

基于 TMS320F28335 的 SVPWM 实现方法

任先文, 王 坤, 张俊丰, 余志飞
(东北电力大学, 吉林 吉林 132012)

摘要:在空间矢量脉宽调制(Space Vector Pulse Width Modulation,简称 SVPWM)基本原理的基础上,详细介绍了用数字信号控制器 TMS320LF28335 生成 SVPWM 波的控制方法。通过软硬件结合,在 DSP 调速平台上进行调试和实验验证,并给出波形。实验证明,利用 TMS320LF28335 实现 SVPWM 波据具有控制算法简单,速度快,实现方便等优点,能更好地满足功率器件对驱动信号的不同要求。

关键词:脉宽调制; 数字信号控制器; 空间矢量

中图分类号: TN787

文献标识码: A

文章编号: 1000-100X(2010)07-0076-03

The Method of SVPWM Realization Based on TMS320F28335

REN Xian-wen, WANG Kun, ZHANG Jun-feng, YU Zhi-fei
(Northeast Dianli University, Jilin 132012, China)

Abstract:This paper presents the principle of space vector pulse width modulation(SVPWM),and introduces the method of SVPWM realization based on new digital signal processor(DSP) TMS320F28335.The practical debugging and validation are processed by integration of software and hardware on timing platform of DSP,and the experimental waveform testifies that using TMS320F28335 to achieve SVPWM has some excellences,such as simple control arithmetic,high speed and convenient realization.

Keywords:pulse width modulation; digital signal processor; space vector

Foundation Project:Supported by The Innovation Fund for Graduate Student of Northeast Dianli University(No.2008)

1 引言

随着电机控制理论的日趋成熟和微控制器的不断优化,脉宽调制(PWM)技术在变频器中得到广泛应用。空间电压矢量 PWM 技术(SVPWM)能大幅减少逆变器输出电流的谐波成分及电机的谐波损耗,降低转矩的脉动,同时比 SPWM 控制输出电压高出 15.47%。SVPWM 还具有功率因数可调,能量双向流动等优点^[1],其控制简单,数字化实现方便,有代替传统 SPWM 的趋势^[2],已广泛应用于变频调速、新能源发电等领域。在如交流永磁同步电机控制系统等变频调速控制领域,应用高速数字信号处理器(DSP),可使系统向高可靠性,高性能的全数字化方向发展。

TMS320F28335 数据信号控制器是最新推出的 32 位浮点 DSP 控制器,具有 150 MHz 的高速处理能力,18 路 PWM 输出,与前几代数字信号控制器相比,性能平均提高了 50%,并可与定点 C28x 控制器软件兼容。其浮点运算单元,可显著提高控制系统控制精度和控制器运算速度,是目前最先进的控制器之一,可应用到参数辨识等需要大运算量的电机实时控制系统中。文中介绍了基于 TMS320F28335 的 SVPWM 基本原理和方法实现。

2 SVPWM 方法的实现

SVPWM 利用逆变器开关器件的不同开关组合合成有效电压矢量来逼近基准圆^[3]。其目的就是通过对 8 种工作状态来逼近所需目标电压矢量 U_s ,从而达到较高的控制性能。通过选择对应基本空间矢量的开关组合的模式,来近似一个给定的定子参考电压矢量 U_s ,该 U_s 由它所在 α, β 坐标轴的分量 U_{α}, U_{β} 表示。

2.1 开关作用时间计算

传统 SVPWM 的算法步骤为:将合成电压矢量在 α, β 两相直角坐标系下进行分解,通过反正切函数求出合成相角 θ ,根据 θ 判断矢量所在扇区并确定电压矢量,再用正弦函数计算各电压矢量的作用时间。可见传统 SVPWM 算法复杂,计算量大,计算精度及控制系统的实时性受到不可忽视的影响。这里采用文献[4]给出的一种实现 SVPWM 的快速算法,可有效简化 DSP 的软件设计。

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} \\ 3/2 & \sqrt{3}/2 \\ -3/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{\alpha} \\ U_{\beta} \end{bmatrix} \quad (1)$$

