

文章编号:1671-6833(2007)03-0083-04

## 基于单级电子镇流器的新型触发电路

高金峰, 周成虎

(郑州大学 电气工程学院, 河南 郑州 450001)

**摘要:** LCC 串并联谐振变换电路与 Buck-Boost 有源功率因数校正电路构成的单管荧光灯单级电子镇流器, 由于开关器件既要承受 Buck-Boost 有源功率因数校正和 LCC 串并联谐振变换电路的最大电压, 又要负载输入和输出电流, 需要有良好的触发电路。本研究用二极管嵌位方法使触发信号过零, 得到了一种具有快速上升沿、下降沿和过零特征的触发电路。采用该触发电路的电子镇流器, 能减少开关器件的开通与关断时间, 降低开关损耗, 开关器件的寿命更长, 效率达到 91%, 功率因数大于 0.99。

**关键词:** 电子镇流器; 触发电路; 开关器件发热; 高功率因数; 自激控制

中图分类号: TM 923.61

文献标识码: A

### 0 引言

对于额定电压为 220 V 的单管荧光灯电子镇流器, 其有源功率因数校正一般采用 Buck-Boost 升降压型电路。该类电子镇流器通常由 2 级构成, 即在自激振荡变换电路前增加一个 Buck-Boost 有源功率因数校正级电路, 两级电路各需要一个单独的控制电路。尽管市场上有许多现成的集成控制电路可以应用, 但 2 级电路元器件数量较多、性价比低是不能回避的事实。

LCC 串并联谐振变换电路与 Buck-Boost 有源功率因数校正电路相结合就构成了单级电子镇流器电路<sup>[1-4]</sup>如图 1 所示。

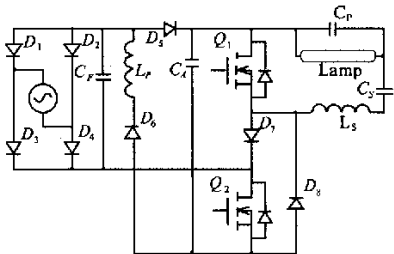


图 1 文献[1]给出的单级电子镇流器主电路

Fig.1 The topology of single-stage electronic ballast given in document[1]

图中的共用开关器件  $Q_2$ , 既要承受 Buck-Boost 有源功率因数校正电路和 LCC 串并联谐振变换电路的最大电压, 还要负载输入和输出电流。

笔者在分析文献[1]触发电路存在问题的基

础上, 给出一个新型触发电路。该触发电路具有触发信号过零、上升沿和下降沿均很迅速、开关器件的开通与关断时间短、开关损耗低以及寄生高频振荡被抑制等优点。

### 1 单级电子镇流器主电路分析

单级电子镇流器主电路图在稳态工作时, 一个开关周期分为 2 个工作阶段, 各工作阶段的等效电路如图 2 所示。

第一工作阶段, 开关器件  $Q_2$  导通, 电源电流流经二极管  $D_3$  (或  $D_4$ )、 $Q_2$ 、二极管  $D_6$ 、电感  $L_p$ 、二极管  $D_1$  (或  $D_2$ ); 电容  $C_f$  放电, 经过  $Q_2$ 、二极管  $D_6$ 、电感  $L_p$ , 电感  $L_p$  储能; 电容  $C_A$  放电, 电流经过电容  $C_p$ 、 $C_s$ 、电感  $L_s$ 、二极管  $D_7$ 、 $Q_2$ 。当对电容  $C_s$  充电结束时, 开关器件  $Q_2$  由导通转为截止, 该工作状态结束。

第二工作阶段, 开关器件  $Q_1$  导通, 电容  $C_s$  放电, 放电电流经过电容  $C_p$ 、 $Q_1$ 、电感  $L_s$ ; 电源电流流过二极管  $D_3$  (或  $D_4$ )、电容  $C_f$ 、二极管  $D_1$  (或  $D_2$ ), 向  $C_f$  充电; 电感  $L_p$  释放能量, 电流经过二极管  $D_5$ 、电容  $C_A$ 、二极管  $D_6$ , 向  $C_A$  充电。当电容  $C_s$  放电结束时, 开关器件由导通转为截止, 该工作阶段结束。

