

# 基于矢量控制的异步电机转速和转矩调节技术

柳黎明

(浙江运达风电股份有限公司, 浙江 杭州 310012)

**摘要:**针对异步电动机系统的非线性,以及电流和转矩不成比例,使得转矩瞬时调节困难的问题,提出了一种基于坐标变换磁场定向矢量控制理论,将异步电机定子电流解耦成励磁电流和转矩电流分别进行控制,使异步电机获得和直流电机一样的转矩、转速调节特性。建立了 Simulink 仿真模型,分析了异步电机在空载启动、稳定运行、变速和转矩加载情况下,转矩、转速的调节特性。仿真结果表明,采用磁场定向矢量控制技术将定子电流解耦,异步电机的转矩和转速均获得了良好的静态和动态调节特性。

**关键词:**异步电机;解耦;坐标变换;磁场定向矢量控制

中图分类号:TM32

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2011)04-0504-04

## Regulation technology of asynchronous machine torque and speed based on vector control

LIU Li-ming

(Zhejiang Windey Co., Ltd., Hangzhou 310012, China)

**Abstract:** Aiming at the problem that it has the nonlinearity of the structure and misproportion of the asynchronous machine between current and torque, and accurately control of the torque is difficulty to realize, a theory based on coordinate transformation and field oriented vector control was presented. The asynchronous machine stator current was decomposed into exciting current and torque current. And by regulating exciting current or torque current separately, the control of torque and speed of asynchronous machine was made as simply as the DC machine. A Simulink model was established. And regulation characteristics of torque and speed were analyzed when asynchronous machine running at "no load start", "steady-state operation", "variable speed" and "variable torque" status. The simulation results indicate that, by decomposing stator current into two independent parts with the field oriented vector control technology, both of the torque and speed get pleasant static and dynamic performance.

**Key words:** asynchronous machine; decoupling; coordinate transformation; field oriented vector control

### 0 引言

鼠笼型异步电机具有结构简单、制造方便、价格低廉、坚固耐用、惯量小、运行可靠等优点,很少需要维护,可在恶劣环境中运行。但是电机定、转子各绕组之间紧密耦合,形成一个复杂的非线性系统,其电流和转矩不成比例,转矩瞬时控制困难<sup>[1]</sup>。而直流电机调速方便,只需改变电机的输入电压或励磁电流,即可实现宽范围无级调速,且在磁场恒定的条件下,转矩和电枢电流成正比,便于控制,易得到良好的动态特性。

基于此,为了克服异步电机工作中的问题,获得和直流电机一样启动、静态性能,本研究主要探讨了基于矢量控制的异步电机转速和转矩调节技术。

### 1 矢量控制原理

异步电机电磁转矩  $T_e$  如下所示:

$$T_e = K\Phi_m I_r \cos \phi_r \quad (1)$$

式中: $K$ —比例系数, $\Phi_m$ —气隙中的主磁通, $I_r$ —转子电流, $\cos \phi_r$ —转子功率因数。

从异步电机的结构可知,对于鼠笼式的转子来说

转子电流  $I_r$  及功率因素  $\cos \phi_r$  无法加以控制,气隙磁通  $\Phi_m$  由励磁电流产生 ( $I_m' = I_s' + I_r'$ ),  $I_m'$  使它不仅决定于定子电流  $I_s'$ , 而且与转子电流  $I_r'$  有关,  $\Phi_m$ 、 $I_r$  不是两个独立变量,它们和转子功率因素  $\cos \phi_r$  一样都是转差率  $s$  的函数,无法直接分开进行单独控制。气隙  $\Phi_m$  及转子有功电流  $I_r \cos \phi_r$  实际上都是通过定子绕组提供的,因而在控制过程中会引起激磁磁通和转子有功电流间的相互影响,容易造成动态响应时间加长或系统振荡,因而在动态过程中要准确地控制转矩就显得比较困难<sup>[2]</sup>。