由上式可知,式(1)简化了运算。可根据求出的各扇区矩阵表达式,选择不同的 X, Y, Z 组合对应电压矢量的作用时间合成任一空间电压矢量。

2.2 电压矢量所在扇区判断

传统 SVPWM 判断电压矢量所在扇区是根据

基金项目:东北电力大学研究生创新基金(2008)

定稿日期:2009-12-16

作者简介:任先文(1954-),男,吉林吉林人,教授,研究方向为电力系统继电保护、微机在电力系统中的应用等。

α, β 坐标系下的电压矢量计算出幅值, 再结合电压矢量符号判断。该方法含有非线性函数, 但计算较复杂, 故采用一种简单的方法进行判断。定义以下变量:

$$A=U_{\alpha}, B=-U_{\alpha}+\sqrt{3}U_{\beta}, C=-U_{\alpha}-\sqrt{3}U_{\beta} \quad (2)$$

扇区号 N 满足: $N=\text{sgn}(A)+2\text{sgn}(B)+4\text{sgn}(C)$ 。

3 数字信号控制器的硬件构成

3.1 数字信号控制器核心单元

TMS320F28335 与 TMS320F2812 定点 DSP 芯片相比, 增加了单精度浮点运算单元 FPU, 高精度 PWM, Flash 增加了 1 倍, 添加了 DMA 功能, 可将 ADC 转换结果等直接存入 DSP 的任一存储空间, 增加了 1 个 CAN 通讯模块、1 个 SCI 接口和 1 个 SPI 接口。TMS320F28335 的其他特性如下: 最高 150 MHz 主频、外部存储扩展接口、看门狗技术、3 个定时器、18 个 PWM 输出、16 通道的 12 位 A/D 转换器。

基于 TMS320F28335 数字控制系统的硬件电路主要包括电压、电流检测, PWM 信号输出, SCI 及 CAN 通讯等。DSP 的作用是将由传感器测得的信号进行数字滤波, 再经控制算法计算, 得到一个与输入量相对应的 PWM 信号。

与 281x 系列由事件管理器 EV 产生 PWM 信号不同, 283xx 系列使用 EPWM 模块产生 PWM 信号输出给开关管的驱动电路, 且 F28335 的 EPWM 使用软件生成 SVPWM 信号更为方便、快捷。EPWM 模块的设置很关键, 在此选用 CMPA 设置触发时刻和触发信号占空比, TBPRD 设置开关频率, CMPCTL 设置计数模式。它采用连续增减计数模式, 产生对称的 PWM 波, 这样可减少谐波。另外还通过 DBFED 和 DBRED 设置了死区单元, 以避免上下 2 个开关管导通。TMS320F28335 自带 ADC 模块, 使系统简单, 且抗干扰能力增强。

3.2 信号调理电路

由传感器检测到的电压电流信号在输入到 DSP 的 ADC 时, 必须在可接收的 0~3 V 范围内, 故需信号调理电路进行电平变换, 如图 1 所示。

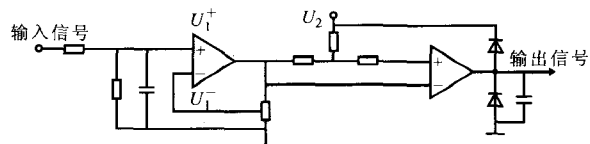


图 1 交流信号调理电路

电路由 2 级运放构成, 第 1 级为差分放大器, 第 2 级为电压跟随器, 可提高输入电阻, 降低输出电阻, 真实地将输出信号传递给负载, 而向负载索取极小的电流, 且反馈系数为 1, 反馈深度很大, 输出电压与输入电压同相位, 提高了带负载能力。第 2 级正输入端的 3 V 电压是为了对第 1 级电路的输出进行电平移动。

3.3 直流电压检测模块

直流侧电压由电压检测电路取自直流侧电容的两端经电阻分压后转化为 0~4 V 电压信号, 再由光电耦合器整定为 0~3 V 电压信号送入 DSP 的 ADC 端。图 2 示出采用电压检测电路。

