

基于 DSP 的交流控制系统

韩 础

(青岛理工大学, 山东 青岛 266520)

摘 要: 以 TMS320F2812 DSP 为控制核心,设计了一种性能优良的交流电机控制系统。其控制电路主要包括驱动模块、电流检测模块、位置检测模块等;采用 SVPWM 为控制方法的双闭环控制系统。并且,对主驱动电路作了电路波形仿真,证明了电路设计的可行性。

关键词: 交流电机; DSP; 控制电路; SVPWM; 波形; 仿真

中图分类号: TP24

文献标识号: A

文章编号: 1674-7720(2011)12-0049-04

A control system of AC-motor based on DSP

Han Chu

(Qingdao Technological University, Qingdao 266520, China)

Abstract: A control system of AC-motor based on TMS320F2812 DSP is presented, which has excellent performance. This control system is included main control model, current detection, position sensing etc; It used SVPWM as its method, and it is a double closed loop control system. In addition, a simulation has been done in connection with the main driver circuit, proved that the circuit design is correct.

Key words: AC-motor; DSP; control circuit; SVPWM; waveform; simulation

与直流电机相比,交流电机的可控制性有所欠缺,但其具有结构牢固、运行可靠、成本低廉和高效率等特点,使其具有在工业应用、日常生活和科技研发等领域不可替代的地位。而要达到与直流电机相似的控制效果,交流调速系统必须采用更复杂、更有效、更新颖的控制算法,这些算法中包含了大量的数据运算和系统的实时性要求,这也为微处理器的发展创造了广阔的应用空间。数字信号处理器的出现和普及,无意中为实现这些算法铺平了道路。

1 硬件环境

1.1 系统框架

作为控制核心,DSP 比单片机更具有无可替代的优势。虽然单片机价格低廉,开发环境完备,也具有较强的位处理能力。但是,DSP 具有更高的集成度、更快的 CPU、更大容量的存储器,内置有波特率发生器和 FIFO 缓冲器,提供高速、同步串口和标准异步串口,有的片内集成了 A/D 和采样/保持电路,可提供 PWM 输出。更为不同的是,DSP 器件为精简指令系统计算机(RISC)器件,大多数指令都能在一个指令周期内完成,并且通过并行处理技术,在一个指令周期内可完成多条指令。

DSP 器件采用改进的哈佛结构,具有独立的程序和数据空间,允许同时存取程序和数据。内置高速的硬件乘法器,增强的多级流水线,使 DSP 器件具有高速的数据运算能力。DSP 比 16 bit 单片机单指令执行时间快 8~10 倍,完成一次乘法运算快 16~30 倍^[1]。DSP 器件还提供了高度专业的指令集,提高了 FFT 快速傅里叶变换和滤波器的运算速度。此外,DSP 器件提供 JTAG 接口,具有更先进的开发手段,批量生产测试更方便,开发工具可实现全空间透明仿真,不占用用户任何资源。在电机控制方面,TI 公司的 C2000 系列适合逆变器。C2000 专门设计了能产生 PWM 的事件管理器(EV),用户可以方便地用来生成 PWM,调节死区等^[2]。

交流调速系统主要由驱动单元、电流和位置检测单元以及交流电机组成,其系统结构如图 1 所示。驱动单元由交流电整流后的直流电供电,向交流电机提供旋转所需的三相交流电。控制电路是系统中枢,它综合处理速度信号、速度反馈信号及电流传感器、位置传感器的反馈信息并控制功率变换器主开关的工作状态,实现对交流电机运行状态的控制。

系统选用交流电机为鼠笼异步电动机,三相定子绕

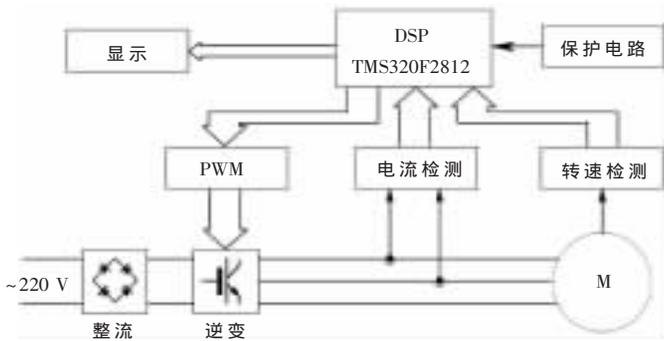


图1 系统结构图

组采用Y形接法,额定功率180W,额定电压380V,额定电流0.6A,同步转速1500r/min,额定转差率0.066,定子相阻抗 4.495Ω ,互感149mH,转子阻抗 5.365Ω ,转子感抗162mH,转子漏抗13mH,转子惯量 $0.95 \times 10^{-3} \text{kgm}^2$ 。

