

# 全桥三电平变换器的一种新型控制策略

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)

## A NOVEL DOUBLE PHASE-SHIFT CONTROL SCHEME FOR FULL-BRIDGE THREE-LEVEL CONVERTER

ZHANG Zhi-liang, RUAN Xin-bo

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

**ABSTRACT:** A novel "double phase-shift (DPS)" control for full-bridge (FB) three-level (TL) converter is proposed, which improves efficiency by reducing losses of switches' body diodes meanwhile maintains the converter's original advantages without adding additional components compared with "chopping plus phase-shift (CPS)" control. 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 is verified on 3kW, 100kHz prototype.

**KEY WORDS:** Power electronics; Three-level converter; Full-bridge converter; Phase-shift; Soft switching

**摘要:** 对全桥三电平变换器提出了一种新的脉宽调制控制策略——双移相(Double phase-shift, DPS)控制。对比斩波加移相(Chopping plus phase-shift, CPS)控制, 该控制策略大大减小开关管体二极管的损耗, 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, 从而提高了变换器的效率。同时保持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所, 并实现所有开关管的零电压开关。此外, 全桥三电平变换器输出滤波电感比传统全桥变换器也大为减小。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。本文详细分析全桥三电平变换器在双移相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; 移相控制; 软开关

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

由于开关管的电压应力只有输入电压的一半, 三电平(Three Level, TL)变换器在高压、大功率应用场合具有很好的应用前景<sup>[1-2]</sup>。文献[3]将半桥 TL 变换器在直流变换器拓扑上加以推广, 得到了一簇 TL 直流变换器, 其中包括全桥 TL (Full-bridge Three Level, FB TL)变换器。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。

文献[4]提出一种零电压零电流开关复合式全桥 TL 变换器。文献[5]提出一种零电压开关复合式全桥 TL 变换器。文献[6]提出一种 TL 软开关谐振型变换器<sup>[7]</sup>。文献[8-9]提出一族零电压开关多谐振 TL 变换器及其控制策略。文献[10]系统地阐述 TL 变换器的软开关技术(ZVS、ZVZCS), 揭示了控制策略与电路拓扑之间的关系。文献[11]针对基于 MOSFET 为开关器件的 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。

文献[12]对 FB TL 变换器提出的斩波加移相(Chopping plus phase-shift, CPS)控制, 使 FB TL 变换器具有以下优点: 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。但是, 对 CPS 控制策略, 当 FB TL 变换器工作在两电平模式, 在零状态( $v_{AB}=0$ )

过程,由于斩波管的占空比为零,变压器原边电流被迫流过斩波管的体二极管。这样不仅会造成体二极管的较大导通损耗<sup>[13-14]</sup>。而且在原边电流反向时,由于 MOSFET 的体二极管反向恢复特性很差,会产生较大的反向恢复损耗。

将同步整流的思想应用到逆变器中,文献[15]提出了 Active channel freewheeling 技术来减小 MOSFET 体二极管的反向恢复造成的影响。同步整流技术在低压输出整流电路中得到广泛的应用,因为 MOSFET 沟道的导通压降比体二极管的正向压降要小很多,因此可以大大减小整流电路的损耗。文献[15]中的方法是让流过体二极管的电流旁路到 MOSFET 沟道流过,从而减小体二极管反向恢复的不良影响,同时减小体二极管续流产生的损耗<sup>[16]</sup>。

本文对基于 MOSFET 器件的全桥三电平变换器提出了一种新的控制策略—双移相(Double phase-shift, DPS)控制。该控制策略利用 MOSFET 沟道的反向导电能力,通过给 MOSFET 加上合理的驱动信号,将从体二极管中流过的电流旁路到 MOSFET 的沟道里流过。与 CPS 控制相比, DPS 控制充分利用了 MOSFET 沟道的反向导电能力,减小了 MOSFET 体二极管造成的导通损耗和反向恢复损耗,从而提高变换器效率。而且,该控制策略无需增加额外的元器件,并且保持了文献[12]中 FB TL 变换器原来的优点,从而在宽输入电压范围内保持较高的变换效率。

