

doi:10.11835/j.issn.1000-582X.2017.08.007

# 宽占空比交错控制的三绕组耦合电感 DC/DC 变换器

吴贵洋, 章家岩, 陈浩, 胡雪峰

(安徽工业大学 电气与信息工程学院, 安徽 马鞍山 243032)

**摘要:**文章提出了一种新型交错连接三绕组耦合电感高增益 DC/DC 变换器。该变换器中, 首先每个耦合电感的第二绕组分别与一个电容串联构成准倍压单元, 再与其原边绕组和主开关管 S 共同形成一相升压电路; 其次每个耦合电感的第三绕组与该相开关管的钳位电容一起为另一相的准倍压单元进行充电, 从而将两相电路进行交叉耦合; 然后将耦合电感的原边进行交错并联。上述结构有以下优点: 该变换器可以工作在较宽的占空比变化范围 ( $0 < D < 1$ ); 每相电压和电流具有自动均分的功能; 既能提高变换器的电压增益, 又能降低功率器件的电压应力, 同时具有灵活的高增益调整能力。笔者详细分析了所提变换器的工作原理, 最后给出了实验结果以验证理论分析的正确性。

**关键词:**交错连接; 三绕组耦合电感; 准倍压单元; 自平衡; 高增益

中图分类号: TM 46

文献标志码: A

文章编号: 1000-582X(2017)08-053-10

## An extended duty ratio DC/DC converter with three-winding coupled inductor

WU Guiyang, ZHANG Jiayan, CHEN Hao, HU Xuefeng

(College of Electronic and Information Engineering, Anhui University of Technology,  
Ma'anshan 243032, Anhui, P.R.China)

**Abstract:** In this paper, an interleaved high step-up DC-DC converter with winding-cross-coupled inductors is presented. Firstly, the second winding of each coupled inductor is connected with a capacitor, which composes a quasi voltage multiplier unit (QVMU). Then, a boost circuit consists of the QVMU, the primary winding and the main switch. Moreover, the QVMU can be charged through the clamp capacitor and the third winding of the other phase coupled inductor. Thus, two phases can be cross-coupled. Furthermore, the primary currents of two coupled inductors are interleaved in parallel at input. There are many advantages of the above-mentioned structure. Firstly, the proposed converter can be operated in the duty cycle of the entire range of variation and the expression of the voltage gain can be consistent across the range of the duty cycle. Secondly, the output voltage and input current of each phase can be automatically regulated to be equally distributed. Thirdly, the proposed converter can achieve a high step-up voltage

收稿日期: 2017-03-05

基金项目: 国家自然科学基金 (51577002); 安徽省自然科学基金 (1408085ME80); 安徽省教育厅自然科学基金重点项目 (KJ2012A048)。

Supported by National Natural Science Foundation of China (51577002), Natural Science Foundation of Anhui Province of China (1408085ME80) and Natural Science Foundation of Anhui Education Committee (KJ2012A048).

作者简介: 吴贵洋 (1991-), 男, 主要从事新能源发电及其控制技术研究, (E-mail) wgyang345@163.com。

章家岩 (联系人), 男, 安徽工业大学教授, 主要从事电力电子变换器拓扑结构、新能源发电系统及其控制技术研究, (E-mail) zhangjiayn@189.cn。

conversion and the voltage stress on the power devices can be reduced. Lastly, a high step-up gain can be flexibly adjusted. The operating principle of the proposed converter is analyzed. In order to verify the theoretical analysis, an experimental prototype is built.

**Keywords:** interleaving; winding-cross-coupled inductor; quasi voltage multiplier unit; auto-balance; high step-up

全球一次性化石能源的逐渐枯竭和环境污染问题日益严重,使得光伏、燃料电池等绿色能源并网发电受到了广泛重视<sup>[1-4]</sup>。然而这些能源的输出电压普遍较低(低于 50 V),因此具有高增益的 DC-DC 变换器是低压可再生能源并网发电系统中重要的环节<sup>[5-8]</sup>。

传统交错并联 Boost 变换器<sup>[9]</sup>电路结构简单、输入电流纹波小、能处理较大的功率,但电压增益低、开关器件电压应力大,难以达到新能源并网发电系统中前端直流变换器的升压要求。为了解决上述问题,有学者提出了改进型交错并联 Boost 变换器<sup>[10-11]</sup>,改进后的拓扑不仅提高了电压增益还降低了开关器件的电压应力,但该变换器在占空比的整个开关周期内,其电压增益不同。文献[12-13]提出了一种新型高增益双相 Boost 变换器,在占空比的整个开关周期内具有统一的电压增益,但电压增益仅为传统 Boost 变换器的两倍。由电容、二极管构成的 CDM(capacitor-diode multiplier, CDM)单元升压变换器<sup>[14]</sup>实现了高电压增益变换,降低了开关器件电压应力,但电压增益调节不够灵活。基于开关电感/开关电容的有源网络高升压直流变换器<sup>[15-16]</sup>中采用两开关管同步控制策略,开关管易于控制,但工作在高升压场合时二极管的反向恢复问题严重;文献[17]将交错 Boost 单元与 Flyback 变换器组成一种高升压比 Boost-Flyback 直流变换器, Flyback 变换器的原边与输出端相连接在开关管关断后使得漏感能量可以转移到输出侧,有效抑制了开关管的电压尖峰,但输入电流纹波较大。文献[18]利用三绕组耦合电感研究了两相交错高增益 Boost 变换器,使用无源无损钳位电路抑制了主开关管的电压应力,但变换器受到占空比的限制,需工作在占空比大于 0.5 的开关状态。

