

基于 SG3525 的单极性 SPWM 控制电路

王海

(成都天奥电子有限公司, 四川 成都 610036)

摘要:介绍了一种基于 SG3525 的单极性 SPWM 控制电路,其中包括取样电路、基准电路、SPWM 脉冲形成电路、编码延时驱动电路。该电路简单,容易实现,可作为实现单极性 DC/AC 电源 SPWM 控制器的参考。

关键词:SG3525; SPWM; 控制电路

Unipolar SPWM Controlled Circuit Based on SG3525

WANG Hai

(TIANAO Electric Corporation, Chengdu Sichuan 610036, China)

Abstract: A unipolar SPWM controlling circuit based on SG3525 is introduced. It includes that sampling circuit, reference circuit, SPWM pulse forming circuit, coding and delay and driving circuit. This circuit is simple and easy realization. It is reference for realizing unipolar SPWM controlling circuit of DC/AC power supply.

Keywords: SG3525; SPWM; controlled circuit

中图分类号: TM46

文献标识码: B

文章编号: 0219-2713(2007)09-0030-05

0 引言

目前, 逆变电源在我国的航天航空、武器装备、邮电通信、金融、交通、工业、消防和新能源的利用等领域已得到广泛应用。同时, 逆变电源技术近几年也得到飞速发展, 由原来的逆变器-工频变压器-滤波器模式, 变为目前的逆变器-高频变压器-滤波器模式, 使得效率得到很大提高, 体积和重量也得到大幅度减小, 这些又极大地促进了逆变电源的应用。然而和传统的 DC/DC 电源相比, 逆变电源的控制电路要复杂得多, 调试也相对困难, 这又阻碍了逆变电源的发展, 甚至成为逆变电源发展的瓶颈。

几年来, 有人提出了数字电源的概念, 即把传统电源的取样、反馈、控制、保护等模拟部分数字化。和传统电源相比, 数字电源由于其所有控制功能均由软件实现, 所以, 它具有控制电路简单, 控

制功能强大, 体积小、重量轻等特点, 甚至在硬件不变条件下, 仅需改变软件, 即可实现不同的输出形式, 因此, 逆变电源数字化, 是逆变电源发展的方向。现在一些有实力的公司, 纷纷进行研究, 以期掌握这个逆变电源的前沿技术。

尽管很多公司在研究数字逆变电源, 甚至有些也做出了样机, 但就目前而言, 该项技术还不够完善, 还没有很成熟的产品出现。现在市场上的产品, 主要还是以模拟控制形式实现的逆变电源, 所以如何简化逆变电源模拟控制电路, 使其调试更为简单, 是我们研究的重点。

1 主电路结构

目前, 逆变电源的正弦脉宽调制 (SPWM) 方式, 可分为单极性调制方式、双极性调制方式和单极性倍频调制方式。本文以全桥逆变器为例, 介绍单极性调制的各部分控制电路, 其主电路形式如图 1 所示。

收稿日期: 2007-06-13

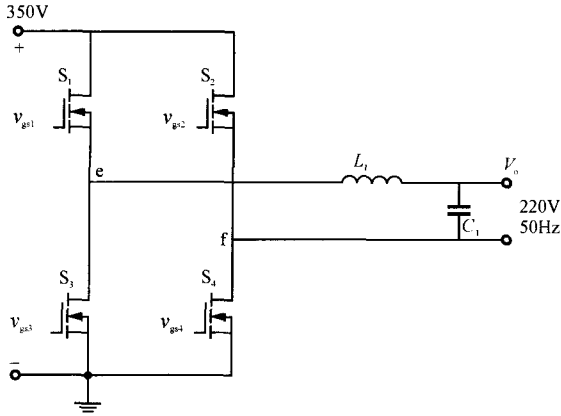


图1 主电路形式

单极性调制方式的工作原理是：在一个 50 Hz 正弦周期内，前半周期，桥臂 1(功率管 S₁ 和 S₃)以较高的开关频率(为 SG3525 的开关频率)互补导通，桥臂 2(功率管 S₂ 和 S₄)以 50 Hz 的频率互补导通；后半周期，桥臂 1 以 50 Hz 的频率互补导通，桥臂 2 则以较高的开关频率互补导通。即在一个 50 Hz 周期内，桥臂 1 前半周高频工作，后半周低频工作；而桥臂 2 前半周低频工作，后半周高频工作。和其它调制方式相比，这种调制方式可以减小开关管损耗，增加开关管的可靠性，提高逆变电源效率，其主要控制波形如图 2 所示。

