

# 电动车用永磁同步电机电磁转矩的解析计算\*

马琮淦, 左曙光, 何吕昌, 孟姝, 孙庆

(同济大学新能源汽车工程中心 上海, 201804)

**摘要** 针对电动车车身结构振动和车内噪声的振源——永磁同步电机 $6i$ 倍次( $i \in N$ )转矩波动,研究了一种永磁同步电机 $6i$ 倍次电磁转矩的解析计算方法。结合分布式驱动,根据永磁同步电机磁场梯形分布的特点,对永磁磁极在均匀气隙中的径向磁密进行傅里叶展开。通过Blondel-Park变换,将 $abc$ 坐标下的磁链、电压变换成 $dq0$ 坐标下的磁链和电压,提出一种分布式驱动用永磁同步电机 $6i$ 倍次电磁转矩的解析计算方法,为分布式驱动用永磁同步电机的 $6i$ 倍次振动提供了理论解释。计算结果与有限元计算结果比较,转矩波形基本吻合,证明此方法是正确、可靠的。

**关键词** 电动车;永磁同步电机; $6i$ 倍次电磁转矩;解析计算

**中图分类号** U461.4;TB533

## 引言

分布式驱动电动汽车由于驱动传动链短、传动高效和结构紧凑等优点,成为未来汽车变革的重要趋势。由于采用轮毂永磁同步电机直接驱动电动汽车,分布式驱动电动汽车振动噪声呈现新的特点:轮毂永磁同步电机的 $6i$ 倍次( $i \in N$ )转矩波动是车身阶次振动与车内噪声的振源,瞬态工况下对整车纵向振动的影响尤为显著<sup>[1-5]</sup>。

对于永磁同步电机 $6i$ 倍次转矩波动,文献[6]分析了6倍次谐波转矩波动机理,讨论了6倍次谐波转矩的抑制方法,但未对12倍次、18倍次等 $6i$ 倍次转矩波动机理进行分析。文献[7-9]给出了电磁转矩的数学模型,大多数转矩控制模型都基于此数学模型建立<sup>[10-16]</sup>。由于电磁转矩的解析解不含 $6i$ 倍次转矩项,故该模型不能反映永磁同步电机的 $6i$ 倍次转矩波动。文献[17]提出了永磁同步电机 $6i$ 倍次电磁转矩的数学模型,但关键参数感应电动势1倍次、5倍次和7倍次谐波分量需要通过磁场计算或试验获取,1倍次电流谐波分量需通过转矩指令获得。

笔者结合轮毂永磁同步电机磁场梯形分布特点,利用Blondel-Park变换推导了 $dq0$ 坐标下的 $6i$ 倍次电压矩阵,获得 $6i$ 倍次电磁转矩的数学模型,

分析结果与有限元分析结果基本吻合,说明该方法是有效、可行的。该数学模型不仅对分布式驱动用永磁同步电机的 $6i$ 倍次振动提供了理论解释,还为 $6i$ 倍次电磁转矩的控制提供了理论依据。

## 1 磁场梯形分布的傅里叶级数分解

轮毂永磁同步电机大多采用外转子瓦片型表贴式永磁同步电机,电磁转矩波动与气隙磁场的分布与大小有关。气隙磁场由永磁体主磁极磁场和电枢反应磁场组成。外转子瓦片型表贴式永磁同步电机的永磁体主磁极磁场通常呈梯形分布。由于采用瓦片型表贴式,永磁材料的磁导率与空气磁导率接近这就使电枢反应的磁阻很大、磁通密度很小,电枢反应磁场对永磁体主磁极磁场的影响可以忽略不计<sup>[18]</sup>。因此,轮毂永磁同步电机的气隙磁场呈梯形分布。为了便于分析作如下假设:a. 转子磁场于磁极中心线对称分布;b. 忽略定子槽和转角对电感的影响,定、转子表面光滑;c. 磁路不饱和,忽略电枢反应的作用;d. 定子绕组三相对称。

外转子表贴式永磁同步电机物理模型如图1所示。定子表面光滑无齿槽,永磁体磁极磁场强度径向分布如图2所示, $B_r(\theta)$ 为周期 $2\pi$ 的偶函数,径向磁通密度表达式为

\* 国家重点基础研究发展计划(“九七三”计划)资助项目(编号:2011CB711201);国家自然科学基金资助项目(编号:51075302)  
收稿日期:2011-12-08;修改稿收到日期:2012-05-30

