

DOI: 10.7652/xjtuxb201901009

电动汽车新型永磁同步电机的 非均匀气隙建模及性能分析

马世伦, 张学义, 耿慧慧, 张羽丰, 孟祥玉
(山东理工大学交通与车辆工程学院, 255000, 山东淄博)

摘要: 针对电动汽车永磁同步电机输出扭矩大、恒功率调速范围宽的需求,研制了一种新型内置切向径向并联磁路非均匀气隙永磁同步电机。通过建立非均匀气隙转子正弦分布子域模型,并结合能量法和傅里叶分解法,推导了均匀气隙和非均匀气隙时齿槽转矩的解析表达式,获得了转子偏心距对齿槽转矩、弱磁扩速倍数的影响规律。结果表明:对于提出的内置切向径向并联磁路永磁同步电机,当转子偏心距为 4 mm 时,电机峰值齿槽转矩削减了 62%,弱磁扩速倍数提高了 16.7%。试制的样机通过试验验证了理论分析的正确性。

关键词: 电动汽车;永磁同步电机;非均匀气隙;齿槽转矩;弱磁扩速

中图分类号: U463.631 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2019)01-0070-07

Modeling and Performance Analysis for Non-Uniform Air Gap in New Type of Permanent Magnet Synchronous Motor of Electric Vehicle

MA Shilun, ZHANG Xueyi, GENG Huihui, ZHANG Yufeng, MENG Xiangyu
(School of Transportation and Vehicle Engineering, Shandong University of Technology, Zibo, Shandong 255000, China)

Abstract: Aiming at the demand of large output torque and constant-power speed regulation range for permanent magnet synchronous motor for electric vehicles, a new type of permanent magnet synchronous motor with interior tangential-radial parallel non-uniform magnetic flux gap is developed. Establishing the sinusoidal distribution sub-domain model of non-uniform air gap and combining the energy method with Fourier decomposition method, the analytical expressions of the cogging torque in the uniform air gap and non-uniform air gap are derived, and the influences of the rotor eccentricity on the cogging torque and the flux-weakening speed expansion rate are revealed. The results show that for the permanent magnet synchronous motor with interior tangential-radial parallel magnetic flux gap, when the rotor eccentricity gets 4 mm, the peak value of cogging torque is reduced by 62% and the flux-weakening speed expansion is increased by 16.7%. The prototype is manufactured, and the correctness of the theoretical analysis is verified by the experiments.

Keywords: electric vehicle; permanent magnet synchronous motor; non-uniform air gap; cogging torque; flux-weakening speed expansion

近年来,为解决全球性的能源危机以及环境污染问题,各国汽车企业以及科研院所已经把节能减

排作为未来汽车的主要发展规划^[1-2]。因电动汽车具有低污染、零排放、高能量效率以及能量来源多样化的特点,开发以电动汽车为代表的各种新能源汽车成为了解决传统燃油汽车带来诸多问题的有效途径^[3]。电驱动系统是电动汽车的关键总成,其性能直接影响着电动汽车的动力性与经济性。永磁同步电机相比于开关磁阻电机、感应电机和无刷直流电机,具有高功率密度、高过载能力、高效率等优点^[4],已被广泛应用到电动汽车动力驱动系统中。然而对于永磁同步电机,永磁体产生的磁能与定子齿槽会相互作用,产生齿槽效应,增加了气隙中的谐波含量,从而降低了系统的控制精度。所以,降低高次谐波含量,削弱齿槽转矩,提高转矩输出能力,拓宽恒功率调速范围,是电动汽车永磁同步电机的重要研究内容。

目前,大部分研究是在均匀气隙转子磁极结构的基础上进行优化设计^[-5-8]。文献[9-11]较为全面地分析了斜槽和斜极对切向和径向永磁同步电机性能的影响。文献[12]对表贴式转子磁路中的永磁磁钢进行分段,降低了空载反电动势波形畸变率和齿槽转矩。文献[13]提出了弱磁扩速倍数是内置永磁同步电机实现高功率密度和宽调速范围的重要参数。文献[14-15]已提出针对传统单一磁路的优化方法,而非均匀气隙对复合磁路永磁电机输出特性的影响仍然研究较少。本文提出一种新型切向-径向并联磁路转子磁路,通过建立非均匀气隙正弦分布子域模型,并结合能量法和傅里叶分解法,获得转子偏心距对电机输出特性的影响规律,实现了转子磁极的优化设计。

