

# 副边电压应力最小化的 LLC 谐振型变换器拓扑

顾亦磊, 吕征宇

(浙江大学电气工程学院, 浙江省 杭州市 310027)

## Topology of LLC Resonant Converter with Minimized Voltage Stress for Secondary Side

GU Yi-lei, LÜ Zheng-yu

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

**ABSTRACT:** Paper presents a topology of LLC resonant converter with minimized voltage stress for secondary side. The advantages, which are featured in conventional LLC converter, i.e. being easy to obtain full range ZVS for primary side switches, being easy to obtain ZCS for secondary side diodes, resonant inductors and transformer being easy to be integrated and wide range application, are taken on in the presented topology as well, furthermore the prominent advantages that voltage stresses of secondary side diodes and secondary side capacitors are half of output voltages are taken on. Therefore this converter is fit for application with the characteristic of high output voltage. Evolvement of this topology, detailed operation principle and design considerations of key parameters are detailed analyzed. Finally, an experimental prototype of 1100W is built to verify the reliability and practicability of the proposed topology. Efficiency of the prototype with full load is above 96%.

**KEY WORDS:** power electronics; inductor-inductor-capacitor (LLC) resonant; zero voltage switch(ZVS); direct current to direct current(DC/DC); voltage stress

**摘要:** 提出一种副边电压应力最小化的 LLC 谐振变换器拓扑, 该拓扑除了具有传统 LLC 谐振变换器拓扑原边开关容易实现全范围的 ZVS、副边二极管容易实现 ZCS、谐振电感和变压器容易实现磁集成、宽范围等优点外还具有副边二极管的电压应力以及副边电容的电压应力均为输出电压的一半的优点。所以该拓扑非常适合应用于高压输出的直流电源中。文中详细分析了该变换器的演化过程、工作原理和关键参数的设计方法。最后以一个 1100W 的实验样机验证了该拓扑的可靠性和实用性。样机的满载效率达到 96% 以上。

**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).

**关键词:** 电力电子; 电感-电感-电容谐振; 零电压; 直流-直流; 电压应力

## 0 引言

不同的变流拓扑适合不同的应用场合, 其主要原因是元器件的数量不同, 以及各个元器件的电压、电流、磁感应强度、温度等应力不同<sup>[1-4]</sup>。正激、反激等DC/DC变流器拓扑的副边二极管电压平台是输出电压的2倍左右, 考虑到反向恢复带来的电压尖峰, 二极管的电压应力基本上为输出电压的4倍。移相全桥变流器、不对称半桥变流器等控制型软开关拓扑的副边二极管应力也是输出电压的4倍(考虑反向恢复)。如果将移相全桥变流器、不对称半桥变流器的副边接成桥式整流的结构, 那么副边二极管应力可以降到输出电压的两倍<sup>[5-10]</sup>。

LLC谐振变流器不仅原边的开关工作于控制型软开关的状态, 而且副边二极管工作于零电流关断的状态, 所以不会产生电压尖峰。如果也采用桥式整流结构, 二极管电压应力等于输出电压。相对以上的拓扑来说比较适合高压输出的场合。

本文提出了一种新颖的LLC谐振变流器拓扑结构, 其副边二极管的电压应力以及输出电容的电压应力均为输出电压的一半。是高压直流电源的理想候选拓扑。在高电压输出时, 可以比较容易选到合适的二极管和电解电容。文中以一个1100W的电力操作电源为例子验证了这个拓扑的可靠性和实用性。

## 1 拓扑演化

LLC谐振变流器副边二极管工作于零电流关断

的状态，基本上没有反向恢复的问题，从而不会产生电压尖峰。所以对于高压输出的场合，LLC谐振变换器是比较合适的拓扑。但是同样是LLC谐振变换器，其拓扑结构还可以改进，进一步降低副边元器件的电压应力来适应高电压输出的应用。

