第 25 卷 第 16 期 中 国 电 机 工 程 学 报 Vol.25 No.16 Aug. 2005
2005 年 8 月 Proceedings of the CSEE ©2005 Chin.Soc.for Elec.Eng.

文章编号：0258-8013 (2005) 16-0017-06 中图分类号：TM46 文献标识码：A 学科分类号：470·40

零电压开关 PWM 全桥三电平变换器

张之梁，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）

ZERO-VOLTAGE-SWITCHING PWM FULL-BRIDGE THREE-LEVEL CONVERTER

ZHANG Zhi-liang, RUAN Xin-bo

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

ABSTRACT：This paper proposes a novel chopping plus phase-shift (CPS) control and introduces the flying capacitor and clamping diodes for the full-bridge (FB) three-level (TL) converter. The proposed CPS control allows the FB TL converter to achieve zero-voltage-switching (ZVS) for the main switches while operating under three-level mode and two-level mode without penalizing the efficiency, which makes the converter adaptive to wide input voltage range. Furthermore, the voltage stress of the main switches is only half of the input voltage, which makes it very suitable in high input voltage applications. Compared with traditional FB converter, the output filter inductance of FB TL converter is significantly reduced due to lower high-frequency content of the secondary rectified voltage. Additionally the input current of the converter has quite little ripple, the input filter can be reduced. The operation principle of the FB TL converter is analyzed and verified on a 3kW, 100kHz prototype.

KEY WORDS: Power electronsics; Three-level converter; Full-bridge converter; Zero-voltage-switching

摘要：该文针对全桥三电平变换器提出了一种新的控制——斩波加移相控制，引入了飞跨电容和钳位二极管，使全桥三电平变换器可以工作在三电平模式和两电平模式，同时实现所有开关管的零电压开关，从而使变换器适应宽范围输入电压的要求，并保持较高的变换效率。由于开关管的电压应力只有输入电压的一半，使该变换器非常适合高压输入的场合。此外，全桥三电平变换器输出滤波电感比传统全桥变换器大大减小，副边整流二极管的电压应力得到了降低。由于变换器的输入电流纹波很小，输入滤波器也得到了减小。该文详细分析全桥三电平变换器在该控制策略下的工作原理，讨论参数设计，并且给出实验结果。

关键词：电力电子；三电平变换器；全桥变换器；零电压开关

基金项目：国家自然科学基金项目（50177013）。
Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50177013).

1 引言

为了满足电网谐波要求标准 IEC61000-3-2，功率因数校正技术得到了广泛的应用。三相功率因数校正变换器的输出电压一般为 760－800V，有时可达 1000V，这给后级直流变换器的开关器件选取带来了困难。全桥(Full-bridge, FB)变换器由于其特有的优点在大功率应用场合得到了广泛的应用[1]。但其开关管的电压应力为输入电压，不能适应高电压输入的应用场合。为了降低开关器件的电压应力，Pinheiro 提出了零电压开关脉宽调制三电平(Zero-voltage-switching Pulse-width-modulation Three-level，ZVS PWM TL)变换器，使开关管的电压应力降为输入电压的一半[2]。准确而言，该变换器应称半桥三电平(Half-bridge Three-level, HB TL)变换器。文献[3]将半桥三电平变换器在直流变换器拓扑上加以推广，得到了一簇三电平直流变换器，其中包括全桥三电平(Full-bridge Three Level, FB TL)变换器[4-7]。FB TL 变换器结合了 FB 变换器和 TL 变换器各自的优点，因此非常适合高压输入的大功率应用场合。

三电平变换器的软开关技术(ZVS、ZVZCS)在文献[8]得到系统阐述，揭示了控制策略与电路拓扑之间的关系。事实上，这些软开关技术都是基于 HB TL 变换器的分析[9-10]，因此需要推广到 FB TL 变换器中。文献[11]提出了一种零电压零电流开关复合式全桥三电平(Zero-voltage and zero-current-switching PWM Hybrid Full-bridge Three-level, ZVZCS PWM H-FB TL)变换器。文献[12]提出了一种零电压开关复合式全桥三电平(ZVS PWM Hybrid Full-bridge Three-level, ZVS PWM H-FB TL)变换

