

六相感应电机定子绕组设计与计算

王玲文, 赵荣国, 艾永乐

(河南理工大学 电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454000)

摘要: 定子绕组是影响电机性能的重要因素。提出一种广义积分法, 并用这种方法对六相电机定子绕组以及磁通密度等参数进行设计和计算, 以利于进一步改进六相电机的性能。

关键词: 定子绕组; 磁通; 磁通密度; 有限元

中图分类号: TM346

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2010)04-0098-04

Stator Winding Design and Calculation of Six-Phase Induction Motor

Wang Lingwen, Zhao Rongguo, Ai Yongle

(School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo Henan 454000, China)

Abstract: Stator winding is one of the key factors which affect the motor performance. Proposes a method of generalized integrals for the design and calculation of six-phase motor's stator windings, magnetic flux density and other important parameters so as to improve furtherly the performance of six-phase motor.

Keywords: stator winding; magnetic flux; magnetic flux density; finite element method

目前交流传动系统已呈现出向多相化发展的趋势。与三相电机相比, 多相电机的优势在于磁动势波形的改善, 线电压的降低以及效率的提高, 从而减小了噪音和损耗。最大的优点是空间谐波次数增大, 幅值下降, 使转矩脉动大为减小^[1-2]。研究表明, 多相冗余结构的调速系统在缺失一相(或几相)的情况下, 只需减载运行而不必停机, 从而提高了系统的可靠性。由于具有以上优点, 六相交流感应电机已被广泛应用在推进系统中。例如, 船舶推进系统和电车推进系统。较好地设计定子绕组, 对于研究六相电机的性能有很大的帮助。对于六相电机来说有2个必要的参数需要设计: 定子绕组类型和每个定子绕组气隙磁通密度^[3]。

1 定子绕组设计

六相电机定子绕组的基本功能是产生旋转气隙磁场^[4-5]。本文所述的定子, 使用2组独立的、具有不同

极数的绕组, 即2/6极定子绕组。定子绕组采用上下2层的双层绕组结构, 上层为2极ABC相绕组, 下层为6极XYZ相绕组。这是因为双层绕组具有以下优点: 可以改善电动势和磁动势的波形; 所有线圈具有同样的尺寸, 便于制造, 降低成本; 端部形状排列整齐, 有利于散热和增强机械强度。为了消除六步阶梯波逆变器供电时气隙磁动势中的 $6k \pm 1$ 次谐波, 降低转矩脉动, 2组定子绕组采用互差 30° 的对称三相绕组构成的六相双星型结构。这样还可以降低电机损耗, 提高电机的效率; 另外这种方法也避免了在不对称情况下的环流问题。采用这种方法最后得到的定子绕组结构如表1所示。

设计的电机容量为2 kW, 已知参数如下: 铁芯有效长度为57.15 mm; 定子内径为127 mm; 定子外径为209.55 mm; 功率因数为0.8; 效率为87%; 极数为2/6; 插槽数量为36; 频率为50 Hz; 输入电压为110/

收稿日期: 2010-05-05

通信作者: 王玲文(1985-), 男, 河南南阳人, 河南理工大学硕士研究生, 主要研究方向为电机与控制,

E-mail: wanglingwen123@163.com

330 (有效值); 定子线圈系数为 0.96。

表 1 定子绕组结构

Table 1 The stator winding structure

槽号	上层	下层	槽号	上层	下层
1	A ₊	Z ₊	19	A ₋	Z ₋
2	A ₊	Y ₋	20	A ₋	Y ₊
3	A ₊	Y ₋	21	A ₋	Y ₊
4	A ₊	X ₊	22	A ₋	X ₋
5	A ₊	X ₊	23	A ₋	X ₋
6	A ₊	Z ₋	24	A ₋	Z ₊
7	C ₋	Z ₋	25	C ₊	Z ₊
8	C ₋	Y ₊	26	C ₊	Y ₋
9	C ₋	Y ₊	27	C ₊	Y ₋
10	C ₋	X ₋	28	C ₊	X ₊
11	C ₋	X ₋	29	C ₊	X ₊
12	C ₋	Z ₊	30	C ₊	Z ₋
13	B ₊	Z ₊	31	B ₋	Z ₋
14	B ₊	Y ₋	32	B ₋	Y ₊
15	B ₊	Y ₋	33	B ₋	Y ₊
16	B ₊	X ₊	34	B ₋	X ₋
17	B ₊	X ₊	35	B ₋	X ₋
18	B ₊	Z ₋	36	B ₋	Z ₊

2 电机磁通密度估算

在六相电机里, 2组定子绕组ABC/XYZ共用1个铁芯, 绕组产生2个正弦的气隙磁动势^[2]。能否在不同工作条件下避免深度饱和, 取决于能否找到1种用来估算六相电机的气隙磁通密度和设计每组定子绕组磁通密度的合适方法。传统的方法有2种:

第一种方法是, 将六相电机的气隙磁通密度峰值定义为2个定子绕组磁通密度峰值之和, 即:

$$B_m = B_{1m} + B_{2m},$$

其中: B_{1m} 是ABC相绕组的气隙磁通密度峰值;

B_{2m} 是XYZ相绕组的气隙磁通密度峰值。

用这种方法计算的结果误差较大。

第二种方法定义为:

$$B_m = \sqrt{(B_{1m})^2 + (B_{2m})^2}.$$

用这种方法得到的磁通密度峰值, 比第一种方法得到的小得多。

下面给出一种广义上的积分均值法。对于传统的感应电机定义为:

$$B_m = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |B(\theta)| d\theta dt; \quad (1)$$

对于六相电机定义为:

$$B_m = B_{1m} \cos(\omega_1 t - p_1 \theta) + B_{2m} \cos(\omega_2 t - p_2 \theta + \gamma). \quad (2)$$

式(1)和(2)中: T 是磁通密度的周期;

t 是时间;

θ 是定子绕组轴与气隙磁场间的相位角;

ω_1 和 p_1 分别是ABC绕组的同步转速和极对数;

ω_2 和 p_2 分别是XYZ绕组的同步转速和极对数;

γ 是绕组ABC和XYZ之间的夹角, 为 30° 。

把电机的气隙磁场转换到转子坐标系下, 电机气隙磁通密度可表示为:

$$B_r = B_{1m} \cos(\omega_{1s} t - p_1 \varphi) + B_{2m} \cos(\omega_{2s} t - p_2 \varphi + \gamma),$$

其中: ω_{1s}, ω_{2s} 分别是绕组ABC和绕组XYZ的转差角频率;

φ 是定子与气隙磁场间的相位角。

为了避免铁芯材料的深度饱和, 2个磁动势链影响产生的磁通密度峰值, 必须和等效成单定子电机磁通密度峰值一样。也就是气隙磁通密度的峰值必须是恒定值, 并且六相电机和单定子电机气隙磁通密度峰值相同。由于六相电机定子绕组的极数不同, 每组定子的输入电压频率根据控制目标, 可以是不固定的。这样可以得到2个有不同转速的磁动势, 并且这2个磁动势组合后的峰值随时间变化。

本设计中六相电机的定子是2/6极的, 并且忽略饱和, 气隙磁通密度的瞬态表达式为:

$$B_{2/6}(\theta) = B_{1m} [\cos \theta - K_1 \cos(3\theta + \delta_1)], \quad (3)$$

其中: K_1 是6极磁通密度峰值和2极磁通密度峰值的比值;

δ_1 是2个磁通密度峰值之间的相位角, 它随时间变化。

六相电机的磁场可以等效成一个单定子电机磁场。2/6极六相电机等效成三相4极单定子电机的气隙磁通密度为:

$$B_4(\theta) = B_{4m} \cos 2\theta.$$

六相电机的气隙磁通密度峰值应该和等效成的三相4极电机气隙磁通密度峰值相等。

$$B_{4m} = B_{1m} |\cos \theta_m - K_1 \cos 3\theta_m|, \quad (4)$$

其中 θ_m 是气隙磁通密度为峰值时的相位角; 它可由式(3)求导, 并令导数为0求得。

磁通密度对应的定子轭磁通为:

$$\Phi_{2/6} = r l B_{1m} \int_0^\theta [\cos \theta - K_1 \cos(3\theta + \delta_1)] d\theta, \quad (5)$$

其中: r 是气隙半径; l 是定子铁心长度。

对式(5)中 θ 求导, 由定子轭磁通峰值点的导数为0得:

$$\frac{d\Phi_{2/6}}{d\theta} = r l B_{1m} [\cos \theta - K_1 \cos(3\theta + \delta_1)] = 0, \quad (6)$$

当 $\theta = \frac{\pi}{2}, \delta_1 = 0$ 时, 得到定子轭磁通的峰值为

$$\Phi_{2/6m} = r l B_{1m} \left(1 + \frac{K_1}{3} \right),$$

4极电机定子轭磁通的峰值为 $\frac{rI_{4m}}{2}$ 。

2/6极六相电机和4极电机的定子轭磁通峰值应该相等,得

$$rI_{1m} \left(1 + \frac{K_1}{3}\right) = \frac{rI_{4m}}{2} \quad (7)$$

由式(4)和(7)求得:

$K_1=4.4875$, $B_{1m}/B_{4m}=0.2$, 结果参见图1。

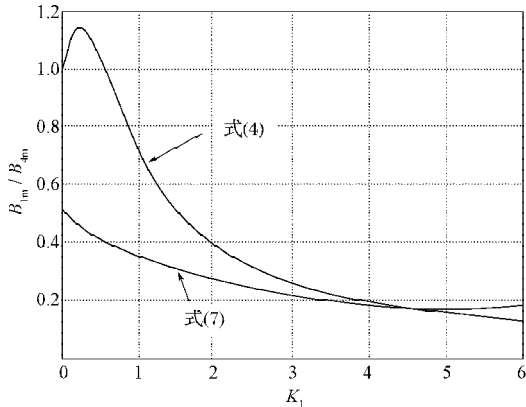


图1 定子气隙磁通密度和定子轭磁通的波形

Fig. 1 Stator air-gap flux density and the stator yoke flux waveforms

因此,六相电机两定子绕组气隙磁通的峰值为:

$$B_{1m}=0.2B_{4m}, B_{2m}=0.8975B_{4m}$$

当频率为50 Hz时,齿槽磁通密度峰值约为1 T,铁心的磁通密度峰值约为0.8 T。由于槽宽是节距的一半, B_{4m} 约为0.5 T。

由于小电机气隙磁通密度低于大电机,4极电机的气隙磁通密度最终定为0.5 T。因此六相电机的气隙磁通密度也为0.5 T,而每组绕组的磁通密度峰值为:

$$B_{1m}=0.1 \text{ T}, B_{2m}=0.45 \text{ T}$$

由于2极和6极绕组磁通密度的相位差为 30° ,所以合成的气隙磁通密度峰值为0.5 T,小于第一种传统方法的0.55 T,大于第二种传统方法的0.46 T,这样更加精确,有利于对电机性能的进一步研究。

3 定子绕组匝数计算^[6]

由感应电动势公式 $E = 4.44fKN_s\Phi_m$ 可以求出:

$$N_s = \frac{E}{4.44fK\Phi_m} \quad (8)$$

其中: N_s 是每相绕组匝数;

f 是输入电压频率;

K 是定子线圈因数;

Φ_m 是定子绕组每极的磁通峰值。

$$\Phi_m = \frac{2}{\pi} B_m \frac{\pi D_s l_c}{p} \quad (9)$$

其中: D_s 是定子内径;

l_c 是铁芯的有效长度;

p 是极对数。

将式(9)代入式(8)式得:

$$N_s = \frac{Ep}{8.88fKB_m D_s l_c} \quad (10)$$

对于2极绕组每相匝数 $N_{1s}=342$ 。对于2极的三相电机,每相每极的槽数 $Z_{1s} = \frac{S}{6p} = 6$,其中 S 是总槽数。

重复上面步骤,得到6极绕组的每相匝数 $N_{2s} = 227$,每相每极槽数 $Z_{2s}=2$ 。

4 有限元分析^[7-8]

有限元分析就是将求解域看成是由许多小的互连区域组成,对每个单元假定一个合适的近似解,然后推导求解这个域的条件,从而得到问题的解。大多数实际问题难以得到准确解,一般都是近似解。有限元不仅计算精度高,而且能适应各种形状求解域,从而是一种实用的、有效的工程分析手段。

由于电机结构的对称性,仅需要分析电机横截面图的一半区域即可。对六相电机一半区域进行有限元分析,可以减少有限元个数,节省计算时间,同时又不影响整个问题的计算精度。根据狄利克雷边界条件,将零磁势设置在定子磁轭外侧和转子轴上,这样有限元分析仅限定在电机内部区域。

通过有限元分析得到气隙磁通密度如图2所示。

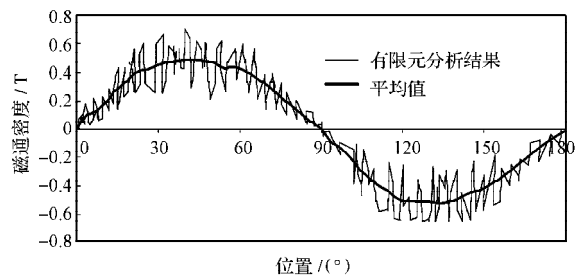


图2 气隙中的磁通密度分布

Fig. 2 Air-gap flux density distribution

由图2可以看出,通过有限元分析得到的气隙磁通密度峰值,和设计中的气隙磁通密度峰值相符。这说明前面的设计方案是可行的。

5 结语

本文设计了定子绕组,并通过广义积分均值法对六相电机的气隙磁通密度进行估算,通过有限元分析

验证了设计的合理性。这种定子绕组的设计为进一步改进六相电机的性能, 具有一定的积极意义。

参考文献:

[1] Roberts P C. A Study of Brushless Doubly-Fed Machines [D]. Cambridge: University of Cambridge, 2005.

[2] Ai Yongle. Novel Direct Flux and Direct Torque Control of Six-Phase Induction Machine with Special Current Waveform [D]. Stellenbosch: Stellenbosch University, 2006.

