

本文全文线上首发由
上海电器科学研究所
(集团) 有限公司
支持

申合彪, 赵朝会, 陆海玲, 庞亮.
不对称磁障对IPMSM电磁振动噪声
的影响分析.
电机与控制应用, 2021, 48(10): 71.




数据监测
多维数据采集, 全面运行分析
全景可视窗口, 丰富报表类型


预测运维
海量行业数据, 精准趋势预测
生命周期管理, 性能尽在掌握


故障诊断
专业机理模型, 自动故障告警
在线智能诊断, 高效便捷派单


绿色节能
环保绿色先行, 助力低碳生产
节能降耗减排, 合理降本增效


聚汇商机
供需多方互联, 协同合作共赢
有效整合资源, 共享生态未来

SEARI
上电科

上海电器科学研究所(集团)有限公司
上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司

云平台技术支持: 18918675776
固定电话: 021- 52669993

业务垂询: 18801608667
地址: 上海市普陀区武宁路505号9号楼



微信扫码关注我们

不对称磁障对 IPMSM 电磁振动噪声的影响分析

申合彪, 赵朝会, 陆海玲, 庞亮
(上海电机学院 电气学院, 上海 201306)

摘要: 针对目前一些采用不对称磁障法降低内置式永磁同步电机(IPMSM)转矩脉动的研究并未细致分析其对电机电磁振动噪声产生何种影响的问题,以一台 37 kW IPMSM 为研究对象,建立了原始电机和具有不对称磁障结构电机的电磁场有限元模型与振动噪声耦合模型,对比分析了不对称磁障结构对电机振动噪声的影响。从理论上分析了永磁电机径向电磁力波的阶次、频率特征,并利用有限元法与二维傅里叶分解法对得到的气隙处径向电磁力波进行分解。建立定子结构有限元模型,对其进行模态分析。在仿真平台搭建振动噪声耦合模型,仿真得到电机定子振动响应与电磁噪声。结果表明,采用不对称磁障的设计方法虽然能降低电机的转矩脉动并且不会牺牲电机输出转矩,但会产生其他倍频的电磁力,增加相对应频率点的振动响应,增大电机的振动噪声,设计时需综合考虑。

关键词: 内置式永磁同步电机; 不对称磁障; 有限元分析; 电磁力; 模态分析; 振动噪声

中图分类号: TM 341 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2021)10-0071-06

doi: 10.12177/emca.2021.089

Analysis of Influence of Asymmetric Magnetic Barrier on Electromagnetic Vibration Noise of IPMSM

SHEN Hebiao, ZHAO Chaohui, LU Hailing, PANG Liang

(School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China)

Abstract: In current researches on reducing torque ripple of interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) by asymmetric method, there is no detailed study on the influence on electromagnetic vibration noise of the motor. For this reason, taking a 37 kW IPMSM as the research object, the electromagnetic field finite element model and the vibration noise coupling model of the original motor and the motor with asymmetric magnetic barrier structure are established. The effects of the asymmetric magnetic barrier structure on the vibration noise of the motor are compared and analyzed. The order and frequency characteristics of the radial electromagnetic force wave of the permanent magnet motor are analyzed theoretically, and the radial electromagnetic force wave at the air gap is decomposed by using the finite element method and two-dimensional Fourier decomposition method. The finite element model of the stator structure is established and its modal analysis is carried out. Then the vibration noise coupling model is built on the simulation platform to obtain the vibration response and electromagnetic noise of the motor stator. The results show that, although the design method of asymmetric magnetic barrier can reduce the torque ripple of the motor and does not sacrifice the output torque of the motor, it will generate other frequency multiplied electromagnetic force and increase the vibration response of the corresponding frequency points, and deteriorate the vibration noise of the motor, which should be considered comprehensively in the design.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM); asymmetric magnetic barrier; finite element analysis; electromagnetic force; modal analysis; vibration noise

