

基于解耦算法轮毂电机偏心故障补偿控制研究

彭文龙^a,王子辉^b,何致远^b

(浙江科技学院 a. 机械与能源工程学院; b. 自动化与电气工程学院, 杭州 310023)

摘 要: 轻型电动车用外转子永磁同步电机的定转子气隙会随路面激励和载荷而产生形变偏心。偏心导致电机气隙磁感应强度改变,引起磁感应强度径向和切向的不均匀分布,以致加剧电机的转矩波动,影响车辆的舒适性和安全性。现提出一种外加独立补偿绕组方法,基于空间解耦理论,研究补偿电流通入补偿绕组所产生的电磁力与电磁转矩谐波的耦合关系,实现削弱电磁转矩谐波的目的。仿真结果和试验结果表明,此方法对偏心造成的转矩波动有一定抑制效果,对轮毂电机转矩波动抑制具有实际应用价值。

关键词: 静态偏心;转矩波动;转矩补偿;补偿绕组

中图分类号: TM921

文献标志码: A

文章编号: 1671-8798(2019)01-0015-08

Research on eccentric fault compensation control of hub motor based on decoupling algorithm

PENG Wenlong^a, WANG Zihui^b, HE Zhiyuan^b

(a. School of Mechanical and Energy Engineering; b. School of Automation and Electrical Engineering,
Zhejiang University of Science and Technology, Hangzhou 310023, Zhejiang, China)

Abstract: The air gap between stator and rotor of the external rotor permanent magnet synchronous motor for a light electric vehicle tends to generate deformation eccentricity in case of road excitation and loading. Eccentricity leads to changes of the magnetic induction intensity in the air gap of the motor, resulting in uneven distribution of the magnetic induction intensity in the radial and tangential directions, which exacerbates torque fluctuation of the motor and affects comfort and safety of the vehicle. Based on the spatial decoupling theory, a method of external independent compensation winding was proposed to study the coupling relationship between the electromagnetic force and the electromagnetic torque harmonics generated by compensating the current passing through the compensation winding, for the sake of weakening electromagnetic torque harmonics. The simulation results and experimental results show that the proposed method can suppress the torque ripple caused by eccentricity, providing practical application value for torque ripple suppression of the hub motor.

收稿日期: 2018-09-07

基金项目: 浙江省自然科学基金项目(LQ17E070002)

通信作者: 何致远(1961—),男,浙江省杭州人,教授,硕士,主要从事电气自动化研究。E-mail:hezhiyuan@zust.edu.cn。

Keywords: static eccentricity; torque fluctuation; torque compensation; compensation winding

永磁同步电机具备综合效率高及动态响应快等优点,随着电动汽车技术的不断发展,永磁同步电机逐渐成为其驱动系统的主流电机。电动汽车常见的驱动方式分为集中式和轮毂式两种,轮毂式主要特点就是将驱动电机和制动装置整合在轮毂内。采用轮毂电机驱动方式的汽车具有结构简单、车内空间利用率高、操控更灵活和行驶稳定等优点^[1],在低速电动轮式车辆中得到广泛应用。轮毂电机与车轮属刚性连接,当车辆重载或遇路面不平整,定转子发生偏心,气隙磁场密度分布发生变化,造成电磁转矩波动^[2],导致车辆安全性和操控性下降。因而,抑制因偏心所致的轮毂电机转矩波动对提高车辆行驶的安全性与舒适性具有积极意义。

目前,关于偏心对永磁同步电机性能的影响问题已有相关研究。例如,左曙光等^[3-4]分别基于二维周向静态模型和 1/2 车辆垂向振动模型,分析对比了静态偏心前后电磁力波的来源、空间阶次和频率等特征,表明结构偏心是引起电磁力波动的主要因素之一,路面和电磁力耦合激励下的定转子偏心会被加强,其中径向和轴向偏心程度与电磁力谐波阶次无关,但与低阶次的谐波幅值呈线性关系。李明等^[5]基于有限元方法的偏心转矩性能研究表明,极槽数互质的电机偏心后反电动势畸变明显,转矩峰值下降,对极槽数非互质的电机反电动势和转矩则无影响。仇志坚等^[6]基于矢量磁位推导,表明偏心率与气隙磁通密度畸变程度成正相关,靠近气隙最小点处的磁场密度增加明显。魏超等^[7]基于死区时间、关断导通时间以及导通压降分析逆变器的非线性特征,认为逆变器的非线性因素直接影响了电机控制的精度和电机性能,对电机低速运行的影响尤为明显。

