

基于 SG3525 的步进电机程控电源设计

周昌丽, 林红, 曹发海

(苏州大学 电子信息学院, 江苏 苏州 215006)

摘要: 为满足步进电机驱动调压电源的需要, 设计了一种新型多功能受控可调开关电源。设计中采用半桥拓扑结构实现, 分析了电源的工作原理及工作过程, 利用单片机 STM32F103VC 调节 PWM 调制芯片 SG3525 的参考电压端口, 实现稳压调压。实验结果表明, 该电源具有高电压调整率和负载调整率、体积小、质量轻等优点, 完全满足步进电机调频调压驱动方式的驱动电源的要求。

关键词: 开关电源; SG3525; PWM 控制器; 程控电源

中图分类号: TM919

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2013)18-0028-04

Design of programmable power supply based on SG3525 for stepper motor

Zhou Changli, Lin Hong, Cao Fahai

(School of Electronic & Information Engineering, Soochow University, Suzhou 215006, China)

Abstract: In order to meet the requirements of stepper motor drive voltage power supply, a new type multifunctional controlled adjustable switching power supply was designed in this paper. The work of Half-bridge topology design principle and work process were introduced. STM32F103VC was used to adjust the PWM modulation chip SG3525 reference port to regulator voltage. The experimental results show that this power has the high regulation rate of voltage and load, small volume and light weight, and fully meets FM regulator-driven approach of the stepper motor drive power requirements.

Key words: switching power supply; SG3525; PWM controller; programmable power supply

步进电机的调频调压驱动方式需要一种受频率可控的可调电源。本文介绍一种调频调压电源电路, 输出电压随步进电机工作频率的变化而变化, 从而保证电机低频平稳运行, 高频有力矩输出。用于雕刻机的步进电机驱动电源要求 0~60 V 可调, 额定电流 4 A, 为实验方便, 输入市电 220 V, 电源的纹波要求 5% 以内, 效率 80% 左右。

1 调压电源原理分析

设计基于单片机的可调电源的方案一般选取开关电源, 而不是线性电源。由于总功率约 250 W, 线性电源体积大, 发热严重, 设计调试困难。相反, 开关电源工作在开关状态, 工作效率高, 适合中大功率电源的研发, 目前专用 PWM 集成芯片已大大简化了开关电源的外围电路设计。因此, 调频调压驱动电源采用开关电源的设计方案。开关电源有很多种分类方式, 如正激式、反激式、推挽型、半桥型与全桥型等拓扑。半桥型与其他拓扑结构相比具有很多优点: 多组隔离输出、容易进行功率匹配, 抗不平衡能力强, 安全稳定及 EMI 干扰较低, 故得到了极其广泛的应用^[1]。

单片机控制可调开关电源设计有两种方案, 一种是单片机直接控制开关器件导通和截止, 通过反馈实时改变 PWM 信号的占空比, 实现调压稳压; 另一种方案是单片机控制脉冲宽度调制芯片的反馈比较端口, 通过改变专用 PWM 芯片的参考电压来间接地控制开关管调压。本可调开关电源采用单片机控制脉宽调制芯片方案。

半桥型开关电源的拓扑结构如图 1 所示^[2-4]。控制电路输出的 PWM 信号使图中功率开关管 Q1、Q2 轮流导通。C1、C2 和 R1、R2 参数相同, 起到分压作用, 故在

