

基于 SG3525 和 TDS2285 的单相交流逆变器的设计

梁宇 谭宝成

(西安工业大学电子信息工程学院 西安 710021)

摘要:为了克服传统逆变器控制电路设计复杂、成本较高且逆变输出波形品质差、电流畸变率高等缺陷,采用了 DC-DC-AC 的逆变拓扑结构,在前级 DC-DC 模块中采用专用芯片 SG3525 并设计外围电路获取占空比为 0.4 的 PWM,其可将 48 V 直流输入转变为 400 V 高压脉冲直流输出,在后级 DC-AC 模块使用专用芯片 TDS2285,产生高精度无毛刺 SPWM 波,通过精确的控制死区时间以实现全桥逆变控制输出。最终得到频率为 50 Hz,幅值为 220 V 的正弦波,满载工作时输出电压变化在 2% 以内,频率变化在 ± 1 Hz 以内,效率可以达到 80%。与此同时本还研究了升压、逆变过程中驱动电路、变压器、滤波器等参数的计算选择。实验结果表明采用专用控制芯片的 DC-DC-AC 拓扑结构电路简单,逆变器具有良好的稳态性能和动态性能,同时改善了对非线性负载的适应性,提高了逆变器输出的品质。

关键词:直流升压;交流逆变;PWM;SPWM

中图分类号: TN6 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.10

Design of single-phase AC inverter based on SG3525 and TDS2285

Liang Yu Tan Baocheng

(School of Electronic Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710021, China)

Abstract: In order to address the matters of traditional inverter, including complex design of control circuit, high cost, poor quality of the inverter output waveform, and high current distortion rate, this paper adapts the DC-DC-AC inverter topology. In the preceding stage of DC-DC module, the ASIC SG3525 is used and the peripheral circuit is designed to obtain PWM that has 0.4 duty cycle. It can turn 48 v DC input into 400 v output of high voltage pulsed DC. In the backward stage of DC-AC module, it employs the ASIC TDS2285 to produce high-precision SPWM wave without noise. In addition, it achieves the full-bridge inverter control output by control dead time precisely. The full-bridge inverter control output can generate sine wave that is made of the frequency of 50 Hz and the amplitude of 220 V. The output voltage changes within 2% and the frequency changes between -1 Hz and $+1$ Hz in the state of full load, electric energy efficiency can be achieved 80%. Meanwhile, this paper also studies the calculation and choice of parameters of boost, drive circuit in the process of inverter, transformer and filter. The result shows that the DC-DC-AC inverter topology using the special control chips is simpler and the inverter possesses better steady-state behavior and dynamic performance. In addition, the adaptability of the nonlinear load and the quality of inverter output are improved.

Keywords: DC booster; AC inverter; PWM; SPWM

1 引言

伴随着材料技术的发展,半导体技术随之也进入新的阶段,各种新型的大功率开关管不断更新换代。相比较传统的晶体管电源^[1]不足之处,近年来逐渐兴起的开关电源无论是在体积、质量、效率上都有很大的优势。这些特点,保证了开关电源在新兴的电子设备中得到充分肯定和大

规模应用。

文献[2]提出基于 Buck 电路的 DC-DC 转换器,虽然实现了电压的升高,但是其电路的功耗比较高,相对成本且电路复杂,转化率一般;文献[3-4]提出固定功率输出的推挽式 DC-DC 开关电源设计方案,分析了变压器、开关管、整流二极管在此种拓扑结构下的作用并阐述了相关重要参数的选定计算方法。通过对推挽式 DC-DC 开关电源

的测试,结果表明,输出功率为 100~500 W 时,电路转换效率可以达到 85% 以上。但是上述方法显然更加适合小功率输出情况并且在 PWM 控制方面采取电路实现有明显的毛刺产生,精度较低。方波波形不够整齐。如图 1 所示。

