

一种用单片机制作的高频正弦波逆变器

A High-frequency Sinusoidal Inverter Fabricated with A Single Chip Computer

赖宜章 凌立功 暨南大学电力电子研究所 (广州 510630)

Lai Yizhang Ling Ligong Power Electronics Institute of Jinan University (510630)

摘要:本文介绍一种用简单廉价的单片机 AT89C2051 实现正弦波脉宽调制、保护的逆变器电路,以及这种逆变器的整体设计和工作原理,目的是为小型正弦波逆变器的设计制作提供了一种较新的思路。

叙词:单片机 数字式 正弦波 逆变器 保护及控制

Abstract: In this paper, implementation of a inverter circuit which performs sinusoidal pulse width modulation and protection with a cheap single chip computer(AT89C2051)is introduced. The overall design and principle of the inverter are presented which give new directions for the fabrication of small sinusoidal inverters.

Keywords: single chip computer digital sinusoidal inverter protection and control

[中图分类号] TM464 [文献标识码] A 文章编号:1561-0349(2006)11-0027-04

1 引言

逆变器有方波逆变器和正弦波逆变器两大类,方波逆变器虽然结构简单,造价低廉,但是由于谐波太多,不适合感性、容性电路的工作,而市场上的正弦波逆变器的价格普遍较高,使一些用户难以接受,从而限制了它的推广和应用。本文主要介绍一种简单实用的正弦波逆变器。

正弦波脉宽调制是正弦波逆变器的关键,它们都需要一个正弦波发生器,利用它产生的正弦波和三角波(锯齿波)进行比较,实现正弦波调制。产生正弦波的方法和途径很多,通常应用的方法有模拟式和数字式两类,通过多种不同的方式去实现。如用带滤波电路和正反馈放大器构成的正弦波振荡发生器电路,这是最常用的经典电路,但调整较复杂,频率精度不高。还有用函数发生器等方法产生正弦波的电路。用大规模专用集成电路和单片机构成的正弦波脉宽调制电路。采用 EPROM 和 D/A 转换产生参考正弦电压也是一种常用方法。用 DSP 高速数据处

理器实现脉宽调制是一种新方法,由于引入了计算机技术,需要增加大量的软件开发和设计工作,尽管电路的复杂系数和成本都有所增加,但它确实是大容量逆变器的一种优良设计方法。

基于上述情况,我们研究设计了一种用廉价的单片机实现正弦波脉冲调制、逆变、控制及保护的电路,使逆变器的结构更为简单,性能稳定可靠。

2 脉冲调制波的产生

2.1 脉冲调制波的产生原理

用模拟方式产生正弦波脉冲调制波,需要用硬件产生一个频率为 50Hz 的参考正弦波(或 100Hz 的正弦波半波)和一个与载波(调制)频率一致的三角波或锯齿波。通过正弦波和锯齿波的比较,产生一组脉冲宽度按正弦波规律变化的脉冲波。

本设计中电路输出的脉宽调制波是通过正弦能量计算的办法得出的,只须计算出正弦波 1/4 周期,即 $0^\circ \sim 90^\circ$ 的正弦波内相应周期上的脉宽和脉冲间隔,再通过镜像法,获得一组正弦波半

波(0°~180°)内的脉冲宽度和脉冲间隔。输出的正弦波与脉冲调制波的关系如图1所示。图中: N为50Hz正弦波半周期所含脉冲个数; U_m 为正弦波波峰电压; T为正弦波周期, 频率为50Hz时, $T=0.02$ 秒; α_N 为第N个脉冲对应的电度; δ_N 为第N个脉冲的宽度; γ_N 为第N个脉冲与N+1个脉冲之间的间隔。

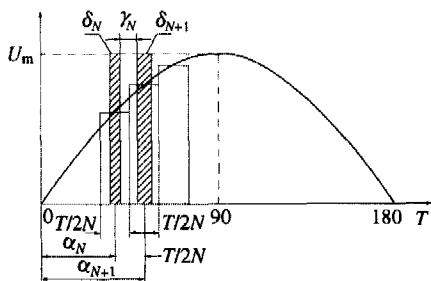


图1 正弦波与脉冲调制波的能量等效

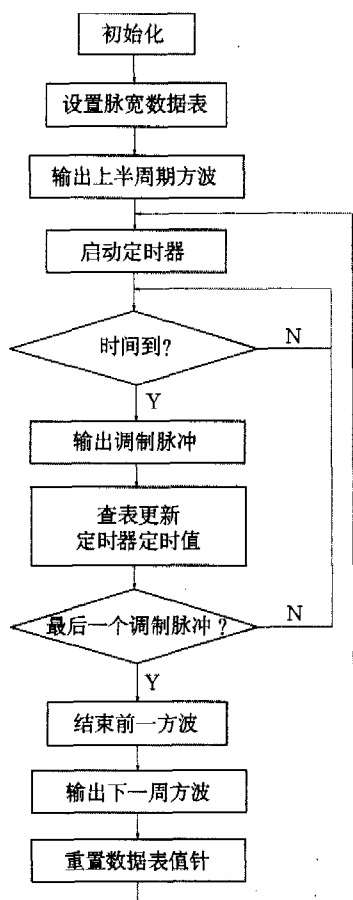


图2 单片机部分程序流程

根据正弦波能量等效法可得如下关系:

$$\frac{T}{2N} U_m \sin \alpha_N = U_m \cdot \delta_N$$

其中

$$N = F/2f$$

$f=50\text{Hz}$ 为正弦波频率, $F=12\text{kHz}$ 为载波频率。因此可求得脉宽与输出正弦波的关系为:

$$\delta_N = \frac{T}{2N} \sin \alpha_N \quad \delta_{N+1} = \frac{T}{2N} \sin \alpha_{N+1}$$

余此类推。

输出脉冲的间隔为

$$\gamma_N = \frac{T}{2N} - \frac{\delta_N + \delta_{N+1}}{2} \quad \gamma_{N+1} = \frac{T}{2N} - \frac{\delta_{N+1} + \delta_{N+2}}{2}$$

.....

2.2 脉冲调制波的产生电路

脉冲调制波的产生电路如图3所示, 该控制电路是以AT89C2051单片机为核心组成的逆变电路, 该款单片机价格低廉, 内置2K Flash ROM, 两个定时器/计数器, 以及丰富的I/O控制功能。在电路中, 从单片机的P1.6和P1.7端分别输出相位相反、脉冲宽度为10ms(频率50Hz)的脉冲, 它由单片机内部定时器产生, 起控制正弦波逆变桥正半波或负半波导通的作用。P1.4和P1.5端输出相同的正弦调制脉冲, 当P1.6有负脉冲输出时, P1.4才有输出, P1.7有负脉冲输出时, P1.5才有输出。调制脉冲的脉宽 δ_N 由上述公式所求得。在本控制电路中, AT89C2051单片机采用24MHz的晶振频率, 因为受到指令周期的限制, 最大载波脉冲的频率取12kHz较为合适。编程计算出1/4周期正弦波相应周期上的各载波脉宽 δ_N , 存入数据表中待用, 在应用程序中, 充分利用单片机的内部资源, 用软件查表法逐一控制片内定时器输出调制脉冲, 输出经滤波后生成一稳定的正弦波。单片机控制流程如图2所示。

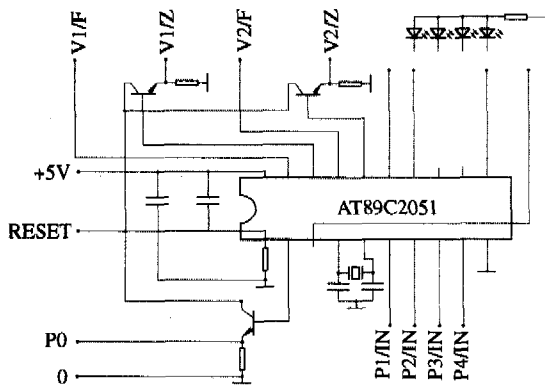


图3 正弦脉冲调制波产生模块 M_1

图3中从单片机端口P1.7和P1.5输出的电压V1/F、V2/F是两个频率为50Hz, 相位差180电度的方波脉冲。从P1.6和P1.4输出的电压V1/Z、V2/Z是两组如图1所示的, 相位差180电度的正弦波调制脉冲串。P1~P4是4个故障输入信号, P0是故障保护输出信号。逆变器的故障判断及保护均由单片机的软件实现控制。

3 正弦波逆变器

3.1 逆变器的电路原理

逆变器的电路工作原理如图 4 所示。逆变器由辅助电源 FDY、单片机脉冲调制及保护电路 M_1 、上半桥驱动模块 M_4 、下半桥驱动模块 M_5 、保护模块 M_6 、升压稳压模块 M_3 、升压变压器 T、逆变控制模块 M_2 及输出滤波电路等几部分组成。由于采用了 SMT 工艺和模块化技术,使生产、安装、调试、互换及维护都非常方便。

3.2 逆变器工作原理说明

如图 4 所示,由高频变压器 T、场效应管 Q_1 、 Q_2 和控制模块 M_2 组成推挽式高频逆变电路,它与整流桥 BR 及电容器 C_1 把蓄电池电压升至约 280V 的电压,再经过升压稳压电路,输出 320V