收稿日期: 2021-08-04; 收到修改稿日期: 2021-08-19

作者简介: 申合彪(1997—),男,硕士研究生,研究方向为永磁同步电机的振动噪声。

赵朝会(1963—),男,博士,教授,研究方向为电机与电器、电力电子与传动。

0 引言

内置式永磁同步电机(IPMSM)相较于表贴式电机,不仅具有永磁转矩,还拥有磁阻转矩,这使其具有更大的功率密度,更高的效率,广泛应用于电动汽车、家用电器、工业领域。然而 IPMSM 同样带有较大的转矩脉动及齿槽转矩的缺点,这将会引起电机的电磁振动与噪声,不适合一些精度要求高的伺服系统。因此,研究降低 IPMSM 的转矩脉动,或者抑制电机的电磁振动与噪声成为其性能优化的主要研究方向。近些年,国内外学者针对这 2 个方向做了大量研究。

永磁电机降低齿槽转矩或者转矩脉动的方法主要包括定子斜槽^[1]、定子齿开辅助槽^[2]、转子表面开辅助槽^[3]、转子轴向分段^[4]、磁极偏心^[5]等,缺点是均难以保证电机的功率密度。文献[6-7]采用优化转子隔磁桥的方法来抑制电机的径向电磁力波,通过对比优化前后电机的电磁噪声声压图证明优化方法的有效性。文献[8]提出了定子齿顶偏移的方法来降低定子齿中间位置的电磁力幅值,并且优化了偏移距离使降噪效果达到最佳。文献[9]针对 IPMSM,采用转子外表面上开辅助槽的方法削弱空间阶次电磁力幅值,降低电机振动噪声。以上优化方法虽然有效地通过降低径向电磁力幅值来削弱振动噪声,但输出转矩同样均有不同程度的降低,使得电机的功率密度下降。

因此,有学者在寻找一种内置式永磁电机的优化方法——既能达到优化电机转矩脉动的目的,又能保证电机的功率密度不降低。文献[10]对比分析了传统转子轴向分段结构和不对称磁障结构 2 种优化方法下的电机性能。结果表明,采用不对称磁障结构不仅有效削弱了齿槽转矩与转矩波动,还会增大电机的输出转矩。文献[11]提出了一种辅助磁障结构应用于 IPMSM,通过优化辅助磁障的尺寸参数使电机的永磁转矩和磁阻转矩错开一定的角度,从而提升合成输出转矩平均值,并且降低了转矩脉动。文献[12]针对内置式电机提出定子槽口不对称、转子磁障不对称 2 种优化方法,二者均有效降低转矩波动,达到电机的设计要求。但这些不对称磁障的优化方法大多数只以转矩脉动、齿槽转矩为优化目标,比较片面。

而永磁电机的电磁振动噪声主要由电机的转矩脉动与径向电磁力波动引起^[13],本文探讨不对称磁障的方法在降低转矩脉动、保证电机功率密度的情况下,对电机的径向电磁力波、电磁振动噪声的影响。

1 电机电磁分析

本文以一台 6 极 36 槽内置式 V 型永磁同步电机为研究对象,图 1 为原始电机横截面图,电机基本参数如表 1 所示,图 2 为电机转子结构采取不对称磁障示意图。根据电机参数建立电机的有限元仿真分析模型,添加三相对称电流激励,对电机进行电磁分析。

表 1 电机基本参数

参数名称	参数值
功率/kW	37
额定转速/(r·min ⁻¹)	3 000
槽数/极数	36/6
额定电流/A	60
定子外径/mm	290
定子内径/mm	187
气隙长度/mm	1.1
铁心长度/mm	88

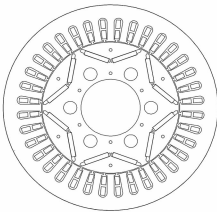


图 1 电机横截面示意图

图 2 中,原始电机磁障长度 L_1 为 3 mm,延长每极单侧磁障长度 L_1 ,电机转子由上下 2 部分组成且沿中线对称,从而使转子上下 2 部分产生的转矩相互偏移一定的电角度,进而降低转子整体合成转矩的波动。图 3 为磁障长度 L_1 与转矩波动变化关系图。可以看出随着 L_1 的增加转矩波动逐渐减小。考虑到模型干涉问题,选取磁障长度 L_1 为 7 mm。

