

DSP 在无传感器无刷直流电机控制中的应用

纪志成, 金小俊, 沈艳霞

(江南大学通信与控制工程学院, 江苏 无锡 214036)

摘要: 无刷直流电机中转子位置传感器的安装在许多场合下有着很大的缺点, 文中提出一种简单算法来得到转子位置, 并给出了以 TMS320F240 为核心设计的无位置传感器无刷直流电机控制系统的软硬件框图。文中还应用模糊单神经元自适应控制方法进行控制, 取得了良好的控制效果。

关键词: 无刷直流电机; 数字信号处理器; 模糊神经元

中图分类号: TM301.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-6848(2001)05-0029-04

Application of DSP in the Control of Sensorless Brushless DC Motor

JI Zhi-cheng, JIN Xiao-jun, SHEN Yan-xia

(Southern Yangtse University, Wuxi 214036, China)

Abstract: It's difficult to fit rotor position sensors in brushless DC motor on some occasions. A simple method of getting the rotor position is introduced in this paper, and the design of control system is also presented which based on TMS320F240. Fuzzy single neuron self-adaptive control strategy is employed in position control. A good control effect is obtained.

Key words: brushless DC motor; digital signal processor; fuzzy neuron

1 引言

无刷直流电机(BLDCM)是近年发展很快的一种新型电机,它兼备了交流电动机和直流电动机的优点,但传统的无刷直流电机都以霍尔元件或其它位置检测元件作为转子位置传感器的,这对电机的可靠性、制造工艺要求等带来不利的影响^[1]。由于无刷直流电机的某相绕组的反电势由正变负或由负变正而过零时,转子直轴必与该相绕组的轴线重合,所以只要测出各相反电势的过零点就可获得三相电机所需的转子6个关键位置信号。但反电势无法直接测得,必须通过测得的端电压算出。

本文应用的美国德州仪器公司1997年推出的TMS320F240DSP,具有如下主要特点^[2,3]:

- 指令周期为50ns,内部总线为哈佛结构,程序控制采用4级流水线作业。
- 32位中央处理器,16位定点运算,8个16位辅助寄存器。
- 16位×16位并行乘法器。
- 16K×16位Flash ROM,544字×16位片内

RAM。

- 2个带采样保持的各8路10位6.6μs的A/D转换器。
- 3个16位通用定时/计数器,12路PWM输出口,4个捕获单元,6个外部中断源。
- 内置锁相环时钟单元和看门狗实时中断模块,具有串行通讯和串行外设接口。

本文还设计了方便实用、保护功能齐全的无传感器无刷直流电机控制系统,并给出了软件编程中的一些编程技巧,最后介绍了模糊单神经元自适应控制策略和实验结果。

2 无刷直流电机的主回路及反电势波形

图1是无刷直流电机的主回路。本文采用两两

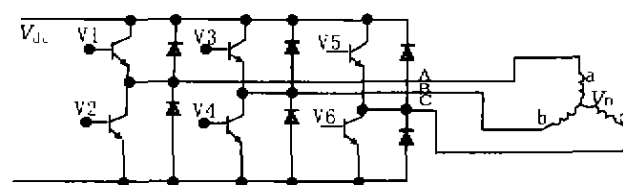


图1 无刷直流电机主回路

通电方式,即每一个瞬间有2个功率管导通,每隔1/6周期(60°电角度)换相1次,每一功率管导通

收稿日期:2001-07-01

基金项目:高等学校骨干教师资助计划资助

120°电角度。功率管的导通顺序是:V1V4→V1V6→V3V6→V3V2→V5V2→V5V4。在方波无刷直流电机中,只要测出各相反电势的过零点就可获得三相电机所需的转子6个关键位置信号,进而实现定子绕组的正确换流。

3 反电势与端电压关系

图2为一相端电压模型示意图,由此可得三相端电压公式为:

$$V_a = RI_a + L \frac{dI_a}{dt} + E_a + V_n$$

$$V_b = RI_b + L \frac{dI_b}{dt} + E_b + V_n$$

$$V_c = RI_c + L \frac{dI_c}{dt} + E_c + V_n$$

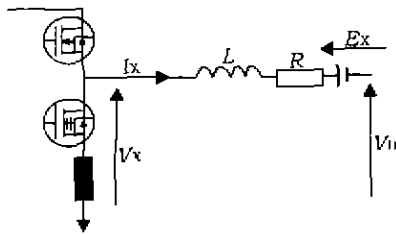


图2 端电压模型示意图

由于在任一时刻同时有两相定子绕组通电,绕组上电流大小相等方向相反,而另一相绕组此时断电,绕组通过电流为零。所以 $RI_a + RI_b + RI_c = 0$,且将绕组上换相时瞬时产生的冲击电压暂时忽略不计,即 dI/dt 可忽略,则 $E_a + E_b + E_c = E_{nonfed}$ (E_{nonfed} 为不通电相的反电势)。将上式中3式叠加后得到:

$$V_a + V_b + V_c = R(I_a + I_b + I_c) + L\left(\frac{dI_a}{dt} + \frac{dI_b}{dt} + \frac{dI_c}{dt}\right) + E_a + E_b + E_c + 3V_n = E_{nonfed} + 3V_n$$

当某相绕组断电时,有: $V_{nonfed} = E_{nonfed} + V_n$

化简得: $E_{nonfed} = [3V_{nonfed} - (V_a + V_b + V_c)]/2$

式中, V_a, V_b, V_c 为三相端电压; V_n 为中性点电压; V_{nonfed} 为未通电相的端电压; E_{nonfed} 为未通电相的反电势。在DSP芯片的运算中,乘法的计算速度要超过除法,所以在算法中取3倍的未通电一相的端电压减去三相端电压之和即可得到2倍的反电势。如果差值瞬间由正变负,该时刻即为过零时刻,当反电势过零后,延时30°电角度再换相,也就是说当反电势过零一旦发生,记数定时1/12电角度周期后换相。

4 系统设计

系统的硬件设计框图如图3所示。

4.1 功率器件的驱动及保护

TMS320F240产生的6路高速PWM经过光隔送给MOS功率器件专用栅极驱动集成模块IR2130,再由IR2130驱动6个MOS管IRFZ44。光隔电路由Ti公司精密线性光隔TIL300并配上相应的前置和后置驱动构成。IR2130内部设有过电流、过电压及欠电压等多种保护电路,把IR2130的保护信号输出端接至DSP的PDPINT引脚,当PDPINT引脚被拉为低电平时,DSP立即封锁PWM的输出,从而有效保护驱动器件。

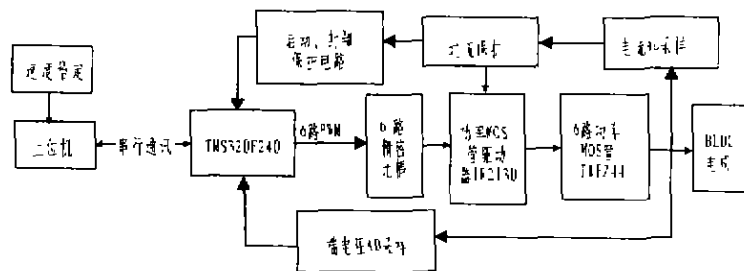


图3 系统硬件框图

4.2 端电压及电流采样电路

端电压检测采用分压检测,由于TMS320F240的A/D输入信号范围为0~5V,必须设置好电阻的分压比。电流检测通过检测分流电阻两端压降得到,分流电阻的大小根据最大允许输入电流限值来取,以分流电压为0.5V为准。在本实验电路中,最大允

许输入电流限值为5A,分流电阻采用0.1Ω的绕线电阻^[4]。由于IR2130的I_{TRIP}端的输入阈值电压为0.5V,当分流电阻上的压降大于0.5V时,IR2130内部的比较器迅速翻转,促使IR2130内部的故障处理单元输出低电平,从而保证6个功率MOS器件迅速截止,可有效保护功率管。图4为一相的端电压及电流采样电路。

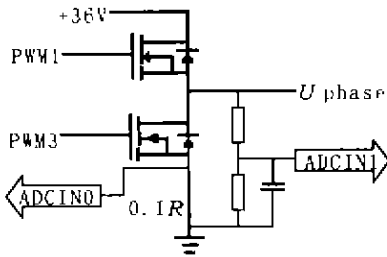


图4 端电压及电流采样电路

4.3 软件设计

主程序的流程图如图5所示。由于三相全控电路采用两两通电方式,换相顺序是 AB→AC→BC→BA→CA→CB,对应 PWM 口输出顺序为 PWM1、PWM4→PWM1、PWM6→PWM3、PWM6→PWM3、PWM2→PWM5、PWM2→PWM5、PWM4。所以框图中寄存器 CAPT 的值为 0、2、4、6、8、10,分别对应了 AB、AC、BC、BA、CA、CB 6 个相序。

