

文章编号: 1004-4353(2016)03-0227-04

浮地模式 AC 宽工作电压范围的爆闪式信号灯设计

金永镐, 张庆博

(延边大学工学院 电子信息通信学科, 吉林 延吉 133002)

摘要: 设计了一种基于浮地工作模式的爆闪灯, 该爆闪灯采用 MK6A11P 单片机控制, 通过专用芯片 HV9910 组成浮地模式的 Boost 变换器给浮地电容充电, 并由分压电阻检测浮地电容的电压, 以此控制 PWM 端的电位实现对频闪管的控制. 实验证明, 这种爆闪灯可在 40~250 V 的宽电压范围内稳定工作, 且因具有结构简单、成本低廉的优点, 有望替代现有在 48、110、220 V 电压下工作的同类产品.

关键词: 爆闪灯; 浮地工作模式; 宽电压; MK6A11P

中图分类号: TM923.5 **文献标识码:** A

A design of strobe light formula based on floating ground converter AC wide voltage range of work

JIN Yonggao, ZHANG Qingbo

(Department of Electronics & Communication Engineering, College of Engineering, Yanbian University, Yanji 133002, China)

Abstract: This paper design a strobe light based on floating ground converter. The strobe light is designed using MK6A11P single-chip microcomputer, the polder capacitor is charged by the polder model Boost converter which is composed of a dedicated chip HV9910, and the voltage of the polder capacitor is detected by the divider resistance, thus to control the potential of the PWM terminal, to achieve control of the strobe. The experimental results show that the strobe light can stably work in widely range of AC 40-250 V, and it has the advantages of simple structure and low cost. Therefore it may replace the product which working in AC voltage 48 V, 110 V, 220 V.

Keywords: strobe light; floating ground converter; wide voltage; MK6A11P

由于爆闪灯能够在短时间内发出强光, 具有很好的警示作用, 因此被广泛应用于特种车辆(工程车、警车、消防车等)、道路交通、航空指示等方面^[1]. 传统的交流爆闪灯采用的是电容降压的驱动方式, 即储能电容充电到 300~350 V 后对频闪管放电. 这种驱动方式的爆闪灯虽然结构简单、工作稳定, 但其只能在 200~230 V 的很小电压范围内工作, 而且因缺少稳压功能, 爆闪灯的频闪亮度

会随输入电压的变化而改变. 如果这种爆闪灯工作在 110 V 电压条件下, 不仅需要对其进行倍压整流, 还需要更换降压电容, 因此给用户的使用带来诸多不便, 也大大增加了使用成本. 为了解决上述问题, 本文利用浮地方式工作的 Boost 变换器设计了一种新型爆闪灯, 这种爆闪灯由 MK6A11P 单片机进行控制, 可在交流 40~250 V 宽电压范围内稳定工作, 且具有稳定充电电压的能力.

1 交流爆闪灯工作原理及其存在的问题

现有的电容降压式爆闪灯的简化电路如图 1 所示。当 220 V 交流电压通过 C1 降压、限流后,经过桥式整流变换成脉动直流,给储能电容 C2 充电,充电的最大值为交流电峰值。当储能电容 C2 充电到一定值后,触发脉冲发生器输出一个脉冲,频闪管被触发;由于 HV 和 LV 两端的阻抗很小, C2 的能量被瞬间释放出来,因此发出强烈的闪光。

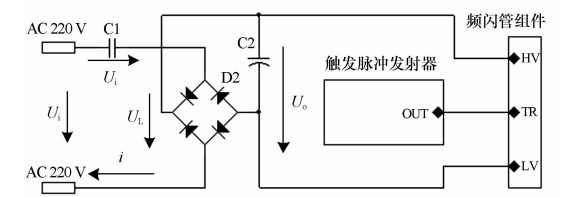


图 1 电容降压式爆闪灯的简化电路

图 2 为频闪工作波形图。经过交流电 N 个正弦波充电后, C2 的电压逐渐升高(最大值为交流电峰值),此时触发一次闪光一次。由于释放能量的时间较短,且频闪管的阻抗较小,因此释放能量之后 U_o 仍残留一部分电压 U_L 。

