DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.8.24 中图分类号：TM46 文献标志码：A

集成倍压单元的高增益软开关直流变换器

丁新平[1](中国电源学会会员)，戴万宜[1]，权利敏[2]，张春林[1]，
张鹏程[1]，俞寅昊[1]
(1.南京信息工程大学自动化学院，南京 210044；2.青岛理工大学信息与控制工程学院，
青岛 266520)

摘要：近年来，直流微电网的发展对高增益直流变换器提出了高增益和高效率的要求。在准Z源的基础上，提出了一种集成倍压单元的高增益软开关直流变换器。倍压单元和耦合电感提高了变换器的升压能力，同时通过有源钳位结构的控制，回收了耦合电感漏感的能量，使开关实现零电压导通、二极管实现零电压电流关断，降低了变换器的损耗，提高了变换器的性能。此外，详细研究了变换器工作理论，设计制作了额定功率为200 W的实验样机，并与5篇文献所提的变换器对比，验证了所提变换器的可行性与优越性。

关键词：倍压单元；准Z源；高电压增益；耦合电感

High-gain Soft-switching DC-DC Converter with Integrated Voltage Doubling Unit

DING Xinping[1], *Member*, *CPSS*, DAI Wanyi[1], QUAN Limin[2], ZHANG Chunlin[1],
ZHANG Pengcheng[1], YU Yinhao[1]
(1. School of Automation, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China; 2. School of Information and Control Engineering, Qingdao University of Technology, Qingdao 266520, China)

Abstract: In recent years, the development of DC microgrid has put forward requirements of high-gain and high efficiency for high-gain DC-DC converters. Based on the quasi-Z source, a high-gain soft-switching DC-DC converter with integrated voltage doubling unit is proposed. The voltage doubling unit and the coupling inductor improve the voltage Boost capability of the converter. Meanwhile, the energy of leakage inductance of the coupling inductor is recovered through the control of an active clamp structure, so that the switch realizes zero-voltage switching and the diode realizes zero voltage-zero current switching. As a result, the loss of the converter is reduced, and its performance is improved. In addition, the working principle for the converter was studied in detail, and an experimental prototype with rated power of 200 W was fabricated. The prototype was compared with the converters proposed in five references, and the feasibility and superiority of the novel converter were verified.

Keywords: Voltage doubling unit; quasi-Z source; high voltage gain; coupling inductor

随着光伏在直流微电网领域的普遍应用，将光伏模块的低压直流电转换成满足直流微电网所需的高压电，在应用中较为重要，因此设计一种高效、稳定的高升压 DC-DC 变换器对微电网系统尤为重要[1-3]。

目前，一些性能优越的高升压、高效率直流变换器均取得不错的效果[4-7]。文献[8]提出一种基于耦合电感的谐振变换器，通过耦合电感变比、漏感与有源钳位电路的充放电实现高增益和软开关；文献[9]提出一种可持续能源系统的 DC-DC 变换器，

收稿日期：2024-06-12；**修回日期：**2024-09-04；**录用日期：**2024-11-19；**网络首发日期：**2024-12-24
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(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 ZR2022ME214

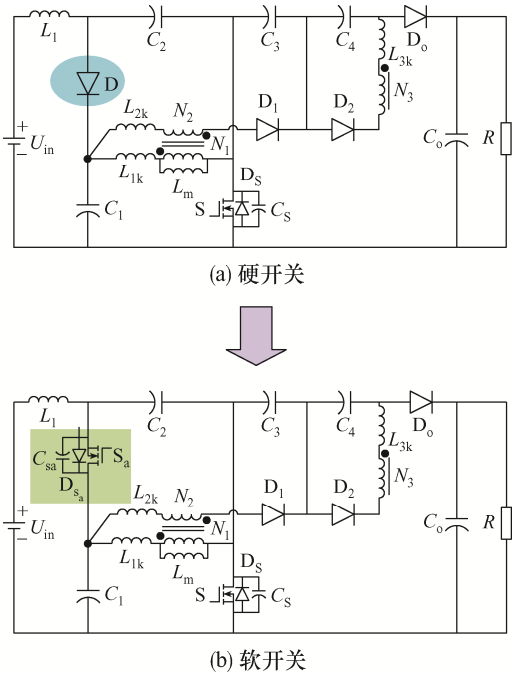
通过耦合电感 2 个初级绕组的并联充电、串联放电提升升压能力，但该变换器输入输出不共地，且未达到开关管的软开关条件。文献[10-12]提出一类利用倍压单元提高电压增益的变换器，其耦合电感与电容组成的谐振腔实现了开关管的零电流开关 ZCS(zero current switching)关断，减小了开关器件的关断电流，降低了关断损耗；文献[13]提出一种软开关高增益 DC-DC 变换器，通过耦合电感提升升压能力，提升软开关的实现效率，然而，其输出回路二极管承受的电压应力较高，且电路升压能力也有待提高；文献[14]提出一种具有单开关管电路结构的变换器，通过结合多个倍压单元和耦合电感获得较高的升压能力，且效率较优，但该变换器未能实现开关管的软开关功能，同时电路结构无法共地，输入电流也不连续；文献[15-16]提出基于准 Z 源网络的零电压转换电路，不仅实现了开关器件的软开关功能，还具有较低的应力和较高的增益，但是使用该电路的变换器所需元器件较多、设计复杂、成本较高；文献[17-18]研究了一类交错并联结构的 DC-DC 变换器，通过升压结构模块化的堆叠来提升升压能力，同时交错并联结构能够减小变换器的输入电流纹波，但变换器结构复杂，适用于大功率系统。

