

磁场调制电机的由来、发展与挑战

曲荣海, 李大伟, 赵钰*

(强电磁技术全国重点实验室(华中科技大学), 湖北省 武汉市 430074)

The Origin, Development and Challenge of Flux Modulation Machine

QU Ronghai, LI Dawei, ZHAO Yu*

(State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Technology (Huazhong University of Science and Technology),

Wuhan 430074, Hubei Province, China)

ABSTRACT: Benefited from flux modulation effects, flux modulation machine (FMM) has the advantages of high torque density, which has become the promising candidate for the low-speed high-torque direct-driven applications, such as, wind generation, marine propulsion, and industry driving, and etc. In this paper, the origin of FMMs is introduced. Then, the development and improvement process of the basic theory and analysis method of FMMs are overviewed. Next, the classification and working principle of FMMs, as well as the improvement method of key electromagnetic performance, including torque density and power factor, are summarized. Finally, the main research results in the field of FMMs are summarized, and the technical challenges and future development directions of this type of machines are discussed.

KEY WORDS: flux modulation machine; working principle; topology structure; electromagnetic performance

摘要: 得益于磁场调制效应, 磁场调制电机具有高转矩密度优势, 在风力发电、舰船推进、工业驱动等低速大转矩直驱领域具有广阔应用前景。该文首先介绍磁场调制电机的由来, 并梳理该类电机基础理论和分析方法的发展与完善过程; 进一步, 对磁场调制电机进行分类并介绍其工作原理; 同时, 归纳磁场调制电机转矩密度、功率因数等关键电磁性能的提升方法。最后, 总结磁场调制电机领域取得的主要研究成果, 并讨论该类电机所面临的技术挑战和未来发展方向。

关键词: 磁场调制电机; 工作原理; 拓扑结构; 电磁性能

0 引言

电机作为一种机电能量转换的核心装置, 广泛

基金项目: 国家自然科学基金项目(52122705, 51991382, 52337001); 国家重点研发计划项目(2023YFB3406000); 中国博士后科学基金项目(2023M741251)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (52122705, 51991382, 52337001); National Key R&D Program of China (2023YFB3406000); China Postdoctoral Science Foundation Program (2023M741251).

应用于工业制造、交通运输等各个领域^[1-2]。特别地, 在“碳达峰、碳中和”战略目标的牵引下, 航空航天、国防军工等领域深度电气化, 电机逐步替代传统机械、液压动力装置, 成为核心执行机构和动力来源, 发挥着至关重要的作用^[3-5]。然而, 不同于传统工业领域, 上述领域体积重量限制严苛、工作环境恶劣、散热条件差, 对电机转矩密度提出了更高要求。如何通过原理或结构创新, 在散热条件受限情况下进一步提升电机转矩密度成为电机领域的研究热点。

磁场调制电机(flux modulation machine, FMM)是一类基于新结构和新原理工作的电机^[6-7]。其励磁和电枢单元的极对数不等, 需新增调制单元进行磁场极对数转换, 这种特殊的电磁现象称为“磁场调制效应”。在该效应下, 磁场调制电机在外特性上与机械减速齿轮箱类似, 转矩新增放大系数“极比”, 从而可在相同材料选型和散热条件下大幅提升电机转矩密度, 具有广阔应用前景。

值得注意的是, 调制单元的引入也给磁场调制电机的分析和设计带来了全新挑战: 1) 磁场调制电机的磁密谐波数量更多、谐波作用更为复杂, 传统的有限元法、精确子域法等分析方法难以直观地表征多谐波复杂作用下磁场调制电机结构参数与电磁性能的耦合关系和作用规律^[8-9]; 2) 磁场调制电机的结构参数更多、设计自由度更高、电磁性能对结构参数高度敏感且耦合严重, 基于尺寸参数扫描、试错迭代寻优的传统设计方法难以实现磁场调制电机电磁性能的兼顾^[10-11]。据此, 国内外学者进行了系列尝试和探索, 在基础理论、拓扑结构、设计方法等方面开展了深入研究, 极大推动了磁场调

制电机的发展。

本文主要总结磁场调制电机的由来、发展和挑战。首先,从“调制”一词出发,介绍磁场调制电机概念和基本模型,并梳理磁场调制电机基础理论和分析方法的发展与完善过程。然后,基于“励磁-调制-电枢”3个功能单元的结构特性对磁场调制电机进行分类,分析对比各类磁场调制电机的谐波特性和工作原理;进一步,归纳磁场调制电机的转矩密度、功率因数等电磁性能的提升方法。最后,结合电气化发展背景和需求,总结磁场调制电机领域取得的主要研究成果,并讨论磁场调制电机所面临的技术挑战和未来发展方向。

1 磁场调制电机基本概念

1.1 调制概念

“调制”一词最早来源于通信领域^[12],意指为提高语音、视频等信息信号在光纤、无线电波、电缆等传输介质的传输效率和稳定性,将初始信息信号按照一定规则改变其频率、振幅、相位的技术。随后,调制技术也被广泛应用于电力电子领域。脉冲宽度调制是指通过控制脉冲信号的导通和关断来产生一系列不同宽度的脉冲信号,以此实现在较少电平下对所需信号的精确模拟和控制^[13]。

由调制技术可知,调制过程一般包含初始信号和调制信号2个要素,具体特征为初始信号在调制信号作用下作出的变换。

1.2 磁场调制电机的由来

电机作为一种机电能量转换的核心装置,自19世纪初诞生以来,便得到了广泛关注。以直流电机、永磁同步电机等为代表的传统电机得到快速发展。该类电机普遍具有励磁和电枢2个功能单元,且2个功能单元的极对数相同。随着研究深入,相关学者发现该电机除电枢和励磁2个功能单元包含的初始磁密谐波外,还由于凸极转子、定子开槽等不均匀气隙结构,引入了气隙磁导谐波。在气隙磁导谐波作用下,该电机产生了与电枢和励磁初始磁密谐波极对数、幅值、频率、相位不同的磁密谐波。这种特殊的电磁现象与调制过程类似,称为电机领域的“磁场调制”现象。

“磁场调制”现象的发现较早,可以追溯到20世纪中期。在研究之初,“磁场调制”现象普遍视为一种负面效应,多用来解释传统电机中出现空载反电势畸变、谐波损耗的成因^[14-15]。随着研究深

入,相关学者开始尝试利用“磁场调制”来实现电机在不同电枢和励磁极对数下进行机电能量转换。据此,日本学者 A. Ishizaki 等于1995年首次提出电枢和励磁极对数不等的游标永磁电机^[16-19]。1999年,沈阳工业大学张凤阁等分析具有不同极对数绕组的无刷双馈电机中的磁场调制现象^[20]。“磁场调制”现象的发现和利用,发挥出传统电机理论中被忽略的气隙磁导调制作用,极大推动了电机领域发展。2011年,华中科技大学曲荣海等,利用“磁场调制”这一视角,揭示同心式磁力齿轮、磁齿轮电机和游标永磁电机的内在联系,证明该类机电能量转换装置均具有相同工作原理^[21]。2014年,英国谢菲尔德大学 Z. Q. Zhu 等也利用“磁场调制”视角梳理双凸极永磁电机、开关磁链永磁电机及磁通反向永磁电机等定子永磁型电机及相应分离定子式拓扑的工作原理^[22]。

2015年,曲荣海等首次提出“磁场调制电机”概念,将游标电机、磁齿轮电机、开关磁链电机等蕴含“磁场调制”现象的电机进行理论统一,建立起基于“励磁-调制-电枢”3个功能单元的磁场调制电机基本模型,如图1所示,并给出各类拓扑由基本模型的演化过程,实现了拓扑结构统一^[23]。这一工作得到学术界和工业界高度关注,此后关于磁场调制电机基础理论、分析方法、拓扑结构等方面的研究层出不穷。

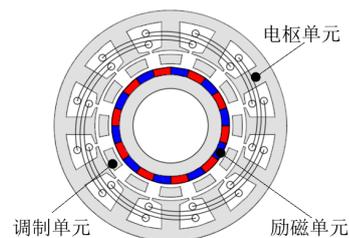


图1 磁场调制电机基本模型

Fig. 1 Basic model of FMM

如表1所示,“磁场调制”逐步发展成为国家自然科学基金项目的关键词;此外,在国内外顶级期刊、学术会议中也多次出版或举办“磁场调制电机”相关专刊、专题。磁场调制电机成为电机学科的特色方向。

1.3 磁场调制电机的基础理论

2017年,东南大学程明等通过将电机“励磁磁势-短路线圈/导磁块-电枢绕组”3个功能单元与开关变换器中的“源-调制器-滤波器”进行对比,实现多种磁场调制电机工作原理在数学形式上的统一^[24]。

表 1 磁场调制电机相关的早期国家自然科学基金项目
Table 1 Early programs of the national natural science foundation of China about FMM

项目名称	项目类型	项目负责人	研究期限
磁场调制永磁电机系统基础理论及应用技术研究	重点项目	曲荣海	2014—2018
基于永磁磁场调制的无刷双馈风力发电机及其系统研究	面上项目	张建忠	2016—2019
游标永磁直线伺服电机系统研究	国际合作与交流项目	曲荣海	2016—2020
异步起动游标永磁电机研究	青年项目	李大伟	2017—2019
高转矩密度的磁场调制型双绕组永磁电机研究	青年项目	李文龙	2017—2019
磁场调制型谐波混合励磁永磁电机及其驱动控制策略研究	面上项目	杜怿	2017—2020
调焦系统高转矩密度盘式直驱永磁游标电机研究	青年项目	赵飞	2018—2020
具有自补磁能力的磁场调制型磁力齿轮高可靠性研究	青年项目	井立兵	2018—2020

2018 年, Z. Q. Zhu 和曲荣海等进一步研究发现传统永磁同步电机、分数槽集中绕组电机、同步磁阻电机等电机中同样蕴含着“磁场调制”现象^[25-26]。但上述电机由于采用了半闭口槽定子, 且极比较小, 导致磁场调制现象并不明显。“极比”作为磁场调制电机特有的设计参数, 逐步成为表征磁场调制电机电磁性能的重要指标^[27]。文献[28-29]进一步研究极比对游标永磁电机转矩能力的影响。研究表明, 对于表贴式游标永磁电机, 其转矩输出能力与极比成正比。

以上研究使得磁场调制电机的基础理论和拓扑结构不断丰富与完善。

1.4 磁场调制电机的分析方法

不同于传统电机普遍基于单一极对数的磁密谐波工作, 磁场调制电机普遍利用多个不同极对数的磁密谐波工作, 谐波作用复杂, 准确分析各个磁密谐波的极对数、幅值、相位和运动关系成为探究电机性能和指导电机设计的关键。T. A. Lipo 等通过建立“气隙磁动势-气隙磁导”模型, 分析游标永磁电机的励磁磁密谐波, 并推导出该类电机的空载反电势和平均转矩表达式, 首次定量揭示了游标永磁电机具有高转矩密度的原因^[30]。此后, 相关学者借助“气隙磁动势-气隙磁导”模型来分析开关磁链电机、磁通反向电机等磁场调制电机^[31-34]。相较于有限元法、精确子域法和等效磁路法, “气隙磁动势-气隙磁导”解析模型可直观且高效地揭示各磁密谐波的来源, 并定量计算出各磁密谐波对平均转矩的贡献程度, 从而为分析和设计该类电机提供理论指导, 成为磁场调制电机领域的主流分析方法。

2 磁场调制电机拓扑结构和工作特性

2.1 无刷磁场调制电机的分类

磁场调制电机具备“励磁-调制-电枢”3 个功

能单元, 在拓扑结构上具有更高的设计自由度, 从而形成丰富的磁场调制电机族。以调制单元为例, 其结构形式主要包括定子开槽、凸极转子和调制环 3 种, 通过构造不均匀的气隙结构引入气隙磁导谐波, 进而发挥磁场调制作用。本文根据各功能单元运动关系, 将无刷磁场调制电机分为 3 大类, 即调制单元静止型、励磁单元静止型和三单元旋转型; 进一步, 根据各功能单元的励磁方式划分出具体拓扑, 如图 2 所示。