由于篇幅的限,本文仅给出电流调节部分的子程序。

LACC ADCFIFO1,10; 电流采样 Idc 存入 ACC 高 16 位

LDP #0

SACH Idc_errorK; 存储 Idc 至 Idc-errork

SETC SXM

LACC Idc_errorK,5

SUB Idc_ref,5

SACL Idc_errork; 存储电流偏差

LT Idc_errorK

MPY #Kp

PAC; Acc=Kp * Current_error

ADD COMP,16; COMP 为 PWM 脉冲宽度值

SACH COMP; 存储 Kp * Current_error +

COMP(k-1)

LACC COMP; 载入更新脉冲宽度

BGZ SUP_LIM; 电流校正限幅

SPLK #0,COMP

B COMP_OK

SUP_LIM SUB 0112

BLZCOMP_OK

SPLK #0112,COMP

5 控制策略

本系统采用全数字 3 闭环控制,即电流环、速度环、位置环。速度调节器是系统中最具特色的部分,它由 1 个模糊控制器和 1 个单神经元自适应控制器构成,在大误差范围内采用模糊控制,在小误差范围内采用单神经元自适应控制^[5]。由于每 2 次换相之间的时间是可以得到的,2 次换相之间电机转过 60° 电角度,所以转子电角速度可由 $\Delta\theta/\Delta T$ 得到。控制系统结构如图 6 所示。

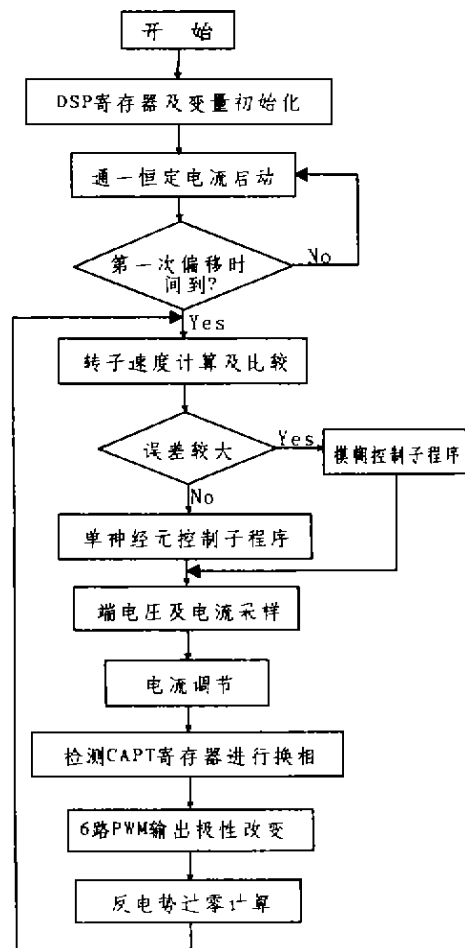


图5 主程序流程图

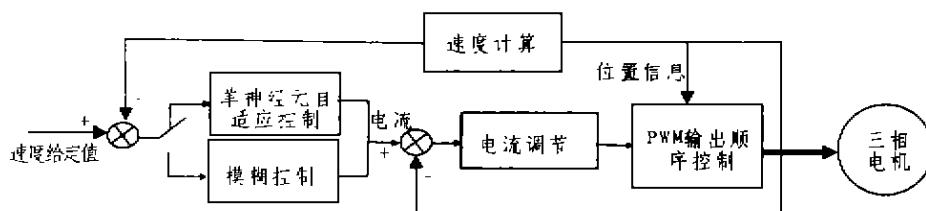


图6 控制系统结构图

5.1 电流调节器

电流控制是通过改变脉宽调制信号来实现,因为开关频率设为 80kHz, PWM 周期固定,改变的是占空比。为了防止调节过程中产生过高冲击电流,对调节电流设置上限,电流调节规律设计如下:

$$I_{error} = I_{ref} - I_{measured}$$

$$Duty_cycle_{new} = duty_cycle_{old} + I_{error} \cdot K$$

If $Duty_cycle_{new} \geq Suplimit$ Then
 $Duty_cycle_{new} = Suplimit$

If $Duty_cycle_{new} \leq 0$ Then
 $Duty_cycle_{new} = 0$

式中, I_{error} 为电流偏差; I_{ref} 为电流设定值; $I_{measured}$ 为电流测量值; $Suplimit$ 为 PWM 波形脉冲宽度上限; $Duty_cycle_{new}$ 为 PWM 波形脉冲宽度更新值。