对于转矩补偿问题,大多采用优化电机控制方法。郑博元等^[8-10]基于谐波电流注入法,在 dq 坐标系下向 q 轴注入谐波电流,试验证明这对转矩波动抑制有明显改善。武四辈^[11]基于电压转矩双闭环控制,通过施加一定的电压补偿谐波分量,可有效抑制电磁转矩波动。姜茹等^[12]基于矢量控制,提出了补偿相位滞后的 PWM 基波电压的控制方法,可有效提高系统动态响应速度,并降低转矩波动。张荣健^[13]在基波电流基础上,通过加入幅值不同的电流谐波,验证了 5 次和 7 次谐波幅值和相角的改变不会对平均转矩造成影响,但是对转矩波动有一定的影响。Shakouhi 等^[14]基于在线反电动势估计方法,可在一定程度上削弱转矩波动。上述转矩补偿方法对电机未发生偏心时的转矩波动补偿效果较明显,但在电机偏心状态下,采用主绕组注入补偿电流的控制方式,不利于信噪分离和减小耦合效应,影响电机控制整体效果。因此,本文基于电磁转矩的谐波特征,运用快速傅立叶法,提出一种基于独立补偿绕组的解耦电流注入法,通过调整注入电流的频率、幅值和相位,实现电机偏心工况下电磁转矩波动的快速抑制。

1 轮毂永磁同步电机偏心状态下的电磁转矩描述

轮毂永磁同步电机的定子轴线和转子轴线未完全重合称为偏心,按定子转子间最小气隙变化形式不同,又分为静态偏心和动态偏心。静态偏心的最小气隙位置不变,转子轴线与转轴中心重合,如图 1(a)所示。动态偏心是转子轴线与转轴中心不重合,其最小气隙位置随转子位置变化而改变,如图 1(b)所示。

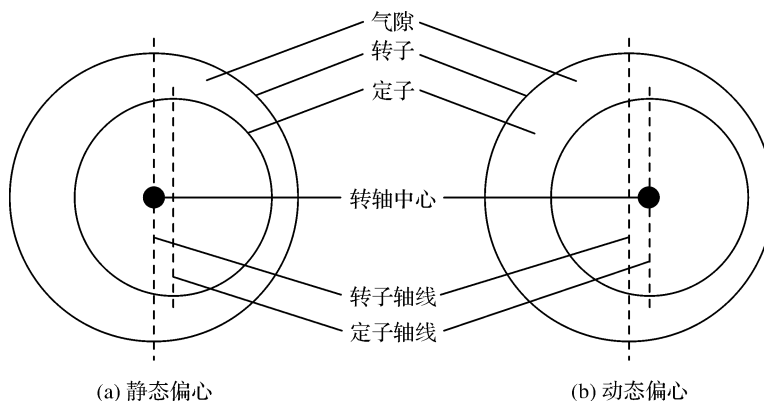


图 1 偏心示意

Fig. 1 Eccentric diagram

定子转子静态偏心主要影响沿圆周方向上的气隙距离,如图2所示,偏心状态下的气隙距离和偏心距离关系如下:

$$\delta(\theta) = \delta - e\delta \cos\theta. \quad (1)$$

式(1)中: δ 为有效气隙长度(未发生偏心时的气隙长度); $e = \frac{h}{\delta}$ 为转子偏心率,将 $\theta=0$ 处设为偏心状态下的最小有效气隙, h 为偏心距离。

若轮毂永磁电机中的永磁体磁导率与空气磁导率相同,忽略齿槽影响,则偏心状态下磁感应强度的径向分量^[15-16]可以表示为:

$$B_\delta(\theta) = B_r \frac{h_m}{h_m + \delta(\theta)}. \quad (2)$$

式(2)中: h_m 为永磁体充磁方向厚度; B_r 为永磁体剩余磁感应强度。

若轮毂永磁同步电机在电流闭环矢量控制条件下,忽略交直轴磁路的不对称性和弱磁因素,则电磁转矩计算方法如下:

$$T_\delta(t) = \frac{3pN}{2} I_q \Phi_d = \frac{3pN}{2} I_q B_\delta(\theta) S. \quad (3)$$

式(3)中: N 为电枢绕组总导体数; I_q 为 q 轴电流; Φ_d 为 d 轴气隙磁通; p 为极对数; S 为磁极所对面积; $\theta=0$ 为气隙最小处,将电机以转速 ω 旋转 t 时刻后所处的位置角定义为 $\theta = \omega t$ 。将式(2)运用傅立叶展开代入式(3)得:

$$T_\delta(t) = \frac{3pN}{2} I_q S \sum_{i=1}^{2p} \int_{(i-1)\frac{\pi}{p} - \frac{\alpha_p \pi}{2p}}^{(i-1)\frac{\pi}{p} + \frac{\alpha_p \pi}{2p}} (B_{r0} + \sum_{n=1}^{\infty} B_{rn} \cos n\theta) d\theta = \frac{3pN}{2} I_q S \sum_{i=1}^{2p} \int_{(i-1)\frac{\pi}{p} - \frac{\alpha_p \pi}{2p}}^{(i-1)\frac{\pi}{p} + \frac{\alpha_p \pi}{2p}} (B_{r0} + \sum_{n=1}^{\infty} B_{rn} \cos n\omega t) d\omega t. \quad (4)$$

式(4)中: α_p 为极弧系数; B_{r0} 和 B_{rn} 为系数。该式表明,电磁转矩为每对极在同一时刻的转矩之和,电机偏心后气隙磁感应强度分布发生变化,并呈非均匀分布,导致电磁转矩波动。

