

基于 TMS320F28335 的无刷直流电机调速系统设计

余安富^{1,2}, 于平¹, 李先锋¹, 赵昶宇¹

(1. 中国科学院长春光学精密机械与物理研究所, 吉林长春 130033; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100039)

摘要: 为了提高无刷直流电机的控制效果, 设计了以 TMS320F28335 为主控制器的无刷直流电机调速控制系统。该系统采用转速电流双闭环控制策略, 以 16 位 A/D 转换器 ADS8556 和 2SD106AI-17 驱动器为核心外围器件构成硬件系统, 并在此基础上完成软件设计。实践证明: 该调速系统运行稳定, 控制算法合理, 带负载能力强。

关键词: TMS320F28335; 无刷直流电机; 调速系统

中图分类号: TP273 文献标识码: A 文章编号: 1002-1841(2011)09-0102-03

Brushless DC Motor Speed Control System Design Based on TMS320F28335

YU An-fu^{1,2}, YU Ping¹, LI Xian-feng¹, ZHAO Chang-yu¹

(1. Changchun Institute of Optics, Fine Mechanics and Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130033, China;
2. Graduate University of Chinese Academy of Science, Beijing 100039, China)

Abstract: In order to improve the control effect of the brushless direct current motor, a speed control system for DC motor was designed based on MCU TMS320F28335. This system adopted the speed and current double-loop control strategy. The hardware system was mainly consisted of a 16 bits ADS8556 converter and a 2SD106AI-17 driver, and the software design was based on it. Practice results show that this speed control system's stable operation is very well, the control algorithm is rational, and the load capacity is very strong.

Key words: TMS320F28335; brushless direct current motor; speed control system

0 引言

无刷直流电机既具有交流电机结构简单、稳定性高的特点, 又具有直流电机的调速范围宽、功率密度高、出力矩大等优点, 在各行各业均得到广泛的应用。随着微控制器的发展, 无刷直流电机控制器逐渐由模拟向数字转化。用软件代替模拟器件, 一方面可以方便地修改控制策略及控制参数, 提高了开发效率; 另一方面避免了采用模拟器件温漂大、抗干扰能力弱的缺陷。总之, 无刷直流电机控制器采用数字化方式实现, 用软件来完成各种功能是发展方向。

文中研究采用微控制器作为主控制芯片, 设计了无刷直流电机调速驱动控制系统。介绍了该系统的工作原理, 实现了硬件电路的设计和软件的开发。实验结果表明: 该调速系统运行良好, 可靠性高, 安全性好, 具有重要的实际应用价值。

1 无刷直流电机工作原理

该无刷直流电机调速系统的主要构成如图 1 所示。

调速系统以数字信号微控制器 TMS320F28335(以下简称 F28335) 为主控制器。该控制器输出 PWM 通过隔离驱动之后, 作用于功率电路来控制电机的转矩和转速; 为了实现闭环控制, 电机的速度和电流反馈量采用增量式编码器和霍尔电流传感器来获得。此外, 为了提高系统的可靠性和安全性, 该调速系统设计了故障检测单元, 一旦发生过流、过压、欠压或过载等现象, 关闭功率管输出。

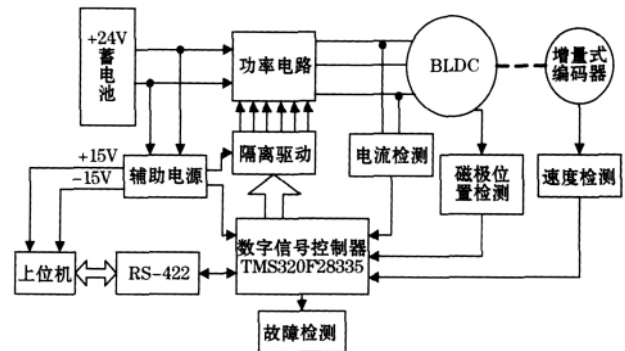


图 1 无刷直流电机调速系统组成

为了使系统的抗干扰性、鲁棒性更强, 调速系统采用速度外环和电流内环的双闭环控制。双闭环调速系统在启制动过程中, 电流内环起主要作用, 减少系统的过渡时间, 提高系统的响应; 一旦到达给定转速, 系统自动进入转速控制方式, 速度外环起主要作用, 电流闭环跟随速度环的给定输出, 保持转速恒定。

