

辐条式磁齿轮电机齿槽转矩抑制

郭培遥, 梁建伟, 王昕华, 尹利英

(江西理工大学 电气工程与自动化学院, 江西 赣州 341000)

摘要: 磁齿轮电机具有转矩密度高、转子结构坚固的特点。针对外转子辐条式磁齿轮电机齿槽转矩高等问题,以一台三相 18 槽 28 极外转子辐条式磁齿轮电机作为研究对象,利用磁场调制理论对气隙进行解析计算,然后基于麦克斯韦张量法分析外转子辐条式磁齿轮电机齿槽转矩产生的机理,并通过调节槽口角度和转子削角对磁齿轮结构进行优化。有限元分析结果表明,优化后电机的反电动势三次谐波被削弱了 53%、齿槽转矩幅值被削弱了 93.4%、输出转矩脉动下降了 73.7%。有限元分析结果验证了调节槽口角度和转子削角的结构优化方法的有效性。

关键词: 磁齿轮电机; 磁场调制; 麦克斯韦张量法; 齿槽转矩

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)07-0066-08

doi: 10.12177/emca.2023.074

Cogging Torque Suppression of Spoke Magnetic Gear Motor

GUO Peiyao, LIANG Jianwei, WANG Xinhua, YIN Liying

(School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China)

Abstract: Magnetic gear motor has the characteristics of high torque density and strong rotor structure. To solve the problem of high cogging torque of external rotor spoke magnetic gear motor, a three-phase 18-slot 28-pole external rotor spoke magnetic gear motor is taken as the research object. The air gap is calculated analytically using the magnetic field modulation theory, and then the mechanism of cogging torque of the external rotor spoke magnetic gear motor is analyzed based on Maxwell tensor method. The magnetic gear structure is optimized by adjusting the groove angle and rotor cutting angle. The finite element analysis results show that the third harmonic of the optimized motor's back electromotive force is reduced by 53%, the amplitude of cogging torque is reduced by 93.4%, and the output torque ripple is reduced by 73.7%. The finite element analysis results verify the effectiveness of the structural optimization method by adjusting the groove angle and rotor cutting angle.

Key words: magnetic gear motor; magnetic field modulation; Maxwell tensor method; cogging torque

0 引言

随着电气自动化和稀土行业的发展^[1],高功率密度和宽调速范围的永磁同步电机在电动汽车、航空航天、风力发电等领域都有着优异的表现^[2]。其中,研制的基于磁场调制的外转子辐条式磁齿轮电机拥有更高的转矩密度,在低速、大扭

矩等场合有明显的优势,因此优化电机输出转矩脉动、削弱齿槽转矩,对于提高电机性能具有十分重要的意义。

针对磁场调制同步磁齿轮电机,一方面其基于磁场调制理论延伸出众多的平面拓扑结构^[3],其定子、转子、绕组和永磁体均有丰富的结构。磁齿轮电机最早由香港大学的 Chau 等^[4]结合磁齿

收稿日期: 2023-03-14; 收到修改稿日期: 2023-04-03

作者简介: 郭培遥(1999—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机及其控制技术。

梁建伟(1979—),男,硕士,副教授,研究方向为永磁同步电机及其控制技术。(通信作者)

轮提出,其将一台高速永磁同步电机置于磁齿轮内部,将电动机和传动装置相结合。Wang 等^[5]将磁齿轮内部高速转子更改为相同极数的带绕组定子,相较于上述电机转矩提升了 20%^[5]。R. QU 等^[6]证实了磁齿轮电机和表贴式游标电机磁场耦合原理相同的特性,并对游标电机反电动势和输出转矩的产生机理进行阐述^[7]。程明等^[8-9]基于单定子齿轮电机提出了一种切向充磁的外转子聚磁电机,其定子绕组采用低极数方案替代高转速游标电机内转子,相较于传统永磁同步电机其转矩提升了 80%。

另一方面由于磁场调制电机聚磁效应导致齿槽转矩幅值大^[10],王培欣等^[11]采用余弦削极的转矩脉动抑制方法,解析了谐波产生的转矩脉动在输出转矩中的占比,该方法有效地削弱了齿槽转矩。此外还有定子齿开槽^[12]、磁极偏移^[13]、偏心距磁极^[14]、永磁体分段^[15]、转子表面开槽等齿槽转矩削弱方法。文献[16]通过对气隙磁场进行解析,采用定子齿肩削角的方案,其对齿槽转矩有明显的削弱效果^[17]。

本文基于磁场调制理论^[18],对一台 28 极 18 槽的外转子辐条式磁齿轮电机气隙磁场进行解析。首先基于麦克斯韦张量法推导出电机产生齿槽转矩的气隙谐波极对数,然后采用优化定子开槽角和转子削角参数的方法优化气隙磁密,通过有限元二维仿真分析对比了优化前后电机的气隙空载磁场、转矩脉动和反电动势,对方案的可行性进行了验证。