利用Flux软件平台,考虑51槽46极永磁同步电机发生垂向偏心,分析其在0和0.4两种偏心率工况下的径向气隙磁感应强度,分别见图3(a)和(b),图中 $\frac{\pi}{2}$ 和 $\frac{3\pi}{2}$ 为垂向方向。由图3(a)可知,在未发生偏心时,气隙径向磁感应强度大小接近。由图3(b)可知,气隙磁感应强度相比未偏心时发生明显变化,机械角度在 $[0, \pi)$ 范围内磁感应强度减弱,在 $[\pi, 2\pi)$ 内磁感应强度增加,在偏心距最大的 $\frac{\pi}{2}$ 处和偏心距最小的 $\frac{3\pi}{2}$ 处,可以看到磁感应强度的改变最大。随着偏心率增加,气隙越小处的磁感应强度越大;反之则磁感应强度越小,与偏心方向垂直处的气隙磁感应强度变化较小。

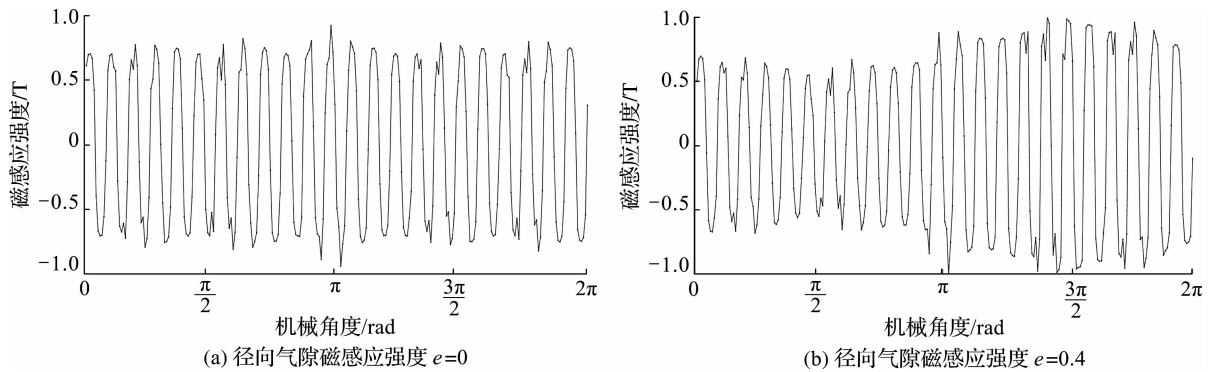


图3 径向气隙磁场强度变化曲线

Fig. 3 Magnetic field intensity curve of radial air gap

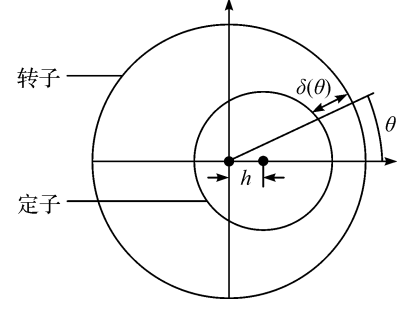
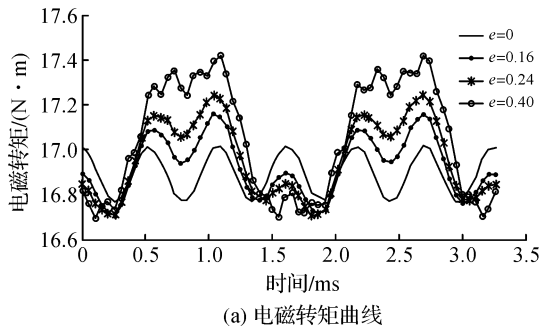


图2 静态偏心几何模型

Fig. 2 Static eccentric geometric model

图 4 给出了上述两种偏心率下气隙磁感应强度谐波分析,从中可以看出,偏心导致气隙径向磁感应强度谐波分量的变化,对低次谐波分量影响较小,对高于 3 次的谐波分量影响则较大。图 5 描述了在 0、0.16、0.24 和 0.40 四种偏心率工况下的电磁转矩曲线及相应的 FFT(fast fourier transformation,快速傅立叶变换)谐波分析。由图 5(a)可知,在电机垂向静态偏心的额定工况下,随着偏心率的增加,电磁转矩的峰峰值变大,转矩波动加大。通过图 5(b)可以看出在前 7 次谐波分量中,低阶偶次谐波的变化较明显,2 次和 6 次占到了前 7 次谐波总量的 70% 以上,其中 2 次谐波的变化最为显著,因而,抑制电磁转矩中的 2 次谐波可明显改善垂向偏心工况下的电磁转矩波动。