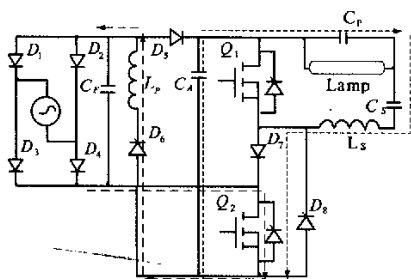
文献[1]给出的单级电子镇流器的触发电路和开关器件  $Q_2$  触发信号的仿真波形如图 3 所示。

该电路用一个饱和变压器从 LCC 串并联谐

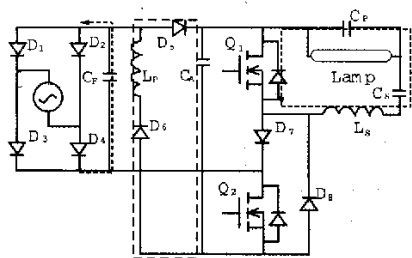
收稿日期: 2007-03-06; 修订日期: 2006-06-07

作者简介: 高金峰 (1963-), 男, 河南省项城县人, 郑州大学教授, 主要从事非线性电路理论及其应用研究。

振变换电路中获取电源。由于稳压管  $D_{11}$  的稳压作用,  $C_B$  两端的电压保持在 12 V, 对  $Q_{C2}$  和  $Q_{C3}$  供电。当饱和变压器副边电压高于稳压管  $D_{11}$  两端的电压时,  $Q_{C1}$  导通,  $Q_{C2}$  饱和导通,  $Q_{C3}$  截止, 触发信号  $U_{CS}$  为高电平; 反之,  $Q_{C1}$  与  $Q_{C2}$  截止,  $Q_{C3}$  饱和导通, 触发信号  $U_{CS}$  为低电平 0.3 V ( $Q_{C3}$  集电极与发射极饱和压降为 0.3 V)。  $Q_{C2}$  和  $Q_{C3}$  成推挽电路。



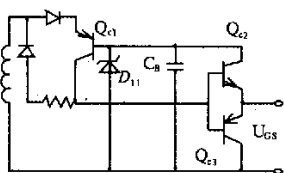
(a) 工作阶段 I



(b) 工作阶段 II

图 2 电子镇流器主电路的工作阶段

Fig. 2 Operation modes to the topology of single-stage electronic ballast



(a) 触发电路

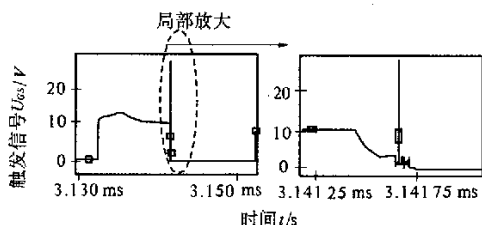
(b) 开关器件  $Q_2$  的触发信号的仿真波形

图 3 文献[1]给出的触发电路与仿真波形

Fig. 3 The control circuit and simulation wave given in document [1]

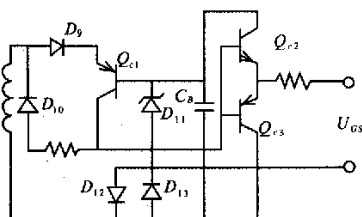
由于开关器件  $Q_1$  与开关器件  $Q_2$  的负载不

同, 在相同的触发信号下, 用同一种触发电路触发这 2 个开关器件, 得到的触发信号不同。开关器件  $Q_2$  的触发信号相对较差, 其上升沿和下降沿变化速度缓慢, 且易出现寄生高频振荡。

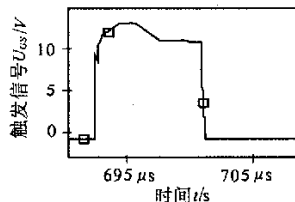
从图 3(b) 的仿真结果与实验结果可以看出, 开关器件  $Q_2$  的触发信号下降沿出现严重的寄生振荡。之所以出现这种现象, 是因为开关器件  $Q_2$  内部的寄生电容和电感  $L_p$  在触发信号下降沿时产生串联谐振。由于触发信号不过零, 开关器件内部的寄生电容放电不充分, 寄生振荡会使触发电路对开关器件反复触发。实验中, 在合上与切断电源开关时, 开关器件  $Q_2$  偶见被击穿现象, 电路连续工作 5 min 以上, 开关器件  $Q_2$  会因为过热而烧毁。

