

# 齿谐波绕组电流对电枢绕组空载电压波形的影响

夏永洪, 黄劭刚

(南昌大学信息工程学院, 江西省 南昌市 330031)

## Influence of Tooth Harmonic Winding Currents on No-load Voltage Waveform of Armature Windings

XIA Yonghong, HUANG Shaogang

(School of Information Engineering, Nanchang University, Nanchang 330031, Jiangxi Province, China)

**ABSTRACT:** When the inherent tooth harmonic magnetic field is utilized to achieve the adjustment of the air gap magnet field for the permanent magnet machine, it needs to correctly handle the relationship between utilization of tooth harmonic magnetic field and armature winding voltage waveform distortion. The principle of the rotor tooth harmonic winding currents and the characteristics of the tooth harmonic electromotive force (EMF) were analyzed qualitatively based on the permeability analysis method. The method of the forward-series tooth harmonic windings in the adjacent magnetic pole can solve the magnetic coupling problem between the armature windings and the tooth harmonic windings, thus eliminate the tooth harmonic EMF of the armature windings. Calculations and experiments were performed for one hybrid excitation permanent magnet synchronous generator utilizing tooth harmonic for excitation, and the comparison of calculated and experimental results verify the correctness of the theoretical analysis.

**KEY WORDS:** hybrid excitation; permanent magnet machine; synchronous generator; tooth harmonic

**摘要:** 为了利用电机中固有的齿谐波磁场实现永磁电机气隙磁场的调节, 需要处理好齿谐波磁场的利用与电枢绕组电压波形畸变两者之间的关系。基于磁导分析法定性分析了转子齿谐波绕组电流产生的机理, 及其产生的齿谐波磁场在电枢绕组中感应的齿谐波电动势特点。相邻磁极下的齿谐波绕组采用正向串联的方法, 可以解决电枢绕组和齿谐波绕组之间的磁场耦合问题, 从而消除由转子齿谐波绕组电流产生的齿谐波磁场在定子电枢绕组中感应的齿谐波电动势。针对一台齿谐波励磁的混合励磁永磁同步发电机进行了计算和实验, 通过对比计算结果和实验结果验证了理论分析的正确性。

**关键词:** 混合励磁; 永磁电机; 同步发电机; 齿谐波

## 0 引言

永磁电机具有高效率、高功率密度以及结构灵活多样等优点, 在工业、民用以及航空航天等领域得到广泛应用<sup>[1-2]</sup>, 如在节能环保型电动汽车的驱动电机<sup>[3-4]</sup>、飞轮储能用电机<sup>[5-6]</sup>、空调压缩机<sup>[7]</sup>、风力发电机<sup>[8-9]</sup>、备用电源或独立供电电源<sup>[10]</sup>以及航天飞行器中的发电机<sup>[11-12]</sup>中都取得了成功的应用。然而, 永磁电机气隙磁场调节困难, 这在一定程度上限制了永磁电机的应用和推广。

为了解决永磁电机气隙磁场调节困难的问题, 国内外专家和学者做了大量的研究工作, 提出在永磁电机内部通过增加电励磁的方式形成了混合励磁永磁电机<sup>[13-17]</sup>, 这种新型电机充分利用了电励磁电机励磁调节方便的优点, 克服了永磁电机磁场调节困难的缺点, 同时也带来了一些新的问题, 如永磁磁动势和电励磁磁动势串联<sup>[13]</sup>, 增加了附加气隙<sup>[14-15]</sup>, 轴向和径向磁场共存<sup>[16]</sup>或者保留了电刷和滑环等机械装置<sup>[17]</sup>。此外, 对于现有的混合励磁永磁电机, 气隙磁场调节所需的励磁电流均是由外部电源提供的。

为了保持永磁电机的优点, 同时克服其气隙磁场调节困难的缺点, 文献[18]按照将电机中固有的齿谐波磁场用于永磁电机气隙磁场调节的思路, 提出了一种新型无刷无励磁机的齿谐波辅助励磁的混合励磁永磁同步发电机, 如图1所示。该电机定子与普通交流电机相同, 只有一套电枢绕组; 转子上除了永磁体外, 还有齿谐波绕组和励磁绕组, 两者通过二极管整流桥相连。该电机的调磁原理是,

基金项目: 国家自然科学基金项目(51367013); 江西省教育厅科技项目(GJJ13006)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51367013); Jiangxi Provincial Education Development (GJJ13006).