(a) 电磁转矩曲线

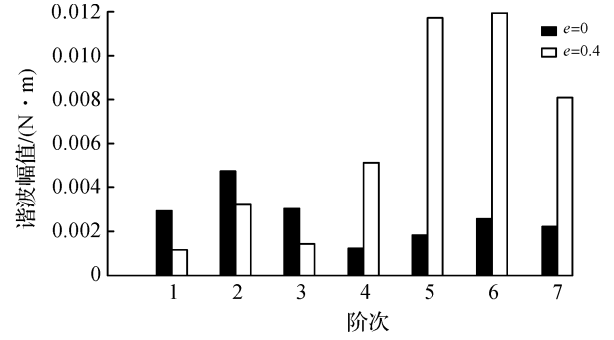
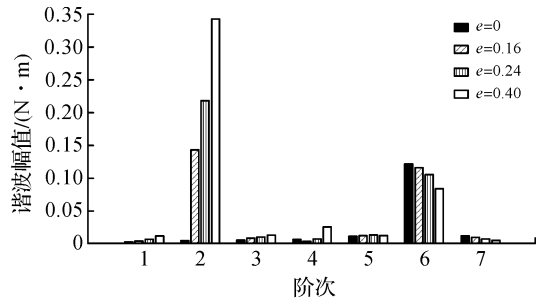


图 4 径向气隙磁感应强度 FFT 对比

Fig. 4 FFT contrast diagram of magnetic induction intensity of radial air gap



(b) 电磁转矩 FFT 谐波对比

图 5 不同偏心率下电磁转矩曲线及 FFT 谐波对比

Fig. 5 Comparison of electromagnetic torque curve and FFT harmonic under different eccentric rates

2 基于补偿绕组的解耦电流注入转矩补偿

2.1 解耦原理

基于补偿绕组解耦算法实质上是在定子独立的补偿绕组中通入一个特定的补偿电流,使得电流产生的转矩可以补偿电磁转矩中的谐波成分。解耦方法如图 6 所示,图中 C_p 和 C_n 为一组补偿绕组,以补偿绕组的中轴线为 q' 轴,超前 90° 为 d' 轴,建立 $d'q'$ 坐标系。其中 $I_{q'}$ 为补偿电流, ψ 为永磁体产生的磁链,在 d' 轴的分量为 $\psi_{d'}$, θ 为转子初始相位角。

取补偿电流 $I_{q'} = I_m \cos(n\omega t + \alpha_n)$, 在 $d'q'$ 坐标系下,每组补偿绕组在每对极下产生的电磁转矩为:

$$\begin{aligned} T_{\text{comp}} &= KI_{q'}\psi_{d'} = K\psi I_m \cos(n\omega t + \alpha_n) \sin(\theta - \omega t) = \\ &= -\frac{1}{2}K' \left\{ \sin[(n+1)\omega t + \alpha_n - \theta] - \sin[(n-1)\omega t + \alpha_n + \theta] \right\} = \\ &= -\frac{1}{2}K' \left\{ \cos\left[(n+1)\omega t + \alpha_n - \theta - \frac{\pi}{2}\right] + \cos\left[(n-1)\omega t + \alpha_n + \theta + \frac{\pi}{2}\right] \right\} = \\ &= T_{\text{comp}_1} + T_{\text{comp}_2} \end{aligned} \quad (5)$$

由式(5)可得, T_{comp_1} 可以补偿 $n+1$ 次谐波, T_{comp_2} 可以补偿 $n-1$ 次谐波。若电磁转矩的 $n+1$ 次谐波为 $T_n = A_n \cos[(n+1)\omega t + \varphi_n]$, 将 T_n 与式(5)第一项联立,可求解补偿电流的频率、相位与幅值。

2.2 控制系统与策略

控制系统与控制策略如图 7 所示。由上述分析可知,为有效抑制偏心工况下的电磁转矩波动,补偿

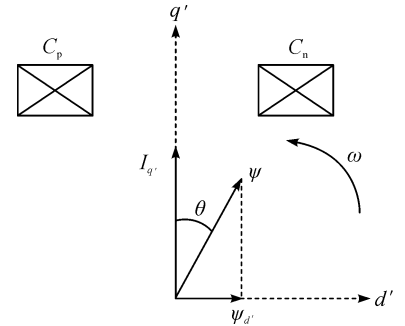


图 6 补偿绕组解耦电流注入示意

Fig. 6 Schematic diagram of decoupling current injection in compensation winding

n 次谐波需在补偿绕组注入相应的 $n-1$ 次谐波电流。通过提取并分析电磁转矩所含谐波特征量,计算获取补偿电流的频率、幅值和相位。在电机旋转一周内等时间间隔采样瞬时三相反电动势 e 、电流 i 、转速 n ,计算每次采样时刻的瞬时电磁转矩,并进行快速傅立叶分析,可获得电磁转矩中各阶次谐波的幅值、频率和相位等参数。根据式(5)确定削弱某次谐波的补偿电流的特征量,使补偿电流通入补偿绕组后相应次谐波分量被抑制。在偏心率波动工况下,FFT 分析结果会出现阶跃变化,导致电流发生

器输出的补偿电流无法平滑变化,因此应引入一阶低通滤波器以实现电流平滑变化。

2.3 仿真结果分析

运用 Flux 平台对带有补偿绕组且偏心的 51 槽 46 极轮毂永磁同步电机建模,如图 8 所示,并在 Simulink 中调用模型开展联合仿真研究。仿真中,轮毂电机气隙长度为 2.5 mm,转子外径为 111 mm,转子内径为 103 mm,定子直径为 98 mm,23 对极 51 槽,偏心率为 0.4,额定功率为 1.5 kW,转速为 900 r/min,步长为 $45.3 \mu\text{s}$ 。

