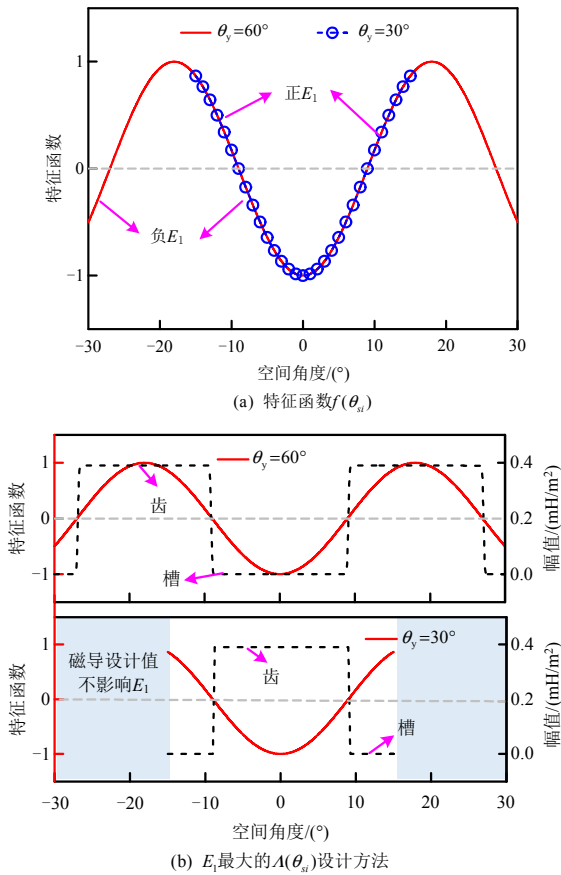


图 6 集中绕组结构下的 $\Lambda(\theta_{si})$ 定向构造方法

Fig.6 Orientation design method of $\Lambda(\theta_{si})$ under concentrated winding

规律 1: 当 $f(\theta_{si})$ 在 $[-\theta_y/2, \theta_y/2]$ 的积分面积 >0 时， $f(\theta_{si}) \geq 0$ 处的 $\Lambda(\theta_{si})$ 设计为最大值 μ_0/g_c ； $f(\theta_{si}) < 0$ 处的 $\Lambda(\theta_{si})$ 应当设计为理论最小值 0。

规律 2: 当 $f(\theta_{si})$ 在 $[-\theta_y/2, \theta_y/2]$ 的积分面积 <0 时，

$f(\theta_{si}) \leq 0$ 处的 $\Lambda(\theta_{si})$ 设计为最大值 μ_0/g_c ； $f(\theta_{si}) > 0$ 处的 $\Lambda(\theta_{si})$ 应当设计为理论最小值 0。

可见， $\Lambda(\theta_{si})$ 最优值只有 2 种情况，取最大值时对应的气隙结构为齿，取最小值时对应的气隙结构为槽。值得注意的是， $\Lambda(\theta_{si})$ 的最小值实际上无法取到 0，即削弱 E_1 的成分无法设计为 0。

由图 6(b)可知，集中绕组结构下的最大 E_1 为正值。同时，在考虑线圈所在槽结构的前提下，线圈跨距外的磁导微元不会影响磁链大小。

相似地，对于叠绕组每个线圈的跨距 $\pi/3 < \theta_y \leq \pi/2$ ，图 7(a)展示 $\theta_y = 7\pi/18, \pi/2$ 两种情况下的 $f(\theta_{si})$ 。可见，不同相绕组的重叠显著改变了 $f(\theta_{si})$ 在线圈重叠区域内的分布特征，以及该区域的磁导微元产生 E_1 的情况。接着，根据上述 $\Lambda(\theta_{si})$ 最优设计规律 2，定向设计出的 $\Lambda(\theta_{si})$ 最优分布如图 7(b)所示，此时最大 E_1 的幅值为负。

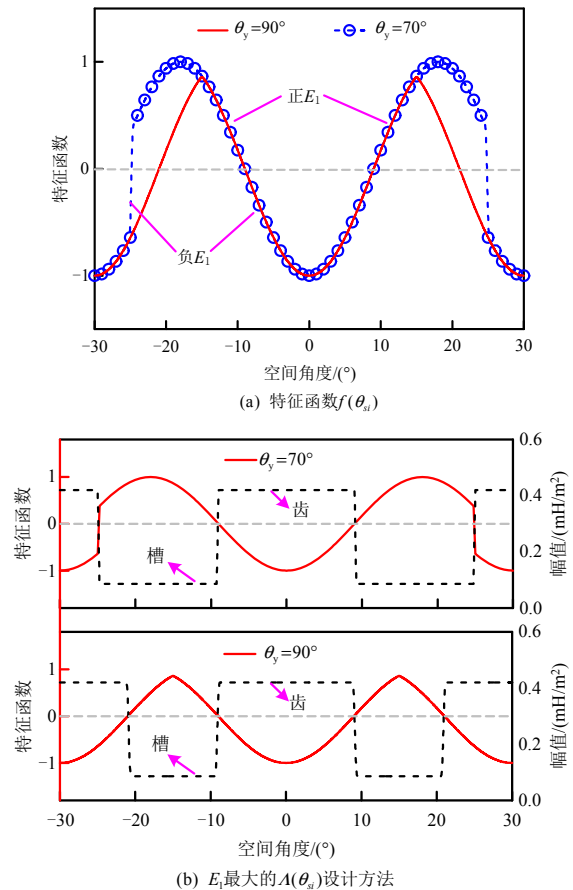


图 7 叠绕组结构下的 $\Lambda(\theta_{si})$ 定向构造方法

Fig.7 Orientation design method of $\Lambda(\theta_{si})$ under overlapping winding

基于上述方法，快速设计出 2 种绕组形式下 E_1 最大值对应的 θ_y 与气隙磁导分布。值得注意，这里考虑了线圈槽开口对磁导分布的影响，因此，最终的 $\Lambda(\theta_{si})$ 曲线如图 8 所示。