1 电机磁场调制分析

基于外转子辐条式磁齿轮电机磁场调制原理,分析了其工作转矩和转矩脉动的形成机理和产生转矩脉动的主要谐波次数,推导出影响产生转矩的因素,为削弱转矩脉动和齿槽转矩的方法提供理论依据。

1.1 气隙磁场调制机理

本文以一台 28 极 18 槽的外转子辐条式磁齿轮电机为例,定子和转子均采用硅钢片叠压,绕组为 8 极 18 槽的分数槽绕制,永磁体采用钕铁硼材料切向充磁来提高气隙的磁场强度,外转子辐条式磁齿轮电机主要参数如表 1 所示,电机结构如图 1 所示。

表 1 辐条式磁齿轮电机基本参数

参数名称	参数值
转子内径/mm	189
定子外径/mm	188
转子外径/mm	220
永磁体宽度/mm	3.5
定子槽角/(°)	5
电机轴长/mm	300
定子槽数	18
永磁体极对数	14
绕组极对数	4
气隙长度/mm	0.5

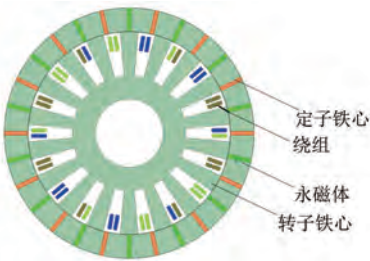


图 1 28 极 18 槽外转子辐条式磁齿轮电机结构

由麦克斯韦张量法可以得到转矩产生的机理,外转子辐条式磁齿轮电机的谐波转矩为同极数且不同转速谐波相对耦合所产生,其表达式为

$$T = \frac{l}{\mu_0(R_o - R_i)} \int_s r \mathbf{B}_n \mathbf{B}_{tan} dS \quad (2)$$

式中: l 为电机轴向长度; R_o 为外转子内径; R_i 为定子外径; r 为力臂; $\mathbf{B}_n$ 、 $\mathbf{B}_{tan}$ 分别为气隙曲面 S 单元上径向和切向磁通密度矢量; μ_0 为真空磁导率。

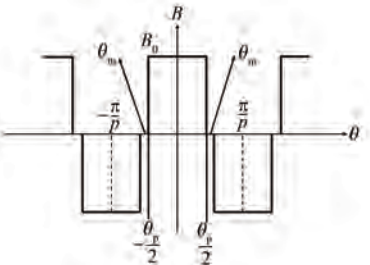


图 2 永磁体作用下等效气隙磁动势波形

当定子不开槽时,其永磁体在气隙中产生的磁感应强度分布可以等效为如图 2 所示的方波。电机气隙和永磁体内的磁矢位分别满足拉普拉斯方程和泊松方程,将气隙磁感应强度进行离散傅

里叶变换,得到气隙磁感应强度随转子转动时,不同半径、不同 θ 下气隙位置观测点处的径向分量 $B_n(r, \theta)$ 和切向分量 $B_{tan}(r, \theta)$ 的表达式为^[19]

$$B_n(r, \theta) = \sum_{i=1, 3, 5}^{\infty} B(r)_{n(i)} \cos[ip(\theta - \omega t) + ip\theta_0] \quad (3)$$

$$B_{tan}(r, \theta) = \sum_{i=1, 3, 5}^{\infty} B(r)_{tan(i)} \sin[ip(\theta - \omega t) + ip\theta_0] \quad (4)$$

式中: ω 为转子旋转的转速; θ_0 为转子初始位置角; p 为转子极对数; $B(r)_j$ 、 $B(r)_i$ 为气隙磁动势谐波傅里叶系数,且只与计算点的气隙半径 r 有关,其表达式为

$$B(r)_{n(i)} = -\frac{B_0}{\mu_0} \frac{4K_{ni}}{i\pi} \cos\left(\frac{i\pi\tau}{2}\right) \frac{ip}{(ip)^2 - 1} \left[\left(\frac{r}{R_0}\right)^{ip-1} \left(\frac{R_i}{R_0}\right)^{ip+1} + \left(\frac{R_i}{r}\right)^{ip+1} \right] \quad (5)$$

$$B(r)_{tan(i)} = -\frac{B_0}{\mu_0} \frac{4K_{tani}}{i\pi} \sin\left(\frac{i\pi\tau}{2}\right) \frac{ip}{(ip)^2 - 1} \left[-\left(\frac{r}{R_0}\right)^{ip-1} \left(\frac{R_i}{R_0}\right)^{ip+1} + \left(\frac{R_i}{r}\right)^{ip+1} \right] \quad (6)$$

式中: τ 为 $1 - \frac{2\theta_m}{\pi}$; K_{ni} 、 K_{tani} 为关于谐波次数的系数; B_0 为永磁体剩余磁化强度。