对电磁转矩实施 FFT,由式(5)分别计算获得 2 次、6 次谐波相应的补偿电流幅值、频率、相位。依次施加单独补偿 2 次、6 次,以及 2 次与 6 次谐波同时施加补偿,获得补偿后的电磁转矩曲线(图 9),补偿电流均在 5.7 ms 后加入补偿绕组。为了便于对比,将补偿波形向下平移 1 个单位。图 9(a)表明,单独补偿 2 次谐波时,电磁转矩的峰峰值明显减小,且低频振动的幅度被抑制;图 9(b)表明,单独补偿 6 次谐波时,电磁转矩的峰峰值变化不大,但转矩变化更趋平滑,电磁转矩补偿后更加接近正弦波;图 9(c)表明,同时施加 2 次谐波和 6 次谐波补偿时,与单独补偿 2 次谐

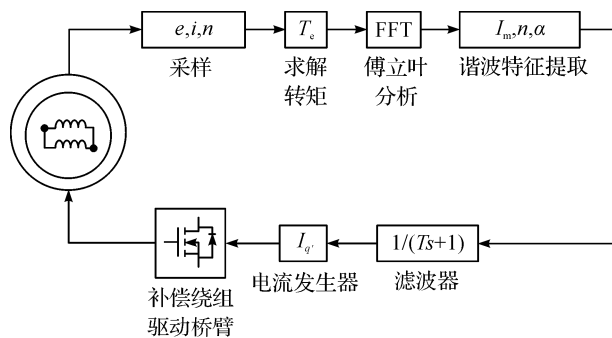


图 7 控制系统与控制策略示意

Fig. 7 Schematic diagram of control system and control strategy

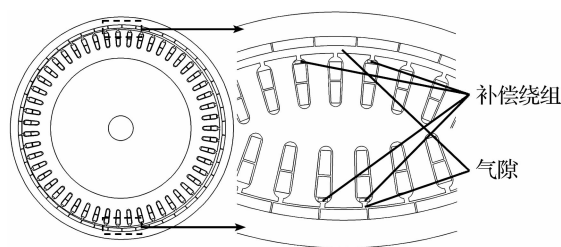


图 8 偏心轮毂电机模型

Fig. 8 Eccentric hub motor model

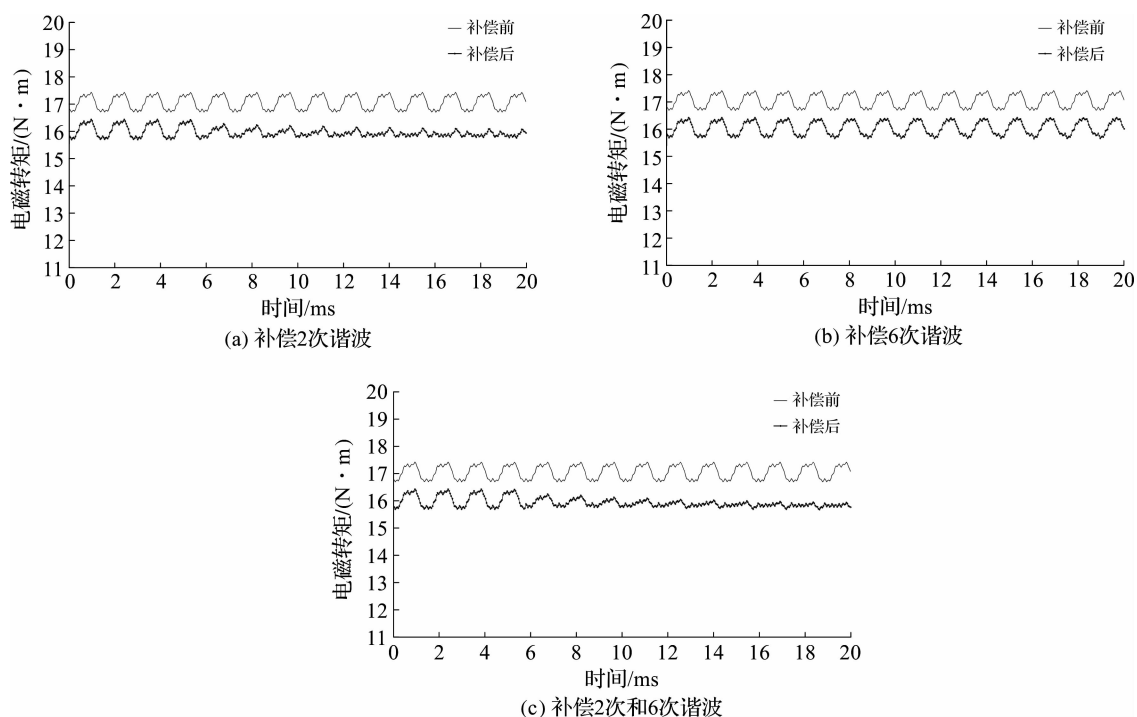


图 9 电磁转矩补偿前后波形

Fig. 9 Waveforms before and after electromagnetic torque compensation

波相比,电磁转矩曲线的尖峰幅度更小,与单独补偿 6 次谐波相比,电磁转矩曲线的峰峰值明显减小。此外,与未补偿前的电磁转矩曲线相比,施加 2 次和 6 次谐波转矩补偿后,对偏心所导致的转矩波动的抑制效果显著。