1 新型永磁同步电机的结构参数

根据电动汽车永磁同步电机的性能需求,利用经验公式确定内置切向-径向并联磁路永磁同步电机的结构参数,见表 1。

表 1 新型永磁同步电机的结构参数

参数	数值	参数	数值
额定电压/V	60	额定转速/ $r \cdot \min^{-1}$	3 000
额定功率/kW	3	转子外径/mm	89
极对数	6	转子内径/mm	30
槽数	36	轴向长度/mm	60
定子内径/mm	90	每槽绕组匝数	11
定子外径/mm	145	永磁体体积/ mm^3	72 000

2 非均匀气隙正弦分布子域模型的建立

目前,国内外专家学者对于永磁同步电机的分析研究大多是基于定转子轴线重合(即均匀气隙)进行的。均匀气隙结构的转子形状是标准的圆周,转子外圆与转轴均以点 o 为圆心。为研究非均匀气隙对电机输出特性的影响规律,建立非均匀气隙电机模型,如图 1 所示:转子外圆由 12 段与定子外圆不同心的圆弧段组成;转子偏心距 $h=oo'$,其大小可用来衡量非均匀气隙的偏心程度。

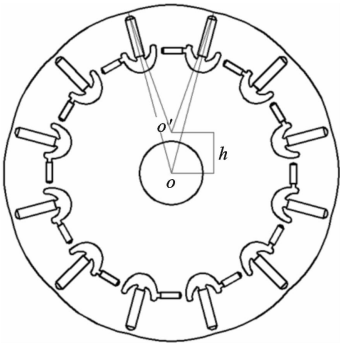


图 1 永磁同步电机非均匀气隙转子结构

根据几何关系推导出转子偏心距随气隙长度变化的公式为

$$h = \sqrt{(R_1 - \delta)^2 + 2\delta R_2 \cos\alpha - R_2^2} \tag{1}$$

式中: R_1 为永磁同步电机定子内径; R_2 为永磁同步电机转子外径; δ 为永磁同步电机气隙长度; α 为永磁同步电机圆周角度。

电机空载时电枢绕组中电流为 0,气隙磁场为无旋场,此时标量磁位满足拉普拉斯方程,可建立直角坐标系求解,如图 2 所示,其中 B_g 为气隙磁密,定子铁芯和转子铁芯的磁导率为 μ_{Fe} 。

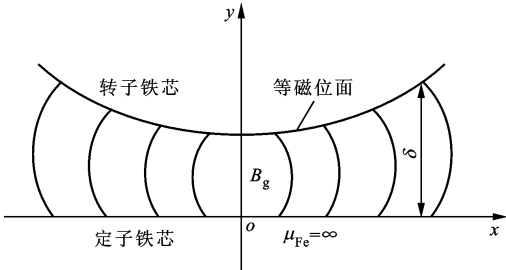


图 2 磁场正弦分布时气隙分布图

在二维直角坐标系中,利用拉普拉斯方程求解标量磁位方程得

$$\Omega = \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \cos m_k x + B_k \sin m_k x) (C_k \operatorname{sh} m_k y + D_k \operatorname{ch} m_k y) \tag{2}$$

式中: Ω 为磁位; A_k 、 B_k 、 C_k 、 D_k 、 m_k 为由边界条件确定的常数。

设 $\mu_{Fe} = \infty$,则边界条件为

$$y = 0 \text{ 时}, \Omega = 0 \quad (3)$$

$$y = \delta \text{ 时}, \Omega = \Omega_0 \quad (4)$$

设定子铁芯表面磁场为正弦分布,当 $y=0$ 时,可得

$$B_y = -B_g \cos \frac{\pi}{\tau} x \quad (5)$$

式中: B_y 为沿 y 轴方向的气隙磁密分量; τ 为转子极距。

将式(3)代入式(2),可得

$$\sum_{k=1}^{\infty} (A_k \cos m_k x + B_k \sin m_k x) D_k = 0 \quad (6)$$

根据式(6),可得 $D_k=0$ 。因此,式(2)变为

$$\Omega = \sum_{k=1}^{\infty} (A'_k \cos m_k x + B'_k \sin m_k x) \sin m_k y \quad (7)$$