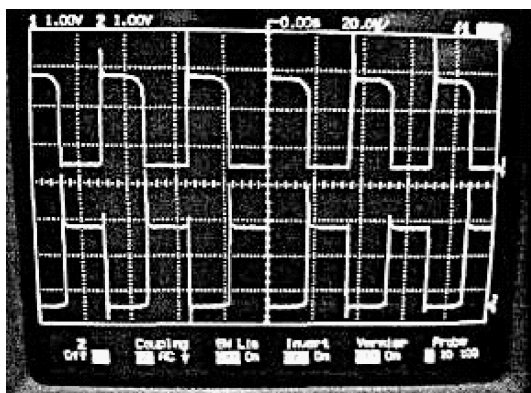


图 1 采用纯电路实现 PWM 波形

文献[5-6]提出了降低谐波、减小电磁干扰的方法,原因在于 SPWM 逆变过程的输出电压中含有大量的高频谐波,电路中高次谐波会使系统失去鲁棒性从而影响到其稳定性。从 SPWM 所产生的波形入手,分析了波形中含有的高次谐波问题,结合随机过程中统计学方法来控制高次谐波的产生。此种方法能在保证逆变后得到的基波具有稳定输出的特性。从而大大减少了高次谐波的产生并且使一些不可避免的谐波的峰值大大降低。这些方法能在一定程度上降低高频谐波问题,但是如图 2 所示在示波器上仍能看到少量毛刺和干扰,其控制方式和算法复杂,功耗较大、设计难度大,费用昂贵不适合大规模应用在一般场合。

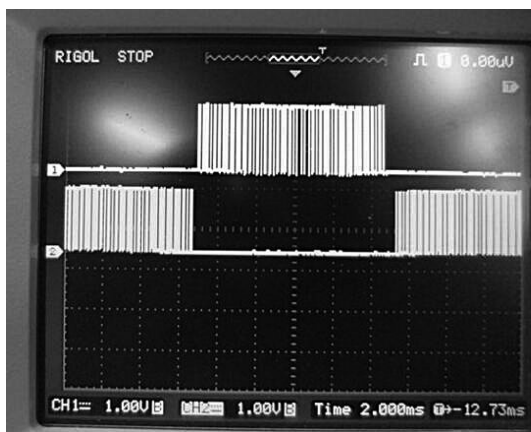


图 2 采用随机调制生成 SPWM 波形

本次设计基于 DC-DC-AC 的两级拓扑结构。在前级 DC-DC 升压模块中采用专用芯片 SG3525 构建主控电路并产生稳定的精度较高的 PWM 波,高频直流电压的获取利用高频振荡电路得到。在后级 DC-AC 逆变部分,首先

采用专用芯片 TDS2285 构建结构简单、功耗较低的 SPWM 波生成主控电路,其次设计一种带有 LC 滤波电路的全桥逆变控制电路将生成的 SPWM 波逆变为技术指标要求的单相交流电。在保证精度的前提下由硬件实现 SPWM 逆变过程避免了复杂的算法并且能有效的降低高次谐波以及降低了成本。于此同时对于电感和变压器的制作是根据实际电路的具体要求计算并手工制作完成,最终调试并完成单相交流逆变装置,得出实验结果和波形。

2 单相交流逆变器系统结构

单相交流逆变器的设计结构如图 3 所示,该逆变器主要由两部分组成,第一部分为 DC-DC 直流升压模块,该模块将 PWM 方波通过高频变压器生成具有高频脉冲直流特性的信号,从而传送给第二部分 DC-AC 逆变模块,该模块经过 SPWM 主控电路和全桥逆变电路生成 220 V/50 Hz 的单相交流电。电路中各模块的电源则是由后级电源模块提供。

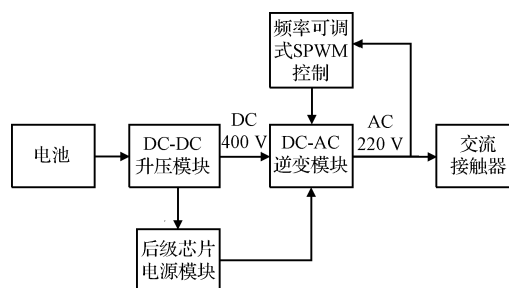


图 3 系统结构框图

3 DC-DC 升压模块设计

该升压模块的设计思路是利用电流控制型 PWM 控制器 SG3525 芯片来搭建升压电路。如图 4 所示,该芯片其工作原理的核心思想如下所述,在芯片内部内置一个脉宽比较器,该比较器在输入端所流过线圈信号,同时芯片内部还内置了一个误差放大器,该放大器有输出信号,该脉宽比较器不断的比较其输入端的线圈信号和误差放大器的输出信号,从而对 PWM 波的占空比进行跟踪和控制,使经过该脉宽比较器的输出的电流跟随误差电压信号的变化而变化。由于 PWM 生成专用芯片 SG3525 在设计