笔者参考直流电机中的解耦控制,将异步电机的定子电流也分解为相互正交的磁场分量  $i_d$  和转矩分量  $i_q$ ,得到异步电机另一种电磁转矩表达式:

$$T_e = K i_d i_q \quad (2)$$

以定子电流作为控制对象,对定子电流的控制就可以转化为对  $i_d$  和  $i_q$  的控制,而  $i_d$  和  $i_q$  又是解耦的,因此可以像直流电机一样方便地控制电磁转矩<sup>[3]</sup>。

## 2 数学模型

### 2.1 $d$ - $q$ 坐标系下的电机状态方程

以转子全磁通  $\Phi_r$  的方向作为同步速  $M$ - $T$  坐标系中  $M$  轴的方向,使等效电流可以沿磁通方向分解成等效激磁电流  $i_M$ ,沿垂直方向分解成等效转矩电流  $i_T$ 。

旋转坐标系下的两相正交的电流可用下式表示:

$$i_d = \frac{2}{3} \left[ \cos \theta i_a + \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) i_b + \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) i_c \right] \quad (3)$$

$$i_q = \frac{2}{3} \left[ -\sin \theta i_a - \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) i_b - \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) i_c \right] \quad (4)$$

$$i_0 = \frac{2}{3} \left[ \frac{1}{2} i_a + \frac{1}{2} i_b + \frac{1}{2} i_c \right] \quad (5)$$

式中:  $i_a, i_b, i_c$ —静止坐标系下三相电流;  $i_d, i_q$ —旋转坐标系下两相正交电流。

转矩方程为:

$$T = n_p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (6)$$

式中:  $T$ —电机电磁转矩;  $n_p$ —磁极对数;  $i_{sq}, i_{rd}, i_{sd}, i_{rq}$ —一定、转子电流的  $d$ 、 $q$  轴分量; 下标“ $s$ ”,“ $r$ ”—一定子,转子。

磁链方程为:

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (7)$$

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (8)$$

$$\Phi_{rd} = L_m i_{sd} + L_r i_{rd} \quad (9)$$

$$\Phi_{rq} = L_m i_{sq} + L_r i_{rq} \quad (10)$$

式中:  $R_s$ —一定子绕组电阻;  $L_s$ —一定子绕组自感;  $R_r$ —转子绕组电阻;  $L_r$ —转子绕组自感;  $L_m$ —一定转子绕组互

感;  $\Phi_{sd}, \Phi_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}$ —一定、转子磁链的  $d$ 、 $q$  轴分量。

电压方程<sup>[3]</sup>为:

$$i_{sd} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left[ -R_s L_r i_{sd} + (L_s L_r \dot{\varphi} - L_m^2 \dot{\lambda}) i_{sq} + R_r L_m i_{rd} + L_r L_m (\dot{\varphi} - \dot{\lambda}) i_{rq} \right] + L_r u_{sd} \quad (11)$$

$$i_{sq} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left[ (L_m^2 \dot{\lambda} - L_s L_r) i_{sd} - R_s L_r i_{sq} + L_r L_m (\dot{\lambda} - \dot{\varphi}) i_{rd} + R_r L_m i_{rq} \right] + L_r u_{sq} \quad (12)$$

$$i_{rd} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left[ R_s L_m i_{sd} + L_s L_m (\dot{\varphi} - \dot{\lambda}) i_{sq} - R_r L_s i_{rd} + (L_s L_r \dot{\lambda} - L_m^2 \dot{\varphi}) i_{rq} \right] - L_m u_{sd} \quad (13)$$

$$i_{rq} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left[ L_s L_m (\dot{\varphi} - \dot{\lambda}) + R_s L_m i_{sq} + (L_m^2 \dot{\varphi} - L_s L_r \dot{\lambda}) i_{rd} - R_r L_s i_{rq} \right] - L_m u_{sq} \quad (14)$$

式中:  $\dot{\varphi}$ —磁链旋转角速度;  $\dot{\lambda}$ —磁链旋转角速度与转子旋转角速度之差;  $u_{sd}, u_{sq}$ —一定、转子电压的  $d$ 、 $q$  轴分量。

