

基于高功率因数混合型变换器的爆闪式信号灯设计*

王志凯, 张源, 金永镐

(延边大学 工学院, 吉林 延吉 133002)

摘要: 提出了基于高功率因数混合型变换器的交流爆闪灯, 这种高功率因数混合型变换器可在交流 80 V~250 V 宽电压范围内工作, 单级变换器可实现升压、降压, 且功率因数很高, 开关管承受的反向电压与输入、输出电压中的较大者有关, 当输入电压为较大者, 此时开关管反向电压近似为输入电压。当输出电压为较大者, 此时开关管反向电压近似为输出电压。因此开关管在较低的反向电压下工作, 特别适合于高压输出的场合, 提高电路的稳定性和可靠性。利用高功率因数混合型变换器设计的爆闪灯可实现 110 V/220 V 产品的单一化, 因此产品便于维护管理, 提高管理效率。

关键词: 高功率因数; 交流爆闪灯; 混合型变换器; 宽电压范围

中图分类号: TN86; TM923

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.211436

中文引用格式: 王志凯, 张源, 金永镐. 基于高功率因数混合型变换器的爆闪式信号灯设计[J]. 电子技术应用, 2021, 47(10): 118~123.

英文引用格式: Wang Zhikai, Zhang Yuan, Jin Yonggao. AC flash design for high power factor hybrid converter[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(10): 118~123.

AC flash design for high power factor hybrid converter

Wang Zhikai, Zhang Yuan, Jin Yonggao

(College of Engineering, Yanbian University, Yanji 133002, China)

Abstract: This article proposes an AC strobe light based on a high power factor hybrid converter. This kind of high power factor hybrid converter can work in a wide voltage range of AC 80 V~250 V. The single-stage converter can achieve boost and step down, and the power factor is very high. The reverse voltage of the switch tube is the same as the output voltage. Therefore, the switch tube works at a lower reverse voltage, which is especially suitable for high-voltage output occasions to improve the stability and reliability of the circuit. The strobe lamp designed with a high power factor hybrid converter can realize the unitization of 110 V/220 V products, so the product is easy to maintain and manage, and improve management efficiency.

Key words: high power factor; AC strobe light; hybrid converter; wide voltage range

0 引言

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、工业生产等场合, 最大限度避免了各种事故的发生^[1~2]。

目前使用最广泛的 110 V/220 V 交流爆闪灯, 采用电容降压模式和带变压器的反激式变换器设计。电容降压式交流爆闪灯的结构简单, 工作稳定, 因此得到了广泛的应用, 但存在无法升压、功率因数低、无限幅电压功能、受 50 Hz/60 Hz 频率的影响较大, 且降压用无极性电容体积大等缺点^[3]。

带变压器的反激式变换器能进行升压、降压, 但同

样存在开关管承受的反向电压过大, 变压器体积大不利于产品的小型化, 且无功率因数调整功能等缺点^[3~4]。

鉴于上述问题设计了一种基于高功率因数^[3]混合型变换器的交流爆闪灯, 利用单级变换器进行升降压的同时提高功率因素, 且开关管承受的反向电压近似等于输入、输出电压中的较大者, 因此特别适合于用在输出电压高的场合, 且能工作在交流输入电压 U_{AC} 为 80~250 V 宽电压范围, 从而替代 110 V/220 V 的 2 种产品, 实现产品的单一化, 扩宽使用范围, 产品便于维护管理, 提高管理效率。

1 交流爆闪灯工作原理及存在问题

1.1 现有的交流爆闪灯工作原理分析

图 1 为爆闪灯工作时波形, 变换器利用输入电压以恒流方式在规定的时间内(0.8~1.5 s 可设定)给 47~220 μ F

* 基金项目: 国家自然科学基金(61763047)

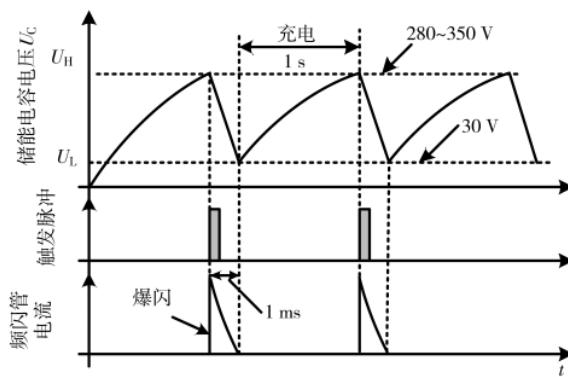


图 1 频闪管工作波形图

的高压储能电容充电,当充电电压 U_c 达到设定值时(250~350 V 可设定),发出触发脉冲则通过触发线圈产生 5 000 V 以上的高压,触发频闪管,则频闪管两端电阻变成低阻抗,在 0.5~1.5 ms 很短的时间内把储能电容上的电能放电发出强光^[4]。

