

基于 DSP 的软开关逆变 CO₂ 焊接电源 燃弧电压控制系统的设计

田松亚,吴冬春,孙 焱,李 婧
(河海大学,江苏 常州 213022)

摘要:介绍了基于型号为 TMSLF2407A 的 DSP 软开关逆变电源电压控制系统的构成和设计依据,设计了控制系统的信号反馈与隔离电路、驱动电路和保护电路。同时采用结构化程序设计方法设计控制系统主程序和各功能模块子程序,重点介绍了软开关 PWM 控制的 DSP 软件实现。最后通过软件调试和硬件电路的测试验证了所设计的控制系统能够满足软开关逆变电源的控制要求。

关键词:软开关;驱动电路;信号隔离

中图分类号: TG409

文献标识码: A

文章编号: 1001-2303(2006)09-0058-04

Arc voltage control system for soft switch inverter of CO₂ welding power source based on DSP

TIAN Song-ya, WU Dong-chun, SUN Ye, LI Jing
(Hohai University, Changzhou 213022, China)

Abstract: Arc voltage controlled system for soft switch inverter based on TMSLF2407A is introduced, signal feedback and isolation circuit, driving circuit, protection circuit is designed. Main program and subsystems is provided by construction program design, PWM pulse for soft switch is achieved by soft ware of DSP. Controlled system is tested by program debugging and circuit experiment, it can satisfy the requirement of soft switch inverter welding power source.

Key words: soft switch; drive circuit; signal isolation

0 前言

随着电机控制专用 DSP 的出现和控制理论的普遍发展,逆变焊机控制技术正向着全数字化、智能化和网络化方向发展^[1]。同时,为了克服硬开关的开关损耗大,感性关断电压尖峰大,容性开通电流尖峰大等问题,软开关技术的研究成为了发展趋势。由此,设计了基于 DSP 的软开关逆变 CO₂ 焊接电源的燃弧电压控制系统,该系统用于波控软开关 CO₂ 逆变电源的燃弧阶段的电压控制。

目前,逆变 CO₂ 焊接电源大多采用附加的 A/D 转换、PID 运算、PWM 专用芯片电路完成其各自的功能^[2]。本研究所设计的系统从电弧电压反馈信号的采集、A/D 转换、PID 运算以及软开关 PWM 脉冲波形的产生均由 DSP 芯片以软件完成,连续的物理量均用数字形式表示,从而实现了真正的数字化焊

机^[3],为以后进一步的开发打下一定基础。

1 软开关逆变电源电弧电压控制系统的整体设计

该控制系统是针对如图 1 所示的全桥零电压零电流逆变器而设计。图中,功率开关元件 IGBT₁ 和 IGBT₂ 为逆变器的移动臂,IGBT₃ 和 IGBT₄ 为逆变器的固定臂。L_x 为谐振电感,C_x 为隔直电容。该逆变器的工作频率为 20 kHz,即一个工作周期 50 μs,工作周期可划分为上、下半周期,各 25 μs。上半周期开始前一刻,4 个开关管都关断;上半周期开始时刻,IGBT₁,IGBT₄ 同时导通,向负载提供能量,持续一段时间后移动臂 IGBT₁ 关断,电路通过感性、容性元件之间的谐振使电流迅速降为零,之后固定臂 IGBT₄ 实现零电流关断。下半周期 IGBT₂,IGBT₃ 工作过程和上半周期相同。所设计的控制系统的控制信号必须完全满足逆变器工作时的周期、时序等要求。