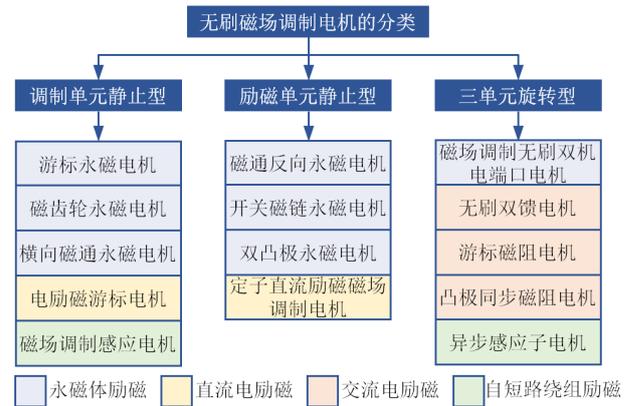


图 2 无刷磁场调制电机的分类

Fig. 2 Classification of brushless FMMs

各类磁场调制电机的工作原理可统一表述为: 励磁单元对应的励磁磁动势谐波经调制单元对应的气隙磁导谐波调制, 产生与电枢单元对应的电枢磁动势谐波极对数、旋转速度和旋转方向均相同的励磁磁密谐波(以下简称励磁磁密工作谐波), 该励磁磁密工作谐波与电枢绕组交链, 进而贡献平均转矩。各类磁场调制电机的谐波极对数和转速均满足以下关系式:

$$jp_a = |ip_c \pm kp_m| \quad (1)$$

$$\omega_a = jp_a \Omega_{a_{jp_a}} = |ip_c \Omega_c \pm kp_m \Omega_m| \quad (2)$$

式中: p_c 、 p_m 和 p_a 分别为励磁磁动势、气隙磁导和

电枢磁动势基波极对数； i 、 k 和 j 分别为励磁磁动势、气隙磁导和电枢磁动势对应的谐波次数； Ω_e 和 Ω_m 分别为励磁单元和调制单元的机械转速； $\Omega_{a_{jp_a}}$ 为 jp_a 对极电枢磁动势谐波的机械转速； ω_a 为电枢磁动势谐波的电角速度。

对于磁场调制电机而言，一般含有多个励磁磁密谐波满足式(1)、(2)，即该类电机可利用多个不同极对数的励磁磁密谐波参与机电能量转换。此外，各励磁磁密工作谐波的机械转速往往低于转子机械转速，由此在平均转矩中引入额外减速放大转矩系数“极比”。磁场调制电机的平均转矩可统一表示为：

$$T_{av} = \pi r_g^2 l_{st} \sum_{jp_a} k_T A_{a_{jp_a}} B_{e_{jp_a}} \quad (3)$$

$$k_T = \frac{\Omega_{a_{jp_a}}}{\Omega_r} \quad (4)$$

$$A_{a_{jp_a}} = \frac{3N_a I_{a1}}{\pi r_g} k_{a_{jp_a}} \quad (5)$$

$$B_{e_{jp_a}} = \frac{\mu_0}{g} F_{ei} \lambda_{mk} \quad (6)$$

式中： k_T 为极比，其值等于励磁磁密工作谐波的机械转速 $\Omega_{a_{jp_a}}$ 与转子机械转速 Ω_r 的比值； $A_{a_{jp_a}}$ 和 $B_{e_{jp_a}}$ 分别为励磁磁密工作谐波对应的电负荷和磁负荷； $k_{a_{jp_a}}$ 为励磁磁密工作谐波对应的电枢绕组系数； μ_0 为真空磁导率； g 为气隙长度； r_g 为气隙半径； l_{st} 为铁心有效长度； N_a 为电枢绕组每相串联匝数； I_{a1} 为电枢相电流幅值； F_{ei} 和 λ_{mk} 分别为参与机电能量转换的 ip_e 对极励磁磁动势工作谐波幅值和 kp_m 对极气隙磁导谐波系数，其值取决于电机励磁单元的励磁方式和调制单元的物理结构。特别地，表2综合对比各类磁场调制电机的磁密谐波特性和相同电负荷下平均转矩输出能力，具体性能分析过程如下所述。

表2 各类无刷磁场调制电机性能对比

Table 2 Performance comparison of various kinds of FMMS

电机类型	数量	励磁磁密工作谐波 $B_{e_{jp_a}}$				参考值	
		励磁磁动势系数 F_{ei}	气隙磁导系数 λ_{mk}	极对数转换关系	机械转速 $\Omega_{a_{jp_a}}$	转矩放大系数 (极比 k_T)	平均槽极配合 转矩/pu $p_a/p_{ms}/p_{mr}/p_e$
传统永磁同步电机	1	$4B_t h_m / \pi / \mu_0 / \mu_r$	$\lambda_{s0} \lambda_{r0}$	$p_e \pm 0 = p_a$	Ω_e	1	1.0 10/0/0/10
传统游标永磁电机	2	$4B_t h_m / \pi / \mu_0 / \mu_r$	$\lambda_{s0} \lambda_{r0}$	$p_e \pm 0 = jp_a, j \neq 1$	Ω_e	1	2.0 1/12/0/11
调制单元	≥ 2	$4B_t h_m / \pi / \mu_0 / \mu_r$	$\lambda_{s0} \lambda_{r0}$	$ p_e \pm p_{ms} = p_a$	Ω_e	1	$p_e \Omega_e / p_a$
静止型	2	$4B_t h_m / \pi / \mu_0 / \mu_r$	$\lambda_{s0} \lambda_{r0}$	$ p_e \pm p_{ms} = p_a$	Ω_e	1	$p_e \Omega_e / p_a$
横向磁通永磁电机	1	$4B_t h_m / \pi / \mu_0 / \mu_r$	$0.5 \lambda_{s1} \lambda_{r0}$	$p_e - p_{ms} = 0$	—	p_e	2.5 0/18/0/18
励磁单元	2	$2N_e I_{e1} k_{e_{pe}} / \pi / p_e$	$\lambda_{s0} \lambda_{r0}$	$p_e \pm 0 = jp_a, j \neq 1$	Ω_e	1	$p_e \Omega_e / p_a$
磁场调制感应电机	1	$3N_e I_{e1} k_{e_{pe}} \cos \gamma / \pi / p_e$	$0.5 \lambda_{s1} \lambda_{r0}$	$ p_e \pm p_{ms} = p_a$	$p_e \Omega_e / p_a$	p_e / p_a	1.4 1/12/0/11
传统磁通反向永磁电机	1	$4B_t h_m / \pi / \mu_0 / \mu_r$	$0.5 \lambda_{s0} \lambda_{r1}$	$ p_e \pm p_{ms} = p_a$	$p_{mr} \Omega_r / p_a$	p_{mr} / p_a	1.3 1/0/11/12
传统双凸极永磁电机	1	$4B_t h_m / \pi / \mu_0 / \mu_r$	$0.25 \lambda_{s1} \lambda_{r1}$	$ p_e \pm p_{ms} \pm p_{mr} = p_a$	$p_{mr} \Omega_r / p_a$	p_{mr} / p_a	0.6 2/6/4/2
静止型	≥ 1	$4B_t h_m / \pi / i / \mu_0 / \mu_r$	$0.5 \lambda_{s0} \lambda_{r1}$	$ ip_e \pm p_{mr} = jp_a$	Ω_e	1	$p_{mr} \Omega_r / p_a$
定子直流励磁磁场调制电机	≥ 1	$2N_e I_{e1} k_{e_{ip_e}} / \pi / i / p_e$	$0.5 \lambda_{s0} \lambda_{r1}$	$ ip_e \pm p_{mr} = jp_a$	$p_{mr} \Omega_r / jp_a$	p_{mr} / jp_a	1.3 5j/12k/11/6i
半闭口槽无刷双馈电机	≥ 1	$3N_e I_{e1} k_{e_{pe}} / \pi / i / p_e$	$0.5 \lambda_{s0} \lambda_{r1}$	$ ip_e \pm p_{mr} = jp_a$	Ω_e	1	$p_{mr} \Omega_r / p_a$
开口槽无刷双馈电机	≥ 1	$3N_e I_{e1} k_{e_{pe}} / \pi / i / p_e$	$0.25 \lambda_{sk} \lambda_{r1}$	$ ip_e \pm kp_{ms} \pm p_{mr} = jp_a$	$p_{mr} \Omega_r / jp_a$	p_{mr} / jp_a	0.7 1/18/22/3
游标磁阻电机	1	$3N_e I_{e1} k_{e_{pe}} / \pi / p_e$	$0.25 \lambda_{s1} \lambda_{r1}$	$ p_e \pm p_{ms} \pm p_{mr} = p_a = p_e$	Ω_e	1	2.0 1/36/34/1
凸极同步磁阻电机	1	$3N_e I_{e1} k_{e_{pe}} / \pi / p_e$	$0.5 \lambda_{s0} \lambda_{r1}$	$p_{mr} - p_e = p_a = p_e$	$p_{mr} \Omega_r / p_a$	2	0.8 2/0/4/2
异步感应子电机	1	$3N_e I_{e1} k_{e_{pe}} \cos \gamma / \pi / p_e$	$0.5 \lambda_{s0} \lambda_{r1}$	$ p_e \pm p_{mr} = p_a \neq p_e$	Ω_e	1	1.4 1/0/12/11
磁场调制无刷双机电端口电机	2	$4B_t h_m / \pi / \mu_0 / \mu_r$	$\lambda_{s0} \lambda_{r0}$	$p_e \pm 0 = p_{a1}$	Ω_e	1	$p_{mr} \Omega_m \pm p_e \Omega_e / p_{a2}$
		$4B_t h_m / \pi / \mu_0 / \mu_r$	$0.5 \lambda_{s0} \lambda_{r1}$	$ p_e \pm p_{mr} = p_{a2}$	$p_{mr} \Omega_m \pm p_e \Omega_e / p_{a2}$	$p_{mr} \omega_m \pm p_e \omega_e / p_{a2}$	2/0/9/11

2.2 调制单元静止型无刷磁场调制电机

调制单元静止型无刷磁场调制电机，特指仅调制单元对应的气隙磁导谐波静止，励磁和电枢单元对应的磁动势谐波均旋转的一类电机，即 $\Omega_m=0$ ， $\Omega_e \neq 0$ 且 $\Omega_a \neq 0$ 。进一步，根据具体励磁方式，又将该类电机划分为游标永磁电机、电励磁游标电机、谐波磁齿轮永磁电机、磁场调制感应电机、横向磁通永磁电机等。

2.2.1 游标永磁电机

游标永磁电机的拓扑演化过程如图 3 所示，其在磁场调制电机基本模型基础上，将静止的调制和电枢 2 个功能单元进行融合，形成单气隙拓扑^[35-36]。当调制单元的导磁块数与定子齿数相同时，形成兼具磁场调制和磁场导通作用的开口槽直齿结构；当调制单元导磁块数是定子齿数的整数倍时，形成开口槽分裂齿结构。电机转子和励磁单元的机械转速相同，即 $\Omega_e = \Omega_r$ 。以表贴式游标永磁电机为例，其平均转矩可表示为：

$$T_{av} = \pi r_g^2 l_{st} (A_{a_{p_e}} B_{e_{p_e}} + \frac{p_e}{p_a} A_{a_{p_a}} B_{e_{p_a}}) \quad (7)$$

$$B_{e_{p_e}} = \frac{\mu_0}{g} F_{e1} \lambda_{s0} \lambda_{r0} = \frac{4}{\pi} \frac{B_r h_m}{g \mu_r} \lambda_{s0} \lambda_{r0} \quad (8)$$

$$B_{e_{p_a}} = \frac{\mu_0}{2g} F_{e1} \lambda_{s1} \lambda_{r0} = \frac{2}{\pi} \frac{B_r h_m}{g \mu_r} \lambda_{s1} \lambda_{r0} \quad (9)$$

式中： $A_{e_{p_a}}$ ($A_{e_{p_e}}$)和 $B_{e_{p_a}}$ ($B_{e_{p_e}}$)分别为 p_e 和 p_a 对极谐波对应的电负荷和磁负荷； B_r 为永磁体剩磁； h_m 为永磁体厚度； μ_r 为永磁体相对磁导率； λ_{s0} (λ_{r0})和 λ_{s1} (λ_{r1})分别为定转子相对磁导函数常数项和基波

