DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.2.18 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于开关电感和开关电容的新型高增益DC-DC变换器

潘学伟(中国电源学会会员)，李司南，张钟月，王 灿
(哈尔滨工业大学(深圳)机电工程与自动化学院，深圳 518055)

摘要：提出了1种基于开关电感和开关电容单元的新型高增益DC-DC变换器。通过配置1组开关电感单元和2组开关电容单元，在实现较高增益的同时，保持了变换器中各元器件的低电压应力和低电流应力。还解析了该新型变换器在不同电流模式下的工作原理，推导了它的电压增益特性。在连续电流模式 CCM(continous conduction mode)模式下，随着增益增加，该变换器主要器件的电流应力减小，因此在高增益下也保持着较高的效率；在断续电流模式DCM(discontinuous conduction mode)模式下也能达到较高的增益。另外，根据增益关系推导出了该变换器CCM模式与DCM模式的分界线。在实验中，搭建了1台325 W的实验样机，以验证该拓扑和理论的有效性，实测变换器增益可达18倍，最高效率可达94.9%。

关键词：开关单元；DC-DC变换器；高电压增益；低电压应力；低电流应力

Novel High-gain DC-DC Converter Based on Switched Inductor and Switched Capacitor

PAN Xuewei, *Member*, *CPSS*, LI Sinan, ZHANG Zhongyue, WANG Can
(School of Mechanical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology (Shenzhen), Shenzhen 518055, China)

Abstract: A novel high-gain DC-DC converter based on switched inductor and switched capacitor units is proposed. By configuring one set of switched inductor units and two sets of switched capacitor units, a high gain is achieved while maintaining the low voltage stress and low current stress on each component in the converter. The operation principle for the novel converter in different current modes is explained, and its voltage gain characteristics are derived. In a continous conduction mode (CCM), the current stress on the main components in the converter decreases as the gain increases, so a high efficiency is maintained at high gains. High gains can also be achieved in a discontinuous conduction mode (DCM). In addition, the boundary between the CCM and DCM modes of the converter is derived according to the gain relationship. A 325 W experimental prototype was built to verify the effectiveness of the topology and theory, and it was found that the measured converter gain can reach 18 times and the highest efficiency can reach 94.9%.

Keywords: Switched unit; DC-DC converter; high voltage gain; low voltage stress; low current stress

可再生分布式能源发电技术越来越受到世界各国的重视[1]，分布式可再生能源输出电压与并网所需电压不匹配的问题尤为突出[2]。传统升压型变换器元器件电压应力大，磁性元件负荷大，电路增益小，无法满足需求[3-4]。因此，高增益DC-DC变换器在可再生能源发电系统中有着迫切的需求。近年来，国内外学者对高增益变换器做了大量的研究。其中，非隔离型拓扑分为级联型、耦合电感型和开关单元型 3 类。通过级联技术可得到级联型Boost变换器[5-6]，将理论增益提升至$1/(1-D)^2$，它

收稿日期：2023-06-06；**修回日期**：2023-09-07；**录用日期**：2023-09-25；**网络首发日期**：2023-12-13
基金项目：国家自然科学基金青年基金资助项目(52107186)；深圳市基础研究资助项目(JCYJ20210324120404013)
This work is supported by National Natural Science Foundation for Young Scholars of China under the grant 52107186; Shenzhen Fundamental Research Program under the grant JCYJ20210324120404013

能降低前级开关管的电压应力，但是后级开关管电压应力高。耦合电感[7-9]通过调节匝数比，优化变换器的占空比区间，降低开关管的电压应力，提高升压能力。但由于耦合电感存在漏感，会带来开关管关断尖峰，因此需要引入能量吸收电路[10-12]。同时，耦合电感体积庞大，不利于小型化。而将电容、电感与二极管组合，可构造成为新的升降压单元，形成开关电容[13-14]、开关电感[15]变换器。这几种变换器[13-15]相比于级联 Boost 变换器提升了电压增益范围，开关管的电压应力降低，但升压能力仍旧有限。为了进一步提升电压增益，学者们提出了开关电容开关电感组合变换器。

文献[16-17]通过将有源开关电感 ASL(active switched inductor)单元与升压型开关电容 SC(switched capacitor)单元结合，产生 2 种新型高增益 DC-DC 变换器(ASL-SU2C[16]和 ASL-SC-Boost[17])。其中，有源开关电感网络相比于由传统二极管组成的开关电感网络增益没有提升，但开关管及输出侧二极管电压应力下降[18]，文献[16-17]的电压增益完全相同，变换器的元器件数目较少，半导体器件的电压应力较低，然而升压能力依旧有限，并且 ASL-SU2C 变换器的输出侧需要 1 个滤波电感，增大了变换器的体积。针对 ASL-SU2C 增益小的缺点，文献[19]通过将原有拓扑中的输出电感换为二极管，使得原拓扑从电流源型输出变为电压源型输出，在提高输出增益的同时减小了器件的电压应力，但其输入电流呈现脉冲特性，同时在低增益下开关管导通损耗较大。为提高开关电感与开关电容组合变换器的可扩展性，文献[20]将单个有源开关电感单元与级联开关电容单元相结合，形成了 1 种可拓展的双向高增益的 DC-DC 变换器(SC-SI[20])，这种变换器增益高，同时只需要纵向增加后级开关电容单元的数量即可拓展增益，但该变换器器件数量较多、结构复杂，同时输入电流波动较大，一定程度上限制了其拓展的级数。为进一步控制开关电容与开关电感组合变换器的电压应力，文献[21]给出了 1 种基于开关电容与开关电感组合的高增益变换器，在使用较少器件达到高增益的同时通过进一步改变开关电感及开关电容占空比的组合实现对器件电压应力的优化，但其输入电流为脉冲电流，限制了它的应用范围[22-27]。鉴于此，本文结合有源开关电感网络和开关电容网络，提出了 1 种新型高增益 DC-DC 变换器。

1　电路模态分析

新型高增益 DC-DC 变换器如图 1 所示。由有源开关电感和双开关电容单元组成的 ASL-2SC (active switched inductor and two switched capacitors)变换器通过多开关单元的结构，在实现较高电压增益的同时保持了各元器件的低电压应力、低电流应力。