电弧电压控制系统是逆变电源控制系统中的一部分。系统采用的 DSP 芯片内部集成了许多控

收稿日期:2006-06-14

作者简介:田松亚(1963—),男,江苏如皋人,副教授,硕士,主要从事逆变焊机、等离子切割机的研究与教学工作。

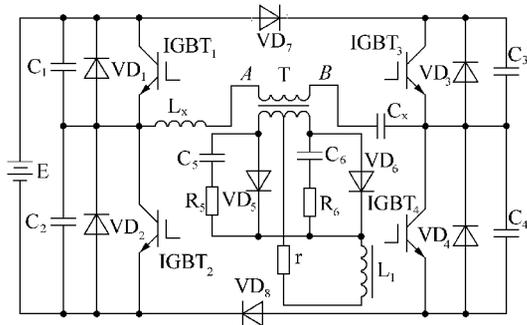


图 1 全桥零电压零电流软开关逆变器

Fig.1 Full bridge soft switch inverter for zero-voltage and zero-current

制模块,结合该系统设计的信号反馈与隔离电路、驱动电路和保护电路等外围电路就可以方便地实现单芯片控制。

该系统的工作流程为:逆变焊机工作时产生的电弧反馈电压 U_a ,经光电耦合电路耦合到 DSP 内部的 A/D 转换模块的输入端口;A/D 转换模块采集反馈电压模拟信号后将其转换为数字信号,再经过数字 PID 模块运算求出输出电压控制的纠偏量,软开关 PWM 控制模块根据纠偏量调整输出 4 路 PWM 波形;最后,PWM 波形经驱动电路产生相应的 4 路驱动信号来控制全桥逆变器中 4 只开关元件 IGBT 的通断,从而有效控制了燃弧电压的输出。

2 控制系统 DSP 外围电路的设计

2.1 电压信号反馈与隔离电路的设计

焊机的输出电压相对较高,空载电压可达 60 V,平均工作电压为 25 V 左右,不宜直接作为检测电路信号源。因此,该系统设计了线性度好、响应速度快的光耦隔离电路,既隔离了电路,又将实际电弧电压变为 0~3.3 V 的电压信号接入 DSP 芯片的 A/D 转换输入接口。其电路原理图如图 2 所示。图中, U_a 是焊机输出电弧电压,经过由 R_5 和 C_9 (R_5, C_9 较小, $R_5 C_9 \approx 10 \mu s$) 组成的低通滤波回路滤波后,送入光耦 6N136,经过其隔离降压后得到电压反馈信号 U_i 。

为了确保 6N136 可靠工作,设计中选取 6N136 的最大输入工作电流为 20 mA,线性工作时最大输

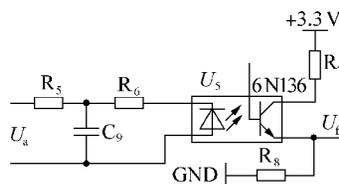


图 2 电弧电压光电隔离电路

Fig.2 Optoisolator circuit for arc voltage

出电流为 6 mA,电源电压为 3.3 V;焊机最大空载电压 60 V;电阻 R_5 和 R_6 均选取 2 W、1 500 Ω 的电阻, R_8 选用 0.25 W、550 Ω 的电阻。

2.2 驱动电路与保护电路的设计

由于 DSP 输出的 4 路 PWM 脉冲最大峰值电压均为 3.3 V,而功率开关元件 IGBT 所需要的驱动电压为 15 V,所以 PWM 脉冲不能够直接驱动 IGBT,同时无法实现控制电路与 IGBT 间的隔离,因此本系统设计了如图 3 所示的驱动电路。该驱动电路仅为 PWM₁ 和 PWM₄ 控制的 IGBT₁ 和 IGBT₄ 的 2 路驱动,另外 2 个 IGBT 的驱动电路与之相同,只是输入信号改为 PWM₂ 和 PWM₃ 而已。驱动电路分为前级驱动电路和后级驱动电路,分别实现不同的功能。