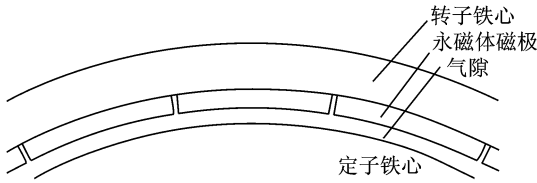


图1 外转子表贴式永磁同步电机物理模型

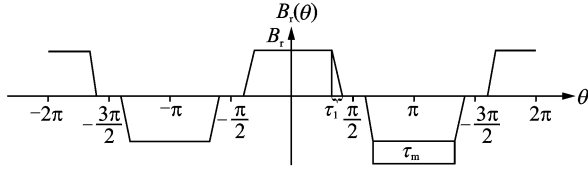


图2 磁场强度径向分量分布

$$B_r(\theta) =$$

$$\begin{cases} -B_r, & \left(-\pi + 2i\pi \leq \theta \leq -\pi + \frac{\tau_m}{2} + 2i\pi\right) \\ \frac{B_r}{\tau_1} \left(\theta + \pi - \frac{\tau_m}{2} - \tau_1 - 2i\pi\right), & \left(-\pi + \frac{\tau_m}{2} + 2i\pi \leq \theta \leq -\pi + \frac{\tau_m}{2} + \tau_1 + 2i\pi\right) \\ 0, & \left(-\pi + \frac{\tau_m}{2} + \tau_1 + 2i\pi \leq \theta \leq -\frac{\tau_m}{2} - \tau_1 + 2i\pi\right) \\ \frac{B_r}{\tau_1} \left(\theta + \frac{\tau_m}{2} + \tau_1 - 2i\pi\right), & \left(-\frac{\tau_m}{2} - \tau_1 + 2i\pi \leq \theta \leq -\frac{\tau_m}{2} + 2i\pi\right) \\ B_r, & \left(-\frac{\tau_m}{2} + 2i\pi \leq \theta \leq \frac{\tau_m}{2} + 2i\pi\right) \\ -\frac{B_r}{\tau_1} \left(\theta - \frac{\tau_m}{2} - \tau_1 - 2i\pi\right), & \left(\frac{\tau_m}{2} + 2i\pi \leq \theta \leq \frac{\tau_m}{2} + \tau_1 + 2i\pi\right) \\ 0, & \left(\frac{\tau_m}{2} + \tau_1 + 2i\pi \leq \theta \leq \pi - \frac{\tau_m}{2} - \tau_1 + 2i\pi\right) \\ -\frac{B_r}{\tau_1} \left(\theta - \pi + \frac{\tau_m}{2} + \tau_1 - 2i\pi\right), & \left(\pi - \frac{\tau_m}{2} - \tau_1 + 2i\pi \leq \theta \leq \pi - \frac{\tau_m}{2} + 2i\pi\right) \\ -B_r, & \left(\pi - \frac{\tau_m}{2} + 2i\pi \leq \theta \leq \pi + 2i\pi\right) \end{cases} \quad (1)$$

用傅里叶级数展开为

$$B_r(\theta) = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{8B_r}{(2i-1)^2\pi\tau_1} \sin \frac{(2i-1)(\tau_m + \tau_1)}{2} \times \sin \frac{(2i-1)\tau_1}{2} \cos(2i-1)\theta =$$

$$\sum_{i=1}^{\infty} B_{(2i-1)} \cos(2i-1)\theta \quad (2)$$

其中:  $B_r$  为永磁体剩磁密度;  $B_{(2i-1)}$  为气隙磁密谐波幅值, 某型轮毂永磁同步电机气隙磁密谐波如图3所示;  $\tau_m$  和  $\tau_1$  为气隙磁场梯形分布系数;  $\theta$  为主磁极与 A 相夹角。