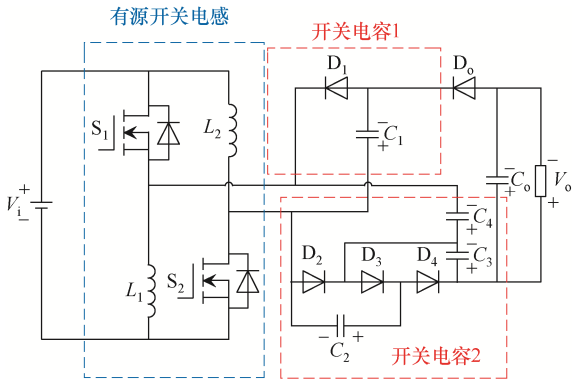


图 1　所提出的高增益 ASL-2SC 变换器拓扑

Fig. 1 Topology of proposed high-gain ASL-2SC converter

按照电路中电感电流是否连续，可将电路工作模态分为连续电流模式 CCM(continuous conduction mode)和断续电流模式 DCM(discontinuous conduction mode)。

1.1　CCM 升压模式

当电路工作在 CCM 升压模式时，其主要模态划分如图 2 所示，典型波形如图 3(a)所示，D 为开关管 S_1 和 S_2 的占空比，T 为开关管控制信号的周期，G_1、G_2 为开关管 S_1、S_2 的驱动信号。

(1)模态 1(t_0, t_0+DT)

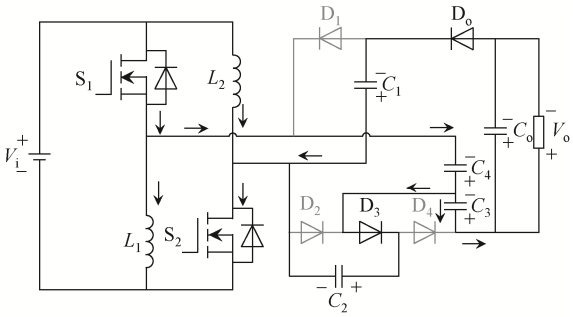
如图 2(a)所示，开关管 S_1 和 S_2 均处于开通状态。电感 L_1 和 L_2 都通过输入电源 V_i 充电，二极管 D_3、D_o 导通，D_1、D_2、D_4 反向偏置，电容 C_2 经 V_i 和 C_4 充电。电容 C_1、C_4、C_3 串联向输出侧放电，

电容 C_o 充电至 $V_{C_1}+V_{C_2}+V_{C_3}$，负载通过 V_o-C_1-S_2-V_i-S_1-C_4-C_3-V_o 回路与输入电源形成连接。在此区间应用 KVL(Kirchhoff's voltage law)方程可得

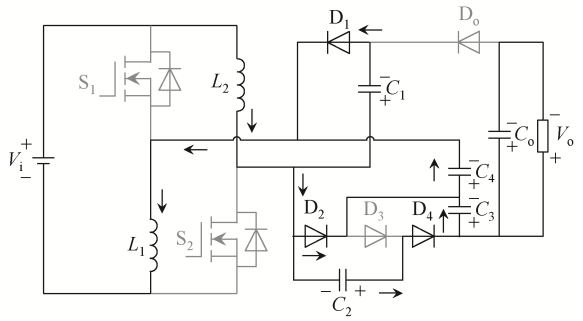
$$V_{L_1,\text{on}}=V_{L_2,\text{on}}=V_i \tag{1}$$

$$V_{C_2}=V_{C_4}+V_i \tag{2}$$

$$V_o=V_{C_1}+V_{C_2}+V_{C_3} \tag{3}$$



(a) 模态1



(b) 模态2

图 2 CCM 模态等效电路

Fig. 2 Equivalent circuits in CCM mode

(2)模态 2(t_0+DT, t_0+T)

如图 2(b)所示，开关管 S_1 和 S_2 均关断。二极管 D_1、D_2、D_4 导通，二极管 D_o、D_3 反向偏置。电感 L_1、L_2 串联放电。电容 C_1、C_4、C_3 通过 V_i 和电感 L_1、L_2 充电。电容 C_2 向电容 C_3 放电，电容 C_o 向负载供电。应用 KVL 方程可得

$$V_i=V_{L_1,\text{off}}+V_{L_2,\text{off}}+V_{C_1} \tag{4}$$

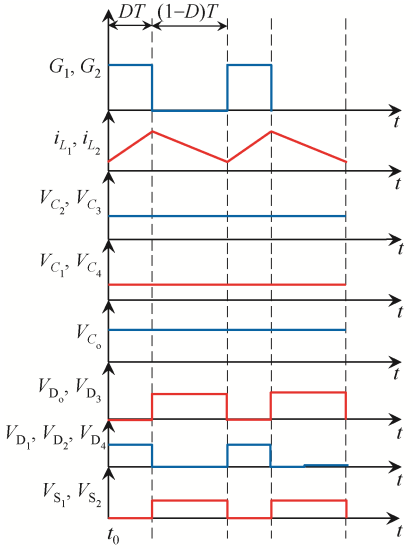
$$V_{C_1}=V_{C_4} \tag{5}$$

$$V_{C_2}=V_{C_3} \tag{6}$$

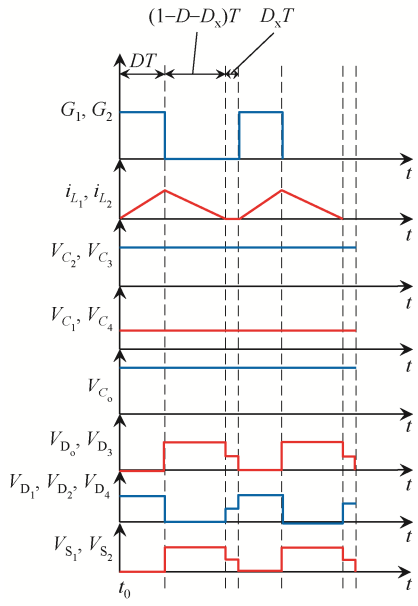
$$V_o=V_{C_o} \tag{7}$$

1.2 DCM 升压模式

当电路工作在 DCM 升压模式时，其工作波形如图 3(b)所示，图中 D_x 是电感电流为 0 的占空比。由于 DCM 模态前两阶段与 CCM 模态下完全相同，因此不再赘述。



(a) CCM升压模式



(b) DCM升压模式

图 3 变换器典型工作波形

Fig. 3 Typical operating waveforms of converter

(1)模态 1(t_0, t_0+DT)

模态 1 时电感 L_1 和 L_2 的峰值电流可表示为

$$I_{L_1\text{p}}=I_{L_2\text{p}}=\frac{V_i}{L}DT \tag{8}$$

(2)模态 2(t_0+DT, t_0+(1−D_x)T)

电感电流在模态 2 结束时降低至 0。电容 C_1 两端的电压可表示为

$$V_{C_1}=\frac{V_{\mathrm{o}}-2V_{\mathrm{i}}}{3} \tag{9}$$

电感 L_1 和 L_2 的峰值电流可表示为

$$I_{L_1\mathrm{p}}=I_{L_2\mathrm{p}}=\frac{V_{C_1}-V_{\mathrm{i}}}{2L}D_{\mathrm{x}}T_{\mathrm{s}}=\frac{V_{\mathrm{o}}-5V_{\mathrm{i}}}{6L}D_{\mathrm{x}}T \tag{10}$$