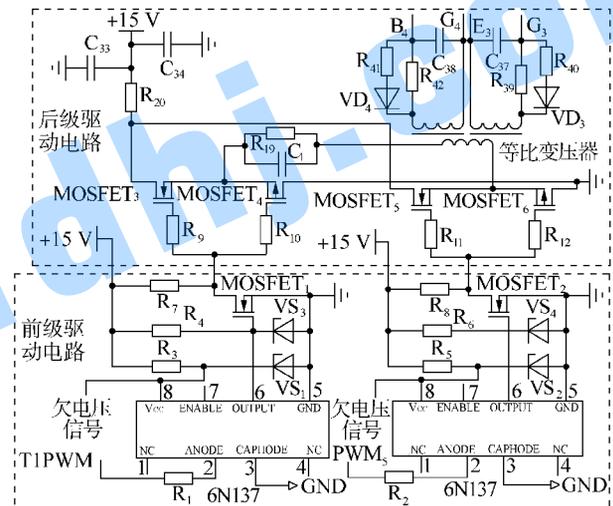


图 3 功率开关元件 IGBT 的驱动电路

Fig.3 Drive circuit for IGBT

2.2.1 前级驱动电路和保护电路

前级驱动电路一方面将 DSP 输出的 4 路移相脉冲进行功率放大,另一方面采用快速光耦 6N137 实现驱动电路与控制电路的信号隔离。

如图 3 所示,前级驱动电路中电阻 R_1, R_2 限制光耦的输入电流,保证光耦正常工作。 R_3 与 VS_1 及 R_5 与 VS_2 组成稳压电路为 MOSFET₁, MOSFET₂ 提供导通电压,同时为光耦输出端提供拉高电平。功率放大管 MOSFET₁, MOSFET₂ 组成功率放大电路,由前级驱动电路将脉冲波形的峰值电压从 3.3 V 提高为 5 V,后又经 MOS 管驱动放大为 15 V,同时提高了驱动功率。在本设计中,6N137 的供电电压是由稳压管(5.1 V)组成的稳压电路提供的,一旦出现电网电压低于额定值范围的情况,就很有可能出现欠电压状态。为了保护 IGBT,引出欠电压保护信号。一旦

出现欠电压状态,保护电路会立即产生一个低电平加在 DSP 的 PDPINTA 引脚,从而关断 PWM 输出。

2.2.2 后级驱动电路

后级驱动电路一方面为正常关断时提供-15 V 的电压,保证可靠关断 IGBT,同时产生大于 $4 \mu\text{s}$ 的死区时间;另一方面通过等比变压器实现驱动电路和主电路的信号隔离。如图 3 所示, MOSFET₃~MOSFET₆ 的作用是通过相位相反的开关信号为等比变压器提供正峰值为+15 V、负峰值为-15 V 的脉冲,同时将 4 路 PWM 脉冲中的同高、同低电平转化为“死区”。电容 C₁ 的作用是加快电流的升降速度,使脉冲的上升沿与下降沿更陡。

3 控制系统模块化软件的设计

3.1 基于 DSP 的 A/D 转换模块设计

A/D 转换环节在本设计中起非常重要的作用,因为它不仅是及时得到弧压信号的保证,而且也是控制燃弧电压的依据,因此提出了较高的实时性要求。

DSP 内部的 A/D 转换模块有 16 路 A/D 通道,其具体转换要求的实现是通过众多模块内寄存器的值进行设定而完成的。完成一个 A/D 转换的时间与一个给定的序列中转换的个数有关,该系统只需转化一路弧压信号,所以只开通了 1 路 A/D 转化通道。为提高其转换精度,A/D 转化进行过 3 次采样。为了保证 A/D 转换的实时性,同时不出现中断请求冲突的情况,该设计采用软件触发的方式,即向 SOC SEQ1 位写“1”来触发 A/D 转换。根据设计中的参数设定,理论上计算出完成一个 A/D 转换的时间为 400 ns。

由于 A/D 模块有独立的时钟,当通过软件将 SOC SEQ1 位置 1 后,它不再占用 CPU 的时钟周期,而是独立完成 A/D 转换,只是在主程序需要时读取结果寄存器(RESULTn)中的值即可。

特别要注意的是,由于 A/D 转换结果是十位数字有效,而结果寄存器是 16 位,系统默认将有效结果保存在前 10 位,所以要将结果寄存器中的值右移 6 位后才是真正的转换值。

3.2 数字 PID 控制算法设计

PID 控制器是一种线性控制器,它根据给定值 $r(t)$ 与实际输出值 $c(t)$ 构成控制偏差。将偏差的比例(P)、积分(I)和微分(D)通过线性组合构成控制量对被控对象进行控制。由于数字控制系统采用的是数字 PID 控制器,只能根据采样时刻的偏差值计算控

制量,因此积分和微分项不能直接使用,需要进行离散化处理。数字 PID 控制算法通常又分为位置式 PID 控制算法和增量式 PID 控制算法^[4-5],本系统采用增量式 PID 控制算法。

增量式的 PID 控制算式为

$$\Delta u(k) = K_P[e(k) - e(k-1)] + K_I e(k) + K_D[e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] = K_P \Delta e(k) + K_I e(k) + K_D[\Delta e(k) - \Delta e(k-1)],$$

