

# 转子磁链角在线校正的异步电机矢量控制系统研究与实现<sup>\*</sup>

任志斌, 许 斌, 王 喆, 温路佳

(江西理工大学 电气工程与自动化学院, 江西 赣州 341000)

**摘 要:** 为保证转子磁链定向准确, 提出了一种在线校正转子磁链角的方法。通过检测空间电压矢量 PWM 中的零电压矢量期间相电流的变化量, 计算得到转子磁链的准确角度, 经调节器在线调节转差角频率大小, 从而校正转子磁链角, 达到了提高电机控制性能的目的。通过试验验证了理论的正确性和方法的有效性。

**关键词:** 异步电机; 在线校正; 空间电压矢量; 相电流; 转子磁链定位

**中图分类号:** TM 343 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)06-0012-05

## Research and Realization of Induction Motor Vector Control System for Online Correction of Rotor Flux Angle<sup>\*</sup>

REN Zhibin, XU Bin, WANG Zhe, WEN Lujia

(School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology, Ganzhou 341000, China)

**Abstract:** In order to ensure the orientation accuracy of rotor flux, a method of on-line correction of rotor flux linkage angle was proposed. By measuring the variation of phase current during zero voltage vector in space voltage vector PWM, the accurate angle of rotor flux could be calculated. The regulator adjusts the frequency of the slip angle online to correct the rotor flux angle so as to improve the motor control performance. The correctness of the theory and the validity of the method were verified through experiments.

**Key words:** asynchronous motor; online calibration; space voltage vector; phase current; rotor flux linkage positioning

### 0 引 言

间接磁场定向的异步电机矢量控制系统由于其优异的解耦控制性能、宽调速范围、低速运行可靠且相对容易实现等优点在较多场合得到了应用<sup>[1]</sup>。异步电机实现完全解耦控制的前提是磁链准确定向, 其在很大程度上取决于电机参数的准确性。然而, 异步电机的参数受到周围环境和运行条件的影响, 通常呈现出一定的时变特性<sup>[2]</sup>。因此, 要获得准确的转子磁链角, 就需要在运行过

程中不断修正电机参数。

国内外学者对磁场准确定向也进行了深入研究, 主要分析了转子时间常数对磁链定向准确性的影响, 并提出了在线辨识转子时间常数的方法。文献[3]提出了利用定位出现偏差时转矩在  $dq$  轴和  $\alpha\beta$  轴上的观测差异来补偿转差角频率的转子磁链角在线校正方法。文献[4]将铁损等考虑到参数模型中, 提出了一种新的转子时间常数表达式。文献[5]提出通过设计补偿器的方法在线估计转子时间常数。文献[6]提出了基于转子  $q$

<sup>\*</sup> 基金项目: 国家自然科学基金项目(51007033); 江西省教育厅 2014 年度科学技术研究项目(GJJ14440)

作者简介: 任志斌(1967—), 男, 教授, 博士, 研究方向为电动车控制技术及伺服控制技术。

许 斌(1993—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

轴磁链误差的转子磁场定向校正方法,但该方法的磁链校正精度受定子电阻变化以及死区的影响较大。文献[7]考虑了低速时电机参数变化导致转子磁链定向不准,提出了基于减法聚类转子磁链在线辨识方法,但该方法需要建立较为复杂的数学模型。文献[8]提出一种采用定子电流与定子磁链的点乘闭环来校正磁链定向的方法,该方法不受定子电阻的影响,同时还考虑了死区补偿,但未考虑定子电感等参数变化的影响。文献[9]提出根据准确定向时转子磁链  $q$  轴分量应为零的特点来校正转子磁链定向的方法,但该方法中转子磁链观测器存在奇异点,容易造成系统启动出现振荡。此外,模型参考自适应、卡尔曼滤波、神经网络及滑模观测器等方法也被应用到异步电机的参数辨识中<sup>[10-13]</sup>,但这些方法理论复杂,实用性较差。

为了实现转子磁链的准确定向,本文通过检测零电压矢量期间相电流变化量来计算得到实际转子磁链角,将由转差频率得到的转子磁链角与实际转子磁链角进行比较,通过 PI 调节器输出调节转差角频率,最终校正转子磁链定向。由于该方法通过相电流变化量来得到实际转子磁链角,不涉及电机参数,因此可以有效解决运行过程中电机参数变化引起的转子磁链定向不准确的问题。通过试验验证了该方法的有效性。

