

# 三电平逆变器矢量控制结构下 异步电动机参数辨识

谭国俊<sup>1,2</sup> 韩耀飞<sup>1,2</sup> 侯周峰<sup>1</sup> 罗金盛<sup>1</sup>

(1. 中国矿业大学信电学院 徐州 221008

2. 江苏省电力传动与自动化工程研究中心 徐州 221008)

**摘要** 从异步电动机的状态方程出发,在静态条件下采用特殊信号激励方式,对三电平逆变器矢量控制结构下的异步电动机进行参数辨识。仿真和实验结果验证了方法的准确性。

**关键词:** 参数辨识 异步电动机 三电平逆变器 矢量控制

**中图分类号:** TM395.7

## Parameter Identification for Induction Motor on the Structure of Three-Level Inverter Vector Control

Tan Guojun<sup>1,2</sup> Han Yaofei<sup>1,2</sup> Hou Zhoufeng<sup>1</sup> Luo Jinsheng<sup>1</sup>

(1. China University of Mining and Technology Xuzhou 221008 China

2. Jiangsu Electrical Drive & Control Engineering Technology Research Center  
Xuzhou 221008 China)

**Abstract** Base on equations of state, the self-commissioning of induction motor is implemented on the structure of three-level inverter vector control at the standstill by especial signal prompting. The validity of the proposed method is demonstrated by the simulation and experimental results.

**Keywords:** Parameter identification, induction motor, three-level inverter vector, control

## 1 引言

三电平逆变器起源于德国学者 Holtz 在 1977 年提出的三电平逆变器主电路及其方案,1980 年日本长冈科技大学的 NableA 等人在此基础上继续发展<sup>[1]</sup>,形成了如图 1 所示的 NPC 拓扑结构,它是一种适合于中高压大容量传动领域的功率变换器。

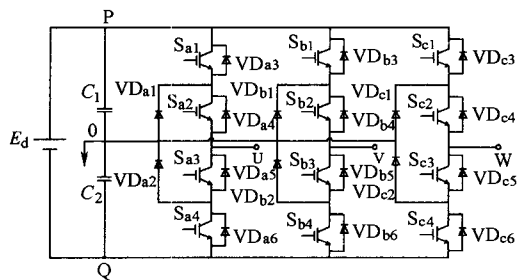


图 1 NPC-PWM 逆变器拓扑结构

Fig.1 NPC-PWM inverter topology

矢量控制则起源于 1971 年德国西门子的 F. Blaschke 等提出的感应电机磁场定向控制原理。它是目前感应电机高性能控制的主要方法,通过坐标变换能够使交流变频调速系统的静、动态性能与直流调速系统相媲美,是一种高性能的控制方案。

由于该方案采用坐标变换进行解耦控制,是一个多变量、强耦合、参数时变的非线性系统,由电磁场理论导出的电机数学模型是一个高阶的、参数时变的数学模型,并且各个参数之间存在着一定的耦合关系。要想获得高性能精确的电机控制,就必须得到精确的电机参数。传统上异步电动机的参数由空载和堵转实验来完成,但其本身很难应用于工业场合。随后研究人员又提出了一些新方法,如单相注入<sup>[2]</sup>,这类方法中采用的运算方法比较复杂;也有采用单相交流信号注入法来实现离线电机参数自整定。

文献[2]采用的是传统的等效电路测试法,考虑 SVPWM 控制下的测试情况,需要功率表、电压表、电流表等硬件。文献[3]采用的是单相电流测试法,其主要优点是电机在整个自测试过程中是静止的,并考虑了电机的 T 型、Γ 型和逆 Γ 型三种模型下的

电机参数计算方法,与文献[2]类似,该方法仍然需要电压表、电流表和功率表等硬件支持。文献[4]采用离散傅里叶变换将电压电流值变为频域值,再采用 ELiS (Estimation of Linear time invariant Systems),激励信号采用带宽频率激励技术,为了保持电机静止,也是采用 R、S 两相通电。文献[5]将 MRAS (Model Reference Adaptive System) 应用到了异步电动机静态参数辨识,利用定子作为参考模型,构造自适应规律,并且进行了稳定性分析,最后给出了实验结果。为了简化计算过程,文中假设转矩时间常数已知。

文献[6-7]根据电机的状态方程,运用静止条件下异步电动机参数辨识的一些特殊条件,对状态方程进行简化,本文在此基础上,根据三电平拓扑结构特点,对其进行改进,采用直流电压 PWM 信号和静止条件下电流特殊给定的方法来进行参数离线自整定,考虑三电平逆变器下离线参数的特殊性,最终分别求得异步电动机参数。简化了自整定过程,降低了测量成本,实现异步电动机参数的离线自整定。运用 Matlab/Simulink 建模仿真,并在 22kW 电机上面进行了验证实验。仿真结果和实验结果都证实了算法的可行性和准确性。

