

基于耦合电感倍压单元的高增益DC/DC变换器

罗茜¹, 罗春林², 舒朝君¹, 吴天强¹

(1. 四川大学 电气信息学院, 四川 成都 610065; 2. 成都
华威电子科技有限公司, 四川 成都 610041)

摘要:为满足光伏发电等可再生能源应用的前端要求,提出了一种新型的高增益DC/DC变换器。该变换器结合多绕组耦合电感器和倍压单元,通过改变耦合电感电压比来实现高电压增益,使其无需使用极端占空比。输出侧的串联结构提升了电压增益,且增加的耦合电感绕组可以继续加上倍压单元做扩展。另外,通过无源吸收电路,有效吸收漏感。该变换器具有低电压应力和高升压比的特点。首先分析了CCM模式下该电路的工作原理,理论推导各模式特性,并对扩展电路进行讨论。最后通过30 V/380 V,功率为200 W的实验样机验证了理论分析的正确性。

关键词:变换器;高增益;耦合电感;倍压单元

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed20106

High Voltage Gain DC/DC Converter Based on Coupled Inductor Voltage-doubler Cell

LUO Xi¹, LUO Chunlin², SHU Chaojun¹, WU Tianqiang¹

(1. College of Electrical Engineering and Information Technology, Sichuan University, Chengdu 610065, Sichuan, China; 2. Chengdu Sino Microelectronics Technology Co. Ltd., Chengdu 610041, Sichuan, China)

Abstract: In order to meet the front-end requirements of renewable energy applications such as photovoltaic power generation, a new type of high-gain DC/DC converter was proposed. The converter combined a multiwinding coupled inductor with a voltage doubler cell to achieve a high voltage gain by varying the coupled inductor voltage ratio, so as to eliminate the need for an extreme duty cycle. The voltage gain was increased by the series structure on the output side, and the added coupled inductor winding could be extended with a voltage doubler cell. In addition, through the passive absorption circuit, the leakage inductance was absorbed effectively. The proposed converter had the characteristics of low voltage stress and high boost ratio. The working principle of the proposed circuit in CCM mode was analyzed firstly, and then its main performance characteristics were theoretically derived, and the extended circuit was discussed. Finally, the correctness of the theoretical analysis was verified by an experimental prototype of 30 V/380 V and a power of 200 W.

Key words: converter; high gain; coupled inductor; voltage-doubler cell

传统化石燃料的短缺和环境问题促使可再生能源的发展,近年来,光伏(PV)电池,燃料电池和风力发电受到了很多关注。然而,燃料电池和PV电池是低压电源,需要高升压DC-DC变换器将低电压转换成高电压。传统的升压变换器通过调节占空比来输出更高的电压,但存在极限占空比、输出二极管的反向恢复损耗和开关损耗很大、增益和效率不够等缺点。

为了提高传统变换器的电压增益,文献[1]利

用电感和电容并联充电、串联放电的方式来提高增益;文献[2-3]利用电容倍压技术,通过增加电容和二极管数量来提高升压比;文献[4]通过级联的方式,文献[5]通过开关交错控制方式提高增益等等。除此,还有采用变压器的变换器,如反激式、正激式、推挽式、半桥式、全桥式,可通过调整变压器的匝比来获得高压增益。其中,由于具有单开关、变压器结构简单特点,反激式变换器在低功耗场合中得到了广泛的应用。需要注意

基金项目:四川大学横向科技项目(52680016005Z)

作者简介:罗茜(1996—),女,硕士,Email:xixiqianqian@163.com

的是变压器的漏感造成的主开关上电压尖峰和高损耗的问题,文献[6-9]解决了这些问题。基于耦合电感的变换器和变压器类似,漏感会在开关两端产生严重的电压尖峰,造成严重的电磁干扰。漏感能量吸收可以采用有源钳位电路^[10]或者无源吸收电路^[11],其中有源钳位电路增加了成本和电路控制的复杂度。文献^[12]总结了带耦合电感高升压变换器电路的优点。

文章提出了一种结合多绕组耦合电感器和倍压电容单元的变换器,设计的无源吸收电路既可以回收耦合电感的原边漏感能量、抑制主开关上的电压尖峰,又可以作为能量交换电容,为输出提供能量,以增加电压增益。同时,利用耦合电感的漏感,形成谐振电路,避免了电压源并联的问题。倍压电容单元的设计使得开关器件的电压应力降低。多绕组的设计进一步提高了电压增益,且可以在该拓扑上继续扩展。

