

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2017.07.011

异步电机绕组切换暂态过程分析与实验平台设计*

吴敏¹, 蔡卓剑², 陈铎文¹, 杨欢¹, 赵荣祥^{1*}

(1. 浙江大学电气工程学院, 浙江杭州 310027; 2. 杭州三轩变频科技有限公司, 浙江杭州 311305)

摘要:针对变绕组异步电机绕组结构与普通异步电机的差异性,为反映绕组切换的暂态过程,并为电机控制系统和绕组切换电路设计提供参考,提出了一种新的变绕组异步电机的建模方法。通过对电机绕组切换前后的两套绕组分别进行了独立分析,列写了电压与磁链方程,得到了电机统一状态方程表达式,并对其进行了仿真分析。在此基础上,设计并搭建了变绕组异步电机的实验平台,通过选取合适的绕组切换电路参数,减小了绕组的切换时产生的电压尖峰,实现了平滑切换。实验结果表明,所设计的实验平台可以实现电机绕组的平滑切换,可有效抑制切换时产生的冲击;该建模方法是有效的。

关键词:交流电机;绕组切换;暂态分析;实验平台设计

中图分类号:TH39;TM34

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2017)07-0745-07

Transient analysis and experiment platform of winding changeover induction machine

WU Min¹, CAI Zhuo-jian², CHEN Duo-wen¹, YANG Huan¹, ZHAO Rong-xiang¹

(1. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Hangzhou Sanshy Drive Technology Co., Ltd., Hangzhou 311305, China)

Abstract: Aiming at the structure difference between general induction machine and winding changeover induction machine, in order to reflect the transient process during winding changeover and provide theoretical basis for control system designing, a new modeling method was proposed. The two groups of winding of each phase were analyzed respectively, after which the flux and voltage equation were built to form a uniform state equation. The modeling result was simulated. An experiment platform was designed based on the modeling and the simulation results. The switch circuit parameters were properly chosen to achieve winding changeover and the voltage peak during changeover suppressing. The experiment result indicates that the experiment platform can achieve a smooth winding changeover process and the impulse is effectively suppressed, which verifies the effectiveness of the modeling method.

Key words: AC machines; winding changeover; transient analysis; experiment platform design

0 引言

在一些应用场合(如电动汽车、车床主轴等)中,需要驱动电机的转速范围足够宽广。为了扩展电机的转速范围,人们采用了不同的方法。异步电机转速受

限的主要原因在于逆变器有限的输出电压与随着转速上升而不断增大的反电动势之间的矛盾。因此,有研究者通过提高逆变器的输出电压幅值,从而达到提高转速范围的目的^[1-3]。但是增加一级升压环节会增加系统控制难度,降低系统可靠性。对于笼型异步电机

收稿日期:2016-11-27

基金项目:高等学校博士学科点专项科研基金(20120101110113)

作者简介:吴敏(1990-),男,四川广安人,硕士研究生,主要从事变绕组电机控制方面的研究. E-mail: zjuwumin1990@163.com

通信联系人:赵荣祥,男,教授,博士生导师. E-mail: rongxiang@zju.edu.cn

来说,改变定子绕组的接法可以达到改变极对数的目的,减小极对数可以在同等电压和频率下扩展电机的转速^[4]。除此之外,在电机的基速之上,随转速上升呈一定比例地减小电机的气隙磁通,也可以达到扩展转速范围的目的,即弱磁控制方法^[5-6]。永磁电机弱磁控制,需要在 d 轴施加一个抵消转子磁场的去磁电流,弱磁扩速效果较差;而对于异步电机来说则需要减小励磁电流,效果较永磁电机来说更好,但是在速度较高时运行性能明显下降^[7]。

