永磁辅助型可变磁通磁阻电机运行机理与特性分析

蒋婷婷^{1,2,3}, 赵文祥^{1,2,3*}, 徐亮^{1,2,3}, 王化南^{1,2,3}

1. 江苏大学电气信息工程学院, 镇江 212013;

2. 江苏省电动车辆驱动与智能控制重点实验室, 镇江 212013;

3. 高端装备关键结构健康管理国际联合研究中心, 镇江 212013

* E-mail: zwx@ujs.edu.cn

收稿日期: 2021-01-28; 接受日期: 2021-02-26; 网络版发表日期: 2021-07-08

国家杰出青年科学基金(批准号: 52025073)和香江学者计划(编号: XJ2019031)资助项目

摘要 可变磁通磁阻电机具有调磁范围宽和可靠性高的优点, 但无永磁体致使其转矩密度较低. 为此, 本文提出了一种永磁辅助型可变磁通磁阻电机, 通过设计辅助永磁体, 兼具可变磁通磁阻电机优点的前提下, 提高电机转矩性能. 重点围绕永磁辅助型可变磁阻电机的运行机理开展研究, 分别推导励磁绕组、永磁体和电枢绕组单独工作时的气隙磁密, 揭示磁场调制作用下各磁场谐波的匹配规律, 探明励磁绕组励磁和永磁体励磁对转矩的作用机制, 并确定有效工作波的阶次及相应的转速. 然后, 基于麦克斯韦应力张量法, 求得每次工作波对转矩的贡献度. 最后, 加工制造样机, 试验验证了电机运行原理和理论分析的正确性.

关键词 可变磁通磁阻电机, 辅助永磁体, 磁场调制, 转矩

1 引言

交通运输工具的发展极大促进了社会的发展, 方便了人类的出行, 但消耗大量不可再生能源, 引发能源危机和环境污染两大问题. 电动汽车、电动船舶、电动飞机等新兴交通运输工具均使用电力推进装置, 具有能效高、零排放或近似零排放等优点. 近年来发展迅速, 有效降低了交通领域对石油的消耗和环境污染^[1~4]. 永磁电机因其高效率和高转矩密度在交通运输工具和电推进系统中得到了广泛应用^[5~7]. 然而, 永磁电机磁场主要由永磁磁场主导, 磁场调节困难, 调速范

围受限, 难以实现全速域效率最优^[8~10].

不同于永磁电机永磁磁场主导电机磁场, 可变磁通磁阻电机无永磁体, 通过对励磁绕组中励磁电流的调节, 电机磁场调控易于实现^[11]. 此外, 电机绕组激励均位于定子侧, 转子上既无绕组也无永磁体, 可省去集电环和电刷装置, 电机可靠性高^[12]. 但是, 由于无永磁体, 电机转矩密度较低.

为兼具永磁电机和可变磁通磁阻电机的优点, 文献^[13~18]对永磁辅助型可变磁通磁阻(permanent magnet assisted variable flux reluctance, PMA-VFR)电机开展了研究. 通过在可变磁通磁阻电机的基础上引入

引用格式: 蒋婷婷, 赵文祥, 徐亮, 等. 永磁辅助型可变磁通磁阻电机运行机理与特性分析. 中国科学: 技术科学, 2022, 52: 1747–1757

Jiang T T, Zhao W X, Xu L, et al. Permanent magnet-assisted variable reluctance machines: An analysis of the working mechanism and characteristics (in Chinese). Sci Sin Tech, 2022, 52: 1747–1757, doi: [10.1360/SST-2021-0044](https://doi.org/10.1360/SST-2021-0044)

辅助永磁体可形成PMA-VFR电机. 研究表明在励磁绕组和辅助永磁体的共同作用下, PMA-VFR电机的转矩可得到提升, 同时励磁绕组可方便地调节磁场.

与可变磁通磁阻电机和永磁电机的单一励磁源不同, PMA-VFR电机同时存在励磁绕组和永磁体两个励磁源. 两个励磁源共同作用, 使得电机性能的提升成为可能^[13~16]. 文献[17,18]针对电动汽车驱动系统, 提出永磁体位于齿部和槽口的PMA-VFR电机, 结果表明该电机兼具了永磁电机和可变磁通磁阻电机的优点, 适合于电动汽车领域中的应用. 此外, 研究结果表明, 由于具有两个励磁源, PMA-VFR电机的转矩成分复杂. 文献[18]从气隙磁场调制角度, 对PMA-VFR电机的转矩产生机理开展了较为深入的研究, 研究表明两个励磁源和电枢绕组经定子凸极的磁场调制作用产生丰富磁场谐波对电机转矩具有重要影响. 然而, PMA-VFR电机中励磁源较多, 定转子均存在凸极, 磁场调制作用复杂, 谐波丰富, 难以对转矩进行理论分析. 电机的不同转矩成分无法准确计算, 这为该类电机的设计与分析带来了巨大挑战^[19,20].