当定子开槽,引入定子齿作为调磁块后,由于铁心磁导率($\mu_r \gg 2000$)远大于空气磁导率,磁力线大多会流入调磁铁心中,气隙中的相对磁导率分布如图3所示。

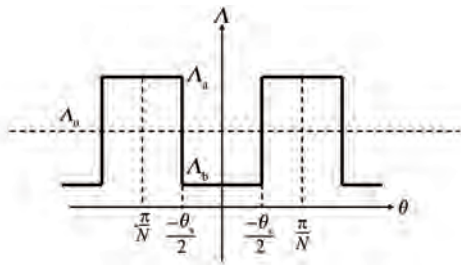


图3 简化气隙磁导波形

从定性角度分析,引入调磁块的过程可以由无开槽的气隙磁密乘以一个相对磁导来表示^[20]

$$B' = B\Lambda(r, \theta) \quad (7)$$

式中: B' 为开槽后的气隙磁场分布函数; B 为开槽的气隙磁场分布函数; $\Lambda(r, \theta)$ 为气隙磁导函数。

通过保角变换,将开槽后的相对气隙磁导率转换为一个复数函数:

$$\Lambda = \Lambda_r + j\Lambda_\theta \quad (8)$$

式中: Λ_r 、 $j\Lambda_\theta$ 分别为气隙磁导径向、切向分量。

槽间距的复磁导率分布的一个周期波形可以用傅里叶级数的形式表示,得到整个气隙的复磁导率函数,即:

$$\Lambda_r = \Lambda_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \Lambda_{rn} \cos(mN\theta) \quad (9)$$

$$\Lambda_\theta = \sum_{n=0}^{\infty} \Lambda_{\theta n} \sin(mN\theta) \quad (10)$$

式中: Λ_0 为径向磁导0阶分量; Λ_{rn} 、 $\Lambda_{\theta n}$ 为谐波幅值。

将式(5)、(6)、(9)、(10)代入式(7)中可得引入调磁块后电机气隙磁密表达式,其中永磁体气隙磁密调制后径向和切向分量分别为

$$B_n = B_n(r, \theta) \Lambda_r + B_{tan}(r, \theta) \Lambda_\theta = \Lambda_0 \sum_{i=1, 3, 5}^{\infty} B_{n(i)} \cos[ip(\theta - \omega t) + ip\theta_0] + \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{q=\pm 1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} B_{n(iqn)} \cos\left[(nN + qip)\left(\theta - \frac{qip\omega t}{nN + qip}\right) + qi\theta_0\right] \quad (11)$$

$$B_{tan} = B_n(r, \theta) \Lambda_\theta + B_{tan} \Lambda_r = \sum_{i=1, 3, 5}^{\infty} B_{tan(i)} \sin[ip(\theta - \omega t) + ip\theta_0] + \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{q=\pm 1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} B_{tan(iqn)} \sin\left[(nN + qip)\left(\theta - \frac{qip\omega t}{nN + qip}\right) + qi\theta_0\right] \quad (12)$$

式中: m 、 n 为气隙磁导的谐波次数, i 、 j 为气隙磁密谐波次数。

1.2 齿槽转矩产生机理

由式(11)和式(12)可知,经过定子铁心的调制作用,气隙磁场含有大量高频谐波,根据麦克斯韦张量法即式(2)可知,产生转矩脉动的必要条件为两个磁动势波形的周期数相同且转速不同,即应满足如下式所示条件:

$$n_1 N + qi_1 p = n_2 N + qi_2 p \quad (13)$$

引入 Q 为 N 、 p 的最小公倍数移项可得如下表达式

$$\frac{aQ}{n_1 + n_2} = N \quad (14)$$

$$\frac{aQ}{i_1 + i_2} = p \tag{15}$$

式中: a 为常数。

各次谐波对应的转速为

$$\omega_{iqn} = \frac{qip\omega}{nN + qip} \tag{16}$$

将案例样机 28 极 18 槽参数代入上式,由于永磁体磁场谐波幅值和气隙磁导谐波幅值随着谐波次数的增加而减小,产生转矩脉动的气隙磁密谐波主要由 14 对、238 对、266 对极磁场谐波构成,气隙磁导谐波主要由 18 次、252 次谐波和平均分量组成。

根据式(13)和式(16)分别对磁场调制后 238 对和 266 对磁场谐波产生因素和转速进行分析,见表 2 和表 3。

表 2 238 对气隙谐波组成分量

原磁场极对数	原磁场轴线位置	磁导谐波极对数	调制后磁场极对数	调制磁场轴线位置	谐波转速
14	θ	252	238	$-\frac{\theta}{17}$	$-\frac{\omega_0}{17}$
238	θ	0	238	θ	ω_0

表 3 266 对气隙谐波组成分量

原磁场极对数	原磁场轴线位置	磁导谐波极对数	调制后磁场极对数	调制磁场轴线位置	谐波转速
14	θ	252	266	$\frac{\theta}{19}$	$\frac{\omega_0}{19}$
266	θ	0	266	θ	ω_0