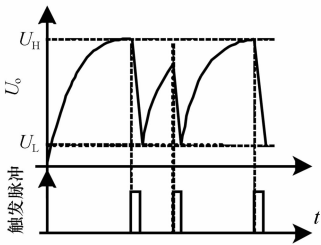


图 2 频闪工作波形图

电容降压式爆闪灯具有电路简单、输出可短路等优点,但也存在如下缺点^[2]: 1) 由于输入电压对输出功率的影响较大,因此该类爆闪灯只能在 200~230 V 电压范围内工作,且因无稳压功能,频闪亮度随输入电压而改变; 2) 功率因数很低,仅为 0.5 左右; 3) 为适应 210~230 V 的电压变化,需要使用较大容量的降压电容,通常使用 3.3 μ F/400 V 的降压电容; 4) 电源工作频率(50/60 Hz)影响充电功率。

2 利用 Boost 变换器构成的爆闪灯

2.1 爆闪灯对充电电路的特性要求

从图 1 可看出,频闪时 HV 和 LV 两端呈现

出很低的阻抗,如果没有限流措施,频闪管会被长时间“点亮”从而引起较大的电流。电流较大不仅会容易烧坏频闪管,而且也会对电源造成危险,因此为了防止过流,充电电路必须具有限流功能。在图 1 中, C1 起到了限流作用。

2.2 基于浮地模式工作的 Boost 变换器的特点

图 3 为公地模式 Boost 变换器的电路图。以地为 0 点位, Q1 导通后到截止时输出电压 $U_o = U_i + U_L$, 由于输出电压总是大于输入电压且无限流功能,所以这种电路不能用于爆闪灯。

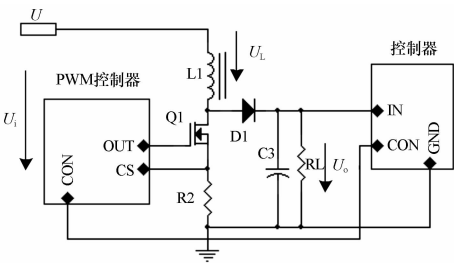


图 3 公地模式 Boost 变换器的电路

如果在输出电压中减去输入电压,则输出电压中只存在电感的电压,即 $U_o = U_L$ 。图 4 为浮地模式 Boost 变换器的电路图,其以电源端作为浮地,控制器以浮地方式工作。每个周期电感传送的能量取决于电流取样电阻 R2 的值和芯片的门限值 U_{CS} , 因为能量可控,短时间可短路,因此不会损坏开关管 Q1^[3]。由于浮地地和电源之间存在电压差 U_i , 因此控制 PWM 控制器时必须通过光电耦合器隔离传送信号。

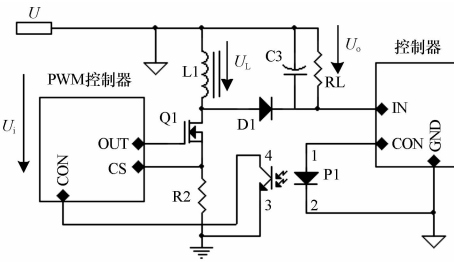


图 4 浮地模式 Boost 变换器的电路

2.3 浮地模式爆闪灯的整体电路

浮地模式爆闪灯的整体电路如图 5 所示,主要由 HV9910 组成 Boost 变换器给浮地电容 C3 充电,由分压电阻 R1 和 R3 检测 C3 的电压;当电压达到设定值 U_H 时, D4 和 P1 导通 PWMD 端低电平,此时无脉冲输出, C3 不再充电;由 MK6A11P 单片机 PB0 发出 1 ms 的触发脉冲,频闪管由此

被触发频闪一次. S2 为 2 位 DIP 模式开关,可提供 4 种频闪模式. MK6A11P 的工作电压为 2.2~5.5 V,当工作电压为 3 V 时电流仅为 0.3 mA^[4],因

此工作电压可直接由 300 V 左右的高压通过 R4 降压后提供,R4 同时可起到高压电容 C3 的高压泄放作用.

