

一种新型零电压零电流开关 三电平 DC/DC 变换器的研究

李小兵, 李晓帆, 吴军辉

(华中科技大学电气学院, 湖北省 武汉市, 430074)

A Novel ZVZCS Three Level DC/DC Converter Using a Simple Auxiliary Circuit

LI Xiao-bing, LI Xiao-fan, WU Jun-hui

(Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei Province, China)

ABSTRACT: In this paper, a novel zero-voltage and zero-current-switching(ZVZCS) three-level converter is presented, which consists of a simple auxiliary circuit in the secondary winding. The leading switching can realize ZVS and the lagging switching can realize ZCS with phase shift technique. Through introducing a coupled inductor replacing the common output inductor, the induced voltage of the coupled inductor in the second side is reflected to the primary side of the power transformer and is used to reset the circulating current at the zero state. By regulating the winding ratio of the coupled inductor, the voltage is used to reset the primary current can be easy adjusted. The operation and parameter design are discussed, and experimental results are also given. The converter has feature high efficiency, lower voltage stress of the rectifier diode and self-adjustment of the circuit, suitable for high voltage and high power applications.

KEY WORDS: Power electronics; Zero-voltage and zero-current-switching; Auxiliary circuit; Three-level converter

摘要: 该文介绍了一种新型的带有简单辅助电路的零电压零电流开关(ZVZCS)三电平DC/DC变换器, 它的辅助电路不含耗能元件和有源开关, 可实现超前管的零电压开通和滞后管的零电流关断。耦合电感取代了常规滤波电感, 它所感应出的电压由功率变压器反射到初级, 使得变换器在零状态时的循环电流减小到零。通过改变耦合线圈的匝数比, 可以任意设置用于电流回零的电压幅值的大小, 调节电流回零的时间。文中介绍了该变换器的工作原理, 讨论了设计参数。通过实验验证, 该电路具有辅助电路简单、效率高、整流二极管承受的电压低和环流自动调节等优点, 适用于高电压、大功率的应用场合。