### 2 三电平电压空间矢量原理

图 2 给出了三电平逆变器的拓扑图。三电平逆变器每个桥臂有 4 个开关器件,共有三种状态。由于三电平逆变器每相均可以输出三种状态,共可得到 27 种电压空间矢量。根据式 (1),可以得到空间矢量组合,分为零矢量、小矢量、中矢量、大矢量四类。图 3 所示为得到的三电平逆变器输出的电压空间矢量图。

$$V(S_u, S_v, S_w) = \frac{2E_d}{3} (S_u + S_v e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_w e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (1)$$

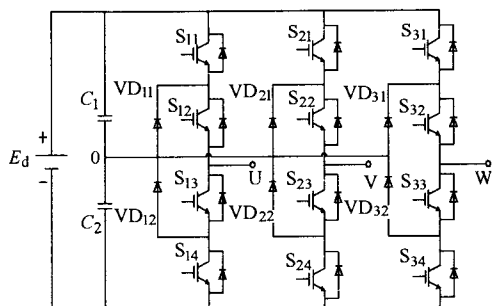


图 2 三电平逆变器拓扑图

Fig.2 Three-level inverter topology

对于中点电位问题,当参考电压空间矢量位于两电平平面重叠区域时,只需要根据中点电位的波动情况相应地改变 S 值即可对波动进行有效的抑制。详见参考文献[8]。

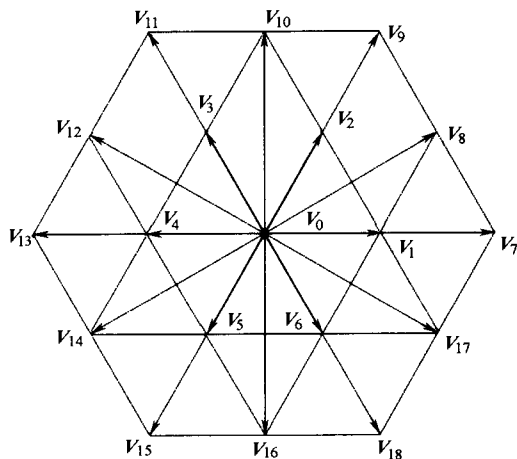


图 3 三电平逆变器电压空间矢量图

Fig.3 Three-level inverter voltage space vector

### 3 异步电动机状态方程简化

异步电动机在静止坐标系中的状态方程见式 (2)。

$$\begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_m & \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ \omega_m & -\frac{1}{T_r} & 0 & \frac{L_m}{T_r} \\ \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_m & -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \omega_m & 0 \\ -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_m & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & 0 & \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \omega_m \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u_{1\alpha} \\ u_{2\beta} \end{bmatrix} \quad (2)$$

为了便于参数辨识,利用以下公式关系对其进行变形。

$$R_1 = R_s \quad (3)$$

$$R_2 = \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \quad (4)$$

$$L_2 = \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 L_r \quad (5)$$

$$T_2 = \frac{L_2}{R_2} = T_r \quad (6)$$

$$\psi_{2\alpha} = \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\alpha} \quad (7)$$

$$\psi_{2\beta} = \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\beta} \quad (8)$$

在电流状态量两边同乘以  $L_\sigma$ , 得到简化的状态方程为

$$\begin{bmatrix} L_\sigma \cdot \dot{i}_{1\alpha} \\ L_\sigma \cdot \dot{i}_{1\beta} \\ \psi_{2\alpha} \\ \psi_{2\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_1 - R_2 & 0 & \frac{1}{T_2} & \omega_m \\ 0 & -R_1 - R_2 & -\omega_m & \frac{1}{T_2} \\ R_2 & 0 & -\frac{1}{T_2} & -\omega_m \\ 0 & R_2 & \omega_m & -\frac{1}{T_2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ \psi_{2\alpha} \\ \psi_{2\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{1\alpha} \\ u_{1\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中  $R_s, R_1$ ——定子电阻  
 $R_r, R_2$ ——转子电阻及变换后的转子电阻  
 $u_{s\alpha}(u_{1\alpha}), u_{s\beta}(u_{1\beta})$ ——两相坐标系下的定子电压  
 $i_{s\alpha}(i_{1\alpha}), i_{s\beta}(i_{1\beta})$ ——两相坐标系下的定子电流  
 $\omega_m$ ——单极对数下的电角速度  
 $L_\sigma$ ——总漏感,  $L_\sigma = \sigma L_s$   
 $L_r, L_2$ ——变换前后的转子电抗  
 $T_r$ ——转子时间常数  $T_r = T_2 = L_2/R_2$

