

# 电动汽车永磁同步电机电磁噪声分析及控制

罗科,吴双龙,任超,刘渊

(广州汽车集团股份有限公司汽车工程研究院,广东 广州 510000)

**摘要:**针对某电动汽车用永磁同步电机电磁噪声问题,从电流谐波和电磁力的角度分析了噪声产生的原因,表明电流谐波优化是控制电磁噪声的有效方法。提出了一种以降低噪声声压级为目标的电流谐波注入方法,通过标定确定噪声最优状态下对应的谐波电流幅值和相位参数,进而达到噪声控制目标。控制方法相对于现有其他谐波抑制方法更加简单、易实现,在无额外成本、重量增加的情况下有效地改善了电动汽车电磁噪声问题。

**关键词:**永磁同步电机;电磁噪声;谐波注入;控制

**中图分类号:**TM301;TM341 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd22381

## Analysis and Control of Electromagnetic Noise of Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicle

LUO Ke, WU Shuanglong, REN Chao, LIU Yuan

(GAC R&D Center, Guangzhou Automobile Group Co., Ltd., Guangzhou 510000, Guangdong, China)

**Abstract:** Aiming at the electromagnetic noise problem of the permanent magnet synchronous motor for electric vehicle, the causes of noise were analyzed from the perspective of current harmonic and electromagnetic force. It has shown that current harmonics control is an effective method for motor electromagnetic noise optimization. A current harmonic injection method aiming at reducing the noise sound pressure level was proposed. The corresponding harmonic current amplitude and phase parameters under the optimal noise state were determined by calibration, so as to achieve the noise control goal. Compared with other existing harmonic suppression methods, the control method is simpler and easier to implement, and effectively improves the electromagnetic noise of electric vehicles without additional cost and weight increase.

**Key words:** permanent magnet synchronous motor (PMSM); electromagnetic noise; harmonic injection; control

永磁同步电机在电动汽车领域的应用,使得人们对其振动噪声性能提出了更高的要求,电磁噪声为电动汽车最主要噪声源之一,电机振动噪声性能对电动汽车乘坐舒适性具有重要影响。

针对电磁噪声问题,主要从5个方面进行解决:1)电磁场重新配合设计;2)定转子结构优化,包括斜极、斜槽、辅助槽等结构;3)壳体模态动刚度优化;4)声学包裹优化,以抑制辐射噪声传播;5)控制策略优化。前4类涉及结构改变,时间周期长,并且可能导致成本、重量增加<sup>[1]</sup>。在控制策

略方面,前期研究表明电机在运行过程中存在气隙磁场畸变、死区时间、开关管压降等逆变器非线性因素,导致了三相电流存在大量的谐波成分,这些谐波电流是电机转矩脉动、振动和噪声产生的主要原因,从而得出控制电流谐波是电机噪声控制的有效方法的结论<sup>[2-4]</sup>。

对于如何控制谐波电流,国内外学者对电机本体结构设计、逆变器非线性特征改善和谐波补偿等方面进行了研究。逆变器非线性特征改善无法消除其他因素引起的谐波电流<sup>[5]</sup>。对电

流谐波补偿方法,主要以消除三相电流5次、7次等谐波成分为目标,对电机*d*、*q*轴电流或者电压进行补偿控制,进而达到减小电机转矩脉动的目的。

此类方法在电机控制策略中增加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,对更高次谐波成分的控制算法将更加复杂,并依赖精确的谐波电流实时检测和计算结果<sup>[6-8]</sup>。同时,由于该方法是建立在理想结构基础上的控制方法,而事实上电机电磁场结构并非理想结构,完全消除电流谐波成分并不一定能取得最好的噪声控制效果。

为此,本文在分析电流谐波、电磁力和噪声的基础上,提出一种新的电流谐波注入方法,并通过了试验验证。该方法以降低电磁噪声声压级为目标,通过调试噪声最优状态确定谐波电流幅值和相位参数,达到控制电磁噪声的目的。该方法改善效果明显,且相对于现有其他谐波抑制方法更加简单易实现,已应用于多款已上市电动汽车中,有效解决了电磁噪声问题。