1.2 主电路设计

本系统控制电机主要是交-直-交变频电路,主电路图如图2所示。

整流滤波电路将220V变为直流电,再通过逆变电路将其变为频率和电压都可控制的三相交流电。串联在整流桥和滤波电容器之间的电阻为限流电阻,当变频器刚接入电源的瞬间,将有一个很大的冲击电流经过整流桥流向滤波电容,使整流桥可能因此而受到损坏;同时,也可能使电源的瞬间电压明显下降,形成干扰。限流电阻就是为了削弱该冲击电流而串接在整流桥和滤波电容之间的。电动机再生的电能经过续流二极管后反馈到直流电路,过高的直流电压将使各部分器件受到损害。因此当直流电压超过一定值时,就要提供一条放生回路,将再生的电能消耗掉。这就是能耗制动电路,在滤波电路和逆变电路之间。逆变器中每桥臂导电 180° ,同一相上下两臂交替导电,各相开始导电的角度差 120° ,任一瞬间有三个桥臂同时导通,每次换流都是在一相上下两臂之间进行,也称为纵向换流。阻感负载时需提供

无功。为了给交流侧向直流侧反馈的无功提供通道,逆变桥各臂并联反馈二极管。每相并联电容的目的是在IGBT通态时给电容充电,关断时,电容放电,使晶体管施加反向电压,使其关断更加迅速,不会导致上下2个管子同时导通而造成直通。

1.3 双闭环的速度、电流检测

测速是闭环控制系统的关键。本系统采用光电编码器。由光电编码器产生的脉冲信号,送入光耦TLP550,隔离后的信号经过上拉电阻拉升电位后,通过带延时的反向触发器74HC14,送入到DSP的QEP1口;另一路信号通过同样的电路送入DSP的QEP2口。

系统中的电流检测环节采用电流传感器,型号为TBC02A02。该电流传感器是利用霍尔效应和磁平衡原理制成的一种电流传感器,能够测量直流、交流以及各种脉冲电流,同时在电气上高度绝缘。经过霍尔电流传感器,需要检测的电流信号按比例缩小为电压信号,为了防止后续电路对这个电压检测信号的干扰,利用运算放大器“虚短”和“虚断”的原理设计电压跟随器。

2 空间矢量PWM技术(SVPWM)

2.1 SVPWM简介

SVPWM是近年发展的一种比较新颖的控制方法,是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,能够使输出电流波形尽可能接近于理想的正弦波形。空间电压矢量PWM与传统的正弦PWM不同,它是从三相输出电压的整体效果出发,着眼于如何使电机获得理想圆形磁链轨迹^[5]。SVPWM技术与SPWM相比较,绕组电流波形的谐波成分小,使得电机转矩脉动降低,旋转磁场更逼近圆形,而且使直流母线电压的利用率有了很大提高,且更易于实现数字化。