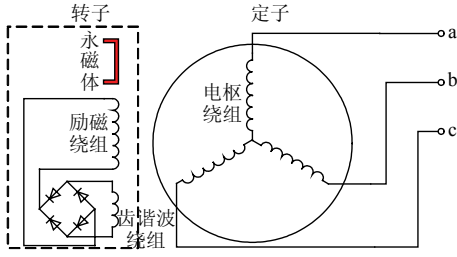


图1 齿谐波励磁的混合励磁永磁同步发电机原理图

Fig. 1 Schematic of the hybrid excitation permanent magnet synchronous generator utilizing tooth harmonic for excitation

利用齿谐波磁场在转子齿谐波绕组中感应的齿谐波电动势, 整流后提供给发电机的励磁绕组, 从而实现永磁电机气隙磁场的调节。

由于该混合励磁永磁同步电机定、转子表面均开有槽, 使得气隙磁场中既有定子开槽产生的齿谐波磁场, 又有转子开槽产生的齿谐波磁场。同时, 当齿谐波励磁系统接通时, 励磁电流的交流分量以及齿谐波绕组电流也会在气隙中产生附加磁场, 这些齿谐波磁场和附加磁场都会在定子电枢绕组中感应齿谐波电动势, 从而导致定子电枢绕组电动势波形畸变。可见, 处理好齿谐波磁场的利用与电枢绕组空载电压波形畸变两者之间的关系是利用齿谐波实现混合励磁的关键。

文献[19]详细分析了定、转子开槽引起的齿谐波磁场在定子电枢绕组中感应的齿谐波电动势的特点, 及削弱齿谐波电动势的方法, 从电机设计角度获得了一些有益的结论。文献[20]分析了齿谐波励磁系统接通后励磁电流交流分量产生的原因, 以及该电流产生的附加磁场在电枢绕组中感应的齿谐波电动势及其削弱方法。本文主要分析转子齿谐波绕组电流的产生机理, 以及该电流引起的齿谐波磁场在定子电枢绕组中感应的齿谐波电动势的特点, 并提出消除该齿谐波电动势的方法, 最后用理论计算和实验加以验证。

## 1 齿谐波绕组电流的产生机理

当定、转子表面均开槽时, 气隙磁场中存在定、转子开槽引起的齿谐波磁场, 其中定子齿谐波磁导引起的齿谐波磁场和定、转子齿谐波磁导相互作用引起的齿谐波磁场在转子侧感应的齿谐波电动势频率相同, 但后者幅值很小; 而转子齿谐波磁导引起的齿谐波磁场不会在转子侧感应齿谐波电动势<sup>[18]</sup>。为了简化分析, 本文仅考虑定子开槽。

仅定子单边开槽, 当转子  $v_{fd}$  次谐波励磁磁动势作用在  $v_s$  阶定子齿谐波磁导上时, 产生的齿谐波磁密可以表示为

$$b_1(\theta, t) = \frac{\lambda_{sv_s} F_{fdm_{v_{fd}}}}{2} \left\{ \cos\left[\left(v_s \frac{Z_1}{p} + v_{fd}\right)\theta + v_s \frac{Z_1}{p} \omega t\right] + \cos\left[\left(v_s \frac{Z_1}{p} - v_{fd}\right)\theta + v_s \frac{Z_1}{p} \omega t\right] \right\} \quad (1)$$

式中:  $\theta$  为转子坐标系电角度;  $t$  为时间;  $\lambda_{sv_s}$  为定子各阶齿谐波磁导幅值(文中的磁导均指单位面积的磁导);  $F_{fdm_{v_{fd}}}$  为  $v_{fd}$  次谐波磁动势幅值,  $v_{fd}$  为奇数;  $v_s$  为定子齿谐波磁导阶数;  $Z_1$  为电机定子槽数;  $p$  为电机的基波极对数;  $\omega$  为电机旋转的电角速度。

由式(1)可知,  $v_s Z_1/p + v_{fd}$  次和  $v_s Z_1/p - v_{fd}$  次齿谐波磁场相对转子转速分别为  $-(v_s Z_1/p)\omega / (v_s Z_1/p + v_{fd})$  和  $-(v_s Z_1/p)\omega / (v_s Z_1/p - v_{fd})$ , 在转子绕组中均感应  $v_s Z_1/p$  次齿谐波电动势, 可以表示为

$$e_{th} = \sum_{v_s=1,2,3,\dots}^{\infty} E_{thm_{v_s}} \cos(v_s \frac{Z_1}{p} \omega t) \quad (2)$$

式中  $E_{thm_{v_s}}$  为转子各阶齿谐波电动势幅值。

当转子齿谐波励磁回路接通时, 转子齿谐波绕组中将有电流流过, 称之为齿谐波绕组电流, 该电流可以表示为

$$i_{th} = \sum_{v_s=1,2,3,\dots}^{\infty} I_{thm_{v_s}} \cos[v_s \frac{Z_1}{p} (\omega t - \varphi_{v_s})] \quad (3)$$

