

# 三电平异步电动机矢量控制系统研究

赵国忠<sup>1</sup>, 徐志鸥<sup>2</sup>

(1. 唐山开滦勘察设计有限公司, 河北 唐山 063018;

2. 中国矿业大学信息与电气工程学院, 江苏 徐州 221008)

**摘要:** 文章分析了三电平 SVPWM 的简化算法, 对一种全阶闭环转子磁链观测器进行了详细的理论分析。并运用“基于状态方程的直接综合法”辨识速度, 实现了无速度传感器矢量控制。在实验室中以 DSP F2812 为主控制器建立实验平台, 验证了采用上述算法的优越性能。

**关键词:** 三电平逆变器; 矢量控制; DSP

**中图分类号:** TM343+.2 **文献标识码:** B **文章编号:** 1671-0959(2008)10-0073-04

## Study on vector control system of three level asynchronous motor

ZHAO Guo-zhong<sup>1</sup>, XU Zhi-ou<sup>2</sup>

(1. Tangshan Kailuan Survey and Design Company Ltd., Tangshan, 063018, China;

2. School of Information and Electric Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou, 221008, China)

**Abstract:** The paper analyzed the simplified algorithm of the three-level SVPWM and had a detail theoretical analysis on a full order closed loop rotor magnetic chain observer. The vector control of the no speed sensor was conducted with the application of the identification speed of the director comprehensive method base on the status equation. An experimental platform was set up with DSP F2812 as the main controller in the Lab to confirm the favorable performances of the above algorithm.

**Keywords:** three level converter; vector control; DSP

## 0 引言

三电平变换器是一种适合于高压大容量传动领域的功率变换器, 起源于 1977 年德国学者 Holtz 提出三电平逆变器主电路及其方案。1980 年日本长冈科技大学的 Nable A. 等人在此基础上继续开展研究<sup>[1]</sup>, 将辅助箝位的开关管用一对二极管替代, 分别与上、下桥臂串联的主开关管中点相连, 以辅助中点箝位。它的出现为高压大功率电压源型逆变器的研制开辟了一条新思路。

## 1 简化的三电平 SVPWM 算法

三电平拓扑结构每相桥臂有四个功率开关管, 两个箝

位二极管和四个续流二极管)。根据不同的开关组合产生不同模长的电压空间矢量, 三电平可以输出 27 种不同电压空间矢量, 每个矢量对应三电平不同的开关状态。

三电平电压空间矢量图比两电平电压空间矢量图要复杂得多。在以往的三电平电压空间矢量控制方法中, 大都是采用将一个扇区分成四个小三角形, 然后对每个小三角形分别求解出各个有效矢量的作用时间的方法, 这样就需要对 24 个小三角形分别进行求解, 计算量相当大, 而且判断参考电压空间矢量所在的具体小三角形号时很繁琐, 还要求出每个扇区内各个小三角形之间的切换角度以便于判断合成矢量的工作模式, 从而提供在计算与三角载波相比较时比较值的依据。这种计算方式繁琐而且不易应用到

## 4 结语

利用大地电磁勘探法和瞬变电磁勘探探测 1409 工作面顶板砾岩含水性, 获得了分辨率较高的电性剖面 and 可靠的地质解释成果, 但由于勘探的主要目的层第三系砾岩层厚度大、结构复杂, 加之受 2408 面等工作面采动破坏影响,

使得地层的电性特征与原始地层的电性特征相比更加复杂, 电性剖面不可避免地会出现多解, 另由于地下介质的不均匀分布和局部电磁干扰, 所划定的采动影响边界和含水区在局部范围内可能存在一定的偏差。在利用时对重点区段进行了井下施钻验证, 结果证明物探效果和资料解释正确, 达到目的。  
(责任编辑 章新敏)

收稿日期: 2008-06-20

作者简介: 赵国忠(1970-), 男, 河北阜城人, 注册电气工程师, 1993 年毕业于中国矿业大学自动化系, 现从事电气工程设计工作。

三电平或更多电平拓扑结构中去<sup>[2]</sup>。

下面通过三电平空间矢量图对简化 SVPWM 算法的基本原理进行阐述。三电平空间矢量图可以认为是由六个传统的两电平空间矢量构成的小六边形所组成，构成三电平空间矢量图的每个小六边形都以内部小六边形的顶点为中心，如图 1 所示。

