

【引用格式】柳超, 王善铭, 洪剑锋. 双三相永磁电机电磁振动分析[J]. 数字海洋与水下攻防, 2025, 8(1): 36-46.

# 双三相永磁电机电磁振动分析

柳超, 王善铭\*, 洪剑锋  
(清华大学 电机系, 北京 100084)

**摘要** 多相永磁电机因其具有高效, 高功率密度, 体积小等优点, 以及可实现低压大功率驱动的特点而广泛应用于舰船电力推进等高性能和高可靠性的推进系统中。对双三相永磁电机的电磁特性及控制方案开展研究, 分析了双三相永磁同步电机的磁场、电流、电磁力以及电磁转矩仿真结果及 PWM 谐波电流作用下的电磁力、振动性能, 并在一台 100 kW 双三相电机上进行实验, 研究结果表明, 双三相永磁电机的性能均优于三相永磁同步电机。基于电机有限元降阶模型, 探究了参数对电机控制性能影响。为双三相永磁推进电机的静音设计和性能优化提供了重要参考。

**关键词** 双三相永磁电机; 径向电磁力; PWM 谐波

中图分类号 TU313 文献标识码 A 文章编号 2096-5753(2025)01-0036-11

DOI 10.19838/j.issn.2096-5753.2025.01.005

## Electromagnetic Vibration Analysis of Dual Three-phase Permanent Magnet Motor

LIU Chao, WANG Shanming\*, HONG Jianfeng  
(Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract** Multiphase permanent magnet motors are widely used in high-performance and high-reliability propulsion systems, such as naval electric propulsion, because of their advantages of high efficiency, high power density and small size, as well as the ability to realize low-voltage high-power drive. In this paper, the electromagnetic characteristics and control scheme of dual three-phase permanent magnet motor are studied, the simulation results of the magnetic field, current, electromagnetic force and electromagnetic torque of the dual three-phase permanent magnet synchronous motor, as well as the electromagnetic force and vibration performance results under the action of PWM harmonic current are analyzed. Experiments on a 100 kW dual three-phase motor are conducted. The results of the study show that the performance of dual three-phase permanent magnet motor is superior to that of three-phase permanent magnet synchronous motor. An accurate, reliable and fast finite element downscaling model of the motor is established. Based on the model, the influence of parameters on motor control performance is explored. This study provides an important reference for the design and optimization of dual three-phase permanent magnet synchronization motors.

**Key words** dual three-phase permanent magnet motor; radial electromagnetic force; PWM harmonic

收稿日期: 2024-12-01

作者简介: 柳超 (1996-), 男, 硕士生, 主要从事电机-变频器系统电磁振动研究。

\*通信作者: 王善铭 (1972-), 男, 博士, 研究员, 主要从事特种电机系统电磁、振动噪声研究。

基金项目: 国家自然科学基金 “永磁电机-电力电子装置系统电磁振动与减振技术研究” (51677103)。

## 0 引言

降低永磁推进电机的电磁振动既能提高我军装备的隐身性能, 增强我军战斗力, 同时降低敌军声纳等装备的探测距离, 削减敌军战力。因此研究多相永磁推进电机的电磁振动有利于提高海军战斗力和生命力, 对增强国防实力具有重要意义<sup>[1]</sup>。

电磁振动噪声的产生过程是: 气隙磁场作用于定子铁芯产生波动的电磁力, 电磁力作用于电机结构使其发生形变和位移, 如此往复的形变和位移即产生振动, 机壳带动周围空气不断压缩和膨胀产生声波, 从而形成噪声。20 世纪初, FRITZE 首先提出电机电磁噪声主要是由定、转子之间的径向电磁力产生<sup>[2]</sup>, 对于电机振动噪声的研究从此起步。国内的研究从时间上落后于国外, 但奋起直追, 也取得了较为丰硕的理论成果。1987 年, 陈永校等人的著作<sup>[3]</sup>从气隙磁场、电磁力、机械振动和噪声辐射等问题入手, 分别对感应电机、直流电机和电励磁同步机进行了理论分析, 其中将电机的气隙磁场简化为一维, 计算电磁力时使用磁势乘磁导法。在计算电机振动问题时, 将电机定子结构等效成双环结构。在研究噪声问题时, 将电机辐射声波等效为柱面波。随着永磁同步电机的广泛应用, 学界兴起了对永磁同步电机电磁振动噪声的研究, 主要从电磁力波的计算与建模、电机振动结构分析、声场辐射理论等方面展开了广泛的研究。

诸自强教授于 1993 年对永磁直流无刷电机 (BLDC) 进行了推导, 分别对仅永磁体作用时、电枢绕组作用、电机开齿槽的影响以及负载工况下总的气隙磁场这 4 种情况下的气隙磁场分布<sup>[4-5]</sup>。文献[6]针对感应电机, 建立了较为精确的电机结构场仿真模型, 分析预测了感应电机的振动噪声。文献[7]针对变频器驱动电机建立了控制器、电机电磁场、振动噪声整个电机驱动系统的分析模型, 利用电机有限元计算获取了不同电流幅值和功角下的电感、磁链数据, 并通过插值得到了电磁力波关于电流幅值和功角的函数, 从而可以快速计算电机在任意转速、任意控制策略下的电磁力和电机振动。文献[8]从定子结构优化的角度提出两种减弱电机振动的方法, 即定子外表面开槽和定子添加扩

展环结构。文献[9]研究了转子分段斜极是否能有效削弱永磁同步电机电磁振动噪声及其降低电机噪声的机理。文献[10]提出一种优化一阶切向电磁力方法, 通过对转子结构重新设计, 结合多目标优化算法以优化电机 NVH 性能。文献[11]分析了三相和双三相永磁同步电机的 NVH 特性, 发现双三相永磁同步电机的转矩脉动更低, 其振动噪声也更低。文献[12]提出通过试验验证手段降低电磁径向力的方法来优化其电磁噪声, 分别从结构硬件和控制策略 2 方面提出了从转子分段斜极优化、结构刚度优化耦合共振改善、电流谐波注入和气隙磁通密度改善等验证对比方式进行优化改善。诸自强教授在研究 PWM 供电时感应电机的噪声问题时指出, 2 台设计一样的感应电机, 由于制造公差差异也会导致噪声辐射的明显差异<sup>[13]</sup>。现阶段, 人们对于电机高频电磁振动噪声的研究大多集中在对于 PWM 调制策略的研究, 希望通过消除特定频率的电流谐波来降低电机特定频率的高频振动噪声。基于此提出了变载波频率 PWM 调制技术, 具体包括随机 PWM<sup>[14-16]</sup>、周期 PWM<sup>[17]</sup>、随机周期 PWM 等技术, 这些技术可以明显削减开关频率及其倍频附近振动谱线的幅值, 但这些方法也会增加电机的谐波电流, 导致电机性能的下降。杜博超<sup>[18]</sup>通过连续扫频改变高次注入谐波电流的频率, 分散频谱能量改善高频振动噪声。

