第 25 卷 第 22 期 中 国 电 机 工 程 学 报 Vol.25 No.22 Nov. 2005
2005 年 11 月 Proceedings of the CSEE ©2005 Chin.Soc.for Elec.Eng.

文章编号：0258-8013 (2005) 22-0045-06 中图分类号：TM46 文献标识码：A 学科分类号：470·40

一种新颖的零电压开关 PWM 组合式三电平变换器

刘福鑫，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）

A NOVEL ZERO-VOLTAGE-SWITCHING PWM COMBINED THREE-LEVEL CONVERTER

LIU Fu-xin，RUAN Xin-bo

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

ABSTRACT: A novel zero-voltage-switching (ZVS) PWM combined three-level (TL) converter is proposed. It is essentially a hybrid combination of a half-bridge TL section and a phase-shifted full-bridge section. The main advantages of the proposed converter are as follows: the voltage stress of all switches is ensured to be only the half of the input voltage; the secondary rectified voltage has low high-frequency content which can reduce the output filter significantly; the voltage stress of the rectifier diodes is reduced; the input current of the converter has quite little ripple, and as a result, the input filter can also be minimized. A prototype converter has been tested for the verification of the principles and advantages.

KEY WORDS: Power eletroncis; Three-level; combined converter; Phase-shifted control; Zero-voltage-switching.

摘要：该文提出一种新颖的零电压开关组合式直流三电平变换器，它实质上是由半桥三电平变换器和全桥变换器组合而成。该变换器所有开关管的电压应力均为输入电压的一半，特别适用于高压输入场合；其输出整流电压交流分量很小，可以大大减小输出滤波器的体积，提高变换器的动态性能；其输入电流脉动很小，可以减小输入滤波器；此外，该变换器可以在三电平和两电平两种模式下工作，输入整流二极管电压应力小，适合于宽范围输入电压场合。该文介绍了该变换器的工作原理及其特性，并给出实验结果。

关键词：电力电子；三电平；组合式变换器；移相控制；零电压开关

1 引言

为了减小电能变换装置对电网的污染，功率因数校正（Power Factor Correction，PFC）技术得到广泛研究和应用。三相 PFC 变换器的输出电压一般为 760~800V（DC），有的甚至高达 1000V，这就要求提高后级直流变换器开关管的电压定额。高压 MOSFET 除了成本高之外，$R_{ds(on)}$也比较大，开关管通态损耗较大，不利于提高变换器效率，因此对于 PFC 的后级直流变换器来说，不宜采用以 MOSFET 作为主开关管的全桥拓扑。

为了解决该问题，Pinheiro 提出了三电平直流变换器[1-2]（Three-Level，TL），其最大优点是开关管电压应力为输入直流电压的一半，因此非常适用于高输入电压、中大功率应用场合[3-9]。

文献[10-12]介绍了一种组合式直流变换器，该变换器具有两个变压器，将两个变压器的电压叠加、整流到副边后就得到一个近似为直流的电压波形，因此滤波器的体积可以大大减小，但由于该变换器由两个全桥变换器组合而成，所有开关管的电压应力均为输入电压，因此不适用于高压输入的场合。

文献[13-15]提出了一种复合式全桥三电平变换器，该拓扑在副边得到一个三电平的波形，其交流分量小，从而降低了输出滤波器的体积。同时，该变换器三电平桥臂的开关管电压应力为输入电压的一半，可以选用低压的 MOSFET，但其两电平桥臂上的开关管依旧承担全部输入电压。

根据文献[1-2，10-15]的思路，本文提出一种组合式三电平（Combined Three-level，C-TL 变换器）直流变换器，它实质上由两部分组成：半桥 TL 变换器和全桥变换器。同文献[13-15]的中变换器相比，该变换器增加一个变压器，其所有开关管的电压应力均为输入电压的一半，可以选择低压、低 $R_{ds(on)}$的 MOSFET 作为主功率管，因此非常适用于高压输入场合；利用漏感或外加谐振电感的能量，可以在宽负

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

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

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

载范围内实现开关管的零电压开关（Zero-voltage-switching，ZVS）；其副边整流电压非常接近于输出电压，所含高频交流分量小，因此可以减小输出滤波器；同时它的输入电流脉动小，由此可以减小输入滤波器；此外，该变换器既可以工作在三电平模式，也可以工作在两电平模式，因而也特别适用于宽范围输入电压的场合。本文将介绍该变换器的工作原理、控制方案和特性，并给出实验结果。