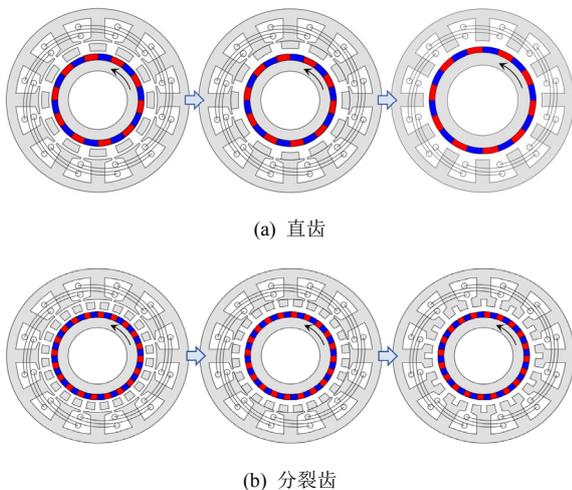


图 3 不同定子齿游标永磁电机拓扑演化

Fig. 3 Topology evolution of vernier PM machines with different stator teeth

项幅值，对于游标永磁电机，其 λ_{r0} 为 1。

由式(7)—(9)可知，游标永磁电机主要有 2 个励磁磁密工作谐波：1) 励磁磁动势基波(p_e 对极)与磁导 $\lambda_{s0}\lambda_{r0}$ (0 对极)作用，调制产生的高次励磁磁密工作谐波 $B_{e_{p_a}}$ (p_e 对极)，其机械转速与转子相同，对应的极比为 1，该励磁磁密工作谐波贡献的平均转矩与传统永磁同步电机相同；2) 励磁磁动势基波(p_e 对极)与磁导 $\lambda_{s1}\lambda_{r0}$ (p_{ms} 对极)作用，调制产生的低次励磁磁密工作谐波 $B_{e_{p_a}}$ (p_a 对极)，其机械转速低于转子，对应的极比为 p_e/p_a ，该励磁磁密工作谐波贡献的平均转矩为新增分量。

对于励磁磁动势高次谐波分量 $F_{ei}(i p_e$ 对极， $i \neq 1$)，其调制产生的各磁密谐波频率与电枢频率不同，因而不贡献平均转矩。该特性可延伸至其他调制单元静止型磁场调制电机中。此外，游标永磁电机产生转矩脉动时所对应的励磁磁动势和气隙磁导谐波的次数均较高而幅值较小，该类电机还具有低转矩脉动的优势^[37]。

2.2.2 电励磁游标电机

电励磁游标电机的拓扑演化过程，如图 4 所示，其在游标永磁电机基础上，将永磁体替换为直流励磁绕组，具有更低成本且兼具励磁调节能力^[38]。电励磁游标电机平均转矩表达式与游标永磁电机类似，满足式(7)，不同点在于电励磁方式下磁负荷的幅值与励磁极对数成反比：

$$B_{e_{p_e}} = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0}{g} \frac{N_e I_{e1} k_{e_{p_e}}}{p_e} \lambda_{s0} \lambda_{r0} \quad (10)$$

$$B_{e_{p_a}} = \frac{1}{\pi} \frac{\mu_0}{g} \frac{N_e I_{e1} k_{e_{p_e}}}{p_e} \lambda_{s1} \lambda_{r0} \quad (11)$$

式中： N_e 为励磁绕组串联匝数； I_{e1} 为励磁电流基波幅值； $k_{e_{p_e}}$ 为计及槽口影响的励磁绕组系数。

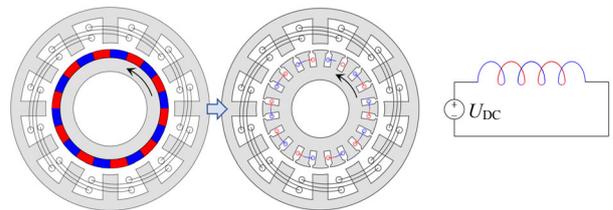


图 4 电励磁游标电机拓扑演化

Fig. 4 Topology evolution of electrically-excited vernier machines

为获得较高平均转矩，电励磁游标电机励磁极对数的选取需要协同考虑磁负荷和极比大小。此外，该类电机的等效气隙更短，虽然有助于提升气

隙磁导谐波幅值，但也面临电感较大、功率因数较低、易饱和等问题。

2.2.3 谐波磁齿轮永磁电机

谐波磁齿轮永磁电机由同心式磁力齿轮演变而来，如图5所示，其采用静止电枢单元产生的旋转电枢磁场来替代同心式磁力齿轮中少极永磁转子产生的旋转磁场^[39-40]。谐波磁齿轮永磁电机的平均转矩表达式与游标永磁电机相同，满足式(7)，不同点在于谐波磁齿轮永磁电机的调制单元没有与电枢单元中的定子齿进行融合，存在内外2层气隙。由于等效气隙长度增大，该电机转矩密度低于游标永磁电机。

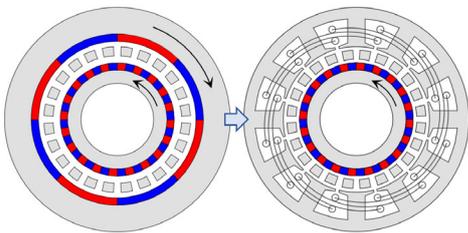


图5 谐波磁齿轮永磁电机拓扑演化

Fig. 5 Topology evolution of harmonic magnetic gear PM machines

2.2.4 磁场调制感应电机

文献[38]还提出一种磁场调制感应电机，如图6所示，其采用自短路绕组替代永磁体进行励磁。值得注意的是，磁场调制效应下电机电枢磁密谐波丰富，若采用鼠笼式转子，则所有电枢磁密谐波均可与转子绕组交链，进而贡献转矩。此时，磁场调制感应电机可视为多个不同极对数的常规感应电机集成。考虑到各电枢磁密谐波的转向、转速差异较大，其对应常规感应电机的转矩分量相互抵消，导致鼠笼式磁场调制感应电机转矩密度不高并存在严重转子损耗。因此，磁场调制感应电机应采用具有特定极对数的绕线式转子绕组。 p_e 对极绕线式转子磁场调制感应电机的平均转矩可表示为：

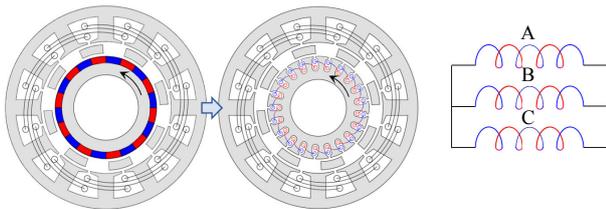


图6 磁场调制感应电机拓扑演化

Fig. 6 Topology evolution of flux modulation induction machines

$$T_{av} = \pi r_g^2 l_{st} \frac{p_e}{p_a} A_{a,p_a} B_{e,p_a} \quad (12)$$

$$B_{e,p_a} = \frac{3}{2\pi} \frac{\mu_0 N_e I_{el} k_{e,p_e}}{g} \lambda_{s1} \lambda_{r0} \cos \gamma \quad (13)$$

式中 γ 为电流相位角，表征自短路绕组中励磁电流的相位不可控。

2.2.5 横向磁通永磁电机

三相横向磁通永磁电机的基本拓扑结构，如图7所示，其采用环形电枢绕组，沿轴向(水平方向)依次排开，分别绕制在三相绕组的U形定子铁心上；定子铁心沿转子旋转方向(垂直于纸面)均匀分布；转子采用表贴式永磁结构，沿轴向相邻2段永磁体励磁方向相反，分别与一个U形铁心的2个铁齿相对。该电机的U形铁齿可视为调制单元，其极对数与励磁单元极对数相同，调制出极对数为0的励磁磁密谐波，该单极励磁磁密谐波的极性随励磁单元的旋转不断变化，从而在环形绕组中感应反电势。此时，电机极比为单极磁密谐波的变化速率与转子机械转速的比值，等于励磁单元极对数。对于极对数非0的励磁磁密谐波，其无法在环形绕组中感应反电势，进而不能产生平均转矩^[41-42]。横向磁通永磁电机的平均转矩可表示为

$$T_{av} = \pi r_g^2 l_{st} p_e A_{a,p_a} B_{e,p_a} \quad (14)$$

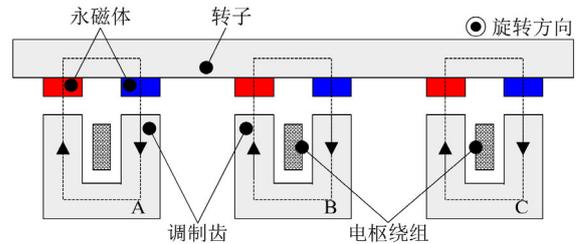


图7 横向磁通永磁电机拓扑

Fig. 7 Topology of transverse flux PM machines

由式(14)可知，通过增大励磁极对数 p_e ，可以提升电机平均转矩，但考虑到定子齿数 p_{ms} 与励磁极对数 p_e 同步增大，过高定子齿数会导致气隙磁导谐波的幅值降低，使得励磁磁密幅值下降，因此，电机平均转矩存在上限。此外，由于电枢极对数过低，该类电机存在电感较大、功率因数过低问题。

2.3 励磁单元静止型无刷磁场调制电机

励磁单元静止型无刷磁场调制电机，特指仅励磁单元对应的励磁磁动势谐波静止，电枢单元对应的电枢磁动势谐波和调制单元对应的气隙磁导谐波均旋转的一类电机，即 $\Omega_c = 0$ ， $\Omega_m \neq 0$ 且 $\Omega_a \neq 0$ 。

进一步，根据励磁单元的不同位置 and 不同方式，又将该类电机划分为磁通反向永磁电机、开关磁链永磁电机、双凸极永磁电机、定子直流励磁磁场调制电机等。

2.3.1 磁通反向永磁电机

磁通反向永磁电机的拓扑演变过程，如图 8 所示，其在磁场调制电机基本模型基础上，将励磁单元置于电枢与调制单元之间，并将静止的励磁与电枢 2 个功能单元进行融合，最终形成具有单气隙的拓扑^[43-44]。值得注意的是，该电机除励磁磁动势基波分量外，高次谐波也可能参与机电能量转换。

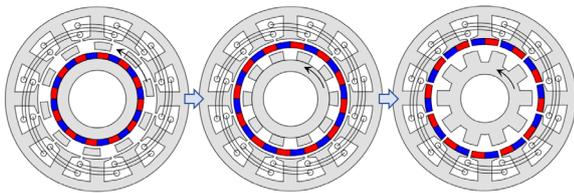


图 8 磁通反向永磁电机拓扑演变

Fig. 8 Topology evolution of flux reversal PM machines

磁通反向永磁电机的工作原理为：励磁磁动势谐波(ip_c 对极)经过磁导 $\lambda_{s0}\lambda_{r1}$ (p_{mr} 对极)的调制作用，产生旋转的励磁磁密谐波(jp_a 对极)，再与电枢绕组谐波(jp_a 对极)交链，进而产生平均转矩。

磁通反向永磁电机的平均转矩可表示为：

$$T_{av} = \pi r_g^2 l_{st} \sum_{jp_a = |ip_c \pm p_{mr}|} \frac{p_{mr}}{jp_a} A_{a_jp_a} B_{e_jp_a} \quad (15)$$

$$B_{e_jp_a} = \frac{2}{\pi} \frac{B_r h_m}{ig \mu_r} \lambda_{s0} \lambda_{r1} \quad (16)$$

式中：极比为 p_{mr}/jp_a ； p_{mr} 为凸极转子对应磁导的基波极对数。对于励磁单元静止型磁场调制电机，其转子磁导高次谐波分量(kp_{mr} 对极, $k \neq 1$)的电频率与电枢磁动势基波频率不等。因此，对于纯正弦电流供电方式下的各种励磁单元静止型磁场调制电机而言，仅转子磁导基波项贡献平均转矩。

2.3.2 开关磁链永磁电机

开关磁链永磁电机的拓扑演变过程，如图 9 所示，其在磁通反向永磁电机的基础上，将励磁单元置于电枢单元之间且充磁方向由径向变为切向，最终形成模块化的定子结构^[45-46]。此时，开关磁链永磁电机的定子磁导谐波(kp_{ms} 对极)的调制作用不可忽略，其平均转矩可表示为：

$$T_{av} = \pi r_g^2 l_{st} \sum_{jp_a = |ip_c \pm kp_{ms} \pm p_{mr}|} \frac{p_{mr}}{jp_a} A_{a_jp_a} B_{e_jp_a} \quad (17)$$