## 1 电磁噪声问题及机理分析

### 1.1 永磁同步电机电磁噪声问题

以某电动汽车用4对极永磁同步电机开发阶段电磁噪声问题为例,图1列举了电机搭载实车减速运行过程电机近场噪声频谱图。

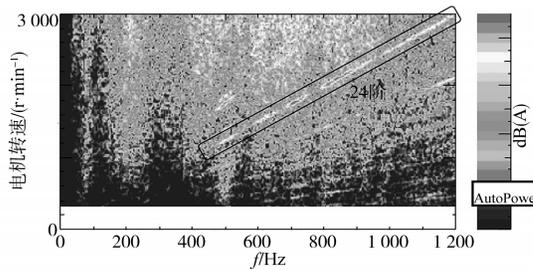


图1 电机恒转矩(70 N·m)减速工况电机近场噪声频谱图  
Fig.1 Noise spectrum of motor under constant torque (70 N·m) deceleration condition

由图1可知,该电机主要噪声问题频率为机械转频的24阶噪声,对应6倍频电流谐波频率。

### 1.2 永磁同步电机电磁噪声机理分析

#### 1.2.1 电磁噪声产生机理

永磁同步电机往往由转子(含永磁体)、定子(含电枢)和壳体组成,永磁体磁场、电枢反应磁场和定子槽及其之间的相互作用产生电磁力,电

磁力场与结构场耦合引起壳体结构振动,进而产生辐射噪声,如图2所示。

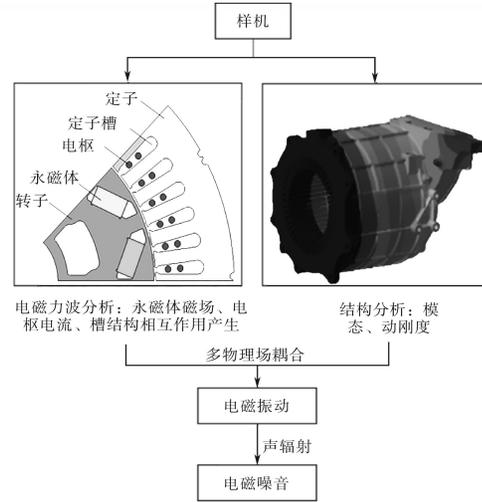


图2 电磁噪声产生过程分析

Fig.2 Analysis of electromagnetic noise generation process

#### 1.2.2 电流谐波分析

在考虑三相对称电流,忽略定转子槽、线圈绕组形式等影响因素情况下,电机三相电流可表示为

$$\begin{cases} i_{an} = I_m \cos(n\omega_e t + \theta_n) \\ i_{bn} = I_m \cos(n\omega_e t - \frac{2n\pi}{3} + \theta_n) \\ i_{cn} = I_m \cos(n\omega_e t + \frac{2n\pi}{3} + \theta_n) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $I_m$ 为电流幅值; $i_{an}$ , $i_{bn}$ , $i_{cn}$ 分别为三相电流; $\omega_e$ 为电流基频; $\theta_n$ 谐波电流初始相位角; $n$ 为正整数。

考虑到三相电流幅值相等,相位相差 $\pm 120^\circ$ ,并且星形连接,具有对称性,事实上并不存在3次、6次、9次...和偶数次谐波,因此式(1)又可以表示为

$$\begin{cases} i_a = \sum_{k=1,5,7,11,13,\dots} I_{mk} \cos(k\omega t + \theta_{ak}) \\ i_b = \sum_{k=1,5,7,11,13,\dots} I_{mk} \cos(k\omega t - \frac{2\pi}{3} + \theta_{bk}) \\ i_c = \sum_{k=1,5,7,11,13,\dots} I_{mk} \cos(k\omega t + \frac{2\pi}{3} + \theta_{ck}) \end{cases} \quad (2)$$

也就是说,三相电流频率除基波外,存在的谐波成分主要为5次、7次、11次.....。

#### 1.2.3 电磁力分析

电磁力波由永磁体磁场、电枢电流磁场、槽结构相互作用产生,径向电磁力波表达式如下式<sup>[9-12]</sup>:

$$\begin{aligned}
 F_r &\approx \frac{[B_r(\theta,t)]^2}{2\mu_0} \\
 &= \frac{1}{2\mu_0} \cdot \left[ \sum_{\mu} B_{m\mu} \cos(\mu p\theta - \mu\omega_e t) + \sum_{\nu} B_{a\nu} \sin(\nu p\theta - s_{\nu}\omega_e t) \right]^2 \times \left[ \Lambda_0 + \sum_k \Lambda_k \cos(kQ\theta) \right]^2 \\
 &= \frac{1}{2\mu_0} \cdot \left\{ \frac{1}{2} \cdot \sum_{\mu_1} \sum_{\mu_2} B_{m\mu_1} B_{m\mu_2} \{ \cos[(\mu_1 + \mu_2)p\theta - (\mu_1 + \mu_2)\omega_e t] + \cos[(\mu_1 - \mu_2)p\theta - (\mu_1 - \mu_2)\omega_e t] \} \right. \\
 &\quad + \frac{1}{2} \cdot \sum_{v_1} \sum_{v_2} B_{a v_1} B_{a v_2} \{ \cos[(v_1 - v_2)p\theta - (s_{v_1} - s_{v_2})\omega_e t] - \cos[(v_1 + v_2)p\theta - (s_{v_1} + s_{v_2})\omega_e t] \} + \\
 &\quad \sum_{\mu} \sum_{\nu} B_{m\mu} B_{a\nu} \{ \sin[(\mu + \nu)p\theta - (\mu + s_{\nu})\omega_e t] - \sin[(\mu - \nu)p\theta - (\mu - s_{\nu})\omega_e t] \} \} \times \\
 &\quad \left\{ \Lambda_0^2 + \frac{1}{2} \cdot \sum_{k_1} \sum_{k_2} \Lambda_{k_1} \Lambda_{k_2} \{ \cos[(k_1 + k_2)Q\theta] + \cos[(k_1 - k_2)Q\theta] \} + 2\Lambda_0 \sum_k \Lambda_k \cos(kQ\theta) \right\} \\
 &= \frac{1}{2\mu_0} \cdot (x_1 + x_2 + x_3 + x_4 + x_5 + x_6)
 \end{aligned} \tag{3}$$

其中

$$\begin{aligned}
 x_1 &= \frac{1}{2} \cdot \sum_{\mu_1} \sum_{\mu_2} B_{m\mu_1} B_{m\mu_2} \{ \cos[(\mu_1 + \mu_2)p\theta - (\mu_1 + \mu_2)\omega_e t] + \cos[(\mu_1 - \mu_2)p\theta - (\mu_1 - \mu_2)\omega_e t] \} \cdot \Lambda_0^2 \\
 x_2 &= \frac{1}{2} \cdot \sum_{v_1} \sum_{v_2} B_{a v_1} B_{a v_2} \{ \cos[(v_1 - v_2)p\theta - (s_{v_1} - s_{v_2})\omega_e t] - \cos[(v_1 + v_2)p\theta - (s_{v_1} + s_{v_2})\omega_e t] \} \cdot \Lambda_0^2 \\
 x_3 &= \sum_{\mu} \sum_{\nu} B_{m\mu} B_{a\nu} \{ \sin[(\mu + \nu)p\theta - (\mu + s_{\nu})\omega_e t] - \sin[(\mu - \nu)p\theta - (\mu - s_{\nu})\omega_e t] \} \cdot \Lambda_0^2 \\
 x_4 &= \frac{1}{2} \cdot \sum_{\mu_1} \sum_{\mu_2} B_{m\mu_1} B_{m\mu_2} \{ \cos[(\mu_1 + \mu_2)p\theta - (\mu_1 + \mu_2)\omega_e t] + \cos[(\mu_1 - \mu_2)p\theta - (\mu_1 - \mu_2)\omega_e t] \} \cdot x_7 \\
 x_5 &= \frac{1}{2} \cdot \sum_{v_1} \sum_{v_2} B_{a v_1} B_{a v_2} \{ \cos[(v_1 - v_2)p\theta - (s_{v_1} - s_{v_2})\omega_e t] - \cos[(v_1 + v_2)p\theta - (s_{v_1} + s_{v_2})\omega_e t] \} \cdot x_7 \\
 x_6 &= \sum_{\mu} \sum_{\nu} B_{m\mu} B_{a\nu} \{ \sin[(\mu + \nu)p\theta - (\mu + s_{\nu})\omega_e t] - \sin[(\mu - \nu)p\theta - (\mu - s_{\nu})\omega_e t] \} \cdot x_7 \\
 x_7 &= \frac{1}{2} \cdot \sum_{k_1} \sum_{k_2} \Lambda_{k_1} \Lambda_{k_2} \{ \cos[(k_1 + k_2)Q\theta] + \cos[(k_1 - k_2)Q\theta] \} + 2\Lambda_0 \sum_k \Lambda_k \cos(kQ\theta)
 \end{aligned}$$

