

◇ 研究报告 ◇

基于电磁力近似算法的驱动电机 NVH 快速仿真方法

邓清鹏^{1†} 卢彬¹ 王涛¹ 刘卫国¹ 邓承浩¹ 周安健¹
任勇² 肖贺平¹

(1 重庆长安新能源汽车科技有限公司动力开发部 重庆 401120)

(2 长安福特马自达发动机有限公司 南京 211100)

摘要 电动汽车驱动电机产生的电磁噪声是汽车 NVH 关注的重点问题, 对其进行全转速段多工况 NVH 仿真通常需要耗费大量时间和计算资源。该文通过有限单元分析揭示了电机气隙电磁力随转速变化的规律, 并根据这一规律提出了基于外特性曲线的电磁力时间缩放及插值的近似算法。文章采用电磁力到结构网格的映射算法对结构振动有限元模型进行激励力加载, 使用声场有限元方法计算电机的辐射噪声, 最终实现了车用驱动电机的电磁振动及噪声的快速仿真。使用该方法对车用电机进行全转速段振动噪声仿真, 可大大压缩多工况电磁场有限元分析所需的计算时间, 提升仿真效率。

关键词 驱动电机, NVH 仿真, 电磁力插值, 电磁噪声

中图法分类号: TB535 文献标识码: A 文章编号: 1000-310X(2019)06-0932-07

DOI: 10.11684/j.issn.1000-310X.2019.06.004

A high efficiency NVH simulation methodology for vehicle driving motor based on electromagnetic force approximation

DENG Qingpeng¹ LU Bin¹ WANG Tao¹ LIU Weiguo¹ DENG Chenghao¹ ZHOU Anjian¹
REN Yong² XIAO Heping¹

(1 Chongqing Chang'an New Energy Automobile Technology Co. Ltd., Chongqing 401120, China)

(2 Chang'an Ford Mazda Engine Co. Ltd., Nanjing 211100, China)

Abstract Electromagnetic noise generated from the driving motor used in electrical vehicle is an important topic in the research field of noise, vibration, and harshness(NVH), whose simulation for multiple operating conditions over the full speed range needs a large amount of time and computational resources. In this paper, the dependence of the air gap electromagnetic forces on the motor rotation speed is revealed by means of electromagnetic finite element analysis. Based on the force-speed relation, force scaling and force interpolation algorithms are proposed to approximately calculate the electromagnetic forces for different operation conditions on the external characteristic curve. A force mapping algorithm is presented to apply electromagnetic forces to the structural finite model, and acoustic finite element analysis is used to calculate electromagnetic noise radiated from the motor. The presented NVH simulation methodology can significantly reduce computation time consumed in multiple operation conditions, and observably improve simulation efficiency.

Key words Driving motor, NVH simulation, Electromagnetic force interpolation, Electromagnetic noise

2019-01-29 收稿; 2019-05-07 定稿

作者简介: 邓清鹏(1987-), 男, 湖南邵阳人, 博士, 研究方向: 振动噪声控制, 汽车 NVH。

† 通讯作者 E-mail: dqp_2017@163.com

0 引言

与传统燃油汽车相比,纯电动汽车由于没有了内燃机噪声的贡献,车内噪声总声压级下降了,但也出现了新的NVH挑战。由于没有内燃机噪声的掩蔽效应,其他噪声得以凸显出来,如驱动电机的电磁噪声,减速器齿轮啮合噪声,路噪,风噪,空调系统、电池热管理系统噪声等。其中驱动电机引发的电磁噪声是电动汽车NVH关注的重难点问题之一,往往表现为高频的阶次啸叫。在背景噪声不大的电动汽车内,电磁啸叫噪声往往会给车内人员带来极差的驾乘体验。为了防止产生过高的电磁啸叫噪声,研发人员在电驱动系统的设计阶段就应该全面分析潜在NVH风险,规避可能产生的啸叫问题,以提前调整和优化设计方案,避免后期整改带来的高额成本。这就要求研发人员在设计阶段对电机电磁方案、电驱系统结构特征、系统集成策略进行NVH方面的细致考量,同时也应该对电驱动系统进行全转速段振动噪声仿真,以预测和评估电驱动系统的NVH表现。