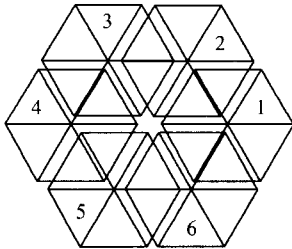


图 1 三电平空间矢量的分解

要正确地实现从三电平往两电平电压空间矢量平面的转化就必须将参考电压空间矢量的原点也平移至相应的小六边形的原点。判定了参考电压空间矢量所在的小六边形后，再经过坐标平移即可将三电平电压空间矢量平面简化到两电平电压空间矢量平面。

三电平电压空间矢量平面是以  $V_0$  为原点，而要简化为两电平电压空间矢量平面时，是转入到参考电压空间矢量落在的小六边形内，以它作为合成期望输出电压空间矢量的平面，这六个小六边形分别以  $V_1$ 、 $V_2$ 、 $V_3$ 、 $V_4$ 、 $V_5$ 、 $V_6$  为原点，经过修正以后，就可以以新的参考电压空间矢量为期望输出电压空间矢量，再依次将各有效矢量、零矢量进行坐标平移，整个研究平面就完全地转化为两电平的电压空间矢量平面。

下面以第一个小六边形的第一扇区就平移变换对矢量作用时间的影响进行推导： $V_{ref}$  为修正前参考电压空间矢量， $V_1$ 、 $V_7$ 、 $V_8$  分别为原三电平电压空间矢量平面的主矢量、次矢量、零矢量相应的矢量作用时间，这三个矢量中必定有一个的顶点是参考电压空间矢量所在的小六边形的原点。由前面两电平对各个扇区内各矢量作用时间的分析可以简便的推广到三电平中，在两电平中当参考矢量位于第一扇区内时： $V_6$  是主矢量， $V_4$  是次矢量， $V_0$  是零矢量<sup>[4]</sup>。

$$t_6 = \frac{\sqrt{3}V_{\beta}T_s}{U_{dc}} \quad (1)$$

$$t_4 = \frac{\sqrt{3}V_{\alpha}T_s}{2U_{dc}} - \frac{\sqrt{3}V_{\beta}T_s}{2U_{dc}} \quad (2)$$

$$t_0 = T_s - t_4 - t_6 \quad (3)$$

即当参考矢量在第一扇区中时，主矢量作用时间为  $\frac{\sqrt{3}V_{\beta}T_s}{U_{dc}}$ ，次矢量作用时间为  $\frac{\sqrt{3}V_{\alpha}T_s}{2U_{dc}} - \frac{\sqrt{3}V_{\beta}T_s}{2U_{dc}}$ ，零矢量作用时间为  $T_s - \frac{\sqrt{3}V_{\alpha}T_s}{2U_{dc}} - \frac{\sqrt{3}V_{\beta}T_s}{2U_{dc}}$ 。

将其推广到三电平空间矢量平面：先将参考电压空间矢量  $S=1$  进行修正，即此时  $V_{\alpha-ref} = V_{\alpha} - E_d/3$ ， $V_{\beta-ref} = V_{\beta}$ ，此时的  $E_d$  是三电平拓扑图中的直流侧的电压。然后用计算好的  $V_{\alpha-ref}$  和  $V_{\beta-ref}$  代替式(1)和(2)中的  $V_{\alpha}$  和  $V_{\beta}$ ，将式中的  $U_{dc}$  用  $E_d/2$  来代替，这样就将两电平逆变器电压空间矢量控制算法应用于三电平逆变器。

该拓扑结构中点电位波动问题采用参考文献<sup>[2]</sup>中改变开关作用次序的方法得以控制，也就是在重叠区域根据实际上母线和下母线的电压差值选择不同的区间的方法，在此不再赘述。

## 2 无速度传感器矢量控制算法

### 2.1 复合矢量异步电动机数学模型

以复合矢量形式表示异步电动机电压、磁链方程如下<sup>[3]</sup>：

$$u_s = R_s i_s + s\Psi_s + j\omega_e \Psi_s \quad (4)$$

$$0 = R_r i_r + s\Psi_r + j(\omega_e - \omega_r) \Psi_r \quad (5)$$

$$\Psi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (6)$$

$$\Psi_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (7)$$

其中， $u_s$  为定子电压， $i_s$ 、 $i_r$  为定子和转子电流， $\Psi_s$ 、 $\Psi_r$  为定子和转子磁链， $R_s$ 、 $R_r$ 、 $L_s$ 、 $L_r$ 、 $L_m$  为电机参数， $\omega_e$  为参考坐标系旋转角速度， $\omega_r$  为转子电气角速度， $s$  为微分算子。

电磁转矩方程为：

$$T_e = 1.5n_p (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) \quad (8)$$