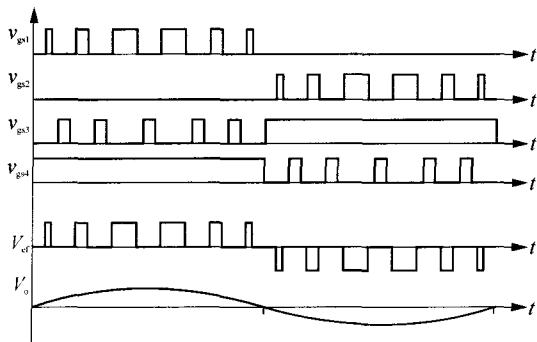


图2 主要波形

2 取样电路

取样电路如图 3 所示，其工作过程为：从两桥臂中点 e、f 点取样，在 C₂、C₃ 分别得到两半周期正弦电压 v_{e1} 和 v_{e2}，如图 4 所示，其表达式如下：

$$v_{e1} = v_{c1m} \sin(\omega t) \quad (0 \sim \pi) \quad (1)$$

$$v_{e1} = 0 \quad (\pi \sim 2\pi)$$

$$v_{e2} = 0 \quad (0 \sim \pi)$$

$$v_{e2} = v_{c2m} |\sin(\omega t)| \quad (\pi \sim 2\pi) \quad (2)$$

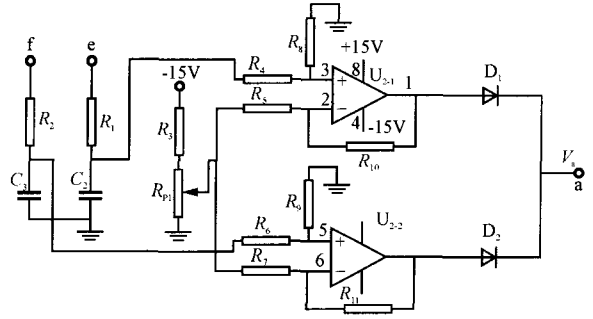


图3 取样电路

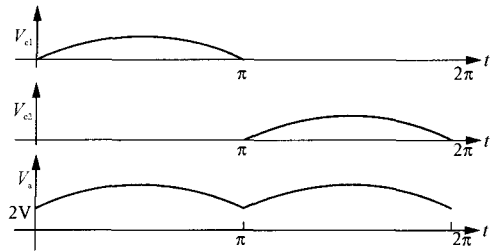


图4 取样电路主要波形

式中： v_{c1m} 和 v_{c2m} 分别为 v_{e1} 和 v_{e2} 电压的幅值；

ω 为 50Hz 正弦电压的角频率。

v_{e1} 和 v_{e2} 经分压后，分别送到两运算放大器 U₂₋₁ 和 U₂₋₂ 的脚 3 和脚 5，由于其脚 2 和脚 6 有一定的负电压，所以运放的脚 1 和脚 7 得到抬高后的两半周期正弦电压，经 D₁ 和 D₂ 叠加，在 a 点得到电压 V_a，该电压被送到 SG3525 的脚 1，和脚 2 基准电压进行比较。

将运放输出电压抬高一个电平，是为了消除 D₁ 和 D₂ 对 v_{e1} 和 v_{e2} 在 0 电平附近的影响，同时为 SG3525 的脚 1 提供一个合适的反馈电平(2~3 V)，设运放输出电压抬高后(如图 4 所示)，V_a 的表达式为

$$V_a = 2 + |\sin(\omega t)| \quad (3)$$

由于 v_{e1} 和 v_{e2} 在 $(t=0, \pi, 2\pi)$ 时为 0 V，即 V_a 等于 2 V，则此时运放脚 1 和脚 7 输出电压应为 2.4 V(因 D₁ 和 D₂ 的导通电压约为 0.4 V)，可推得 R_{RP1} 中心抽头电压 V_{RP1} 为

$$V_{RP1} = -2.4 / (R_{10} / R_5) \quad (\text{设 } R_{10} / R_5 = R_{11} / R_7 = 1)$$