电机电磁噪声是由电磁力激励电机结构振动产生的。电机运转时,定转子磁场在电机定子铁心齿上引起随周向位置和时间变化的电磁力,引发电机定子外壳振动,外壳的法向振动就会向周围空气辐射噪声^[1]。因此电机电磁噪声仿真至少应当包含3个环节的内容,即电磁场仿真、结构振动仿真及辐射声场仿真。电磁场仿真的目的是获得电机定子齿上的交变电磁力,即引发振动噪声的激励力,有限单元法是进行电磁力仿真的最常用手段^[2-5]。获得电磁激励力之后,将其施加到电机定子及壳体结构上进行结构振动有限元仿真,以获取电机外壳表面法向振动速度。结构振动仿真的难点在于结构有限元的准确建模。一方面电机定子铁心及绕组材料具有各向异性,材料本构关系难以准确定义,另一方面电机零组件材料参数及连接关系具有很强的不确定性,导致电机结构有限元模型很难一次建准。因此通常需要对电机零组件进行试验模态分析,以试验获得的模态参数验证和校准结构模型^[6-10]。电机的辐射声场仿真通常可以基于有限元或者边界元方法进行^[5,10],将结构振动仿真得到的表面振动速度作为辐射声场的边界条件施加到模型之中。

电动车用驱动电机的工作转速范围很宽,若要评估其全转速段NVH表现,往往需要进行多个转速工况的NVH仿真。以目前乘用车上使用较多的永磁同步电机为例,其工作转速通常在0~12000 r/min范围变化。若要分析电机总声压或阶次噪声在全转速段的变化情况,则需要进行一百多到几百个转速工况的仿真才能获得令人满意的转速分辨率,这必将耗费大量计算资源和时间。本文结合电磁场、结构振动及声场有限元分析,采用电机电磁力的时间缩放及插值近似算法,实现了车用驱动电机的电磁振动及噪声的快速仿真。该方法只需进行少量转速工况的电磁力仿真,其他大多数转速工况的电磁力可以通过近似算法快速获取,大大节省了仿真时间和计算资源,提高了仿真效率。全文内容安排如下:第1节详细介绍了电磁力仿真及近似算法,包括近似计算精度分析;第2节介绍了电机结构振动建模及仿真方法、电磁力的映射算法等内容;第3节就NVH快速仿真的精度及效率进行讨论;全文工作的结论在第4节给出。

1 电磁力仿真及近似算法

1.1 电磁场有限元仿真

在进行电机气隙电磁力的仿真计算之前,首先需要确定电机运行的转速与转矩。汽车行驶过程中,驱动电机的转矩、转速及二者之间的关系受到控制标定策略、油门开度及电机外特性的影响。电机外特性是指电机在不同转速下的峰值转矩输出特性,外特性曲线可分为恒转矩区和恒功率区两部分。其恒转矩区主要表征车辆的起步加速性能、爬坡性能,而恒功率区主要表征车辆的超车性能及允许最高车速。若以全油门对电动汽车进行加速,在低车速段驱动电机以其最大扭矩对外做功,而在高转速段则以其最大功率对外做功。这种加速方式能够激发出驱动电机最强的啸叫阶次噪声,因此在工程中常被用作驱动电机NVH性能评价的关键目标工况。全油门加速时,驱动电机的转矩与转速之间的关系可由电机的满载外特性曲线近似表示。

本文以某纯电动乘用车永磁同步驱动电机为研究对象,电机极对数为 $p = 4$,定子槽数为 $z = 48$ 槽。该电机的外特性曲线如图1所示,其恒转矩区终止转速(即恒功率区起始转速)为 $n = 3000$ r/min,

