

基于 tms320f28027 的逆变电源制作

程星, 黄要然, 艾皓, 谢作生 (通信作者)

(厦门大学物理科学与技术学院, 福建厦门, 361000)

摘要: 实现直流转交流的电压变换装置称为逆变器。传统的逆变器由单片机输出SPWM控制, 程序设计与电路设计复杂。本文拟采用属于DSP的tms320f28027作为控制系统。利用其强大的浮点计算能力及功能齐全, 高精度的外设模块在极大地简化电路与程序设计的情况下可方便地对逆变器进行精准控制。包括全桥逆变电路, LC滤波电路的主电路在DSP接收反馈并进行PI计算后输出相应的SPWM的情况下可输出正弦波交流电压。依据设计方案制作了样机, 实验结果证明样机能输出纯净的正弦波电压, 能够满足设计指标要求。

关键词: 逆变器; DSP; SPWM

DOI:10.16589/j.cnki.cn11-3571/tn.2019.01.004

1 逆变电源的总体结构

本文设计了一个基于数字信号系统的单相逆变电源, 可将15V直流电转化为峰峰值为25V交流电。

该逆变电源主电路由驱动电路, 单向全桥电路, 滤波电路, 输出电压测量电路构成。数字控制采用Ti公司的常用数字信号处理系统c2000tms320f28027进行PI控制后产生SPWM波形, 采用自带死区的IR2104驱动MOS管, 经全桥逆变和LC低通滤波电路。输出正弦波。整体结构如图1所示。

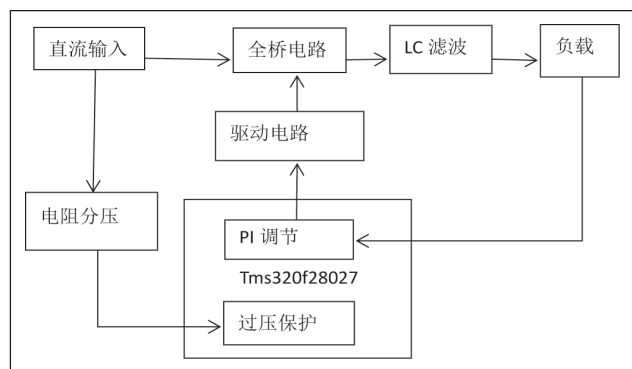


图1 逆变电源整体结构图

2 单相全桥逆变主电路制作

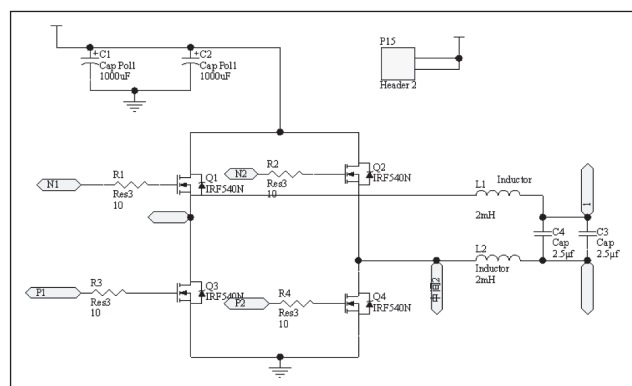


图2 逆变电源主电路

IR2104在8V以上电压供电时输出为一对自带死区互补的控制信号, 其输出的高电平可达8V。采用IR2104可省去

程序的死区设计。

输入电压为15V, 在要到达输出电压为25V正弦波的情况下, 电流最大可达2A。如此根据输入输出功率相等, 输入电流可达1.67A。按照两倍裕量, 应选择耐压大于30V, 导通电流大于3.33A的N沟道MOS管, 且要保证2104能使其完全导通。且导通后导通电阻需要极小。根据实际情况。选用IRF540N。其 $V_{gs(th)}$ 为4V, 耐压 V_{ds} 可达100V, 导通电流可达110A。

