DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.1.21 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

一种新型准 Z 源耦合电感低纹波 DC-DC 变换器

丁新平，张胜蓝，俞寅昊，李本阳，寇状状，孙玉亮
(南京信息工程大学自动化学院，南京 210044)

摘要：提出 1 种准 Z 源耦合电感低纹波 DC-DC 变换器，该变换器集成了准 Z 源网络、耦合电感和倍压单元。准 Z 源网络具有升压和无源钳位的功能，在变换器实现高增益的同时，开关管实现了无源钳位，回收了耦合电感的漏感能量。占空比在 0~0.5 范围时能够实现新能源发电所需的高增益、高效率和输入电流低纹波，避免了极端占空比带来的影响。然后对变换器进行了稳态分析、效率分析和实验验证，并和相似变换器的性能进行对比研究。最后，在实验室制作了 200 W 的实验样机，实验结果与理论分析基本一致。

关键词：高电压增益；低电压应力；准 Z 源；DC-DC 变换器

A Novel Quasi-Z-source Coupled Inductor Low-ripple DC-DC Converter

DING Xinping, ZHANG Shenglan, YU Yinhao, LI Benyang, KOU Zhuangzhuang, SUN Yuliang
(School of Automation, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China)

Abstract: A low-ripple DC-DC converter with quasi-Z-source coupled inductance is proposed, which integrates a quasi-Z-source network, a coupled inductor and voltage doubler cells. The quasi-Z-source network has functions of Boost voltage and passive clamp. While the converter achieves a high gain, the switching tube realizes passive clamp and recovers leakage energy from the coupled inductors. When the duty cycle is in the range of 0–0.5, the high gain, high efficiency and low ripple of input current required by new energy power generation can be achieved, avoiding the influence of an extreme duty cycle. The steady-state analysis, efficiency analysis and experimental verification for the converter were carried out, and its performance was compared with those of similar converters. A 200 W prototype was fabricated in a laboratory, and experimental results were basically consistent with the theoretical analysis.

Keywords: High voltage gain; low voltage stress; quasi-Z-source; DC-DC converter

近年来，化石燃料问题日益紧迫，环境问题日益突出，同时电力需求也不断增多，光伏电池和燃料电池的使用受到了广泛关注。然而光伏电池和燃料电池具有输出电压低的特点，因此需要将其低输入电压升压至 380~400 V[1-4]或者逆变后才可以接入直流母线。除此之外，高增益 DC-DC 变换器在电动汽车、直流微电网等领域也应用广泛。

随着研究人员对 DC-DC 变换器的深入研究，多种性能优越的升压结构被提出，如交错、级联、多级、倍压单元、开关电容、开关电感、耦合电感技术、Z 源和准 Z 源结构等[5-8]，这些结构可以应用于各种传统或者改进的拓扑中，可根据应用场

收稿日期：2023-05-17；**修回日期**：2023-07-07；**录用日期**：2023-08-17；**网络首发日期**：2023-10-24
基金项目：国家自然科学基金资助项目(52077105)；山东省自然科学基金资助项目(ZR2020ME200)；山东省自然科学基金资助项目(ZR2022ME214)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52077105; Natural Science Foundation of Shandong Province under the grant ZR2020ME200; Natural Science Foundation of Shandong Province under the grant ZR2022ME214

景、成本、体积和控制难度等选择合适的拓扑以达到实际应用需求。文献[9-10]采用开关电容提升升压能力，但是其升压能力有限，不适用于高压场合。文献[11]用耦合电感和倍压单元结合来达到高电压增益，但是需要大匝比来实现高增益，导致漏感增大。文献[12]将耦合电感和无源钳位单元结合以消除耦合电感漏感引起的开关管两端电压尖峰，有利于提高效率。文献[13-14]通过将开关电容单元和储能单元结合达到高增益，但是变换器磁性元件较多导致体积较大。文献[15]提出的单开关耦合电感结构由于控制简单而具有独特优势。文献[16]采用开关电感网络和倍压单元结构达到高电压增益，并联双开关结构使得电流在 2 个开关之间均匀分配，开关的电流应力较低，同时该拓扑的电容电压应力分布均匀。文献[17]提出二次型升压结构，其开关管电压应力较高。文献[18]提出的并联交错技术由于纹波小可以降低滤波器尺寸，但是其并联连接的结构增加了电路的复杂性，同时驱动电路的增加也会提高成本。文献[19]的元器件数量少、结构简单，但电压增益较小。

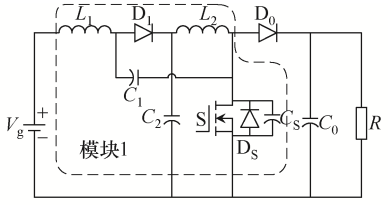
文献[20]提出 Z 源变换器，但是其输入电流不连续，需要额外增加滤波电路。文献[21-23]在 Z 源的基础上改进成准 Z 源变换器，具有输入电流连续的优点。文献[24]将 2 个准 Z 源网络与输入并联和输出串联的结构相结合后再进行推导简化，提高了变换器电压增益的同时具有开关管低电压应力。文献[25]提出 1 种级联准 Z 源网络，在传统的准 Z 源逆变器上添加 1 个二极管、1 个电感和 2 个电容。文献[26]将倍压单元、耦合电感与准 Z 源网络结合以达到高增益，具有低电压应力及输入电流连续的特点。文献[27]提出 1 种通过集成耦合电感和四倍电压整流技术的准 Z 源高增益变换器，该变换器输入侧使用交错技术降低开关管和耦合电感一次侧绕组的电流应力。文献[28]提出基于混合开关电容开关电感的准 Z 源变换器，可以灵活地添加额外的级来不断提高电压增益，且不会增加元器件上的电压应力。