$$V_{RP1} = -2.4 \text{ V} \quad (4)$$

由式(3)可知，运放 U₂ 的脚 3 和脚 5 电压 v_{U23} 和 v_{U25} 的值应为

$$v_{U23} = \sin(\omega t) / (1 + R_{10} / R_5)$$

$$\text{即 } v_{U23} = 0.5 \sin(\omega t) \quad (0 \sim \pi) \quad (5)$$

$$v_{U25} = |\sin(\omega t)| / (1 + R_{11} / R_7)$$

即 $v_{U25}=0.5 | \sin(\omega t) | \quad (\pi \sim 2\pi) \quad (6)$

调节 R_4 和 R_8 以及 R_6 和 R_9 的分压比值,可
满足式(5)和式(6)的要求。一般取 $R_1=R_2, R_4=R_6,$
 $R_8=R_9, R_5=R_7, R_{10}=R_{11}$ 。通过以上计算可知,当满足
以上条件,该电路可把两半周期正弦电压,变换为
叠加在 2V 上的馒头波如图 4 所示。

3 基准电路

基准电路如图 5 所示,其工作原理为:50 Hz
正弦基准电压 V_d 如图 6 所示,经分压后得到电压
 V_j ,该电压分别送到两只运放 U_{3-1} 和 U_{3-2} 的脚 2 和
脚 5,同样由于两运放有一定的基准电压,在运放
的脚 1 和脚 7 得到抬高后的两半周期正弦电压,
经 D_3 和 D_4 叠加后得到电压 V_h ,该电压送到
SG3525 的脚 2 作为其内部运放的基准电压。

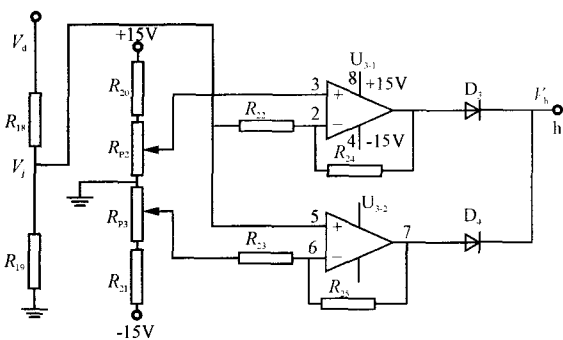


图 5 基准电路

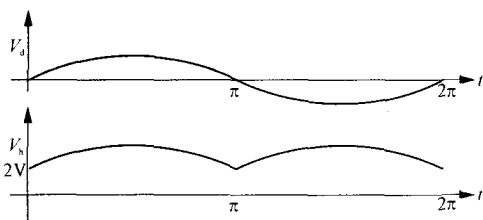


图 6 基准电路输入输出波形

和取样电路一样,将运放 U_3 输出电压抬高一个
电平,是为了消除 D_3 和 D_4 对 V_j 在 0 电平附近的
影响,同时为 SG3525 的脚 2 提供一个合适的基
准电平(2~3 V),设电压 V_j 表达式为

$$V_j = V_{jm} \sin(\omega t) \quad (7)$$

式中: V_{jm} 为 V_j 的幅值;

ω 为 50Hz 正弦参考电压的角频率。

该电路输出电压 V_h 和取样电路输出电压 V_a
相同,即

$$V_h = 2 + | \sin(\omega t) | \quad (8)$$

在 V_j 正半周时,其电压通过 U_{3-2} 输出, D_4 正
向导通, D_3 反偏,由式(6)可知 V_{dm} 应满足

$$V_{jm} = 1 / (1 + R_{25} / R_{23}) \quad (\text{设 } R_{25} / R_{23} = 1)$$

$$V_{jm} = 0.5V$$

$$\text{即 } V_j = 0.5 \sin(\omega t) \quad (9)$$

在 V_j 负半周时,其电压通过 U_{3-1} 输出, D_3 正
向导通, D_4 反偏,则同样 V_{jm} 应满足

$$V_{jm} = 1 / (R_{24} / R_{22}) = 0.5V$$

$$\text{则 } R_{24} / R_{22} = 2 \quad (10)$$

由图 5 和式(8)、式(9)可以看出, V_h 由 V_j 和
基准电压决定,在 $V_j(t=0, \pi, 2\pi) = 0V$ 时, $V_h = 2V$,
则运放 U_3 的脚 1 及脚 7 输出电压应为 2.4V (由
于 D_3 和 D_4 的导通电压约为 0.4V),运放 U_{3-1} 的脚
3 电压,即 R_{P2} 中心抽头电压 V_{RP2} 应为