220 V 用产品的工作电压 U_{AC} 范围通常要求 180~250 V,则整流后的峰值电压范围为 255~355 V。

1.2 电容降压式爆闪灯存在问题

电容降压式爆闪灯的简化电路如图 2 所示,交流电压通过 C_1 降压、限流后经过桥式整流后给储能电容 C_2 充电,因此这种电路结构简单、工作稳定,但功率因数只有 0.5 左右,受 50 Hz/60 Hz 频率的影响较大^[5]。

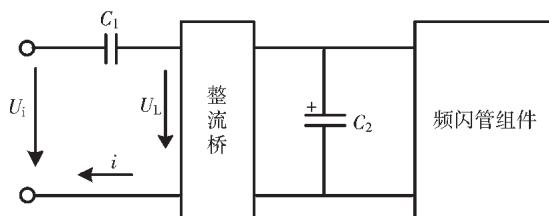


图 2 电容降压式爆闪灯简化电路

由于这种电路只能降压,当储能电容充电电压要求 300 V 时,无法用 220 V 交流电压工作,只能设计出储能电容充电电压 $U_c=250$ V 的场合,且产品的工作电压范围为 200~250 V 受到限制。

1.3 带变压器的反激式变换器组成的爆闪灯存在问题

带变压器的反激式变换器,通过变压器隔离输入和输出,因此能进行升压、降压,但工作时开关管承受的反向电压为输入电压 U_i 加上变压器初级的电压 U_T ^[6-8]。若变压器变比为 1:1, $U_c=350$ V 时 $U_T=350$ V。

当输入电压 U_{AC} 为 180~250 V 时,则峰值电压范围为 255~355 V,则开关管承受的最大反向电压为 $U_i+U_T=705$ V,加上反激时产生的尖脉冲电压,反向电压过高容易击穿额定反向电压为 800 V 的开关管。

为了减少反向电压,如果采用变比为 2:1,则开关管承受的最大反向电压下降到 $U_i+U_T=530$ V,但变换器的充电功率下降。

1.4 用 SEPIC 变换器组成的爆闪灯存在问题

SEPIC 变换器利用电感可进行升压、降压,但其工作原理与带变压器的反激式变换器一样^[9,11-12],且无法调节变比,当设计 $U_c=350$ V,输入电压为 220 V 的产品时最大反向电压为 $U_i+U_T=705$ V。因此通常利用这种电路设计出 110 V 产品。

2 利用高功率因数混合变换器的爆闪灯

2.1 混合型变换器的工作原理

图 3 为混合型变换器的电路模型,周期为 T 、占空比为 D 的脉冲电压 U_p 经过驱动器 U_1 、 U_2 后控制开关 S1、S2 工作。

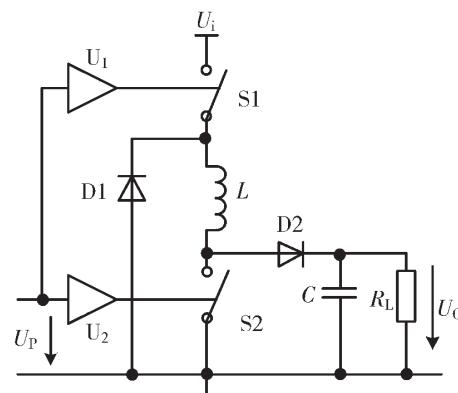


图 3 混合型变换器的电路模型

图 4 为导通和断开时工作分解图,S1、S2 导通时电感 L 的极性为上正下负,因此二极管 D1、D2 截止, U_i 经过电感 L 产生 I_L 。

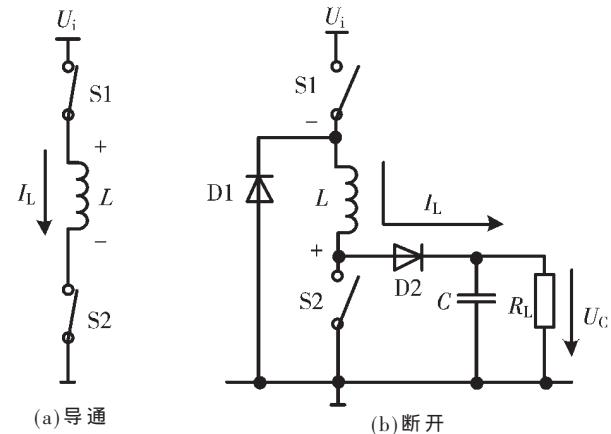


图 4 导通和断开时工作分解图

当 S1、S2 截止时 L 的极性翻转,D1、D2 导通电感的电压 $U_L \approx U_c$,电感 L 的电流提供给 C 和负载 R_L 。因此 S1 承受的反向电压为 U_i ,S2 承受的反向电压为 U_c ,因此这种电路特别适合用在输出电压高的场合。