本文所提准 Z 源耦合电感低纹波拓扑具有高电压增益、输入电流连续、开关管电压应力低、仅需 1 个开关管等优势，同时该拓扑具有 2 个设计自由度，可以通过合理设计占空比和耦合电感匝比达到高增益，在光伏电池和燃料电池等领域应用广泛。

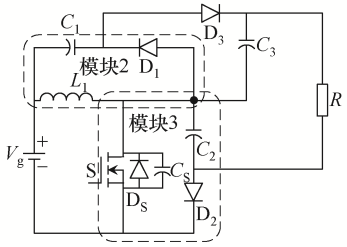
1 工作原理分析

1.1 变换器结构

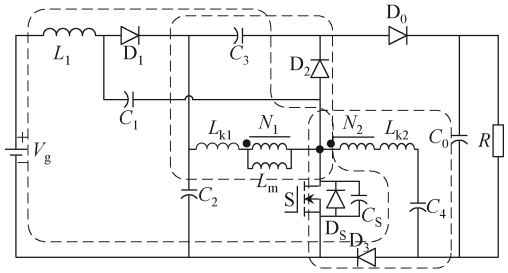
准 Z 源变换器的拓扑如图 1(a)所示，所提新型拓扑Ⅰ如图 1(b)所示。准 Z 源 DC-DC 变换器具有输入电流连续的优点，但是增益不够高。所提新型拓扑Ⅰ结构简单，比传统 Boost 增益高，



(a) 准Z源 DC-DC 变换器



(b) 所提新型拓扑Ⅰ



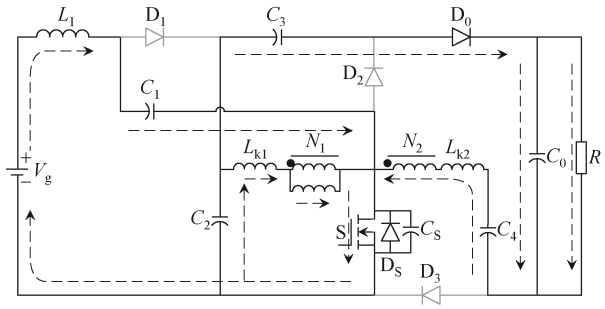
(c) 所提新型拓扑Ⅱ

图 1 本文所提 DC-DC 变换器推导过程

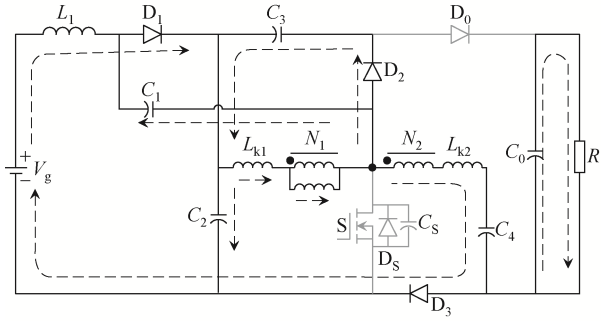
Fig. 1 Derivation process of proposed DC-DC converter

但是其输入电流不连续，这会对电源寿命造成影响。将准 Z 源网络与所提新型拓扑Ⅰ结合起来，并在此基础上加入耦合电感，得到新型拓扑Ⅱ，如图 1(c)所示。新型拓扑Ⅱ将模块 1 中的电感 L_2 替换成耦合电感的初级绕组，其仍然具有准 Z 源变换器输入电流连续的优点。同时，加入新型拓扑Ⅰ的模块 2 和模块 3，将模块 2 中的输入电感改进成耦合电感的初级绕组，避免了输入电流不连续；在模块 3 中加入耦合电感的次级绕组，进一步提升增益。

新型拓扑Ⅱ包括准 Z 源结构与耦合电感、电容和二极管组成的倍压单元。为简化电路分析，假设输入电感 L_1 和电容足够大，输入电流 i_{in} 连续，电容电压恒定，则除漏感外所有的器件都是理想器件。其中，耦合电感等效为匝比为 N_1:N_2 的理想变压器、漏感 L_k 与励磁电感 L_m。所提拓扑在 CCM 工作模式下的主要工作模态为开关管导通和关断时的模态，图 2 为主要工作模态下的电流回路。



(a) 开关管导通模态



(b) 开关管关断模态

图 2　所提变换器的主要工作模态等效电路

Fig. 2 Equivalent circuits of proposed converter in main operating modes

开关管导通状态如图 2(a)所示，此时开关管导通，二极管仅有 D_0 导通，D_1~D_3 截止，电容 C_1~C_4 均放电，电源和电容 C_1 共同给电感 L_1 充电，电感电流线性增加；电容 C_3 通过二极管 D_0 给电容 C_0 和负载供电；电容 C_2 给励磁电感充电，此时励磁电感的电流线性增加；电容 C_4 给次级绕组 N_2 反向充电。

开关管关断状态如图 2(b)所示，此时开关管断开，二极管 D_1~D_3 导通，二极管 D_0 截止，电源和电感 L_1 共同给电容 C_2 充电。励磁电感通过二极管 D_2 给电容 C_3 充电，同时也给电容 C_1 充电，所以此时励磁电感放电，励磁电感的电流线性降低。次级绕组 N_2 给电容 C_4 充电，电容 C_0 给负载供电。

