

基于场路耦合的永磁电机高频径向电磁力波分析

杨顺吉¹, 王天宝², 炊军立³, 代颖¹, 靳海水⁴

(1. 上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200072;

2. 尼得科运动控制技术有限公司, 广东 佛山 510064;

3. TCL 瑞智(惠州)制冷设备有限公司, 广东 惠州 441300;

4. 上海朴渡信息科技有限公司, 上海 200072)

摘要: 振动和噪声的大小是衡量家用变频空调压缩机品质的指标之一。针对家用变频空调压缩机出现的高频噪声问题, 以一台 6 极 9 槽家用空调压缩机用永磁同步电机及其控制系统为研究对象, 基于场路耦合合法, 对常规空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 技术及其控制策略所引入的谐波电流成分与高频声振响应特性进行研究。首先通过解析法分析了永磁电机高频噪声源的产生机理。其次从原理上阐述了电流谐波对径向电磁力波的阶次特征与频率特性的影响。然后建立了永磁电机的场路耦合模型, 详细分析了不同负载工况下高频径向电磁力波频率与开关频率的关系。最后采用声振特性试验进行了验证, 结果表明: 场路耦合模型可以考虑电机本体、控制策略以及开关频率等非线性因素引起的高频电流谐波影响, 并得出了高频径向电磁力波频率与载波频率的关系式, 为永磁电机的高频噪声预测以及减振降噪提供了参考。

关键词: 家用变频空调压缩机; 永磁电机; 场路耦合合法; 高频噪声; 开关频率

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2023)02-0024-12

doi: 10.12177/emca.2022.172

High Frequency Radial Electromagnetic Force Wave Analysis of Permanent Magnet Motor Based on Field-Circuit Coupling

YANG Shunji¹, WANG Tianbao², CHUI Junli³, DAI Ying¹, JIN Haishui⁴

(1. School of Electrical and Mechanical Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200072, China;

2. Nidek Motion Control Technology Co., Ltd., Foshan 510064, China;

3. TCL Ruizhi (Huizhou) Refrigeration Equipment Co., Ltd., Huizhou 441300, China;

4. Shanghai Puduo Information Technology Co., Ltd., Shanghai 200072, China)

Abstract: The magnitude of vibration and noise is one of the indexes to measure the quality of household variable frequency air conditioning compressor. In order to solve the problem of high frequency noise of the household variable frequency air conditioning compressor, a permanent magnet synchronous motor with 6-pole 9-slot for household air conditioning compressor and its control system are used as the research objects. Based on the field-circuit coupling method, the harmonic current components and high frequency acoustic vibration response characteristics introduced by conventional space vector pulse width modulation (SVPWM) technology and its control strategy are studied. Firstly, the generation mechanism of high frequency noise source of permanent magnet motor is analyzed by analytic method. Secondly, the effect of current harmonics on the order and frequency characteristics of radial electromagnetic force wave is described in principle. Then, the field-circuit coupling model of permanent magnet motor is established, and

收稿日期: 2022-11-08; 收到修改稿日期: 2022-12-09

作者简介: 杨顺吉(1997—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机设计与控制、电机的振动噪声分析与抑制、电机的热分析与冷却结构设计。

王天宝(1980—), 男, 硕士, 研究方向为电机设计和电机的质量管理。

the relationship between high frequency radial electromagnetic force wave frequency and switching frequency under different load conditions is analyzed in detail. Finally, the acoustic vibration characteristic test is used to verify the results. The results show that the field-circuit coupling model can consider the high frequency harmonic current caused by nonlinear factors such as motor body, control strategy and switching frequency, and relationship of the high frequency radial electromagnetic force wave frequency and the carrier frequency is obtained, which provides reference for high frequency noise prediction and vibration and noise reduction of permanent magnet motor.

Key words: household variable frequency air conditioning compressor; permanent magnet motor; field-circuit coupling method; high frequency noise; switching frequency

0 引言

家电产品的振动问题影响产品的市场占有率,关系到生产厂家的经济效益。压缩机作为家用制冷设备的动力源,在噪声控制方面有着严格的指标要求。目前市场上家用变频空调压缩机占有率高,降低空调压缩机噪声水平,已成为家电行业的必然趋势。但在噪声和振动控制方面,国内大多生产厂家仍处于试验起步阶段^[1]。因此,研究家用变频空调压缩机的高频噪声问题具有重要工程意义。

目前,已有学者针对变频器供电电流谐波问题对永磁电机的振动噪声影响进行了分析。文献[2]通过采集实测电流,采取有限元法计算振动噪声响应,但未指出电流谐波引起的振动和噪声阶次的特征和峰值变化。文献[3-4]分析了电流谐波对电机噪声的影响,并指出逆变器供电下的噪声比理想正弦波下的噪声高约 10 dB。文献[5]提出了永磁同步电机快速半解析计算模型,可分析电流谐波对振动噪声的影响,并提高了计算效率。文献[6-7]通过试验研究了变频电机的辐射噪声特性,发现逆变器载波感应的高次谐波电流会产生高频电磁力并导致高频噪声。文献[8]通过试验发现增加载波频率可减小电机高频振动。文献[9]采用电磁-固-声有限元法研究变频驱动电机振动噪声问题,得出高频振动信号主要集中在开关频率附近的结论。文献[10]建立了变频电机振动噪声特性的一种分析模型,认为电机振动噪声在低频部分的谐波由电机的调制频率产生,高频谐波则会使电机在开关频率附近产生辐射噪声。

上述研究主要关注变频器的开关频率对电机振动噪声的影响,但部分学者也指出应充分考虑控制方式对电机电磁噪声的影响,优化控制方式,

削弱电磁噪声。文献[11-12]指出在永磁电机调速范围内,控制条件改变可导致电流谐波含量变化,但未充分讨论其引起的电机振动噪声改变。文献[13]进一步考虑了传统脉宽调制(PWM)控制驱动器造成的高频噪声。文献[14]提出一种采用逆变器电流谐波对内置式永磁同步电机振动噪声影响进行分析的方法,研究认为逆变器谐波电流供电且弱磁调速时样机振动噪声的影响大于恒转矩调速时的影响。文献[15]结合零矢量分配与开关频率变化实现了扩频调制,从而削弱了开关频率及其倍频附近的高频径向电磁力波。文献[16-17]分别提出了改进的空间矢量调制技术,均能有效地降低电机高频噪声。

虽然声振试验的精度较高,但在样机方案不确定的电机降噪优化设计过程中,仅依靠试验有很大局限性。基于以上分析,为了更好地分析家用变频空调压缩机振动噪声,为低噪声小型变频压缩机设计提供技术支撑,本文以一台 6 极 9 槽的家用变频空调压缩机用永磁电机及其控制系统为研究对象,基于场路耦合法,对空间矢量脉宽调制(SVPWM)及其控制策略所引入的谐波电流成分与高频声振特性进行研究。首先通过解析法分析了高频噪声源产生机理,然后建立了永磁电机的场路耦合模型,详细分析了不同负载工况下高频径向电磁力波频率与开关频率之间的关系,最后通过声振特性试验进行了验证,证明了本文所提场路耦合模型的正确性和有效性,为永磁电机的高频噪声预测和系统的减振降噪提供了参考。