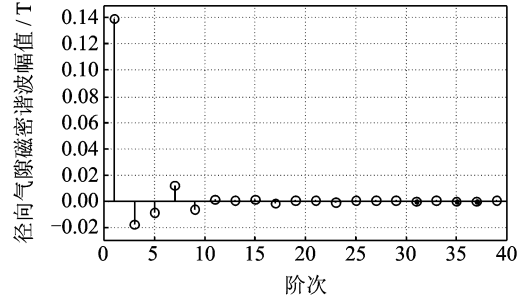


图3 某型轮毂永磁同步电机气隙磁密谐波  $B_{(2i-1)}$  幅值

## 2 磁链、电压、感应电动势的解析计算

如图4所示,为了计算A,B,C相内感应磁链,假设定子绕组局部均匀分布,即在  $\beta$  范围内每相绕组的磁通恒定。

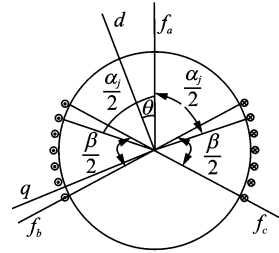


图4 A,B,C相定子绕组简化模型

磁链的计算公式为

$$\psi = \int_s B ds \quad (3)$$

由梯形磁场径向磁通密度分布式(2)与磁链计算式(3)可求得 A 相感应磁链

$$\begin{aligned} \psi_{m,a}(\theta) &= k \sum_{j=1}^{N_c} \left[ \int_{\theta - \frac{\alpha_j}{2}}^{\theta + \frac{\alpha_j}{2}} B_r(\theta) r_s l_s d\theta \right] = \\ &= k \sum_{j=1}^{N_c} \left[ \int_{\theta - \frac{\alpha_j}{2}}^{\theta + \frac{\alpha_j}{2}} \sum_i B_{(2i-1)} \cos(2i-1)\theta r_s l_s d\theta \right] = \\ &= \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{j=1}^{N_c} \left\{ \frac{16kr_s l_s B_r}{(2i-1)^3 \pi \tau_1} \sin \frac{(2i-1)(\tau_m + \tau_1)}{2} \right. \\ &\quad \left. \sin \frac{(2i-1)\tau_1}{2} \sin \left[ (2i-1) \frac{\alpha_j}{2} \right] \right\} \cos[(2i-1)\theta] = \\ &= \sum_{i=1}^{\infty} \psi_{(2i-1)} \cos[(2i-1)\theta] \quad (4) \end{aligned}$$

其中:  $\psi_{(2i-1)} = \sum_{j=1}^{N_c} \left\{ \frac{16kr_s l_s B_r}{(2i-1)^3 \pi \tau_1} \sin \frac{(2i-1)(\tau_m + \tau_1)}{2} \sin \frac{(2i-1)\tau_1}{2} \sin \left[ (2i-1) \frac{\alpha_j}{2} \right] \right\}$ ;  $k$  为绕组系数;  $N$  为 C 相绕组线圈匝数;  $\alpha_j$  定义如图 4 所示;  $r_s$  为定子外圆半径;  $l_s$  为定子轴向长度。

由图 4 可知, A, B, C 三相感应磁链相角相差为  $2\pi/3$ 。在  $abc$  坐标系下, A, B, C 三相感应磁链的表达式为

$$\psi_{m,ph} = \begin{bmatrix} \psi_{m,a}(\theta) \\ \psi_{m,b}(\theta) \\ \psi_{m,c}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{m,a}(\theta) \\ \psi_{m,a}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \psi_{m,a}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{\infty} \psi_{(2i-1)} \cos[(2i-1)\theta] \\ \sum_{i=1}^{\infty} \psi_{(2i-1)} \cos\left[(2i-1)\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \\ \sum_{i=1}^{\infty} \psi_{(2i-1)} \cos\left[(2i-1)\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \end{bmatrix} \quad (5)$$

Blondel-Park 变换矩阵可以将  $abc$  静止坐标系下的电流、电压和磁链等电磁量转换到  $dq0$  同步旋转坐标系下, 把电机的变系数微分方程转换为常系数微分方程, 以消除时变系数、方便求解。

$$f_{dq0} = \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2\cos\theta & 2\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 2\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -2\sin\theta & -2\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -2\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq,ph} f_{ph} \quad (6)$$

其中:  $\mathbf{T}_{dq,ph}$  为 Blondel-Park 变换矩阵;  $f_{ph}$  为  $abc$  静止坐标系下的电流、电压或磁链等电磁量;  $f_{dq0}$  为  $f_{ph}$  在  $dq0$  同步旋转坐标系下的相应电磁量。