为此, 本文对PMA-VFR电机的运行机理及转矩分析开展研究, 重点研究PMA-VFR电机磁场调制机理, 推导励磁绕组、永磁体和电枢绕组的气隙磁密谐波. 根据磁场调制原理, 揭示各励磁源谐波和电枢绕组谐波的匹配机制, 确定有效工作波. 通过麦克斯韦应力张量法, 明确各次工作波对转矩的贡献度. 最后, 加工制造样机, 验证运行机理和仿真分析的正确性.

2 电机拓扑和结构参数

图1(a)为可变磁通磁阻电机截面图. 电机转子上既无绕组也无永磁体, 仅由19个凸极组成, 结构简单. 定子上有6个电枢齿, 每个电枢齿分裂成两个励磁齿, 每个励磁齿再分裂成两个凸极, 共形成24个定子凸极. 定子上的电枢绕组和励磁绕组分别绕制于电枢齿和励磁齿. 图1(b)为本文提出的PMA-VFR电机的截面图. 与图1(a)中电机相比, 不同之处在于, PMA-VFR电机定子部分槽口处增加了径向充磁的辅助永磁体. 定子上的两个励磁源放置方式分别为: 励磁绕组绕制在两个由不同定子齿分裂而成的相邻励磁齿上; 永磁体在气隙圆周上的磁化方向为两两交替, 且安放在相同电枢齿上的相邻永磁体磁化方向相反. PMA-VFR电机工作时, 电枢绕组和励磁绕组分别通入三相交流电流和直流电流, 两套绕组的连接方式如图1(c)所示. 定子侧产生的磁场经定子凸极和转子凸极双重调制, 在气隙中产生丰富的谐波, 以产生转矩. 通过调节励磁绕组中直流电流大小, 可以方便地调节电机的磁场.

图2为所设计的PMA-VFR电机结构参数示意图, 表1为电机的设计参数. PMA-VFR电机具有如下优点.

(1) 通过改变励磁绕组电流的大小和方向, 可有效调节气隙磁密大小, 此外, 励磁绕组激励和永磁体激励磁路相互并联, 可增加电机的调磁能力并降低永磁体不可逆退磁的风险.

(2) 外转子结构利用了定子内部空间并增加了电机气隙半径, 设计辅助永磁体, 形成混合励磁源, 有效提升电机性能.

图1 (网络版彩图)电机拓扑. (a) 可变磁通磁阻电机; (b) PMA-VFR电机; (c) 绕组连接方式

Figure 1 (Color online) Machine topology. (a) Variable flux reluctance machine; (b) PMA-VFR machine; (c) connected relationship of windings.

图 2 (网络版彩图) PMA-VFR电机结构参数
Figure 2 (Color online) Structural parameters of PMA-VFR machine.

表 1 PMA-VFR电机参数

Table 1 Parameters of PMA-VFR machine

参数	数值
转子外径 R_{ro} (mm)	70
转子轭厚度 h_{ry} (mm)	6
转子齿高度 h_{rt} (mm)	4.3
转子凸极极弧 θ_r (°)	5.8
定子凸极极弧 θ_{fp} (°)	6.5
永磁体极弧 θ_{pm} (°)	8.5
永磁体厚度 h_{pm} (mm)	2.5
励磁绕组槽口宽度 θ_{dc} (°)	8.5
励磁绕组槽深度 h_{dc} (mm)	13.7
电枢齿宽度 b_{sw} (mm)	11
电枢齿高度 h_s (mm)	40.2
定子内径 R_{si} (mm)	10
永磁体牌号	N35SH
硅钢片牌号	50WW465

(3) 两套绕组均采用集中绕制设计, 绕组端部长度短, 降低电机铜耗和电机体积。

3 气隙磁密推导

3.1 励磁绕组作用下气隙磁密

首先, 对励磁绕组在气隙中产生的磁场进行分析, 以电枢绕组槽中心位置为初始零位, 建立励磁绕组磁动势模型, 如图3所示。励磁绕组在气隙中的磁动势表

示为

$$F_{dc}(\theta) = \frac{16F_{dc}}{\pi} \sum_{i=1,3,5,\dots}^{\infty} a_i \cos\left(i \frac{N_s}{2} \theta\right), \quad (1)$$

式中,

$$a_i = \frac{(-1)^{\frac{i-1}{2}}}{i} \sin\left(i \frac{N_s \theta_{fp}}{4}\right) \cos\left[i \frac{N_s (\theta_{fp} + \theta_{pm})}{4}\right] \times \sin\left[i \frac{N_s (\theta_{dc} + 2\theta_{fp} + \theta_{pm})}{4}\right],$$

F_{dc} 为直流磁动势幅值, N_s 为电枢齿的个数, θ 为气隙圆周位置, θ_{fp} 为定子凸极的极弧, θ_{pm} 为永磁体的极弧, θ_{dc} 为励磁绕组槽口宽度。

转子为简单的凸极结构, 转子气隙磁导如图4所示, 转子磁导除了与凸极尺寸有关, 旋转速度也影响着磁导的分布。转子磁导可表示为

$$\Lambda_r(\theta, t) = \Lambda_0 + \Lambda_c \sum_{j=1,2,3,\dots}^{\infty} b_j \cos(jN_r(\theta - \omega t - \theta_0)), \quad (2)$$

式中,

$$\begin{cases} \Lambda_0 = \frac{\Lambda_{ru} + \Lambda_{rb}}{2}, \\ \Lambda_c = \frac{2(\Lambda_{ru} - \Lambda_{rb})}{\pi}, \\ b_j = \frac{1}{j} \sin\left(jN_r \frac{\theta_r}{2}\right), \end{cases}$$

θ_0 为转子初始位置, ω 为转子角速度, N_r 为转子凸极数,

图 3 (网络版彩图)直流绕组磁动势模型

Figure 3 (Color online) Magnetic motive forces (MMF) model of direct current (DC) excitation.