文中采用 2 个三绕组耦合电感,提出了一种具有宽占空比交错控制、自平衡能力高增益 DC/DC 变换器。详细分析了该变换器的工作特性,并通过实验验证了理论分析的有效性。

### 1 所提变换器结构及其工作原理分析

图 1(a)为笔者所提出的交错三绕组耦合电感高增益 DC/DC 变换器,副边漏感折算到原边后其等效结构如图 1(b)所示。该结构中,共有  $T_1$ 、 $T_2$  2 个耦合电感,每个耦合电感有 3 个绕组,耦合电感的同名端分别用“\*”和“·”表示。其中, $L_{1a}$ 、 $L_{2a}$ 分别为耦合电感  $T_1$ 、 $T_2$ 原边绕组电感, $L_{1b}$ 、 $L_{1c}$ 及  $L_{2b}$ 、 $L_{2c}$ 分别为  $T_1$ 、 $T_2$ 副边绕组电感, $L_{1a}$ 、 $L_{2a}$ 的匝数为  $n_1$ , $L_{1b}$ 、 $L_{2b}$ 的匝数为  $n_2$ , $L_{1c}$ 、 $L_{2c}$ 的匝数为  $n_3$ ,耦合电感的匝比为  $N_1 = n_2/n_1$ 、 $N_2 = n_3/n_1$ ;  $L_m$ 和  $L_k$ 分别为耦合电感的励磁电感和原边漏感与副边折算到原边的总漏感。

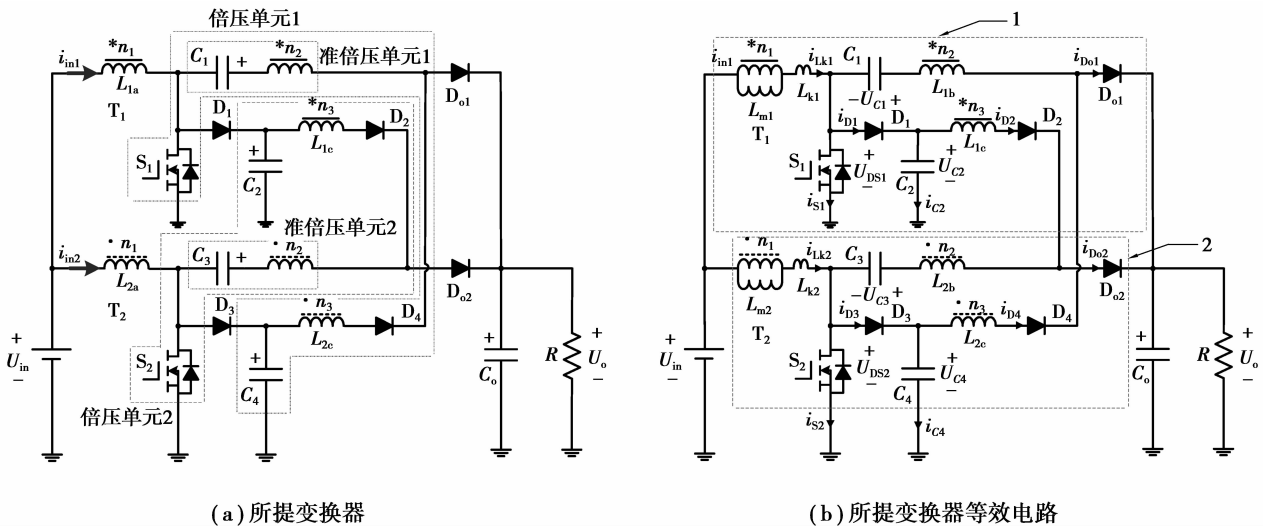


图 1 变换器拓扑结构

Fig.1 Circuit configuration of the proposed converter

理论上,该变换器可以工作在占空比的整个变化范围内( $0 < D < 1$ ),同时电压增益保持一致,有利于控制电路的实现。

### 1.1 原理分析 ( $D > 0.5$ )

所提变换器在  $D > 0.5$  时的主要工作波形如图 2 所示,在一个开关周期中存在如图 3 所示的 8 个工作模式。

#### 1.1.1 模态 1 [ $t_0 \sim t_1$ ]

在  $t_0$  时刻,开关管  $S_1$  开始导通,  $S_2$  维持导通,对应的等效电路如图 3(a) 所示。此工作阶段中,第一相的钳位电容  $C_2$  与耦合电感  $T_1$  的第三绕组串联向准倍压单元 2 充电,充电电流与第二相输入电流共同流入开关管  $S_2$ 。漏感控制了副边绕组电流的变化率,从而也控制了二极管  $D_2$ 、 $D_{o1}$  关断电流的下降率,进而缓解了二极管  $D_2$ 、 $D_{o1}$  的反向恢复问题。

#### 1.1.2 模态 2 [ $t_1 \sim t_2$ ]

在这个阶段,开关管  $S_1$ 、 $S_2$  同时处于开通状态,所有二极管均处于反向截止状态,电流流电路径如图 3(b) 所示。在输入电源的作用下,励磁电感  $L_{m1}$ 、 $L_{m2}$  和漏感  $L_{k1}$ 、 $L_{k2}$  充电储能。直到开关管  $S_2$  关断,该模态结束。