由于输出电压 $U_c \approx U_L$,而 U_L 的大小取决于电感储存的能量,和负载 R_L 有关,因此可进行升压、降压变换。从图 4 中可以看出 S1、 L 、D1 组成 Buck 变换器,S2、 L 、D2 组成 BOOST 变换器。

当变换器工作 n 次后 U_C 稳定在某一个值时求输出电压。 t_{on} 时 $U_L \approx U_i$, 而 t_{off} 时 $U_L \approx U_C$, 根据伏秒值关系可得式(1), 可见 D 改变时输出电压具有升降压特性。

$$U_C = \frac{DU_i}{1-D} \quad (1)$$

爆闪灯中应用的是变换器工作 n 次后达到 U_0 的过程, 设每个周期电感储存的能量全部传送到电容, 则 $\frac{1}{2}L_i^2 n = \frac{1}{2}CU_C^2$, U_i 不变时电感电流 $i = \frac{U_i DT}{L}$, 代入后可得式(2)。

$$U_C = DTU_i \sqrt{\frac{n}{LC}} \quad (2)$$

2.2 高功率因数混合型变换器工作原理

图 5 为 NCP5181 组成的占空比可调电路图, NCP5181 内有 2 个驱动器 U_1, U_2 , 工作电压为 8~20 V, 内有 20 V 稳压管, 工作电流约为 0.35 mA^[13-14]。 U_1, U_2 的输入端具有施密特输入特性, 超过 2 V 时输出高电平, 低于 1 V 时输出低电平。

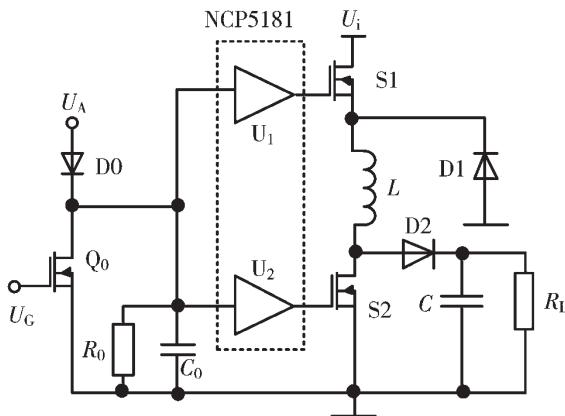


图 5 NCP5181 组成的占空比可调电路图

图 6 为工作时序图, U_A 为占空比 $D=5\%$ 的窄脉冲, 经过 D_0 给 C_0 迅速充电, 则 C_0 的电压大于 U_H 驱动器 U_1, U_2 输出高电平, 开关 $S1, S2$ 同时饱和。 C_0 的电压可通过 R_0 和 Q_0 放电, 当 U_G 小于 Q_0 的开启电压 $U_{TH}=2$ V 时 ($U_{TH}=2$ V), Q_0 截止只通过 R_0 放电, 产生最大的占空比 $D1$, 当 U_G 大于 U_{TH} 时 Q_0 开始导通进行放电, 产生 $D1, D2$ 等不同的占空比。 U_G 越大放电速度越快 D 越小。

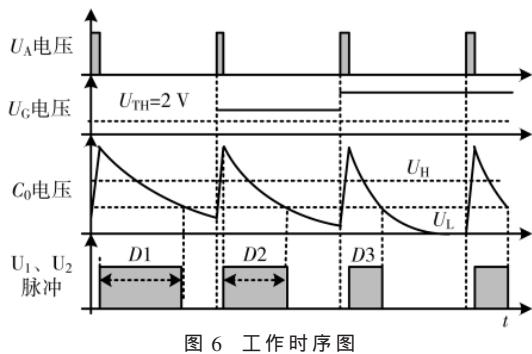


图 6 工作时序图

为了获得高功率因数, 采用占空比控制电感电流开关的方法, 而不是检测电感电流。图 7 为工作原理示意图。 U_i 为全波整流后正弦波的半波电压, 每个高频周期 T 内按占空比 D 进行开关后得到不同的峰值电流 I_p 。可见电感电流的平均值很好地跟踪输入电压波形, 因此功率因数很高。

