谐波注入在电动汽车动力总成电磁振动 抑制中的应用

丁俊杰,陈天宁,方江龙,符俊杰,唐 旭

(西安交通大学机械工程学院,陕西西安710049)

摘要:动力驱动总成的电磁振动水平严重影响着电动汽车的NVH性能。由于驱动电机结构的非理想和逆变器的 非线性特性,电机的输出转矩存在较大的脉动。在一定的转速下,转矩谐波的频率会和动力总成的扭转模态频率一 致,导致动力总成的共振。为了研究转矩脉动引起的电磁振动问题,建立了电机电磁模型和控制电路的联合仿真来 对电磁激励进行分析,同时通过振动测试试验,认为动力总成在500~1500 r/min转速范围内的48阶振动是由转矩 脉动引起的。为了抑制驱动电机输出的转矩脉动,采用谐波电流注入的方法来抵消电机运行时的谐波转矩,将 RBF神经网络和遗传算法结合,对电流谐波进行优化。最后通过振动试验验证分析的准确性,结果表明,采用谐波 注入的控制方法能够有效抑制动力总成的电磁振动。

关键词:动力驱动总成;电磁振动;NVH性能;转矩脉动;谐波电流注入

中图分类号: U463.2; TM351 文献标志码: A 文章编号: 1004-4523(2022)06-1453-08 DOI:10.16385/j.cnki.issn.1004-4523.2022.06.017

引 言

随着电动化进程的推进,电动汽车的NVH性 能越发受到关注,提高汽车的舒适性,降低动力总成 的振动和噪声变得愈发重要。从电磁振动的角度来 看,引起振动和噪声的电磁力分为两个分量:径向力 和转矩脉动,即切向力^[1]。虽然径向力是引起电机 振动的一个关键原因^[23],但是针对电机-减速器一体 化驱动系统而言,转矩脉动频率容易与总成的扭转 模态频率耦合,引起总成扭转振动^[46];同时由于电 动汽车传动系统中一般不存在扭转减振器、飞轮等 被动减振和隔振部件,导致振动传递到整车上,极大 地降低了乘坐舒适性。

减小转矩脉动的方法分为两类:电磁设计方法 和控制方法。电磁设计方法通过优化电机拓扑、斜 极或斜槽形式来减小转矩脉动^[79],但这种方法通常 会影响到电机性能,加工复杂且成本较高。相反,控 制方法通过控制策略来改善电流波形,比电磁设计 方法更容易实现。因此,本文主要采用谐波电流注 入控制方法来减小转矩脉动。

对于从电流谐波方面控制电磁噪声,早期研究 主要对电机*d*,q轴电流或电压进行补偿控制,从而 消除5,7次等谐波,减小电机转矩脉动和电磁噪 声[10-12]。但这种方法在电机控制策略中增设了谐波 电流检测和提取模块、自适应滤波器、补偿量实时计 算模块等,大大增加了电机控制策略的复杂性,且如 需对更高次谐波成分进行控制,控制算法将更加复 杂。因此,有学者提出,首先通过转矩脉动模型来预 测电机的转矩脉动大小,然后采用优化算法来定位 所需注入的谐波电流,使预测的转矩脉动最小[13-15]。 如文献[13]提出了一种基于拉格朗日算子的谐波电 流优化方法;文献[14]提出了一种基于神经网络的 自学习方法来优化谐波电流;文献[15]利用遗传算 法对谐波电流的幅值和相位进行优化。然而永磁同 步电机是高度非线性系统,上述文献都是基于电机 电气模型来得到转矩脉动模型,没有考虑电机运行 时参数的变化以及磁饱和等非线性因素的影响,导 致转矩脉动预测不准确或优化效果不佳:同时,尚未 有文献直接分析谐波注入方法对电磁振动的改善 效果。

针对上述问题,本文建立场路耦合电磁仿真分 析模型,该模型能够反映电机参数的变化以及磁饱 和等非线性因素的影响,通过仿真得到电机的电磁 激励并进行分析,结合动力总成的振动试验,重点探 究转矩脉动对电磁振动的影响。在此基础上,采用 谐波电流注入方法来抑制电机的转矩脉动,利用 RBF神经网络代理模型和遗传算法结合的方法来