在一定工作频率下,异步电机的反电动势与电机的气隙磁通、定子绕组匝数成正相关。因此,除了减小气隙磁通外,减少电机定子绕组匝数也可以达到减小电机反电动势的目的。KUME T 等人于上世纪 90 年代提出了三相电机变绕组匝数调速的原理,即在一般电机每相绕组中间拉出一个抽头,当电机运行在低速区域时接入全套绕组,当电机运行在高速区域时接入一半绕组,以此改变电机每相绕组匝数。国内的一些研究者基于这种原理也提出了不同的电机变绕组匝数调速方式。文献[7-9]在电机的绕组匝数改变时,电机模型仅仅相应改变了稳态 T 型等效电路参数,未体现出电机的暂态过程以及分段绕组参数的耦合关系,文献[10-11]主要侧重于对切换电路的设计,并未涉及电机内部动态过程的建模分析。文献[10]中使用变压器模型代替电机模型,无法完全反映电机的暂态过程。

本研究针对变绕组异步电机采用一种新型的建模方式进行建模,这种建模方式对每相的两套绕组分别独立分析,列写电压与磁链方程,并综合各个绕组形成统一的状态方程表达式,所建立的模型可以反映电机绕组切换过程的动态变化过程,并为绕组切换电路的设计和电机的控制系统设计提供参考,通过实验验证该建模方式的有效性。

1 变绕组异步电机的建模

变绕组异步电机的绕组结构示意图如图 1 所示。

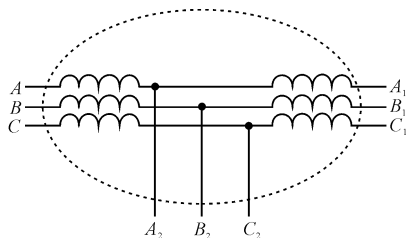


图 1 电机绕组示意图

其在运行过程中会有变化,由于同相的两部分绕组之间存在电磁耦合关系,不能简单地通过改变电机

的稳态 T 型等效电路参数来调整电机的模型。本研究采用分别独立分析每相绕组的两套绕组,列写电压与磁链方程,建立统一状态方程表达式的方法对电机进行建模,充分考虑了各绕组之间的耦合关系。由于考虑了每相绕组的两个部分,因此采用这种方法建立的模型中,电压方程为六阶,电感矩阵为 6×6 的矩阵。建模过程首先需要重新计算电机各个绕组的自感以及与其他绕组之间的互感,然后建立各个绕组的电压方程与磁链方程,最后根据状态方程得到的电机电磁转矩表达式得出其机械方程。

1.1 电机绕组电感计算

本研究以四极异步电机 A 相绕组在一对极下的情形为例进行分析,电机绕组结构图如图 2 所示。

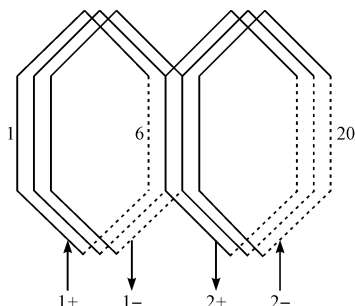


图 2 电机绕组结构图

电流方向如图 2 中箭头示意。笔者定义两组绕组分别为 1 号和 2 号绕组,分别对应图 1 中 A 相绕组的左半部分和右半部分。当使用全套绕组时,两个绕组按图 2 所示电流方向串联;使用半套绕组时只接入 1 号绕组。

绕组 A 和绕组 B 之间互感通用计算公式^[12-13]:

$$M_{AB} = \frac{N_A N_B L D}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{K_{2n+1}^B}{2n+1} \sum_{h=0}^{\infty} (-1)^h P_{2h} \frac{K_{2h+2n+1}^A}{2h+2n+1} \cos[(2h+2n+1)\theta_A - (2n+1)\theta_B] \quad (1)$$

式中: N_A, N_B —两个绕组的匝数; L, D —与电机尺寸相关的常数; K_n^A, K_n^B —两个绕组 n 次谐波对应的绕组系数; P_n — n 次谐波下的磁导率系数。

绕组的自感相当于与自身之间的互感,计算方式同理。

由式(1)可知,图 2 所示 1 号和 2 号两套绕组之间的互感系数只与两套绕组的匝数和互相之间的角度有关,在一对极下,1 号绕组和 2 号绕组之间相差电角度为 180° ,可以假设 1 号绕组的自感为 L_{sa} ,则 2 号绕组的自感也为 L_{sa} ,根据式(1)可得 1 号绕组与 2 号绕组之间的互感为 $-L_{sa}$ 。由于 2 号绕组与 1 号绕组电流方向