本文遵循从电源到电磁力波再到振动响应的研究思路, 对双“Y”移 30°的六相永磁同步电机及其变频调速控制系统的电磁振动展开研究, 通过解析计算、仿真分析和实验相结合的手段, 研究变频器供电下的双三相永磁同步电机的电磁振动, 并研究了控制系统的控制参数对电机电磁振动的影响。

## 1 双三相永磁电机电磁振动噪音分析

### 1.1 气隙磁动势

在分析双三相永磁同步电机的气隙磁动势时, 仅考虑整数槽绕组, 假设磁路为线性的, 同时忽略铁芯的磁滞和涡流效应等次要因素的影响, 因而满足叠加原理的适用条件。电机正常运行时, 电机的气隙磁动势为定子绕组磁动势和转子磁动势共同作用的合成磁动势。设绕组中的理想正弦电流为

$$i(t) = I \sin(\omega t) \quad (1)$$

式中： $I$  为电机电流的最大幅值； $\omega$  为电角速度。

此时，整数槽绕组的三相永磁同步电机的电枢绕组产生的磁动势可表述为

$$f(\theta, t) = \sum_{v=1}^{\infty} F_v \cos(vp\theta \pm \omega t \pm \varphi_v) \quad (2)$$

式中： $v=6N \pm 1$ ； $N$  为整数。

双三相永磁同步电机的另一套绕组的磁动势波形在空间上相差  $30^\circ$  电角度，应用叠加原理，得到正弦波电流供电时，双三相永磁同步电机电枢绕组产生的磁动势为

$$f_1(\theta, t) = \sum_{v=1}^{\infty} F_v \cos(vp\theta \pm \omega t \pm \varphi_v) \quad (3)$$

式中： $v=12N \pm 1$ ， $N$  为整数； $p$  为极对数； $\theta$ ， $\theta \in (\pi, -\pi)$  为以  $A$  相绕组的轴线为参考轴建立的定子坐标系下的空间角度； $\omega$  为电角速度； $\varphi_v$  为  $v$  次谐波磁动势的相位。

实际上，电机由变频器供电，存在低频谐波，也存在开关频率及其倍频的边带谐波电流。对于开关频率及其倍频的边带谐波电流的频率取决于变频器输出电压的边带谐波电压频率，其幅值大小取决于谐波电压幅值与高频等效电路的阻抗。此时，双三相永磁同步电机电枢绕组产生的磁动势为

$$f_2(\theta, t) = \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} F_{kv} \cos(vp\theta \pm k\omega t + \varphi_{kv}) + \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n \pm 1} F_{vnm} \cos[vp\theta \pm (m\omega_c + n\omega)t + \varphi_{vnm}] \quad (4)$$

式中： $k=1, 3, 5, \dots$ ； $v$  为整数，且满足  $k \pm v=12N$ ； $N=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ； $m, n$  奇偶性相反。一般地，仅考虑高频电流引起的空间基波磁动势，则对式中第 2 项取  $v=1$ 。

电机转子的磁动势与很多因素有关，通常可以将转子磁动势写成：

$$f_r(\theta, t) = \sum_{\mu=1}^{\infty} F_{\mu} \cos \mu(p\theta - \omega t) \quad (5)$$

式中： $p$  为电机极对数； $\omega$  为电流基波角频率。转子磁动势的各次谐波相对于定子均以同步速旋转，旋转方向均与转子旋转方向相同。

## 1.2 气隙磁密

### 1.2.1 空载工况

空载时，电机的气隙磁场仅由转子永磁体产

生，气隙磁密可写为

$$b_0(\theta, t) = f_r(\theta, t)\lambda(\theta) \quad (6)$$

式中， $\lambda(\theta)$  为气隙磁导函数，考虑定子开槽，气隙磁导可表示为

$$\lambda(\theta) = A_0 + \sum_{l=1}^{\infty} A_l \cos(lZ\theta) + \sum_{l=0}^{\infty} A_l \cos(lZ\theta) \quad (7)$$

式中： $Z$  为定子槽数； $A_0$  为平均气隙磁导； $A_l, l=1, 2, 3, \dots$ ，为气隙磁导谐波分量的幅值。

$$A_0 = \frac{\mu_0}{K_{\delta}\delta} \quad (8)$$

$$A_l = \frac{\mu_0(K_{\delta}-1)}{K_{\delta}\delta} \left| \frac{\sin l \frac{K_{\delta}-1}{K_{\delta}} \pi}{l \frac{K_{\delta}-1}{K_{\delta}} \pi} \right| \quad (9)$$

式中： $K_{\delta}$  为卡特系数； $\delta$  为气隙长度。

将式 (5)、(7) 代入 (6) 得到电机空载时气隙磁场表达式：

$$b_0(\theta, t) = f_r(\theta, t)\lambda(\theta) = \sum_{\mu=1}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} F_{\mu} A_l \cos \mu(p\theta - \omega t) \times \cos(lZ\theta) \quad (10)$$

### 1.2.2 负载工况

电机负载时，气隙磁场由转子永磁体产生的磁场和电枢绕组产生的磁场共同作用。当由理想正弦波供电时，电机定子绕组产生的气隙磁密为

$$b_1(\theta, t) = f_1(\theta, t)\lambda(\theta) = \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} F_v A_l \cos \mu(vp\theta \pm \omega t + \varphi_v) \cos(lZ\theta) \quad (11)$$

根据式 (10)、(11)，可得负载气隙磁密为

$$b(\theta, t) = b_0(\theta, t) + b_1(\theta, t) = \sum_{\mu=1}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} F_{\mu} A_l \cos \mu(p\theta - \omega t) \cos(lZ\theta) + \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} F_v A_l \cos \mu(vp\theta \pm \omega t + \varphi_v) \cos(lZ\theta) \quad (12)$$

当变频器供电时，绕组产生的气隙磁场为

$$b_2(\theta, t) = f_2(\theta, t)\lambda(\theta) = \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} F_{kv} A_l \cos(vp\theta \pm k\omega t + \varphi_{kv}) \cos(lZ\theta) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n \pm 1} \sum_{l=0}^{\infty} F_{vnm} A_l \cos[p\theta \pm (m\omega_c + n\omega)t + \varphi_{vnm}] \cos(lZ\theta) \quad (13)$$

此时，电机的负载气隙磁密的表达式为

$$\begin{aligned}
b(\theta, t) &= b_0(\theta, t) + b_2(\theta, t) = \\
&\sum_{\mu=1}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \underbrace{F_{\mu} A_l \cos \mu(p\theta - \omega t) \cos(lZ\theta)}_{b_0} + \\
&\sum_{v=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} \underbrace{F_{kv} A_l \cos(vp\theta \pm k\omega t + \varphi_{kv}) \cos(lZ\theta)}_{c_1} + \\
&\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \underbrace{F_{mn} A_l \cos[p\theta \pm (m\omega_c + n\omega)t + \varphi_{mn}] \cos(lZ\theta)}_{c_2}
\end{aligned} \quad (14)$$

