永磁同步电机振动噪声仿真研究

周明浩,陈 闯,汪海洪 (宇通客车股份有限公司,郑州 450016)

摘 要:NVH 仿真分析可以在设计阶段预测电机的电磁振动噪声特性,从而提出电机电磁优化设计 方案。本文搭建一永磁同步电机的有限元模型,施加合理的材料属性和约束条件进行 NVH 仿真计 算,并通过样机测试,验证仿真的准确性。

关键词:NVH 仿真: 永磁同步电机: 电磁振动噪声

中图分类号:U469.72;TM351

文献标志码:A 文章编号:1006-3331(2023)06-0014-06

Research on Vibration Noise Simulation of PMSM

ZHOU Minghao, CHEN Chuang, WANG Haihong

(Yutong Bus Co., Ltd., Zhengzhou 450016, China)

Abstract:NVH simulation analysis can predict the electromagnetic vibration noise characteristics of a motor in the design stage, so as to propose the optimization design scheme of the motor electromagnetic. This paper builds the finite element model of a permanent magnet synchronous motor(PMSM), applies reasonable material properties and constraints to perform NVH simulation analysis, and verifies the accuracy of the simulation through the prototype testing.

Key words: NVH stimulation; permanent magnet synchronous motor; electromagnetic vibration noise

目前,电动商用车的驱动系统一般为电机+减速 器。没有了传统发动机噪声的掩蔽效应,其他噪声便 凸显出来。加之电动车对车内舒适性的要求提高,这 对作为噪声主要来源的电驱系统 NVH 性能优化提出 了新的课题。永磁同步电机具有高功率密度、高效 率、宽调速范围、低转矩脉动等优点,在电动汽车中得 到了广泛的应用。车用永磁同步电机振动噪声的研 究,对于提升电机 NVH 性能、缩短电机研发周期具有 重要意义。

本文以 60 槽 10 极三相永磁同步电机为例,深入 剖析电磁振动噪声的来源及其频谱特征,然后搭建有 限元模型进行 NVH 仿真,最后进行试验验证。

1 永磁同步电机电磁振动噪声分析

在电机运行过程中,定转子气隙中产生的磁场是 一个旋转磁场,产生的电磁力同样也是旋转力波,有 切向和径向两个分量。径向分量使定子和转子发生 径向变形和周期性振动,是电磁噪声的主要来源;切 向分量是与电磁转矩相对应的作用力矩,它使定子齿 相对根部弯曲,产生局部振动变形,是电磁噪声的次 要来源^[1-9]。电磁噪声的大小与电机定转子之间气 隙内的谐波磁场及由此产生的力波的幅值、频率和磁 极对数有关,也与定转子的模态固有频率、刚度系数、 阻尼系数等有关^[10]。目前普遍认为,电机定转子气 隙中相互作用的磁场产生的电磁力是导致电机振动 以及产生噪声的主要原因。

研究永磁同步电机振动噪声的理论方法主要有 两种:一种是解析法,通过严格的公式推导,剖析对象 的内在机理,比较直观全面;另一种是数值法,主要利 用有限元软件进行计算。本节采用解析法对电磁力 进行相关分析。

根据麦克斯韦应力张量法计算作用于永磁同步

收稿日期:2023-07-19。

第一作者:周明浩(1993—),男,硕士;工程师;主要从事电驱系统 NVH 研究工作。E-mail:zmh0840@126.com。

电机定子铁芯的电磁力波 P(θ,t),该电磁力可以分 解为径向和切向两部分,由于切向分量与径向分量相 比非常小,通常情况下可以忽略。以下分析均不考虑 切向分量,则有^[11]

$$P(\theta, t) = b^2(\theta, t) / (2\mu_0)$$
(1)

式中: $P(\theta,t)$ 为径向力波; $b(\theta,t)$ 为径向气隙磁通密度; μ_0 为真空磁导率, μ_0 =4 π ×10⁻⁷ H/m; θ 、t分别为径向力波的空间角位移和时间。

不考虑铁芯磁阻饱和的影响时,气隙磁通密度的 表达式为:

$$b(\theta,t) = f(\theta,t) \cdot \lambda(\theta,t)$$
(2)

式中: $f(\theta,t)$ 为气隙磁势; $\lambda(\theta,t)$ 为气隙磁导。

绕组通电时,气隙磁势由永磁磁场和电枢磁场共 同作用产生,即:

$$f(\theta,t) = \sum f_{\mu}(\theta,t) + \sum f_{\nu}(\theta,t)$$
(3)