相反,为了分析方便,可记两绕组之间的互感为 L_{sa} 。同理,其余两相的两个绕组的自感和互感分别均为 L_{sb} 和 L_{sc} 。由于异步电机的对称性,有:

$$L_{sa} = L_{sb} = L_{sc} = L_{s0} \quad (2)$$

与一般异步电机电感的计算方式相同,各相的1号绕组之间的互感分别记为 M_{ab}, M_{bc} 和 M_{ac} ,同理,2号绕组之间的互感同为 M_{ab}, M_{bc} 和 M_{ac} ,由于异步电机对称性,有:

$$M_{ab} = M_{bc} = M_{ac} = M_{s0} \quad (3)$$

同理,各相绕组的两组绕组与转子绕组之间的互感有:

$$\begin{aligned} M_{Aa} &= M_{Bb} = M_{Cc} = M_{SR} \cos\theta \\ M_{Ab} &= M_{Bc} = M_{Ca} = M_{SR} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{Ac} &= M_{Ba} = M_{Cb} = M_{SR} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (4)$$

式中: θ —定子与转子绕组之间的夹角。

1.2 相坐标系下电压与磁链方程

为了分别分析每相的两套绕组上的变量,列写电压方程:

$$\begin{bmatrix} U_{S1} \\ U_{S2} \\ U_R \end{bmatrix} = R_S \begin{bmatrix} I_{S1} \\ I_{S2} \\ I_R \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{S1} \\ \Psi_{S2} \\ \Psi_R \end{bmatrix} \quad (5)$$

磁链方程:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{S1} \\ \Psi_{S2} \\ \Psi_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_s & L_{sr} \\ L_s & L_s & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_{sr}^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{S1} \\ I_{S2} \\ I_R \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: U_{Sn} —定子各相的两套绕组上的电压, $U_{Sn} = [u_{san} \ u_{sbn} \ u_{scn}]^T$; Ψ_{Sn} —定子各相的两套绕组上的磁链, $\Psi_{Sn} = [\varphi_{san} \ \varphi_{sbn} \ \varphi_{scn}]^T$; I_{Sn} —定子各相的两套绕组上的电流, $I_{Sn} = [i_{san} \ i_{sbn} \ i_{scn}]^T (n = 1, 2)$; U_R —转子的相电压, $U_R = [u_{ra} \ u_{rb} \ u_{rc}]^T$; Ψ_R —转子磁链, $\Psi_R = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T$; I_R —转子电流, $I_R = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$ 。

1.2 d-q 坐标系下的电压与磁链方程

将相坐标系下的电压和磁链变换到转子 d-q 坐标系中,采用恒功率变换。对于磁链方程有:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Psi_{dq0s1} \\ \Psi_{dq0s2} \\ \Psi_{dq0r} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} C_{dq0s}^{rabc} & 0 & 0 \\ 0 & C_{dq0s}^{rabc} & 0 \\ 0 & 0 & C_{dq0r}^{rabc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{S1} \\ \Psi_{S2} \\ \Psi_R \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} C_{dq0s}^{rabc} & 0 & 0 \\ 0 & C_{dq0s}^{rabc} & 0 \\ 0 & 0 & C_{dq0r}^{rabc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s & L_s & L_{sr} \\ L_s & L_s & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_{sr}^T & L_r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} C_{dq0s}^{rabc} & 0 & 0 \\ 0 & C_{dq0s}^{rabc} & 0 \\ 0 & 0 & C_{dq0r}^{rabc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dq0s1} \\ I_{dq0s2} \\ I_{dq0r} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} L_{sT} & L_{sT} & L_{srT} \\ L_{sT} & L_{sT} & L_{srT} \\ L_{srT}^T & L_{srT}^T & L_{rT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dq0s1} \\ I_{dq0s2} \\ I_{dq0r} \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中: $C_{dq0s}^{rabc}, C_{dq0r}^{rabc}$ —定子变量的 3/2 变换矩阵; $C_{dq0s}^{rabc}, C_{dq0r}^{rabc}$ —转子变量的 3/2 变换矩阵。