由表 2 和表 3 可知,14 对磁场谐波分别和 252 次磁导谐波耦合出 238 对和 266 对气隙谐波,转子 14 对基波旋转一周周期同调制后的 238 对、266 对气隙谐波的波峰波谷耦合 18 次,产生 18 次齿槽转矩谐波。

由式(7)可知,定子槽口角度影响了气隙磁导中 Λ_a 所占周期的比例和电机 14 对基波幅值,转子削角减小了气隙长度,通过调节削角尺寸参数优化永磁体在不开槽时的气隙磁密分布,从而减小相应调制出的 238 对、266 对气隙磁密谐波,达到削弱电机齿槽转矩的目的。

2 电机结构参数优化

2.1 不同槽口角度对齿槽转矩的影响

由式(7)可知,调节定子槽口角度可以调节

定子齿的宽度,由于本文定子齿同时担任调块的角色,因此调节定子槽口角度的方法可以改变调磁块的宽度,从而改变 18 阶气隙磁导的幅值来削弱齿槽转矩幅值,其定子结构如图 4 所示。为研究定子齿角度对气隙磁密的影响规律,将定子槽口角度参数化,对角度变化后产生的齿槽转矩幅值进行扫描,齿槽转矩变化波形如图 5 所示。

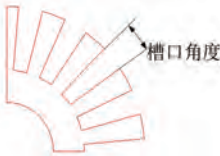


图 4 定子槽口宽度示意图

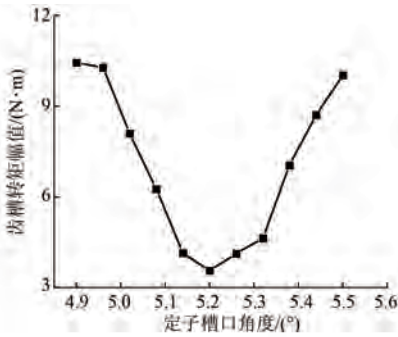


图 5 齿槽转矩变化波形图

从图 5 可以看出,随着定子槽口角度的增大,齿槽转矩幅值呈现先减小后增大的规律,在槽口角度为 5.2°处取得最小值 3.5 N·m,相较原电机齿槽转矩削弱了 58%,因此电机槽口角度选择 5.2°。

2.2 不同削角结构对齿槽转矩的影响

在电机实际空载中,由于永磁体为切向充磁,原电机径向气隙磁密受到外转子和内定子的双凸极聚磁效应畸变严重,在靠近永磁体边缘的气隙位置磁场强度激增。基于能量法可知,在气隙能量不变的情况下气隙磁密随转子位置变化应尽量平滑。本文在转子铁心的内径肩角处采用削角结构,如图 6 所示。

削角结构分别采用矩形削角、圆弧削角、椭圆削角和三角形削角等四种削角方法来优化气隙磁密,采用的转子铁心削角结构示意图如图 7 所示。

采用不同削角结构后齿槽转矩变化如图 8 所示。由图 8 可知,不同结构削角对电机齿槽转矩作用差异明显,矩形削角、圆弧削角、椭圆削角和

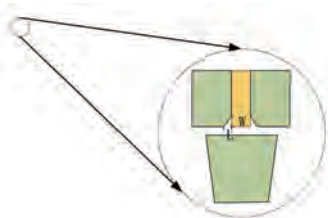


图6 转子铁心肩角开槽示意图



图7 电机转子铁心肩部削角结构示意图

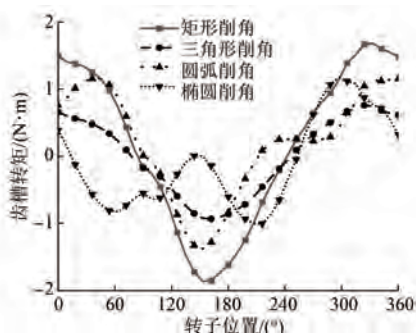
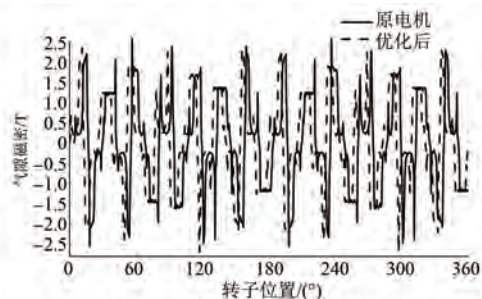


图8 不同削角后齿槽转矩

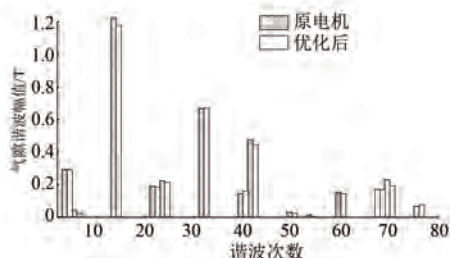
三角削角的齿槽转矩幅值分别为 $1.8 \text{ N}\cdot\text{m}$ 、 $1.3 \text{ N}\cdot\text{m}$ 、 $1.2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 、 $0.92 \text{ N}\cdot\text{m}$ ，三角形削角的齿槽转矩幅值最小，因此后续在三角形削角基础上继续优化。