其中 $f_{\mu}(\theta,t) = F_{\mu}\cos(\mu p \theta - \mu \omega t)$,为转子 μ 次谐波 磁势。式中p为电机极对数; ω 为基波磁势角频率。

转子永磁体作用下的谐波阶次μ有:

 $\mu = 2k_1 \pm 1, k_1 = 1, 2, 3, \cdots$

 $f_{\nu}(\theta,t) = F_{\nu}\cos(\nu\theta - \omega t - \varphi_{\nu})$,为定子 ν 次谐波磁势,定子电枢作用下的谐波阶次 ν 有:

 $\nu = 2mk_2 \pm 1, k_2 = 0, 1, 2, \cdots$

式中:m为相数。

假设转子表面光滑,只考虑定子开槽的影响,此 时气隙磁导 $\lambda(\theta,t)$ 为:

$$\lambda(\theta, t) = \Lambda_0 + \sum_{k=1,2,3}^{\infty} \Lambda_k \cos(kz\theta)$$
(4)

式中: Λ_0 为气隙磁导的不变部分; Λ_k 为考虑开槽影响时的气隙磁导谐波分量, $k=1,2,3\cdots$;z为定子槽数。

将式(2)、(3)、(4)代入式(1)可得到一个十分 复杂的公式,将其合并简化后可得^[12]:

 $P(\theta,t) = p_{pm} + p_{pm-s} + p_{s}$

式中:*p*_{pm} 为转子磁场相互作用产生的电磁力密度,*p*_s 为定子磁场相互作用产生的电磁力密度,*p*_{pm-s} 为定转 子磁场相互作用产生的电磁力密度。

进一步有[12]:

 $p_{pm-s} = p_{pm/\Lambda_0^{-s/\Lambda_0}} + p_{pm/\Lambda_0^{-s/\Lambda_k}} + p_{pm/\Lambda_k^{-s/\Lambda_0}} + p_{pm/\Lambda_k^{-s/\Lambda_k}}$ 式中: $p_{pm/\Lambda_0^{-s/\Lambda_0}}$ 为平均磁导调制产生的转子磁场与平 均磁导调制产生的定子磁场相互作用产生的电磁力 密度;p_{pm/A0-s/Ak}为平均磁导调制产生的转子磁场与开 槽磁导调制产生的定子磁场相互作用产生的电磁力 密度;p_{pm/Ak-s/A0}为开槽磁导调制产生的转子磁场与平 均磁导调制产生的定子磁场相互作用产生的电磁力 密度;p_{pm/Ak-s/Ak}为开槽磁导调制产生的转子磁场与开 槽磁导调制产生的定子磁场相互作用产生的电磁力 密度。

以此类推可得: $p_{pm} = p_{pm/\Lambda_0 - pm/\Lambda_0} + p_{pm/\Lambda_0 - pm/\Lambda_k} + p_{pm/\Lambda_k}; p_s = p_{s/\Lambda_0 - s/\Lambda_0} + p_{s/\Lambda_0 - s/\Lambda_k} + p_{s/\Lambda_k - s/\Lambda_k} \circ$

