第 27 卷 第 22 期 中 国 电 机 工 程 学 报 Vol.27 No.22 Aug. 2007
2007 年 8 月 Proceedings of the CSEE ©2007 Chin.Soc.for Elec.Eng.

文章编号：0258-8013 (2007) 22-0110-06 中图分类号：TM74 文献标识码：A 学科分类号：470·40

一种新型软开关 BUCK 变换器

张卫平，张晓强，陈振更，刘元超

(北方工业大学信息工程学院，北京市 石景山区 100041)

A Novel Soft Switching for Buck Converter

ZHANG Wei-ping, ZHANG Xiao-qiang, CHEN Zhen-geng, LIU Yuan-chao

(College of Information Engineering, North China Univ. of Tech., Shijingshan District, Beijng 100041, China)

ABSTRACT: Based on special application for high power-electronic ballast applied to lighting for movie and television, a novel soft switching technique for Buck converter has been investigated, which has many good performances such as high power, low loss and so on. The controlling strategy for this new circuit has been put forward and operation principle of the new-proposed circuit has been studied. The designing procedure for main circuit parameters has been developed. The simulation has been done, the theoretical and simulative results show that all power switches in the new circuit are soft switching, and then loss of the switching has been reduced greatly. A prototype of output power 6kW has been made up, and the experimental results well accord with the theoretical and simulative results. The experimental results display that the overall efficiency of this ballast replaced by new circuit has been increased by 8% to 93%.

KEY WORDS: soft switching; buck converter; ballast

摘要：针对影视照明用大功率电子镇流器的特殊要求，提出了一种新型软开关 BUCK 变换器。新型电路具有大功率、低损耗等优点。给出了控制策略，阐述了新电路的工作原理。给出了主电路的参数设计方法。对新电路进行了仿真研究。理论和仿真结果表明，新电路中的所有功率开关全是软开关，大大降低了开关损耗。制作了一台输出功率为 6kW 的实验样机。实验结果与理论和仿真结果吻合。实验结果表明，用新电路代替原来的硬开关电路，整机效率提高了 8%，新系统的效率为 93%。

关键词：软开关；buck 变换器；镇流器

0 引言

现代影视照明需要人造光源模拟自然光源。金属卤化物灯(metal halide，MH)是一种新型高效率的高压气体放电灯。MH灯光的频谱十分接近太阳光的频谱，是一种替代自然光的新型电光源。为影视制作、现场直播提供了方便[1]。与其它类型的高压气体放电灯一样，MH灯具有负增量阻抗的电气特性，在电网与灯之间，需要插入一个镇流器限制电流才能使其稳定工作。目前使用的镇流器有 2 种，电感镇流器和电子镇流器。电感镇流器的主要优点是，最大输出的功率等级为 24kW，技术成熟、可靠；主要缺点是，频闪严重、体积和重量太大、空载损耗大、功率因数低、钢材和铜材耗量大[2]。电子镇流器是以PWM型开关变换器为基础，输出电压和电流为低频(小于 300Hz)方波。其主要优点是，无声共振现象、最大输出功率等级为 18kW、无频闪；主要缺点是电路的效率低(85%左右)、EMI大[3]。

MH灯用电子镇流器的方框图[3]如图 1 所示，由DC/DC变换器和DC/AC逆变器组成。DC/DC变换器的主要功能是使其输出电压和电流的特性与灯的电气特性相匹配，保证灯的平稳起动和恒功率稳态工作。DC/AC逆变器输出低频方波电压和电流来驱动MH灯。高压触发器提供高频的触发脉冲使灯内的气体开始放电，形成等离子体。DC/DC变换器的拓扑结构是一个没有输出电容的BUCK变换器[3]。原因有：①当MH灯在稳态工作时，灯的端压一般是由自身决定的，所以不需输出电容；②若有输出电容会出现下面 2 种不利情况：为了实现无频闪照明，DC/AC逆变器的臂间换流期间应尽可能短，因此，在换流期间，桥臂可能出现“直通现象”，电容放电会烧毁逆变器中的功率器件；在换流期间，会因电容放电，使得流过MH灯的电流过大而烧坏灯的电极，影响灯的寿命。