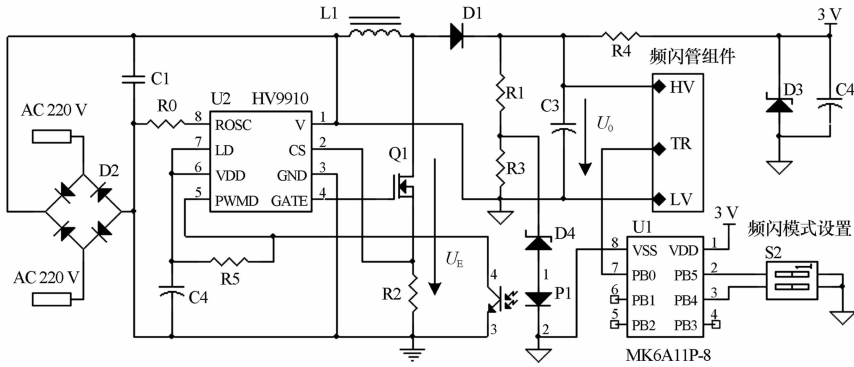


图 5 浮地模式爆闪灯的整体电路

2.4 浮地模式工作的 Boost 变换器充电电路设计

利用 PWM 专用芯片 HV9910 组成浮地模式的 Boost 变换器,其工作电压为 8~450 V,工作频率为 25~300 kHz,电流检测端 CS 的门限电压 $U_{CS}=0.25\text{ V}$,且具有内部自供电回路,无需组成外部供电^[5],因此整体电路简单.

当 Q1 导通时,电感 L1 的电流经过 R2 产生压降 U_R ,当 $U_R>U_{CS}$ 时 Q1 截止,L1 中储存的能量释放给 C3 充电.随着充电次数的增加,C3 的电压逐渐升高,经过 N 次重复充电后,最终达到额定的电压值.

2.5 电流取样电阻 R2 的设定

频闪灯要求每次频闪后,在规定时间 T_s 内(通常为 0.7~1 s)对 C3(100 μF /100 V)电容进行充电至额定值.电容 C3 中储存的能量 $W_c=C_3U_{CS}^2/2$,每个周期 Q1 导通时 L1 中储存的能量 $W_L=L_1i_{L1}^2/2$,而 $i_{L1}=U_{CS}/R_2$,因此 $W_L=\frac{L_1U_{CS}^2}{2R_2^2}$.

考虑变换器效率 η ,经过 N 次重复充电后应满足条件 $\eta NW_L>W_{CH}-W_{CL}$,因此可得 $\eta NW_L=\frac{\eta NL_1U_{CS}^2}{2R_2^2}>\frac{C_3(U_H^2-U_L^2)}{2}$.N 次充电的时间 $T=N/f=T_s$,于是有

$$\eta f T_s L_1 U_{CS}^2 / R_2^2 > C_3 (U_H^2 - U_L^2), \quad (1)$$

由式(1)可得

$$R_2 < \sqrt{\frac{\eta f T_s L_1 U_{CS}^2}{C_3 (U_H^2 - U_L^2)}}. \quad (2)$$

设 $f=60\text{ kHz}$,其他参数取 $T_s=0.8\text{ s}$, $C_3=100$

μF , $U_H=280\text{ V}$, $U_L=50\text{ V}$, $L_1=5\text{ mH}$, $U_{CS}=0.25\text{ V}$, $\eta=80\%$.将上述参数代入式(2)可得 $R_2<1.25\ \Omega$,因此可取 R_2 的标称值为 $1\ \Omega$.

3 实验结果及分析

图 6 为交流输入电压分别为 40、100、220、250 V 时, U_i 、 U_o 和频闪脉冲的波形.

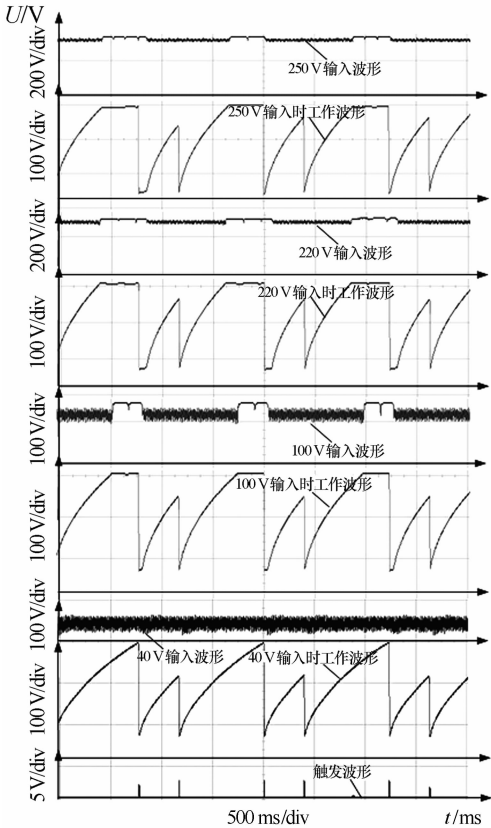


图 6 不同输入电压时的各点波形

由图可知,交流电压在 40~250 V 范围内改变时,浮地模式爆闪式信号灯在输入电压为 250、220、100、40 V 的情况下,其输入波形均正常,并且 U_0 都能够在 0.8 s 以内达到设定值,由此可知该爆闪灯可以在交流 40~250 V 宽电压范围内稳定地工作。