1.2 电压增益推导

当开关管处于导通和关断模式时，根据基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage law)和支路电压关系可得

$$\begin{cases} V_{L_1,\mathrm{ON}} = V_{\mathrm{g}} + V_{C_1} \\ V_{N_1,\mathrm{ON}} = k_1 V_{C_2} \\ V_{N_2,\mathrm{ON}} = k_2(-V_{C_3} + V_{\mathrm{o}} - V_{C_4} - V_{C_2}) \\ V_{N_2,\mathrm{ON}} = nV_{N_1,\mathrm{ON}} \\ V_{L_1,\mathrm{OFF}} = V_{\mathrm{g}} - V_{C_2} \\ V_{N_1,\mathrm{OFF}} = -k_1 V_{C_3} = -k_1 V_{C_1} \\ V_{N_2,\mathrm{OFF}} = k_2(V_{C_2} - V_{C_4} + V_{C_1}) \\ V_{N_2,\mathrm{OFF}} = nV_{N_1,\mathrm{OFF}} \end{cases} \tag{1}$$

式中：V_{g} 为变换器的输入电压；V_{o} 为变换器的输出电压；n 为耦合电感匝比，$n=N_2/N_1$；$V_{L_1,\mathrm{ON}}$、$V_{N_1,\mathrm{ON}}$、$V_{N_2,\mathrm{ON}}$ 分别为输入电感 L_1 及绕组 N_1、N_2 在开关管导通时的电压；$V_{L_1,\mathrm{OFF}}$、$V_{N_1,\mathrm{OFF}}$、$V_{N_2,\mathrm{OFF}}$ 分别输入电数 L_1 及绕组 N_1、N_2 在开关管关断时的电压；$V_{C_j}(j=0\sim4)$ 为电容 C_j 两端的电压；k_1 和 k_2 为漏感系数，$k_1=L_m/(L_m+L_{k1})$，$k_2=L_{N2}/(L_{N2}+L_{k2})$，$L_m$、$L_{N2}$ 分别为励磁电感感量和耦合电感二次侧感量，L_{k1}、L_{k2} 分别是耦合电感一、二次侧的漏感值。

对电感 L_1 及耦合绕组 N_1、N_2 利用伏秒平衡法则并结合式(1)可求得所提变换器的电压增益为

$$G=\frac{V_{\mathrm{o}}}{V_{\mathrm{g}}}=\frac{k_1 n+2k_2}{k_2(1-2D)} \tag{2}$$

式中，D 为占空比。

图 3 所示为本文所提变换器在设定匝比为 2，系数 k_1、k_2 不同时的增益曲线。由图可知，k_1、k_2 对电压增益的影响很小，耦合电感的初级绕组漏感会使 k_1 小于 1。当 k_1=0.95、k_2 不变时，增益整体上略微减小。耦合电感的次级绕组漏感会使 k_2 小于 1，当 k_2=0.95、k_1 不变时，增益整体上略微增大。总体而言，漏感对于所提变换器增益的影响很小，简单起见，下文的分析忽略了漏感。

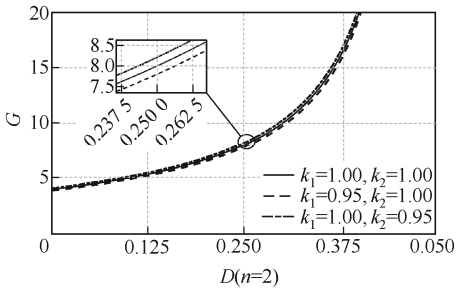


图 3 不同 k_1、k_2 条件下增益曲线

Fig. 3 Gain curves under conditions of different values of k_1 and k_2

1.3 元器件应力推导

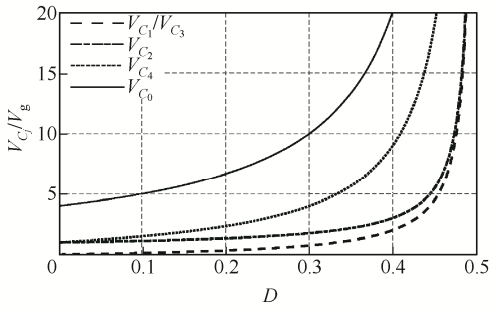
1.3.1 电压应力

电容、开关管和二极管的电压应力可以根据求解电压增益的过程得到，结果为

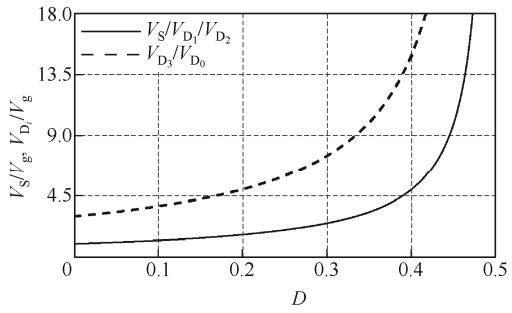
$$\begin{cases}
V_{C_1}=\dfrac{D}{1-2D}V_{\mathrm{g}}=\dfrac{D}{n+2}V_{\mathrm{o}}\\
V_{C_2}=\dfrac{1-D}{1-2D}V_{\mathrm{g}}=\dfrac{1-D}{n+2}V_{\mathrm{o}}\\
V_{C_3}=\dfrac{D}{1-2D}V_{\mathrm{g}}=\dfrac{D}{n+2}V_{\mathrm{o}}\\
V_{C_4}=\dfrac{1+nD}{1-2D}V_{\mathrm{g}}=\dfrac{1+nD}{n+2}V_{\mathrm{o}}\\
V_{C_0}=\dfrac{n+2}{1-2D}V_{\mathrm{g}}=V_{\mathrm{o}}\\
V_{\mathrm{S}}=V_{\mathrm{D_1}}=V_{\mathrm{D_2}}=\dfrac{1}{1-2D}V_{\mathrm{g}}=\dfrac{1}{n+2}V_{\mathrm{o}}\\
V_{\mathrm{D_3}}=V_{\mathrm{D_0}}=\dfrac{n+1}{1-2D}V_{\mathrm{g}}=\dfrac{n+1}{n+2}V_{\mathrm{o}}
\end{cases} \tag{3}$$