1 压缩机用永磁电机的径向电磁力波理论分析

1.1 空载时径向电磁力波的解析计算

为了对径向电磁力波进行解析计算,假设不考虑磁场饱和的影响,并且铁心磁导率为无穷大,

空载时永磁电机的气隙磁场表达式^[19]为

$$\begin{aligned}
 b_1(\theta, t) &= f(\theta, t) \lambda(\theta, t) = \\
 &\sum_{\mu=(2r+1)p} F_{\mu} \cos(\omega_{\mu} t - \mu\theta + \varphi_1) \times \\
 &\left[\Lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \Lambda_k \cos(kZ_1\theta) \right] = \\
 &\sum_{\mu=(2r+1)p} F_{\mu} \cos\left(\mu \frac{\omega_1}{p} t - \mu\theta + \varphi_1\right) \times \\
 &\left[\frac{\mu_0}{\delta} \bar{\Lambda}_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} \frac{\mu_0}{\delta} \bar{\Lambda}_k \cos(kZ_1\theta) \right] = \\
 &\sum_{\mu=(2r+1)p} B_{\mu} \bar{\Lambda}_0 \cos\left(\mu \frac{\omega_1}{p} t - \mu\theta + \varphi_1\right) + \\
 &\sum_{\mu=(2r+1)p} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2} B_{\mu} \bar{\Lambda}_k \cos\left[\mu \frac{\omega_1}{p} t - (\mu \pm kZ_1)\theta + \varphi_1\right]
 \end{aligned} \quad (1)$$

式中: F_{μ} 为 μ 次永磁体磁动势的幅值, 其中考虑了转子凸极的影响; ω_{μ} 为 μ 次永磁体磁动势的角频率; ω_1 为永磁体基波磁动势的角频率; μ 为谐波磁动势次数, 且 $\mu = (2r+1)p, r=0, 1, 2, \dots; p$ 为

$$\left\{ \begin{aligned}
 \textcircled{1} &= \sum_{\mu} \frac{1}{4\mu_0} (B_{\mu} \bar{\Lambda}_0)^2 + \sum_{\mu} \sum_k \frac{1}{16\mu_0} (B_{\mu} \bar{\Lambda}_k)^2 \\
 \textcircled{2} &= \sum_{\mu} \frac{1}{4\mu_0} (B_{\mu} \bar{\Lambda}_0)^2 \cos\left(2\mu \frac{\omega_1}{p} t - 2\mu\theta + 2\varphi_1\right) \\
 \textcircled{3} &= \sum_{\mu} \sum_k \frac{1}{16\mu_0} (B_{\mu} \bar{\Lambda}_k)^2 \cos\left[2\mu \frac{\omega_1}{p} t - 2(\mu \pm kZ_1)\theta + 2\varphi_1\right] \\
 \textcircled{4} &= \sum_{\mu_1} \sum_{\mu_2} \frac{1}{2\mu_0} B_{\mu_1} B_{\mu_2} \bar{\Lambda}_0^2 \cos\left[(\mu_2 \pm \mu_1) \frac{\omega_1}{p} t - (\mu_2 \pm \mu_1)\theta + (\varphi_{\mu_2} \pm \varphi_{\mu_1})\right], \mu_2 > \mu_1 \\
 \textcircled{5} &= \sum_{\mu_1} \sum_{\mu_2} \sum_{k_1} \sum_{k_2} (-1)^{k_1+k_2} \frac{1}{8\mu_0} B_{\mu_1} B_{\mu_2} \bar{\Lambda}_{k_1} \bar{\Lambda}_{k_2} \cdot \\
 &\quad \cos\left[(\mu_2 \pm \mu_1) \frac{\omega_1}{p} t - [(\mu_2 \pm \mu_1) \pm (k_2 \pm k_1)Z_1]\theta + (\varphi_{\mu_2} \pm \varphi_{\mu_1})\right], \mu_2 > \mu_1, k_2 > k_1 \\
 \textcircled{6} &= \sum_{\mu_1} \sum_{\mu_2} \sum_k (-1)^{k+1} \frac{1}{4\mu_0} B_{\mu_1} B_{\mu_2} \bar{\Lambda}_0 \bar{\Lambda}_k \cos\left[(\mu_2 \pm \mu_1) \frac{\omega_1}{p} t - [(\mu_2 \pm \mu_1) \pm kZ_1]\theta + (\varphi_{\mu_2} \pm \varphi_{\mu_1})\right]
 \end{aligned} \right. \quad (3)$$

由式(3)可知径向电磁力波主要分为四个部分:

(1) 不随时间变化的径向电磁力波, 该力波仅产生静变形, 不会引起振动和噪声, 一般不对其进行研究。

(2) 由转子主极磁场的同次谐波作用而产生的倍频力波, 其角频率为 $2\mu\omega_1/p$, 力波次数为 2μ ;

电机极对数; θ 为定、转子的相对位置角; φ_1 为永磁体磁动势的空间位置角; Z_1 为定子槽数; Λ_0 为磁导不变部分, 即平均磁导幅值; Λ_k 为磁导可变部分, 即第 k 次谐波磁导幅值; $\bar{\Lambda}_0$ 为平均比磁导幅值; $\bar{\Lambda}_k$ 为谐波比磁导幅值。

由式(1)可知气隙磁场成分比较复杂, 既包含受开槽和凸极影响导致的平均磁阻增加的主极磁场, 又包含转子谐波磁动势作用于谐波比磁导可变分量所产生的附加磁场。按照麦克斯韦张量法并忽略切向磁密影响, 可得气隙中单位面积上径向电磁力的瞬态值表达式^[20]如下所示:

$$\begin{aligned}
 p_r(\theta, t) &= \frac{b^2(\theta, t)}{2\mu_0} = \\
 &\frac{1}{2\mu_0} \left\{ \sum_{\mu} B_{\mu} \bar{\Lambda}_0 \cos\left(\mu \frac{\omega_1}{p} t - \mu\theta + \varphi_1\right) + \right. \\
 &\left. \sum_{\mu} \sum_k \frac{1}{2} B_{\mu} \bar{\Lambda}_k \cos\left[\mu \frac{\omega_1}{p} t - (\mu \pm kZ_1)\theta + \varphi_1\right] \right\}^2 = \\
 &\{\textcircled{1} + \textcircled{2} + \textcircled{3} + \textcircled{4} + \textcircled{5} + \textcircled{6}\} \quad (2)
 \end{aligned}$$

由主极磁场的不同次谐波作用产生的倍频力波, 其角频率为 $(\mu_2 \pm \mu_1)\omega_1/p$, 力波次数为 $\mu_2 \pm \mu_1$ 。

(3) 由附加磁场的同次谐波作用而产生的倍频力波, 其角频率为 $2\mu\omega_1/p$, 力波次数为 $2(\mu \pm kZ_1)$; 由附加磁场的不同次谐波相互作用而产生的倍频力波, 其角频率为 $(\mu_2 \pm \mu_1)\frac{\omega_1}{p}$, 力波次数为

