

# 一种新颖的宽范围双管正激型 DC/DC 变换器

顾亦磊, 顾晓明, 吕征宇, 钱照明

(浙江大学电气工程学院, 浙江省 杭州市 310027)

## A NOVEL WIDE RANGE DUAL SWITCH FORWARD DC/DC CONVERTER

GU Yi-lei, GU Xiao-ming, LÜ Zheng-yu, QIAN Zhao-ming

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China)

**ABSTRACT:** A novel topology named “RCD reset dual switch forward DC/DC converter” is proposed and compared with the original one and shown that the new one wins merit in the duty cycle of more than 50% bigger, meanwhile, it overcomes the demerit of high voltage stress on the main switches and low efficiency due to the energy consumption for the excitation in reset resistor. In the proposed topology, the reset capacitor acts only as a compensation, the energy consumption on the resistor R of converters plays a small role for a small fraction, and therefore, the proposed converter may be applied for the high voltage input or in case of wide range, high efficiency is required i.e. it promotes the feasibility and applicability of the new-type converter. All said above are proved by experiments.

**KEY WORDS:** Power Electronics; Dual switch; RCD reset; Magnetizing current

**摘要:** 该文提出了一种 RCD 复位双管正激型 DC/DC 变换器。它继承了 RCD 复位单管正激变换器占空比可以大于 50% 的优点, 克服了 RCD 复位单管正激变换器开关电压应力大和励磁能量完全消耗在 R 上而使得变换效率低的缺点。所推荐的 RCD 复位双管正激型 DC/DC 变换器的复位电容只起到补偿复位的作用, 复位电阻 R 上消耗的能量只是原来 RCD 复位单管正激变换器的几分之一。因此该变换器可以应用于高压输入场合或是宽范围、高效率要求的场合, 可提高 RCD 复位方式的可行性和实用性。最后通过实验证实了该拓扑上述的优点。

**关键词:** 电力电子; 双管正激; RCD 复位; 励磁电流

## 1 引言

RCD 复位单管正激变换器如图 1 所示, 其优点是

占空比可以大于 50%, 适合用于宽范围场合。但是其主开关  $S_1$  的电压应力比较大, 通常在输入电压的两倍以上, 所以不适合应用于高电压输入场合。另外它最大的缺点在于这种复位方式是耗能的复位方式, 它的励磁能量最终都消耗在电阻 R 上。复位电阻 R 需要采用功率比较大的电阻, 不仅增加了变换器的体积, 且变换器的效率也大打折扣<sup>[1-2]</sup>。因此这种复位方式的正激变换器在工业界应用得并不多。

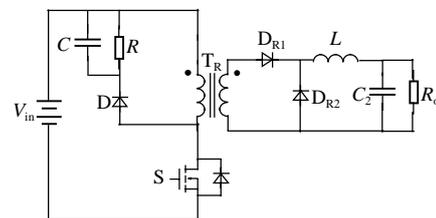


图 1 RCD 复位单管正激变换器

Fig. 1 RCD reset single switch forward converter

为了降低主开关的电压应力, 有人提出双管正激的拓扑结构<sup>[3-8]</sup>, 如图 2 所示。它每个开关的电压应力等于输入电压, 是单管正激<sup>[9]</sup>的一半左右, 适用于高压输入场合, 因此也有人将它归为三电平变换器的一种<sup>[10-14]</sup>。双管正激变换器是利用输入电压给变压器进行复位。结构上也非常简单, 励磁能量也没有浪费, 而是回馈到输入侧。因此这个 DC/DC 拓扑被广泛地应用于工业界, 不仅仅是高压输入场合。但是这种双管正激变换器有它的致命缺点: 只能工作在占空比小于 50% 的状态, 所以不适合用在变换范围非常宽的场合。图 3 所示的是双管正激变压器上的电压波形。在主开关导通的  $DT$  时段, 变压器上的电压是正的  $V_{in}$ ; 当主开关关断的  $(1-D)T$  时间里, 先是二极管  $D_1$  和  $D_2$  导通, 由负的  $V_{in}$  给变压器复位, 当正负伏秒平衡之后,  $D_1$  和  $D_2$  自然

基金项目: 国家自然科学基金项目 (50237030ZD)。

Project supported by National Natural Science Foundation of China (50237030ZD).