## 2 工作原理

### 2.1 FBTL 变换器的电路

FB TL 变换器的主电路如图 1。两个 TL 桥臂共有 8 只开关管 Q<sub>1</sub>-Q<sub>8</sub>(包括寄生体二极管 D<sub>1</sub>-D<sub>8</sub>和寄生电容 C<sub>1</sub>-C<sub>8</sub>),续流二极管 D<sub>9</sub>、D<sub>10</sub>,钳位二极管 D<sub>11</sub>、D<sub>12</sub>,分压电容 C<sub>d1</sub>和 C<sub>d2</sub>,以及飞跨电容 C<sub>ss1</sub>和 C<sub>ss2</sub>。其中 C<sub>d1</sub>和 C<sub>d2</sub>容值相等,而且足够大,将输入电压均分为 V<sub>cd1</sub>=V<sub>cd2</sub>=V<sub>in</sub>/2。L<sub>r</sub>为谐振电感,帮助实现 Q<sub>5</sub>、Q<sub>6</sub>、Q<sub>7</sub>、Q<sub>8</sub>的软开关。在分析之前,作如下假设:①所有开关管、二极管、电感、电容

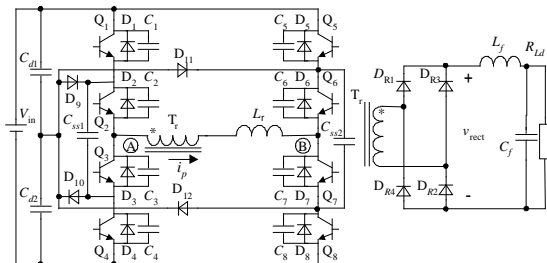


图 1 全桥三电平变换器

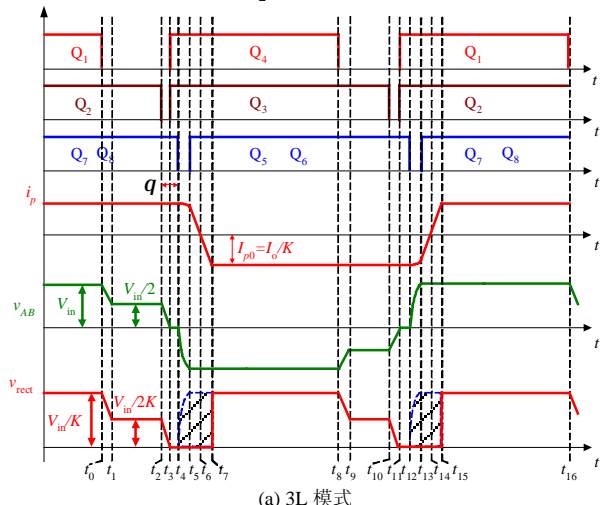
Fig. 1 Full-bridge three-level converter

和变压器均为理想元件或器件;②C<sub>d1</sub>和 C<sub>d2</sub>足够大,均分输入电压,可等效为两个 V<sub>in</sub>/2 的电压源;③飞跨电容 C<sub>ss1</sub>和 C<sub>ss2</sub>足够大,使其上电压保持 V<sub>in</sub>/2 不变,可等效为两个 V<sub>in</sub>/2 的电压源;④输出电感足够大,近似为恒定电流源 I<sub>o</sub>。