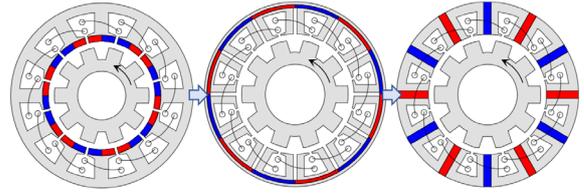


图 9 开关磁链永磁电机拓扑演变

Fig. 9 Topology evolution of flux switching PM machines

$$B_{e_jp_a} = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \frac{B_r h_m}{ig \mu_r} \lambda_{s0} \lambda_{r1}, & k = 0 \\ \frac{1}{\pi} \frac{B_r h_m}{ig \mu_r} \lambda_{s1} \lambda_{r1}, & k \neq 0 \end{cases} \quad (18)$$

由式(17)、(18)可知，相较于磁通反向永磁电机，开关磁链永磁电机在合理的槽极配合下可具有更多励磁磁密谐波参与机电能量转换。

2.3.3 双凸极永磁电机

双凸极永磁电机的拓扑演变过程，如图 10 所示，其在磁通反向永磁电机基础上，将励磁单元置于定子轭部，且永磁体充磁方向由径向变为切向，定子和转子均为凸极结构^[47]。其工作原理与开关磁链永磁电机类似，不同点在于开关磁链永磁电机具有正弦度高且双极性的空载反电势，而双凸极永磁电机的空载反电势为梯形波且单极性，即该电机空载励磁磁密中高次谐波分量较大^[48]。为进一步增强转矩输出能力，双凸极永磁电机通常采用矩形波供电方式，即引入不同电频率的电枢磁动势谐波。此时，励磁磁密谐波中与电枢磁动势高次电频率谐波的极对数、旋转速度、旋转方向相同的谐波也相互作用贡献平均转矩。

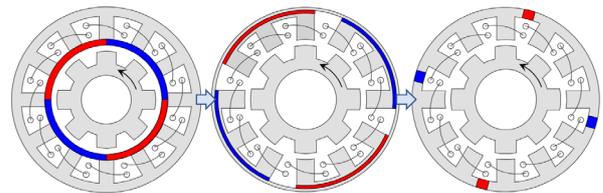


图 10 双凸极永磁电机拓扑演变

Fig. 10 Topology evolution of doubly-salient-pole PM machines

2.3.4 定子直流励磁磁场调制电机

定子直流励磁磁场调制电机的拓扑结构，如图 11 所示。根据直流励磁绕组的分布情况，又可以划分为电励磁磁通反向电机、电励磁开关磁链和直流偏置游标磁阻电机^[49-50]。该类电机的平均转矩表达式与永磁励磁单元静止型拓扑类似，满足式(17)，不同点在于磁负荷发生变化：

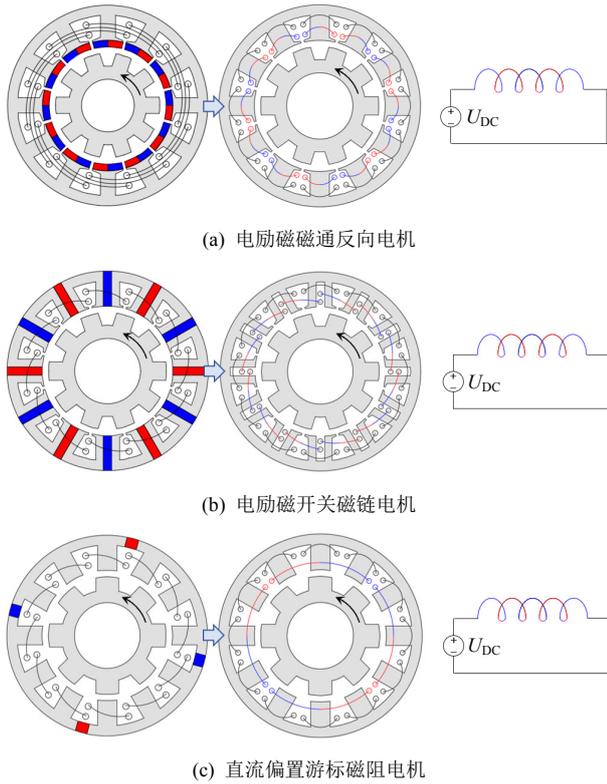


图 11 定子直流励磁磁场调制电机拓扑演变

Fig. 11 Topology evolution of stator direct-current excited FMMs

$$B_{e_{jp_a}} = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0}{g} \frac{N_c I_{c1} k_{e_{ip_e}}}{ip_e} \lambda_{s0} \lambda_{r1}, & k = 0 \\ \frac{1}{\pi} \frac{\mu_0}{g} \frac{N_c I_{c1} k_{e_{ip_e}}}{ip_e} \lambda_{s1} \lambda_{r1}, & k \neq 0 \end{cases} \quad (19)$$

2.4 三单元旋转型无刷磁场调制电机

三单元旋转型无刷磁场调制电机，是指电枢、励磁和调制 3 个功能单元对应的电枢磁动势、励磁磁动势和气隙磁导谐波均旋转的一类电机，即 $\Omega_e \neq 0$, $\Omega_m \neq 0$ 且 $\Omega_a \neq 0$ 。进一步，根据具体励磁方式，又将该类电机划分为无刷双馈电机、游标磁阻电机、凸极同步磁阻电机、异步感应子电机、磁场调制无刷双机电端口电机等。

2.4.1 无刷双馈电机

无刷双馈电机的拓扑结构如图 12 所示，相较于定子直流励磁磁场调制电机，无刷双馈电机定子侧采用交流励磁绕组，该交流励磁绕组的极对数和电频率与电枢绕组均不相同^[51-52]，即：

$$\begin{cases} p_e \neq p_a \\ p_a \Omega_a \neq p_e \Omega_e \end{cases} \quad (20)$$

本文中交流励磁绕组和电枢绕组分别与传统无刷双馈电机的控制绕组和功率绕组相对应。

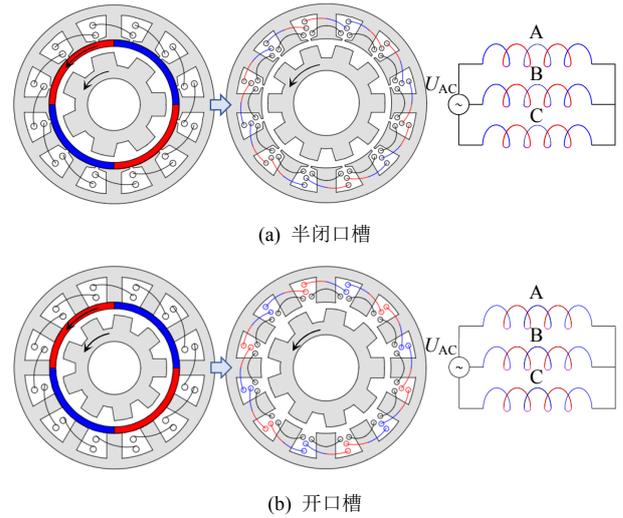


图 12 无刷双馈电机拓扑演变

Fig. 12 Topology evolution of brushless doubly-fed machines

无刷双馈电机的平均转矩表达式满足式(17)，磁负荷改写为

$$B_{e_{jp_a}} = \begin{cases} \frac{3}{\pi} \frac{\mu_0}{g} \frac{N_c I_{c1} k_{e_{ip_e}}}{ip_e} \lambda_{s0} \lambda_{r1}, & k = 0 \\ \frac{3}{2\pi} \frac{\mu_0}{g} \frac{N_c I_{c1} k_{e_{ip_e}}}{ip_e} \lambda_{s1} \lambda_{r1}, & k \neq 0 \end{cases} \quad (21)$$

式中 $k=0$ 和 $k \neq 0$ 分别与半闭口槽和开口槽定子无刷双馈电机相对应。

2.4.2 游标磁阻电机

游标磁阻电机的拓扑结构与开口槽定子无刷双馈电机类似，不同点在于游标磁阻电机仅采用一套交流电枢绕组^[53-54]。因此，游标磁阻电机可视为开口槽定子无刷双馈电机的特例，即功率绕组和控制绕组的极对数和频率均相同：

$$\begin{cases} p_e = p_a \\ p_a \Omega_a = p_e \Omega_e \end{cases} \quad (22)$$

此时，由一套绕组磁动势谐波经气隙磁导谐波调制产生的磁密谐波不仅与另一套绕组交链，还与它本身交链，进而贡献的平均转矩翻倍。游标磁阻电机的平均转矩表达式满足式(17)，磁负荷改写为

$$B_{e_{jp_a}} = \frac{3}{\pi} \frac{\mu_0}{g} \frac{N_c I_{c1} k_{e_{ip_e}}}{ip_e} \lambda_{s1} \lambda_{r1} \quad (23)$$

2.4.3 凸极同步磁阻电机

凸极同步磁阻电机的拓扑结构与半闭口槽定子无刷双馈电机类似，不同点在于凸极同步磁阻电机仅采用了一套交流电枢绕组^[55-56]。因此，凸极同步磁阻电机可视为半闭口槽定子无刷双馈电机的

特例，即功率绕组和控制绕组的极对数和频率均相同，满足式(22)。结合电机谐波极对数关系式(1)，可推导出凸极同步磁阻电机的极比恒为 2，平均转矩表达式为：

$$T_{av} = \pi r_g^2 l_{st} \sum_{p_a = |p_e \pm p_m|} 2A_{a,p_a} B_{c,p_a} \quad (24)$$

$$B_{c,p_a} = \frac{6 \mu_0}{\pi g} \frac{N_c I_{c1} k_{c,p_e}}{p_c} \lambda_{s0} \lambda_{r1} \quad (25)$$

2.4.4 异步感应子电机

异步感应子电机的拓扑结构如图 13 所示，其与开口槽定子无刷双馈电机类似，不同点在于采用自短路绕组替代交流励磁绕组。因此，相较于无刷双馈电机，异步感应子电机的自短路绕组产生的励磁磁动势谐波相位不可控，平均转矩略低于开口槽定子无刷双馈电机^[38]。

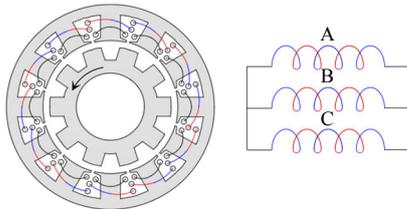


图 13 异步感应子电机拓扑

Fig. 13 Topologies of asynchronous induction machine

异步感应子电机的平均转矩满足式(17)，磁负荷改写为

$$B_{c,p_a} = \frac{3 \mu_0}{\pi g} \frac{N_c I_{c1} k_{c,p_e}}{i p_c} \lambda_{s0} \lambda_{r1} \cos \gamma \quad (26)$$

2.4.5 磁场调制无刷双机电端口电机

除上述单机械端口单电端口的无刷磁场调制电机外，还有磁场调制无刷双机械端口双电端口电机，其典型拓扑结构如图 14 所示^[57-58]。该类电机调制和励磁 2 个功能单元均旋转，具有 2 个机械端口。同时，为实现对双机械端口的独立控制，电枢侧配备 2 套电枢绕组。其中一套电枢绕组极对数 p_{a1} 与励磁单元极对数 p_c 相等，构成一台常规永磁同步

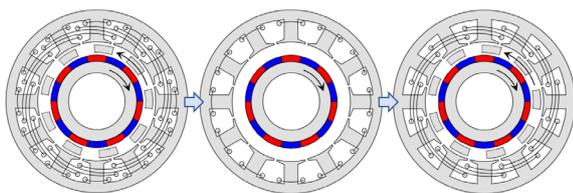


图 14 磁场调制无刷双机电端口拓扑

Fig. 14 Topology evolution of brushless dual-electrical-port dual-mechanical-port FMMs

电机；另一套电枢绕组极对数 p_{a2} 与 p_c 对极励磁磁动势经 p_m 对极气隙磁导调制作用后的励磁磁密谐波极对数相等，可视为一台谐波磁齿轮永磁电机。

3 磁场调制电机性能提升技术

磁场调制电机得益于磁场调制效应，一方面引入多个励磁磁密谐波参与机电能量转换，另一方面增设转矩放大系数“极比”，使得电机具有高转矩密度的优势。但该类电机还同步调制出部分低次电枢磁密谐波，导致电感大、功率因数低、过载能力差。当前，针对磁场调制电机性能提升技术的研究主要有 2 个方向，一是进一步增强转矩密度，二是改善功率因数。本文将从功能单元改进和设计理念创新 2 方面介绍。