定子电流和转子磁链为变量的电压方程<sup>[4]</sup>为:

$$i_{sd} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left[ \left( -R_s L_r - \frac{R_r}{L_r} L_m^2 \right) i_{sd} + (L_s L_r - L_m^2 \dot{\lambda}) \dot{\varphi} i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} R_r \phi_{rd} + L_m (\dot{\varphi} - \dot{\lambda}) \phi_{rq} \right] + L_r u_{sd} \quad (15)$$

$$i_{sq} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left[ (L_m^2 \dot{\lambda} - L_s L_r) \dot{\varphi} i_{sd} - \left( R_s L_r + \frac{R_r}{L_r} L_m^2 \right) i_{sq} - L_m (\dot{\lambda} - \dot{\varphi}) \phi_{rd} + \frac{L_m}{L_r} R_r \phi_{rq} \right] + L_r u_{rd} \quad (16)$$

$$\dot{\phi}_{rd} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left[ (L_s L_r - L) \frac{L_m}{L_r} R_r i_{sd} - (L_m^2 - L_s L_r) \frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} + (L_s L_r - L_m^2) \dot{\lambda} \phi_{rq} \right] \quad (17)$$

$$\dot{\phi}_{rq} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left[ (L_s L_r - L) \frac{L_m}{L_r} R_r i_{sq} + (L_s L_r - L_m^2) \dot{\lambda} \phi_{rd} - (L_m^2 - L_s L_r) \frac{R_r}{L_r} \phi_{rq} \right] \quad (18)$$

式中:  $i_{sd}, i_{sq}$ —一定子电流微分的  $d$ 、 $q$  轴分量;  $\dot{\phi}_{rq}, \dot{\phi}_{rd}$ —转子磁链旋转角速度的  $d$ 、 $q$  轴分量;  $\phi_{rd}, \phi_{rq}$ —转子磁链旋转角度的  $d$ 、 $q$  轴分量。

定子电流和转子磁链为变量的转矩方程:

$$T = n_p \frac{L_m}{L_r} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) \quad (19)$$

### 2.2 $M$ - $T$ 坐标系下的电机状态方程

若使  $d$ - $q$  坐标与转子磁链同步旋转,进一步将  $d$

轴取在转子磁链方向上,则原  $d-q$  坐标系转化为转子磁链坐标系 ( $M-T$  坐标系),旋转坐标  $M-T$  下的电机状态方程及转矩表达式得:

$$i_{sm} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left[ \left( -R_s L_r - \frac{R_r}{L_r} L_m^2 \right) i_{sm} + (L_s L_r - L_m^2) \dot{\phi} i_{st} + \frac{L_m R_r \phi_{rm}}{L_r} \right] + L_r u_{sm} \quad (20)$$

$$i_{st} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left[ (L_m^2 - L_s L_r) \dot{\phi} i_{sm} - \left( R_s L_r \frac{R_r}{L_r} L_m^2 \right) \dot{\phi} i_{st} - L_m (\dot{\phi} - \lambda) \phi_{rm} \right] + L_r u_{st} \quad (21)$$

$$\phi_{rm} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left[ (L_s L_r - L_m^2) \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sm} - (L_s L_r - L_m^2) \frac{R_r}{L_r} \phi_{rm} \right] \quad (22)$$

$$0 = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} \left[ (L_s L_r - L_m^2) \frac{L_m R_r}{L_r} i_{st} + (L_s L_r - L_m^2) \lambda \phi_{rm} \right] \quad (23)$$

式中:  $i_{sm}, i_{st}$  一定子电流微分的  $M, T$  轴分量;  $\phi_{rm}, \phi_{rm}$  一定子磁链旋转角速度和速度的  $M, T$  轴分量;  $u_{sm}, u_{st}$  一定子电压的  $M, T$  轴分量。

且:

$$\dot{\phi}_{rm} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sm} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rm} \quad (24)$$

$$\dot{\lambda} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{st} \quad (25)$$

