一种软开关双主单辅有源钳位不对称双管正激变流器

陈 威 洪小圆 吕征宇
（浙江大学电气工程学院 杭州 310027）

摘要 有源钳位不对称双管正激变流器因适用于高电压宽范围输入场合而适合作为电力电子系统集成中小功率 DC/DC 标准模块的候选拓扑。为了进一步提高该变流器的转换效率并降低成本，以满足大规模工业化生产的实际需要，提出了一种改进型的新颖有源钳位不对称双管正激变流器。和原者相比，改进型变流器除了能保持占空比可扩展至 50%以上及在各种情况下均能实现软开关的优点外，仅采用一只辅助开关管对变压器进行复位，从而提高了转换效率并简化了拓扑构造。详细描述了该新颖变流器的工作原理和参数设计，在一台输入范围为 200～400V、输出 54V/5A、适用于通信电源系统、最高转换效率达 97%的样机上验证了该变流器的有效性和实用性。

关键词： 有源钳位 正激交流器 系统集成 电力电子
中图分类号： TM46, TM13

A ZVS Active Clamped Asymmetrical Dual Switch Forward DC/DC Converter

Chen Wei Hong Xiaoyuan Lü Zhengyu
（Zhejiang University Hangzhou 310027 China）

Abstract Active clamped asymmetrical dual switch forward (ACADSF) converter is a preferable candidate standard DC/DC module for high line and wide range input application in low to medium power rating systems. To make the ACADSF be more suitable for practical applications, a novel ACADSF converter is proposed, which, compared with original ACADSF, maintains the advantages that duty cycle can be more than 50% and ZVS transition for all switches under all conditions, while only one auxiliary switch is needed to reset transformer and which improves efficiency and simplifies circuit configuration as well. Therefore, the proposed topology has more strong capability than the original type for high line and wide range input practical industrial applications where high efficiency requirement is tense. The detail operation principles, as well as the design considerations, are presented. A prototype aiming at telecom system of 200～400V input, 54V output, whose highest conversion efficiency is 97%, is built to verify the validity and applicability of this topology.

Keywords： Active clamped, forward converter, system integration, power electronics

1 引言

正激变流器在工业界的中小功率等级隔离型 DC/DC 转换应用中持续占有重要地位 [1-2]，并已衍生出一系列适合于低压应用的单管正激变流器 [3-4]。为了提高正激变流器的高压输入适应性，文献[5-6]介绍了双管正激变流器，该变流器能克服主开关管电压应力大的缺点，使得每个开关管的电压应力等于输入电压。但由于该变流器的占空比不能超

国家自然科学基金资助项目（ 50677063ZD）。
收稿日期 2008-02-11 改稿日期 2008-09-20

过 50%，故并不利于宽输入电压范围的场合 [7-8]。文献[9]提出了一种不对称有源钳位双管正激变流器(Active Clamp Asymmetrical Dual Switch Forward Converter，ACADSFC)，如图 1 所示。该变流器继承了传统双管正激变流器主开关最大电压应力有限的优点，同时借助两个小容量的辅助开关管和一个复位电容，利用输入电压对变压器进行磁复位，使占空比能扩展至 50%以上，因而适合用于高电压、宽范围输入的场合。然而该类双管正激变流器的电路复杂程度较高，造成了变流器整机成本增加和功率密度降低，在工业生产的实际应用中需进一步优化提高。

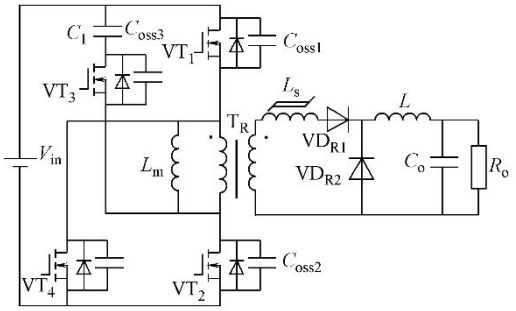


图 1　双主双辅不对称有源钳位双管正激变流器

Fig.1　Original ACADSF converter

在文献[9]的基础上，本文提出了一种改进后的软开关 ACADSFC。与原拓扑相比，新颖变流器不但能实现所有开关管的软开关，而且总体电路较为简单，用于复位变压器的磁复位辅助电路中，有源元件仅为一个低边小容量的辅助开关，省去了一个高边开关及其高成本驱动电路。因而可进一步提升变流器的转换效率和功率密度，同时又降低了整机成本，具有较高经济效益和潜在市场竞争力。进而，本文结合有源钳位正激变流器的变压器上电压波形为方波，利于作为二次同步整流驱动的特点 [10]，将该新颖软开关 ACADSFC 改造为具有同步整流形式的拓扑，并在此基础上加入一适合于同步整流形式的饱和电感复位电路，使电路性能更优化。