2 硬件电路设计

无刷直流电机调速系统硬件电路包括磁极位置和速度信号调理电路、电流采样处理电路、RS-422 通讯电路、驱动器电路、逆变器电路、故障保护电路等。位置和速度信号调理电路主要是对霍尔信号及编码器速度反馈信号进行滤波和放大。

2.1 电流采样电路

所选用的无刷直流电机额定工作电流为 62.5 A, 采用霍尔电流传感器 HNC100L 来检测无刷直流电机相电流。HNC100L 额定输入电流为 100 A, 额定输出电流为 50 mA, 经过采样电阻

得到的电压送给 A/D 采集输入端,经 A/D 转换完成电流采样。

电流采样使用芯片 ADS8556 来实现。该芯片具有双极性输入、6 通道同步采样、16 位转换的特点。F28335 与 ADS8556 的连接使用了 DSP 控制器的外围电路扩展接口 ZONE0 存储空间,地址范围为 0x4000 ~ 0x5000;采用硬件方式配置输入电压范围、总线宽度等参数。F28335 为访问 ZONE0 提供了 1 个使能信号 XZCS0,把此信号连接到 ADS8556 的 CS 端,当 CS 为低电平时,数据总线 XD[0..15]上才有数据。把 F28335 的 GPIO27 与 CONVSTA、CONSVTB 相连,控制 ADC 启动和停止转换。ADS8556 提供了一个转换忙状态引脚,系统程序查询此状态引脚,读取转换结果值。ADS8556 与 F28335 连接示意图如图 2 所示。

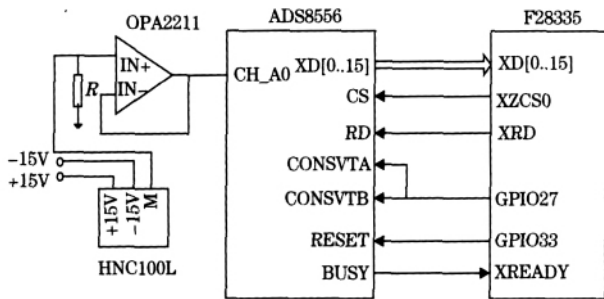


图 2 F28335 与 ADS8556 连接图

由于高速时采样保持时间为 280 ns,为了保证转换结果的精度,在采样保持期间,模拟输入引脚必须能提供足够的输入电流给采样保持电容充电。输入电流不仅与实际的采样频率和输入电压有关,而且还与信号的源阻抗有关。因此,有必要在模拟信号被采样之前加一级电压跟随器,减少信号源阻抗。此外,电压跟随器的带宽必须大于 6.7 MHz,才能满足高速采集的要求。OPA2211 放大器在增益为 1 时,带宽为 45 MHz,完全满足设计要求。

ADS8556 的模拟输入端的电压范围为 -10 ~ 10 V,转换后的结果以二进制补码的形式表示。实际转换后得到的电压 V_{in} 可表示为

$$V_{in} = (10 \times Bcode) / 32767 \quad (1)$$

式中 Bcode 为 ADS8556 转换后的二进制补码所对应的原码值。

经过多次采样同一电压,转换得到的实际结果如表 1 所示。从表中可以看出,ADS8556 的转换精度高。

表 1 A/D 转换电压表

输入电压	转换后电压				
	第 1 组	第 2 组	第 3 组	第 4 组	第 5 组
-6	-6.005 6	-6.005 7	-6.005 6	-6.005 5	-6.005 6
-2	-2.004 6	-2.004 4	-2.004 6	-2.004 5	-2.004 6
0	-0.011 3	-0.011 5	-0.011 5	-0.011 4	-0.011 4
2	1.993 7	1.993 8	1.993 7	1.993 8	1.993 7
6	6.002 7	6.002 7	6.002 6	6.002 6	6.002 7

2.2 驱动电路设计

驱动电路选用智能驱动器 2SD106AI-17。它不仅具有短路、过流保护、欠压检测,能动态设定保护阈值功能,而且驱动信号、状态传送及电源与功率部分完全磁隔离。此外,驱动器