## 1 转子磁链角在线计算的方法

20 世纪 80 年代,德国学者 H.W. Vander Broek 等<sup>[14]</sup>提出了电压空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM)控制技术。SVPWM 是一种优化的脉宽调制(Pulse Width Modulation, PWM)算法,以三相对称正弦波电源供电时交流电机产生的理想磁链圆为基准,由三相功率逆变器的 6 个功率开关元件组成的特定开关模式产生的脉宽调制波,使逆变器输出的电流波形接近于正弦波,最终在电动机空间形成一个圆形的旋转磁场<sup>[15]</sup>。该控制算法与传统的正弦脉宽调制相比,直流母线电压利用率提高 15%,有更好的谐波抑制效果,且更容易数字化实现<sup>[16-17]</sup>。

逆变器工作在 SVPWM 第一扇区的导通状态如图 1 所示。在图 1 的 2 个 PWM 周期中,标志了  $U_0$  电压矢量作用时间。图 2(a)为  $U_0$  电压矢量

作用期间逆变桥及电动机负载流通回路,电流方向如图 2(a)中箭头所示,忽略定子电阻的影响,其等效电路如图 2(b)所示。

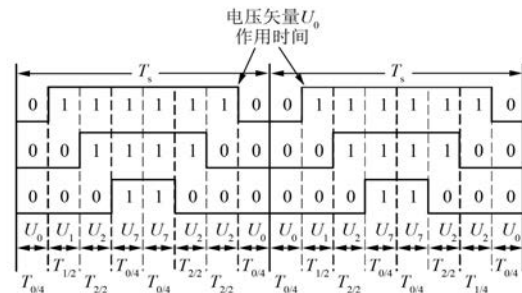
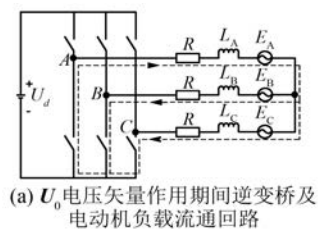
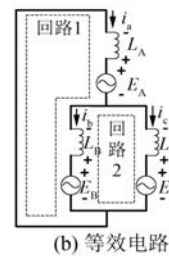


图 1 第一扇区 SVPWM 波形图(2 个 PWM 周期)



(a)  $U_0$  电压矢量作用期间逆变桥及电动机负载流通回路



(b) 等效电路

图 2 逆变器及电动机负载在第一扇区 SVPWM 的

$U_0$  电压矢量作用时工作情况

由图 2(b)可知,当对电机通  $U_0$  电压矢量时,电路处于一个续流的状态,三相逆变桥下桥臂的 3 个开关管全部导通,上桥臂的 3 个开关管全部关断,电流从 A 相绕组流进,从 B、C 相绕组流出。这时各相的同步电感所储存的能量就相当于电源,各相反电动势就相当于负载,而反电动势与转子磁链角度密切相关。因此,根据基尔霍夫电压定律,可由图 2(b)等效电路中的回路 1 和回路 2 得到其电压平衡方程如下:

$$-L_A \frac{\Delta i_A}{\Delta t} + E \sin \theta - L_B \frac{\Delta i_B}{\Delta t} + E \sin(\theta - 120^\circ) = 0 \quad (1)$$

$$L_B \frac{\Delta i_B}{\Delta t} - E \sin(\theta - 120^\circ) - L_C \frac{\Delta i_C}{\Delta t} + E \sin(\theta + 120^\circ) = 0 \quad (2)$$

式中:  $\Delta i_A, \Delta i_B, \Delta i_C$ ——A、B、C 三相绕组在  $U_0$  作用期间相电流的变化量;

$L_A, L_B, L_C$ ——A、B、C 三相绕组同步电感;

$E$ ——反电动势幅值;