$(\mu_2 \pm \mu_1) \pm (k_2 \pm k_1) Z_1$ 。

(4) 由主极磁场谐波和附加磁场谐波作用而产生的倍频径向力波,其角频率为 $(\mu_2 \pm \mu_1) \omega_1 / p$,力波次数为 $(\mu_2 \pm \mu_1) \pm k Z_1$ 。

$$\left\{ \begin{aligned} \textcircled{7} &= \sum_{\nu} \frac{1}{4\mu_0} B_{\nu}^2 + \sum_{\nu_1} \sum_{\nu_2} \frac{1}{2\mu_0} B_{\nu_1} B_{\nu_2} \cos[(\nu_2 - \nu_1)\theta + (\varphi_{\nu_1} - \varphi_{\nu_2})], \nu_2 > \nu_1 \\ \textcircled{8} &= \frac{1}{4\mu_0} B_{\nu}^2 \cos[2\omega_1 t - 2\nu\theta + 2\varphi_2] \\ \textcircled{9} &= \sum_{\nu_1} \sum_{\nu_2} \frac{1}{2\mu_0} B_{\nu_1} B_{\nu_2} \cos[2\omega_1 t - (\nu_1 + \nu_2)\theta + (\varphi_{\nu_1} + \varphi_{\nu_2})], \nu_2 > \nu_1 \\ \textcircled{10} &= \sum_{\nu} \sum_{\mu} \frac{1}{2\mu_0} B_{\nu} B_{\mu} \bar{A}_0 \cos\left[(\mu \pm p) \frac{\omega_1}{p} t - (\mu \pm \nu)\theta + (\varphi_{\mu} \pm \varphi_{\nu})\right] \\ \textcircled{11} &= \sum_{\nu} \sum_{\mu} \sum_k (-1)^{k+1} \frac{1}{4\mu_0} B_{\nu} B_{\mu} \bar{A}_k \cos\left[(\mu \pm p) \frac{\omega_1}{p} t - (\mu \pm k Z_1 \pm \nu)\theta + (\varphi_{\mu} \pm \varphi_{\nu})\right] \end{aligned} \right. \quad (4)$$

式中: ν 为电枢绕组磁场的谐波次数; φ_2 为电流的初始相位角。

由式(4)可知,理想正弦电流供电时额外产生的径向电磁力波也分为四个部分:

(1) 不随时间变化的径向电磁力波,只能使电机发生静变形,研究中将其忽略。

(2) 由电枢磁场自身同次谐波相互作用而产生的径向电磁力波,其角频率为 $2\omega_1$,力波次数为 2ν ;由电枢磁场不同次谐波相互作用而产生的径向电磁力波,其角频率为 $2\omega_1$,力波次数为 $\nu_1 + \nu_2$ 。

(3) 由转子主极磁场与电枢磁场谐波相互作用而产生的径向电磁力波,其角频率为 $(\mu \pm p) \frac{\omega_1}{p}$,力波次数为 $\mu \pm \nu$ 。

(4) 由附加磁场谐波与电枢磁场谐波相互作用而产生的径向电磁力波,其角频率为 $(\mu \pm p) \frac{\omega_1}{p}$,力波次数为 $\mu \pm k Z_1 \pm \nu$ 。

应注意幅值较大、空间阶数低的径向电磁力波。因此,理想正弦电流供电时径向电磁力波可简化为

$$p_r' = \sum_{\nu} \sum_{\mu} \frac{1}{2\mu_0} B_{\nu} B_{\mu} \bar{A}_0 \cdot \cos\left[(\mu \pm p) \frac{\omega_1}{p} t - (\mu \pm \nu)\theta + (\varphi_{\mu} \pm \varphi_{\nu})\right] \quad (5)$$

式(5)即为转子主极磁场 μ 次谐波与电枢磁

1.2 正弦电流供电时径向电磁力波的解析计算

当理想正弦电流供电时,除了空载径向电磁力波外,额外产生的径向电磁力波瞬态值表达式^[21]为

场 ν 次谐波相互作用而产生的径向电磁力波,是引起低频振动噪声的主要根源。

1.3 考虑电源谐波时径向电磁力波的特性计算

当变频器采用 SVPWM 调速时,会在开关频率附近引入高频电流谐波,因此定子谐波磁动势增加了由变频器引入的 h 次高频谐波电流产生的磁动势。由文献[3-5]可知变频器供电条件下永磁电机气隙磁场的解析表达式为

$$\begin{aligned} b_2(\theta, t) &= \sum F_{\mu} \bar{A}_0 \cos\left(\frac{\mu}{p} \omega_1 t - \mu\theta + \varphi_1\right) + \\ &\quad \sum F_{\nu} \bar{A}_0 \cos(\omega_1 t - \nu\theta + \varphi_2) + \\ &\quad \sum_h \sum_{\nu} F_h \bar{A}_0 \cos(h\omega_1 t - \nu\theta + \varphi_3) + \\ &\quad \sum_{\mu} \sum_k \frac{1}{2} F_{\mu} \bar{A}_k \cos\left[\frac{\mu}{p} \omega_1 t - (\mu \pm k Z_1)\theta + \varphi_1\right] + \\ &\quad \sum_{\nu} \sum_k \frac{1}{2} F_{\nu} \bar{A}_k \cos[\omega_1 t - (\nu \pm k Z_1)\theta + \varphi_2] + \\ &\quad \sum_h \sum_{\nu} \sum_k \frac{1}{2} F_h \bar{A}_k \cos[h\omega_1 t - (\nu \pm k Z_1)\theta + \varphi_3] \end{aligned} \quad (6)$$

由式(6)可知,若忽略高频谐波电流的磁动势与谐波比磁导可变量相互作用而产生的谐波磁场,变频器供电时所特有的气隙磁场部分为定子 h 次谐波磁动势作用于谐波比磁导不变分量所产生气隙磁场,是永磁电机高频振动噪声的主要根源。

由于表达式过于复杂,只列出高频谐波电流引起的径向电磁力波解析表达式^[21],如下所示:

$$\begin{aligned}
(12) &= \frac{1}{4\mu_0} \sum_h \sum_v F_h^2 \bar{A}_0^2 \cos(2h\omega_1 t - 2\nu\theta + 2\varphi_3) \\
(13) &= \frac{1}{16\mu_0} \sum_h \sum_k \sum_v F_h^2 \bar{A}_k^2 \cos[2h\omega_1 t - 2(\nu \pm kZ_1)\theta + 2\varphi_3] \\
(14) &= \frac{1}{\mu_0} \sum_h \sum_v \sum F_\mu F_h \bar{A}_0^2 \cos\left[\left(h \pm \frac{\mu}{p}\right)\omega_1 t - (\mu \pm \nu)\theta + (\varphi_3 \pm \varphi_1)\right] \\
(15) &= \frac{1}{\mu_0} \sum_h \sum_v \sum F_v F_h \bar{A}_0^2 \cos[(h \pm 1)\omega_1 t - (\nu \pm \nu)\theta + (\varphi_3 \pm \varphi_2)] \\
(16) &= \frac{1}{2\mu_0} \sum_h \sum_v \sum_\mu \sum_k F_\mu F_h \bar{A}_0 \bar{A}_k \cos\left[\left(h \pm \frac{\mu}{p}\right)\omega_1 t - (\nu \pm kZ_1 \pm \mu)\theta + (\varphi_3 \pm \varphi_2)\right] \\
(17) &= \frac{1}{2\mu_0} \sum_h \sum_v \sum_v \sum_k F_v F_h \bar{A}_0 \bar{A}_k \cos[(h \pm 1)\omega_1 t - (v \pm v \pm kZ_1)\theta + (\varphi_3 \pm \varphi_2)] \\
(18) &= \frac{1}{2\mu_0} \sum_h \sum_v \sum_h \sum_k \sum_v F_h^2 \bar{A}_0 \bar{A}_k \cos[(h \pm h)\omega_1 t - (v \pm v \pm kZ_1)\theta + (\varphi_3 \pm \varphi_3)] \\
(19) &= \frac{1}{2\mu_0} \sum_h \sum_k \sum_v \sum F_\mu F_h \bar{A}_0 \bar{A}_k \cos\left[\left(h \pm \frac{\mu}{p}\right)\omega_1 t - (\nu \pm \mu \mp kZ_1)\theta + (\varphi_3 \pm \varphi_1)\right] \\
(20) &= \frac{1}{2\mu_0} \sum_h \sum_k \sum_v \sum F_v F_h \bar{A}_0 \bar{A}_k \cos[(h \pm 1)\omega_1 t - (v \pm v \mp kZ_1)\theta + (\varphi_3 \pm \varphi_2)] \\
(21) &= \frac{1}{4\mu_0} \sum_\mu \sum_k \sum_h \sum_k \sum_v F_\mu F_h \bar{A}_k^2 \cos\left[\left(h \pm \frac{\mu}{p}\right)\omega_1 t - (\nu \pm kZ_1 \pm \mu \mp kZ_1)\theta + (\varphi_3 \pm \varphi_1)\right] \\
(22) &= \frac{1}{4\mu_0} \sum_h \sum_k \sum_v \sum_v \sum_k F_v F_h \bar{A}_k^2 \cos[(h \pm 1)\omega_1 t - (v \pm kZ_1 \pm v \mp kZ_1)\theta + (\varphi_3 \pm \varphi_2)]
\end{aligned} \tag{7}$$

忽略幅值低、次数大、定子开槽的项,式(7)中最主要的高频径向电磁力波是由高频谐波电流主磁场与转子永磁体主磁场相互作用而产生的力波,如下式所示:

$$\begin{aligned}
p' &= \frac{1}{\mu_0} \sum_h \sum_v \sum F_\mu F_h \bar{A}_0^2 \cdot \\
&\cos\left[\left(h \pm \frac{\mu}{p}\right)\omega_1 t - (\mu \pm \nu)\theta + (\varphi_3 \pm \varphi_1)\right]
\end{aligned} \tag{8}$$

由文献[18]可知变频器供电时, h 次高频谐波电流作用产生的气隙磁场的谐波分量频率与开关频率的关系如下式所示:

$$f_k = k_3 f_c \pm k_4 f_0 \tag{9}$$

式中: f_c 为开关频率; f_0 为电流基波频率; k_3 和 k_4 为奇偶性相异的正整数。

因此, h 次高频谐波电流主磁场与转子 μ 次谐波主磁场的相互作用而产生的径向电磁力波频率如下式所示:

$$f = f_k \pm \frac{\mu}{p} f_0 = k_3 f_c \pm k_4 f_0 \pm \frac{\mu}{p} f_0 =$$

$$k_3 f_c \pm k_4 f_0 \pm (2r + 1)f_0 = k_5 f_c \pm k_6 f_0 \tag{10}$$

式中: k_5 和 k_6 为奇偶性相同的正整数。

本文所研究的电机为6极9槽分数槽内置式永磁电机,开关频率为 $f_c = 5$ kHz。因此,变频器供电时高频径向电磁力波频率分别为 $f_c \pm 3f_0$, $f_c \pm 5f_0$, $f_c \pm 7f_0$ ……。变频器供电时高频径向电磁力波的空间阶次规律及频率特征如表1所示。

表1 变频器供电时高频径向电磁力波的空间阶次规律及频率特征

幅值	空间阶数	力波频率
$F_\mu F_h \bar{A}_0^2$	$\gamma = \mu \pm \nu$	$f = k_5 f_c \pm k_6 f_0$

2 基于场路耦合法的永磁电机仿真设计

2.1 永磁电机的场路耦合模型及仿真分析

搭建永磁电机的场路耦合仿真模型。首先根据电机参数在Simplorer中搭建永磁电机矢量控制模型,再根据电机参数在Maxwell中建立永磁

电机电磁场分析模型,最后在 Simplorer 中对电机变频器主电路进行建模,如图 1 所示,其中包括转速环及电流环 PI 调节器、坐标变换模块(Park 变换及反变换、Clarke 变换及反变换)、电子回旋辐射(ECE)电机等效模型、SVPWM 模块、逆变器模块、测量模块(转子位置、转速以及电流检测)。永磁电机的主要性能参数如表 2 所示。

本文的研究对象为压缩机用永磁电机及其控制策略。电机采用最大转矩电流比(MTPA)控制

表 2 永磁电机参数表

参数名称	参数值
额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	3 240
额定转矩/($N \cdot m$)	4.8
额定功率/kW	1.63
相电阻/ Ω	0.637
电感/mH	5.9
永磁体磁链/Wb	0.089 6
转动惯量/($kg \cdot m^2$)	3.92×10^{-4}