式中: $A'_k = \frac{B_g}{\mu_0 m_k}$; $m_k = \frac{\pi}{\tau}$; $B'_k = 0$ 。

根据边界条件的第2式,即式(4),可得 $y=0$ 处的气隙磁密为

$$B_y = -B_g \cos \frac{\pi}{\tau} x \quad (8)$$

将式(8)代入式(7),可得

$$\Omega = \frac{B_g \tau}{\mu_0 \pi} \cos \frac{\pi}{\tau} x \sin \frac{\pi}{\tau} y \quad (9)$$

再利用式(4),可得转子铁芯表面 $y=\delta$ 处的磁位为

$$\Omega = \frac{B_g \tau}{\mu_0 \pi} \cos \frac{\pi}{\tau} x \sin \frac{\pi}{\tau} \delta \quad (10)$$

在转子铁芯中心位置 $x=0$ 时, $y=\delta_0$,可得

$$\Omega = \frac{B_g \tau}{\mu_0 \pi} \cos \frac{\pi}{\tau} x \sin \frac{\pi}{\tau} \delta_0 \quad (11)$$

将式(10)和式(11)相除,可得

$$\sin \frac{\pi}{\tau} \delta = \left(\sin \frac{\pi}{\tau} \delta_0 \right) \left(\cos \frac{\pi}{\tau} x \right)^{-1} \quad (12)$$

整理式(12),得出非均匀气隙长度表达式为

$$\delta = \frac{\tau}{\pi} \operatorname{arcsinh} \left[\left(\sin \frac{\pi}{\tau} \delta_0 \right) \left(\cos \frac{\pi}{\tau} x \right)^{-1} \right] \quad (13)$$

将式(13)代入式(1),可得

$$h = \left\{ \left[R_1 - \frac{\tau}{\pi} \operatorname{arcsinh} \left[\left(\sin \frac{\pi}{\tau} \delta_0 \right) \left(\cos \frac{\pi}{\tau} x \right)^{-1} \right] \right]^2 + \frac{2\tau R_2}{\pi} \operatorname{arcsinh} \left[\left(\sin \frac{\pi}{\tau} \delta_0 \right) \left(\cos \frac{\pi}{\tau} x \right)^{-1} \right] \cos \alpha - R_2^2 \right\}^{1/2} \quad (14)$$

将式(14)两边平方,进行整理可得

$$R_1^2 - R_2^2 =$$

$$h^2 - \frac{2\tau}{\pi} (1 + R_2 \cos \alpha) \operatorname{arcsinh} \left[\left(\sin \frac{\pi}{\tau} \delta_0 \right) \left(\cos \frac{\pi}{\tau} x \right)^{-1} \right] + \left[\frac{\tau}{\pi} \operatorname{arcsinh} \left[\left(\sin \frac{\pi}{\tau} \delta_0 \right) \left(\cos \frac{\pi}{\tau} x \right)^{-1} \right] \right]^2 \quad (15)$$

3 非均匀气隙对永磁同步电机输出特性的影响

3.1 非均匀气隙对电机齿槽转矩的影响

相对于均匀气隙的情况,非均匀气隙转子结构使气隙磁密发生了改变,必然影响齿槽转矩的大小。根据能量法建立永磁同步电机齿槽转矩的数学模型,计算出不同偏心距下的峰值齿槽转矩,对电机转子偏心距与齿槽转矩之间的关系进行分析如下。

电机齿槽转矩和磁场能量的计算公式分别为

$$T = -\frac{\partial E}{\partial \alpha} \quad (16)$$

$$E = \frac{1}{2\mu_0} \int_V B^2(\theta, \alpha) dV \quad (17)$$

式中: T 为齿槽转矩; E 为磁场能量; μ_0 为空气磁导率; V 为空间体积; B 为气隙磁密; θ 为气隙磁密与磁极中心线的夹角。

气隙磁密沿转子表面分布的数学模型为

$$B(\theta, \alpha) = B_r(\theta) \frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha)} \quad (18)$$

式中: B_r 为剩磁感应强度; $h_m(\theta)$ 为与磁极中心线夹角为 θ 处,永磁体磁化方向厚度; $\delta(\theta, \alpha)$ 为有效气隙大度沿圆周方向的分布函数。

将式(18)代入式(17),可得

$$E = \frac{1}{2\mu_0} \int_V B_r^2(\theta) \left[\frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha)} \right]^2 dV \quad (19)$$