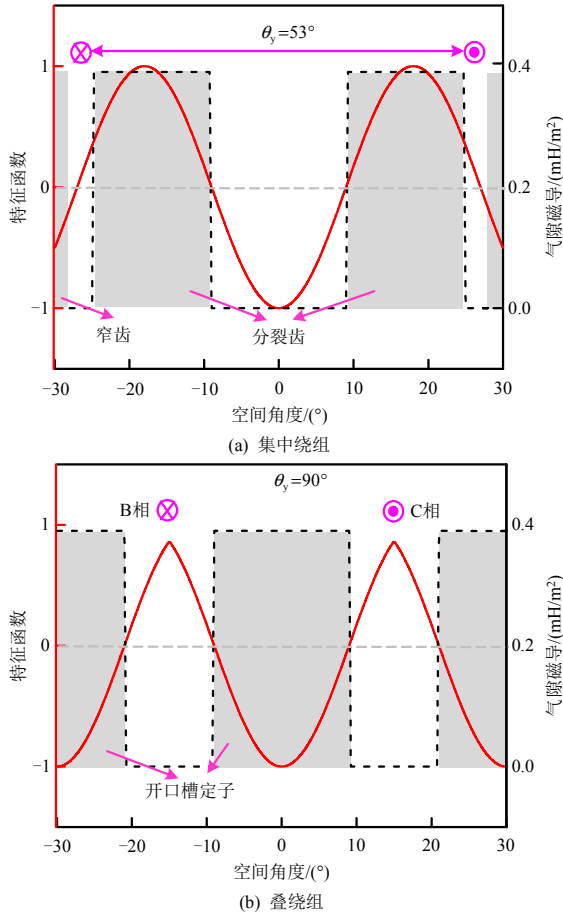


图8 基波反电势 E_1 最大下的 $A(\theta_{si})$ 设计

Fig. 8 Optimal $A(\theta_{si})$ when E_1 is maximized

在集中绕组结构下, 最优定子结构为一个窄齿与2个分裂齿交替排布的混合齿结构, 线圈跨距为 53° , 绕制在分裂齿所在的主齿上。在叠绕组情况下, 最优结构则是常规开口槽整距绕组。

图9为定向构造拓扑实现磁链最大化的物理解释: 一方面, 窄齿作为线圈槽的支撑结构, 对应 $f(\theta_{si})$ 中的负半轴成分, 因此, 其将产生负 E_1 的磁通导出, 不会与线圈交链; 另一方面, 不均匀分布的分裂齿结构加强了永磁体和分裂齿的对齐程度, 即在线圈中轴线与磁链峰值重合时, 每块磁钢的磁链都是直接通过分裂齿与线圈交链, 有效抑制了齿顶漏磁, 从而增大主磁通。

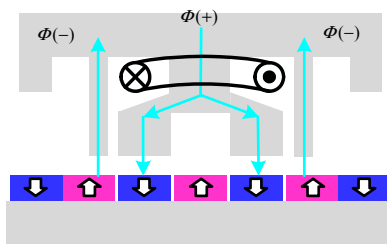


图9 定向构造的拓扑实现磁链最大化的物理解释

Fig. 9 Physical explanation for maximizing flux linkage under topology orientation construction method

进一步, 在表1的结构参数下, 图8中2种定向构造拓扑对应的基波磁链幅值列于表3中。可见, 图8(a)对应的最大基波磁链比图8(b)高出10%。因此, 采用所提定向构造方法可以在集中绕组结构下设计出理论转矩密度更高的VPMM, 相比常规开口槽叠绕组拓扑高出10%。

表3 2种绕组结构下基波磁链的最大值

Table 3 Maximum fundamental flux linkage under two winding structures

绕组结构	基波磁链幅值/mWb
集中绕组	463.2
叠绕组	421.4
比较	10%

2.2 $t_c=1$ 时 VPMM 高转矩密度电磁拓扑定向构造方法与流程

此时, 根据2.1节所述方法, 分别在集中绕组(非叠)和叠绕组2种结构下, 进行 E_1 最大化的 $A(\theta_{si})$ 设计, 结果如图10所示。

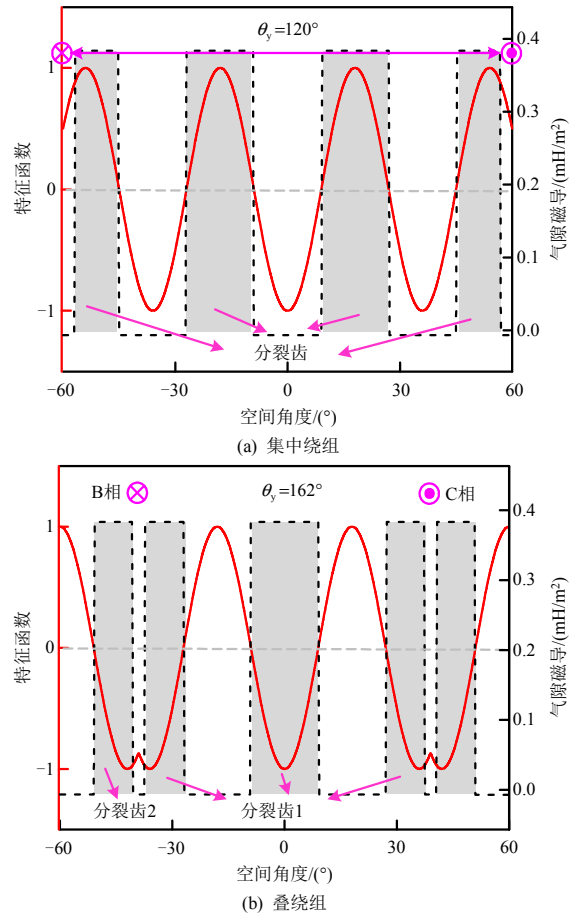


图10 2种绕组结构下基波反电势 E_1 最大的 $A(\theta_{si})$ 设计

Fig. 10 Optimal $A(\theta_{si})$ when E_1 is maximized under two winding structures

在集中绕组结构下, 最优定子结构为一个主齿下4个不等宽均匀分布的分裂齿结构, 线圈跨距为

120°，绕制在单个主齿上，即常见的双层绕组结构。在叠绕组结构下，最优定子结构为不均匀分布的混合齿结构，即 2 个分裂齿和 3 个分裂齿交替排布，每相绕组的线圈跨距为 162°，跨过 3 个定子主齿与其他相绕组发生重叠。

图 11 为定向构造的新拓扑实现磁链最大化的物理解释：一方面，不均匀分布的混合齿结构加强了永磁体和分裂齿的对齐程度，即在线圈中轴线与磁链峰值重合时，每块磁钢的磁链都是直接通过混合齿与线圈交链，有效抑制齿顶漏磁，从而增大主磁通；另一方面，合理的线圈跨距可以与所有主磁通交链，避免了主磁通的浪费。