定子侧的变换矩阵如下式所示(转子侧的变换矩阵与之类似,不再列出):

$$\begin{aligned} C_{dq0s}^{rabc} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \\ C_{dq0r}^{rabc} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

经过计算有:

$$\begin{aligned} L_{sT} &= \begin{bmatrix} L_{s0} - M_{s0} & 0 & 0 \\ 0 & L_{s0} - M_{s0} & 0 \\ 0 & 0 & L_{s0} + 2M_{s0} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} L_{Ts} & 0 & 0 \\ 0 & L_{Ts} & 0 \\ 0 & 0 & L_{0s} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

$$L_{srT} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} M_{SR} & 0 & 0 \\ 0 & M_{SR} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

将磁链方程中的 0 轴分量去掉后有:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{Ts} & 0 & L_{Ts} & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & L_{Ts} & 0 & L_{Ts} & 0 & M_{sr} \\ L_{Ts} & 0 & L_{Ts} & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & L_{Ts} & 0 & L_{Ts} & 0 & M_{sr} \\ M_{sr} & 0 & M_{sr} & 0 & L_{Tr} & 0 \\ 0 & M_{sr} & 0 & M_{sr} & 0 & L_{Tr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (11)$$

电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_{ds1} \\ u_{qs1} \\ u_{ds2} \\ u_{qs2} \\ u_{dr} \\ u_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & -\omega' & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega' & p & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p & -\omega' & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega' & p & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中: p —微分算子; ω' —坐标系相对于定子的旋转角速度,由于坐标系固定在转子上,有 $\omega' = \omega_r$ 。

1.3 运动方程

电机的电磁转矩可以分为两部分,分别由两套绕组产生,分别为 $T_1 = n_p M_{sr}(I_{dr}I_{qs1} - I_{qr}I_{ds1})$ 和 $T_2 = n_p M_{sr}(I_{dr}I_{qs2} - I_{qr}I_{ds2})$,从而可得电机的电磁转矩为 $T_{em} = T_1 + T_2$ 。机械方程为:

$$J \frac{d}{dt} \omega + f\omega = p(T_{em} - T_L) \quad (13)$$

式中: J —电机转子转动惯量, f —摩擦转矩, T_L —负载转矩, n_p —电机极对数。

2 仿真分析

基于以上建模结果,本研究使用 Matlab/Simulink 对电机进行仿真分析。电机的仿真模型主要包括电压方程、磁链方程和运动方程 3 个部分,此外还有电压给定选择与电压计算模块。

仿真结构示意图如图 3 所示。

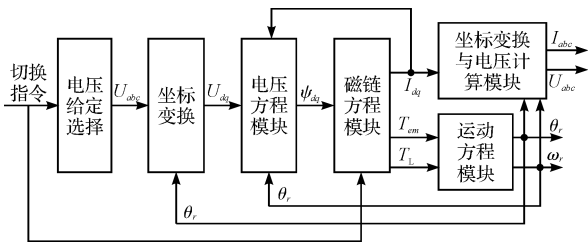


图 3 仿真结构示意图

2.1 电压给定选择、坐标变换与电压计算模块

电机的接线端如图 1 所示,三相电源接在 A, B, C 三相接线端上。当全套绕组接入时, A_1, B_1, C_1 3 个接线端短接,同时 A_2, B_2, C_2 开路;当半套绕组接入时, $A_2,$

B_2, C_2 3 个接线端短接,同时 A_1, B_1, C_1 开路。当电机从全套绕组切换到半套绕组时,为了防止磁路饱和,需要将电机端电压降为原来的一半,反之亦然。为了模拟这种运行状况,由于两套绕组参数一致,在电机端施加电压 U 时,每套绕组上承受的电压为 $U/2$ 。在仿真时,可在每相的两套绕组上分别施加电压,当使用全套绕组时,两套绕组施加相同电压,均为额定电压的一半;使用半套绕组时,将第二套绕组上的电压输入置为图 3 所示仿真模型中的电压计算模块的相应绕组的输出电压值,以此来模拟 A_1, B_1, C_1 开路的情况;同理在需要模拟绕组开路时都可以采用以上方法。