$$V_{RP2} = 2.4 / (1 + R_{24} / R_{22})$$

$$V_{RP2} = 0.8V \quad (11)$$

R_{P3} 中心抽头电压 V_{RP3} 应为

$$V_{RP3} = -2.4 / (R_{25} / R_{23})$$

$$V_{RP3} = -2.4V \quad (12)$$

通过以上计算可知,当满足以上条件,该电路
可把正弦基准电压,变换为叠加在 2V 上的馒头
波如图 6 所示。

为了消除二极管 $D_1 \sim D_4$ 导通电压随温度变
化,对取样和基准电路的影响, $D_1 \sim D_4$ 选用型号应
相同,这样 D_1, D_2 和 D_3, D_4 由温度引起的电压变化
可互相抵消,保证输出电压的稳定。

4 SPWM 脉冲形成电路

如图 7 所示,由 U_1 (SG3525)组成的 SPWM 脉
冲形成电路,其工作原理为:取样电压 V_a 和基准
电压 V_h ,分别输入到 U_1 内部运放的反向端脚 1 和
同相端脚 2 进行比较,在运放输出端脚 9 得到正
弦误差放大信号(叠加在一个电平上的馒头波),
该信号和 U_1 内部锯齿波再进行比较,在脚 11 和
脚 14 得到相位相差 180°的正弦调制脉冲信号,若
将脚 11 和脚 14 接地,则在脚 13 得到占空比最高
可达 90% 以上的正弦调制 SPWM 反向脉冲信号
 V_c ,如图 8 所示,该信号被送到编码延时驱动电路
进行处理。