3 驱动电路制作

采用IR2104的典型应用电路如图3所示。

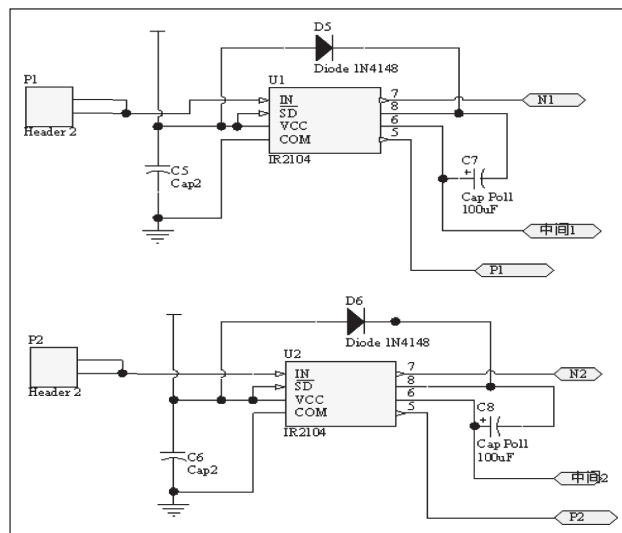


图3 基于IR2104的驱动电路原理图

注意必须要使用两块2104, 并且输入两块2104内的波形为互补的SPWM波形。其输出N1, P2分别控制Q1, Q4同时导通。P1, N2分别控制Q2, Q3同时导通。原则上如果只采用一块2104芯片时也可以使全桥在我们需要的模式下工作。那么它的高端输出接Q1与Q4, 低端输出接Q2与Q3。但是当这一块芯片没有SPWM输入时, 其高端输出为持续的低电平, 低端输出为持续的高电平, 那么Q2与Q3会处于导通状态, 那么就无法时电路关断, 造成资源浪费。

而使用两块2104时, 只要没有输入, 电路就不会工作。

符合我们的要求。

4 交流电压采样电路

此处输出的正弦波电压。我们需要对其进行采样。但是因为它是正弦波，输出的电压有正有负，而 dsp 只能进行正电压的数字转换，所以不能直接对其采样。具体的做法是：利用交流电压互感器，先对输出的 25V 峰峰值的交流电压隔离变换为峰峰值为 3.3V 以下。再对其输出端口中的低端给一个标准电平。

而 28027 的第一个端口即为一个准确为 3.3V 的基准电压输出。我们可用电阻或者运算放大器对其平分后为 1.65V 作为上述标准电平的取得。不需要另外再制作提供基准电压的电路。

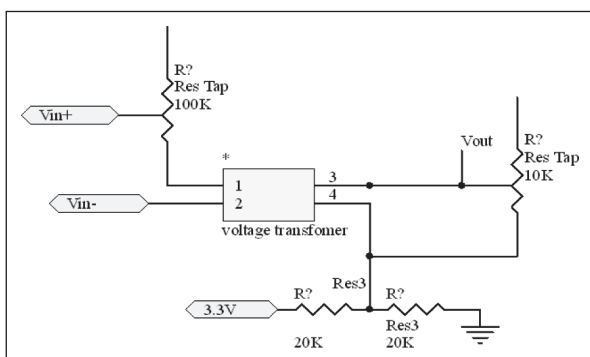


图 4 输出电压的采样电路

5 交流电压有效值计算

传统的真有效值计算涉及真有效值芯片如 AD637 的运用。如此会大大增加电路的复杂性和对结果的干扰。本文采用的 c2000 系列的 tms320f28027 具有强大的浮点计算能力。采用合适的算法即可准确计算出输出电压有效值。具体如下：

前提须知本文采用的开关频率为 15kHz。300 个载波周期为一调制波周期，控制 AD 采样频率与载波频率一致。这对于 28027 是方便做到的。即每一个开关周期伊始发出一道 SOC 信号使相应的 AD 管脚开始采集信号后结果存入相应的 ADCRESULT。然后在每一个 EPWM 的周期中断内将此时的 ADCRESULT 值做相应的比例变换后存入设定的一个数组。此数组设为长度为 300。其存入的 300 个值刚好为 300 个测量所得的电压。对这 300 个按公式：

$$U = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{300} (U_i - U_{ref})^2}{300}}$$