为方便后续计算, 式(14)中3项子式分别记为  $b_0$ 、 $c_1$  和  $c_2$ 。

### 1.3 径向电磁力

根据 Maxwell 应力方程, 电机气隙中径向电磁力密度可写为

$$p_r = \frac{1}{2\mu_0}(b_r^2 - b_i^2) \approx \frac{b_r^2}{2\mu_0} \quad (15)$$

代入式(14)得到电机在负载工况下的径向电磁力密度:

$$p_r = \frac{1}{2\mu_0}(b_0^2 + c_1^2 + c_2^2 + 2b_0c_1 + 2b_0c_2 + 2c_1c_2) \quad (16)$$

式中各部分表达式为

$$b_0^2 = \sum_{\mu_1=1}^{\infty} \sum_{\mu_2=1}^{\infty} \sum_{l_1=0}^{\infty} \sum_{l_2=0}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} &F_{\mu_1} A_{l_1} \cos \mu_1(p\theta - \omega t) \cos(l_1 Z\theta) \times \\ &F_{\mu_2} A_{l_2} \cos \mu_2(p\theta - \omega t) \cos(l_2 Z\theta) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

$$c_1^2 = \sum_{v_1=1}^{\infty} \sum_{v_2=1}^{\infty} \sum_{k_1=1}^{\infty} \sum_{k_2=1}^{\infty} \sum_{l_1=0}^{\infty} \sum_{l_2=0}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} &F_{v_1 k_1} A_{l_1} \cos(v_1 p\theta \pm k_1 \omega t + \varphi_{k_1 v_1}) \\ &\cos(l_1 Z\theta) \times F_{v_2 k_2} A_{l_2} \cos(v_2 p\theta \pm \\ &k_2 \omega t + \varphi_{k_2 v_2}) \cos(l_2 Z\theta) \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

$$c_2^2 = \sum_{m_1=1}^{\infty} \sum_{m_2=1}^{\infty} \sum_{n_1=\pm 1}^{\infty} \sum_{n_2=\pm 1}^{\infty} \sum_{l_1=0}^{\infty} \sum_{l_2=0}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} &F_{m_1 n_1} A_{l_1} \cos[p\theta \pm (m_1 \omega_c \\ &+ n_1 \omega)t + \varphi_{m_1 n_1}] \cos(l_1 Z\theta) \\ &\times F_{m_2 n_2} A_{l_2} \cos[p\theta \pm (m_2 \omega_c \\ &+ n_2 \omega)t + \varphi_{m_2 n_2}] \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

$$2b_0c_1 = 2 \sum_{\mu=1}^{\infty} \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{l_1=0}^{\infty} \sum_{l_2=0}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} &F_{\mu} A_{l_1} \cos \mu(p\theta - \omega t) \cos(l_1 Z\theta) \\ &\times F_{kv} A_{l_2} \cos(vp\theta \pm k\omega t + \varphi_{kv}) \times \\ &\cos(l_2 Z\theta) \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

$$2b_0c_2 = 2 \sum_{\mu=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \sum_{l_1=0}^{\infty} \sum_{l_2=0}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} &F_{\mu} A_{l_1} \cos \mu(p\theta - \omega t) \cos(l_1 Z\theta) \\ &\times F_{mn} A_{l_2} \cos[p\theta \pm (m\omega_c + n\omega)t \\ &+ \varphi_{mn}] \cos(l_2 Z\theta) \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

$$2c_1c_2 = 2 \sum_{v=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \sum_{l_1=0}^{\infty} \sum_{l_2=0}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} &F_{kv} A_{l_1} \cos(vp\theta \pm k\omega t + \\ &\varphi_{kv}) \cos(l_1 Z\theta) \times F_{mn} A_{l_2} [p\theta \pm \\ &(m\omega_c + n\omega)t + \varphi_{mn}] \cos(l_2 Z\theta) \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

将式(17)–(22)代入式(16)即可得到双三相永磁同步电机在变频器供电时的径向电磁力表达式。下面对这6个式子逐一进行分析。

式(17)为转子产生的空间磁场与其自身相互作用产生的电磁力, 电磁力空间阶数可归纳为  $(\mu_1 \pm \mu_2) p \pm (l_1 \pm l_2) Z$ , 其频率可归纳为  $(\mu_1 \pm \mu_2) f_0$ , 其中  $f_0$  为电流基波频率。

式(18)为定子电流低次谐波产生的空间磁场与其自身相互作用产生的电磁力, 电磁力阶数为  $(v_1 \pm v_2) p \pm (l_1 \pm l_2) Z$ , 频率为  $(k_1 \pm k_2) f_0$ 。

式(19)为电机定子电流中的高频谐波分量产生的气隙磁场相互作用产生的电磁力, 其空间阶数为  $2p \pm (l_1 \pm l_2) Z$ , 频率为  $(m_1 \pm m_2) f_c \pm (n_1 \pm n_2) f_0$ 。

式(20)为转子产生的气隙磁场与基波电流、低次谐波电流产生的气隙磁场相互作用产生的电磁力, 其电磁力阶数为  $(\mu \pm v) p \pm (l_1 \pm l_2) Z$ , 频率为  $(\mu \pm k) f_0$ 。

式(21)为转子产生的气隙磁场与高频谐波电流产生的气隙磁场相互作用产生的电磁力, 其电磁力阶数为  $(\mu \pm 1) p \pm (l_1 \pm l_2) Z$ , 频率为  $(\mu \pm n) f_0 \pm m f_c$ 。

式(22)为基波电流、低次谐波电流产生的气隙磁场与高频谐波电流产生的气隙磁场相互作用产生的电磁力, 其电磁力阶数为  $(v \pm 1) p \pm (l_1 \pm l_2) Z$ , 频率为  $(k \pm n) f_0 \pm m f_c$ 。

## 2 双三相永磁电机电磁力仿真分析

双三相永磁同步电机的电磁振动的主要是由变化的径向电磁力波引起的。通过电磁有限元的时域仿真, 可以计算出铁芯在磁场中所受的麦克斯韦力, 从而对电机在不同工况下径向力波的阶次和频率进行分析。

### 2.1 三相电机电磁力仿真分析

电机在三相电动负载工况下, 一套三相对称绕组由变频器供电, 另一套绕组开路。图1为电机转速为 500 r/min, 输出转矩为 1 000 N·m 时的仿真电流波形及其 FFT 谐波频谱。由图可知, 定子电流中包含了高频谐波分量, 其中开关频率附近的边带

谐波频率为  $(4\ 000.00 \pm 66.6)$  Hz 和  $(4\ 000.00 \pm 133.33)$  Hz 这与理论分析  $mf_c \pm nf_0$  相符合。图 2 为电机定子齿表面径向电磁力密度。由于定子电流的作用, 径向电磁力的  $12p$  次空间谐波的幅值相较于发电空载有所增大, 但总体的谐波幅值变化不大。