2　工作原理

采用新颖软开关有源钳位技术的同步整流形式双管正激变流器主电路结构如图 2 所示。在一次侧，VT_1 和 VT_2 是主开关，承受负载电流； VT_3 是具有较小容量的辅助开关，以承受励磁电流。和 VT_3 串联的电容 C_C 是钳位复位电容，用以在 VT_3 导通的 1–D 时间段内向变压器提供一恒定复位电压。C_{oss1}、C_{oss2} 和 C_{oss3} 分别为开关管 VT_1～VT_3 的寄生输出电容。在二次侧，根据有源钳位正激变流器的变压器上电压波形为一完整方波，非常利于同步整流自驱动的特点，将传统正激变流器二次侧整流形式改造成同步整流形式，以期取得更加优化的性能。进而，鉴于实际器件寄生参数具有离散性的因素，主开关管 VT_1 和 VT_2 上电压应力需要由辅助二极管 VD_C 加以协助钳位，同时两个主开关管的关断时间也需要采取控制。具体而言，即是 VT_1 需要比 VT_2 早关断大约 50ns，使得 VT_1 的电压应力被钳位在输入电压，如图 3 所示。此外，VT_1 的 ZVS 还需要如图 2 所示的饱和电感 L_s 及由三极管 Q_1、二极管 VD_1 和电阻 R_1 组成的附属复位电路加以辅助实现，该复位电路的意义已在文献[11]中有所阐明，但具体实施形式却不同。该复位电路的原理和电路参数设计将在后文中具体说明。

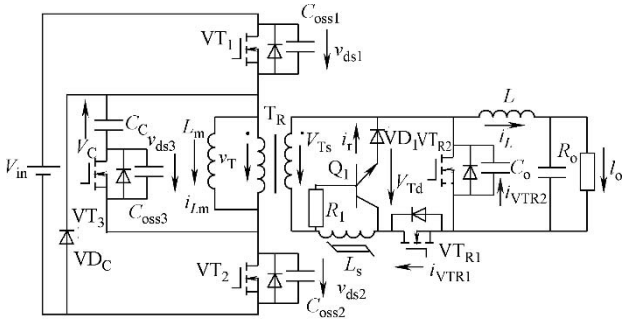


图 2　改进型双主单辅有源钳位双管正激变流器（同步整流形式）

Fig.2　Improved ACADSF converter （In S.R.）

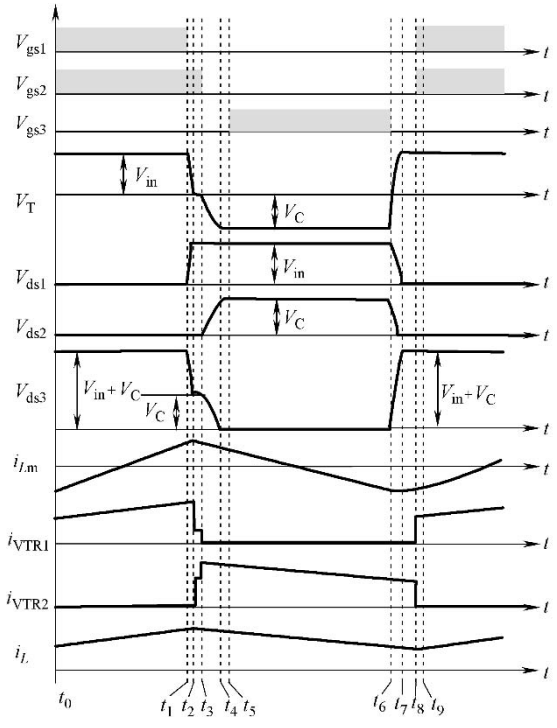
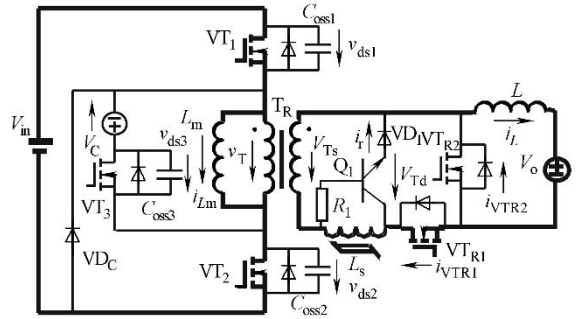


图 3　主要工作原理和波形

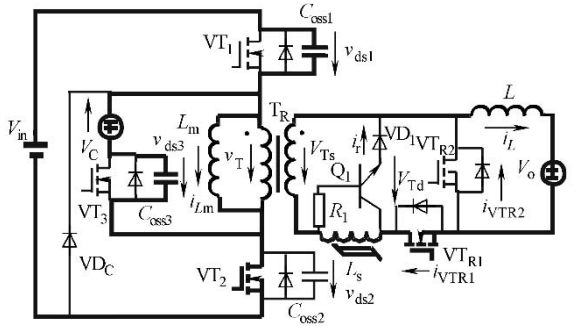
Fig.3　Principle waveforms of the proposed converter

为了简化分析，特作如下假定： ①电路已经进

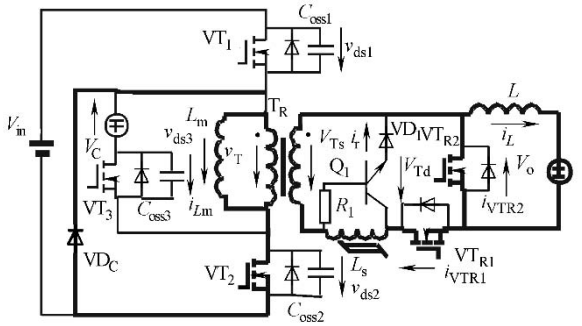
入稳态。②输出电容被认为无穷大而以恒压源 V_o 代替，钳位复位电容 C_C 无穷大而以恒压源 V_C 代替。该变流器的一个开关周期可分为九个工作阶段，图 3 则显示了相应各阶段的工作模态波形，每个阶段的等效电路如图 4 所示。