即可得出电压有效值，其中 U_{ref} 为点交流检测电路中设定的偏移电平值。

6 SPWM 控制方案

SPWM 是应用于电源逆变的最广泛的控制技术，其易于控制，能产生固定频率的输出且谐波较少的优点，所以本文拟采用 SPWM 控制。

SPWM 通常的调制方式有：单极性调制，单极性倍频调制及双极性调制，其中双极性调制控制简单且谐波较低。所以采用双极性调制方式。

具体的生成方式有：自然采样法，对称规则采样法，不对称规则采样法。其中不对称规则采样法生成简单，且谐波较低。所以拟采用不对称规则采样法。

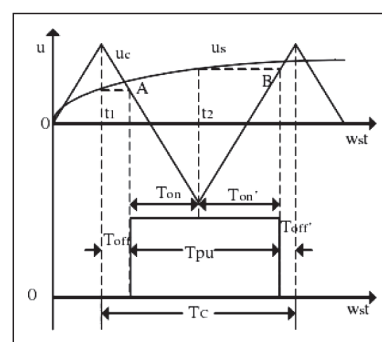


图 5 不规则采样法

其中：

$$T_{on} = \frac{T_c}{4} (1 + m \sin \omega_s t_1)$$

$$T_{on} = \frac{T_c}{4} (1 + m \sin \omega_s t_2)$$

T_c 为载波周期， ω_s 为调制波的角频率， m 为调制比在本文中为输出电压有效值与参考电压经过 PI 调节后得出的数值。对于一个周期内的第 i 个交点有：

$$\omega_s t_{1i} = \frac{\pi}{2N} (4i - 3), \quad \omega_s t_{2i} = \frac{\pi}{2N} (4i - 1) (i = 1, 2, 3, \dots, 300)$$

其中 N 为调制波与载波的周期比值。本文取 300，那么一个周期内 i 的范围可取为 1 到 300。

具体 DSP 生成 SPWM 的方式是：每过一个 Timebase clock，控制器进入 epwm 中断，每次进入中断后改变 CMPA 与 CMPB 的值为相应的值，即可在下一脉冲的 Timebase clock 生成相应的脉冲宽度的脉冲。而此处对进入中断后进行数据处理的时间有极高要求，如果在此中断进行较大的计算会产生较大延迟而使输出的 SPWM 有较大偏差。所以并不建议采用实时求 CMPA 和 CMPB 的方法。而是在通过查表的方法求具体的 CMPA，CMPB。具体公式为：

$CMPA = period/2 * (1 + m * \sin a[i])$ $\sin a[i]$ 为与 $\sin \omega_s t_1$ 对应的数组。

$CMPB = period/2 * (1 + m * \sin b[i])$ $\sin b[i]$ 为与 $\sin \omega_s t_2$ 对应的数组。

7 PI 调节

本文的设计方案中 m 调制比为控制量。

对于 PID 调节：

$$m(k) = K_p e(k) + K_i \sum_{i=0}^k e(i) + K_d [e(k) - e(k-1)]$$

其中 e(k) 是输出电压与设定的电压的偏差。

K_p 能迅速反应误差从而减少误差； K_i 适用于积分控制，用于消除误差； K_d 可以减少超调量，克服振荡，使系统稳定性提高，加快系统的动态响应速度，减少调整时间。

本文中仅采用 PI 调节，即 K_D 为 0。

8 电感电容值的选取

首先确定开关频率为 15kHz，载波与调制波频率比值取 300。那么调制波频率即为我们需要的 50Hz。

8.1 LC 滤波电路

直流母线电压通过单相桥式电路，由于桥式电路采用 SPWM 波控制，所以输出为电压幅值相等，而宽度不等的高频脉冲。在这个波形里面，除了我们需要的 50Hz 的基本，还有其它高次谐波，所以需要在输出端设置滤波器。我们采用 LC 低通滤波器。

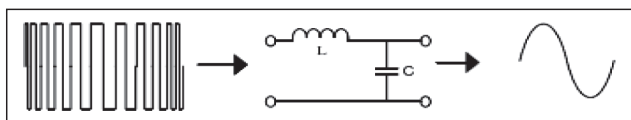


图 6

取纹波电流为输出峰值电流 I_{op} 的 15%：

$$\Delta I_L = 15\% I_{op}$$

在双极限调制中，滤波电感的大小为：

$$L = \frac{(V_d - V_{om})}{\Delta I_L} \cdot 2m \sin\left(\frac{\pi}{N}\right) \approx 4mH$$