## 2 新型触发电路及其分析与设计

为解决以上问题, 笔者对单级电子镇流器的触发电路进行了改进, 其原理接线和仿真波形如图 4 所示。



(a) 触发电路

(b) 开关器件  $Q_2$  的触发信号的仿真波形图 4 本文给出的触发电路与  $Q_2$  的触发信号的仿真波形Fig. 4 Control circuits and simulation wave of switch  $Q_2$  presented in this paper

该电路仍使用一个饱和变压器从 LCC 串并联谐振变换电路中获取电源, 稳压管  $D_{11}$ 、 $D_{12}$ 、 $D_{13}$  起稳压作用,  $C_B$  两端的电压保持在 12.7 V, 对  $Q_{C2}$  和  $Q_{C3}$  供电。当饱和变压器副边电压高于 12.7 V 时,  $Q_{C1}$  导通,  $Q_{C2}$  饱和导通,  $Q_{C3}$  截止, 触发电压  $U_{CS}$  为高电平; 反之,  $Q_{C1}$  与  $Q_{C2}$  截止,  $Q_{C3}$  饱和导通, 触发电压  $U_{CS}$  为低电平。由于  $D_{12}$ 、 $D_{13}$  具有电压嵌位作用, 使触发电压  $U_{CS}$  被嵌位在负 0.4 V ( $Q_{C3}$  集电极与发射极饱和压降为 0.3 V)。  $Q_{C2}$  和  $Q_{C3}$  构成推挽电路。

该触发电路的优点是:触发信号过零使开关器件内部的寄生电容放电充分,从主电路反馈的寄生振荡被抑制;在关断期间提供负偏压,进一步提高开关器件关断的可靠性<sup>[5-6]</sup>;触发信号过零还使触发信号上升沿和下降沿变化较快的部分被用于触发开关器件如图5所示,减小其开通与关断的时间,开关器件 $Q_2$ 的损耗有所降低,可以选用面积较小的散热片,开关器件 $Q_1$ 的损耗也有所降低,更利于长期工作。改进后的单级电子镇流