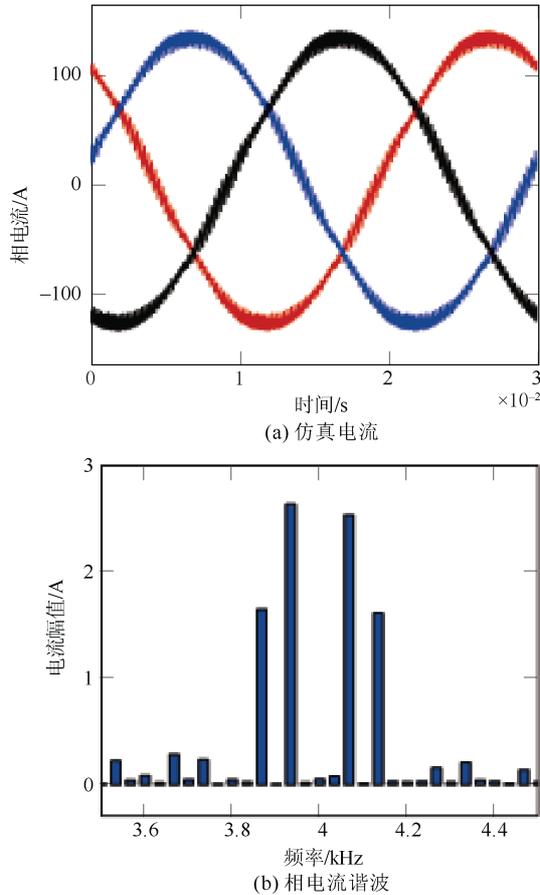


图 1 电机电流仿真结果  
Fig. 1 Motor current simulation results

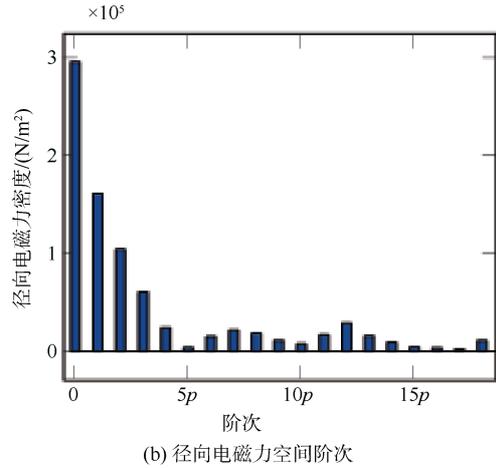
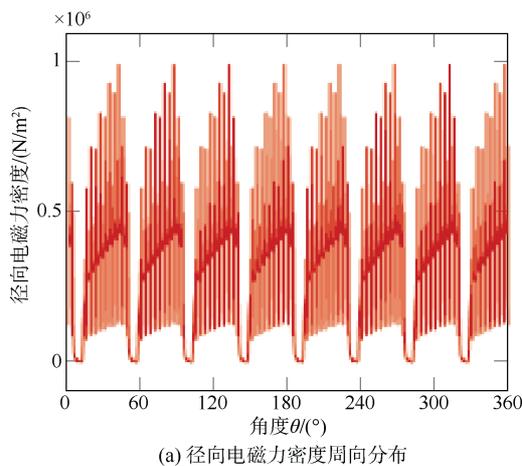


图 2 径向电磁力密度仿真结果  
Fig. 2 Radial electromagnetic force density simulation results

图 3 和 4 表示定子齿部径向电磁力结果。从齿部径向电磁力波形可以看出, 由于高频电流谐波分量的作用, 电磁力波形上存在很多小毛刺, 由傅里叶分析可得开关频率附近的谐波电磁力频率为  $(4\ 000.00 \pm 33.33)$  Hz 和  $(4\ 000 \pm 100)$  Hz, 与解析推导结果一致。从幅值上看, 高频电磁力的幅值远小于径向电磁力基波幅值。

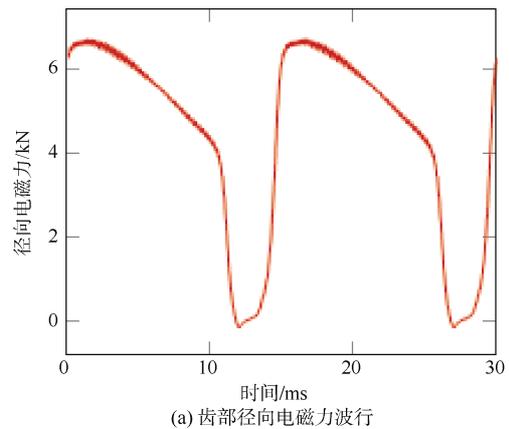


图 3 齿部径向电磁力仿真结果  
Fig. 3 Simulation results of radial electromagnetic force on teeth

图 5 为电机的输出电磁转矩, 由图可知, 转矩中存在 200 Hz 及其倍数次频率的谐波分量, 这是由于双三相永磁同步电机的两套绕组电流不平衡导致产生不平衡的转矩脉动。由于谐波电流的存在, 电磁转矩中存在频率为  $(4\ 000 \pm 100)$  Hz 和  $(4\ 000 \pm 300)$  Hz 的谐波分量。

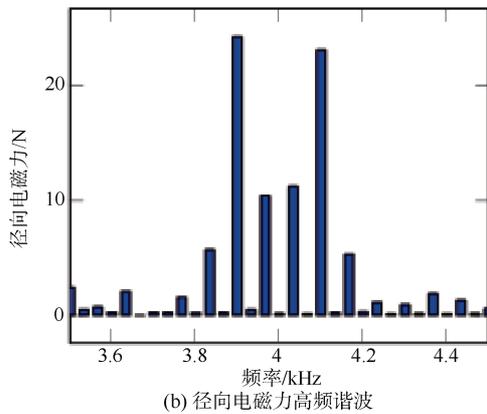
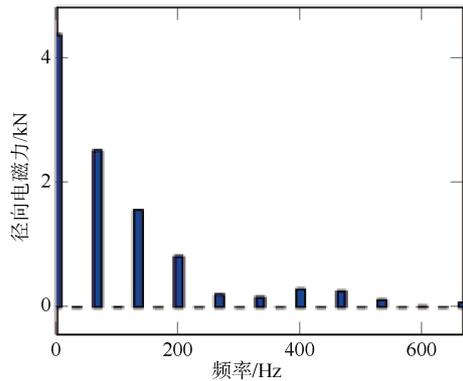