1 基本原理

1.1 PMSM转矩脉动模型

根据磁共能模型,永磁同步电机产生的转矩为: $t_{e} = K_{P} \left[\left(L_{dq} \mathbf{i}_{dq} + \boldsymbol{\psi}_{dq} \right)^{\mathrm{T}} \times \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{i}_{dq}^{\mathrm{T}} \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\psi}_{dq}}{\mathrm{d}\theta} \right] + t_{cog} \quad (1)$

式中 t_e 为电机产生的总转矩,包括直流转矩和谐 波转矩; L_{dq} 为dq轴的电感矩阵; ψ_{dq} 和 i_{dq} 为dq轴的 磁链矢量和电流矢量; θ 为转子电角度; t_{cog} 为齿槽转 矩。坐标变换采用恒幅值变换, K_P 为 3P/2, P 为电 机的极对数。在式(1)中,忽略了电感谐波。从该公 式可分析出转矩谐波主要来源于电流谐波、磁链谐 波以及齿槽转矩。

为了对永磁同步电机转矩谐波进行建模,将定 子电流和磁链用傅里叶级数表示,如下式所示:

$$\boldsymbol{i}_{dq} = \begin{bmatrix} I_{d0} \\ I_{q0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{d0} \\ I_{q0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sum_{k} I_{dk} \cos(k\theta - \phi_{dk}) \\ \sum_{k} I_{qk} \sin(k\theta - \phi_{qk}) \end{bmatrix} (2)$$
$$\boldsymbol{\psi}_{dq} = \begin{bmatrix} \psi_{0} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{dh} \\ \psi_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{0} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sum_{k} \psi_{dk} \cos(k\theta - \phi_{\lambda k}) \\ \sum_{k} \psi_{qk} \sin(k\theta - \phi_{\lambda k}) \end{bmatrix}$$
(3)

根据文献[11],齿槽转矩公式为:

$$t_{cog} = \sum_{k} T_{ck} \cos(k\theta - \phi_{ck}) \tag{4}$$

各参数的定义如下:

1) I_{d0} 和 I_{q0} 为dq轴电流平均值; i_{dh} 和 i_{qh} 为dq轴 谐波电流; I_{dk} 和 I_{qk} 为dq轴 k次谐波电流分量; ϕ_{dk} 和 ϕ_{qk} 为相应电流谐波的相位。

2) ϕ_0 为d轴平均磁链; ϕ_{dh} , ϕ_{qh} 为dq轴磁链谐 波; ϕ_{dk} 和 ϕ_{qk} 为dq轴k次磁链谐波分量; $\phi_{\lambda k}$ 为k次磁 链谐波的相位。

3) T_{ck} 和 ϕ_{ck} 为齿槽转矩中k次谐波的幅值和相位。

将式(2)~(4)代入式(1),可以得到永磁同步电 机产生的总转矩的详细模型。具体来说,可以将 PMSM产生的总转矩 t_e解耦为直流转矩 T₀和谐波 转矩 t_b,如下式所示:

$$t_e = T_0 + t_h \tag{5}$$

$$T_{0} = K_{P}(\psi_{0}I_{q0} + L_{\Delta}I_{d0}I_{q0})$$
(6)
$$t_{t} = K_{P}[\psi_{0}i_{rt} + L_{\Delta}(I_{t0}i_{rt} + I_{c0}i_{rt})] +$$

$$K_{P}\left[I_{q0}\left(\psi_{dh}+\frac{\mathrm{d}\psi_{qh}}{\mathrm{d}\theta}\right)-I_{d0}\left(\psi_{qh}-\frac{\mathrm{d}\psi_{dh}}{\mathrm{d}\theta}\right)\right]+t_{cog}\quad(7)$$

$$L_{\Delta} = L_d - L_q \tag{8}$$

上述公式中,由于定子电流谐波与磁链谐波相 互作用产生的谐波转矩分量很小,因此可以被忽略。 将式(2)~(4)代入式(1)得到的转矩谐波模型如下:

$$t_{h} = K_{P} \sum_{k} (L_{\Delta} I_{d0} + \phi_{0}) I_{qk} \sin(k\theta - \phi_{qk}) + L_{\Delta} I_{q0} I_{dk} \cos(k\theta - \phi_{dk}) + K_{P} \sum_{k} I_{q0} A_{k} \cos(k\theta - \phi_{\lambda k}) - I_{d0} B_{k} \sin(k\theta - \phi_{\lambda k}) + \sum_{k} T_{ck} \cos(k\theta - \phi_{ck})$$

$$(9)$$

式中 A_k 和 B_k 为:

$$\begin{cases} A_{k} = \psi_{dk} + k\psi_{qk} \\ B_{k} = k\psi_{dk} + \psi_{qk} \end{cases}$$
(10)

在永磁同步电机中,转矩谐波次数 k 主要为 6, 12,18,24 等^[12,15]。在本文中,起主要作用的谐波转 矩为 12次,由于本文所涉及到的驱动电机极对数为 4,故称为 48阶转矩脉动。

1.2 谐波电流注入原理

根据公式(9),可将转矩脉动分为三部分,即谐 波电流引起的转矩脉动、永磁体磁链谐波引起的转 矩脉动以及齿槽转矩脉动。由于永磁同步电动机 电磁设计方案确定后,无法控制或改变永磁体磁链 和齿槽转矩。因此,后两部分是不可控的,即在理 想正弦电流下仍存在,可称其为固有转矩脉动,因 此永磁同步电机产生的转矩脉动可以看作固有转 矩脉动和谐波电流导致的额外转矩脉动的叠加。 将转矩脉动绘制在矢量平面上,用向量可以简洁地 表示转矩脉动的特性,如图1所示,谐波电流产生 的转矩脉动形成一个以固有转矩脉动为中心的圆 轨迹。此时圆的半径与谐波电流的幅值成正比,圆 的相位也随着谐波电流相位的变化而变化。减小 转矩脉动的目标是找到最优的定子电流,使总的转 矩脉动的幅值最小,并通过适当的控制方法注入定 子谐波电流。





2 动力总成电磁激励仿真分析及试验

2.1 动力总成电磁激励分析

本文以某新能源汽车集中式电驱动动力总成为 研究对象,驱动电机为8极48槽内置式永磁同步电 机(IPMSM),其二维电磁模型如图2所示,电机主 要参数如表1所示。





Fig. 2 Electromagnetic simulation model of permanent magnet synchronous motor

Tab. 1	Main	parameters of motor
	AC 1	
	表 1	由机主要参数

参数	数值
电机类型	IPMSM
极槽数	8极48槽
定子外直径/mm	180
定子内直径/mm	123.6
转子外直径/mm	121.8
转子内直径/mm	40
气隙厚度/mm	0.8
轴向长度/mm	140
并联支路数	4
磁钢牌号	N42UH
硅钢牌号	30SW1500
控制类型	SVPWM

本文采用场路耦合的方法来考虑电机参数的变 化以及磁饱和等非线性因素。联合仿真模型如图 3 所示,在Simplorer软件中搭建电机功率回路模型, 在Maxwell软件中建立电机电磁模型,在Matlab/ Simulink搭建电机控制回路模型。其中电磁模型能 够考虑电机漏磁、磁场饱和、电枢反应及损耗对电机 性能的影响;控制系统控制电机的输入,电机将三相 电流、转速、位置、转矩等信息反馈到控制系统中,其 控制策略框图如图4所示。



图 3 永磁同步电机联合仿真模型





图4 永磁同步电机控制策略框图



电动汽车动力总成的电磁振动主要由电机运行 时气隙中谐波磁场相互作用产生的电磁力波引起。 利用 Maxwell 定律可以计算出作用于定子铁心内表 面单位面积上的径向电磁力 *P*,和切向电磁力 *P*,,如 下式所示:

$$P_r = \frac{1}{2\mu} \left(B_r^2 - B_t^2 \right)$$
 (11)

$$P_t = \frac{1}{2\mu} B_r B_t \tag{12}$$

式中 μ 为真空磁导率, $\mu = 4 \times 10^{-7}$ H/m; B_r , B_t 分 别为径向和切向气隙磁密。

以转速为1000 r/min为例,控制电路采用空间 矢量脉宽调制(SVPWM)策略,负载为180 N•m,仿 真分析转子在不同位置时电机气隙中的径向电磁力 和切向电磁力如图5所示。