1 设计原理分析

所提变换器的等效拓扑结构如图1所示,耦合电感包括 N_p, N_{s1}, N_{s2} 3组绕组、励磁电感 L_m ,漏感 L_k ,电压比为 $n_1(N_{s1}:N_p)$ 和 $n_2(N_{s2}:N_p)$ 。 N_{s2} 侧电容 C_2 和二极管理件 D_1 组成无源吸收电路,吸收耦合电感原边漏感,并将开关的电压钳位在 C_2 上,电容 C_1 和 C_3 负责吸收 N_{s2} 侧的能量以提升输出滤波电容 C_{o2} 的电压,其中电容 C_1 不仅吸收了 N_{s2} 侧的能量,也吸收了电容 C_2 的能量。 N_{s1} 侧二极管理件 D_{o1} 和输出滤波电容 C_{o1} 进一步提升了输出电压值。

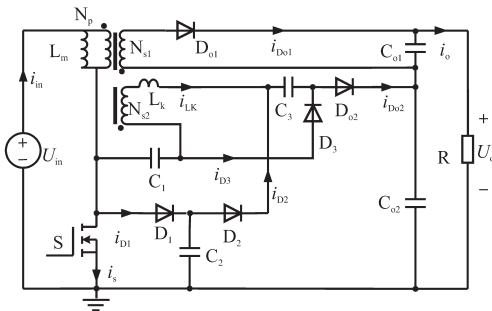


图1 变换器的等效拓扑

Fig.1 The equivalent topology of the converter

1.1 模态分析

假设开关管和二极管均为理想器件,电容电压均保持恒定, C_1, C_2, C_3 电容相同,即 $C_1=C_2=C_3$ 。在CCM模式下,1个工作周期内,可将工作模式分为5个阶段,工作波形如图2所示。其中, i_{Lm} 为励磁电感电流; U_{ds} 为开关S两端的电压。

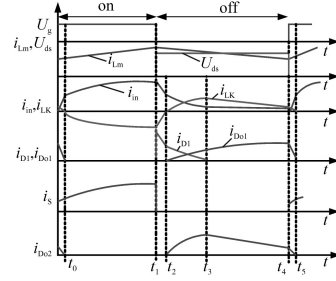


图2 变换器的主要工作波形

Fig.2 Typical waveforms of the converter

模式1 $[t_0-t_1]$: t_0 时刻,开关S导通,二极管 D_1, D_{o1} 和 D_{o2} 承受反向电压都处于截止状态, D_2 和 D_3 导通。输入电压 U_{in} 对励磁电感 L_m 充电,耦合电感一次侧电流 i_{in} 增长,通过开关的电流 i_s 也缓慢增加。滤波电容 C_{o1} 和 C_{o2} 对负载放电。 C_2 与耦合电感副边 N_{s2} 的能量一起给 C_1 充电。同时,副边电感 N_{s2} 的能量给 C_3 充电。漏感 L_k 与电容 C_1, C_2 以及 C_3 分别形成谐振回路,谐振电流 i_{Lk} 与图1中标注方向相反,反向增加。励磁电感电流 i_{Lm} 线性增长如下式所示:

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_0) + \frac{U_{in}}{L_m} (t - t_0) \quad (1)$$

直到驱动信号结束,该模态结束。

这种模式下的状态方程为

$$\begin{cases} L_k \frac{di_{D3}(t)}{dt} = U_{C3}(t) - n_2 U_{in} \\ L_k \frac{di_{D2}(t)}{dt} = U_{C1}(t) - U_{C2}(t) - n_2 U_{in} \\ -i_{Lk}(t) = i_{D2}(t) + i_{D3}(t) \end{cases} \quad (2)$$

所以:

$$\begin{cases} i_{D2}(t) = i_{D2}(t_0) \cos \omega_1 (t - t_0) + \frac{U_{C1}(t) - U_{C2}(t) - n_2 U_{in}}{Z_1} \sin \omega_1 (t - t_0) \\ i_{D3}(t) = i_{D3}(t_0) \cos \omega_2 (t - t_0) + \frac{U_{C3}(t) - n_2 U_{in}}{Z_2} \sin \omega_2 (t - t_0) \end{cases} \quad (3)$$

$$\text{其中 } Z_1 = \sqrt{\frac{L_k}{0.5C_1}} \quad \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{0.5L_k C_1}}$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_k}{C_1}} \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_1}}$$