图 10 给出了补偿 2 次和 6 次谐波,以及 2 次和 6 次谐波同时补偿前后的电磁转矩幅值对比。图 10(a)表明,单独补偿 2 次谐波时,2 次谐波幅值由 $0.3432 \text{ N} \cdot \text{m}$ 减小至 $0.0537 \text{ N} \cdot \text{m}$,降低 85.353 1%;图 10(b)表明,单独补偿 6 次谐波时,6 次谐波幅值由 $0.0839 \text{ N} \cdot \text{m}$ 降至 $0.0506 \text{ N} \cdot \text{m}$,降低 39.618 1%;图 10(c)表明,同时施加 2 次谐波和 6 次谐波补偿时,2 次谐波由 $0.3432 \text{ N} \cdot \text{m}$ 降至 $0.0318 \text{ N} \cdot \text{m}$,6 次谐波幅值由 0.0839 降至 $0.0367 \text{ N} \cdot \text{m}$,各自分别降低 90.734 3% 和 56.205 2%。

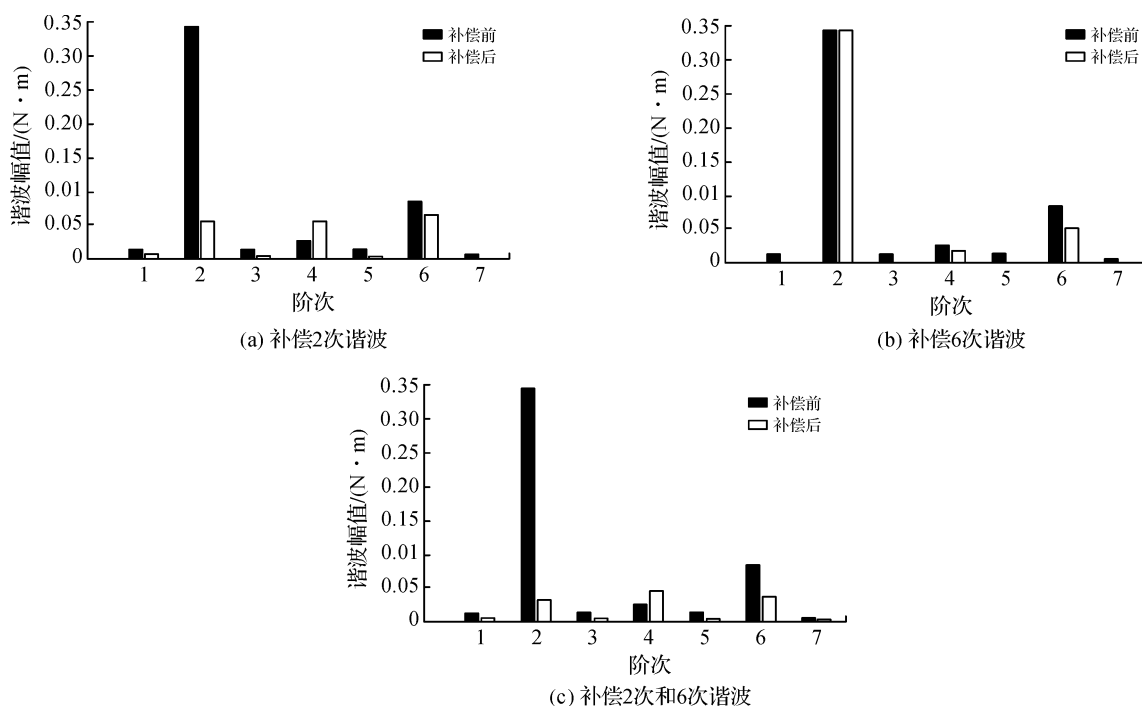


图 10 电磁转矩补偿前后谐波幅值对比

Fig. 10 Comparison of harmonic amplitude before and after electromagnetic torque compensation

需要指出的是,基于独立补偿绕组的解耦电流注入方法通过补偿响应阶次谐波,相应次电流谐波幅值明显削弱,电磁转矩的波动有效降低,但也应考虑:1)补偿绕组注入补偿电流后会对补偿绕组所在处的气隙磁感应强度产生二次影响,造成其余分量的谐波有一定变化,因此补偿电流不宜过大或过小,过大对原气隙磁感应强度影响较大,可能加剧转矩的波动,过小则补偿效果有限。2)注入 n 次补偿电流后,除削弱 $n+1$ 次谐波外,还会引入 $n-1$ 次谐波,此 $n-1$ 次谐波与电磁转矩中原有 $n-1$ 次谐波的关系存在随机性。