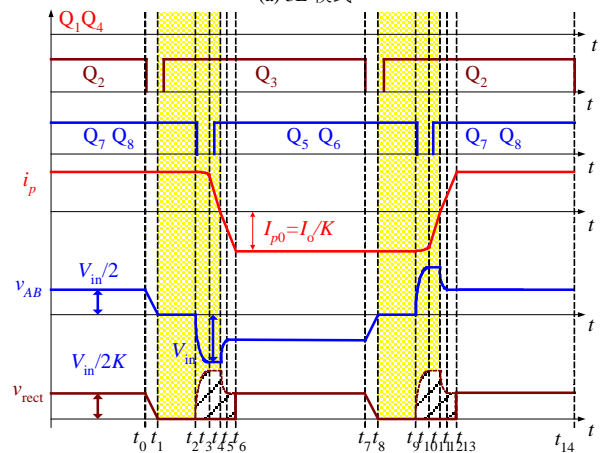
### 2.2 CPS 控制

图 2 给出了该变换器工作在 CPS 控制下的主要波形<sup>[12]</sup>。Q<sub>2</sub>和 Q<sub>3</sub>为 180°互补导通, Q<sub>5</sub>和 Q<sub>6</sub>同相导通, Q<sub>7</sub>和 Q<sub>8</sub>同相导通。Q<sub>2</sub>、Q<sub>3</sub>分别超前于 Q<sub>7</sub>和 Q<sub>8</sub>、Q<sub>5</sub>和 Q<sub>6</sub>移相工作,定义 Q<sub>2</sub>和 Q<sub>3</sub>为超前管, Q<sub>7</sub>、Q<sub>8</sub>与 Q<sub>5</sub>、Q<sub>6</sub>为滞后管。Q<sub>1</sub>和 Q<sub>4</sub>分别对于 Q<sub>2</sub>和 Q<sub>3</sub>为 PWM 斩波工作,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 TL 波形,变换器工作在 TL 模式(3L 模式),如图 2(a)。为了将 Q<sub>2</sub>和 Q<sub>3</sub>实现 ZVS 与 Q<sub>7</sub>、Q<sub>8</sub>和 Q<sub>5</sub>、Q<sub>6</sub>实现 ZVS 分离,在 Q<sub>2</sub>、Q<sub>7</sub>和 Q<sub>8</sub>, Q<sub>3</sub>与 Q<sub>5</sub>、Q<sub>6</sub>之间设定一个很小的移相角 q。



(a) 3L 模式



(b) 2L 模式

图 2 CPS 模式下的主要波形

Fig. 2 Key waveforms of CPS control

当斩波管的占空比减小到零， $Q_2$ 、 $Q_7$  与  $Q_8$ 、 $Q_3$ 、 $Q_5$  与  $Q_6$  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)，如图 2(b)。因为此时斩波管没有驱动信号，已经完全关断，所以变压器原边电流只能流过体二极管  $D_1$  和  $D_4$ ，如图 2(b)阴影所示。

### 2.3 DPS 控制

图 3 为该变换器工作在 DPS 控制下的主要波形。图 2(a)和图 3(a)的主要区别是  $Q_1$  和  $Q_4$  的开通时刻提前了，这样可将移相控制策略应用到开关管  $Q_1$  和  $Q_4$ ，如图 3(a)阴影所示。 $Q_5$  和  $Q_6$ 、 $Q_7$  和  $Q_8$  都同相导通， $Q_5$ 、 $Q_6$  和  $Q_7$ 、 $Q_8$  为  $180^\circ$  互补导通。将  $Q_5$ 、 $Q_6$  和  $Q_7$ 、 $Q_8$  分别作为移相控制的基准。 $Q_1$  和  $Q_4$  分别超前于  $Q_7$ 、 $Q_8$  和  $Q_5$ 、 $Q_6$  移相工作，定义  $Q_1$  和  $Q_4$  为外超前管。 $Q_2$  和  $Q_3$  分别超前于  $Q_7$ 、 $Q_8$  和  $Q_5$ 、 $Q_6$  移相工作，定义  $Q_2$  和  $Q_3$  为内超前管，

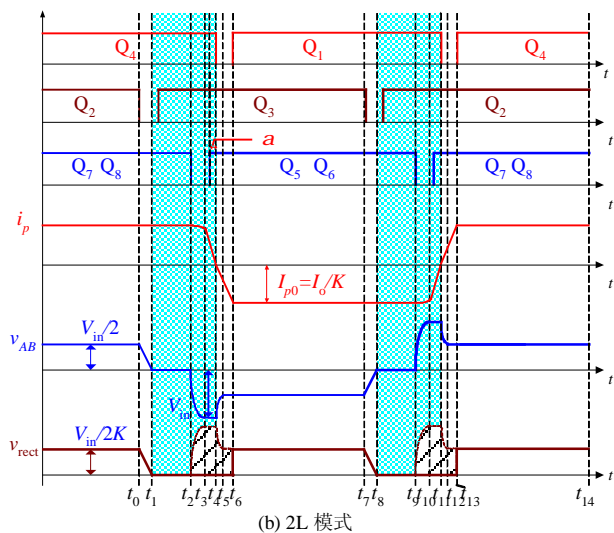
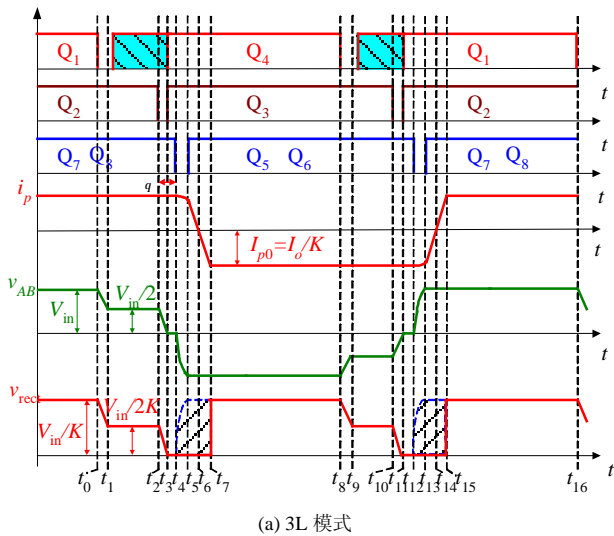