式中: Z_1 为漏感 L_k 与电容 C_1, C_2 环路的谐振阻抗; Z_2 为漏感 L_k 与电容 C_3 环路的谐振阻抗; ω_1 和 ω_2 分别为这两个环路的角谐振频率。 U_{C1}, U_{C2}, U_{C3} 分

别为电容 C_1 、 C_2 和 C_3 的电压。

模式2 $[t_1-t_2]$:开关S关断, D_1 导通,输入电压 U_{in} 和励磁电感电压 U_{Lm} 对 C_2 充电,耦合电感的一次侧漏感也由 C_2 回收,因此 D_2 截止。耦合电感一次侧电流 i_{lk} 减少。同时,电感副边 N_{s2} 的能量继续给 C_3 充电, i_{lk} 开始反向减小,该模式在谐振电流 i_{lk} 减小为0的时候结束。励磁电感电流线性减少如下:

$$i_{Lm}(t) = i_{C1}(t) = i_{Lm}(t_1) - \frac{U_{C2} - U_{in}}{L_m} (t - t_1) \quad (4)$$

式中: i_{C1} 为通过电容 C_1 的电流。

模式3 $[t_2-t_3]$:开关S关断, D_1 导通, D_2 和 D_3 截止, D_{o1} 和 D_{o2} 导通。输入电压 U_{in} 和励磁电感电压 U_{Lm} 一部分继续向电容 C_2 充电,一部分与耦合电感副边 N_{s2} 存储的能量,以及电容 C_1 和 C_3 存储的能量一起向负载放电,谐振电流 i_{lk} 开始正向增加。同时输入电压 U_{in} 和励磁电感电压 U_{Lm} 与耦合电感副边 N_{s1} 存储的能量通过 D_{o1} 一起向负载放电。当 D_1 截止时该模式结束。励磁电感电流继续线性下降:

$$i_{Lm}(t) = i_{C1}(t) = i_{Lm}(t_2) - \frac{U_{C2} - U_{in}}{L_m} (t - t_2) \quad (5)$$

i_{lk} 的状态方程为

$$n_2^2 L_m \frac{di_{lk}(t)}{dt} = U_{Co2} - U_{C1}(t) - U_{C2}(t) - U_{C3}(t) \quad (6)$$

所以:

$$i_{lk}(t) = i_{lk}(t_2) - \frac{U_{Co2} - U_{C1} - U_{C2} - U_{C3}}{n_2^2 L_m} (t - t_2) \quad (7)$$

式中: U_{Co2} 为滤波电容 C_{o2} 的电压。

模式4 $[t_3-t_4]$:开关S仍然关断, D_1 、 D_2 、 D_3 都已经截止,只有 D_{o1} 和 D_{o2} 同时导通,输入电压 U_{in} 和励磁电感电压 U_{Lm} 不再为电容 C_2 充电,而是只与耦合电感副边 N_{s2} 存储的能量,以及电容 C_1 和 C_3 存储的能量一起向负载放电。另一方面,输入电压 U_{in} 和励磁电感电压 U_{Lm} 与耦合电感副边 N_{s1} 存储的能量通过 D_{o1} 一起向负载放电。励磁电感电流 i_{Lm} 继续线性下降,谐振电流 i_{lk} 正向减小, i_{Do1} 继续增加。当脉冲信号出现时,该模式结束。

模式5 $[t_4-t_5]$:开关S导通, D_1 、 D_2 和 D_3 都截止, D_{o1} 和 D_{o2} 继续导通。 i_{Do1} 和 i_{Do2} 线性下降,由耦合电感副边 N_{s1} 存储的能量,以及电容 C_1 和 C_3 存储的能量全部一起向负载放电。 i_{lk} 电流线性减