在电视直播和影视拍摄时，需要大功率的电光源，如 4kW、6kW、12kW和 18kW的，因此提高大功率镇流器的效率是一个重要的课题。在图 1 中镇

流器的功率损耗分配大致为DC/DC变换器为 90%，DC/AC逆变器为 10%。近年来，为了提高功率变换器的效率和减低EMI，国内外学者们基于部分谐振或多谐振的概念，提出并公布了很多软开关技术的研究成果[4-13]。但是，谐振过程会使开关管的电压、电流应力增加。软开关主要包括零电压开关(ZVS)和零电流开关(ZCS)，多采用变频控制。为了采用PWM控制，近年来，相继提出了不少零电压转换(ZVT)和零电流转换(ZCT)电路拓扑。在高压、大功率应用场合，功率器件承受的电压、电流应力大，在传统的设计中通常使用较大容量的开关器件IGBT，而IGBT 在关断过程中产生的拖尾电流同升高的集电极电压产生较大的关断损耗，开关频率难于提高。为解决这些问题，文献[4]提出ZCT-PWM软开关变换器，其主管虽为零电流关断，但辅助管是硬关断。虽然通过修改电路的控制策略[5]可同时实现主、辅管的ZCS，但仍未克服电流应力大的缺点。文献[6-7]提出一种ZVZCS PWM变换器，它在开通时能够实现ZVS，在关断时能够实现ZCS，但是 2 个电路均未能解决电流应力高和辅助管实现ZCS的问题。同时，在这 2 个电路中，要求辅助管的开关频率为主管的两倍，从而限制了变换器的工作频率。根据电子镇流器的特殊要求，本文提出一种新型的软开关Buck变换器。这个电路具有很多的优点，主、辅管都实现了软开关，且没有额外的电压和电流应力，并实现了输出二极管软换流，大大降低了电路的导通损耗。本文将分析该电路工作原理。为了验证该拓扑的正确性，制作了一个输出功率为 6kW的实验样机。试验结果表明这种新型的电路有很高的效率(大约 96%)，原来用硬开关电子镇流器的总效率为 85%，而现在总效率提高到 93%。

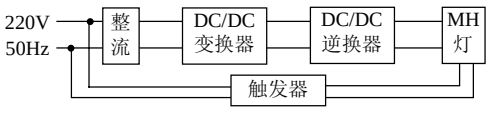


图 1　MH 灯用电子镇流器的方块图
Fig. 1　The block diagram of the electronic ballast for MH lamps

1　新型软开关 BUCK 变换器的拓扑结构

新型软开关BUCK变换器的拓扑如图 2 所示。在新拓扑中，为了满足MH灯镇流器的要求，BUCK变换器中没有输出电容。图 2 中，L_m是滤波电感，L_r是谐振电感，且L_m>>L_r；Z_1是主开关管，而Z_2是辅助开关管；D_5为续流二极管；R_L是灯的稳态等效负载。Z_1和Z_2的驱动信号波形如图 3 所示。在一个开关周期中，Z_1的导通时间远远大于Z_2的导通时间。在这个新拓扑中，Z_1实现了ZVS开启和关断；Z_2实现了ZCS开启、ZVS关断；D_5实现了ZVS开启、ZVS且ZCS关断。从图 3 的驱动信号波形可知，Z_2在Z_1开启之前提前开启，为Z_1创造了ZVS开启的条件。当Z_1关断时，由于其两端电容C_1的容量较大，电容两端的电压缓慢的上升，因此，Z_1实现了ZVS关断，从而减低了主开关管的开关功率损耗。因为谐振电感L_r和Z_2串联，使Z_2为ZCS开启，并抑制了D_5的反向恢复电流，从而D_5实现了ZCS关断。当Z_2关断时，电容C_2和谐振电感L_r发生串联谐振，实现了Z_2 的ZVS关断并为D_5的ZVS开启创造条件。因此降低了Z_2和D_5的开关损耗。总之，新拓扑中的所有功率开关全是软开关，所以它有较小的开关损耗。

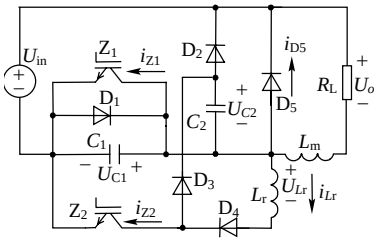


图 2　新型软开关 BUCK 变换器的拓扑结构
Fig. 2　The topology of the proposed soft switching Buck converter