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

器。该变换器有两种工作模式：三电平模式和两电平模式，可以适应宽范围输入电压的要求。该变换器包括三电平桥臂和两电平桥臂。其中，三电平桥臂的开关管的电压应力为输入电压的一半，而两电平桥臂的开关管电压应力为输入电压，因而无法适合高压输入的应用场合。如果将两电平桥臂的两只开关管分别用两只串联的开关管代替，就在电路拓扑上构成了 FB TL 变换器，从而可以适应高压输入的应用场合。因此可以考虑将文献[12]中的控制思想引入到 FB TL 变换器。文献[13]针对 FB TL 变换器的提出最优控制策略，但该控制策略不能实现变换器的软启动，并且电路在输出短路时无法正常工作，因而缺乏实用性。观察文献[12]的控制策略，实际是文献[13]中 FB TL 变换器最佳开关方式的扩展。如果将该控制策略应用 FB TL 变换器，必须满足文献[13]中最佳开关方式的桥臂中点电压波形要求，所以两只串联的开关管必须同时开通、同时关断。然而实际电路中，两只串联的开关管的同时开通和关断会存在着差异，这样会造成开关管的电压应力不均。因此，需要引入了飞跨电容和钳位二极管，将开关管的电压应力钳位在输入电压的一半。

本文将文献[12]中的控制思想加以推广，提出针对 FB TL 变换器的斩波加移相控制，引入了飞跨电容和钳位二极管，并详细分析了其作用，解决了串联开关管电压应力不均的问题。该控制使 FB TL 变换器适应高压输入的应用场合，同时保持文献[12]中 H-FB TL 变换器的所有优点。本文详细分析了 FB TL 变换器的工作原理，讨论其参数设计，并给出实验结果。

2 工作原理

2.1 全桥三电平变换器工作原理

FB TL 变换器的主电路如图 1。FB TL 变换器将文献[12]中 H-FB TL 变换器的两电平桥臂的 2 只开关管分别用两只串联的开关管代替，并引入飞跨电容 C_{ss2} 和钳位二极管 D_{11}、D_{12}。Q_2 和 Q_3 为π互补导通，Q_5 和 Q_6 同相导通，Q_7 和 Q_8 同相导通。Q_2、Q_3 分别超前于 Q_7 和 Q_8、Q_5 和 Q_6 移相工作，定义 Q_2 和 Q_3 为超前管，Q_7、Q_8 与 Q_5、Q_6 为滞后管。Q_1 和 Q_4 分别对于 Q_2 和 Q_3 为 PWM 工作，定义为斩波管。当斩波管的占空比大于零时，输出整流电压为三电平波形，变换器工作在三电平模式(3L 模式)。

当斩波管的占空比减小到零，Q_2 与 Q_7 和 Q_8，Q_3 与 Q_5 和 Q_6 开始移相工作，调节输出电压，输出整流电压为两电平波形，变换器工作在两电平模式(2L 模式)。图 2 和图 3 分别给出了该变换器工作在 3L 模式和 2L 模式下的主要波形。