将 $B_r^2(\theta)$ 和 $\frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha)}$ 进行傅里叶展开,可得

$$B_r^2(\theta) = B_{r,0} + \sum_{n=1}^{\infty} B_{r,n} \cos 2np\theta \quad (20)$$

$$\frac{h_m(\theta)}{h_m(\theta) + \delta(\theta, \alpha)} = G_0 + \sum_{n=1}^{\infty} G_n \cos n\alpha (\theta + \alpha) \quad (21)$$

将式(20)和式(21)代入式(19),再将式(19)代入式(16),即可得到电机齿槽转矩。

当永磁同步电机为均匀气隙时,式(16)变为

$$T(\alpha) = \frac{\pi z L_a}{4\mu_0} (R_1^2 - R_2^2) \sum_{n=1}^{\infty} n G_n B_{r,\frac{m}{2p}} \sin n\alpha \quad (22)$$

式中: L_a 为电机的轴向长度; $B_{r,\frac{m}{2p}}$ 为均匀气隙磁密的傅里叶分解系数, n 取使 $\frac{nz}{2p}$ 为整数的整数,其中 z 为电机槽数, p 为电机极对数。

当永磁同步电机为非均匀气隙时,式(16)变为

$$T(\alpha) = \frac{\pi L_a}{4\mu_0} (R_1^2 - R_2^2) \sum_{n=1}^{\infty} n G_n B_{r,n} \sin n\alpha \quad (23)$$

式中: $B_{r,n}$ 为非均匀气隙磁密的傅里叶分解系数。

将式(15)分别代入式(22)和式(23),可得

$$T(\alpha) = \frac{\pi L_a}{4\mu_0} \left\{ h^2 - \frac{2\tau}{\pi} (1 + R_2 \cos\alpha) \operatorname{arcsinh} \left[\left(\operatorname{sh} \frac{\tau}{\pi} \delta_0 \right) \cdot \left(\cos \frac{\tau}{\pi} x \right)^{-1} \right] + \left[\frac{\tau}{\pi} \operatorname{arcsinh} \left[\left(\operatorname{sh} \frac{\tau}{\pi} \delta_0 \right) \cdot \left(\cos \frac{\tau}{\pi} x \right)^{-1} \right] \right]^2 \right\} \sum_{n=1}^{\infty} n G_n B_{r,\frac{x}{2p}} \sin n\alpha \quad (24)$$

$$T(\alpha) = \frac{\pi L_a}{4\mu_0} \left\{ h^2 - \frac{2\tau}{\pi} (1 + R_2 \cos\alpha) \operatorname{arcsinh} \left[\left(\operatorname{sh} \frac{\tau}{\pi} \delta_0 \right) \cdot \left(\cos \frac{\tau}{\pi} x \right)^{-1} \right] + \left[\frac{\tau}{\pi} \operatorname{arcsinh} \left[\left(\operatorname{sh} \frac{\tau}{\pi} \delta_0 \right) \cdot \left(\cos \frac{\tau}{\pi} x \right)^{-1} \right] \right]^2 \right\} \sum_{n=1}^{\infty} n G_n B_{r,n} \sin n\alpha \quad (25)$$

利用有限元法分别计算了永磁同步电机为均匀和非均匀气隙时的齿槽转矩,如图 3 所示。当转子为均匀气隙时,电机齿槽转矩波动较大,峰值齿槽转矩为 $1.12 \text{ N} \cdot \text{m}$;当转子为非均匀气隙时,齿槽转矩波动相对较小,峰值齿槽转矩为 $0.5 \text{ N} \cdot \text{m}$,相比转子均匀气隙时电机峰值齿槽转矩削减了 62%,这是因为转子之间产生了不均匀气隙,削弱了电机气隙磁密中高次谐波含量。

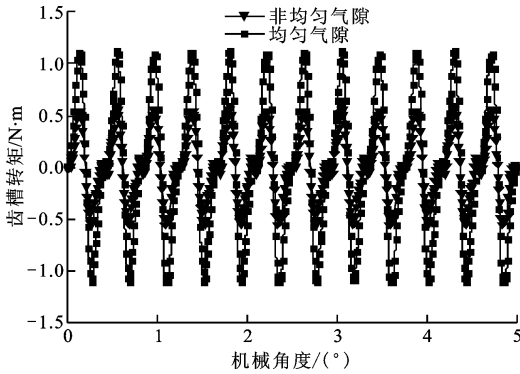


图 3 齿槽转矩对比分析结果

根据式(24)和(25),计算得出永磁同步电机峰值齿槽转矩随转子偏心距的变化规律,如图 4 所示,可以看出,随着转子偏心距的增大,齿槽转矩峰值并不是线性增长或降低,而是趋近于抛物线,并且具有最小值。