本文提出一种集成倍压单元的高增益软开关直流变换器，将倍压单元融入准 Z 源，并将网络中的电感改为三绕组[20-21]，增加了耦合电感匝比这一调压因子，通过调节匝比即可进一步增强变换器的升压能力，且其输入电流连续、输入输出共地。同时，电路中容性回路与开关器件构成钳位结构，回收耦合电感漏感及电路中寄生电容、寄生电感的额外能量，抑制了开关器件的电压电流尖峰，提高了效率。此外，使用 MOS 管替代原本准 Z 源网络中的二极管，一、二次侧开关管寄生电容在开关信号死区范围内与耦合电感漏感谐振，使得所有开关管在零电压开关 ZVS(zero voltage switching)条件下开通，二极管实现零电压−零电流开关 ZVZCS(zero voltage-zero current switching)，降低了开关管的能耗。

1　工作原理分析

1.1　所提变换器工作模式分析

所提变换器的硬开关电路如图 1(a)所示，由输入电感 L_1，主开关管 S，二极管 D、D_1、D_2、D_o，电容 C_1~C_4 和 C_o，三绕组耦合电感 L_{N_1} ~ L_{N_3} 组成。三绕组耦合电感可视为一次侧励磁电感 L_m 加上耦合电感漏感 L_{1k}~L_{3k} 的理想变压器，定义其匝比为 $N_1:N_2:N_3=1:n_1:n_2$。将准 Z 源中的 D 替换为辅助开关管 S_a，如图 1(b)所示，可实现软开关。



(a) 硬开关

(b) 软开关

图 1　所提变换器硬开关和软开关等效电路

Fig. 1 Hard- and soft-switching equivalent circuit of proposed converter

根据耦合电感漏感对变换器的作用，所提变换器工作在软开关时可分为 8 个模式。图 2 为所提变换器关键器件的波形，其等效电路如图 3 所示。假设输入电感、电容足够大，输入电流连续，电容两端电压不变，则开关器件为线性时不变理想器件。

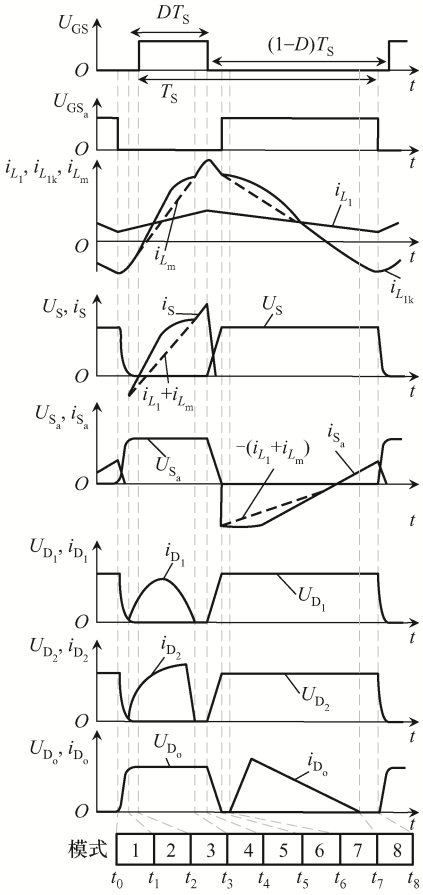
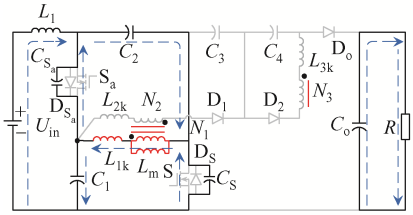
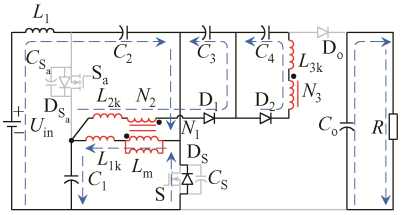


图 2 所提变换器关键波形

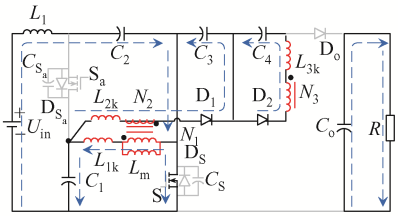
Fig. 2 Key waveforms of proposed converter