式中:  $\lambda$ —转子磁链旋转角速度和转子旋转角速度之差,  $\dot{\lambda} = \dot{\phi} - \theta_0$ 。

$M-T$  坐标系下的电机电磁转矩为:

$$T = P_n \frac{L_m}{L_r} i_{st} \phi_{rm} \quad (26)$$

本研究选择转子磁链的空间矢量方向为  $M$  轴方向进行定向,并控制  $\phi_{rm}$  的幅值不变,可实现磁场电流分量与转矩电流分量之间的解耦。这样控制转子转矩电流  $i_{st}$  就能达到控制转矩  $T$  的目的,以磁场进行定向的  $M$  轴与定子绕组  $\alpha$  轴间的夹角  $\phi$  可看做是从定子侧面观测到的转子磁通位置,它是一个空间变量,需要通过磁通监测器或磁通运算回路监测出来。按照  $\phi_{rm}$  的方向对定子电流  $i_{st}$  进行定向的控制,可以从根本上改变异步电机暂态转速;这样,只要能随时监测  $M$  轴并在旋转坐标  $M-T$  下控制交流电机,可实现对交流电机的解耦控制<sup>[5-8]</sup>。

### 3 仿真模型

整个系统主要分成 6 个部分:速度控制器、矢量控制器、电流控制器器、IGBT 逆变器、异步电机和反馈回路,具体模型如图 1 所示,主要参数如表 1 所示。

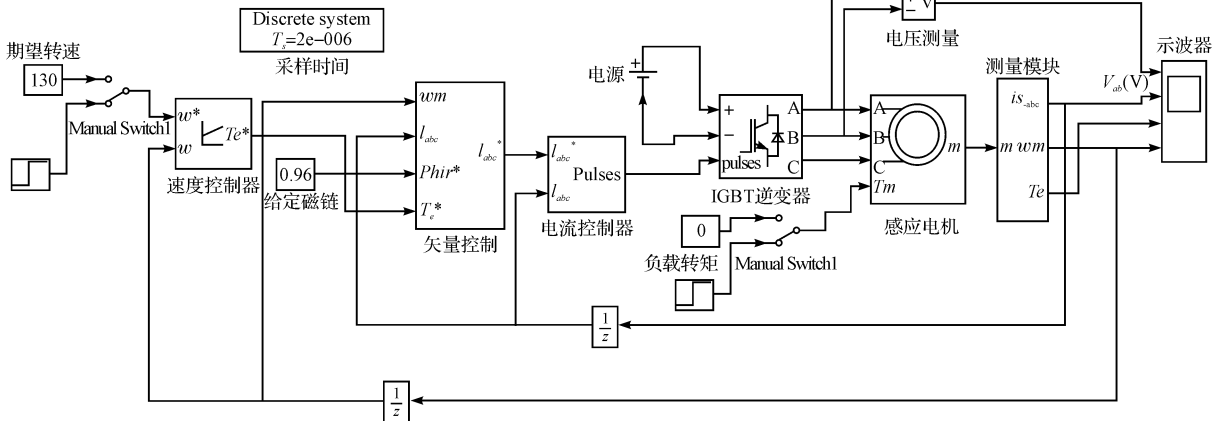


图 1 异步电机的矢量控制调速模型

表 1 仿真模型主要参数

电网频率	电网电压	额定功率	转动惯量	定子电阻	定子电感	转子电阻	转子电感	激磁互感
$F_n/\text{Hz}$	$U_n/\text{V}$	$P_n/\text{kW}$	$J/(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$	$R_s/\Omega$	$L_s/\text{mH}$	$R_r/\Omega$	$L_r/\text{mH}$	$L_m/\text{mH}$
60	800	37.3	1.662	0.087	0.8	0.228	0.8	34.7

异步电机由三相正弦电流源的电流控制 PWM 逆变器供电,电动机转速  $\omega$  与参考值  $\omega^*$  相比较,其差值被速度控制器用来产生转矩命令  $T^*$ 。转子磁通和转矩可以分别由定子直轴电流  $i_{sd}$  和交流电流  $i_{sq}$  控制。

按照上述数学模型建立矢量控制模型,为了实现对电机的矢量控制,使电机稳定、快速、准确地响应,并尽可能使仿真模型简化,因此本研究采用电流和转速负反馈控制方式。为了使仿真时间尽可能短,并达到一定

的仿真精度,笔者选用了离散控制系统<sup>[9]</sup>。

速度控制器的输入参考转速与反馈转速值差 $(\omega^* - \omega)$ ,输出参考转矩为:

$$T_e^* = (\omega^* - \omega) \left( K_p + K_i \frac{T_s(z+1)}{2(z-1)} \right) \quad (27)$$