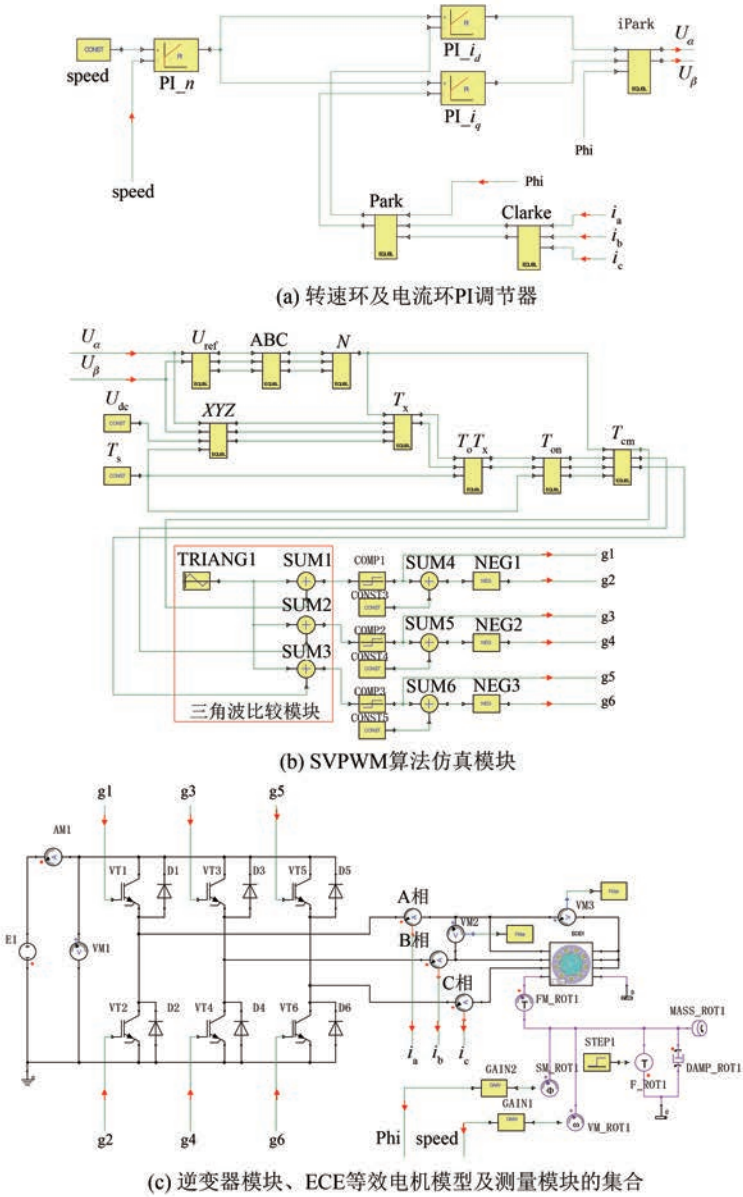


图 1 压缩机用永磁电机控制系统场路耦合模型

策略,要求转矩一定时定子电流最小,需找到各工 况下最优的 d 、 q 轴电流组合,进而获得高精度

MTPA 电流控制曲线,如下式所示:

$$\begin{cases} T_e = 1.5pi_q[i_d(L_d - L_q) + \varphi_f] \\ i_{\max} = \min\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \end{cases} \quad (11)$$

式中: T_e 为电磁转矩; p 为极对数; i_d 、 i_q 、 L_d 、 L_q 分别为 d 、 q 轴电流和电感; φ_f 为永磁体磁链; $i_{\max}$ 为 d 、 q 轴坐标系下的最大电流幅值。

设拉格朗日辅助函数为

$$F(i_d, i_q, \lambda) = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} + \lambda \{ T_e - 1.5pi_q[i_d(L_d - L_q) + \varphi_f] \} \quad (12)$$

若采用 MTPA 策略,则 d 、 q 轴电流满足下式:

$$\begin{cases} \frac{\partial F(i_d, i_q, \lambda)}{\partial i_d} = 0 \\ \frac{\partial F(i_d, i_q, \lambda)}{\partial i_q} = 0 \\ \frac{\partial F(i_d, i_q, \lambda)}{\partial \lambda} = 0 \end{cases} \quad (13)$$

从式 (11) ~ 式 (13) 可得在 MTPA 策略下电机的 q 轴电流 i_q 与电磁转矩 T_e 的关系式、 d 轴电流 i_d 与定子电流矢量 i_s 的关系式以及 q 轴电流 i_q 的表达式,如下所示:

$$\begin{cases} i_q = \sqrt{i_s^2 - i_d^2} \\ i_d = \frac{\varphi_f - \sqrt{\varphi_f^2 + 8(L_q - L_d)^2 i_s^2}}{4(L_q - L_d)} \\ T_e = \frac{3}{4}pi_q[\sqrt{\varphi_f^2 + 4i_q^2(L_d - L_q)^2} + \varphi_f] \end{cases} \quad (14)$$

根据式 (14),经过 MATLAB 插值和拟合运算,得到不同电磁转矩对应的最优 d 、 q 轴电流组合连接成的 MTPA 控制轨迹,其主要应用于 d 、 q 轴电流指令模块,如图 2 所示。

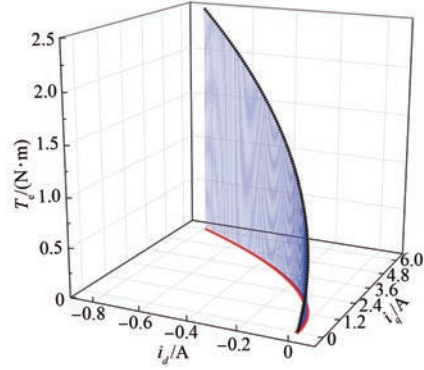


图 2 MTPA 控制轨迹图

通过在转速环 PI 调节器与电流环 PI 调节器之间添加 d 、 q 轴电流指令模块使其在双闭环矢量控制系统的框架上实现 MTPA 控制,如图 3 所示。

基于 MTPA 矢量控制的场路耦合仿真平台,分别进行空载以及负载试验。给定额定转速为 3 240 r/min,首先对电机进行空载起动,在 0.15 s 时突加额定负载 4.8 N·m,得到各项性能参数动态响应图,如图 4 所示。

与传统场路耦合法不同,本文所提出的场路耦合法在 Simplerer 环境下完成控制系统的仿真。另外其的电机模型是通过 d 、 q 轴电感参数构建的模块化 ECE 等效电机模型。基于此可快速获得变频器供电下低、高频谐波电流,进而获取符合实际情况的径向电磁力波分布情况,计算速度快、时间短,为从系统层面上考虑电磁噪声优化提供了方向。