根据电磁力仿真结果,径向电磁力和切向电磁 力均呈周期性变化,径向力峰值为844110 N/m²,切





向力峰值为112712 N/m²,由于切向力幅值较小,且 电机结构对称,许多学者在分析电磁振动时忽略了 切向力的作用,认为径向力是产生电磁振动的主要 来源。然而对于集中式动力总成,当电机和减速器 集成在一起时,整个系统不再是对称的圆柱结构,因 此系统振动特性会发生变化。在实际工作过程中, 切向力对动力总成的振动噪声有很大的影响,因此 本文重点研究了切向力对电磁振动的影响。

切向电磁力分为局部切向力和整体切向力。施 加在定子齿面上的局部切向力主要引起径向振动, 但由于幅值远小于径向力,对振动噪声的贡献量可 忽略不计。而整体切向力,即转矩脉动,会导致电机 的扭转振动,对噪声的影响不可忽视^[16-17]。通过对 气隙中的切向力进行积分,可以得到电机的转 矩,即:

$$T_{em} = r^2 L_{ef} \int_{0}^{2\pi} P_t(\theta, t) d\theta =$$
$$2\pi r^2 L_{ef} \sum p_{t,u,v} \Big|_{v=0} \cos(u\omega_e t + \varphi_{t,u,v})\Big|_{v=0}) \quad (13)$$

式中 r为积分路径的半径, L_{ef} 为有效长度, $p_{t,u,v}$ 为t时刻空间阶为v,时间阶为u的切向力, ω_e 为电角度, $\varphi_{t,uv}$ 为相应的相位角。该式表明,电机的输出转 矩是由空间阶v=0的切向力产生的,其中,时间 阶u=0的切向力产生恒定转矩,而 $u\neq0$ 的切向力 谐波形成转矩脉动。图6展示了转速为1000 r/min 时的电磁转矩波形图和频谱图,由频谱图可知,该转 矩谐波幅值最高的阶次为48阶。





2.2 动力总成振动测试试验

在测试台架上对某集中驱动式纯电动车动力总 成进行振动试验,动力总成通过模拟整车悬置的方 式安装在台架上,利用控制器来调节电机输入转速 的变化,电机则通过冷却水来控制温度。实验台架 的负载电机通过传动轴及联轴器连接到减速器的输 出轴端;同时,利用负载电机在减速器输出端施加反 方向的负载扭矩来模拟电驱动总成在整车运行时 载荷的变化。测试系统示意图如图7所示,采用 Test.lab信号分析处理系统来采集测点振动信息, 测点布置在电机壳体下方,通过加速度传感器来获 得其表面法向振动加速度,测点位置如图8所示。 通过测试发现,动力总成在全油门工况下主要有 24,48,96阶电磁振动问题,且48阶振动相对突出。 图9展示了电机转速在500~5000 r/min的动力总成 48阶振动测试结果。







图 8 测点位置图 Fig. 8 Location of measuring points

从图 9 可以看出,动力总成在低速时振动幅值较 大,尤其在 500~1500 r/min 区间内出现了两个大的 峰值。为了进一步确认引起振动的原因,在上述台架 上继续对动力总成进行工作振型(ODS)测试,即在 电机、减速器以及控制器表面均匀布置一系列加速 度传感器,测试结构表面的位移响应,并通过 Test.lab 信号分析处理系统得到其工作振型如图 10 所示。



Fig. 9 Test result of 48-order vibration



(b) Operational deflection shape 2
 图 10 动力总成工作变形振型图
 Fig. 10 Operational deflection shape of powertrain