为了减小系统误差,使系统有较快的响应时间,笔者选用PI控制器,离散系统积分环节传递函数为 $T_s(z+1)/2(z-1)$ 。

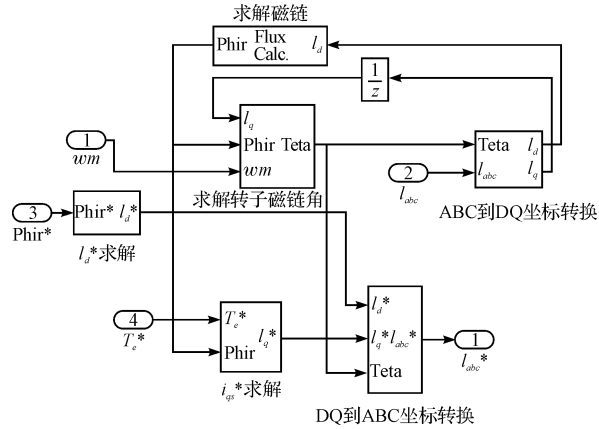


图2 矢量控制模型

由矢量方程和磁链定向角 $\theta = \int (\omega_n + \lambda) dt$ 可得到矢量控制环节,该环节在旋转坐标系下求解,最后转化为静态坐标系下的电流 $I_{abc}$ 输出。电流比较脉冲产生器把矢量控制环节输出的三相电流与反馈电流进行比较并整形处理产生六相脉冲信号输出。为了使仿真模型速度加快,反馈环节的传递函数采用1阶延迟环节。

### 4 仿真与结果

电机空载时,在给定期望转速情况下,转速从零开始加速,定子电压、电流、转矩、转速的动态调节过程如图3所示;电机在空载稳定运行过程如图4所示;刻画稳态运行的微观状态如图5所示。

