

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2015.04.008

大功率牵引交流感应电动机的混合控制方法

李祥飞¹, 崔伟华², 汤琼²

(1. 湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007; 2. 湖南工业大学 理学院, 湖南 株洲 412007)

摘要: 在低速区采用圆形磁链轨迹的间接定子量控制, 通过计算定子磁链的周期变化量来获得定子电压矢量信息, 从感应电动机的数学模型入手, 建立交流感应电动机的磁链观测器模型, 利用电磁转矩脉动理论分析间接定子量控制适宜于低速范围; 在高速区采用十八边形磁链轨迹的转矩控制方法, 以实现交流感应电动机全速域控制。试验结果验证了该方式的有效性。

关键词: 感应电动机; 间接定子量控制; 磁链模型; 转矩脉动

中图分类号: TM346

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2015)04-0036-04

Hybrid Control Method of High Power Drive AC Induction Motor

Li Xiangfei¹, Cui Weihua², Tang Qiong²

(1. School of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China;
2. School of Science, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

Abstract: In the low speed range, indirect stator-quantities control of circular stator flux linkage was adopted and the stator voltage vector was obtained by calculating the periodic variation of stator flux. Flux observer model was established according to mathematical model of induction motor. Electromagnetic torque ripple theory analysis showed that the indirect stator-quantities control was applicable to the low speed range. In high speed range, the torque control of eighteen-corner stator flux linkage was adopted to realize all speed control of AC induction motor. The experimental results verified the effectiveness of the method.

Keywords: induction motor; indirect stator-quantities control; flux model; torque ripple

六边形磁链的直接转矩控制方法^[1-5] (direct torque control, DTC) 结构简单, 开关频率低, 特别适用于大功率逆变器传动系统, 但是六边形磁链的DTC方法存在电流谐波大, 低速性能差的缺陷。近几年, 国内外学者提出了多种改进方法^[2-6], 这些方法不同程度上改善了DTC的低速性能, 但是也在一定程度上使传统DTC复杂化。目前, 圆形磁链轨迹的间接定子量控制方法 (indirect stator-quantities control, ISC) 结构简单, 越来越受到人们重视。因此, 本文提出了大功率牵引交流感应电动机的混合控制方法,

即低速区采用间接定子量控制^[2], 高速区采用十八边形磁链直接转矩控制^[3]。先从异步电机的数学模型入手, 建立异步电机的磁链观测器模型, 计算电机磁链物理量, 再结合文献[5]的电磁转矩脉动分析理论, 说明本文方法既有高性能的低速区, 又能有效地消除高速区定子电流谐波。

1 间接定子量控制原理

ISC 是根据实际磁链和转矩及其给定值计算出

收稿日期: 2015-05-16

基金项目: 湖南省高校产业化培育基金资助项目 (13CY018), 国家自然科学基金资助项目 (61473117)

作者简介: 李祥飞 (1969-), 男, 湖南株洲人, 湖南工业大学教授, 博士, 主要从事电力传动控制方面的研究,

E-mail: 445912804@qq.com

定子磁链的变化量,再计算出定子电压矢量,以有效地实现异步电机的控制^[3]。

在第 k 个控制周期中,假定定子磁链位角增量为 $\Delta X_{s,k}$,定子磁链幅值增量为 $Y_{s,k}$,则第 $k+1$ 时刻的定子磁链矢量 $\vec{\psi}_{s,k+1}$ 为

$$\vec{\psi}_{s,k+1} = \left[(1 + Y_{s,k}) e^{j\Delta X_{s,k}} \right] \cdot \vec{\psi}_{s,k}, \quad (1)$$

一个控制周期的定子磁链位角增量 $\Delta X_{s,k}$ 较小,因此,定子磁链变化量 $\Delta \vec{\psi}_{s,k}$ 为

$$\Delta \vec{\psi}_{s,k} \approx \left[Y_{s,k} + j\Delta X_{s,k} \right] \cdot \vec{\psi}_{s,k} \quad (2)$$