将  $abc$  坐标系下三相感应磁链式(5)与式(6)经过 Blondel-Park 变换, 得到  $dq0$  坐标系下的相应感应磁链为

$$\psi_{m,dq0} = \mathbf{T}_{dq,ph} \psi_{m,ph} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{\infty} \{\psi_1 + [\psi_{(6i-1)} + \psi_{(6i+1)}] \cos 6i\theta\} \\ \sum_{i=1}^{\infty} \{[-\psi_{(6i-1)} + \psi_{(6i+1)}] \sin 6i\theta\} \\ \sum_{i=1}^{\infty} \psi_{(6i+3)} \cos(6i+3)\theta \end{bmatrix} \quad (7)$$

定子总磁链为

$$\psi_{dq0} = L i_{dq0} + \psi_{m,dq0} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{\infty} \{\psi_1 + [\psi_{(6i-1)} + \psi_{(6i+1)}] \cos 6i\theta\} \\ \sum_{i=1}^{\infty} \{[-\psi_{(6i-1)} + \psi_{(6i+1)}] \sin 6i\theta\} \\ \sum_{i=1}^{\infty} \psi_{(6i+3)} \cos(6i+3)\theta \end{bmatrix} \quad (8)$$

其中:  $L_d, L_q, L_0$  分别为  $d, q, 0$  轴定子电感。

$abc$  坐标下的电压方程为

$$V_{ph} = R_s i_{ph} + \frac{d}{dt}(\psi_{ph}) = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}(\psi_{ph}) \quad (9)$$

其中:  $V_{ph}$  为  $abc$  坐标下的相电压;  $R_s$  为相绕组电阻;  $i_a, i_b, i_c$  分别为 A, B, C 三相电流;  $\psi_{ph}$  为  $abc$  坐标下总相磁链。

根据式(6)、式(8)和式(9), 经矩阵微分可得  $dq0$  坐标系下的电压方程为

$$\begin{aligned} V_{dq0} &= \mathbf{T}_{dq,ph} V_{ph} = \mathbf{T}_{dq,ph} R_s i_{ph} + \mathbf{T}_{dq,ph} \frac{d}{dt}(\psi_{ph}) = \\ &= \mathbf{T}_{dq,ph} R_s \mathbf{T}_{dq,ph}^{-1} i_{dq0} + \mathbf{T}_{dq,ph} \frac{d}{dt}(\mathbf{T}_{dq,ph}^{-1} \psi_{dq0}) = \\ &= R_s i_{dq0} + \mathbf{T}_{dq,ph} \left[ \left( \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{dq,ph}^{-1} \right) \psi_{dq0} + \mathbf{T}_{dq,ph}^{-1} \frac{d}{dt} \psi_{dq0} \right] = \\ &= R_s i_{dq0} + \mathbf{T}_{dq,ph} \left( \frac{d}{dt} \mathbf{T}_{dq,ph}^{-1} \right) \psi_{dq0} + \frac{d}{dt} \psi_{dq0} = \\ &= \begin{bmatrix} R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q - \\ \omega_r \sum_{i=1}^{\infty} \{[(6i-1)\psi_{(6i-1)} + (6i+1)\psi_{(6i+1)}] \sin 6i\theta\} \\ R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_1 + \\ \omega_r \sum_{i=1}^{\infty} \{[-(6i-1)\psi_{(6i-1)} + (6i+1)\psi_{(6i+1)}] \cos 6i\theta\} \\ R_s i_0 + L_0 \frac{d}{dt} i_0 - \\ \omega_r \sum_{i=1}^{\infty} [(6i+3)\psi_{(6i+3)} (\sin(6i+3)\theta)] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

其中:  $i_d, i_q, i_0$  分别为  $d, q, 0$  轴的定子电流;  $\omega_r$  为转

子角速度。

由式(10)可得分布式驱动用永磁同步电机的电路图,如图5所示。分布式驱动用永磁同步电机感应电动势为

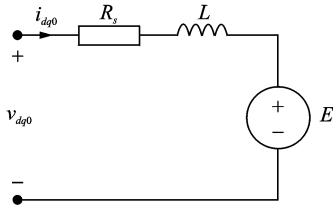


图5 永磁同步电机电路图

$$E = \begin{bmatrix} -\omega_r L_q i_q - \omega_r \sum_{i=1}^{\infty} \{[(6i-1)\psi_{(6i-1)} + (6i+1)\psi_{(6i+1)}] \sin 6i\theta\} \\ \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_1 + \omega_r \sum_{i=1}^{\infty} \{[-(6i-1)\psi_{(6i-1)} + (6i+1)\psi_{(6i+1)}] \cos 6i\theta\} \\ -\omega_r \sum_{i=1}^{\infty} [(6i+3)\psi_{(6i+3)} (\sin(6i+3)\theta)] \end{bmatrix} \quad (11)$$