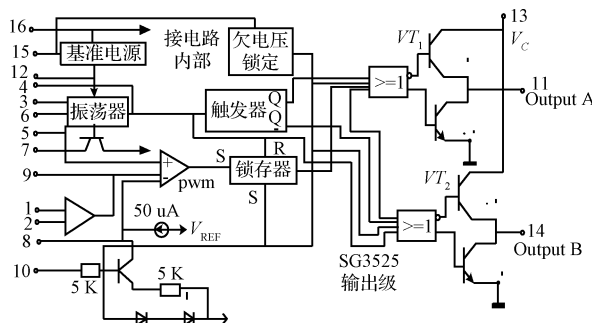


图 4 SG3525 内部结构

之初就增加了电压和电流双闭环控制结构,基于此种双闭环控制系统的结构在控制 PWM 波生成时具有很高的稳定性,主要表现在对于电压和负载的调整率、以及动态响应所体现的各种技术指标都有很大的改进和提高。工作频率范围比较宽最高可达到 3 000 kHz,在 12 V 标准输入电压下,输出可以达到为 360 V。图 5 所示 SG3525 管脚图如图所示,各管脚的名称如图所示,其中比较重要的管脚是第 5、6、9 管脚,输出控制信号 PWM 的频率直接由第 5 脚上所外接的 C_T 以及第 6 脚上所外接的 R_T 控制。输出 PWM 的脉宽则是由第 9 脚 COMP 的电压直接控制和改变。

DC-DC 模块电路设计如图 6 所示,SG3525 在使用时需要在第 2 管脚处配合电阻搭建基准比较电路,该基准比较电路是芯片正常工作的必要条件。由于 SG3525 内部没有涉及到算法控制,因此在搭建电路时要考虑到利用电阻、电容、第 1、2、9 管脚构建具有 PI 控制功能的调节电路配合内部电压电流双闭环系统,在 5 管脚处外接锯齿波输入,基于以上设计相互配合共同生成出高精度的 PWM 方

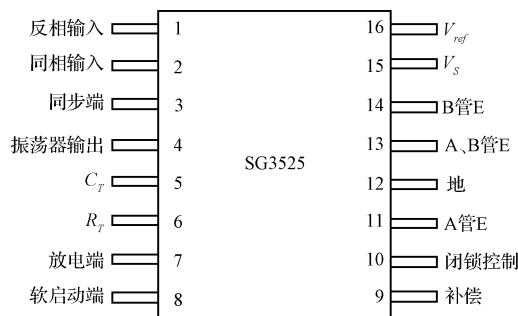


图 5 SG3525 管脚示意

波。SG3525 最重要的两个管脚分别是 11、14 管脚,它们所输出的波形互为补充。输出方波另外一个重要的技术指标一占空比是通过的 1 管脚和 9 管脚来完成的,它们分别反馈在经过输出点之后经过分压电阻后采样到的电压,以此来稳定输出电压。最后利用全波整流桥进行整流,开关管交替轮流工作输出电压波形具有对称性。