式中: $p$ 为电机极对数; $\theta$ 为径向气隙磁密相位角; $\mu_0$ 为真空磁导率; $\mu_1, \mu_2$ 为磁场谐波次数,  $\mu_1, \mu_2 =$

1,3,5...;  $v_1, v_2$ 为三相电流谐波次数,  $v_1, v_2 = 1,5,7,11...$ ;  $s_{v_1}, s_{v_2}$ 为相应阶次谐波正反转方向,取值为1或-1,并且相邻阶次谐波取值相反(依据 $v_1, v_2$ 的值确定),例如当 $v_1$ 为1次时,如果 $s_{v_1} = 1$ ,那么 $v_1$ 为5次时,  $s_{v_1} = -1$ ;  $\Lambda_0$ 为气隙磁导; $k$ 为磁导谐波次数; $\Lambda_k$ 为气隙磁导的第 $k$ 阶谐波成分; $Q$ 为定子槽数; $B_r$ 为径向气隙磁密; $B_m, B_a$ 分别为转子和定子磁动势。

电磁振动噪声主要受0阶空间电磁力影响<sup>[10-12]</sup>。由式(3)可知,电磁力波主要由6个部分组成。其中,对于 $x_1, x_2, x_4$ 和 $x_5$ ,当 $\mu_1 = \mu_2$ 时对应0阶空间电磁力,电磁噪声频率亦为0,因此可以不考虑相等的情况,  $v_1 = v_2$ 和 $\mu = \nu$ 时亦同; $x_3$ 为永磁体磁场和电枢磁场相互作用产生的电磁力,当 $\mu = \nu$ 时,该电磁力为空间0阶电磁力,此时电磁力频率为 $(\mu - s_{\nu})pf_r = 6kpf_r$ ,  $f_r$ 为电机转子转动频率,与电流基频存在 $\omega_e = 2\pi pf_r$ 的关系,即产生 $6k$ 倍电流频率的电磁力和噪声; $x_6$ 为永磁体磁场与电枢磁场及定子槽结构谐波共同相互作用产生力波成分,0阶空间电磁力对应 $\mu$ 和 $\nu$ 取值有如下6种情况:

$$\begin{cases} \mu + \nu = kQ/p & (\mu + s_{\nu})pf_r = 6kpf_r \\ \mu - \nu = kQ/p & (\mu - s_{\nu})pf_r = 6kpf_r \\ \mu + \nu = (k_1 + k_2)Q/p & (\mu + s_{\nu})pf_r = 6kpf_r \\ \mu - \nu = (k_1 + k_2)Q/p & (\mu - s_{\nu})pf_r = 6kpf_r \\ \mu + \nu = (k_1 - k_2)Q/p & (\mu + s_{\nu})pf_r = 6kpf_r \\ \mu - \nu = (k_1 - k_2)Q/p & (\mu - s_{\nu})pf_r = 6kpf_r \end{cases} \tag{4}$$

也就是说,所述空间0阶电磁力波总是对应 $6k$ 电流频率,由此产生 $6k$ 电磁噪声。

切向电磁力波可表示为

$$\begin{aligned}
 F_t &= B_r(\theta,t)B_l(\theta,t)/\mu_0 \\
 &= 1/\mu_0 \cdot \left[ \sum_{\mu} B_{m\mu} \cos(\mu p\theta - \mu\omega_e t) + \sum_{\nu} B_{a\nu} \sin(\nu p\theta - s_{\nu}\omega_e t) \right] \times \\
 &\quad \left[ \sum_{\mu} B_{\theta\mu} \cos(\mu p\theta - \mu\omega_e t) + \sum_{\nu} B_{\theta\nu} \sin(\nu p\theta - s_{\nu}\omega_e t) \right] \times \\
 &\quad \left[ \Lambda_0 + \sum_k \Lambda_k \cos(kQ\theta) \right]^2
 \end{aligned} \tag{5}$$

式中: $B_l$ 为切向气隙磁密; $B_{\theta}$ 为定子和转子磁场相互作用磁动势。

可以看出,切向电磁力波频率成分与径向是一致的。也就是说,三相电流5次、7次等谐波将引起电流

基频的6倍、12倍等电磁振动,由此产生6倍、12倍等电磁噪声,因此可以通过控制三相电流中5次、7次等谐波成分,达到控制电磁噪声的目的。

永磁同步电机往往采用基于解耦的 $d, q$ 轴矢量控制方法,通过坐标变换将三相电流变换到 $d-q$ 坐标系可表示为

$$i_{d,q} = \sum_{k=0,1,2,\dots}^{+\infty} I_{6k}^{d,q} \cos(6n\omega t - \theta_{6k}^{d,q}) \quad (6)$$