器的电路如图6所示。

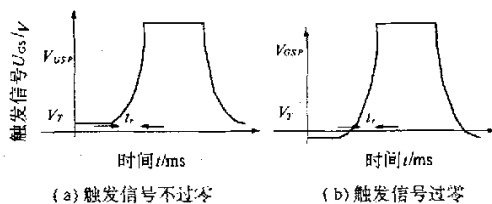


图5 触发信号上升时间示意图

Fig.5 Control Signal Sketch Map of Turn on Times

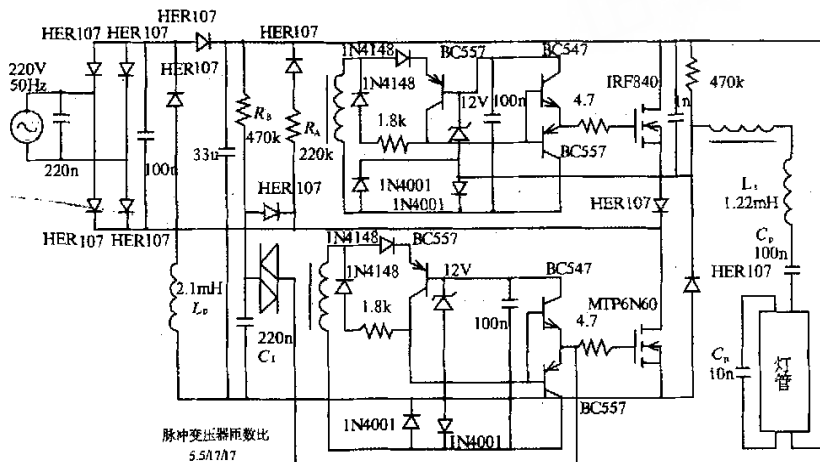


图6 单级电子镇流器的电路图

Fig.6 Schematics of single-stage electronic ballast

### 3 实验结果

实验电路的电源电压为220 V、50 Hz,灯管选用飞利浦36 W圆形日光灯,电路的输入电流实验波形如图7所示。

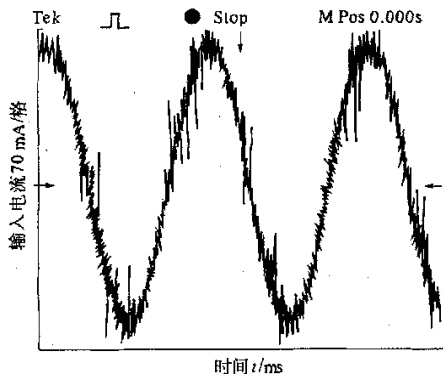


图7 输入电流实验波形

Fig.7 Experimental waves of input current

### 4 结论

笔者给出的电路灯端电压频率为37 kHz,效率为91%,功率因数大于0.99,具备长期连续工作方数据

作能力。与2级有源功率因数校正电路相比,该电路没有使用专用集成电路,总元件数少;与相关文献介绍的单级有源功率因数校正电子镇流器相比,开关器件的损耗降低,效率进一步提高,寿命更长。

### 参考文献:

- [1] RIBAS J, ALONSO M J, CALLEJA J A, et al. Low-cost high-power-factor electronic ballast based on the self-oscillating buck-boost inverter[J]. Proc IEEE APEC 2000, 2000, (1): 597-602.
- [2] RIBAS J, ALONSO M J, CALLEJA J A, et al. Low Cost single-stage electronic ballast based on a self-oscillating resonant inverter integrated with a buck-boost PFC circuit[J]. IEEE Trans Industrial Electronics, 2001, 48: 1196-1204.
- [3] RIBAS J, ALONSO M J, CALLEJA J A, et al. Single-stage high-power-factor self-oscillating electronic ballast for fluorescent lamps with rapid start[J]. Proc IEEE APEC 2002, 2002, (20): 15-20.
- [4] 曾令全, 黄桂春, 和文平, 等. 高功率因数整流电路电流波形控制的研究[J]. 郑州大学学报(理学版), 2003, 24(4): 11-15.

- [5] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004. 35.
- [6] 高金峰, 赵 坤, 吴振军. 应用组合参数控制改善开关模式电源 EMC 研究[J]. 郑州大学学报(工学版), 2003, 24(1): 58 - 62.

## A Novel Control Circuit Based on the Single - stage Electronic Ballast

GAO Jin - feng, ZHOU Cheng - hu

(School of Electrical Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

**Abstract:** Based on the integration of a half - bridge resonant inverter and a Buck - Boost active power - factor - correction converter, a single - stage electronic ballast for fluorescent lamps' switch not only had to withstand the maximum voltage of both of them, but also had to withstand the high currents of input and output stages. For this reason, a high quality control circuit is imperative. In this paper, we presented a new control circuit, which rose and fell faster and could fall to zero. Integrated with this control circuit, the MOS switch could perform longer and its turn-on and turn-off times and switching losses could be reduced. The ballast's effect and power - factor would increase up to 91% and beyond 0.99 respectively.

**Key words:** electronic ballast; control circuit; MOS switch dissipation; high power factor; self - oscillating control

(上接第 64 页)

## Treatment of Ammonia Nitrogen Wastewater with High Concentration by Chemical Precipitation

GAO Jian - lei<sup>1</sup>, HU Xiu - ling<sup>1</sup>, WANG Hui - fang<sup>1</sup>, WANG Xiao - yi<sup>2</sup>

(1. School of Environment and Water Conservancy, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China; 2. Institute of Chemical Engineering of Henan Province, Zhengzhou 450052, China)

**Abstract:** Chemical precipitation is applied to treat high concentration of ammonia nitrogen wastewater by using  $\text{Na}_2\text{HPO}_4$  and  $\text{MgSO}_4$ . A lab-scale study is conducted to optimize the reaction and determine the sequence of factors. The result shows that the sequence of factor is:  $\text{pH} > n(\text{Mg}^{2+}) : n(\text{NH}_4^+) > n(\text{PO}_4^{3-}) : n(\text{NH}_4^+) > \text{original } \text{NH}_4^+ - \text{N}$ . The optimal reaction is changed with different water qualities. The removal rate of ammonia nitrogen is up to 99.02% on the optimal condition.

**Key words:** chemical precipitation; high concentration of ammonia nitrogen; magnesium ammonia phosphate