### 3 电磁转矩的解析计算

电磁功率为

$$P_e = \frac{3}{2} E^T i_{dq0} \quad (12)$$

根据电磁功率、电磁转矩和转速的关系式可得电磁转矩表达式为

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_m} = \frac{P_e}{\frac{\omega_r}{p}} = \frac{p P_e}{\omega_r} \quad (13)$$

其中: $\omega_m$ 为转子机械角速度。

由式(11)~式(13)得到电磁转矩的解析解为

$$T_e = \frac{3}{2} p \left\{ \begin{aligned} & (L_d - L_q) i_d i_q + \psi_1 i_q - \sum_{i=1}^{\infty} \{[(6i-1)\psi_{(6i-1)} + (6i+1)\psi_{(6i+1)}] \sin 6i\theta\} i_d + \\ & \sum_{i=1}^{\infty} \{[-(6i-1)\psi_{(6i-1)} + (6i+1)\psi_{(6i+1)}] \cos 6i\theta\} i_q - \\ & \sum_{i=1}^{\infty} [(6i+3)\psi_{(6i+3)} (\sin(6i+3)\theta)] i_0 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

由于分布式驱动用永磁同步电机通常采用Y型连接,一般 $i_0=0$ ,因此电磁转矩为

$$T_e = \frac{3}{2} p \left\{ \begin{aligned} & (L_d - L_q) i_d i_q + \psi_1 i_q - \sum_{i=1}^{\infty} \{[(6i-1)\psi_{(6i-1)} + (6i+1)\psi_{(6i+1)}] \sin 6i\theta\} i_d + \\ & \sum_{i=1}^{\infty} \{[-(6i-1)\psi_{(6i-1)} + (6i+1)\psi_{(6i+1)}] \cos 6i\theta\} i_q \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

其中

$$\psi_{(2i-1)} = \sum_{j=1}^{N_c} \left\{ \frac{16kr_s l_s B_r}{(2i-1)^3 \pi \tau_1} \sin \frac{(2i-1)(\tau_m + \tau_1)}{2} \times \sin \frac{(2i-1)\tau_1}{2} \sin \left[ (2i-1) \frac{\alpha_j}{2} \right] \right\}$$

文献[7-13]转矩控制系统采用的永磁同步电机数学模型<sup>[4-6]</sup>的转矩解析表达式为

$$T_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \psi_1 i_q] \quad (16)$$

对比笔者提出的转矩解析计算式(15)和由文献[4-6]提出的式(16)可知:式(15)电磁转矩 $T_e$ 不仅包含了磁阻转矩 $\frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q]$ 和永磁转矩 $\frac{3}{2} p \psi_1 i_q$ ,还包含了由磁场梯形分布引起的 $6i$ 倍次转矩波动项

$$- \sum_{i=1}^{\infty} \{[(6i-1)\psi_{(6i-1)} + (6i+1)\psi_{(6i+1)}] \sin 6i\theta\} i_d$$

和

$$\sum_{i=1}^{\infty} \{[-(6i-1)\psi_{(6i-1)} + (6i+1)\psi_{(6i+1)}] \cos 6i\theta\} i_q。$$

在高速区,该 $6i$ 倍次转矩波动有可能被转子惯量滤掉;在低速区,它会使转子速度发生波动,影响速度的稳定性,甚至会使定位精度和重复性变坏。在电动汽车加速或回馈制动过程中,穿越轮毂永磁同步电机的固有频率时会对车身振动造成较大影响,并影响整车的舒适性。因此,该 $6i$ 倍次转矩波动不仅是引起分布式驱动用永磁同步电机 $6i$ 倍次振动噪声根源,也是引起分布式驱动电动汽车车身振动和车内噪声的根源。