图 4 (网络版彩图)转子气隙磁导模型

Figure 4 (Color online) Air-gap permeance model of rotor.

Λ_{ru} 和 Λ_{rb} 分别为转子的最大和最小磁导, θ_r 为转子凸极的极弧。

通过式(1)和(2)相乘, 直流激励的气隙磁密表示为

$$B_{dc}(\theta, t) = \frac{16F_{dc}\Lambda_0}{\pi} \sum_{i=1,3,5,\dots}^{\infty} a_i \cos\left(i\frac{N_s}{2}\theta\right) + \frac{16F_{dc}\Lambda_c}{\pi} \times \sum_{j=1,2,3,\dots}^{\infty} \sum_{i=1,3,5,\dots}^{\infty} a_i b_j (\cos\alpha_1 + \cos\beta_1), \quad (3)$$

式中,

$$\begin{cases} \alpha_1 = \left(i\frac{N_s}{2} + jN_r\right) \left(\theta - \frac{jN_r(\theta_0 + \omega t)}{iN_s/2 + jN_r}\right), \\ \beta_1 = \left(i\frac{N_s}{2} - jN_r\right) \left(\theta + \frac{jN_r(\theta_0 + \omega t)}{iN_s/2 - jN_r}\right). \end{cases}$$

从式(3)可以看出, 直流激励产生的谐波包含静止谐波和旋转谐波两类. 根据它们的阶次和旋转速度, 可分为三部分. 其中, 阶次为 $iN_s/2$ 的磁动势谐波经过零阶磁导调制后为静止谐波, 其余两部分为经过旋转的转子凸极调制后产生的谐波, 谐波阶次分别为 $iN_s/2 + jN_r$ 和 $iN_s/2 - jN_r$.

3.2 永磁体作用下气隙磁密

然后, 对永磁体产生的气隙磁场进行分析, 磁动势初始零位仍是电枢槽中心位置, 磁动势模型见图5. 永磁体的磁动势公式表示为

$$F_{pm}(\theta) = -\frac{8F_{pm}}{\pi} \sum_{k=1,2,3,\dots}^{\infty} c_k \cos\left(k\frac{N_s}{2}\theta\right), \quad (4)$$

式中,

$$c_k = \frac{1}{k} \sin\left(k\frac{N_s\theta_{pm}}{4}\right) \sin\left[k\frac{N_s(2\theta_{fp} + \theta_{dc} + \theta_{pm})}{4}\right] \times \sin\left[k\frac{N_s(2\theta_{fp} + \theta_{dc} + \theta_{pm})}{2}\right].$$

图5 (网络版彩图)永磁体磁动势模型

Figure 5 (Color online) MMF model of permanent magnet (PM) excitation.

将式(3)和(4)相乘, 永磁磁密为

$$B_{pm}(\theta, t) = \frac{-8F_{pm}\Lambda_0}{\pi} \sum_{k=1,2,3,\dots}^{\infty} c_k \cos\left(k\frac{N_s}{2}\theta\right) - \frac{8F_{pm}\Lambda_c}{\pi} \times \sum_{j=1,2,3,\dots}^{\infty} \sum_{k=1,2,3,\dots}^{\infty} c_k b_j (\cos\alpha_2 + \cos\beta_2), \quad (5)$$

式中,

$$\begin{cases} \alpha_2 = \left(k\frac{N_s}{2} + jN_r\right) \left(\theta - \frac{jN_r(\theta_0 + \omega t)}{kN_s/2 + jN_r}\right), \\ \beta_2 = \left(k\frac{N_s}{2} - jN_r\right) \left(\theta + \frac{jN_r(\theta_0 + \omega t)}{kN_s/2 - jN_r}\right). \end{cases}$$

从式(5)中可以看出, 永磁体产生的谐波组成与励磁绕组类似, 根据它们的阶次和旋转速度, 可分为三部分.

3.3 电枢绕组作用下气隙磁密

电枢绕组绕制在电机的定子齿上, 每相绕组的等效轴线彼此相差 $2\pi/3$ 机械角度, 为了使电机能够输出稳定的转矩, 电枢绕组中需通入交流电流. 以A相绕组的等效轴线为空间坐标的原点, A相电流由负变正过零点时刻为时间起点, 可得到如图6所示的A、B和C三相绕组磁动势的波形.