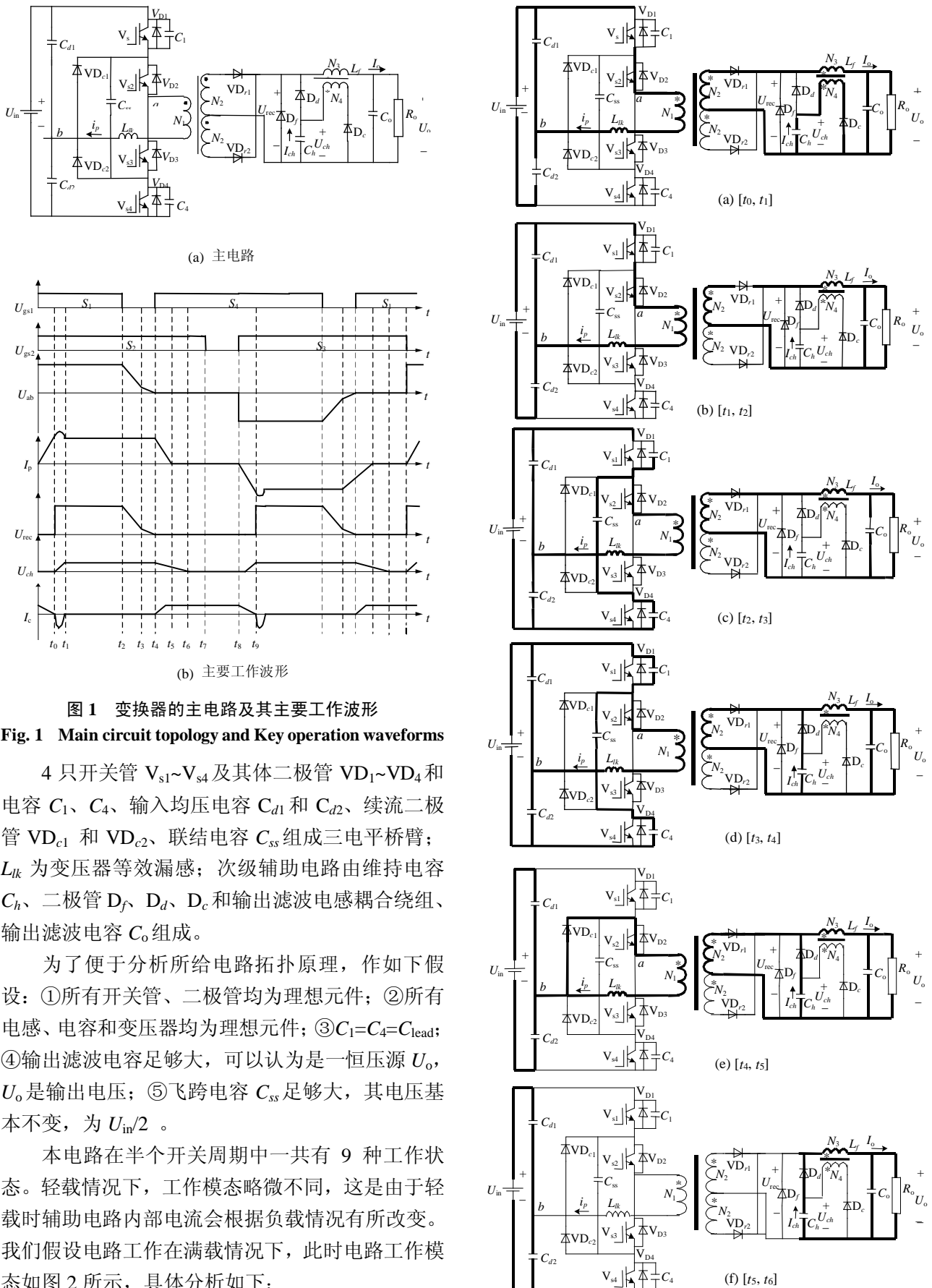
关键词: 电力电子; 零电压零电流开关; 辅助电路; 三电平变换器

1 引言

为了满足 IEC61000-3-2 的要求, 必须采用功率因数技术, 使得后级的直流变换器的开关管的电压额定值也相应提高。为了解决这个问题, 1992 年巴西的 Pinheiro 提出了零电压开关三电平直流变换器。为了提高装置的功率密度, 就需要实现高频化, 然而开关频率的提高也使开关管损耗成比例增加。文献[1]系统地提出了三电平变换器(Three Level Converters, TL 变换器)的软开关技术, 引入超前管和滞后管的概念, 并将软开关 PWM TL 变换器分为两类: 零电压开关三电平(Zero-Voltage Switching Three Level, ZVS PWM TL)变换器和零电压零电流三电平(Zero-Voltage and Zero-Voltage Switching Three Level, ZVZCS PWM TL)变换器。文献[2]提出的 ZVZCS 三电平变换器虽可在较宽范围内实现超前管的 ZVS 和滞后管的 ZCS, 但却带来了饱和电感损耗限制变换器功率等级的问题。针对出现的问题, 很多学者都对三电平变换器进行了研究^[3-15]。本文提出一种新型 ZVZCS 三电平变换器, 次级辅助电路没有耗能元件和有源开关^[11-14], 不会增加次级整流管的电压应力, 辅助电路内部环流小, 且能自动跟随负载变化, 是一种非常适合于大功率场合的电路结构^[15]。

2 工作原理

图 1 为改进的 ZVZVS 三电平 DC/DC 变换器的主电路和主要工作波形。图中标识 i_o 为电路输出负载电流。



(a) 主电路

(b) 主要工作波形

图1 变换器的主电路及其主要工作波形

Fig. 1 Main circuit topology and Key operation waveforms

4只开关管 $V_{s1} \sim V_{s4}$ 及其体二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 和电容 C_1 、 C_4 、输入均压电容 C_{d1} 和 C_{d2} 、续流二极管 VD_{c1} 和 VD_{c2} 、联结电容 C_{ss} 组成三电平桥臂； L_{lk} 为变压器等效漏感；次级辅助电路由维持电容 C_h 、二极管 D_f 、 D_d 、 D_c 和输出滤波电感耦合绕组、输出滤波电容 C_o 组成。

为了便于分析所给电路拓扑原理，作如下假设：①所有开关管、二极管均为理想元件；②所有电感、电容和变压器均为理想元件；③ $C_1 = C_4 = C_{lead}$ ；④输出滤波电容足够大，可以认为是一恒压源 U_o ， U_o 是输出电压；⑤飞跨电容 C_{ss} 足够大，其电压基本不变，为 $U_{in}/2$ 。