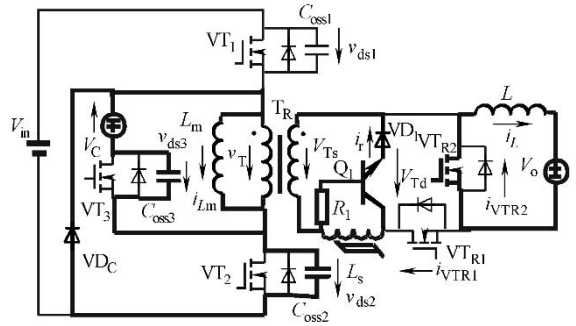
阶段 1 $[t_0,t_1]$



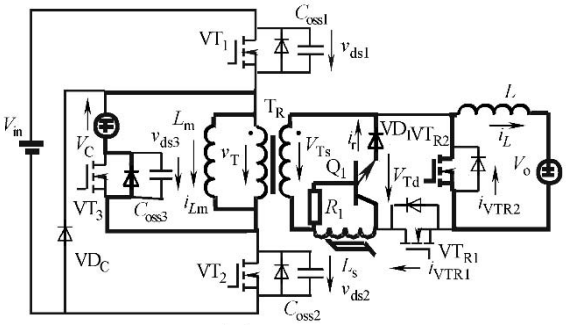
阶段 2 $[t_1,t_2]$



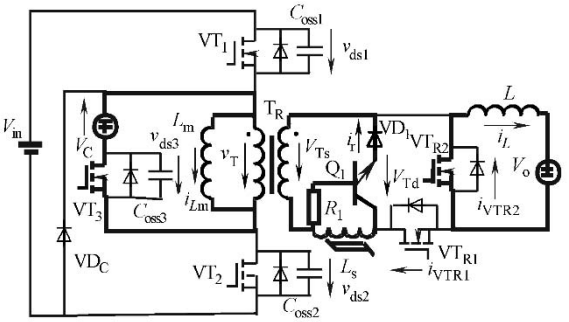
阶段 3 $[t_2,t_3]$



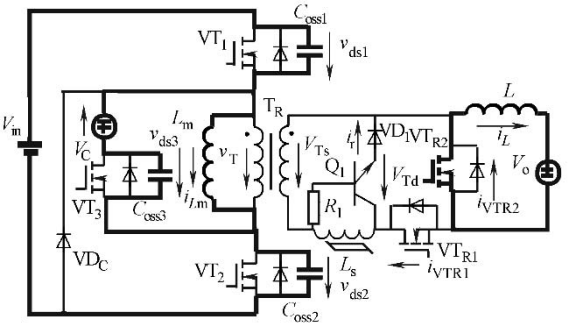
阶段 4 $[t_3,t_4]$



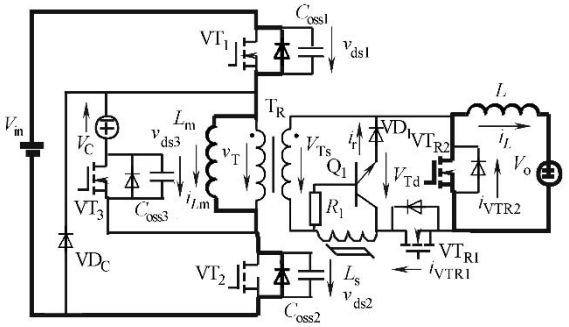
阶段 5 $[t_4,t_5]$



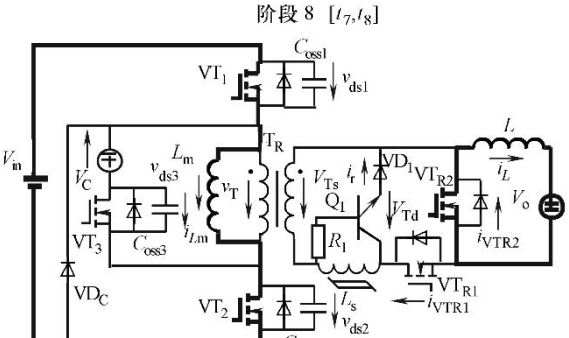
阶段 6 $[t_5,t_6]$



阶段 7 $[t_6,t_7]$



阶段 8 $[t_7,t_8]$



阶段 9 $[t_8,t_9]$

图 4　各阶段等效电路

Fig.4　Equivalent circuits for each stage

需要说明的是，在实际情况中，死区时间 t_3～t_5 和 t_6～t_8 是非常短暂的，但是为了表述清楚而在图中将它们画得比较夸大。九个工作阶段的原理分别描述如下：

阶段 1 [t_0～t_1]：在 t_0 时刻，VT_1 和 VT_2 同时导通，变压器两端的电压被一次侧输入电压 V_{in} 钳位，励磁电流线性上升。在二次侧，负载电流 I_o 流经整流管 VT_{R1} 和输出电感 L 并线性上升，续流管 VT_{R2} 保持反向偏置，饱和电感复位电路不工作。