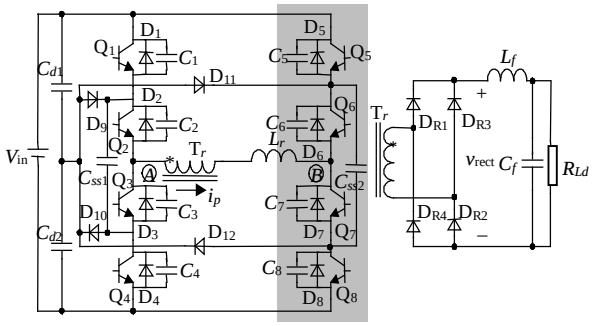


图 1 全桥三电平变换器

Fig. 1 FB TL converter

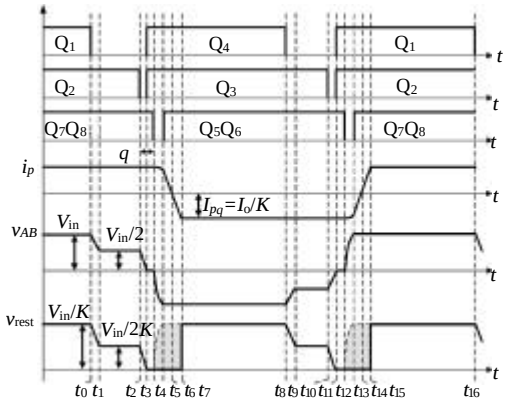


图 2 3L 模式下的主要波形

Fig. 2 The key waveforms under 3L-mode

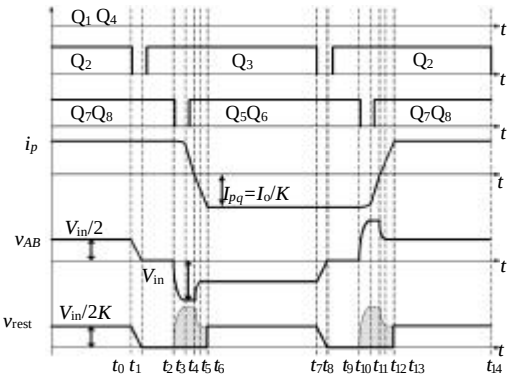


图 3 2L 模式下的主要波形

Fig. 3 The key waveforms under 2L-mode

FB TL 变换器在 3L 模式和 2L 模式下的模态分析与文[12]中 ZVS PWM H-FB TL 变换器类似，这里不再重复。但是，对于 FB TL 变换器，无论在 3L 模式和 2L 模式下，该控制策略都要求 Q_5 和 Q_6 同相工作，Q_7 和 Q_8 同相工作[12-13]。但实际电路中，Q_5 和 Q_6、Q_7 和 Q_8 的同时开通和关断会存在着差异。

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

因此，引入了飞跨电容 C_{ss2}，来实现 Q_5 和 Q_6、Q_7 和 Q_8 的寄生电容充、放电过程的解耦。同时，引入钳位二极管 D_{11} 和 D_{12} 将飞跨电容 C_{ss2} 的电压钳位在 $V_{in}/2$，从而避免了由于开通和关断差异造成的开关管电压应力不均。

本文以 3L 模式，Q_8 滞后 Q_7 关断和 Q_8 超前 Q_7 关断两种情况为例，分析飞跨电容和钳位二极管的作用。为了简化分析，认为 Q_5&Q_6 同时开通、关断，Q_7 和 Q_8 同时开通。在分析之前，作如下假设：

（1）所有开关管、二极管、电感、电容和变压器均为理想元件或器件；

（2）C_{d1} 和 C_{d2} 足够大，均分输入电压，可等效为两个 $V_{in}/2$ 的电压源；

（3）飞跨电容 C_{ss1} 和 C_{ss2} 足够大，使其上电压保持 $V_{in}/2$ 不变，可等效为两个 $V_{in}/2$ 的电压源；

（4）输出电感足够大，输出近似为恒定电流源 I_o。

2.2　Q_8 滞后 Q_7 关断

图 4 给出 Q_8 滞后 Q_7 关断情况下，$[t_0, t_8]$半个周期的波形。图 5 给出相应开关模态的等效电路。

（1）开关模态 1 $[t_4, t_a]$ [图 5(a)]：t_4 时刻关断 Q_7，i_p 给 C_7 充电，并通过 C_{ss2} 给 C_6 放电，i_p 谐振减小。

（2）开关模态 2 $[t_a, t_b]$ [图 5(b)]：t_a 时刻关断 Q_8，i_p 给 C_8 充电，并通过 C_{ss2} 给 C_5 放电。同时，i_p 给 C_7 充电，并通过 C_{ss2} 给 C_6 放电。此时，C_{ss2} 放电，释放能量，电压下降。其电压脉动为

$$\Delta V_{Css2} = \frac{1}{C_{ss2}} \int_{t_a}^{t_b} i_{Css2} \mathrm{d}t \tag{1}$$