图 1(a)所示的是电流型零式整流结构，是最常用的 LLC 谐振变换器的副边电路。图 1(b)所示的是电流型桥式整流结构，和电流型零式整流结构相比，其二极管的电压应力降低了一半，增益提高了一倍，更适合高压输出的应用。图 1(c)是梯形倍压结构，它也可以用作 LLC 谐振变换器的副边电路，和电流型桥式整流结构相比，其增益又增加了一倍。另外，它的两个电容  $C_2$  和  $C_3$  的电压应力分别是  $U_o/2$  和  $U_o$ 。各个二极管的电压应力均是  $U_o$ ，相对上面两种结构来说它更适合高压输出应用。但是如果能将  $C_3$  以及各个二极管的电压应力也都降到输出电压的一半，该拓扑就更加适合高压输出的应用了。图 1(d)(e)(f)就给出了实现这种设想的拓扑演化过程。首先用两个相同的元器件串连来取代原先的一个元器件，然后将  $D_4$  移至下面，最后将  $C_3$ 、 $C_4$  的中点和  $D_1$ 、 $D_3$  的中点相连。这样得到的电路称为电压应力最小化的副边电路。表 1 所示的是上述几种结构在电压应力以及直流增益上的比较。图 2 给出了副边电压应力最小化的 LLC 谐振变换器的完整拓扑。

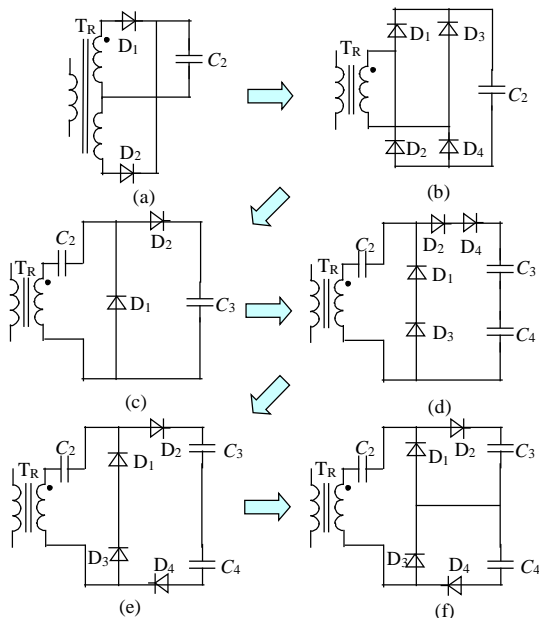


图 1 拓扑的演化  
Fig. 1 Evolvement of the topologies

表 1 各种输出结构的 LLC 谐振变换器的电压应力和增益

Tab.1 Voltage stress and DC gain of various LLC resonant converters

结构	电容电压应力	二极管电压应力	增益
a	$U_o$	$2U_o$	M
b	$U_o$	$U_o$	2M
c	$U_o$ 、 $U_o/2$	$U_o$	4M
f	$U_o/2$	$U_o/2$	4M

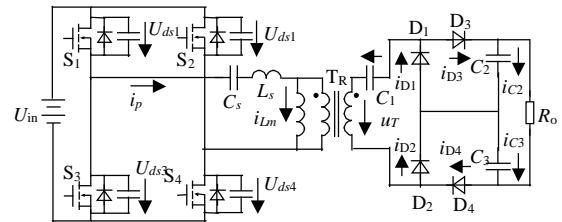


图 2 副边电压应力最小化的 LLC 谐振变换器拓扑  
Fig.2 Topology of LLC resonant converter with minimized voltage stress for secondary side

## 2 工作原理

该变换器的一个开关周期可以分为 8 个工作阶段，其工作波形如图 3 所示，每个阶段的等效电路如图 4 所示。具体的工作过程描述如下：

(1) 阶段1 [ $t_0 \sim t_1$ ]：在  $t_0$  时刻  $S_1$ 、 $S_4$  开通，原边谐振电流  $i_p$  流过  $S_1$ 、 $S_4$ ，并以正弦形式逐渐上升。在输出侧，二极管  $D_3$ 、 $D_4$  导通， $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  上的电压之和将变压器钳位。因此原边的谐振是发生在  $L_s$  和  $C_s$  之间，流过  $L_m$  的励磁电流  $i_{Lm}$  线性上升。直到  $t_1$  时刻，即  $i_p$  和  $i_{Lm}$  相等时该阶段结束。