通过相应的傅里叶公式求解, 电枢绕组磁动势表达式如下:

$$\begin{cases} F_A(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} M_n i_a \cos\left(\frac{N_s}{3}n\theta\right), \\ F_B(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} M_n i_b \cos\left[\frac{N_s}{3}n\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right], \\ F_C(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} M_n i_c \cos\left[\frac{N_s}{3}n\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right]. \end{cases} \quad (6)$$

式中,

$$\begin{aligned} M_n &= \frac{8N_{ac}}{N_s n} \left[(-1)^n - \cos\left(\frac{\pi}{3}n\right)\right] \sin\left(\frac{N_s}{6}n\theta_{fp}\right) \\ &\times \cos\left[\frac{N_s}{6}n(\theta_{fp} + \theta_{pm})\right] \\ &\times \cos\left[\frac{N_s}{6}n(2\theta_{fp} + \theta_{pm} + \theta_{dc})\right], \end{aligned}$$

i_a , i_b 和 i_c 为各相通入的交流电流, N_{ac} 为每套电枢绕组的串联匝数. 通入的三相电流在时间上互差 120° , 可表

图 6 (网络版彩图)电枢磁动势模型. (a) A相; (b) B相; (c) C相

Figure 6 (Color online) MMF model of armature winding. (a) Phase A; (b) phase B; (c) phase C.

示为

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{2} I_{\text{rms}} \sin(\omega_e t), \\ i_b = \sqrt{2} I_{\text{rms}} \sin\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right), \\ i_c = \sqrt{2} I_{\text{rms}} \sin\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right), \end{cases} \quad (7)$$

式中, ω_e 为转子的电角速度, $\omega_e = N_r \omega$. 将式(7)代入式(6)中, 得到每相磁动势, 则合成的磁动势表示为

$$F_{\text{ABC}}(\theta, t) = \frac{3}{\sqrt{2}} \sum_{\substack{n=3l-1 \\ n=3l-2}}^{\infty} M_n I_{\text{rms}} \sin\left[\omega_e t + \frac{h N_s n \theta}{3}\right], \quad (8)$$

式中, $l=1, 2, 3, \dots$; 当 $n=3l-1$ 时, $h=1$; 当 $n=3l-2$ 时, $h=-1$. 将式(8)和(2)相乘, 电枢绕组作用下的气隙磁密可表示为

$$\begin{aligned} B_{\text{ABC}}(\theta, t) &= \frac{3}{\sqrt{2}} \Lambda_0 \sum_{\substack{n=3l-1 \\ n=3l-2}}^{\infty} M_n I_{\text{rms}} \sin\left[\omega_e t + \frac{h N_s n \theta}{3}\right] + \frac{3 \Lambda_c}{2\sqrt{2}} \\ &\times \sum_{j=1, 2, 3, \dots}^{\infty} \sum_{\substack{n=3l-1 \\ n=3l-2}}^{\infty} M_n I_{\text{rms}} b_j (\sin \alpha_3 + \sin \beta_3), \end{aligned} \quad (9)$$

式中,

$$\begin{cases} \alpha_3 = \left(j N_r + \frac{N_s n h}{3}\right) \left[\theta - \frac{(j N_r \omega - \omega_e) t + j N_r \theta_0}{j N_r + \frac{N_s n h}{3}}\right], \\ \beta_3 = \left(j N_r - \frac{N_s n h}{3}\right) \left[\theta - \frac{(j N_r \omega + \omega_e) t + j N_r \theta_0}{j N_r - \frac{N_s n h}{3}}\right]. \end{cases}$$

从式(9)中可以看出, 通入电枢绕组的交流电流产生的气隙谐波同样由三部分组成. 根据 h 取值的不同各个部分的谐波阶次和旋转速度也随之变化.

4 有效工作波分析

4.1 谐波匹配机理

通过上述分析, 分别确定了励磁绕组、永磁体和电枢绕组单独作用下气隙磁密谐波阶次和转速, 表2列出了励磁绕组、永磁体和电枢绕组单独作用下产生的气隙磁密谐波的阶次和转速特征. 对于本文提出的 PMA-VFR 电机, 其中, $N_s=6$, $N_r=19$, 励磁绕组、永磁体和电枢绕组作用下的谐波阶次和速度可进一步分别表示为

$$P_{(i,j)}^{\text{dc}} = \begin{cases} 3i, & \omega_{(i,j)}^{\text{dc}} = 0, \\ |3i \pm 19j|, & \omega_{(i,j)}^{\text{dc}} = \pm \frac{19j}{3i \pm 19j} \omega, \end{cases} \quad (10)$$

$$P_{(k,j)}^{\text{pm}} = \begin{cases} 3k, & \omega_{(k,j)}^{\text{pm}} = 0, \\ |3k \pm 19j|, & \omega_{(k,j)}^{\text{pm}} = \pm \frac{19j}{3k \pm 19j} \omega, \end{cases} \quad (11)$$

$$P_{(l,j)}^{\text{ac}} = \begin{cases} 2(3l-1), & \omega_{(l,j)}^{\text{ac}} = \frac{19j}{2(3l-1)} \omega, \\ 2(3l-2), & \omega_{(l,j)}^{\text{ac}} = \frac{-19j}{2(3l-2)} \omega, \\ 19j \pm 2(3l-1), & \omega_{(l,j)}^{\text{ac}} = \frac{19(j \mp 1)}{19j \pm 2(3l-1)} \omega, \\ 19j \pm 2(3l-2), & \omega_{(l,j)}^{\text{ac}} = \frac{19(j \mp 1)}{19j \pm 2(3l-2)} \omega, \end{cases} \quad (12)$$