图1中 $T_{q_{max}}$ 表示电机最大转矩。后文将针对该电机的满载外特性曲线对电机在不同转速下的振动噪声进行仿真分析。

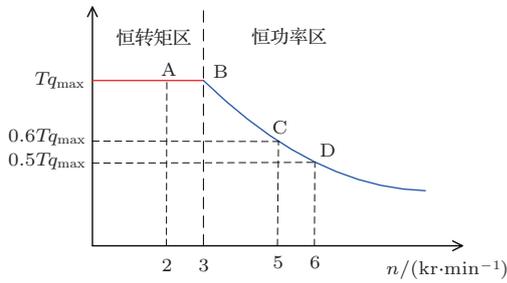


图1 电机外特性曲线

Fig. 1 External characteristic curve of the motor

本文使用Maxwell电磁场分析软件对该电机进行二维电磁场有限元分析,以获得指定工况下气隙中的电磁力密度。考虑到电机结构对称性,为节省仿真时间,建立其1/8模型,即最小单元单机模型。采用矢量磁位求解,在忽略定子外圆边界漏磁的条件下,定子外圆边界矢量磁位为0。此外,最小单元电机模型满足奇对称条件,即主边界矢量磁位等于从边界矢量磁位相反数。为解决有限元网格随着仿真工况变化而改变给插值计算带来的困难,本文在定转子之间的气隙中选取数目及位置固定的一组点列作为电磁力提取的虚拟节点。由于电磁力对空间角度具备周期性,可由单元电机模型阵列获

得全域模型的电磁力。本文于单元电机模型气隙中均匀布置了256个虚拟节点,即整圈气隙中均匀布置了共2048个虚拟节点。

图2给出了由有限元仿真得到电机满载外特性曲线上四个不同转速(对应图1中A、B、C、D四点)下某虚拟节点位置的径向电磁力密度的时间历程及频谱。由于各工况对应的电机转速及电磁力周期均不一致,为了更直观地比较各工况的节点电磁力,图中横纵轴均进行了无量纲化处理。图中时间轴基于各工况对应的电磁力周期 t_0 进行无量纲化,频率轴基于各工况对应的电磁力基频 f_0 进行无量纲化,力密度幅值基于4个工况时域电磁力的最大峰值进行无量纲化。力基波周期 T 与电机转速 n 的关系为 $T = 60/(2pn)$,4个工况对应的电磁力基频及周期大小见表1。图2(a)给出了各工况单个力周期内的电磁力密度,图2(b)中绘制了电磁力密度相对于力基频的0~12阶频谱幅值柱状图(该电机力基频等于8倍电机转子旋转频率)。对于位于恒转矩区间的A、B两点,基于力周期无量纲化后的节点电磁力密度时域曲线几乎完全重合,图2(b)中各阶次谱的幅值也几乎完全一致,这与该区间转矩幅值保持恒定的特征是一致的。对于恒功率区的B、C、D三点,电磁力密度曲线不再重合,电磁力密度的幅值随转速增加而逐渐下降,相应的阶次频谱幅值也不相等。

