第 25 卷 第 20 期 中 国 电 机 工 程 学 报 Vol.25 No.20 Oct. 2005
2005 年 10 月 Proceedings of the CSEE ©2005 Chin.Soc.for Elec.Eng.

文章编号：0258-8013（2005）20-00021-05 中图分类号：TM311 文献标识码：A 学科分类号：470·40

加箝位二极管的零电压开关 PWM 复合式全桥三电平变换器

陈 武，阮新波

（南京航空航天大学航空电源重点实验室，江苏省 南京市 210016）

ZVS PWM HYBRID FULL-BRIDGE THREE-LEVEL CONVERTER WITH CLAMPING DIODES

CHEN Wu，RUAN Xin-bo

（Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China）

ABSTRACT：Zero-voltage-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter (ZVS PWM H-FB TL converter) realizes ZVS for the switches with the use of the leakage inductance and the output capacitors of the switches, however the rectifier diodes still suffer from the reverse recovery which results in oscillation and voltage spike. In order to solve this problem, this paper proposes a novel ZVS PWM H-FB TL converter, which introduces two clamping diodes to the basic TL converter to eliminate the oscillation and clamp the rectified voltage to the reflected input voltage. The operation principle of the novel converter is analyzed and verified by a prototype converter. The experimental results are also included in this paper.

KEY WORDS: Power electronics; Clamping diode; Hybrid full-bridge three-level converter; Zero-voltage-switching

摘要：零电压开关 PWM 复合式全桥三电平变换器(ZVS PWM H-FB TL 变换器)利用变压器的漏感和开关管的结电容可以实现开关管的ZVS，但是输出整流管仍然存在反向恢复带来的尖峰电压。为了解决这个问题，该文提出一种新的 ZVS PWM H-FB TL 变换器，它在基本的ZVS PWM H-FB TL 变换器中增加两个二极管，能够有效地消除在3L模式和2L模式下输出整流管的尖峰电压，同时保留基本ZVS PWM H-FB TL 变换器的所有优点。该文分析这种新的变换器的工作原理，并在一个1200W的原理样机上进行验证，最后给出实验结果。

关键词：电力电子；箝位二极管；复合式全桥三电平变换器；零电压开关

基金项目：国家自然科学基金项目(50177013)；江苏省自然科学基金项目(BK2003419)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50177013).

1 引言

近年来，三电平(Three-Level，TL)变换器在高压场合的应用受到了广泛的关注，因为它的开关管电压应力仅为输入电压的一半[1]。文献[2]分析了 TL 变换器的推导思路，并提出了所有直流变换器的三电平拓扑。为了提高效率和减小变换器的重量与体积，近年来出现了很多软开关 TL 变换器电路拓扑。零电压开关（Zero-Voltage-Switching，ZVS）TL 变换器利用变压器的漏感和开关管的结电容来实现开关管的 ZVS[3-8]。零电压零电流开关（Zero-Voltage and Zero-Current-Switching, ZVZCS）TL 变换器中两只开关管实现 ZVS，另外两只开关管则实现 ZCS[9-10]。文献[11]系统地研究了 TL 变换器的软开关技术。这些变换器均只实现了开关管的软开关，而输出整流管依然存在反向恢复问题，要承受由反向恢复引起电压尖峰，很容易损坏。

ZVS PWM 复合式全桥（Hybrid Full- Bridge, H-FB）TL 变换器[12-13]有以下优点：①三电平桥臂开关管的电压应力为输入电压的一半；②可在宽负载范围内实现 ZVS；③输出整流波形中高频分量小，可以减小输出滤波电感。但同样存在输出整流管反向恢复引起整流管上产生电压尖峰问题。

文献[14]中提到的TL变换器箝位方法，只能消除在三电平工作模式的输出整流管尖峰电压，而不能消除两电平工作模式的输出整流管尖峰电压。本文提出一种新的ZVS PWM H-FB TL 变换器，它在基本的ZVS PWM H-FB TL变换器中增加两个二极管，电路结构非常简单，就可以消除在不同电平工

PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.com.cn

作模式下输出整流管的尖峰电压，同时保留基本 ZVS PWM H-FB TL变换器的所有优点。

2 工作原理

2.1 变换器主电路

本文提出的加箝位二极管的 ZVS PWM H-FB TL 变换器如图 1(a) 所示。其中 C_{d1} 和 C_{d2} 容量很大且相等，其电压均为输入电压 V_{in} 的一半，即 $V_{Cd1}=V_{Cd2}=V_{in}/2$，可看作电压为 $V_{in}/2$ 的电压源。四只开关管 Q_1-Q_4 及其体二极管 D_1-D_4 和寄生电容 C_1-C_4、续流二极管 D_7 和 D_8 、飞跨电容 C_{ss} 组成三电平桥臂；Q_5 和 Q_6 及其体二极管 D_5 和 D_6、寄生电容 C_5 和 C_6 组成两电平桥臂。L_r 为谐振电感，D_9 和 D_{10} 为箝位二极管，D_{R1} 和 D_{R2} 是输出整流管，L_f 是输出滤波电感，C_f 是输出滤波电容，R_{Ld} 是负载。Q_2 和 Q_3 为 180°互补导通，Q_5 和 Q_6 为 180°互补导通，且分别相对于 Q_3 和 Q_2 滞后一个相位，故定义 Q_2 和 Q_3 为超前管，Q_5 和 Q_6 为滞后管。Q_1 和 Q_4 分别同相位于 Q_2 和 Q_3 PWM 工作，故定义 Q_1 和 Q_4 为斩波管。

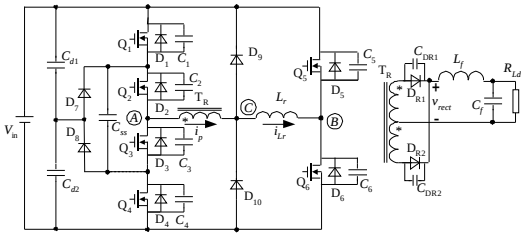
当输入电压较低时，Q_1 和 Q_4 PWM 工作，Q_2、Q_3 与 Q_6、Q_5 之间有一个较小的固定相位差，将 Q_2、Q_3 实现 ZVS 和 Q_5、Q_6 实现 ZVS 分离开来。此时输出整流后的电压为三电平波形，称之为三电平模式(3L 模式)。当输入电压较高时，Q_1 和 Q_4 的脉宽将减小到零，Q_2、Q_3 与 Q_6、Q_5 移相工作，此时输出整流后的电压为两电平波形，称之为两电平模式(2L 模式)。

本节详细分析该变换器在 3L 模式和 2L 模式下的工作原理。在分析之前，作如下假设：①所有开关管和二极管均为理想器件（整流二极管除外，它等效为一个理想二极管和一个电容并联）；②所有电感、电容和变压器均为理想元件；③飞跨电容 C_{ss} 足够大，稳态时其电压基本不变，为 $V_{in}/2$；④$L_f>>L_r/K^2$，K 为变压器原副边匝比；⑤$C_1=C_2=C_3=C_4=C_{3L}$，$C_5=C_6=C_{2L}$ 。

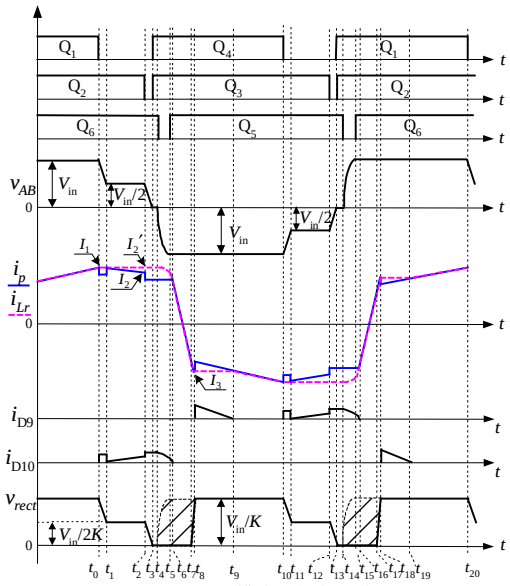
2.2 3L 模式

图 1(b) 给出了该变换器在 3L 模式下的主要波形。一个开关周期包括 20 个开关模态。由于开关模态比较多，工作原理与文献[12]相似，具体工作情况及原理可参考文献[12]。下面仅对增加的箝位二极管对副边整流二极管有箝位作用的开关模态作分析。