根据基尔霍夫电流方程，二极管 D_1 的平均电流可表示为

$$I_{\mathrm{D}_1}=\frac{1}{6}D_{\mathrm{x}}I_{L_2\mathrm{p}} \tag{11}$$

(3)模态 3(t_0+(1−D_{x})T, t_0+T)

DCM 第 3 阶段模态图如图 4 所示，在此阶段中，开关管 S_1、S_2 的工作状态与阶段 2 一致。电感 L_1、L_2 的电流已降至 0，电源和电感不再向外提供能量，各二极管均处于截止状态。负载由储存在电容 C_{o} 中的能量供电，根据电感伏秒平衡原则有

$$D_{\mathrm{x}}=\frac{6V_{\mathrm{i}}}{V_{\mathrm{o}}-5V_{\mathrm{i}}}D \tag{12}$$

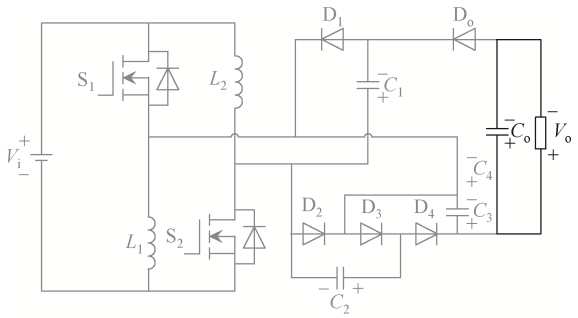


图 4　第三阶段 DCM 模态等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit in DCM mode at third stage

2　电路特性分析

2.1 CCM 模式特性分析

由于电感 L_1 和 L_2 均满足伏秒平衡原则，可得到开关管关断时的电感电压为

$$V_{L_1,\mathrm{on}}=V_{L_1,\mathrm{off}}=-\frac{DV_{\mathrm{i}}}{1-D} \tag{13}$$

根据式(4)和式(13)，可得电容 C_1 两端的电压表达式为

$$V_{C_1}=\frac{(1+D)V_{\mathrm{i}}}{1-D} \tag{14}$$

根据式(5)，可得电容 C_4 两端的电压表达式为

$$V_{C_4}=\frac{(1+D)V_{\mathrm{i}}}{1-D} \tag{15}$$

根据式(2)和式(6)，可得电容 C_2 和 C_3 两端的电压表达式为

$$V_{C_2}=V_{C_3}=\frac{2V_{\mathrm{i}}}{1-D} \tag{16}$$

因此，变换器的理论电压增益为

$$M_{\mathrm{ideal}}=\frac{V_{\mathrm{o}}}{V_{\mathrm{i}}}=\frac{5+D}{1-D} \tag{17}$$

根据图 2 和 CCM 模态下半导体器件的工作状况，各开关管和二极管的电压应力与输出电压的关系可表示为

$$V_{\mathrm{S}_1}=V_{\mathrm{S}_2}=\frac{V_{\mathrm{o}}}{5+D} \tag{18}$$

$$V_{\mathrm{D}_1}=V_{\mathrm{D}_2}=V_{\mathrm{D}_3}=V_{\mathrm{D}_4}=\frac{2V_{\mathrm{o}}}{5+D} \tag{19}$$

将式(19)分别代入式(16)~式(18)中，可得各电容的电压应力为

$$V_{C_1}=V_{C_4}=\frac{(1+D)V_{\mathrm{o}}}{5+D} \tag{20}$$

$$V_{C_2}=V_{C_3}=\frac{2V_{\mathrm{o}}}{5+D} \tag{21}$$

从式(18)~式(21)可以看出，各二极管两端的电压应力相同，与输出电压的最大理论比值仅为 2/5，在电压增益较大的情况下，二极管承受的电压应力也相对较低。各开关管承受的电压应力极小，为二极管承受电压应力的一半，与输出电压的最大理论比值仅为 1/5。除输出侧电容 C_{o} 外的各电容所承受的电压应力也均小于输出电压，电容 C_2 和 C_3 所承受的电压应力大于电容 C_1 和 C_4 所承受的电压应力，当处于极限占空比 1 时，电容 C_1、C_2、C_3、C_4 承受的电压应力完全相同。综合上述分析可知，该新型变换器中的各元器件均承受了较小的电压应力。

根据图 2 及 CCM 模态下各器件状态列 KCL (Kirchhoff's current law)方程，可得开关管开通及关断时各元器件的电流表达式为

$$I_{C_4,\mathrm{on}}=I_{C_2,\mathrm{on}}-I_{C_3,\mathrm{on}} \tag{22}$$

$$I_{C_1,\mathrm{on}}=I_{C_3,\mathrm{on}}=I_{\mathrm{o}}+I_{C_{\mathrm{o}},\mathrm{on}} \tag{23}$$

$$I_{\mathrm{S}_1,\mathrm{on}}=I_{L_1,\mathrm{on}}-I_{C_4,\mathrm{on}} \tag{24}$$

$$I_{C_2,\mathrm{off}}=-I_{C_3,\mathrm{off}} \tag{25}$$

$$I_{C_o,\text{off}} = -I_o \tag{26}$$

$$I_{L_1,\text{on}} = I_{L_2,\text{off}} = I_{C_1,\text{off}} + I_{C_4,\text{off}} \tag{27}$$

各电容在 1 个充放电周期内满足安秒平衡原则，因此有

$$DI_{C,\text{on}} + (1-D)I_{C,\text{off}} = 0 \tag{28}$$

结合式(26)和式(28)，可得开关管开通时电容 C_o 的电流为

$$I_{C_o,\text{on}} = \frac{(1-D)I_o}{D} \tag{29}$$

输入侧和输出侧满足功率守恒原则，因此有

$$I_o = \frac{1-D}{5+D} I_{\text{in}} \tag{30}$$

式中，I_{in} 为输入电流。

结合式(22)~式(30)，可得各电容的充电电流和放电电流分别为

$$\begin{cases} I_{C_1,\text{on}} = -\dfrac{(1-D)I_{\text{in}}}{(5+D)D},\ I_{C_1,\text{off}} = \dfrac{I_{\text{in}}}{5+D} \\ I_{C_2,\text{on}} = \dfrac{(1-D)I_{\text{in}}}{(5+D)D},\ I_{C_2,\text{off}} = -\dfrac{I_{\text{in}}}{5+D} \\ I_{C_3,\text{on}} = -\dfrac{(1-D)I_{\text{in}}}{(5+D)D},\ I_{C_3,\text{off}} = \dfrac{I_{\text{in}}}{5+D} \\ I_{C_4,\text{on}} = -\dfrac{2(1-D)I_{\text{in}}}{(5+D)D},\ I_{C_4,\text{off}} = \dfrac{2I_{\text{in}}}{5+D} \end{cases} \tag{31}$$