关断，变压器上电压为零。因此变压器要伏秒平衡必须满足以下的条件

$$V_{in}(1-D) \geq V_{in}D \quad (1)$$

由(1)式可计算得： $D \leq 50\%$  所以双管正激只能工作在占空比小于 50% 的区域。

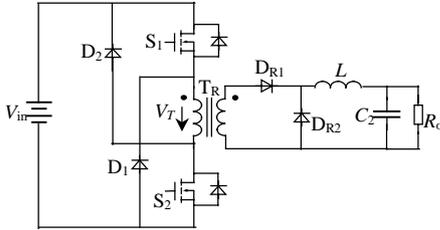


图 2 传统的双管正激变换器

Fig. 2 Conventional dual switch forward converter

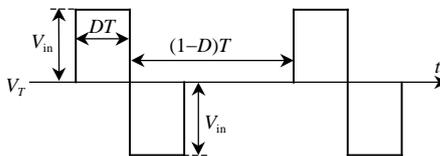


图 3 传统的双管正激变换器变压器电压波形

Fig. 3 Transformer voltage waveform of conventional dual switch forward converter

本文提出的 RCD 复位双管正激变换器继承了 RCD 复位单管正激变换器占空比可以大于 50% 的优点，克服了 RCD 复位单管正激变换器开关电压应力大和励磁能量完全消耗在 R 上的缺点。因此可以应用于高压输入场合或是宽范围的场合，大大提高了 RCD 复位方式的可行性和实用性。

## 2 工作原理

图4是所推荐的RCD复位双管正激变换器的主电路结构，可以理解为是双管正激和RCD单管正激的结合。主开关S<sub>1</sub>和S<sub>2</sub>同时导通，同时关断。当S<sub>1</sub>和S<sub>2</sub>导通时，变压器上承受的是输入电压，如图5所示。当S<sub>1</sub>和S<sub>2</sub>关断之后，变压器的励磁电流通过D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>续流。于是变压器上的复位电压是(V<sub>in</sub>+V<sub>C</sub>)。等到变压器伏秒平衡后，也就是励磁电流回到零，二极管D<sub>1</sub>、D<sub>2</sub>就自然关断。变压器上电压也回到零。

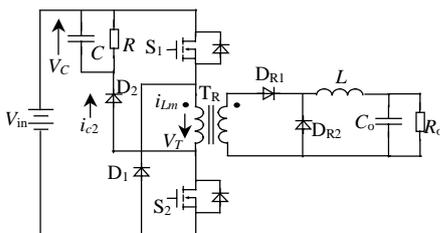


图 4 RCD 复位双管正激变换器

Fig. 4 RCD reset dual switch forward converter

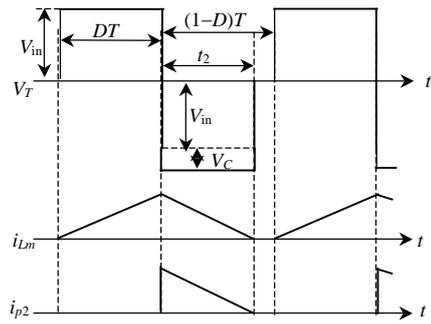


图 5 主要工作波形（断续状态）

Fig. 5 Principle waveform of the proposed converter(discontinuous mode)