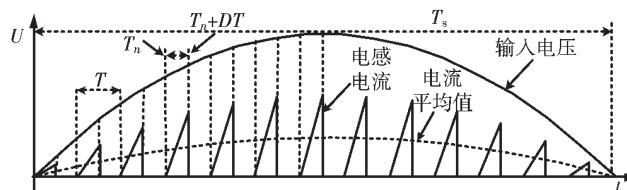


图 7 固定占空比时电感电流示意图

交流电的 $U_i = U_m \sin(\omega t)$ 、频率 $f=50$ Hz 时 $T_s=10$ ms, 电感 L 取 1 mH。变换器工作频率 50 kHz 时 $T=20 \mu s$, 则电感的峰值电流 I_p 取决于式(3), 整理后可得式(4)。

$$I_{p_s} = \frac{U_m}{L} \int_{T_n}^{(T_n+DT)} \sin(\omega t) dt \quad (3)$$

$$I_{p_s} = -\frac{U_m}{\omega L} \cos \omega t \Big|_{T_n}^{T_n+DT} \quad (4)$$

式中 $T_n=nT_s/T$, n 的取值范围为 0~500。由于 U_i 改变因此每个 $(T_{n+1}-T_n)=T$ 时间段内积分的三角波电感电流的斜率是非线性的, 但 $T=20 \mu s$ 很小, U_i 变化量不大, 因此近似为线性处理。则电感的峰值电流 I_p 的平均值为 $I_L=\frac{1}{T} \int_0^{DT} I_p dt$, 把式(2)代入后可得式(5)。

$$I_L = -\frac{DU_m}{2\omega L} \cos \omega t \Big|_{T_n}^{T_n+DT} \quad (5)$$

图 8 为 D 分别取 25%、15%、 $U_m=311$ V 时, 利用式(5)仿真的 I_p 和 I_L 波形图。可见 D 不同时 I_p 和 I_L 按正弦波规律变化。

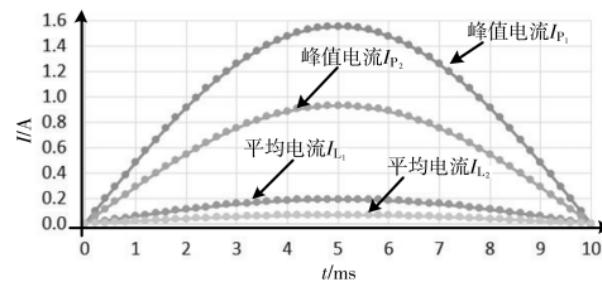


图 8 D 不同时 I_p 和 I_L 波形图

2.3 高功率因数混合型变换器电路设计

高功率因数混合型变换器电路如图 9 所示。单片机产生 50 kHz、 $D=5\%$ 、幅度为 5 V 的窄脉冲提供给 PUL 端^[15], SW 端用于切换 110 V/220 V 工作状态, 当 U_{AC} 为 170~250 V 时 SW 为高电平 $Q4$ 导通 R_3 被短路, C_0 的电压通过 R_2 放电产生占空比。