图 3 DPS 模式下的主要波形

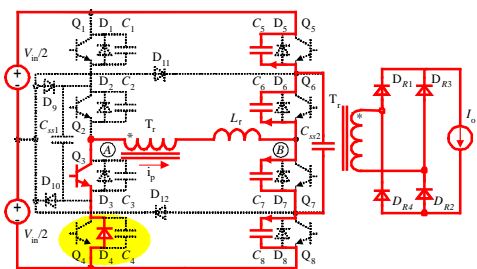
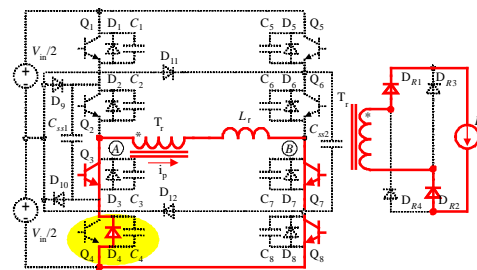
Fig. 3 Key waveforms of DPS control

定义  $Q_7$ 、 $Q_8$  与  $Q_5$ 、 $Q_6$  为滞后管。当外超前管和滞后管移相工作时，输出整流电压为 TL 波形，变换器工作在 3L 模式，如图 3(a)。当外超前管和滞后管移相角减小到设定角  $\alpha$  时，内超前管和滞后管移相工作，输出整流电压为两电平波形，变换器工作在 2L 模式，如图 3(b)。

## 3 CPS 控制和 DPS 控制的比较

### 3.1 开关模态比较分析

图 4 和图 5 分别给出了 2L 模式下  $[t_1, t_4]$  时段，CPS 控制和 DPS 控制的开关模态等效电路。图 4 中 CPS 控制，变压器原边电流  $i_p$  在  $[t_1, t_4]$  时段完全流过体二极管  $D_4$ ， $[t_8, t_{11}]$  时段完全流过  $D_1$ ，如图 2(b) 阴影所示。图 5 中 DPS 控制， $[t_1, t_4]$  和  $[t_8, t_{11}]$  时段，由于  $Q_4$  和  $Q_1$  有驱动信号，原边电流从 MOSFET 的沟道流过，如图 3(b) 的阴影所示。MOSFET 的导通压降很低，原边的导通损耗被减小。而且，如图 6 中  $[t_4, t_5]$  时段的等效电路， $t_4$  时刻之前， $i_p$  流过  $D_4$ 。 $t_4$  时刻， $i_p$  反向增长，通过飞跨电容  $C_{ss1}$  给  $C_4$  充电，给  $C_1$  放电。由于 MOSFET 的体二极管的反向恢复特性很差，所以此过程的反向恢复损耗很大。反向恢复损耗通常与反向恢复时间成正比，反向恢复时间又与二极管流过电流相关，流过的电流越大，对应的反向恢复时间越长，从而反向恢复损耗越大。DPS 控制中，流过体二极管的电流被旁路到 MOSFET 的沟道，使得体二极管反向恢复时间大为减小，相应的反向恢复损耗也得到减小，提高了 2L 模式下变换器效率。