3.2 非均匀气隙对电机弱磁扩速倍数的影响

同步旋转坐标系是将永磁同步电机转子磁极产生磁场的 N 极中心线作为 d 轴,而超前 d 轴 90° 电角度的直线位置定义为 q 轴^[16]。在 d - q 坐标系下,坐标轴和磁链都是以转子同步角速度旋转,电机数

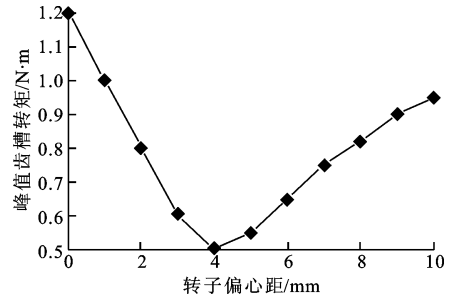


图 4 转子偏心距对峰值齿槽转矩的影响

学模型中电压、等效永磁体磁链等参数量将转化为非时变参数,所有电流量、电压量和磁链量均表示成空间矢量并分解成 d 、 q 轴分量。

电感是衡量线圈产生电磁感应能力的物理量,是单位电流所产生的磁链^[17]。内置切向-径向并联磁路非均匀气隙永磁同步电机电感 L 的计算表达式为

$$L = \frac{\phi_{PM}}{i} = N \frac{F_c}{R_M} / i = \frac{N^2}{R_M} \quad (26)$$

式中: ϕ_{PM} 为永磁同步电机磁链; i 为自感磁通所经过磁路的电流; N 为导体匝数; F_c 为永磁钢磁通势; R_M 为自感磁通所经过磁路的磁阻。

内置切向-径向并联磁路非均匀气隙永磁同步电机直轴电感 L_d 的计算表达式为

$$L_d = \frac{N^2}{2(R_r + R_z + R_q + R_s) + R_y} \quad (27)$$

式中: R_r 为径向永磁钢磁阻; R_z 为径向永磁钢到气隙之间的转子铁芯磁阻; R_q 为气隙磁阻; R_s 为定子磁阻; R_y 为定子轭磁阻。

内置切向-径向并联磁路非均匀气隙永磁同步电机交轴电感 L_q 的计算表达式为

$$L_q = \frac{N^2}{R_t + R_{z1} + R_q + R_s + R_y} \quad (28)$$

式中: R_t 为切向永磁钢磁阻; R_{z1} 为切向永磁钢到气隙之间的转子铁芯磁阻。

内置切向-径向并联磁路永磁同步电机是非对称磁路结构, d 轴磁链穿过径向永磁体、转子铁芯和空气隙, q 轴磁链穿过转子铁芯、空气隙和切向永磁钢。由于永磁体的磁阻很大,约等于气隙,所以转子偏心距越大, d 轴气隙越小,磁通所经过的磁路磁阻越小,所以根据公式(27)和(28),在保证定子绕组匝数不变的情况下,永磁同步电机交轴电感大于直轴电感。根据磁阻最小原理,磁路总是沿磁阻最小路径闭合,非均匀气隙转子相对于均匀气隙转子的最小长度缩短,即 d 轴磁路磁阻变小,直轴电感增大。

直轴交轴电感随转子偏心距的变化规律如图 5

所示,分析可知:随着偏心距的增大,直轴电感和交轴电感总体趋势上都呈上升状态;直轴电感的增长幅值大于交轴电感,这是因为影响直轴电感的主要因素在于每极永磁体中心线附近的磁导特性,在永磁同步电机转子偏心距的变化过程中,定转子之间的气隙长度随转子偏心距的增加而减小,磁阻大幅降低,因此直轴电感增长趋势明显;交轴磁路主要集中在两个相邻隔磁气隙的物理轴线上,转子偏心距的改变对交轴磁路影响较小。