可以看到变压器上的复位电压是输入电压和电容C上电压的叠加。变压器伏秒平衡的条件就要改写成

$$V_{in}D \leq (V_{in} + V_C)(1-D) \quad (2)$$

可得

$$D \leq \frac{V_{in} + V_C}{2V_{in} + V_C}$$

即

$$D_{max} = \frac{V_{in} + V_C}{2V_{in} + V_C}$$

若V<sub>C</sub>为正，那么占空比D就可以超过50%。因此这个电路能适应宽范围的要求。和RCD复位的单管正激变换器不同的是这里的V<sub>C</sub>并不是全部的复位电压，而是作为复位电压的补偿而存在。复位电压的主体还是V<sub>in</sub>。这样电阻R上消耗的功率也不是所有的励磁能量，而是励磁能量的一部分。这正好解决了RCD复位的单管正激变换器的最大问题。此外，从图中很容易可以看出S<sub>1</sub>的电压应力是V<sub>in</sub>，S<sub>2</sub>的电压应力是(V<sub>in</sub>+V<sub>C</sub>)。这里的V<sub>C</sub>若设计得过大，则该电路整体性能和RCD复位单管正激变换器相近，复位损耗较大，开关电压应力也较大，但是占空比范围可以比较宽；若V<sub>C</sub>若设计得过小，复位损耗可以比较小，开关电压应力也比较低，但是占空比范围却会变窄，整体性能接近传统的双管正激变换器。因此复位电路的参数R、C、D需要折衷设计才能达到理想的效果。

## 3 RCD 复位双管正激变换器的设计

上面定性的分析了 RCD 复位的双管正激变换器在典型工作状态下的工作原理。下面定量描述各种工作状态下该变换器的特性以及设计方法。

对于输入电压范围不是非常宽的场合，可以将此电路全范围设计成励磁电流断续状态，这样有利于变压器的设计。

(1) 励磁电流断续状态（以下简称断续状态）

工作在图 5 状态的就是断续状态。励磁电流每个周期都要回零。如果变压器复位时间定义为  $t_2$ , 那么  $t_2 < (1-D)T$ 。工作在这种状态下的 RCD 复位的双管正激变换器的变压器上磁偏最小, 对于变压器的设计比较有利。

在这种状态下励磁电流最大值  $I_m$  为

$$I_m = \frac{DV_{in}T}{L_m} \quad (3)$$

而根据输出滤波电感的伏秒平衡可得

$$DV_{in} = nV_o \quad (4)$$

将式(4)代入式(3)可得

$$I_m = \frac{nV_oT}{L_m} \quad (5)$$

对于一个输入电压在  $V_{inmin} \sim V_{inmax}$  间变化, 而输出电压恒定为  $V_o$  的电源来说,  $I_m$  就为一个恒定的值。

假设对应最小输入电压  $V_{inmin}$  下的占空比为  $D_{max}$ 。那么就将这个时候设计成励磁电流刚好临界断续, 即复位时间  $t_2$  恰好等于  $(1-D)T$ 。根据这个原则就可以设计电阻  $R$  的大小。

因为  $C$  比较大, 在稳定工作时可以看作是一个电压源  $V_C$ 。在复位时励磁电流同时流过电压源  $V_{in}$  和电压源  $V_C$ , 所以励磁能量  $(L_m I_m^2)/2$  中有  $V_C/(V_{in} + V_C) \times (L_m I_m^2)/2$  灌入电压源  $V_C$ , 而这部分能量最终是要消耗在电阻  $R$  上。所以下式成立

$$\frac{V_C}{V_{in} + V_C} \times \frac{L_m I_m^2}{2} = \frac{V_C^2 T}{R} \quad (6)$$

从式(6)可以看出, 输入电压  $V_{in}$  越低, 电容  $C$  上电压  $V_C$  越高。

根据输入电压最低时, 恰好使  $t_2 = (1-D)T$  这个设计原则。可以先算出最低输入电压时所对应的  $V_C$ 。这时的  $V_C$  定义为  $V_{Cmax}$ 。根据变压器的伏秒平衡可得

$$V_{inmin} D_{max} = (V_{inmin} + V_{Cmax})(1 - D_{max}) \quad (7)$$

由式(7)可以解出  $V_{Cmax}$  为

$$V_{Cmax} = \frac{V_{inmin} D_{max}}{(1 - D_{max})} - V_{inmin} \quad (8)$$

再将式(3)、(8)代入式(6), 就可以解出  $R$

$$R = \frac{2L_m(2D_{max} - 1)}{D_{max}(1 - D_{max})^2} \quad (9)$$

根据这个方法计算出来的  $R$  满足变压器上偏磁最小, 即是变压器最优化设计。这种设计适用于输入电压范围不是特别宽的情况。若输入电压范围非

常宽, 那么最大占空比  $D_{max}$  就必需设计得很大, 用上面这种方法设计出来的  $V_{Cmax}$  就会比较大, 使得  $S_2$  的电压应力会比较大, 特别在输入电压比较高的场合不利于  $S_2$  的选取。