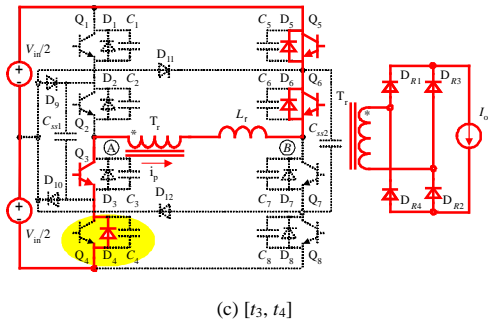


图4 CPS控制2L模式的各个开关模式等效电路  
Fig. 4 Equivalent circuits of CPS control

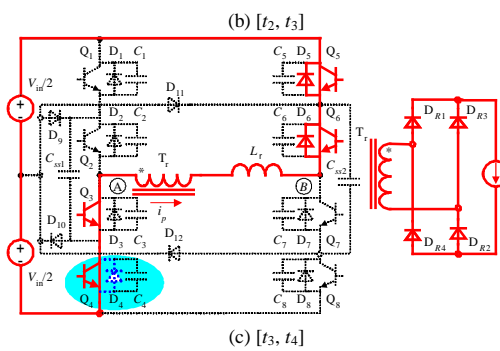
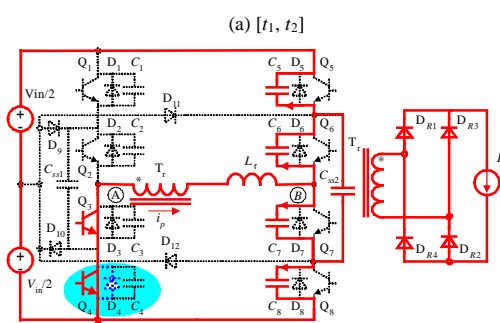
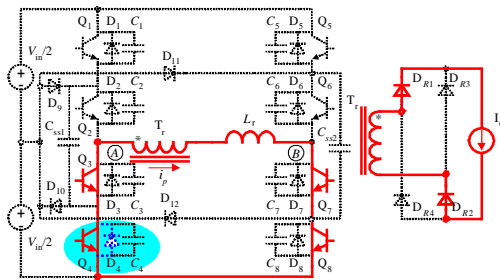


图5 DPS控制2L模式的各个开关模式等效电路  
Fig. 5 Equivalent circuits of DPS control

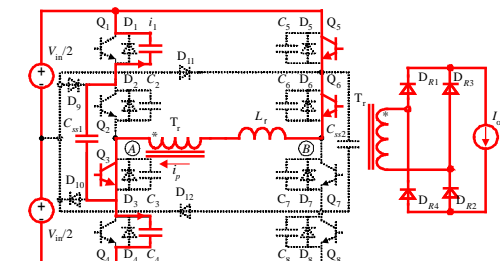


图6 CPS控制和DPS控制, 2L模式的 [t<sub>4</sub>, t<sub>5</sub>] 时段开关模式等效电路  
Fig. 6 Equivalent circuit of interval [t<sub>4</sub>, t<sub>5</sub>]

3.2 DPS控制中设定角 $\alpha$ 设计

当外超前管和滞后管移相角减小到设定角 $\alpha$ 时, 内超前管和滞后管移相工作, 变换器工作2L模式, 如图3(b)。

(1) 开关模态1 [t<sub>2</sub>, t<sub>3</sub>] [图5(b)]: t<sub>2</sub>时刻, 关断Q<sub>7</sub>和Q<sub>8</sub>, 原边电流*i<sub>p</sub>*给C<sub>7</sub>和C<sub>8</sub>充电, 并通过C<sub>ss2</sub>给C<sub>5</sub>和C<sub>6</sub>放电, *i<sub>p</sub>*谐振减小。

$$i_p(t) = I_o / K \cdot \cos w_{r1}(t - t_3) \quad (1)$$

式中  $Z_{r1} = \sqrt{L_r / 4C_{lag}}$ ;  $w_{r1} = \sqrt{1 / 4L_r C_{lag}}$ 。

t<sub>3</sub>时刻, v<sub>CT</sub>=V<sub>in</sub>/2, v<sub>C8</sub>=V<sub>in</sub>/2, v<sub>C5</sub>=0, v<sub>C6</sub>=0, v<sub>AB</sub>=-V<sub>in</sub>。开关模态[t<sub>2</sub>, t<sub>3</sub>]的持续时间t<sub>23</sub>和t<sub>3</sub>时刻变压器原边电流*I<sub>p</sub>*(t<sub>3</sub>)分别为

$$t_{23} = (1/w_{r1}) \sin^{-1}(KV_{in}) / (2I_o Z_{r1}) \quad (2)$$

$$I_p(t_3) = \sqrt{(2I_o Z_{r1})^2 - K^2 V_{in}^2} / (2K Z_{r1}) \quad (3)$$

(2) 开关模态2 [t<sub>3</sub>, t<sub>4</sub>] [图5(c)]: t<sub>3</sub>时刻, 由于*i<sub>p</sub>*将不足以提供滤波电感电流, D<sub>R1</sub>、D<sub>R2</sub>和D<sub>R3</sub>、D<sub>R4</sub>同时导通, 将变压器原、副边电压箱在零, 此时v<sub>AB</sub>直接加在谐振电感L<sub>r</sub>上。*i<sub>p</sub>*线性减小, *i<sub>p</sub>*减小到零的时间 $\Delta t$ 为

$$\Delta t = (L_r / V_{in}) \cdot I_p(t_3) \quad (4)$$

将式(3)代入式(4), 可得

$$\Delta t = (L_r \sqrt{(2I_o Z_{r1})^2 - K^2 V_{in}^2}) / (2K \cdot Z_{r1} \cdot V_{in}) \quad (5)$$