#### 1.1.3 模态 3 [ $t_2 \sim t_3$ ]

在  $t_2$  时刻,开关管  $S_2$  关断,开关管  $S_1$  维持导通,二极管  $D_1$ 、 $D_2$  和  $D_{o1}$  仍处于反向截止状态。由于在  $t_2$  时刻开关管  $S_2$  关断,漏感  $L_{k2}$  中存储的能量通过钳位二极管  $D_3$  向电容  $C_4$  传递。同时,励磁电感  $L_{m2}$  和储能电容  $C_3$  中的能量经输出二极管  $D_{o2}$  向负载侧传输。在这一阶段中,储能电容  $C_1$  充电储能。对应的等效电路如图 3(c) 所示。

#### 1.1.4 模态 4 [ $t_3 \sim t_4$ ]

在此模态中,开关管  $S_2$  继续关断,开关管  $S_1$  继续导通,二极管  $D_3$  零电流关断,电流流电路径如图 3(d) 所示。存储在励磁电感  $L_{m2}$  和电容  $C_3$  中的能量继续经输出二极管  $D_{o2}$  向负载侧传输。同时电容  $C_4$  中的能量经二极管  $D_4$  向储能电容  $C_1$  转移。

#### 1.1.5 模态 5 [ $t_4 \sim t_5$ ]

如图 3(e) 所示,开关管  $S_2$  在  $t_4$  时刻开始导通,在此模态中开关管  $S_1$  继续导通。准倍压单元 1 在第二相的钳位电容  $C_4$  与耦合电感  $T_2$  的第三绕组共同作用下充电储能,充电电流与第一相输入电流共同流入开关管  $S_1$ 。直至  $t_5$  时刻,流过二极管  $D_4$ 、 $D_{o2}$  的电流降为零,此模态结束。

#### 1.1.6 模态 6 [ $t_5 \sim t_6$ ]

该模态中,开关管  $S_1$ 、 $S_2$  均处于导通状态,所有二极管均处于关断状态,如图 3(f) 所示。励磁电感  $L_{m1}$ 、 $L_{m2}$  和漏感  $L_{k1}$ 、 $L_{k2}$  的电流在输入电压的作用下线性增加。

#### 1.1.7 模态 7 [ $t_6 \sim t_7$ ]

由图 3(g) 可以看出,在  $t = t_6$  时刻,开关管  $S_1$  关断,开关管  $S_2$  继续导通。存储在励磁电感  $L_{m1}$  和电容  $C_1$  中的能量经输出二极管  $D_{o1}$  向负载侧提供。同时,存储在漏感  $L_{k1}$  中的能量经钳位二极管  $D_1$  传输到电容  $C_2$  中。二极管  $D_2$  导通,为准倍压单元 2 中的储能电容  $C_3$  充电提供流电路径。直到  $t_7$  时刻,此模态结束,进入下一模态。

#### 1.1.8 模态 8 [ $t_7 \sim t_{0'}$ ]

在此阶段中,开关管  $S_1$  关断,  $S_2$  导通,等效电路如图 3(h) 所示,流经二极管  $D_1$  的电流降为零后自然关断,电容  $C_3$  充电储能,励磁电感  $L_{m1}$  和电容  $C_1$  继续通过输出二极管  $D_{o1}$  向负载侧传递能量。

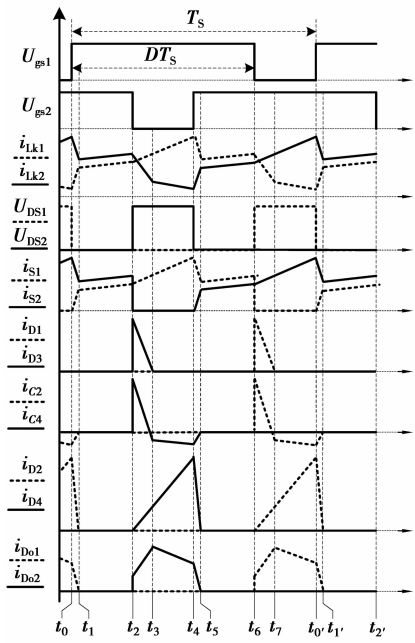


图 2  $D > 0.5$  时主要工作波形  
Fig.2 Key waveforms of the proposed converter under duty cycle higher than 0.5