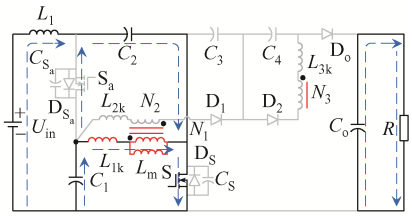
(a) 模式1



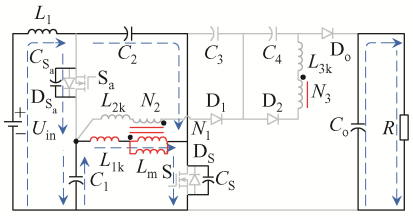
(b) 模式2



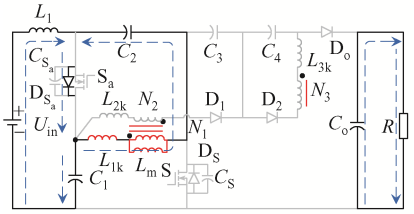
(c) 模式3



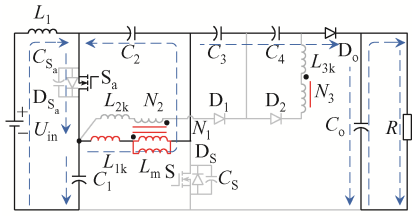
(d) 模式4



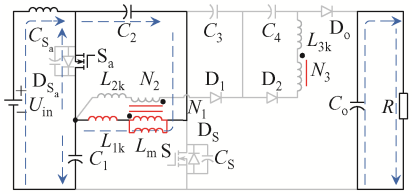
(e) 模式5



(f) 模式6



(g) 模式7



(h) 模式8

图 3 所提变换器模式等效电路

Fig. 3 Mode equivalent circuits of proposed converter

模式 1[t_0，t_1)：t_0时刻，辅助开关管 S_a的触发信号U_{GS_a}变为低电平，S_a 开始关断，D_1、D_2、D_o承受反向电压关断。直流输入电压 U_{in}和 C_2为 L_1提供能量，L_1再向 C_1供能；寄生电容 C_S、C_{S_a}与L_{1k}谐振，C_{S_a}充电、C_S放电。当 C_S两端电压下降到 0 时，S 的体二极管 D_S导通，模式 1 结束。

模式 2[t_1，t_2)：在 t_1时刻，S_a关断，L_{1k}上的反

向电流在 D_S 上续流；D_1、D_2 被耦合电感 N_2、N_3 绕组上的正向压降导通，D_o 仍关断；C_2 开始与耦合电感共同给 C_1、C_3、C_4 充电。由于 C_3、C_4 分别与 N_2、N_3 绕组谐振，故 D_1、D_2 实现 ZVS。S 的触发信号 U_{GS} 变为高电平，模式 2 结束。

模式 3[t_2，t_3)：t_2 时刻，U_{GS} 变为高电平，S 触发开通。由于 D_S 提前导通且流过的电流降为 0，S 实现 ZVS，电流正向流过 S。此时，D_1 导通，C_1、C_2 放电，为 N_1 绕组充能，同时与 N_2、N_3 绕组传输能量给 C_3、C_4；D_o 关断，励磁电感电流 i_{L_m} 正向增大。N_2、N_3 绕组分别与 C_3、C_4 谐振，当谐振电流下降为 0 时，D_1、D_2 实现 ZCS 关断，模式 3 结束。

模式 4[t_3，t_4)：t_3 时刻，谐振电流为 0，D_1、D_2、D_o 关断，流过 S 的电流为 $i_{L_1}+i_{L_m}$，C_1、C_2 给 L_1 和 L_m 充电，模式 4 持续，直至 S 关断。

模式 5[t_4，t_5)：t_4 时刻，U_{GS} 变为低电平，S 开始关断，U_{in} 给 L_1 充电，C_1、C_2 放电，C_S、C_{S_a} 和 N_1 绕组漏感 L_{1k} 谐振，C_S 充电、C_{S_a} 放电。t_5 时刻，C_{S_a} 电压谐振至 0，模式 5 结束，此时 L_{1k} 上仍有正向电流。

模式 6[t_5，t_6)：t_5 时刻，S 关断，电流流过 S_a 的体二极管 D_{S_a}，D_1、D_2、D_o 关断。N_1 绕组给 C_2 充电，i_{L_m} 开始减小，L_1 通过 D_{S_a} 给 C_1 供能。当流过 D_{S_a} 的电流降为 0 时，模式 6 结束。

模式 7[t_6，t_7)：t_6 时刻，S 关断，U_{GS_a} 变为高电平，S_a 触发开通。由于 D_{S_a} 提前导通，S_a 实现 ZVS。此时，C_3、C_4 开始放电，与 N_1 绕组共同传输能量，使 D_o 承受正向压降导通，D_1、D_2 关断；C_1、C_2 处于充电状态。由于 C_3、C_4 与 N_1 绕组漏感 L_{1k} 发生谐振，D_o 实现 ZVS 导通，且 i_{L_m} 负向增大。当 D_o 电流为 0 时，D_o 实现 ZCS 关断，模式 7 结束。

模式 8[t_7，t_8]：t_7 时刻，二极管全部关断。当 i_{L_m} 负向的值大于输入电感电流 i_{L_1}，即 $i_{L_m}+i_{L_1}<0$ 时，电流在 S_a 上正向流通，L_{1k} 开始对 C_{S_a} 充电，直至 S_a 关断，此模式结束，进入新的开关周期。