式中：V_{S} 为开关管关断时两端的电压；V_{D_i} $(i=0\sim3)$ 为二极管截止时两端的电压。

为了更加直观地看出电容和开关管、二极管的电压应力，作归一化曲线如图 4 所示。由图可知，电容和开关管、二极管的电压应力均随着占空比的增大而增大，在 D≤0.3 时，电压应力较小。



(a) 电容电压应力



(b) 开关管、二极管电压应力

图 4 电容及开关管、二极管电压应力归一化曲线

Fig. 4 Normalization curves for voltage stress of capacitor, switching tube and diode

1.3.2 电流应力

根据基尔霍夫电流定律 KCL(Kirchhoff's current law)可得

$$\begin{cases}
I_{C_1,\mathrm{ON}}=-I_{\mathrm{in}}\\
I_{C_2,\mathrm{ON}}=I_{\mathrm{in}}-I_{\mathrm{S}}\\
I_{C_3,\mathrm{ON}}=-I_{\mathrm{D_0}}\\
I_{C_4,\mathrm{ON}}=-I_{\mathrm{D_0}}\\
I_{C_0,\mathrm{ON}}=I_{\mathrm{D_0}}-I_{\mathrm{o}}\\
I_{C_1,\mathrm{OFF}}=I_{\mathrm{D_1}}-I_{\mathrm{in}}\\
I_{C_2,\mathrm{OFF}}=I_{\mathrm{in}}-I_{\mathrm{D_3}}\\
I_{C_3,\mathrm{OFF}}=I_{\mathrm{D_2}}\\
I_{C_4,\mathrm{OFF}}=I_{\mathrm{D_3}}\\
I_{C_0,\mathrm{OFF}}=-I_{\mathrm{o}}
\end{cases} \tag{4}$$

式中：I_{in} 为输入电流；I_{o} 为输出电流；I_{s} 为开关管电流；I_{D_i} 为二极管电流；$I_{\mathrm{C}_j,\mathrm{ON}}$ 为开关管 S 导通时的电容电流；$I_{C_j,\mathrm{OFF}}$ 为开关管 S 关断时的电容电流。

稳态条件下电容的安秒平衡公式和功率守恒公式为

$$\begin{cases}\int_0^{DT} i_{C_j,\mathrm{ON}}\mathrm{d}t+\int_{DT}^{T} i_{C_j,\mathrm{OFF}}\mathrm{d}t=0\\ I_{\mathrm{in}}-GI_{\mathrm{o}}=0\end{cases}\tag{5}$$

开关管与二极管的电流应力可以根据式(4)和式(5)得到，具体为

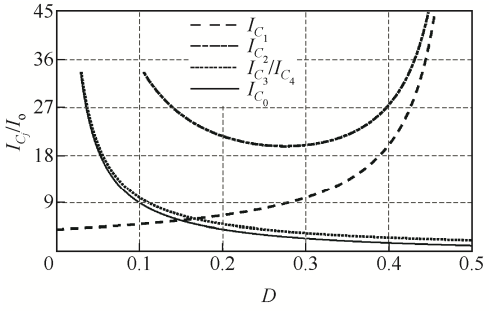
$$\begin{cases}I_{\mathrm{S}}=\dfrac{n+2D+1}{D(1-2D)}I_{\mathrm{o}}\\ I_{\mathrm{D}_1}=\dfrac{n+2}{(1-D)(1-2D)}I_{\mathrm{o}}\\ I_{\mathrm{D}_2}=I_{\mathrm{D}_3}=\dfrac{1}{1-D}I_{\mathrm{o}}\\ I_{\mathrm{D}_0}=\dfrac{1}{D}I_{\mathrm{o}}\end{cases}\tag{6}$$

电容上的平均电流可以根据式(4)和式(6)得到，具体为

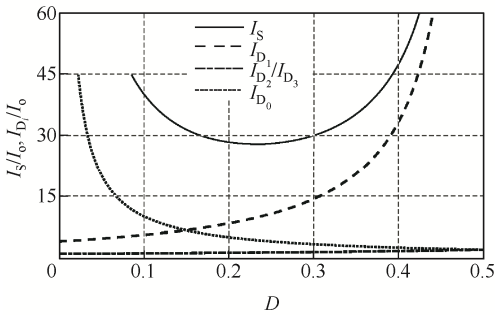
$$\begin{cases}I_{C_1,\mathrm{ON}}=\dfrac{n+2}{1-2D}I_{\mathrm{o}}\\ I_{C_2,\mathrm{ON}}=\dfrac{n+1-nD}{D(1-2D)}I_{\mathrm{o}}\\ I_{C_3,\mathrm{ON}}=I_{C_4,\mathrm{ON}}=\dfrac{1}{D}I_{\mathrm{o}}\\ I_{C_0,\mathrm{ON}}=\dfrac{1-D}{D}I_{\mathrm{o}}\\ I_{C_1,\mathrm{OFF}}=\dfrac{(n+2)D}{(1-D)(1-2D)}I_{\mathrm{o}}\\ I_{C_2,\mathrm{OFF}}=\dfrac{n-nD+1}{(1-D)(1-2D)}I_{\mathrm{o}}\\ I_{C_3,\mathrm{OFF}}=I_{C_4,\mathrm{OFF}}=\dfrac{1}{1-D}I_{\mathrm{o}}\\ I_{C_0,\mathrm{OFF}}=I_{\mathrm{o}}\end{cases}\tag{7}$$