式中 $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$ 。

增量式控制与位置式控制相比,虽然只是算法上进行了一点改进,却带来了不少优点:由于计算机输出增量,所以误动作时影响小,必要时可用逻辑判断的方法去掉;手动/自动切换时冲击小,便于实现无扰动切换;算式中不需要累加。

由于 2407 芯片是定点 DSP,因而不宜进行大量的实数运算,为了提高运算速度,同时还要保证精度,在编写程序时需要数据类型转换。在计算 $\Delta u(k)$ 的时候采用实数运算,输出 $\Delta u(k)$ 时将其转化为无符号整形,以便参与 PWM 模型的计算。

在 PID 算法中,关键在于 K_P, K_I, K_D 的确定,本设计采用的数值为大量实验后的经验值。在实际操作中,也可以随时调整,这也是数字 PID 优势所在。

3.3 软开关 PWM 控制 DSP 的软件实现

根据软开关逆变器的控制时序和驱动电路工作要求,需要 DSP 输出 4 路符合要求的 PWM 脉冲。TMS320LF2407 DSP 芯片提供 2 个事件管理模块 EVA 和 EVB,每个事件管理器有 2 个通用定时器(GP)和 3 个比较单元。

通用定时器内部有计数器 TxCNT、比较寄存器 TxCMR、周期寄存器 TxPR、控制寄存器 TxCON 等资源。PWM 脉冲的有效电平(高电平或低电平)、计数器的计数方式等均可通过设置控制寄存器 TxCON 而确定。通过周期寄存器 TxPR 的设置可以确定 PWM 脉冲的周期,当计数器 TxCNT 设置为连续增计数方式时,将从 0 到周期值不断反复计数,通过比较寄存器 TxCMR 的设置从而控制 PWM 脉冲的占空比。当计数器的值与比较寄存器 TxCMR 的值相等时,PWM 脉冲将翻转,原先高电平变为低电平,低电平变为高电平。同时 DSP 允许产生占空比从 0%~100% 的无故障 PWM 脉冲,如图 4 所示。3 个比较单元产生 PWM 脉冲原理与通用定时器产生 PWM 脉冲的原理相同。

该系统所设计的 PWM 脉冲针对的逆变器工作频率为 20 kHz,所以 PWM 脉冲周期定为 $50 \mu\text{s}$ 。

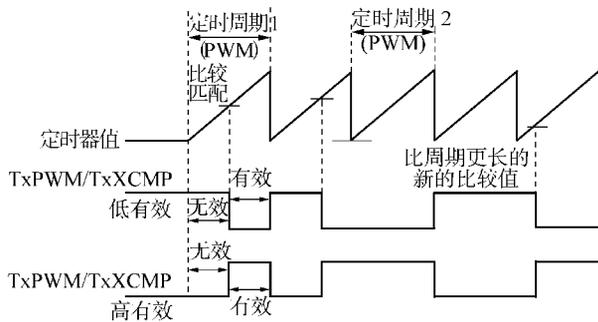


图 4 连续增计数模式下的通用定时器比较/PWM 输出原理
Fig.4 Principle diagram for up counting mode GP timer compare/PWM output

每个 PWM 脉冲周期划分为 2 个计数周期,因此定义单个计数周期为 25 μs,从而保证了 PWM 脉冲周期为 50 μs,即 $T=2 \times T_1, PR=2 \times 25 \mu s=50 \mu s$ 。第一个计数周期 25 μs 内(见图 2)功率开关元件 IGBT₁ 和 IGBT₄ 工作,IGBT₂ 和 IGBT₃ 关断;第二个计数周期 25 μs 内,IGBT₂ 和 IGBT₃ 工作,IGBT₁ 和 IGBT₄ 关断。保证了 IGBT₁ 和 IGBT₂、IGBT₃ 和 IGBT₄ 为互补 180° 导通,避免了逆变器形成直通回路而烧坏 IGBT。

因 IGBT₁ 和 IGBT₂ 设计为软开关逆变器的移动臂,通过改变其 PWM 脉冲占空比来实现逆变器输出电压的调节,而 IGBT₃ 和 IGBT₄ 设计为软开关逆变器的固定臂,PWM 脉冲的占空比 $q=40\%$ (恒定)。