(2) 阶段2: [ $t_1 \sim t_2$ ]：  $t_1$  时刻由于  $i_p$  和  $i_{Lm}$  相等，二极管  $D_3$ 、 $D_4$  上电流自然过零而关断，因此几乎没有反向恢复的过程。同时， $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  上的电压不再对变压器箝位，那么  $L_m$  就成为自由的谐振电感， $L_m$  与  $L_s$  加在一起与  $C_s$  谐振。这个谐振周期要比前一个谐振周期大得多，所以在这段时间里，原边电流可以看作近似不变， $L_m$  是一个恒流源。直到  $S_1$ 、 $S_4$  的门极信号为低电平，该阶段结束。

(3) 阶段 3 [ $t_2 \sim t_3$ ]：在时刻  $t_3$ ， $S_1$ 、 $S_4$  关断，于是原边电流  $i_p$  对  $S_1$ 、 $S_4$  的寄生电容充电，同时对  $S_2$ 、 $S_3$  的寄生电容放电。此时输出侧  $D_1$ 、 $D_2$  导通， $C_1$  上的电压将变压器箝位。直至  $S_2$ 、 $S_3$  的寄生电容上的电压放电到零该阶段结束。

(4) 阶段 4 [ $t_3 \sim t_4$ ]：当  $S_2$ 、 $S_3$  的结电容上的电压下降到零之后，原边电流就流过  $S_2$ 、 $S_3$  的体二极管，并且以正弦形式反向增大。由于  $S_2$ 、 $S_3$  的体二极管的导通，使得  $S_2$ 、 $S_3$  的漏源电压保持为零，

为  $S_2$ 、 $S_3$  的零电压开通创造了条件。当  $S_2$ 、 $S_3$  的门极为高电平，该阶段结束。

(5) 阶段 5: $[t_4 \sim t_5]$ : 在  $t_4$  时刻,  $S_2$ 、 $S_3$  开通, 原边谐振电流  $i_p$  流过  $S_2$ 、 $S_3$ , 并以正弦形式逐渐反向上升。在输出侧, 二极管  $D_1$ 、 $D_2$  导通,  $C_1$  上的电压继续将变压器钳位。因此原边的谐振是发生在  $L_s$  和  $C_s$  之间, 流过  $L_m$  的励磁电流  $i_{Lm}$  线性下降。直到  $i_p$  和  $i_{Lm}$  相等时该阶段结束。

(6) 阶段 6: $[t_5 \sim t_6]$ :  $t_5$  时刻由于  $i_p$  和  $i_{Lm}$  相等, 二极管  $D_1$ 、 $D_2$  上电流自然过零而关断, 是零电流关断, 因此几乎没有反向恢复的过程。此时,  $C_1$  上的电压不再对变压器箝位, 那么  $L_m$  就成为自由的谐振电感,  $L_m$  与  $L_s$  加在一起与  $C_s$  谐振。直到  $S_2$  的门极信号为低电平, 该阶段结束。