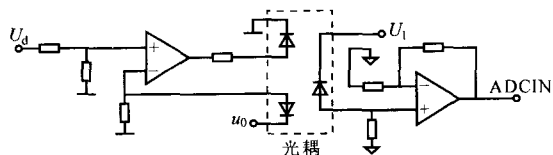


图 2 直流电压检测电路

4 软件设计

由于 TMS320F28335 增加了 FPU, 使得用户不仅可用高级语言来实现系统控制软件, 还可以实现复杂的数学算法。它可有效地处理数学运算和系统控制任务, 而这些在以往的系统控制软件中需要另一个微控制器来完成。TMS320F28335 含有 32x32 位的乘法器, 具有 64 位的处理能力, 可有效处理高数字分辨率问题。除此之外, 它能够快速反应中断, 并自动保存关键寄存器的当前数据, 因此可在非常小的迟延下处理很多同步发生的事件。系统软件属于实时控制软件, 因此, 设计软件时既要考虑硬件的配置和特点, 也要考虑软件的速度和功能性。

软件分为主程序部分和中断程序部分。图 3 示出主程序及 SVPWM 中断程序流程。主程序部分主要是进行初始化, 设置 TMS320F28335 的各种功能模块, 以设定系统各功能模块的工作方式。初始化工作完成后, 系统进入等待状态, 等待中断产生, 进入中断服务子程序。采用定时器中断, 每 52 μs 执行一次, 在中断服务子程序中完成直流侧电压软启动、A/D 转换、A/D 校准, 坐标变换和控制算法的实现, 最终产生 PWM 信号, 达到控制主电路的目的。

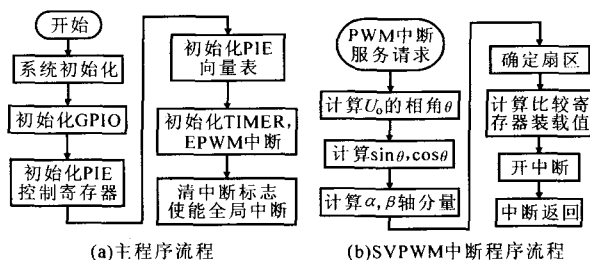


图 3 程序流程

软启动程序是为了使直流侧电容电压逐渐升高, 以防止电容电压过快升高而使电容损坏。在中断中设标志位, 每次芯片上电时, 进行初始化, 开始执行软启程序, 使得直流侧电压每 20 ms 上升 1 V, 达到设定电压后, 在下次中断开始执行控制程序。DSP 软件包括主程序和中断服务子程序两部分, 根据 PWM 整流器控制结构图以及硬件原理基于 DSP 的 C 语言给出了实现整流器功能的软件设计^[9]。

5 实验结果分析

利用实验验证配置好相关寄存器后能否产生正确的 SVPWM。在实验中, F28335 系统工作频率为 150 MHz, 时基时钟信号 TBCLK 与系统时钟工作频率相同。设置寄存器 TBPRD=0x61A8, 则可将开关频率设为 3 kHz, 低通滤波器的截止频率为 100 Hz, 在 EPWM1A 引脚输出的 PWM 波信号, 经低通滤波后, 得到的信号波形如图 4a 所示。

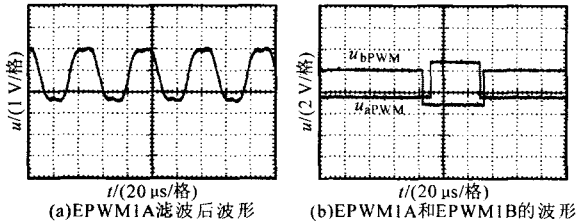


图 4 实验波形

实验中配置 EPWM1A 为高有效, EPWM1B 为低有效, 死区控制寄存器 DEL 单元为十进制, 方便死区的设置, 此处设定 EPWM1Regs.DBRED 为 950, EPWM1Regs.DBFED 为 650, 对应的上升延迟大约为 6 μ s, 下降延迟大约为 4 μ s, 图 4b 示出 EPWM1A 和 EPWM1B 的波形。

(上接第 52 页)