1.2　电压增益推导

为了简化分析过程，在公式推导中只考虑变换器工作过程中占据时间最长的“开通”和“关断”的 2 个模式，即模式 3 和模式 7。分别在 S 开通和关断时刻列写回路基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage law)表达式，可得

$$\begin{cases} U_{L_1,\mathrm{on}}=U_{\mathrm{g}}+U_{C_2} \\ U_{L_{N_1},\mathrm{on}}=U_{C_1} \\ U_{L_{N_2},\mathrm{on}}=U_{C_2}-U_{C_1} \\ U_{L_{N_3},\mathrm{on}}=U_{C_4} \\ U_{L_1,\mathrm{off}}=U_{\mathrm{g}}-U_{C_1} \\ U_{L_{N_1},\mathrm{off}}=-U_{C_2} \\ U_{L_{N_2},\mathrm{off}}=-n_1U_{C_2} \\ U_{L_{N_3},\mathrm{off}}=-n_2U_{C_2} \\ U_{C_1}+U_{C_2}+U_{C_3}+U_{C_4}=U_{C_o}=U_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{1}$$

式中：$U_{L_1,\mathrm{on}}$、$U_{L_{N_1},\mathrm{on}}\sim U_{L_{N_3},\mathrm{on}}$ 分别为 L_1 和 $L_{N_1}\sim L_{N_3}$ 在 S 开通时的电压；$U_{L_1,\mathrm{off}}$、$U_{L_{N_1},\mathrm{off}}\sim U_{L_{N_3},\mathrm{off}}$ 分别为 L_1 和 $L_{N_1}\sim L_{N_3}$ 在 S 关断时的电压；U_{g} 为输入电压；$U_{C_1}\sim U_{C_4}$ 分别为电容 C_1~C_4 两端的电压；U_{C_o} 为 C_o 两端电压；U_{o} 为输出电压。根据伏秒平衡和能量守恒原则，对磁性器件计算，得到所提变换器的电压增益 B 为

$$B=\frac{U_{\mathrm{o}}}{U_{\mathrm{in}}}=\frac{U_{C_o}}{U_{\mathrm{in}}}=\frac{2+n_1+n_2-(1+n_1+n_2)D}{1-2D} \tag{2}$$

式中，D 为占空比。

图 4 为理想电压增益与带寄生参数的电压增益随占空比变化的曲线。由图可知，占空比较高时，寄生参数对变换器的影响较大。因此，设计系统时应尽量选择合适的占空比。

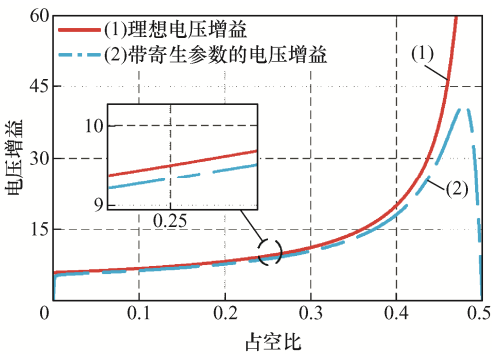


图 4　寄生参数与理想情况下的电压增益曲线

Fig. 4 Voltage gain curves under parasitic parameters and ideal conditions

1.3 元器件应力推导

对所提变换器电压增益求解计算可得电容、开关管和二极管的电压应力分别为

$$\begin{cases} U_{C_1}=\dfrac{1-D}{1-2D}U_{\text{in}} \\ U_{C_2}=\dfrac{D}{1-2D}U_{\text{in}} \\ U_{C_3}=\dfrac{(1+n_1)(1-D)}{1-2D}U_{\text{in}} \\ U_{C_4}=\dfrac{n_2(1-D)}{1-2D}U_{\text{in}} \\ U_{\text{S}}=U_{\text{S}_\text{a}}=\dfrac{1}{1-2D}U_{\text{in}} \\ U_{\text{D}_1}=\dfrac{1+n_1}{1-2D}U_{\text{in}} \\ U_{\text{D}_2}=\dfrac{n_2}{1-2D}U_{\text{in}} \\ U_{\text{D}_\text{o}}=\dfrac{1}{1-2D}U_{\text{in}} \end{cases} \tag{3}$$

式中：U_{S}为 S 关断时的两端钳位电压，$U_{\text{S}}=U_{C_1}+U_{C_2}$；$U_{\text{S}_\text{a}}$为 S_a两端的电压应力；U_{D_1}、U_{D_2}、U_{D_o}分别为 D_1、D_2、D_o关断时的截止电压。