由式(31)可知，无论在何种占空比条件下，各电容的充电电流均远小于输入电流，这是因为开关电容网络的布置使得各电容的充电电流均为支路电流，因此承受了较小的电流应力。随着变换器电压增益的增加，若保持变换器输出功率和输入电压不变，则输入电流不变，各电容的放电和充电电流均减小，电容损耗降低，提升了 ASL-2SC 变换器在高电压增益应用场景中的表现。

根据式(27)和式(31)，可得电感 L_1 和 L_2 的平均电流为

$$I_{L_1} = I_{L_2} = \frac{3I_{\text{in}}}{5+D} = \frac{I_o + I_{\text{in}}}{2} = \frac{1+M}{2} I_o \tag{32}$$

与电压应力相反，半导体器件上的电流应力出现在器件导通状态或正向偏置状态下。因此，在开关管导通模态中，二极管 D_o、D_3 的电流应力关系为 $I_{D_o} = -I_{C_1,\text{on}}$，$I_{D_3} = I_{C_2,\text{on}}$。在开关管关断模态中，二极管 D_1、D_2、D_4、D_o 存在电流应力，关系为 $I_{D_1} = -I_{C_1,\text{off}}$，$I_{D_2} = I_{C_4,\text{off}} - I_{C_3,\text{off}}$，$I_{D_4} = I_{C_2,\text{off}}$，$I_{D_o} = -I_{C_1,\text{on}}$，结合式(22)、式(29)和式(32)，可得开关管 S_1 和 S_2 的电流与输入电流的关系为

$$I_{S_1} = I_{S_2} = \frac{(2+D)I_{\text{in}}}{5+D} \tag{33}$$

在高增益的 DC-DC 变换器中，由于输入电流远大于输出电流，因此这些半导体器件上的电流应力均以输入电流作为基准，其电流峰值、电流有效值、电流平均值见表 1。

表 1 开关管和二极管电流应力

Tab. 1 Current stress on switch tubes and diodes

器件	电流峰值/A	电流平均值/A	电流有效值/A
二极管 D_o, D_3	$\dfrac{(1-D)I_{\text{in}}}{(5+D)D}$	$\dfrac{(1-D)I_{\text{in}}}{(5+D)}$	$\dfrac{(1-D)I_{\text{in}}}{(5+D)\sqrt{D}}$
二极管 D_1, D_2, D_4	$\dfrac{I_{\text{in}}}{(5+D)}$	$\dfrac{(1-D)I_{\text{in}}}{(5+D)}$	$\dfrac{\sqrt{(1-D)}I_{\text{in}}}{(5+D)}$
开关管 S_1, S_2	$\dfrac{(2+D)I_{\text{in}}}{(5+D)D}$	$\dfrac{(2+D)I_{\text{in}}}{(5+D)}$	$\dfrac{(2+D)I_{\text{in}}}{(5+D)\sqrt{D}}$

在 ASL-2SC 变换器中，各开关管承受的电流应力小于输入电流，为输入电流的 0.4~0.5 倍。总体上看，开关管承受的电流应力较小。流经各二极管的平均电流完全相同，与输入电流的最大比值仅为 0.2，且随着开关管占空比的增大，各二极管的电流峰值、电流平均值、电流有效值与输入电流的比值均有明显的下降，因此在变换器功率不变的情况下，二极管在电压增益较高的情况下承受着较小的电流应力，有利于变换器效率的提升。各电感所承受的电流应力也均小于输入电流，随着占空比的增大，电感的平均电流与输入电流的比值下降。因此，相比于输入电流来说，该新型变换器各器件承

担较小的电流应力。但当该变换器的占空比极小时，二极管 D_o、D_3 和开关管 S_1、S_2 承受了极大的电流尖峰，因此需避免使变换器工作在接近极限占空比 0 的区域。

2.2 DCM 模式特性分析

在 DCM 模式中，各二极管平均电流与输出电流的关系为

$$I_{D_1}=I_{D_2}=I_{D_3}=I_{D_4}=I_{D_o}=I_o=\frac{V_o}{R} \tag{34}$$

结合式(11)、式(12)和式(34)，可得 DCM 模式下变换器的电压增益为

$$M_{DCM}=\frac{5+\sqrt{25+\dfrac{4D^2}{\tau}}}{2} \tag{35}$$

式中，τ 为时间常数，其计算公式为

$$\tau=\frac{Lf_s}{R} \tag{36}$$

式中：f_s 为变换器开关频率，Hz；R 为负载电阻，Ω；L 为电感 L_1 和 L_2 的电感量，H。

当变换器工作在 DCM 模式与 CCM 模式的临界条件模式下时，变换器电压增益需同时满足 CCM 模式和 DCM 模式的电压增益，则结合式(17)和式(35)，临界时间常数 τ_b 与占空比 D 的关系可表示为

$$\tau_b=\frac{D(1-D)^2}{30D+6} \tag{37}$$

根据式(37)可绘制出临界时间常数 τ_b 与开关管占空比 D 的关系图，如图 5 所示。当 $\tau>\tau_b$ 时，变换器工作在 CCM 模式；当 $\tau<\tau_b$ 时，变换器工作在 DCM 模式。由图 5 可知，当变换器的占空比接近极限值 0 和 1 时，负载很轻即可使变换器工作在 CCM 模式。而当变换器的占空比为 0.1~0.3 时，需要较重负载才能使变换器工作在 CCM 模式。

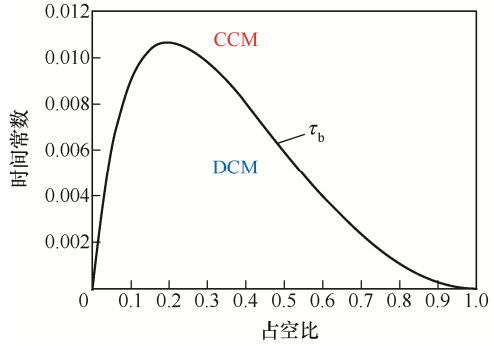


图 5　CCM 和 DCM 模态临界关系

Fig. 5 Relationship of boundary between CCM and DCM modes

3　电路性能分析与参数设计

3.1 性能对比

为进一步分析 ASL-2SC 变换器的性能，选取了电压增益、工作效率及器件电流应力的变换器关键特性与现存的各种高增益 DC-DC 变换器[22-27]进行对比。考虑寄生参数的电压增益为