1.1 径向电磁力理论分析

根据麦克斯韦张量法,作用于定子铁心内表

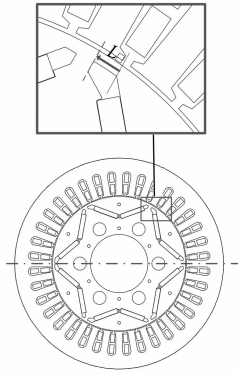


图2 不对称磁障电机横截面示意图

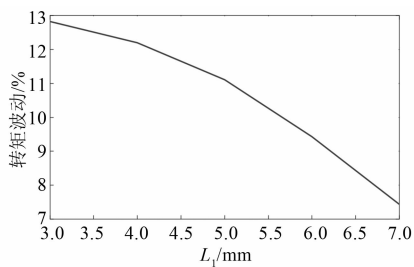


图3 磁障长度与转矩波动变化曲线

面的径向电磁力密度为

$$f_r = \frac{1}{2\mu_0} (B_r^2 - B_t^2) \approx \frac{B_r^2}{2\mu_0} \quad (1)$$

式中: f_r 为径向电磁力密度; B_r 、 B_t 分别对应电机气隙磁通密度的径向与切向分量; μ_0 为真空磁导率, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$; 由于气隙磁通密度的径向分量远大于切向分量, 可忽略其切向分量的平方项。

转子永磁磁场气隙磁通密度 $B_{R\delta}$, 与定子电枢反应磁场在气隙处的磁通密度 $B_{S\delta}$ 2 部分叠加组成电机气隙磁通密度, 因此式(1)可表示为^[14]:

$$f_r = \frac{1}{2\mu_0} (B_{R\delta} + B_{S\delta})^2 = \frac{1}{2\mu_0} B_{R\delta}^2 + \frac{1}{2\mu_0} B_{S\delta}^2 + \frac{1}{\mu_0} B_{R\delta} B_{S\delta} \quad (2)$$

电机永磁气隙磁密和电枢反应气隙磁密为其对应的磁动势和气隙磁导的乘积可表示为

$$B_{R\delta} = F_R \lambda_\delta \quad (3)$$

$$B_{S\delta} = F_S \lambda_\delta \quad (4)$$

式中: F_R 为永磁磁场气隙磁动势; F_S 为定子电枢反应磁动势; λ_δ 为等效气隙磁导。 F_R 、 F_S 与 λ_δ 可表示为^[14]

$$F_R = \sum_{v_R} F_{R_m}^{v_R} \cos v_R(p\theta - \omega t) \quad (5)$$

$$F_S = \sum_{\mu} \sum_{v_S} F_{m\varphi}^{\mu, v_S} \cos(v_S p\theta - \mu\omega t + \varphi^{\mu, v_S}) \quad (6)$$

$$\lambda_\delta = \lambda_0 + \sum_{k_Z=1}^{\infty} \lambda_{k_Z} \cos k_Z Z\theta, \quad k_Z = 1, 2, 3, \dots \quad (7)$$

式中: $F_{R_m}^{v_R}$ 为 v_R 次永磁谐波磁动势幅值; v_R 为永磁磁场谐波次数, 大小为 $2k+1$ ($k=0, 1, 2, \dots$); p 为电机极对数; θ 为转子机械角度; ω 为定子基波电流角频率; t 为时间; $F_{m\varphi}^{\mu, v_S}$ 为电枢电流产生的谐波磁动势幅值; v_S 为电枢反应磁场谐波次数, 大小为 $6k_s+1$ ($k_s=0, \pm 1, \pm 2, \dots$); μ 为电枢绕组电流谐波次数, 大小为 $6k_\mu+1$ ($k_\mu=0, \pm 1, \pm 2, \dots$), 其绝对值表示谐波次数, 正、负号则分别表示谐波电流是正序电流、负序电流; φ^{μ, v_S} 为磁动势初相角; λ_0 为气隙平均磁导; k_Z 为齿谐波阶数; λ_{k_Z} 为气隙 k_Z 阶齿谐波磁导幅值; Z 为电机定子槽数。