分别在 S 开通和关断时刻列写回路基尔霍夫电流定律 KCL(Kirchhoff's current law)表达式可得

$$\begin{cases} I_{C_1,\text{on}}=I_{\text{in}}-I_{\text{S}} \\ I_{C_2,\text{on}}=-I_{\text{in}} \\ I_{C_3,\text{on}}=I_{\text{D}_1} \\ I_{C_4,\text{on}}=I_{\text{D}_2} \\ I_{C_\text{o},\text{on}}=-I_{\text{o}} \\ I_{C_1,\text{off}}=I_{\text{in}}-I_{\text{D}_\text{o}} \\ I_{C_3,\text{off}}=-I_{\text{D}_\text{o}} \\ I_{C_2,\text{off}}=-I_{\text{S}_\text{a}}-I_{\text{in}} \\ I_{C_4,\text{off}}=-I_{\text{D}_\text{o}} \\ I_{C_\text{o},\text{off}}=I_{\text{D}_\text{o}}-I_{\text{o}} \end{cases} \tag{4}$$

式中：$I_{C_1,\text{on}}\sim I_{C_4,\text{on}}$、$I_{C_\text{o},\text{on}}$分别为电容 C_1~C_4、C_o在 S 开通时的电流平均值；I_{in}为流过 L_1的电流 I_{L_1}的平均值，$I_{\text{in}}\cong BI_{\text{o}}$；$I_{\text{D}_1}\sim I_{\text{D}_\text{o}}$为 D_1~D_o导通时的电流平均值；I_{S}为 S 开通时的电流平均值；$I_{C_1,\text{off}}\sim I_{C_4,\text{off}}$、$I_{C_\text{o},\text{off}}$分别为 C_1~C_4、C_o在开关管关断时的电流平均值；I_{S_a}为 S_a开通时的电流平均值；I_{o}为输出电流。

对 C_1~C_4、C_o利用安秒平衡法则，并结合耦合电感等效模型原理，可得关键器件的电流应力为

$$\begin{cases} I_{\text{S}}=\dfrac{B-1}{D}I_{\text{o}} \\ I_{\text{S}_\text{a}}=\dfrac{B}{1-D}I_{\text{o}} \\ I_{\text{D}_1}=I_{\text{D}_2}=\dfrac{1}{D}I_{\text{o}} \\ I_{\text{D}_\text{o}}=\dfrac{1}{1-D}I_{\text{o}} \\ I_{L_\text{m}}=(B-n_1-n_2-1)I_{\text{o}}=\dfrac{1+(n_1+n_2+1)D}{1-2D}I_{\text{o}} \end{cases} \tag{5}$$

图 5 为所提变换器开关器件的电压、电流应力归一化值随占空比变化的曲线，其中 x 分别为 S、S_a、D_1、D_2、D_o。通过对开关器件电压、电流应力的分析和电压增益公式，可为该变换器的占空比取值与器件选型提供参考。

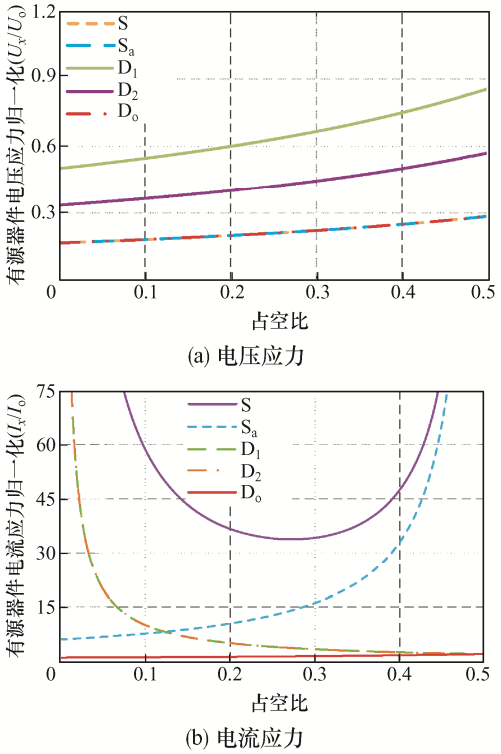


图 5 有源器件的电压和电流应力归一化曲线

Fig. 5 Stress normalized voltage and current curves for active power devices

2　软开关条件分析

本节对所提变换器开关管的 ZVS 开通条件进行研究，电感和电容采用关联参考方向，根据图 3(a)、(e)分别在模式 1 和模式 5 中列出电流关系式

$$\begin{cases} -I_{L_m}-I_{L_1}=I_{S_a}-I_S \\ I_{L_m}+I_{L_1}=I_S-I_{S_a} \end{cases} \tag{6}$$

在模式 1 与模式 5 中，C_S、C_{S_a} 与 L_{1k} 谐振。为了保证 C_S、C_{S_a} 在死区时间内完全充放电，谐振电流必须足够大，即式(6)需满足

$$\begin{cases} -i_{L_m,\text{mode5}}-i_{L_1,\text{mode5}}>0 \\ i_{L_m,\text{mode1}}+i_{L_1,\text{mode1}}>0 \end{cases} \tag{7}$$

式中，$i_{y,\text{mode1}}$、$i_{y,\text{mode5}}$(y 为 L_1、L_m)分别为模式 1、模式 5 中器件上的电流。

根据图 2 所示 L_1 与 L_m 的电流波形，可得模式 1 和模式 5 的励磁电感电流分别为

$$\begin{cases} i_{L_m,\text{mode1}}=I_{L_m}-0.5\Delta i_{L_m} \\ i_{L_m,\text{mode5}}=I_{L_m}-0.5\Delta i_{L_m} \end{cases} \tag{8}$$