2.2 SVPWM基本原理

SVPWM的理论基础是平均值等效原理,即在一个开关周期内通过对基本电压矢量加以组合,使其平均值

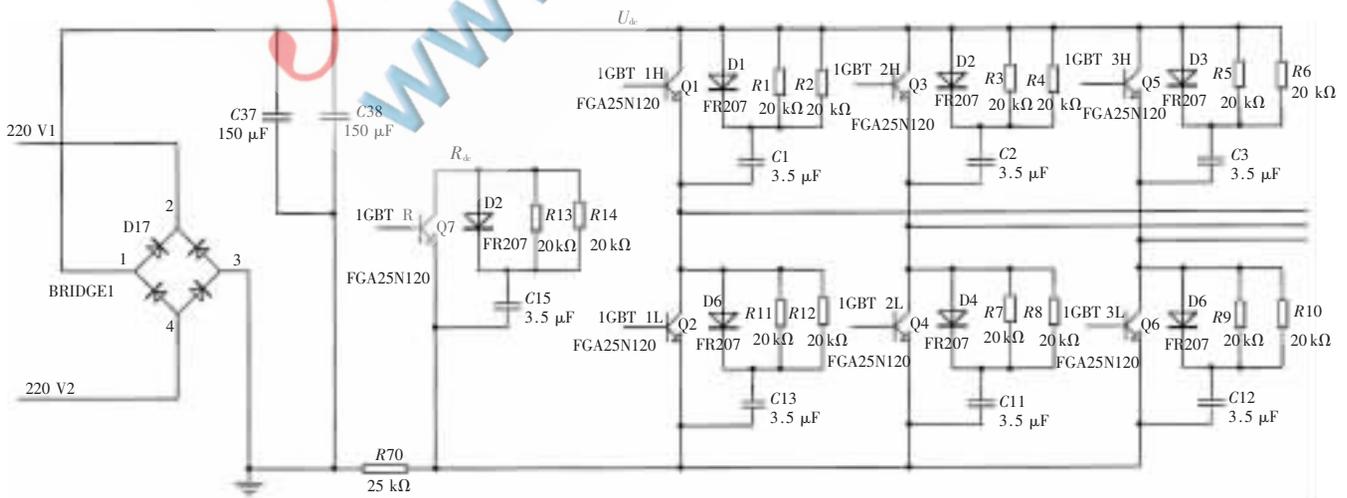


图2 基于DSP的交流控制系统主电路

硬件纵横

Hardware Technique

与给定电压矢量相等。在某个时刻,电压矢量旋转到某个区域中,可由组成这个区域的两个相邻的非零矢量和零矢量在时间上的不同组合来得到^[11]。两个矢量的作用时间在一个采样周期内分多次施加,从而控制各个电压矢量的作用时间,使电压空间矢量接近按圆轨迹旋转,通过逆变器的不同开关状态所产生的实际磁通逼近理想磁通圆,并由两者的比较结果来决定逆变器的开关状态,从而形成 PWM 波形^[17,81]。

由于逆变器三相桥臂共有 6 个开关管,为了研究各相上下桥臂不同开关组合时逆变器输出的空间电压矢量。(Sa、Sb、Sc)的全部可能组合共有 8 个,包括 6 个非零矢量 $U_1(001)$ 、 $U_2(010)$ 、 $U_3(011)$ 、 $U_4(100)$ 、 $U_5(101)$ 、 $U_6(110)$ 和两个零矢量 $U_0(000)$ 、 $U_7(111)$ 。

其中非零矢量的幅值相同(模长为 $2U_{dc}/3$),相邻的矢量间隔 60° ,而两个零矢量幅值为零,位于中心。在每一个扇区,选择相邻的两个电压矢量以及零矢量,按照伏秒平衡的原则来合成每个扇区内的任意电压矢量,等效成:

$$U_{ref}T = U_x T_x + U_y T_y + U_0^* T_0^* \quad (1)$$

其中:

U_{ref} 为期望电压矢量;

T 为采样周期;

T_x 、 T_y 分别为对应两个非零电压矢量;

U_x 、 U_y 和零电压矢量在一个采样周期的作用时间;其中 U_0^* 包括了 U_0 和 U_7 两个零矢量。由于三相正弦波电压在电压空间向量中合成一个等效的旋转电压,其旋转速度是输入电源角频率,等效旋转电压的轨迹将是一个圆形。

三相电压给定所合成的电压向量旋转角速度为 $\omega = 2\pi f$,旋转一周所需的时间为 $T = 1/f$;若载波频率是 f_s ,则频率比为 $R = f_s/f$ 。这样将电压旋转平面等割成 R 个小增量,亦即设定电压向量每次增量的角度是:

$$\gamma = 2\pi/R = 2\pi f/f_s = 2\pi T_s/T \quad (2)$$

假设欲合成的电压向量 U_{ref} 在第 I 区中第一个增量的位置,欲用 U_4 、 U_6 、 U_0 及 U_7 合成,用平均值等效可得: $U_{ref} T_s = U_4 T_4 + U_6 T_6$

在两相静止参考坐标系(α 、 β)中,令 U_{ref} 和 U_4 间的夹角是 θ ,由正弦定理可得:

$$\frac{|U_{ref}|}{\sin 2\pi/3} = \frac{|T_6 U_6 / T_s|}{\sin \theta} = \frac{|T_4 U_4 / T_s|}{\sin(\pi/3 - \theta)} \quad (3)$$

因为 $|U_4| = |U_6| = 2U_{dc}/3$,所以可以得到各矢量的状态保持时间为:

$$\begin{cases} T_4 = m T_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_6 = m T_s \sin \theta \end{cases}$$