本电路在半个开关周期中一共有 9 种工作状态。轻载情况下，工作模态略微不同，这是由于轻载时辅助电路内部电流会根据负载情况有所改变。我们假设电路工作在满载情况下，此时电路工作模态如图 2 所示，具体分析如下：

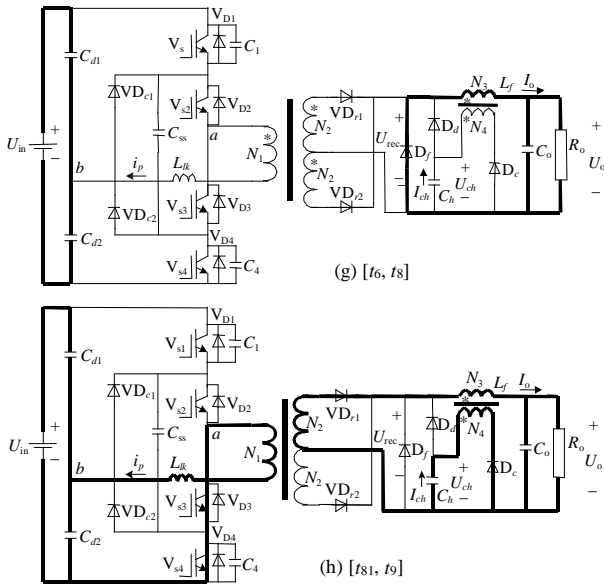


图2 各个工作模式等效电路图

Fig. 2 Equivalent circuits for each operation mode

(1) 模式 1 ($t_0 \sim t_1$): V_{s1} 和 V_{s2} 导通, 能量传输到变压器次级。辅助电路维持电容 C_h 被充电, 维持电容 C_h 和辅助电路绕组漏感 L_{lk} 谐振。维持电容的电压和电流分别为

$$U_{ch}(t) = U_{ch} / 2 \cdot [1 - \cos(\omega_s t)] \quad (1)$$

$$I_{ch} = -U_{ch} / 2 \cdot \sqrt{\frac{C_h}{L_{lks}}} \quad (2)$$

式(1)、(2)中 $U_{ch} = \frac{2}{m} (\frac{U_{in}}{n} - U_o)$; $\omega_s = 1 / \sqrt{L_{lks} C_h}$; $n = N_1 / N_2$; $m = N_3 / N_4$ 。

此模式结束时, 维持电容电压 U_{ch} 应小于电源电压反应到次级的电压 U_{in}/n , 否则二极管 D_d 将导通, 变压器漏感将和维持电容发生谐振, 不利于能量的传输。

(2) 模式 2 ($t_1 \sim t_2$): 由于与次级耦合绕组等效漏感发生谐振, 维持电容 C_h 的充电电流减小到零, 二极管 D_c 零电压关断 (ZCS), 维持电容 C_h 上电压保持为 U_{ch} 。到 t_2 时刻, 初级能量仍然向次级传输。

(3) 模式 3 ($t_2 \sim t_3$): t_2 时刻, V_{s1} 关断, 初级电流 i_p 给 C_1 充电, 同时通过联结电容 C_{s3} 给 C_4 放电。由于电容 C_1 和 C_4 的电压不能突变, 故开关管 V_{s1} 是零电压关断 (ZVS)。电容 C_1 电压线性增加, C_4 电压线性减小。变换器初级电压为

$$U_{ab} = U_{in} - \frac{I_o}{n(C_1 + C_4)} t \quad (3)$$

(4) 模式 4 ($t_3 \sim t_4$): t_3 时刻, 整流侧电压降至 U_{ch} 时, 二极管 D_d 导通, 电压 U_{rec} 被钳位在 U_{ch}^* (U_{ch}^* 为维持电容 C_h 上电压最大值)。由于维持电容 C_h

的作用, 整流侧电压下降较慢, 电压基本保持原来的下降速度。该模式结束时, 电容 C_4 上电压被放电至零, 变换器初级电压 U_{ab} 减小到零。其中

$$I_p(t) = \frac{I_o}{n} \cos(\omega_b t) \quad (4)$$

$$U_{ab}(t) = nU_{ch}^* - \frac{I_o}{n(C_1 + C_4)\omega_a} \sin(\omega_a t),$$

$$\omega_a = \frac{1}{\sqrt{L_{lk}(C_1 + C_4)}} \quad (5)$$

(5) 模式 5 ($t_4 \sim t_5$): t_4 时刻, 电容 C_4 上电压完全放电至零时, 二极管 VD_4 自然开通, 将开关管 VS_4 两端的电压钳位在零电平, VS_4 可以零电压开通 (ZVS)。次级电流反应到初级使得初级电流迅速下降。