式中:  $I_{thm_{v_s}}$  为转子各阶齿谐波绕组电流幅值;  $\varphi_{v_s}$  为转子各阶齿谐波电动势及其对应的齿谐波绕组电流之间的相位差。

## 2 齿谐波磁场在电枢绕组中感应的齿谐波电动势

齿谐波绕组电流产生的齿谐波磁动势可以表示为

$$f_{th}(\alpha, t) = \sum_{v_s} \sum_{v_{th}} \frac{F_{thm_{v_s v_{th}}}}{2} \left\{ \cos\left[\left(v_s \frac{Z_1}{p} - v_{th}\right)\omega t + v_{th} \alpha - v_s \frac{Z_1}{p} \varphi_{v_s} - v_{th} \gamma_{th}\right] + \cos\left[\left(v_s \frac{Z_1}{p} + v_{th}\right)\omega t - v_{th} \alpha - v_s \frac{Z_1}{p} \varphi_{v_s} + v_{th} \gamma_{th}\right] \right\} \quad (4)$$

式中:  $\alpha$  为定子坐标系电角度;  $F_{thm_{v_s v_{th}}}$  为各阶齿谐波磁动势幅值;  $\gamma_{th}$  为齿谐波绕组电流产生的  $v_{th}$  次齿谐波磁动势在  $t=0$  时领先定子坐标系纵轴的电

角度。

齿谐波磁动势作用在平均气隙磁导  $\lambda_0$  上产生的齿谐波磁场为

$$b_{th}(\alpha, t) = f_{th}(\alpha, t)\lambda_0 = \lambda_0 \sum_{v_s} \sum_{v_{th}} \frac{F_{thm} v_s v_{th}}{2} \{ \cos[(v_s \frac{Z_1}{p} - v_{th})\omega t + v_{th}\alpha - v_s \frac{Z_1}{p} \varphi_{v_s} - v_{th}\gamma_{th}] + \cos[(v_s \frac{Z_1}{p} + v_{th})\omega t - v_{th}\alpha - v_s \frac{Z_1}{p} \varphi_{v_s} + v_{th}\gamma_{th}] \} \quad (5)$$

由式(5)可知, 齿谐波磁场相对定子的转速为  $-(v_s Z_1/p - v_{th})\omega/v_{th}$  和  $(v_s Z_1/p + v_{th})\omega/v_{th}$ , 在定子电枢绕组中感应  $v_s Z_1/p - v_{th}$  次和  $v_s Z_1/p + v_{th}$  次齿谐波电动势。其中次数为  $Z_1/p - 1$  和  $Z_1/p + 1$  的齿谐波电动势最强, 其形式与转子励磁磁动势作用在定子齿谐波磁导上产生的齿谐波磁场在电枢绕组中感应的一阶齿谐波电动势相同。但两者产生的根源和途径均不同, 前者产生的根源是齿谐波绕组电流, 途径是平均气隙磁导, 后者产生的根源是转子励磁磁动势, 途径是定子齿谐波磁导。因此, 削弱这两类齿谐波电动势的方法也不相同。

由电机理论可知, 齿谐波绕组电流或者磁动势作用在平均气隙磁导上产生的齿谐波磁场对电枢绕组电动势波形的影响是通过齿谐波绕组和电枢绕组之间的互感系数引起的。因此, 要消除其影响, 需使齿谐波绕组电流或者磁动势作用在平均气隙磁导上产生的齿谐波磁场在电枢绕组中引起的互感系数  $M_{tha, \lambda_0}$  为 0。

### 3 齿谐波电动势的消除

#### 3.1 相邻极下正向串联的齿谐波绕组

相邻磁极下的齿谐波绕组有两种连接方式: 正向串联和反向串联<sup>[19]</sup>。为了分析方便, 以 1 对极为例, 并假设定子电枢绕组每圈匝数为  $N_c$ , 线圈短距比为  $\beta_a$ , 每极每相槽数为  $q$ ; 转子每极只有一个齿谐波线圈, 每圈匝数为  $N_h$ , 且线圈关于  $d$  轴对称, 每个线圈边到  $d$  轴的角度为  $\theta_h$ 。

对于相邻磁极下正向串联的齿谐波绕组, 当在齿谐波绕组中输入一直流电流  $I_h$  时, 其产生的磁动势如图 2 所示, 可以表示为

$$f_{th}(\theta) = \sum_{v_{th}=1}^{\infty} F_{v_{th}m} \cos(2v_{th}\theta) \quad (6)$$