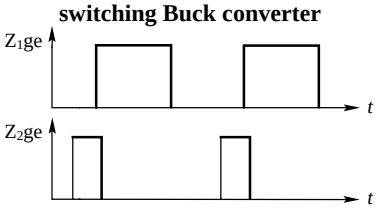


图 3　开关管Z_1和Z_2的驱动信号波形
Fig. 3　The driving signal waveforms for the power switch Z_1 and Z_2

2　工作原理

为了简化分析过程，做以下的假设：

（1）所有的开关管和二极管均是理想的开关。

（2）所有的电容和电感都是理想的线性器件。

（3）L_m >> L_r。

（4）滤波电感L_m足够的大；在一个开关周期中，其电流基本保持不变，这样L_m和负载R_L可以看成一个电流为I_o的恒流源。

为了便于分析，在一个工作周期中，新电路可分为 7 种开关状态，其各个工作阶段的等效电路图如图 4(a)~(g)所示，相应的主要波形如图 5 所示。

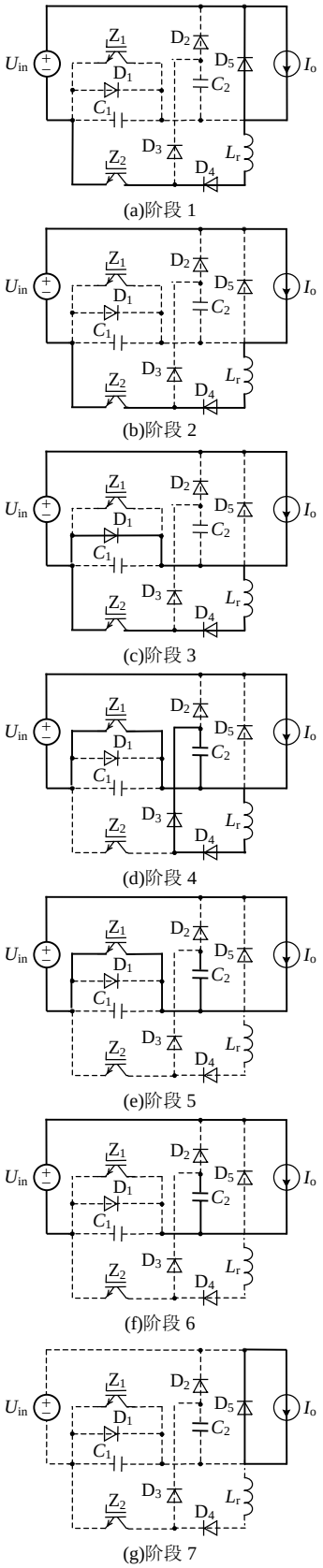


图 4 新型软开关 BUCK 变换器的各个工作阶段等效电路

Fig. 4 Equivalent circuits of the operation stages in the proposed soft switching Buck converter

阶段 1(t_0<t<t_1)：在t<t_0时刻，Z_1 和 Z_2均处于关断状态，其等效电路如图 4(g)所示。续流二极管D_5导通，且电感L_m上的电流为I_o，电容C_1的端压为输入电压U_{in}，电容C_2的端压为零。在t=t_0时，Z_2开启，等效电路如图 4(a)所示。根据等效电路可知，D_5和Z_2上的电流表达式如下：