的稳定直流电压,为 $Q_4 \sim Q_6$ 组成的桥式正弦波逆变电路提供电源电压。升压稳压电路由电感 L_1 、场效应管 Q_3 、控制模块 M_3 、 D_1 、 C_2 组成。在逆变电路中,上半桥的两个管 Q_4 、 Q_5 因其 GS 极都是悬浮的(没有接地点),所以驱动电源由高频自激振荡器制作的辅助电源 FDY 模块提供两组独立隔离的 15V 电源。模块 M_4 是用光电耦合器设计的上半桥(Q_4 、 Q_5 管)隔离驱动电路,驱动信号来自单片机 AT89C2051 的 P1.6 和 P1.7 端口输出的 50Hz 方波脉冲信号,电路结构如图 5 所示。模块 M_5 是相同的两组用作电平转换和功率放大的驱动电路,它分别直接驱动下半桥的 Q_6 、 Q_7 管,驱动信号来自单片机的 P1.5 和 P1.6 端口输出的正弦波脉宽调制脉冲串,电路结构如图 6 所示。桥式逆变电路的输出经过用铁硅铝磁环制作的电感 L_2 和电容 C_3 滤波后,输出正弦波电压。

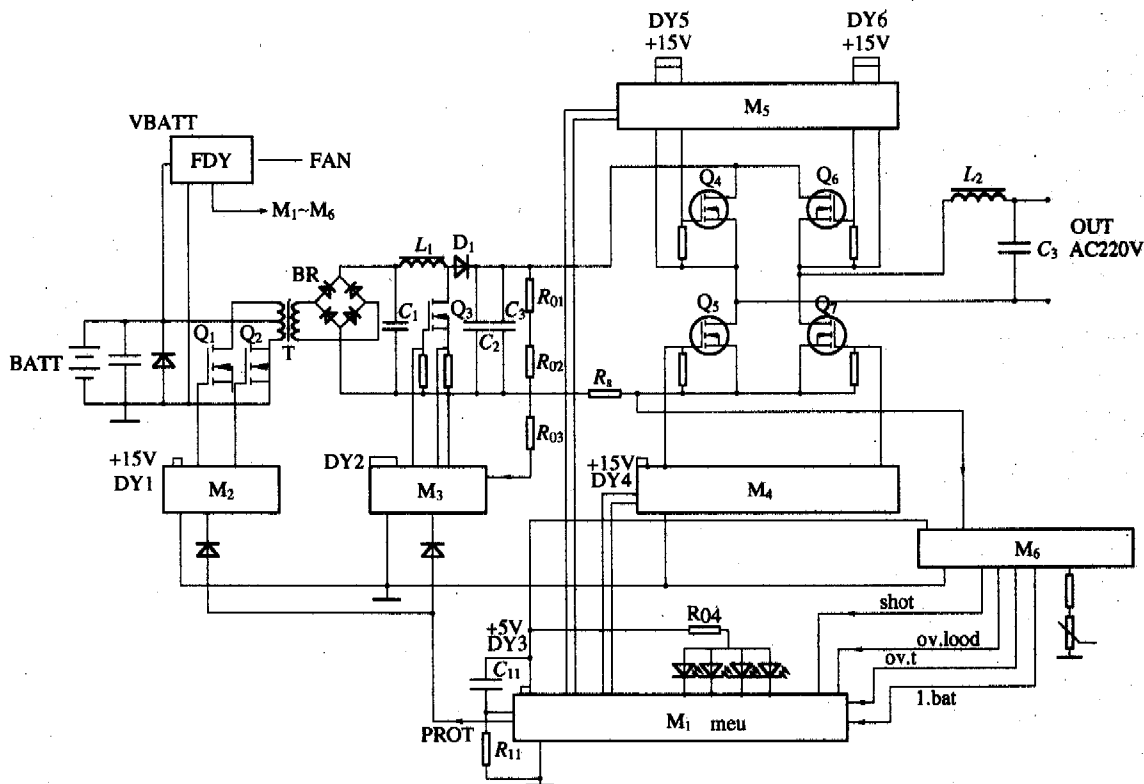


图 4 逆变器电路原理图

本逆变器的正弦波输出电压频率精度是不容置疑的,不需任何调整。因为它通过 24MHz 晶体振荡器分频得到的。由于受程序指令工作周期的影响,导致单片机输出的脉宽和脉冲间隔与计算值有所不同,使输出波形产生稍许的畸变和失真。因此,还需要在第一次调试过程中,对脉冲的宽度和间隔作某些简单的实时修正,这样就能使正弦波失真度更小。当然,正弦波的失真度与输出滤波电路的电感、电容的取值也有关。

4 逆变器的保护电路

有经验的设计者都会体会到,保护电路对电路的可靠性、性能及调试难易是一个不可忽视的重要因素。假如一台逆变器直接起动 800W 的白炽灯负载,其瞬间功率将达到 6~8kW,这一瞬时的浪涌功率,对逆变电路功率器件来讲是完全可以承受的。但是,如果保护电路误判为短路状态,逆变器的性能指标则达不到技术要求,使整机的负载性能降低。过载保护、过热保护、电