坐标变换模块根据式(8)建立。电压计算模块根据式(11)和式(12)联立求解得到,用于计算出电机各个绕组上电压值。

2.2 电压方程模块

本研究根据式(12)建立电压方程仿真模块。该仿真模块的输入为各绕组上的电压,输出为各个绕组中的磁链。

2.3 磁链方程与运动方程模块

本研究根据式(11)建立磁链方程仿真模块,利用电压方程模块计算出的磁链,解出各个绕组上的电流。由于式(11)中的系数矩阵不是完全线性无关的,方程无解,因此需要对其进行改写。

当电机的全套绕组接入,即各相两个绕组串联时,有 $i_{ds1} = i_{ds2}, i_{qs1} = i_{qs2}$ 。因此式(11)可以改写为:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{Ts} & 0 & L_{Ts} & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & L_{Ts} & 0 & L_{Ts} & 0 & M_{sr} \\ L_{Ts} & 0 & L_{Ts} & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & L_{Ts} & 0 & L_{Ts} & 0 & M_{sr} \\ M_{sr} & 0 & M_{sr} & 0 & L_{Tr} & 0 \\ 0 & M_{sr} & 0 & M_{sr} & 0 & L_{Tr} \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (14)$$

当只有半套绕组接入时,第二套绕组断开,因此有 $i_{ds2} = i_{qs2} = 0$,式(11)可以改写为:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{Ts} & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & L_{Ts} & 0 & M_{sr} \\ M_{sr} & 0 & L_{Tr} & 0 \\ 0 & M_{sr} & 0 & L_{Tr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (15)$$

电磁转矩根据 1.3 节有:

$$T_{em} = T_1 + T_2 = pM_{sr}(I_{dr}I_{qs1} - I_{qr}I_{ds1}) + pM_{sr}(I_{dr}I_{qs2} - I_{qr}I_{ds2}) \quad (16)$$

笔者使用 s-function 编写磁链方程模块。运动方程仿真模块根据式(13)建立。

3 仿真结果与实验

3.1 仿真设置

仿真电机的参数如表 1 所示。

表 1 仿真电机参数

电机参数	参数值
额定线电压/V	380
极对数	2
定子全自感/mH	121
转子全自感/mH	121
定子电阻/ Ω	0.1
转子电阻/ Ω	0.3
转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	0.02
摩擦系数/($\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$)	0.001
负载转矩/($\text{N} \cdot \text{m}$)	15

表 1 中的定子的电感与电阻均为电机的其中一套绕组的参数,转子的电感与电阻也是折算到定子的一套绕组侧的值。

仿真开始时,电机全套绕组接入,根据 2.1 节的分析,此时在各相绕组的两套绕组上施加 110 V 电压;切换为半套绕组时,只需去掉第二套绕组施加的电压,相当于第二套绕组开路。由于第二套绕组断开时电流的突变会引起电压尖峰,为了避免过大的电压尖峰,切换过程中先断电半个工频周期,即 0.01 s,当绕组中电流下降到一定程度后再进行切换。仿真过程中电机负载转矩保持不变。