将式(3)~式(7)代入式(2)可归纳出永磁磁场和电枢反应磁场在定子齿表面产生的主要阶次为 $(v_R \pm v_S)p$, 频率为 $(v_R \pm 1)f_1$, f_1 为电机基波频率。根据此规律列出本文所研究样机的电磁力波阶数 v 及其频率倍数 f , 如表 2 所示。

表2 永磁磁场和定子电枢反应磁场产生径向电磁力阶次与频率

v_S	转子永磁磁场谐波次数 v_R						
	1	3	5	7	9	11	13
1	0/0	6/2	12/4	18/6	24/8	30/10	36/12
	6/2	12/4	18/6	24/8	30/10	36/12	42/14
-5	18/0	24/2	30/4	36/6	42/8	48/10	54/12
	12/2	6/4	0/6	6/8	12/10	18/12	24/14
7	18/0	12/2	6/4	0/6	6/8	12/10	18/12
	24/2	30/4	36/6	42/8	48/10	54/12	60/14
-11	36/0	42/2	48/4	54/6	60/8	66/10	72/12
	30/2	24/4	18/6	12/8	6/10	0/12	6/14
13	36/0	30/2	24/4	18/6	12/8	6/10	0/12
	42/2	48/4	54/6	60/8	66/10	72/12	78/14

1.2 电机电磁有限元分析

根据建立的原始电机与对称磁障电机的有限元分析模型, 仿真得到其对应的电机负载运行时

输出转矩如图 4 所示。

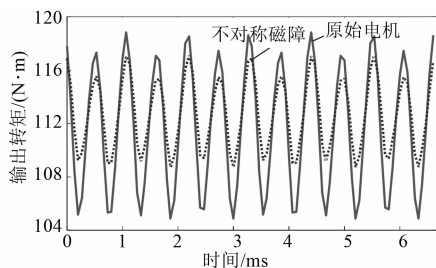


图 4 电机输出转矩对比图

由图 4 可知,电机转矩波动由 12.5% 降低为 7.4%,而且不仅没有牺牲输出转矩,还将平均转矩增大了约 $1 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。可见采用不对称磁障的方法提升了电机的功率密度,有效降低了转矩波动。

图 5 给出了采用不对称磁障前后电机的磁力线分布图,可以看出原始电机磁力线分布图具有周期性且空间周期为 6,这与电机的极数是对应的。当采用不对称磁障结构时磁场的周期性将消失,不对称磁障结构产生了不平衡磁拉力,电机存在空间一阶电磁力分量。

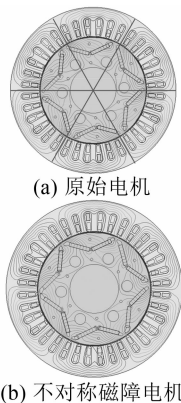


图 5 电机磁力线分布对比图

取电机气隙处圆形路径作为径向电磁力波的观测路线。由前文可知径向电磁力是关于时间和空间变化的函数,图 6 为周期性分布电机径向电磁力密度的时间-空间分布云图。对其进行快速二维傅里叶分解可得径向电磁力密度的空间与时间谐波分量如图 7 所示。

由图 7 仔细分析,可以发现电机径向电磁力分布规律与表 2 的解析一致。且 $(0, 0f_1)$ 、 $(6, 2f_1)$ 、 $(12, 4f_1)$ 分量幅值较大,分别为 2.356×10^5 、 2.736×10^5 、 $4.251 \times 10^4 \text{ N/m}^2$ 。由于 $(0, 0f_1)$ 为直流