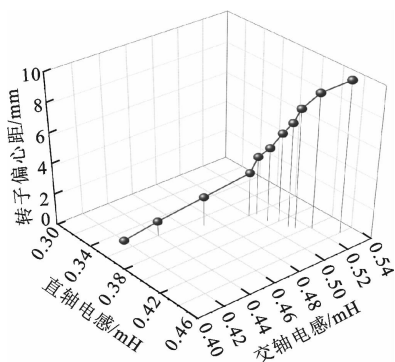


图5 交直轴电感随转子偏心距的变化规律

当永磁同步电机运行转速超过基速时,相电流以及相电压即将达到最大值,为保证限幅电压不超过控制器电压的极限值,需要对永磁同步电机进行弱磁控制^[18]。当电机转速达到 ω_0 时,电压幅值达到控制器电压极限值 $U_{\max}$,可以推导出

$$(\omega_0 L_d i_d + \omega_0 \phi_{PM})^2 + (\omega_0 L_q i_q)^2 = U_{\max}^2 \quad (29)$$

$$\omega_0 = \frac{U_{\max}}{\sqrt{(L_d i_d + \phi_{PM})^2 + (L_q i_q)^2}} \quad (30)$$

式中: i_d 为直轴磁路电流; i_q 为交轴磁路电流。

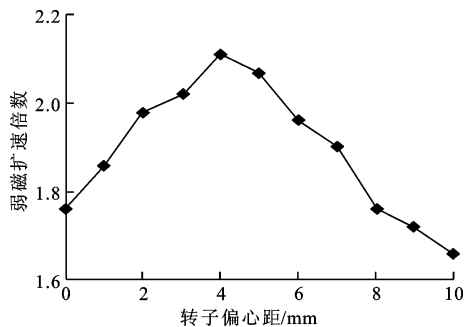


图6 转子偏心距与弱磁扩速倍数的关系

式(30)分母处于最小值时,电机输出最高转速为

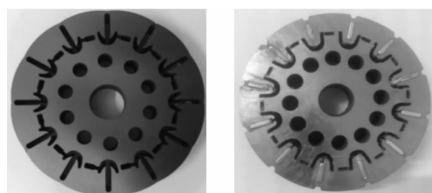
$$\omega_{\max} = \frac{U_{\max}}{|\phi_{PM} - L_d i_{\max}|} \quad (31)$$

永磁同步电机的最高转速与额定转速的比值为电机弱磁扩速倍数,是评价电机弱磁调速能力的重要指标^[19]。以内置切向-径向并联磁路非均匀气隙

永磁同步电机为研究对象,依次增加转子偏心距,利用有限元法计算电机最高转速,得到转子偏心距和弱磁扩速倍数的关系,可以看出:当转子偏心距为0时,转子为均匀气隙,弱磁扩速倍数为1.77;当转子偏心距为4 mm时,转子为非均匀气隙,弱磁扩速倍数为2.065,较均匀气隙提高了16.7%。

4 样机性能试验

为了验证以上分析的非均匀气隙对于切向-径向并联磁路永磁同步电机性能的影响,试制了2台额定参数相同的内置式切向-径向并联磁路永磁同步电机,它们分别采用均匀气隙转子和非均匀气隙转子,如图7所示。2台电机的定子铁芯和嵌线形式完全相同,不同之处在于转子偏心距分别为0和4 mm。



(a)均匀气隙转子 (b)非均匀气隙转子

图7 样机转子图

为了避免控制方法对试验结果产生影响,2台样机在低于基速运行时,均采用矢量控制,基速以上采用相同的弱磁控制。样机试验测试平台如图8所示。

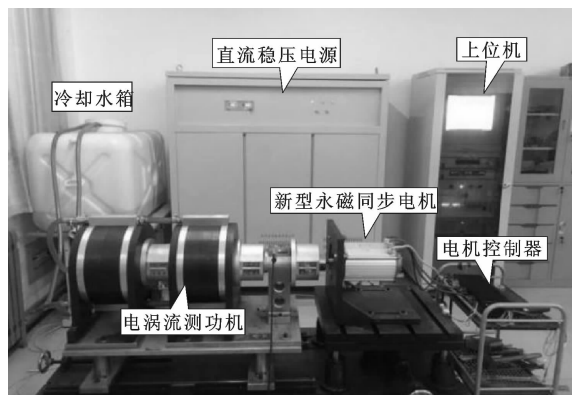


图8 样机测试试验平台

为加强试验精度,将所试制的2台样机在电涡流测功机上进行负载试验,随着电机转速的升高不断增加负载量,使得电机电流达到极限值,然后通过传感器检测并采集信号,最终在上位机显示永磁同步电机的转速-转矩特性曲线。图9为试验得出的电机转速-转矩特性曲线,可以看出:当永磁同步电机为非均匀气隙时,电机的最高转速有所提高,而额