小,输入电流 i_{in} 和励磁电感电流 i_{Lm} 线性上升。该模式在 i_{Do1} 和 i_{Do2} 下降到0时结束回到模式1。

1.2 电压增益

稳态分析时,由于模式2和模式5的时间很短,可直接考虑工作模式1、模式3和模式4。忽略漏感对变换器增益的影响。

开关S导通阶段,励磁电感 L_m 上的电压为

$$U_{Lm} = U_{in} \quad (8)$$

开关S关断阶段,从模式3中可得:

$$U_{Lm} = U_{C2} - U_{in} \quad (9)$$

励磁电感 L_m 上的电压也可表示为

$$U_{Lm} = \frac{U_{Co2} - U_{C1} - U_{C2} - U_{C3}}{n_2} \quad (10)$$

由式(9)~式(11),根据电感 L_m 的伏秒平衡可得:

$$\begin{cases} U_{C1} = n_2 U_{in} + \frac{U_{in}}{1-D} & U_{C2} = \frac{U_{in}}{1-D} \\ U_{C3} = n_2 U_{in} & U_{Co1} = \frac{n_1 D}{1-D} U_{in} \\ U_{Co2} = \frac{2 + 2n_2 - n_2 D}{1-D} U_{in} \end{cases} \quad (11)$$

式中: U_{Co1} 为滤波电容 C_{o1} 的电压; D 为开关S的导通占空比。

由此可得出该变换器的增益特性表达式为

$$\frac{U_o}{U_{in}} = \frac{2 + 2n_2 + (n_1 - n_2)D}{1-D} \quad (12)$$

1.3 器件电压应力

由工作模式3分析可得,开关S关断时,开关电压钳位在电容电压 U_{C2} 上,开关S的电压应力为

$$U_{ds} = U_{C2} = \frac{1}{1-D} U_{in} \quad (13)$$

5个二极管的电压应力分别为

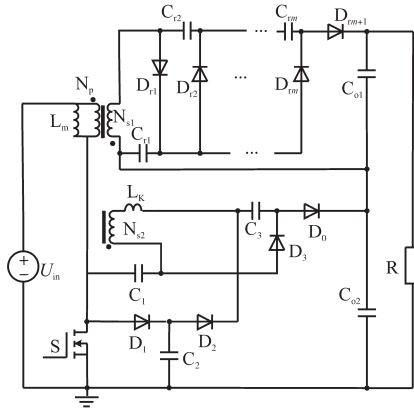
$$\begin{cases} U_{D1,max} = \frac{1}{1-D} U_{in} \\ U_{D2,max} = \frac{1 + n_2}{1-D} U_{in} \\ U_{D3,max} = \frac{n_2}{1-D} U_{in} \\ U_{Do1,max} = \frac{1 + n_2}{1-D} U_{in} \\ U_{Do2,max} = \frac{n_1}{1-D} U_{in} \end{cases} \quad (14)$$

2 升压比优化过程

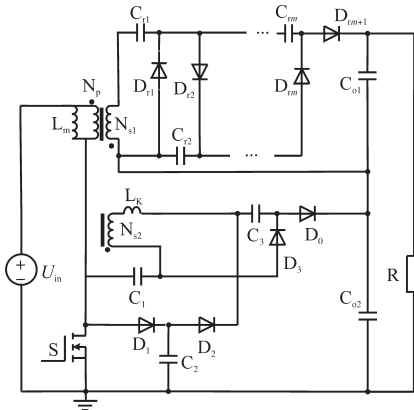
2.1 理论分析

将倍压网络加在耦合电感的 N_{s1} 侧,可继续提高升压倍数,根据所加电容为奇数还是偶数的

不同,分为两种情况,如图3所示。 m 为倍压单元的电容 C_r 的数量。



(a) m 为偶数



(b) m 为奇数

图3 扩展电路

Fig.3 Extended circuit

只看 N_{s1} 侧, m 为偶数时,当开关 S 导通, $D_{r2}, D_{r4}, \dots, D_{rm}$ 这些偶数项的二极管导通,正激方向对 $C_{r2}, C_{r4}, \dots, C_{rm}$ 这些偶数项的电容充电;当开关 S 关断, $D_{r1}, D_{r3}, \dots, D_{r2m+1}$ 这些奇数项的二极管导通,反激方向对 $C_{r1}, C_{r3}, \dots, C_{r2m-1}$ 这些奇数项的电容充电,并且 $C_{r2}, C_{r4}, \dots, C_{rm}$ 这些偶数项的电容通过 D_{r2m+1} 向负载放电。根据这个过程,可以得到每个电容分得的电压,

$$U_{Cr1} = \frac{n_1 D U_{in}}{1 - D} \quad (15)$$

$$U_{Cr2} = U_{Cr3} = \dots = U_{Cr2m} = U_{Cr1} + n_1 U_{in} \quad (16)$$

式中: $U_{Cr1}, U_{Cr2}, \dots, U_{Cr2m}$ 分别为电容 $C_{r1}, C_{r2}, \dots, C_{rm}$ 的电压。