其中

$$I_{6k}^{d,q} = \sqrt{i_{6k-1}^2 + i_{6k+1}^2 \pm 2i_{6k+1}^2 i_{6k-1}^2 \cos(\theta_{6k-1} - \theta_{6k+1})}$$

$$\theta_{6k}^{d,q} = \arctan\left(\frac{\pm i_{6k+1} \sin\theta_{6k+1} - i_{6k-1} \sin\theta_{6k-1}}{i_{6k-1} \cos\theta_{6k-1} \pm i_{6k+1} \cos\theta_{6k+1}}\right) + C$$

式中: $C$ 为常数; $i_{6k}$ 为第 $6k$ 阶谐波电流; $\theta_{6k}$ 为第 $6k$ 阶谐波电流对应的相位, $k=1, 2, 3, \dots$ ;正负号计算 $d$ 轴时取正, $q$ 轴时取负。

因此,可以通过控制 $d, q$ 轴的6倍、12倍等谐波电流,间接控制三相电流中的5次、7次等谐波,从而控制电磁噪声。

## 2 基于电流谐波注入的电磁噪声控制方法

为实现电磁噪声最优,可通过控制 $d, q$ 轴电流谐波成分最优、径向力和切向力最优,或电磁噪声最优为目标。考虑到存在定转子槽、线圈绕组形式多样和三相非完全理想对称电流的情况下,消除 $d, q$ 轴电流并不一定能使电磁噪声最小,因此难以确定 $d, q$ 轴电流谐波最优解,而径向电磁力无法通过试验手段进行验证,因此本文以电磁噪声最优为目标对电流谐波进行控制。

### 2.1 基于电流谐波注入的电磁噪声控制算法

在电机原有控制算法的 $d, q$ 轴电流回路增加谐波电流注入环节,所注入的谐波电流频率与噪声相同,幅值和相位参数通过调试噪声最优状态得到,无需增加谐波检测与提取、实时补偿计算等环节。具体算法如图3所示。

图3中, $\theta_e$ 为电角度,其数值上等于转子角度与极对数的乘积, $i_{d,in}$ 和 $i_{q,in}$ 为需要注入的电流谐波成分,具体可以表达为

$$\begin{cases} i_{d,in} = A_{dn} \cos(n\omega_m t + \varphi_{dn}) \\ i_{q,in} = A_{qn} \cos(n\omega_m t + \varphi_{qn}) \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\omega_m$ 为电机转子机械频率,是电流基频 $\omega_e$ 的 $1/p$ ;  $n$ 为需要优化的电磁噪声相对于 $\omega_m$ 的阶次; $A_{dn}, A_{qn}, \varphi_{dn}, \varphi_{qn}$ 分别为 $d, q$ 轴对应谐波电流幅值参数和对应的相位参数, $\varphi_{dn}, \varphi_{qn}$ 在 $0^\circ \sim 360^\circ$ 之间取值。

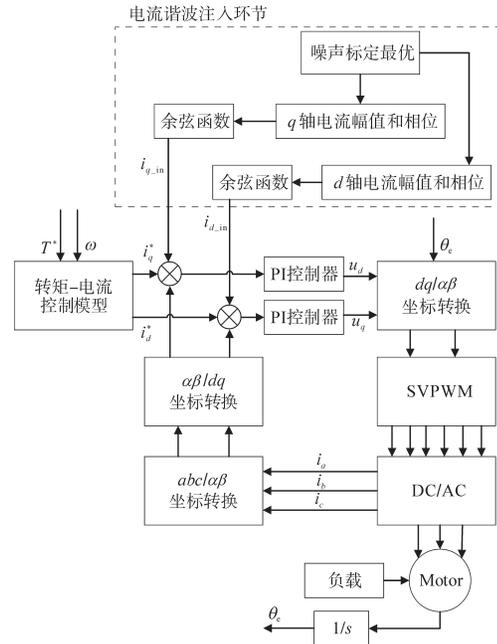


图3 基于电流谐波注入的电磁噪声优化算法

Fig.3 Electromagnetic noise optimization algorithm based on current harmonic injection