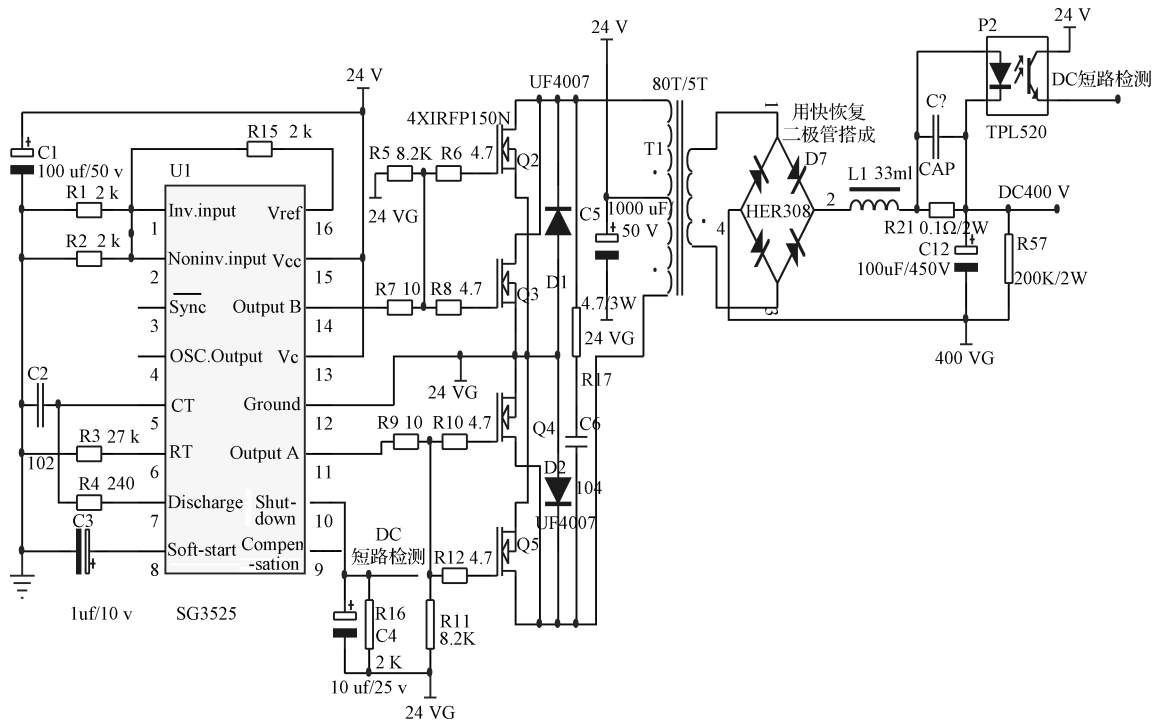


图 6 DC-DC 模块电路设计原理

在 DC-DC 升压模块中的变压器的作用是非常重要的,低压脉冲使脉冲变压器升到预定电压值,在经过脉冲整流滤波电路获得高压直流。本次设计中变压器的设计方法采用正激式方式,如文献[7-8]所述,其中频率约 25.5 kHz,假设电源输入功率为 3 000 W。若选择 PC40 作为变压器磁芯材质,首先计算变压器的 AP 面积,计算如下所示:

$$AP = \frac{(1+\eta)P}{4\eta K_w K_f B_{\max} f_2 J} \times 10^4 \quad (1)$$

式中: $B_{\max}$ 为饱和磁通密度取值 0.5 T, K_w 为窗口系数取值为 0.4, K_f 为波形系数取 1.1, J 为导线电流密度取 450 A/cm²。在计算过程中假设忽略掉在实际中产生的损耗得到 $AP=6.27 \text{ cm}^4$,那么在实际选用中必须留有充分的裕量因此选择面积乘积为 9.855 8 cm⁴ 的 PC40-EE60 磁芯较为合适。其次,查阅变压器相关资料,存在变压器初、次级线圈比值关系,计算如下:

$$n = \frac{U_o}{(2U_i D)} \quad (2)$$

式中: U_o 为变压器输出电压, U_i 为输入电压, 占空比 $D=0.4$ 时输出电压最高, 经计算得到 $n=10.4$ 。故取 $n=11$ 较为合适。

最后, 计算初级线圈匝数 N_1 , 计算如下:

$$N_1 = \frac{U_i}{4K_f f_2 B_{\max} A_e} \times 10^4 \quad (3)$$

式中: A_e 为 PC40-EE60 截面积, 测量为 2.47 cm^2 。计算得到 $N_1=3.46$, 初级线圈匝数为 4 圈即可。那么初级线圈匝数 $N_2=44$ 。实测分别得到初级铜线、次级铜线横截面积为 0.18 cm^2 和 0.014 cm^2 。取每路平均铜线横截面积最大值 0.05 cm^2 , 因此初级线圈绕制方法采用 7 股 4 圈即可满足选用上述计算铜线横截面积 1.037 cm^2 的指标要求; 同理, 次级采用 2 绕 44 圈即可满足铜线横截面积 0.8234 cm^2 的指标要求, 以上即为变压器设计方案。

