

变频器控制的异步电机参数辨识研究

李国洪 陈华玉

(天津理工大学自动化学院 天津 300384)

摘要:准确的电机参数对提高电机矢量控制系统的控制质量至关重要。基于电动机的T型等效模型,利用变频器自身的功能给电机注入不同的电压信号,通过检测输出的电压、电流,计算出异步电机的参数。整个辨识过程电机处于静止状态,且不需要额外的硬件。针对变频器的输出误差,除了进行一般的补偿外,还对直流母线电压进行了补偿。最后,在以DSP芯片MC56F84763为核心的电机控制平台上进行了辨识方法的验证。本辨识方法的结果与传统测试方法所得参数值的误差在3%左右。

关键词:参数辨识;变频器;快速傅里叶变换;电压补偿

中图分类号: TM93 TN606 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4031

Parameter identification research for induction motor controlled by inverter

Li Guohong Chen Huayu

(School of Automation, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

Abstract: Accurate motor parameters are essential to improve the quality of motor vector control. The motor was injected of different voltage signals by inverter. Then the values of voltage and current signal was detected and calculated. Based on the T equivalent model, the parameters value of the motor was identified. The motor stay in static state during the process, and no additional hardware is required. For the output error of inverter, in addition to the general compensation, the method of the DC bus voltage compensation is used. Finally, the experiment is verified on the motor control platform in the MC56F84763 DSP chip as the core. The errors of parameter identification results with the values of traditional testing methods are about 3%.

Keywords: parameter identification; inverter; fast Fourier transform; voltage compensation

1 引言

在应用矢量控制技术的电机调速系统中,电机参数参与电机的转子磁链观测和电流解耦计算,电机参数的准确与否,直接关系到电机控制的质量。因此,电机矢量控制系统对于电机参数具有很高的依赖性^[1]。电机参数辨识方法可分为离线辨识法和在线辨识法两种。在线辨识法虽然可以跟踪电机在运行过程中工况的改变而造成的参数改变,但是其实现方法复杂,运算量极大,多停留在理论研究层面^[2-3]。另一方面,传统的电机空载、堵转实验原理简单,通常以该结果作为电机的标准参数,但需要电机脱载和堵转设备,在一般场合不便于操作^[4]。故此,本文介绍了一种静止状态下的离线参数辨识实施方案,即通过变频器分别生成直流电压进行定子电阻辨识,单相电压试验

辨识转子电阻和漏感参数以及SVPWM控制下的空载试验进行互感参数辨识。另外,本文将直流母线电压补偿也作为变频器输出误差补偿的一项,从而使逆变PWM输出更趋于精确。

2 异步电机参数辨识原理

三相异步电机的电气模型相当复杂,通过适当的数学模型简化可以得到静止状态下,异步电机的T型等效电路模型^[5-7],如图1所示。图1中, R_s 和 R_r 分别是定子电阻和折算后的转子电阻, $L_{s\sigma}$ 和 $L_{r\sigma}$ 分别为定子漏感和折算后的转子漏感, L_m 为电机互感。在辨识过程中,一般认为 $L_{s\sigma}=L_{r\sigma}$ 。本文的辨识方法就是依此等效电路进行参数计算。

本辨识方法完全利用变频器的各种硬件资源,包括电

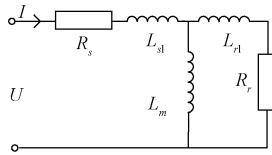


图1 电机T型等效电路模型(单相)

压逆变,直流母线电压采样和相电流检测等。在电机初次运行启动之前,由控制器根据电机铭牌参数先运行该电机参数辨识程序,计算出电机的各项参数,然后即可进行变频调速控制。如图2所示为变频器的结构,注入电机的电压信号可由变频器逆变部分电路的6只开关管不同的开关状态组合实现。