3.1 功能单元改进

针对磁场调制电机功能单元改进，主要包括增强功能单元对应谐波的幅值或增多功能单元对应谐波的数量。

3.1.1 励磁单元增强型

1) 增强励磁磁动势谐波幅值。

为增强励磁能力，相关学者提出切向励磁式、“V”形励磁式、“U”形励磁式、海尔贝克式等多种聚磁型拓扑^[59-62]，如图 15 所示。随着研究深入，发现当切向励磁游标永磁电机极比过高时，该类电机的平均转矩不再具有优势。这是由于切向励磁结构下转子铁心被永磁体切断，调制产生的低次励磁磁密谐波需穿过多块永磁体形成回路，对应磁路的磁阻增大，磁场强度降低，如图 16(a)所示，这种现

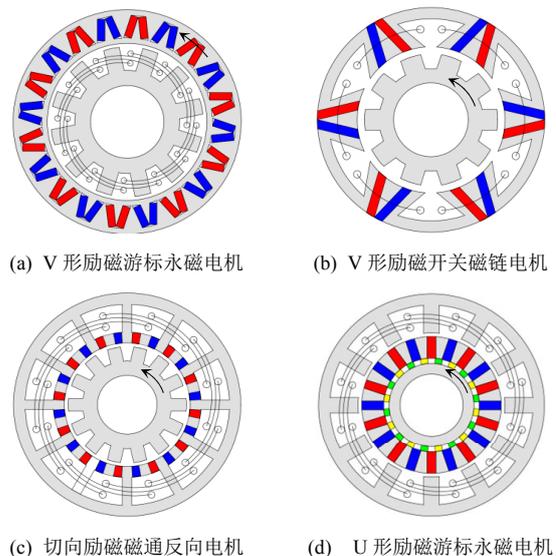


图 15 聚磁型磁场调制电机拓扑

Fig. 15 Topologies of magnetic-focusing FMMs

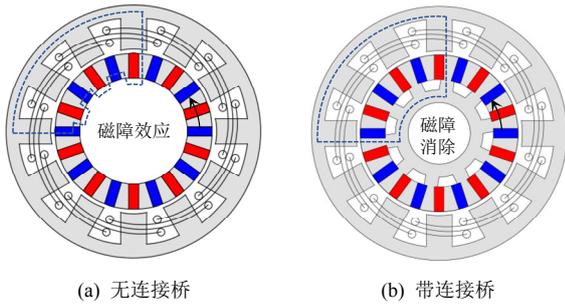


图 16 切向励磁游标永磁拓扑

Fig. 16 Topologies of spoke-type vernier PM machines

象被称为“磁障效应”^[63-64]。为解决该问题，提出带有转子铁心连接桥的切向励磁游标永磁电机^[65-66]，如图 16(b)所示，该拓扑低次励磁磁密谐波的磁路磁阻大幅降低，转矩密度进一步提升。但该措施会导致电机的低次电枢磁密谐波同步增大，电感增强，功率因数降低。

此外，相关学者还通过增设辅助励磁绕组来进一步增强电机的励磁能力。文献[67]提出一种双定子混合励磁交替极游标永磁电机，如图 17(a)所示。相较于常规单定子拓扑，该电机通过内定子辅助直流励磁，可灵活调节励磁磁场大小，进而改进电机的转矩密度，扩大运行范围。此外，文献[68]提出混合励磁分裂齿磁通反向电机，如图 17(b)所示。上述拓扑结构，不论是采用切向励磁、内置式励磁，还是混合励磁，都增强了励磁磁动势的谐波幅值。

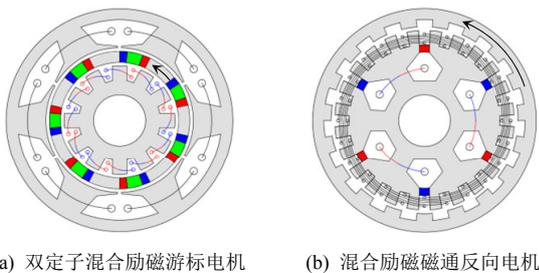


图 17 混合励磁磁场调制电机拓扑

Fig. 17 Topologies of hybrid-excited FMMS

2) 增多励磁磁动势谐波数量。

对于常规永磁体均布的磁通反向电机，往往只利用励磁磁动势基波参与机电能量转换。文献[69-70]分别提出永磁体非均布的多励磁磁动势谐波磁通反向电机和双定子开关磁链电机，如图 18 所示。该类新型拓扑通过永磁体不均匀分布，引入更低次数的励磁磁动势谐波参与机电能量转换，使得电机转矩密度进一步增强。

对于调制单元静止型无刷磁场调制电机，其仅利用励磁磁动势基波贡献平均转矩，而高次谐波只

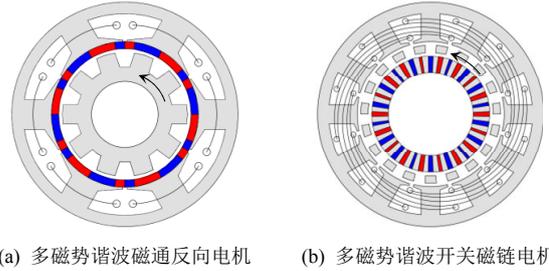


图 18 多励磁磁动势谐波磁场调制电机拓扑

Fig. 18 Topologies of multiple excitation magnetomotive force harmonic FMMS

贡献转矩脉动。因此，增多励磁磁动势谐波数量的技术手段仅适用于以励磁单元静止型无刷磁场调制电机为代表的可利用多个不同极对数励磁磁动势谐波工作的磁场调制电机。

3.1.2 调制单元增强型

1) 增强磁导谐波幅值。

对于传统表贴式游标永磁电机，其等效气隙长度较大，气隙磁导谐波幅值较低，磁场调制效果不佳。据此，相关学者提出交替极游标永磁电机，如图 19 所示^[71-72]。相较于表贴式结构，交替极结构永磁体用量减半，励磁磁动势降低。但电机等效气隙长度减小，气隙磁导基波分量显著增大，调制效果增强，使得电机在永磁体用量减半的情况下，平均转矩仍可提升。值得注意的是，交替极结构等效气隙长度小，电枢磁场也会同步增强，导致功率因数较低，且极易饱和。

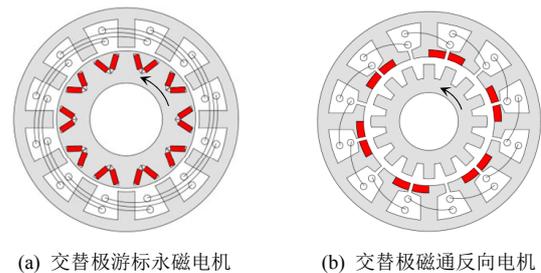


图 19 交替极磁场调制电机拓扑

Fig. 19 Topologies of consequent-pole FMMS

超导带材进入超导态后，外界磁场完全无法进入超导体，呈现出完全抗磁性^[73]。因此，将超导带材充当调制单元的非导磁部分，可使得气隙磁导常数项减小、基波项增加。文献[74-75]提出一种槽口放超导磁屏障的磁场调制电机，如图 20 所示，通过放置超导带材，减小槽口漏磁，增强了气隙磁场调制效应。相较于无超导磁屏障电机，该电机推力密度和功率因数均有不同程度提升。

2) 增多气隙磁导谐波数量。

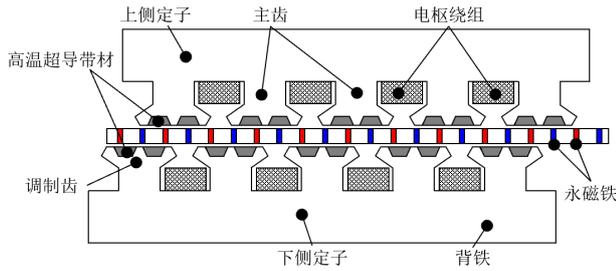


图 20 高温超导游标永磁直线电机拓扑

Fig. 20 Topology of high-temperature-superconductor vernier PM linear machines

文献[76]提出一种具有不等齿距结构的多磁导谐波游标永磁电机，如图 21(a)所示。研究表明，不等齿距游标永磁电机的气隙磁导谐波更为丰富，进而可以调制出更多励磁磁密谐波参与机电能量转换，不同极槽配合下电机转矩密度均可提升 20%以上。然而，这类电机的功率因数有不同程度的降低：一方面放置电枢绕组的槽口减小，电枢槽漏感显著增加；另一方面气隙磁导谐波的含量增加，也使得电枢磁密谐波更为丰富，谐波漏感增加。由于电感的增大，该类电机更易饱和，过载能力较差。在高电负荷下，功率因数下降更为明显。

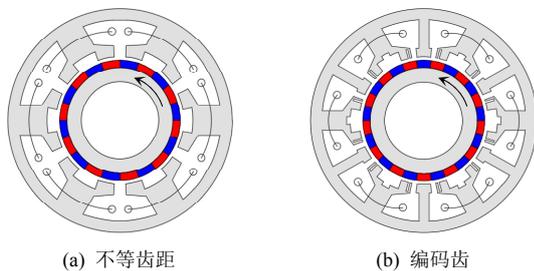


图 21 多磁导谐波游标永磁电机拓扑

Fig. 21 Topologies of multiple permeance harmonic vernier PM machines

进一步，曲荣海等在不等齿距拓扑基础上，进一步提升气隙磁导谐波利用率，提出一种编码齿游标永磁电机^[77]，如图 21(b)所示。该电机打破常规游标永磁电机中调制单元极对数高于励磁单元极对数的限制，进一步提升了气隙磁导设计自由度。仿真结果显示，该拓扑相较于常规游标永磁电机，转矩密度提升 30%，转矩脉动降低 62%。但是，该电机同样存在易饱和、过载能力差、功率因数低等问题。

对于励磁单元静止型无刷磁场调制电机，其仅利用转子磁导基波贡献平均转矩，而高次谐波只贡献转矩脉动。因此，增多气隙磁导谐波数量的技术手段仅适用于调制单元静止型无刷磁场调制电机，

一般是指增多磁场调制电机中静止的气隙磁导谐波。

3.1.3 电枢单元改进型

1) 降低绕组端部的高度。

为了增强磁场调制效应，磁场调制电机的极比往往取值较高。以游标永磁电机为例，此时电枢单元对应的电枢磁动势极对数较低，而电机定子齿数较多，导致电机绕组端部较长。相关学者通过采用集中绕组分裂齿定子结构、环形绕组等，可以降低电机绕组端部的高度，进而提升整机的体积转矩密度^[78]。

2) 减少低次电枢磁密谐波。

当前，关于磁场调制电机的研究普遍基于励磁磁场视角，即借助“励磁磁动势-气隙磁导”模型，推导出励磁磁密谐波，进而分析电机的平均转矩。文献[79]提出电枢磁场视角下游标永磁电机理论分析模型，探究电枢磁场各次谐波对电机平均转矩和功率因数的耦合关系和作用规律。研究表明，游标永磁电机的高转矩密度取决于电枢工作磁密谐波的高幅值，而电机的低功率因数归因于电枢工作磁密谐波的低占比。随着极比增大，电机转矩密度可进一步提升，但功率因数会迅速恶化。分数槽集中绕组游标永磁电机可视为一种低极比(极比小于 5)的拓扑方案。但值得注意的是，分数槽集中绕组会同步寄生出低次电枢非工作谐波，导致电机功率因数恶化。

据此，文献[80]提出一种跨两齿分数槽分布绕组游标永磁电机。相较于分数槽集中绕组分裂齿游标永磁电机，该跨两齿绕组拓扑可以减少低次电枢非工作谐波数量，进而提升电枢工作磁密谐波占比，从而改善电机功率因数。在相同电负荷下，该电机功率因数可从 0.73 提升至 0.95。同时，电机过载能力也得以提升。

文献[81]提出带有转子磁障的分数槽集中绕组游标永磁电机，用于抑制低次非工作磁密谐波，最终使得电机转矩密度和功率因数同步改善，如图 22(a)所示。但增加转子磁障的技术手段，仅适用于低次磁密谐波为非工作谐波的情况，否则电机面临转矩密度降低的风险。

江苏大学赵文祥等在文献[82]提出一种混合齿定子游标永磁电机，如图 22(b)所示。该电机采用常规直齿和分裂齿 2 种齿形交替排布，实现了电枢与调制单元的解耦。通过混合齿设计，改变气隙磁导谐波特性，使得调制后的非工作电枢磁密谐波次