4 DC-AC 逆变模块设计

4.1 SPWM 产生电路

文献[9-10]介绍了传统的逆变产生方式, 此种方式电路构建复杂更加适用于大功率电网应用。本次设计的 SPWM 波的产生是采用硬件方法搭建, 芯片采用 TDS2285 来完成的正弦波的产生。该芯片构成电路简单, 同时精度可以达到 20 位。需要特别指出的是该芯片内部没有设计死区模块, 因此要实现功能必须在外利用相关器件搭建必要的电路实现死区时间的产生, 确保 H

桥桥臂上的开关管在一组完全关闭的情况下另一组才能导通, 减少功耗最主要的是保护开关管不会因长时间工作烧毁。如图 7 所示为管脚示意。

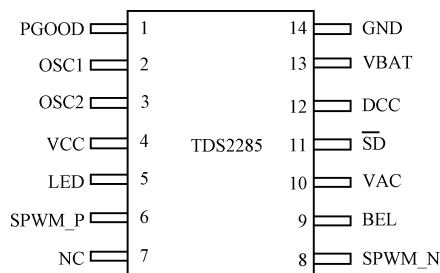


图 7 TDS2285 管脚示意

其中各主要引脚的功能简述如下: 为了提供准确的晶振频率, 第 2 管脚和 3 管脚外接振荡器。第 6 管脚和 8 管脚为交流电流正半周调制波输出和负半周调制波输出。在 TDS2285 芯片中存在一个利用硬件来直接关断 SPWM 端口此管脚为 11 脚, 起到非常重要的保护芯片的作用。除了这些比较重要的管脚之外还存在一些外接外围电路的管脚, 例如 9、10、12 和 13 管脚分别为警告警输出、交流电压稳压反馈输入、前级升压电路关闭控制输出和欠压、过压检测。SPWM 产生电路如图 8 所示, 其中, 74HC04 为 6 通道但输入输出反相器和 74HC00 为与非门, 用来完成对死区时间的设定。

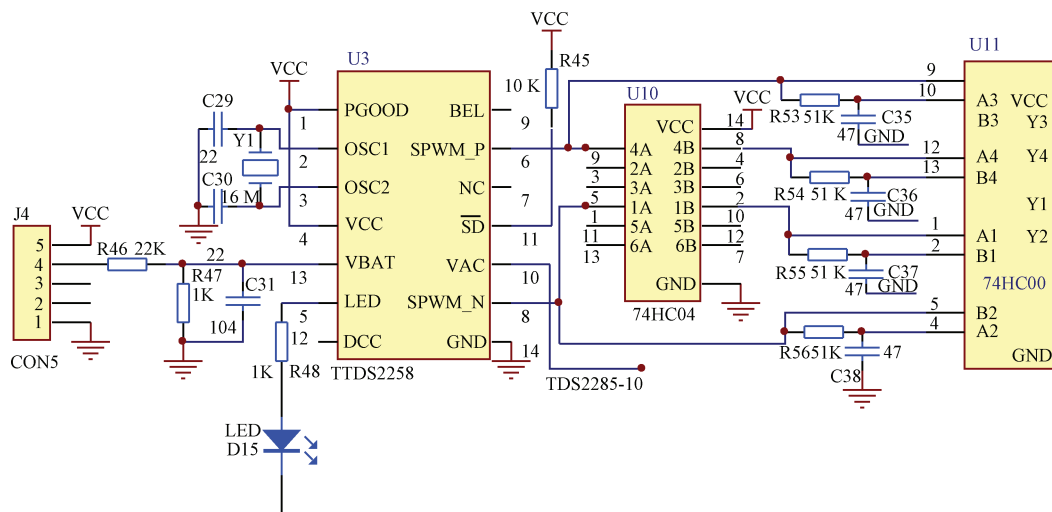


图 8 SPWM 波主控电路原理

4.2 逆变主电路

逆变电路的功能是将产生的 SPWM 电压, 首先经过逆变然后经过输出滤波电路滤波为符合技术指标要求的单相交流电压。如图 9 所示, 利用 TLP250 光耦驱动作为 H 桥的驱动电路。由于本设计开关管功率较大, 可通过外加推挽放大晶体管, 然后再驱动。TLP250 需要外加电源并采用由电容和二极组成的自举电路, 其中电容和二极管的作用是用来储存电压和防止电流倒灌。