式(1)~(2)中:

定子磁链幅值增量 $Y_{s,k}$ 是由定子磁链给定值 $\psi_{s,k}^*$ 及其实际值的幅值 $|\vec{\psi}_{s,k}|$ 通过比例调节器得到,即

$$Y_{s,k} = p \cdot (\psi_{s,k}^* - |\vec{\psi}_{s,k}|); \quad (3)$$

定子磁链位角增量 $\Delta X_{s,k}$ 是稳态位角增量 $\Delta X_{so,k}$ 和动态位角增量 $\Delta X_{sd,k}$ 的和,即

$$\Delta X_{s,k} = \Delta X_{so,k} + \Delta X_{sd,k}, \quad (4)$$

其中,稳态位角增量为

$$\Delta X_{so,k} = (\omega_k + \omega_k^*) \cdot T_s, \quad (5)$$

ω_k 为转子角频率^[3], ω_k^* 为转差频率给定值, T_s 为控制周期,动态位角增量 $\Delta X_{sd,k}$ 由 ω_k^* 和实际转差频率 ω_k 经过比例调节器得到^[3]。

定子电压矢量为

$$\vec{u}_{s,k} = R_s \cdot \vec{i}_{s,k} + \frac{d\vec{\psi}_{s,k}}{T_s}. \quad (6)$$

2 磁链观测模型

异步电动机的电流和电压都是在静止坐标系中测量得到。在静止坐标系中,电机数学模型为

$$\vec{u}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt}, \quad (7)$$

$$\vec{u}_r = R_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} - j\omega \vec{\psi}_r. \quad (8)$$

式(7)~(8)中: \vec{u}_s, \vec{u}_r 分别为定子、转子电压矢量;

R_s, R_r 分别为定子、转子内阻; \vec{i}_s, \vec{i}_r 分别为定子、转子电流矢量; $\vec{\psi}_s, \vec{\psi}_r$ 分别为定子、转子磁链矢量; ω 为转子转速。

磁链矢量与电流矢量分别为

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r, \quad (9)$$

$$\vec{\psi}_r = L_m \vec{i}_s + L_r \vec{i}_r, \quad (10)$$

式(9)~(10)中, L_s, L_r, L_m 分别为定子自感、转子自感和定转子互感。

电磁转矩为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\vec{\psi}_s \otimes \vec{\psi}_r). \quad (11)$$

式中: p_n 为极对数; $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ 。

将式(9)和式(10)代入式(7)和式(8)得

$$\frac{d\vec{\psi}_s}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s L_r} \vec{\psi}_s + \frac{L_m R_s}{\sigma L_s L_r} \vec{\psi}_r + \vec{u}_s, \quad (12)$$

$$\frac{d\vec{\psi}_r}{dt} = \frac{L_m R_r}{\sigma L_r L_s} \vec{\psi}_s + \left(j\omega - \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) \vec{\psi}_r. \quad (13)$$

将式(12)和式(13)写成以定子、转子磁链为状态变量的状态方程^[5]

$$\begin{bmatrix} \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \\ \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\psi}_s \\ \vec{\psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \vec{u}_s, \quad (14)$$

式中: $a_{11} = -\frac{R_s}{\sigma L_s L_r}$; $a_{12} = \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r}$; $a_{21} = \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r}$;

$a_{22} = j\omega - \frac{R_r}{\sigma L_r}$ 。

为了提高式(22)中定、转子磁链的计算精度,引入电机磁链的定子补偿电流PI控制器

$$\vec{i}_{es} = k_p (\vec{i}_s - \hat{\vec{i}}_s) + k_i \int (\vec{i}_s - \hat{\vec{i}}_s) dt, \quad (15)$$