式中:  $F_{v_{th}m}$  为各次谐波磁动势幅值, 其大小可以表示为  $F_{v_{th}m} = 2I_h N_h \sin(v_{th}\theta_h) / (v_{th}\pi)$ ;  $v_{th}$  为正整数。

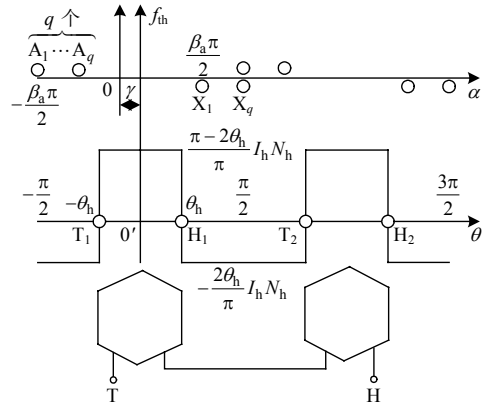


图 2 齿谐波绕组电流产生的磁动势(正向串联)  
Fig. 2 MMF created by the tooth harmonic winding current (forward-series)

由式(6)可得,  $v_{th}$  次磁动势作用在  $\lambda_0$  上产生的磁通密度将与定子电枢绕组相交链, 则定子一相电枢绕组磁链为

$$\begin{aligned} \psi_{tha, \lambda_0} = & \sum_{v_{th}=1}^{\infty} \sum_{k=1}^q \left\{ \frac{N_c \tau l}{\pi} \left[ \int_{-\frac{\beta_a \pi}{2} + (k-1)\alpha_0}^{\frac{\beta_a \pi}{2} + (k-1)\alpha_0} \lambda_0 F_{v_{th}m} \cos(2v_{th}\theta) d\alpha - \right. \right. \\ & \left. \int_{\pi - \frac{\beta_a \pi}{2} + (k-1)\alpha_0}^{\pi + \frac{\beta_a \pi}{2} + (k-1)\alpha_0} \lambda_0 F_{v_{th}m} \cos(2v_{th}\theta) d\alpha \right\} = \\ & \sum_{v_{th}=1}^{\infty} \sum_{k=1}^q \left\{ \frac{N_c \tau l}{\pi} \left[ \int_{-\frac{\beta_a \pi}{2} + (k-1)\alpha_0 - \gamma}^{\frac{\beta_a \pi}{2} + (k-1)\alpha_0 - \gamma} \lambda_0 F_{v_{th}m} \cos(2v_{th}\theta) d\theta - \right. \right. \\ & \left. \left. \int_{\pi - \frac{\beta_a \pi}{2} + (k-1)\alpha_0 - \gamma}^{\pi + \frac{\beta_a \pi}{2} + (k-1)\alpha_0 - \gamma} \lambda_0 F_{v_{th}m} \cos(2v_{th}\theta) d\theta \right] \right\} = 0 \quad (7) \end{aligned}$$

式中:  $k$  为正整数;  $\tau$  为电机基波极距;  $l$  为电机铁心长度;  $\alpha_0$  为定子槽距电角度;  $\gamma$  为齿谐波绕组电流产生的  $v_{th}$  次齿谐波磁动势在  $t=0$  时  $d$  轴领先定子坐标系纵轴的电角度。

由式(7)可得, 齿谐波绕组磁动势作用在  $\lambda_0$  上产生的磁场在一相电枢绕组中引起的互感系数为

$$M_{tha, \lambda_0} = 0 \quad (8)$$

#### 3.2 相邻极下反向串联的齿谐波绕组

对于相邻磁极下反向串联的齿谐波绕组, 当在齿谐波绕组中输入一直流电流  $I_h$  时, 其产生的磁动势如图 3 所示, 可以表示为

$$f_{th}(\theta) = \sum_{v_{th}=1,3,5,\dots}^{\infty} F_{v_{th}m} \cos(v_{th}\theta) \quad (9)$$

式中:  $F_{v_{th}m}$  为各次谐波磁动势幅值, 其大小可以表示为  $F_{v_{th}m} = 4I_h N_h \sin(v_{th}\theta_h) / (v_{th}\pi)$ ;  $v_{th}$  为奇数。