3.2 仿真结果

电机直接起动的转速和转矩曲线如图 4 所示。

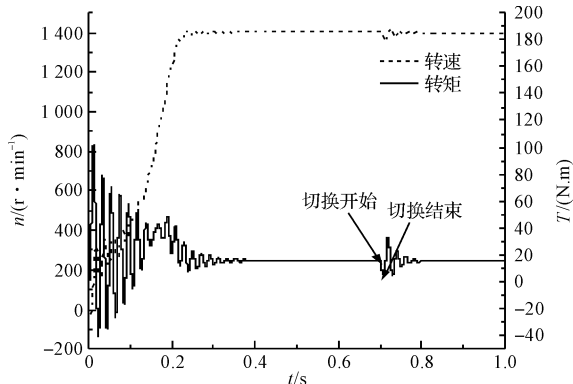


图 4 直接起动转速与转矩曲线

切换开始时间为 0.7 s。在切换瞬间电机的转速和转矩有一定程度的波动,这是由于切换过程中有短时间断电,电机转矩跌落,恢复供电时会经过一定的暂态过程达到稳态。

绕组切换过程中,各相的两组绕组上的电压和电流波形如图 5 所示。

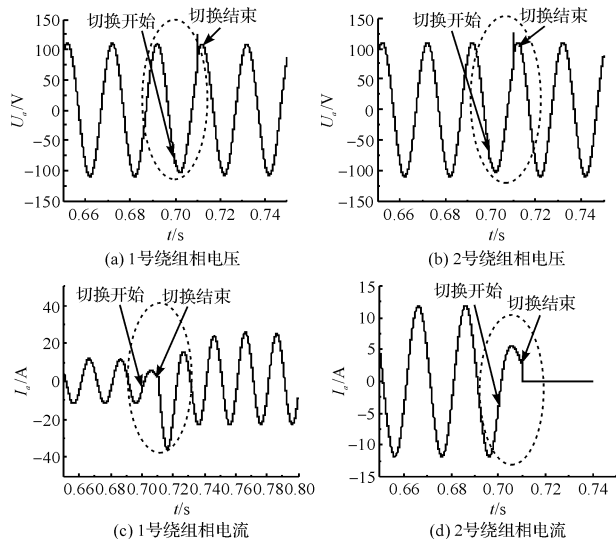


图 5 绕组切换时的电压和电流波形

A 相两套绕组上的相电压波形如图 5(a)、5(b)所示。切换过程开始,电机断电时,由于气隙磁通不会突变,旋转的气隙磁通在绕组上的感应出的反电动势与稳态时相差很小;当电流减小到一定程度后,将第二组绕组断开,由于电流的变化,绕组上会出现一个较小的电压尖峰。过渡到稳态后,由式(7)和式(8)可知,2号绕组上的电压与1号绕组只相差绕组电阻上的压降,为电机中旋转的气隙磁链在绕组上感应出的开路电压,与1号绕组上的电压接近。

切换时 A 相两套绕组上的电流波形如图 5(c)、5(d)所示。从图中可以看出,在切换前后,由于负载转矩不变,由式(12)可以看出,半套绕组运行稳态时1号绕组中的电流需要增大一倍来提供同样大的电磁转矩;由于切换过程中断电,恢复供电后电流会有一定程度的振荡。

3.3 实验平台设计

从仿真结果可以看出,在切换瞬间,第二套绕组断开时,电流若瞬间变为零,会使绕组上出现一个较大的电压尖峰。在实际中,这种情况是不被允许的,需要在切换电路中加入吸收电路降低绕组中电流的变化率,吸收电压尖峰,实现平滑过渡,其结构如图 6 所示。