由式(1)可知，C_{ss2} 越大，飞跨电容电压变化越小。根据要求的ΔV_{css2}，由式(1)可设计 C_{ss2}。

$$i_p = i_{c6} + i_{c7} \tag{2}$$

$$i_{c5} = i_{c6} + i_{css2} \tag{3}$$

$$i_{c8} = i_{c7} - i_{css2} \tag{4}$$

将式(3)与式(4)相加，并与式(2)比较，可得

$$i_{c5} + i_{c8} = i_{c6} + i_{c7} = i_p \tag{5}$$

（3）开关模态 3 $[t_b, t_g]$ [图 5(c)]：t_b 时刻，C_6 放电先结束，D_6 导通，此时可以零电压开通 Q_6。i_p 继续给 C_8 充电，并通过 C_{ss2} 给 C_5 放电。

（4）开关模态 4 $[t_g, t_5]$ [图 5(d)]：t_g 时刻，C_5 放电结束，D_5 导通，此时可以零电压开通 Q_5。C_{ss2} 通过 Q_5、D_{12} 充电补充能量，电压上升，被 D_{12} 钳位在 $V_{in}/2$。

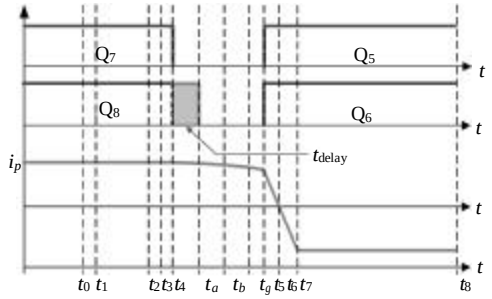


图 4　Q_8 滞后 Q_7 关断的驱动和变压器原边电流波形

Fig. 4　The waveforms of turn-off delay of Q_8

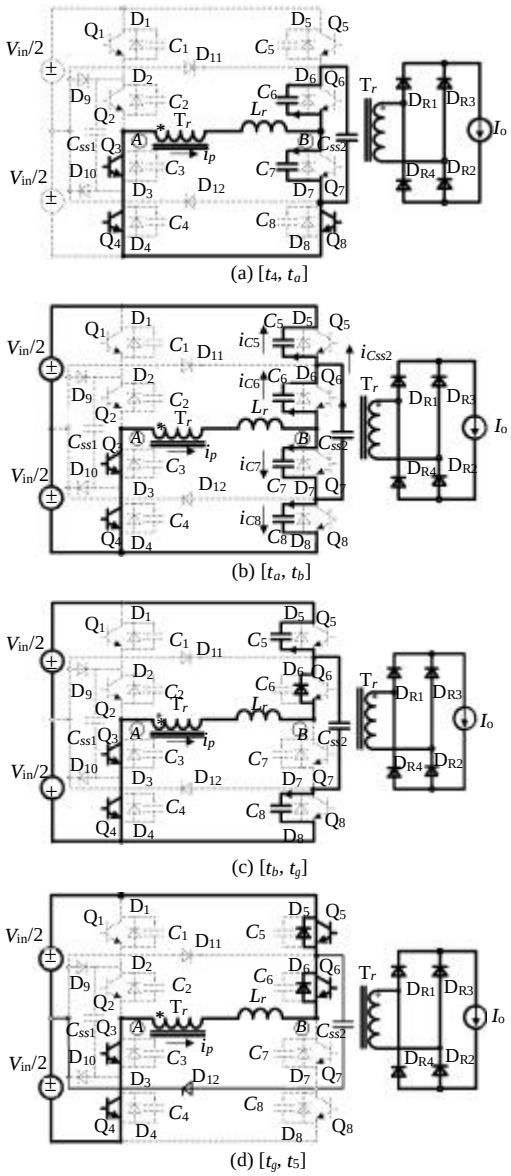


图 5　Q_8 滞后 Q_7 关断的各个开关模态等效电路

Fig. 5　Equivalent circuits of switching mode of turn-off delay of Q_8

2.3　Q_8 超前 Q_7 关断

图 6 给出 Q_8 超前 Q_7 关断情况下，$[t_0, t_8]$半个周期的波形。图 7 给出相应开关模态的等效电路。

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

（1）开关模态 1 [t_4, t_a] [图 7(a)]：t_4 时刻关断 Q_8，i_p 给 C_8 充电，并通过 C_{ss2} 给 C_5 放电，i_p 谐振减小。