由式(9)可得,  $v_{th}$  次磁动势作用在  $\lambda_0$  上产生的磁通密度将与定子电枢绕组相交链, 则定子一相电

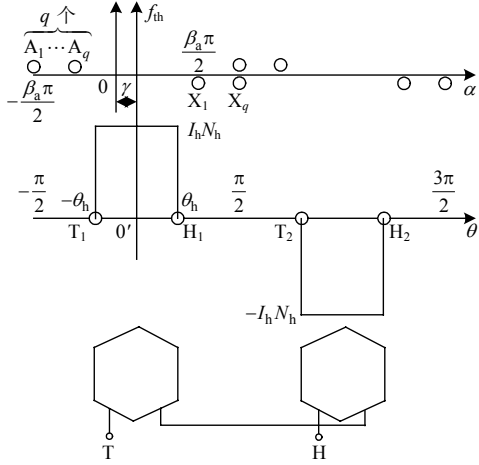


图 3 齿谐波绕组电流产生的磁动势(反向串联)  
Fig. 3 MMF created by the tooth harmonic winding current (reverse-series)

枢绕组磁链为

$$\begin{aligned} \psi_{\text{tha}, \lambda_0} &= \sum_{\nu_{\text{th}}=1,3,5,\dots}^{\infty} \sum_{k=1}^q \left\{ \frac{N_c \tau l}{\pi} \left[ \int_{-\frac{\beta_a \pi}{2} + (k-1)\alpha_0 - \gamma}^{\frac{\beta_a \pi}{2} + (k-1)\alpha_0 - \gamma} \lambda_0 F_{\nu_{\text{th}, m}} \cos(\nu_{\text{th}} \theta) d\theta - \int_{\frac{\beta_a \pi}{2} + (k-1)\alpha_0 - \gamma}^{\pi - \frac{\beta_a \pi}{2} + (k-1)\alpha_0 - \gamma} \lambda_0 F_{\nu_{\text{th}, m}} \cos(\nu_{\text{th}} \theta) d\theta \right] \right\} \\ &= \sum_{\nu_{\text{th}}=1,3,5,\dots}^{\infty} \sum_{k=1}^q \frac{16 N_c N_h \tau l \lambda_0 I_h}{(\nu_{\text{th}} \pi)^2} \sin(\nu_{\text{th}} \theta_h) \sin\left(\frac{\nu_{\text{th}} \beta_a \pi}{2}\right) \cos\{\nu_{\text{th}}[\gamma - (k-1)\alpha_0]\} \end{aligned} \quad (10)$$

由式(10)可得，齿谐波绕组磁动势作用在  $\lambda_0$  上产生的磁场在一相电枢绕组中引起的互感系数为

$$M_{\text{tha}, \lambda_0} = \sum_{\nu_{\text{th}}=1,3,5,\dots}^{\infty} \sum_{k=1}^q \frac{16 N_c N_h \tau l \lambda_0}{(\nu_{\text{th}} \pi)^2} \sin(\nu_{\text{th}} \theta_h) \sin\left(\frac{\nu_{\text{th}} \beta_a \pi}{2}\right) \cos\{\nu_{\text{th}}[\gamma - (k-1)\alpha_0]\} \quad (11)$$

由式(8)、(11)可知：当相邻极下的齿谐波绕组正向串联时，由齿谐波绕组电流引起的齿谐波磁场在电枢绕组中引起的互感系数为 0；而当相邻极下的齿谐波绕组反向串联时，由齿谐波绕组电流引起的齿谐波磁场在电枢绕组中引起的互感系数为一时变参数。因此，采用相邻极下的齿谐波绕组正向连接的方式可以消除齿谐波绕组电流产生的齿谐波磁场对电枢绕组空载电压波形的影响。

## 4 仿真计算与实验验证

### 4.1 电机参数

为了验证理论分析的正确性，对一台齿谐波励磁的混合励磁永磁同步发电机进行了计算和实验。电机参数如下：额定功率为 3.0 kW，额定电压为 220 V，额定电流为 8.75 A，额定频率为 50 Hz；极

对数为 3；相数为 3；定子直槽，定子槽数为 45；定子电枢绕组为双层叠绕组，绕组节距为 6 槽，Y 接，并联支路数为 1，每相串联匝数为 120 匝；转子槽数为 60，齿谐波绕组节距为 3/2 个定子齿距，转子齿谐波绕组由两条支路串联而成，总串联匝数为 186 匝，图 4 为其中一条支路的连接示意图(相邻极下正向串联)；励磁绕组串联匝数为 330 匝，其结构参数如表 1 所示。为了方便实验时能够直接测量到转子齿谐波绕组电流，在样机的轴端安装了电刷和滑环。

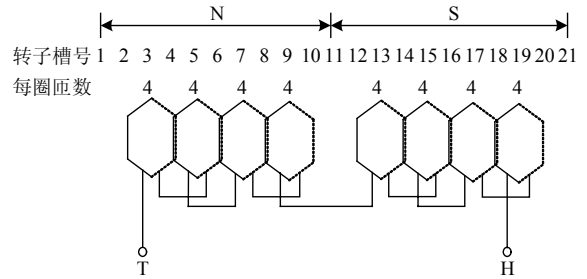


图 4 相邻极下齿谐波绕组的连接(正向串联)  
Fig. 4 Connection of the tooth harmonic windings in the adjacent magnetic pole (forward series)