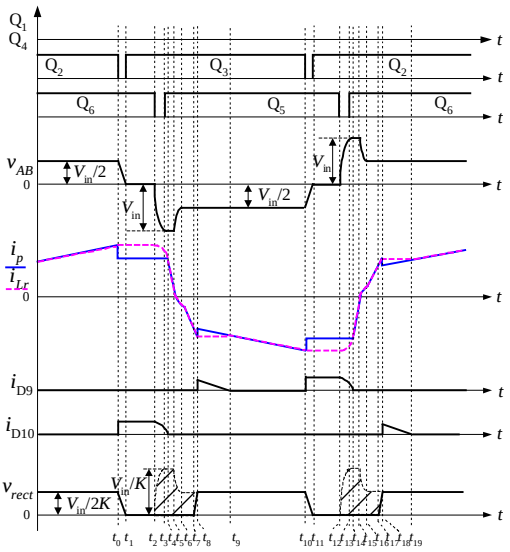
在 t_7 时刻，Q_3，Q_4 和 Q_5 导通，L_r 与 C_{DR1} 谐振工作，给 D_{R1} 的结电容 C_{DR1} 充电，i_p 和 i_{Lr} 继续增加。



(a) 主电路



(b) 3L 模式下的主要波形



(c) 2L 模式下的主要波形

图 1 加箝位二极管的 ZVS PWM H-FB TL 变换器

Fig. 1 ZVS PWM hybrid full-bridge three-level converter with clamping diodes

$$i_p(t)=i_{Lr}(t)=-\frac{I_{Lf}(t_7)}{K}-\frac{V_{in}}{Z_r}\sin w(t-t_7) \tag{1}$$

$$v_{CDR1}(t)=\frac{2V_{in}}{K}[1-\cos w(t-t_7)] \tag{2}$$

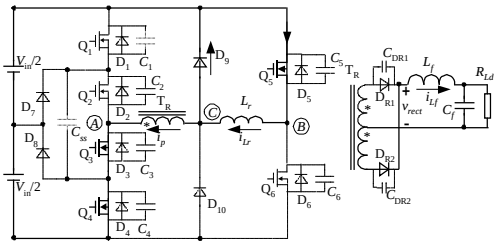
式中 $Z_r=\sqrt{L_r/C_D'}$；$w=1/\sqrt{L_rC_D'}$；C_D' 为 C_{DR1} 折

PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.com.cn

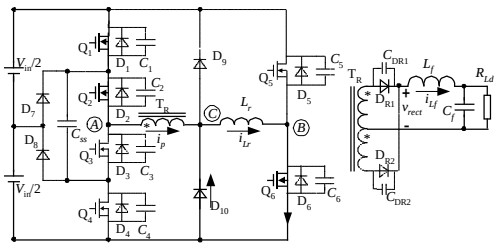
算到原边的等效电容；$I_{Lf}(t_7)$为 t_7 时刻滤波电感电流。

到 t_8 时刻，C_{DR1} 的电压上升到 $2V_{in}/K$，即副边电压 v_{rect} 上升到 V_{in}/K，反映到变压器原边 C 点电位达到 V_{in}，则箝位二极管 D_9 导通，将 v_{AC} 箝在$-V_{in}$，因此 v_{CDR1} 被箝位在 $2V_{in}/K$，输出整流管上由反向恢复引起的电压尖峰被消除。图 2(a)为此模态的等效电路。

在 t_{18} 时刻，Q_1，Q_2 和 Q_6 导通，其工作情况与在 t_8 时刻类似，输出整流管上由反向恢复引起的电压尖峰也被消除。图 2(b)为该模态的等效电路。



(a) [t_8，t_9]



(b) [t_{18}，t_{19}]