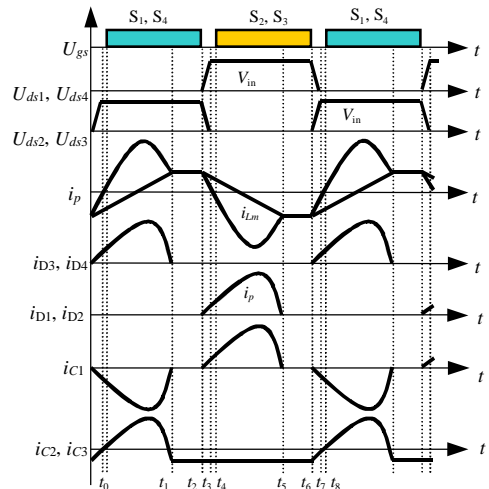


图3 主要工作波形

Fig. 3 Principle waveform of the proposed converter

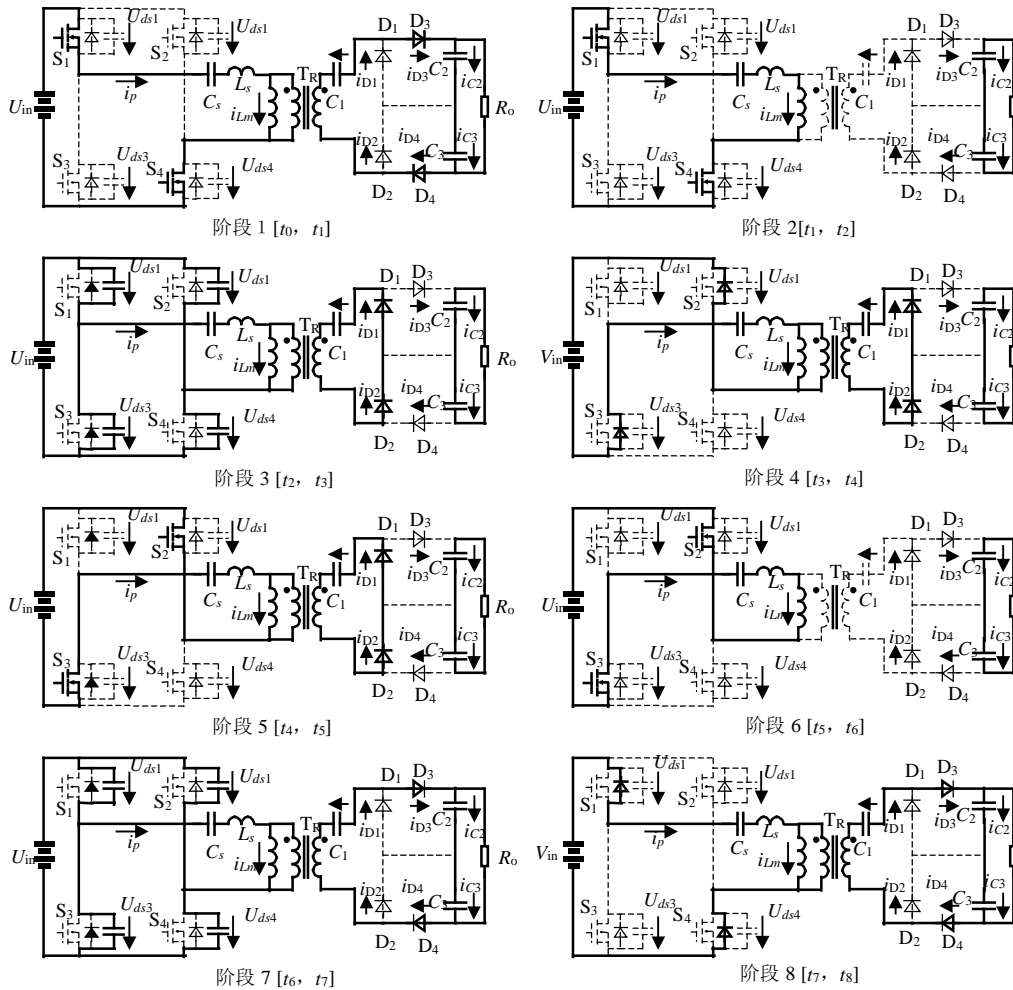


图4 各阶段等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit for each stage

(7) 阶段 7: $[t_6 \sim t_7]$ : 在时刻  $t_6$ ,  $S_2$ 、 $S_3$  关断, 于是原边电流  $i_p$  对  $S_2$ 、 $S_3$  的寄生电容充电, 同时对  $S_1$ 、 $S_4$  的寄生电容放电。此时输出侧  $D_3$ 、 $D_4$  导通。

直至  $S_1$ 、 $S_4$  的寄生电容上的电压放电到零该阶段结束。

(8) 阶段 8: $[t_7 \sim t_8]$ : 当  $S_1$ 、 $S_4$  的结电容上的电

压下降到零之后,原边电流就流过  $S_1$ 、 $S_4$  的体二极管,并且以正弦形式反向增大。由于  $S_1$ 、 $S_4$  的体二极管的导通,使得  $S_1$ 、 $S_4$  的漏源电压保持为零,为  $S_1$ 、 $S_4$  的零电压开通创造了条件。当  $S_1$ 、 $S_4$  的门极为高电平,该阶段结束。