其中 V_d 表示输入直流电压， V_{om} 表示输出电压峰峰值，m 表示调制深度，N 是载波比。

取得电感值为 4mH，取截止频率为开关频率的 1/10，则：

$$f_c = \frac{1}{10} f_s = 1500Hz$$

则可得：

$$C = \frac{1}{(2\pi f_c)^2 L} \approx 2.8\mu F$$

根据实际参数，对电感电容进行适当调整，取得电容值为 4.5 μ F，即为两个 225 的 CBB 电容并联。

8.2 直流电路处的稳压电容

稳压电容，要保证输入直流电压稳定，故取较大电容，

并联两个 1000 μ F，50V 的电容。

9 控制系统软件设计

DSP28027 不仅具有强大的浮点计算能力，而且有增强型的高精度 epwm 输出，且内置 12 位的 ADC。可对输入电压与输出电压进行精准数字变换后实现过压保护与 PI 调节并加以反馈。采用 DSP28027 可在多处取得方便。

程序设计是本文介绍的逆变器设计的重点。具体流程图如图 7 所示。

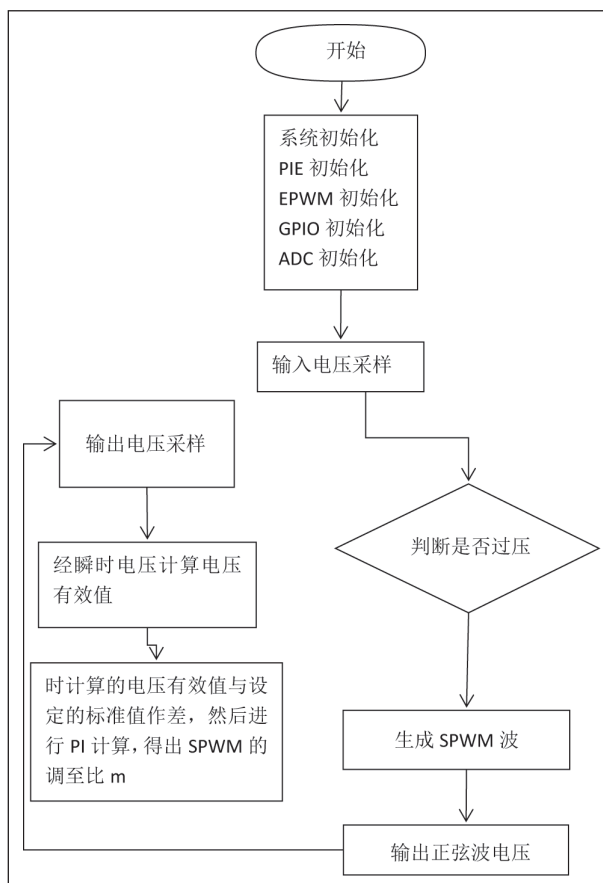


图 7 主程序流程图

10 测试结果

图 8 为实际测量得出的 SPWM 波波形，由于每个开关周期得占空比都在一定范围内变化，所以在示波器上看来高低电平有一段重合。若调制比 m 为 0.8，那么有重合得那一部分占全周期比值即为 0.8。若 m 为 1，那么全周期都会有重合。且对于高电平而言，其色彩亮度是从左至右由深入浅。

图 9 为实际测量得出得结果，波形几无失真。输出电压峰峰值为 24.8，仅有 0.2/25=0.008 的相对误差。其频率为 50.4，也仅有 0.4/50=0.008 的相对误差。可见本文介绍的方式具有一定的实用性。

(下转第 5 页)

2.4 反馈控制电路

反馈控制电路采用光耦和 TL431 组合方式实现,其对比于初级反馈方式、光耦器和稳压管组合方式,输出精度最好。具体实现原理如下,主输出端并入两个串联的 4.7 kΩ 电阻,实现无源分压,从而得到电压采样信号,将其接至 TL431 的参考端,通过 TL431 将电压信号转化为电流信号,并经光耦器 LTV817A 隔离传输到开关芯片的控制脚,由此实现反馈控制。