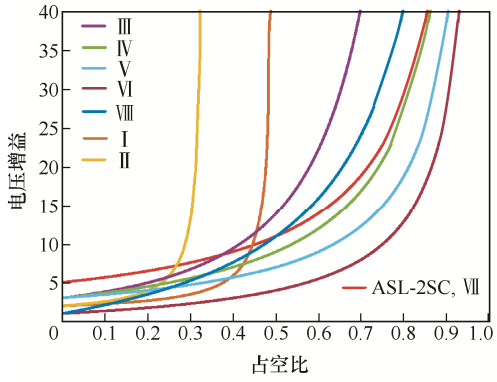
$$M_{real}=\frac{M_{ideal}-\dfrac{(V_{FD_o}+V_{FD_1}-V_{FD_2}+V_{FD_3}+V_{FD_4})}{V_i}}{1+(aD/(1-D)^2+b/(1-D)+c/D)/R} \tag{38}$$

式中：$a=9(r_{L_1}+r_{L_2}+r_{S_1}+r_{S_2})$；$b=4(r_{L_1}+r_{L_2})+12(r_{S_1}+r_{S_2})+r_{C_1}+r_{C_2}+r_{C_3}+r_{C_4}+r_{D_1}+r_{D_2}+r_{D_4}$；$c=6r_{S_2}+5r_{C_1}+r_{C_2}+r_{C_3}+4r_{C_4}+r_{D_o}+r_{D_3}$；$r$ 为各器件内阻。

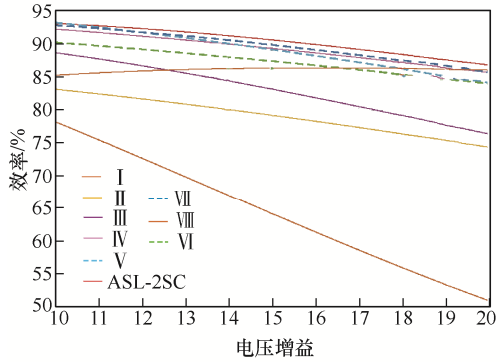
电压增益及效率对比结果如图 6 所示。在这些研究中，采用了开关电容网络(Ⅰ[22])、开关电感网络(Ⅱ[23]、Ⅷ[24])、有源开关电感网络(Ⅲ[25]、Ⅳ[25])、级联结构(Ⅴ[25]、Ⅶ[26])、Z 源网络(Ⅵ[26])等升压结构。

从图 6(a)可知，本文所提出的 ASL-2SC 变换器相比变换器Ⅳ、Ⅴ、Ⅵ在全占空比范围内均有更高的电压增益。在较大占空比时，变换器Ⅲ、Ⅷ有更高的电压增益，但在这 2 个变换器中，各二极管和电容两端均承受了更大的电压应力。在占空比较低时，相对于所有对比的变换器，ASL-2SC 变换器有着最高的电压增益。变换器Ⅰ、Ⅱ在较小占空比下即表现出超高的电压增益，但电压增益随占空比变化的幅度极小，因此实际应用中占空比调节范围窄，加大了电路参数设计的难度。此外，变换器Ⅱ、Ⅷ应用了扩展的开关电感单元，这不仅需要大量额外的无源元件和有源器件，同时增加了磁性元件的数量和设计难度。尽管变换器Ⅶ与本文所提变换器有着相同的电压增益，但其输出侧电压纹波较大，

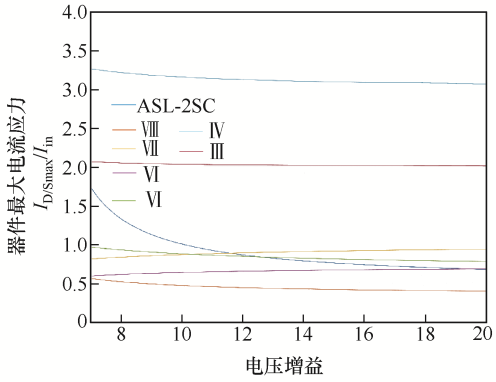
需要更大的滤波电容以维持电压稳定，增大了变换器的体积。



(a) 电压增益



(b) 效率



(c) 电流应力

图 6 各变换器性能对比

Fig. 6 Comparison of performance among different converters

在效率对比方面选取输入电压 V_i=20 V，开关频率 f_s=40 kHz，电感内阻 r_L=0.1 Ω，各二极管内阻 r_D=0.1 Ω，各二极管导通压降 V_{FD}=0.7 V，各开关管内阻 r_{dson}=0.008 Ω，各电容内阻 r_C=0.1 Ω，负载电阻 R=200 Ω 为分析工况，考虑器件导通损耗时其效率可表示为

$$\eta_{real}=\frac{1-\dfrac{(1-D)(V_{FD_0}+V_{FD_1}-V_{FD_2}+V_{FD_3}+V_{FD_4})}{(5+D)V_i}}{1+(aD/(1-D)^2+b/(1-D)+c/D)/R} \tag{39}$$

从图 6(b)可知，变换器Ⅰ、Ⅱ在所有变换器中效率最低，且随着变换器电压增益的增加，变换器效率迅速下降，这是由于其升压网络的结构配置导致电容及功率器件电流应力大，损耗极大，因而在高电压增益场合中适用性不强。变换器Ⅴ在电压增益小时效率较高，但本文所提出的 ASL-2SC 变换器在所列举的变换器中有着最高的整体效率。虽然变换器Ⅶ在电压增益、元器件电压应力等方面与 ASL-2SC 变换器相似，但其存在开关电容的串联结构，前级单元中各电容承受的电流应力更大，因此效率更低。电流应力与变换器增益对比结果如图 6(c)所示。该电流应力为相对于输入电流归一化的电流应力，选取了开关管与二极管相对于输入电流比值的最大值进行对比。由于变换器Ⅰ、Ⅱ的器件电流应力过大，因此将其在电流应力对比中剔除。从图 6(c)可知，本文所提变换器在低增益范围下的最大电流应力虽然较高，但随着增益增加，最大电流应力逐渐下降，在高增益下与电流应力最小的变换器接近。因此，在现有的高增益变换器中，所提变换器具有较低的电流应力特性。

值得注意的是，本文所提的拓扑在文献[19]的基础上增加了另外 1 组开关电容网络。由于合理引入了 2 组开关电容单元，在保持电路增益不变的情况下，电容器件电流应力显著降低。同时，由于合理配置了 2 组开关电容，相比于文献[19]来说，避免输入脉冲电流的出现拓宽了应用范围。在可拓展性方面，本文提出的电路拓扑可以对 2 组开关电容与有源开关电感网络扩展，能够进一步提升输出增益范围，相比于文献[19]中的拓扑扩展能力更强。所提变换器输出端相对于输入端存在不稳定共模电压，叠加了高频开关分量。这会限制所提出的变换器在非隔离型的光伏逆变器中的应用，因为不稳定的共模电压会通过光伏系统的寄生电容产生较