2.4 试验结果分析

试验平台结构如图 11 所示,主要由测功机、电机性能分析仪、数字式电参数测量仪、交流电源、永磁轮毂电机及电机控制器等组成,图中 T_n 为实际谐波转矩, T_n^* 为目标谐波转矩。测功机为电机提供负载扭矩并检测输出转矩,转矩信号经由电机性能分析仪读取后做 FFT 分析,求取 T_n 特征量,电参数测量仪检测定子电流基频,控制器由 T_n 特征量和电流基频求取补偿电流特征量,通过交流电源将此补偿电流通入补偿绕组,以实现削弱电磁转矩目的。使用偏心轴承对轮毂电机施加偏心,考虑到上述分析中偏心后转矩谐波中 2 次谐波含量最大,在试验中只针对 2 次谐波实施补偿。

试验所用轮毂电机气隙长度为 1.4 mm ,额定功率为 1.5 kW ,偏心率为 0.38 ,额定转速为 800 r/min ,23 对极 51 槽,绕组电阻为 0.2333Ω ,绕组电感为 $36.58 \mu\text{H}$ 。

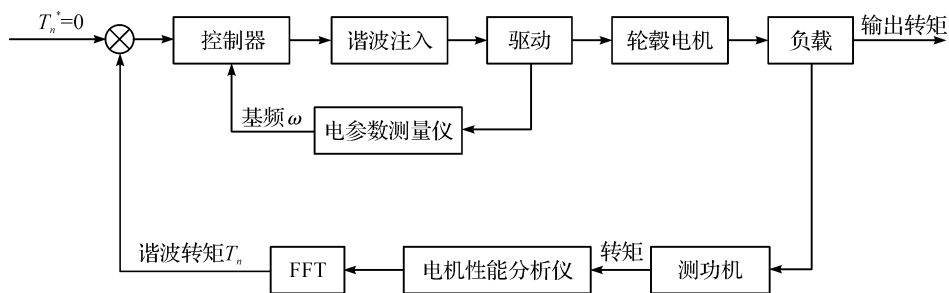


图 11 试验结构框图

Fig. 11 Block diagram of experimental structure

在相同负载状况下,当电机转速为 200、300 r/min 时,分别向补偿绕组施加 1.5 V、83.33 Hz 及 1 V、111.11 Hz 的正弦电压,以补偿转矩中的 2 次谐波,补偿前后转矩波形以及 FFT 对比分析如图 12 所示。

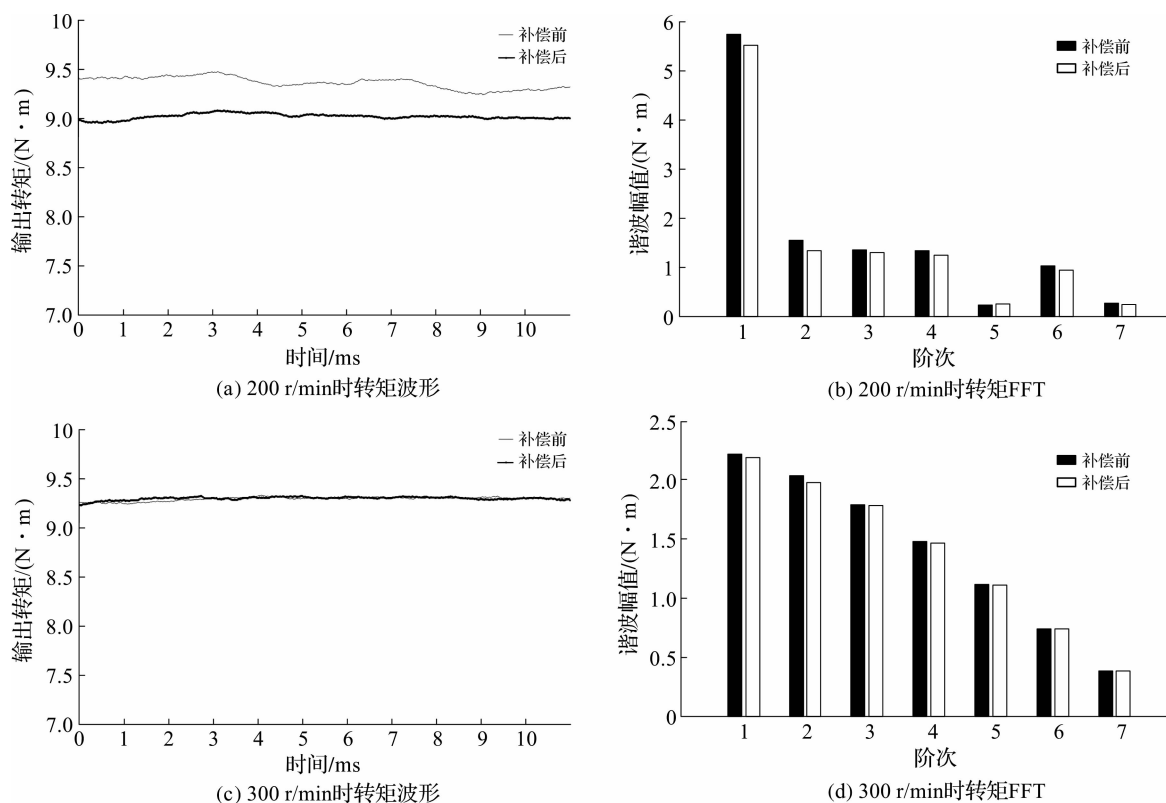


图 12 试验补偿前后转矩波形与谐波幅值对比

Fig. 12 Comparison of torque waveform and harmonic amplitude before and after test compensation