转子磁场相互作用和定转子磁场相互作用时,径向力波表现出不同的特征参数,具体见表1和表 2^[12]。

表1 转子磁场相互作用产生的径向力波特征参数

电磁力密度	气隙磁密	-1- >+ 1/\ */-	力波频率f,	力波幅值	
	谐波次数	刀波阶级r		$P_{\text{eak-r/}f_r}$	
	$\mu_1 eq \mu_2$	$(\mu_1 \pm \mu_2)p$	$(\mu_1 \pm \mu_2)f$	$B_{\mu_1^{/\Lambda_0}}B_{\mu_2^{/\Lambda_0}}/$	
				$(4\mu_0)$	
$P \text{ pm/} \Lambda_0^{-\text{pm/}} \Lambda_0$	$\mu_1 = \mu_2 = \mu$	0	0	P^2 /(Au)	
		2µp	2µf	B_{μ/Λ_0} ($\eta \mu_0$)	
$p_{\mathrm{pm}/\Lambda_0\mathrm{-pm}/\Lambda_k}$	$\mu_1 eq \mu_2$	$\mu_1 p \pm \mu_2 p \pm kz$	$(\mu_1 \pm \mu_2)f$	$B_{\mu_1^{/\Lambda_0}}B_{\mu_2^{/\Lambda_k}}/$	
				$(2\mu_0)$	
	$\mu_1 = \mu_2 = \mu$	$\pm kz$	0	$B_{\mu \wedge \Lambda_0} B_{\mu \wedge \Lambda_k} /$	
		$2\mu p \pm kz$	2µf	$(2\mu_0)$	
$p_{\mathrm{pm}/\Lambda_k^-\mathrm{pm}/\Lambda_k}$.	$\mu_1 \neq \mu_2$	$(\mu_1 \pm \mu_2)p$	$(\mu_1 - \mu_2)f$	$B_{\mu_1^{/\Lambda}_k}B_{\mu 2^{/\Lambda}_k}/$	
		$\mu_1 p \pm \mu_2 p \pm 2kz$	$(\mu_1,\mu_2)f$	$(2\mu_0)$	
	$\mu_1 = \mu_2 = \mu$	0	0	$B^2 \sim (4\mu_c)$	
		$2(\mu p \pm kz)$	2µf	$\mathcal{D}_{\mu/\Lambda_{k'}}(\mathcal{T}_{\mu_0})$	

众所周知,径向电磁力波具有时间和空间特性, 其空间力波阶数 r 与转子谐波次数 μ、定子谐波次数 ν、极对数 p 和槽数 z 等有关,力波频率则与转子谐波 次数和基波频率有关。根据上表能够计算出电机前 三个空间力波阶数分别为 0、10、20 阶。有近似公式 表明,径向力波引起的电机振动幅值与空间阶数的四 次方成反比,阶数越大,电机振动幅值越低^[11]。所以 只需关注较低的空间阶次。r=0 电磁空间力波对应 的力波频率有 6f、12f、18f、24f 等,其中 6f 频率分量主 要由 5、7 次磁密谐波相互作用形成,12f 频率分量主 要由基波、11、13次谐波相互作用形成,24f频率分量 主要由 23、25次谐波相互作用形成。r=10电磁空间 力波对应的力波频率有 2f、4f、8f等。

表 2 定转 4 磁	逐场相互作用产	*生的役回フ	り波特征参药
------------	---------	--------	--------

电磁力密度	气隙磁密	力波频率	力波幅值	
	谐波次数	力波阶数 r	f_r	$P_{\mathrm{eak}-\mathrm{r/f}_r}$
	$\mu \neq v$	$(\mu \pm v)p$	$(\mu \pm 1)f$	$B_{\mu/\Lambda_0}B_{\nu/\Lambda_0}/(2\mu_0)$
$p_{\mathrm{pm}/\Lambda_0^{-s/\Lambda_0}}$	$\mu = v$	0	$(\mu - 1)f$	$- B_{\nu/\Lambda_0}^2/(2\mu_0)$
		$2\mu p$	$(\mu+1)f$	
	$\mu \neq v$	$\mu p \pm v p \pm 2kz$	$(\mu \pm 1)f$	$B_{\mu/\Lambda_0}B_{\nu/\Lambda_k}/(2\mu_0)$
$p_{\mathrm{pm}/\Lambda_0^{-\mathrm{s}/\Lambda_k}}$	$\mu = v$	$\pm kz$	0	$B_{\mu/\Lambda_0}B_{\nu/\Lambda_k}/(2\mu_0)$
		$2\mu p \pm kz$	$(\mu \pm 1)f$	
p_{pm/Λ_k} -s/ Λ_0	$\mu \neq v$	$\mu p \pm v p \pm k z$	$(\mu \pm 1)f$	$B_{\mu/\Lambda_k}B_{\nu/\Lambda_0}/(2\mu_0)$
	$\mu = v$	$\pm kz$	$(\mu - 1)f$	$B = B = \frac{1}{2} \frac{1}$
		$2\mu p \pm kz$	$(\mu \pm 1)f$	$B_{\mu/\Lambda_k}B_{v/\Lambda_0}$ (2 μ_0)
$p_{\mathrm{pm}/\Lambda_k}$ -s/ Λ_k	$\mu \neq v$	$\mu p \pm v p \pm 2kz$	$(\mu \pm 1)f$	$B_{\mu/\Lambda_k}B_{\nu/\Lambda_k}/(2\mu_0)$
	$\mu = v$	$\pm kz$	$(\mu - 1)f$	R^2 /(2µ)
		$2(\mu p \pm kz)$	$(\mu+1)f$	$B_{v/\Lambda_k'}(2\mu_0)$