m 为奇数时,当开关 S 导通时, $D_{r1}, D_{r3}, \dots, D_{rm}$ 这些奇数项的二极管导通,正激方向 $C_{r1}, C_{r3}, \dots, C_{rm}$ 这些奇数项的电容充电;当开关 S 关断时, $D_{r2}, D_{r4}, \dots, D_{r2m+1}$ 这些偶数项的二极管导通,反激方向对 $C_{r2}, C_{r4}, \dots, C_{r2m-1}$ 这些偶数项的电容充电,并且

$C_{r1}, C_{r3}, \dots, C_{rm}$ 这些奇数项的电容通过 D_{r2m+1} 向负载放电。由此同样可得

$$U_{Cr1} = n_1 U_{in} \quad (17)$$

$$U_{Cr2} = U_{Cr3} = \dots = U_{Cr2m} = U_{Cr1} + \frac{n_1 D U_{in}}{1 - D} \quad (18)$$

根据新增倍压网络的电容 C_r 的数量的奇偶性,将式(15)、式(16)求和,式(17)、式(18)求和,可以分别得到滤波电容 C_{o1} 两端电压:

$$\begin{cases} U_{Co1} = \frac{n_1 (2D + m)}{2(1 - D)} U_{in} & m \text{ 为偶数} \\ U_{Co1} = \frac{n_1 (m + 1)}{2(1 - D)} U_{in} & m \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (19)$$

U_{Co2} 与前面分析的值一致。

2.2 仿真对比

设定参数 $D=0.5, f_s=67 \text{ kHz}, n_1=n_2=2$,输入电压 $U_{in}=30 \text{ V}$ 。

当 $m=2$ 时,得到的 U_o, U_{cr1} 和 U_{cr2} 的仿真图如图4所示。

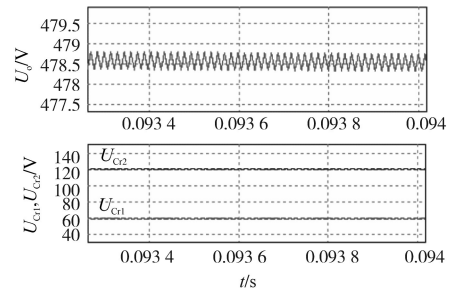


图4 $m=2$ 时的开环仿真结果

Fig.4 Simulation results($m=2$)with open loop

图4中仿真结果与理论计算值 $U_{cr1}=60 \text{ V}, U_{cr2}=120 \text{ V}, U_o=480 \text{ V}$ 基本一致。

当 $m=3$ 时,得到的 U_o, U_{cr1}, U_{cr2} 和 U_{cr3} 的开环仿真结果图如图5所示。

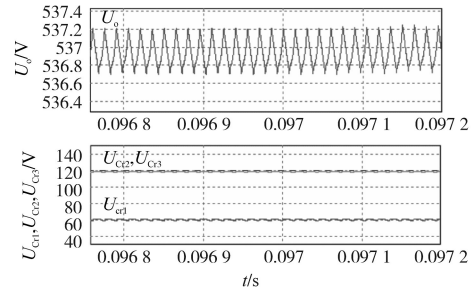


图5 $m=3$ 时的开环仿真结果

Fig.5 Simulation results($m=3$)with open loop

图5中仿真结果与理论计算值 $U_{cr1}=60 \text{ V}, U_{cr2}=U_{cr3}=120 \text{ V}, U_o=540 \text{ V}$ 基本一致。

但是由于漏感的存在,开环仿真值略小于理论值。

3 实验结果及结论

3.1 参数设计

给定变换器的输入电压 U_{in} 为 20~50 V, 输出功率 $P=200$ W, 工作频率 $f_s=67$ kHz, 输出电压 $U_o=380$ V。

耦合电感的设计比较重要, 为了控制占空比在 0.3~0.7 范围内, 取耦合电感电压比 $n_1(N_p:N_{s1})=n_2(N_p:N_{s2})=2$ 。选择磁芯 PQ3230, $A_e=169$ mm², 常温下磁通饱和密度 500 mT, 励磁电感 100 μ H, 漏感 1 μ H。