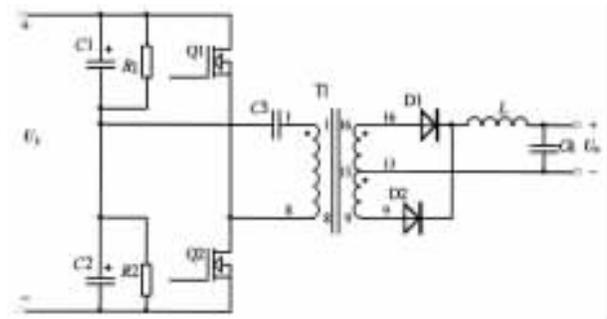


图 1 半桥型变换器

硬件纵横

Hardware Technique

Q1 和 Q2 都截止时, R1 和 R2 之间的电压为 $U_i/2$ 。Q1 导通时, 电容 C1 放电, C1、Q1、变压器原边、C3 构成放电回路。同时, 输入电压 U_i 对储存电容 C2 进行充电, 直至 Q1 关断。当 Q2 导通时, 工作过程与 Q1 类似, 对称电容交替进行储能和放电。输出回路中 D1 和 D2 起整流作用, L 和 C4 为滤波电路。改变 Q1 和 Q2 处 PWM 的占空比即可实现调压、稳压的目的, 实际应用中在变压器原边串入一个耦合电容 C4, 以增加电路的抗不平衡能力。

2 PWM 控制电路的设计

2.1 系统框图

程控可调开关电源的系统框图如图 2 所示, 整个电路包括滤波整流电路、变压器回路、稳压滤波电路、PWM 控制器电路和电压调节反馈回路。输入交流电经整流滤波后得到的直流电压加到开关管和变压器线圈上, 由 PWM 控制器 SG3525 分配开关管的导通和截止时间, 以完成对变压器原边绕组的充放电控制; 次级输出通过稳压滤波得到满足要求的直流电压, 由 STM32F103VC 输出可调节 PWM 改变参考电压, 确保输出电压可调。



图 2 可调开关稳压电源框图

2.2 可调开关电源设计原理

本可调电源采用一款高性能专用 PWM 芯片 SG3525 实现, 步进电机调频调压电源的控制电路如图 3 所示。单片机控制信号 PWM 由 J1 输入, 通过光耦调节, 与输出信号共同反馈到 SG3525 的反相输入端和补偿端, 用

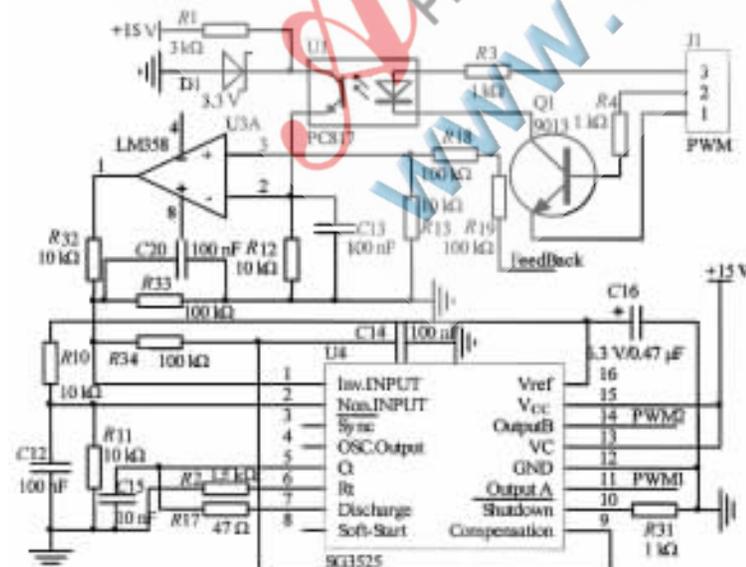


图 3 PWM 控制电路图

以改变 11 脚和 14 脚输出的 PWM 占空比, 使得电源输出稳定、可调。C15 和 R2 为片内振荡器外接电容、电阻, 可设定输出 PWM 波的斩波频率。SG3525 的工作频率为:

$$f_s = \frac{1}{C_T(0.7R_T + 3R_D)} \quad (1)$$

其中, $C_T=C15$, $R_T=R2$, $R_D=R17$, 如图 3 所示。经计算, 本系统的斩波频率为 80 kHz。11 和 14 脚输出 PWM 控制后级功率管的“开”和“关”, 实现绕组充放电, 即为开关电源的由来。