同理，由式(6)和式(7)可以得出电容及开关管、二极管的电流应力归一化曲线如图 5 所示。由图 5 可知，电容电流应力在 0.20≤D≤0.35 时处于较低水平，开关管、二极管电流应力在 0.15≤D≤ 0.35 时处于较低水平。

综合电压、电流应力分析，本文选取 D=0.3 进行实验，可以使变换器各元器件的电压、电流应力处于较低水平，有利于所提拓扑的平稳安全运行，减小损耗，提高效率。



(a) 电容电流应力(开关管导通时)



(b) 开关管、二极管电流应力

图 5　电容及开关管、二极管电流应力归一化曲线

Fig. 5 Normalization curves for current stress of capacitor, switching tube and diode

2　比较分析

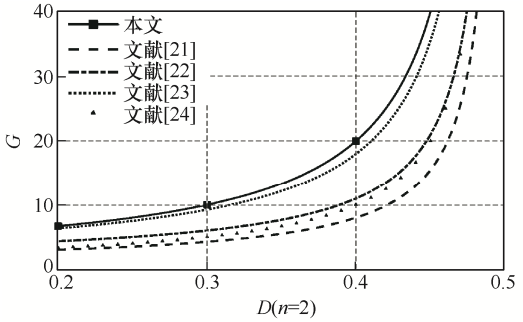
将本文所提变换器与其他文献提出的拓扑结构的性能进行对比，对比结果见表 1，其中，S 为开关管；D 为二极管；C 为电容；L_{N}+L 为耦合电感和电感；N 为耦合电感绕组数量。表 1 从电压增益、开关管电压应力、开关管电流应力、输入电流纹波、输入电流是否连续和元器件数量 6 个方面进行对比。根据表 1 中的公式设置耦合电感匝比 n=2，得出各变换器的电压增益随着占空比的变化曲线如图 6(a)所示，各变换器开关管电压应力随占空比变化的曲线如图 6(b)所示。由表 1 和图 6 可知，所提变换

器具有高电压增益、低开关管电压应力、输入电流连续、输入电流纹波小等优点，具有较大的综合优势。

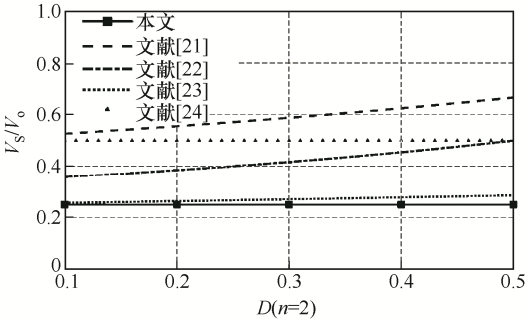
表 1 变换器性能对比结果

Tab. 1 Results of comparison of performance among different converters

变换器	电压增益	开关管电压应力	开关管电流应力	输入电流纹波	输入电流是否连续	元器件数量			
						S	D/C	L_N/L	N
本文	$\frac{n+2}{1-2D}$	$\frac{1}{n+2}V_o$	$\frac{n+2D+1}{D(1-2D)}I_o$	$\frac{(1-D)DV_oT}{(n+2)L_1}$	是	1	4/5	1/1	2
文献[21]	$\frac{2-D}{1-2D}$	$\frac{1}{2-D}V_o$	$\frac{1+D}{D(1-2D)}I_o$	$\frac{(1-D)DV_oT}{(2-D)L_1}$	是	1	3/4	0/2	–
文献[22]	$\frac{1+n(1-D)}{1-2D}$	$\frac{1}{1+n(1-D)}V_o$	$\frac{2(1+nD)}{1-2D}I_o$	$\frac{(1-D)DV_oT}{[1+n(1-D)]L_1}$	是	2	2/4	1/1	2
文献[23]	$\frac{2+n-D}{1-2D}$	$\frac{1}{2+n-D}V_o$	$\frac{n+1+D}{D(1-2D)}I_o$	$\frac{(1-D)DV_oT}{(n+2-D)L_1}$	是	2	2/4	1/1	2
文献[24]	$\frac{2}{1-2D}$	$\frac{1}{2}V_o$	$\frac{2D+1}{D(1-2D)}I_o$	$\frac{(1-D)DV_oT}{2L_1}$	是	1	4/5	0/2	–