阶段 2　[t_1～t_2]：在 t_1 时刻，VT_1 提早关断，VT_2 仍然导通。此时加在变压器一次侧两端的电压 v_T 仍然为正向，因而二次侧整流管 VT_{R1} 保持导通状态。负载电流 I_o 和励磁电流 i_{Lm} 一起对 C_{oss1} 进行充电并对 C_{oss3} 进行放电，故 VT_3 上的电压 v_{ds3} 迅速下降。当 v_{ds3} 下降至 V_C，且 v_{ds1} 上升至 V_{in} 时，此阶段结束。

阶段 3 [t_2～t_3]：随着 v_{ds1} 上升至 V_{in}，v_T 同时也下降至零。此时副边续流管 VT_{R2} 和整流管 VT_{R1} 同时导通，共同承担负载电流。于是变压器两端电压被钳位在零，励磁电流 i_{Lm} 通过钳位二极管 VD_C 和主开关管 VT_2 续流，由于此时 Q_1 的基极-射极电压被变压器钳位在零，因而饱和电感复位电路仍然无法对 L_s 进行磁复位。

阶段 4 [t_3～t_4]：主开关 VT_2 在时刻 t_4 关断。励磁电流 i_{Lm} 开始经钳位二极管 VD_C 而对 C_{oss2} 充电，并同时对 C_{oss3} 进行放电。随着 VT_2 上的电压 v_{ds2} 的上升，变压器两端电压 v_T 开始变负。这样就迫使整流管 VT_{R1} 反向偏置，从而使饱和电感复位二极管 VD_1 导通，复位电流 i_r 经 Q_1 对饱和电感 L_s 进行复位。当 v_{ds2} 升至 V_C 时，该阶段结束，同时 v_{ds3} 下降至零。

阶段 5 [t_4～t_5]：如图 4 所示，当 v_{ds3} 下降为零时，辅助开关 VT_3 的寄生体二极管就自然开通，并为励磁电流 i_{Lm} 提供了通路。这样就为 VT_3 创造了 ZVS 软开启的环境。同时由于此时 VT_2 上电压应力为 V_C，钳位二极管 VD_C 保持反向偏置，无电流通过。

阶段 6 [t_5～t_6]：在 t_5 时刻，VT_3 的开启信号来临，VT_3 在 ZVS 条件下开启。励磁电流 i_{Lm} 流经 VT_3，并在复位电压 V_C 的作用下逐渐减小并变负向。此时在二次侧，复位电流 i_r 仍然对饱和电感 L_s 进行磁复位不变。

阶段 7　[t_6～t_7]：当变压器经充分复位后，VT_3 于时刻 t_6 关断。此时负向的励磁电流 i_{Lm} 即开始对 C_{oss3} 进行充电，并对 C_{oss1} 和 C_{oss2} 进行放电，这样就造成了变压器两端电压 v_T 开始为正向。因此在二次侧，二极管 VD_1 被反向截止，饱和电感 L_s 开始阻挡能量从一次侧传递到二次侧。VT_{R1} 保持反向偏置，负载电流通过 VT_{R2} 续流。

阶段 8　[t_7～t_8]：当 v_{ds1} 和 v_{ds2} 快速降为零后，励磁电流即通过 VT_1 和 VT_2 的寄生体二极管回馈至输入源。输入电压即直接加在变压器两端，励磁电流开始负向不断减小。在二次侧，VT_{R1} 保持截止，VT_{R2} 承载所有负载电流不变。

阶段 9　[t_8～t_9]：在 t_8 时刻，VT_1 和 VT_2 在 ZVS 条件下软开启。仍在负向上不断减小的励磁电流流经 VT_1 和 VT_2，同时加在变压器两端的电压仍然为 V_{in}。在这一阶段，L_s 的阻挡作用并没有消失，因此二次侧电路工作状况依然没有变化。

直到时刻 t_9，L_s 进入了饱和区域，延时状态结束。同时整个开关周期结束，下一个开关周期开始，负载电流流过 VT_{R1}。

从以上分析可以看出，VT_1、VT_2 和 VT_3 的电压应力分别为输入电压 V_{in}、复位电压 V_C 和 $V_{in}+V_C$。所有的开关都实现了 ZVS。和文献[9]不同的是，在 $1-D$ 的复位阶段只有一个辅助开关 VT_3 用于提供给变压器励磁电流通路以实现变压器的磁复位，二极管 VD_C 只是在非常短的时间内流过励磁电流以实现钳位作用，其损耗可忽略不计。因而和文献[9]中的原型相比，本文所提新颖 ACADSFC 在电路简洁度和成本上均更有优势。

3　电路参数设计

3.1　复位电压 V_C 及钳位复位电容 C_C 的设计

在实际电路中，换流时间 t_1～t_5、t_6～t_9 和变流器开关周期相比非常短，可以忽略。根据变压器励磁电感上的伏秒平衡关系，可以推出钳位复位电容 C_C 上的电压 V_C 为

$$V_C=\frac{D}{1-D}V_{in} \tag{1}$$

式中，V_{in} 是输入电压；D 是占空比。同时根据变流器输入输出关系

$$V_{in}=\frac{nV_o}{D} \tag{2}$$

可将 V_C 改写为输出电压 V_o 和占空比 D 的函数

$$V_{\mathrm{C}}=\frac{nV_{\mathrm{o}}}{1-D} \tag{3}$$

式中，n 为变压器一次侧到二次侧的匝比。因此可以根据不同场合的需要，调节钳位复位电容 C_{C} 上的最大电压值。复位电容 C_{C} 的容量由该电容上的电压纹波要求决定。由图 3 可知，若忽略换流时间段的影响，流经电容 C_{C} 上的电流峰值可由下式表示：

$$I_{CC\max}=\frac{V_{\mathrm{in}}DT}{2L_{\mathrm{m}}}=\frac{nTV_{\mathrm{o}}}{2L_{\mathrm{m}}} \tag{4}$$