2 仿真分析及验证

2.1 永磁同步电机噪声仿真计算

将电机看作线性结构,利用有限元机电耦合分析 方法计算永磁同步电机在单位空间电磁力波作用下 的结构响应,最后建立声学场,计算结构表面振动辐 射的噪声结果。本文以一台 60 槽 10 极三相永磁同 步电机作为案例,该电机的峰值功率、额定功率、峰值 转速、额定转速分别为 120 kW、60 kW、3500 r/min、 955 r/min。

2.1.1 电磁力计算

1) 电磁模型输入。电磁力仿真计算基于 Ansys Maxwell 软件。由于电机为 10 极,为了节省运算时 间,二维电磁模型采用十分之一模型,如图 1 所示。

2)电磁模型前处理。定子、转子、磁钢及铜线材料属性以厂家提供为准。电磁模型采用三角形网格单元,单元尺寸一般设置为2~4 mm。本文计算的是多转速下电机的噪声,因此需要输入多个转速(200、400…3 400、3 500 r/min)以及其对应的电流和电流角。设置求解时间为一个电周期,步长为一个电周

期/120;采样窗口数根据需求进行设置,一般取2即 可满足分析要求。最后添加求解项进行计算。划分 有限元网格后的电磁模型如图2所示。



图 2 60 槽 10 极永磁同步电机二维电磁有限元模型

3) 仿真结果。在 Maxwell 中能够计算出气隙中 定子和转子磁场相互作用产生的电磁激励,其中影响 电机振动噪声的主要是径向电磁力和转矩波动,转矩 波动可以通过求解电磁转矩得到。2 800 r/min 转速 下的电磁转矩如图 3 所示。



对于径向电磁力,已知电磁力波具有时间和空间 特性,即能够随着时间和空间位置的变化而变化,对 其进行傅里叶分解可以得到时间和空间阶数下电磁 力密度的大小。2 800 r/min 转速下的电磁力密度如 图 4 所示。



图 4 2 800 r/min 转速下的电磁力密度

2.1.2 结构模态计算

 结构有限元模型建立。当电磁激励力的空间 阶次和频率与结构本身的模态阶次及模态频率接近 时,会发生共振,从而产生较强的振动。为了减小这 种共振响应,要尽量避开共振频率。因此分析电机的 结构模态很有必要。电机结构模态仿真基于 Altair HyperWork 软件,输入的电机结构模型如图 5 所示。 由于此次模态仿真为自由模态,所以不需要施加外部 约束。



图 5 电机结构模型

首先简化模型,去掉不影响仿真结果的细微特征。第二步赋予电机结构弹性模量、密度、泊松比等材料属性。第三步设置网格单元,单元类型选用一阶单元,尺寸为 5~8 mm,使用自由网格划分,控制总单元数在 50 万以内,总节点数在 80 万以内较好。然后设置并划分有限元网格。划分网格后的有限元模型如图 6 所示。

2)材料属性设置。根据厂家提供的材料型号, 分别设置各零部件材料属性。需要注意的是,定子铁芯由很多冲片叠压而成,因此其杨氏模量和剪切模量不同于径向,且受叠压系数影响较大,因此需要给定子铁芯赋正交各向异性的材料属性。本案例中定子 叠压系数 K 测得为 0.988,选用杨氏模量 Ex =
201 000 MPa, Ez = 24 500 MPa,剪切模量 Gxz = 27 500 MPa, Gxy = 77 308 MPa^[13]。



图 6 电机有限元模型

3) 仿真结果。前处理完成后对电机总成进行模态仿真计算,可得到如图 7 所示的电机主要模态。 (m,n)中m代表周向模态节点数,n代表轴向模态节 点数。

(m,n)=(2,0)755 Hz	(m,n)=(2,1)1 260 Hz	(m,n)=(3,0)1 502 Hz
(m,n)=(3,1)1 857 Hz	(m,n)=(4,0)2 463 Hz	(m,n)=(0,0)3 339 Hz

图 7 电机结构模态仿真

2.1.3 电机振动噪声计算

 1) 仿真前处理。电机表面振动噪声计算基于 Ansys Workbench 软件中的谐响应计算模块。通过控 制结构网格与电磁网格空间位置一致(电机结构模型 和电磁模型中定子和转子相对全局坐标系位置一 致),将多转速下的电磁力映射在结构模型的定子齿 面上,如图 8 所示。