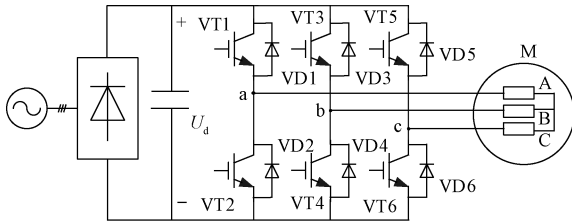


图2 三相变频器主电路结构

2.1 定子电阻直流试验

直流试验的直流小电压由直流母线电压斩波得到的高频脉冲电压替代。在图2中,保持开关管VT5、VT6断开,从而使电机C相绕组悬空;加在开关管VT1~VT4栅极的信号 \$u_{g1}\$ 与 \$u_{g4}\$ 同相, \$u_{g2}\$ 与 \$u_{g3}\$ 同相,并且这两组信号在相位上互补,两组开关管VT1、VT4和VT2、VT3交替导通,这样在a、b两端就产生了交变的方波电压。经过电机绕组线圈的滤波,A、B两相上即通过了近似为直流的电流,其负载即为A、B两相的定子电阻串联。设 \$u_{g1}\$ 和 \$u_{g4}\$ 的脉冲宽度为 \$D\$,则一个斩波周期中,输出的电压平均值为:

$$U_0 = (2D-1)U_d \quad (1)$$

因为电机的定子电阻一般较小,加载在电机上的直流电压也较小,所以定子电阻辨识必须考虑开关管和续流二极管的导通压降的影响。采用增量比法可以有效的减小上述固定误差的影响。调整 \$D\$ 的大小,得到不同的电压和电流,实际的电流大小由霍尔电流传感器测量,然后,经过ADC转换并进行平均值滤波后存储在DSP中。利用以上数据即可计算得到定子电阻:

$$R_s = \frac{U_d \cdot (D_2 - D_1)}{I_{d2} - I_{d1}} \quad (2)$$

2.2 漏感和转子电阻辨识的单相试验

逆变器输出的单相正弦电压作为试验的电压源。此时,电机处于堵转状态,可认为图1中的励磁支路开路。这样,图1中的电路可以简化为定、转子漏感和电阻串联的形式。具体方法为:设置逆变器的开关状态,使C相桥臂关断,A相和B相组成的H桥工作于双极性SPWM的

逆变方式。可以通过调整调制度 \$M\$ 的大小来改变逆变器输出的单相电压的幅值。当绕组中电流接近额定电流并稳定后,选择电压过零点的时刻对电流进行采样,在一个周期共采样 \$N\$ 点。

基波周期内的电流采样得到了一个离散序列 \$\{i(n)\}\$,通过快速傅里叶变换法^[2]可以得到基波分量的频谱系数 \$i_1(k)\$ (\$k=1,2,3\cdots N\$)。

$$i_1(k) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^N i_k e^{-j\frac{2\pi k}{N}} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^N i_k \cos \frac{2\pi k}{N} - j \frac{2}{N} \sum_{k=0}^N i_k \sin \frac{2\pi k}{N} = i_{1R} - j \cdot i_{1I} \quad (3)$$

则电流基波分量的幅值 \$I_1\$ 和相位 \$\theta\$ 有:

$$I_1 = \sqrt{i_{1R}^2 + i_{1I}^2}, \theta = \frac{i_{1R}}{\sqrt{i_{1R}^2 + i_{1I}^2}} \quad (4)$$

设经过相电压重构后的电压幅值为 \$U_m\$,则可以得到电路等效阻抗值如下:

$$R = \frac{U_g \cdot I_1 \cos \theta}{2I_1^2}, X = \frac{U_m \cdot I_1 \sin \theta}{2I_1^2} \quad (5)$$

从而有:

$$R_r = R - R_s \quad (6)$$

$$L_{sl} = L_{sr} = \frac{1}{2} \cdot \frac{X}{2\pi f} \quad (7)$$

2.3 互感辨识空载试验

利用SVPWM脉宽调制技术实现电机在工频下的空载运行,电机的转速接近于同步转速,转差率趋近于零,故可认为图1中的转子回路开路。电机稳定运行后,在A相电压过零时的采样相电流。

经快速傅里叶变换处理后的A相电压的电压、电流幅值分别为 \$U_{Am}\$、\$I_{Am}\$,电压与电流的相位差为,则有:

$$X = \frac{U_{Am} \cdot I_{Am} \sin \phi}{2I_{Am}^2}, X_m = X - X_{sl} \quad (8)$$

即有:

$$L_m = \frac{X_m}{2\pi f} \quad (9)$$

3 相电压重构与直流母线电压补偿

由于变频器一般只进行直流母线的电压检测,所以要获得变频器实际输出的线电压必须进行输出电压重构。为了得到比较理想的变频器输出,辨识过程除了开关管死区时间补偿和导通压降的补偿外,有必要进行直流母线电压的补偿,只有保持恒定的直流母线电压值,上述补偿才更有意义。