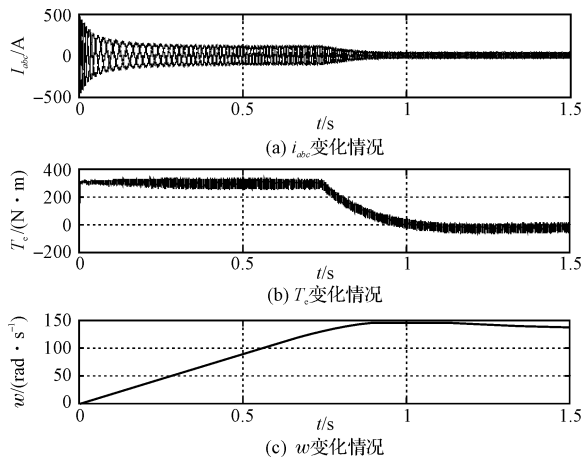


图3 空载启动

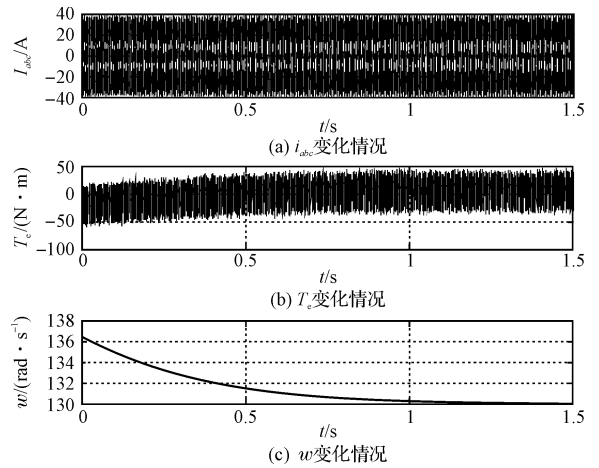


图4 空载稳态运行

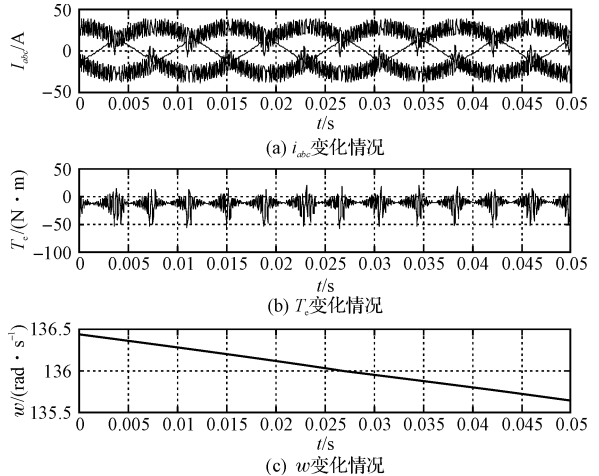


图5 稳态运行微观状态

在实际电机工作中,通常会在电机运行过程中改变转速。稳定运行时,通过转速阶跃函数突然改变转速时运行状态如图6所示;稳定运行时,通过阶跃函数加载转矩的情况如图7所示;电机在上一仿真的稳定运行状态的基础上,通过转速和转矩阶跃函数给定转速和转矩,实现了电机先调节转速后加载转矩的动态仿真过程,如图8所示。

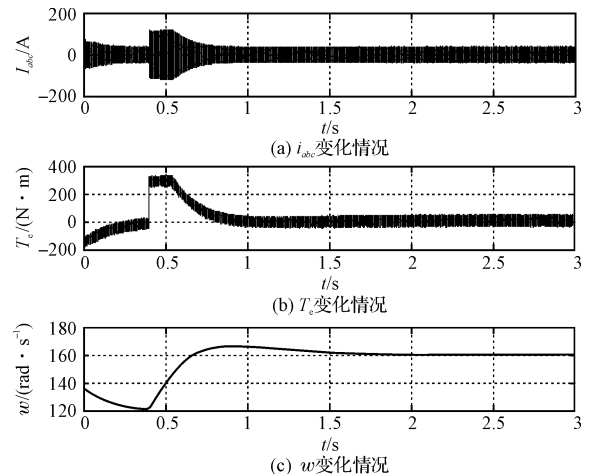


图6 改变转速运行

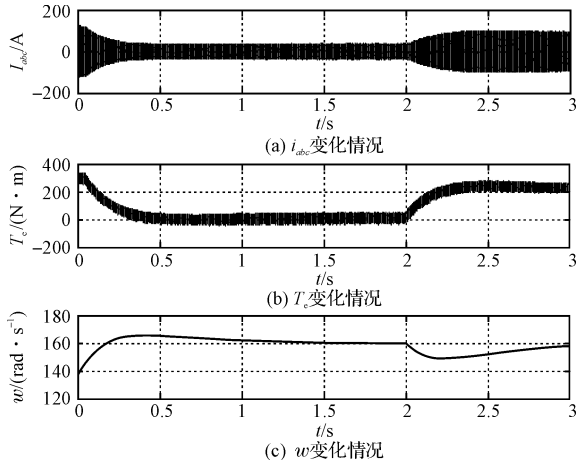


图 7 改变转距运行

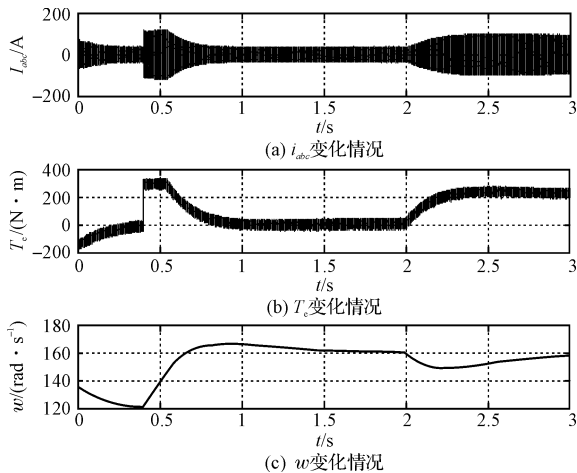


图 8 先变速后加载运行

从图 3 可以看出:电机从零速开始加速,定子电流  $I_{abc}$ 、转矩  $T_e$ 、转速  $\omega$  的变化过程。在  $t=0$  s 时刻,电机转速为 0,空载启动转矩为  $300 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,电流以给定的最大电流启动,为全压  $800 \text{ V}$  启动。 $t=0.75$  s 时,在转速稍有超调后,稳定在  $130 \text{ rad/s}$ ,电流下降为空载电流,转矩下降为空载转矩。