表 2 气隙磁密谐波的阶次和转速特征

Table 2 Characteristics of air-gap flux density harmonic order and speed

组成	励磁绕组		永磁体		电枢绕组			
					$h=1$		$h=-1$	
	阶次	转速	阶次	转速	阶次	转速	阶次	转速
I	$i\frac{N_s}{2}$	0	$k\frac{N_s}{2}$	0	$\frac{N_s}{3}(3l-1)$	$\frac{jN_r\omega}{\frac{N_s}{3}(3l-1)}$	$\frac{N_s}{3}(3l-2)$	$-\frac{jN_r\omega}{\frac{N_s}{3}(3l-2)}$
II	$i\frac{N_s}{2}+jN_r$	$\frac{jN_r\omega}{iN_s/2+jN_r}$	$k\frac{N_s}{2}+jN_r$	$\frac{jN_r\omega}{kN_s/2+jN_r}$	$\frac{(3l-1)N_s}{3}+jN_r$	$\frac{(j-1)N_r\omega}{(3l-1)N_s/3+jN_r}$	$\left \frac{(3l-2)N_s}{3}+jN_r\right $	$\frac{(j-1)N_r\omega}{-(3l-2)N_s/3+jN_r}$
III	$\left i\frac{N_s}{2}-jN_r\right $	$-\frac{jN_r\omega}{iN_s/2-jN_r}$	$\left k\frac{N_s}{2}-jN_r\right $	$-\frac{jN_r\omega}{kN_s/2-jN_r}$	$\left jN_r-\frac{(3l-1)N_s}{3}\right $	$\frac{(j+1)N_r\omega}{jN_r-(3l-1)N_s/3}$	$\left jN_r+\frac{(3l-2)N_s}{3}\right $	$\frac{(j+1)N_r\omega}{(3l-2)N_s/3+jN_r}$

式中, $P_{(i,j)}^{\text{dc}}$, $P_{(k,j)}^{\text{pm}}$ 和 $P_{(l,j)}^{\text{ac}}$ 分别为励磁绕组、永磁体和电枢绕组的谐波阶次, 而 $\omega_{(i,j)}^{\text{dc}}$, $\omega_{(k,j)}^{\text{pm}}$ 和 $\omega_{(l,j)}^{\text{ac}}$ 表示相应阶次的旋转速度. 励磁源和电枢绕组产生的具有相同阶次且旋转速度相等的谐波即为工作波. 表3列出了50阶以内的工作波的阶次和转速.

4.2 有限元验证

为了验证上述气隙磁密推导的正确性, 利用有限元法, 对PMA-VFR电机的气隙磁场进行求解. 其中, 图7~9分别为得到的励磁绕组、永磁体和电枢绕组作

表 3 励磁绕组和永磁体的工作波

Table 3 Working harmonics generated by field winding and PM

阶次	速度	阶次	速度
2	$-19\omega/2$	27	0
3	0	28	$19\omega/28$
4	$19\omega/4$	32	$-19\omega/32$
8	$-19\omega/8$	33	0
9	0	34	$19\omega/34$
10	$19\omega/10$	38	$-\omega/2$
14	$-19\omega/14$	39	0
15	0	40	$19\omega/40$
16	$19\omega/16$	44	$-19\omega/44$
20	$-19\omega/20$	45	0
21	0	46	$19\omega/46$
22	$19\omega/22$	50	$-19\omega/50$
26	$-19\omega/26$	-	-

用的气隙磁密波形和相应的频谱分析. 如图7所示, 励磁绕组的极对数 P_{dc} 为3, 气隙磁密的静止谐波为3, 9, 15, 21, ... $[iP_{\text{dc}}, i=1, 3, 5, \dots]$, 该部分是由零阶磁导调制产生的, 各阶幅值随着阶次的增加而减小. 此外, 其他谐波有2, 4, 8, 10, 14, 16, ... $[iP_{\text{dc}}\pm 19j], j=1, 2, \dots]$, 这部分是由磁动势与转子凸极调制后所形成的, 其中由3次谐波磁动势经过19个转子凸极调制所形成的22次谐波磁密幅值最高. 同理, 永磁体的极对数 P_{pm} 为3, 从图8中看出, 主要静止谐波为3, 9, 15, 21, ... $[kP_{\text{pm}}, k=1, 2, 3, \dots]$ 其中 k 为偶数时, 谐波幅值近似为0, 随着阶次的增加, 对应的幅值也随之减小; 其他次的谐波也同样有2, 4, 8, 10, 14, 16, ... $[kP_{\text{dc}}\pm 19j]$. 图9为电枢绕组作用下的气隙磁密, 电枢绕组极对数 P_{ac} 为2, 通过零阶磁导产生的静止谐波为2, 4, 8, 10, ... $[2n, n\neq 3, 6, 9, \dots]$, 其中2次谐波的幅值最高, 而经过转子凸极调制产生的其他次谐波为3, 9, 15, ... $[19j\pm 2n]$, 其中由2次谐波磁动势和转子19个凸极调制产生的17和21次磁密幅值最高.