经仿真,最后分别得到两种场路耦合法的优缺点,如表 3 所示。可以发现本文所提出的场路耦合法在许多方面均具有优势,并具有更良好的工程应用性。

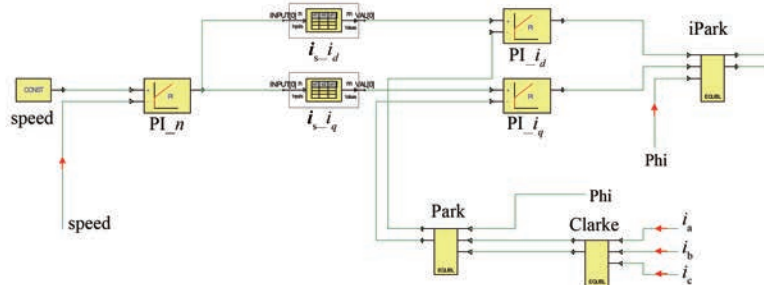


图 3 MTPA 矢量控制策略

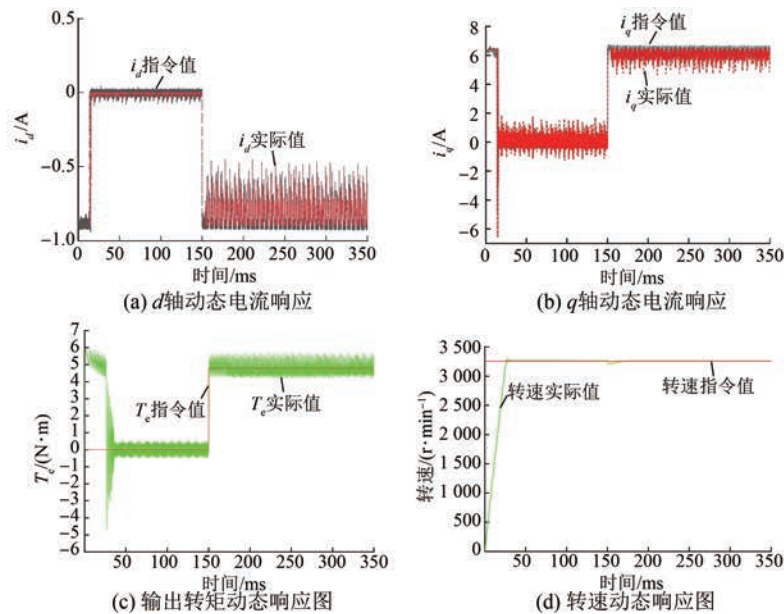


图4 各项性能参数动态响应图

表3 传统场路耦合法与本文所提场路耦合法仿真优缺点对比

参数名称	传统场路耦合	本文场路耦合法
计算时间	需要5天以上	3小时左右
计算设置	复杂	简单
计算机匹配要求	较高	不高
工程应用性	不利于	有利于

2.2 基于场路耦合法的径向电磁力波分析

由上述分析可知,实际运行中压缩机由变频器供电,在高频处易产生啸叫,因此需考虑变频器对永磁电机噪声的影响,尤其着重分析对径向电磁力波的影响。额定工况下电机磁密分布云图和磁力线分布情况如图5所示。

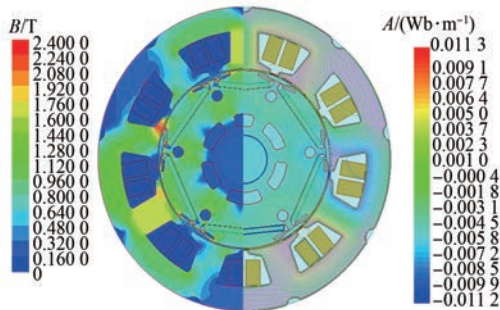


图5 考虑高频谐波电流时电机磁密云图和磁力线云图

图6为电流动态响应及其局部图,其中A相稳态电流波形中的局部放大区域如图6(b)所示。

图7为高频电流频谱特性。由图7可知,电流经快速傅立叶变换(FFT)后在载波频率为5 kHz时含有较大谐波,并发现高频电流谐波分布在 f_c-3f_0 (4 688 Hz)、 f_c-f_0 (4 844 Hz)、 f_c+f_0 (5 157 Hz)、 f_c+3f_0 (5 313 Hz)。

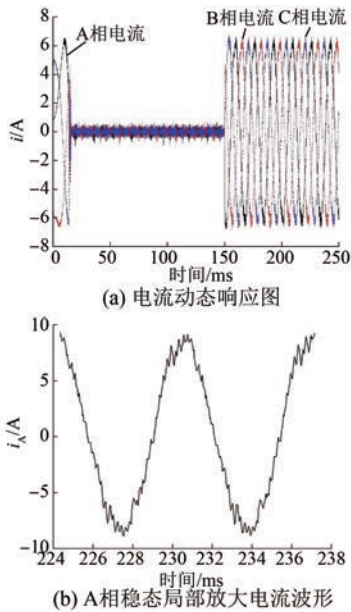


图6 电流动态响应及其局部图

因为本文研究的电机没有斜槽及斜极,所以电机轴向电磁力可以忽略,仿真分别得到理想正弦电流供电时以及考虑电源谐波时径向电磁力波的频域时空特性,如图8、图9所示。由图8、图9

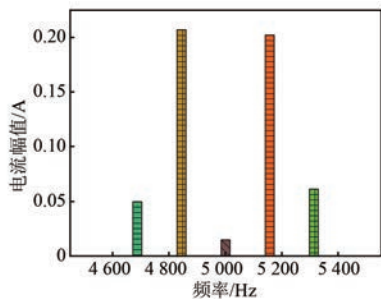


图7 高频电流频谱特性图

对比可知,高频谐波电流不会引起额外的空间阶次。另外,相较于理想正弦电流供电,考虑电源谐波时低频段内径向电磁力波(0~4 000 Hz)的空间阶次和频率倍数相同且幅值接近;高频段(4 000~8 000 Hz)内,不仅原有的径向电磁力波幅值增加,而且额外产生与开关频率相关的径向电磁力波,幅值大约为2~5 kN/m²。这是由转子谐波主磁场和变频器引入的开关频率附近的高频谐波电流主磁场之间相互作用而产生的径向电磁力引起的。由于高频段内3阶径向电磁力集中在4 688 Hz、5 157 Hz频率下,接近整机3阶模态的固有频率,满足振型相同、频率接近的条件,可能会对整机电磁噪声产生较大贡献量,是引起压缩机高频电磁噪声的主要原因^[21]。

为了进一步观察高频处径向电磁力波的情况,本文在靠近齿部内表面气隙区域某处创建定点。为了分析径向电磁力波在开关频率附近的频谱特性,需要增大分辨率以及频谱范围,对径向电磁力密度进行FFT变换,得到径向电磁力波高频处频谱分布对比图,如图10所示。

由图10可知,相比于理想正弦供电情况,考虑电源谐波情况时径向电磁力波在载波频率附近幅值较大,高频频谱依次为 $f_c - 3f_0$ 、 $f_c - f_0$ 、 $f_c + f_0$ 、 $f_c + 3f_0$,满足1.3节所提的高频径向电磁力波频率与开关频率的关系式: $f = k_5 f_c \pm k_6 f_0$ 。

3 压缩机用永磁电机的声振特性试验

3.1 试验设备与环境

本文研究的是密封电机,电机的测试方式有限。另外明确了振动噪声是由径向电磁力引起的,因此电机振动噪声频谱特性可作为径向电磁力波频谱特性的间接验证。为了验证电机高频径

