

文章编号:1671-251X(2014)08-0054-03DOI:10.13272/j.issn.1671-251x.2014.08.014

牛联波,付会凯,艾永乐.六相感应电动机定子间互感电压研究[J].工矿自动化,2014,40(8):54-56.

六相感应电动机定子间互感电压研究

牛联波¹, 付会凯¹, 艾永乐²

- (1. 新乡学院 机电工程学院, 河南 新乡 453003;
2. 河南理工大学 电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454000)

摘要:对六相感应电动机通入梯形波相电流时的定子间瞬时自感、互感系数及互感电压进行了理论计算和有限元分析。计算及分析结果表明:定子侧通入梯形波的六相感应电动机可以模拟直流电动机控制模式;转矩电流对定子每相的感应电压影响非常小,验证了建模与仿真时忽略定子转矩电流和转子感应电流产生的磁效应是合理的。

关键词:六相感应电动机;互感电压;自感系数;互感系数;有限元分析
中图分类号:TD614 文献标志码:A 网络出版时间:
网络出版地址:

Research of mutual inductance voltage between stators of six-phase induction motor

NIU Lianbo¹, FU Huikai¹, AI Yongle²

- (1. Mechanical and Electrical Engineering Institute, Xinxiang University, Xinxiang 453003, China;
2. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China)

Abstract:Theoretical calculation and finite element analysis of coefficients of transient self-inductance and mutual inductance between stators and mutual voltage were carried out when trapezoidal wave phase current was input to six-phase induction motor. The calculation and analysis results show that six-phase induction motor whose stator side inputting trapezoidal wave can simulate control mode of DC motor; Torque current has very little impact on induced voltage of each phase of the stator, which verifies reasonableness of ignoring magnetic effect generated by stator torque current and rotor current during modeling and simulation.

Key words:six-phase induction motor; mutual inductance voltage; coefficient of self-inductance; coefficient of mutual inductance; finite element analysis

0 引言

随着电力电子技术及逆变技术的发展,超三相的多相变换系统的实现也越来越容易^[1],这使得多相感应电动机电源供给的实现成为可能。随着社会的发展,大功率调速系统越来越多。传统三相电动机要想增大功率,首先可以考虑增大电压,其次可以增大电流,而多相电动机可以通过增加相数提高功

率,实现低压大功率调速^[2-3]。本文主要对六相感应电动机通入梯形波相电流时定子间瞬时自感、互感系数及互感电压进行研究,研究结果表明,六相感应电动机建模及仿真分析时忽略定子转矩电流和转子感应电流产生的磁效应是合理的。

1 定子电感理论计算

六相电动机绕组分布如图 1 所示,以 a 相绕组

的轴线作为参考点,其他相绕组波形可通过对 a 相分别移动 $\pi/6$, $4\pi/6$, $5\pi/6$, $8\pi/6$ 和 $9\pi/6$ 得到。

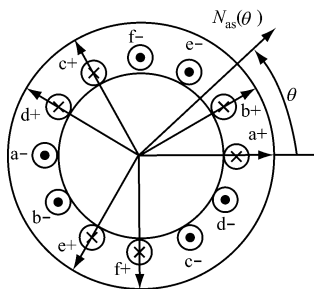


图 1 六相感应电动机绕组分布

六相感应电动机解耦^[4-5]时,定子绕组的绕组函数分别为

$$N_{as}(\theta) = N_{s1} \sin \theta + N_{s3} \sin 3\theta \quad (1)$$

$$N_{bs}(\theta) = N_{s1} \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) + N_{s3} \sin 3(\theta - \frac{\pi}{6}) \quad (2)$$

$$N_{cs}(\theta) = N_{s1} \sin(\theta - \frac{4\pi}{6}) + N_{s3} \sin 3(\theta - \frac{4\pi}{6}) \quad (3)$$

$$N_{ds}(\theta) = N_{s1} \sin(\theta - \frac{5\pi}{6}) + N_{s3} \sin 3(\theta - \frac{5\pi}{6}) \quad (4)$$

$$N_{es}(\theta) = N_{s1} \sin(\theta - \frac{8\pi}{6}) + N_{s3} \sin 3(\theta - \frac{8\pi}{6}) \quad (5)$$

$$N_{fs}(\theta) = N_{s1} \sin(\theta - \frac{9\pi}{6}) + N_{s3} \sin 3(\theta - \frac{9\pi}{6}) \quad (6)$$

式中: $N_{as}(\theta) - N_{fs}(\theta)$ 表示六相定子绕组函数; θ 为 a 相绕组函数与 a 相轴线间的夹角; N_{s1} 和 N_{s3} 表示定子绕组每相每极匝数。

定子绕组间的自感绕组函数为

$$L_a = \frac{\mu_0 r l}{l_g} \int_0^{2\pi} [N_{as}(\theta)]^2 d\theta = \frac{\mu_0 r l}{l_g} \int_0^{2\pi} [(N_{s1} \sin \theta)^2 + (N_{s3} \sin 3\theta)^2 + 2N_{s1} N_{s3} \sin \theta \sin 3\theta] d\theta = \frac{\mu_0 r l \pi}{l_g} (N_{s1}^2 + N_{s3}^2) = L_{ms1} + L_{ms3} \quad (7)$$