(6) 模式 6 ($t_5 \sim t_6$): t_5 时刻, 初级电流减小到零, 次级二极管 VD_{r1} 、 VD_{r2} 关断。维持电容 C_h 通过 D_d 放电来提供负载电流。 t_6 时刻, 次级电压减小至零。电压 U_{rec} 为

$$U_{rec} = U_{ch} - \cos(\omega_c t_{m6}) - \frac{I_o}{C_h} t, \quad t_{m6} = t_6 - t_5 \quad (6)$$

(7) 模式 7 ($t_6 \sim t_7$): t_6 时刻, 维持电容 C_h 上电压完全放电至零, 输出滤波电感电流流过二极管 D_f 导通续流。由于流过开关管 VS_2 的电流减小到零, 所以开关管 VS_2 为零电流关断 (ZCS)。

(8) 模式 8 ($t_7 \sim t_8$): 模式 7 结束时, 关断 VS_2 , 此时开关管 VS_2 为零电流关断 (ZCS)。模式 8 所持续的时间为开关管 VS_2 和 VS_3 的死区时间。在此模式中, 变换器初级开关管均处于关断状态, 初级只有很小的激磁电流流过。

(9) 模式 9 ($t_8 \sim t_9$): t_9 时刻, 开通开关管 VS_3 和 VS_4 , 变换器初级电流 i_p 线性上升到次级电流折算到初级电流值为

$$i_p = \frac{U_{in}}{2L_{lk}} t \quad (7)$$

该模式结束时, 初级电流值达到 nI_o 。此时, 半个周期的工作完成, 电路回到模式 1 的工作状态。电路工作进入另半个周期, 其工作状态类似前面的描述。从上面的工作状态分析可以看出, 这种次级带辅助电路的变换器可以获得很好的 ZVZCS 软开关效果。

3 轻载状态讨论

前面的分析是假设在全负载状态下的。在初级向次级传输能量阶段, 维持电容 C_h 与滤波电感 L_f 的耦合绕组 L_c 的等效漏感 L_{lks} 发生谐振, 通过

$D_c-L_{lk}-C_h$ 回路对维持电容 C_h 充电。而在续流期间, 维持电容 C_h 上的电压逐渐下降, 一方面经过滤波电感 L_f 向负载提供能量, 一方面反射到变压器初级, 反方向阻止初级电流变化, 使得初级电流以较快的速度降为零, 从而实现滞后管的零电流关断。在全负载状态下, 维持电容 C_h 在模态(6)可以将电压放电至零。在轻载状态下的情况有所不同。轻载时, 维持电容将持续给负载提供电流, 直到 t_9 时刻才衰减为零。充电电容电压最大脉动值由下式给出

$$U_{ch}^{\max} - U_{ch}^{\min} = \frac{1}{C_h} \int_{t_3}^{t_9} I_{ch}(t) dt \approx \frac{I_o}{C_h} (1-D) \frac{T_s}{2} \quad (8)$$

其中, T_s 为开关管周期。从式(6)可以看出, 在轻载状态下, 维持电容 C_h 的充电电流为

$$I_{ch}(t) = -(U_{ch}^{\max} - U_{ch}^{\min}) \sqrt{C_h/L_{lk}} \sin(\omega_c t) \approx -\frac{T_s I_o}{2C_h} (1-D) \sqrt{C_h/L_{lk}} \sin(\omega_c t) \quad (9)$$

从式(9)式可以看出, 给维持电容 C_h 充放电的环流将随负载的减小而减小, 这意味着环流可以根据负载状态自动调节。

4 参数设计

4.1 超前桥臂的 ZVS 条件

同全桥移相控制 PWM 变换器一样, 三电平变换器移相 PWM 变换器超前管有较宽的 ZVS 范围, 并且容易实现^[8]。为了实现超前管的零电压开关 (ZVS), 开关管压降在死区时间内必须降到零, 即必须满足下面的条件^[7]:

$$t_{\text{lead}} > t_4 - t_4 =$$

$$n(C_1 + C_3) \left(\frac{U_{in} - nU_{ch}^*}{I_o^*} \right) + \frac{1}{w_b} \sin^{-1} \left(\frac{n^2 U_{ch}^*}{I_o Z_c} \right) \quad (10)$$