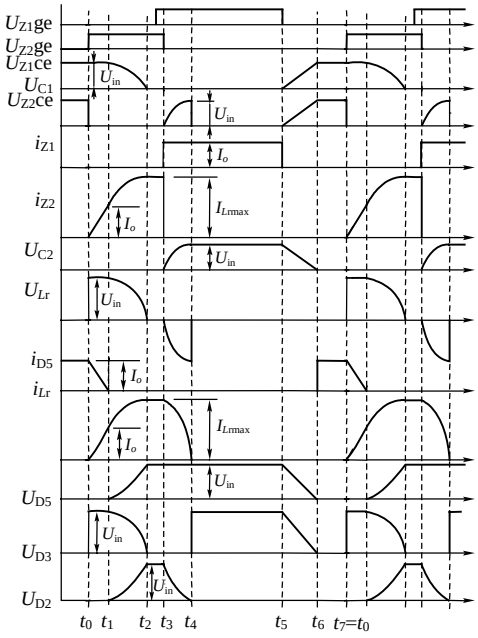


图 5 新电路的主要波形

Fig. 5 Key waveforms of the propose soft switching Buck converter

$$i_{L_r} = i_{Z_2} = \frac{U_{in}}{L_r}(t - t_0) \tag{1}$$

$$i_{U_{D_5}} = I_o - \frac{U_{in}}{L_r}(t - t_0) \tag{2}$$

由上式知，在t=t_0时刻，Z_2和二极管D_4实现了ZCS开启；在t=t_1时刻电感L_r的电流达到I_o ，同时D_5的电流线性减小为零，有效地抑制续流二极管D_5的反向恢复电流，实现软恢复。

阶段 2(t_1<t<t_2)：在t=t_1时刻，谐振电感L_r和电容C_1开始并联谐振，等效电路如图 4(b)所示。谐振电感L_r的电流和电容C_1及续流二极管D_5的端电压的表达式如下：

$$i_{L_r}(t) = I_o + \frac{U_{in}}{Z_p}\sin\omega_1(t - t_1) \tag{3}$$

$$u_{C1}(t) = U_{in}\cos\omega_1(t - t_1) \tag{4}$$

$$u_{D5}(t) = U_{in} - U_{in}\cos\omega_1(t - t_1) \tag{5}$$

其中：$\omega_1 = 1/\sqrt{L_r C_1}$， $Z_p = \sqrt{L_r / C_1}$ 。

从式(5)可知，续流二极管D_5是ZVS关断。在t=t_2时刻，电容C_1上的储能全部转移到谐振电感L_r，即电容的端压为零，谐振电感L_r上的电流达到最大值。谐振电感L_r上的电流增量ΔI_{Lr}满足下面方程，

$$\frac{1}{2}C_1U_{C_1}^2(t_1)=\frac{1}{2}C_1U_{\rm in}^2=\frac{1}{2}L_{\rm r}\Delta I_{L_{\rm r}}^2 \tag{6}$$

由式(6)可得谐振电感$L_{\rm r}$上的电流最大值$I_{L{\rm r}\max}$的计算公式。

$$I_{L_{\rm r}\max}=I_o+\Delta I_{L{\rm r}}=I_o+\sqrt{C_1U_{\rm in}^2/L_{\rm r}} \tag{7}$$

阶段 3($t_2<t<t_3$)在$t=t_2$时刻，二极管D_1 为ZVS开启(其电流为$i_{D_1}=I_{L_{\rm r}\max}-I_0$)，为$Z_1$零电压开启创造条件。其等效电路如图 4(c)所示。因此，在$t_2<t<t_3$期间，开启Z_1可以实现ZVS开启。

阶段 4($t_3<t<t_4$)在$t=t_3$时刻，关断Z_2，谐振电感$L_{\rm r}$和电容C_2通过二极管D_3 和 D_4开始谐振，且二极管D_3是ZVS开启，等效电路如图 4(d)所示。根据等效电路，可得如下的表达式：

$$i_{L_{\rm r}}(t)=I_{L_{\rm r}\max}\cos\omega_2(t-t_3) \tag{8}$$

$$u_{C_2}(t)=Z_sI_{L_{\rm r}\max}\sin\omega_2(t-t_3) \tag{9}$$

$$\frac{1}{2}L_{\rm r}(I_{L_{\rm r}\max})^2=\frac{1}{2}C_2U_{C_2}^2=\frac{1}{2}C_2U_{\rm in}^2 \tag{10}$$

其中：$\omega_2=1/\sqrt{L_{\rm r}C_2}$，$Z_s=\sqrt{L_{\rm r}/C_2}$。

由等效电路可知，电容C_2和辅助开关管Z_2是并联的，且电容C_2两端的电压是缓慢上升的，因此Z_2是ZVS关断。在$t=t_4$时刻，存储在谐振电感$L_{\rm r}$上的能量完全地转移到C_2。二极管D_3和D_4实现了ZCS关断。理想情况是电感上的储能满足式(10)，即C_2的端压达到电源电压$U_{\rm in}$。