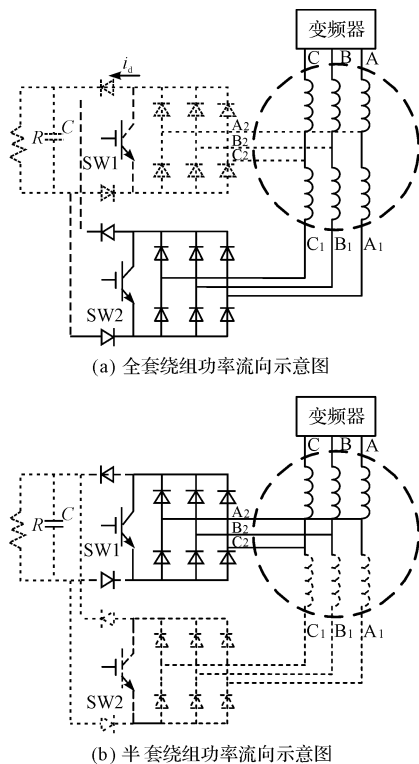


图 6 绕组切换电路示意图

实线—主功率回路;短虚线—绕组切换电路中电流的通路;长虚线—未导通部分

该切换电路主要由两组三相不控整流桥和两个 IGBT 即 SW1 和 SW2 组成,电机接入全套绕组和半套绕组时的功率流向示意图分别如图 6(a)、6(b) 所示。全套绕组运行时,SW2 开通,SW1 关断,相当于在 A_1 , B_1 , C_1 处形成一个等位点,等效为电机的中性点;同理半套绕组运行时将 SW1 开通,SW2 关断,在 A_2 , B_2 , C_2 处形成等位点。从而分别实现了整套绕组和半套绕组运行,只需要改变两个 IGBT 的开关状态就可以实现两种运行状态之间的切换。

电路中的电阻 R 用作电容电荷的放电通路,电容 C 的作用为吸收绕组上的电压尖峰。图中 i_d 为绕组中的交流电流经不控整流后流经 RC 吸收电路的电流。由于稳态时 i_d 会通过电阻 R 消耗能量, R 的取值不能过小,实验中选择 15 k ;电容 C 的取值决定了切换时过渡过程的长短, C 值越大,过渡过程越长,但是电压尖峰越小,反之亦然,实验中该电容值定在 $1\text{ }\mu\text{F} \sim 10\text{ }\mu\text{F}$ 之间可调,将通过实验进一步选取合适的值。

根据上述设计思路设计的实验平台由主控电路、驱动电路、采样调理电路、上位机、变绕组异步电机和功率电路等部分组成。主控电路由 DSP 和 FPGA 组成,其与上位机通过 CAN 总线通讯;上位机使用 Lab-

VIEW 编写,可以实时显示电流等波形并发送控制指令;主控电路的 PWM 信号通过光耦隔离驱动电路驱动主功率电路的 IGBT;电流与电压传感器信号通过采样与调理电路回馈给主控电路以达到闭环控制的目的。

实验平台整体的实物图如图 7 所示。

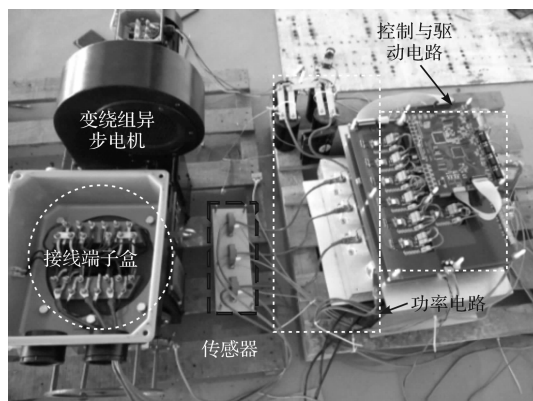


图 7 实验平台实物图

其中本研究采用的异步电机各相的两套绕组的接线端均位于接线端子盒中,可以方便地对电机的绕组进行组合,并通过如图 6 所示的绕组切换电路对电机绕组的切换进行控制。

3.4 实验及结果分析

使用上述实验装置,将电机从全套绕组切换至半套绕组,切换瞬间的 A 相电流波形如图 8 所示。

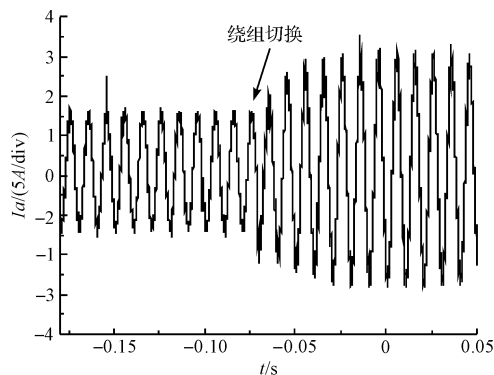


图 8 绕组切换时相电流波形

实验用电机额定功率 7.5 kW , 2 对极,额定转速 $1\ 458\text{ r/min}$,绕组切换时电机运行频率 100 Hz 。切换电路中的电阻 R 取值为 15 k ,电容 C 取值为 $10\text{ }\mu\text{F}$ 。