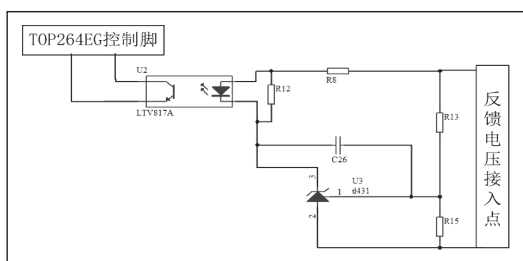


图 5 反馈控制电路

3 实物制作

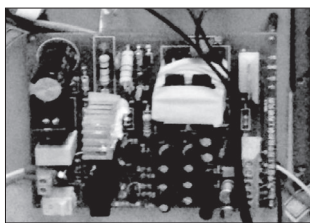


图 6 样机实物图

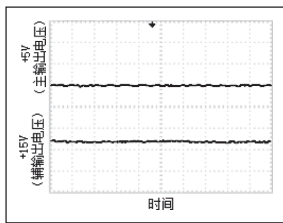


图 7 输出电压波形图

经过理论计算、仿真分析及实物设计,得到如图 6 的实物样机,功能正常实现,并且各项指标符合要求,输出电

(上接第 14 页)

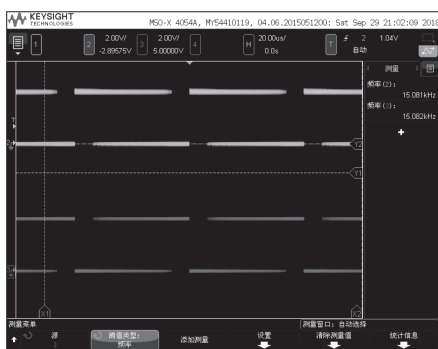


图 8 SPWM 输出结果图

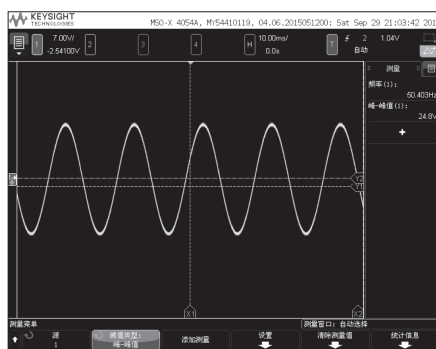


图 9 输出电压图

11 结语

本文设计的单相逆变电源主要包含 DC/AC 逆变主电路,驱动电路,输出电压测量电路,输出电压有效值计算策略,SPWM 控制策略,PI 调节算法。整机系统测试结果证实了

压波形可见图 7,输出电压平稳,纹波含量小,最大纹波小于 0.18V,负载调整率低,达到 ±0.19%。

4 结论

为并网逆变系统设计的辅助电源实现了小功率、宽输入范围、多路输出等功能,并且具有优良的稳压性能,其电压纹波小、负载调整率和电压调整率低,能够满足并网逆变系统辅助电源需求。为并网逆变系统设计辅助电源提供了一套设计方法,该电源体积小、造价低、性能好,在实际应用中具有一定的优势。

参考文献

- * [1] 陈圣伦,金天均,顾亦磊,等.光伏发电系统辅助电源设计[J]. 电力电子技术,2007,41(5):1-2.
- * [2] 闫福军,梁永春.一种光伏发电系统中辅助电源设计[J]. 电力电子技术,2010,44(8):14-16.
- * [3] 杨柳.冷藏车太阳能辅助电源系统的设计与研究[J]. 轻型汽车技术,2016(23):36-40.
- * [4] 胡天友,张晓博,王海,等.一种光伏并网系统用的宽输入辅助电源设计[J]. 实验室研究与探索,2012,31(9):4-6.
- * [5] 刘芬.一种新型变频控制的超宽输入辅助电源[J]. 电源技术,2014,38(9):1738-1740.
- * [6] 张文合,胡天友,郭建波,等.一种变频式的宽输入开关电源设计[J]. 电力电子技术,2015,49(1):74-75.
- * [7] 闫福军.宽电压输入反激式开关电源的研究[D]. 电子科技大学,2010.

本文设计方案的有效性,样机在输出电压波形、输出电压稳定精度、输出频率精度等方面均能达到设计指标。

参考文献

- * [1] 周鹏飞.基于 DSP 的数字逆变电源研究[D]. 安徽工程大学,2015.
- * [2] 宋伟.基于 DSP 的单相逆变器并联控制技术[D]. 西南交通大学,2010.

- * [3] 杨金辉.数字化 PWM 逆变系统控制关键技术研究及其在应用[D]. 湖南大学,2010.
- * [4] 李学勇.基于 DSP 的单相 SPWM 逆变器数字化控制技术研究[D]. 南昌航空大学,2009.