表 1 电机结构参数

定子外径 $D_1$	转子外径 $D_2$	气隙长度 $\delta$	铁心长度 $L$	定子槽口宽 $b_{s0}$	转子槽口宽 $b_{r0}$
260	178.2	0.9	100	5.2	3.6

### 4.2 仿真和实验对比

采用有限元法对该电机进行了仿真计算，同时在该电机上进行了实验。齿谐波励磁回路断开时，电枢绕组空载线电压的计算波形和实验波形如图 5 所示。齿谐波励磁回路接通时，齿谐波绕组电流和电枢绕组空载线电压的计算波形和实验波形分别如图 6、7 所示。对齿谐波励磁回路断开和接通两种状态下，电枢绕组线电压有效值的计算结果和实验结果进行了对比，如表 2 所示。将图 6 所示的齿

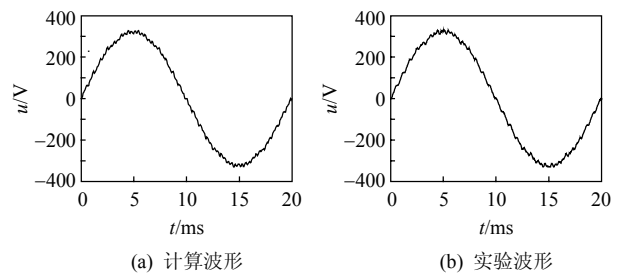


图 5 齿谐波励磁回路断开时电枢绕组空载线电压波形  
Fig. 5 No-load line voltage waveform of the armature windings when tooth harmonic excitation system is open

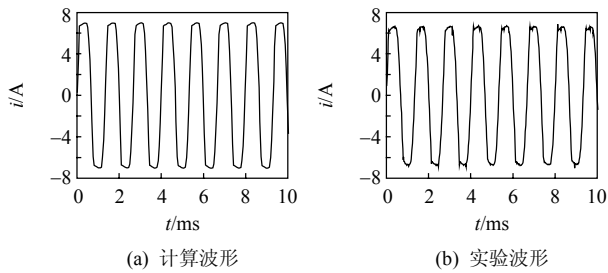


图6 齿谐波励磁回路接通时齿谐波绕组电流波形  
Fig. 6 Tooth harmonic windings current waveform when tooth harmonic excitation system is closed

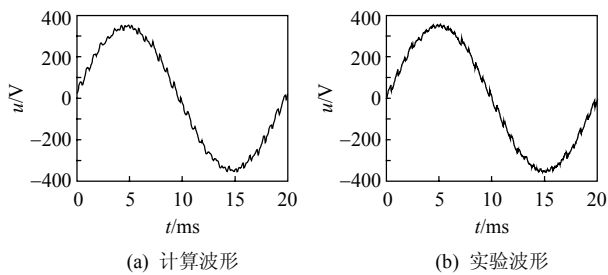


图7 齿谐波励磁回路接通时电枢绕组空载线电压波形  
Fig. 7 No-load line voltage waveform of the armature windings when tooth harmonic excitation system is closed

表2 齿谐波励磁回路断开和接通下,电枢绕组线电压有效值的计算和实验结果比较

Tab. 2 Comparison of the line voltage effective value of the armature winding shown in Fig. 5 and Fig. 7

齿谐波励磁回路状态	电枢绕组线电压/V		误差/%
	计算值	实验值	
断开	227.1	228.7	-0.70
接通	243.8	244.8	-0.41

谐波绕组电流波形中主要的成分列入表3中。将图5和图7所示的电枢绕组空载线电压波形中主要的谐波分量对基波的百分比值列入表4中。

表3 齿谐波励磁回路接通时,齿谐波绕组电流波形中的主要分量

Tab. 3 Main component of the tooth harmonic windings current waveform shown in Fig. 6

阶次	齿谐波绕组电流/A	
	计算值	实验值
1	5.87	5.45
3	1.14	0.85
5	0.25	0.16

4.3 结果分析

由表2可知,当齿谐波励磁回路由断开变为接通后,电枢绕组线电压由227.1V增加到243.8V,仅增加了7.4%。其原因是电机设计时,为了提高材料的利用率,当齿谐波励磁回路断开时,电机磁路

表4 齿谐波励磁回路断开和接通下,电枢绕组线电压波形中主要的谐波分量对基波的百分比值

Tab. 4 Percentage of the main harmonic to the fundamental of the no-load line voltage waveform of the armature winding shown in Fig. 5 and Fig. 7 %