3.1 变频器输出电压重构

根据检测到的瞬时直流母线电压 \$U_d\$ 和三相变频器的上开关管的开关矢量 \$[a, b, c]^T\$,可以得到变频器输出的瞬时线电压表达式为^[8]:

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \frac{U_d}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} [D_a, D_b, D_c]^T \quad (10)$$

应用公式(10),计算单个 PWM 周期变频器的输出电压时,开关矢量 $[a, b, c]^T$ 可以转化为占空比矢量 $[D_a, D_b, D_c]^T$ 。则变频器在一个 PWM 周期内输出相电压为:

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \frac{U_d}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} [D_a, D_b, D_c]^T \quad (11)$$

3.2 直流母线电压补偿方法

由公式(10)、(11)可以看出,变频器的输出电压既与实际占空比的大小有关,也与直流母线电压有关。实际的占空比一般可以通过开关管死区时间补偿和导通压降的补偿,使其接近期望占空比。而直流母线电压的波动也需要相应的补偿,以提高控制精度。

直流母线电压补偿的基本原理是:实时检测直流母线的电压值,根据定子参考电压矢量 U_s 的直轴分量 U_α 和交轴分量 U_β ,根据一定的补偿算法,实时计算出两个分量的补偿量和。在与开发平台配套的集成开发环境 CodeWarrior 的电机控制函数库中已经封装了相应的补偿算法,通过函数调用即可实现^[9-10]。如图 3 所示。

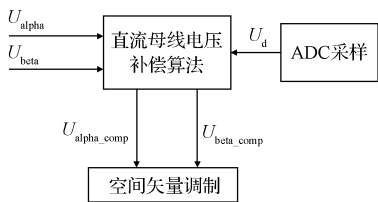


图 3 直流母线电压补偿示意

4 试验与结果

本文上述试验方法在电机控制平台上进行了验证。该平台使用飞思卡尔公司的 DSP 芯片 MC56F84763 作为控制器,具有 100 MHz 的内核频率;所使用的电机是一台变频调速三相异步电动机:额定功率 11 kW,额定电压 380 V,额定电流 25 A。系统硬件实行模块化设计,包括电源与驱动板、核心控制板和功率主电路板^[11-12]。DSP 控制器通过串行通信接口(SCI)可以与 IDE 相配套的图形化人机交互调试软件 FreeMaster 连接,从而可以方便地查看实时采样数据。电机控制平台系统如图 4 所示。

在直流试验中,开关管的斩波频率为 10 kHz,死区时间为 2 μ s。如图 5 所示为某次产生高频脉冲电压时 IGBT 的驱动波形。

在单相试验中,为了减小铁耗对试验的影响,单相电压的频率选择为 50 Hz。DSP 控制 SPWM 输出时,占空比参考一个有 360 个元素的正弦函数表,开关管的频率为 18 kHz,设置死区时间为 2 μ s。如图 6 所示为 IGBT 的栅极驱动波形,CH1 为 VT1、VT3 驱动波形,CH2 为 VT2、VT4 驱动波形。

空载试验时,电机在额定电压和频率下运行。此时电机 A 相电压波形如图 7 所示,示波器表笔选择“ $\times 10$ ”衰减档。

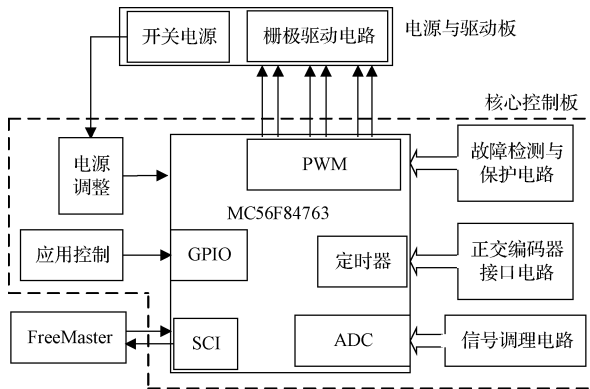


图 4 电机控制平台系统

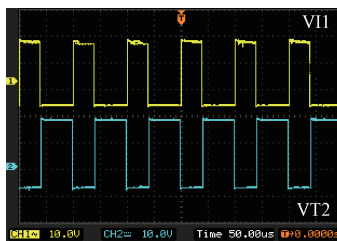


图 5 直流试验 IGBT 栅极驱动波形(100 μ s/格, 10 V/格)