当 U_{AC} 为 80~170 V 时 SW 为低电平 $Q4$ 截止, C_0 的

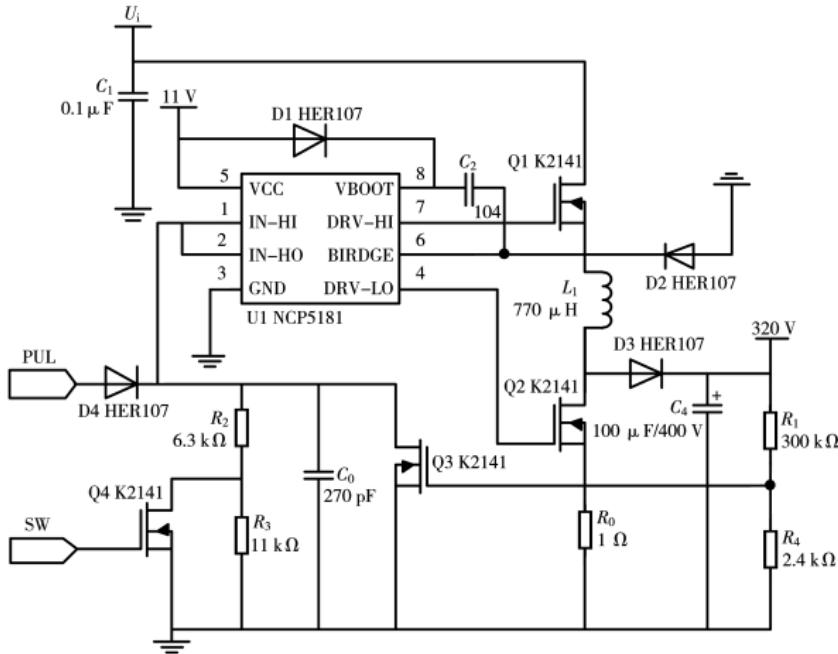


图 9 高功率因数混合型变换器电路

电压通过 R_2 和 R_3 放电产生占空比。

Q3 的作用是,当电容 C_4 的电压超过设定值 320 V 时 Q3 开始导通把 C_0 的电压迅速放电,只提供最小的占空比,维持输出电压。

2.4 高功率因数混合型变换器电感 L 的设计

每个 T_s 内电感释放给电容 C_4 的能量为 $\frac{1}{2}L(I_{P_0}^2 + I_{P_1}^2 + \dots + I_{P_n}^2)$, 经过 N 个 T_s 时间充电后应满足式(6), 式中 η 为电路的效率。

$$\frac{1}{2}\eta NL \sum_{n=0}^{500} I_{P_n}^2 \geq \frac{1}{2}C_4 U_{C_4}^2 \quad (6)$$

整理后可得式(7), 同时为了防止电感过小导致 I_p 过大, 设定交流电压最大值 U_m 时电流最大值为 I_m 。则工作时应满足 $I_p < I_m$, 可得到式(8), 式中 $t_D = T(1-D)$ 开关截止时间。最终电感的值应满足式(8)的要求。

$$L \leq \frac{\eta N U_m^2 \sum_{n=0}^{500} I_{P_n}^2}{\omega^2 C_4 U_{C_4}^2} \quad (7)$$

$$L > \frac{U_m(T-t_D)}{I_m} \quad (8)$$

式(7)为功率条件、式(8)为电流条件, 则当输入电压为 250 V 时产生最大的电流。交流电频率 $f=50$ Hz、窄脉冲周期 $T=20 \mu s$ 、 $C=100 \mu F$ 、 $\eta=80\%$, 要求 C_4 的充电电压在 $T_x=0.3$ s 之内达到 320 V 设定值, 则 $N=T_x/T_s=30$ 。

I_m 分别取 1 A、1.2 A、1.5 A 后根据式(7)、式(8)仿真的结果如图 10 所示。

可知 $I_m=1$ A、 $I_m=1.2$ A 时交点在 L 值大于 1000 μH , 电感体积过大不予考虑。当 $I_m=1.5$ A 时 $L>620 \mu H$ 满足要求。

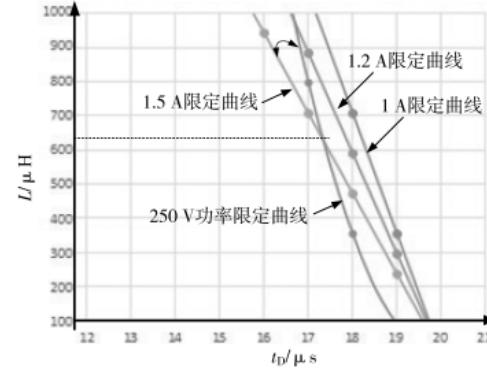


图 10 输入 250 V 时功率条件与电流条件的关系

为了保证在每个周期 T 内电感能量全部释放, 应满足式(9)的释放条件。 t_{on} 时 $U_L \approx U_i$, 而 t_{off} 时 $U_L \approx U_{C_4}$, 根据伏秒值关系可求得 $t_{off} = U_i/U_{C_4}$ 。同时电感中施加了 U_i 电压时电流达到 I_m 所需要的 $t_{on} = I_m L/U_i$, 代入式(9)后可得式(10)。

$$t_{on} + t_{off} < T \quad (9)$$

$$L < \frac{T U_i U_{C_4}}{I_m (U_i + U_{C_4})} \quad (10)$$

U_{AC} 为 80~250 V 时, 在 80 V 处达到 I_m 的 t_{on} 时间最长, 如果此时满足式(10)条件, 则其他范围电压时均可满足要求。

$$U_i = 80 \times 1.4 = 112 \text{ V}, I_m = 1.5 \text{ A}, U_{C_4} = 320 \text{ V} \text{ 时 } L < 1106 \mu \text{H}.$$