式中，T 为变流器开关周期。只要变压器保持伏秒积一定，该电流峰值即为一常量。则电容 C_{C} 上的纹波可以由下式计算：

$$\Delta V_{CC}=\frac{1}{2}I_{CC\max}\frac{(1-D)T}{2}\times\frac{1}{C_{\mathrm{C}}}=\frac{(1-D)nV_{\mathrm{o}}T^2}{8L_{\mathrm{m}}C_{\mathrm{C}}} \tag{5}$$

因而钳位复位电容 C_{C} 的表达式为

$$C_{\mathrm{C}}=\frac{(1-D)nV_{\mathrm{o}}T^2}{8L_{\mathrm{m}}\cdot\Delta V_{CC}} \tag{6}$$

3.2 开关管电压应力分析

根据该变流器工作原理，各个开关管的电压应力可由下式给出：

$$\mathrm{VT_1}:\qquad V_{\mathrm{ds1}}=V_{\mathrm{in}}=\frac{nV_{\mathrm{o}}}{D} \tag{7}$$

$$\mathrm{VT_2}:\qquad V_{\mathrm{ds2}}=V_{\mathrm{C}}=\frac{nV_{\mathrm{o}}}{1-D} \tag{8}$$

$$\mathrm{VT_3}:\qquad V_{\mathrm{ds3}}=V_{\mathrm{in}}+V_{\mathrm{C}}=\frac{1}{D(1-D)}\cdot nV_{\mathrm{o}} \tag{9}$$

从式（7）～式（9）可见，三个开关管间的电压应力均为不对称。对于主开关管而言，如果输入电压范围太大，则在低压输入时可能导致占空比 D 趋近于 1 而造成 $\mathrm{VT_2}$ 上的电压应力远高于 $\mathrm{VT_1}$ 的电压应力。由于 $\mathrm{VT_1}$ 和 $\mathrm{VT_2}$ 为具有相同容量和耐压额度的主开关管，因此输入电压范围需要在满足应用要求的条件下加以限制，不能无限扩大。假设 $\mathrm{VT_1}$ 和 $\mathrm{VT_2}$ 的电压降额度为器件额定值 V_{b} 的 80%，则根据式（8），应有

$$V_{\mathrm{b}}\geqslant 0.8\times\frac{nV_{\mathrm{o}}}{1-D_{\max}} \tag{10}$$

为了保证电路正常工作，最大占空比 $D_{\max}$ 需要满足

$$D_{\max}\leqslant\frac{V_{\mathrm{b}}-0.8nV_{\mathrm{o}}}{V_{\mathrm{b}}} \tag{11}$$

对于辅助开关 $\mathrm{VT_3}$，根据式（9）其电压应力应比主开关管要高。但是由于其容量远小于主开关管，因而在实际中反而能够较易选择到合适的高耐压小容量器件。当占空比 D 为 0.5 时，$\mathrm{VT_3}$ 的电压应力的最小值为 $4nV_{\mathrm{o}}$。如果以 V'_{ds} 表征开关管归一化的电压应力，且令 $V'_{\mathrm{ds}}=V_{\mathrm{ds}}/(nV_{\mathrm{o}})$，则图 5 即反映了三个开关管归一化后的电压应力随占空比 D 的变化关系。

3.3 软开关的实现和设计

该新颖变流器的三个开关管在所有条件下均能实现软开关，但它们实现软开关的机理又有所不同。对于 $\mathrm{VT_1}$ 和 $\mathrm{VT_2}$，它们的软开关实现与饱和电感 L_{s} 在 t_6～t_9 时间段内的阻挡效应和励磁电感 L_{m} 的取值相关。下文将分别加以阐述。

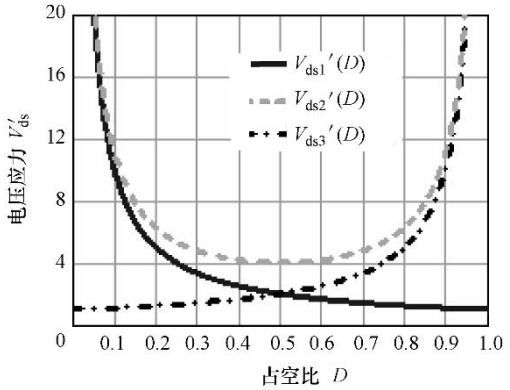


图 5 归一化电压应力和占空比的关系

Fig.5 Relationship between voltage stress and D

3.3.1 新颖饱和电感复位电路和 L_{s} 的阻断时间设计

同前文所述，本文所采用的饱和电感磁复位电路和文献[11]相比在工作原理和形式上均是不同的。在文献[11]中，复位电路可看成为一恒流源，R_1 上始终有一固定电流通过，并通过三极管放大倍数 β 的可调型，在 $1–D$ 时间内将该固定电流送至饱和电感进行磁复位。而本文所采用的复位电路，其复位电阻上的电流只存在于 $1–D$ 时间，同时也在此时间段内对饱和电感进行磁复位，在 D 时间段内由于二极管 $\mathrm{VD_1}$ 和三极管 $\mathrm{Q_1}$ 的反向偏置复位电路并不工作，因而损耗较前种复位电路小。当变流器二次侧采用同步整流形式时，由于整流管 $\mathrm{VT_{R1}}$ 的拓扑相对位置从高边（需浮地驱动）移至了低边（不需浮地驱动），文献 [11]的复位回路被破坏，因而必须采用本文所提的饱和电感复位电路。虽然在形式上和文献[11]不同，但是本文所提的复位电路在具体电路参数设计上和前者却保持一致。详细复位电路参数设计详见文献 [11-12]，在此不再赘述。