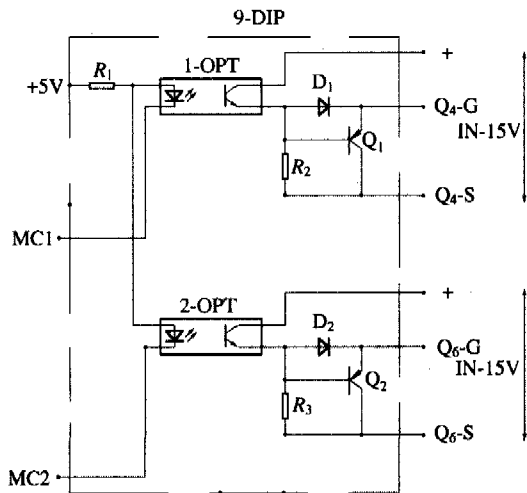


图5 光电耦合驱动模块 M₄

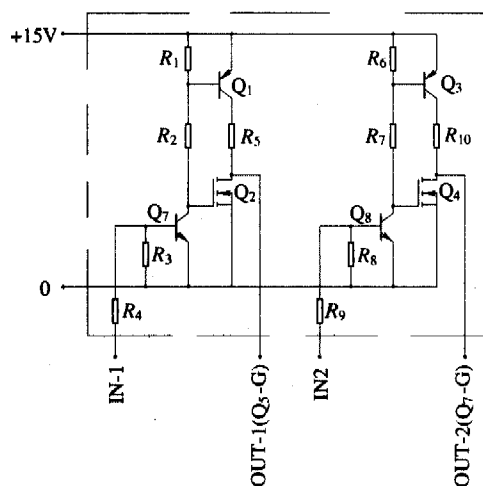


图6 下半桥驱动模块 M₆

池低压保护等环节都需要一个时间相对准确的特定延迟。如果用 RC 模拟电路延时,由于元器件参数的分散性,会导致延时时间不准确,同时增加了电路元器件的用量。

本逆变器的保护模块 M₆ 仅用四个简单的比较器电路组成,分别施加了负载电流、电池电压、温度传感电压信号。电路工作不正常时,模块 M₆ 输出的电压分别送至单片机的 P3.2~P3.5 四个输入端,经由单片机控制程序作判别或延迟后,从 P1.1~P1.3、P3.7 四个输出端口发出故障指示,用 LED 指示灯显示故障的状况,而由 P3.0 输出的电平执行保护动作。通过这一办法使保护电路既简单又可靠。

5 结语

本文提出的用单片机控制的高频正弦波逆变电路,使用价

格低廉的 8 位带电刷写 Flash ROM 单片机实现正弦波的脉宽调制及保护控制,并且在单相 1kW 以下的小型逆变器上作了实际应用,其电路调试简单、输出电压稳定、工作可靠、性能良好。主要缺点是空载输出波形失真稍大,但由于其电路简单、工作可靠、软件开发量小,仍不失为一种小型逆变器设计的新思路。

参考文献

- [1] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原型与设计. 北京:电子工业出版社.
- [2] 余永权. Flash 单片机原理及应用. 北京:电子工业出版社.
- [3] 李成章. 现代 UPS 电源及电路图集. 北京:电子工业出版社.

收稿日期:2005-10-19

定稿日期:2006-10-30

(上接第 14 页)

4 结语

本文采用 FPGA 成功地实现了数字化通用 PWM 控制器的设计,该控制器能输出多路脉宽、相位可调的 PWM 脉冲列,本文还针对一软开关 Boost 变换器进行了实验,验证了该控制器的可行性和有效性。实验结果表明,采用 FPGA 构造电力电子装置的控制单元具有简单灵活、控制精确、易修改、可现场编程等优点,这对于电力电子变换器的全数字化控制,特别是软开关 PWM 电路的控制提供了一个实现途径。

参考文献

- [1] 程杰斌,王华民,李劲松,严百平. 基于 CPLD 的全数字脉宽

调制器的设计[J]. 电力电子技术. 2003(3):76-78.

- [2] 李刚强,田斌,易克初. FPGA 设计中关键问题的研究[J]. 电子技术应用. 2003(6):68-71.

- [3] Albert M. Wu, Jinwen, Xiao, Dejan, Markovic, Seth R. Sanders. Digital PWM control; Application in Voltage Regulation Modules. IEEE PESC'99 [C]. 1999(1):77-83.

作者简介

何西凤,女,1979 年生,硕士研究生,研究方向为电力电子与电气传动。

收稿日期:2005-09-15

定稿日期:2006-10-20