图 11 为 $I_m=1.5$ A、 U_{AC} 分别取 80 V、250 V 后, 利用式(7)、式(8)仿真的结果。可见 $U_{AC}=80$ V 时 L 范围为 A 区, $U_{AC}=250$ V 时 L 范围为 B 区。

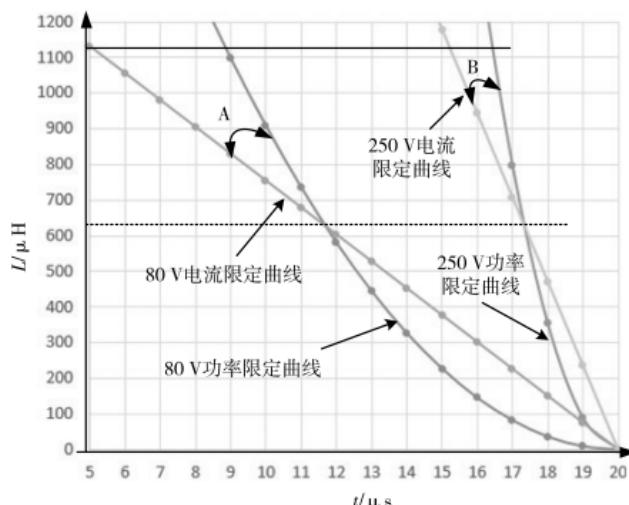


图 11 电感取值范围曲线

由于爆闪灯工作电压为 80~250 V, 因此 L 取值应同时满足 A 区和 B 区, 则 L 值应满足 $620 \mu \text{H} < L < 1106 \mu \text{H}$ 。 L 值大时有利于减少峰值电流 I_p , 但电感体积增加不利于产品的小型化, 本电路中取 770 μH 。

2.5 控制器电路设计

图 12 为利用 MK7A23P 的控制器电路,模式开关 S1 提供 4 种爆闪灯的工作模式,PA3 输出 $D=5\%$ 、频率为 50 kHz 的窄脉冲,PA4 输出时间为 1 s、 $D=10\%$ 的触发脉冲控制频闪管组件工作。

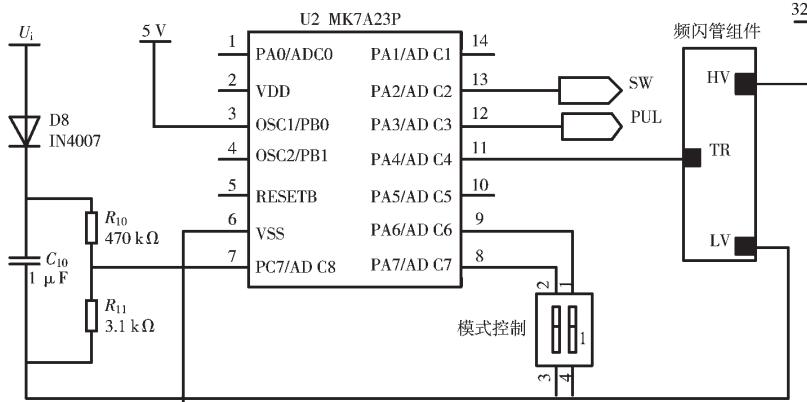


图 12 MK7A23P 的控制器电路

U_i 经过 $D8$ 、 R_{10} 、 R_{11} 分压后提供给 PC7，检测输入电压的大小，当 $U_{AC} > 170$ V 时 SW 端输出高电平进入 220 V 工作模式。