2.3 三角形削角结构对齿槽转矩的影响

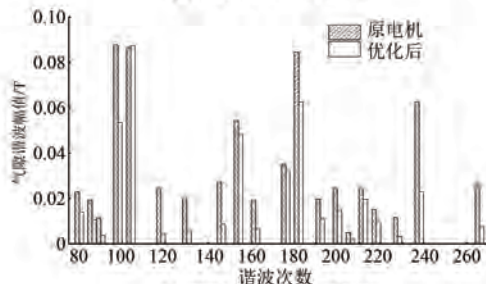
三角形削角前后径向气隙磁密波形如图9(a)所示,2对至266对气隙谐波幅值对比如图9(b)和图9(c)所示。



(a) 径向气隙磁密



(b) 2对-76对谐波幅值



(c) 80对-266对谐波幅值

图9 定子削角前后气隙径向磁密图

由图9(b)、(c)可知采用转子削角后的2对、4对、14对、32对、40对、42对、60对68对气隙磁密谐波变化幅度小,对电机额定输出的电磁转矩影响不大。而阶数较高的80对、86对、118对、130对、146对、162对、238对和266则大幅削弱,同比分别削弱了39%、48%、78%、71%、67%、63%、63%和71%。这表明转子削角仅削弱高阶次产生齿槽转矩的谐波幅值,如图10所示。

电机转子削角的高度 L 和宽度 W 是削弱电机磁场调制聚磁效应的关键参数,在开槽角度为 5.2° 的基础上将 L 、 W 作为参数进行优化,同时将齿槽转矩和238对、266对气隙谐波幅值作为优化目标。

由图10可知,随削角高度 L 、宽度 W 的变化,采用转子削角后的齿槽转矩幅值、238对谐波幅值和266对谐波幅值变化规律具有高度的一致性。当削角高度一定时,随着削角宽度的增大齿

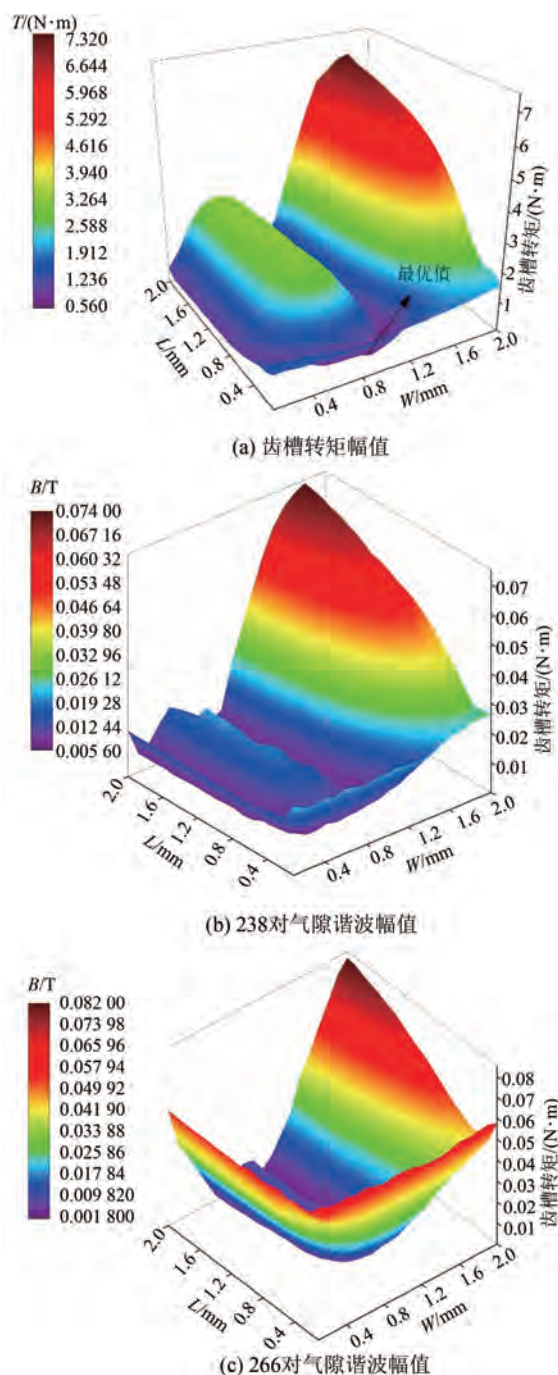


图10 转子削角参数优化

槽转矩幅值、气隙磁密 238 对谐波幅值和 266 对谐波幅值先增大后减小然后继续线性增大呈现出 W 形波形。当削角宽度一定,随着削角高度的增大,上述幅值先减小然后呈现线性增加趋势。齿槽转矩幅值和 238 对、266 对谐波变化的一致性验证了上文齿槽转矩产生机理的正确性。