图 12(a)描述了当电机转速为 200 r/min 时,补偿 2 次谐波前后的输出转矩波形对比,从中可以看出补偿后电磁转矩波动明显减小。由图 12(b)给出了相应电磁转矩的 FFT 对比,从中可以看出施加补偿后,2 次谐波由原来的 1.561 N·m 削弱至 1.343 N·m,2 次谐波的幅值减小了 13.96%。图 12(c)描述了当电机转速为 300 r/min 时,补偿 2 次谐波前后的输出转矩波形对比,从中可以看出转矩波形虽变化不明显,但从由图 12(d)所给出的电磁转矩 FFT 对比可以看出,加入补偿后 2 次谐波由原来的 2.031 N·m 削弱至 1.975 N·m,2 次谐波幅值减小了 2.7%。这验证了补偿方法的有效性。

需要指出的是,试验中通过测功机的扭矩传感器测量转矩,由于转动惯量对电磁转矩的谐波有一定滤波效果,使扭矩传感器所测的反馈数据略有偏差,在一定程度上导致计算补偿电流特征量的误差。试验中受条件制约,转子位置无法直接获取,对何时通入补偿电流无法准确控制,上述因素会对补偿效果构成一定影响。此外,试验中除轮毂电机的偏心工况外,还应考虑轮毂电机齿槽转矩、定子谐波电流等对电磁转矩的影响等。

3 结 语

本文提出了一种基于解耦算法轮毂电机偏心故障补偿控制方法,研究了外转子轮毂电机静态偏心状态下的气隙磁感应强度与转矩特征。研究表明,静态偏心结构对电机的主要影响表现为低阶偶次谐波变化明显,转矩脉动增加,其振幅变化量与偏心率呈正相关。理论分析、仿真研究和试验结果表明,通过获取电磁转矩各阶次谐波特征量,有针对性地在独立补偿绕组中施加特定频率、幅值和相位的补偿电流,降低转矩中低频谐波分量幅值,可以实现抑制电磁转矩波动,提高电机运行的平顺性。转矩波动的抑制效果与多个因素有关,例如补偿绕组两端电压、转动惯量、转矩数据获取精度等,依据本文的解耦理论分析,此方法的实际效果依然具有提升空间。

参考文献:

- [1] 孙悦超. 电动汽车驱动方式及未来发展[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(11): 98.
- [2] SHAKOUHI S M, AFJEI E, MOHAMADIAN M. Rotor eccentricity fault compensation by voltage control of brushless DC motor[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(9): 2365.
- [3] 左曙光, 张国辉, 吴旭东, 等. 倾斜偏心下轮毂永磁同步电机电磁力分析[J]. 浙江大学学报(工学版), 2015, 49(5): 901.
- [4] 李庆. 轮毂电机电动车机电磁固耦合垂向振动特性研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
- [5] 李明, 王巍. 转子静态偏心对电动汽车永磁同步电机转矩波动的影响[J]. 微电机, 2016, 49(4): 32.
- [6] 仇志坚, 李琛, 周晓燕, 等. 表贴式永磁电机转子偏心空载气隙磁场解析[J]. 电工技术学报, 2013, 28(3): 114.
- [7] 魏超, 李红梅, 张恒果. 逆变器非线性补偿技术研究综述[J]. 微特电机, 2016, 44(9): 102.
- [8] 郑博元, 张荣建, 胡建辉, 等. 基于 PI 的永磁同步电机转矩脉动抑制研究[J]. 微电机, 2016, 49(7): 32, 67.
- [9] 赵品志, 杨贵杰, 李勇. 三次谐波注入式五相永磁同步电机转矩密度优化[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 71.
- [10] 廖勇, 甄帅, 刘刃, 等. 用谐波注入抑制永磁同步电机转矩脉动[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 119.
- [11] 武四辈. 一种永磁同步电机气隙谐波转矩补偿方法[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(9): 66.
- [12] 姜茹, 邢彦斌, 张健. 高速永磁同步电机 PWM 输出电压补偿控制方法研究[J]. 微电机, 2013, 46(11): 67.
- [13] 张荣建. 基于谐波电流注入法的永磁同步电机转矩脉动抑制策略[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.
- [14] SHAKOUHI S M, MOHAMADIAN M, AFJEI S E. Control of BLDC motor in presence of static rotor eccentricity [C]//International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion Joint Conference. Istanbul: IEEE, 2011: 43.
- [15] 张冉. 表面式永磁电机电磁激振力波及其抑制措施研究[D]. 济南: 山东大学, 2011.
- [16] 王秀和. 永磁电机[M]. 北京: 中国电力出版社, 2011: 103.