(2) 励磁电流连续状态(下简称连续状态)

要是输入电压范围非常宽, 那么上述的断续状态设计就显得力不从心了。下面分析了励磁电流连续状态的设计。这样, 整个变换器工作在断续和连续两种状态, 输入电压的范围就可以更宽, 又不使开关  $S_2$  的电压应力很大。

整个占空比范围可以分成两段  $D_{min} \sim D_{mid} \sim D_{max}$ 。  $D_{min} \sim D_{mid}$  段就是上面所讲的断续状态,  $t_2 < (1-D)T$ 。  $D_{mid} \sim D_{max}$  段工作在连续状态,  $t_2 = (1-D)T$ , 其变压器电压和励磁电流的波形如图 6 所示。

在连续状态下, 变压器还是要满足伏秒平衡, 但是  $t_2$  已经等于  $(1-D)T$  了, 所以只能强迫  $V_C$  增加来满足伏秒平衡。这时, 不是励磁电流的大小决定  $V_C$  的大小, 而是伏秒平衡决定  $V_C$  的大小, 然后由  $V_C$  再决定励磁电流的大小。  $V_C$  可以由下式计算

$$V_{in} D = (V_{in} + V_C)(1 - D) \quad (10)$$

连续状态是对应于占空比较大的时候, 而对应的  $V_{in}$  又比较小, 所以这时的  $V_C$  会比较大, 对效率也会有所影响。此外对于变压器来说, 工作在连续状态是比较不利的, 其偏磁会比断续状态下大。所以只有在输入范围要求特别宽的情况下才会设计到连续状态。

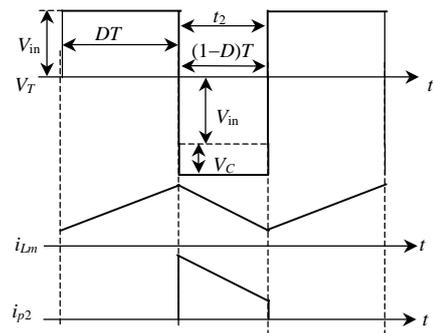


图 6 连续状态下主要工作波形

Fig. 6 Principle waveform of the proposed converter under continuous mode

## 4 实验结果

一个 250V~400V 输入, 54V/5A 输出的直流对直流变换器验证了双管 RCD 复位变换器工作原理和优点。

该变换器的规格和主要参数如下:

输入电压  $V_{in}$  为 250V~400V; 输出电压  $V_o$  为 54V; 输出电流  $I_o$  为 0~5A; 开关频率  $f$  为 70kHz; 主开关  $S_1, S_2$  为 STP11NM60; 整流二极管  $D_{R1}$  为 HER1604PT;  $D_{R2}$  为 B20200; 变压器 T 为  $n=40:20; L_m=3mH; L_s=15\mu H$ ; 滤波电感  $L$  为  $130\mu H$ ; 复位电阻  $R$  为  $500\Omega$ 。