4 软件调试与电路测试

图 5 为燃弧状态 DSP 的输入给定电压值为 1.7 V 时,测得的 DSP 输出 PWM 脉冲信号。图中,1 号线为 T1PWM 输出,低电平有效,控制 IGBT₄;2 号线为 PWM₅ 输出,高电平有效,控制 IGBT₁;3 号线为 PWM₃ 输出,低电平有效,控制 IGBT₃;4 号线为 PWM₁ 输出,高电平有效,控制 IGBT₂。

由图可以看出,4 路驱动脉冲能够实现同步,且输出稳定。T1PWM 和 PWM₅ 的波形占空比恒定为 40% 不随给定电压而变化;PWM₁ 和 PWM₃ 的脉冲波形占空比随给定电压变化发生改变,同时也会随着 PID 运算后的反馈电压值发生微调。

图 6 为图 5 信号经过驱动电路后的脉冲波形,图 5 中的 1,2,3,4 信号分别对应图 6 中的 1,4,3,2 信号。从图中可以看出,IGBT 开通的高电平为 15 V,正常关断的低电平为 -15 V,功率也可以满足驱动要求,保证了 IGBT 的可靠开关。防止逆变器形成直通回路烧坏 IGBT 的“死区”时间稳定可靠。脉冲的上升沿和下降沿时间均小于 800 ns。

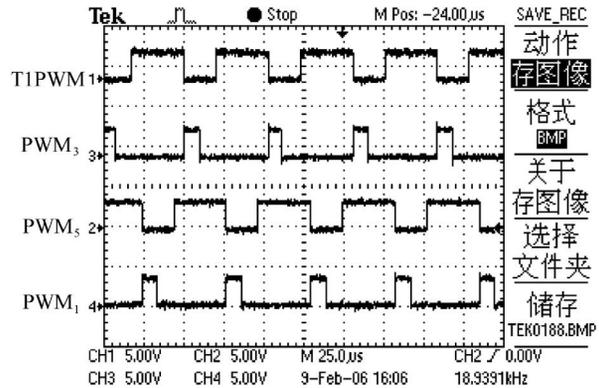


图 5 DSP 输出 4 路 PWM 脉冲波形

Fig.5 Four PWM pulse waves of DSP output

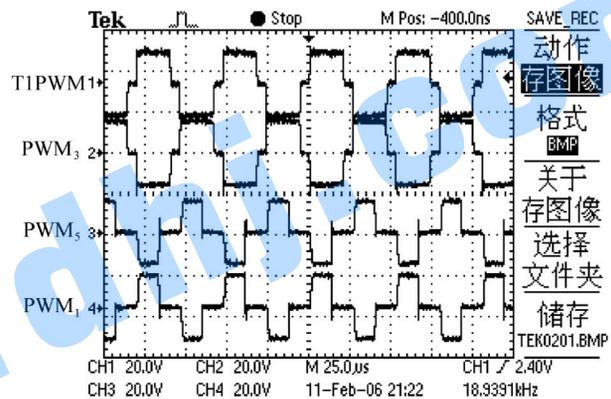


图 6 DSP 输出波形经驱动电路后的脉冲波形

Fig.6 Four driving pulse waves after driving circuit

5 结论

该燃弧电压控制系统实现从电弧电压反馈信号的采集、A/D 转换、PID 运算和软开关 PWM 脉冲波形的产生均由 DSP 芯片以软件完成。系统的控制策略通过软件方式加以实现,系统的控制是柔性的,利于进行控制系统的优化设计和多功能集成。同时,该系统是数字化控制系统,实验证明其控制精度高,稳定性好。

参考文献:

- [1] 殷树言,陈树君,刘嘉,等. 逆变焊接技术的现状与发展[J]. 现代制造, 2003(12): 40-45.
- [2] 李鹤岐,高思林,王睿,等. 数字化控制逆变焊接电源系统研究[J]. 电焊机, 2004, 34(12): 11-14.
- [3] 刘嘉,卢振洋,殷树言,等. 电焊机的数字化[J]. 焊接学报, 2002, 23(1): 88-92.
- [4] Liu Heping. TMS320F/C24x DSP Controllers Peripheral Library and Specific Devices[M]. TEXAS INSTRUMENTS, 1999.
- [5] 沙占友. 单片开关电源最新应用技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.