将有限元的仿真结果与表2中的公式推导结果对比可知, 表2中推导得到的谐波阶次和有限元仿真结果相同, 证明了公式推导的正确性.

5 转矩计算

为了验证理论分析的正确性并明确各次工作波对转矩的贡献大小, 采用麦克斯韦应力张量法, 对电机的电磁转矩进行计算, 如下式所示:

图 7 (网络版彩图)励磁绕组作用下磁场分布. (a) 气隙磁密; (b) 谐波阶次
Figure 7 (Color online) Magnetic field distribution of field winding. (a) Air-gap flux density; (b) harmonic order.

图 8 (网络版彩图)永磁体作用下磁场分布. (a) 气隙磁密; (b) 谐波阶次
Figure 8 (Color online) Magnetic field distribution of PM. (a) Air-gap flux density; (b) harmonic order.

$$T_c(t) = \frac{r_g^2 l_a}{\mu_0} \int_0^{2\pi} B_r(t, \theta) B_t(t, \theta) d\theta = \sum_m T_m(t), \quad (13)$$

式中, r_g 为气隙半径长度, l_a 为有效轴向长度, μ_0 为真空磁导率($\mu_0=4\pi\times 10^{-7}$); $B_r(t, \theta)$ 和 $B_t(t, \theta)$ 分别表示气隙磁密的径向分量和切向分量, 可进一步展开为傅里叶形式:

图 9 电枢绕组作用下磁场分布. (a) 气隙磁密; (b) 谐波阶次
Figure 9 Magnetic field distribution of armature winding. (a) Air-gap flux density; (b) harmonic order.

$$\begin{cases} B_r(t, \theta) = \sum_m B_{rm} \cos(m\theta - \theta_{rm}), \\ B_t(t, \theta) = \sum_m B_{tm} \cos(m\theta - \theta_{tm}), \end{cases} \quad (14)$$

式中, B_{rm} 和 B_{tm} 分别表示 B_r 和 B_t 的 m 次傅里叶分解系数; θ_{rm} 和 θ_{tm} 分别表示 m 次 B_r 和 B_t 所对应的初始相角; m 次工作波产生的转矩可表示为

$$T_m(t) = \frac{\pi r_g^2 l_a}{\mu_0} B_{rm} B_{tm} \cos(\theta_{rm} - \theta_{tm}). \quad (15)$$

利用有限元法, 可计算得到式(14)中各阶次谐波相应的 B_{rm} , B_{tm} , θ_{rm} 和 θ_{tm} , 代入式(15)即可求得每次谐波贡献的转矩大小. 按照上述方法可分别求得励磁绕组、永磁体和两励磁源共同作用下的各次磁密谐波对转矩的贡献大小. 图10为有限元虚位移法和麦克斯韦应力张量法求解得到的转矩波形. 从图中可以看出, 各励磁源转矩的麦克斯韦应力张量法计算结果和虚位移法具有较好的吻合性, 证明了麦克斯韦法计算的转矩结果的正确性. 图11利用麦克斯韦应力张量法谐波分离公式(15)计算了各次谐波对转矩的贡献, 如图所示三种情况下的工作波阶次相同且与4.1小节所分析的工作波一致. 同时, 从图中可以看出辅助永磁体的引入有效增强了谐波对转矩的贡献. 表4列出了各次工作波贡献转矩的具体数值. 表5对比了采用不同方法求得平均转矩. 如表所示, 有限元虚位移法和麦克斯韦应

图 10 (网络版彩图)不同励磁源单独作用的转矩波形。(a) 励磁绕组作用;(b) 永磁体作用;(c) 两励磁源共同作用
Figure 10 (Color online) Torque waveforms under different excitations. (a) Field winding excitation; (b) PM excitation; (c) both field winding and PM excitations.

图 11 (网络版彩图)不同励磁源作用下谐波对转矩贡献。(a) 励磁绕组单独作用;(b) 永磁体单独作用;(c) 两激励源共同作用
Figure 11 (Color online) Contributions of harmonics to torques under different excitations. (a) Field winding excitation; (b) PM excitation; (c) both field winding and PM excitations.