由式(5), 图7给出*i<sub>p</sub>*减小到零的时间 $\Delta t$ 随着V<sub>in</sub>变化的曲线, 其中FB TL变换器的主要参数: 输入电压V<sub>in</sub>=200-400V; 输出电压V<sub>o</sub>=300V; 输出电流I<sub>o</sub>=10A; 开关频率f<sub>s</sub>=100kHz; 脉动电流 $\Delta i_{Lf}$ =2A; 变压器原副边匝比K=7:13。由于v<sub>AB</sub>=-V<sub>in</sub>直接加在L<sub>r</sub>, *i<sub>p</sub>*线性减小, 所以随着V<sub>in</sub>的增加, *i<sub>p</sub>*下降的斜率越大, *i<sub>p</sub>*下降到零的时间越短, 如图7。因此, V<sub>in</sub>=V<sub>inmax</sub>=400V时, *i<sub>p</sub>*减小到零的时间 $\Delta t(V_{in})|_{V_{in}=400V}$ 与T<sub>s</sub>/2之比, 即设定角 $\alpha$

$$\alpha = \Delta t(V_{in})|_{V_{in}=400V} / (T_s / 2) \quad (6)$$

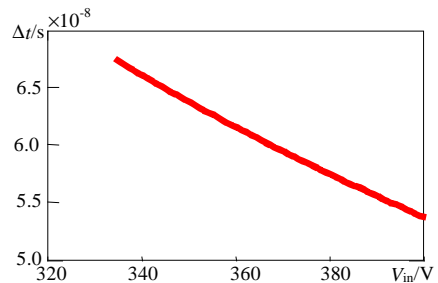


图7 DPS控制2L模式,  $\Delta t$ 随V<sub>in</sub>变化曲线  
Fig. 7  $\Delta t$  as function of input voltage of DPS control under 2L-mode

图 8 给出 DPS 控制 2L 模式,  $[t_2, t_4]$  时段  $i_p$  波形图。图 9 给出 2L 模式体二极管流过的电流随  $V_{in}$  变化的对比曲线。当  $V_{in}$  小于 400V,  $i_p$  (流过体二极管电流) 在  $\Delta t(V_{in})|_{V_{in}=400V}$  内虽然没有减小到零, 但  $t_4$  时刻,  $I_p(t_4)$  值已经很小, 如图 8 和图 9 所示, 体二极管造成的导通损耗和反向恢复损耗被大大减小。

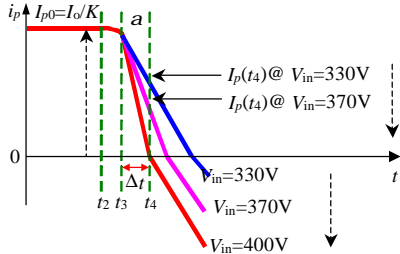


图 8 DPS 控制 2L 模式,  $[t_2, t_4]$  时段  $i_p$  波形图  
Fig. 8  $i_p$  waveform of interval  $[t_2, t_4]$  of DPS control under 2L-mode

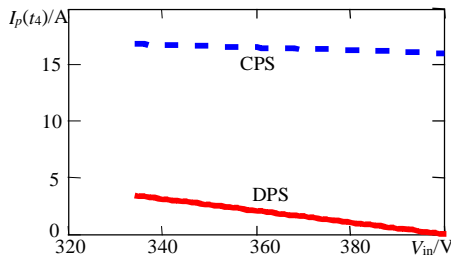


图 9 体二极管流过电流随  $V_{in}$  变化的对比曲线  
Fig. 9 Comparison of current through body diodes as function of input voltage