式中 $w_b = 1/\sqrt{L_{lk}(C_1 + C_4)}$; $I_o^* = n^2 U_{ch} \sqrt{(C_1 + C_4)/L_{lk}}$; I_o^* 为维持零电流开关的最小负载电流。

4.2 滞后桥臂的 ZCS 条件

欲使滞后管实现 ZCS, 维持电容上积累的能量应该足够大, 从而可以通过初级漏感 L_{lk} 使初级电流复位, 使初级电流在滞后管关断之前降为零, 实现了滞后管的无损耗关断^[9]。满足滞后管 ZCS 的条件由式(5)可以得出

$$\frac{1}{w_c} \sin^{-1} \left\{ \frac{I_o Z_c}{U_{ch}^* n^2} \cos[w_b(t_4 - t_3)] \right\} < T_s / 2(1-D) \quad (11)$$

式中 $w_c = n/\sqrt{L_{lk} C_h}$ 。

从上式可以看出, 增大维持电容 C_h 和 U_{ch}^* 都有利于 ZCS 的实现。然而 U_{ch}^* 必须小于 U_{in}/n , 而过大

的维持电容 C_h 则会增加次级循环能量。参数的选择需要根据实际优化选择。

4.3 辅助电路二极管软开关条件

为了实现次级辅助电路中二极管 D_c 的软开关^[7], 次级耦合绕组的泄漏电感必须满足

$$L_{lks} < \left(\frac{T_s D_{\min}}{2\pi} \right)^2 \frac{1}{C_h} \quad (12)$$

式中 D_{\min} 为最小占空比。

5 实验结果

为了验证该电路的工作原理, 设计研制了 1 台输出电压 48V, 额定功率 1.2kW, 20kHz 的原理样机。所选参数为: 直流输入电压 $700V \pm 10\%$; $VS_1 \sim VS_4$ 选用 IGBT (IMBH-60D-100); C_1 、 C_4 均取 $1\mu F$; C_{ss} 取 $6 \times 0.47\mu F$; VD_{c1} 和 VD_{c2} 选用 DSEI12 \times 12-06A; 维持电容 C_h 取 $0.47\mu F$; 输出滤波电感取 $220\mu H$; 输出滤波电容 C_o 取 $10000\mu F$; 变压器绕组匝数为 $N_1=60$ 、 $N_2=5$; 耦合电感绕组匝数: $N_3=22$ 、 $N_4=20$; 变压器漏感 L_{lk} 取 $6\mu H$ 。

图 3 是不同负载情况下, 超前管 IGBT 零电压开关的 U_s 波形。图中的通道 1 都代表了超前管 IGBT 的驱动信号波形, 通道 2 代表超前管 IGBT 的管压降波形。从图中可以看出, 超前管在驱动波形上升沿到来之前, 管压降都已经降到零, 也就是实现了零电压开通。而在驱动波形下降沿, 超前管 IGBT 的管压降受到并联电容的作用, 是以一定速度从零开始上升, 可见实现了超前管的零电压关断。由于超前管的零电压开关的实现是通过变压器初级漏感和滤波电感共同作用起作用的。因此如图 3(b)所示在满载时候很容易实现零电压开关, 而在轻载时如图 3(a)所示, 零电压开关的余量明显减小, 可以推出, 当负载电流进一步下降的时候, 超前管会慢慢失去零电压开关的条件, 进入硬开关工作。这和前面的理论分析是一致的。

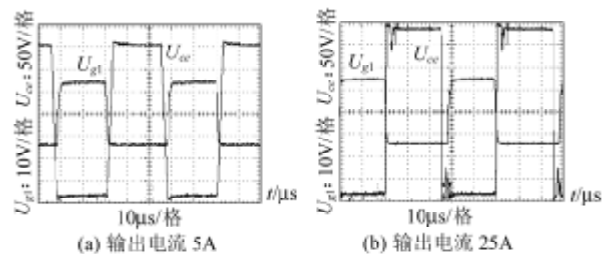


图 3 超前管的驱动电压及其漏源极电压波形

Fig. 3 Experimental waveforms of the leading switches

图 4 是不同负载情况下滞后管零电流开关的波

形。通道 1 是滞后管的驱动波形，通道 2 是电流钳检测的初级电流，也就反应了滞后管电流。从图中可以清楚的看到，滞后管的驱动波形下降沿之前，开关管的电流已经复位到零了，也就是实现了滞后管的零电流关断。而滞后管在开通的时候，由于变压器初级漏感的作用，电流是以一定的速度从零上升，也就是实现了超前管的零电流开通。