式中 m 为 SVPWM 调制系数(调制比), $m = \sqrt{3} |U_{ref}| / U_{dc}$ 而零电压向量所分配的时间为:

$$T_7 = T_0 = (T_s - T_4 - T_6) / 2 \quad (4)$$

2.3 SVPWM 控制算法

通过以上 SVPWM 的法则推导分析可知要实现 SVPWM 信号的实时调制,首先需要知道参考电压矢量 U_{ref} 所在的区间位置,然后利用所在扇区的相邻两电压矢量和适当的零矢量来合成参考电压矢量。经整理后得出:

$$\begin{cases} T_4 = \frac{U_\alpha T_s - \frac{U_\beta T_s}{\sqrt{3}}}{|U_4|} = \frac{\sqrt{3} T_s}{U_d} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} U_\alpha - \frac{U_\beta}{2} \right) = K U_2 \\ T_6 = T_4 = \frac{2 U_\beta T_s}{\sqrt{3} |U_6|} = \frac{\sqrt{3} T_s}{U_d} U_\beta = K U_1 \\ T_0 = T_7 = \frac{1}{2} (T_s - T_4 - T_6) \end{cases} \quad (5)$$

同理可求得 U_{ref} 在其他扇区中各矢量的作用时间。因此可用下式求得 T_x' 、 T_y' 、 T_0 、 T_7 :

$$\begin{cases} T_x' = \frac{T_x}{T_x + T_y} \times T_s \\ T_y' = \frac{T_y}{T_x + T_y} \times T_s \\ T_0 = T_7 = 0 \end{cases} \quad (6)$$

按照上述过程,就能得到每个扇区相邻两电压空间矢量和零电压矢量的作用时间。

当 U_{ref} 所在扇区和对应有有效电压矢量的作用时间确定后,再根据 PWM 调制原理,计算出每一相对应比较器的值。

利用空间电压矢量近似原理,可总结出下式:

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = m T_s \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中 m 仍为 SVPWM 调制系数,利用以上各式就可得到在第 I 扇区的各相电压平均值:

同样可以推导出其他扇区的调制波函数,其相电压调制函数如下:

$$\begin{cases} U_a(\theta) = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} |U_{ref}| \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) \dots \left(0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \text{ 或 } \pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3} \right) \\ \frac{3}{2} |U_{ref}| \cos \theta \dots \left(\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} \text{ 或 } \frac{4\pi}{3} \leq \theta < \frac{5\pi}{3} \right) \\ \frac{\sqrt{3}}{2} |U_{ref}| \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) \dots \\ \left(\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi \text{ 或 } \frac{5\pi}{3} \leq \theta < 2\pi \right) \end{cases} \\ U_b(\theta) = U_a\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c(\theta) = U_a\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (8)$$

其线电压的调制波函数为:

$$\begin{cases} U_{ab}(\theta) = U_a(\theta) - U_b(\theta) = \sqrt{3} |U_{ref}| \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{bc}(\theta) = U_b\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{ca}(\theta) = U_a\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (9)$$

硬件纵横

Hardware Technique

从相电压调制波函数看,输出的是不规则的分段函数,为马鞍波形。从线电压调制波函数看,其输出的则是正弦波形。

3 仿真实验

3.1 SPWM 仿真

在进行实际的电路焊接前,适当的仿真工作是必不可少的,这决定了自己设计的电路是否可行。用“NI Multisim 10”作为仿真工具对 SPWM 法进行仿真。为了得到驱动交流电机产生旋转磁场,必须按照一定顺序通断逆变器的 6 个开关管,为此,搭建了仿真主电路,PWM 产生电路仿真结果如图 3 所示。

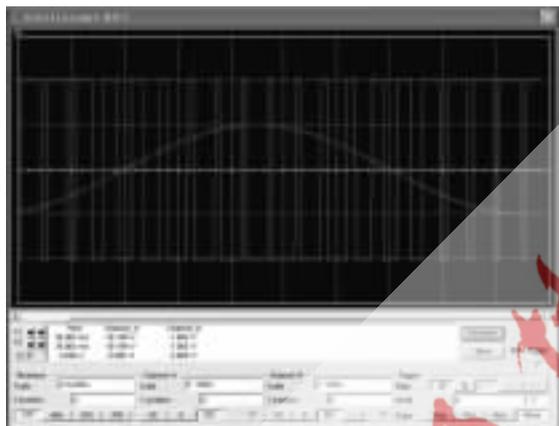


图 3 PWM 波形

以上波形,是通过三角波和正弦波叠加的结果,是控制逆变器 6 个开关管的输入信号,其中,上面 3 个开关管的信号依次相差 120° ,上下两个开关管反相。

图 4 中从 A 相输出的电压波形经过了逆变器和输入的 PWM 波作用后,表现为正弦波形,B 相和 C 相波形与 A 相波形完全相同,只是一次相差了 120° 。