当削角高度为 0.3 mm、宽度为 1 mm 时电机

齿槽转矩幅值最小为 0.56 N·m,相较未开槽前的 8.4 N·m 下降了 93.4%,238 对、266 对气隙谐波幅值分别为 0.031 9 T、0.007 4 T,相较未开槽前分别削弱了 49.4%、78%。

原电机和优化后电机齿槽转矩随转子位置变化如图 11 所示,其齿槽转矩各谐波幅值如图 12 所示。由图 12 可知齿槽转矩反电动势的一次谐波从 8.26 N·m 下降到 0.13 N·m,同比削弱了 98.5%,齿槽转矩的大幅削弱验证了本文优化方法的正确性。

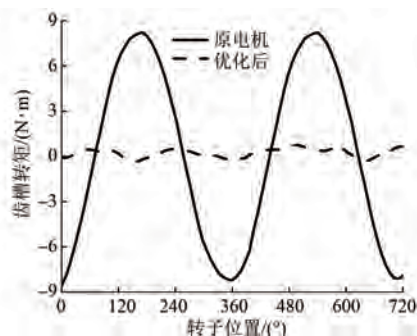


图11 优化前后齿槽转矩波形

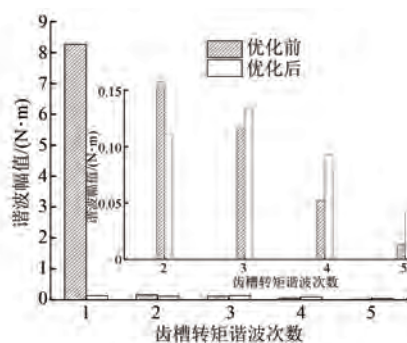


图12 优化前后齿槽转矩谐波幅值

3 优化结果分析

为了研究参数调整对电机整体性能的影响,对优化后电机的空载磁场、输出转矩和反电动势等电磁性能进行对比和分析。

3.1 空载磁场

通过二维有限元分析,电机优化前后的空载磁场如图 13 所示,由于辐条式磁齿轮电机转子铁心靠近永磁体的位置会产生聚磁效应,转子铁心位置会产生饱和现象,其磁密峰值达到 3.2 T,而采用优化结构后其转子铁心磁密峰值仅为 1.8 T,

相比之前下降了 43.7%, 有效避免了铁心饱和和涡流损耗。

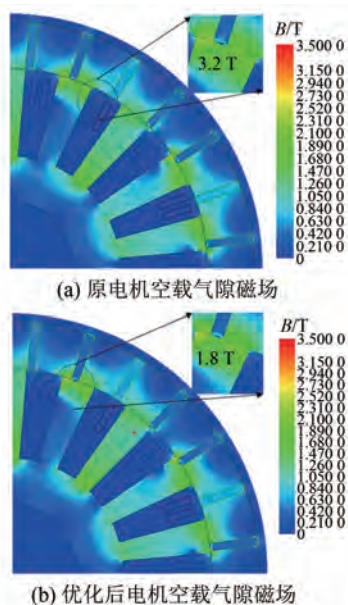


图 13 优化前后电机空载气隙磁场

3.2 输出转矩

由表 2~3 可知, 基于磁场调制原理, 电机负载转矩主要由转子永磁体磁场和定子绕组励磁磁场由定子铁心调制出的同极数同转速的 4 对、14 对谐波产生, 而电机转矩脉动主要由同极数不同转速的 14 对、238 对、266 对气隙谐波耦合产生。图 14 分别为原始电机和采用定子削角后的输出转矩, 图 15 为输出转矩的傅里叶变换。

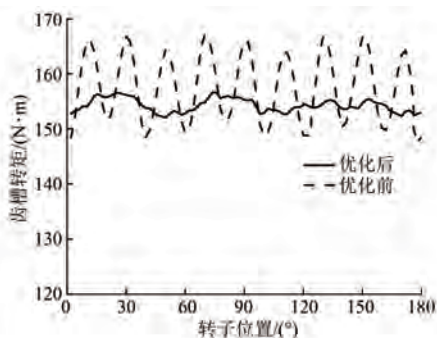


图 14 优化前后输出的转矩波形

由图 14 可知, 原电机输出转矩有效值为 156 N·m, 优化后电机输出转矩有效值为 153 N·m, 同比下降了 2%, 与调节槽口角度时气隙 14 对基波幅值下降相对应。原电机输出转矩