图 2　3L 模式下电压箝位开关模态等效电路

Fig. 2　Equivalent circuits of the voltage-clamping stages in 3L mode

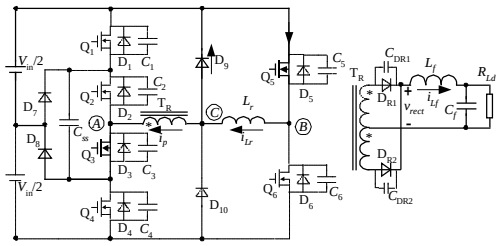
2.3　2L 模式

图 1(c) 给出了该变换器在 2L 模式下的主要波形。一个开关周期包括 20 个开关模态。下面也仅对增加的箝位二极管对副边整流二极管有箝位作用的开关模态作分析。

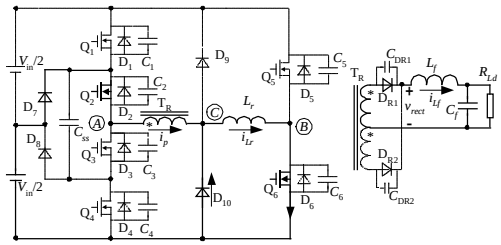
在 t_8 时刻，Q_3，Q_5 和 D_8 导通，由 C_{d1} 向副边提供能量，v_{rect} 上升到 $V_{in}/2K$，反映到变压器原边 C 点电位等于 V_{in}，则 D_9 导通，将 v_{AC} 箝在$-V_{in}/2$，因此 v_{CDR1} 被箝位在 V_{in}/K，输出整流管上由反向恢复引起的电压尖峰被消除。图 3(a)为此模态的等效电路。

在 t_{18} 时刻，D_7，Q_2 和 Q_6 导通，其工作情况与在 t_8 时刻类似，输出整流管上由反向恢复引起的电压尖峰也被消除。图 3(b)为该模态的等效电路。

从上面的分析可知，加箝位二极管的 ZVS PWM H-FB TL 变换器，无论是在 3L 模式还是在 2L 模式，都可以很好的消除输出整流管上电压振荡和电压尖峰。



(a) [t_8，t_9]



(b) [t_{18}，t_{19}]

图 3　2L 模式下电压箝位开关模态等效电路

Fig. 3　Equivalent circuits of the voltage-clamping stages in 2L mode

3 开关管实现 ZVS 与副边占空比丢失

3.1 斩波管和超前管 ZVS 的实现

斩波管要实现 ZVS，必须有足够的能量来抽走开关管 Q_4 的结电容 C_4 及截止整流管 D_{R2} 的结电容 C_{DR2} 上的电荷，并给刚关断的开关管 Q_1 的结电容 C_1 充电，即

$$E_{chop} > \frac{1}{2}C_1\left(\frac{V_{in}}{2}\right)^2 + \frac{1}{2}C_4\left(\frac{V_{in}}{2}\right)^2 + \frac{1}{2}C_D'\left[V_{in}^2 - \left(\frac{V_{in}}{2}\right)^2\right] = \frac{C_{3L}\cdot V_{in}^2}{4} + \frac{3}{8}C_D'\cdot V_{in}^2 \qquad (3)$$

式中 C_D' 为整流管结电容折算到原边的等效电容。

同样，超前管要实现 ZVS，必须有足够的能量来抽走即将开通的开关管 Q_3 的结电容 C_3 及截止整流管 D_{R2} 的结电容 C_{DR2} 上的电荷，并给刚关断的开关管 Q_2 的结电容 C_2 充电，即

$$E_{lead} > \frac{1}{2}C_2\left(\frac{V_{in}}{2}\right)^2 + \frac{1}{2}C_3\left(\frac{V_{in}}{2}\right)^2 + \frac{1}{2}C_D'\left(\frac{V_{in}}{2}\right)^2 = \frac{C_{3L}\cdot V_{in}^2}{4} + \frac{1}{8}C_D'\cdot V_{in}^2 \qquad (4)$$

E_{chop} 和 E_{lead} 由滤波电感提供，滤波电感很大，所以斩波管和超前管可以在很宽的负载范围内实现 ZVS。基本的 ZVS PWM H-FB TL 变换器是利用滤波电感和谐振电感两者的能量，但谐振电感的能量与滤波电感的能量相比很小，可以忽略，所以两种

PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.com.cn

变换器实现斩波管和超前管 ZVS 的负载范围基本相同。

3.2 滞后管 ZVS 的实现

滞后管要实现 ZVS，必须有足够的能量来抽走即将要开通的开关管 Q_5 的结电容 C_5，并给刚关断的开关管 Q_6 的结电容 C_6 充电，即

$$E_{\text{lag}} > \frac{1}{2}C_5 \cdot V_{\text{in}}^{\ 2} + \frac{1}{2}C_6 \cdot V_{\text{in}}^{\ 2} = C_{2L} \cdot V_{\text{in}}^{\ 2} \qquad (5)$$

E_{lag} 由谐振电感提供，这与基本的 ZVS PWM H-FB TL 变换器是一样的。由于谐振电感比折算到原边的滤波电感小得多，所以相对于斩波管和超前管而言，滞后管实现 ZVS 较困难。一般采取增大谐振电感的方法来扩大滞后管实现 ZVS 的范围。

3.3 副边占空比丢失

由于谐振电感的存在，变压器副边存在占空比丢失现象。由参考文献[15]，可得

$$D_{\text{loss}} = \frac{t_{57}}{T_s/2} = \frac{2L_r \cdot [I_{Lr}(t_5) - I_{Lr}(t_7)]}{V_{\text{in}} \cdot T_s} \approx \frac{4L_r \cdot I_o}{K \cdot V_{\text{in}} \cdot T_s} \qquad (6)$$

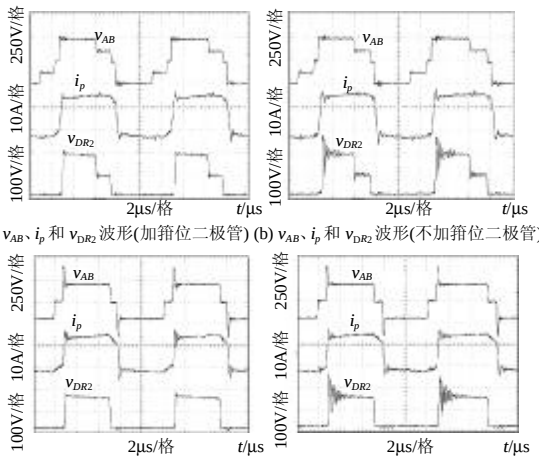
D_{loss} 为副边丢失的占空比，$I_{Lr}(t_5)$与 $I_{Lr}(t_7)$分别为 t_5 与 t_7 时刻谐振电感电流。

4 实验结果与讨论

为了验证本文提出的加箝位二极管的 ZVS PWM H-FB TL 变换器的工作原理，在实验室完成了一台 1.2kW 的原理样机，实验所用数据：输入直流电压 V_{in}=200~400V；输出直流电压 V_o= 60V；输出电流 I_o=20A；变压器原副边变比 14:5；变压器原边漏感 L_{lk}=0.8μH；谐振电感 L_r= 4.2μH；输出滤波电感 L_f=18μH；输出滤波电容 C_f=2×2200μF；开关管 (Q_1~Q_4)：IXTH30N25；开关管 (Q_5~Q_6)：IXKR40N60C；续流二极管(D_7、D_8)：DSEP30-03A；箝位二极管(D_9,D_{10})：DSEI30- 06A；输出整流二极管(D_{R1},D_{R2})：DSEP60- 04A；开关频率 f_s=100kHz。

图 4(a)和图 4(b)给出了变换器在 3L 模式下变压器原边电压 v_{AB}、原边电流 i_p 和整流二极管 D_{R2} 上电压 v_{DR2} 波形。图 4(c)和图 4(d)给出了在 2L 模式下的实验波形。从中可以看出，无论是 3L 模式还是 2L 模式，加了箝位二极管后，都可以很好的消除整流管的电压尖峰。