$\theta$ ——转子磁链角。

由于三相绕组对称,故  $L_A = L_B = L_C = L_s$ 。且有  $\Delta i_A + \Delta i_B + \Delta i_C = 0$ , 令  $K = \frac{\Delta i_A}{\Delta i_B}$ , 当  $\Delta i_B \neq 0$  时, 由式(1)、式(2)可得:

$$\theta = \arctan\left(-\frac{\sqrt{3}K}{2+K}\right) \quad (3)$$

通过式(3)可以看出,转子磁链角仅与  $K$  有关。因此,如何准确得到相电流的变化量是该方法实现的关键。

## 2 相电流变化量获取时刻的确定

对本文所提出的方法,关键是相电流变化量的准确获取,所以对电流采样的要求也比较高。为了获取的采样值方便计算,使得相电流的变化量尽可能的大,可以选取  $T_0$  较大的时刻进行电流采样。由 SVPWM 算法可知:

$$T_1 = \frac{2U_s}{\sqrt{3}U_d} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) \quad (4)$$

$$T_2 = \frac{2U_s}{\sqrt{3}U_d} T_s \sin\varphi \quad (5)$$

式中:  $U_s$ ——合成电压矢量幅值;

$U_d$ ——直流母线电压;

$T_s$ ——PWM 周期;

$\varphi$ ——扇区内合成电压矢量的角度。

其中,  $T_s$  程序设置以后为一个定值,可得:

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 = T_s - \frac{2U_s}{\sqrt{3}U_d} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} + \varphi\right) \quad (6)$$

由于  $\varphi$  为扇区内的角度,故  $\varphi$  的变化范围为  $0^\circ \leq \varphi \leq 60^\circ$ 。由式(6)可知,当  $\varphi = 0^\circ$  或  $\varphi = 60^\circ$  时,  $T_0$  是最大的,因此可以选择  $\varphi = 0^\circ$  或  $\varphi = 60^\circ$  时进行电流采样。在 PWM 周期内,选取  $U_0$  作用的起始时刻和结束时刻作为电流采样点。

## 3 系统实现及分析

具体实现方法:通过采样第一扇区内  $\varphi = 60^\circ$  时,零电压矢量作用期间 A、B 相相电流的变化量,计算出  $K$  值;然后由式(3)计算出实际转子磁链角,将实际转子磁链角  $\hat{\theta}$  与控制的转子磁链角  $\theta$  进行比较,经过 PI 调节器后输出一个校正量  $\Delta\omega_s^*$ ;将校正量  $\Delta\omega_s^*$  叠加到原转差角频率  $\omega_s^*$  上,得到调节后的转差角频率  $\omega_{sl}^*$ ;再由调节后的转差频率  $\omega_{sl}^*$  加上转子角频率  $\omega$ ,得到校正后的转子磁链角频率  $\omega_i^*$ ;最终使控制的转子磁链角  $\theta$  逼近实际的转子磁链角  $\hat{\theta}$ 。系统控制框图如图 3 所示。

图 3 中虚线部分为磁链校正方法的实现环节。当磁链定向准确时,控制的转子磁链角  $\theta$  等于实际转子磁链角  $\hat{\theta}$ ,PI 调节器输出为零;当控制的转子磁链角  $\theta$  大于实际转子磁链角  $\hat{\theta}$  时,PI 调节器输出一个负的校正量  $\Delta\omega_s^*$ ,将其叠加到原转差角频率  $\omega_s^*$  上,转差角频率  $\omega_{sl}^*$  朝减小的方向调