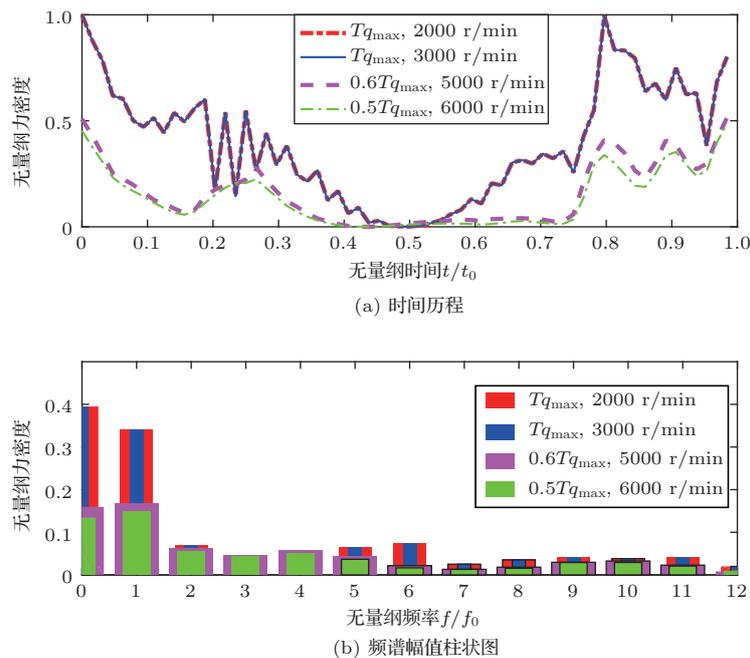


图2 径向电磁力密度的时间历程及频谱

Fig. 2 Time history and frequency spectrum of the radial electromagnetic force density

表1 各工况电磁力基频及周期

Table 1 Basic frequencies and periods for electromagnetic forces at different operating conditions

转速 $n/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	2000	3000	5000	6000
电磁力基频 f_0/Hz	266.67	400.00	666.67	800.00
电磁力周期/ms	3.75	2.5	1.5	1.25

1.2 工况间电磁力近似算法

1.2.1 恒转矩区时间缩放

基于前文分析不难发现,若已经通过仿真得到外特性曲线上恒转矩区某工况的气隙电磁力密度,恒转矩区上其他转速工况的气隙电磁力密度就可以通过工况间电周期的比例关系对已知气隙力进行时间轴缩放来获得。因此对于整个恒转矩区,仅需对1个转速工况进行电磁场有限元仿真,其他任何处于相同外特性曲线上的工况均可以通过电磁力密度的时间轴缩放快速求得。本文振动仿真是基于直角坐标系方向来定义和加载载荷,为方便起见,后文将基于坐标轴方向来讨论和计算电磁力,以 x - y 平面坐标系表征Maxwell二维电磁场的几何位置。不妨以 $P_{ix}^a(t)$ 、 $P_{iy}^a(t)$ 表征基于仿真工况的有限元分析得到的第 i 个虚拟节点上的 x 向电磁力密度及 y 向电磁力密度的时间历程,以 $P_{ix}(t)$ 、 $P_{iy}(t)$ 表征待求工况的 x 向及 y 向电磁力密度。若仿真工况转速及电周期分别为 n_a 和 T_a ,待求工况转速和电周期分别为 n 和 T ,则两个工况电磁力密度关系如下:

$$P_{ix}(t) = P_{ix}^a\left(\frac{T_a}{T}t\right) = P_{ix}^a\left(\frac{n}{n_a}t\right), \quad (1)$$

$$P_{iy}(t) = P_{iy}^a\left(\frac{T_a}{T}t\right) = P_{iy}^a\left(\frac{n}{n_a}t\right). \quad (2)$$

通过式(1)~(2)即可求得恒转矩区任意转速工况下的虚拟节点电磁力密度。

尽管电磁噪声主要由径向电磁力引发,切向力对电磁噪声的贡献较小,但本文的后续计算中仍然将切向电磁力的作用考虑到模型之中。上述 $P_{ix}(t)$ 、 $P_{iy}(t)$ 两个力密度就代表了径向电磁力密度及切向电磁力密度在 x 、 y 两个方向贡献。