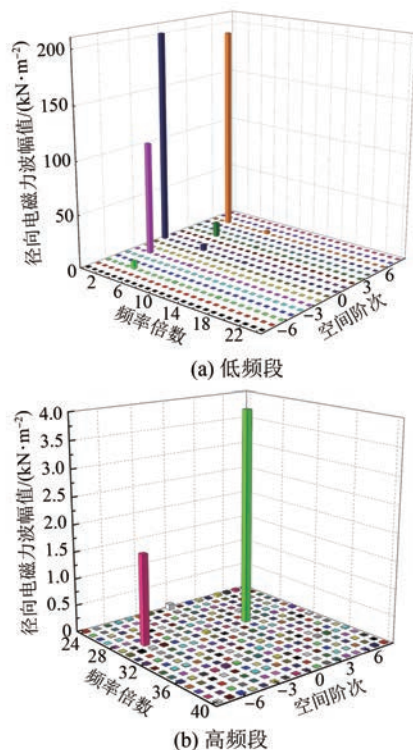


图8 理想正弦电流供电时径向电磁力波的频域特性

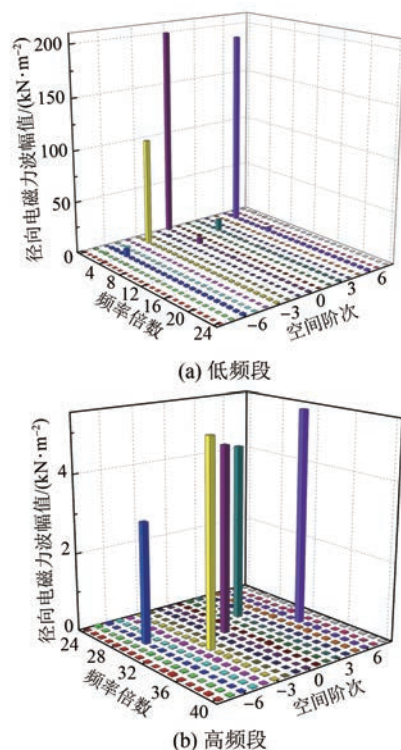


图9 考虑电源谐波时径向电磁力波的频率特性

向电磁力波和变频器开关频率的关系,对压缩机进行声振特性试验。

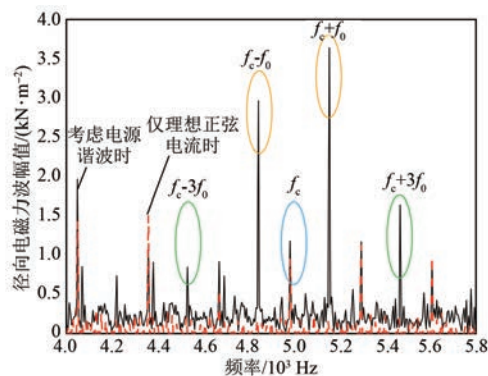


图 10 靠近齿部内表面气隙采样点的径向电磁力波在载波频率附近的高频频谱

本文依据国标 GB/T 10069.1—2006《旋转电机噪声测试方法及限值》,搭建了压缩机噪声测试平台,其中包括永磁电机、数据采集系统以及吸声材料组成的隔声系统。在压缩机外壳周围布置声压测试点进行测试,如图 11 所示。

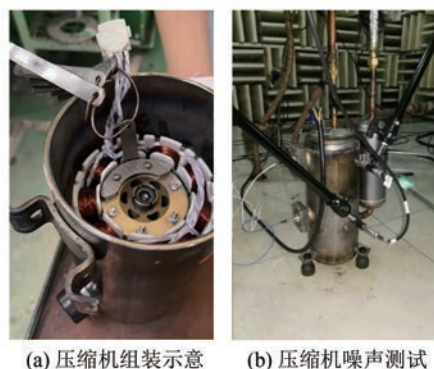


图 11 压缩机噪声测试平台

在压缩机振动检测过程中,发现壳体中间位置处在不同转速下的振动明显。测试时,分别在压缩机壳体中间位置处均匀设置 3 个振动测点,振动传感器采用 PCB356A03 三向压电传感器,

如图 12 所示。

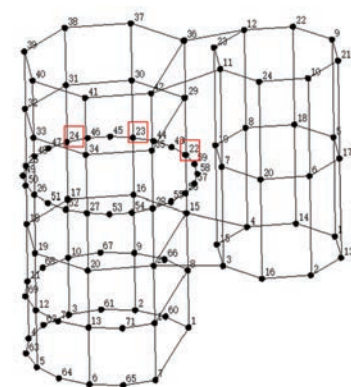


图 12 压缩机的振动测点布置

3.2 不同工况下压缩机的振动噪声对比分析

本试验的目的是为了测试多种工况下变频压缩机用永磁电机的振动噪声信号,分析噪声频谱图,找出一定特殊规律并总结主要特性,为减振降噪的分析奠定理论基础。试验所用的变频器开关频率为 5 kHz。

为了保证数据的正确性,试验在隔音室进行,确保背景噪声较小,对试验结果基本没有影响,并在 1 000~3 500 r/min 转速范围内均匀选择 3 种转速进行试验,试验工况为保持负载扭矩在 2.7、3.5、4 N·m,控制电机以 1 080、1 460、1 600 r/min 的转速运行,测试振动噪声信号。

图 13 为不同工况下压缩机在开关频率附近的高频噪声频谱图,其中图 13(a)为负载转矩 2.7 N·m、转速 1 080 r/min 的近场高频处噪声频谱图;图 13(b)为负载转矩 3.5 N·m、转速 1 460 r/min 的近场高频处噪声频谱图;图 13(c)为负载转矩 4 N·m、转速 1 600 r/min 的近场高频处噪声频谱图。

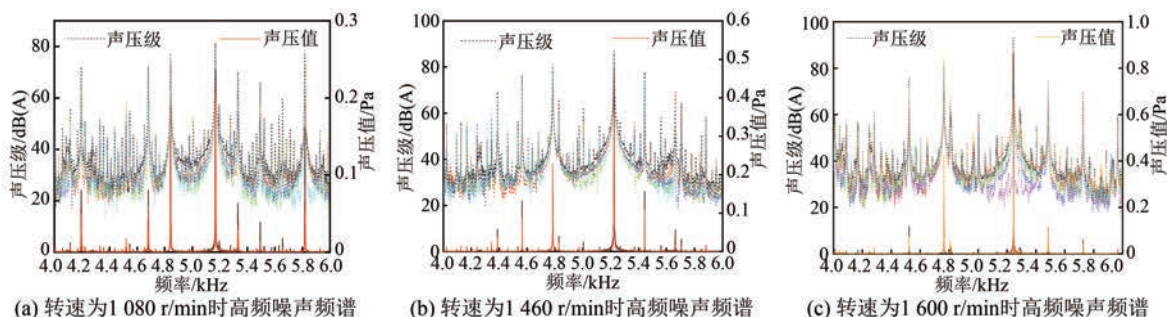


图 13 不同工况下压缩机在开关频率附近高频噪声频谱图

在分析高频噪声时,发现存在高频处产生的较大振动和 高频啸叫。在这些高频处,电机机壳沿 X 方向(径向)存在明显的振动,沿 Y 方向(切向)和 Z 方向(轴向)的振动不大。因此,在