图 8 电磁力映射后的定子铁芯

对于约束条件的设置,取决于实测中电机的约束 状态。本案例中电机在试验室的约束状态为电机悬 置孔通过螺栓与工装固定。同样的,在谐响应仿真 中,需要在同一位置给予电机两端固定约束,如图 9 所示。



图 9 电机仿真约束位置

对于带有悬置胶垫的固定方式,需要根据厂家提供的参数正确地施加约束。然后进行如下的求解设置:①设置分析方法为模态叠加法;②设置求解计算的转速间隔;③设置全局阻尼系数为0.02;④设置求解值为振动位移、速度、加速度或等效声功率级,响应面选择电机壳体及端盖外表面。以上设置完成后,进行谐响应计算。

2) 声场计算主要步骤如下:①以结构为中心建 立半径为1.2 m的声场有限元模型,单独保存;②在 Workbench 界面插入声学计算模块,导入声场有限元 模型;③连接前面求解完成的谐响应模块和声学计算 模块,将谐响应计算结果映射到声场有限元中;④设 置声场区域和外边界;⑤设置分析步(与谐响应计算 一致);⑥设置求解项声场外表面声压级,进行求解。 3) 仿真结果。求解完成后的结果如图 10 所示。 可以看出,30 阶在3 000 r/min 左右噪声较大,原因是 30 阶电磁力波与电机(3,0)结构模态频率接近,发生 了耦合共振。60 阶在3 400 r/min 左右噪声较大,原 因是60 阶电磁力波与电机(0,0)结构模态频率接 近,发生了共振。



2.2 试验验证

2.2.1 电机模态试验

样机完成后开展逆向验证工作。首先对电机进 行模态试验,测试电机约束状态与仿真一致。得到实 测电机模态测试结果如图 11 所示。



图 11 电机总成(0,0)模态测试结果

电机模态仿真及与试验对比的结果见表 3,可以 看到,仿真模态频率相对测试结果精确度都大于 95%,建模准确性得到验证。

表 3 模态仿真测试对比				
振型	仿真频率/Hz	测试频率/Hz	精确度/%	
(m,n) = (2,0)	755	736	97.4	
(m,n)=(2,1)	1 260	1 243	98.6	
(m,n) = (3,0)	1 502	1 478	98.4	
(m,n)=(3,1)	1 857	1 801	97.0	
(m,n) = (4,0)	2 463	2 420	98.3	
(m,n) = (0,0)	3 339	3 299	98.8	

2.2.2 电机 NVH 试验

最后对样机进行空载工况下的 NVH 试验,噪声测试结果如图 12 所示。电机噪声的仿真和测试结果 对比见表 4。



图 12 电机噪声测试结果瀑布图

转速/	仿真总声压级/	测试总声压级/	牲 冲 中 / 01
$(\mathbf{r} \boldsymbol{\cdot} \min^{-1})$	dB(A)	dB(A)	相朔皮/%
2 000	53.9	60. 5	89.1
2 200	53.7	61.7	87.0
2 400	62. 2	65.8	94. 5
2 600	62.0	66. 1	93.8
2 800	64. 5	67.5	95.6
3 000	71.1	69.4	97.6
3 200	64. 7	69.9	92.6
3 400	71.2	70.9	99.6
3 500	69.7	71.3	97.8

表 4 噪声仿真测试值对比

可以看出,在最大声压级处,仿真与测试结果非 常接近,证明了仿真的有效性。

3 结束语

本文从理论上分析了永磁同步电机电磁噪声产 生的机理,通过公式简要说明了电磁力波的形成方式 和时空特性。以一个 60 槽 10 极电机为例进行了 NVH 仿真计算,根据定子铁芯的叠压系数,赋予定子 各向异性材料属性,根据实测状态设置有限元模型中 的约束方式,计算电机模态频率和振动噪声,最后将 噪声仿真结果与实测结果进行对比,验证了仿真结果 的准确性。这表明,合理的材料属性施加和约束条件 设置,能够较为准确地预估电机噪声表现,在项目初 期,可以为产品的 NVH 优化提供改进建议。

参考文献:

- [1] 郑江,代颖,石坚. 车用永磁同步电机的电磁噪声特性 [J].电工技术学报,2016,32(z1):53-59.
- [2] 左曙光,林福,孙庆,等. 极槽配合和绕组层数对永磁同步 电机振动的影响[J]. 振动与冲击,2014(13):130-134.
- [3] 杨浩东,陈阳生,邓志奇.永磁同步电机常用齿槽配合的电磁振动[J].电工技术学报,2011,26(9):24-30.
- KO Hong-Seok, KIM Kwang-Joon. Characterization of noise and vibration sources in interior permanent-magnet brushless DC motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2004, 40 (6):3482-3489.
- [5] HUANG Surong, AYDIN M, LIPO A T. Electromagnetic vibration and noise assessment for surface mounted PM machines [C]//2001 Power Engineering Society Summer Meeting. Conference Proceedings (Cat. No. 01CH37262), Vancouver, BC, Canada. New York: IEEE, 2001:1417-1426.
- [6] ZHU Ziqiang, LSGAK D, HOWE D, et al. Unbalanced magnetic forces in permanent magnet brushless Machines with diametrically asymmetric phase windings [C] // Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, Hong Kong, China. New York: IEEE,2005:1037-1043.
- [7] 汤蕴璆. 电机学:第4版[M]. 北京:机械工业出版社, 2014:149-167.
- [8] HOFMANN A, QI Fang, LANGE T, et al. The Breathing mode -shape 0: Is it the main acoustic issue in the PMSMs of today's electric vehicles [C]//2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Hangzhou, China. New York: IEEE, 2014: 3067–3073.

(下转第32页)

3 结束语

本方案的优点是依托现有车辆配置资源,以动力 电池作为补电能量来源,通过整车控制器控制,在车 辆停车或者闲置时对铅酸蓄电池电量情况自动监测、 自动控制补电、补满电后或者遇到故障时自动断电。 实现了全程自动化控制、无人化操作,既解决了亏电 问题,又未明显增加车辆购买和使用成本,现已成为 车辆的配置选项之一。

参考文献:

- [1] 张立国,宁国宝.国内电动汽车发展综述[J].汽车工业研 究,2006(12):30-33.
- [2] 何锋. 汽车新能源与节能[EB/OL]. (2007-11-16) [2023
 -08-20]. http://www.doc88.com/p-902538275718. html.
- [3] 张彦琴. 铅酸蓄电池技术的发展[J]. 电器,2004(10):1-3.
- [4] 童志刚,方进,钟峥华. 电动汽车整车控制器设计与应用

[J]. 客车技术与研究, 2013, 35(3): 33-36.

- [5] 徐希,童晓辉. 纯电动客车 VCU 下线检测仪控制策略设计 [J]. 客车技术与研究,2020,42(1):38-40.
- [6] 宋光辉,崔俊博,宋杨,等. 增程式电动汽车控制策略的研究[J]. 客车技术与研究,2018,40(1):8-11.
- [7] 张利新,李双龙,杨杰君.氢燃料电池电电混合汽车能量管 理控制策略研究[J].客车技术与研究,2022,44(1):1-3.
- [8] 王家捷,穆举国,茹海涛. 锌镍动力电池的发展和应用 [J].电池工业,2006,11(3):194-196.
- [9] 陈宗璋,吴振军. 电动汽车技术(3) 电动汽车动力源类型 [J]. 大众用电,2008(3):34-36.
- [10] 陈万武,卢俊康,夏淋. 新能源汽车整车控制器的改进设 计与应用研究[J]. 交通科技与管理, 2021 (16): 103-104.
- [11] 孟祥志,孙晓山,边敦新,等. 电动客车整车控制器 CAN 接口设计[J]. 自动化应用,2013(8):28-29.
- [12] 郑毅. 基于 CAN 总线技术的客车起动与电源系统控制方法[J]. 客车技术与研究,2015,37(3):30-32.

(上接第19页)

- [9] 李晓华,黄苏融,李良梓.电动汽车用永磁同步电机振动噪 声的计算与分析[J].电机与控制学报,2013,17(8):37-42.
- [10] 杨萍,代颖,黄苏融,等. 基于有限元法的车用永磁同步电机电磁噪声的评估[J]. 电机与控制应用,2012,39(9): 33-37.
- [11] 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,1987:135-157.

- [12] 李晓华,刘成健,梅柏杉,等. 电动汽车 IPMSM 宽范围调 速振动噪声源分析[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38 (17):5219-5227.
- [13] 张国兵,丁天慧,何海波.不同叠压系数下磁极模态试验 研究[C]//中国电工技术学会.中国电工技术学会大电 机专委会 2011 年学术交流会论文集,2011:95-99.