(a) 电压增益对比结果



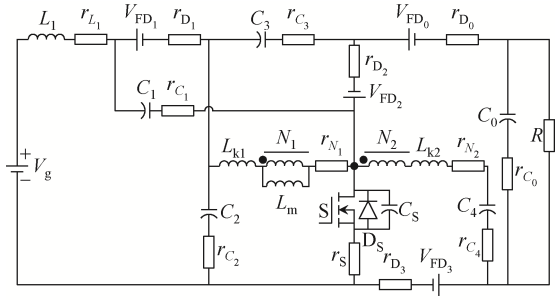
(b) 开关管电压应力对比结果

图 6 变换器性能对比曲线

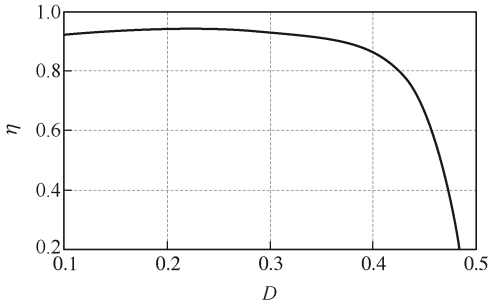
Fig. 6 Curves for comparison of performance among different converters

3 效率分析

电路拓扑实际工作过程中会由于各元器件存在寄生参数导致损耗，图 7(a)为考虑寄生参数的变换器等效电路，表 2 是元器件的寄生参数值。将二极管 D_i 的正向压降和等效导通电阻定义为 V_{FD_i} 和 r_{D_i}，开关管、输入电感、耦合电感和电容的等效导通电阻定义为 r_S、r_{L_1}、r_{N_m} (m=1~2)和 r_{C_j}。



(a) 考虑寄生参数的变换器等效电路



(b) 100 W功率等级下的效率曲线

图 7 等效电路和效率曲线

Fig. 7 Equivalent circuit and efficiency curve

具体效率分析过程参考文献[29]的效率分析。图 7(b)所示为 100 W 功率等级下考虑寄生参

数的理论计算效率曲线。损耗和效率分析公式为

$$\begin{cases} P_{\text{Loss}} = P_{\text{S,Loss}} + P_{\text{D,Loss}} + P_{\text{L,Loss}} + P_{C,\text{Loss}} \\ \eta = \dfrac{P_{\text{o}}}{P_{\text{o}} + P_{\text{Loss}}} \end{cases} \tag{8}$$

表 2　元器件寄生参数值

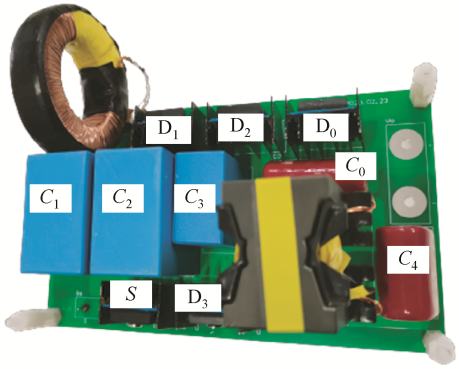
Tab. 2 Values of parasitic parameters of devices

参数	数值
$V_{\text{FD}_{1,2}}$/V	0.75
$V_{\text{FD}_{3,0}}$/V	0.8
r_{S}/Ω	0.028
$r_{\text{D}_{1,2}}$/Ω	0.008
$r_{\text{D}_{3,0}}$/Ω	0.003 3
$I_{\text{RM,D}_{1,2}}$/A	11
$I_{\text{RM,D}_{3,0}}$/A	15
r_{L_1}/Ω	0.084
r_{N_1}/Ω	0.21
r_{N_2}/Ω	0.71
$t_{\text{on,S}}$/ns	86
$t_{\text{off,S}}$/ns	104
$t_{\text{rr,D}_{1,2}}$/ns	55
$t_{\text{rr,D}_{3,0}}$/ns	50
$r_{C_{1,2}}$/Ω	0.003
r_{C_3}/Ω	0.005
r_{C_4}/Ω	0.009
r_{C_0}/Ω	0.012

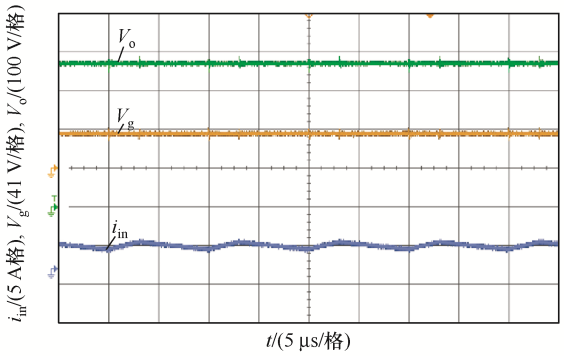
由图 7(b)可知，当 0.1≤D≤0.3 时，变换器的效率基本不变；当 0.3<D<0.4 时，变换器的效率缓慢下降；当 0.4<D<0.5 时，变换器的效率快速下降。根据理论效率计算，可以合理设计占空比，在设计实验参数时，一般将占空比设为低于 0.4，以保证变换器的高效率。

4　实验结果分析

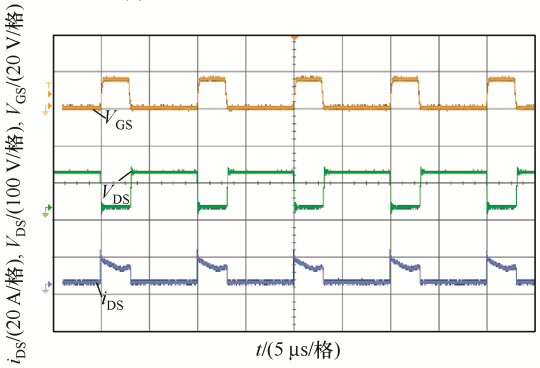
在实验室搭建了 200 W 的实验样机来验证所提变换器的性能，实验样机如图 8(a)所示。表 3 给出制作实验样机用到的关键参数。实验平台由驱动电路和主电路 2 个模块组成，当输出功率 P_{o}=100 W 时，实验波形如图 8(b)~(e)所示。由图 8(b)可知，输入电压为 35~40 V，输出电压为 380 V，当占空比 D=0.3 时，电压增益为 10，输入电流连续。由图 8(c)~(e)可知，开关管、二极管的电压、