在全桥逆变电路, LC 滤波电路直接决定了输出是否具有 $220 \text{ V}/50 \text{ Hz}$ 的技术指标, 而且波形是否有毛刺也是值得关注的问题。因此对于此处的电容个电感的选择尤为慎重。电容和电感的参数采用文献[11-12]中方式进行计算和选定。其中电感参数的计算方法如下:

$$L \geq \frac{U_d}{4f_2 \Delta I_{\max}} \quad (4)$$

式中: DC-DC 模块输出直流电压 U_d 为 400 V , 根据手册上

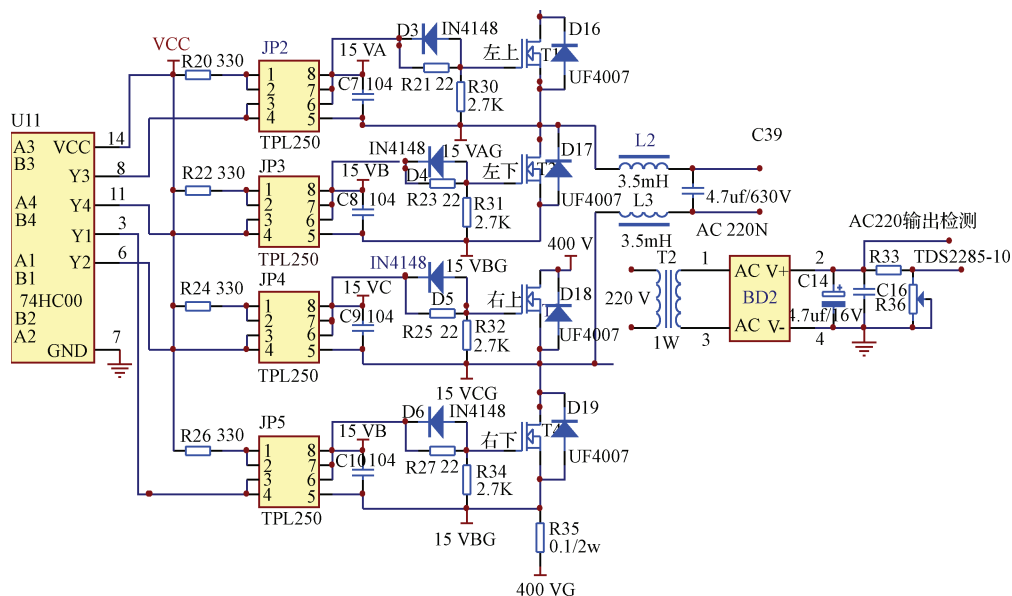


图9 全桥逆变电路原理

查阅电感上允许通过的最大纹波电流 $\Delta I_{\max} = 0.2I_o$ 。经计算 $L \geq 2.8 \text{ mH}$ 故此处选择 $L = 3 \text{ mH}$ 。

电容的计算方法如下：

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (5)$$

取高频 f_c 为 500 Hz ，经过简单计算得到 $C = 33.8 \mu\text{F}$ 。

5 实验结果及分析

经过对电源升压和逆变部分的原理分析，结合严格的参数计算，如前介绍 SG3525 管脚部分所述，在 DC-DC 升压模块中所需要的 PWM 波的输出频率可以通过 SG3525 第 5 引脚电容和第 6 引脚电阻来调节。经过大量实验标定得出当 $R_T = 27 \text{ k}\Omega$ ， $R_D = 240 \Omega$ ， $C = 0.001 \mu\text{F}$ ，生成驱动电路的控制信号 PWM 频率为 $f_2 = 0.5$ ， $f_1 = 25.5 \text{ kHz}$ ，占空比 $D = 0.4$ 。SG3525 输出 PWM 驱动波形如图 10 所示。