图 10显示了动力总成在 1300 r/min 处不同时 刻的工作振型。通过两个振型图的变化可以判断, 电机、减速器整体呈现明显扭动状态,根据文献 [16-17],认为扭转振动与转矩脉动呈线性相关,特 别是低速时转矩较大,转矩脉动对动力总成的冲击 激励大,易导致其扭转振动。根据上述分析结果,认 为48阶低速区振动噪声问题是转矩波动激发总成 弯扭模态引起的。

3 动力总成电磁振动优化研究

3.1 基于谐波注入的转矩脉动抑制方法

为了抑制动力总成的扭转振动,本文以转矩脉动最小化为目标,通过注入谐波电流以产生额外的谐波转矩分量来抵消原有的转矩脉动,具体算法如图11所示。在*d*,*q*轴电流回路中增加以幅值和相位为参数的、与转矩脉动相同阶次的谐波电流,本文主要为抑制48阶转矩脉动,即电频率的12倍。

$$\boldsymbol{i}_{dqk} = \begin{bmatrix} i_{dk} \\ i_{qk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{d12} \cos(12\theta - \phi_{d12}) \\ I_{q12} \cos(12\theta - \phi_{q12}) \end{bmatrix}$$
(14)

式中 $I_{d12}, I_{q12}, \phi_{d12}, \phi_{q12}$ 分别为d, q轴对应谐波电流的幅值和相位参数。



图11 基于谐波注入的转矩脉动抑制算法

Fig. 11 Torque ripple suppression algorithm based on harmonic injection

3.2 谐波电流优化

本文采用径向基函数(RBF)神经网络代理模型和遗传算法结合的方法来优化电流参数,流程图如图12所示。通过合适的样本点对神经网络进行训练,从而得到精度较高的代理模型,然后基于代理模型采用遗传算法对谐波电流进行优化。



图 12 RBF 神经网络和遗传算法寻优流程图 Fig. 12 Flow chart of RBF neural network and genetic algorithm optimization

样本点的选取采用拉丁超立方抽样方法,随机 获取电流参数 I_{d12}, I_{g12}和相位 φ_{d12}, φ_{g12}。通过上述联 合仿真获得 2000 个样本点的平均转矩和转矩脉动 值,转矩脉动可以用输出转矩的峰峰值与平均值的 比值计算得出,如下式所示:

$$T_{\rm rip} = \frac{T_{\rm max} - T_{\rm min}}{T_{\rm avg}} \times 100\%$$
 (15)

式中 *T_{rip}*, *T_{avg}*, *T_{max}*, *T_{min}*分别表示电机的转矩脉动、输出平均转矩、输出的转矩最大值和最小值。

采用1900个样本作为训练样本,经过神经网络 训练后,将剩余100个样本作为输入代入神经网络 中,以验证代理模型的准确性。联合仿真与神经网 络代理模型拟合结果比较分析如图13所示。从图 中可以看出,虽然一些样本点结果存在误差,但是误 差都在3%以内,且激活函数的决定系数 R²超过 0.99,因此认为该代理模型预测精度高、泛化能力 强,可以为后续的优化提供良好的基础。



Fig. 13 Comparison of finite element and neural network fitting

本文以谐波电流的幅值 I_{d12} , I_{q12} 和相位 ϕ_{d12} , ϕ_{q12} 为优化变量,选择平均转矩作为约束条件,转矩脉动作为优化目标,遗传算法优化电流谐波的数学模型为:

$$\begin{cases}
G_{\min} = T_{rip} \\
s.t.; T_{avg} \ge 180 \text{ N} \cdot \text{m} \\
I_{d\min} \le I_{d12} \le I_{d\max} \\
I_{q\min} \le I_{q12} \le I_{q\max} \\
0 \le \phi_{d12} \le 2\pi \\
0 \le \phi_{q12} \le 2\pi
\end{cases}$$
(16)

首先遗传算法随机产生一个初始种群,然后调 用训练好的 RBF 神经网络模型计算群体中的个体 适应度,电流参数为神经网络模型的输入,平均转矩 和转矩脉动是神经网络的输出,将平均转矩作为限 制条件,转矩脉动作为遗传算法的适应度函数;然后 根据个体适应度进行选择、交叉和变异操作,使适应 度好的个体被保留,适应度差的个体被淘汰,不断循 环直到满足遗传算法的终止条件,从而得到谐波电 流的最优值。