式中, k_p, k_i 分别为比例、积分系数。可将定子补偿电流PI控制器看成更一般的状态反馈控制器,建立与式(14)类型的电机状态观测器模型,即

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\vec{\psi}}_s}{dt} \\ \frac{d\hat{\vec{\psi}}_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\vec{\psi}}_s \\ \hat{\vec{\psi}}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \vec{u}_s + \mathbf{G} (\vec{i}_s - \hat{\vec{i}}_s). \quad (16)$$

式(15)~(16)中:“ $\hat{}$ ”为观测量; \mathbf{G} 为误差反馈增益矩阵,设计 \mathbf{G} 可以恰当地配置极点,使观测器模型稳定。在工程中,可将状态反馈控制器改由式(15)的PI控制器来实现观测器的稳定性,计算定、转子磁链量。

3 间接定子量控制的转矩脉动分析

将式(12)和式(13)离散为^[5]:

$$\vec{\psi}_{s,k+1} = \vec{\psi}_{s,k} + T_s \left(\frac{L_m R_s}{\sigma L_s L_r} \vec{\psi}_{r,k} - \frac{R_s}{\sigma L_s L_r} \vec{\psi}_{s,k} + \vec{u}_{s,k} \right), \quad (17)$$

$$\vec{\psi}_{r,k+1} = \vec{\psi}_{r,k} + T_s \left[\frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} \vec{\psi}_{s,k} + \left(j\omega - \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) \vec{\psi}_{r,k} \right]. \quad (18)$$

式(11)可表示为

$$T_{e,k+1} = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} [\vec{\psi}_{s,k+1} \otimes \vec{\psi}_{r,k+1}] \quad (19)$$

在ISC中,定子磁链轨迹保持圆形,定子磁链幅值增量 $Y_{s,k}$ 很小,在考虑转矩脉动时, $Y_{s,k}$ 可忽略不计。根据式(1)得到第 $k+1$ 时刻的定子磁链矢量 $\vec{\psi}_{s,k+1}$ 为

$$\vec{\psi}_{s,k+1} = \vec{\psi}_{s,k} + \Delta\vec{\psi}_{s,k} \approx (1 + j\Delta X_{s,k}) \cdot \vec{\psi}_{s,k} \quad (20)$$

将式(18)和式(20)代入式(19)中,有

$$T_{e,k+1} = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left\{ (1 + j\Delta X_{s,k}) \cdot (\vec{\psi}_{s,k} \otimes \vec{\psi}_{r,k}) + T_s (1 + j\Delta X_{s,k}) \cdot \left[\frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} \cdot (\vec{\psi}_{s,k} \otimes \vec{\psi}_{s,k}) + \left(j\omega - \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) \cdot (\vec{\psi}_{s,k} \otimes \vec{\psi}_{r,k}) \right] \right\} \quad (21)$$

由 $\vec{\psi}_{s,k} \otimes \vec{\psi}_{s,k} = 0$, $T_{e,k} = \frac{3}{2} p_n \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} [\vec{\psi}_{s,k} \otimes \vec{\psi}_{r,k}]$ 可得

$$\Delta T_{e,k} = T_s \left(j\omega - \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) T_{e,k} + T_{e,k} j\Delta X_{s,k} \left(1 + j\omega T_s - T_s \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) \quad (22)$$

低速时位角增量 $\Delta X_{s,k}$ 和转速 ω 都较小,因此转矩脉动小,系统性能优越^[5]。在低速区,可以适当增长控制周期来降低功率器件的开关频率,减小器件开关损耗,而不会明显增加转矩脉动,这在大功率异步电机控制中是非常有益的,因此ISC适合于大容量、低速范围调速。在高速区,随着转子转速越来越高和位角增量逐步增大,转矩脉动将越来越大,系统性能变得越来越差,ISC不适合于高速范围调速。