4.3 效率实验

图 6 示出通过实验测得的效率示意图。对比可见, 改进型主电路提高了逆变弧焊电源的效率, 顺应了焊机的绿色化发展方向。

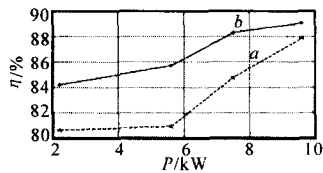


图 6 不同输出功率下的效率曲线

5 结论

提出了一种改进型半桥逆变弧焊电源主电路, 其逆变开关频率不再受电解电容的限制, 这样为采用 DSP 控制的逆变焊机发挥超强的控制能力、更完美地控制焊接工艺过程、满足电弧的各种物理特性及外特性和动态特性的要求创造了条件。改进型主电路可去掉软启动电路, 减小电解电容的容量, 从而进一步减小电源的体积和降低成本。在改进型主电路中, 增加了 EMI 滤波电路, 可抑制来自焊机本身和焊接电弧对电网造成的传导干扰。改进型主电路与传统主电路相比, 在效率、功率因数、抑制冲击电流、降低谐波畸变率方面也有所改进。改进型主电路顺应了逆变弧焊电源高频化和绿色化发展的方向, 为逆变焊机动态性能的进一步提高奠定了基础。

6 总结

在 SVPWM 原理基础上, 介绍了如何通过配置最新的浮点数字信号控制器 TMS320F28335 芯片的相应寄存器来实现 SVPWM。与 TMS320F2812 只能配置一个死区时间相比, TMS320F28335 数字信号控制器可独立对上升延迟和下降延迟配置, 使数字信号控制器 TMS320F28335 可更为方便地配置死区时间, 更好地满足功率器件对驱动信号的不同要求。

参考文献

- [1] 陈轶涵, 孙佩石, 张国荣. 三相电压型 SVPWM 整流的控制策略研究与实验[J]. 电力电子技术, 2009, 43(8): 64-66.
- [2] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [3] 周有为, 刘和平, 杨利辉. 基于 TMS320F2812 的 SVPWM 的研究[J]. 电气应用, 2005, 24(2): 98-101.
- [4] Wang XU, Huang Kaizheng, Wang Wanwei. Modeling and Simulation Research for Three-Phase Voltage Source PWM Rectifier[J]. Journal of System Simulation, 2008, 20(19): 5204-5207.
- [5] 任先文, 余志飞, 王坤, 等. 基于提升小波的电能质量分析仪研究[J]. 电力电子技术, 2009, 43(10): 34-37.

参考文献

- [1] Y M Chae, J S Cho, G H Choe, et al. PWM Converter-Inverter Arc Welding Machine Using New Type N.C.T. [A]. IEEE PESC 98 Record[C]. 1998, 2(5): 1636-1641.
- [2] Huang Ji-Qiang, Chen Shu-Jun, Yin Shu-Yun, et al. A Novel Three-phase Welding Inverter Power Supply With High Power Factor [A]. IEEE International Conference on Industrial Technology[C]. 2003, 2(12): 1113-1118.
- [3] Kimmo Rauma, Ossi loakkonen, Julius Luukko, et al. Digital Control of Switch-mode Welding Machine Using FPGA [A]. IEEE 2006 PESC[C]. 2006, (6): 1-5.
- [4] Young Min Chae, Yungtaek Jang, Milan M Jovanovic, et al. A Novel Mixed Current and Voltage Control Scheme for Inverter Arc Welding Machines [A]. IEEE 2001 APEC[C]. 2001, 1(3): 308-313.
- [5] T F, Wu, H P Yang, C M Pan. Analysis and Design of Variable Frequency and Phase-shift Controlled Series Resonant Converter Applied for Electric Arc Welding Machine [A]. IEEE IECON 21st International Conf[C]. 1995, 1(11): 656-661.
- [6] Hae Ryong Choi, Hyung Soo Mok, Gyu Hachoe, et al. Enhanced Characteristics of DCM Boost Converter for Inverter Arc Welding System [A]. IEEE PEDS'99[C]. 1999, 1(7): 456-461.
- [7] J C Salmon. Techniques for Minimizing the Input Current Distortion of Current-controlled Single-phase Boost Rectifier [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1993, 8(4): 509-520.