3 半桥元件参数计算与选择

半桥式开关电源的 AC-DC 部分电路如图 4 所示。整个电路包括输入全桥整流、半桥逆变和输出整流。由于 SG3525 输出的 PWM 无法直接驱动电子开关管, 所以经过一个推动变压器和放大电路连接 MOS 管。根据推动变压器的同名端分析, Q5 和 Q6 开关管轮流导通, 将整流桥后的直流电逆变成交流电, 最后整流输出直流电压。逆变结构中的电容 C2 和 C3 中点电压为整流桥电压的一半, 约为 150 V。当 Q5 导通时, C2 上的 150 V 加在变压器 T1 的原边绕组上, 则 D9 呈现通态; 当 Q6 导通时, T1 原边上的电压极性和 Q5 导通时的极性相反, D8 处于通态。其中, 隔直电容 C4 用来消除半桥电容 C2、C3 连接点的电位浮动, 保证中间连接点的电位平衡, 防止因为变压器磁芯饱和和引起开关管损坏的现象。输出端的变压器 T1 副边电路的工作过程如下: Q6 导通时, 由正激变换原理可知, 副边绕组激励到的电压使 D8 导通, 电感 L1 储能; 当 D8 反向截止时, 电感 L1 反激, 储存的能量相负载释放。D9 在另半个周期内过程与上述一致。所以整个周期内, 由于 Q5、Q6 的轮流导通, 半桥式开关电源都向负载提供功率输出, 输出电压特性好, 电流响应速度快。下面分析主电路中的主要参数的选取和计算。

3.1 高频变压器的设计

工作频率设定为 80 kHz, 选取采用 R2KB 铁氧体材料制成的 EE42/20/15 型号的变压器磁芯。经查表知, R2KB 磁感应强度 B_s 为 0.47 T, 为防止切换状态时高频变压器饱和, 一般取工作的磁感应强度 $B_m=1/3B_s=0.15$ T。则变压器的原边绕线匝数为^[1-2]:

$$N_1 = \frac{U_{min} t_{onmax} \times 10^4}{2 \times B_m \times A_e} \quad (2)$$

其中, U_{min} 为原边绕组的最小输入电压; t_{onmax} 为周期内最大导通的时间; B_m 为实际取用的磁感应强度; A_e 为磁芯的截面积。

按市电输入计算, 输入交流电压 V_{in} 为 220 V, 减少少许直流纹波 10 V, 且由于半桥的中点电压为输入电压的一半, 则 U_{min} 为:

$$U_{min} = \frac{V_{in} \times 1.4 - 10}{2} = 153(V) \quad (3)$$

占空比 D 取最大为 0.9, 频率为 80 kHz, 则:

$$t_{onmax} = \frac{1}{2} \times T \times D_{max} = 5.6(\mu s) \quad (4)$$

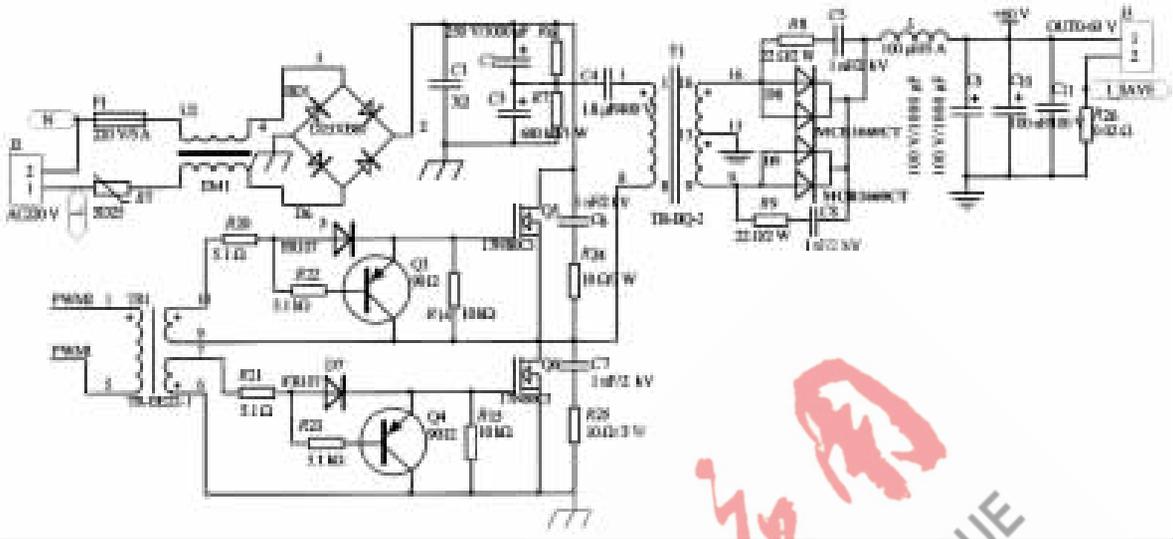


图4 半桥电源 AC-DC 电路图

EE42的磁芯有效面积为 1.78 cm^2 ,根据式(2)~式(4)可计算出变压器初级匝数为:

$$N_1 = \frac{U_{\text{min}} I_{\text{max}} \times 10^4}{2 \times B_m \times A_e} \approx 16 \quad (5)$$

最大交流输入可达到 $153+13=168(\text{V})$,取 N_1 为20匝,由式(2)得:

$$B_m = \frac{U}{4 \times f \times N_1 \times A_e} = 0.147 < 0.15 \quad (6)$$

由式(6)计算结果可知,原边匝数取值符合要求。

变压器副边绕组采用中间抽头的全波整流滤波电路,其匝数可根据输出的最大电压计算,设计最大输出电压 60 V ,考虑主整流二极管 U_D 取 1 V 和滤波电感的压降 U_L 约 0.3 V ,则可计算出输出 U_o :

$$U_o = \frac{U_{\text{max}} + U_D + U_L}{D_{\text{max}}} \approx 68(\text{V}) \quad (7)$$

故可求得副边绕组匝数:

$$N_2 = \frac{U_o}{U_{\text{min}}} \times N_1 \approx 9 \quad (8)$$

绕组铜线的选定需要考虑导线的集肤效应,即通电导体表面附近处的电流密度大于导体中间内部的电流密度的现象。导线的直径要小于集肤深度的两倍,集肤深度公式为:

$$\Delta = \frac{6.61}{\sqrt{f}} = 0.2344(\text{mm}) \quad (9)$$

导线直径必须小于 0.54 mm ,副边绕组的导线取 0.41 mm 的漆包线。考虑铜线的电流密度为 $3\sim 6\text{ A/mm}^2$,副边导线的截面积计算可得:

$$A_{c2} = \frac{I_o}{J} = \frac{4}{4} = 1(\text{mm}^2) \quad (10)$$

根据需要的总截面积可计算得出所需股数:

$$n_2 = \frac{A_{c2}}{\pi \left(\frac{d}{2}\right)^2} = 7.6 \quad (11)$$

将股数取整,为8股 0.4 mm 的漆包线并绕。同理,原边绕组的导线采用 0.41 mm 的高绝缘强度的漆包线,截面积和股数分别为:

$$A_{c1} = \frac{P_o}{\eta U_{\text{min}} J} = 0.49(\text{mm}^2) \quad (12)$$

$$n_1 = \frac{A_{c1}}{\pi \left(\frac{d}{2}\right)^2} = 3.7 \quad (13)$$

将股数取整,由4股 0.41 mm 的漆包线并绕即可。在绕制过程中,基于以上理论计算分析,需要不断进行实验测试,修改导线参数,才可以找到最合适的指标匹配。

3.2 滤波电感的计算

输出电感 L 的选取原则是保证输出电流连续工作,原则上是电流最低的差值 ΔI 约为额定电流的20%,可计算电感的理论值:

$$L = \frac{U_o}{2f\Delta I} \left(1 - \frac{U_o}{U_{\text{max}}}\right) = 55.2(\mu\text{H}) \quad (14)$$