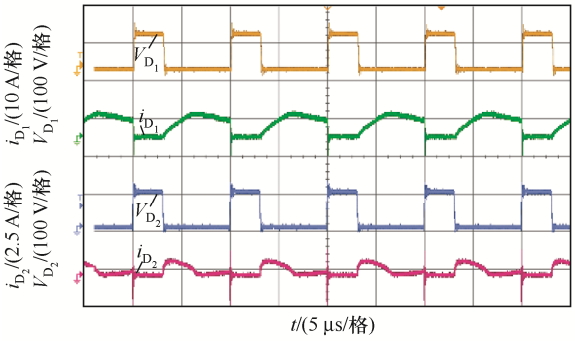
(a) 所提变换器样机



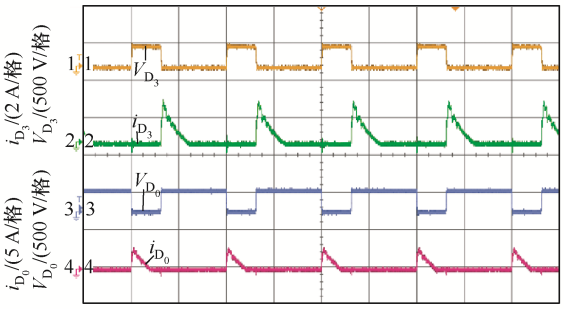
(b) 输出/输入电压、输入电流



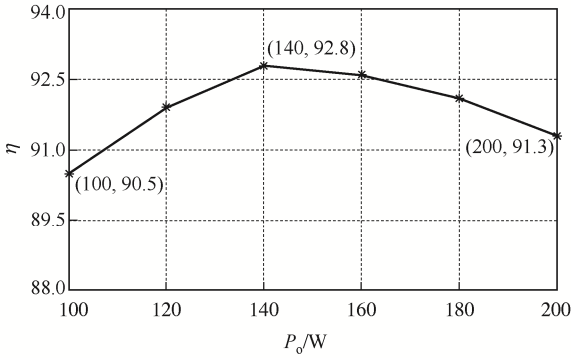
(c) 开关驱动信号、开关管两端电压及电流



(d) 二极管 D_1、D_2的电压和电流



(e) 二极管 D_3、D_0的电压和电流



(f) 实验效率曲线

图 8 实验样机、实验波形(100 W)以及实验效率曲线

Fig. 8 Experimental prototype, experimental waveforms (100 W) and curve of experimental efficiency

表 3 实验样机参数

Tab. 3 Parameters of experimental prototype

参数	型号与数值
输入电压/V	35~40
输出电压/V	380
开关频率/kHz	100
占空比 D	0.3
输入电感 L_1/μH	216.7
励磁电感 L_m/μH	74.6
匝比 n	2
电容 C_1, C_2/μF	CBB,35
电容 C_3/μF	CBB,12
电容 C_4, C_0/μF	CBB,4.7
二极管 D_1,D_2	STTH6003CW
二极管 D_0,D_3	STTH6004W
开关管	STW75NF20

电流应力与理论分析基本一致。所提拓扑仅需一路开关驱动信号，控制简单且开关管的电压应力仅为输出电压的1/4。

效率随输出功率变化的曲线如图 8(f)所示，由图可知，实验效率随着输出功率的增大先增加再减少，在输出功率为 100 W 时，效率为 90.5%；输出功率为 200 W 时，效率为 91.3%；输出功率为 140 W 时，效率最高可达 92.8%。

5 结语

本文提出 1 种准 Z 源耦合电感低纹波 DC-DC 变换器，该变换器是基于准 Z 源设计的拓扑结构，占空比 D 的设计范围为 0~0.5，避免了极端占空比导致的二极管反向恢复问题和损耗较大的问题。该变换器可以从耦合电感匝比和占空比 2 个维度去提高电压增益，可以满足燃料电池和光伏电池实际应用中的需要。通过稳态分析可知，该变换器具有输入电流连续、电流纹波小及开关管电压应力低的特点。最后，通过实验样机验证实验结果与理论分析基本一致。

参考文献：

[1] Chub A, Vinnikov D, Liivik E, et al. Multiphase quasi-Z-source DC-DC converters for residential distributed generation systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 8361-8371.

[2] Mirzaee A, Moghani J S. Coupled inductor-based high voltage gain DC-DC converter for renewable energy applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 7045-7057.

[3] Zhao Jiawei, Chen Daolian, Jiang Jiahui. Transformerless high step-up DC-DC converter with low voltage stress for fuel cells [J]. IEEE Access, 2021, 9: 10228-10238.

[4] Dong Dong, Cvetkovic I, Boroyevich D, et al. Grid-interface bidirectional converter for residential DC distribution systems: Part one: High-density two-stage topology [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(4): 1655-1666.