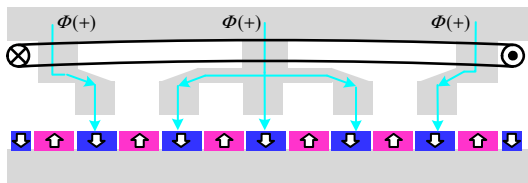


图 11 定向构造的拓扑实现磁链最大化的物理解释

Fig. 11 Physical explanation for maximizing flux linkage under topology orientation construction method

进一步，在表 1 参数下，计算 2 种定向构造的拓扑对应的基波磁链幅值并列于表 4 中。可见，图 10(a)对应的最大基波磁链比图 10(b)高出 5%。两者差距似乎不显著，但前者定子空间利用率远低于后者，局部饱和现象明显，在相同铜耗下，后者转矩能力更大。

表 4 2 种绕组结构下基波磁链的最大值

Table 4 Maximum fundamental flux linkage under two winding structures

绕组结构	基波磁链幅值/mWb
集中绕组	795.1
叠绕组	833.2
比较	4.7%

比较 $t_c=2$ 和 1 两种情况下最大基波磁链的幅值发现，后者较前者高出近 80%。其原因可由图 9 和 11 中直接看出。 $t_c=2$ 时，每相绕组的最大磁链由 4 个磁钢贡献； $t_c=1$ 时，每相绕组的最大磁链由 7 个磁钢贡献。因此， $t_c=1$ 的结构可以与各种不同长度磁路的磁密谐波产生的磁通交链，可以充分利用更多磁密谐波产生平均转矩。

综上，图 12 为高转矩密度游标永磁电机拓扑定向构造的流程图。相比于传统优化设计方法，即基于已知电机拓扑，通过反复优化结构参数得到“新型”电机，所提定向构造方法以磁导微元模型

为媒介构建特征函数，直观展示了磁通与绕组交链最大时的气隙磁路结构，使多磁密谐波协同出力最大，从而定向构造出转矩理论最大下的绕组结构及定子调制齿槽的宽度。

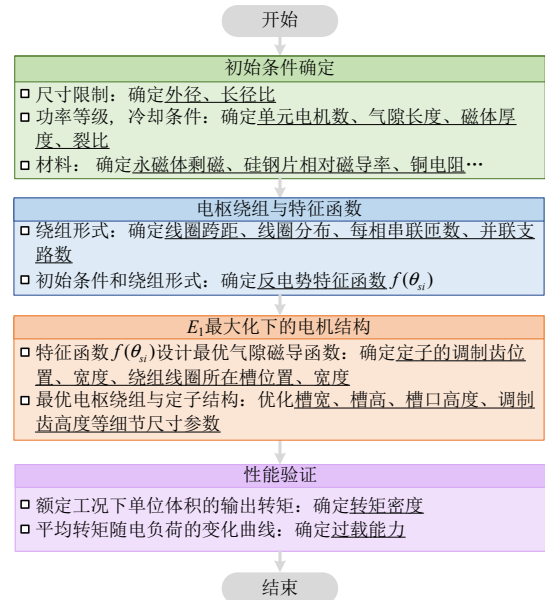


图 12 拓扑定向构造方法流程图

Fig. 12 Flow chart of topology orientation design method

图 12 还指出，由于绕组所在槽面积的约束，调制齿高度受到限制。因此，在保证槽满率和额定铜耗不变的前提下，利用有限元优化调制齿高，及绕组所在槽的尺寸参数，以输出最大额定转矩。

3 电磁拓扑与性能分析

3.1 电磁拓扑与结构参数

2 节以 $P_{pm}=10$, $t_c=2$ 和 1 为例，所提定向构造的 2 款高转矩密度 VPMM 拓扑分别如图 13 和 14 所示。为验证所提 VPMM 的电磁性能，本节选取采用开口槽定子结构的常规 VPMM 作为对比对象。为保证公平，所有电机均采用相同定子外径、气隙长度、轴长和材料，具体如表 1 所示。此外，以额定电负荷 250 A/cm 下输出最大平均转矩作为目标，对各个电机模型的关键尺寸参数，包括定子槽宽、

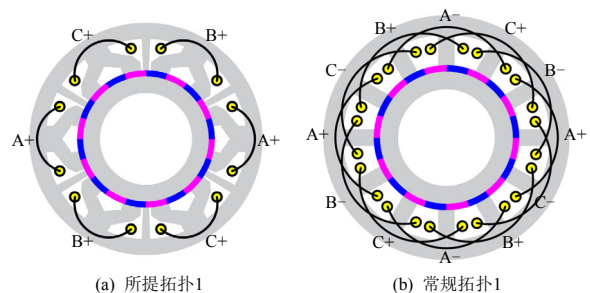


图 13 游标永磁电机($t_c=2$)

Fig. 13 Vernier permanent magnet machines($t_c=2$)

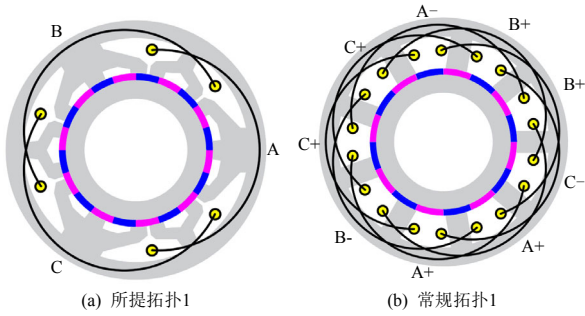


图 14 游标永磁电机($t_c=1$)

Fig. 14 Vernier permanent magnet machines($t_c=1$)

槽深、定转子轭宽等进行优化。

所提电机调制单元以及电枢单元的细节参数分别在图 15(a)、(b)中标出,具体数值则在表 5、6 中给出。可见,所提电机拓扑的调制单元均为周向分布不均匀的混合齿结构。具体而言,所提电机模型 1 的调制单元由 1 个窄齿与 2 个分裂齿交替排布,每相绕组的线圈集中绕制在分裂齿所在主齿上;所提电机模型 2 的调制单元则由 2 个分裂齿和 3 个分裂齿交替排布,每相绕组线圈跨过了 3 个主齿与其他相绕组有重叠,故为叠绕组。