2 工作原理

图 1 给出了该 C-TL 变换器的主电路图。它由两种拓扑组合而成：其一为半桥 TL 变换器，由开关管 Q_1-Q_4（包括其寄生二极管 D_1-D_4 和结电容 C_1-C_4）、续流二极管 D_7 和 D_8、分压电容 C_{d1} 和 C_{d2}、飞跨电容 C_{SS} 以及变压器 T_1 组成。Q_1、Q_4 与 Q_2、Q_3 采用移相控制，Q_1、Q_4 为超前管，Q_2、Q_3 为滞后管。另一部分为全桥变换器，由开关管 Q_2、Q_3、Q_5、Q_6、飞跨电容 C_{SS} 以及变压器 T_2 组成。这 4 只开关管也采用移相控制，其中 Q_5、Q_6 为超前管，Q_2、Q_3 为滞后管。两个变压器的副边串联在一起，D_{R1}-D_{R4} 为输出整流二极管。

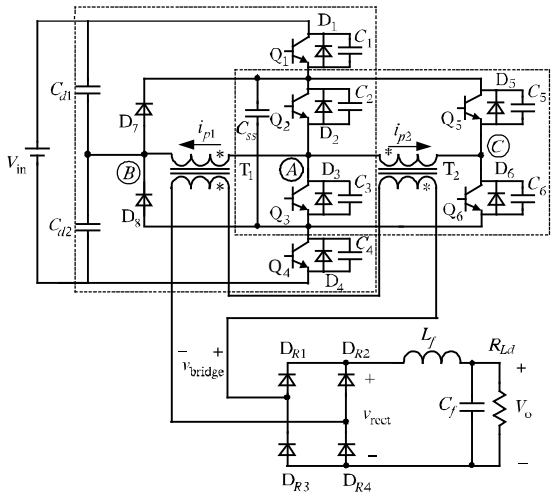


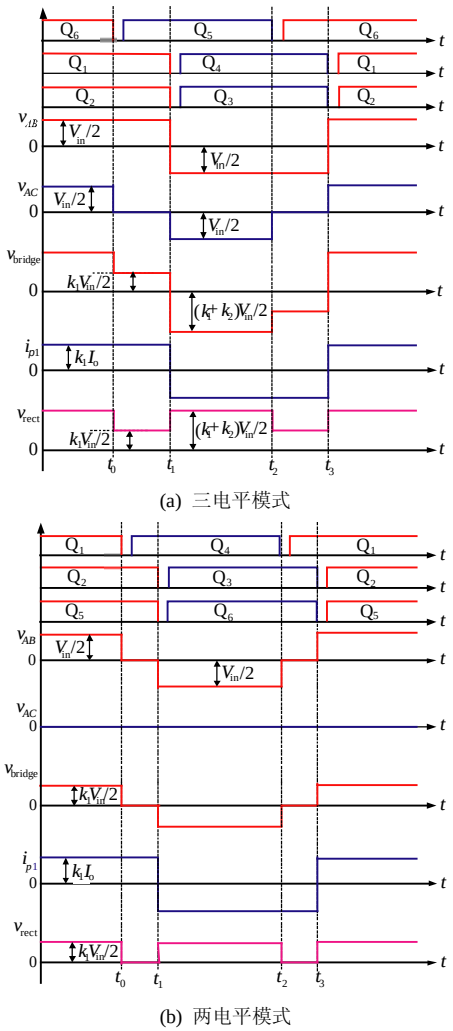
图 1 ZVS 组合式三电平直流变换器

Fig.1 ZVS combined three-level converter

假设 C_{d1} 和 C_{d2} 容量很大，而且相等，其电压为输入电压的一半，同时飞跨电容 C_{SS} 足够大，在稳态工作时，其电压也为 $V_{in}/2$。图 2 给出了该变换器在三电平模式和两电平模式下的理想波形图。