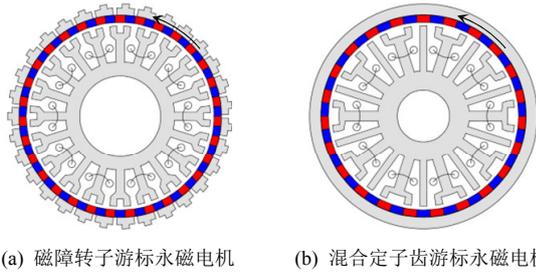


图 22 低电枢磁密谐波磁场调制电机拓扑

Fig. 22 Topologies of FMMs with low armature magnetic harmonics

数升高。考虑到电机磁链与电枢谐波次数的平方成反比, 该设计使得电枢磁链显著降低。在相同电负荷下, 电机功率因数从 0.63 提升至 0.84。与此同时, 该拓扑增加了参与机电能量转换的励磁磁密谐波数量, 使得电机平均转矩同步提升 37%。

3.1.4 功能单元复合型

除上述增强某个功能单元的电磁特性外, 相关学者还从增加“励磁-调制-电枢”3 个功能单元数量的角度出发, 提出一系列功能单元复合型磁场调制电机拓扑。

文献[83-84]分别提出双定子内外齿槽相对的切向励磁游标永磁电机和双定子内外齿槽相对的表贴式游标永磁电机, 如图 23 所示。该类双定子拓扑漏磁大幅减小、励磁磁场显著增强, 转矩密度和功率因数同步提升。香港理工大学牛双霞等在文献[85]提出一种双转子交替极游标永磁电机, 如图 24(a)所示。

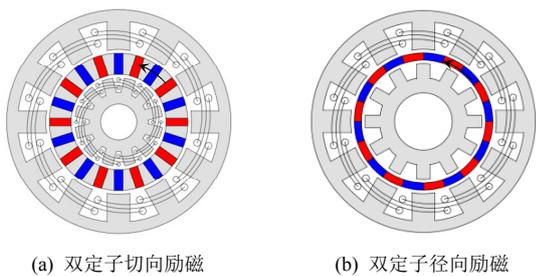


图 23 双定子磁场调制电机拓扑

Fig. 23 Topologies of dual-stator FMMs

该电机集成 2 个交替极游标永磁电机, 共用一个定子轭部, 具有结构紧凑, 转矩密度高的优势。考虑到该拓扑采用 2 套分布绕组, 绕组端部较长, 文献[86]进一步提出一种双转子环形绕组游标永磁电机, 如图 24(b)所示, 绕组端部大幅降低。相关学者还提出双边励磁和调制的复合磁场调制电机拓扑^[87-88], 本文称之为“双调制磁场调制电机”, 如图 25 所示。

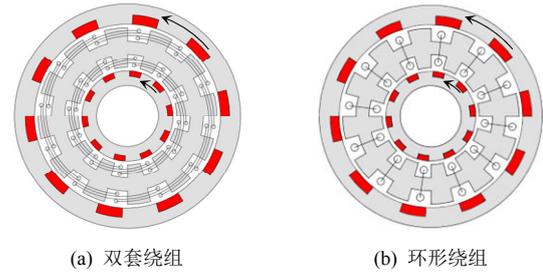


图 24 双转子磁场调制电机拓扑

Fig. 24 Topologies of dual-rotor FMMs

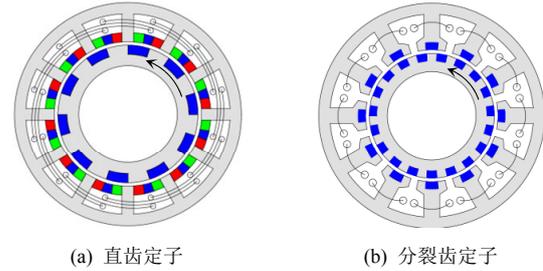


图 25 双调制磁场调制电机拓扑

Fig. 25 Topologies of dual-modulated FMMs

该类双调制磁场调制电机转子设计为交替极结构, 定子为直齿或分裂齿, 且定子槽口放置永磁体。该拓扑定子和转子凸极齿共同参与气隙磁场调制, 可视为一台交替极游标永磁电机和一台磁通反向电机的集成。此外, 相关学者还提出三定子、三转子等功能单元集成的拓扑, 进一步提升电机电磁性能^[89-90]。

3.2 设计理念创新

磁场调制电机普遍利用多个不同极对数的磁密谐波工作, 谐波作用复杂。特别地, 当改变磁场调制电机的某个结构尺寸参数, 会导致多个磁密谐波同步变化, 使得电机电磁性能未能按预期改进。据此, 相关学者将核心设计过程参数由“尺寸结构”逐步转变为“磁密谐波”。

文献[91]提出一种基于气隙磁密谐波定向编辑的游标永磁电机平均转矩最大化设计方法, 如图 26 所示。该方法从电机设计约束和性能指标需求出发, 通过建立以气隙磁密谐波为自变量的平均转矩表达式, 定量分析出在指定气隙磁密谐波需求下, “励磁-调制-电枢”3 个功能单元所需的气隙磁势和气隙磁导谐波幅值、次数、相位和运动关系, 进而作为 3 个功能单元的设计准则, 再将各功能单元对应的谐波叠加, 最后具象演化为具体的物理结构, 从而定向构造出平均转矩最大化的拓扑方案。此外, 文献[92-93]分别以“磁密谐波”为优化变量, 同步优化励磁磁密谐波和电枢磁密谐波, 并通过分

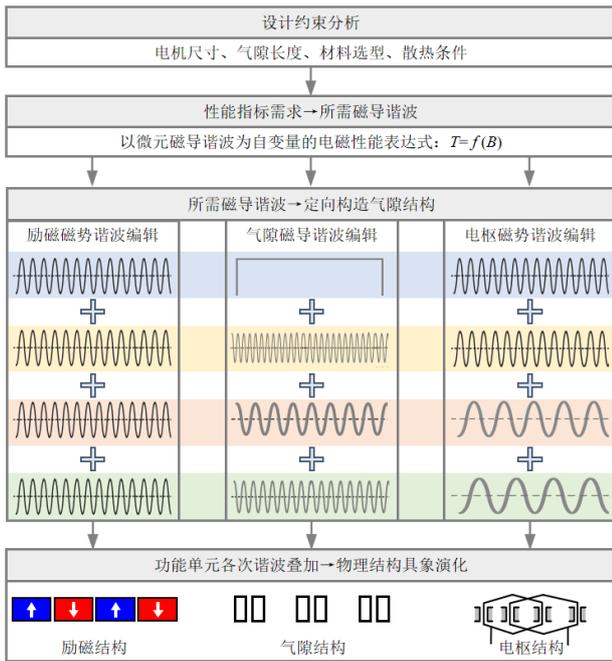


图 26 基于磁密谐波定向编辑的拓扑构造

Fig. 26 Topology construction based on magnetic field harmonic-orientated design

析谐波敏感度，实现兼顾电机转矩密度和功率因数等性能参数。

进一步，文献[94]选择“电枢磁密谐波”为核心设计参数，以提升电枢磁密工作谐波的占比为目标，提出集成多个低极比磁密谐波的设计方法，构造出一系列可兼顾高功率因数与高转矩密度的模块化定子游标永磁电机，具体拓扑构造过程分为 4 步，如图 27 所示。

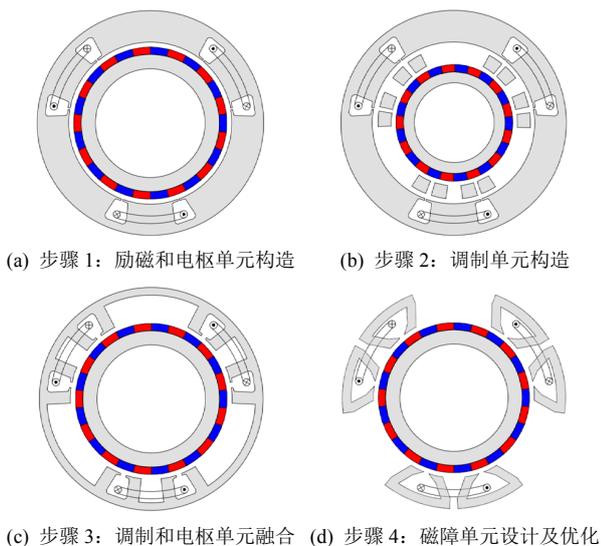


图 27 基于多个低极比谐波集成的高功率因数模块化定子游标永磁电机拓扑构造过程

Fig. 27 Topology design of high power factor vernier PM machine with modular-stator by low pole-pair ratio harmonic integration

该类模块化定子游标永磁电机除“励磁-调制-电枢”3 个基本功能单元外，还引入从气隙侧贯穿至定子轭部的定子磁障单元，其一方面和定子齿槽相互配合，共同参与气隙磁场调制，使电机产生多个励磁磁密谐波；另一方面与定子轭部、电枢绕组及整个磁路配合，针对性地抑制电枢磁场低次非工作谐波。研究表明，该类电机转矩密度可达到传统磁场调制电机的 2 倍以上，同时在较高电负荷下，电机功率因数依然可以维持在较高水平，具有巨大的工程应用潜力。

4 磁场调制电机的理论与应用价值

4.1 磁场调制电机的理论价值

磁场调制电机概念的提出和发展对于传统电机理论起到了颠覆性作用：在拓扑结构上，电机励磁和电枢单元极对数必须相等的设计禁锢被打破，极大提升了电机设计自由度；在电磁性能上，电机输出转矩除与电磁负荷正相关外，还新增转矩放大系数“极比”，为电机提升转矩密度提供了全新技术路线。

与此同时，“磁场调制”作为一种全新视角，将传统永磁同步电机、游标电机、磁齿轮电机、开关磁链电机等拓扑结构各异的电机进行理论统一，建立以气隙磁密谐波为变量的电磁性能解析表达，从而为定量揭示各类拓扑的内在联系和性能差异提供理论基础。

此外，“磁场调制”作为一种全新技术，也引领和革新了电机设计方法，电机设计逐步从“尺寸参数扫描-试错迭代寻优”向“磁密谐波编辑-拓扑定向构造”转变。

另外，“磁场调制”的发展也促进了“电场调制”、“力场调制”等领域的形成。当前，利用“力场调制”来分析电机领域的振动和噪声成为热点^[95-96]。

4.2 磁场调制电机的应用价值

磁场调制电机拓扑结构多样，可以结合应用场景灵活选择和调整设计结构参数，从而满足不同应用领域的需求。特别地，得益于高转矩密度的突出优势，磁场调制电机在风力发电、电动汽车、舰船推进等体积重量限制严苛的领域具有巨大应用前景。此外，在航空航天、国防军工等领域深度电气化的发展背景下，磁场调制电机有望替代传统机械、液压等动力源，大幅简化系统结构、减轻系统重量、提高系统可靠性，推动行业变革性发展。

1) 风力发电。

风能作为一种清洁能源得到广泛关注，风电技术得以大力发展。当前，大容量、直驱风力发电机成为重要发展方向。由于实际风速较低，只有几转至几十转，若采用传统永磁直驱电机技术，将导致电机体积大、重量沉，给风力发电机的生产制造、安装运输带来巨大挑战。

图 28 为华中科技大学研制的模块化定子游标永磁电机，一方面得益于磁场调制效应，该电机具有低速大转矩优势，另一方面采用模块化定子，具有加工运输方便优势，从而在风力发电领域具有巨大的应用前景^[97]。图 29 对比模块化定子游标永磁电机与传统永磁同步电机电磁性能的差异。由图 29 可知，模块化定子游标永磁电机转矩密度高，且转矩线性度较好、不易饱和。以电密 7.5 A/mm² 为例，模块化定子游标永磁电机转矩密度可达到 20 N·m/L，比传统永磁同步电机高出 32% 以上。

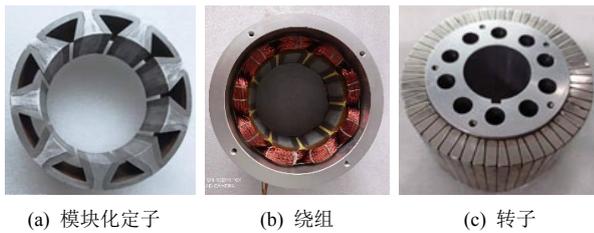


图 28 模块化定子游标永磁风力发电机样机

Fig. 28 Prototype of modular-stator vernier PM machine for wind power generation application