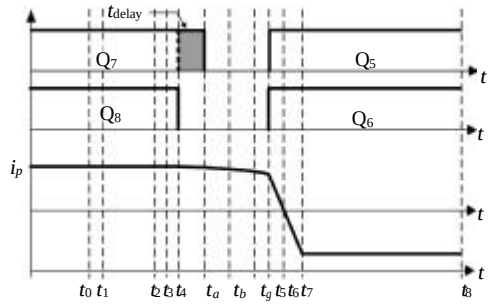


图 6 Q_8 超前 Q_7 关断的驱动和变压器原边电流波形

Fig. 6 The waveforms of turn-off dealy of Q_7

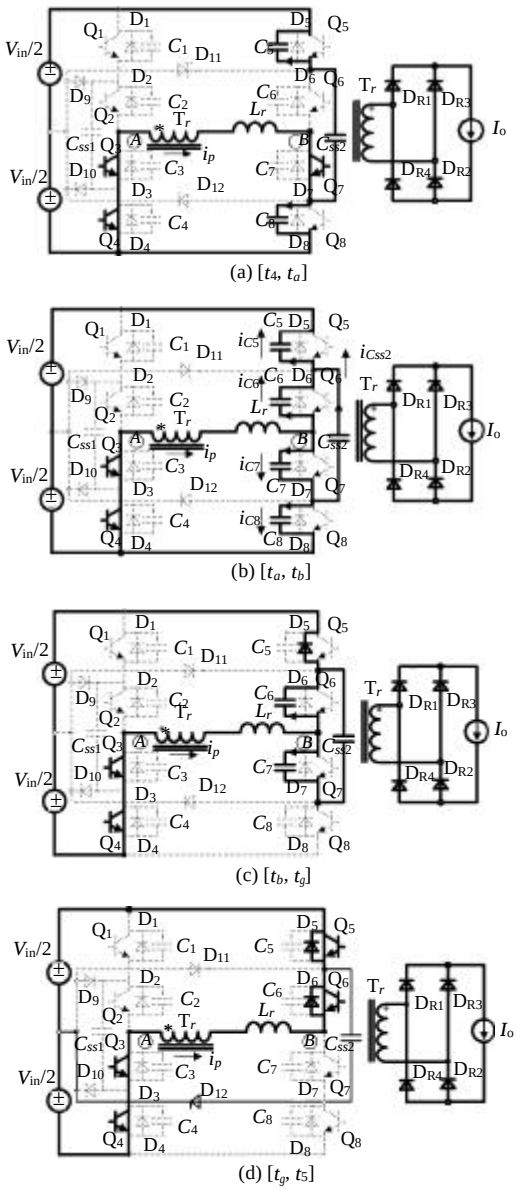


图 7 Q_8 超前 Q_7 关断的各个开关模态等效电路

Fig. 7 Equivalent circuits of switching mode of turn-off delay of Q_7

（2）开关模态 2 [t_a, t_b] [图 7(b)]：t_a 时刻关断 Q_7，i_p 给 C_7 充电，并通过 C_{ss2} 给 C_6 放电。同时，i_p 给 C_8 充电，并通过 C_{ss2} 给 C_5 放电。此时，C_{ss2} 放电，释放能量，电压下降。

（3）开关模态 3 [t_b, t_g] [图 7(c)]：t_b 时刻，C_5 放电先结束，D_5 导通，此时可以零电压开通 Q_5。i_p 继续给 C_7 充电，并通过 C_{ss2} 给 C_6 放电。

（4）开关模态 4 [t_g, t_5] [图 7(d)]：t_g 时刻，C_6 放电结束，D_6 导通，此时可以零电压开通 Q_6。C_{ss2} 通过 Q_5、D_{12} 充电补充能量，电压上升，被 D_{12} 钳位在 $V_{in}/2$。

从 2.2 和 2.3 的模态分析可知，飞跨电容实现了开关管的寄生电容充、放电过程的解耦，并且在解耦过程中提供能量，电压下降。钳位二极管提供了飞跨电容补充能量的回路，使其电压上升为 $V_{in}/2$，实现了飞跨电容的钳位。开关管开通差异的情况与上述分析类似，这里不再重复。