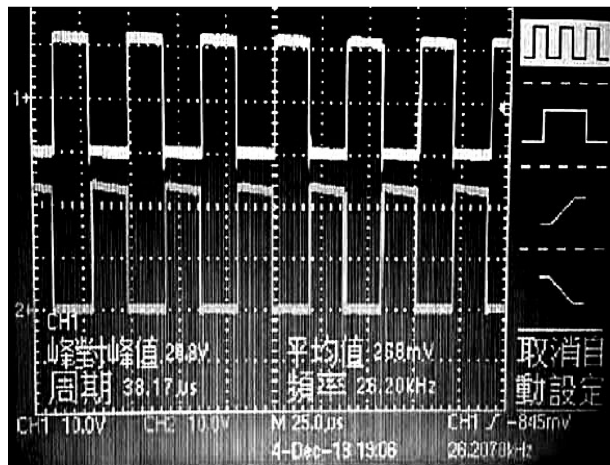


图10 SG3525 输出 PWM 波形

示，其中可以准确观察出占空比接近 0.4 。实测功率管漏极源极电压约为 96 V ，为输入电压的 2 倍，且电压尖峰较小，说明变压器设计制作满足要求。与图 1 相比较，明显无毛刺产生，方波波形整齐，说明采用硬件 SG3525 所搭建的 PWM 产生电路具有明显的优势。

图 11 所示为在 SPWM 主控电路中两桥臂 SPWM 互补信号波形图。显然出现了频率为 20 kHz 互为相反的波形，这些信号直接控制全桥电路的开关管交替导通和关断。文献[13-15]详细论述了死区时间的作用和影响，因此在桥式电路中是必须要考虑的，因为死区时间的长短不仅影响了输出交流波形的是否具有毛刺，更为重要的是决定了逆变电路晶体管的安全导通。死区时间是由在开关管之前的用来起到滤波作用的电容和限流作用的电阻它们乘积所决定的，而且两个桥臂之间还要满足充电慢、放电快的经验作为指导，因此本模块中 74HC00 与 74HC04 之间的电容和电阻选择尤其重要，直接决定充放电时间。

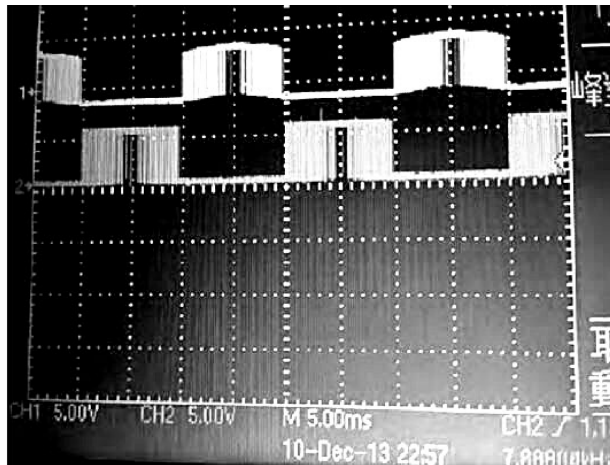


图11 SPWM 波形

74HC00 输出高电平为 4.5 V, 74 HC04 高电平输入最低电压为 2.25 V, $R=22\text{ k}\Omega$, $C=47\text{ PF}$, 经过计算得到延迟时间 $t=713\text{ ns}$ 。设计中可控芯片为 FGA25N120 其开启时间 $T_{\text{ON}}=60\text{ ns}$, 关断时间 $T_{\text{off}}=170\text{ ns}$, 以上时间完全可以保证死区时间, 两组桥臂上的开关管可以在一组完全关断后另一组开启。不仅如此两个桥臂之间还实现了充电慢、放电快电路特性。由波形相比较图 2 产生的 SPWM 互补性更好、更加光滑无毛刺。

如图 12 所示为最终逆变出的单相正弦波, 可以观察到幅值 220 V 频率为 50 Hz 且波形畸变很小, 满载工作时输出电压变化、频率变化都在技术指标要求范围以内。单相交流输出正弦波形无明显毛刺、品质良好。