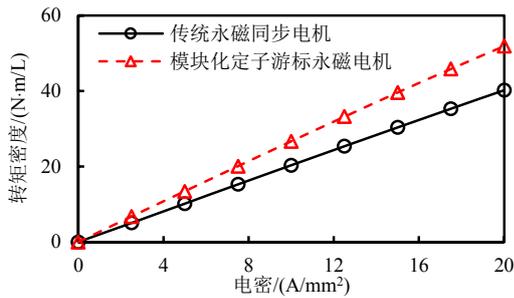


图 29 性能对比

Fig. 29 Performance comparisons

2) 电动汽车。

当前，电动汽车用驱动电机正朝着高转矩密度方向发展。同时，为满足复杂工况下高效可靠运行的严苛需求，一台电动汽车往往需要配置多台驱动电机。轮毂电机技术是一种将驱动电机集成到车轮内部的驱动方式，可实现动力、传动和制动的整合，从而大幅简化机械结构，提高系统运行效率。磁场调制电机在外特性上类似于一台高速电机和一台

减速齿轮箱的集成。采用外转子磁场调制电机作为轮毂驱动电机，可省去机械减速齿轮箱，实现低速下高转矩输出。图 30 为东南大学研制的外转子切向励磁游标永磁轮毂电机样机^[98]。

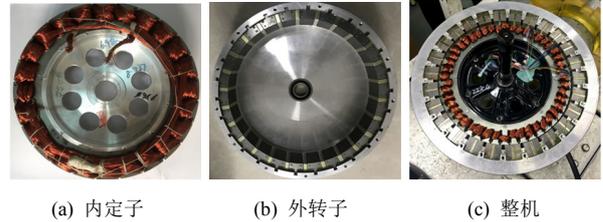


图 30 外转子切向励磁游标永磁轮毂电机样机

Fig. 30 Prototype of outer-rotor spoke-type vernier PM machine for in-wheel application

3) 舰船推进。

混合动力系统具有油耗低、污染小、续航好等优势，在舰船驱动等领域有广阔应用前景。混合动力舰船是一种结合传统燃料和电力推进系统的舰船，通常具有 2 种或多种能源，如柴油和电池，以提高燃油效率并减少排放。磁场调制无刷双机电端口电机具有一个定子和 2 个可独立控制的转子：将内转子与柴油机相连，可确保柴油机始终工作在最佳效率点；将外转子与驱动轮相连，可灵活调节舰船驱动的转速和转矩，从而满足舰船推进系统的需求。图 31 为华中科技大学研制的用于舰船推进系统的磁场调制无刷双机电端口电机，该电机外转子为切向励磁结构，内转子为凸极齿槽结构，具有高紧凑性、高可靠性与低振动噪声的优势^[99]。

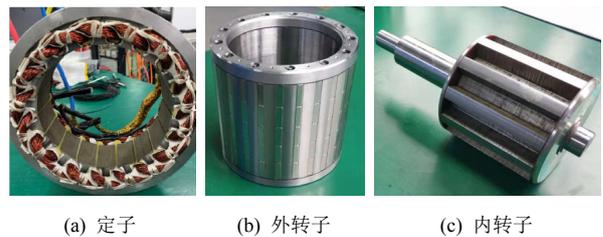


图 31 磁场调制无刷双机电端口舰船推进电机样机

Fig. 31 Prototype of brushless dual-electrical-port dual-mechanical-port FMM for marine propulsion application

5 磁场调制电机的技术挑战

作为一种新原理、新结构电机，磁场调制电机仍有许多科学问题和关键技术值得进一步探究：

1) 多谐波作用下电磁性能提升技术。得益于磁场调制效应，磁场调制电机可利用多个励磁磁密谐波协同工作，大幅提升电机转矩密度。但该类电

机还同步调制出部分低次电枢磁密谐波, 导致该类电机普遍存在功率因数低、谐波损耗大、过载能力差、所需控制器容量大的短板问题。现有研究通过电机拓扑侧进行功能单元改进和设计方法创新, 在一定程度上缓解了磁场调制电机的短板问题, 但针对重载等恶劣工况, 磁场调制电机的性能仍有很大提升空间。此外, 研发磁场调制电机专用控制器、降低大容量控制器的成本也成为解决磁场调制电机短板问题的有效途径。

2) 复杂结构参数下精确解析模型。当前, 针对磁场调制电机的研究普遍采用“气隙磁动势-气隙磁导”模型, 该模型只计及气隙侧的磁场调制行为, 即气隙结构参数变化对气隙磁导谐波的影响, 而没有考虑整体磁路结构参数变化对气隙磁动势的影响。对于模块化定子、磁障转子等新型磁场调制电机拓扑, 其新增磁障单元, 在定转子铁心之间引入附加磁阻, 导致电机定转子铁心磁位不再为零且各不相同, 气隙磁动势发生变化。但现有解析模型甚少涉及磁障单元对气隙磁动势的影响, 导致无法精确计算各磁密谐波的含量和成分, 从而无法从根本上揭示磁场调制电机谐波作用机理。

3) 多重性能需求下全局优化设计方法。在应用场合和性能需求的牵引下, 磁场调制电机往往需要兼顾高转矩密度、高效率、高功率因数等多个性能指标要求。然而, 磁场调制电机新增调制单元, 一方面结构参数更多, 设计自由度更高; 另一方面引入气隙磁场调制作用, 磁密谐波丰富且作用复杂。基于“结构参数扫描-试错迭代寻优”的传统优化设计方法, 会导致气隙磁导和气隙磁动势双变量同步变化, 使得磁密谐波作用随机, 难以兼顾转矩密度、效率、功率因数等多个电磁性能。

4) 气隙结构尺寸参数高度敏感下电机设计制造技术。不同于传统电机, 磁场调制电机新增特有功能单元——调制单元, 其性能对气隙结构尺寸参数高度敏感, 微小的加工制造误差将导致电机性能发生巨大变化。因此, 为充分发挥磁场调制电机的电磁性能, 在设计阶段, 应避免选择具有细微气隙结构尺寸参数的拓扑, 提高拓扑的制造鲁棒性; 在制造阶段, 应提高加工设备的精度, 从而避免加工制造误差对电机性能的影响。此外, 还需协同考虑加工难度升级带来的成本增加问题。

6 总结

磁场调制, 作为一种新原理、新视角、新技术,

发挥出传统电机理论中被忽略的气隙磁导的调制作用, 为电机理论分析、拓扑设计及性能提升提供了全新思路和更高自由度。

本文从磁场调制电机基本概念出发, 梳理磁场调制电机的由来和发展历程, 基于磁场调制电机“励磁-调制-电枢”3个功能单元的基本模型, 分析对比各类磁场调制电机的拓扑演化规则、谐波作用机理和输出转矩能力; 并从功能单元改进和设计理念创新2个层面, 归纳总结现有磁场调制电机性能提升技术。总体而言, 经过多年研究, 磁场调制电机基本理论、拓扑结构和设计方法等得到了快速发展。该类电机得益于高转矩密度的突出优势, 在风力发电、电动汽车、舰船推进等领域具有广阔的应用前景。

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] 陈世坤. 电机设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
CHEN Shikun. Machine design[M]. Beijing: China Machine Press, 2000(in Chinese).
- [3] 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).
- [4] 张卓然, 于立, 李进才, 等. 飞机电气化背景下的先进航空电机系统[J]. 南京航空航天大学学报, 2017, 49(5): 622-634.
ZHANG Zhuoran, YU Li, LI Jincai, et al. Key technologies of advanced aircraft electrical machine systems for aviation electrification[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2017, 49(5): 622-634(in Chinese).
- [5] CHAU K T, CHAN C C, LIU Chunhua. Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(6): 2246-2257.
- [6] FU Wei Nong, HO S L. A quantitative comparative analysis of a novel flux-modulated permanent-magnet

- motor for low-speed drive[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(1): 127-134.
- [7] 王利利. 磁场调制型永磁齿轮与低速电机的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2012.
WANG Lili. Study on magnetic field modulated permanent magnet gear and low speed motor[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2012(in Chinese).
- [8] LIU Huijuan, XU Longya, SHANGGUAN Mingzhu, et al. Finite element analysis of 1 MW high speed wound-rotor synchronous machine[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2012, 48(11): 4650-4653.
- [9] 佟文明, 侯明君, 孙鲁, 等. 基于精确子域模型的带护套转子高速永磁电机转子涡流损耗解析方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4047-4059.
TONG Wenming, HOU Mingjun, SUN Lu, et al. Analytical method of rotor eddy current loss for high-speed surface-mounted permanent magnet motor with rotor retaining sleeve[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(16): 4047-4059(in Chinese).
- [10] TLALI P M, WANG Rongjie, GERBER S, et al. Design and performance comparison of vernier and conventional PM synchronous wind generators[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(3): 2570-2579.
- [11] HO S L, Niu Shuangxia, FU Wei Nong. Design and comparison of vernier permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(10): 3280-3283.
- [12] KHAMBADKONE A, HOLTZ J. Low switching frequency and high dynamic pulsewidth modulation based on field-orientation for high-power inverter drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1992, 7(4): 627-632.
- [13] 陈卫东. 数字通信信号调制识别算法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2001.
CHEN Weidong. Algorithms for modulation recognition of digital communication signals[D]. Xi'an: Xidian University, 2001(in Chinese).
- [14] LAWRENSON P J, MATHUR R M, VAMARAJU S R M, et al. Importance of winding and permeance harmonics in the prediction of reluctance-motor performance[J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1969, 116(5): 781-787.
- [15] GAO Qiang, HAN Li, LUO Ciyong, et al. Cage rotor structure and its effect on magnetic field modulation of brushless doubly-fed machine[C]//2008 International Conference on Electrical Machines and Systems. Wuhan: IEEE, 2008: 4234-4239.
- [16] LEE C H. Vernier motor and its design[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1963, 82(66): 343-349.
- [17] ISHIZAKI A, TANAKA T, TAKASAKI K, et al. Theory and optimum design of PM vernier motor[C]//1995 Seventh International Conference on Electrical Machines and Drives. Durham: IEEE, 1995: 208-212.
- [18] CHAU K T, ZHANG Dong, JIANG Jian Zhong, et al. Design of a magnetic-g geared outer-rotor permanent-magnet brushless motor for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(6): 2504-2506.
- [19] ZHENG Ping, BAI Jingang, TONG Chengde, et al. Research on electromagnetic performance of a novel radial magnetic-field-modulated brushless double-rotor machine[C]//2011 International Conference on Electrical Machines and Systems. Beijing: IEEE, 2011: 1-6.
- [20] 张凤阁. 磁场调制式无刷双馈电机研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 1999.
ZHANG Fengge. Research on magnetic field modulation type of doubly-fed brushless machine[D]. Shenyang: Shenyang University of Technology, 1999(in Chinese).
- [21] QU Ronghai, LI Dawei, WANG Jin. Relationship between magnetic gears and vernier machines[C]//2011 International Conference on Electrical Machines and Systems. Beijing: IEEE, 2011: 1-6.
- [22] ZHU Zi Qiang, EVANS D. Overview of recent advances in innovative electrical machines — With particular reference to magnetically geared switched flux machines [C]//2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Hangzhou: IEEE, 2014: 1-10.
- [23] LI Dawei, QU Ronghai, LI Jian. Topologies and analysis of flux-modulation machines[C]//Proceedings of the 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Montreal: IEEE, 2015: 2153-2160.
- [24] CHENG Ming, HAN Peng, HUA Wei. General airgap field modulation theory for electrical machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(8): 6063-6074.
- [25] ZHU Zi Qiang, LIU Yue. Analysis of air-gap field modulation and magnetic gearing effect in fractional-slot concentrated-winding permanent-magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(5): 3688-3698.
- [26] LI Dawei, ZOU Tianjie, QU Ronghai, et al. Analysis of fractional-slot concentrated winding PM vernier machines with regular open-slot stators[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(2): 1320-1330.