3 FB TL 变换器的特点

3.1 开关管的电压应力

从模态分析可知，在 3L 模式和 2L 模式下，所有开关管的电压应力均为 $V_{in}/2$。

3.2 开关管实现 ZVS 的条件

（1）斩波管和超前管 ZVS 实现的条件

斩波管和超前管 ZVS 的实现与文[12]类似，都是利用输出滤波电感与谐振电感能量，在很宽负载范围内实现 ZVS。

（2）滞后管 ZVS 实现的条件

从 3L 模式[t_4, t_5]和 2L 模式[t_2, t_3]时段，在滞后管的开关过程中，变压器原边电流 i_p 给滞后管的结电容充放电而谐振减小，不足以提供负载电流。此时，副边整流二极管同时导通，变压器原副边短路，滤波电感和谐振电感不再串联，只能依靠谐振电感 L_r 的能量来实现滞后管 ZVS，L_r 必须满足下式：

$$\frac{1}{2}L_r I_p^{\,2} \geq C_{lag}V_{in}^{\,2} + C_{lag}V_{in}^{\,2} = 2\cdot C_{lag}V_{in}^{\,2} \quad (6)$$

其中 I_p 是滞后管关断时原边电流的大小。谐振电感比折算到原边的输出滤波电感要小得多，因此滞后管实现 ZVS 实现软开关比斩波管和超前管要困难一些。

3.3 占空比的丢失

与文[12]类似，分析可得在 3L 模式和 2L 模式下，占空比丢失 D_{loss} 分别为

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

$$D_{\text{loss_3}L}=\frac{t_{47}}{T_s/2}=\frac{4\cdot L_r\cdot I_o}{K\cdot V_{\text{in}}\cdot T_s} \tag{7}$$

$$D_{\text{loss_2}L}=\frac{t_{26}}{T_s/2}=\frac{6\cdot L_r\cdot I_o}{K\cdot V_{\text{in}}\cdot T_s} \tag{8}$$

由式(7)、式(8)可知：L_r越大，D_{loss}越大；负载越大，D_{loss}越大；V_{in}越小，D_{loss}越大。为了减小D_{loss}，可以减小L_r。但由式(6)可知，L_r的减小会减小滞后管实现 ZVS 的范围；也可采用饱和电感的方法[14]，将L_r改为饱和电感，但是仍然存在着D_{loss}。

3.4 输出滤波电感和输出整流二极管

FB TL 变换器的输出滤波电感和输出整流二极管电压应力都比传统 FB 变换器要大大减小[12]，这里不再重复。

4　实验结果

为了验证 FB TL 变换器工作原理，在实验室研制了一台原理样机，所用的数据为：输入电压:200V-400V；输出电压:300V；输出电流:10A；开关频率:100kHz；　Q_1(D_1 和 C_1)- Q_8(D_8 和 C_8): IXFH60N25Q ；　D_9-D_{12}: DSEP30-03 ；　D_{R1}-D_{R4}: SDT12S60；变压器原副边匝比: K=7:13；谐振电感: L_r =1.33uH；输出滤波电感:L_f=144uH；输出滤波电容:C_f=560μF×2；飞跨电容：C_{ss1}、C_{ss2}=2.2μF。

图 8(a)和(b)分别给出了满载时，3L 模式下(V_{in}=260V)和 2L 模式下(V_{in}=400V)的原边电流 i_p、原边电压 v_{AB}和输出整流电压 v_{rect}的波形。由于 v_{rect}波形中高频分量很小，使得输出滤波电感大大减小。i_p 整流后即输入电流的脉动很小，可以减小输入滤波器。图 8(b)2L 模式，由于占空比的丢失(两条虚线之间)，原边电压中为 V_{in} 部分没有传递到副边，使得输出整流二极管上的电压应力大为减小。为了减小换流结束后，谐振电感和输出整流二极管的结电容谐振引起电压振荡，在 FB TL 变换器中引入了两个钳位二极管[15-16]。