式中: μ_0 为绝对磁导率; l, r 为定子磁路的长和宽; l_g 为气隙长度; L_{ms1}, L_{ms3} 为基波和三次谐波下定子绕组的自感系数。

定子绕组之间的互感绕组函数分别为

$$L_{ab} = \frac{\mu_0 r l}{l_g} \int_0^{2\pi} [N_{as}(\theta) N_{bs}(\theta)] d\theta = \frac{\mu_0 r l}{l_g} \int_0^{2\pi} (N_{s1} \sin \theta + N_{s3} \sin 3\theta) [(N_{s1} \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) + N_{s3} \sin 3(\theta - \frac{\pi}{6}))] d\theta = \frac{\mu_0 r l \pi}{l_g} N_{s1}^2 \cos \frac{\pi}{6} = L_{ms1} \cos \frac{\pi}{6} \quad (8)$$

$$L_{ac} = \frac{\mu_0 r l}{l_g} \int_0^{2\pi} [N_{as}(\theta) N_{cs}(\theta)] d\theta = \frac{\mu_0 r l}{l_g} \int_0^{2\pi} (N_{s1} \sin \theta + N_{s3} \sin 3\theta) [(N_{s1} \sin(\theta - \frac{4\pi}{6}) + N_{s3} \sin 3(\theta - \frac{4\pi}{6}))] d\theta = \frac{\mu_0 r l \pi}{l_g} N_{s1}^2 \cos \frac{4\pi}{6} = L_{ms1} \cos \frac{4\pi}{6} = L_{ms1} \cos \frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} L_{ms1} \quad (9)$$

$$L_{ad} = \frac{\mu_0 r l}{l_g} \int_0^{2\pi} [N_{as}(\theta) N_{ds}(\theta)] d\theta = \frac{\mu_0 r l}{l_g} \int_0^{2\pi} (N_{s1} \sin \theta + N_{s3} \sin 3\theta) [(N_{s1} \sin(\theta - \frac{5\pi}{6}) + N_{s3} \sin 3(\theta - \frac{5\pi}{6}))] d\theta = \frac{\mu_0 r l \pi}{l_g} N_{s1}^2 \cos \frac{5\pi}{6} = L_{ms1} \cos \frac{5\pi}{6} \quad (10)$$

$$L_{ae} = \frac{\mu_0 r l}{l_g} \int_0^{2\pi} [N_{as}(\theta) N_{es}(\theta)] d\theta = \frac{\mu_0 r l}{l_g} \int_0^{2\pi} (N_{s1} \sin \theta + N_{s3} \sin 3\theta) [(N_{s1} \sin(\theta - \frac{8\pi}{6}) + N_{s3} \sin 3(\theta - \frac{8\pi}{6}))] d\theta = \frac{\mu_0 r l \pi}{l_g} N_{s1}^2 \cos \frac{8\pi}{6} + N_{s3}^2 = L_{ms1} \cos \frac{8\pi}{6} + L_{ms3} \quad (11)$$

$$L_{af} = \frac{\mu_0 r l}{l_g} \int_0^{2\pi} [N_{as}(\theta) N_{fs}(\theta)] d\theta = \frac{\mu_0 r l}{l_g} \int_0^{2\pi} (N_{s1} \sin \theta + N_{s3} \sin 3\theta) [(N_{s1} \sin(\theta - \frac{9\pi}{6}) + N_{s3} \sin 3(\theta - \frac{9\pi}{6}))] d\theta = \frac{\mu_0 r l \pi}{l_g} N_{s1}^2 \cos \frac{9\pi}{6} = L_{ms1} \cos \frac{9\pi}{6} \quad (12)$$

由式(1)~式(12)计算得到 a 相感应系数 $L_a, L_{ab}, L_{ac}, L_{ad}, L_{ae}, L_{af}$ 的理论值分别为 1.39, 1.07, -0.48, -1.07, -0.48, 0 H。

2 定子电感有限元分析

根据自感的定义,采用前向差分法计算各相自感:

$$L_j = \frac{\partial \lambda_j}{\partial i_j} \approx \frac{\lambda_j(i_j + \Delta i) - \lambda_j i_j}{\Delta i} \quad (13)$$

式中: λ_j 为 j 相绕组磁链; i_j 为 j 相电流; Δi 为电流微变量。

由式(13)可得 a 相自感,如图 2 所示。为了便于比较,图中增加了 a 相电流波形。

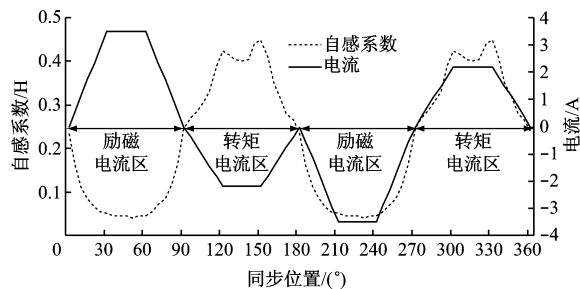


图 2 a 相自感与电流波形

互感和自感的计算方法一样,互感可表示为

$$L_{ji} = \frac{\partial \lambda_j}{\partial i_i} \approx \frac{\lambda_j(i_i + \Delta i) - \lambda_j i_i}{\Delta i} \quad (14)$$