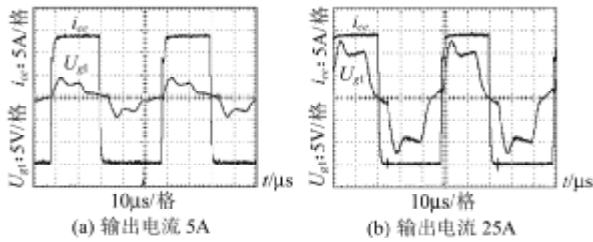


图 4 滞后管的驱动电压波形及其电流波形

Fig. 4 Experimental waveforms of the lagging switches

图 5 是不同负载情况下钳位电容上的电压和电流波形。通道 1 是维持电容 C_h 上的电压波形，通道 2 是维持电容 C_h 上的电流波形，正值代表对维持电容充电的电流，负值代表维持电容的放电电流。从图中可以清楚的看到维持电容谐振充电的过程，维持电容上的电压谐振上升到最大值并保持住，充电电流经过一个谐振周期后自然到零，因此辅助电路中的二极管 D_c 是自然软关断，不存在反向恢复电流。而在续流期间，维持电容通过二极管 D_h 向负载提供能量，同时反射到变压器初级提供滞后管零电流关断的条件。从图 5(a)中也可以看到，在轻载的时候，维持电容上的电压在续流期间并没有完全释放到零，这样在下一个周期时对维持电容的谐振充电的充电电流也会随之减小，由此可见，辅助电路的环流会根据负载情况自动调节，这和前面的理论分析是完全吻合的。

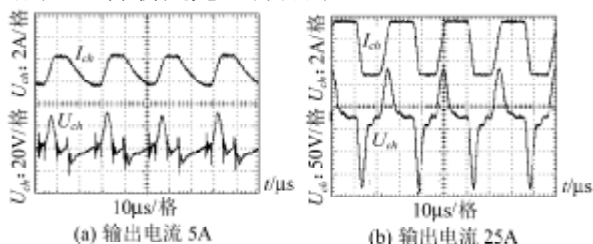


图 5 维持电容电压和电流波形

Fig. 5 Experimental waveforms of holding capacitor

实验在纯阻性负载情况下实测了一组效率数据，以此可绘出效率曲线如图 6 所示。

从图 6 中的效率曲线可以看出，实验电路的最大效率可以达到 92%，在轻载时效率依然可以达到 90% 左右。如果能够进一步提高实验装置的工艺水平，整体效率可以更加提高一些。

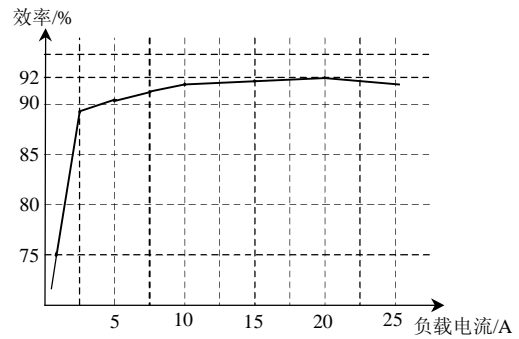


图 6 效率曲线

Fig. 6 The efficiency of the converter

6 结论

本文提出了一种新型次级带辅助电路的 ZVZCS PWM 三电平变换器，分析了它的工作原理以及设计考虑的因素，并进行了电路实验。与同类型的三电平变换器相比，本电路的优点是：①辅助电路不含耗能元件及有源开关管；②维持电容的充放电电流可以根据负载的状态自动调节，有很好的效率^[7]；③辅助电路中二极管 D_c 实现了软开关，其关断反向电流很小。本文详细分析了电路的工作原理，并给出了实验结果。