1.2.2 恒功率区插值计算

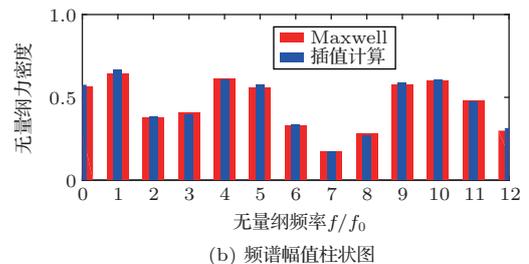
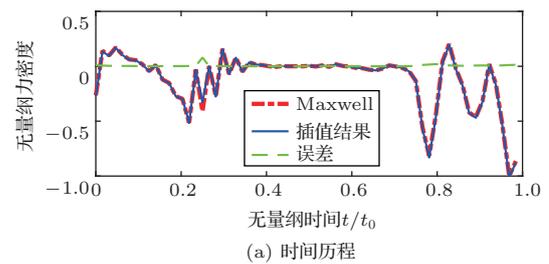
对于恒功率区,时间轴缩放方法不再适用,本文采用插值方法来计算待求工况的电磁力密度。首

先,使用有限单元法仿真获得外特性曲线上恒功率区数个不同转速工况的电磁力密度,两个转速之间的其他工况的电磁力密度通过线性插值方法来近似计算。有限单元仿真获得的两个转速 n_1 和 n_2 下的电磁力密度为已知量,在 n_1 工况第 i 个虚拟节点在无量纲时刻 $t'(t' \in [0, 1])$ 的 x 向及 y 向力密度分别为 $P_{ix}^1(t')$ 和 $P_{iy}^1(t')$, n_2 工况对应的力密度分别为 $P_{ix}^2(t')$ 和 $P_{iy}^2(t')$ 。假设上述两个转速之间的待求工况(转速为 n)的节点电磁力密度为 $P_{ix}(t)$ 、 $P_{iy}(t)$,根据线性插值法有

$$P_{ix}(t') = \frac{n_2 - n}{n_2 - n_1} P_{ix}^1(t') + \frac{n - n_1}{n_2 - n_1} P_{ix}^2(t'), \quad (3)$$

$$P_{iy}(t') = \frac{n_2 - n}{n_2 - n_1} P_{iy}^1(t') + \frac{n - n_1}{n_2 - n_1} P_{iy}^2(t'). \quad (4)$$

前面已通过电磁场仿真获得转速5000 r/min及6000 r/min两个工况的电磁力结果,采用线性插值方法即可获得这一转速区间内其他转速工况的电磁力结果。图3给出了电机转速5500 r/min时某虚拟节点 y 向电磁力密度时间历程及频谱,图3(a)给出了插值得到的电磁力与Maxwell电磁场仿真直接得到的电磁力时间历程及二者之间的误差,图3(b)给出了两组结果的频谱对比,无量纲方法同图2。由图3可见,两条时域结果曲线吻合得很好,两者差值曲线在0值附近有轻微波动,差值曲线的无量纲峰值仅0.08。电磁力密度的频谱幅值也非常接近,最大的5阶谐波电磁力峰值相对误差不超过4%。

图3 y 向电磁力密度时间历程及频谱Fig. 3 Time history and frequency spectrum of the electromagnetic force density in the y direction

需要说明的是,电磁力插值计算的精度受插值转速区间宽度的影响。对于同一电机的外特性曲线而言,插值区间越窄,区间内插值得到的电磁力误差越小,反之则越大。以本文电机为例,若调整插值区间为5250~5750 r/min,插值计算得到的5500 r/min的电磁力的最大5阶谐波电磁力峰值相对误差不超过2%。对于本文电机而言,4%的电磁力谐波峰值误差已可以接受,因此可对恒功率区每1000 r/min划分一个插值区间进行电磁力插值计算。

2 电机结构振动仿真

2.1 结构有限元建模

为计算电机在电磁激励力作用下的振动响应,这里采用有限元法进行仿真,仿真在商用软件Nastran上进行。本文研究目的是为了阐明插值快速仿真的实现方法、有效性及其在提升仿真效率方面的效果,而不在于对电机结构进行准确建模,因此本文使用了一个高度简化的电机结构模型进行振动及噪声仿真。模型中仅考虑了电机定子铁心、外壳及端盖几个部分,忽略了转子及轴承部分。模型中将定子铁心的材料视为各向同性,弹性模量为 2×10^5 MPa,泊松比为0.29。定子外壳及端盖为铸铝,其弹性模量为 6.9×10^4 MPa,泊松比为0.33,振动仿真时设定结构模态阻尼比为 $\varepsilon = 0.03$ 。