式中，Δi_{L_m} 为 i_{L_m} 的峰峰值。

分析时选择足够大的 L_1，并默认 L_1 的电流纹波极小，则模式 1、模式 5 的输入电感电流取输入电感电流的平均值，即 $i_{L_1}=I_{L_1}$。因此将式(8)代入式(7)可得励磁电感要求为

$$\Delta i_{L_m}>2(I_{L_1}+I_{L_m}) \tag{9}$$

根据电感计算式，并按照纹波选择励磁电感，即

$$L_m=\frac{U_{L_m}D}{f_s\Delta i_{L_m}}=\frac{U_{C_1}D}{f_s\Delta i_{L_m}}L_m<\frac{U_{C_1}D}{2f_s(I_{L_1}+I_{L_m})}=\frac{(1-D)DR}{2f_s(1-2D)(2B-n_1-n_2-1)} \tag{10}$$

式中：f_s 为开关频率；R 为输出电阻。为了保证 C_S、C_{S_a} 完全充放电实现软开关，等效电感 L_{eq} 的能量必须大于寄生电容存储的能量，即

$$\frac{L_{eq}I_{L_{eq},t_0}^2}{2}>\frac{(C_S+C_{S_a})(U_{C_1}+U_{C_2})^2}{2} \tag{11}$$

式中，I_{L_{eq},t_0} 为等效电感 L_{eq} 在 t_0 处的电流，即 t_0 处 L_1 与 L_m 的电流和，可表示为

$$I_{L_{eq},t_0}=i_{L_1,t_0}+i_{L_m,t_0}=I_{L_1}+(I_{L_m}-\Delta i_{L_m}/2) \tag{12}$$

模式 2、模式 3 中，L_{2k} 和 L_{3k} 分别与 C_3 和 C_4 谐振。若二极管 D_1 和 D_2 完成 ZCS 关断，S 的开通时间必须大于谐振周期的 1/2，且能量的交换在开通时间内完成，即 $DT/2\leqslant t_3-t_1\leqslant DT$，$T$ 为周期时间，则 C_S、C_{S_a}、C_3 和 C_4 分别满足

$$\begin{cases} C_S=C_{S_a}<\dfrac{L_{eq}}{2}\left(\dfrac{I_{L_1}+I_{L_m}-\Delta i_{L_m}/2}{U_{C_1}+U_{C_2}}\right)^2 \\ C_3<\dfrac{1}{L_{2k}}\left(\dfrac{n_1D}{\pi f_s}\right)^2 \\ C_4<\dfrac{1}{L_{3k}}\left(\dfrac{n_2D}{\pi f_s}\right)^2 \end{cases} \tag{13}$$

3　效率分析

本节对所提变换器的效率进行分析，损耗主要包括开关管损耗 $P_{S,Loss}$、二极管损耗 $P_{D,Loss}$、磁性器件损耗 $P_{L,Loss}$ 及电容损耗 $P_{C,Loss}$，图 6 为所提变换器带寄生参数的等效电路。D_1~D_o 的正向导通压降分别为 U_{FD1}~U_{FDo}，其导通电阻分别为 $r_{D_1}\sim r_{D_o}$；S、S_a 的导通电阻分别为 r_S、r_{S_a}；L_1 和 $L_{N_1}\sim L_{N_3}$ 的寄生电阻分别为 r_{L_1}、$r_{N_1}\sim r_{N_3}$；C_1~C_4、C_o 的寄生电阻为 $r_{C_1}\sim r_{C_4}$、r_{C_o}。

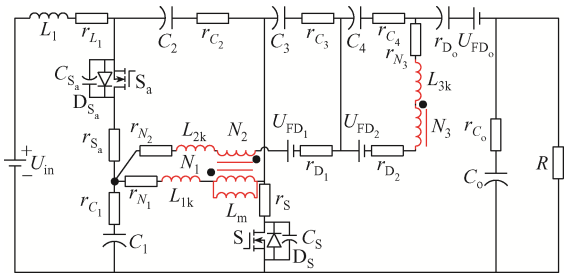


图 6　寄生参数下的变换器等效电路

Fig. 6 Equivalent circuit of converter under parasitic parameters

开关管能量损耗包括导通损耗 $P_{\mathrm{Cond},e}$(e=S, $\mathrm{S_a}$)和开关损耗 $P_{\mathrm{SW},e}$，可表示为

$$P_{\mathrm{S,Loss}}=P_{\mathrm{Cond,S}}+P_{\mathrm{Cond,S_a}}+P_{\mathrm{SW,S}}+P_{\mathrm{SW,S_a}} \tag{14}$$