根据二极管的电压应力计算公式, 取占空比 $D=0.53$ 时, 最大的电压应力为 191 V, 最大承受电流主要看 D_1 , 因此需要选取大于 10 A 的二极管。

电容 C_1, C_2, C_3 的设计主要考虑其承受的电压值和电压纹波的问题。计算当占空比 $D=0.53$ 时, U_{C1} 最大, 为 129 V。假设电压纹波 ΔU 控制在 2 V 之间, 根据公式 $C>[P/(\Delta U f_s)]$ 可得, C_1, C_2, C_3 的电容值需要大于 4 μ F。

3.2 实验验证

为了验证理论分析的正确性, 制作了一台 200 W 的样机进行验证。开关 S 选用 IRFP4668, 其额定参数为 200 V/130 A, 导通电阻为 7.8 m Ω 。 C_1, C_2, C_3 使用 6.8 μ F/250 V 的 CBB 电容, C_{o1} 和 C_{o2} 采用 220 μ F/450 V 铝电解电容, 二极管都采用额定参数为 600 V/16 A 的 MUR1660 型号的快速恢复二极管。图 6 为实验波形图。

图 6a 为输入电压 $U_{in}=30$ V 情况下输出电压 U_o 的波形, 证明该变换器有高升压的特性。图 6b 为开关管两边的电压 U_{ds} 和输入电流 i_{in} 的波形, 可知开关管的电压应力约为 65 V, 且无明显电压尖峰, 说明吸收电路起到了作用。图 6b~图 6d 中耦合电感一次侧电流 i_{in} , 二次侧 N_{s1} 电流 i_{Lk} 和钳位电路的电流 i_{D1} 均与理论分析一致。图 6e 为效率曲线, 实验表明在 200 W 的功率下效率约为 93.4%。

3.3 工作特性对比分析

表 1 为文章所提变换器与另外 3 种变换器的电路特性对比。从电压增益来看, 所提拓扑增益最高, 开关管和二极电压应力低。与文献[13]中较为传统的耦合电感变换器相比, 所提拓扑效率增加, 与文献[14]中的拓扑相比, 同等实验条件下, 使用器件数相同, 但升压增益增加, 效率接近。

文章提出了一种新型的非隔离 DC/DC 变换

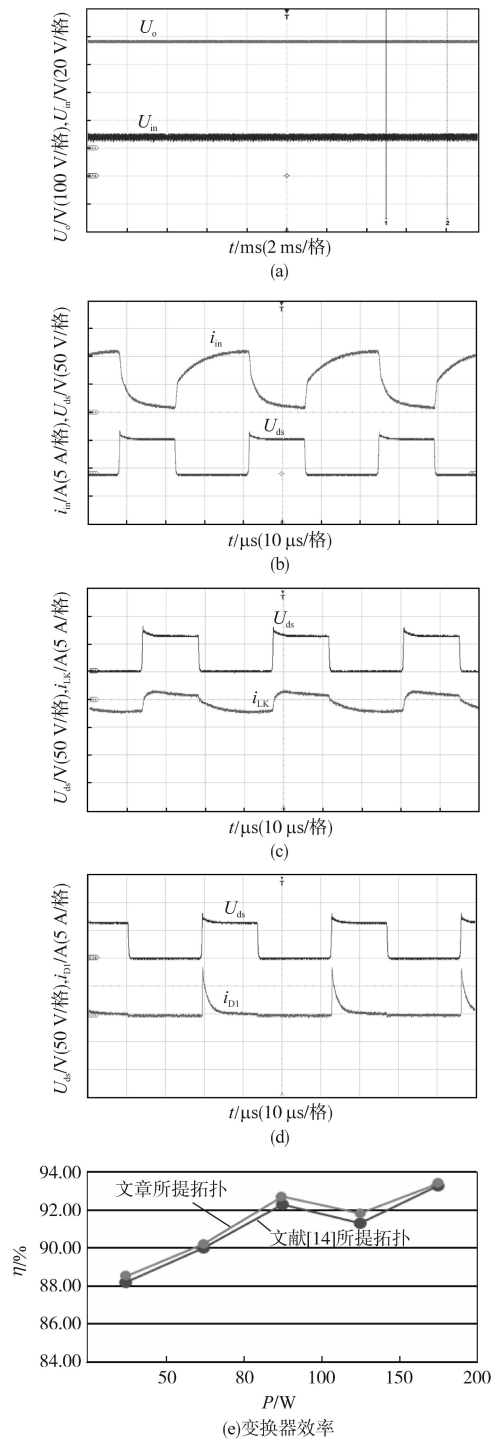


图6 实验波形
Fig.6 Experimental waveforms

器, 所提变换器是在已有耦合电感变换器拓扑上增加一组绕组, 并允许进一步增加结构提高增益。

所提变换器与传统的升压变换器相比, 通过设计耦合电感器的电压比, 极限占空比的情况被避免, 并且每个二极管的电压应力和开关管较低。根据实验证明, 其增益满足光伏发电的前端要求, 比一般拓扑结构的升压增益更高。通过继