图 9 和图 10 分别给出了满载时，3L 模式下(V_{in}=260V)和 2L 模式下(V_{in}=400V)，各个开关管的驱动电压 v_{GS}，漏源电压 v_{DS} 以及漏极电流 i_D 波形。可见，所有开关管均实现了 ZVS，而且开关管电压应力为输入电压的一半。

图 11 给出 V_{in} 分为 200V、260V 和 400V 时，不同输出电流时变换器的整机变换效率。满载时最高效率为 93.2%。图 12 给出效率随输入电压变化的曲线。效率随着输入电压的升高而下降。在 3L 模式，当 v_{AB}= V_{in}/2 时，流过开关管 Q_5和 Q_6的原边电流改为从续流二极管 D_9、D_{10}，使得效率略有降低。在 2L 模式，变压器原边存在着零状态(v_{AB}= 0)环流，增加了开关管的导通损耗和原边绕组损耗。并且，输入电压越高，零状态时间越长，效率越低。

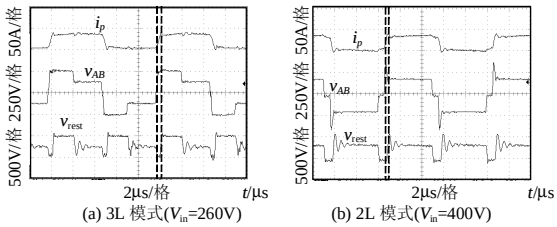


图 8 i_p、v_{AB} 和 v_{rect} 满载波形

Fig. 8　Experimental wavefors at full load

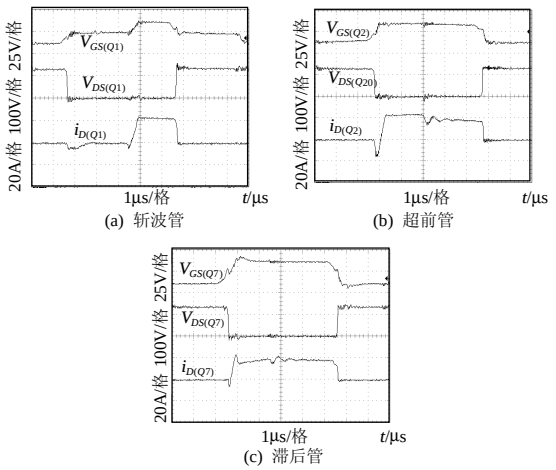


图 9　3L 模式(V_{in}=260V)

Fig. 9　3L-mode @ (V_{in}=260V)

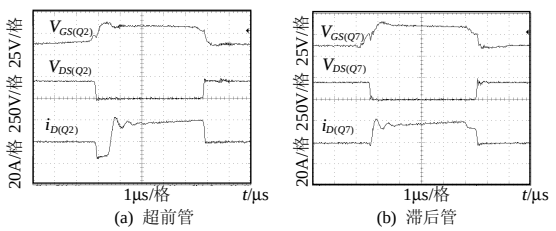


图 10 2L 模式(V_{in}=400V)

Fig. 10　2L-mode @ (V_{in}=400V)

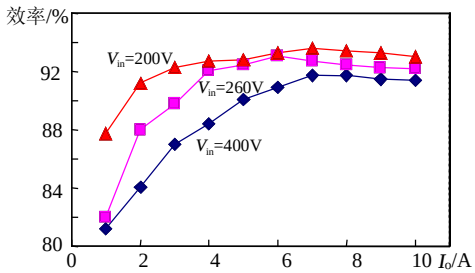


图 11　效率与输出电流曲线

Fig. 11 Conversion efficiency at different load current under the nominal input voltage