表 4 麦克斯韦应力张量法计算的各工作波产生转矩的大小

Table 4 Contributions of working harmonics to torques by Maxwell's stress tensor method

工作波阶次	转矩 (N·m)			工作波阶次	转矩 (N·m)		
	励磁绕组	永磁体	两励磁源		励磁绕组	永磁体	两励磁源
2	-0.096	-0.376	-0.496	27	0.173	1.033	1.111
3	-0.073	0.198	0.131	28	0.099	-0.713	-0.569
4	0.057	0.461	0.495	32	0.003	0.016	0.018
8	-0.048	-0.306	-0.357	33	-0.014	-0.468	-0.445
9	-0.132	0.81	0.698	34	-0.009	-0.278	-0.292
10	-0.115	0.632	0.513	38	0.0483	-0.148	-0.094
14	-0.036	0.203	0.211	39	0.041	-0.447	-0.507
15	0.23	1.907	2.127	40	0.078	-0.174	-0.039
16	0.275	-0.520	-0.240	44	0	-0.076	0.006
20	-0.005	0.238	0.24	45	0.011	-0.344	-0.294
21	0.85	4.067	4.86	46	0.021	-0.053	-0.021
22	0.883	-1.800	-0.988	50	-0.016	-0.041	-0.035
26	-0.006	0.191	0.174				

力张量法计算结果具有较好的一致性; 此外, 麦克斯韦应力张量法计算结果表明50阶以内的工作波几乎贡献

了所有的转矩, 更高阶次的工作波对转矩的贡献可以忽略不计。

6 实验验证

为了验证上述理论分析的正确性, 加工制造了一台PMA-VFR电机, 图12分别展示了样机的定子和转子部分, 定子电枢齿和励磁齿分别绕制了电枢和励磁两套绕组, 永磁体安装在励磁齿分裂形成的小槽内; 转子部分结构较为简单, 仅为凸极结构. 图13为样机的试验平台, 主要由样机、力矩传感器和负载电机组成.

图14为样机120 r/min时测量的A相空载反电势, 图14(a)为试验波形, 图14(b)为试验和仿真的对比, 两波形吻合度较高, 从而验证了理论分析的正确性. 图15为不同励磁电流下, 反电势幅值的变化情况, 可以看到

表 5 转矩计算对比

Table 5 Torque calculation comparison

	转矩 (N·m)		
	励磁绕组	永磁体	两激励源
虚位移法	2.33	4.11	6.41
麦克斯韦应力张量法(所有阶次)	2.22	4.02	6.21
麦克斯韦应力张量法(阶次<50)	2.22	4.01	6.21

图 12 (网络版彩图)样机. (a) 定子部分; (b) 转子部分

Figure 12 (Color online) Prototype machine. (a) Stator part; (b) rotor part.

图 13 (网络版彩图)样机试验平台

Figure 13 (Color online) Prototype test platform.

随着励磁绕组电流的变化, 电机的反电势大小可以方便地被调节, 验证了电机的调磁能力; 此外, 仿真和实验结果基本一致. 图16为通入2.7 A的励磁电流时, 电枢绕组相电流和转矩的波形. 从图中可以看出, 相电流峰值为5 A时, 输出转矩为6.1 N·m. 与图10(c)的仿真结果对比, 具有很好的一致性.

7 结论

本文对PMA-VFR电机的运行机理开展了深入的

图 14 (网络版彩图)空载反电势. (a) 实验波形; (b) 有限元和实验结果对比

Figure 14 (Color online) Measured no-load back electromotive force at 120 r/min. (a) Waveform by tested; (b) comparison by simulation and tested.

图 15 (网络版彩图)反电势幅值随励磁绕组电流的变化

Figure 15 (Color online) Back-EMF amplitude versus field winding current.

图 16 (网络版彩图)负载电流和转矩波形

Figure 16 (Color online) Measured on-load currents and torque waveforms.

研究, 为该类电机设计优化提供了理论参考. 根据磁场调制原理, 建立了励磁绕组、永磁体和电枢绕组单独作用下的磁动势模型和磁导模型, 推导出相应的气隙磁密谐波阶次和旋转速度, 探明了各励磁源谐波的匹配机制. 利用麦克斯韦张量法计算了各次工作波对转矩的贡献大小, 结果表明PMA-VFR电机的转矩是由多个工作波共同产生的. 此外, 辅助永磁体可增强气隙磁密谐波, 从而提高电机转矩. 最后, 对样机的基本电磁特性进行了实验研究, 实验结果证明了理论分析的正确性.