### 2.2 参数调试方法

上述基于谐波注入的电磁噪声控制算法存在4个控制参数,即 $d, q$ 轴电流谐波幅值和相位。参数调试的目的是确定每个具体工况谐波电流参数表。

参数调试和效果验证在实车搭载情况下,在半消声转毂实验室进行,通过整车电机控制单元控制电机转矩,使车辆处于相同电机转矩下加速或者减速运行。采用LMS Test.Lab测试加、减速工况电机近场噪声,并依据噪声测试结果调整注入谐波电流的幅值和相位,进而确定噪声最优状态下 $d, q$ 轴电流谐波控制参数,具体调试基本流程如图4所示。

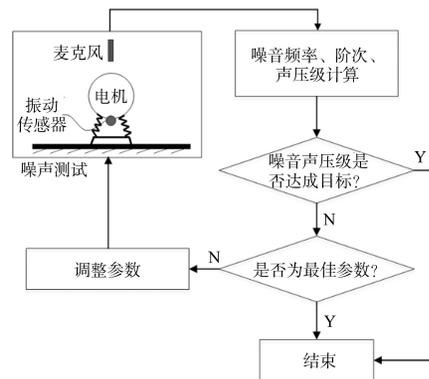


图4 控制参数调试基本流程

Fig.4 Basic process of control parameter debugging

选取典型转矩下加速或减速工况,单独调试

$d, q$ 轴电流谐波幅值和相位4个参数,调试顺序依次为 $q$ 轴电流相位、 $q$ 轴电流幅值、 $d$ 轴电流相位和 $d$ 轴电流幅值。依次完成不同电机转矩下加、减速工况噪声控制参数调试,可得到电机不同转矩、转速对应下各阶次谐波电流注入的幅值和相位参数最优值。未针对性调试的工况,其幅值和相位参数可依据转矩、转速线性插值得到,最终得到完整控制参数表。为减小调试工作量,可设置程序实现自动参数调试。

### 3 试验验证与结论

#### 3.1 参数调试结果

图5和图6给出了电机转矩为 $-70\text{ N}\cdot\text{m}$ 车辆减速过程 $q$ 轴24阶电磁噪声电流谐波(对应 $q$ 轴6次电流谐波)幅值和相位参数调试结果。

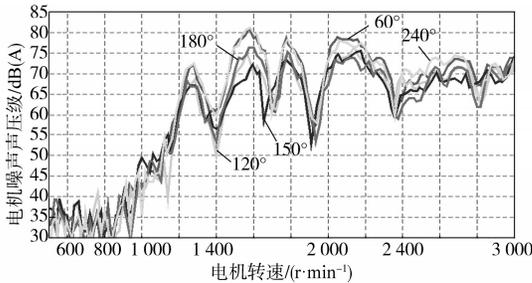


图5 针对24阶电磁噪声的 $q$ 轴电流谐波相位调试结果

Fig.5 Tuning results of  $q$ -axis current harmonic phase for 24 order electromagnetic noise

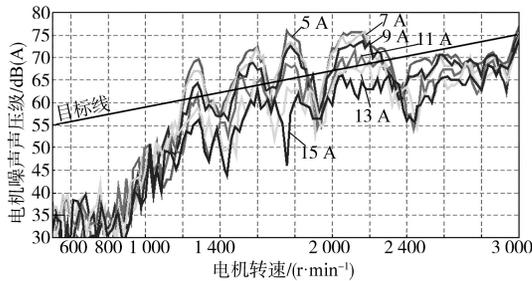


图6 针对24阶电磁噪声的 $q$ 轴电流谐波幅值调试结果

Fig.6 Tuning results of  $q$ -axis current harmonic amplitude for 24 order electromagnetic noise

由图5可知,电机转速 $0\sim 1\ 800\text{ r/min}$ , $2\ 400\sim 3\ 000\text{ r/min}$ 段电机噪声峰值在谐波电流相位角为 $150^\circ$ 时声压级最小, $2\ 000\sim 2\ 200\text{ r/min}$ 噪声峰值在相位角为 $180^\circ$ 时声压级最小,由此可确定相应的 $q$ 轴相位参数为 $150^\circ$ 和 $180^\circ$ ;转速 $1\ 800\sim 2\ 000\text{ r/min}$ 噪声为谷值,相位参数影响不大,为避免参数突变可依据转速做插值运算作为相位参数。