4 十八边形磁链的转矩控制原理

在高速区采用十八边形磁链轨迹的转矩控制方法^[7],三相两点式逆变器开关元件的通断可组成8个开关状态,这些状态分别对应8个电压空间矢量 $u_0 \sim u_7$,其中 u_0 和 u_7 为零电压空间矢量,DTC的结构如图1所示。十八边形磁链轨迹的转矩控制原理:当定子磁链矢量的端点位于区间S1时,在电压矢量 u_1 的作用下,沿六边形轨迹运动。当 $\psi_{\beta c} \leq -K * \psi_{sg}$ (K 小于1, $\psi_{\beta c}, \psi_{sg}, \psi_{\beta a}$ 为定子磁链分量)时,切换到电压矢量 u_2 ,在 u_2 的作用下,定子磁链矢量的端点不再沿六边形轨迹运动,而是向内折角,按新的轨迹运动;当 $\psi_{\beta a} \leq K * \psi_{sg}$ 时,切换到电压矢量 u_1 ,定子磁链矢量的端点在 u_1 的作用下运动;当 $\psi_{\beta c} \leq -\psi_{sg}$ 时,切换到电压矢量 u_2 ,此时定子磁链矢量的端点沿六边形轨迹运动,如此循环往复。根据不同的判断依据切换电压矢量,则形成了折角的十八边形磁链轨迹。

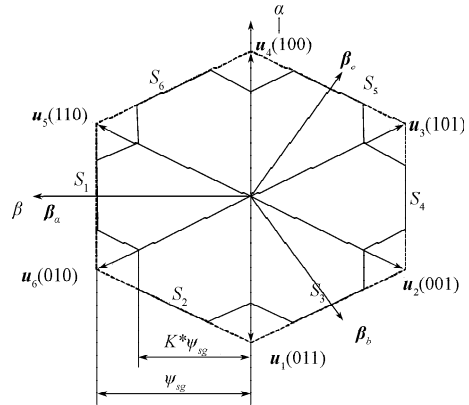
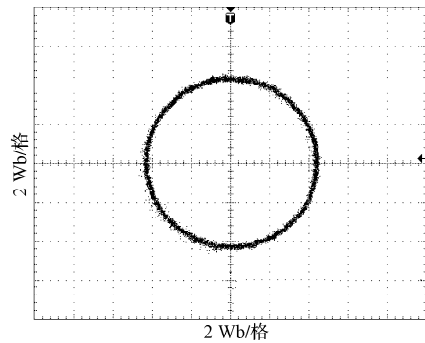


图1 十八边形定子磁链曲线

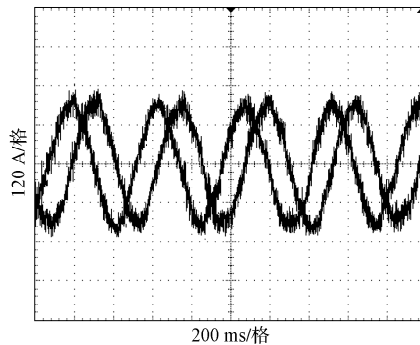
Fig. 1 The eighteen-corner stator flux curve

5 试验结果与分析

本试验在DSP微处理器交流传动平台完成。电机低速时,采用间接定子量控制方法。电机低速为200 r/min时,定子磁链相平面曲线和定子电流 α, β 两分量如图2所示。由图可知,间接定子量控制的定子磁链轨迹为圆形,定子电流波形呈正弦波形,谐波小。电机高速时,采用十八边形直接转矩控制。电机高速为1500 r/min时,定子磁链轨迹和定子电流 α, β 两分量如图3所示。由图可知,定子磁链轨迹为折角十八边形,定子电流波形接近正弦波形。