阶段 5($t_4<t<t_5$)在这个阶段中，新电路和传统的BUCK变换器的工作状态相同，等效电路如图 4(e)所示。

阶段 6($t_5<t<t_6$)在$t=t_5$时刻，Z_1关断。输出电流开始向电容C_1充电，其端压缓慢上升，Z_1实现ZVS关断，等效电路图如图 4(f)所示。当$U_{\rm C1}(t)+U_{\rm C2}(t)=U_{\rm in}$时，二极管$D_2$是ZVS开启。随后，电容$C_1$充电，同时$C_2$放电。在$t=t_6$，$U_{\rm C1}(t_6)=U_{\rm in}$ 且$U_{\rm C2}(t_6)=0$ 时，二极管D_2实现了ZVS关断。

阶段 7($t_6<t<t_7$)在$t=t_6$时刻，C_2的端压为零，续流二极管D_5实现了ZVS开启，等效电路如图 4(g)所示。在这个阶段，续流二极管和传统的CCM BUCK变换器的工作状况相同。在$t=t_7$时刻，辅助开关管Z_2再次开启，开始进入下一个开关周期循环。

3　设计方法和步骤

技术指标：输入电压 275VDC；输出电压 120VDC；稳态正常的输出电流 50A，负载 6kW MH 灯，其稳态等效电阻为 2.4Ω，开关的工作频率为 20kHz；滤波电感工作在 CCM 条件下。主要设计过程如下：

（1）滤波电感$L_{\rm m}$的选择。

当负载MH灯进入稳态后，输出电压$U_{\rm o}$和等效负载$R_{\rm L}$保持不变。滤波电感工作在CCM，主开关管Z_1的占空比$D_{Z1}=U_{\rm o}/U_{\rm in}$，滤波电感$L_{\rm m}$上的纹波电流$\Delta I_{L{\rm m}}$：

$$\Delta I_{L{\rm m}}=\frac{(U_{\rm in}-U_o){\rm D}_{Z1}T_s}{L_{\rm m}} \tag{11}$$

当滤波电感$L_{\rm m}$工作在临界状态时，$\Delta I_{L{\rm m}}=2I_o$，滤波电感$L_{\rm m}$的临界电感$L_{\rm oc}$的表达式为

$$L_{\rm oc}=\frac{U_{\rm in}T_s}{2I_o}{\rm D}_{Z1}(1-{\rm D}_{Z1}) \tag{12}$$

在实际电路中，若要滤波电感$L_{\rm m}$工作在CCM，则$L_{\rm m}$就要比临界电感$L_{\rm oc}$稍大一些。如果滤波电感上的纹波电流过小，其损耗也会相应地减小，然而电感的体积和成本会增加；如果滤波电感上的纹波电流过大，其电感的体积和成本都会减小，然而损耗会增加，并且过大的高频纹波电流会损伤MH灯。权衡利弊，工程上一般按下式选择滤波电感上的纹波电流

$$\Delta I_{L_{\rm m}}\approx 0.8I_o \tag{13}$$

则滤波电感$L_{\rm m}$ 的计算公式为

$$L_{\rm m}=\frac{U_{\rm in}T_s}{0.8I_o}{\rm D}_{Z1}(1-{\rm D}_{Z1}) \tag{14}$$

（2）谐振电感$L_{\rm r}$的选择。

图 6 是$\Delta t_2(=t_2-t_1)$ 与 $L_{\rm r}$的关系曲线图，图 7 是$\Delta I_{L{\rm r}}$ 与 $L_{\rm r}$的关系曲线图。可以看出若谐振电感$L_{\rm r}$的值过大，Δt_2的时间会过大，这样就限制了开关的工作频率。由阶段 1 分析可知，若是谐振电感$L_{\rm r}$的值过小，谐振电感$L_{\rm r}$上的电流上升的速度快，这样不利于有效地抑制续流二极管D_5的反向恢复电流。由阶段 2 分析可知，谐振电感$L_{\rm r}$的值过小，$\Delta I_{L{\rm r}}$会很大，这样会增加辅助开关管Z_2导通损耗。在工程设计中，一般选$\Delta t_1(=t_1-t_0)=0.01{\rm D}_{Z1}T_s$。这样可