其中  $n_p$  为电机极对数。

### 2.2 磁链观测器

无速度传感器异步电动机矢量控制系统如图 2 所示，系统采用转速、电流闭环控制，调节器均为 PI 控制，其关键部分为磁链观测器模块以及速度观测器模块。

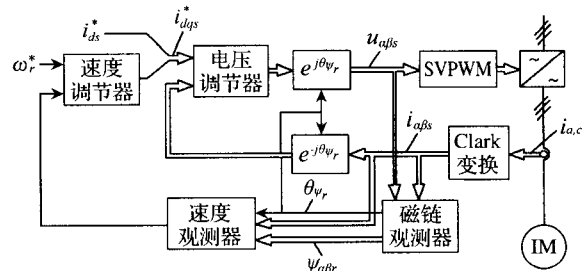


图 2 无速度传感器异步电动机矢量控制系统

一种全阶闭环转子磁链观测器<sup>[4]</sup>如图 3 所示。

它由开环电流模型和自适应电压模型组成，其中前者作为隐含的给定，可以提供比较准确的值，尤其是在低速的时候，而后者则有比较宽的速度调节范围，通过合理选择闭环特征值能实现两者的平滑切换，能够有效地结合两者在不同速度段的优势，适用于宽速度范围内的转子磁链观测。

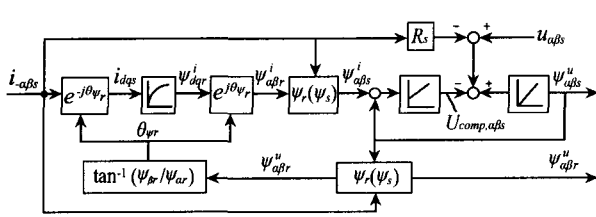


图 3 全闭环转子磁链观测器

2.3 电流模型

根据式(5)、(6)可得同步旋转坐标系下的电流模型:

$$\Psi_{dq}^j = \frac{L_m}{1 + s\tau_r} i_{dq}^j - j \frac{\tau_r \omega_s}{1 + s\tau_r} \Psi_{dq}^j \quad (9)$$

其中,  $\tau_r = L_r/R_r$  为转子时间常数,  $\omega_s$  为滑差频率。

使  $d$  轴与转子磁场方向重合, 则此时  $q$  轴分量为 0, 即

$$\Psi_{dr}^j = \frac{L_m}{1 + s\tau_r} i_{ds}^j \quad (10)$$

$$\Psi_{qr}^j = 0 \quad (11)$$

经反 Park 变换可得两相静止坐标系下的转子磁链为:

$$\Psi_{\alpha\beta r}^j = \Psi_{dr}^j \cdot e^{j\theta_{\Psi_r}} \quad (12)$$

电流模型的输出, 即两相静止坐标系下的定子磁链  $\Psi_{\alpha\beta s}^j$  由下式计算:

$$\Psi_{\alpha\beta s}^j = \frac{L_m}{L_r} \Psi_{\alpha\beta r}^j + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_{\alpha\beta s}^j \quad (13)$$

2.4 电压模型

使用定子电压、电流测量值, 在两相静止坐标系下, 定子磁链可以表示为:

$$\Psi_{\alpha\beta s}^\mu = \frac{1}{s} (u_{\alpha\beta s} - R_s i_{\alpha\beta s} - U_{comp, \alpha\beta s}) \quad (14)$$

其中,  $U_{comp, \alpha\beta s}$  为考虑到纯积分器零漂、初值问题, 以及定子电阻测量误差和低速时由于反电势过小等引起观测误差后的补偿量, 由 PI 补偿器输出数值:

$$U_{comp, \alpha\beta s} = (K_p + K_i \frac{1}{s}) (\Psi_{\alpha\beta s}^\mu - \Psi_{\alpha\beta s}^j) \quad (15)$$

对式(13)进行变换, 可得电压模型两相静止坐标系下的转子磁链表达式:

$$\Psi_{\alpha\beta r}^\mu = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{\alpha\beta s}^\mu - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} i_{\alpha\beta s}^\mu \quad (16)$$

最后, 计算转子磁链角:

$$\theta_{\Psi_r} = \tan^{-1} \left( \frac{\Psi_{\beta r}^\mu}{\Psi_{\alpha r}^\mu} \right) \quad (17)$$

2.5 速度观测

系统采用“基于状态方程的直接法”<sup>[3]</sup>来辨识速度, 基本原理为  $\omega_r = \omega_1 - \omega_s$ 。同步频率  $\omega_1$  可以通过对转子磁链角  $\theta_{\Psi_r}$  求导得到, 即:

$$\omega_1 = \frac{d\theta_{\Psi_r}}{dt} = \frac{d \left( \tan^{-1} \left( \frac{\Psi_{\beta r}^\mu}{\Psi_{\alpha r}^\mu} \right) \right)}{dt} \quad (18)$$