由图6可知, $1\ 200\sim 2\ 400\text{ r/min}$ 转速段,谐波电流幅值为 $15\text{ A}$ 时电磁噪声声压级最小,但当幅值达到 $13\text{ A}$ 时,噪声已达到设计目标,由此确定

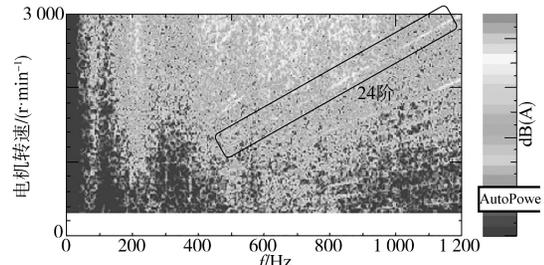
该工况注入谐波电流幅值为 $13\text{ A}$ ,其他转速段噪声本身达到设计目标,可将需要注入的电流谐波设置为 $0$ 。

对 $d$ 轴进行谐波注入的方法与 $q$ 轴相同。同样的方法,选取其他转矩下进行参数调试,得到针对电机24阶噪声优化的谐波电流注入幅值和相位参数序列,未针对性调试的工况幅值和相位参数可通过转矩或转速插值得到,由此可确定完整的谐波电流幅值和相位参数表。

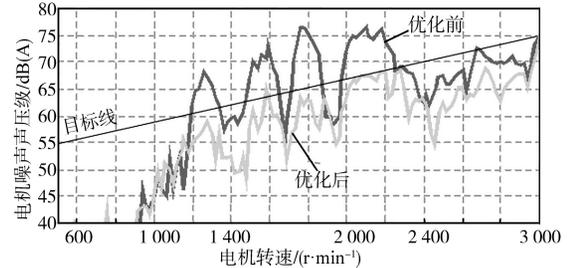
#### 3.2 电磁噪声控制效果

通过上述方法完成特定转矩加、减速工况噪声控制,并通过插值运算拓展到全工况。

图7给出了电动汽车实车在 $70\text{ N}\cdot\text{m}$ 恒转矩减速运行时,电流谐波注入优化后永磁同步电机电磁噪声频谱及24阶电磁噪声改善前后对比结果。



(a)电流谐波优化后噪声频谱图



(b)电流谐波优化前后24阶电磁噪声声压级对比

图7 减速工况电磁噪声改善效果  
( $70\text{ N}\cdot\text{m}$ 恒转矩减速)

Fig.7 Improvement effect of electromagnetic noise under deceleration condition( $70\text{ N}\cdot\text{m}$  constant torque)

对比图1和图7可以看出,通过电流谐波优化后电磁噪声频谱图中24阶次噪声几乎消除,阶次噪声最大改善量达到 $14\text{ dB(A)}$ 。

图8列举了电机在其他转矩下加速运行工况产生的24阶电磁噪声改善情况。在各种工况下电机电磁噪声均明显改善,电机电磁噪声声压级均达到设计目标。

针对永磁同步电机电磁噪声问题,分析了电流谐波和电磁力特征,揭示了电流谐波成分是电磁噪声产生的根本原因之一,得出了控制 $d, q$ 轴电流谐波是电磁噪声控制的最直接方法的结论。