谐波次数	齿谐波励磁回路断开时,谐波与基波的百分比值		齿谐波励磁回路接通时,谐波与基波的百分比值	
	计算值	实验值	计算值	实验值
7	0.89	0.94	0.99	1.02
11	0.67	0.52	0.39	0.70
13	0.52	0.36	0.39	0.54
17	0.19	0.20	0.73	0.22
19	0.25	0.30	0.47	0.44
23	0.21	0.29	0.11	0.22
29	0.61	0.51	2.18	2.00
31	1.22	1.79	2.89	1.96

已较饱和,因此,在齿谐波励磁回路接通后,电枢绕组电压增加不多。

由转子齿谐波绕组电动势(电流)的产生机理可知,齿谐波绕组电动势(电流)的阶次为 $\nu_s$ (次数为 $\nu_s Z_1/p$ ),即1阶( $Z_1/p=45/3=15$ 次)、2阶(30次)、3阶(45次)、4阶(60次)……。但由于转子齿谐波绕组的节距为定子齿距的3/2倍,使得偶数阶次的齿谐波磁通密度在构成齿谐波线圈的两根导体中感应的偶数阶次的齿谐波电动势在相位上基本相同,即对一个齿谐波线圈而言,合成后的偶数阶次齿谐波电动势很小,相应地,偶数阶次的齿谐波绕组电流也很小,因此,齿谐波绕组电流中只含有1阶(15次)、3阶(45次)、5阶(75次)……。如图6和表3所示,与理论分析吻合。

根据上文的理论推导,1阶(15次)、3阶(45次)、5阶(75次)等阶次齿谐波绕组电流产生的齿谐波磁场会在电枢绕组中感应出1阶(14次和16次)、2阶(44次和46次)、3阶(74次和76次)等阶次齿谐波电动势。然而,由表4的第4、5列可知,齿谐波励磁回路接通后,电枢绕组空载线电压波形中只存在基波和奇数次谐波,产生这一现象的原因是相邻极下的齿谐波绕组为正向串联,使得电枢绕组和齿谐波绕组之间的互感系数 $M_{tha,\lambda_0}=0$ ,即齿谐波绕组电流产生的磁动势作用在平均气隙磁导上引起的齿谐波磁场不会在电枢绕组中感应齿谐波电动势,从而消除齿谐波绕组电流对电枢绕组电动势波形的影响,与理论分析吻合。

由表4、图5和图7可知,齿谐波励磁回路接通后,二阶齿谐波电动势(29次和31次)有所增加,

使得电枢绕组空载线电压波形发生了畸变, 二阶齿谐波电动势(29 次和 31 次)增加的主要原因是齿谐波励磁系统输出的励磁电流中含有 30 次谐波电流, 已在文献[20]中详细分析, 并提出了削弱的措施。

## 5 结论

为了处理好齿谐波磁场的利用与电枢绕组电压波形畸变两者之间的关系, 围绕齿谐波绕组电流对电枢绕组空载电压波形的影响进行了研究, 得到以下结论:

1) 转子齿谐波绕组电流作用在平均气隙磁导上产生的齿谐波磁场在电枢绕组中感应的齿谐波电动势的次数, 与转子励磁磁动势作用在定子齿谐波磁导上产生的齿谐波磁场在电枢绕组中感应的齿谐波电动势相同, 但两者的产生根源和途径均不同;

2) 相邻磁极下的齿谐波绕组采用正向串联的方法可以解决电枢绕组和齿谐波绕组之间的磁场耦合问题, 从而消除由转子齿谐波绕组电流产生的齿谐波磁场在定子电枢绕组中感应的齿谐波电动势;