3 实验结果分析

图 13、图 14、图 15 为输入电压 U_{AC} 分别取 80 V、220 V、250 V 时各点的波形图。

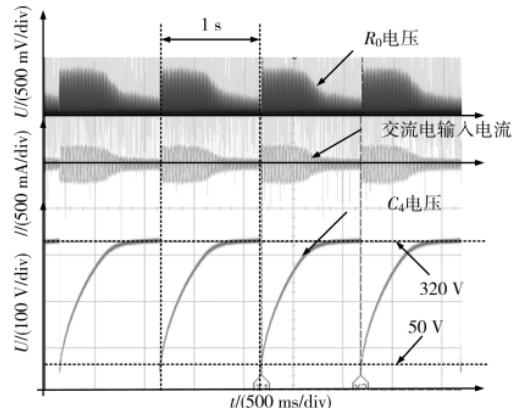


图 13 $U_{AC}=80$ V 时工作波形图

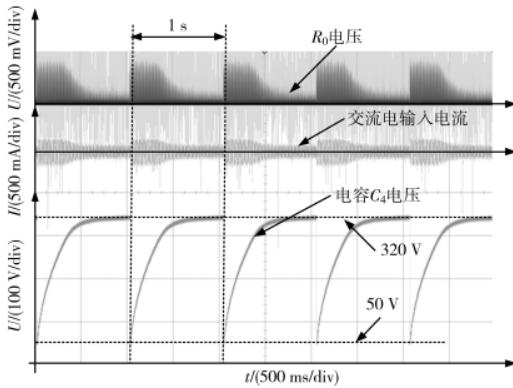


图 14 $U_{AC}=220\text{ V}$ 时工作波形图

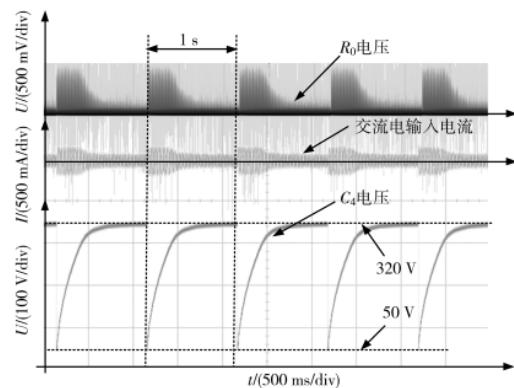


图 15 $U_{AC}=250$ V 时工作波形图

可见交流电压从 80~250 V 内改变时 C_4 的电压约为 0.3 s 内达到值 320 V。

为了观察交流电的输入波形,把 $U_{AC}=80\text{ V}$ 工作时波形展开后得到图 16。

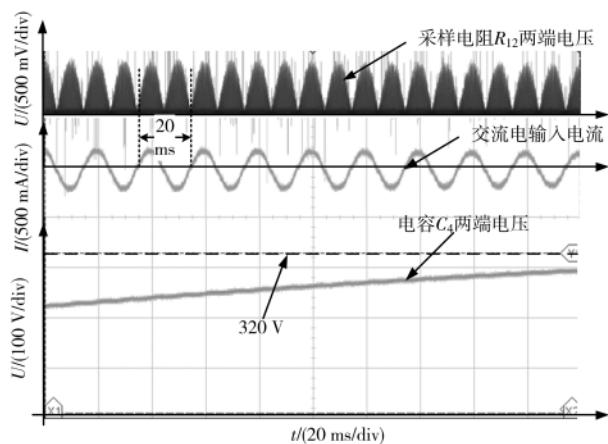


图 16 $U_{AC}=80$ V 时工作波形展开图

可见交流电输入电流波形近似为正弦波,实测的功率因数为0.95~0.98。

图 17 为电容 $C_1=0.22 \mu\text{F}$ 输出端接入恒定负载时各点的波形图, 可见整流后的输入电压波形与电流波形几乎是同相且连续的, 实测的功率因数为 0.98。

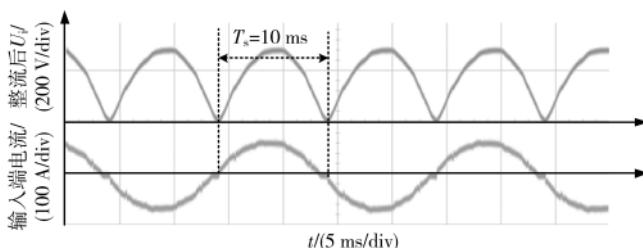


图 17 恒定负载时各点的波形图

4 结论

实验结果表明,利用高功率因数混合型变换器设计的交流爆闪灯可在80~250V宽电压范围内工作,可实现110V/220V产品的单一化,便于维护管理,提高管理

效率。

利用单级变换器可实现升压、降压,且功率因数很高,开关管的反向电压与输入、输出电压中的较大者相同,因此开关管在较低的反向电压下工作,提高电路的稳定性,特别适合于高压输出的场合。