3.3.2　励磁电感 L_m 的设计原则

由于在 t_6～t_7 时间段，励磁电流 i_{Lm} 变化不大，以至可看成一常量 I_m，则根据能量守恒有

$$\frac{1}{2}L_mI_m^2=\frac{1}{2}C_{oss1}V_{in}^2+\frac{1}{2}C_{oss2}V_C^2+\frac{1}{2}C_{oss3}(V_{in}+V_C)^2 \quad (12)$$

又根据励磁电感的伏秒平衡

$$L_m=\frac{V_{in}D}{2fI_m} \quad (13)$$

联立式（7）～式（9）、式（12）和式（13），简化后可得励磁电感需满足下式，以保证 VT_1 和 VT_2 软开关的顺利实现

$$L_m\leqslant\frac{D^2(1-D)^2T^2}{4\left[C_{oss1}(1-D)^2+C_{oss2}D^2+C_{oss3}\right]} \quad (14)$$

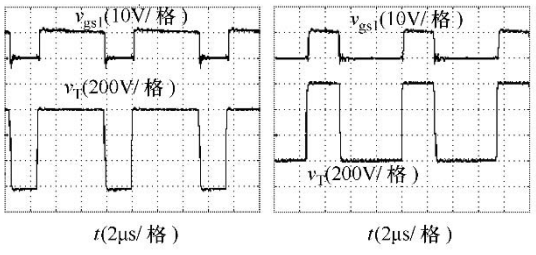
VT_3 的软开关实现和 VT_1 与 VT_2 相比要显得容易一些。这是由于在 VT_3 实现软开关的过程中，i_{Lm} 只需要对 C_{oss3} 放电同时对 C_{oss2} 充电即可，C_{oss1} 的充电是由上一阶段中负载电流完成的。因而与式（16）相比，只要电路能满足 VT_1 和 VT_2 实现软开关的条件，自然也能保证 VT_3 实现 ZVS 软开关。

4　实验数据和结果

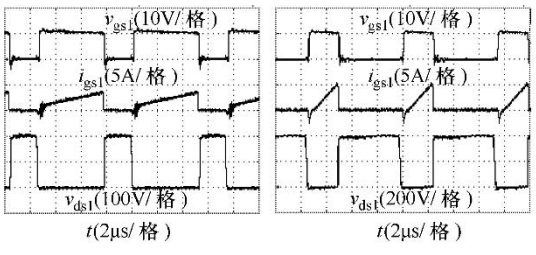
一台适用于通信电源系统并采用了本文所提的双主单辅软开关有源钳位不对称双管正激电路的样机，验证了该拓扑的工作原理、软开关特点和效率特性。该样机的规格和主要参数如下：

输入电压 V_{in}：200～400V(DC)；输出电压 V_o：54V(DC)；输出电流 I_o：0～5A；工作频率 f：130kHz；主开关管 VT_1 和 VT_2: 2SK3934；辅助开关管 VT_3: STF6NK70Z；整流管 VT_{R1}: SiHFI644G；续流管 VT_{R2}: SiHF640；变压器 T_R: n=50:20, L_m=0.475mH；钳位二极管 VD_C: 1N5405；钳位复位电容 C_C: 3×470nF/630V；饱和电感 L_s: Toshiba MS TSB-12，5 匝。

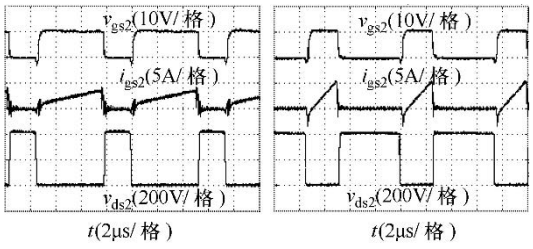
图 6 是 5A 满载输出时的电路主要波形。图 6a 显示了 200V(DC)输入下的变压器一次电压波形。可以看出正向电压为 200V，反向电压约为 425V，此即为钳位复位电压 V_C。图 6b 显示了 400V(DC)输入下的变压器一次电压波形。图 6c 和图 6d 分别显示了开关管 VT_1 在 200V(DC)和 400V(DC)输入下的门极驱动、漏源间电流及电压波形。从中可以看出，VT_1 的电压应力 v_{ds1} 即为输入电压。并且在图中可以清楚看到在门极电压上升之前，v_{ds1} 已经下降到零，即实现了 ZVS。图 6e 和图 6f 分别显示了开关管 VT_2 在 200V(DC)和 400V(DC)输入下的门极驱动、漏源间电流及电压波形。其中 v_{ds2} 即为复位电压 V_C 的值，随着输入电压的不同而变化。同样在图中能清楚地看到在门极电压上升之前，v_{ds2} 已经下降到零，即实现了 ZVS。图 6g 和图 6h 是辅助开关 VT_3 的门极驱动、漏源间电流及电压波形。其电压应力为输入电压和复位电压之和，并且从图中可以看出 VT_3 也实现了 ZVS 开启。图 6i 和图 6j 体现了饱和电感 L_s 的延时作用。其中 v_{Ts} 和 v_{Td} 分别是图 2 中所示饱和电感前后的电压波形。从波形可以看出，在变压器二次电压变高之后饱和电感 L_s 阻止了电流从一次侧流动到二次侧，因而直到 v_{Td} 变高前的这段时间内，整流管 VT_{R1} 保持截止，从而保证了 VT_1 和 VT_2 的 ZVS 实现。图 6a、图 6c 和图 6e 还说明了最大占空比约为 68%，进而证明了该变流器的占空比可以延展至 50%以上。