图 5 分别给出了在 3L 模式下斩波管 Q_1、超前管 Q_2 和滞后管 Q_5 的驱动信号 v_{GS}，漏、源极电压 v_{DS} 和漏极电流 i_D 波形。图 6 分别给出了在 2L 模式下超前管 Q_2 和滞后管 Q_5 的驱动信号 v_{GS}，漏、源极电压 v_{DS} 和漏极电流 i_D 波形。从中可以看出，它们均实现了 ZVS。

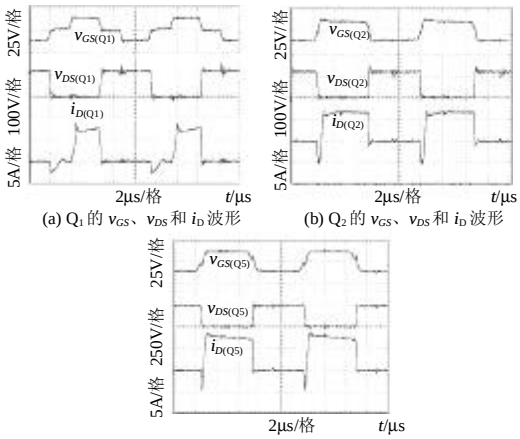


(a) v_{AB}、i_p 和 v_{DR2} 波形(加箝位二极管) (b) v_{AB}、i_p 和 v_{DR2} 波形(不加箝位二极管)

(c) v_{AB}、i_p 和 v_{DR2} 波形(加箝位二极管) (d) v_{AB}、i_p 和 v_{DR2} 波形(不加箝位二极管)

图 4 3L 模式与 2L 模式的实验波形

Fig. 4 Experimental waveforms of 3L mode and 2L mode

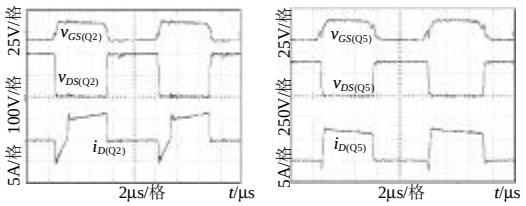


(a) Q_1 的 v_{GS}、v_{DS} 和 i_D 波形 (b) Q_2 的 v_{GS}、v_{DS} 和 i_D 波形

(c) Q_5 的 v_{GS}、v_{DS} 和 i_D 波形

图 5 V_{in}=250V, I_o=20A 实验波形

Fig. 5 Experimental waveforms when V_{in}=250V, I_o=20A



(a) Q_2 的 v_{GS}、v_{DS} 和 i_D 波形 (b) Q_5 的 v_{GS}、v_{DS} 和 i_D 波形

图 6 V_{in}=400V, I_o=20A 实验波形

Fig. 6 Experimental waveforms when V_{in}=400V, I_o=20A

图 7 给出了加箝位二极管前后两种变换器的变换效率。图 7(a)分别给出了在 V_{in}=250V 和 V_{in}=400V 时，不同负载电流下的变换效率。图 7(b)是在输出满载，在不同输入电压下的变换效率。从中可以看出，加箝位二极管后的变换效率明显高于不加箝位二极管的效率，这是因为输出整流管上没有电压振荡，不必采用 RC 有损吸收电路。实际上，加入箝位二极管后，整流管上的电压应力几乎只有不加箝

PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.com.cn

位二极管时的一半，这样整流管可以采用电压定额更低的二极管，从而可进一步提高变换效率。

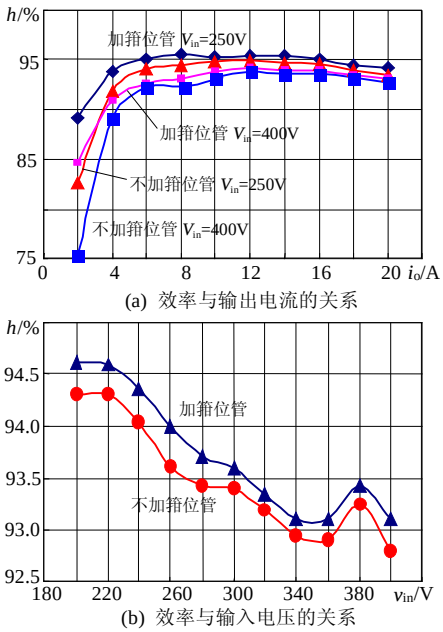


图 7　变换效率

Fig. 7　Conversion efficiency

5 结论

本文提出了一种加箝位二极管的 ZVS PWM H-FB TL 变换器，它保留基本 ZVS PWM H-FB TL 变换器的所有优点，只在基本的 ZVS PWM H-FB TL 变换器中加入两个二极管，就可以消除在 3L 模式和 2L 模式下的输出整流管尖峰电压，这样不必加有损吸收电路，降低了整流管的电压应力，因而可选择低压的整流管，提高变换效率。