汽车驱动电机进行NVH台架测试时,通常需要将该电机的轴伸端端盖通过螺栓固定到一个大刚性的台架上。鉴于此,对仿真模型施加类似的几何边界条件,即将电机轴伸端端盖通过法兰螺栓孔进行固定约束。电机有限元模型边界约束如图4所示,图中三角形所示位置即为实施固定约束的螺栓孔位置。

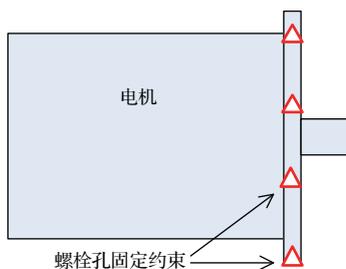


图4 电机有限元模型边界约束

Fig. 4 Boundary condition for the finite element model of the motor

2.2 电磁力映射加载

振动有限元仿真计算前需要将气隙电磁力密度映射加载到电机定子齿的结构网格上。气隙上的电磁力密度已在第1节获得了,电机气隙电磁力密度沿轴向方向可视为均匀分布。为方便将电磁力向结构网格上映射,定子铁心用六面体单元进行划分,且先划分端面网格,再在轴向进行拉伸形成轴向均匀网格。定子齿的内表面节点上的电磁力密度可由附近气隙上均布虚拟节点的电磁力密度通过映射算法得到。

本文以某轴向截面平面内的定子齿上的节点为例,说明电磁力密度的映射方法,气隙虚拟节点与结构网格节点之间的电磁力密度映射关系见图5。选取以该节点为圆心、气隙长度 δ 为半径的圆内的所有虚拟节点作为电磁力映射的关关节点。设关关节点数为 I ,第 i 个关关节点电磁力密度为 P_i ,齿节点与关关节点 i 的距离为 r_i ,则齿节点上的电磁力密度可由式(5)计算^[11]:

$$P = \frac{\sum_{i=1}^I P_i / r_i}{\sum_{i=1}^I 1 / r_i} \quad (5)$$

计算时可根据定义的 xy 平面坐标系分别对 x 及 y 向电磁力进行映射,获得齿节点电磁力密度之后,即可计算得到齿面单元所受平均电磁力密度及节点电磁力,再通过matlab编写电磁力载荷文件。将编写好的载荷文件导入至Nastran即可实现对结构有限元模型的激励力加载。

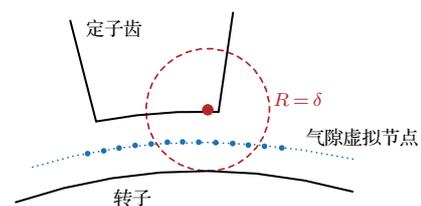


图5 电磁力密度映射关系

Fig. 5 Mapping of the electromagnetic force density

3 声功率误差及仿真效率

获得电机强迫振动结果之后,辐射声场仿真在商用声学仿真软件LMS Virtual Lab中进行。将前面Nastran计算得到的电机表面振动速度作为边界条件施加到声场模型中。限于篇幅,在此不对声场建模的详细步骤展开讨论。本文以电机的辐射声功