图 4 齿部径向电磁力仿真结果

Fig. 4 Simulation results of radial electromagnetic force on teeth

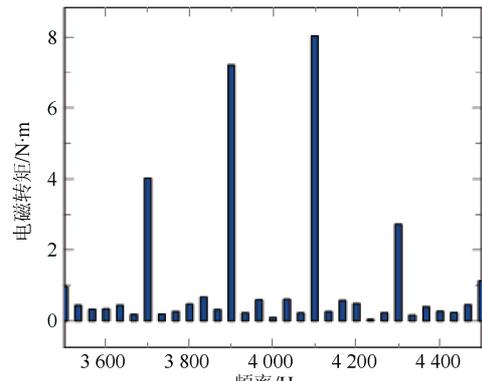
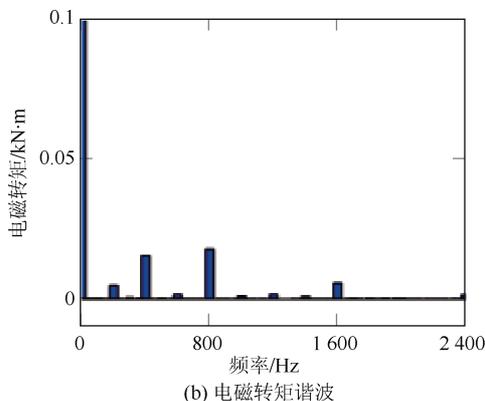
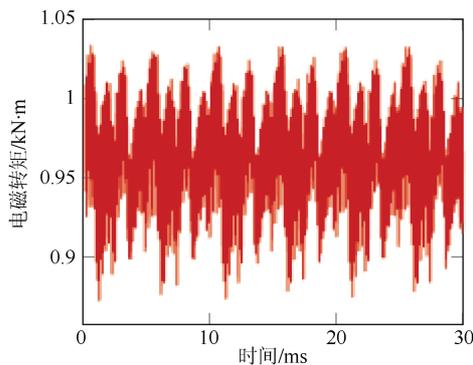


图 5 电磁转矩仿真结果

Fig. 5 Electromagnetic torque simulation results

### 2.2 双三相电机电磁力仿真分析

电机由六相变频器驱动时, 在电机转速 500 r/min、输出转矩 1 000 N·m 工况下, 电机定子电流仿真波形如图 6 所示。此时, 电机电流的基波幅值为三相电动工况的基波电流幅值的一半。

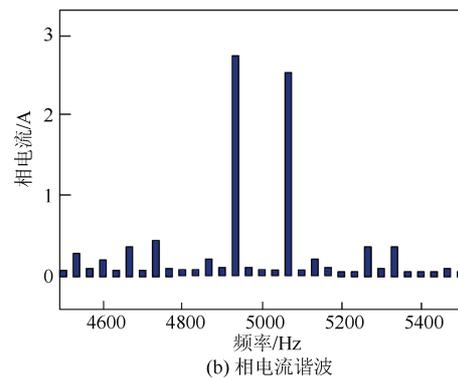
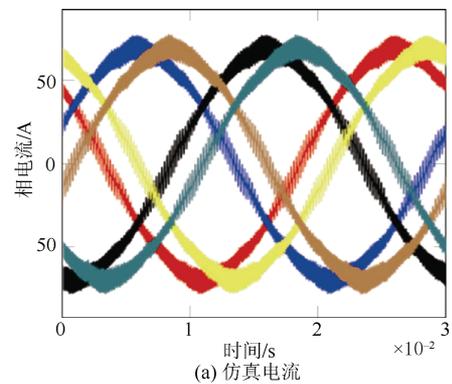


图 6 电机电流仿真结果

Fig. 6 Motor current simulation results

图 7、8 和 9 分别为定子齿表面径向电磁力密度、定子齿部径向电磁力和电磁转矩的仿真结果。由图 7 和 8 可知, 径向电磁力的空间谐波频谱与前三相电动

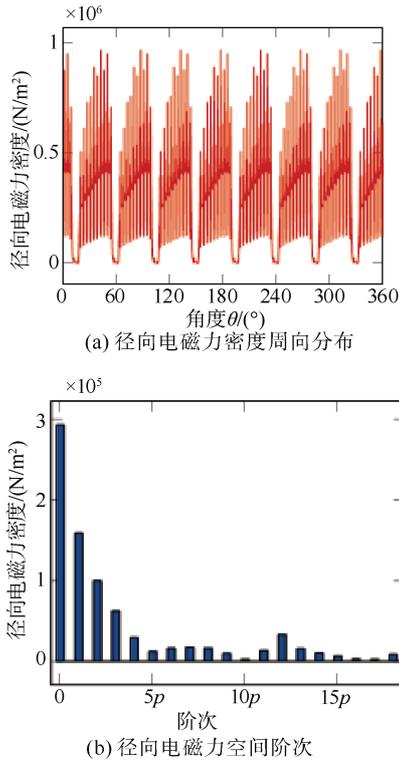


图 7 径向电磁力密度仿真结果  
Fig. 7 Simulation results of radial electromagnetic force density

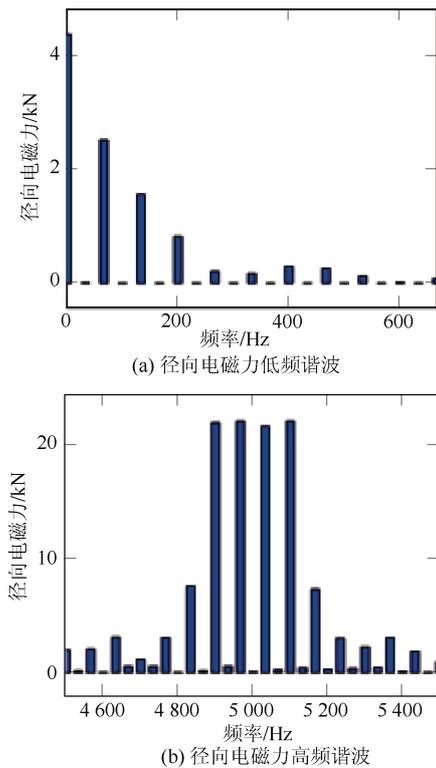


图 8 齿部径向电磁力仿真结果  
Fig. 8 Simulation results of radial electromagnetic force on teeth