定转速保持不变。所以,非均匀气隙增强了电机的弱磁扩速性能。

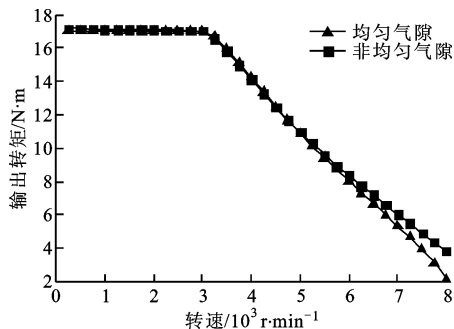
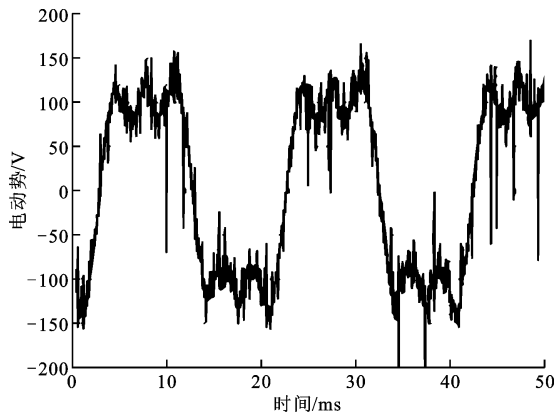
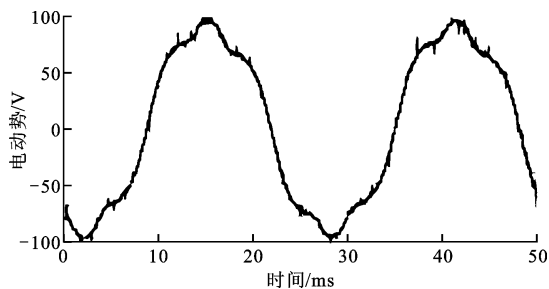


图 9 电机转速-转矩特性曲线

当均匀气隙和非均匀气隙的样机处于额定转速时,空载反电动势波形见图 10,可以明显看出:反电动势波形趋近于正弦规律变化,波形中毛刺较少,曲线更为平滑。这说明当转子偏心距为 4 mm 时,气隙磁密中的高次谐波含量较少,从而削弱了永磁同步电机齿槽转矩^[20-22],验证了理论分析的正确性。



(a) 均匀气隙永磁同步电机空载反电动势



(b) 非均匀气隙永磁同步电机空载反电动势

图 10 永磁同步电机空载时反电动势波形对比图

5 结 论

(1) 研制出了新型内置切向-径向并联磁路非均匀气隙永磁同步电机,该转子结构具有聚磁作用,弥补了空载反电动势波形的凹陷,降低了气隙中高次

谐波含量,削弱了齿槽转矩。

(2) 通过非均匀气隙正弦分布子域模型的建立,推导了转子偏心距与齿槽转矩之间的解析表达式,从而计算出当本文中内置切向-径向并联磁路永磁同步电机转子偏心距为 4 mm 时,齿槽转矩最小,弱磁扩速倍数最大。

(3) 样机试验表明:具有非均匀气隙结构的永磁同步电机不仅削弱了齿槽转矩,而且能够获取更大的弱磁扩速倍数,拓宽了电机恒功率运行的范围,更符合电动汽车低速恒扭矩、高速恒功率的驱动特性。

参考文献:

- [1] CHAN C C, ALAIN B, KEYU C. Electric hybrid and fuel-cell vehicles: architectures and modeling [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(2): 589-688.
- [2] CHAN C C. The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles [J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(4): 704-718.
- [3] ZHANG X, DU Q, MA C, et al. Nd-Fe-B permanent magnet generator and voltage stabilizing control technology for vehicles [J]. Advances in Mechanical Engineering, 2016, 8(9): 1-11.
- [4] CARRARO E, BIANCHI N. Design and comparison of interior permanent magnet synchronous motors with non-uniform airgap and conventional rotor for electric vehicle applications [J]. IET Electric Power Applications, 2014, 8(6): 240-249.
- [5] 陈浩, 刘向东, 赵静. 高带宽低速大转矩永磁同步电动机的优化设计 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(s1): 108-114.
- [6] CHEN Hao, LIU Xiangdong, ZHAO Jing. Design and optimization of a high-bandwidth low-speed high-torque permanent magnetic synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(s1): 108-114.
- [7] NAM H, HA K H, LEE J J, et al. A study on iron loss analysis method considering the harmonics of the flux density waveform using iron loss curves tested on Epstein samples [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2003, 39(3): 1472-1475.
- [8] HSIEH M F, HSU Y S. An investigation on influence of magnet arc shaping upon back electromotive force waveforms for design of permanent-magnet brushless motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(10): 3949-3951.
- [8] CHAITHONGSUK S, TAKORABET N, MEIBODY-