因为  $\frac{d(\tan^{-1} u)}{dt} = \frac{1}{1 + u^2} \frac{du}{dt}$ , 所以

$$\omega_1 = \frac{d\theta_{\Psi_r}}{dt} = \frac{\Psi_{\alpha r} \frac{d\Psi_{\beta r}}{dt} - \Psi_{\beta r} \frac{d\Psi_{\alpha r}}{dt}}{(\Psi_r)^2} \quad (19)$$

$$\Psi_r = \sqrt{(\Psi_{\alpha r})^2 + (\Psi_{\beta r})^2} \quad (20)$$

又根据式(5)、(6)可得两相静止坐标系下的转子磁链表达式:

$$\frac{d\Psi_{\alpha r}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \Psi_{\alpha r} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{\alpha s} - \omega_s \Psi_{\beta r} \quad (21)$$

$$\frac{d\Psi_{\beta r}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \Psi_{\beta r} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{\beta s} - \omega_s \Psi_{\alpha r} \quad (22)$$

将式(21)、(22)代入式(19)可得:

$$\omega_1 = \frac{d\theta_{\Psi_r}}{dt} = \omega_s + \frac{1}{(\Psi_r)^2} \frac{L_m}{\tau_r} (\Psi_{\alpha r} i_{\beta s} - \Psi_{\beta r} i_{\alpha s}) \quad (23)$$

所以

$$\omega_r = \omega_1 - \frac{1}{(\Psi_r)^2} \frac{L_m}{\tau_r} (\Psi_{\alpha r} i_{\beta s} - \Psi_{\beta r} i_{\alpha s}) \quad (24)$$

其中,  $\omega_s = \frac{1}{(\Psi_r)^2} \frac{L_m}{\tau_r} (\Psi_{\alpha r} i_{\beta s} - \Psi_{\beta r} i_{\alpha s})$  为滑差频率。

3 系统组成

本系统主要由主回路和控制器组成。

3.1 主回路

系统主回路采用典型的交-直-交电压源型变频器结构, 具体的拓扑结构如图 1 所示, 整流环节和逆变环节功率器件采用 IGBT, 中间直流环节加大电容滤波获得平滑的直流电压。逆变部分通过功率器件的导通和关断输出交变的脉冲电压序。

3.2 控制器

系统控制电路包括了以 TMS320F2812 DSP 和 CPLD 为核心的电路板组成。DSP 主要实现系统初始化和系统的脉冲输出功能<sup>[3]</sup>。模拟部分主要完成电网和电机的电压、电流信号的采集。数字部分主要对电机的启停和方向信号采集<sup>[6]</sup>。光纤触发部分主要实现控制电路和主回路的电气隔离, 将 DSP 输出的 PWM 信号以光的形式输出到 IGBT 触发板的光纤接口, 可以提高系统的抗干扰能力。系统整体框架如图 4 示。

4 系统运行结果及分析

基于以上硬件设计, 采用本文阐述的简化的三电平 SVPWM 控制技术, 是以 TMS320F2812 型 DSP 为控制核心建立的实验平台, 采用无速度传感器矢量控制<sup>[6][7]</sup>, 并按照合成矢量的作用顺序输出期望的电压。测量仪器采用 Agilent MS06014A 型 100M 模拟数字混合示波器, 电流测量采用 Agilent 1146A 电流探头, 电压测量采用 Agilent 2771A 高压探头。实验波形都是由 D/A 输出得到的波形<sup>[6]</sup>。

实验结果如图 5a - b 所示为 50Hz 下 55kW 异步电动机空载运行稳态相电压、相电流、转子磁链及磁链角实验波形；图 5c - d 为 50HZ 空载起动相电压、相电流及转速给定和速度辨识结果的波形。

由以上实验波形可以看出，采用简化 SVPWM 控制算法实现异步电动机无速度传感器矢量控制，其输出电压和

电流波形都很理想，磁链估计和速度都达到较高的精度。此外，从起动波形可以看出系统具有快速的动态响应能力，50Hz 时速度上升时间小于 1.5s，充分体现了矢量控制的优越性。实践证明该无速度传感器矢量控制算法实现简单，并且可以取得具有良好的性能，有很好的推广价值。