图 7(a)、(b)、(c)是满载(5A), 250V 输入时的实验波形。从图 7(a)可以看到激磁电流在复位结束时还未下降到零, 也就是说激磁电流是连续的, 整个变换器工作在连续状态。从图 7(b)可以看到  $S_1$  的电压应力等于输入电压 250V。从图 7(c)可以看到  $S_2$  的电压应力等于输入电压  $V_{in}$  与  $V_C$  之和, 大约为 305V。此时的占空比为 57%。图 7(d)、(e)、(f)是满载(5A), 400V 输入时的实验波形。从图 7(d)可以看到激磁电流在复位结束时已下降到零, 也就 3s 是说激磁电流是断续的, 整个变换器工作在断续状态。从图 7(e)可以看到  $S_1$  的电压应力等于输入电压 400V。从图 7(f)可以看到  $S_2$  的电压应力等于输入电压  $V_{in}$  与  $V_C$  之和, 大约为 423V。因此该变换器开关上的最大电压应力也只有 423V, 只是略大于最高输入电压。此时的占空比为 35.7%。

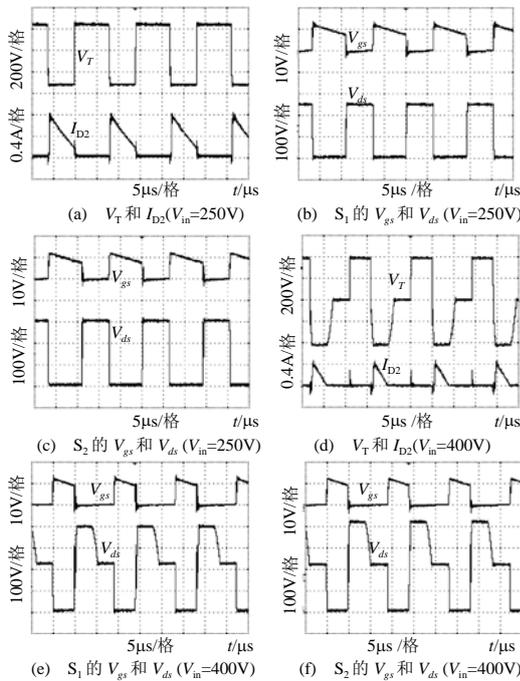


图 7 实验波形 ( $I_o=5A$ )  
Fig. 7 Experimental waveform ( $I_o=5A$ )

图 8 给出了该变换器在不同输入电压下的转换效率  $\eta$  以及  $V_C$  的变化曲线。在 300V 以上输入时, 效率曲线符合普通的 Buck 型变换器的特征——输

入电压越高效率越低。但是在 300V 以下输入时, 由于变换器工作于连续状态(前文所定义), 变压器磁偏严重以至磁损增大, 另外,  $V_C$  也急剧上升, 导致  $R$  上的损耗也增加, 所以效率曲线又呈现相反的趋势。还可以看到  $V_C$  随着输入电压的升高而降低, 这个趋势对于降低开关应力来说是有利的(因为最高开关应力出现在最高输入电压时)。从总体上可以看到  $R$  上的电压  $V_C$  远小于复位电压, 从而  $R$  上的损耗也比较低, 这一点优于 RCD 复位单管正激变换器。

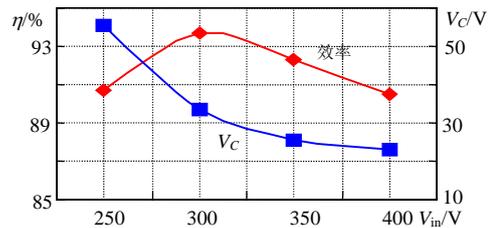


图 8 不同输入电压下的效率曲线和  $V_C$  曲线  
Fig. 8 Efficiency and  $V_C$  under different input voltage

图 9 给出了该变换器在不同输入电压, 不同负载电流下详细的转换效率。最高效率达到了 94%。

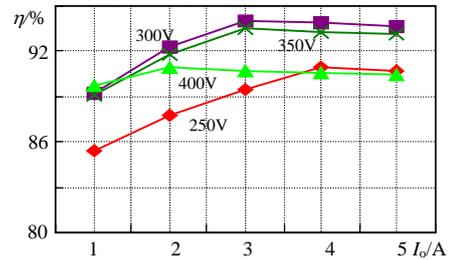


图 9 不同负载电流下的效率曲线  
Fig. 9 Efficiency at different load current

### 5 结论

本文提出的 RCD 复位双管正激型 DC/DC 变换器继承了 RCD 复位单管正激变换器占空比可以大于 50% 的优点, 克服了 RCD 复位单管正激变换器开关电压应力大和励磁能量完全消耗在  $R$  上而使得变换效率低的缺点。复位电容只起到补偿复位的作用, 复位电阻  $R$  上消耗的能量只是原来 RCD 复位单管正激变换器的几分之一。因此该变换器可以应用于高压输入场合或者是宽范围、高效率要求的场合。