- [27] ZOU Tianjie, LI Dawei, QU Ronghai, et al. Performance comparison of surface and spoke-type flux-modulation machines with different pole ratios[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(6): 7402605.
- [28] WU Leilei, QU Ronghai, LI Dawei, et al. Influence of pole ratio and winding pole numbers on performance and optimal design parameters of surface permanent-magnet vernier machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(5): 3707-3715.
- [29] LIU Yue, ZHU Zi Qiang. Influence of gear ratio on the performance of fractional slot concentrated winding permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(10): 7593-7602.
- [30] 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.
- [31] WU Zhongze, ZHU Zi Qiang. Analysis of air-gap field modulation and magnetic gearing effects in switched flux permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(5): 8105012.
- [32] SHENG Tiantian, NIU Shuangxia, FU Wei Nong, et al. Topology exploration and torque component analysis of double stator biased flux machines based on magnetic field modulation mechanism[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(2): 584-593.
- [33] HUANG Liren, FENG Jianghua, GUO Shuying, et al. Analysis of torque production in variable flux reluctance machines[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(4): 1297-1308.
- [34] LI Dawei, GAO Yuting, QU Ronghai, et al. Design and analysis of a flux reversal machine with evenly distributed permanent magnets[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(1): 172-183.
- [35] KIM B, LIPO T A. Operation and design principles of a PM vernier motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(6): 3656-3663.
- [36] KIM B, LIPO T A. Analysis of a PM vernier motor with spoke structure[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(1): 217-225.
- [37] LI Dawei, QU Ronghai. Sinusoidal back-EMF of vernier permanent magnet machines[C]//2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Sapporo: IEEE, 2012: 1-6.
- [38] 曲荣海, 李大伟, 任翔. 磁场调制电机[M]. 北京: 科学出版社, 2022.
- QU Ronghai, LI Dawei, REN Xiang. Flux modulation machine[M]. Beijing: Science Press, 2022(in Chinese).
- [39] SHEN Jianxin, LI Huayang, HAO He, et al. A coaxial magnetic gear with consequent-pole rotors[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(1): 267-275.
- [40] JOHNSON M, GARDNER M C, TOLIYAT H A, et al. Design, construction, and analysis of a large-scale inner stator radial flux magnetically geared generator for wave energy conversion[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(4): 3305-3314.
- [41] LU Kaiyuan, RASMUSSEN P O, RITCHIE E. Design considerations of permanent magnet transverse flux machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(10): 2804-2807.
- [42] CHEN Minshuo, HUANG Lei, LI Yang, et al. Analysis of magnetic gearing effect in field-modulated transverse flux linear generator for direct drive wave energy conversion[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(2): 8101905.
- [43] GAO Yuting, QU Ronghai, LI Dawei, et al. Consequent-pole flux-reversal permanent-magnet machine for electric vehicle propulsion[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(4): 1-5.
- [44] LEE C H T, CHAU K T, LIU Chunhua, et al. A new magnetless flux-reversal HTS machine for direct-drive application[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2015, 25(3): 5203105.
- [45] ZHU Zi Qiang, CHEN Jin Tao. Advanced flux-switching permanent magnet brushless machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(6): 1447-1453.
- [46] CHEN Jin Tao, ZHU Zi Qiang. Winding configurations and optimal stator and rotor pole combination of flux-switching PM brushless ac machines[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2010, 25(2): 293-302.
- [47] CHAU K T, CHENG Ming, CHAN C C. Performance analysis of 8/6-pole doubly salient permanent magnet motor[J]. Electric Machines & Power Systems, 1999, 27(10): 1055-1067.
- [48] CHENG Ming, CHAU K T, CHAN C C, et al. Control and operation of a new 8/6-pole doubly salient permanent-magnet motor drive[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(5): 1363-1371.
- [49] JIA Shaofeng, QU Ronghai, LI Dawei, et al. Improved torque capacity for flux modulated machines by injecting DC currents into the armature windings[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(6): 8102205.
- [50] JIA Shaofeng, LIANG Deliang, KONG Wubin, et al. A high torque density concentrated winding vernier

- reluctance machine with DC-biased current[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 8205-8205.
- [51] ZHANG Fengge, WANG Hao, JIA Guanglong, et al. Effects of design parameters on performance of brushless electrically excited synchronous reluctance generator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(11): 9179-9189.
- [52] ZHANG Fengge, YU Siyang, WANG Yutao, et al. Design and performance comparisons of brushless doubly fed generators with different rotor structures[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(1): 631-640.
- [53] TAIBI S, TOUNZI A, PIRIOU F. Study of a stator current excited vernier reluctance machine[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2006, 21(4): 823-831.
- [54] 励鹤鸣, 励庆孚. 电磁减速式电动机[M]. 北京: 机械工业出版社, 1982.
LI Heming, LI Qingfu. Electromagnetic deceleration motor[M]. Beijing: China Machine Press, 1982(in Chinese).
- [55] BABETTO C, BACCO G, BIANCHI N. Synchronous reluctance machine optimization for high-speed applications[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(3): 1266-1273.
- [56] BIANCHI N, BOLOGNANI S, CARRARO E, et al. Electric vehicle traction based on synchronous reluctance motors[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(6): 4762-4769.
- [57] ZHENG Ping, BAI Jingang, TONG Chengde, et al. Investigation of a novel radial magnetic-field-modulated brushless double-rotor machine used for HEVs[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(3): 1231-1241.
- [58] REN Xiang, LI Dawei, QU Ronghai, et al. A brushless dual-mechanical-port dual-electrical-port machine with spoke array magnets in flux modulator[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(11): 8110706.
- [59] YU Jincheng, MI Wenyuan, CAI Zheng, et al. Design principle considering structural mutual effects of double-stator V-shape-PM vernier machines for electric ship propulsion[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(1): 496-508.
- [60] ZHAO Gui Shu, Hua Wei. Comparative study between a novel multi-tooth and a v-shaped flux-switching permanent magnet machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(7): 1-8.
- [61] QU Huan, ZHU Zi Qiang. Analysis of spoke array permanent magnet flux reversal machines[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 35(3): 1688-1696.
- [62] ZHANG Yuwei, ZHAO Yu, LI Dawei, et al. A novel high torque density spoke-array permanent magnets vernier machine with magnets bridge[C]//2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Zhuhai: IEEE, 2023: 1746-1751.
- [63] ZOU Tianjie, QU Ronghai, LI Dawei, et al. Flux barrier effect of spoke-array magnets in flux-modulation machines[C]//2016 IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC). Miami: IEEE, 2016: 1.
- [64] ZHAO Yu, LI Dawei, QU Ronghai. Design considerations of spoke-array PM vernier machine for different power levels[C]//2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Zhuhai: IEEE, 2023: 1482-1487.
- [65] 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.
- [66] 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.
- [67] WEI Liangliang, NAKAMURA T. A novel dual-stator hybrid excited permanent magnet vernier machine with halbach-array PMs[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(2): 8101705.
- [68] LI Wenlong, CHING T W, CHAU K T. Design and analysis of an outer-rotor parallel-hybrid-excited vernier machine[J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2017, 3(1): 27-32.
- [69] GAO Yuting, LI Dawei, QU Ronghai, et al. Analysis of novel flux reversal permanent-magnet machine with multi MMF working harmonics[C]//2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Portland: IEEE, 2018: 6484-6491.
- [70] GAO Yuting, LI Dawei, QU Ronghai, et al. A double-stator flux switching PM machine with multi-PM MMF harmonics[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(6): 8202206.
- [71] LIU Wenbo, LIPO T A. Analysis of consequent pole spoke type vernier permanent magnet machine with alternating flux barrier design[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(6): 5918-5929.
- [72] GAO Yuting, QU Ronghai, LI Dawei, et al. Consequent-pole flux-reversal permanent-magnet machine for electric vehicle propulsion[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(4): 5200105.

- [73] DOMÍNGUEZ D, JAGLA E A, BALSEIRO C A. Phenomenological theory of the paramagnetic Meissner effect[J]. *Physical Review Letters*, 1994, 72(17): 2773-2776.
- [74] LIU Chunhua, CHAU K T, ZHONG Jin, et al. Quantitative comparison of double-stator permanent magnet vernier machines with and without HTS bulks[J]. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2012, 22(3): 5202405.
- [75] LI Jianguo, CHAU K T. A novel HTS PM vernier motor for direct-drive propulsion[J]. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2011, 21(3): 1175-1179.
- [76] 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.
- [77] FANG Li, LI Dawei, REN Xiang, et al. A novel permanent magnet vernier machine with coding-shaped tooth[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(6): 6058-6068.
- [78] LI Dawei, QU Ronghai, LI Jian, et al. Consequent-pole toroidal-winding outer-rotor vernier permanent-magnet machines[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2015, 51(6): 4470-4481.
- [79] ZHAO Yu, LI Dawei, REN Xiang, et al. Investigation of permanent magnet vernier machines from armature field perspective[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2022, 10(3): 2934-2945.
- [80] LIU Yue, LI Hua Yang, ZHU Zi Qiang. A high-power factor vernier machine with coil pitch of two slot pitches[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2018, 54(11): 8105405.
- [81] XU Liang, WU Wenjie, ZHAO Wenxiang. Airgap magnetic field harmonic synergetic optimization approach for power factor improvement of PM vernier machines[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(12): 12281-12291.
- [82] 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.
- [83] 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.
- [84] WU Leilei, QU Ronghai. A novel dual-stator vernier permanent magnet machine with improved power factor[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2022, 58(3): 3486-3496.
- [85] JIANG Mingyuan, FU Weinong, NIU Shuangxia. Design and analysis of a novel dual-airgap dual permanent magnet vernier machine[J]. *IEEE Access*, 2021, 9: 57188-57197.
- [86] ZOU Tianjie, LI Dawei, QU Ronghai, et al. Analysis of a dual-rotor, toroidal-winding, axial-flux vernier permanent magnet machine[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, 53(3): 1920-1930.
- [87] 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.
- [88] ZHAO Xing, NIU Shuangxia, FU Weinong. Torque component quantification and design guideline for dual permanent magnet vernier machine[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2019, 55(6): 8101905.
- [89] WU Leilei, TIAN Zhiguang. Analysis of a triple-stator axial-flux spoke-type permanent magnet vernier machine [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2022, 58(5): 6024-6034.
- [90] ZHANG Rui, LI Jian, QU Ronghai, et al. Analysis and design of triple-rotor axial-flux spoke-array vernier permanent magnet machines[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018, 54(1): 244-253.
- [91] 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.
- [92] WU Dingying, XIANG Zixuan, ZHU Xiaoyong, et al. Optimization design of power factor for an in-wheel vernier PM machine from the perspective of air-gap harmonic modulation[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2021, 68(10): 9265-9276.
- [93] ZHU Xiaoyong, JIANG Min, XIANG Zixuan, et al. Design and optimization of a flux-modulated permanent magnet motor based on an airgap-harmonic-orientated design methodology[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(7): 5337-5348.
- [94] ZHAO Yu, LI Dawei, REN Xiang, et al. Low pole-pair ratio integration design of permanent magnet vernier machine with improved power factor[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(3): 2820-2830.
- [95] FANG Haiyang, LI Dawei, GUO Jiaxiong, et al. Hybrid model for electromagnetic vibration synthesis of electrical machines considering tooth modulation and tangential

- effects[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(8): 7284-7293.
- [96] ZHAO Wenxiang, ZHU Shengdao, JI Jinghua, et al. Analysis and reduction of electromagnetic vibration in fractional-slot concentrated-windings PM machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(4): 3357-3367.
- [97] ZHAO Yu, REN Xiang, FAN Xinggang, et al. A high power factor permanent magnet vernier machine with modular stator and yokeless rotor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(7): 7141-7152.
- [98] ZHANG Hengliang, HUA Wei, GERADA D, et al. Comparative study on two modular spoke-type PM machines for in-wheel traction applications[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(4): 2137-2147.
- [99] LIANG Ziyi, REN Xiang, LI Dawei, et al. Analysis of a spoke-array brushless dual-electrical-port dual-

mechanical-port machine with reluctance rotor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(4): 2999-3011.



曲荣海

在线出版日期: 2024-09-14。

收稿日期: 2024-06-26。

作者简介:

曲荣海(1969), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机设计、驱动及控制系统等, ronghaiqu@hust.edu.cn;

李大伟(1989), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为新型高转矩密度电机基础理论与应用技术, daweil@hust.edu.cn;

*通信作者: 赵钰(1995), 女, 工学博士, 研究方向为磁场调制电机等高转矩密度电机等, yuzhao@hust.edu.cn。

(编辑 陈娟)