大的漏电流，对于系统的安全构成了威胁。而对于带隔离变压器的光伏逆变器，共模电压的影响会被大大削弱，因此可以应用。而对于寄生电容小的系统，如燃料电池系统、不间断电源系统、通信电源系统、高压气体放电灯等系统，所提出的变换器可以满足应用需求。在对输入侧和输出侧共地性要求不高的场合，所提变换器具有良好的应用前景。

3.2 参数设计

根据理论推导可实现各电容及电感的参数设计。其中，各电容的设计以电容电压纹波为依据，可表示为

$$\begin{cases}\Delta V_{C_1}=\left|\dfrac{\mathrm{d}V_{C_1}}{\mathrm{d}t}DT\right|\Rightarrow\dfrac{\Delta V_{C_1}}{V_{C_1}}=\dfrac{I_\mathrm{o}}{C_1f_\mathrm{s}V_{C_1}}\\ \Delta V_{C_2}=\left|\dfrac{\mathrm{d}V_{C_2}}{\mathrm{d}t}DT\right|\Rightarrow\dfrac{\Delta V_{C_2}}{V_{C_2}}=\dfrac{I_\mathrm{o}}{C_2f_\mathrm{s}V_{C_2}}\\ \Delta V_{C_3}=\left|\dfrac{\mathrm{d}V_{C_3}}{\mathrm{d}t}DT\right|\Rightarrow\dfrac{\Delta V_{C_3}}{V_{C_3}}=\dfrac{I_\mathrm{o}}{C_3f_\mathrm{s}V_{C_3}}\\ \Delta V_{C_4}=\left|\dfrac{\mathrm{d}V_{C_4}}{\mathrm{d}t}DT\right|\Rightarrow\dfrac{\Delta V_{C_4}}{V_{C_4}}=\dfrac{2I_\mathrm{o}}{C_4f_\mathrm{s}V_{C_4}}\\ \Delta V_{C_\mathrm{o}}=\left|\dfrac{\mathrm{d}V_{C_\mathrm{o}}}{\mathrm{d}t}DT\right|\Rightarrow\dfrac{\Delta V_{C_\mathrm{o}}}{V_{C_\mathrm{o}}}=\dfrac{I_\mathrm{o}}{C_\mathrm{o}f_\mathrm{s}V_{C_\mathrm{o}}}\end{cases}\tag{40}$$

各开关电容单元中电容电压的纹波应小于电容平均电压的 1%，则有

$$C_1>\frac{100I_\mathrm{o}}{f_\mathrm{s}V_{C_1}}=28\ \mu\mathrm{F}\tag{41}$$

同理可得电容 C_2、C_3、C_4、C_o 的取值范围，其中电容 C_2、C_3 应大于 22 μF，电容 C_4 应大于 56 μF，电容 C_o 应大于 58 μF，为保证裕量，取 C_1=C_2=C_3=C_4=C_o=100 μF。

根据电感的工作原理可知，电感的纹波电流可表示为

$$\Delta I_L=\left|\frac{\mathrm{d}I_L}{\mathrm{d}t}DT\right|\Rightarrow\frac{\Delta I_L}{I_L}=\frac{DV_\mathrm{i}}{Lf_\mathrm{s}I_L}\tag{42}$$

为降低电感纹波电流并避免较大的电感体积，选取电流纹波系数为 0.15，2 电感规格相同，则由式(42)可计算出电感大小。考虑一定裕量，取 L_1=L_2=400 μH。

4　实验验证

设置额定工况输入电压 V_i=20 V，输出电压 V_o=360 V，输出电压纹波不大于 1%，负载 R=400 Ω，设计了 325 W 的实验样机，参数见表 2，样机如图 7 所示。由理论分析可知，额定参数下二极管承受的电压应力为 128 V，本案二极管选取 STMicroelectronics 公司的 STPS60SM200CW，其额定耐压值为 200 V，正向导通压降约为 0.65 V。额定参数下开关管所承受的电压应力为 64 V，同时还需要满足实验中的低压大电流应用场景，因此开关管选取 Infineon 公司的 IRFP4668pbF，其漏源极耐压值为 200 V，导通电阻为 8 mΩ，能够承受 130 A 的电流，符合实验要求。

表 2　实验样机参数

Tab. 2 Parameters of experiment prototype

参数	数值
开关频率 f_s/kHz	40
输入电压 V_i/V	20
输出电压 V_o/V	360
额定负载电阻 R/Ω	400
电感 L/μH	400
电容 C/μF	100

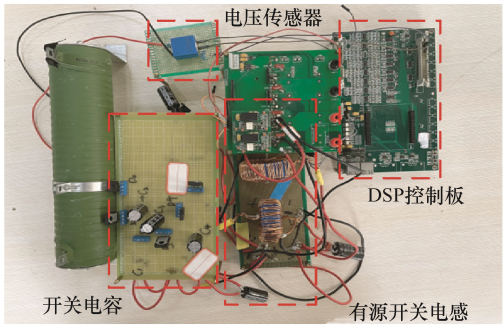


图 7　实验样机

Fig. 7 Experiment prototype

图 8 为 CCM 升压模式下，额定工况下变换器的输入输出电压电流波形。此时输入电流为 18.7 A，输出电压稳定在 360 V，纹波电压小，电压增益达到了 18 倍。输出电流为 0.9 A，变换器的额定输出功率为 325 W。

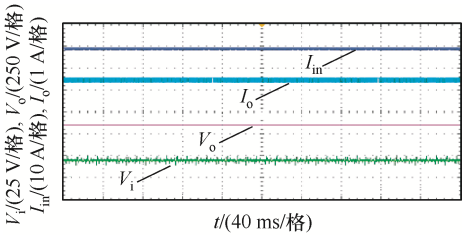
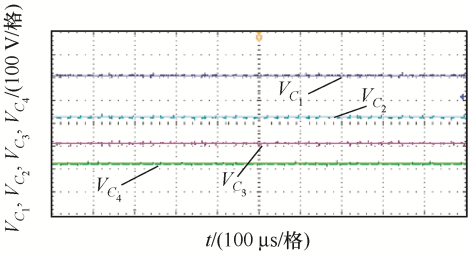