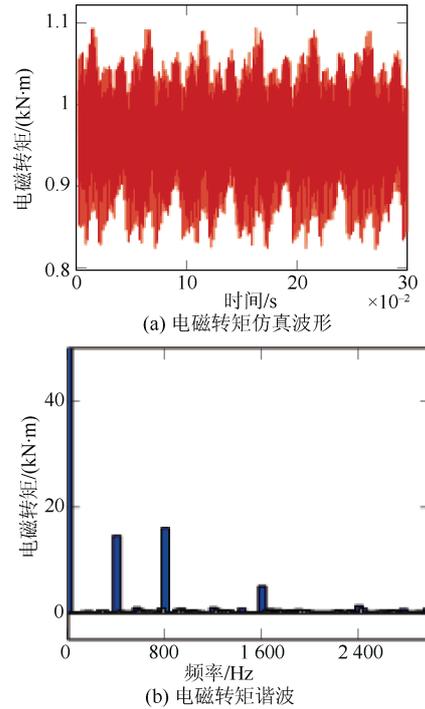


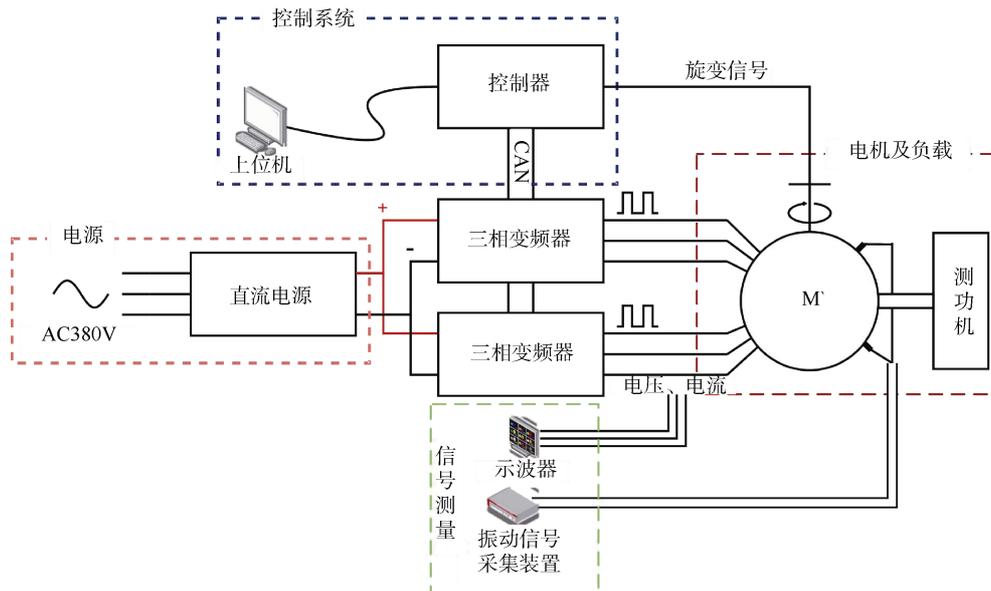
图 9 电磁转矩仿真结果  
Fig. 9 Electromagnetic torque simulation results

负载的仿真结果相差不大,充分说明定子电流作用明显的是电磁力的第 12p 次谐波,而电磁力其余较低阶次的电磁力分量的幅值主要取决于转子永磁体。因此,无论电机空载还是负载,其空间谐波分量几乎不发生变化。而对于电机电磁力的低频谐波分量,其受定子电流的影响也比较小。对比三相电动工况和六相电动工况可以发现,电磁力的高频谐波分量主要受到定子高频谐波电流的影响。从图 9 的电机电磁转矩波形可以看出,电机输出电磁转矩包含直流分量、400 Hz 以及齿槽转矩引起的谐波分量。

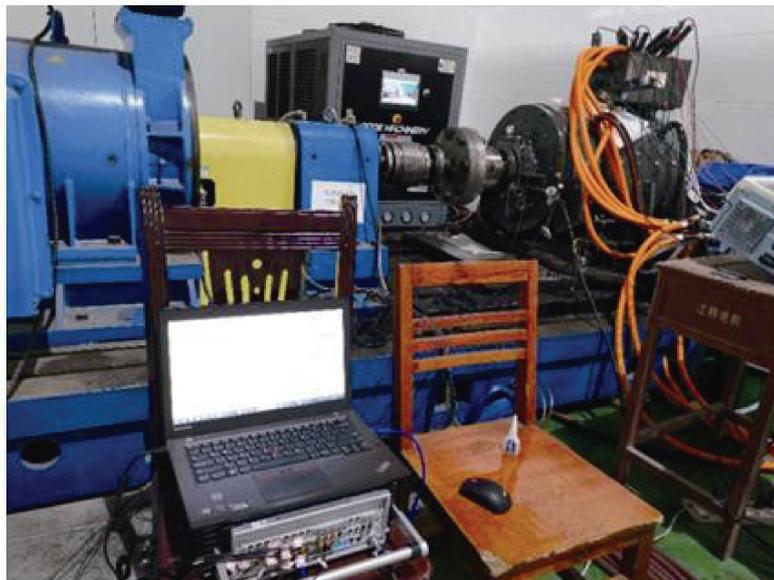
### 3 双三相永磁电机实验分析

#### 3.1 实验平台搭建

实验平台框图如图 10 (a) 所示,实验平台主要分为以下几个部分:电源供电部分、电机驱动部分、电机系统及负载、信号采集部分、系统控制部分。电源供电部分包括直流电源和交流电源,交流电源为控制上位机、示波器、振动信号采集系统提供电源,直流部分为变频器提供功率输入。电机驱动部分包括变频器和控制器,变频器由 2 台三相变频器以及 2 块驱动板和 1 块控制板组成,2 台变频器共同组成了双三相永磁同步电机驱动电路的主电路,2 块驱动板分别控制驱动 2 个三相桥,控



(a) 实验平台示意框图



(b) 实验现场

图 10 电机电磁振动实验平台

Fig. 10 Electric motor electromagnetic vibration test platform

制板实现与上位机通信以及控制信号下发, 变频器的开关频率为 4 kHz。电机系统和负载为双三相永磁同步电机与测功机, 由测功机模拟转矩负载。信号采集系统包括示波器、振动信号采集设备以及负载机的电机工况监测系统, 示波器采集电机稳态运行时的相电压、相电流波形; 振动信号采集使用振动加速度传感器, 测点布置于电机机壳表面。系统控制部分主要实现对测功机和变频器的调速控制, 进行负载实验时, 负载机为转

矩输出模式, 模拟给定的负载转矩, 实验电机为转速控制模式。

### 3.2 三相电动负载振动

电机由变频器供电, 转速为 400 r/min, 负载转矩为 1 000 N·m, 机壳表面的振动加速度低频部分的仿真和实验结果分别如图 11 (a) 和 11 (b) 所示; 1 倍开关频率附近的仿真和实验结果如图 12 (a) 和 12 (b) 所示; 2 倍开关频率附近的仿真和实验结果如图 13 (a) 和 13 (b) 所示。

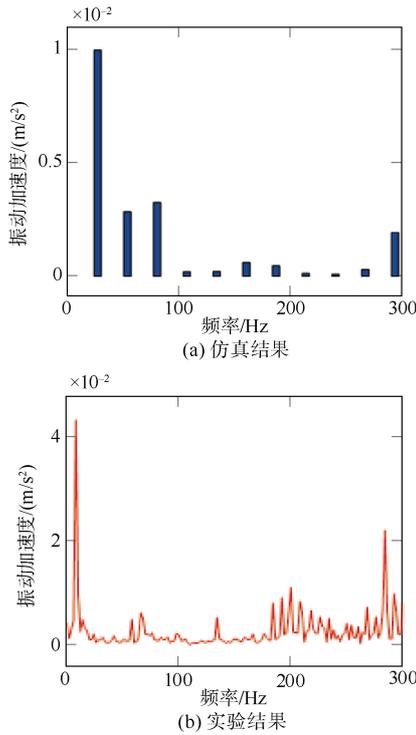


图 11 变频器供电时低频振动加速度频谱  
Fig. 11 Low-frequency vibration acceleration spectrum under inverter power supply