以上的分析中可以得到两个谐振周期,其中一个为  $L_s$  和  $C_s$  的谐振周期,定义为  $T_s$ ,可以表达为

$$T_s = 2\pi\sqrt{L_s C_s} \quad (1)$$

而另外一个谐振周期为  $(L_m+L_s)$  和  $C_s$  的谐振周期,定义为  $T_m$ ,可以表达为

$$T_m = 2\pi\sqrt{(L_m + L_s)C_s} \quad (2)$$

一个开关周期  $T$  里包含了一个完整的谐振周期  $T_s$  以及谐振周期  $T_m$  的一部分。通过调节这两个谐振过程的比例来调节输入输出的关系。

由以上分析可以看到原边开关工作于 ZVS,副边二极管工作于 ZCS。由于  $C_2$ 、 $C_3$  上的电压之和是输出电压  $U_o$ ,根据波形的对称性可以得到  $C_1$  上的电压为输出电压的一半。

如果  $D_1\sim D_4$  有明显的反向恢复,并且反向恢复电流和时间具有一定的离散性,那么会造成  $C_2$ 、 $C_3$  上电压不均。而该电路的副边二极管恰好工作于 ZCS 状态,基本没有反向恢复。所以电容  $C_2$ 、 $C_3$  的均压比较容易实现,只需要在  $C_2$ 、 $C_3$  上各并联一个阻值较大的电阻即可,这两个电阻上的损耗可以小到几乎不影响变换效率(下面的实验里电阻的损耗设计为输出功率的 0.2% 以下)。同时,这两颗电阻可以使得变流器空载工作时开关频率不至于过高。

### 3 设计方法

#### 3.1 变压器匝比的选择

本文所提出的副边电压应力最小化的 LLC 谐振型变换器的原边电路的工作情况和普通的 LLC 谐振型变流器是相同的,所以设计方法也是相同的,详见文献[11-15]。下面主要分析该变流器副边电路的设计方法。

和传统的 LLC 谐振型变换器相比,副边电压应力最小化的 LLC 谐振型变换器变压器副边电压减半,而电流加倍,原边电压电流都是相同的。所以只要将变压器副边绕组匝数减半而线径加倍即可。而传统的 LLC 谐振型变换器变压器的设计可以详见参考文献。

#### 3.2 副边电容的选择

副边电压应力最小化的 LLC 谐振型变换器的副边有 3 个电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 。这 3 个电容的电压应力均为输出电压的一半。这对于高压输出的应用特别有利。 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  上的电流波形如图 3 所示。

根据图 3,  $C_1$  的开关纹波峰峰值  $\Delta U$  和电容容量  $C$  的关系可以用以下的式子来表达

$$\Delta U_1 = \frac{TI_o}{C} \quad (3)$$

$C_2$ 、 $C_3$  的开关纹波峰峰值  $\Delta U$  和电容容量  $C$  的关系可以近似地用以下的式子来表达:

$$\Delta U_{2,3} = \frac{(T - T_s/2)I_o}{C} \quad (4)$$

#### 3.3 副边二极管的选择

前面已经分析了二极管工作于零电压关断状态,所以不会产生电压尖峰,所以二极管的电压应力只需考虑电压平台即可,也就是等于输出电压的一半。因此这一点也使得该变流器适合用于输出电压较高的场合。二极管的电流应力的分析比较复杂,流过二极管的电流波形应该是一个正弦半波和激磁电流的差,为了便于工程计算假设它为正弦半波。

二极管上电流平均值就是输出电流  $I_o$ ,而二极管上电流峰值可以近似表示为

$$I_{Dm} = \frac{\pi TI_o}{T_s} \quad (5)$$

### 4 实验结果

一个采用副边电压应力最小化的 LLC 谐振型变换器拓扑按照电力操作电源的规格设计的实验样机验证了以上的分析。实验样机的规格和主要参数如下:输入电压  $U_{in}$  为 240V~400V;输出电压  $U_o=220V$ ;输出电流  $I_o$  为 0~5A;主开关  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$  为 IRF460;整流二极管  $D_1\sim D_4$  为 B20150;变压器  $T_R$  中  $n=46:12$ ;激磁电感为 260 $\mu$ H;漏感为 55 $\mu$ H;谐振电感  $L_m$  和  $L_s$  集成于  $T_R$  中;谐振电容  $C_1=19.8nF$ 。