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

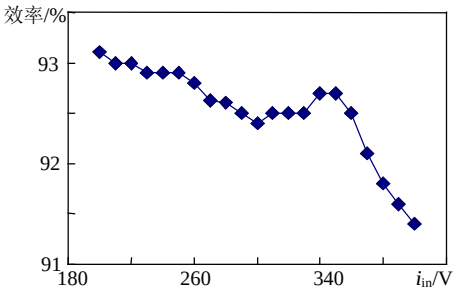


图 12 效率与输入电压曲线

Fig. 12 Conversion efficiency at full load under different input valtage

5 结论

本文提出针对 FB TL 变换器的斩波加移相控制，详细分析飞跨电容和钳位二极管的作用，解决了串联开关管电压应力不均的问题，使 FB TL 变换器具有以下的优点：① 所有开关管的电压应力降为输入电压的一半；② 变换器可以工作在三电平模式和两电平模式，从而适应宽范围输入电压的要求；③ 斩波管和超前管在很宽的负载范围内实现了 ZVS，滞后管利用谐振电感在一定负载范围内实现了 ZVS；④ 输出整流波形中高频分量较小，大大减小了输出滤波电感；⑤ 输入电流近似为直流电流，输入滤波器得到了减小。

参考文献

[1] Deschamps E，Barbi I. A comparison among three-level ZVS-PWM isolated dc-to-dc converters[C]. IEEE IECON. 1998. 1024-1029.

[2] Pinherio J R，Barbi I. The three-leveL ZVS PWM converter-A new concept in high-voltage DC-to-DC conversion[C]. IEEE IECON. San Diego Califormia，USA 1992. 173-178.

[3] 阮新波，李斌，陈乾宏. 一种适用于高压大功率变换的三电平变换器[J]. 中国电机工程学报，2003，23(5)：20-23.
Ruan Xinbo，Li Bin，Chen Qianhong. Three-level converters-a new approach for high voltage and high power dc-to-dc conversion [J]. Proceedings of the CSEE，2003，23(5)：20-23.

[4] Alberto A. Santander，Arnaldo J. Perin and I. Barbi. A three-level push-pull inverter：analysis，design and experimentaion[C]. IEEE APEC，Orlando，Florida，USA 1994. 668-674.

[5] Johann W. Kolar，H. Sree，U. Drofenik，N. Mohan and Franz C. Zach. A novel three-phase three-switch three-level high power factor SEPIC-type AC-to-DC converter[C]. IEEE APEC 1997. 657-665.

[6] Zhang M，Jiang Y，Fred. C Lee *et al*. Single-phase three-level boost power factor correction converter[C]. IEEE APEC Dallaas，Texas，USA 1995. 434-439.

[7] Pavan Kumar M R，Kim J M S. A hybrid multi-level switching converter for ring-magnet power supplies[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science，1996，43(6)：1876-1883.

[8] Ruan X，Zhou L，Yan Y. Soft-switching PWM three-level converters [J]. IEEE Transactions on PE，2001，16(9)：612-622.

[9] Ruan X，Zhou L，Yan Y. A novel zero-voltage and zero- current-switching PWM three-level converter[C]. IEEE PESC Vancouver，British Columbia，Canada 2001. 1075-1079.

[10] 李斌，阮新波，李金钟. 倍流整流方式零电压开关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.

[11] 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-current-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter[J]. Proceedings of the CSEE，2003， 23(4)：9-14.

[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，2004，23(5)：24-30.
Chen Zhiying，Ruan Xinbo. Zero-voltage-switching PWM hybrid full-bridge three-level converter[J]. Proceedings of the CSEE， 2004，23(5)：24-30.

[13] 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 full-bridge three-level converter[J]. Proceedings of the CSEE，2003，23(12)：111-116.

[14] Hua G C，Lee F C，Jovanovic M M. An improved zero-voltage-switched PWM converter using a saturable inductor[C]. IEEE PESC Poston，Massachusets，USA. 1991. 189-194.

[15] Redl R，Sokal N O，Balogh L. A novel soft-switching full-bridge DC/DC converter: analysis，design considerations，at 1. 5kW，100kHz[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，1991，6(3)：408-418.

[16] Ruan X，Xu D，Zhou L *et al*. Zero-voltage-switching PWM three-level converter with two clamping diodes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2002，49(4)：790-799.

收稿日期：2005-02-02。

作者简介：

张之梁(1979-)，男，硕士研究生，主要从事直流变换器和软开关技术的研究；

阮新波(1970-)，男，博士，教授，博士生导师，主要从事主频开关直—直变换器、主频开关逆变器和变换器的建模分析。

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