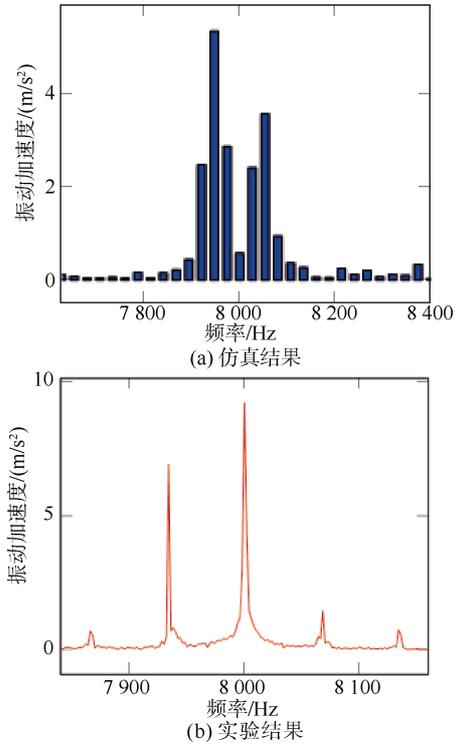


图 13 变频器供电时 2 倍开关频率附近振动加速度频谱  
Fig. 13 Vibration acceleration spectrum around  $2 \times$  switching frequency under inverter power supply

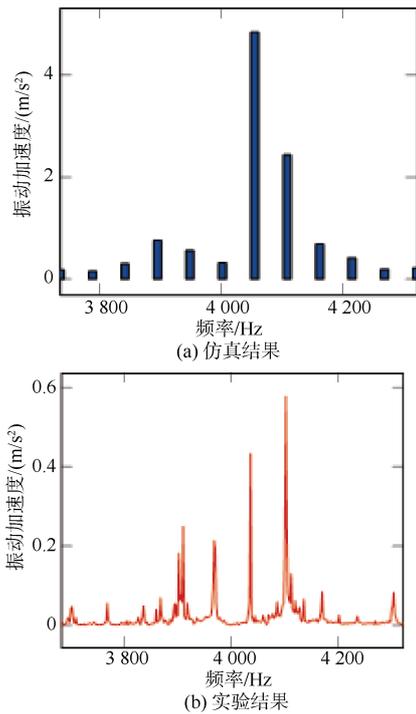


图 12 变频器供电时 1 倍开关频率附近振动加速度频谱  
Fig. 12 Vibration acceleration spectrum around  $1 \times$  switching frequency under inverter power supply

对比仿真和实验结果可知，仿真结果与实验结果在频率的计算上误差较小，在振动加速度幅值的计算上存在较大的误差。误差产生的原因主要有：1) 有限元仿真计算时未考虑到电机安装时的工艺误差；2) 实验台的负载机是一台异步电机，负载产生的振动会通过转轴、实验台传导到被测电机，从而影响电机测试幅值。此外，变频器引入后，电机的高频振动加速度幅值远大于低频振动的加速度幅值，这是电机运行中尖锐啸叫声的主要原因。

### 3.3 双三相电动负载振动

双三相电动负载工况以转速 300 r/min、输出转矩 700 N·m 为例进行分析，图 14 和 15 分别为机壳表面振动加速度在 1 倍开关频率和 2 倍开关频率附近的仿真结果和实验结果。由图可知，从频率角度来看，仿真结果与实验结果在频率上存在微小误差；从幅值来看，对应频率的振动加速度幅值存在较大的误差。

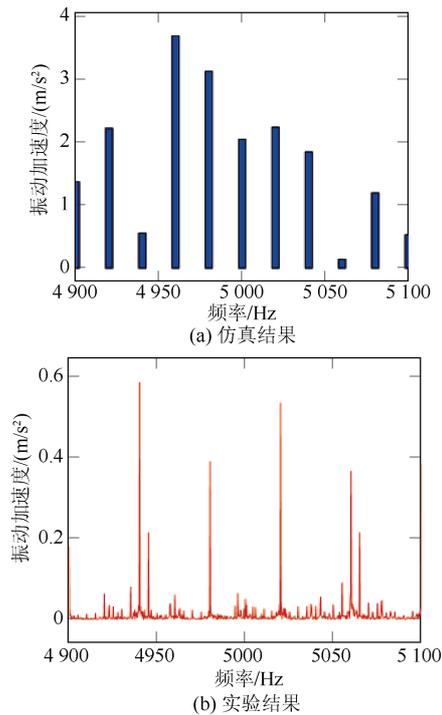


图 14 变频器供电时 1 倍开关频率附近振动加速度频谱

Fig.14 Vibration acceleration spectrum around 1 × switching frequency under inverter power supply

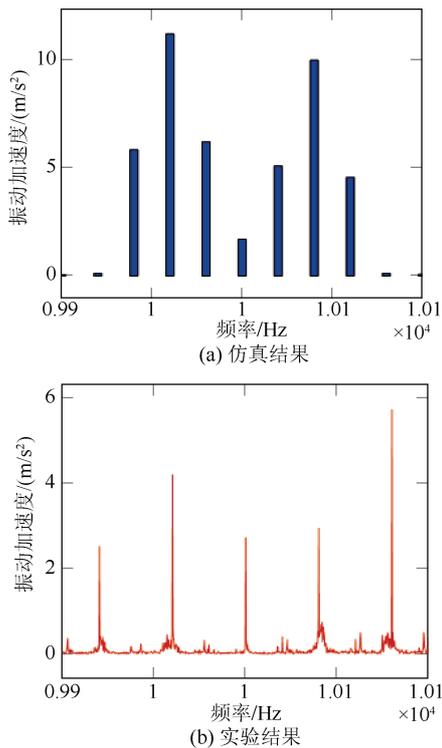


图 15 变频器供电时 2 倍开关频率附近振动加速度频谱

Fig. 15 Vibration acceleration spectrum around 2 × switching frequency under inverter power supply

### 3.4 驱动控制参数对电机电磁振动影响

在保证电机正常稳定运行的前提下,探究驱动控制参数对电机电磁振动的影响。选择的电机运行工况为:转速 500 r/min 且输出转矩为 1 000 N·m。由理论分析可知,电机的基波电流和开关频率及其倍频附近的边带谐波是影响电机低频振动和高频振动的主要因素,因此对每个工况下的电流基波和 1 倍开关频率和 2 倍开关频率附近电流谐波的特征谱线进行分析和对比。

表 1 所示的是分别改变速度环的  $K_p$  和  $K_i$  时基波电流和高频谐波电流的幅值。由表可知,改变速度环  $PI$  参数对电流基波和高频谐波的幅值影响很小,因此,速度环  $PI$  参数对电机电磁振动的影响不大