3) 仿真计算和实验结果均验证了理论分析的正确性。

## 参考文献

- [1] 李永斌, 江建中, 邹国棠. 新型定子双馈双凸极永磁电机研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10): 119-123. Li Yongbin, Jiang Jianzhong, CHAU K T. Study on a novel doubly salient permanent-magnet machine with the doubly-fed stator[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 119-123(in Chinese).
- [2] 程飞, 过学迅, 别辉. 电动车用永磁同步电机的双模糊控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(18): 18-22. Cheng Fei, Guo Xuexun, Bie Hui. The double fuzzy control of PMSM in electric vehicle[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(18): 18-22(in Chinese).
- [3] Wang Aimeng, Jia Yihua, Soong W L. Comparison of five topologies for an interior permanent-magnet machine for a hybrid electric vehicle[J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2011, 47(10): 3606-3609.
- [4] Konstantinos I L, Antonios G K. Internal permanent magnet motor design for electric vehicle drive[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(1): 138-144.
- [5] 田占元, 祝长生, 王玓. 飞轮储能用高速永磁电机转子的涡流损耗[J]. 浙江大学学报: 工学版, 2011, 45(3): 451-457. Tian Zhanyuan, Zhu Changsheng, Wang Ding. Rotor eddy current loss in high speed permanent magnet motor flywheel energy storage system[J]. Journal of Zhejiang University: Engineering Science, 2011, 45(3): 451-457(in Chinese).
- [6] Trong D N, Tseng K J, Zhang Shao, et al. A novel axial flux permanent-magnet machine for flywheel energy storage system: design and analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 3784-3794.
- [7] Kolondzovski Z, Arkkio A, Larjola J, et al. Power limits of high-speed permanent-magnet electrical machines for compressor applications[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2011, 26(1): 73-82.
- [8] Duan Guannan, Wang Haifeng, Guo Hui, et al. Direct drive permanent magnet wind generator design and electromagnetic field finite element analysis[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2010, 20(3): 1883-1887.
- [9] 张岳, 王凤翔. 直驱式永磁同步风力发电机性能研究[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(1): 78-82. Zhang Yue, Wang Fengxiang. Performance research on permanent magnet synchronous generator directly driven by wind turbine[J]. Electric Machines and Control, 2009, 13(1): 78-82(in Chinese).
- [10] Chan Tze-Fun, Wang Weimin, Lai Loi-Lei. Permanent-magnet synchronous generator supplying an isolated load[J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2010, 46(8): 3353-3356.
- [11] 龚光红, 刘向群, 朱耀忠. 航空永磁直流电机的优化设计[J]. 北京航空航天大学学报, 1994, 20(1): 51-55. Gong Guanghong, Liu Xiangqun, Zhu Yaozhong. Optimal design of rare-earth permanent magnet motor[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 1994, 20(1): 51-55(in Chinese).
- [12] Arwyn S T, Zhu Z Q, Richard L O, et al. Multiphase flux-switching permanent-magnet brushless machine for aerospace application[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(6): 1971-1981.
- [13] Fodorean D, Djerdir A, Viorel I A, et al. A double excited synchronous machine for direct drive application-design and prototype tests[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22(3): 656-665.
- [14] Zhang Zhuoran, Yan Yangguang, Yang Shanshui, et al. Principle of operation and feature investigation of a new topology of hybrid excitation synchronous machine[J]. IEEE Transactions on Magnetism, 2008, 44(9): 2174-2180.
- [15] 张卓然, 严仰光, 苏凯程. 切向磁钢混合励磁同步电机空载磁路计算及三维场分析[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(30): 84-89. Zhang Zhuoran, Yan Yangguang, Su Kaicheng. Magnetic

- circuit calculation and 3-dimensional field analysis of IPM hybrid excitation synchronous machine under no-load condition[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(30): 84-89(in Chinese).
- [16] Tapia J A, Franco L, Lipo T A. Consequent-pole permanent-magnet machine with extended field weakening capability[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(6): 1704-1709.
- [17] Zhang Qi, Huang Surong, Xie Guodong. Design and experimental verification of hybrid excitation machine with isolated magnetic paths[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2010, 25(4): 993-1000.
- [18] 夏永洪, 王善铭, 黄劭刚, 等. 齿谐波励磁的混合励磁永磁同步发电机[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2011, 51(11): 1647-1651.  
Xia Yonghong, Wang Shanming, Huang Shaogang, et al. Hybrid excitation permanent magnet synchronous generator utilizing tooth harmonic for excitation[J]. Journal of Tsinghua University: Science and Technology, 2011, 51(11): 1647-1651(in Chinese).
- [19] 夏永洪, 王善铭, 邱阿瑞, 等. 新型混合励磁永磁同步电机齿谐波电动势的协调控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 56-61.
- Xia Yonghong, Wang Shanming, Qiu Arui, et al. Coordinated control of tooth harmonic emf of novel hybrid excitation permanent magnet synchronous machine[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(3): 56-61(in Chinese).
- [20] 夏永洪, 黄劭刚. 励磁电流脉动对电枢绕组空载电压波形的影响[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(9): 21-25.  
Xia Yonghong, Huang Shaogang. Influence of field current pulsation on no-load voltage waveform of armature windings[J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(9): 21-25(in Chinese).



夏永洪

收稿日期: 2013-09-21。

作者简介:

夏永洪(1978), 男, 工学博士, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为电机及其控制, xiayh\_98@163.com;

黄劭刚(1948), 男, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向为电机电子系统仿真、电机电磁场分析、电机励磁和电机控制。

(责任编辑 李婧妍)