[3] Lipo T A. Introduction to AC Machine Design[M]. Madison WI: University of Wisconsin Press, 1996.

[4] 汤蕴璆. 电机学[M]. 2版. 北京: 机械工业出版社, 2005. Tang Yunqiu. Electric Machine[M]. 2nd ed. Beijing: Mechanical Industry Press, 2005.

[5] 祝志斌. 新编电动机绕组彩色接线图集[M]. 北京: 中国电力出版社, 2001. Zhu Zhibin. New Color Atlas of Electromotor Winding[M]. Beijing: China Electric Power Press, 2001.

[6] Ai Yongle, Kamper M J. Investigation of Airgap Flux Density

and Torque Performance of Six-Phase Induction with Special Phase Current Waveform[C]//The Eighth International Conference on Electrical and Systems. Nanjing: South East University Press, 2005: 99-104.

[7] 艾永乐, 王玉梅, Kamper Marthen. 基于梯形波相电流驱动的六相交流感应电动机性能[J]. 电工技术学报, 2009, 24(9): 23-27. Ai Yongle, Wang Yumei, Kamper Marthen. Performance of Six-Phase Induction Motor with Trapezia Phase Current Waveforms[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24 (9): 23-27.

[8] 丁炬明, 张琪, 黄苏融, 等. 独立磁路混合励磁电机有限元分析[J]. 电机与控制应用, 2009(8): 6-9. Ding Juming, Zhang Qi, Huang Surong, et al. Finite-Element Analysis of Hybrid Excitation Machine with Isolated Magnetic Paths[J]. Electric Machines & Control Application, 2009(8): 6-9.

(责任编辑: 邓光辉)

(上接第31页)

$$p'(0) \geq \lambda_2 p'(T), p(0) = p(T) + \lambda_1 [p'(0) + p'(T)].$$

由引理3得 $p(t) \leq 0$, 故 $A\eta_1 \leq A\eta_2$ 。

定义序列 $\{\alpha_n(t)\}, \{\beta_n(t)\} \subset E$, 使:

$$\alpha_n(t) = A\alpha_{n-1}(t), \beta_n(t) = A\beta_{n-1}(t), n = 1, 2, \dots$$

由 a) 和 b) 知, 在 J 上有:

$$\alpha_0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \dots \leq \alpha_n \leq \dots \leq \beta_n \leq \dots \leq \beta_2 \leq \beta_1 \leq \beta_0$$

类似于文献[6]中的定理3.1, 存在 ρ, r 使得:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \alpha_n(t) = \rho(t), \lim_{n \rightarrow \infty} \beta_n(t) = r(t),$$

在 $t \in J$ 上一致成立。

显然, ρ 和 r 满足问题(3)。

最后证明 ρ 和 r 分别是问题(3)在 $[\alpha_0, \beta_0]$ 中的最小解和最大解。

令 $u(t) \in E$ 为问题(3)的任意解, 且 $u \in [\alpha_0, \beta_0]$ 。若 $\alpha_{n-1} \leq u \leq \beta_{n-1}, \forall t \in J$, 设 $p(t) = u(t) - \alpha_n(t)$, 由 H_1) 和 H_2) 知, 类似于 b) 的证明, 有 $p(t) \leq 0$, 即 $\alpha_n \leq u$ 。

同理有 $u \leq \beta_n$ 。

因此, 对每个 n 在 J 上有:

$$\alpha_n(t) \leq u(t) \leq \beta_n(t)$$

所以, 当 $n \rightarrow \infty$ 时, 有:

$$\rho(t) \leq u(t) \leq r(t), \forall t \in J$$

证毕。

参考文献:

[1] Lakshmikantham V, Bainov D D, Simeonov P S. Theory of Impulsive Differential Equations[M]. Singapore: World Scientific, 1989.

[2] Guo Daojun. Multiple Solutions for n -th Order Impulsive Integro-Differential Equations in Banach Spaces[J]. Nonlinear Anal., 2005 (60): 955-976.

[3] He Zhimin, He Xiaoming. Monotone Iterative Technique for Impulsive Integro-Differential Equations with Periodic Boundary Value Problems[J]. Comput. Math. Appl., 2004 (48): 73-84.

[4] Yang Xuxing, Shen Jianhua. Periodic Boundary Value Problems for Second-Order Impulsive Integro-Differential Equations[J]. J. Comput. Appl. Math., 2007 (209): 176-186.

[5] Wang Haihua, Chen Haibo. Boundary Value Problem for Second-Order Impulsive Functional Differential Equations[J]. Appl. Math. Comput., 2007(191): 582-591.

[6] Nieto J J. An Abstract Monotone Iterative Technique[J]. Nonlinear Anal., 1997(28): 1923-1933.

(责任编辑: 邓光辉)