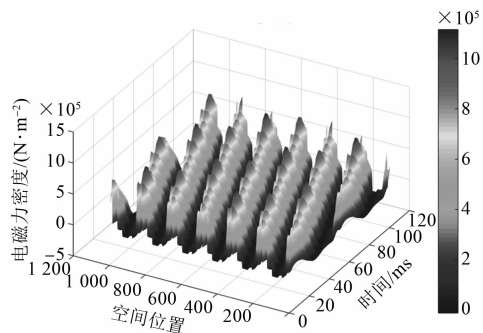


图 6 径向电磁力密度时空分布

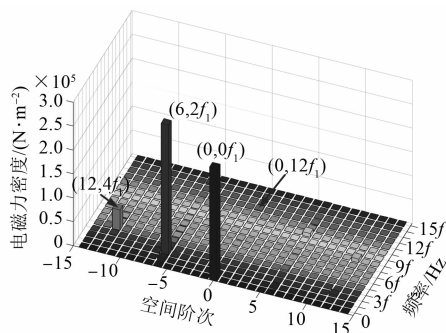


图 7 原始电机径向电磁力密度二维傅里叶分解图

分量,只会使电机定子产生形变并不会引起电机的电磁振动和噪声。电磁振动噪声与电磁力波空间阶次的 4 次方呈反比,高阶空间径向电磁力波引起的振动噪声可以忽略,一般只需关注空间阶数小于 8 阶的分量即可。值得注意的是虽然 $(0, 12f_1)$ 的幅值为 1991 N/m^2 远远小于 $(6, 2f_1)$ 分量的幅值,但是此分量阶次为 0 阶仍有可能对电机振动噪声产生重大影响。

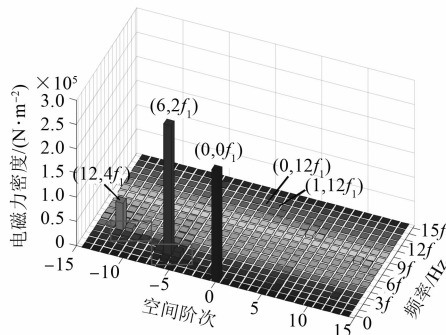


图 8 不对称磁障电机径向电磁力密度二维傅里叶分解图

由图 8 分析知, $(0, 12f_1)$ 、 $(6, 2f_1)$ 电磁力分量幅值分别为 907.5 N/m^2 、 $2.707 \times 10^5 \text{ N/m}^2$ 相比

于原始电机模型,各自对应的分量幅值下降幅度为 54.4%、1%。由于转子磁障的不对称结构,引起了幅值较小的奇数次基波倍频电磁力分量。其中 $(1, 12f_1)$ 相较于原始电机为新增加电磁力分量,幅值为 $1\ 058.4\ \text{N/m}^2$ 。由此可见不对称的转子结构使电机产生了不平衡磁拉力,存在空间一阶电磁力分量,这与电机磁力线周期性的变化分析结果是吻合的。

2 模态分析

当电机径向电磁力波频率与电机固有频率等于或接近时,将引起共振现象^[15]。这不仅会产生较大的电磁噪音,还会对电机的整体寿命产生不利影响,因此通过对电机结构进行模态仿真,来分析电机固有频率尤为重要。由于电机的电磁振动噪声主要是由气隙处的径向电磁力作用在电机定子齿部产生的,振动的发生部位主要是定子,忽略绕组对定子模态的影响。而且本文采用的不对称结构是在转子上进行改动,并不会影响定子模态的固有频率。因此,本文采用计算精度较高的有限元法对电机定子结构进行模态仿真分析,图 9 为电机定子铁心各阶模态振型及固有频率。