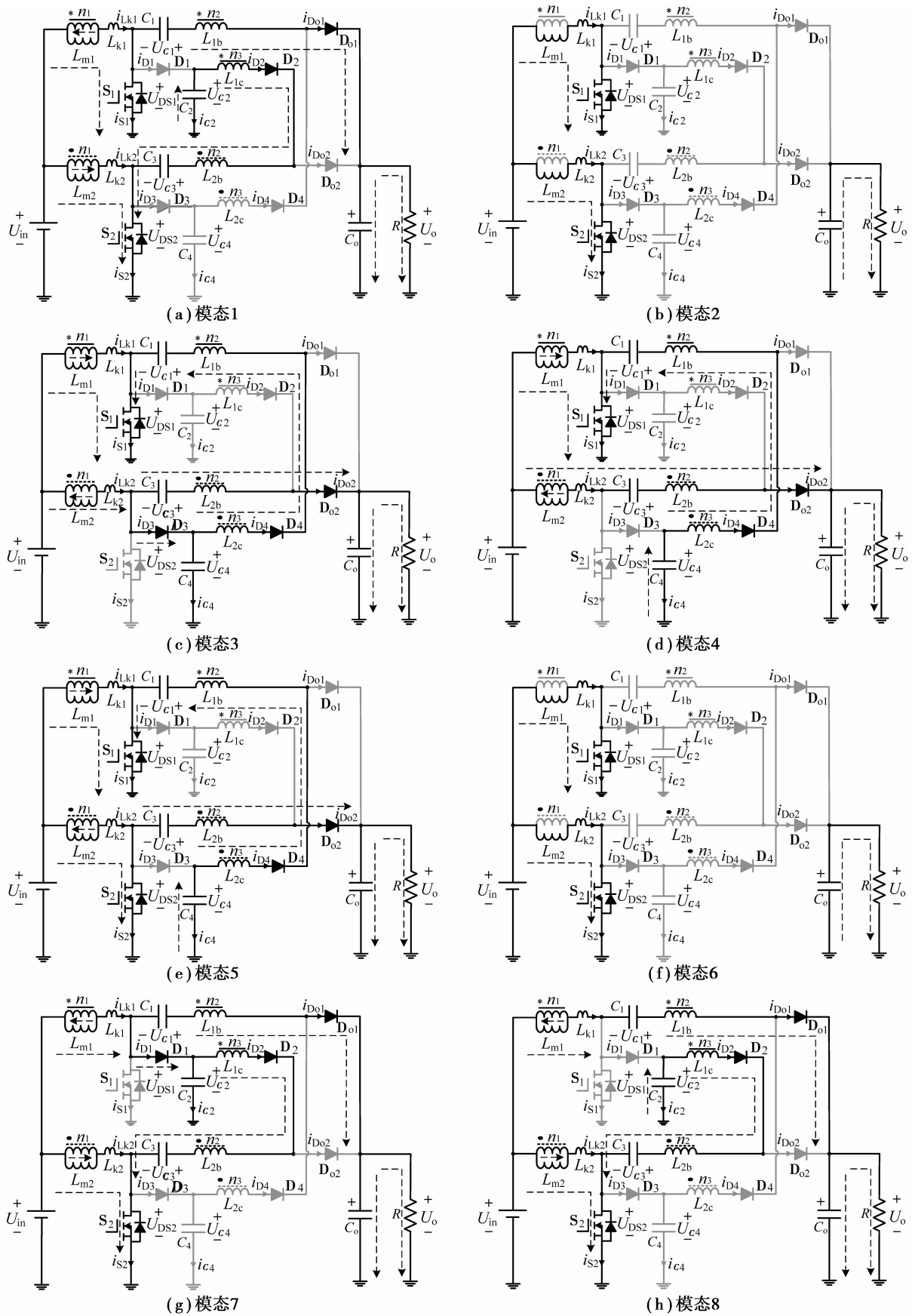


图 3  $D > 0.5$  时所提变换器各模式等效电路

Fig.3 Operation stages of the proposed converter under duty cycle higher than 0.5

1.2 原理分析 ( $D < 0.5$ )

所提变换器在  $D < 0.5$  时的主要工作波形如图 4 所示,开关管  $S_1$  和  $S_2$  交错运行,其驱动信号相差  $180^\circ$  相位角。在一个稳态周期内,可等效成如图 5 所示的 6 个工作模式。

1.1.1 模式 1 [ $t_0 \sim t_1$ ]

如图 5(a)所示。该模式中,开关管  $S_1$  导通, $S_2$  处于断态。输入电源向励磁电感  $L_{m1}$  和漏感  $L_{k1}$  充电,漏感  $L_{k2}$  中存储的能量通过钳位二极管  $D_3$  向钳位电容  $C_4$  转移,励磁电感  $L_{m2}$  和储能电容  $C_3$  中的能量经输出二极管  $D_{o2}$  向负载侧传输。同时,二极管  $D_4$  导通,电容  $C_1$  充电储能。

1.1.2 模式 2 [ $t_1 \sim t_2$ ]

在  $t_1$  时刻,开关管  $S_1$  维持导通,开关管  $S_2$  继续关断。在此模式中,二极管  $D_3$  零电流关断,二极管  $D_1$ 、 $D_2$  和  $D_{o1}$  仍然处于反向截止状态。对应的等效电路如图 5(b)所示。

1.1.3 模式 3 [ $t_2 \sim t_3$ ]

开关管  $S_1$  和  $S_2$  均处于关断状态,二极管  $D_2$ 、 $D_3$  和  $D_4$  均处于反向截止状态,如图 5(c)所示。漏感  $L_{k1}$  中存储的能量通过钳位二极管  $D_1$  向钳位电容  $C_2$  充电。由于在  $t_2$  时刻开关管  $S_1$  关断,输出二极管  $D_{o1}$  导通,励磁电感  $L_{m1}$  和电容  $C_1$  中的能量通过  $D_{o1}$  向负载侧转移。