的开关频率大于 100 kHz,占空比可从 0 ~ 100% 变化,可处理 5 ~ 15 V 电平的标准逻辑信号。

该驱动器提供了 2 种操作模式(半桥模式和直接模式)同时提供了 2 个控制信号输入端(LnA 和 LnB)。在半桥模式中,LnB 作为使能端,LnA 作为 PWM 控制信号输入端,驱动器输出 2 路互补信号控制逆变器同一桥臂的上下 2 只 MOSFET;而在直接模式,LnA 和 LnB 均作为驱动器的控制信号输入端,互不影响,分别独立控制同一桥臂上的 MOSFET,LnB 控制同一相的上桥臂,LnA 控制同一相的下桥臂。半桥模式和直接模式的选择是通过驱动器的模式选择引脚来确定。模式选择引脚接电源电压时,驱动器工作在直接模式;接地时,工作在半桥模式。驱动器工作在直接模式下,其具体连接方式如图 3 所示。

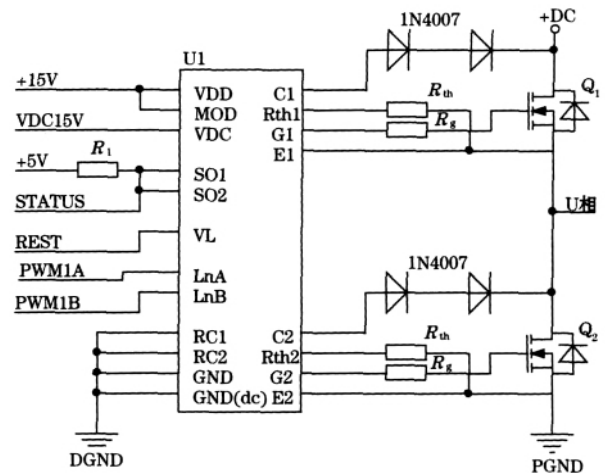


图 3 驱动器连接图

通过参考电阻 R_{th} 阻值的选取,可以决定 MOSFET 的电流保护阈值。根据图 3 R_{th} 的计算公式如下:

$$R_{th} = (U_{th} + U_d) / I \quad (2)$$

式中: U_{th} 为 MOSFET 的 U_{ds} 电压保护阈值; U_d 为 MOSFET 集电极所连接二极管(这里为 2 个 1N4007)的导通压降, U_d 约为 1.45 V; I 为 R_{th} 上的恒定电流 $I = 150 \mu A$ 。

实际选用的 MOSFET 为 IPB019N08N3,导通电阻为 1.9 m Ω ,设定电流的保护阈值为额定电流的 1.5 倍。通过式(2)计算出参考电阻 R_{th} 的值为 11 k Ω 。

此外,门极串联电阻 R_g 的选择影响驱动器的性能,若 R_g 太大,会使 MOSFET 通断状态变化的过渡时间延长;若 R_g 太小,会使 di/dt 增大,可能引起门极电压振荡,造成触发误导通。 R_g 的阻值可通过式(3)来确定

$$R_{g(\min)} = \Delta U / I_{g(\max)} \quad (3)$$

式中: ΔU 为驱动器门极电压正反向偏置电压之差; $I_{g(\max)}$ 为驱动器能提供最大驱动电流。

驱动器门极电压正反向偏置电压之差 ΔU 为 30 V,提供的最大驱动电流 $I_{g(\max)}$ 为 6 A;经计算 R_g 最小阻值为 5 Ω ,在实际中选取 10 Ω 。

3 软件设计

3.1 M/T 法测速

电机的速度检测是通过 F28335 的增强型正交编码器

(eQEP) 外设计算得到。eQEP 外设测速的主要思想是 M 法和 T 法。M 法的单位时间是通过设置 eQEP 外设单位时间定时周期寄存器 QUPRD 来获得的。T 法的单位位置是通过 eQEP 外设的 QCAPCTL 寄存器的 UPSS 位来指定产生单位位置所需的脉冲数量。输入脉冲即是编码器输出的相位差 90° 的 A 相和 B 相信号经过四倍频产生的信号。