4 优化效果分析

4.1 转矩脉动优化效果分析

通过上述遗传算法找到抑制转矩脉动的最优电流,并在联合仿真中对其进行精确闭环控制,得到优 化前后电磁转矩波形对比图及优化后的转矩频谱 图,如图14和15所示。从图中可以看到,在谐波注 入之后,电磁转矩曲线变得平缓,且从频谱图可以得 知,48阶转矩谐波抑制效果明显,转矩从3.825 N•m 降至0.4397 N•m。



图 14 优化前后电磁转矩波形对比

Fig. 14 Waveforms of electromagnetic torque before and after optimization



4.2 总成电磁振动优化效果实验验证

结合动力总成台架试验,利用振动测试设备验 证谐波电流注入前后的电驱动系统48阶振动的差 异,如图16所示。试验结果表明,谐波注入后动力 总成在500~2000 r/min区间内48阶振动抑制效果 显著,一方面说明在该转速段内转矩脉动为主要激 励源,另一方面也验证了本文方法的可行性。实验 结果显示,动力总成在全油门工况下表面振动加速 度最高下降15 dB,显著提高了电驱动系统的NVH 品质。



图16 谐波注入前后的振动测试结果

Fig. 16 Vibration test results before and after harmonic wave injection

5 结 论

本文首先分析了转矩脉动的数学模型和谐波注 入的原理,建立某8极48槽内置式永磁同步电机联 合仿真模型,得到空间矢量脉宽调制下动力总成的 电磁激励特征。针对转矩脉动引起的扭转振动问 题,采用谐波电流注入的方法来抑制48阶转矩脉 动,通过台架振动试验,证明了谐波注入方法对电磁 振动抑制的可行性。得到的主要结论如下:

1)对于集中式动力总成,转矩脉动对总成的振动影响较大,尤其是会使电机和减速器之间产生相 对扭转运动,且主要集中在低转速区域。

2)采用谐波注入方法来抑制转矩脉动,对改善动力总成低速区的电磁振动具有较明显的效果。由 于受开关频率的限制,转速较高时谐波电流会出现 采样失真,因此,基于谐波电流注入的方法适用于低 速应用场合。

参考文献:

- [1] Besnerais L J. Vibroacoustic analysis of radial and tangential air-gap magnetic forces in permanent magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51(6): 1-9.
- [2] 张磊,温旭辉.车用永磁同步电机径向电磁振动特性
 [J].电机与控制学报,2012,16(5):33-39.
 ZHANG Lei, WEN Xuhui. Radial electromagnetic vibration and model characteristics of PMSMs for electric vehicles [J]. Electric Machines and Control, 2012, 16 (5):33-39.
- [3] Yang H, Chen Y. Influence of radial force harmonics with low mode number on electromagnetic vibration of PMSM[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(1):38-45.
- [4] Dai M, Keyhani A, Sebastian T. Torque ripple analy-

sis of a permanent magnet brushless DC motor using finite element method [C]. IEEE International Electric Machines and Drives Conference. Cambridge, 2001: 241-245.

- [5] Zhu Z Q, Leong J H. Analysis and mitigation of torsional vibration of PM brushless AC/DC drives with direct torque controller [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(4):1296-1306.
- [6] 方源,章桐,于蓬,等.切向电磁力对电动车动力总成振动噪声的影响分析[J].电机与控制学报,2016,20
 (5):91-95.

FANG Yuan, ZHANG Tong, YU Peng, et al. Effect of tangential electromagnetic force on vibration and noise of electric powertrain [J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(5):91-95.

- [7] Abbaszadeh K, Alam F R, Teshnehlab M. Slot opening optimization of surface mounted permanent magnet motor for cogging torque reduction[J]. Energy Conversion & Management, 2012, 55(3):108-115.
- [8] Islam R, Husain I, Fardoun A, et al. Permanent-magnet synchronous motor magnet designs with skewing for torque ripple and cogging torque reduction [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(1): 152-160.
- [9] Oh S, Min S, Hong J P. Air gap flux density waveform design of surface-mounted permanent magnet motor considering magnet shape and magnetization direction
 [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(5): 2393-2396.
- [10] 廖勇, 甄帅, 刘刀,等.用谐波注入抑制永磁同步电机
 转矩脉动[J].中国电机工程学报,2011,31(21):
 119-127.