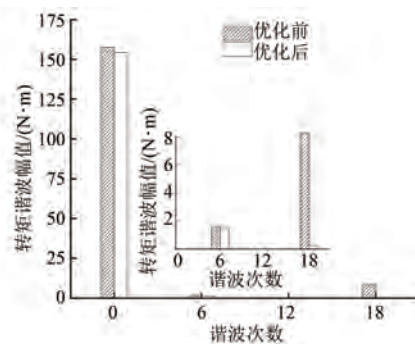


图 15 优化前后输出转矩谐波幅值

脉动为 5.7%, 采用削角后电机输出转矩脉动为 1.5%, 同比下降了 73.7%。

由图 15 可知, 输出转矩中仅含有 6 次和 18 次转矩脉动分量, 原电机 6 次、18 次转矩谐波幅值为 1.56 N·m 和 8.3 N·m, 采用削角后谐波幅值 6 次、18 次转矩谐波幅值为 1.48 N·m 和 0.26 N·m, 同比削弱了 5.3%、96.9%。18 次转矩谐波的大幅削弱验证了上文理论推导的转矩脉动产生与 14 对、238 对、266 对气隙谐波互相耦合的正确性。

3.3 反电动势

感应电动势为转子永磁体和定子绕组在气隙合成磁场相对于定子绕组相对运动的结果。辐条式磁齿轮电机相较于传统的永磁同步电机, 其反电动势具有高度的正弦形, 根据辐条式磁齿轮电机磁场调制原理可知反电动势为

$$E = \frac{d\varphi}{dt} = \sum_{nN+qip}^{\infty} \frac{d\varphi_{nN+qip}}{dt} \quad (17)$$

由式 (17) 可知, 电机反电动势的产生仅与参与转矩产生的谐波幅值有关, 其中基波电动势主要由 4 对和 14 对气隙谐波耦合产生, 谐波电动势主要分别由 14 对和 238 对、266 对等高次气隙磁密耦合产生。相较于传统永磁同步电机其谐波幅值较高的 42 对、50 对等气隙谐波并不参与反电动势的产生, 使得磁齿轮电机的反电动势畸变率远远小于永磁同步电机。

定子削角优化前后反电动势谐波如图 16(a) 所示, 图 16(b) 为优化前后经过傅里叶变换的反电动势谐波幅值。

由图 16(b) 可知, 优化后反电动势基波电动势有轻微下降, 3 次反电动势谐波从原电机的

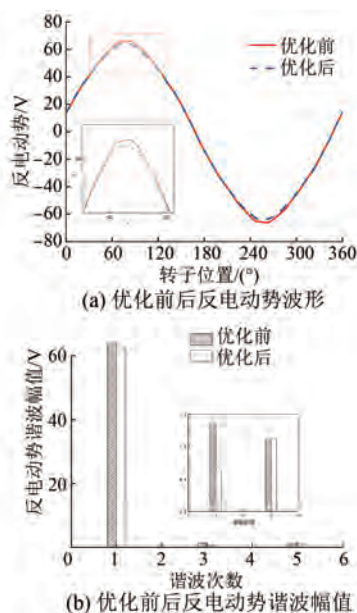


图 16 优化前后反电动势对比

1.35 V 下降至 0.36 V, 同比削弱了 73.3%, 提高了反电动势的正弦度。

4 结 语

本文以一台 18 槽 28 极外转子辐条式磁齿轮电机为对象, 通过磁场调制理论对气隙磁密进行解析, 基于麦克斯韦张量法提出调节定子槽口角度和转子削角的优化结构方案, 同时对比分析四种形状削角结构后选择三角削角结构。通过有限元解析计算, 优化后的电机齿槽转矩幅值大幅削弱、转子铁心饱和得到缓解、削弱了反电动势谐波、提高了反电动势正弦度、减小了输出转矩脉动, 使电机整体性能得到了提升。

【参考文献】

- [1] LEE K, SON Y K, HA I I. Model-based MTPA control of permanent magnet synchronous machine drives under one-phase open-circuit fault [C] // IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE ASia), 2016.
- [2] MOHAMMAD S N, DAS N K, ROY S. A review of the state of the art of generators and power electronics for wind energy conversion systems [C] // (2014 3rd) International Conference on the Developments in Renewable Energy Technology (ICDRET), 2014.
- [3] 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 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34 (29): 5204.
- [4] CHAU K T, ZHANG D, JIANG J Z, et al. Design of a magnetic-gear outer-rotor permanent-magnet brushless motor for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(6): 504.
- [5] WANG L L, SHEN J X, LUK P C K, et al. Development of a magnetic-gear permanent-magnet brushless motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(10): 4578.
- [6] QU R H, LI D, WANG J. Relationship between magnetic gears and vernier machines [C] // International Conference on Electrical Machines and Systems, 2011.
- [7] LI D W, QU R H. Sinusoidal back-EMF of vernier Permanent Magnet machines [C] // 2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems, 2012.
- [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): 9.
- [9] 李祥林, 程明, 邹国棠. 聚磁式场调制永磁风力发电机输出特性改善的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4198.
- [10] 于仲安, 沈林辉, 梁建伟, 等. 六相永磁同步电机转矩波动抑制研究 [J]. 组合机床与自动化加工技术, 2022(4): 118.
- [11] 王培欣, 花为, 胡铭甄, 等. 余弦削角转子磁通切换永磁电机设计与性能分析 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(22): 10.
- [12] 王晓远, 齐丹丹, 王辉. 定子无磁轭模块化轴向永磁电机磁极表面开槽分析 [J]. 电工技术学报, 2017, 32(16): 145.
- [13] 高锋阳, 李晓峰, 齐晓东, 等. 非对称 V 型磁极偏移内置式永磁同步电机转矩脉动分析 [J]. 电机与控制学报, 2021, 25(9): 112.
- [14] 胡鹏飞, 王东, 靳栓宝, 等. 偏心磁极永磁电机气隙磁场正弦优化模型 [J]. 电工技术学报, 2019, 34 (18): 3759.
- [15] 杨思雨, 夏长亮, 王慧敏, 等. 磁极分段型表贴式永磁电机建模与分析 [J]. 电工技术学报, 2015, 30 (增刊 2): 49.
- [16] 张维煜, 朱焜秋. 基于麦克斯韦张量法的交流磁轴承径向悬浮力建模 [J]. 科学通报, 2012, 57(11): 976.