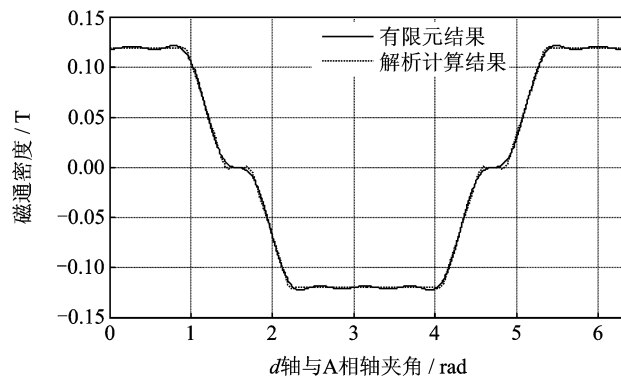
### 4 解析计算的验证

为了验证本解析计算方法的有效性,笔者利用以上计算模型对1台虚拟单元样机——2极6槽永磁同步电机的电磁转矩进行编程计算,电机基本参数如表1所示。利用二维有限元计算程序对虚拟单

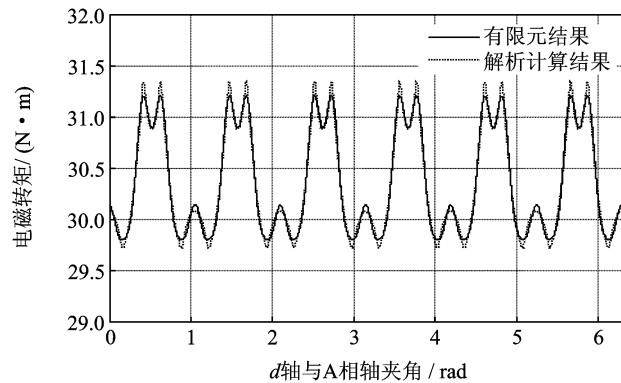
元样机进行电磁转矩计算,结果如图6所示。可以看出,笔者提出的计算模型与有限元计算结果基本吻合,可见该方法是有有效可行的。

表1 永磁同步电机参数

参数	数值	参数	数值
额定功率/kW	2.2	额定转速/ ( $r \cdot \min^{-1}$ )	700
极对数	1	槽数	6
定子电阻/ $\Omega$	0.023 3	相数	3
永磁体剩磁/T	0.12	极弧宽度/rad	$0.6\pi$
直轴电感/H	0.000 668	定子外径/m	0.113 28
交轴电感/H	0.000 668	定子轴向长度/m	0.045



(a) 合成径向气隙磁通密度波形图



(b) 电磁转矩

图6 解析计算结果与有限元计算结果比较

## 5 结束语

建立了外转子表贴式永磁同步电机电磁转矩解析计算模型,为分布式驱动用永磁同步电机  $6i$  倍次转矩波动和永磁同步电机  $6i$  倍次振动噪声提供了理论解释。该模型为电磁转矩的优化控制和降低永磁同步电机  $6i$  倍次振动提供有力工具。

### 参 考 文 献

[1] 马琮淦,左曙光,何吕昌,等. 声子晶体与轮边驱动

电动汽车振动噪声控制[J]. 材料导报, 2011, 25(8): 4-8.

Ma Conggan, Zuo Shuguang, He Lüchang, et al. The phononic crystals and vibration noise control of electric vehicles with direct wheel drive system[J]. Materials Review, 2011, 25(8): 4-8. (in Chinese)

[2] 于增亮,张立军,孙北. 轮毂电机驱动电动微型车车内噪声道路试验分析[J]. 上海汽车. 2009, 2009(8): 8-12.

Yu Zengliang, Zhang Lijun, Sun Bei. Road test analysis of interior of wheel-hub motor driven micro electric vehicle[J]. Shanghai Auto, 2009, 2009(8): 8-12. (in Chinese)

[3] 王建,张立军,余卓平,等. 燃料电池轿车电机总成的振动阶次特征分析[J]. 汽车工程. 2009, 31(3): 219-223.

Wang Jian, Zhang Lijun, Yu Zuoping, et al. An analysis on the vibration order feature of the electric motor assembly in a fuel cell car[J]. Automotive Engineering, 2009, 31(3): 219-223. (in Chinese)

[4] 蔡建江,左曙光,刘学明,等. 燃料电池轿车驱动电机悬置的优化设计[J]. 振动、测试与诊断, 2008, 28(1): 5-8.