本电路的工作频率,一般选择为 20~30 kHz,

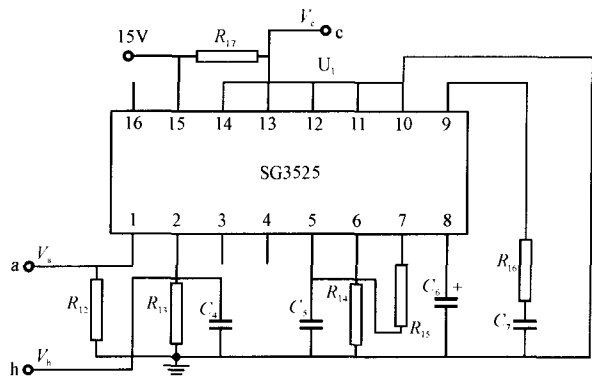


图 7 SPWM 脉冲形成基本电路

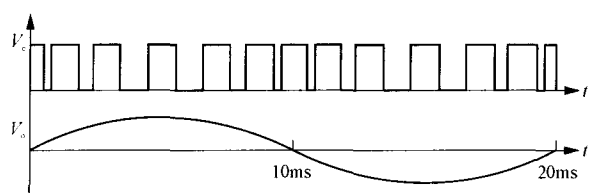


图 8 SG3525 产生的 SPWM 反向脉冲信号 Vc

由 R_{14} 、 R_{15} 和 C_5 决定 f_s 计算公式为

$$f_s = \frac{1}{C_5(0.7R_{14} + 3R_{15})} \quad (13)$$

5 编码延时驱动电路

编码延时驱动基本电路,如图 9 所示,其工作原理如下:将图 6 所示的正弦基准电压 V_d ,输入到

比较器 U_{7-1} 和 U_{7-2} 的脚 3 和脚 6,在 V_d 正半周时, U_{7-1} 的脚 1 输出高电平,来自 SG3525 脚 13 的高频反向脉冲信号 V_c ,分为两路,一路经 U_{4-1} 反相,得到正向脉冲信号,该信号再分为两路,一路直接通过延时电路到与门 U_{6-1} ,另一路反相后通过延时电路到与门 U_{6-2} ,并在两只与门输出端,得到带有死区的高频互补正弦调制脉冲,该脉冲通过驱动集成块 U_8 (如 IR2110,其外围电路可参考有关手册)推动功率管桥臂 1,其波形如图 2 所示;而在此段时间, U_{7-2} 的脚 7 输出低电平,当来自 SG3525 脚 13 的另一路反向脉冲信号 V_c ,经 U_{4-2} 反相后,其正脉冲信号被 U_{7-2} 的脚 7 始终箝位到低电平,该低电平信号使与门 U_{6-3} 和 U_{6-4} 输出端,得到带有死区的低频(50 Hz)互补脉冲,通过驱动集成块 U_9 ,最终使 S_2 截止、 S_4 导通。即在此半周期内,桥臂 1 工作在高频开关状态,桥臂 2 工作在低频开关状态。

在 V_d 负半周时,同正半周工作原理基本相同, U_{7-1} 的脚 1 输出低电平,来自 SG3525 脚 13 的高频反向脉冲信号 V_c ,一路经 U_{4-1} 反相,其正脉冲信号被 U_{7-1} 的脚 1 始终箝位到低电平,该低电平信号使与门 U_{6-1} 、 U_{6-2} 的输出端,得到带有死区的低频互补脉冲,通过驱动集成块,最终使 S_1 截止, S_3 导通;而在此段时间, U_{7-2} 的脚 7 (下转 P41)

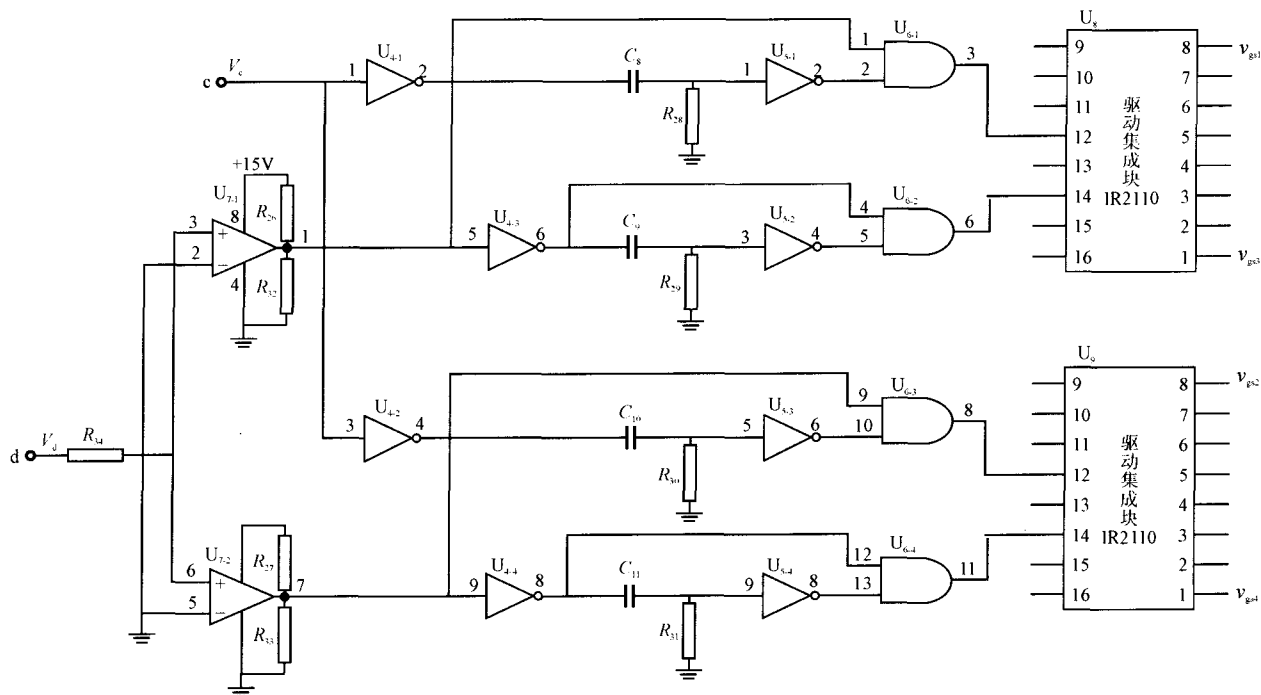


图 9 编码延时驱动基本电路

是:在开关损耗不太大的情况下,尽可能选用较大的电阻,实际工作中按 $R_g=3\ 000/I_c$ 选取。

除了上述减少 C-E 之间的过电压之外,为防止栅极电荷积累或栅源电压出现尖峰损坏 IGBT,可在 G-E 之间设置一些保护元件,电路如图 4 所示。电阻 R 的作用是使栅极积累电荷泄放,其阻值可取 $4.7\ \Omega$;两个反向串联的稳压二极管 V_1 、 V_2 是为了防止栅源电压尖峰损坏 IGBT。