a) 定子磁链轨迹



b) 定子电流 α, β 分量

图2 转子低速时的试验结果图

Fig. 2 Experimental results of rotor at low speed

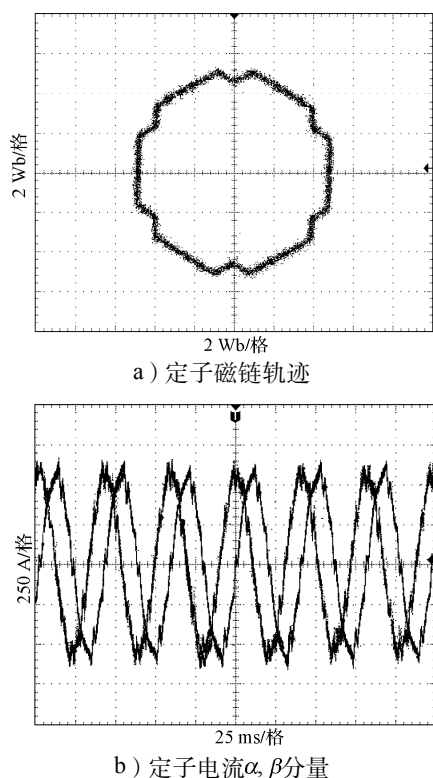


图3 转子高速时的试验结果图

Fig. 3 Experimental results of rotor at high speed

6 结语

十八边形磁链轨迹方案较六边形磁链轨迹方案而言,开关频率增加不多,且能有效地削弱定子电流的谐波分量。而间接定子量控制低速性能好。将这两种控制组成混合控制方法,实现了交流感应电机全速度范围的调速。

参考文献:

- [1] 刘洋,王钦若,陈思哲.永磁同步电机双模糊自适应直接转矩控制[J].微电机,2015,48(2):37-42.
Liu Yang, Wang Qinruo, Chen Sizhe. Research on PMSM

- Double Fuzzy Adaptive Direct Torque Control[J]. Micromotors, 2015, 48(2): 37-42.
- [2] 李祥飞,王坚.基于Matlab的异步电机间接定子量仿真研究[J].变流技术与电力牵引,2007(4):52-55.
Li Xiangfei, Wang Jian. Matlab Simulation Research on Indirect Stator-Quantities of Asynchronous Motor[J]. High Power Converter Technology, 2007(4): 52-55.
- [3] 李祥飞,邹莉华,王坚.十八边形磁链直接转矩控制系统的设计[J].电力电子技术,2009,43(2):31-32.
Li Xiangfei, Zou Lihua, Wang Jian. Design on Direct Torque Control System of Eighteen-Corner Flux[J]. Power Electronics, 2009, 43(2): 31-32.
- [4] 张永平.一种新型高性能直接转矩控制系统研究[J].电力电子技术,2014,48(4):5-7.
Zhang Yongping. A New High-Performance Technology for Direct Torque Control of Induction Motors[J]. Power Electronics, 2014, 48(4): 5-7.
- [5] 袁登科,陶生桂.一种感应电机直接转矩控制系统性能改善方案[J].中国电机工程学报,2005,25(8):151-155.
Yuan Dengke, Tao Shenggui. An Improved Scheme of the Direct Torque Control System of Induction Motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(8): 151-155.
- [6] 王坚,桂卫华,年晓红,等.牵引电机无速度传感器间接定子量控制系统研究[J].铁道学报,2010,32(6):17-21.
Wang Jian, Gui Weihua, Nian Xiaohong, et al. Study on Speed Sensorless Indirect Stator-Quantities Control System of Traction Motor[J]. Journal of the China Railway Society, 2010, 32(6): 17-21.
- [7] 王坚,桂卫华,奚国华,等.基于Matlab的异步电机直接转矩控制系统的建模与仿真[J].电机与控制应用,2006,33(12):3-8.
Wang Jian, Gui Weihua, Xi Guohua, et al. Modeling and Simulation of Asynchronous Motor Direct Torque Control System Based on Matlab[J]. Electrics Machines & Control Application, 2006, 33(12): 3-8.

(责任编辑:邓彬)