为了使得两个输出电容  $C_2$ 、 $C_3$  上的电压能够保证平衡,并且空载时的工作频率不至于过高,在  $C_2$  和  $C_3$  上各并了一个 10K 的电阻。这两个电阻上的损耗之和仅为满载输出功率的 0.2%,几乎不会影响变换效率。

表 2 是不同输入电压不同负载下的变换效率的测量值(其中对应于空载的数据是空载损耗)。可

以看到，高端输入的满载效率高达96%以上。表3是不同输入电压不同负载下的开关频率的测量值。

图5是在不同输入电压不同负载下的实验波形。可以看到实验波形和以上的理论分析完全吻合。原边开关实现了ZVS，副边二极管实现了ZCS，所有副边的元器件的电压应力均为输出电压的一半。

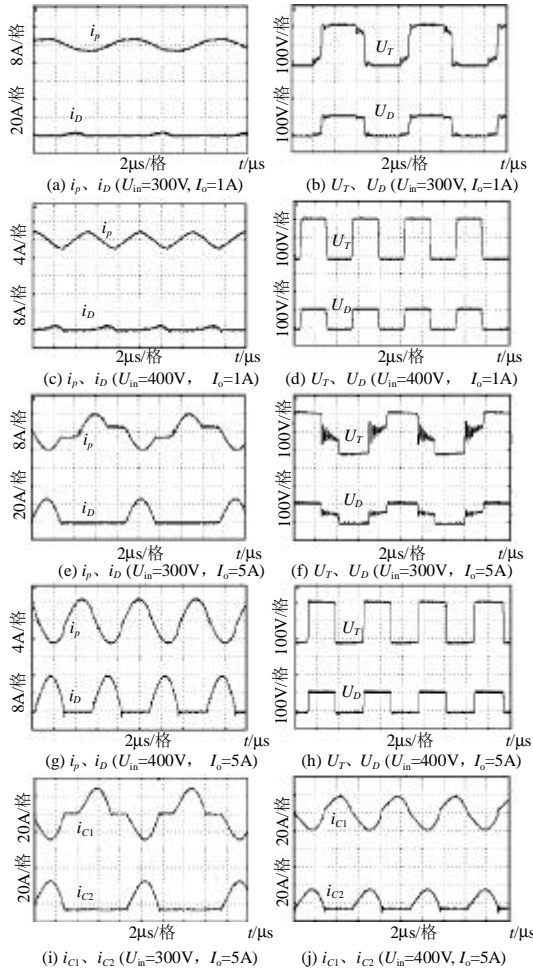


图5 实验波形

Fig. 5 Experimental waveform

表2 不同输入电压不同负载下的变换效率

Tab. 2 Conversion efficiency at different load current under various input voltage

输入电压/V	负载/W	变换效率/%				
		2A	4A	6A	8A	10A
400	8	95.7	97.1	96.8	96.6	96.4
380	8.3	95.8	97	97	96.8	96.4
360	8.6	95.6	97	97	96.4	96.1
340	8.6	95.6	97	96.8	96.2	96.1
320	8.8	95.5	96.8	96.9	96.2	95.6
300	9	95.5	97.2	96.8	96.2	95.7
280	9	95.4	96.9	96.5	95.5	94.9
260	9.3	95.2	97.1	96.4	95.6	94.4
240	9.6	95.4	97.1	96.4	95.2	93.2

表3 不同输入电压不同负载下的开关频率

Tab. 3 Switching frequency at different load current under various input voltage

输入电压/V	开关频率 $f_s$ /kHz					
	0	2A	4A	6A	8A	10A
400	247	201.8	199.6	197.5	194.6	193.1
380	218	173.6	171.5	170.6	168.2	167.3
360	170.7	154.6	153.2	152.2	150.1	148.8
340	149.8	140.4	139.2	137.6	136.2	134.7
320	136.3	129.2	127.7	126.6	125	123.2
300	126	121.8	118.5	116.5	114.5	113.3
280	118	114.7	110.6	108.6	106.4	104.6
260	110.8	108.1	104.1	101.3	99.8	97.6
240	104.8	102.6	98.3	95.6	93.6	92.3

其中图5(f)中  $v_T$  和  $v_D$  波形上有一段振荡，那是因为在副边二极管电流过零自然关断后变压器绕组不受输出电压的箝位，但是二极管有寄生电容，会和变压器激磁电感发生谐振。不过二极管上谐振电压并不会超过电压平台，所以不影响二极管电压应力。