当输入电压较低时，Q_1、Q_4 与 Q_2、Q_3 的移相角为零，半桥三电平变换器部分满占空比工作，其变压器 T_1 的原边电压 v_{AB} 为一正负交变的方波。Q_2、Q_3 与 Q_5、Q_6 移相工作，通过调节它们之间的移相角来调节输出电压，此时变压器 T_2 的原边电压 v_{AC} 为一脉宽调制的波形，如图 2(a)所示。从图中可看出，整流后电压存在两个电平：1 电平（$(k_1+k_2)V_{in}/2$）和中间电平（$k_1V_{in}/2$），如果考虑到占空比丢失，该波形还会存在一个短暂的 0 电平，此时称该变换器工作在三电平模式。

随着输入电压的上升，全桥变换器部分的移相角逐渐变大，脉宽随之变窄。当输入电压上升到某一值时，该移相角达到最大值π，全桥部分的脉宽为零，不提供输出电压。此时半桥 TL 变换器部分开始进行移相控制，通过调节 Q_1、Q_4 与 Q_2、Q_3 之间的移相角来调节输出电压。在这种工作模式下，副边电压为一两电平的电压波形（中间电平和 0 电平），如图 2(b)所示，此时称变换器工作在两电平模式。



(a) 三电平模式

(b) 两电平模式

图 2 主要波形图

Fig.2 Key waveforms of combined TL converter

关于变压器 T_1 和 T_2 匝比的选择，一方面取决于变换器输入与输出的电压范围，一方面希望获得一个最小的滤波电感值。当输入电压最低时，为了保证变换器输出所要求的电压，两个变压器的匝比

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

必须满足下面的等式：

$$(k_1+k_2)\cdot\frac{V_{\text{in min}}}{2}=V_{\text{o}} \tag{1}$$

其中，k_1 与 k_2 分别为变压器 T_1 和 T_2 副边对原边的匝比。在实际电路中，变压器的寄生漏感会在副边造成占空比丢失，在输入电压最低、负载最重时，这一现象尤为明显，因此考虑到漏感的作用，实际变压器的匝比会比理论值稍大。

3　变换器特性

（1）开关管的电压应力与电流应力

在该变换器中，所有开关管的电压应力均为输入电压的一半，因此非常适用于高压输入的场合。

开关管的电流应力是不对称的，Q_1–Q_4 的电流应力为 $(k_1+k_2)\cdot I_{\text{o}}$，而 Q_5，Q_6 则为 $k_2\cdot I_{\text{o}}$，其中 I_{o} 为输出满载电流。

（2）实现 ZVS 的条件

①三电平模式

在 Q_1–Q_6 的开关转换过程中，由于副边电压不存在零状态，因此输出滤波电感始终可以折算到变压器原边并与漏感串联，用来完成开关管能量交换的能量来源于输出滤波电感和两个变压器的漏感。输出滤波电感一般较大，其能量足以保证在负载较轻时也能实现这些开关管的 ZVS，也就是说在三电平模式下，Q_1–Q_6 均可以在很宽的负载范围内实现 ZVS。

②两电平模式

在两电平模式下，Q_1 与 Q_4 实现 ZVS 的条件同三电平时类似。Q_2、Q_3 在开关过程中，原边处于换流状态，此时变压器副边与原边脱离，用来实现 ZVS 的能量由两个变压器漏感共同提供，漏感的能量必须满足下面的等式：

$$\frac{1}{2}L_{s1}(I_{\text{o}}\cdot k_1)^2+\frac{1}{2}L_{s2}(I_{\text{o}}\cdot k_2)^2\geq \frac{1}{2}C_2\left(\frac{V_{\text{in}}}{2}\right)^2+\frac{1}{2}C_3\left(\frac{V_{\text{in}}}{2}\right)^2 \tag{2}$$

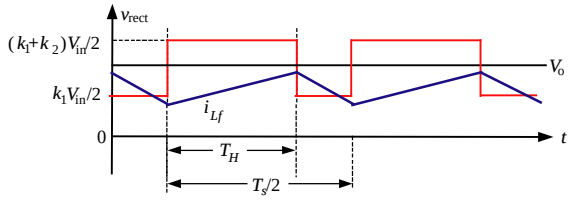
其中，L_{s1} 和 L_{s2} 分别为变压器 T_1 和 T_2 原边的漏感。由于漏感比输出滤波电感要小的多，因此 Q_2、Q_3 实现 ZVS 的范围比较窄，在轻载时甚至会失去 ZVS 的条件。至于 Q_5 和 Q_6，其开关过程同样出现在换流状态，与 Q_2、Q_3 不同的是的用来实现 ZVS 的能量单独由变压器 T_2 的漏感提供，同 Q_1–Q_4 相比，Q_5、Q_6 实现 ZVS 要相对困难。