率为目标,对快速仿真方法的计算精度进行评价。定义电磁力近似算法获得的电机声功率级误差为

$$\Delta\text{SWL} = \text{SWL} - \text{SWL}_0, \quad (6)$$

其中,SWL是基于电磁力近似算法获得的电机辐射声功率,SWL₀为基于电磁力有限元仿真获得的电机辐射声功率。计算恒转矩区工况(转速低于3000 r/min)的SWL值时,电磁力是基于图1中B工况的仿真电磁力结果近似计算的。计算恒功率区工况(5000 r/min < *n* < 6000 r/min)的SWL值时,电磁力是基于图1中C、D工况的仿真电磁力结果插值计算得到的。表2给出了6个转速工况对应的声功率级误差。参考工程中的习惯说法,表2中的阶次概念已相对于前文1.1节及1.2节的阶次定义进行了调整,这里的阶次是指相对于电机转子转频而言的(1.1节及1.2节的*i*阶对应于表1中的8*i*阶)。

进行汽车电驱系统的NVH仿真时,数值建模误差是不可避免的。结构物理特性、材料参数的不确定性,结构连接边界条件的不确定性,数值离散误差等均会导致仿真结果与实测NVH结果之间的偏差。例如,Wegerhoff等^[12]给出了一组典型的汽车电驱系统的NVH仿真结果,结果显示电机振动加速度阶次误差大约在±7 dB范围内变化。本文表2得到的电机电磁噪声声功率级的阶次误差数据绝大部分不超过1.5 dB,最大误差也不超过3 dB。表2中的误差是由电磁力近似计算引入的,该误差相对于电机系统NVH数值建模误差来说是一个相对小量。由此可见,本文基于电磁力近似算法的电机NVH仿真方法能够获得不错的仿真精度,可以进行工程化应用。

表2 声功率级误差

Table 2 Error of sound power level

(单位: dB)

转速/ (r·min ⁻¹)	噪声阶次						Overall
	8阶	16阶	24阶	32阶	40阶	48阶	
1500	0.03	-0.01	0.06	0.02	0.06	0.13	0.02
2000	-1.26	-2.39	0.29	0.24	-1.34	0.04	-0.28
2500	-0.04	-0.09	-0.04	0	0.05	0.01	-0.03
5250	0.15	-0.55	-0.03	0.38	-0.15	2.96	0.16
5500	0.03	0.11	0	0.01	0.05	0.48	0.03
5700	0	-0.05	0.01	0.05	0.06	-0.03	0

若需要分析电机阶次噪声或总声压在整个转速区间上随转速的变化情况,则需要沿着外特性曲线进行多个工况的NVH仿真,此时本文的快速仿真方法则能显著发挥其提升效率的作用。这里举例说明快速仿真方法提升仿真效率的效果。若对本文所述电机进行全转速段NVH仿真,每200 r/min计算一个转速工况(转速分辨率Δ*n*为200 r/min),则共需要获得12000/200 = 60组电磁力数据。采用有限元方法逐个求解电磁力,单个工况需要1个单位时间(1个单位时间通常大于半小时),获得全部电磁力数据则需要60个单位时间。在相同计算资源条件下,若使用本文方法,采用电磁力时间轴缩放方法计算恒转矩区不同转速的电磁力,采用工况间插值方法计算恒功率区不同转速对应的电磁力,则全转速段只需进行10个转速工况的电磁场有限元分析,其他转速的电磁力全部通过快速算法近似计算,获取全部电磁力数据总共只需10个单位时间,电磁力计算效率提升为原仿真方案的6倍。若需要更细致的转速分辨率,如每100 r/min计算一组NVH结果,则使用本文方法的电磁力计算效率将提升为原方案的12倍。由此可见,对电机全转速段进行NVH仿真时,转速分辨率Δ*n*越小,本文的快速仿真方法对效率的提升效果则越显著。

4 结论

本文基于电磁场、结构振动及声场有限元分析,采用电磁力时间缩放及插值算法、电磁力到结构网格的映射算法,实现了车用驱动电机的电磁振动及噪声的快速仿真。结论总结如下:

(1) 电机电磁力的周期与转速成反比。在电机外特性曲线的恒转矩区,电机气隙电磁力的幅值不随转速变化而变化。在电机外特性曲线的恒功率区,气隙电磁力幅值随转速增加而逐渐下降。