### 5 结论

本文提出的副边电压应力最小化的LLC谐振型变换器拓扑除了具有传统LLC谐振型变换器的优点外还具有的优点是副边二极管和电容的电压应力都为输出电压的一半，所以该变流器非常适合用于高压直流输出的电源。此外，该变流器的所有功率半导体器件都工作于软开关状态，所以适用于高频高功率密度的场合。

所提出的变流的副边结构也同样适用于LC串连谐振变流器和网侧整流器中。

### 参考文献

- [1] 钱照明, 张军明, 吕征宇. 电力电子系统集成[J]. 中国集成电路, 2003, (50): 39-45.  
Qian Zhaoming, Zhang Junming, Lu Zhangyu. Power electronics system integration[J]. China Integrated Circuit, 2003, (50): 39-45(in Chinese).
- [2] Fred C Lee, J D van Wyk, Z X Liang. An integrated power electronics modular approach: concept and implementation [C]. IPEMC, Xian, 2004. 1-13.
- [3] 王兆安, 杨旭, 王晓宝. 电力电子集成技术的现状及发展方向[J]. 电力电子技术, 2003, 37(5): 90-94.  
Wang Zhaoan, Yang Xu, Wang Xiaobao. State-of-art and development trends of power electronics integration technology[J]. Power Electronics, 2003, 37(5): 90-94(in Chinese).
- [4] 陈文洁, 杨旭, 杨栓科, 等. 分立元件构成的电力电子集成功率模块的设计[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 104-110.  
Chen Wenjie, Yangxu, Yang Shuanke, et al. A design of discrete components based integrated power modules[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 104-110(in Chinese).

- [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(in Chinese).
- [6] Tan F D. The forward converter: from the classic to the contemporary [C]. IEEE APEC, Dallas, US, 2002, 2: 857-863.
- [7] Hamada S, Nakaoka M. Analysis and Design of a Saturable Reactor Assisted Soft-Switching Full-Bridge DC-DC Converter[C]. IEEE PESC Proceedings, MIT, US, 1991. 155-162.
- [8] 张方华, 王慧贞, 严仰光. 推挽正激整流及其应用[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(4): 168-173.  
Zhang Fanghua, Wang Huizhen, Yan Yangguang. The push-pull forward rectifier and its application[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(4): 168-173(in Chinese).
- [9] 顾亦磊, 顾晓明, 吕征宇, 等. 一种新颖的宽范围双管正激 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25 (2): 44-48.  
Gu Yilei, Gu Xiaoming, Lu Zhengyu, et al. A novel wide range dual switch forward DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(2): 44-48(in Chinese).
- [10] 顾亦磊, 陈世杰, 吕征宇, 等. 单开关 DC/DC 变换器软开关的一种实现策略[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 130-133.  
Gu Yilei, Chen Shijie, Lü Zhengyu, et al. Strategy for single switch DC/DC converters to achieve soft switching[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 130-133(in Chinese).
- [11] Guisong Huang, Alpha J Zhang, Yilei Gu. LLC series resonant DC-to-DC converter [P]. US Patent, No. 6344979, Feb. 5, 2002.
- [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, Qian Zhaoming. A novel three level soft switching resonant DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 24-28(in Chinese).
- [13] Bo Yang, Yuancheng Ren, Fred C Lee. Integrated magnetic for LLC resonant converter[C]. IEEE APEC Proceedings, Dallas, US, 2002. 346-351.
- [14] Bo Yang, Fred C Lee, Alpha J Zhang, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion[C]. IEEE APEC Proceedings, Dallas, US, 2002. 1108-1112.
- [15] Bo Yang, Fred C Lee, Matthew Cancannon. Over current protection methods for LLC resonant converter[C]. IEEE APEC Proceedings, Miami, USA, 2003. 605-609.

收稿日期: 2005-12-15。

作者简介:

顾亦磊(1978—), 男, 博士研究生, 现从事电力电子标准拓扑和电源系统集成的研究, [guyilei9602@sina.com](mailto:guyilei9602@sina.com);

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。

(编辑 王彦骏)