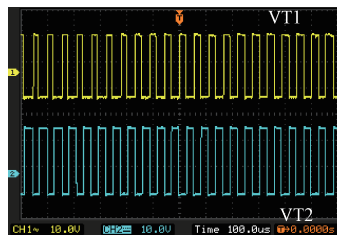


图 6 单相试验 IGBT 的栅极驱动波形(50 μ s/格, 10 V/格)

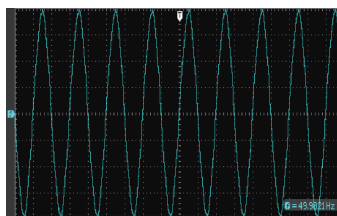


图 7 空载试验电机 A 相电压波形(10 ms/格, 5 V/格)

为了提高辨识的精度,对上述试验分别重复 3 次,求取平均值作为最终的辨识结果,如表 1 所示。

表 1 辨识结果与传统测试方法结果对比

电机参数	R_s / Ω	R_r / Ω	$L_{sl}, L_{rl} / \text{mH}$	L_m / mH
传统测试法	0.4	0.22	2.6	77.6
辨识结果	0.415	0.216	2.544	75.106
误差率/%	3.75	1.81	2.15	3.21

试验结果表明,参数辨识结果接近真实值,本辨识方

法是可行的。之所以有3%左右的误差率,是因为所使用电机本身的参数值不大,较小的绝对误差就会造成较大的相对误差率。考虑到矢量控制算法中的电机参数多以比值的形式出现(如转子时间常数 T_r 和电及总漏感系数 σ),所以辨识的结果可以满足矢量控制系统下电机参数的精度要求,具有一定的实用价值。

5 结论

本文论述了一种基于数字控制变频器的异步电机参数离线辨识方法。该方法结合变频器资源,辨识算法与电机控制算法紧密联系,可以简单便捷的得到较为精确的电机参数值。为了能够跟踪电机由于工况改变而造成的电机参数变化,需要在此基础上进行参数的在线实时辨识策略。

参考文献

- [1] 李勇,李智,牛军浩,等. 基于矢量控制的异步电机参数离线辨识策略[J]. 微特电机,2016,44(1):64-66.
- [2] 任志斌,曾彪,曾德墙. 离散傅里叶变换在异步电机参数辨识中的应用[J]. 河南科技大学学报:自然科学版,2014,35(3):58-62.
- [3] 李红梅,陈涛. 永磁同步电机参数辨识研究综述[J]. 电子测量与仪器学报,2015,29(5):638-644.
- [4] 杨光,徐政,于泳,等. 感应电机参数静止辨识的误差特性分析[J]. 电气传动,2013,43(2):7-10.
- [5] BILSKI P. Application of support vector machines to the induction motor parameters identification [J]. Measurement, 2014, 51 (5):377-386.
- [6] 候春辉,单亚飞,李峰,等. 异步电机电感参数的离线辨识[J]. 电气传动,2015,45(4):8-12.
- [7] 欧景云,文小琴,游林儒. 一种简易的异步电机参数辨识方法及其应用[J]. 微电机,2011,44(3):91-93.
- [8] 贺艳晖,王跃,王兆安. 异步电机参数离线辨识改进算法[J]. 电工技术学报,2011,26(6):73-79.
- [9] 冬雷. DSP原理及电机控制系统应用[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2007.
- [10] 常越. Processor Expert 轻松编程详解:基于MC56F84xxx系列[M]. 北京:北京航空航天大学出版社,2015.
- [11] 陈康平,曾岳南,李海波,等. 基于TMS320F2812的异步电机参数离线辨识系统[J]. 电机与控制应用,2013,40(8):5-8.
- [12] 刘少军,张思雨. 基于DSP控制的永磁同步电机变频调速系统的设计[J]. 国外电子测量技术,2016,35(1):84-88.

作者简介

李国洪,1968年生,工学博士,副教授,主要研究方向为电动汽车及电力传动。
E-mail:liguohong@126.com