参考文献

[1] Pinheiro R J，Barbi I. The three-level zvs pwm converter – A new concept in high-voltage dc-to-dc conversion[C]. in Proc. IEEE IECON，San Diego，California，America，1992. 173-178.

[2] 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 CSEE，2003，23(5)：19-23.

[3] Pinheiro R J，Barbi I. Wide load range three-level zvs-pwm dc-to-dc converter[C]. in Proc. IEEE PESC，Seattle，Washington，America，1993. 171-177.

[4] Barbosa P M，Canales F，Burdio J M *et al*. Three-level isolated power factor correction with zero voltage switching[C]. in Proc. IEEE PESC，Galway，Lreland，2000. 347-352.

[5] Canales F，Barbosa P M，Burdio J M *et al*. Zero-voltage switching three-level DC/DC converter[C]. in Proc. IEEE INTELEC，International Telecommunications Energy Conf.，Phoenix，Arizona，USA，2000. 512-517.

[6] Canales F，Barbosa P M，Burdío J M *et al*. A zero-voltage-switching three-level dc/dc converter[C]. in Proc. CPES，Virginia，America，2000. 366-371

[7] Ruan Xinbo，Li Bin，Li Jinzhong *et al*. Zero-voltage switching PWM three-level converter with current-doubler-rectifier[C]. in Proc. IEEE APEC，Dallas，Texax，America，2002. 981-987

[8] Ruan Xinbo，Xu Dayu，Zhou Linquan *et al*. Zero-voltage –switching PWM three-level converter with two clamping diodes[J]. in Proc. IEEE Trans. Power Eletronocs，2002，49(4)：790-799.

[9] Canales F，Barbosa P M，Lee F C. A zero-voltage and zero-current-switching three level dc/dc converter[C]. in Proc. IEEE APEC，New Orleans，Louisiana，America，2000. 314-320

[10] 吴胜华，吴保芳，权建洲，等. 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 three-level converter using auxiliary network in transformer secondary side [J]. Proceedings of the CSEE，2004，24(9)：177-181.

[11] Ruan Xinbo，Zhou Linquan，Yan Yangguang. Soft-switching pwm three-level converters[J]. IEEE Trans. Power Electronics，2001，16(5)：612-622.

[12] 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 CSEE，2004，24(5)：24-29.

[13] 阮新波，李斌. 零电压零电流开关复合式PWM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-corrent-switching pwm hybrid full-bridge three-level converter[J]. Proceedings of the CSEE，2003，23(4)：9-14.

[14] 马运东，阮新波，周林泉，等. 全桥三电平直流变换器的最佳开关方式[J]. 中国电机工程学报，2003，23(12)：111-116.
Ma Yundong，Ruan Xinbo，Zhou Linquan *et al*. The best modulation strategy of the full-bridge three-level converter[J]. Proceedings of the CSEE，2003，23(12)：111-116.

[15] Ruan Xinbo，Xu Dayu，Yan Yangguang. Zero-vlotage-switching pwm three-level converter with two clamp diodes[C]. in Proc. IEEE PESC，Vancouver，Canada，2001. 445-450.

收稿日期：2005-04-08。

作者简介：

陈　武（1981-），男，硕士研究生，研究方向为高频软开关直–直变换器；

阮新波（1970-），男，博士，教授，博士生导师，研究方向为高频软开关直–直变换器、高频软开关逆变器、变换器的建模分析和电力电子集成电系统。

PDF 文件使用 "pdfFactory Pro" 试用版本创建 www.fineprint.com.cn