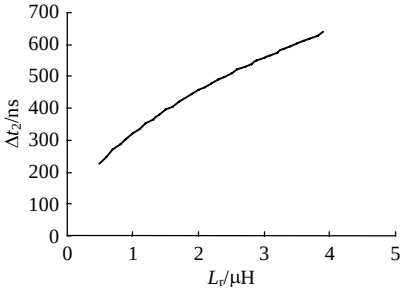


图 6　$\Delta t_2(=t_2-t_1)$与$L_{\rm r}$的关系图

Fig. 6　$\Delta t_2(=t_2-t_1)$ Vs. $L_{\rm r}$

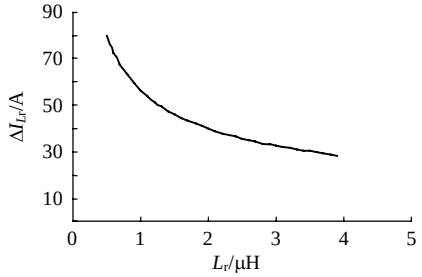


图 7 ΔI_{Lr} 与L_r的关系图

Fig. 7 ΔI_{Lr} Vs. L_r

以根据式(1)计算出谐振电感L_r的值：

$$L_r = \frac{U_{L_r}\Delta t_1}{i_{L_r}(t_1)} = \frac{0.01 D_{Z1} T_s U_{in}}{I_o} \tag{15}$$

由于在实际的电路中，所有元器件都不是理想的，因此滤波电感L_m上的电流在Z_1关断时是减小的。故在实际计算时用L_m上电流的最小值代替式(15)中的I_o。

（3）电容C_1和C_2的选择。

为了使主开关管Z_1在ZVS条件下开启，储存在电容C_1上的能量必须在阶段 2 全部转移到L_r，因此电容C_1的值和谐振电感L_r的值满足式(6)，即C_1的值可以通过下式计算出：

$$C_1 = \frac{L_r \Delta I_{L_r}^2}{U_{in}^2} = \frac{L_r \Delta I_{L_m}^2}{U_{in}^2} \tag{16}$$

一般 $\Delta I_{L_r} \approx \Delta I_{L_m}$。

同理，为了使续流二极管D_5在ZVS条件下开启，电容C_2的值和谐振电感L_r的值满足式(10)，所以，可以计算出电容C_2的值：

$$C_2 = \frac{L_r (I_{L_r \max})^2}{U_{C_2}^2} = \frac{L_r (I_{L_r \max})^2}{U_{in}^2} \tag{17}$$

根据上面的讨论和规则，我们计算出参数如下：C_1=42nF，C_2=129.6nF，L_m=84.3μH，L_r=2.0μH。

4 仿真和实验结果

用Pspice10.0 对新电路进行了仿真，参数如下：C_1=42nF，C_2=129.6nF，L_m=84.3μH，L_r=2.0μH，U_{in}=275VDC，R_L=2.4Ω，f_s=20kHz，D_{Z1}=0.43，$D_{Z2}T_s$=1.2μs(D_{Z2}是辅助开关管Z_2的占空比)。图 8 是仿真的结果，其中U(Z_1：G)和U(Z_2：G)分别是开关管Z_1和Z_2的驱动信号; (U(Z_1：C)-U(Z_1：E))是Z_1的集电极和发射极之间的电压；I(Z_1：C)是Z_1的集电极的电流；(U(Z_2：C)-U(Z_2：E))是Z_2的集电极和发射极之间的电压；I(Z_2：C) 是Z_2的集电极的电流；(U(D_5：2)-U(D_5：1))是续流二极管的两端电压；I(D_5) 是续流二极管的电流。从仿真结果中可以得出以下结论：①Z_1是ZVS开启和ZVS关断；②Z_2是ZCS开启和ZVS关断；③续流二极管D_5是ZVS开启和ZCS且ZVS关断。