(2) 在恒功率区,可以基于两个转速工况的已知电磁力采用线性插值方法对转速区间内其他工况的电磁力进行近似计算,近似计算得到的电磁力误差随着区间宽度的减小而减小。

(3) 本文基于电磁力近似算法的电机NVH仿真方法在满足一定仿真精度的前提下,可以大大节省多工况仿真所需的电磁力计算时间。对电机全转速段进行NVH分析时,需要分析的转速分辨率越小,则该方法对仿真效率的提升效果越明显。

参 考 文 献

- [1] Gieras J, Wang C, Lai J. Noise of polyphase electric motors[M]. CRC Press, 2005.
- [2] 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.
Li Xiaohua, Huang Surong, Li Liangzi. Calculation and analysis of vehicle vibration and noise of permanent magnet synchronous motor applied in electric vehicle[J]. Electric Machines and Control, 2013, 17(8): 37-42.
- [3] 崔淑梅, 于天达, 宋立伟. 基于ANSYS和SYSNOISE的电机噪声仿真分析方法[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(9): 63-67.
Cui Shumei, Yu Tianda, Song Liwei. Simulation method of motor acoustic radiation based on ANSYS and SYSNOISE[J]. Electric Machines and Control, 2011, 15(9): 63-67.
- [4] 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, 59.
Yang Ping, Dai Ying, Huang Surong, et al. Evaluation of electromagnetic noise of permanent magnet motor for electric vehicle based on finite element method[J]. Motor and Control Application, 2012, 39(9): 33-37, 59.
- [5] 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, 31(S1): 53-59.
Zheng Jiang, Dai Ying, Shi Jian. Electromagnetic noise characteristics of permanent magnet synchronous motor applied in electric vehicle[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(S1): 53-59.
- [6] 邓文哲, 左曙光, 孙罕, 等. 考虑定子铁芯和绕组各向异性的爪极发电机模态分析[J]. 振动与冲击, 2017, 36(12): 43-49.
Deng Wenzhe, Zuo Shuguang, Sun Han, et al. Modal analysis of a claw-pole alternator considering orthotropy of the stator core and windings[J]. Journal of Vibration and Shock, 2017, 36(12): 43-49.
- [7] 韩伟, 贾启芬, 邱家俊. 异步电机定子的振动与模态分析[J]. 振动与冲击, 2012, 31(17): 91-94, 115.
Han Wei, Jia Qifen, Qiu Jiajun. Vibration and modal analysis for stator of an induction motor[J]. Journal of Vibration and Shock, 2012, 31(17): 91-94, 115.
- [8] 左曙光, 张耀丹, 阎礁, 等. 考虑定子各向异性的永磁同步电机振动噪声优化[J]. 西安交通大学学报, 2017, 51(5): 60-68.
Zuo Shuguang, Zhang Yaodan, Yan Jiao, et al. Optimization of vibration and noise in permanent magnet synchronous motor considering stator anisotropy[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2017, 51(5): 60-68.
- [9] Millithaler P, Sadoulet-Reboul É, Ouisse M, et al. Structural dynamics of electric machine stators: modelling guidelines and identification of three-dimensional equivalent material properties for multi-layered orthotropic laminates[J]. Journal of Sound and Vibration, 2015, 348: 185-205.
- [10] Lin F, Zuo S G, Deng W Z, et al. Reduction of vibration and acoustic noise in permanent magnet synchronous motor by optimizing magnetic forces[J]. Journal of Sound and Vibration, 2018, 429: 193-205.
- [11] 詹福良, 徐俊伟. Virtual. Lab Acoustics 声学仿真计算从入门到精通[M]. 西安: 西北工业大学出版社, 2013.
- [12] Wegerhoff M, Schelenz R, Jacobs G. Hybrid NVH simulation for electrical vehicles II—structural model[C]. DAGA 2015, Nuremberg, 2015.