[5] 王哲, 李驰, 郑泽东, 等. 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, et al. 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)

[6] 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)

[7] 洪濬哲, 罗朋, 刘洺辛, 等. 用于燃料电池的开关耦合电感软开关变换器[J]. 电源学报, 2025, 23(3): 257-268.
Hong Junzhe, Luo Peng, Liu Mingxin, et al. Switched-coupled-inductor soft-switching converter for fuel cell [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(3): 257-268. (in Chinese)

[8] 张杰, 杨淋, 邹晨, 等. 可拓展的宽输出变模态交错并联 LLC 变换器[J]. 电源学报, 2025, 23(2): 1-10.
Zhang Jie, Yang Lin, Zou Chen, et al. Expandable wide-output variable-mode interleaved parallel LLC converter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 1-10. (in Chinese)

[9] Zeng Yangbin, Li Hong, Wang Wencai, et al. Cost-effective clamping capacitor Boost converter with high voltage gain [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(9): 17 75-1786.

[10] Wu Xiaogang, Yang Mingliang, Zhou Meilan, et al. A novel high-gain DC-DC converter applied in fuel cell vehicles [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(11): 12763-12774.

[11] 刘洋, 董锋斌, 皇金锋. 一种耦合电感双倍压单元高增益 Boost 变换器[J]. 电源学报, 2021, 19(6): 103-110.
Liu Yang, Dong Fengbin, Huang Jinfeng. High-gain Boost converter with coupled-inductor and two voltage multiplier units [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(6): 103-110. (in Chinese)

[12] Ardi H, Ajami A, Sabahi M. A novel high step-up DC-DC converter with continuous input current integrating coupled inductor for renewable energy applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(2): 1306-1315.

[13] 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.

[14] Jalilzadeh T, Rostami N, Babaei E, et al. Nonisolated topology for high step-up DC-DC converters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(1): 1154-1168.

[15] Forouzesh M, Yari K, Baghramian A, et al. Single-switch high step-up converter based on coupled inductor and switched capacitor techniques with quasi-resonant operation [J]. IET Power Electronics, 2017, 10(2): 240-250.

[16] Sadaf S, Al-Emadi N, Maroti P K, et al. A new high gain active switched network-based Boost converter for DC microgrid application [J]. IEEE Access, 2021, 9: 68253-68265.

[17] Rahimi T, Ding Lei, Gholizadeh H, et al. An ultra high step-up DC-DC converter based on the Boost, Luo, and voltage doubler structure: Mathematical expression, simulation, and experimental [J]. IEEE Access, 2021, 9: 132011-132024.

[18] 陈浩, 胡雪峰, 王建章. 一种高增益交错耦合电感 DC/DC 变换器[J]. 电源学报, 2019, 17(6): 41-49.
Chen Hao, Hu Xuefeng, Wang Jianzhang. High-gain interleaved coupled-inductor DC/DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(6): 41-49. (in Chinese)

[19] Nguyen M K, Choi Y O, Cho G B, et al. Two-switch non-isolated step-up DC-DC converter[J]. Journal of power electronics, 2018, 18(3): 651-661.

[20] Galigekere V P, Kazimierczuk M K. Analysis of PWM Z-source DC-DC converter in CCM for steady state [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2012, 59(4): 854-863.

[21] 丘恒越, 张桂东, 陈思哲. 基于准 Z 源的低电容电压应力高增益 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 1-12.
Qiu Hengyue, Zhang Guidong, Chen Sizhe. High-gain DC-DC converter with low voltage stress of capacitor based on quasi-Z-source [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6): 1-12.

[22] Poorali B, Adib E. Soft-switched high step-up quasi-Z-

source DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(6): 4547-4555.

[23] Ding Xinping, Wang Fenglian, Zhou Mingzhu, et al. Soft switching high voltage gain quasi-Z-source DC-DC converter with switched-capacitor technique [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 11231-11241.

[24] Zhang Yun, Fu Chuanzhi, Sumner M, et al. A wide input-voltage range quasi-Z-source Boost DC-DC converter with high-voltage gain for fuel cell vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6): 5201-5212.

[25] Vinnikov D, Roasto I, Strzelecki R, et al. Step-up DC/DC converters with cascaded quasi-Z-source network [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(10): 3727-3736.

[26] Andrade A M S S, Guisso R A. Quasi-Z-source network DC-DC converter with different techniques to achieve a high voltage gain [J]. Electronics Letters, 2018, 54(11): 710-712.

[27] Nafari A, Beiranvand R. An extendable interleaved quasi Z-source high step-up DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(4): 5065-5076.

[28] Haji-Esmaeili M M, Babaei E, Sabahi M. High step-up quasi-Z source DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10563-10571.

[29] 丁新平, 曹益畅, 赵振伟, 等. 输入电流低纹波的超高增益非隔离 DC-DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(6): 2359-2371.
Ding Xinping, Cao Yichang, Zhao Zhenwei, et al. Non-isolated ultra-high voltage gain DC-DC converter with low input current ripple [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(6): 2359-2371. (in Chinese)



丁新平

作者简介：

丁新平(1975—)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：清洁能源发电电能转换电路，变换器动力学及先进控制研究等。E-mail：dxinping@nuist.edu.cn。

张胜蓝(1997—)，女，硕士。研究方向：高效电能转换技术，变换器控制研究。E-mail：20211222032@nuist.edu.cn。

俞寅昊(1998—)，男，硕士。研究方向：高效率直流变换器拓扑及控制研究。E-mail：20211249114@nuist.edu.cn。

李本阳(1998—)，男，硕士。研究方向：高效率高增益直流变换技术。E-mail：20211249047@nuist.edu.cn。

寇状状(1999—)，男，硕士。研究方向：电力电子技术在可再生能源发电中的应用。E-mail：20211249046@nuist.edu.cn。

孙玉亮(1997—)，男，硕士。研究方向：高效率直流变换器拓扑及控制研究。E-mail：20211249080@nuist.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)