因为参数是在静止条件下测量的即 ( $\omega_m=0$ ), 式 (9) 可以被简化来推导参数测量程序, 这样得到两个独立的等效子系统。式 (10) 为  $\alpha$  轴结果。

$$\begin{bmatrix} L_\sigma \cdot \dot{i}_{1\alpha} \\ \psi_{2\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_1 - R_2 & \frac{1}{T_2} \\ R_2 & -\frac{1}{T_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1\alpha} \\ \psi_{2\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{1\alpha} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

## 4 参数辨识过程<sup>[9]</sup>

### 4.1 总漏感测量

根据式 (10) 表示的定子电流状态方程式可知, 比转子时间常数小的时间周期内, 定子电流以一阶时滞环节跟踪定子电压, 电流阶跃响应的初始斜率是由总漏感决定的。当  $i_{1\alpha}=0, \psi_{1\alpha}=0$  时有

$$L_\sigma = u_{1\alpha} / i_{1\alpha} \quad (11)$$

图 4 为计算定子漏感的仿真图形, 在  $t_1$  时刻, 触发相应的晶体管, 使中间回路直流电压加到电机的 R-S 和 R-T 端 ( $u_{1\alpha} = 2U_d/3$ )。在  $t_2$  时刻, 触发 IGBT 使电机绕组短路。在  $t_3$  时刻, 提供  $-U_d$ ; 到  $t_4$  时, 电机恢复定子绕组短路。

为了测试结果的准确, 考虑到 IGBT 触发控制中有死区, 需要根据两次测量结果相减来得到精确地定子电阻值。即

$$R_1 = \frac{u_{Rs}(t_2) - u_{Rs}(t_1)}{i_{Rs}(t_2) - i_{Rs}(t_1)} \quad (12)$$

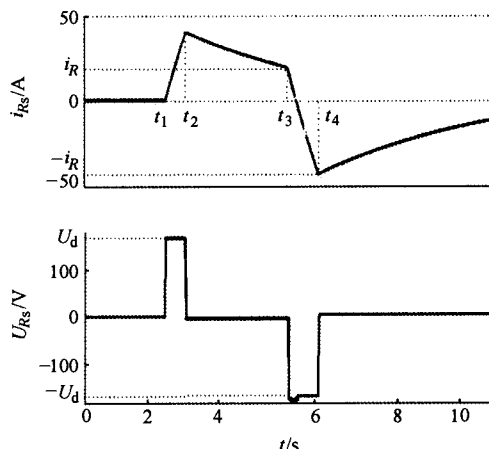


图 4 求漏感时的定子电压和电流仿真波形

Fig.4 Simulation waveforms about stator voltage and current while leakage inductance is determined

### 4.2 电流调节器优化<sup>[10-11]</sup>

图 5 给出  $i_{qs}$  回路调节器设计的结构框图, 图中  $K_{IN}$  为逆变器的电压增益,  $1/(R_s + L_\sigma s)$  为电机瞬态等效电路的传递函数。

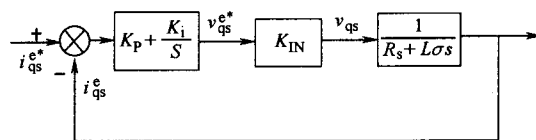


图 5 电流环调节器结构图

Fig.5 Structure of PI adjustor

### 4.3 转子时间常数测量

设计了电流调节器以后, 就可以通过在两个不同的时间段给电流励磁分量  $i_{ds}^*$  两个不同的值, 同时给定电流转矩分量  $i_{qs}^* = 0$ , 要保持参数测试在静止状态下完成, 在 a 相测试时, 只需同时给定  $\theta_{dr} = 0$  即可。

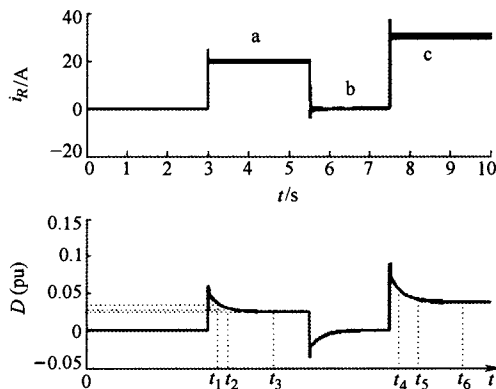


图 6 求转子时间常数和  $R_2$  时, 定子电流和电压占空比  $D$  的仿真波形

Fig.6 Simulation waveforms of stator current and duty cycle when rotor time constant and resistance  $R_2$  are determined