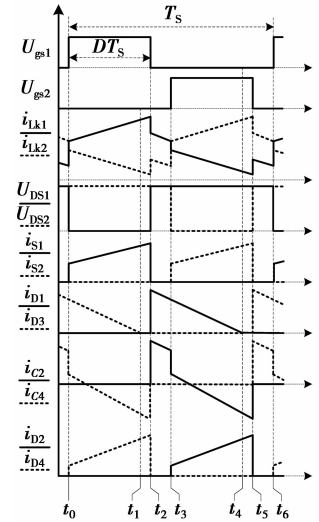


图 4  $D < 0.5$  时主要工作波形

Fig.4 Key waveforms of the proposed converter under duty cycle less than 0.5

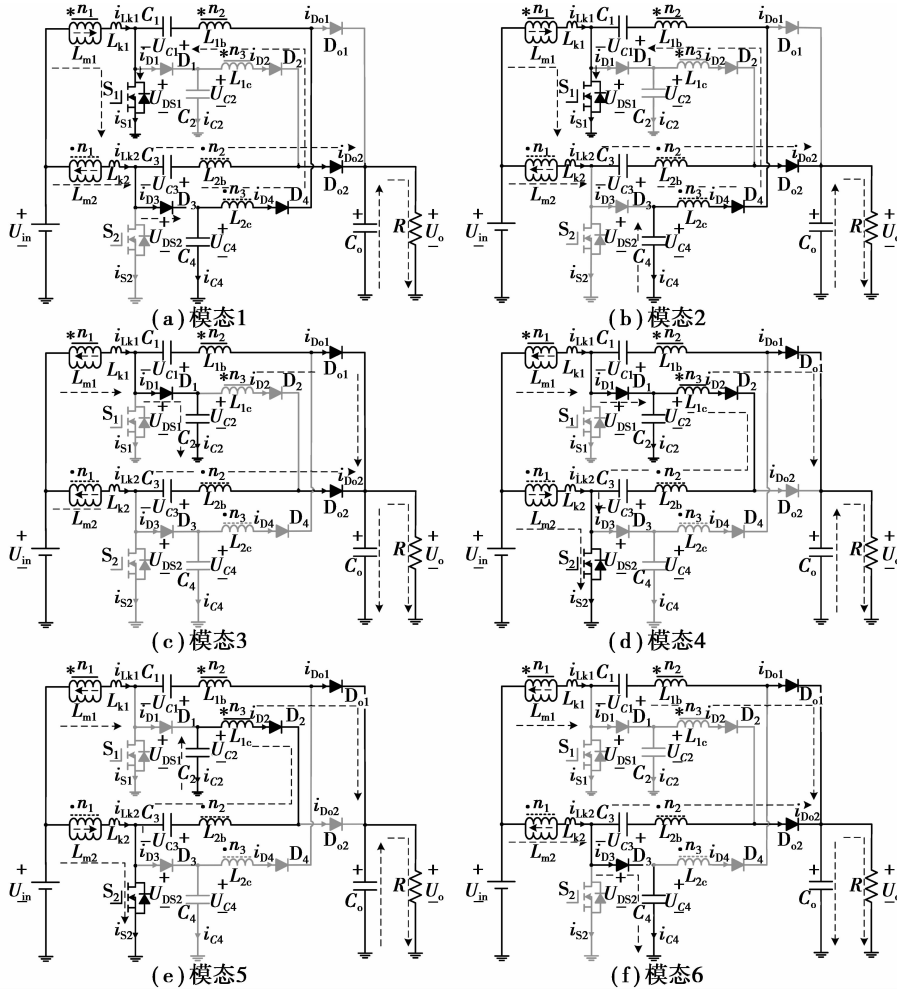


图 5  $D < 0.5$  时所提变换器各模式等效电路

Fig.5 Operation stages of the proposed converter under duty cycle less than 0.5

#### 1.1.4 模态 4 [ $t_3 \sim t_4$ ]

开关管  $S_2$  在  $t_3$  时刻开始导通, 在此模态中开关管  $S_1$  继续关断。漏感  $L_{k1}$  中存储的能量继续通过二极管  $D_1$  向电容  $C_2$  充电, 励磁电感  $L_{m1}$  和储能电容  $C_1$  中的能量继续经输出二极管  $D_{o1}$  向负载侧充电。同时, 二极管  $D_2$  导通, 电容  $C_3$  充电储能。对应的等效电路如图 5(d) 所示。

#### 1.1.5 模态 5 [ $t_4 \sim t_5$ ]

此模态对应的等效电路如图 5(e) 所示。在  $t_4$  时刻开关管  $S_1$  仍处于关断状态, 开关管  $S_2$  维持导通。二极管  $D_1$  零电流自然关断, 二极管  $D_3$ 、 $D_4$  和  $D_{o2}$  仍处于反向截止状态。

#### 1.1.6 模态 6 [ $t_5 \sim t_6$ ]

该模态中, 开关管  $S_1$  和  $S_2$  同时处于关断状态, 二极管  $D_1$ 、 $D_2$  和  $D_4$  均处于反向截止状态。钳位二极管  $D_3$  导通, 为漏感  $L_{k2}$  中存储的能量流向电容  $C_4$  提供了流电路径。同时, 存储在励磁电感  $L_{m2}$  和电容  $C_3$  中的能量经输出二极管  $D_{o2}$  向负载侧转移。