压缩机中心高度处加密网格进行测试,得到不同转速下压缩机壳体上振动测点 22、测点 23、测点 24 对锤击点 23 沿径向的高频振动频谱,如图 14 所示。

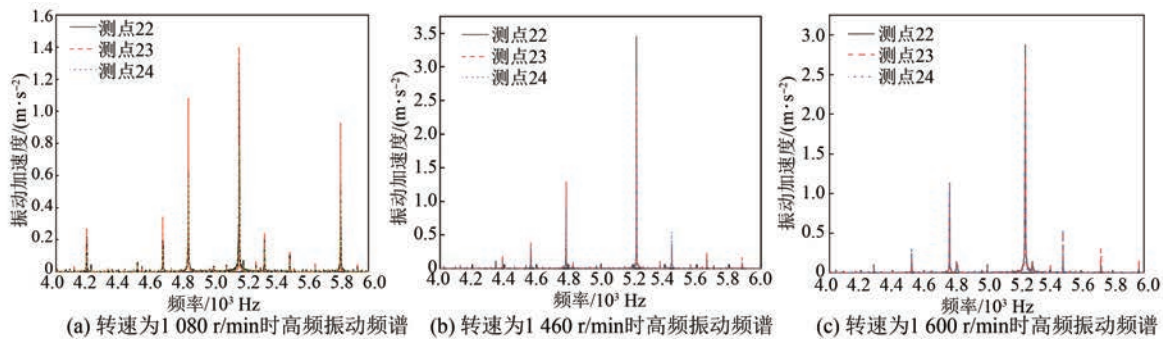


图 14 不同工况下压缩机的高频振动频谱图

由图 13 和图 14 可知,压缩机各测点的高频噪声未随着转矩的增大而明显增大;开关频率附近较大的高频径向电磁力波可能是引起压缩机产生高频振动噪声的主要原因。开关频率附近压缩机的高频振动及噪声峰值频率比较情况如表 4 所示。

表 4 开关频率附近压缩机的高频振动及噪声峰值频率比较情况

转速	基频	高频振动频率	噪声峰值频率
1 080 r·min ⁻¹	54 Hz	4 838 Hz	5 162 Hz
1 460 r·min ⁻¹	73 Hz	4 781 Hz	5 219 Hz
1 600 r·min ⁻¹	80 Hz	4 760 Hz	5 240 Hz
频率差	\	f_c-3f_0	f_c+3f_0
载波	\	5 000 Hz	

由表 4 数据可知,开关频率附近存在较大的振动和噪声峰值,且高频噪声频率与开关频率也满足 1.3 节所述的规律。

4 结 语

本文以一台家用变频空调压缩机用永磁电机为研究对象,首先采用解析法对比了正弦波供电与变频器供电时的径向电磁力波的时空特性。其次建立了永磁电机场路耦合模型,进行了由空载起动至恒转矩负载稳定运行的动态仿真,对比分析了场路耦合法下电流谐波成分,并对变频器供电下压缩机用永磁电机的高频电磁噪声进行预测,主要结论如下。

(1) 相比于传统场路耦合法,本文所提的场路耦合法不仅具有突出的工程实用性,还能考虑电机本体以及载波频率等非线性因素引起的高频电流谐波影响,为从系统上考虑电磁噪声优化提供了方向。

(2) 基于永磁电机场路耦合模型,发现相比于低频谐波(3、5、7 次)电流,载波频率附近的高频谐波电流幅值也不可忽略,高频谐波电流主要分布在开关频率及其倍频附近,且未引起额外的空间阶次。

(3) 在变频器供电时,较小的高频谐波电流能引起较大的径向电磁力波,高频径向电磁力波满足关系式: $f=k_3f_c\pm k_6f_0$ 。最后,针对变频器供电的压缩机用永磁电机进行声振特性试验,验证了其的正确性,充分说明了本文所提场路耦合模型的有效性。

上述研究成果为预测压缩机用永磁电机的高频噪声以及从系统上考虑电磁噪声优化提供了参考。

【参 考 文 献】

[1] 冯洋威. 冰箱压缩机噪声机理分析及降噪研究 [D]. 合肥:合肥工业大学,2014.

[2] TORREGROSSA D, KHOOBROO A, FAHIMI B. Prediction of acoustic noise and torque pulsation in PM synchronous machines with static eccentricity and partial demagnetization using field reconstruction method [J]. IEEE Transactions on Industrial

- Electronics, 2012, 59(2): 934.
- [3] 唐任远, 宋志环, 于慎波, 等. 变频器供电对永磁电机振动噪声源的影响研究[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(3): 12.
- [4] MOHAMMED O, KHAN A A, MOHAMED A, et al. A wavelet filtering scheme for noise and vibration reduction in high-frequency signal injection-based sensorless control of PMSM at low speed[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2012, 27(2): 250.
- [5] 林福, 左曙光, 毛钰, 等. 考虑电流谐波的永磁同步电机电磁振动和噪声半解析模型[J]. 电工技术学报, 2017, 32(9): 24.
- [6] BINOJKUMAR A C, SARITHA B, NARAYANAN G. Acoustic noise characterization of space-vector modulated induction motor drives—an experimental approach [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(6): 3362.
- [7] KRONEISL M, SMIDL V, PEROUTKA Z, et al. Predictive control of IM drive acoustic noise [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5666.
- [8] 李文, 赵慧敏, 邓武. 变频器驱动异步电机振动频谱特征分析[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(8): 67.
- [9] 屈仁浩. 变频驱动电机电磁振动噪声特性研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2020.
- [10] 肖阳, 宋金元, 屈仁浩, 等. 变频谐波对电机振动噪声特性的影响规律[J]. 电工技术学报, 2021, 36(12): 2607.
- [11] 周吉威. 谐波电流对永磁电机振动噪声影响研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2015.
- [12] LIANG W, LUK C K, FEI W. Investigation of magnetic field inter-harmonics and sideband vibration in FSCW IPMSM drive with SPWM technique [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 3315.
- [13] ZHANG W, XU Y, REN J. Synchronous random switching frequency modulation technique based on the carrier phase shift to reduce the PWM noise[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(4): 892.
- [14] 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.
- [15] 牟原野. 谐波抑制和扩频调制对永磁同步电机振动噪声的影响研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2021.
- [16] 陈亚琴. 周期频率调制技术对电动汽车驱动电机振动噪声影响研究[D]. 天津: 河北工业大学, 2020.
- [17] ZHANG W, XU Y, HUANG Y, et al. Reduction of high-frequency vibration noise for dual-branch three-phase permanent magnet synchronous motors [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2020, 6(2): 42.
- [18] 韩汇文. 基于磁固耦合的永磁电机电磁振动分析[D]. 杭州: 浙江大学, 2013.
- [19] 舒波夫. 电机的噪声和振动[M]. 北京: 机械工业出版社, 1980.
- [20] GIERAS J F, WANG C, LAI J C. Noise of polyphase electric motors[M]. Boca Raton: CRC Press, 2006.
- [21] 王东刚. 永磁同步电机高频振动与噪声研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2014.

~~~~~  
(上接第 23 页)

- [ 7 ] 王凯东, 李宏浩, 张超. 高速内置式永磁转子设计与机械特性分析[J]. 机械管理开发, 2019, 34(4): 1.
- [ 8 ] 谢婧萍, 胡青春, 麦千里, 等. 高速 V 型内置式永磁转子动力学分析及结构优化[J]. 微特电机, 2019, 47(5): 1.
- [ 9 ] 陈远杨, 韩则胤, 陈阳生. 高速内嵌式永磁电动机转子机械强度分析[J]. 微特电机, 2012, 40(5): 5.
- [ 10 ] BINDER A, SCHNEIDER T, KLOHR M. Fixation of buried and surface mounted magnets in high-speed permanent magnet synchronous motors [C]//Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.
- [ 11 ] 张金中. 碳纤维增强环氧树脂复合材料/N80 钢摩擦学性能研究[J]. 摩擦学学报, 2004, 24(1): 83.