### 参考文献

[1] Bridge C D. Clamp voltage analysis for RCD forward converters [C]. APEC, 2000: 959-965.  
[2] Cobos J A, Garcia O, Sebastian J et al. RCD clamp PWM forward converter with self driven synchronous rectification [C]. Proceedings

- of the IECON '93, International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993(2): 1336-1341.
- [3] Jianping Xu, Xiaohong Cao, Qianchao Luo. An improved two-transistor forward converter[C]. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. 1999, (1): 225-228.
- [4] Tan F D. The forward converter: from the classic to the contemporary [C]. IEEE APEC, 2002(12): 857-863.
- [5] 潘尚志, 钱照明, 雷娜. 一种通用的新型单/双正激型直流变换器电路仿真平均模型[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(6): 58-62.  
Pan Shangzhi, Qian Zhaoming, Lei Na. A average model for unified forward DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(6): 58-62.
- [6] 盛专成, 李广勇, 贺怀谦. 一种双正激电路的软关断拓扑[J]. 电力电子技术, 2001, 35(3): 43-46.  
Sheng Zhuancheng, Li Guangyong, HE Huaiqian. A new soft switching topology for double switching forward converter[J]. Power Electronics, 2001, 35(3): 43-46.
- [7] 周平森, 王慧贞. 一种双管正激变换器的初级箝位电路[J]. 电力电子技术, 2003, 37(5): 47-49.  
Zhou Pingsen, Wang Huizhen. A primary side clamping topology for two-transistor forward converter[J]. Power Electronics, 2003, 37(5): 47-49.
- [8] 章进法, 黄贵松, 顾亦磊. 非对称全桥 DC-to-DC 变换器[P]. 中国: CN1384591A. 2002.  
Zhang Jinfa, Huang Guisong, Gu Yilei. Asymmetrical full bridge DC-to-DC converter[P]. China: CN1384591A. 2002.
- [9] Li Q, Lee F C, Jovanovic M M. Large-signal transient analysis of forward converter with active-clamp reset[C]. PESC. 1998,(1): 633-639.
- [10] 詹长江, 陈坚. 三电平脉宽调制高频整流器系统数学模型及仿真分析[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19 (7): 45-48.  
Zhan Changjiang, Chen Jian. Study on mathematical model and system simulation of the three-level PWM reversible rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 1999, 19(7): 45-48.
- [11] 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.
- [12] 顾亦磊, 吕征宇, 钱照明. 一种新型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, QianZhaoming. A novel three level soft switching resonant DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 24-28.
- [13] Xinbo Ruan, Bin Li, Qianhong Chen. Three-level converters—a new approach for high voltage and high power DC-to-DC converter[C]. IEEE PESC Proceedings, 2002,(1): 663-668.
- [14] 阮新波, 李斌. 零电压零电流开关 PWM 型复合式全桥三电平变换器[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 htree-level converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(4): 9-14.

收稿日期: 2004-07-08。

作者简介:

顾亦磊: (1978-) 男, 博士研究生, 现从事电力电子电路拓扑和电源系统集成的研究;

顾晓明: (1980-) 男, 硕士研究生, 现从事电力电子电路拓扑及控制的研究;

吕征宇: (1957-) 男, 博士, 教授, 博士生导师, 现从事电力电子中的电磁兼容, 智能控制, 功率变换器和电力电子器件等方面研究;

钱照明: 男, 博士, 教授, 博士生导师, 现从事电力电子器件及其相关应用技术, 特种工业电源及电力电子系统电磁兼容等方面研究。