实际取 L 为 $100\mu\text{H}$ 。其中 U_{max} 是副边绕组的最大输出电压值,通过计算绕组的导线匝数可得出约为 68 V 。

3.3 隔直耦合电容的选定

为防止由于两个开关管的特性差异而造成变压器磁芯饱和,在变压器原边增加耦合电容 C_4 ,以提高主电路的抗不平衡能力。根据变压器的变换关系,可计算出:

$$C_4 = \frac{10^6}{4\pi^2 f_r^2 \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 L} \quad (15)$$

其中, f_r 为谐振频率,单位为 kHz ; N_p/N_s 为变压器原副边匝数比; L 为输出端的电感,单位为 μH ; 耦合电容 C_4 的单位为 μF 。为保证耦合电容器充电线性,谐振频率一般取开关频率的10%,即:

$$f_r = 0.1f_s \quad (16)$$

硬件纵横

Hardware Technique

电路中的 $L=100\ \mu\text{H}$, $f_s=80\ \text{kHz}$, 变压器原副边匝数比约为 2。因此,可计算出电路中隔直电容的大小为:

$$C4 = \frac{10^6}{4\pi^2 f_r^2 \left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2 L} \approx 1(\mu\text{F}) \quad (17)$$

实际取 $C4$ 为 $1.8\ \mu\text{F}$ 。

4 实验与分析

该设计方案已经做成实物并在使用之中,电源模块输出最大电压为 $60\ \text{V}$,最小电压为 $3\ \text{V}$ 左右。最大电压和最小电压情况下,推动变压器原边绕组波形分别如图 5 和图 6 所示。占空比最小为 4% ,最大约为 80% 。图中输出电压稳定,纹波较小,且调压范围广,满足设计需求。

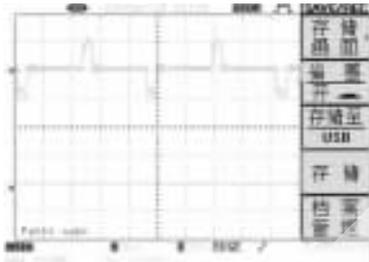


图 5 变压器原边和 3 V

经测试及长时间使用证明,该电源具有适用范围广、输出稳定可调、成本小、完全满足步进电机驱动性能需求等优点,现已投入实际步进电机驱动系统中使用,工作稳定可靠。

参考文献

[1] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M].北京:电

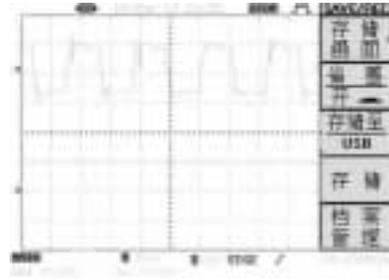


图 6 变压器原边和 60 V

子工业出版社,2005.

- [2] 张波,焦小芝. 基于 SG3525A 的半桥式开关电源[J]. 电子与封装,2012,12(6):18-20.
- [3] 张曦,王玉琳,刘光复. 一种新型的五相混合式步进电动机驱动电源[J]. 组合机床与自动化加工技术,2011(11):59-62.
- [4] 陈培民. 五相混合式步进电动机 PWM 调频调压驱动[J]. 华侨大学学报(自然科学版),1995,16(2):145-149.

(收稿日期:2013-06-20)

作者简介:

周昌丽,女,1988年生,硕士,主要研究方向:电力电子与信息控制。

林红,女,1966年生,副教授,主要研究方向:智能控制、嵌入式系统、自动控制等。

曹发海,男,1988年生,硕士,主要研究方向:电力电子、智能控制。