（3）输入输出关系

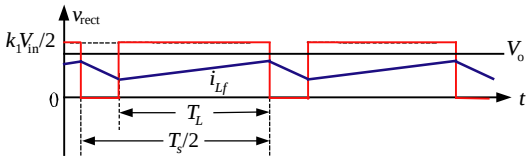
图 3 给出了 C-TL 变换器分别在三电平和两电平模式下的副边电压波形，从图中可以计算出变换器的输入输出关系为

$$\frac{V_{\text{o}}}{V_{\text{in}}}=\begin{cases}\dfrac{1}{2}\cdot k_2\cdot D_H+\dfrac{1}{2}\cdot k_1 & \text{(三电平模式)}\\[2ex] \dfrac{1}{2}\cdot k_1\cdot D_L & \text{(两电平模式)}\end{cases} \tag{3}$$

式中　$D_H=T_H/\frac{1}{2}T_s$，$D_L=T_L/\frac{1}{2}T_s$，T_s 为开关周期。



(a) 三电平模式



(b) 两电平模式

图 3　输出整流电压波形

Fig.3　The rectified voltage waveforms of combined TL converter

（4）输出滤波电感

在三电平模式下，当副边电压 v_{rect} 为 1 电平时，输出滤波电感电流上升，如图 3(a)所示，输出滤波电感电流的脉动值为

$$\Delta i_{Lf}=\frac{(k_1+k_2)\cdot V_{\text{in}}/2-V_{\text{o}}}{L_f}\cdot D_H\cdot\frac{T_s}{2} \tag{4}$$

在两电平模式下，输出滤波电感电流脉动值为(如图 3(b)所示)

$$\Delta i_{Lf}=\frac{k_1\cdot V_{\text{in}}/2-V_{\text{o}}}{L_f}\cdot D_L\cdot\frac{T_s}{2} \tag{5}$$

由式(4)、(5)可以得到 C-TL 变换器的输出滤波电感为

$$L_f=\begin{cases}\dfrac{\left((k_1+k_2)\cdot\dfrac{V_{\text{in}}}{2}-V_{\text{o}}\right)\cdot D_H\cdot T_s}{2\cdot\Delta i_{Lf}} & \text{(三电平模式)}\\[2ex] \dfrac{\left(k_1\cdot\dfrac{V_{\text{in}}}{2}-V_{\text{o}}\right)\cdot D_L\cdot T_s}{2\cdot\Delta i_{Lf}} & \text{(两电平模式)}\end{cases} \tag{6}$$

由(1)式可知 k_1 和 k_2 的关系为

$$k_2=\frac{2V_{\text{o}}}{V_{\text{in min}}}-k_1 \tag{7}$$

把式(7)代入式(6)，就可以得到输出滤波电感 L_f 与输入电压 V_{in}，变压器 T_1 匝比 k_1 之间的函数关系。图 4 给出了 k_1 为一定值时 L_f 与 V_{in} 之间的关系

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

曲线。其中输入直流电压为 V_{in}=200~400V，输出直流电压 V_o=48V，输出电流 I_o=20A，开关频率 f_s=100kHz，电感电流脉动 Δi_{Lf} =4A，k_1=0.28。从图 4 中可以看出，C-TL 变换器的输出滤波电感值为 8μH，大大低于传统全桥变换器的 30μH。此外，通过选择合适的匝比 k_1 使变换器既可以工作在三电平模式，也可以工作在两电平模式，同时保证在两种模式下的输出滤波电感值相等，这样我们就得到一个最小的输出滤波电感。

（5）输出整流管电压应力

如果副边采用全桥整流方式，则 C-TL 变换器输出整流管的电压应力为

$$V_{DR}=\begin{cases}(k_1+k_2)\cdot V_{in}/2 & \text{(三电平模式)}\\ k_1\cdot V_{in}/2 & \text{(两电平模式)}\end{cases} \quad (8)$$