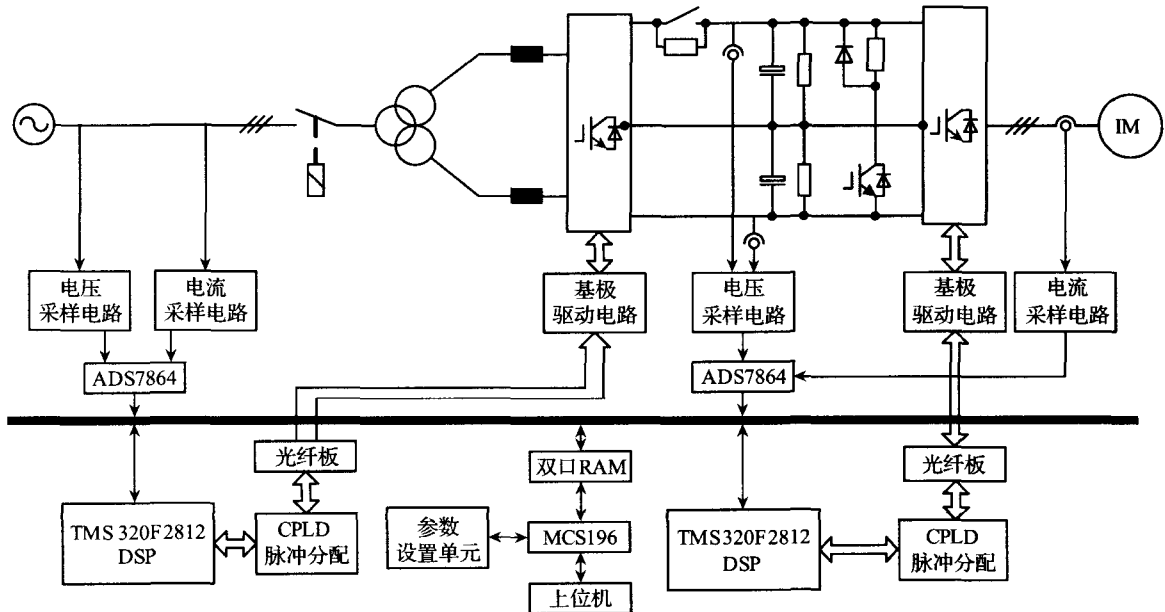
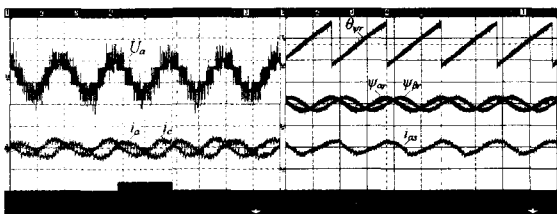
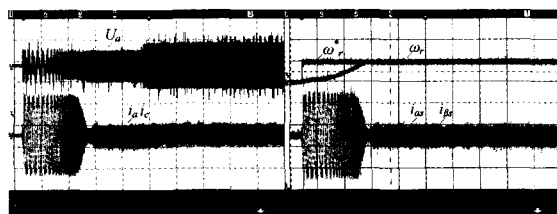


图 4 系统整体框架图



(a)U: 500V/div; i, 50A/div; t, 10ms/div  
(b)  $\theta: \pi$  ad/div;  $\psi: 1.45$ Wb/div; i, 84A/div; t, 10ms/div



(c)U: 500V/div; i, 50A/div; t, 500ms/div  
(d)  $\omega: 157$ rad/s/div; i, 62.8A/div; t, 500ms/div

图 5 50HZ 下 55KW 异步电动机空载运行稳态及起动实验波形

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] Jae Hyeong Seo, Chang Ho Choi, Dong Seok Hyun. A New Simplified Space - Vector PWM method for Three - level inverter [J]. Power Electronics, 2001, 16(4): 545 ~ 550.

[3] Bose B K. Modern Power Electronics and AC Drives [M]. USA: Prentice Hall PTR, 2001: 388 ~ 408.

[4] Jansen P L, Thompson C O, Lorenz R D. Observer - Based Direct Field Orientation for both Zero and Very High Speed Operation [C]. IEEE Power Conversion Conference 1993: 432 ~ 437.

[5] Lei Lin, Yunping Zou, Jie Zhang, et al. Digital Implementation of Diode - clamped Three - phase Three - level SVPWM Inverter [C]. IEEE. PEDS. Singapore. 2003: 1413 ~ 1417.

[6] Wenxi Yao, Zhengzi Lv, Wanmin Fei. The Implement method of three - level inverter SVPWM with DSP based on PWM Analytical [J]. The Power System and Automation, 2004, 28 (14).

[7] Sommer R, Mertens A, Griggs M, et al. New Medium Voltage Drive Systems using Three - Level Neutral Point Clamped Inverter with High Voltage IGBT [A]. IEEE Industry Applications Conference, 1999, (3): 1513 ~ 1519.

(责任编辑 赵巧芝)