编码器每转 1 圈输出的脉冲经过四倍频之后能产生 10 000 个正交脉冲信号 QCLK。设定速度的调节周期为 5 ms, 单位测速时间为 2 ms。转速 n (r/min) 与位置寄存器 QPOSLAT 的值 pos_count 的关系为

$$n = 3 \times \text{pos_count} \quad (4)$$

采用 T 法对无刷直流电机的低速运转进行测速。将每隔 32 个 QCLK 时钟编码器码盘转动过的位置作为 T 法的单位位置。捕获定时器时钟为 F28335 系统时钟的 $1/128$ 。转速 n 和捕获定时寄存器 QCPRD 值 cap_count 的关系表示为

$$n = 45\,000 / \text{cap_count} \quad (5)$$

其中 转速 n 的范围为 $2 \sim 2\,000$ r/min, 选取 120 r/min 为判定采用 M 法和 T 法的界限。当转速大于 120 r/min 时, 采用 M 法, 否则采用 T 法。

3.2 电流采样数字滤波

在实际中, A/D 采样回来的电流常常伴有各种各样的干扰噪声, 特别是在电机的换相过程中产生的电流突变, 由此带来的高次谐波干扰及尖峰干扰比较严重, 若把此电流值作为控制信号将引起系统的振荡。所以, 非常有必要对采集回来的电流值进行数字滤波, 提高电流采样值的平滑性。

常见的数字滤波方法有很多, 如中值滤波法、算术平均值滤波法、加权平均值滤波法、滑动平均值滤波法等。考虑到电机控制的实时性, 在设计中采用滑动平均值滤波方法。滑动平均值滤波方法的原理是在程序中开辟 1 个 5 级深度的队列 (a_5, a_4, a_3, a_2, a_1), a_5 为队尾, a_1 为队头, 该队列的平均值 S_m 为

$$S_m = (a_5 + a_4 + a_3 + a_2 + a_1) / 5 \quad (6)$$

每次开始新的电流采样前, 按顺序移动队列, 把最新采集的数据保存到队尾处, 记最新采集的数据为 a_m , 新的队列的平均值为 S_{m+1} , 有:

$$S_{m+1} = S_m - a_1 / 5 + a_m / 5 \quad (7)$$

采用滑动平均值滤波方法的好处是减少程序计算, 与算术平均值滤波法相比, 每次只采样 1 次, 实时性比较强。

3.3 PI 算法

速度调节器和电流调节器均采用传统的 PI 控制器。由于系统给定参考输入值常有较大变化或负载扰动, 且系统惯性大, 常规的 PI 控制器又存在着“积分饱和”的现象, 为了提高系统的控制性能, 减少系统超调, 采用积分分离的改进 PI 算法, 算法表达式为

$$u(k) = u(k-1) + K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i K_f e(k-1) \quad (8)$$

其中, 当 $|e(k)| \leq \beta$ 时, K_i 为 1, 反之则为 0。在实际中 β 值的选取很重要, 若选的太大, 则达不到积分分离的目的; 若选的

太小, 系统大部分时间只做 P 控制, 而且在减少超调量及振荡次数上没有起到明显的作用。在工程实践中, 需要多次改变 β 值比较分析, 得到一个满意合适的 β 值。

3.4 控制程序设计

系统软件主要由主程序和 PWM 周期中断组成。主程序主要进行各个模块和全局参数初始化的工作。PWM 周期中断程序主要包括电流信号采集和滤波, 速度 PI 调节, 电流 PI 调节, 获取磁极位置和驱动器状态, 更新 PWM 占空比等。图 4 为 PWM 周期中断程序的流程图。