## 2 所提变换器结构稳态性能分析

### 2.1 电压增益 ( $D > 0.5$ )

为了简化分析, 在以下分析中不计损耗且忽略耦合电感漏感的影响。当变换器工作在图 3 所示的模态 2 和模态 6 时, 输入电源分别对励磁电感  $L_{m1}$ 、 $L_{m2}$  充电:

$$U_{L_{m1}} = U_{L_{m2}} = U_{in} \quad (1)$$

工作在图 3 所示的模态 3 和模态 7 时, 电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  的电压表达式:

$$U_{C_2} = U_{C_4} = \frac{1}{1-D} U_{in} \quad (2)$$

$$U_{C_1} = U_{C_3} = \left( \frac{1+N_2D}{1-D} + N_1 \right) U_{in} \quad (3)$$

该变换器输出电压为

$$U_o = \frac{2+N_1+N_2D}{1-D} U_{in} \quad (4)$$

可得变换器的电压增益为

$$M = \frac{2+N_1+N_2D}{1-D} \quad (5)$$

### 2.2 电压增益 ( $D < 0.5$ )

根据图 5(c)、5(f), 可求出电容  $C_2$ 、 $C_4$  两端的电压为

$$U_{C_2} = U_{C_4} = \frac{1}{1-D} U_{in} \quad (6)$$

在图 5 所示的模态 1 中, 开关管  $S_1$  导通, 励磁电感  $L_{m1}$  处于储能阶段, 根据图 5(a), 有

$$U_{L_{m1}} = U_{in} \quad (7)$$

$$U_{C_1} = \left( \frac{1+N_2D}{1-D} + N_1 \right) U_{in} \quad (8)$$

同理可得

$$U_{C_3} = \left( \frac{1+N_2D}{1-D} + N_1 \right) U_{in} \quad (9)$$

该变换器输出电压为

$$U_o = \frac{2+N_1+N_2D}{1-D} U_{in} \quad (10)$$

可得变换器的升压比, 为

$$M = \frac{2 + N_1 + N_2 D}{1 - D} \quad (11)$$

综上分析,可以看出该变换器在占空比整个变化范围内( $0 < D < 1$ ),其电压增益表达式相同,因此有利于控制电路的实现。另外,该变换器的电压增益表达式有 3 个自由度,分别为占空比  $D$  和耦合电感的匝比  $N_1$  及  $N_2$ ,提高了增益调节的灵活度。

### 2.3 开关器件的电压应力

根据图 3 和图 5 可推导出主开关管电压应力为

$$U_{DS1} = U_{DS2} = \frac{U_{in}}{1 - D} = \frac{U_o}{2 + N_1 + N_2 D} \quad (12)$$

钳位二极管  $D_1$ 、 $D_3$  的电压应力为

$$U_{D1} = U_{D3} = \frac{U_{in}}{1 - D} = \frac{U_o}{2 + N_1 + N_2 D} \quad (13)$$

续流二极管  $D_2$ 、 $D_4$  的电压应力为

$$U_{D2} = U_{D4} = \frac{1 + N_1 + N_2}{1 - D} U_{in} = \frac{1 + N_1 + N_2}{2 + N_1 + N_2 D} U_o \quad (14)$$

输出二极管  $D_{o1}$ 、 $D_{o2}$  的电压应力为

$$U_{Do1} = U_{Do2} = \frac{1 + N_1}{1 - D} U_{in} = \frac{1 + N_1}{2 + N_1 + N_2 D} U_o \quad (15)$$

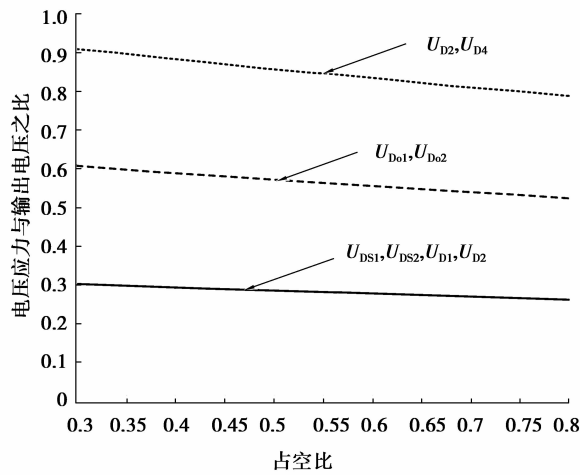


图 6 功率器件的电压应力

Fig.6 Voltage stress curve of power devices

在匝比  $N_1 = N_2 = 1$  的情况下,各功率器件的电压应力与输出电压之比随开关管占空比的变化曲线如图 6 所示。可以看出,随着占空比的增加,各功率器件的电压应力均降低且总小于输出电压。特别是,开关管的最大电压应力低于输出电压的三分之一,有利于选择小功率高性能的开关器件。

## 3 所提变换器自平衡能力分析

由于所提变换器中的耦合电感第三绕组跨接到另一组耦合电感中,在占空比不对称时可以提高所提变换器自动均流能力。表 1 为占空比不对称时,两相输入电流差与其中一相输入电流之比的仿真分析。

表 1 开关管占空比不对称时自动均流能力分析

Table 1 Current sharing performance with asymmetrical duty cycle

$D_2/\%$	$\Delta I = (I_{in1} - I_{in2})/I_{in1}$
	$D_1 = 60\%, N_1 = N_2 = 1, U_{in} = 20 \text{ V}, f_s = 40 \text{ kHz}$
55	0.137
56	0.114
57	0.087
58	0.049
59	0.029
60	0.000
61	-0.030
62	-0.061
63	-0.093
64	-0.131
65	-0.169