图 5 给出了输出整流管的电压应力与输入电压的关系曲线，从图中可以看出，C-TL 变换器输出整流管的电压应力明显低于全桥变换器，因此可以选择低压的整流管，这样可以降低整流管的导通压降，有利于提高变换器的效率。

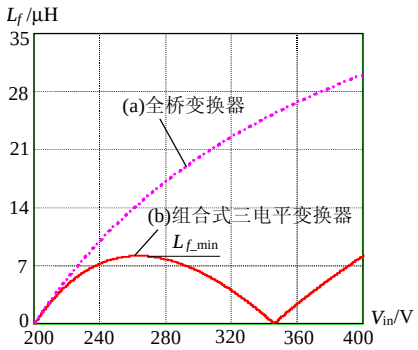


图 4 输出滤波电感

Fig.4 The curves of the filter inductance

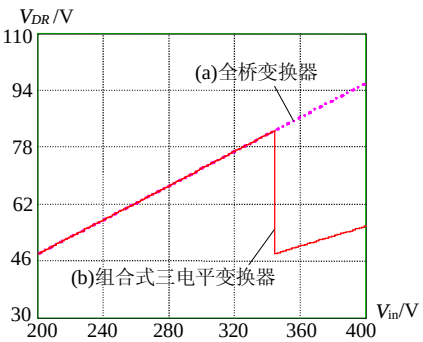


图 5 输出整流管电压应力

Fig.5 The curves of the voltage stress of the rectified diodes

（6）变压器伏安定额

表 1 分别给出了组合式三电平变换器中变压器 T_1 和 T_2 的电压、电流、伏安定额以及与全桥变换器中变压器的比例关系。从表中可以看到，在输入电压变化的场合，C-TL 变换器中变压器的总伏安定额要高于全桥变换器，它们的比率取决于变压器的匝比。

表 1 变压器定额

Tab.1 The transformer ratings

变量	T_1	T_2	(T_1+T_2) 伏安定额	全桥变换器	C-TL 与 *FB* 之间比率
电压定额	V_o	$\frac{k_2V_o}{k_1+k_2}$		V_o	
电流定额	I_o	I_o	$V_oI_o\frac{k_1+2k_2}{k_1+k_2}$	I_o	$\frac{k_1+2k_2}{k_1+k_2}$
伏安定额	$V_o\cdot I_o$	$\frac{k_2V_o\cdot I_o}{k_1+k_2}$		$V_o\cdot I_o$	

（7）输入滤波器

在三电平模式下，变压器原边电流为一个接近π的交流方波，它整流后就是变换器的输入电流，该电流除了很短时间的换流外，基本上是一个恒流源，这样输入滤波器可以很小。

4 实验结果

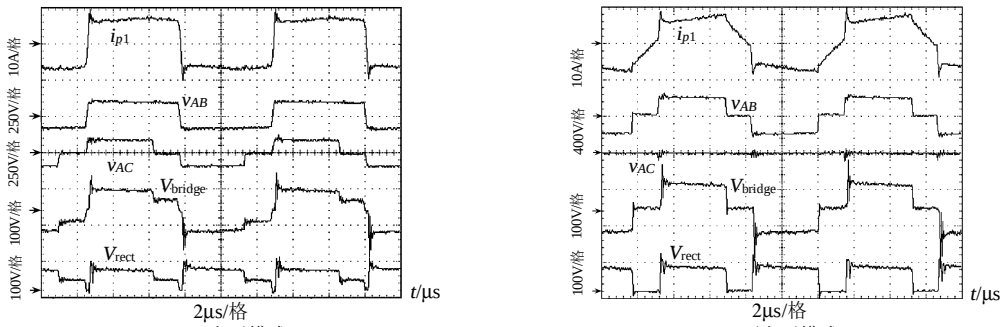
为了验证 C-TL 变换器的工作原理，在实验室完成了一台 960W 的原理样机，实验所用的数据为：输入直流电压 V_{in}=200~400V；输出直流电压 V_o=48V；输出电流 I_o=20A；变压器 T_1 匝比 k_1=0.28；变压器 T_2 匝比 k_2=0.2；输出滤波电感 L_f=8μH；开关频率 f_s=100kHz。