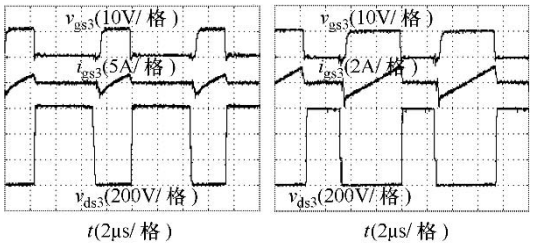
(a) 200V 下 v_{gs1} 和 v_T　　(b) 400V 下 v_{gs1} 和 v_T



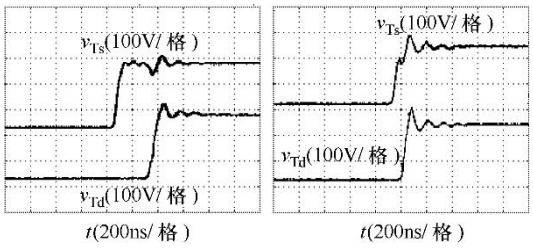
(c) 200V 下 v_{gs1} 和 v_{ds1}　　(d) 400V 下 v_{gs1} 和 v_{ds1}



(e) 200V 下 v_{gs2} 和 v_{ds2} (f) 400V 下 v_{gs2} 和 v_{ds2}



(g) 200V 下 v_{gs3} 和 v_{ds3} (h) 400V 下 v_{gs3} 和 v_{ds3}



(i) 200V 下 L_s 阻挡效应 (j) 400V 下 L_s 阻挡效应

图 6 实验波形

Fig.6 Experimental waveforms

下表给出了在不同输入电压下，满载时钳位复位电容 C_C 上的电压 V_C 以及占空比 D 的理论值和实验值的比较。

表 不同输入电压下的 V_C 和 D 值

Tab. V_C and D under different input voltages

输入电压/V	200	250	300	350	400
V_C 理论值/V	415.38	293.48	245.45	220.03	204.23
V_C 实验值/V	425.1	305.4	255.3	233.2	206.5
D 理论值	0.675	0.540	0.450	0.386	0.338
D 实验值	0.68	0.55	0.46	0.40	0.34

图 7 给出了该变流器在不同输入电压，不同负载电流下详细转换效率。最高效率约为 97%。

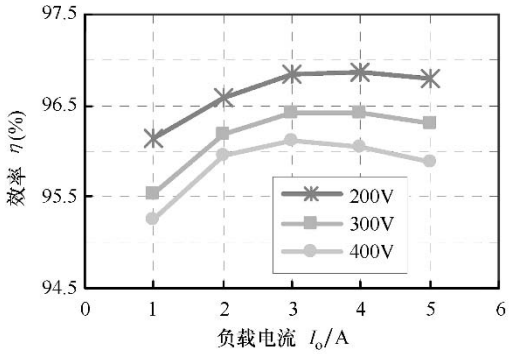


图 7 不同负载电流下的效率曲线

Fig.7 Measured efficiencies

5 结论

本文提出的改进型软开关双主单辅有源钳位不对称双管正激变流器，和其原型相比，在保持了其占空比可以扩展至 50%以上和所有开关管在任意条件下均为软开关的优点外，仅采用一只小容量的开关管即可实现变压器磁复位的功能，从而有效简化了变流器电路构造，提高了转换效率和变流器功率密度，并极大降低了整机成本，具有十分可观的经济优势。进而，该新颖变流器能很方便地改造成为同步整流形式，并经新颖饱和电感复位电路优化后，比原型更适合于高电压宽范围输入、高效率和高功率密度的实际应用场合，具有较高工业价值。

参考文献

[1] 钱照明，张军明，谢小高，等. 电力电子系统集成研究进展与现状[J]. 电工技术学报，2006, 21(3): 1-14.
Qian Zhaoming, Zhang Junming, Xie Xiaogao，et al. Progress in power electronic system integration[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(3): 1-14.

[2] Xi Youhao, Jain P K. A forward converter topology employing a resonant auxiliary circuit to achieve soft switching and power transformer resetting[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003，50(1): 132-140.

[3] Leu C S, Hua G, Lee F C. Comparison of forward topologies with various reset schemes[C]. Proceedings of the Ninth Annual VPEC Power Electronics Seminar, 1991: 101-109.

[4] Xi Youhao, Jain P K, Liu Y F, et al. A self core reset and zero voltage switching forward converter

topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, 15(6): 1192-1203.