4 结论

经实验证明,本文设计的利用浮地方式工作的爆闪式信号灯可以在交流 40~250 V 的宽电压范围内稳定地工作,克服了现售爆闪灯仅能在 48、110、220 V 电压下工作的弊端,而且电路简单,因此本文设计的爆闪灯具有良好的开发应用前景。

参考文献:

- [1] 金永镐,姜欣欣. 基于 MK6A11P 单片机的宽电压智能型爆闪灯的设计[J]. 电子科技, 2010, 23(10): 46-48.
 - [2] Su H, Jin Y G. Design of capacitor step-down regulated power supply based on current conduction angle adjustable mode[J]. Applied Mechanics & Materials, 2015, 713-715: 1289-1293.
 - [3] Michal V. Three-level PWM floating H-bridge sine-wave power inverter for high-voltage and high-efficiency applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 1(6): 885-893.
 - [4] 金永镐,金杰. 微功耗高灵敏度声光控制型 LED 照明灯的设计[J]. 电子科技, 2012, 25(3): 66-68.
 - [5] 金永镐,王炳刚. 基于自适应环境噪声的声光控制 LED 照明灯设计[J]. 电子科技, 2015, 28(4): 98-101.
-
- (上接第 191 页)
- [2] Youm D. q -deformed conformal quantum mechanics [J]. Phys Rev D, 2000, 62(9): 095009.
 - [3] Jackson F H. On q -definite integrals, Quart[J]. J Pure Appl Math, 1910, 41: 193-203.
 - [4] Jackson F H. q -difference equations Amer[J]. J Math, 1910, 32(4): 305-314.
 - [5] Al-Salam W A. Some fractional q -integrals and q -derivatives[J]. Proc Edinb Math Soc, 1996, 15(2): 135-140.
 - [6] Agarwal R P. Certain fractional q -integrals and q -derivatives[J]. Proc Cambridge Philos Soc, 1996, 66: 365-370.
 - [7] Neamaty A, Yadollahzadeh M, Darzi R. Existence of solution for a nonlocal boundary value problem with fractional q -derivatives[J]. Journal of Fractional Calculus and Applications, 2015, 6(2): 18-27.
 - [8] Ahmad B, Nieto J J, Alsaedi A, et al. Existence of solutions for nonlinear fractional q -difference integral equations with two fractional orders and nonlocal four-point boundary conditions[J]. Journal of the Franklin Institute, 2014, 351: 2890-2909.
 - [9] Yang wengui. Anti-periodic boundary value problems involving nonlinear fractional q -difference equations[J]. Malaya Journal of Matematik, 2013, 4(1): 107-114.
 - [10] Ahmad B, Ntouyas S, Purnaras I. Existence results for nonlocal boundary value problems of nonlinear fractional difference equations[J]. Adv Differ Equ, 2012, 140: 1-15.
 - [11] El-Shahed M, Hassan H A. Positive solutions of q -difference equation[J]. Proc Amer Math Soc, 2010, 138: 1733-1738.
 - [12] Wang Jufang, Yu Changlong, Gao Yanping. Positive solutions for a class of singular boundary value problems with fractional q -difference equations [J]. Journal of Function Spaces, 2015 (2015), Article ID 418569 (8 pages). <http://dx.doi.org/10.1155/2015/418569>.
 - [13] Harjani J, Sadarangani K. Generalized contractions in partially ordered metric spaces and applications to ordinary differential equations[J]. Nonlinear Analysis, 2010, 72: 1188-1197.
 - [14] Sun Mingzhe, Jin Yuanfeng, Hou Chengmin. Certain fractional q -symmetric integrals and q -symmetric derivatives and their application[J]. Adv Differ Equ, 2016 (2016): 222 DOI 10.1186/s13662-016-0947-7.
 - [15] Annaby M H, Mansour Z S. q -Fractional Calculus and Equations[M]. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2012.
 - [16] Ricardo Almeida, Natália Martins. Existence results for fractional q -difference equations of order with three-point boundary conditions[J]. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 2014, 19(6): 1675-1685.