根据式(10), 有

$$u_{1\alpha} = L_{\sigma} s i_{1\alpha} + (R_1 + R_2) i_{1\alpha} - \frac{R_2}{T_2 s + 1} i_{1\alpha} \quad (13)$$

通过对占空比  $D$  的计算, 可以得到  $T_2$ 。为了防止磁饱和和对参数辨识的影响, 电流调节器给定电流应该小于励磁电流。由占空比与中间回路直流电压  $U_d$  相乘得到直流电压  $u_{1\alpha}$ , 在计算过程中, 认为  $t_3$  时刻电压  $u_{1\alpha}$  已经稳定。

$$T_2 = \frac{t_2 - t_1}{\ln \frac{u_{1\alpha}(t_1) - u_{1\alpha}(t_3)}{u_{1\alpha}(t_2) - u_{1\alpha}(t_3)}} \quad (14)$$

#### 4.4 总漏感测量

由式(10)可知, 在 b 阶段的末尾转子磁链不变。利用这个条件, 可以得到转子电阻为

$$R_2 = \frac{u_{1\alpha,c0} - L_{\sigma} \dot{i}_{1\alpha}}{i_{1\alpha,c}} - R_1 \quad (15)$$

对占空比进行指数曲线拟合, 结合中间回路直流电压  $U_d$ , 可以得到  $u_{1\alpha,c0}$ , 同时可以消除上式中的  $L_{\sigma} \dot{i}_{1\alpha}$ , 简化  $R_2$  计算。

为消除 IGBT 触发中死区作用时间对转子时间常数测量的影响, 仍然可以通过 a 阶段和 c 阶段的测量结果相减来消除。

利用区间 a 和区间 c 计算转子电阻就可以消除死区脉冲的影响, 即

$$R_2 = \frac{u_{1\alpha,c0} - u_{1\alpha,a0}}{i_{1\alpha,c} - i_{1\alpha,a}} - R_1 \quad (16)$$

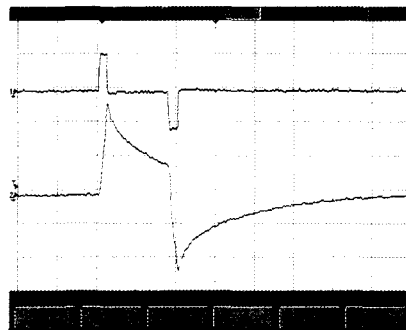
### 5 实验结果

根据以上提出来的参数辨识过程, 在以 TMS320F2812 DSP 为核心的三电平逆变器异步电动机矢量控制开发系统平台上进行实验, 主回路对三相交流电进行不可控整流, 然后进行三电平逆变。实验电机为 Y2-180L-4, 三角形联结, 功率 22kW, 线电压 380V, 线电流 42.6A。实验中将定子改接为星形。实验结果如图 7 所示。

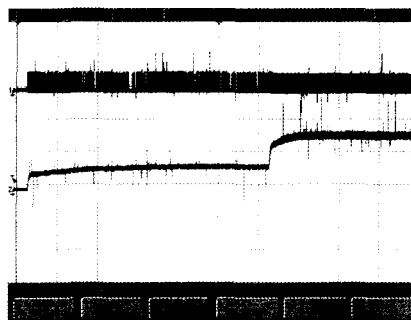
在计算定子漏感的过程中, 为了防止中点电压偏移, 选用大矢量进行实验, a 相测试过程的正电压矢量给定分别为  $V_7, V_{13}$ ; b 相和 c 相测试过程类似, 分别选用  $V_{11}, V_{17}$  和  $V_{15}, V_9$ 。

定子电阻的测量过程中, 不需要对励磁电流和转矩电流分量进行 PI 调节。分别给定  $v_{ds}^{e*} = \text{const}$ ,  $v_{qs}^{e*} = 0$ 。在 a 相电阻测试时, 角度  $\theta_{r} = 0$ , b 相和 c 相测试分别取  $\theta_{r} = 2\pi/3$  和  $\theta_{r} = 4\pi/3$  即可。

转子时间常数和  $R_2$  测试过程中, 需要对励磁电流和转矩电流分量进行 PI 调节。给定  $v_{ds}^{e*} = \text{const}$ ,  $v_{qs}^{e*} = 0$ 。在 a 相电阻测试时, 角度  $\theta_{r} = 0$ , b 相和 c