从电流波形可以看出,在绕组切换后,电流稳态幅值增大一倍左右,与仿真分析基本一致;与仿真分析时不同,使用设计的实验平台可以实现不断电切换,并有效抑制切换时产生的冲击。从该电流波形可以看出电机绕组切换瞬间电流变化平滑连

续,没有出现冲击,表明所设计的绕组切换电路的有效性。

4 结束语

为了合理设计变绕组异步电机的控制系统及其绕组切换电路,需要对该电机进行暂态过程建模分析。本研究针对变绕组异步电机提出了一种新型的建模方法,对各相的两套绕组分别进行分析,列写电压与磁链方程,得到统一的电机状态方程表达式,基于该模型对绕组切换暂态过程进行了仿真分析,从仿真结果可以看出此模型可以反映电机绕组切换的暂态过程,为合理设计绕组切换电路参数提供依据,从而实现绕组的平滑切换,减小绕组在切换过程中产生的过电压。

根据模型与仿真分析结果,本研究设计并完成了实验平台,实验结果表明设计的切换电路可以方便地实现绕组的平滑切换并有效限制切换时的冲击,验证了建模方法的有效性。

参考文献(References):

- [1] SUE S M, LIAW J H, HUANG Y S, et al. Design and implementation of a dynamic voltage boosting drive for permanent magnet synchronous motors [C]. 2010 International Power Electronics Conference, Japan: IEEE Power Electronics Society, 2010.
- [2] LIAW C, HU K, LIN Y, et al. An electric vehicle IPMSM drive with interleaved front-end DC/DC converter [J]. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 2015, 65(6):4493-4504.
- [3] ESTIMA J O, MARQUES CARDOSO A J. Efficiency analysis of drive train topologies applied to electric/hybrid vehicles [J]. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 2012, 61(3):1021-1031.
- [4] KELLY J W, STRANGAS E G, MILLER J M. Control of a continuously operated pole-changing induction machine [J]. **IEEE International Electric Machines and Drives Conference**, 2003(1):211-217.
- [5] NABAE A, OTSUKA K, UCHINO H, et al. An approach to flux control of induction motors operated with variable-frequency power supply [J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1980, IA-16(3):342-350.
- [6] JAHNS T M. Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motor drive [J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1987, IA-23(4):681-689.
- [7] SWAMY M M, KUME T, MAEMURA A, et al. Extended high-speed operation via electronic winding-change method for AC motors [J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2006, 42(3):742-752.
- [8] 廖怡斐,赵荣祥,杨欢. 交流电机变绕组匝数拓宽调速范围的新方法 [J]. **轻工机械**, 2015, 33(4):48-53.
- [9] HUANG H, CHANG L. Electrical two-speed propulsion by motor winding switching and its control strategies for electric vehicles [J]. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 1999, 48(2):607-618.
- [10] 徐衍亮,许家群,唐任远. 电动汽车用永磁同步电动机的绕组换接运行分析 [J]. **电工技术学报**, 2002, 17(5):21-25.
- [11] 罗宏浩,王福兴,姜红军. 三相绕组切换电路分析与设计 [J]. **装甲兵工程学院学报**, 2012, 26(6):56-59.
- [12] 马志云. 电机瞬态分析 [M]. 北京:中国电力出版社, 1998.
- [13] 贾永峰,谷立臣. 基于永磁同步电机驱动定量泵的恒压变流量控制系统 [J]. **液压气动与密封**, 2014(9):42-44.

[编辑:周昱晨]

本文引用格式:

吴敏,蔡卓剑,陈铎文,等. 异步电机绕组切换暂态过程分析与实验平台设计 [J]. **机电工程**, 2017, 34(7):745-751.

WU Min, CAI Zhuo-jian, CHEN Duo-wen, et al. Transient analysis and experiment platform of winding changeover induction machine [J]. **Journal of Mechanical & Electrical Engineering**, 2017, 34(7):745-751.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>