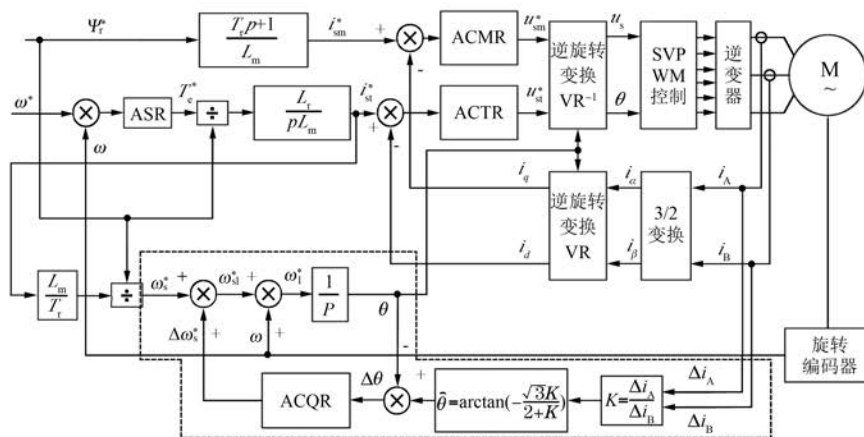


图 3 基于相电流变化量在线调整转差角频率的转差型矢量控制系统

节,使控制的转子磁链角  $\theta$  逐渐减小,直至等于实际转子磁链角  $\hat{\theta}$ ;当控制的转子磁链角  $\theta$  小于实际转子磁链角时,PI 调节器输出一个正的校正量;正的校正量  $\Delta\omega_s^*$  叠加到原转差角频率  $\omega_s^*$  上,转差角频率  $\omega_s^*$  朝增大的方向调节,使控制的转子磁链角  $\theta$  逐渐增大,直至等于实际转子磁链角  $\hat{\theta}$ 。

#### 4 试验结果

试验平台如图 4 所示,主要由开关电源、异步电机和电机驱动器组成。异步电机型号为 YS 50-4,参数:  $R_s = 2.4 \Omega$ ,  $R_r = 1.25 \Omega$ ,  $L_m = 0.041 \text{ H}$ ,  $L_r = L_s = 0.0467 \text{ H}$ ,  $P_N = 40 \text{ W}$ ,  $I_N = 2.4 \text{ A}$ ,  $V_N = 36 \text{ V}$ ,  $f_N = 50 \text{ Hz}$ ,  $n_N = 1400 \text{ r/min}$ 。电机驱动器由实验室研制,主控芯片选用的是 STM32F103C8T6, MOS 管型号为 NCE80H11, SVPWM 开关频率为  $5 \text{ kHz}$ 。



图 4 试验平台

图 5(a)、图 6(a)、图 7(a) 分别为无校正算法稳态时速度给定为  $1000 \text{ r/min}$  的波形、 $d$  轴电压

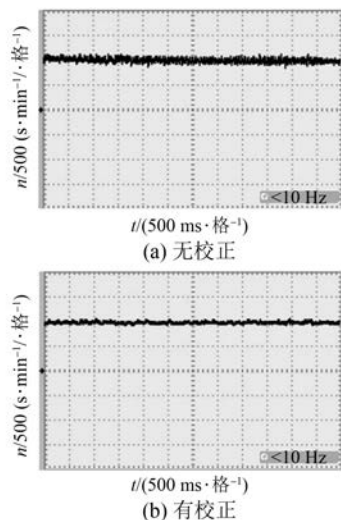


图 5 稳态时速度波形

幅值波形、 $q$  轴电压幅值波形;图 5(b)、图 6(b)、图 7(b) 分别为有校正算法稳态时速度给定为  $1000 \text{ r/min}$  的波形、 $d$  轴电压幅值波形、 $q$  轴电压幅值波形。

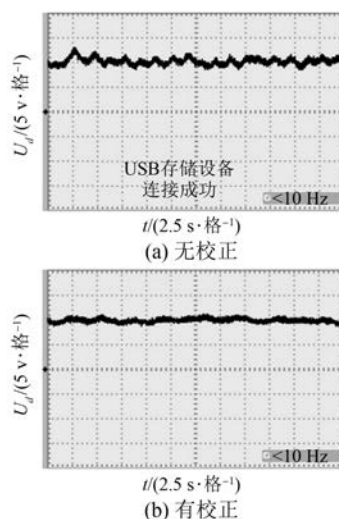


图 6 稳态时  $U_d$  波形

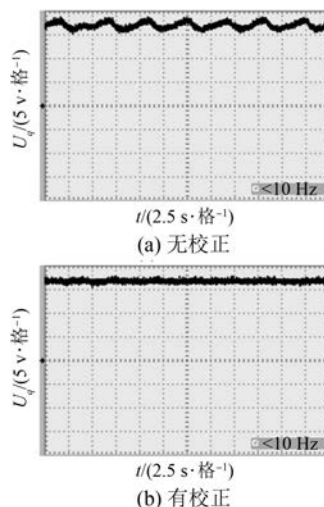


图 7 稳态时  $U_q$  波形

由图 5(a)、图 6(a)、图 7(a) 可以看出,无校正算法的矢量控制系统由于运行过程中电机参数的变化导致转子磁链角定向出现偏差,引起输出转矩的波动和励磁的变化,最终使得转速波动和  $dq$  轴电压幅值的变化较大;图 5(b)、图 6(b)、图 7(b) 分别为加入校正算法的矢量控制系统稳态时速度波形、 $d$  轴电压幅值波形、 $q$  轴电压幅值波形,可以看到校正后的转速波动明显减小, $dq$