[5] 石健将，张际海，张建国，等．一种输入低压大电流/输出高电压高频组合式直流变换器 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(8): 13-17.
Shi Jianjiang, Zhang Jihai, Zhang Jianguo, et al. A high-frequency combined converter with low voltage and high current input and high voltage-output[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(8): 13-17.

[6] Lim Bum Sun, Kim Hee Jun, Chung Won Sup. A self-driven active clamp forward converter using the auxiliary winding of the power transformer[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II, 2004,51(10): 549-551.

[7] 石健将，何湘宁，严仰光．一种输入端自然均流 /高电压增益组合式变换器研究 [J]. 电工技术学报，2005, 20(3): 14-18.
Shi Jianjiang, He Xiangning, Yan Yangguang. Study on a combined converter with natural sharing input-current and high voltage gain[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(3): 14-18.

[8] Xu Jianping, Cao Xiaohong, Luo Qianchao. An improved two-transistor forward converter[C]. PEDS 1999, 1: 225-228.

[9] Hang Lijun, Gu Yilei, Lü Zhengyu. ZVS active-clamped compensative reset dual-switch forward converter[C]. IEEE IAS 2005, 3: 1980-1984.

[10] Acik A, Cadirci I. Active clamped ZVS forward converter with soft-switched synchronous rectifier for high efficiency, low output voltage applications[J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2003, 150(2): 165-174.

（下转第 170 页）

the 2003 major grid blackouts in North America and Europe, and recommended means to improve system dynamic performance[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2005, 20(4): 1922-1928.

[2] 薛禹胜. 综合防御由偶然故障演化为电力灾难 ——北美“8·14”大停电的警示[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(18): 1-5, 37.
Xue Yusheng. The way from a simple contingency to system wide disaster: lesson from the eastern interconnection blackout in 2003[J]. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27(18): 1-5, 37.

[3] Adibi M M, Clelland P, Fink L H, et al. Power system restoration—a task force report[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 1987, 2(2): 271-277.

[4] Adibi M M, Fink L H, Andrews C J, et al. Special considerations in power system restoration[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 1992, 7(4): 1419-1424.

[5] Chu R F, Holen A T, Liu C C. Generation capability dispatch for bulk power system restoration: a knowledge-based approach[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 1993, 8(1): 316-325.

[6] 董张卓, 焦建林, 孙启宏. 用层次分析法安排电力系统事故后火电机组恢复的次序[J]. 电网技术, 1997, 21(6): 48-51, 54.
Dong Zhangzhuo, Jiao Jianlin, Sun Qihong. Arrangement of priority sequence of thermal unit restoration on analytical hierarchy process model[J]. Power System Technology, 1997, 21(6): 48-51, 54.

[7] Ketabi A, Asmar H, Ranjabar A M, et al. An approach for optimal units start-up during bulk power system restoration[C]. Large Engineering Systems Conference on Power Engineering, LESCOPE '01. 2001, 1(1): 190-194.

[8] 钱颂迪, 胡运权. 运筹学[M]. 北京：清华大学出版社, 1997.

[9] 郭嘉阳, 吴涛, 张仁伟, 等. 华北电网“黑启动”试验研究[J]. 华北电力技术, 2001 (5): 3-18.
Guo Jiayang, Wu Tao, Zhang Renwei, et al. Test and research of black start in north China power network[J]. North China Electric Power, 2001 (5): 3-18.

[10] 程改红, 徐政. 电力系统故障恢复过程中的过电压控制[J]. 电网技术, 2004, 28(11): 29-33.
Cheng Gaihong, Xu Zheng. A method to control sustained overvoltage during power system restoration[J]. Power System Technology, 2004, 28(11): 29-33.

[11] 张玉琼, 顾雪平. 基于随机统计分析的黑启动操作过电压的计算校验[J]. 电工技术学报, 2005, 20(5): 92-97.
Zhang Yuqiong, Gu Xueping. Computation and statistical evaluation of operating over-voltages in black-start process of power systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(5): 92-97.

[12] 魏权龄. 数据包络分析[M]. 北京：科学出版社, 2004.

[13] Horowitz E, Sahni S. Fundamental of computer algorithms[M]. New Delhi: Galgotia Publication, 1996.

作者简介

刘 强 男，1979 年生，博士研究生，研究方向为电力系统恢复控制。

石立宝 男，1971 年生，博士，副教授，研究方向为大规模电力系统安全经济运行，计及 FACTS 的电力系统动态安全评估，计算智能/网格技术及其在电力系统中的应用， EMS/DTS 系统集成。

（上接第 138 页）

[11] 陈威, 吕征宇, 钱照明. 谐振复位双管正激变流器软开关研究和优化[J]. 电工技术学报, 2007, 22(11): 74-79.
Chen Wei, Lü Zhengyu, Qian Zhaoming. Research and optimization on soft switching of resonant reset dual switch forward DC/DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(11): 74-79.

[12] 董文辉, 金天均, 陈辉明. 后级调整技术在多路输出反激电路中的运用[J]. 电工技术学报, 2005, 20(12): 64-68, 75.
Dong Wenhui, Jin Tianjun, Chen Huiming. Secondary

side post regulation application in multiple output flyback converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(12): 64-68, 75.

作者简介

陈 威 男，1982 年生，博士研究生，现从事电力电子电路拓扑，电源模块可变结构柔性化技术和电源系统集成的研究。

洪小圆 男，1984 年生，博士研究生，现从事电机驱动及电力电子电路拓扑的研究。