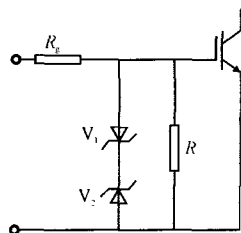


图 4 防栅极电荷积累与栅源电压尖峰的保护

2.3 过热保护

IGBT 的损耗功率主要包括开关损耗和导通损耗,前者随开关频率的增高而增大,占整个损耗的主要部分;后者是 IGBT 控制的平均电流与电源电压的乘积。由于 IGBT 是大功率半导体器件,损耗功率使其发热较多(尤其是 R_g 选择偏大时),加之 IGBT 的结温不能超过 125°C ,不宜长期工作在较高温度下,因此要采取恰当的散热措施进行过热保护。

(上接 P33) 输出高电平,当来自 SG3525 脚 13 的另一路反向脉冲信号 V_c ,经 $U_{4,2}$ 反相后,得到正脉冲信号,该信号分为两路,一路直接通过延时电路到与门 $U_{6,3}$,另一路反相后通过延时电路到与门 $U_{6,4}$,并在两只与门输出端,得到带有死区的高频互补正弦调制脉冲,该脉冲通过驱动集成块 U_9 推动桥臂 2。即在此半周期内,桥臂 1 工作在低频开关状态,桥臂 2 工作在高频开关状态。

各路延时时间分别由 C_8 、 R_{28} 、 C_9 、 R_{29} 、 C_{10} 、 R_{30} 、 C_{11} 、 R_{31} 决定,一般取: $C_8=C_9=C_{10}=C_{11}$, $R_{28}=R_{29}=R_{30}=R_{31}$ 。

6 结语

以上各部分,是为实现相关功能的基本电路,

散热一般是采用散热器(包括普通散热器与热管散热器),并可进行强迫风冷。在实际工作中,我们采用普通散热器与强迫风冷相结合的措施,并在散热器上安装温度开关。

3 结语

本文介绍 IGBT 的驱动电路 M57962L 和逆变器中 IGBT 的过压、过流、过热保护措施,由于该交流逆变器具有良好的驱动和可靠的保护措施,即使在输出直接短路的情况下,仍能保证 IGBT 不损坏,从而确保交流逆变器工作的可靠性。

参考文献

- [1] 张立. 现代电力电子技术基础[M]. 北京:高等教育出版社,2000.
- [2] 林渭勋. 电力电子技术基础[M]. 北京:北京机械工业出版社,1990.
- [3] 王永,沈颂华. 一种简单的 IGBT 驱动和过流保护电路[J]. 电测与仪表,2004, 41(460): 25-27.
- [4] 王强,刘皓,陈军. IGBT 驱动保护电路的改良设计[J]. 电子工程师,2004, 30(10): 41-43.
- [5] 邱关源. 电路[M]. 北京:高等教育出版社,2000.

作者简介

石 磊(1981-),女,现为渤海大学信息科学与工程学院自动化教研室教师。

刘 栋(1980-),男,现为葫芦岛 91245 部队军官,工程师。

仅作为说明工作原理使用,在实际应用中,有关参数也可能要作适当调整。

总之,以上电路简单,容易实现,可作为实现单极性逆变电源 SPWM 控制器的参考电路。

参考文献

- [1] 陈道炼. DC/AC 逆变技术及其应用[M]. 北京:机械工业出版社,2003.
- [2] Donald A Neamen[美],赵桂钦,卜艳萍译. 电子电路分析与设计[M]. 北京:电子工业出版社,2003.
- [3] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京:电子工业出版社,2004.

作者简介

王 海(1958-),男,本科,毕业于西安电子科技大学雷达工程专业,现从事电源产品的设计研制工作。