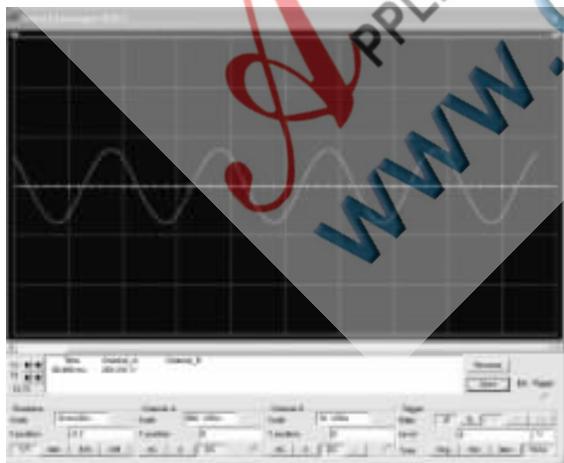


图 4 输出波形(相电压)

3.2 SVPWM 仿真

Matlab 功能强大,其中的 Simulink 工具箱可以进行 SVPWM 的仿真。

通过搭建算法的结构图,对算法进行仿真,得到图 5 所示的驱动波形。从图中可以看出,驱动波形是占空比不断变化的方波。



图 5 驱动波形(50 Hz)

在驱动波形通过逆变模块后,得到图 6 所示的三相交流电。从图中可以看出,三相电压每一相都是一种趋于正弦波得波形,且分别相差 120° ,这样就能很好地模拟旋转的磁场,从而驱动交流电机。

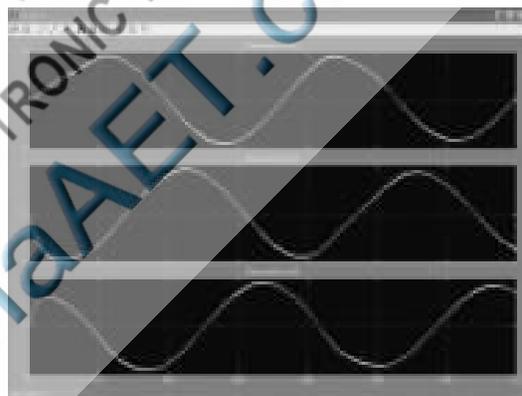


图 6 三相线电压

本文对以 TMS320F2812 DSP 为控制核心的交流异步控制系统的硬件、仿真等进行了详细的说明与验证,对控制方法 SVPWM 作了比较透彻的分析和推导。说明该方案具有相当的应用前景和研发价值,为批量生产和全面推广作了认真的铺垫,为今后创造更先进的算法和更完善的硬件打下基础。但是,交流驱动还存在一些不足和缺点有待改进,算法模拟直流电机理论与实际有部分差距,这也为今后的研究制定了目标。

参考文献

- [1] 苏奎峰.TMS320F2812 原理与开发[M].北京:电子工业出版社,2005:122-136.
- [2] 刘和平,张卫宁,刘林,等.TMS320C28x 系列 DSP 指令和编程指南[M].北京:清华大学出版社,2005:197-385.
- [3] 陈伯时.电力拖动自动控制系统[M].北京:机械工业出版社,1993:101-106.
- [4] 吴振顺,姚建均,岳东海.模糊自整定 PID 控制器的设计

- 及其应用[J].哈尔滨工业大学学报,2004,36(11):1578-1580.
- [5] 许力.智能控制与智能系统[M].北京:机械工业出版社,2007:25-81.
- [6] 刘金琨.先进PID控制MATLAB仿真(第2版)[M].北京:电子工业出版社,2004:102-130.
- [7] 崔建锋,李永奇,王义琴,等.基于DSP的开关磁阻电动机调速系统位置传感器误差补偿[J].沿海企业与科技,2007,87(8):53-55.
- [8] 苏宝平,全力.基于DSP的开关磁阻电机无位置传感器控制系统设计[J].计算机测量与控制,2004,12(9):846-848.
- [9] BACK D K, KO T J, KIM H S. Real time monitoring of tool breakage in a milling operation using a digital signal-processor[J]. Journal of Materials Processing Technology, 2000,100(1):266-272.
- [10] Vaez-Zadeh S, SATVATI M R.Vector control of linear Induction motors with end effect compensation[C]. Electrical Machines and Systems, ICEMS Proceedings of the Eighth International Conference, 2005:635-638.

(收稿日期:2011-4-24)

作者简介:

韩础,男,1985年生,在读硕士研究生,主要研究方向:电机控制和传感器技术。