图 6 给出了满载时的实验波形。图 6(a)是三电平模式下（V_{in}=200V）变压器 T_1 的原边电流 i_{p1}、变压器 T_1 与 T_2 的原边电压 v_{AB}，v_{AC}、副边电压 v_{bridge} 和输出整流电压 v_{rect} 波形。可以看到 v_{rect} 是一个三电平电压波形，这样可以减小输出滤波电感。图 6(b)是两电平模式（V_{in}=400V）下的波形，此时全桥部分的脉宽降至零，v_{rect} 是一个两电平波形，从而使输出整流管电压应力大大减小。

图 7 给出了 V_{in}=200V，满载时 Q_1、Q_2 和 Q_5 的驱动电压 v_{GS}、漏源电压 v_{DS} 与漏极电流 i_D 波形。图 7 表明所有的开关管都实现了 ZVS，它们的电压应力均为输入电压的一半。图 8 给出了 V_{in}=400V，满载时的波形，此时变换器工作在两电平模式，Q_1 依然实现了 ZVS，而 Q_2 和 Q_5 并没有完全实现 ZVS。

图 9(a)是 V_{in} 分别为 200V 和 400V 时，不同输出电流时变换器的整机变换效率。图 9(b)为输出满载 20A/48V 时，效率随输入电压变化的曲线。在三电平模式下，变换器的效率随着输入电压的上升略有增加，而在两电平模式下则有所下降。

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



(a) 三电平模式　　(b) 两电平模式

图 6　满载实验波形

Fig.6　Experimental waveforms at full load

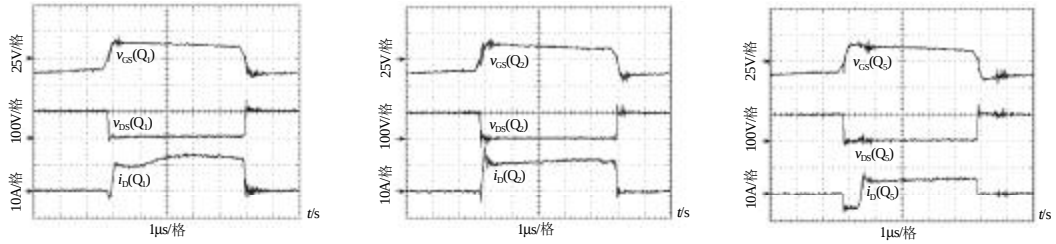


图 7　V_{in}=200V，满载时各开关管的驱动电压、漏源电压、漏极电流波形

Fig.7　The waveforms of v_{GS}, v_{DS}, i_D at full load and V_{in}=200V

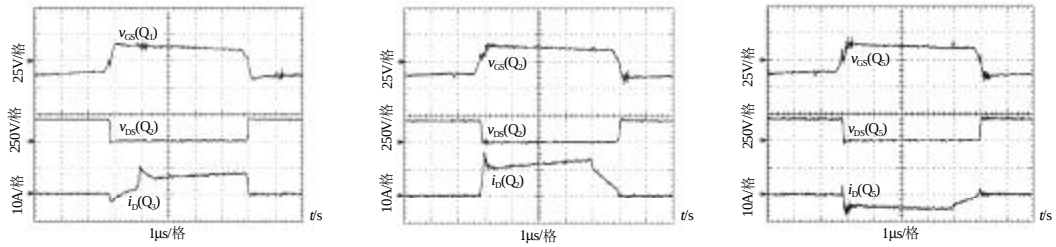
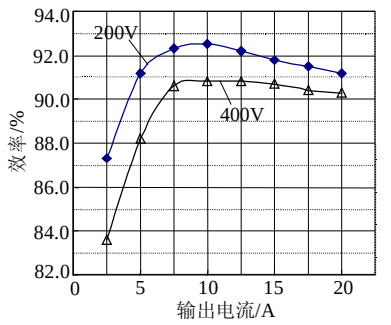
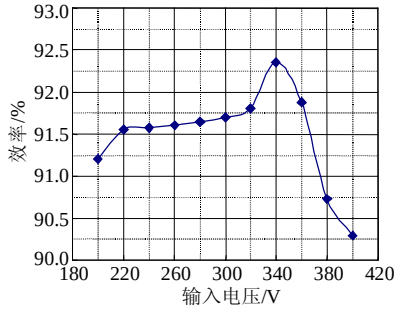