定子 a 相绕组和其他 5 相定子绕组的互感系数 $L_{ab}, L_{ac}, L_{ad}, L_{ae}, L_{af}$ 在同一个周期下的分布如图 3 所示。

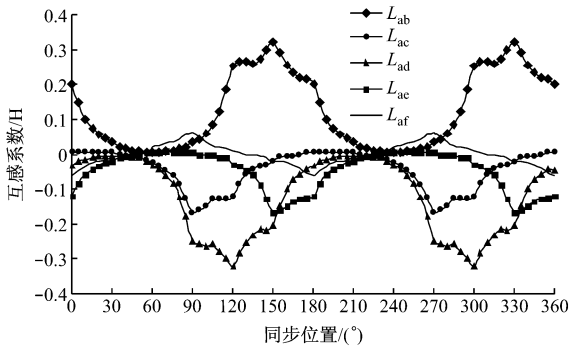


图 3 a 相互感电压波形

由图 3 可知,互感 L_{ab} 和 L_{ad} 的值比其他相的互感值大得多,这主要是由于 b 相、d 相和 a 相相邻。通过比较可以发现,图 3 所示的结果和理论分析计算结果一致。有一点不同的是,通过有限元分析计算的互感系数比理论分析计算的值稍小一点,这主要是由于理论分析计算时忽略了铁芯的磁饱和。定子其中一相的互感电压为

$$e_{mj} = \left(\sum_{i=a}^f L_{mji} \frac{di_i}{d\theta} \right) \frac{d\theta}{dt} = k_{ej} \omega_e, \quad i \neq j \quad (15)$$

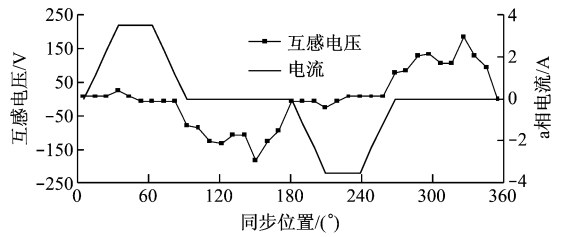
式中: L_{mji} 为 i 相、 j 相互感系数; k_{ej} 为互感电压常数; ω_e 为同步速度。

通过有限元分析计算的 a 相互感电压 e_{ma} 的波形分布如图 4 所示。对比图 4(a)、图 4(b)和图 4(c)可知,转矩电流对定子间互感电压影响很小,几乎为零。

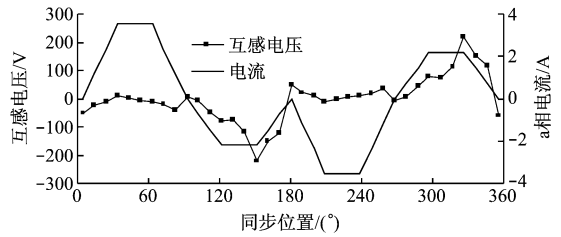
4 结语

六相感应电动机定子转矩电压与直流电动机的电枢电流很类似,定子间互感电压则类似于直流电动机的反电势。这说明定子侧通入梯形波的六相感应电动机可以模拟直流电动机控制模式,而不需要复杂的派克变换。

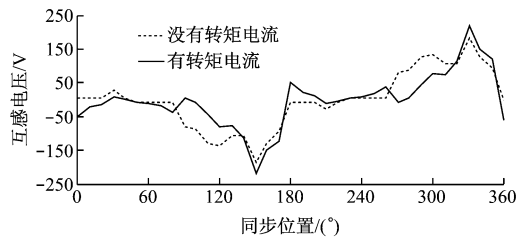
通过研究定子每相感应电压得出,转矩电流对其影响非常小。这验证了建模与仿真时忽略定子转



(a) 没有转矩电流



(b) 有转矩电流



(c) 2 种模式下互感电压的比较

图 4 a 相互感电压波形

矩电流和转子电流产生的磁效应是合理的。

参考文献:

- [1] LI Shan, LIU Heping, CUI Xuemei, *et al.* Fuzzy torque control for induction motor[C]//Proceedings of the IASTED International Conference, 2002: 75-79.
- [2] SOMASEKHAR V T, GOPAKUMAR K, BAIJU M R, *et al.* A multilevel inverter system for an induction motor with open-end windings[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(3): 824-836.
- [3] NOVOTNY D W, LIPO T A. Vector control and dynamics of AC drives[M]. Clarendon Press, 1996.
- [4] AI Y, KAMPER M J, WANG Y. Investigation of airgap flux density and torque performance of six-phase induction motor with special phase current waveform [C] // Proceedings of the Eighth International Electrical Machines and Systems, 2005: 99-104.
- [5] 艾永乐,牛联波,艾宝. 基于梯形波相电流控制的六相感应电机性能分析与实现[J]. 微电机, 2009, 42(7): 21-23.