参考文献

- [1] Pinherio Js, Barbi I. The three-level zvs pwm converter-A new concept in high-voltage dc-to-dc converter[C]. IEEE IECON, 1992. 173-178.
- [2] Kim E S, Byun Y B, Kim Y H. An improved three level ZVZCS DC/DC converter using a tapped inductor and a snubber capacitor [C]. IEEE, PCC Osaka, 2002. 115-21.
- [3] Canales F, Barbosa P M, Lee F C. A zero voltage and zero current switching three level dc/dc converter[C]. Proceeding VPEC, Fifteenth, Annual, 1999. 314-320.
- [4] Ruan Xinbo, Zhou Linquan, Yan Yangguanf. A novel zero-voltage and zero-current-switching PWM three-level converter[C]. IEEE PESC, 2001.
- [5] Jun-Gao Cho, Ju-Won Baek, Chang-Yong Jeong, et al. Novel zero-voltage and zero-current-switching full bridge PWM cinverter using transformer auxiliary winding[J]. IEEE Transaction on Power Electronics. 2000, 15(2): 250-256.
- [6] Canales F, Bsrbosa P, Lee F C. A Zero-voltage and zero-current switching three-level DC/DC converter[J]. IEEE, Transactions on Power Electronics, 2002, 6(17): 898-909.
- [7] Xinbo Ruan, Jian Wei, Yali Xue, et al. Voltage-sharing of the divided capacitors in non-isoltaed three-level converter[J]. IEEE Transaction on Power Electronics. 2004, 1725-1729.
- [8] 阮新波, 李斌, 陈乾宏. 一种适用于高压大功率变换器的三电平直流变换器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(5): 19-23. Ruan Xinbo, LI Bin, Chen Qianhong. A new approach for high voltage and high power three-level DC/DC conversion [J]. Proceedings of the CESS, 2003, 23(5): 19-23.
- [9] Ruan Xinbo, Xu Dayu, Zhou Linquan. A simplified zero-voltage-

- switching PWM three-level converter with two clamping diodes [C]. APEC 2002 Seventeenth Annual IEEE, 2002, (2): 10-14.
- [10] 赵正毅, 杨潮, 赵良柄. 对三电平 IGBT 变换器两种缓冲电路的研究[J]. 中国电机工程学报. 2000, 20(12): 42-46.
Zhao Zhengyi, Yang Chao, Zhao Liangbing. Research on two snubbers for three-level IGBT converters[J]. Proceedings of the CESS, 2000, 20(12): 42-46.
- [11] 阮新波, 李斌. 零电压零电流开关 PWM 复合式全桥三电平变换器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(4): 9-14.
Ruan Xinbo, Li Bin. Zero-voltage and zero-current-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter[J]. Proceedings of the CESS, 2003, 23(4): 9-14.
- [12] 顾亦磊, 吕征宇. 一种新颖的三电平软开关谐振型 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 24-28.
Gu Yilei, Lu Zhengyu, Qian Zheoming. A novel three level soft switching resonant DC/DC converter[J]. Proceedings of the CESS, 2004, 24(8): 24-28.
- [13] 李斌, 阮新波, 李金钟. 倍流整流方式 ZVS PWM 三电平直流变换器[J]. 中国电机工程学报, 2002, 9(22): 79-83.
Li Bin, Ruan Xinbo, Li Jinzhong. Current-double-rectifier ZVS PWM three-level converters[J]. Proceedings of the CESS, 2002, 9(22): 79-83.
- [14] 吴胜华, 吴保芳, 权建洲, 等. 采用次级辅助网络的零压零流 PWM 三电平变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(9): 177-181.
Wu Shenghua, Wu Baofang, Quan Jianzhou, et al. A ZVZCS PWM TL converter using auxiliary network in transformer secondary side [J]. Proceedings of the CESS, 2004, 24(9): 177-181.
- [15] 陈志英, 阮新波. 零电压开关 PWM 复合式全桥三电平变换器[J]. 中国电机工程学报. 2004, 24(5): 24-29.
Chen Zhiying, Ruan Xinbo. Zero-voltage-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter[J]. Proceedings of the CESS, 2004, 24(5): 24-29.

收稿日期: 2005-09-31。

作者简介:

李小兵 (1980-), 男, 陕西岐山人, 硕士研究生, 从事电力电子与电力传动等方面的研究;

李晓帆 (1949-), 男, 湖北武汉人, 教授, 从事电力电子与电力传动等方面的研究和教学工作;

吴军辉 (1980-), 男, 湖北襄樊人, 硕士研究生, 从事电力电子与电力传动等方面的研究。

(编辑 王彦骏)