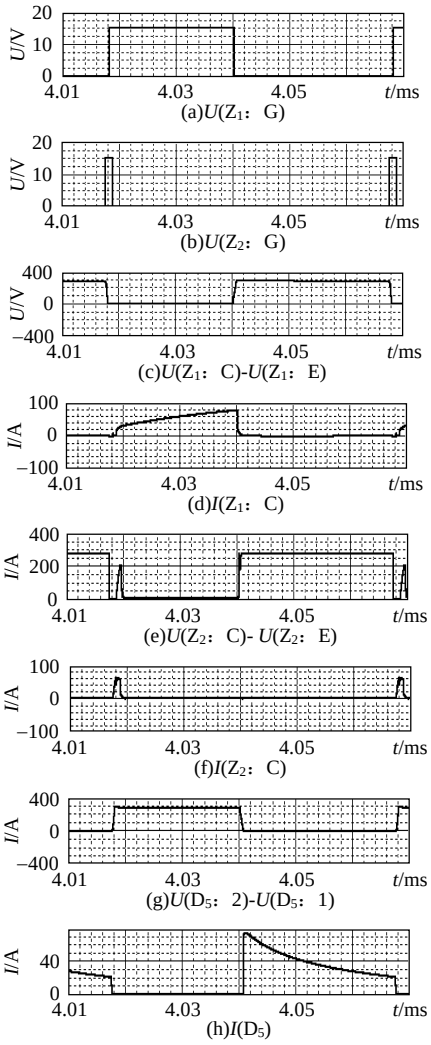
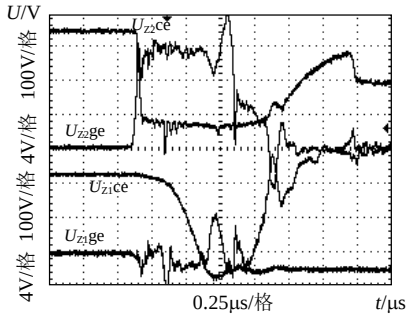


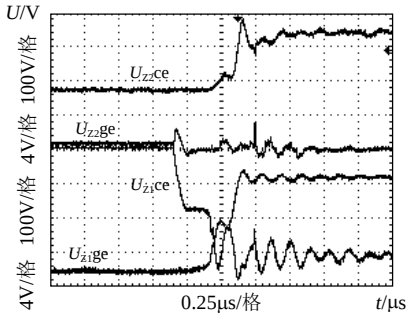
图 8 仿真的关键波形

Fig. 8 The simulative key waveforms

制作了一个输出功率为 6kW的实验样机，Z_1由 4 个型号为GT80J101 的IGBT并联组成，Z_2由 2 个型号为GT80J101 的IGBT并联组成，D_1、D_2、D_3、D_4 分别为一个型号为DSEI61-06 的二极管，D_5由 2 个型号为DSEI61-06 的二极管并联组成，无功元件按照第 4 阶段计算方法得出的参数设计。当实验样机驱动 6kW 的MH灯时，分别测量了开关管Z_1 和Z_2的驱动信号电压和集电极与发射极之间的电压，其相应的测量结果如图 9 所示。证明了实验测量和仿真的结果相同。并用功率分析仪测量了新电路和整个电子镇流器的效率，实验结果表明：这种新型的电路有很高的效率(大约 96%)，原来用硬开关电子镇流器的总效率为 85%，而现在总效率提高到93%。



(a) Z_2 ZVS 关断和 Z_1ZVS 开启的实验波形



(b)Z_1 ZVS 关断的实验波形

图 9　实验波形

Fig. 9　Test waveforms

5　结论

对新电路的结构和原理进行了深入的理论分析、仿真研究和实验验证。新电路的特点：

（1）为了实现无频闪照明，大功率 MH 灯用电子镇流器中使用了一种特殊的 BUCK 变换器。与传统的 BUCK 变换器相比，这个特殊的 BUCK 变换器没有输出电容。

（2）按照预想，新电路的功率等级在 6~18kW，所以新电路中的功率开关器件使用了 IGBT。

（3）给出新电路的控制策略。

（4）理论分析结果表明，新电路中的所有功率开关全是软开关，所以大大减低了开关损耗，并且主、辅管没有额外的电压和电流应力。

（5）给出电路参数的设计程序和方法，仿真结果表明设计结果正确。

（6）制作了一个输出功率为 6kW 的实验样机，实验结果和理论结果、仿真结果相吻合。

（7）新电路代替硬开关电路，其提高效率 8%。即用硬开关的原系统总效率为 85%，新系统的效率为 93%。因此，效率得到了明显的提高。

尽管这个电路是针对电子镇流器这个特殊应用场合提出的，但仍有其普遍性。本文的结论对开展大功率 DC/DC 变换器的软开关技术的研究有一定的参考价值。

参考文献

[1] Osram. Lichtprogramm/Lighting Program[S]. ISO/TS16949，OSRAM Lighting Ltd.，2004/ 2005.