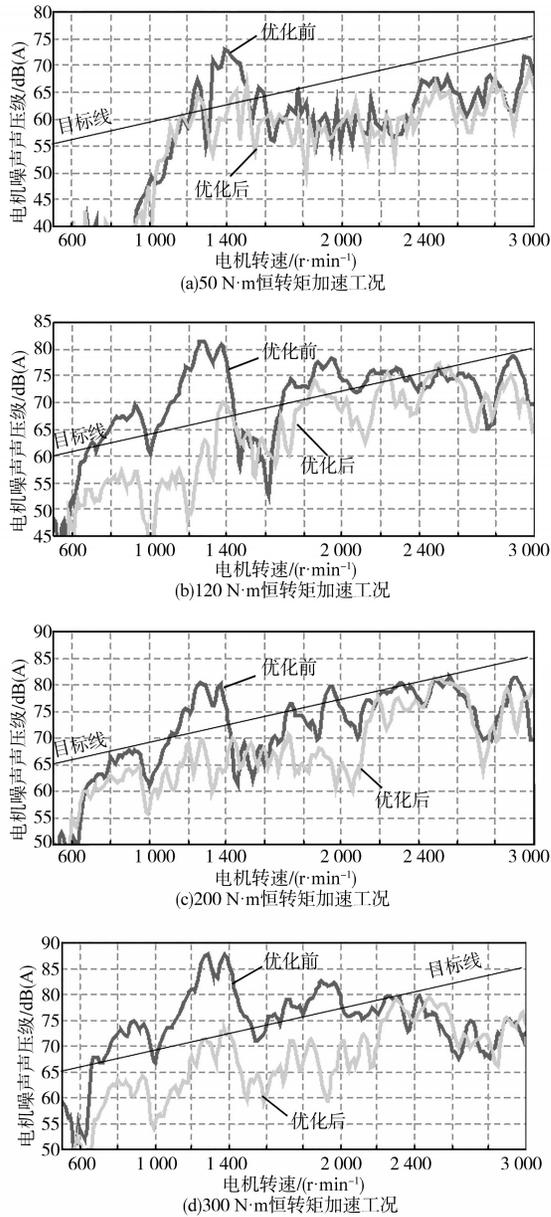


图8 加速工况24阶电磁噪声改善效果

Fig.8 Improvement effect of 24 order electromagnetic noise under acceleration conditions

以降低电磁噪声声压级为目标,提出一种基于标定参数控制的电流谐波注入方法,控制优化后电磁噪声达到设计目标,有效改善了电磁噪声问题。该方法控制程序相对于现有其他谐波抑制方法更加简单、易实现,大大减少了运算量,已应用于多款已上市电动汽车,在无额外成本、重量增加的情况下实现了较好的噪声控制效果,对电机噪声控制特别是项目开发中后期优化具有重要的参考意义。

参考文献

[1] Abbaszadeh K, Alam F R, Teshnehlab M. Slot opening optimi-

zation of surface mounted permanent magnet motor for cogging torque reduction[J]. Energy Conversion and Management, 2012, 55:108-115.

[2] Jia H, Cheng M, Hua W, *et al.* Torque ripple suppression in flux-switching PM motor by harmonic current injection based on voltage space-vector modulation[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2010, 46(6): 1527-1530.

[3] Schwager L, Tuysuz A, Zwyszig C, *et al.* Modeling and comparison of machine and converter losses for PWM and PAM in high-speed drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(2): 995-1006.

[4] Lee S K, Kang G H, Hur J, *et al.* Quasi-zero torque pulsation of surface permanent magnet synchronous motor for ship gyro stabilizer by pole/slot number and air-gap designs[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(2): 797-800.

[5] Ryu H S, Lim I H, Lee J H, *et al.* A dead time compensation method in voltage-fed PWM inverter[C]/Industry Applications Conference. IEEE, 2006.

[6] Kerkman R J, Leggate D, Schlegel D W, *et al.* Effects of parasitic on the control of voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 140-150.

[7] Mattavelli P, Tubiana L, Zigliotto M. Torque-ripple reduction in PM synchronous motor drives using repetitive current control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6): 1423-1431.

[8] 孟钊, 李好文, 孙朋朋. 永磁同步电机电流环引进内模解耦控制的研究 [J]. 电气传动, 2016, 46(2): 11-17.

Meng Zhao, Li Haowen, Sun Pengpeng. Research on the improved internal model decoupling control of current loop for permanent magnet synchronous motor [J]. Electric Drive, 2016, 46(2): 11-17.

[9] Chen B, Liu G, Mao K. Harmonic current suppression for high-speed permanent magnet synchronous motor with sensorless control[C]/International Conference on Electrical Machines & Systems. IEEE, 2017.

[10] Zhu Z Q, Xia Z P, Wu L J, *et al.* Analytical modeling and finite-element computation of radial vibration force in fractional-slot permanent-magnet brushless machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46(5): 1908-1918.

[11] Besnerais L, Lanfranchi J, Hecquet V, *et al.* Characterization of the audible magnetic noise emitted by traction motors in railway rolling stock[J]. Noise Control Engineering Journal, 2009, 57(5): 391-403.

[12] 赵鹏. 电动汽车永磁同步电机电磁噪声仿真分析及优化[D]. 天津: 天津科技大学, 2019: 9-18.

Zhao Peng. Simulation analysis and optimization of electromagnetic noise of permanent magnet synchronous motor for electric vehicle[D]. Tianjing: Tianjin University of Science & Technology, 2019: 9-18.

收稿日期: 2020-09-03

修改稿日期: 2020-12-09