表 1 速度环不同  $PI$  参数下电流基波、谐波幅值

Table 1 Current fundamental wave and harmonic amplitude under different  $PI$  parameters of velocity loop

| 序号 | 速度环 $K_p$ | 速度环 $K_i$ | 基波       | $f_c \pm 2f_0$ 谐波 | $f_c \pm 4f_0$ 谐波 | $2f_c \pm f_0$ 谐波 |
|----|-----------|-----------|----------|-------------------|-------------------|-------------------|
| 1  | 1 000     | 1 000     | 67.860 2 | 1.529 5           | 1.064             | 2.635 5           |
| 2  | 1 500     | 1 000     | 67.822 1 | 1.518 4           | 1.078 5           | 2.635 0           |
| 3  | 500       | 1 000     | 67.888 6 | 1.526 6           | 1.064 9           | 2.635 8           |
| 4  | 1 000     | 1 500     | 67.810 2 | 1.521 8           | 1.072 7           | 2.635 6           |
| 5  | 1 000     | 500       | 67.789 5 | 1.521 9           | 1.069 2           | 2.635 2           |

表 2 给出了改变电流环  $PI$  参数时电机电流基波和高频谐波的幅值。由表可得,改变电流环参数时基波电流和高频谐波电流的幅值的变化很小,因此,电流环  $PI$  参数对电机电磁振动的影响不大。

表 2 电流环不同  $PI$  参数下电流基波、谐波幅值

Table 2 Current fundamental wave and harmonic amplitude under different  $PI$  parameters of current loop

| 序号 | 速度环 $K_p$ | 速度环 $K_i$ | 基波       | $f_c \pm 2f_0$ 谐波 | $f_c \pm 4f_0$ 谐波 | $2f_c \pm f_0$ 谐波 |
|----|-----------|-----------|----------|-------------------|-------------------|-------------------|
| 1  | 12        | 500       | 67.860 2 | 1.529 5           | 1.064             | 2.635 5           |
| 2  | 18        | 500       | 67.882 6 | 1.544 3           | 1.042 0           | 2.631 7           |
| 3  | 6         | 500       | 67.859 6 | 1.525 4           | 1.079 3           | 2.636 0           |
| 4  | 12        | 750       | 67.867 5 | 1.528 6           | 1.063 1           | 2.636 1           |
| 5  | 12        | 25        | 67.847 6 | 1.525 2           | 1.069             | 2.635 8           |

## 4 结束语

本文采用解析推导和有限元分析相结合的方法,对双三相永磁同步电机在逆变器供电不同工况

下的定子电流、气隙磁密、电磁力及电磁振动进行了分析,并对一台 8 极 96 槽表贴式双三相永磁同步电机进行实验,得出以下结论:

1) 对于整数槽绕组的双“Y”互移  $30^\circ$  的六相永磁推进电机,当由变频器供电时,定子电流除了低次谐波外,还存在一系列开关频率及其倍频附近的边带谐波电流,其频率为  $mf_c \pm nf_0$ ,其中  $m$ 、 $n$  为整数且奇偶相反。高频谐波电流与气隙基波磁场相互作用产生高频的电磁力波和电磁噪声,其空间阶数为  $2p$ ,其频率为  $mf_c \pm nf_0$ ,其中  $m$ 、 $n$  为整数且奇偶相同。

2) 通过有限元仿真分析,与三相电机相比,双三相永磁同步电机的电压、电磁力和电磁转矩等谐波更小,这有助于减少电机运行时的电磁噪声和振动,提高了电机的隐蔽性和可靠性。

3) 在保证电机正常稳态运行的工况不变的情况下,改变  $PI$  参数引起电机电流的变化小于 1%,因此,稳态工况下  $PI$  参数对电机电磁振动的影响很小。

为进一步完善对双三相永磁电机电磁振动噪声研究,未来将继续开展相关工作:1) 考虑电机制造工艺和实际负载安装情况,提升电机模型构建精度和振动仿真精度;2) 探究高效的双三相永磁电机控制算法,降低电机的振动噪声。3)  $PI$  参数影响电机控制的动态性能,探究暂态工况下电机振动噪声性能。

## 参考文献

- [1] 朱炜,李辉辉. 舰船综合电力推进技术的发展现状研究[J]. 船舶, 2013, 24(3): 64-68.
- [2] 黄国治,曾兆炎,罗麦. 电机振动噪声的研究(一)[J]. 中小型电机, 1984(3): 7-10.
- [3] 陈永校,诸自强,应善成. 电机噪声的分析和控制[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 1987.
- [4] ZHU Z Q, HOWE D, BOLTE E, et al. Instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent magnet DC motors. I. Open-circuit field[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1): 124-135.
- [5] ZHU Z Q, HOWE D. Instantaneous magnetic field distribution in brushless magnet DC motors. II. Armature-reaction field[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1): 136-142.
- [6] 王强,何海波. 多相感应推进电机振动分析研究[J]. 大电机技术, 2017(3): 37-40.
- [7] BOESING M, SCHOENEN T, KASPER K A, et al. Vibration synthesis for electrical machines based on force response superposition[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(8): 2986-2989.
- [8] 李晓华,赵容健,田晓彤,等. 逆变器供电对电动汽车内置式永磁同步电机振动噪声特性影响研究[J]. 电工技术学报, 2020, 35(21): 4455-4464.
- [9] 徐珂,应红亮,黄苏融,等. 转子分段斜极对永磁同步电机电磁噪声的削弱影响[J]. 浙江大学学报:工学版, 2019, 53(11): 2248-2254.
- [10] CICEO S, CHAUVICOURT F, VARATICEANU B, et al. PMASynRM late design-stage rotor shape NVH optimization[C]// 2020 International Conference on Electrical Machines. Gothenburg: IEEE, 2020.
- [11] AZAM M K M B, DRIST A H, AHMED A, et al. FEA-based NVH performance analysis for a dual three-phase permanent magnet machine[C]// 2023 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Nashville: IEEE, 2023.
- [12] 靖海宏,邓峰,张旒,等. 基于试验验证的永磁同步电机电磁噪声优化方法探究[J]. 汽车技术, 2023(10): 32-41.
- [13] LO W C, CHAN C C, ZHU Z Q, et al. Acoustic noise radiated by PWM-controlled induction machine drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(4): 880-889.
- [14] KUMAR A C B, NARAYANAN G. Variable switching frequency PWM technique for induction motor drive to spread acoustic noise spectrum with reduced current ripple[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(5): 3927-3938.
- [15] HUANG Y L, XU Y X, ZHANG W T, et al. Hybrid periodic carrier frequency modulation technique based on modified SVPWM to reduce the PWM noise[J]. IET Power Electronics, 2019, 12(3): 515-520.
- [16] 刘和平,刘庆,张威,等. 电动汽车用感应电机削弱振动和噪音的随机 PWM 控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(7): 1488-1495.
- [17] LAI Y S, CHEN B Y. New random PWM technique for a full-bridge DC/DC converter with harmonics intensity reduction and considering efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 5013-5023.
- [18] 杜博超,崔淑梅,宋立伟,等. 一种基于变频电流信号的 IPMSM 无位置传感器高频注入电流噪声抑制方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(18): 3830-3837.

(责任编辑:张曼莉)