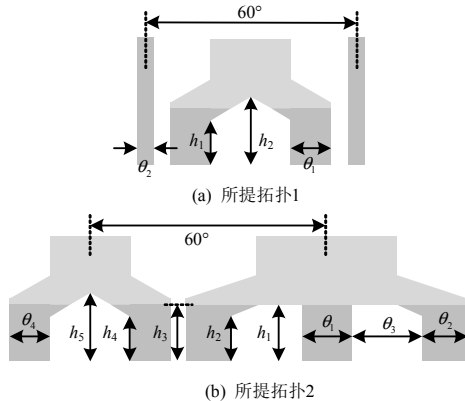


图 15 所提游标永磁电机调制齿的关键尺寸参数

Fig. 15 Key sizes of modulation teeth in novel VPMMs

表 5 所提电机模型 1 关键结构参数

Table 5 Key structural parameters of novel model 1

参数	数值	参数	数值
调制齿宽度 $\theta_1/(\circ)$	14.5	调制齿宽度 $\theta_2/(\circ)$	4
调制单元槽高 h_1/mm	4	调制单元槽高 h_2/mm	8.5

表 6 所提电机模型 2 关键结构参数

Table 6 Key structural parameters of novel model 2

参数	数值	参数	数值
调制齿宽度 $\theta_1/(\circ)$	12	调制齿宽度 $\theta_2/(\circ)$	10
调制齿宽度 $\theta_3/(\circ)$	24	调制齿宽度 $\theta_4/(\circ)$	8
调制单元槽高 h_1/mm	4	调制单元槽高 h_2/mm	2
调制单元槽高 h_3/mm	3	调制单元槽高 h_4/mm	2
调制单元槽高 h_5/mm	6	—	—

3.2 空载气隙磁导与磁密分析

首先,通过有限元仿真对 4 个电机模型的气隙磁导进行分析,波形和频谱分析结果如图 16 和 17 所示。

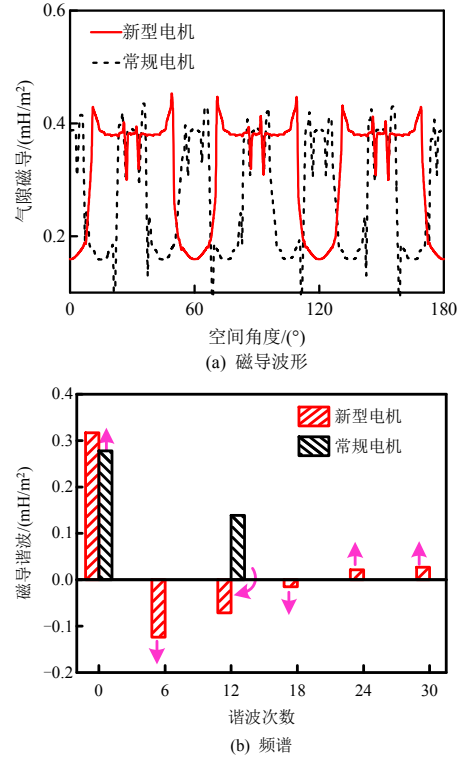


图 16 游标永磁电机($t_c=2$)的气隙磁导

Fig. 16 Airgap permeance of VPMMs($t_c=2$)

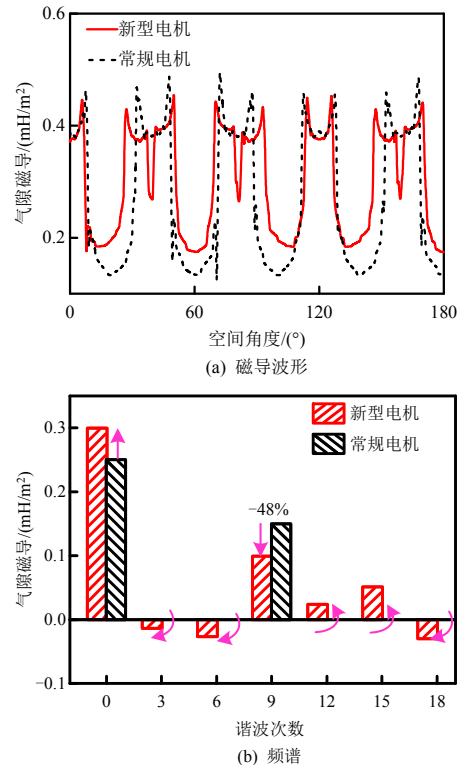


图 17 游标永磁电机($t_c=1$)的气隙磁导

Fig. 17 Airgap permeance of VPMMs ($t_c=1$)

常规游标永磁电机工作磁导仅有常数项和基波磁导，基波极对数等于定子齿数即 12 和 9。相较之下，所提电机由于不规则的调制单元结构，气隙中存在多个工作磁导谐波。

所提电机模型 1 的气隙中存在 6 个工作磁导谐波，其中直流分量、6、12 对极磁导谐波是主要成分。6、12、18 对极谐波同相位为 π ，24、30 对极谐波同相位为 0。相较于常规电机，所提电机的常数项磁导更大，12 对极谐波减小约 50%，同时相位发生了反转即相差 π 。

所提电机模型 2 具有 8 个工作磁导谐波，其中直流分量、9、15、18 对极磁导谐波是主要成分。9、12、15 对极谐波同相位为 0，3、6、18 对极谐波同相位为 π 。相较于常规电机，所提电机的常数项磁导更大，9 对极谐波减小约 50%。

进一步，仿真求解空载气隙磁密，图 18 和 19 分别展示了 4 个电机的励磁磁密波形与频谱。结果显示，常规电机的主要磁密谐波有 2 个，分别由常数项磁导和基波磁导分量调制产生。相较之下，所提电机具有多个工作磁密谐波。