5.2 转速调节器

5.2.1 模糊控制器

模糊控制器的输入为转速偏差和偏差变化,输出为内环电流给定值。模糊控制器结构如图 7 所示。模糊控制器设计过程中选定输入输出变量的模糊

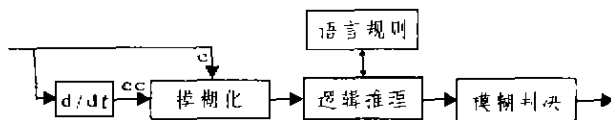


图 7 模糊控制器结构图

集,确定各变量论域,建立模糊变量赋值表。然后根据积累的经验归纳出若干条控制规则,再由控制规则进行模糊推理,输出进行反模糊化时,采用最大隶属度原则,得到一张控制查询表。实时控制时,采用查表法,只需用一条 TBLR 指令就可得到所需的控制量。

5.2.2 单神经元自适应控制器

由于自适应机构要不断地对被控对象进行在线辨识,因此要求所选用的神经网络结构适合于自适

应机构的在线学习的工作特性,而且学习速度要快。如果网络的结构比较复杂,那么需要调整的权重数量就较多,则势必会影响自适应机构的学习速度,且多层神经网络的动态理论还不够完善,所以选用 1 个单神经元模型、单神经元模型见图 8:

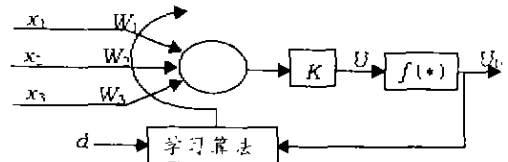


图 8 单神经元模型

神经元自适应控制器的状态量取为:

$$x_1(k) = td \sum_{i=1}^k e(i)$$

$$x_2(k) = e(k)$$

$$x_3(k) = [e(k) - e(k-1)]/td$$

采用的控制算法为:

$$u_a(k) = U_{max} \frac{1 - e^{-u(k)}}{1 - e^{-u(k)}}$$

$$u_a(k+1) = u_a(k) - f \left[K \sum_{i=1}^3 \omega_i(k) x_i(k) / \sum_{i=1}^3 |\omega_i(k)| \right]$$

$$\omega_i(k+1) = \omega_i(k) + d_r e(k) |\omega_i(k)| x_i(k) \quad i=1,2,3$$

式中, U_{max} 为转矩电流分量的最大值。由于 x_1 、 x_2 、 x_3 分别为误差积分、误差、误差微分,用学习规则调整各输入量的权值,单个神经元就相当于变系数的自适应 PID 调节器。可以看出,误差较大时,单神经元自适应控制的权重调整量很大,使单神经元控制的超调增大。因此,只有在误差较小时采用单神经元自适应控制方可达到较好的效果。

6 实验结果

作者所采用的是 1 台三相 Y 型无刷直流电机,额定直流供电电压为 36V,额定电流为 3A,额定转速为 800r/min,极对数为 8,电枢回路电阻 $R_s = 1.675\Omega$,电枢回路电感 $L = 5.75mH$,图 9a 为电机三相电流的波形;图 9b 为电机启动时的转速波形。

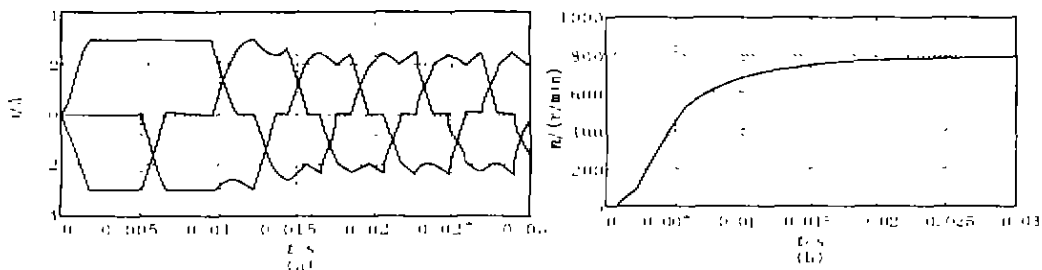


图 9 实验结果波形

(下转第 11 页)