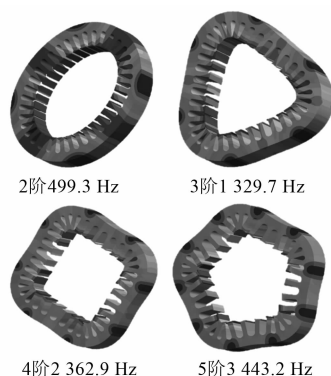


图 9 电机定子结构模态振型图

由表 2 分析可知,原始电机的径向电磁力频率为电机基波频率的偶数倍。与有限元模态分析得到的固有频率对比,可发现原始电机的径向电磁力与定子低阶模态固有频率相差较远,因此电机不会发生共振。当电机采用不对称磁障结构时,结合前面电磁力二维傅里叶分解可知,不对称结构产生的电磁力分量频率不仅具有电机基波频率的偶数倍,同时还存在奇数倍,这将增加电机气隙处径向电磁力频率与定子模态固有频率接近的

概率,增大电机发生共振的风险。

3 振动响应分析

建立原始电机与不对称磁障结构电机的振动响应模型,将前文仿真得到的随时间变化的径向电磁力加载到 3D 定子模型齿上,设定约束条件及求解设置。可得到电机机壳表面振动加速度频谱曲线如图 10 所示。

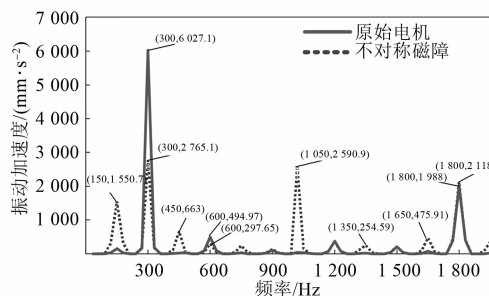


图 10 电机振动加速度频谱图

由图 10 可知,(1)原始电机的振动加速度幅值分别在 300、600、900、1 200、1 500、1 800 Hz 频率附近较大,这些频率对应电机 2、4、6、8、10、12 倍基波频率。由前文知这些频率点的电磁力幅值较大,引起的振动响应比较明显;(2)原始电机在 $2f_1 = 300\ \text{Hz}$ 与 $12f_1 = 1\ 800\ \text{Hz}$ 频率处的振动加速度尤为突出,由电磁力的二维傅里叶分解图知,对这 2 处振动加速度起主要贡献的电磁力分量为 $(6, 2f_1)$ 、 $(0, 12f_1)$ 。虽然 $(0, 12f_1)$ 分量幅值较低,却仍引起了较大的振动,不可忽视此分量;(3)采用不对称结构后除了基波的偶数倍频的振动响应明显,奇数倍频的振动响应同样突出,这是由奇数倍频电磁力分量激发出来的。且 $7f_1 = 1\ 050\ \text{Hz}$ 频率处的振动加速度数值较大,将在此频率点引起较大振动噪声。

4 噪声分析

建立一个用于计算电磁噪声的球形空气域模型,将上一步电机振动响应分析的加速度结果作为噪声分析激励源,加载到提取的电机结构表面形成的包络面上。定义球形模型外表面为仿真边界,并选取这个面进行观测,生成原始电机与不对称磁障电机的声压级 (SPL) 对比曲线图如图 11 所示。

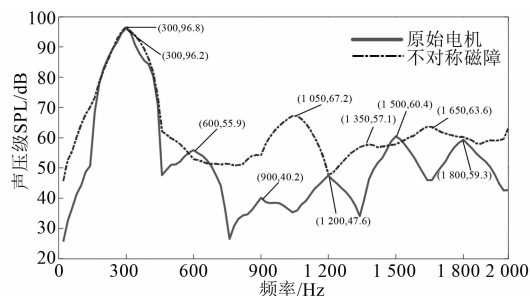


图 11 电机 SPL 频谱图

由图 11 可得到以下结论: (1) 原始电机的 SPL 值在偶数倍基波频率下比较大, 这是由于这些频率点下的振动加速度较大, 相对应引起了较大的噪声值。且在 300 Hz 与 1 500 Hz 下 SPL 值尤为突出。(2) 不对称磁障电机的 SPL 值除了在 $2f_1 = 300$ Hz 下比较大, 而且在 $7f_1 = 1\,050$ Hz、 $9f_1 = 1\,350$ Hz、 $11f_1 = 1\,650$ Hz 奇数倍频下噪声幅值也较突出, 这是由于不对称结构激发出的奇数倍基波频率处的径向电磁力分量导致的, 且与不对称磁障电机的振动加速度的分析结果相吻合。(3) 原始电机与采用不对称磁障电机相比, SPL 平均值由 56.8 dB 增大为 67.1 dB。