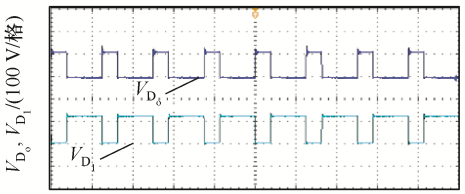
图 8 额定工况下变换器的输入输出波形

Fig. 8 Input and output waveforms of converter under rated operating condition

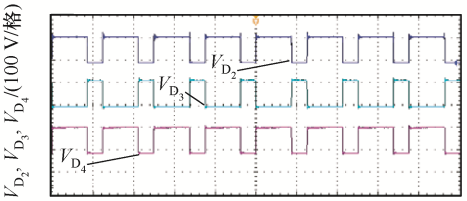
图 9 为额定工况下，各电容、二极管、开关管的电压波形图。在图 9(a)中电容 C_1 和 C_4 两端的电压约为 108 V，电容 C_2 和 C_3 两端的电压约为 130 V，均与理论值相符。各电容的电压远小于输出电压，具有较低的元器件电压应力，电容电压纹波极小。图 9(b)与图 9(c)中各二极管的峰值电压相同，均为 130 V，与理论值相符，远小于输出电压。二极管 D_1、D_2、D_4 在开关管开通时反向偏置，在开关管关断时导通。二极管 D_o、D_3 在开关管关断时反向偏置，在开关管开通时导通。在图 9(d)中，开关管关断时电压约为 65 V，相较于输出电压，电压应力极小。



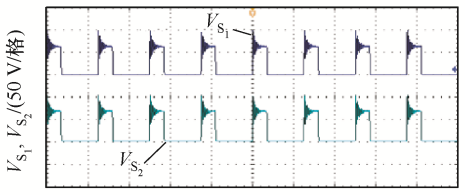
(a) 各电容的电压波形



(b) D_o、D_1的电压波形



(c) D_2、D_3、D_4的电压波形

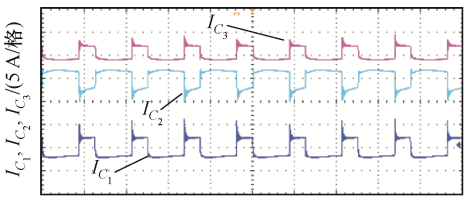


(d) 各开关管的电压波形

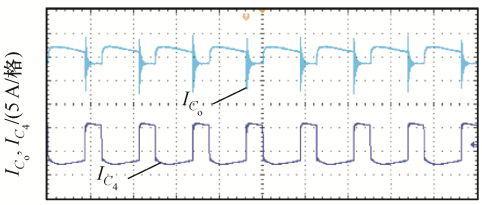
图 9 额定工况下变换器各器件的电压波形

Fig. 9 Voltage waveforms of each component in converter under rated operating condition

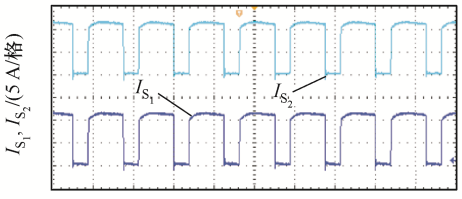
图 10 为额定工况下，各电容、开关管、电感的电流波形图。在图 10(a)与(b)中，电容 C_1、C_3、C_4 放电时，电容 C_2、C_o 充电，电容 C_4 的电流



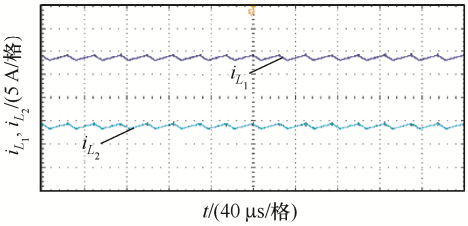
(a) C_1、C_2、C_3的电流波形



(b) C_4、C_o的电流波形



(c) 各开关管的电流波形



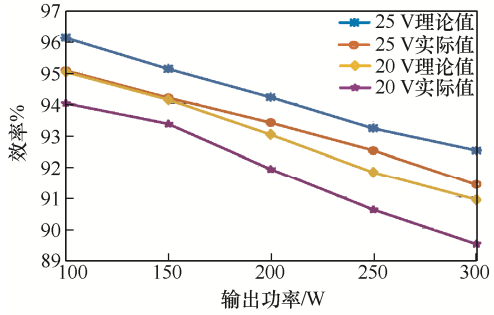
(d) 各电感的电流波形

图 10 额定工况下变换器各器件的电流波形

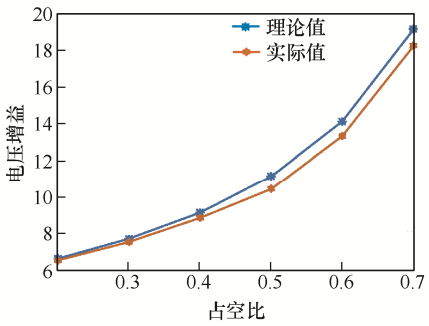
Fig. 10 Current waveforms of each component in converter under rated operating condition

有效值约为 3.82 A，电容 C_1、C_2、C_3的电流有效值均为 1.9 A 左右，电容 C_o 的电流有效值约为 1.4 A。在图 10(c)中，2 开关管 S_1 和 S_2 的电流波形完全一致，且在各周期内均保持稳定，峰值电流约为 11.5 A，平均电流约为 7.9 A。在图 10(d)中，2 电感的平均电流相同，约为 9.3 A，电感纹波电流约为 1.2 A，纹波系数为 13%，符合电感的设计要求。各元器件的电流应力相比于输入电流很小。

实验中进行了 2 组效率测试，在第 1 组测试实验中，输入电压为 20 V，占空比为 0.68，通过改变负载电阻使变换器输出功率分别为 100 W、150 W、200 W、250 W、300 W。在第 2 组实验中，输入电压为 25 V，占空比为 0.6，同样通过改变负载电阻以测试不同功率下变换器的效率，其效率曲线如图 11(a)所示。在 2 组实验中，变换器的实际效率均比理论效率低 1.5%~2.5%，这和实际电路与理论分析中寄生参数的差异及线路损耗等有关。总体来看，在实现较高升压能力的同时，变换器的效率能够保持在 89%以上，且在输出功率小时具有更明显的优势。



(a) 效率曲线



(b) 增益曲线

图 11　变换器特性曲线

Fig. 11 Characteristic curves of converter

为了进一步验证变换器的升压能力和灵活性，分别在占空比为 0.2、0.3、0.4、0.5、0.6、0.7 的条件下，测试了变换器的电压增益，并相应计算出理论的电压增益，电压增益曲线如图 11(b)所示。随着占空比的增加，变换器的升压能力增强。在占空比接近 0.5 时，即可实现 10 倍的电压增益，在占空比为 0.69 的条件下，能够实现超过 18 倍的电压增益。因此，实验表明本文所提的 ASL-2SC 变换器具有良好的升压能力。

5　结语

本文结合开关电感单元和开关电容单元提出了 1 种新型 ASL-2SC 拓扑，该拓扑能够减小各器件的电压电流应力。根据 325 W 样机的测试结果，该变换器最高效率可以达到 94.9%，在全功率范围内变换器的效率一直保持在 89%以上，能够实现稳定的电压输出，符合高电压增益和低元器件应力的需求。在电压增益及效率方面，本文提出的变换器相对于现有的高增益变换器有着更好的表现。在实际测试中，能在占空比为 0.69 的情况下实现超过 18 倍的电压增益。同时，相比于现有的非隔离型高增益变换器体积更小，可达到高功率密度的效果。

参考文献：

[1] Blaabjerg F, Yang Yongheng, Ma Ke. Power electronics-key technology for renewable energy systems-status and future [C]// 2013 3rd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems. Istanbul, Turkey, 2014: 1-6.