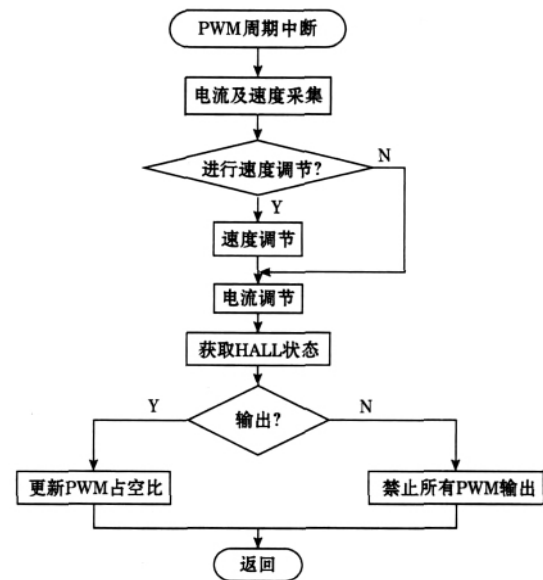


图 4 PWM 周期中断流程图

在主程序中, 将 PWM 周期设置为 $50 \mu\text{s}$, 在每个 PWM 周期中断程序里都进行 1 次电流调节; 每隔 5 ms 进行 1 次速度调节。PWM 调制方式的不同对系统的影响也不同。从减少驱动器开关损耗和抑制无刷直流电机转矩脉动方面考虑, 选用 ON_PWM 调制方式, 即上桥臂恒通, 下桥臂进行 PWM 斩波。

4 实验

根据所述方案设计了原理样机, 所采用的无刷直流电机的参数: 额定电压 24 V, 额定功率 1.5 kW, 绕组电感 $L = 5$ mH; 电机内阻 $R = 20$ m Ω ; 转动惯量 $J = 4$ g \cdot m 2 ; 电动势常数 $C_e = 7.5$ mV/(r \cdot min $^{-1}$)。在空载和带载情况下, 驱动器输出的 PWM 波形和 U 相绕组电流波形分别如图 5 和图 6 所示。

在图 5 和图 6 中, 波形从上到下依次标为 1、2、3、4。其中 1、2、3 表示 PWM 波形, 4 表示电流波形。

5 结束语

经实践证明, 以 F28335 作为主控制器芯片的无刷直流电机调速系统比传统的单片机无刷直流电机调速系统具有很多优势。利用 F28335 丰富的扩展外设, 如 ePWM、eQEP、XINTF 等, 可以方便地实现 PWM 波形的产生, A/D 采样, 速度检测以及各种保护功能, 大大简化了系统的硬件设计。F28335 还带有浮点处理器, 150M 的系统时钟处理能力, 更使系统控制的实时性和精确性得到了大的提高, 系统性能得到明显改善, 运行良好。

(下转第 107 页)

CMR = 0x01; //置位发送请求

系统中报文的接收采用中断方式。如果 SJA1000 接收到 1 个报文并且通过了验收滤波存入到接收缓冲区,那么会产生 1 个接收中断。单片机响应中断,将接收到的报文存入到自己的存储器,然后置位命令寄存器的释放接收缓冲器标志位来释放接收缓冲器中存放信息的内存空间。在处理接收报文的过程中,还要对总线关闭、错误报警、接收溢出等情况进行处理。

3.2 控制算法程序设计

采用单神经元自适应 PID 控制对液压缸的动作进行控制。将单神经元与 PID 控制结合起来,通过自学习功能不断修正 PID 控制参数权重,自动寻求系统最优的控制品质^[5],控制器结构如图 5 所示。

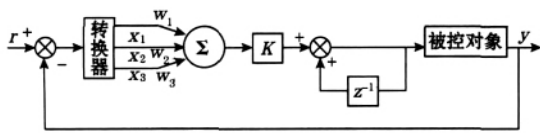


图 5 单神经元自适应 PID 控制器结构

神经元的 3 个输入节点分别为

$$x_1(k) = e(k) - e(k-1)$$

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

$$x_3(k) = e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)$$

式中 $e(k)$ 为误差。

一个输出节点为

$$\Delta u(k) = K[w_1(k)x_1(k) + w_2(k)x_2(k) + w_3(k)x_3(k)] / \sum_{i=1}^3 |w_i(k)|$$

按有监督的 Hebb 学习规则调整权系数 $w_1(k)$ 、 $w_2(k)$ 、 $w_3(k)$,算法如下:

$$w_1(k) = w_1(k-1) + \eta_p e(k) u(k) x_1(k)$$

$$w_2(k) = w_2(k-1) + \eta_i e(k) u(k) x_2(k)$$

$$w_3(k) = w_3(k-1) + \eta_d e(k) u(k) x_3(k)$$

式中: η_p 、 η_i 、 η_d 分别为比例、积分、微分的学习速率,取值在 0~1 之间。

控制算法程序流程如图 6 所示。

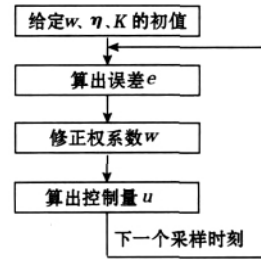


图 6 控制算法程序流程图

4 结束语

将 CAN 总线技术运用到六自由度运动机构中,实现了对液压伺服系统工作状态的检测和控制。整个系统硬件构建简单,成本较低。采用自定义的 CAN 总线通讯协议,方便灵活,程序编写容易。系统的实际使用过程中,CAN 总线通讯实时性好,可靠性高,便于维护,便于扩展。此外,在六自由度运动机构的液压伺服系统中采用单神经元自适应 PID 控制能够取得很好的控制效果。