Liao Yong, Zhen Shuai, Liu Ren, et al. Torque ripple suppression of permanent magnet synchronous motor by the harmonic injection [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(21):119-127.

[11] 刘刚,孙庆文,肖烨然.永磁同步电机用坐标变换的 电流谐波抑制方法[J].电机与控制学报,2015,19 (5):30-36.

Liu Gang, Sun Qingwen, Xiao Yeran. Permanent magnet synchronous motor current harmonics suppression based on coordinate transformation [J]. Electric Machines and Control, 2015, 19(5):30-36.

[12] 张海洋,许海平,方程,等.基于比例积分-准谐振控制 器的直驱式永磁同步电机转矩脉动抑制方法[J].电工 技术学报,2017,32(19):41-51.

Zhang Haiyang, Xu Haiping, Fang Cheng, et al. Torque ripple suppression method of direct-drive permanent magnet synchronous motor based on proportionalintegral and quasi resonant controller [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32 (19) : 41-51.

- [13] Truong P H, Flieller D, Nguyen N K, et al. Torque ripple minimization in non-sinusoidal synchronous reluctance motors based on artificial neural networks [J]. Electric Power Systems Research, 2016, 140:37-45.
- [14] Flieller D, Nguyen N K, Wira P, et al. A self-learning solution for torque ripple reduction for nonsinusoidal permanent magnet motor drives based on artificial neural networks[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(2):655-666.
- [15] Lai C, Feng G, Iyer K L V, et al. Genetic algorithmbased current optimization for torque ripple reduction of

interior PMSMs [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(5):4493-4503.

- [16] Beccue P, Neely J, Pekarek S, et al. Measurement and control of torque ripple-induced frame torsional vibration in a surface mount permanent magnet machine [J].
 IEEE Transaction on Power Electronics, 2005, 20(1): 182-191.
- [17] Zou J, Lan H, Xu Y, et al. Analysis of global and local force harmonics and their effects on vibration in permanent magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(4):1523-1532.

Electromagnetic vibration suppression of electric vehicle powertrain using harmonic injection

DING Jun-jie, CHEN Tian-ning, FANG Jiang-long, FU Jun-jie, TANG Xu (School of Mechanical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: The electromagnetic vibration level of the powertrain seriously affects the NVH performance of electric vehicles. Due to the non-ideal structure of the drive motor and the non-linear characteristics of the inverter, the output torque of the motor fluctuates greatly. At a certain speed, the frequency of the torque harmonics will be consistent with the torsional modal frequency of the powertrain, resulting in resonance of the powertrain. In order to study the problem of electromagnetic vibration caused by torque ripple, an 8-pole 48-slot permanent magnet synchronous motor is analyzed by electromagnetic simulation. Taking the influence of speed and magnetic saturation on the parameters of the motor during operation into account, the electromagnetic model and control circuit of the motor are established to analyze the electromagnetic excitation. Additionally, a vibration test is conducted and it is considered that the 48-order vibration in the speed range of $500 \sim 1500$ r/min is caused by torque ripple. In order to suppress the output torque ripple, the harmonic current injection method is adopted to offset the harmonic torque, and the RBF neural network and genetic algorithm are combined to optimize the current harmonics. The accuracy of the analysis is verified by vibration tests. The results show that the method of minimizing torque ripple by harmonic injection can effectively suppress the electromagnetic vibration of the powertrain.

Key words: powertrain; electromagnetic vibration; NVH performance; torque ripple; harmonic current injection

作者简介:丁俊杰(1997—),男,硕士研究生。电话:18558738698; E-mail: ding18558738698@163.com。 通讯作者:陈天宁(1956—),男,教授。电话:13991861066; E-mail: tnchen@mail.xjtu.edu.cn。