#### 4 实验结果与讨论

为验证 FB TL 变换器工作原理而研制的一台原理样机, 所用数据为:  $V_{in}=200V-400V$ ;  $V_o=300V$ ; 输出电流 10A; 开关频率 100kHz;  $Q_1(D_1$  和  $C_1)$ – $Q_8(D_8$  和  $C_8)$ IXFH60N 25Q;  $D_9-D_{12}$  DSEP30-03;  $D_{R1}-D_{R4}$ : SDT12S60; 变压器原副边匝比  $K=7:13$ ; 谐振电感  $L_r=1.33\mu H$ ; 输出滤波电感  $L_f=144\mu H$ ; 输出滤波电容  $C_f=560\mu F \times 2$ ; 飞跨电容:  $C_{ss1}, C_{ss2}=2.2\mu F$ 。

图 10(a)和(b)分别给出 DPS 控制、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 11 和图 12 分别给出了 DPS 控制、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 13(a)给出 DPS 控制,  $V_{in}$  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 93.6%(3L 模式,  $V_{in}=200V$ )。图 13(b)为效率随输入电压变化的曲线。DPS 控制的变换效率在整个输入电压范围内高于 93.5%, 最高效率 94.6%。3L 模式下, DPS 控制的变换效率比 CPS 略高。因对 DPS 控制,  $Q_1$  和  $Q_4$  已经开通, 本来走体二极管的电流改为从 MOSFET 的沟道流过,

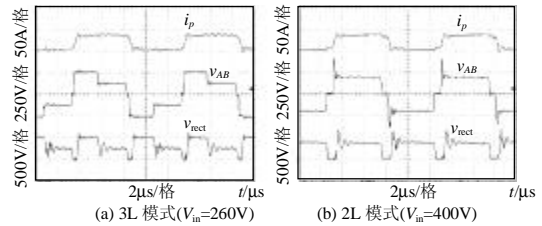


图 10 DPS 控制  $I_p$ 、 $v_{AB}$  和  $v_{rect}$  满载波形  
Fig. 10 Experimental results of DPS control at full load

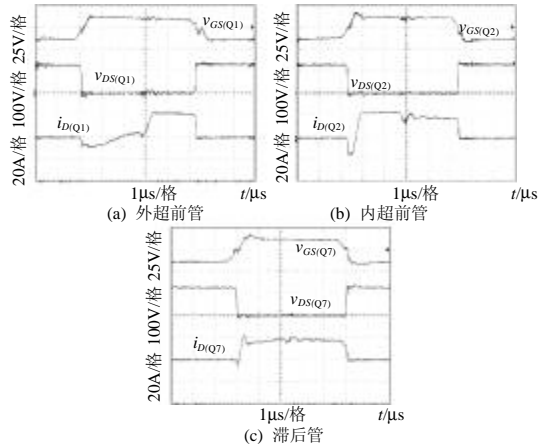


图 11 DPS 控制、3L 模式( $V_{in}=260V$ )各开关管的驱动电压  $v_{GS}$ 、漏源电压  $v_{DS}$  和漏极电流  $I_D$  满载波形  
Fig. 11  $v_{GS}$ ,  $v_{DS}$ , and  $I_D$  of DPS control at full load (3L-mode@  $V_{in}=260V$ )

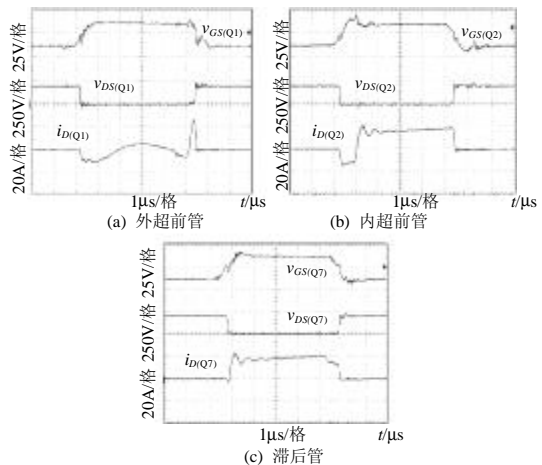


图 12 DPS 控制、2L 模式( $V_{in}=400V$ )各开关管的驱动电压  $v_{GS}$ 、漏源电压  $v_{DS}$  和漏极电流  $I_D$  满载波形  
Fig. 12  $v_{GS}$ ,  $v_{DS}$ , and  $I_D$  of DPS control at full load (2L-mode@  $V_{in}=400V$ )