表1 电路特性对比

Tab.1 Comparison of circuit characteristics

电路特性	增益	开关电压应力	二极管最大电压应力	开关管/二极管/电容/绕组数量	最高效率
Boost	$\frac{1}{1-D}$	U_o	U_o	1/1/1/0	—
文献[13]	$\frac{1+Dn_2}{1-D}$	$\frac{U_o}{1+Dn_2}$	$\frac{1+n_2}{1+Dn_2}U_o$	1/2/2/2	92.30%
文献[14]	$n_2 + \frac{1+(n_1+n_2)D}{1-D}$	$\frac{U_o}{1+n_1D+n_2}$	$\frac{n_2U_o}{1+n_1D+n_2}$	1/5/5/3	93.30%
所提拓扑	$\frac{2+2n_2+(n_1-n_2)D}{1-D}$	$\frac{U_o}{2+2n_2+(n_1-n_2)D}$	$\frac{(1+n_2)U_o}{2+2n_2+(n_1-n_2)D}$	1/5/5/3	93.40%

续添加电容和二极管组成的倍压单元可以应用于更高增益要求的场合,不过随着器件使用的增多会导致效率变低。

参考文献

- [1] Nouri T, Hosseini S H, Babaei E. Analysis of Voltage and Current Stresses of a Generalised Step-up DC-DC Converter[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(6): 1347-1361.
- [2] Rosas-Caro J C, Ramirez J M, Garcia-Vite P M. Novel DC-DC Multilevel Boost Converter[C]//2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, 2008: 2146-2151.
- [3] Berkovich Y, Axelrod B, Shenkman A. A Novel Diode-capacitor Voltage Multiplier for Increasing the Voltage of Photovoltaic Cells[J]. 2008 11th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, Zurich, 2008: 1-5.
- [4] 赵一. 耦合电感倍压单元高增益变流器拓扑形成方法研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2012.
- [5] Prudente M, Pfitscher L L, Emmendoerfer G, et al. Voltage Multiplier Cells Applied to Non-isolated DC-DC Converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 871-889.
- [6] Liang T, Lee J, Chen S, et al. Novel Isolated High-step-up DC-DC Converter with Voltage Lift[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1483-1491.
- [7] Kim J, Moon G. Derivation, Analysis, and Comparison of Nonisolated Single-switch High Step-up Converters with Low Voltage Stress[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1336-1344.
- [8] Lee Jaeyeon, Kim Minjae, Jeong Hyeonju, et al. Single Switch ZCS Resonant Converter with High Step-up Ratio[C]//2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), Hefei, 2016: 3495-3500.
- [9] Kim M, Choi S. A Fully Soft-switched Single Switch Isolated DC-DC Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 4883-4890.
- [10] Zhao Y, Li W, He X. Single-phase Improved Active Clamp Coupled-inductor-based Converter with Extended Voltage Doubler Cell[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(6): 2869-2878.
- [11] Zhao Y, Li W, Deng Y, et al. High Step-up Boost Converter with Passive Lossless Clamp Circuit for Non-isolated High Step-up Applications[J]. IET Power Electronics, 2011, 4(8): 851-859.
- [12] 陈显东, 曹太强, 林玉婷. 非隔离型高增益DC/DC变换器综述[J]. 电测与仪表, 2017, 54(13): 97-104.
- [13] Zhao Q, Lee F C. High-efficiency, High Step-up DC-DC Converters[J]. IEEE Trans. Power Electron, 2003, 18(1): 65-73.
- [14] Changchien S, Liang T, Chen J, et al. Novel High Step-up DC-DC Converter for Fuel Cell Energy Conversion System[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(6): 2007-2017.

收稿日期: 2019-04-01

修改稿日期: 2019-06-24