图 4 为图 3 的空载稳定运行状态,从图中可以看出空载稳态运行的电流、转矩、转速情况,其中,转速稳定在  $130 \text{ rad/s}$ ,转矩稳定在空载转矩,电流稳定在空载电流。

图 5 为图 4 的放大情况,显示了稳态运行微观情况,从图中可以看出,定子电流  $I_{abc}$  (A) 的  $20 \text{ A}$  波段,这是由电流控制器产生的<sup>[10]</sup>。

从图 6 中可以看出在空载稳定运行的  $t=0.4$  s 时刻,通过转速阶跃函数突然将转速由  $130 \text{ rad/s}$  增加至  $160 \text{ rad/s}$  时,转矩  $T_e$  和电流  $I_{abc}$ 、随着给定转速的突变急剧增大,转速经过  $1.5$  s 的调整期后,稳定在  $160 \text{ rad/s}$ 。

从图 7 中可以看出,在稳态运行  $t=2$  s 时刻,通过

转矩阶跃函数突然加载,经过  $0.5$  s 的调整期后,转矩最后稳定在  $200 \text{ N} \cdot \text{m}$ ,整个过程电流、转速变化平缓,表明电机速度的良好动态调节特性。

图 8 为先变速后加载运行的情况,在  $0.4$  s 时刻将转速增加至  $160 \text{ rad/s}$ , $0.5$  s 后转矩、转速、定子电流渐趋于稳定, $0.4$  s ~  $0.9$  s 期间转矩和定子电流均有一个跟随转速变化的过程;在  $2$  s 时刻转矩加载至  $200 \text{ N} \cdot \text{m}$ , $0.5$  s 后三者渐趋于稳定, $2$  s ~  $2.5$  s 期间电流、转矩、转速变化平缓,表明电机速度的良好动态调节特性。

## 5 结束语

在本研究中,异步电机通过坐标变换理论,把异步电机的定子电流也解耦成电流分量和转矩电流分量分别加以控制。与此同时,笔者建立了异步电机矢量控制调速模型对电机在空载启动、稳定运行、突然变速和突然加载情况下进行仿真。仿真结果表明了异步电机通过矢量控制技术可以获得跟直流电机一样良好动态调节特性。

## 参考文献 (References):

- [1] ZHANG Chun-peng, LIN Fei, SONG Wen-chao, et al. Rotor flux estimator of induction motor based on stator current vector orientation[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2003, 23 (8): 155-158.
- [2] 贺益康. 交流电机的计算机仿真[M]. 北京: 科学出版社, 1990.
- [3] HANCOCK N N. Matrix Analysis of Electrical Machinery [M]. 2nd. ed. London Oxford pergamon, 1974.
- [4] CHEN F, DUNNIGAN M W. Sliding-mode torque and flux control of an induction machine [J]. *IEEE Proceedings: Electric Power Applications*, 2003, 150(2): 227-236.
- [5] PERESADA S, TILLI A. Indirect stator flux-oriented output feedback control of a doubly fed induction mechine [J]. *IEEE Transaction on Control System Technology*, 2003, 11(6): 875-888.
- [6] OHNISHI K. Decoupling control of secondary flux and secondary current in induction motor drive with controlled voltage source and its comparison with volts/hertz control [J]. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1985: IA-21(1).
- [7] 高景德, 王祥衍, 李发海. 交流电机及其系统的分析 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1993.
- [8] 李辉, 杨顺昌, 廖勇. 并网双馈发电机电网电压定向励磁控制的研究 [J]. *中国电机工程学报*, 2003, 23(8): 159-162.
- [9] TAKAHASHI I, NOGUCHI T. A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor [C]// *IEEE Trans. IA*, vol IA-22, Sep/Oct, 2004: 820-827.
- [10] 邹乾, 李兴根. 步进电机的自适应 PI 调速系统 [J]. *轻工机械*, 2009, 27(1): 73-75. [编辑: 张翔]