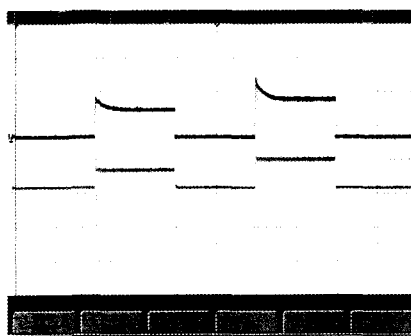
(a) 定子漏感测试中的  $u_{RS}$  和  $i_R$  波形



(b) 定子电阻测试中的  $u_{RS}$  和  $i_R$  波形



(c) 转子电阻和时间常数测试中的  $u_{RS}$  和  $i_R$  波形



(d) 转子电阻和时间常数测试中的占空比和  $i_{ds}^{e*}$  波形

图 7 参数辨识实验波形

Fig.7 Waveforms of parameter identification  
 相测试分别取  $\theta_{r} = 2\pi/3$  和  $\theta_{r} = 4\pi/3$  即可。在转子电阻的测试过程中, 中点电压会发生偏移, 这样小六边形也会发生变化, 在求占空比时需要根据当前矢量所处的小六边形。

最终测得  $L_{\sigma} = 0.011, R_1 = 0.57, T_2 = 0.43, R_2 = 0.29$ 。认为  $L_{\sigma} = L_r$ , 可以根据上述数据得到异步电动机的全部参数为

$$L_s = L_r = L_\sigma + R_2 T_2 = 0.136$$

$$L_m = \sqrt{(L_s - L_\sigma)L_r} = 0.130$$

$$R_s = R_1 = 0.57$$

$$R_r = R_2 (L_r / L_m)^2 = 0.3156$$

根据异步电动机技术手册<sup>[12]</sup>, 可以计算出电机的近似参数<sup>[13]</sup>

$$L_s^* = L_r^* = 0.153, \quad L_m^* = 0.147, \quad R_s^* = 0.48, \quad R_r^* = 0.34$$

## 6 结论

本文对三电平矢量控制结构下异步电动机矢量控制的离线参数自整定过程原理进行分析, 同时给出了 Matlab 仿真结果。并且根据一个 22kW 的实验样机对该算法进行了验证。该方法不需要任何附加硬件, 程序化以后操作简单, 通过参数的自辨识过程还可以设定矢量控制中控制器的参数, 仿真和实验结果证实了该方法的准确性, 具有很好的工业应用价值。

### 参考文献

- [1] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A new neutral-point clamped PWM inverter[J]. IEEE Trans on Industrial Application, 1981, 17(5): 518-523.
- [2] Lin Y N, Chen C L. Automatic induction motor parameter measurement under sensorless field-oriented control[C]. In: Proc. IEEE Int Symp Ind Electron, 1996: 894-899.
- [3] Gastli A. Identification of induction motor equivalent circuit parameters using the single-phase test[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1999, 14: 51-56.
- [4] Ganji A, Guillaume P, Pintelon R, et al. Induction motor dynamic and static inductance identification using a broadband excitation technique[C]. IEEE Trans. Energy Conversion, 1998, 13: 15-20.
- [5] Buja G S, Menis R, Valla M I. MRAS identification of the induction motor parameters in PWM inverter drives at standstill[C]. In Proc IEEE Ind Electron Soc Annu Meeting, 1995: 1041-1047.
- [6] Khambadkone A M, Holtz J. Vector-controlled induction motor drive with a self-commissioning scheme[J]. IEEE Transactions on Industry. Electronics, 1991, 38: 322-327.
- [7] Schierling H. Self-commissioning—a novel feature of modern inverter-fed induction motor drives[C]. In Proc Inst Elect Eng Conf Power Electron. Variables Speed Drives, 1988: 287-290.
- [8] Jae Hyeong Seo, Chang Ho Choi, Dong Seok Hyun. A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001: 545-550.
- [9] Schierling H. Fast and reliable commissioning of AC variable speed drives by self-commissioning[C]. Industry Applications Society Annual Meeting, 1988.
- [10] Khambadkone A M, Holtz J. Vector-controlled induction motor drive with a self-commissioning scheme[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics 1991, 38(5): 322-327.
- [11] (美) 博斯. 现代电力电子与交流传动[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [12] 黄国治, 傅丰礼. Y2 系列三相异步电动机技术手册[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [13] 顾绳谷. 电机及拖动基础[M]. 第二版. 北京: 机械工业出版社, 1999.

### 作者简介

谭国俊 男, 1962 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事大功率电力传动及新型变换器的研究。

韩耀飞 男, 1980 年生, 博士, 研究方向为大功率变频驱动系统计算机控制。