所提电机模型 1 的主要磁密谐波数有 6 个，即 2、4、16、8、14、10 对极谐波，分别由 12、6、18、24 对极磁导谐波和常数项磁导调制产生。其中，

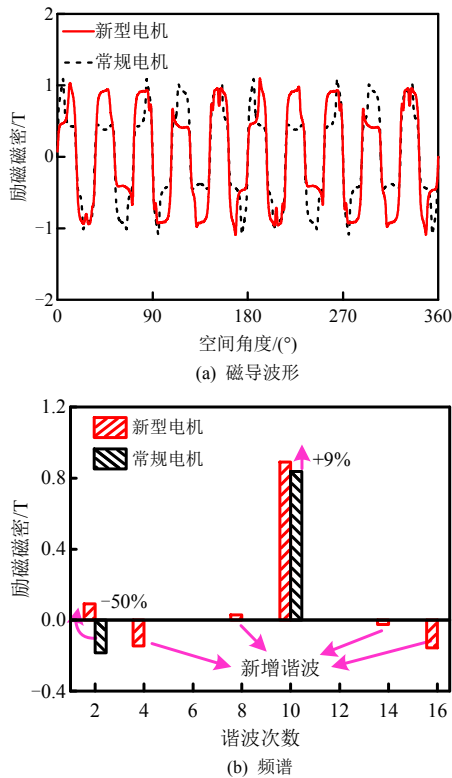


图 18 游标永磁电机($t_c=2$)的气隙磁密
Fig. 18 Airgap flux density of VPMMs ($t_c=2$)

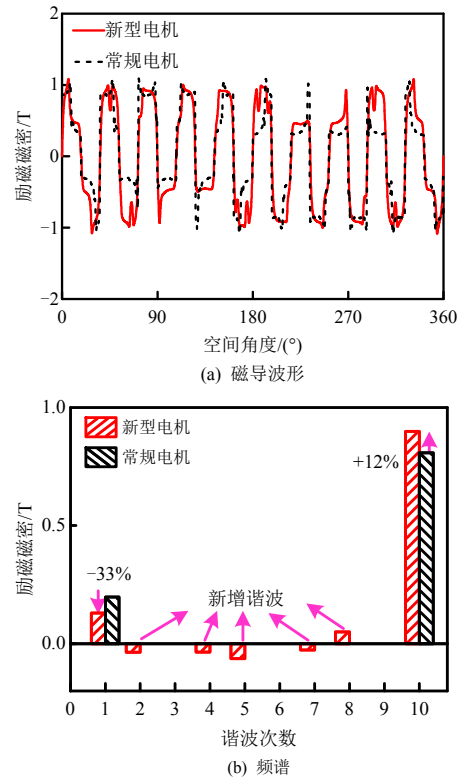


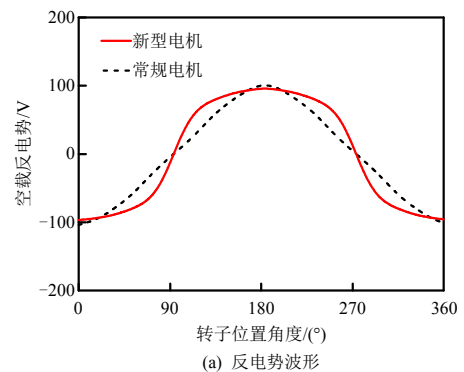
图 19 游标永磁电机($t_c=1$)的气隙磁密
Fig. 19 Airgap flux density of VPMMs ($t_c=1$)

2 对极气隙磁密的相位发生了反转，幅值相较常规电机减小约 50%，10 对极磁密增大 9%。

所提电机模型 2 的主要磁密谐波数高达 7 个，即 1、2、4、5、7、8 和 10 对极谐波，分别由 9、12、6、15、3、18 对极磁导谐波和直流分量磁导调制产生。其中，1、10 对极磁密谐波的相位未改变，幅值则分别减小 33%和增大 12%。

3.3 空载反电势与转矩性能分析

进一步，仿真得到 4 个电机模型在额定转速 300 rpm 的空载反电势波形与频谱结果，如图 20、21 所示。可见，4 个电机的 E_1 分别为 110、95.6、162 和 96.4V，反电势总谐波失真(total harmonic distortion, THD)分别为 0.16、0.06、0.05 和 0.04。所提电机模型 2 具有最大的 E_1 ，比常规电机 2 高出



(a) 反电势波形

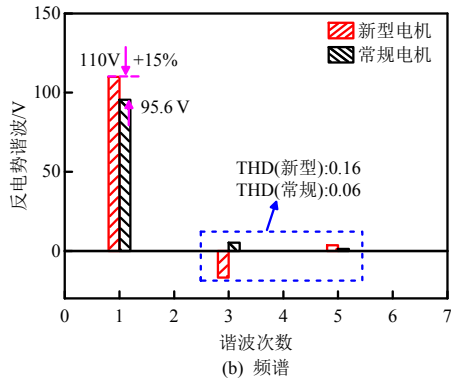
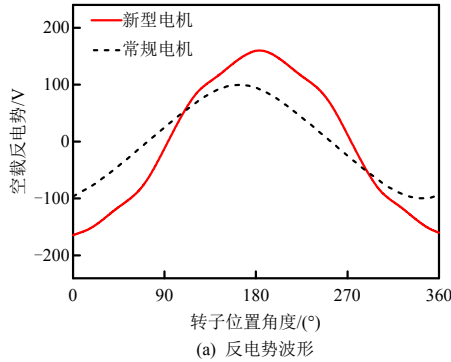


图 20 所提游标永磁电机($t_c=2$)的空载反电势

Fig. 20 No-load back EMF of the VPMMS ($t_c=2$)



(a) 反电势波形

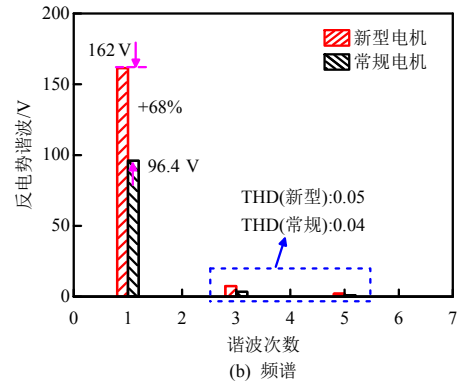


图 21 所提游标永磁电机($t_c=1$)的空载反电势

Fig. 21 No-load back EMF of the VPMMS ($t_c=1$)

68%，所提电机模型 1 的 E_1 次之，比常规电机 1 高出 15%。同时，由于气隙中存在更多高次谐波，所提 2 种电机的反电势 THD 较常规对象均有一定增大。