轴电压幅值较校正前的波形变化也显著减小。试验结果验证了该校正算法的有效性。

## 5 结 语

针对电机在运行过程中,由于电机参数变化会造成转子磁链定向不准确的问题,本文提出一种检测零电压矢量期间相电流变化量在线校正转子磁链定向的方法。该方法不受电机参数变化的影响,提高了控制系统的鲁棒性。试验结果表明,该方法可以有效地提高转子磁链角的定位精度,改善系统的控制性能,有较好的工程实用价值。

### 【参考文献】

- [1] 陈伯时,陈敏逊.交流调速系统[M].北京:机械工业出版社,2013.
- [2] 李永东.交流电机数字控制系统[M].北京:机械工业出版社,2012.
- [3] 燕俊峰,王晓琳,廖启新.一种利用转矩观测校正异步电机转子磁场定向的方法[J].中国电机工程学报,2015,35(17): 4517-4523.
- [4] MASTOROCOSTAS C, KIOSKERIDIS I, MARGARIS N. Thermal and slip effects on rotor time constant in vector controlled induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(2): 495-504.
- [5] YOO A, HONG C, HA J I. On-line rotor time constant estimation for indirect field oriented induction machine[C]//Energy Conversion Congress and Exposition IEEE, 2013: 3860-3865.
- [6] 孙大南,刘志刚,刁利军,等.牵引电机矢量控制转子磁场准确定向实时校正策略[J].电工技术学报,2011,26(9): 116-123.
- [7] 张今朝,魏海峰.低速工况下感应电机转子磁链在

线辨识方法[J].电机与控制应用,2013,40(4): 6-11.

- [8] 郭磊磊,张兴,杨淑英,等.一种改进的异步电机转子磁场定向校正算法[J].中国电机工程学报,2013,33(24): 127-134.
- [9] 樊扬,瞿文龙,陆海峰,等.基于转子磁链  $q$  轴分量的异步电机间接矢量控制转差频率校正[J].中国电机工程学报,2009,29(9): 62-66.
- [10] 周霞.基于模型参考自适应系统的异步电机参数辨识的研究[D].杭州:浙江大学,2011.
- [11] 李洪宇,王群京,李国丽,等.基于扩展卡尔曼滤波器的电机参数辨识算法[J].电气工程学报,2015,10(5): 34-42.
- [12] WLAS M, KRZEMINSKI Z, TOLIYAT H A. Neural-network-based parameter estimations of induction motors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 55(4): 1783-1794.
- [13] 徐翔.基于滑模观测器的异步电机转速及转子时间常数辨识技术研究[D].合肥:合肥工业大学,2016.
- [14] VAN D B H W, SKUDELNY H C, STANKE G V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors [J]. Industry Applications IEEE Transactions on, 1988, 24(1): 142-150.
- [15] 任志斌.电动机的 DSP 控制技术与实践[M].北京:中国电力出版社,2012.
- [16] JIA Y Y, WANG X D, MAO L L, et al. Application and Simulation of SVPWM in three phase inverter [C]// International Forum on Strategic Technology IEEE, 2011: 541-544.
- [17] 朴秀日.两种 SVPWM 实现方法与 SPWM 的对比研究[J].计量与测试技术,2015(3): 45-46.

收稿日期: 2018 -01 -03

## [主要栏目]

- 综述      · 研究与设计      · 变频与调速      · 控制与应用技术
- 应用      · 运行与保护      · 新产品介绍      · 新能源与风力发电
- 电机系统节能      · 测试技术与检测设备      · 行业信息

引领技术发展趋势

报道经典实用案例

追踪行业最新动态