[2] Rasch E，Statnic E. Behavior of metal halide lamps with conventional and electronic ballast[J]. Journal of Illuminating Engineering Society，Summer，1991，1(1)：88-96.

[3] Zhang Weiping. The research of the ballast for AC MH lamps lighting without flick effect[D]. Zhejiang Province：Zhejiang University，DEC.，1998.

[4] Hua G，et al. Novel zero-current-transition PWM converters[C]. Power Electronics Specialist Conference，1993：538-544.

[5] Mao H，Lee F C，Zhou X. Impoved zero current transition converters for high-power applications[J]. IEEE Trans. on Industry Applications，1997，33 (5)：1220-1232.

[6] Ryu S H，Lee D Y，Yoo S B，et al. Novel ZVZCS PWM DC-DC converters using one auxiliary switch[C]. APEC March '99，1999：185-193.

[7] C Mde Oliveira Stein，Hey H L. A true ZVZCT communication cell for PWM converters [J]. IEEE Trans. on Power Electron.，2000，15 (1)：185-193.

[8] 张纯江，刘彦民，邬伟扬，等. 软开关 AC/DC 变流器中 SVPWM 波形的优化选择[J]. 中国电机工程学报，2000，20(6)：35-38.
Zhang Chunjiang，Liu Yanmin，Wu Weiyang，et al. Optimal choice of SVPWM waves for soft-switched AC/DC rectifier[J]. Proceedings of the CSEE ，2000，20(6)：35-38(in Chinese).

[9] 吴洪洋，何湘宁. 一种新颖的三电平软开关功率因数校正电路[J]. 中国电机工程学报，2002，22(10)：22-27.
Wu Hongyang，He Xiangning. A novel three-level power factor corvect circuit with passive soft switching[J]. Proceedings of the CSEE，2002，22(10)：22-27(in Chinese).

[10] 明正峰，钟彦儒. SVPWM 技术在零电压过渡三相逆变器中的应用研究[J]. 中国电机工程学报，2002，22(6)：56-61.
Ming Zhengfeng，Zhong Yanru. The research of SVPWM method applied in DC-link zero-voltage-transition three-phase inverter[J]. Proceedings of the CSEE，2002，22(6)：56-61(in Chinese).

[11] 胡宗波，张波，邓卫华. PWM 直流变流器中一种新型的零电压零电流转换软开关单元[J]. 中国电机工程学报，2004，24(3)：126-134.
Hu Zongbo，Zhang Bo，Deng Weihua. Novel zvzct soft-switching cell in PWM DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE，2004，24(3)：126-134(in Chinese).

[12] 顾亦磊，陈世杰，吕征宇，等. 单开关 DC/DC 变换器的一种软开关实现策略[J]. 中国电机工程学报，2004，24(11)：130-133.
Gu Yilei，Chen Shijie，Lü Zhengyu，et al. Strategy for single switch dc/dc converters to achieve soft switching[J]. Proceedings of the CSEE，2004，24(11)：130-133(in Chinese).

[13] 谢小高，张军明，蔡拥军，等. 半桥变流器的软开关控制策略研究[J]. 中国电机工程学报，2006，26(3)：48-52.
Xie Xiaogao，Zhang Junming，Cai Yongjun，et al. Research on soft-switching control strategies for half-bridge converters[J]. Proceedings of the CSEE，2006，26(3)：48-52(in Chinese).

收稿日期：2007-01-21。

作者简介：

张卫平(1957—)，男，博士，教授，博士生导师，现从事高强度气体放电灯用电子镇流器、压电陶瓷变压器功率变换器、功率电磁兼容和有源功率因数校正技术及应用等方面研究，zwp@ncut.edu.cn；

张晓强(1977—)，男，硕士研究生，现从事压电陶瓷变压器功率变换器方面的研究；

陈振更(1951—)，男，工程师，现从事高强度气体放电灯用电子镇流器的研发；

刘元超(1979—)，男，工程师，现从事高强度气体放电灯用电子镇流器的研发及功率电磁兼容和有源功率因数校正技术及应用等方面研究。

(责任编辑　韩　蕾)