进一步，表 7、8 分别分析了 4 个电机的励磁磁密谐波产生基频反电势的情况，并列写了各次磁密谐波的幅值、初始相位角、绕组系数等信息。

所提电机模型 1 的 6 个磁密谐波产生的 E_1 相位

表 7 所提电机模型 1 励磁磁密谐波的基波反电势贡献情况

Table 7 Flux density harmonics contribution to E_1 in machine models 1

电机种类	次数		励磁磁密			电枢绕组			E_1/V		占比/%
	n	B_n/T	θ_{gn}	$sgn(n)$	k_{wn}	θ_{wn}	$sgn(n)$	$E_{1,n}$	$\theta_{1,n}$		
常规电机	2	0.192	$\pi/2$	-1	0.98	0	-1	59.6	0	62.3	
	10	0.89	$-\pi/2$	1	0.64	0	1	36	0	37.7	
总反电势 E_1								95.6	0	100	
所提电机	2	0.096	$-\pi/2$	-1	0.8	0	-1	23.5	0	21.4	
	4	0.146	$\pi/2$	1	0.95	0	1	22	0	20	
	8	0.03	$\pi/2$	-1	0.58	0	-1	1.4	0	1.3	
	10	0.925	$-\pi/2$	1	0.99	0	1	57.3	0	52	
	14	0.02	$\pi/2$	-1	0.25	0	-1	0.3	0	0.3	
	16	0.15	$\pi/2$	1	0.92	0	1	5.5	0	5	
总反电势 E_1								110	0	100	

表 8 电机模型 2 励磁磁密谐波的基波反电势贡献情况

Table 8 Flux density harmonics contribution to E_1 in machine models 2

电机种类	次数		励磁磁密			电枢绕组			E_1/V		占比/%
	n	B_n/T	θ_{gn}	$sgn(n)$	k_{wn}	θ_{wn}	$sgn(n)$	$E_{1,n}$	$\theta_{1,n}$		
常规电机	1	0.192	$-\pi/2$	1	0.94	0	1	116.4	0	121.4	
	10	0.803	$-\pi/2$	1	0.39	π	1	20	π	-21.4	
总反电势 E_1								96.4	0	100	
所提电机	1	0.129	$-\pi/2$	1	0.99	0	1	83	0	51.2	
	2	0.039	$\pi/2$	-1	0.31	0	-1	4.2	0	2.6	
	4	0.037	$\pi/2$	1	0.59	π	1	4	0	2.4	
	5	0.063	$\pi/2$	-1	0.71	0	-1	6	0	3.7	
	7	0.029	$\pi/2$	1	0.45	π	1	2.2	0	1.4	
	8	0.05	$-\pi/2$	-1	0.94	π	-1	3.8	0	2.3	
	10	0.9	$-\pi/2$	1	0.99	0	1	59	0	36.4	
	总反电势 E_1								162	0	100

均为 0, 2, 4 和 10 次谐波的贡献显著, 分别为 21.4%、20% 和 52%, 结合多个中低极比磁密谐波的转矩放大能力, 以及高幅值磁密的转矩产生能力, 有效实现多磁密谐波的协同工作。常规电机 1 的 2、10 次磁密产生的 E_1 相位也相同, 但谐波个数较少, 并且开口槽削弱了 k_{w10} , 限制了 10 次谐波产生的 E_1 。

所提电机 2 的 7 个磁密谐波产生的 E_1 相位均为 0, 并且 1 次和 10 次的贡献值显著, 分别为 51.2% 和 36.4%, 有效发挥了高阶比谐波的转矩放大作用和高幅值谐波的转矩产生能力, 并实现了多磁密谐波的协同工作。相反地, 常规电机的 2 和 10 次磁密谐波产生的 E_1 相位相反, 削弱了总反电势的幅值, 并且由于较小的 k_{w10} , 10 次谐波产生的 E_1 很小, 不及所提电机 2 的 50%。

不难发现, 所提定向构造方法充分发挥了多磁密谐波协同产生转矩的能力, 在不同极对数和槽数的关系下(不同极比类型和大小)均实现了游标永磁电机转矩密度的显著提升。

进一步, 图 22 比较了 4 种电机在额定铜耗为 80 W 下的转矩波形, 仿真过程均考虑了电机定转子铁心饱和的影响。4 个电机的额定转矩密度分别为 21.1、16.9、17.2 和 13 N·m/L, 转矩波动则分别为 16%, 23%, 12% 和 1.3%。所提电机 1 的额定转矩密度最大, 比常规电机 1 大 25%, 所提电机 2 的转矩密度次之, 比常规电机 2 大 32%。常规电机 1 的转矩波动最大, 是由齿槽转矩所造成, 而所提电机 2 转矩波动的增大则是齿槽转矩和谐波反电势共同作用的结果。

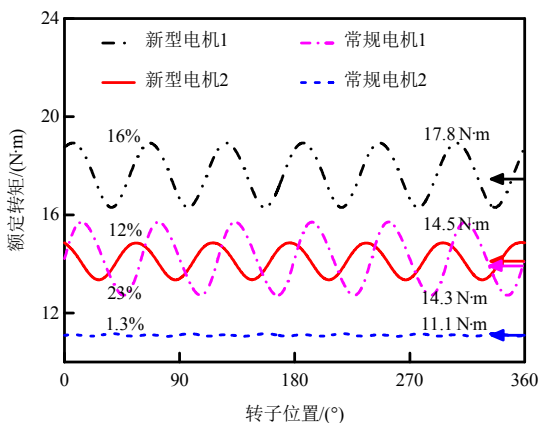


图 22 额定转矩波形
Fig. 22 Rated torque waveforms

若仅考虑电机有效体积输出的平均转矩, 图 23 给出了考虑与不考虑铁心饱和时, 4 种电机的转矩密度随电负荷的变化曲线。线性磁路下, 4 个电机的转

矩密度(电负荷 250 A/cm)分别为 21、18.4、31.7 和 19 N·m/L。所提电机 2 具有最大的转矩密度, 是常规永磁电机的 3 倍, 这也说明其具有很大转矩潜力。

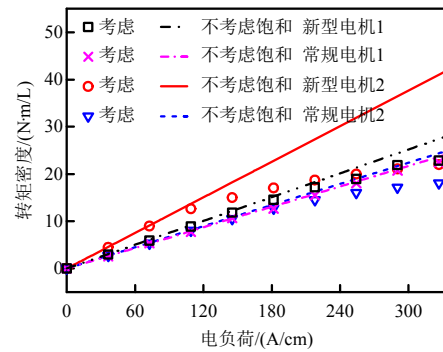


图 23 平均转矩关于电负荷变化曲线

Fig. 23 Average torque versus electric loading

然而, 电负荷增大导致的铁心饱和约束了电机理论转矩密度优势的充分发挥, 所提电机 1 的铁心饱和情况更轻, 在过载能力上优于所提电机 2。尽管如此, 在较宽电负荷范围内, 2 种所提电机较常规电机均保持着高转矩密度的优势, 能够在相同冷却条件下驱动更大负载, 具备更强的带载能力。