5 结 语

本文以一台 37 kW 的 IPMSM 为研究对象, 对比分析了当采取不对称磁障结构后, 电机的转矩波动、径向电磁力分量、定子振动加速度、电机电磁噪声的变化情况。根据仿真结果, 可以得到以下结论:

(1) IPMSM 主要产生偶数倍基波频率的径向电磁力分量, 采用不对称磁障结构后的电机, 不仅产生偶数倍频的电磁力分量, 还产生奇数倍频电磁力分量。导致这些频率点的振动加速度增大, 提升了电机发生共振的风险。

(2) 虽然 $(0, 12f_1)$ 径向电磁力分量幅值与 $(6, 2f_1)$ 、 $(12, 4f_1)$ 分量幅值不在同一数量级, 但仍对电机振动噪声起重大影响, 不可忽视此分量的作用。

(3) 不对称磁障电机虽然保证了电机的功率密度不被牺牲, 且有效降低了转矩波动, 但增大了电机奇数倍基波频率处的电磁噪声, 导致电机的 SPL 的平均值反而由 56.8 dB 增大为 67.1 dB, 设

计时需综合考虑。

【参考文献】

- [1] HANSELMAN D C. Effect of skew, pole count and slot count on brushless motor radial force, cogging torque and back EMF[J]. IEE Proceedings—Electric Power Applications, 1997, 144(5): 325.
- [2] 陶彩霞, 付名禄, 高峰阳, 等. 辅助槽对内置式永磁同步电机齿槽转矩的影响[J]. 重庆大学学报, 2021, 44(4): 64.
- [3] 叶小奔, 吴帮超. 内置式永磁同步电机齿槽转矩优化设计[J]. 微电机, 2019, 52(4): 12.
- [4] EASTHAM J F, IONEL D M, BALCHIN M J, et al. Finite element analysis of an interior-magnet brushless DC machine, with a step-skewed rotor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1997, 33(2): 2117.
- [5] LI Y, XING J, WANG T, et al. Programmable design of magnet shape for permanent-magnet synchronous motors with sinusoidal back EMF waveforms[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2008, 44(9): 2163.
- [6] 王晓远, 贺晓钰, 高鹏. 电动汽车用 V 型磁钢转子永磁电机的电磁振动噪声削弱方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(16): 4919.
- [7] 高鹏, 孙汐彬, 谭顺乐. 电动汽车用永磁同步电机电磁振动噪声分析及优化[J]. 微电机, 2019, 52(12): 7.
- [8] 谢颖, 李飞, 黎志伟, 等. 内置永磁同步电机减振设计与研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(18): 5437.
- [9] 刘皖秋, 代颖, 叶飞, 等. 基于转子辅助槽的车用永磁同步电机振动噪声优化[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(6): 76.
- [10] KIM K C. A novel method for minimization of cogging torque and torque ripple for interior permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 5(2): 7019604.
- [11] ZHAO W, ZHAO F, LIPO T A, et al. Optimal design of a novel V-type interior permanent magnet motor with assisted barriers for the improvement of torque characteristics[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(11): 8104504.
- [12] DAJAKU G, GERLING D. New methods for reducing the cogging torque and torque ripples of PMSM[C]// 4th International Electric Drives Production Conference, 2014.