二极管损耗包括导通损耗 $P_{\mathrm{Cond},d}$(d=$\mathrm{D_1}$, $\mathrm{D_2}$, $\mathrm{D_o}$)和反向恢复损耗 $P_{\mathrm{reverse},d}$，可表示为

$$P_{\mathrm{D,Loss}}=P_{\mathrm{Cond,D_1}}+P_{\mathrm{Cond,D_2}}+P_{\mathrm{Cond,D_o}}+P_{\mathrm{reverse,D_1}}+P_{\mathrm{reverse,D_2}}+P_{\mathrm{reverse,D_o}} \tag{15}$$

电容的损耗为

$$P_{\mathrm{Cond},C}=\frac{1}{T}\left(\int_0^{DT} r_C i_{C,\mathrm{on}}^2\,\mathrm{d}t+\int_{DT}^{T} r_C i_{C,\mathrm{off}}^2\,\mathrm{d}t\right)=r_C i_{C,\mathrm{rms}}^2 \tag{16}$$

式中，$i_{C,\mathrm{on}}$、$i_{C,\mathrm{off}}$、$i_{C,\mathrm{rms}}$ 分别为电容的充电电流、放电电流和电流有效值。

磁性器件损耗包括磁心损耗 P_{C}、线圈损耗 P_{W} 及耦合电感上的漏感损耗 P_{K}，可表示为

$$P_{\mathrm{L,loss}}=P_{\mathrm{C}}+P_{\mathrm{W}}+P_{\mathrm{K}} \tag{17}$$

$$\begin{cases} P_{\mathrm{C}}=F\times K_{L_1}\times f_{\mathrm{s}}^{a_1}\times B_{m,L_1}^{b_1}\times A_{\mathrm{e},L_1}\times l_{\mathrm{m},L_1}+F\times K_{L_{\mathrm{N}}}\times f_{\mathrm{s}}^{a_2}\times B_{\mathrm{m},L_{\mathrm{N}}}^{b_2}\times A_{\mathrm{e},L_{\mathrm{N}}}\times l_{\mathrm{m},L_{\mathrm{N}}} \\ P_{\mathrm{W}}=R_{L_1,\mathrm{dc}}\times I_{L_1,\mathrm{dc}}^2+R_{L_1,\mathrm{ac}}\times I_{L_1,\mathrm{ac}}^2+\sum_{i=1}^{3}\left(R_{L_{N_i},\mathrm{dc}}\times I_{L_{N_i},\mathrm{dc}}^2+R_{L_{N_i},\mathrm{ac}}\times I_{L_{N_i},\mathrm{ac}}^2\right) \\ P_{\mathrm{K}}=\left(L_{1\mathrm{k}}i_{L_1\mathrm{k}}^2+L_{2\mathrm{k}}i_{L_2\mathrm{k}}^2+L_{3\mathrm{k}}i_{L_3\mathrm{k}}^2\right)/2 \end{cases} \tag{18}$$

式中：F 为流量波形因子，反映电路中电流、电压波形与正弦波的相似程度；K_{L_1}、a_1、b_1、a_2、b_2、$K_{L_{\mathrm{N}}}$ 为磁心损耗计算中的常量，可根据所用磁心的单位磁心损耗曲线获得；B_{m,z_1}(z_1=L_1，L_{N})为磁心最大磁通密度；A_{e,z_1} 为磁性器件上各导线的有效截面积；l_{m,z_1} 为磁性器件上各线圈的长度；$R_{z_2,\mathrm{dc}}$ 为(z_2=L_1, N_1, N_2, N_3)磁性器件线圈直流分量电阻，$R_{z_2,\mathrm{dc}}=\rho\times l_{\mathrm{m},z_2}/A_{\mathrm{e},z_2}$，$\rho$ 为铜的电阻率；$R_{z_2,\mathrm{ac}}$ 为磁性器件线圈交流分量电阻，$R_{z_2,\mathrm{ac}}=F_{\mathrm{R},z_2}\times R_{z_2,\mathrm{dc}}$，$F_{\mathrm{R},z_2}$ 为磁性器件线圈交流分量电阻与直流分量电阻之间的关系系数，其值取决于各磁心的穿透深度 Δ_{z_2}、线圈直径 d_{z_2} 以及层数 m_{z_2}，其关系式为 $F_{\mathrm{R},z_2}=d_{z_2}\times(1^2+2^2+\cdots+m_{z_2}^2)/(\Delta_{z_2}\times m_{z_2})$；$i_{1\mathrm{k}}$、$i_{2\mathrm{k}}$、$i_{3\mathrm{k}}$ 分别为流过漏感 $L_{1\mathrm{k}}$、$L_{2\mathrm{k}}$、$L_{3\mathrm{k}}$ 的电流瞬时值

总功率损耗为

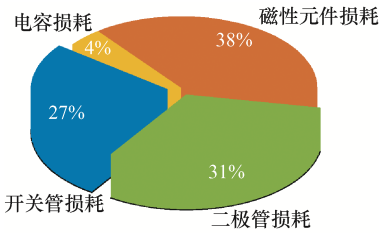
$$P_{\mathrm{Loss}}=P_{\mathrm{S,Loss}}+P_{\mathrm{D,Loss}}+P_{C,\mathrm{Loss}}+P_{\mathrm{L,Loss}} \tag{19}$$