图 8　V_{in}=400V，满载时各开关管的驱动电压、漏源电压、漏极电流波形

Fig.8　The waveforms of v_{GS}, v_{DS}, i_D at full load and V_{in}=400V



(a) 额定输入，不同输出直流



(b) 输出满载，不同的输入直流电压

图 9　整机变换效率

Fig.9　Conversion efficiency

5　结论

本文提出一种新颖的 ZVS PWMC-TL 变换器，它有如下优点：(1)所有开关管的电压应力均为输入电压的一半；(2)利用输出滤波电感或变压器漏感的能量可以实现所有开关管的 ZVS；(3)输出整流电压波形中高频分量小，通过选择合适的匝比能够做到使输出滤波电感最小；(4)变换器在三电平和两电平模式下切换工作，输出整流二极管的电压应力小；(5)输入电流近似为一直流电流，可大大减小输入滤波器。

除此之外，它还具有快速的动态性能、高功率密度和高效率。它特别适用于中大功率、高输入电压和宽范围输入电压的场合。

参考文献

[1] Pinherio J R，Barbi I. The three-level zvs pwm converter-a new concept in high-voltage dc-to-dc conversion[C]. In Proc. IEEE IECON. SanDiego，CA. 1992：173-178.

[2] Pinherio J R，Barbi I. Wide load range three-level ZVS-PWM de-to-dc

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

converter[C]. In Proc. IEEE PESC. Seattle, Washington, USA. 1993. 171-177.

[3] 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. Three-level converters-a new approach in high voltage DC-to-DC conversion[J]. Proceedings of the CSEE，2003，23(5)：19-23.

[4] Ruan X，Zhou L，Yan Y. Soft-switching PWM three-level converters [J]. IEEE Trans. On Power Electron，2001，16(5)：612-622.

[5] Ruan X，Xu D，Zhou L *et al*. Zero-voltage-switching PWM three-level converter with two claming diodes[J]. IEEE Trans. Ind Electron.，2002，49(4)：790-799.

[6] 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，2002，22(9)：79-83.
Li Bin，Ruan Xinbo，Li Jinzhong. Current-doubler-rectifier ZVS PWM three-level converters[J]. Proceedings of the CSEE，2002，22(9)：79-83.

[7] 金科，阮新波，刘福鑫. 改进型零电压开关 PWM 三电平直流变换器[J]. 中国电机工程学报，2005，25(4)：30-35.
Jin Ke，Ruan Xinbo，Liu Fuxin. An improved ZCS PWM three level converter[J]. Proceedings of the CSEE，2005，25(4)：30-35.

[8] 顾亦磊，吕征宇，钱照明. 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 Zhaoming. A novel three level soft switching resonant DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE，2004，24(8)：24-28.

[9] 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 CSEE，2004，24(9)：177-181.

[10] Ayyanar R，Mohan N. Novel soft-switching dc-dc converter with full zvs-range and reduced filter requirement-part Ⅰ：regulated-output applications[J]. IEEE Trans. on Power Electron，2001，16(2)：184-192.

[11] Ayyanar R，Mohan N. Novel soft-switching dc-dc converter with full zvs-range and reduced filter requirement-part Ⅱ：constant-Input, variable-output applications[J]. IEEE Trans. on Power Electron，2001，16(2)：193-200.

[12] Ayyanar R，Mohan N. An improved full-ZVS-range hybrid DC-DC converter with low filter requirement capable of adding and subtracting the controlled and uncontrolled sections[C]. in Proc. IEEE PESC. Galway，Ireland. 2000：179-184.

[13] Ruan X，Li B. Zero-voltage and zero-current- switching pwm hybrid full-bridge three-level converter[J]. IEEE Trans. Ind. Electron.，2005：52(1)：213-220.

[14] 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.

[15] Ruan X，Chen Z，Chen W. Zero-voltage-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter[J]. IEEE Trars. Power Electron.，2005：20(2)：395-404.

收稿日期：2005-05-21。

作者简介：

刘福鑫（1979-），男，博士研究生，研究方向为大功率高频软开关直-直变换器；

阮新波（1970-），男，博士，教授，博士生导师，研究方和电力电子集成系统。

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