[2] Qi Wenlong, Wang Minghao, Li Sinan. Transformerless three-level flying-capacitor step-up PV micro-inverter without electrolytic capacitors [J]. IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, 2021, 11(1): 49-58.

[3] 包鹏, 刘雪山, 多佳琦, 等. 基于 Cockcroft-Walton 倍压网络的隔离型高升压比 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 27-35.

Bao Peng, Liu Xueshan, Duo Jiaqi, et al. Isolated DC-DC converter with high step-up ratio based on Cockcroft-Walton voltage multiplier network [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 27-35. (in Chinese)

[4] Hua C C, Chiang H C, Chuang C W. New Boost converter based on Sheppard-Taylor topology [J]. IET Power Electronics, 2014, 7(1): 167-176.

[5] Park K B, Moon G W, Youn M J. Nonisolated high step-up stacked converter based on Boost-integrated isolated converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(2): 577-587.

[6] Lewis L R, Cho B H, Lee F C, et al. Modeling, analysis and design of distributed power systems [C]// 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Milwaukee, WI, USA, 2002: 152-159.

[7] Azizkandi M E, Sedaghati F, Shayeghi H, et al. A high voltage gain DC-DC converter based on three winding coupled inductor and voltage multiplier cell [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 4558-4567.

[8] Fan Xiaochao, Sun Hexu, Yuan Zhi, et al. High voltage gain DC/DC converter using coupled inductor and VM techniques [J]. IEEE Access, 2020, 8: 131975-131987.

[9] Wai R J, Duan Rouyong. High step-up converter with coupled-inductor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(5): 1025-1035.

[10] 孙瑄璠, 荣德生, 王宁. 具有谐振软开关的高增益耦合电感组合 Boost-Zeta 变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1830-1842.
Sun Xuanjin, Rong Desheng, Wang Ning. High step-up integrated Boost-Zeta converter with coupled inductor and resonant soft-switching [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39 (6): 1830-1842. (in Chinese)

[11] Forouzesh M, Siwakoti Y P, Gorji S A, et al. Step-up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(12): 9143-9178.

[12] 王哲, 李驰, 郑泽东, 李永东. 一种基于耦合电感的高增益软开关谐振变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(1): 194-205.
Wang Zhe, Li Chi, Zheng Zedong, Li Yongdong. A high step-up ZVS/ZCS resonant converter based on coupled inductor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(1): 194-205. (in Chinese)

[13] Zhao Qun, Lee F C. High-efficiency, high step-up DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 65-73.

[14] Ismail E H, Al-Saffar M A, Sabzali A J, et al. A family of single-switch PWM converters with high step-up conversion ratio [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2008, 55(4): 1159-1171.

[15] Jamali M, Ghassemzadeh S, Hosseini S H. A two-phase hybrid switched-inductor DC-DC converter with high voltage conversion ratio [C]// 2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC). Tabriz, Iran, 2021: 1-7.

[16] Salvador M A, Lazzarin T B, Coelho R F. High step-up DC-DC converter with active switched-inductor and passive switched-capacitor networks [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5644-5654.

[17] 冯斌. 基于有源开关电感网络的非隔离型高增益直流升压变换器研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2017.
Feng Bin. The study of no-isolated high gian DC/DC converter based on active switched-inductor network [D]. Chongqing: Chongqing University, 2017. (in Chinese)

[18] Yang L S, Liang T J, Chen J F. Transformerless DC-DC converters with high step-up voltage gain [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 3144-3152.

[19] Zhu Xiaoquan, Zhang Bo, Li Zhong, et al. Extended switched-Boost DC-DC converters adopting switched-capacitor/switched-inductor cells for high step-up conversion [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(3): 1020-1030.

[20] Fardahar S M, Sabahi M. New expandable switched-capacitor/switched-inductor high-voltage conversion ratio bidirectional DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3): 2480-2487.

[21] Marzang V, Hosseini S H, Rostami N, et al. A high step-up nonisolated DC-DC converter with flexible voltage

gain [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10): 10489-10500.

[22] Babaei E, Mashinchi Maheri H, Sabahi M, et al. Extendable nonisolated high gain DC-DC converter based on active-passive inductor cells [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(12): 9478-9487.

[23] Zhang Yun, Liu Heyu, Li Jing, et al. DC-DC Boost converter with a wide input range and high voltage gain for fuel cell vehicles [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(5): 4100-4111.

[24] Tang Yu, Wang Ting, He Yaohua. A switched-capacitor-based active-network converter with high voltage gain [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 2959-2968.

[25] Tang Yu, Wang Ting, Fu Dongjin. Multicell switched-inductor/switched-capacitor combined active-network co-nverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 2063-2072.

[26] Salvador M A, de Andrade J M, Lazzarin T B, et al. Nonisolated high-step-up DC-DC converter derived from switched-inductors and switched-capacitors [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(10): 8506-8516.

[27] 赵兴宇, 万会雄. 基于二极管钳位磁集成 Boost 变换器 [J]. 电源学报, 2025, 23(1): 44-50.
Zhao Xingyu, Wan Huixiong. Magnetic integrated Boost converter based on diode clamping [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1): 44-50. (in Chinese)



潘学伟

作者简介：

潘学伟(1988—　)，男，中国电源学会会员，博士，副教授。研究方向：高效率电力电子拓扑及控制。E-mail：xwpan@hit.edu.cn。

李司南(1999—　)，男，硕士研究生。研究方向：高效率电力电子拓扑及控制。E-mail：22S053052@stu.hit.edu.cn。

张钟月(1997—　)，男，硕士。研究方向：高效率电力电子拓扑及控制。E-mail：754839016@qq.com。

王灿(1984—　)，男，通信作者，博士，副教授。研究方向：新能源发电控制。E-mail：can.wang@hit.edu.cn

(责任编辑：孙美菊)