4 样机与实验验证

为验证上述分析的准确性, 本文加工了构造案例 2 中的 VPMM 样机, 并搭建测试平台进行实验验证。样机主要尺寸在表 1 和 6 中给出, 图 24 展示了样机的定子铁心、叠绕组、表贴式永磁

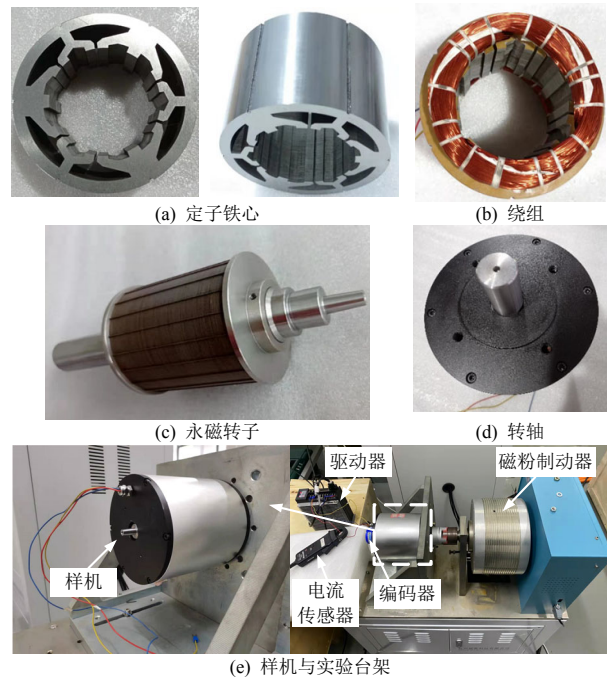


图 24 样机与实验平台照片

Fig. 24 Pictures of prototypes and testing platform

转子、转轴以及实验平台的照片。实验平台主

要测量仪器和设备包括：磁粉制动器、驱动控制器、功率/转矩测试系统、电压电流传感器和示波器等。其中，磁粉制动器作为样机负载，功率/转矩测试系统与电压/电流传感器用来测量电机平均转矩和功率因数等参数。

图25为样机在额定转速300 rpm下的空载线反电势波形，实测波形与有限元结果进行了比较，样机线反电势幅值测试结果为279 V，线反电势THD为0.04，比有限元结果略低0.2%，2个结果基本吻合。

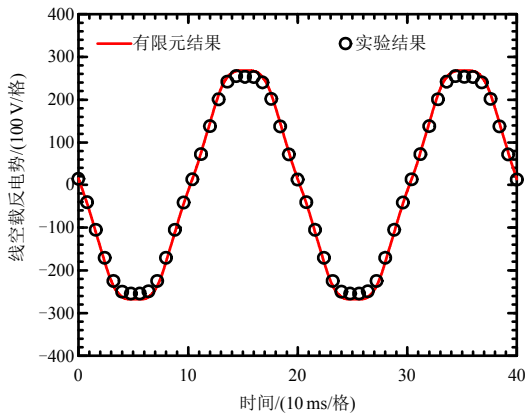


图25 空载反电势波形

Fig. 25 No-load back EMF waveforms

考虑到表贴式游标永磁电机的交直流电感相同，在带载实验中采用经典的 $I_d=0$ 矢量控制策略。图26给出额定工况下，样机线电压和相电流波形，该样机功率因数为0.54。功率因数较低是游标永磁电机的通病，需要在未来进一步深入研究。

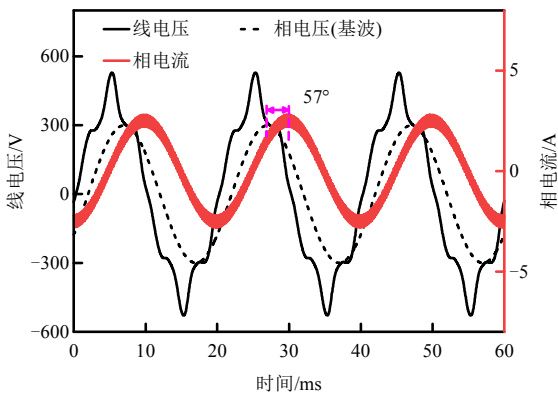


图26 额定电压与电流波形

Fig. 26 Rated voltage and current waveforms

图27为样机在负载测试中转矩随电流有效值的变化曲线。可见，实验测得的输出转矩略低于有限元计算结果，但仍在误差允许的5%范围以内。整体而言，实验数据与仿真结果高度吻合，验证了上述分析的有效性。最后，所提样机的主要性能参数在表9中进行了总结。

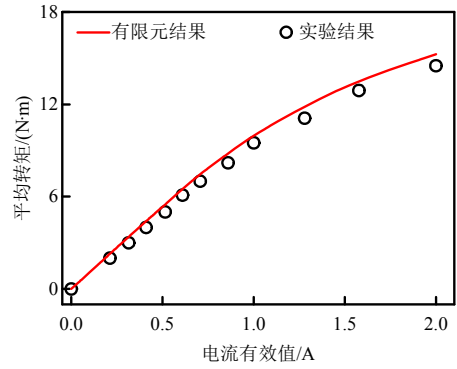


图27 平均转矩随电流有效值变化曲线

Fig. 27 Average torque variation with electric loading

表9 所提样机主要性能参数

Table 9 Key performance parameters of prototype

参数	数值	参数	数值
额定转速/rpm	300	额定电流/A	2.4
额定功率/W	651	额定转矩/(N·m)	17.8
额定转矩密度/(N·m/L)	21	效率/%	85.9
空载线电压/V	197.3	额定线电压/V	309.7

5 结论

面向游标永磁电机转矩密度进一步提升的发展需求，本文以磁导微元模型为媒介提出一种拓扑定向构造方法，通过协同设计电枢和调制单元结构，显著提升多磁密谐波共同输出转矩的能力，从而充分挖掘游标永磁电机的转矩潜力。本文主要结论如下：

1) 基于磁导微元模型，提出谐波分析和磁通分析2种解析方法，不仅定量分析了磁密谐波产生平均转矩的过程，更提出基波反电势特征函数，直观阐释了绕组结构和气隙磁导分布对平均转矩的影响规律；