参考文献

- Chan C C. The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proc IEEE*, 2007, 95: 704–718
- Kirtley J L, Banerjee A, Englebreton S. Motors for ship propulsion. *Proc IEEE*, 2015, 103: 2320–2332
- Zhang M, Luo S H, Ma W H. Influence of connection phase difference on the traction performance of linear induction motor (in Chinese). *Sci Sin Tech*, 2019, 49: 971–980 [张敏, 罗世辉, 马卫华. 接线相位差对直线电机牵引性能的影响. 中国科学: 技术科学, 2019, 49: 971–980]
- Wang D, Wu X Z, Wang S W, et al. Steady state performance analysis of multi-phase induction motor with non-sinusoidal supply (in Chinese). *Sci Sin Tech*, 2015, 45: 322–329 [王东, 吴新振, 程思为, 等. 非正弦供电多相感应电机稳态性能分析. 中国科学: 技术科学, 2015, 45: 322–329]
- Yang Y, Castano S M, Yang R, et al. Design and comparison of interior permanent magnet motor topologies for traction applications. *IEEE Trans Transp Electric*, 2017, 3: 86–97
- El-Refaie A M. Motors/generators for traction/propulsion applications: A review. *IEEE Veh Technol Mag*, 2013, 8: 90–99
- Cao W P, Mecrow B C, Atkinson G J, et al. Overview of electric motor technologies used for more electric aircraft (MEA). *IEEE Trans Ind Electron*, 2012, 59: 3523–3531
- Zhu X Y, Cheng M. Design, analysis and control of hybrid excited doubly salient stator-permanent-magne (in Chinese). *Sci Sin Tech*, 2010, 40: 1061–1073 [朱孝勇, 程明. 定子永磁型混合励磁双凸极电机设计、分析与控制. 中国科学: 技术科学, 2010, 40: 1061–1073]
- Wang Q, Niu S. Overview of flux-controllable machines: Electrically excited machines, hybrid excited machines and memory machines. *Renew Sustain Energy Rev*, 2017, 68: 475–491
- Wu J, Yin J. An analytical method of calculating back-EMF in dual consequent hybrid excitation synchronous machine. *Chin J Elect Eng*, 2018, 4: 52–59
- Liu X, Zhu Z Q. Electromagnetic performance of novel variable flux reluctance machines with dc-field coil in stator. *IEEE Trans Magn*, 2013, 49: 3020–3028
- Cheng M, Zhang G, Hua W. Overview of stator permanent magnet brushless machine systems and their key technologies (in Chinese). *Proc Chin Soc Electr Eng*, 2014, 34: 5204–5220 [程明, 张淦, 花为. 定子永磁型无刷电机系统及其关键技术综述. 中国电机工程学报, 2014, 34: 5204–5220]
- Yamazaki K, Tamiya S, Shima K, et al. Modeling of salient-pole synchronous machines assisted by permanent magnets. *IEEE Trans Magn*, 2011, 47: 3028–3031
- Hwang S W, Sim J H, Hong J P, et al. Torque improvement of wound field synchronous motor for electric vehicle by PM-assist. *IEEE Trans Ind Applicat*, 2018, 54: 3252–3259
- Kohara A, Hirata K, Niguchi N, et al. Finite-element analysis and experiment of current superimposition variable flux machine using permanent magnet. *IEEE Trans Magn*, 2016, 52: 8107807
- Xu W, Zhang Y, Du G, et al. Design and analysis of a hybridly excited asymmetric stator pole doubly salient machine. *IEEE Trans Ind Applicat*, 2020, 56: 2600–2611

- 17 Gao Y, Li D, Qu R, et al. A novel hybrid excitation flux reversal machine for electric vehicle propulsion. *IEEE Trans Veh Technol*, 2018, 67: 171–182
- 18 Zhao X, Niu S. Design and optimization of a novel slot-PM-assisted variable flux reluctance generator for hybrid electric vehicles. *IEEE Trans Energy Convers*, 2018, 33: 2102–2111
- 19 Xu L, Liu G H, Zhao W X, et al. Leading design parameter analysis and experimental validation of a fault tolerant permanent magnet vernier machine (in Chinese). *Proc Chin Soc Electr Eng*, 2016, 36: 5035–5042 [徐亮, 刘国海, 赵文祥, 等. 容错式永磁游标电机关键参数分析及实验研究. *中国电机工程学报*, 2016, 36: 5035–5042]
- 20 Cheng M, Han P, Hua W. General airgap field modulation theory for electrical machines. *IEEE Trans Ind Electron*, 2017, 64: 6063–6074

Permanent magnet-assisted variable reluctance machines: An analysis of the working mechanism and characteristics

JIANG TingTing^{1,2,3}, ZHAO WenXiang^{1,2,3}, XU Liang^{1,2,3} & WANG HuaNan^{1,2,3}

¹ School of Electrical Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China;

² Jiangsu Key Laboratory of Electric Vehicle Drive and Intelligent Control, Zhenjiang 212013, China;

³ National Center for International Research on Structural Health Management of Critical Components, Zhenjiang 212013, China

Variable flux reluctance (VFR) machines are very reliable and have a wide field-regulation range, but their torque density is low due to the absence of a permanent magnet (PM). Therefore, in this paper, a PM-assisted VFR (PMA-VFR) machine is proposed, and, focusing on the operation mechanism of the PMA-VFR machine, the air-gap flux density values for field winding, PM winding, and armature winding are deduced. The matching rule of various harmonics under magnetic-field modulation is revealed, and the action mechanism behind field winding and PM excitations with respect to influencing torque are explored. Then, the contribution of each working harmonic to the torque is obtained by Maxwell's stress tensor method. Finally, a prototype is developed, and the operation mechanism and theoretical analysis are verified by experiments.

variable flux reluctance machine, PM-assisted, magnetic field modulation, torque

doi: [10.1360/SST-2021-0044](https://doi.org/10.1360/SST-2021-0044)