(下转第 83 页)

具有良好的推广应用价值。

基于现场故障案例库的持续积累和对牵引传动系统各类故障机理认识的不断加深,后续将研究完善相关事件时序特征识别方法并将此方法拓展至牵引传动系统级其他异常表征(如网侧过流、次边短路、四象限输入过流、中间直流电压过高等)的精确故障溯源,以实现列车故障应急处置的自动化和智能化,减少故障停机处置时间,有效提升列车运行安全性和可用性。

【参考文献】

- [1] 周东华,纪洪泉,何潇. 高速列车信息控制系统的故障诊断技术[J]. 自动化学报,2018,44(7): 3.
- [2] LI X, XU J, CHEN Z, et al. Real-time fault diagnosis of pulse rectifier in traction system based on structural model[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, doi: 10. 1109/ITITS. 2020. 3033318.
- [3] 陈志文,李学明,徐绍龙,等. 基于特征相关性的牵引传动系统主回路接地故障诊断[J]. 自动化学报,2021,47(7): 1516.
- [4] 郭晓鹏. 交流电力机车牵引传动系统的保护分析和总结[D]. 成都:西南交通大学,2013.
- [5] 程国永. 对一起牵引电动机过流的分析与探讨[J]. 铁道机车车辆,2008,28(5): 59.
- [6] 罗铁军,徐培刚,丁培义,等. HX_D1C 型电力机车电机过流故障分析[J]. 机车电传动,2014(6): 104.
- [7] 张全明,邓亚波. 基于神经网络的机车牵引传动系统故障诊断研究[J]. 控制与信息技术,2018(3): 74.
- [8] 王同辉,张慧源,许为,等. 基于 EOVS 指数和 C&RT 决策树的电机过流故障诊断及应用[J]. 控制与信息技术,2018(1): 81.
- [9] XU S, LI X, CHEN Z. Real-time diagnosis of sensor fault for traction drive system [C] // 2020 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2020.
- [10] 李学明,彭辉,谭永光,等. HX_N6 大功率混合动力内燃机车传动控制系统[J]. 机车电传动,2017(6): 41.
- [11] 罗铁军,彭军华,彭江山. HX_D1C 型电力机车速度信号故障分析[J]. 机车电传动,2014(4): 57.
- [3] 王琛琛,齐龙,苟立峰,等. 基于无速度传感器的异步电机并联加权矢量控制[J]. 电工技术学报,2015,30(10): 131.
- [4] XU F, SHI L, LI Y. The weighted vector control of speed-irrelevant dual induction motors fed by the single inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5665.
- [5] 徐飞,史黎明,李耀华. 单变频器驱动速度耦合两并联异步电机控制策略[J]. 中国电机工程学报,2013,33(15): 92.
- [6] 万衡,吴韬,徐婧玥,等. 基于直接转矩控制的单逆变器多机驱动系统[J]. 电机与控制应用,2011,38(10): 36.
- [7] 马秀娟,孙洋,张华强,等. 基于 DTC-SVM 的多电机并联驱动系统[J]. 电机与控制应用,2014, 41(6): 5.
- [8] 王壮,王英,徐诗孟. 单逆变器驱动高速列车并联牵引电机控制策略[J]. 电气自动化,2019,41(5): 4.
- [9] 李会子,郭其一. 地铁列车最优黏着控制研究[J]. 铁道机车车辆,2019,39(5): 117.
- [10] 高翔,郭晓燕. 考虑轮轨作用的地铁车辆电机负载模型研究[J]. 铁道机车车辆,2013,33(3): 68.
- [11] 林文立. 地铁动车牵引传动系统分析、建模及优化[D]. 北京:北京交通大学,2010.
- [12] 张华强,王新生,魏鹏飞,等. 基于空间矢量调制的直接转矩控制算法研究[J]. 电机与控制学报,2012,16(6): 13.
- [13] 王凯,孙海阳,张露锋,等. 永磁同步电机转子磁极优化技术综述[J]. 中国电机工程学报,2017,37(24): 7304.
- [14] 陈益广,韩柏然,沈勇环,等. 永磁同步推进电机电磁振动分析[J]. 电工技术学报,2017,32(23): 16.
- [15] MA C, ZUO S. Black-box method of identification and diagnosis of abnormal noise sources of permanent magnet synchronous machines for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(10): 5538.

(上接第 40 页)

(上接第 76 页)