(下转第 80 页)

提供了新方法。仿真和试验结果表明该方法具有稳态误差小、动态响应速度快等优点。将幅值频率自适应 SOGI-FLL 算法估计出的谐振频率设置为陷波滤波器的陷波频率,仿真和试验结果表明陷波滤波器接入控制回路后,转速振荡、相电流振荡均有所改善,有效抑制了机械谐振,提高了伺服传动系统的控制精度。

【参考文献】

- [1] 聂应新,邢俊岩,王成举. 滚珠丝杠进给系统设计关键技术研究[J]. 世界制造技术与装备市场, 2020(1): 76.
- [2] 杨明,胡浩,徐殿国. 永磁交流伺服系统机械谐振成因及其抑制[J]. 电机与控制学报,2012,16(1): 79.
- [3] 杨明,郝亮,徐殿国. 双惯量弹性负载系统机械谐振机理分析及谐振特征快速辨识[J]. 电机与控制学报,2016,20(4): 112.
- [4] 郝亮. 带传动间隙的弹性负载系统机械谐振机理分析及抑制[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学,2014.
- [5] 蔡佳秀. 交流伺服系统谐振抑制与多轴运动控制方法研究[D]. 南京: 东南大学,2019.
- [6] LEE D H , LEE J H , AHN J W. Mechanical vibration reduction control of two - mass permanent magnet synchronous motor using adaptive notch filter with fast Fourier transform analysis[J]. IET Electric Power Applications, 2012, 6(7): 455.
- [7] 杨明,郝亮,徐殿国. 基于自适应陷波滤波器的在线机械谐振抑制[J]. 哈尔滨工业大学学报,2014, 46(4): 63.
- [8] 康逸儒,沈汉林,罗欣. 基于 SDFT 和自适应三参数陷波器的快速机械谐振抑制[J]. 微电机,2018,51(5): 25.
- [9] RODRIGUEZ P, LUNA A, CIOBOTARU M, et al. Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions[C]//IECON 32nd Annual Conference of IEEE, Paris, 2006: 5173.
- [10] RODRIGUEZ P, LUNA A, CANDELA I, et al. Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(1): 127.
- [11] 辛振,赵仁德,郭宝玲,等. 基于二阶广义积分器-锁频环的异步电机同步角频率估计方法[J]. 电工技术学报,2014,29(1): 116.
- [12] 辛振,赵仁德,陈晨,等. 基于双二阶广义积分器-锁频环的异步电机同步角频率估计方法[J]. 中国电机工程学报,2014,34(27): 4676.
- [13] 孙强,赵朝会,龙觉敏,等. 基于 SOGI-FLL 的同步角频率估计方法在 PMSM 的应用[J]. 微特电机, 2017,45(4): 52.
- [14] 张纯江,赵晓君,郭忠南,等. 二阶广义积分器的三种改进结构及其锁相环应用对比分析[J]. 电工技术学报,2017,32(22): 42.

(上接第 73 页)

- [17] 许明俊,张学义,王静,等. 基于定子齿齿肩削角的内置永磁电机齿槽转矩削弱方法[J]. 河北科技大学学报,2021,42(6): 561.
- [18] LI X P, MA R, XIA Y J. Magnetic field sensor exploiting light polarization modulation of microfiber with magnetic fluid [J]. Journal of Lightwave Technology, 2018, 36(9): 1620.
- [19] XIA Z P, ZHU Z Q, HOWE D. Analytical magnetic field analysis of Halbach magnetized permanent-magnet machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40(4): 1864.
- [20] ZARKO D, BAN D, LIPO T A. Analytical calculation of magnetic field distribution in the slotted air gap of a surface permanent-magnet motor using complex relative air-gap permeance [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42(7): 1828.