参考文献

- [1] 韩京慧.基于自耦型电感和分段控制模式的特种信号灯研制[D].延吉:延边大学,2018.
- [2] 金永镐,张庆博.浮地模式 AC 宽工作电压范围的爆闪式信号灯设计[J].延边大学学报(自然科学版),2016,42(3):227-230.
- [3] 万其明,蔡教武.一种 LED 灯驱动电源功率因数校正变换器的设计[J].照明工程学报,2019,30(5):119-125.
- [4] 孙富康,解建侠,窦秋,等.交流发光二极管灯具频闪特性研究[J].灯与照明,2017,41(4):32-37.
- [5] 张潇文.电容降压桥式整流 LED 恒流电源仿真与实验[J].电子制作,2018(17):67-69.
- [6] 孙毓璞,徐玉珍,金涛.一种改进二次型高增益 Boost-Sepic 变换器[J].电源学报:1-9[2021-01-08].
- [7] 丁杰,赵世伟,文楚强.单开关低电压应力的高增益 Boost 变换器[J].电子技术应用,2019,45(12):125-128.
- [8] 丁杰,尹华杰,赵世伟.反激式隔离型高增益 DC/DC 变换器[J].电源学报:1-12[2021-03-23].
- [9] 林豪,石启元,洪峰.反激变换器平面变压器研究与设计[J].

电子器件,2020,43(5):1016-1020.

- [10] 郑玢鑫,黄煜,余小莉,等.一种适用于 SEPIC 变换器的可拓展电压增益单元电路[J].电力自动化设备,2021(4):56-63.
- [11] 刘怡宁.基于 SEPIC 电路的高频高升压比 DC/DC 变换器研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2020.
- [12] 高珊瑚,王懿杰,徐殿国.一种高频高升压比改进型 Sepic 变换器[J].电工技术学报,2019,34(16):3366-3372.
- [13] 毛兴武.高压驱动器 NCP5181 及其应用[J].电子世界,2009(4):16-17.
- [14] 王贤江,石玉,王金川.基于 SG2525 及 NCP5181 的半桥变换器[J].磁性材料及器件,2013,44(3):59-63.
- [15] 金楠.基于谐振技术及 MK 单片机的多路升压器研究设计[D].延吉:延边大学,2013.

(收稿日期:2021-03-01)

作者简介:

王志凯(1997-),男,硕士研究生,主要研究方向:智能开关技术及智能变换。

张源(1998-),女,硕士研究生,主要研究方向:智能开关技术及智能变换。

金永镐(1964-),通信作者,男,博士,教授,主要研究方向:智能开关技术及智能变换,E-mail:331835200@qq.com。



扫码下载电子文档

(上接第 117 页)

- 换器性能影响研究[J].电子技术应用,2021,47(1):41-45.
- [6] 刘婷,闻心怡,陈刚,等.LLC 串联谐振式开关电源 MOSFET 故障诊断研究[J].电测与仪表,2019,57(2):147-152.
- [7] 孟茜倩,程加力,高建军.基于 MESFET 非线性模型的 MOSFET DC 建模技术[J].电子器件,2012,35(3):263-266.
- [8] 刘平,宋慧娜,刘晓芳,等.MOSFET 输出电容的非线性对振荡谐波的影响[J].微计算机信息,2007(32):283-285.
- [9] 杨伟,金华标,魏柳新,等.船用电子设备中开关电源的电磁辐射[J].中国航海,2016,39(4):34-37.
- [10] 焦堂沛,樊经纬,陈鹏,等.一种新型软开关同步 Buck 变换器的研究[J].电力电子技术,2020,54(3):108-109.
- [11] 堵国樑,吴建辉,樊兆雯,等.模拟电子电路基础[M].北京:机械工业出版社,2014.
- [12] 夏逸骁,陶雪慧.碳化硅 MOSFET 结电容模型[J].电力电子技术,2020,54(10):13-16.
- [13] 汪泉弟,安宗裕,郑亚利,等.电动汽车开关电源电磁兼

容优化设计方法[J].电工技术学报,2014,29(9):225-231.

- [14] 李冬超,戴庆元,林刚磊,等.一种应用于 DC/DC 转换器的自举电路设计[J].电子器件,2009,32(1):87-87,92.
- [15] 邓扬扬,冯全源,杨林才,等.适用于轻载高效 BUCK 转换器的自举电路设计[J].微电子学,2014,44(5):592-596.
- [16] 罗四海,娄本超,唐君,等.MOSFET 的损耗分析与工程近似计算[J].电子设计工程,2011,19(21):136-138,145.

(收稿日期:2021-02-23)

作者简介:

叶丰华(1982-),男,本科,工程师,主要研究方向:服务器及关键应用主机硬件系统研发。

刘昊(1997-),通信作者,男,本科,主要研究方向:服务器电源架构设计研发,E-mail:LEOHJN@foxmail.com。

康磊(1989-),男,本科,主要研究方向:服务器电源架构设计研发。



扫码下载电子文档

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所