参考文献:

- [1] 刘相波,晁智强,韩寿松.六自由度机构调试过程与处理方法.液压与气动 2004(4):38-40.
- [2] 刘小强,粟梅.基于 CAN 总线的数据采集处理系统的设计.仪表技术与传感器 2006(9):22-24.
- [3] 饶运涛,邹继军,郑勇芸.现场总线 CAN 原理与应用技术.北京:北京航空航天大学出版社 2003.
- [4] 刘坤,宋戈,赵红波,等.51 单片机 C 语言应用开发技术大全.北京:人民邮电出版社 2008.
- [5] 刘金琨.先进 PID 控制 MATLAB 仿真.北京:电子工业出版社 2006.

作者简介:周龙勇(1979—),博士,主要研究方向为机电一体化。

E-mail: zhoulongyong@yahoo.com.cn

(上接第 104 页)

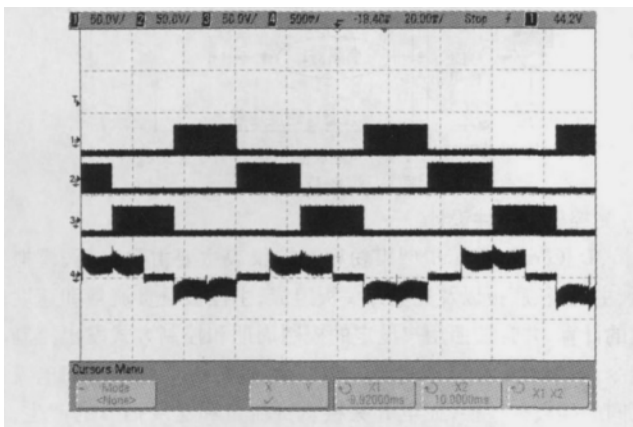


图 5 空载转速 200 r/min 时的 PWM 和电流波形图

参考文献:

- [1] 崔丽,叶先明.基于 AVR 单片机的直流无刷电机智能控制系统设计.仪表技术与传感器 2009(11):34-36.
- [2] 于微波,林晓梅,刘俊萍.微型计算机控制系统.长春:吉林人民出版社 2002:148-151.

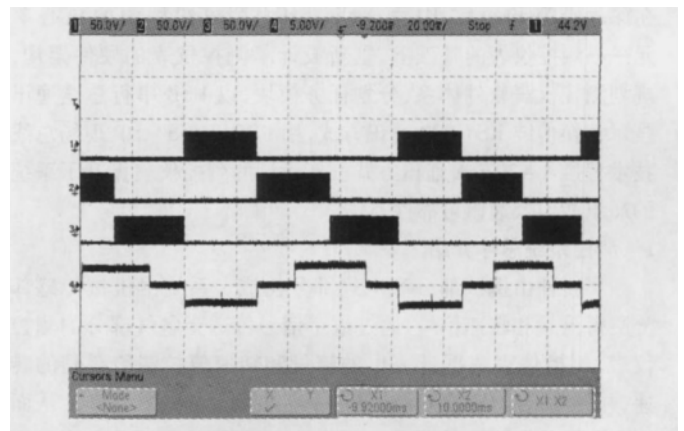


图 6 负载 6 N·m、转速 200 r/min 时的 PWM 和电流波形图

- [3] 阮毅,陈维钧.运动控制系统.北京:清华大学出版社 2006:68-70.
- [4] 唐勇奇.基于 DSP TMS320F28335 的变频调速控制系统.仪表技术与传感器 2006(3):46-48.

作者简介:余安富(1987—),硕士研究生,主要研究方向为嵌入式系统与应用。E-mail: yuaf059@126.com