Cai Jianjiang, Zuo Shuguang, Liu Xueming, et al. Optimization design of fuel cell car's driving motor mount[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2008, 28(1): 5-8. (in Chinese)

[5] 何吕昌,左曙光,申秀敏,等. 基于空调压缩机支架改进的燃料电池轿车降噪[J]. 振动、测试与诊断, 2011, 31(3): 339-343.

He Lüchang, Zuo Shuguang, Shen Xiumin, et al. Noise reduction based on the frame improvement of air-condition of fuel cell vehicle[J]. Journal of Vibration, Measurement & Diagnosis, 2011, 31(3): 339-343. (in Chinese)

[6] Colamartino F, Marchand C, Razeq A. Torque ripple minimization in permanent magnet synchronous servodrives[J]. IEEE Transactions On Energy Conversion, 1999, 14(3): 616-621.

[7] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997: 244-248.

[8] 王秀和. 永磁电机[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007: 203-205.

[9] 陈荣. 永磁同步电机控制系统[M]. 北京: 中国水利水电出版社, 2009: 34-36.

[10] 皇甫宜耿,刘卫国,马瑞卿. 永磁同步电机高阶滑模控

- 制与扰动转矩估计[J]. 西北工业大学学报, 2009, 27(5): 630-634.
- Huangfu Yiqiu, Liu Weiguo, Ma Ruiqing. High order sliding mode control for a PMSM with disturbance torque estimation[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2009, 27(5): 630-634. (in Chinese)
- [11] 李长红,陈明俊,吴小役. PMSM 调速系统中最大转矩电流比控制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(21): 169-174.
- Li Changhong, Chen Mingjun, Wu Xiaoyi. Study of maximum ratio of torque to current control method for PMSM[J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2005, 25(21): 169-174. (in Chinese)
- [12] 王宝仁,张承瑞,贾磊. 永磁同步电机低脉动直接转矩控制建模与仿真[J]. 电机与控制学报, 2007, 11(3): 221-226.
- Wang Baoren, Zhang Chengrui, Jia Lei. Modeling and simulation on a direct torque control algorithm with low ripple for permanent magnet synchronous motors[J]. Electric Machines and Control, 2007, 11(3): 221-226. (in Chinese)
- [13] 郭庆鼎,陈启飞,刘春芳. 永磁同步电机效率优化的最大转矩电流比控制方法[J]. 沈阳工业大学学报, 2008, 30(1): 1-5.
- Guo Qingding, Chen Qifei, Liu Chunfang. Efficiency optimization control of PMSM based on maximum ratio of torque to current[J]. Journal of Shenyang University of Technology, 2008, 30(1): 1-5. (in Chinese)
- [14] 田淳,胡育文. 永磁同步电机直接转矩控制系统理论及控制方案的研究[J]. 电工技术学报, 2002, 17(1): 7-11.
- Tian Chun, Hu Yuwen. Study of the scheme and theory of the direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2002, 17(1): 7-11. (in Chinese)
- [15] 林海,严卫生,李宏,等. 基于无迹卡尔曼滤波的永磁同步电机无传感器直接转矩控制[J]. 西北工业大学学报, 2009, 27(2): 204-207.
- Lin Hai, Yan Weisheng, Li Hong, et al. A sensorless direct torque control scheme for a permanent magnet synchronous motor based on unscented kalman filter[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2009, 27(2): 204-207. (in Chinese)
- [16] 谢运祥,卢柱强. 基于 MATLAB-Simulink 的永磁同步电机直接转矩控制仿真建模[J]. 华南理工大学学报, 2004, 32(1): 19-23.
- Xie Yunxiang, Lu Zhuqiang. Simulation and modeling of direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on MATLAB/simulink [J]. Journal of South China University of Technology: Natural Science Edition, 2004, 32(1): 19-23. (in Chinese)
- [17] 王成元,周美文,郭庆鼎. 矢量控制交流伺服驱动电动机[M]. 北京:机械工业出版社,1994:212-217.
- [18] 谢卫,赵冰洁,郑宗亚. 控制电机[M]. 北京:中国电力出版社,2008:83-89.



**第一作者简介:**马琮淦,男,1987年5月生,博士研究生。主要研究方向为汽车系统动力学、机械结构振动与噪声控制。曾发表《声子晶体与轮边驱动电动汽车振动噪声控制》《《材料导报》2011年第25卷第8期》等论文。

E-mail: macongga@163.com