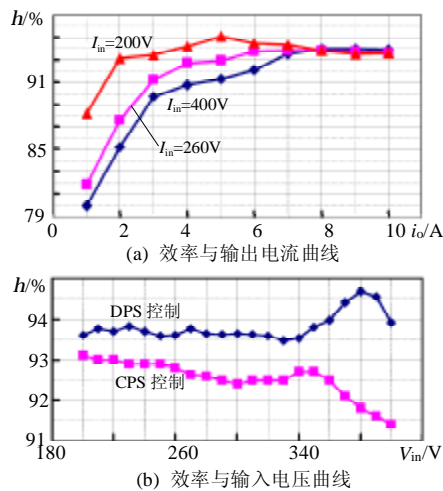


图 13 DPS 控制下变换器效率曲线

Fig. 13 Conversion efficiency of DPS control

如图 3(a)阴影部分,从而减少了导通损耗,效率有所上升。

## 5 结论

本文对全桥三电平变换器提出了一种新的控制策略——DPS 控制。该控制策略利用 MOSFET 沟道的反向导电能力,将从体二极管中流过的电流旁路到 MOSFET 的沟道里流过。与 CPS 控制相比,该控制策略充分利用了 MOSFET 沟道的反向导电能力,减小了由体二极管造成的导通损耗和反向恢复损耗,提高变换器效率,从而在宽输入电压范围内保持较高的变换效率。而且,该控制策略无需增加额外的元器件,保持了文献[12]中 FB TL 变换器原有的优点。本文详细分析该变换器的工作原理,并进行了实验验证。

## 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]. IEEE IECON, San Diego, CA. 1992. 173-178.
- [2] Deschamps E, Barbi I. A comparison among three-level ZVS-PWM isolated dc-to-dc converters[C]. IEEE IECON, Aachen, German, 1998. 1024-1029.
- [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] 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.
- [5] 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.  
hen Zhiying, Ruan Xinbo. Zero-voltage-switching PWM hybrid full-bridge three-level Converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 23(5): 24-30.
- [6] 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.
- [7] 顾亦磊,吕征宇,钱照明.三电平LL谐振型DC/DC变换器的分析与设计[J].电力系统自动化,2004,28(16):67-71.  
Gu Yilei, Lu Zhengyu, Qian Zhaoming. Analysis and design of a three level LLC resonant dc/dc converter[J]. Proceedings of Automation of Electric Power Systems, 2004, 28(16): 67-71.
- [8] 金科,阮新波.零电压开关多谐振三电平直流变换器[J].中国电机工程学报,2004,24(7):156-161.  
Jin Ke, Ruan Xinbo. Zero-voltage-switching multi-resonant three-level converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(7): 156-161.
- [9] 金科,阮新波.零电压开关多谐振三电平直流变换器的控制策略[J].中国电机工程学报,2004,24(12):29-33.  
Jin Ke, Ruan Xinbo. Control Strategy for zero-voltage-switching multi-resonant three-level converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(12): 29-33.
- [10] Ruan X, Zhou L, Yan Y. Soft-switching pwm three-level converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(5): 612-622.
- [11] 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 Linqun et al. The best modulation strategy of full-bridge three-level converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 111-116.
- [12] Zhang Z, Ruan X. Zero-voltage-switching PWM full-bridge three-level converter[C]. Proceedings of the 4th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), Xi'an, China, 2004. 1085-1090.
- [13] Blanc J. Practical application of MOSFET synchronous rectifier[C]. in Proc. IEEE INTELEC, Kyoto, 1991. 495-501.
- [14] Carl Blake, Dan Kinzer and Peter Wood, Synchronous rectifiers versus Schottky diodes: A comparison of the losses of a synchronous rectifier versus the losses of a Schottky diode rectifier[C]. in Proc. IEEE APEC, Orlando, 1994. 17-23.
- [15] Kim H, Jahns T M, Venkataraman G. Minimization of reverse recovery effects in hard-switched inverters using CoolMOS power switches[C]. in Proc. IEEE IAS Annual Meeting, Chicago, IL, 2001. 641-647.
- [16] Castro Simas M I, Freire J C. CAD tools to optimize power MOSFET performance using channel reverse conduction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1994, 9(5): 522-531.

收稿日期:2005-04-17。

作者简介:

张之梁(1979-),男,硕士研究生,研究方向为高频直流变换器和软开关技术;

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一直变换器、高频软开关逆变器、电力电子系统集成和新能源发电系统。