- TABAR F. On the use of pulse width modulation method for the elimination of flux density harmonics in the air-gap of surface PM motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(3): 1736-1739.
- [9] ZHENG P, ZHAO J, HAN J, et al. Optimization of the magnetic pole shape of a permanent-magnet synchronous motor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(6): 2531-2533.
- [10] 徐英雷, 李群湛, 王涛. 永磁同步电机空载气隙磁密波形优化 [J]. 西南交通大学学报, 2009, 44(4): 513-516.
- XU Yinglei, LI Qunzhan, WANG Tao. Optimal design of no-load airgap flux density of permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2009, 44(4): 513-516.
- [11] 杨玉波, 王秀和. 永磁体不对称放置削弱内置式永磁同步电机齿槽转矩 [J]. 电机与控制学报, 2010, 14(12): 58-62.
- YANG Yubo, WANG Xiuhe. The effect of permanent magnet asymmetry on the cogging torque of interior permanent magnet motor [J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(12): 58-62.
- [12] 刘长红, 杨平西. 定子斜槽同步发电机空载电压波形的数值计算 [J]. 上海交通大学学报, 2007, 41(11): 1891-1895.
- LIU Changhong, YANG Pingxi. The numerical calculation of voltage waveform of synchronous generator with skewed slots [J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2007, 41(11): 1891-1895.
- [13] 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(s2): 49-55.
- YANG Siyu, XIA Changliang, WANG Huimin, et al. Modeling and analyzing for surface mounted permanent magnet machine with segmented pole [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(s2): 49-55.
- [14] STATON D A, MILLER T J E, WOOD S E. Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor [J]. IEE Proceedings: B, 1993, 140(4): 249-259.
- [15] HONDA Y, NAKAMURA T, HIGAKI T, et al. Motor design considerations and test results of an interior permanent magnet synchronous motor for electric vehicles [C] // Proceedings of Industry Applications Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1997: 75-82.
- [16] SOONG W L, ERTUGRUL N. Field-weakening performance of interior permanent magnet motors [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(5): 1251-1258.
- [17] 冀溥, 王秀和, 王道涵, 等. 转子静态偏心的表面式永磁电机齿槽转矩研究 [J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(9): 188-191.
- JI Pu, WANG Xiuhe, WANG Daohan, et al. Study of cogging torque in surface-mounted permanent magnet motors [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(9): 188-191.
- [18] 程树康, 于艳君, 柴凤, 等. 内置式永磁同步电机电感参数的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 94-99.
- CHENG Shukang, YU Yanjun, CHAI Feng, et al. Analysis of the inductance of interior permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(18): 94-99.
- [19] 陈丽香, 张兆宇, 唐任远. 一种提高永磁牵引电机弱磁扩速能力的新结构 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 100-104.
- CHEN Lixiang, ZHANG Zhaoyu, TANG Renyuan. A new structure of permanent magnet traction motor for improving flux-weakening level [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(3): 100-104.
- [20] 符荣, 窦满峰. 电动汽车驱动用内置式永磁同步电机直交轴电感参数计算与实验研究 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(11): 30-37.
- FU Rong, DOU Manfeng. D-axis and Q-axis inductance calculation and experimental research on interior permanent magnet synchronous motors for EV [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(11): 30-37.
- [21] 罗宏浩, 廖自力. 永磁电机齿槽转矩的谐波分析与最小化设计 [J]. 电机与控制学报, 2010, 14(4): 36-40.
- LUO Honghao, LIAO Zili. Harmonic analysis and minimization of cogging torque in permanent magnet motors [J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(4): 36-40.
- [22] 黄守道, 刘婷, 欧阳红林, 等. 基于槽口偏移的永磁电机齿槽转矩削弱方法 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 99-106.
- HUANG Shoudao, LIU Ting, OUYANG Honglin, et al. A method for reducing cogging torque by slot-opening shift in permanent magnet motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(3): 99-106.

(编辑 陶晴)