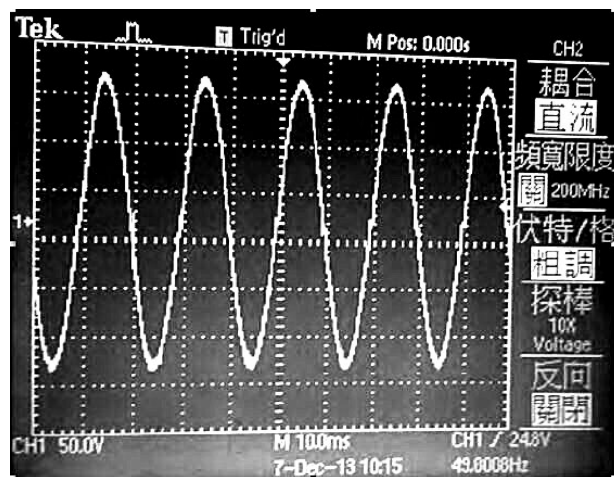


图 12 交流输出

6 结 论

本文分析基于 DC-DC-AC 拓扑结构下的逆变电路设计, 尤其是如何利用专用芯片搭建 PWM 产生电路和 SPWM 产生电路, 讨论并分析了升压、逆变过程中驱动电路、变压器、滤波器等参数的计算选择。经过实验测试, 通过 DC-DC-AC 拓扑结构能使输入侧直流电压 48 V 通过推挽变换电路升压到 400 V 左右, 再经过高频变压器实现将低直流转变成高脉冲直流, 再由高脉冲直流通过逆变电路得到 220 V/50 Hz 交流电。此种方法在稳态特性上相对于传统逆变方式有了大幅提高, 不仅如此对非线性负载所要求的宽电压输入也有明显的改善。结果表明本文理论分析正确, 提出的方法改善了传统利用电路生成 PWM 波和 SPWM 波所带来的复杂性, 有效地提高了波形精度以及降低高次谐波的影响, 更具有灵活性。对于三相逆变的实现, 本文分析并设计的电路同样适用, 可作为相关分析和设计之参考。

参 考 文 献

- [1] CHUN Y T, CHU D P. Overview of one transistor type of hybrid organic ferroelectric non-volatile memory[J]. Instrumentation, 2015, 2(1):65-74.
- [2] 刘喜梅, 梁逊. 一种基于完全集成 Buck 型 DC DC 转换器开关桥选择的迅捷方法[J]. 电子测量技术, 2016, 39(2):33-37
- [3] 陈俊, 徐志伟, 陈杰. 压电驱动器驱动电源设计[J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(4):48-53
- [4] 赵成勇, 李路遥, 翟晓萌, 等. 新型模块化高压大功率 DC-DC 变换器[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(4):72-78
- [5] 刘晏池, 王雪, 刘佑达, 等. 基于分布式压缩感知的智能用电网络高分辨率谐波与间谐波测量[J]. 仪器仪表学报, 2015, 35(10):2161-2166
- [6] 徐顺刚, 许建平, 曹太强. SPWM 逆变电源输出谐波分析及抑制方法研究[J]. 电子科技大学学报, 2010, 39(5):701-705
- [7] 蔡辰辰, 陆元成, 邱荣斌. 反激式开关电源的变压器电磁兼容性设计[J]. 华东理工大学学报, 2007, 33(4):589-592.
- [8] 林智勇, 蔡金锭. 变压器等效电路参数变化对极化谱的影响分析[J]. 电子测量与仪器学报, 2014, 28(3):292-298
- [9] 党克, 郑玉浩, 严干贵. 电网电压不平衡下光伏并网逆变器的同步技术[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 36(1):87-94.
- [10] 荆红莉, 蒋晓雁, 赵鹏. 3 kW 家用单相光伏并网逆变系统设计[J]. 国外电子测量技术, 2016, 35(2):94-97
- [11] 俞杨威, 金天均, 谢文涛. 基于 PWM 逆变器的 LC 滤波器[J]. 机电工程, 2007, 24(5):50-52.
- [12] 高岩. 开关电源输出滤波电感设计法[J]. 北方交通大学学报, 2001(3):96-98.
- [13] 蓝建宇, 马殿光, 唐厚军. 感应耦合电能传输系统软开关死区时间优化[J]. 机电与控制学报, 2014, 18(12):50-56
- [14] 郝志燕, 姜岩峰. DC-DC 电源管理芯片中死区时间的研究[J]. 微电子学, 2012, 42(6):770-773
- [15] 吴茂刚, 赵荣祥, 汤新舟. 正弦和空间矢量 PWM 逆变器死区效应分析与补偿[J]. 中国机电工程学报, 2006, 26(12):101-105

作 者 简 介

梁宇, 1987 年出生, 硕士研究生, 主要研究方向为智能化控制、计算机控制系统及远程控制系统等。
E-mail: 360388563@qq.com