2) 基于特征函数，总结基波反电势最大化下的线圈参数和磁导幅值的设计规律。进一步，根据磁导幅值与气隙长度、线圈参数与绕组结构的关系，形成电枢和调制单元拓扑的定向构造技术。

本文以一个具体案例对所提拓扑定向构造方法进行了详细阐述，并结合物理现象解释定向构造的拓扑是如何最大化磁通与绕组的交链。最后，详细分析了定向构造的2个所提电机的电磁性能，并与常规开口槽叠绕组游标永磁电机进行对比，额定转矩密度分别提升25%和32%。最后，通过对样机的测试验证上述分析结果的有效性。

理论上，采用所提磁导微元模型，可以定量分析与设计各种谐波组成的气隙磁密，得到其对齿槽

转矩、转矩波动、功率因数、过载能力等性能参数的作用规律,从而进一步研究提升电机转矩品质、过载能力等关键性能指标的游标永磁电机定向设计方法。

参考文献

- [1] EL-REFAIE A M. Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: opportunities and challenges[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(1): 107-121.
- [2] DE SANTIAGO J, BERNHOFF H, EKERGÅRD B, et al. Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: a review[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(2): 475-484.
- [3] LIU D. Increasing the feasibility of superconducting generators for 10 MW direct-drive wind turbines[D]. Delft: Technische Universiteit Delft, 2017.
- [4] 马伟明, 王东, 程思为, 等. 高性能电机系统的共性基础科学问题与技术发展前沿[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(8): 2025-2035.
MA Weiming, WANG Dong, CHENG Siwei, et al. Common basic scientific problems and development of leading-edge technology of high performance motor system[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(8): 2025-2035(in Chinese).
- [5] TOBA A, LIPO T A. Generic torque-maximizing design methodology of surface permanent-magnet vernier machine[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(6): 1539-1546.
- [6] 林鹤云, 张洋, 阳辉, 等. 永磁游标电机的研究现状与最新进展[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(18): 5021-5034.
LIN Heyun, ZHANG Yang, YANG Hui, et al. Overview and recent developments of permanent magnet vernier machines[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(18): 5021-5034(in Chinese).
- [7] 曲荣海, 李大伟, 赵钰. 磁场调制电机的由来、发展与挑战[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(18): 7361-7380.
QU Ronghai, LI Dawei, ZHAO Yu. The origin, development and challenge of flux modulation machine [J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(18): 7361-7380(in Chinese).
- [8] 李祥林, 程明, 邹国棠, 等. 聚磁式场调制永磁风力发电机工作原理与静态特性[J]. 电工技术学报, 2014, 29(11): 1-9.
LI Xianglin, CHENG Ming, ZOU Guotang, et al. Principle and analysis of a new flux-concentrating field-modulated permanent-magnet wind power generator[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(11): 1-9(in Chinese).
- [9] XIANG Zixuan, PU Weiling, ZHU Xiaoyong, et al. Design and analysis of a V-shaped permanent magnet vernier motor for high torque density[J]. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 2022, 6(1): 20-28.
- [10] 李亚, 周庆林, 丁石川, 等. V型交替极永磁同步电机气隙磁场调制效应研究[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(5): 2019-2026.
LI Ya, ZHOU Qinglin, DING Shichuan, et al. Investigation of air-gap field modulation effect on V-shaped consequent-pole permanent magnet synchronous machines[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(5): 2019-2026(in Chinese).
- [11] REN Xiang, LI Dawei, QU Ronghai, et al. Investigation of spoke array permanent magnet vernier machine with alternate flux bridges[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(4): 2112-2121.
- [12] LI Dawei, QU Ronghai, LIPO T A. High-power-factor vernier permanent-magnet machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(6): 3664-3674.
- [13] ZHANG Yuanzhi, LI Dawei, YAN Peng, et al. A high torque density claw-pole permanent-magnets vernier machine[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(2): 1756-1765.
- [14] XIE Kangfu, LI Dawei, QU Ronghai, et al. A novel permanent magnet vernier machine with halbach array magnets in stator slot opening[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(6): 7207005.
- [15] LI Jianguai, CHAU K T, JIANG J Z, et al. A new efficient permanent-magnet vernier machine for wind power generation[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(6): 1475-1478.
- [16] ZOU Tianjie, LI Dawei, QU Ronghai, et al. Advanced high torque density PM vernier machine with multiple working harmonics[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(6): 5295-5304.
- [17] DU Kangkang, XU Liang, ZHAO Wenxiang, et al. Analysis and design of a fault-tolerant permanent magnet vernier machine with improved power factor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(5): 4353-4363.
- [18] YANG Guanghui, ZHOU You, ZHU Xuhui, et al. A novel

dual permanent magnet fault-tolerant vernier machine with hybrid stator configuration[C]//Proceedings of the 26th International Conference on Electrical Machines and Systems. Zhuhai, China: IEEE, 2023.

- [19] 项子旋, 周雨婷, 朱孝勇, 等. 基于磁场补偿的定子永磁型磁场调制电机转矩性能提升研究[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(22): 9062-9075.

XIANG Zixuan, ZHOU Yuting, ZHU Xiaoyong, et al. Research on torque performance improvement of stator permanent magnet field modulation motor based on magnetic field compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(22): 9062-9075(in Chinese).

- [20] 许实章. 交流电机的绕组理论[M]. 北京: 机械工业出版社, 1985: 4-21.

XU Shizhang. Winding Theory of AC Machines[M]. Beijing: China Machine Press, 1985: 4-21(in Chinese).
FANG Li, LI Dawei, REN Xiang, et al. A quantitative air-gap construction method to maximize torque of vernier PM machines[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2023, 9(1): 463-473.



房莉

在线出版日期: 2025-01-21。

收稿日期: 2024-09-06。

作者简介:

房莉(1996), 女, 博士后, 主要从事磁场调制电机分析与设计, 高性能永磁电机设计的研究工作, 2024510743@hust.edu.cn;

*通信作者: 曲荣海(1969), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事磁场调制电机、超导电机设计、驱动及控制系统方面的基础理论与应用研究工作, ronghaiqu@hust.edu.cn;

李大伟(1989), 男, 教授, 博士生导师, 主要从事磁场调制电机、超高功率密度电机系统、航空多电发动机用电机系统的基础理论与应用研究工作, daweil@hust.edu.cn。

(编辑 陈娟)