假设开关管  $S_1$  的占空比为  $D_1$ , 开关管  $S_2$  的占空比为  $D_2$ , 匝比  $N_1 = N_2 = N$ , 当  $D_1 \neq D_2$  时, 储能电容  $C_1, C_3$  两端电压分别为

$$U_{C_1} = \left( \frac{1 + ND_2}{1 - D_2} + N \right) U_{in}, \quad (16)$$

$$U_{C_3} = \left( \frac{1 + ND_1}{1 - D_1} + N \right) U_{in}. \quad (17)$$

在开关管  $S_1$  关断,  $S_2$  导通期间, 第一相输出电压为

$$U_{o_1} = U_{in} + (1 + N)U_{Lm1\_discharge} + U_{C_1} = \left( \frac{1 + N}{1 - D_1} + \frac{1 + ND_2}{1 - D_2} \right) U_{in}. \quad (18)$$

在开关管  $S_2$  关断,  $S_1$  导通期间, 第二相输出电压为

$$U_{o_2} = U_{in} + (1 + N)U_{Lm2\_discharge} + U_{C_3} = \left( \frac{1 + N}{1 - D_1} + \frac{1 + ND_2}{1 - D_2} \right) U_{in}. \quad (19)$$

以上分析可知, 在占空比不对称时, 储能电容  $C_1, C_3$  两端的电压会随着占空比的变化自动调节, 每相输出电压在输入电压和耦合电感原边及准倍压单元的共同作用下保持一致, 使得两相输入电流能够保持自动平衡。

从表 1 可以看出, 所提变换器在占空比不对称时, 具有较好的自动均流能力。所提变换器中的耦合电感第三绕组交叉跨接到另一组耦合电感中, 副边进行了相互交叉耦合, 使得支路电流能够实现自动平衡。

## 4 实验结果及分析

为了验证本文所提变换器的工作性能, 搭建了一台 200 W 的实验样机。样机主要参数: 耦合电感匝比  $N_1 = N_2 = 1$ , 耦合电感的励磁电感  $L_m = 100 \mu\text{H}$ , 耦合电感的漏感  $L_k = 3.8 \mu\text{H}$ , 输入电压 20~30 V, 输出电压 200 V, 开关频率 40 kHz, 开关管均选用 IRFP4227, 二极管  $D_1, D_2$  选用 DSEI60-02A, 二极管  $D_3, D_4, D_{o1}, D_{o2}$  选用 DSEI60-06A, 输出滤波电容  $C_o = 100 \mu\text{F}$ , 电容  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 47 \mu\text{F}$ 。

由图 7(a)、7(b)可知, 由于两个耦合电感的原边电流进行了交错运行, 使得总输入电流的纹波大大减小。图 7(c)为主功率开关管  $S_1$  上的驱动信号和其电压应力波形及钳位电容  $C_2$  的电压波形, 开关管  $S_1$  的电压应力近似为输出电压的 1/4, 实现了低电压应力功能, 开关管  $S_1$  的两端电压几乎等于钳位电容  $C_2$  的电压, 与理



论分析较一致。图 7(d)为钳位二极管  $D_1$  和续流二极管  $D_2$  的电压应力波形,可以看出钳位二极管  $D_1$  的电压应力约为输出电压的  $1/4$ ,二极管  $D_2$  的电压应力也低于输出电压,实验结果较好地验证了该变换器的工作原理及其稳态特性。

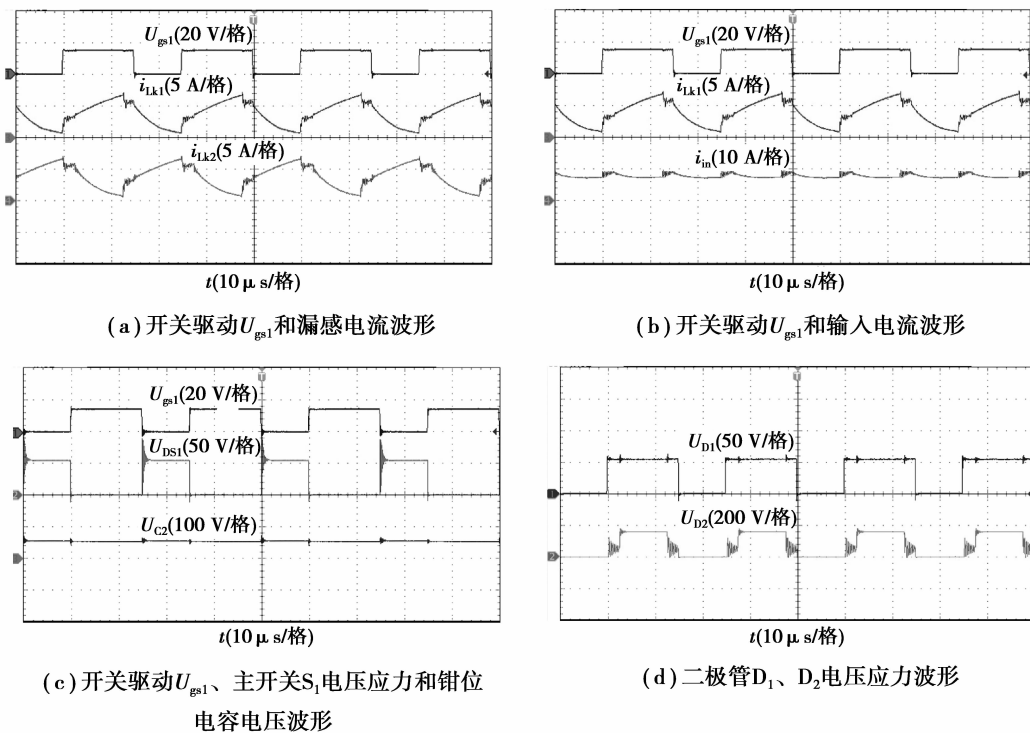


图 7 实验波形

Fig.7 Experimental waveforms

## 5 结 论

文章提出了一种具有高增益、低电压应力的交错三绕组耦合电感直流变换器,分析表明所提变换器具有以下特点:

- 1) 实现了电压高增益变换,电压增益调节更加灵活;
- 2) 在占空比整个变化范围内( $0 < D < 1$ )具备一致的电压增益,从而使得控制电路的实现更加简单;
- 3) 通过两组耦合电感的副边交叉跨接,支路电压和电流能够实现自动平衡;
- 4) 开关管电压应力大大降低,可采用低耐压等级和低导通电阻的高性能开关器件;
- 5) 在输入侧采用了交错并联的结构,输入电流纹波得到了有效的抑制;
- 6) 在钳位电路的作用下,降低了开关管电压尖峰且漏感能量被充分利用。

基于以上特点,该变换器在光伏、燃料电池等新能源发电领域有很好的应用价值。

## 参考文献:

- [1] 胡雪峰,龚春英.适用于光伏/燃料电池发电的组合式直流升压变换器[J].中国电机工程学报,2012,32(15):8-15.  
HU Xuefeng, GONG Chunying. A combined-type Boost converter for solar cell and fuel cell power generating systems[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(15):8-15.(in Chinese)
- [2] Hsieh Y P, Chen J F, Liang T J, et al. Novel high step-up DC-DC converter for distributed generation system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2013,60(4):1473-1482.
- [3] Choi W Y. High-efficiency DC-DC converter with fast dynamic response for low-voltage photovoltaic sources[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2013,28(2):706-716.

- [4] Hu X, Gong C. A high gain input-parallel output-series DC/DC converter with dual coupled inductors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1306-1317.
- [5] 董文琦, 马步云, 才鸿飞, 等. 改进二次型 Boost 变换器的研究与分析[J]. 重庆大学学报, 2016, 39(2): 51-57.  
DONG Wenqi, MA Buyun, CAI Hongfei, et al. Research and analysis of an improved quadratic boost converter[J]. Journal of Chongqing University, 2016, 39(2): 51-57. (in Chinese)
- [6] Chen S M, Liang T J, Yang L S, et al. A safety enhanced, high step-up DC-DC converter for AC photovoltaic module application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(4): 1809-1817.
- [7] 唐荣波, 侯世英, 陈剑飞. 基于开关电容网络的双输入升压变换器[J]. 电网技术, 2014, 38(1): 146-153.  
TANG Rongbo, HOU Shiying, CHEN Jianfei. A double-input boost converter based on switch-capacitor network[J]. Power System Technology, 2014, 38(1): 146-153. (in Chinese)
- [8] Li L, Li Y, Wu G, et al. Input-parallel output-series DC-DC converter for non-isolated high step-up applications[J]. Electronics Letters, 2016, 52(20): 1715-1717.
- [9] Li W, He X. Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(4): 1239-1250.
- [10] 罗全明, 闫欢, 孙明坤, 等. 基于拓扑组合的高增益 Boost 变换器[J]. 电工技术学报, 2012, 27(6): 96-102.  
LUO Quanming, YAN Huan, SUN Mingkun, et al. High step-up Boost converter based on topology combination[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(6): 96-102. (in Chinese)
- [11] 陆治国, 刘捷丰, 林贤贞. 一种改进型两相交错并联 Boost 变换器[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(7): 48-52.  
LUO Zhiguo, LIU Jiefeng, LIN Xianzhen. Improved two phase interleaved Boost converter[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(7): 48-52. (in Chinese)
- [12] 胡雪峰, 龚春英. 具有高增益的双相直流变换器设计[J]. 高电压技术, 2012, 38(3): 737-742.  
HU Xuefeng, GONG Chunying. Design of a dual-phase DC-DC converter with high gain[J]. High Voltage Engineering, 2012, 38(3): 737-742. (in Chinese)
- [13] Zhang L, Xu D, Shen G, et al. A high step-up DC to DC converter under alternating phase shift control for fuel cell power system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1694-1703.
- [14] 苏东奇, 周维维, 罗全明, 等. 基于 CDM 升压单元的高增益 Boost 变换器[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(7): 15-20.  
SU Dongqi, ZHOU Luwei, LUO Quanming, et al. Big voltage-gain boost converter based on capacitor-diode multiplier[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(7): 15-20. (in Chinese)
- [15] Tang Y, Wang T, Fu D. Multicell switched-inductor/switched capacitor combined active-network converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 2063-2072.
- [16] 王挺, 汤雨, 何耀华, 等. 多单元开关电感/开关电容有源网络变换器[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(6): 832-838.  
WANG Ting, TANG Yu, HE Yaohua, et al. Multicell switched-inductor/switched-capacitor active-network converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(6): 832-838. (in Chinese)
- [17] 赵国言, 黄勤, 凌瑞, 等. 一种新型交错并联 Boost-Flyback 直流升压变换器[J]. 电网技术, 2014, 38(10): 2789-2783.  
ZHAO Guoyan, HUANG Qin, LING Rui, et al. A novel interleaved Boost-Flyback DC-DC step-up converter[J]. Power System Technology, 2014, 38(10): 2789-2783. (in Chinese)
- [18] Li W, Zhao Y, Wu J, et al. Interleaved high step-up converter with winding-cross-coupled inductors and voltage multiplier cells[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 133-143.

(编辑 郑洁)