所提变换器的 S、$\mathrm{S_a}$ 实现 ZVS，$\mathrm{D_1}$、$\mathrm{D_2}$、$\mathrm{D_o}$ 工作在 ZVZCS，因此在损耗分析式中，S 的开通时间 t_{on1}、$\mathrm{S_a}$ 的开通时间 t_{on2}、$\mathrm{D_1}$ 的开通和关断时间 t_{b1}、$\mathrm{D_2}$ 的开通和关断时间 t_{b2}、$\mathrm{D_o}$ 的开通和关断时间 t_{bo} 均可以忽略。所提变换器的效率表达式为

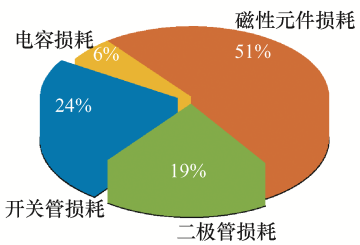
$$\eta=\frac{P_{\mathrm{o}}}{P_{\mathrm{o}}+P_{\mathrm{Loss}}}\times 100\% \tag{20}$$

式中，P_{o} 为输出功率。

经过查阅数据手册与实际测量可得 $r_{\mathrm{S}}=r_{\mathrm{S_a}}=8\ \mathrm{m\Omega}$，$t_{\mathrm{on}}+t_{\mathrm{off}}=105\ \mathrm{ns}+74\ \mathrm{ns}$，$U_{\mathrm{FD_1}}=U_{\mathrm{FD_2}}=0.75\ \mathrm{V}$，$U_{\mathrm{FD_o}}=0.69\ \mathrm{V}$，$r_{\mathrm{D_1}}=r_{\mathrm{D_2}}=5\ \mathrm{m\Omega}$，$r_{\mathrm{D_o}}=3.3\ \mathrm{m\Omega}$，$t_{\mathrm{b_1}}=t_{\mathrm{b_2}}=55\ \mathrm{ns}$，$t_{\mathrm{b_0}}=22\ \mathrm{ns}$，$r_{C_1}=r_{C_2}=8\ \mathrm{m\Omega}$，$r_{C_{\mathrm{o}}}=10\ \mathrm{m\Omega}$，$r_{C_3}=r_{C_4}=4\ \mathrm{m\Omega}$，$r_{L_1}=52\ \mathrm{m\Omega}$，$r_{N_1}=87\ \mathrm{m\Omega}$，$r_{N_2}=39\ \mathrm{m\Omega}$，$r_{N_3}=47\ \mathrm{m\Omega}$，$F_{\mathrm{R},L_{N_1}}=9.16$，$F_{\mathrm{R},L_{N_2}}=3.38$，$F_{\mathrm{R},L_{N_3}}=3.38$。将所得参数代入式(14)~式(18)和式(20)中得到图 7 所示的额定功率 200 W、输出电压 380 V、N_1 和 N_2 绕组匝比为 2 的软、硬开关损耗分布。有源器件上软开关的实现使得开关器件损耗分布降低。



(a) 硬开关工作下



(b) 软开关工作下

图 7 额定功率下软、硬开关条件下损耗分布

Fig. 7 Loss distribution under soft- and hard-switching conditions at rated power

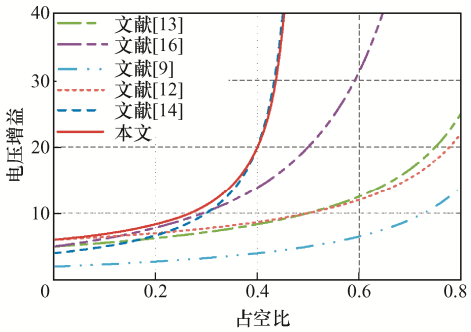
4　比较分析

将所提变换器与其他相似变换器对比，具体对比参数见表 1，其中，*C*、D、S 分别为电容、二极管、开关管，*CL*+*L* 为耦合电感和电感，3W 表示三绕组，QR 为准谐振谷底导通。由表可知，所提变换器具有输入电流连续、输入输出共地、器件数量适中等优势，保证了电路工作的可靠性及稳定性；同时实现了开关管的软开关，提高了变换器的性能。设定各对比变换器的耦合电感匝比为 2，并将各变换器的 *B* 和开关管应力曲线进行比较，如图 8 所示，其中，U_v 代表各个对比变换器 S 的电压应力。

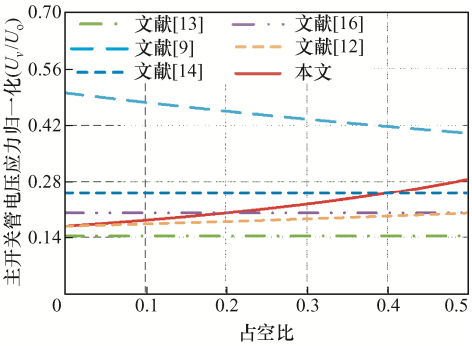
表 1　变换器参数对比

Tab.1 Comparison of parameters among different converters

变换器	电压增益 *B*	主开关管电压应力 U_S/U_o	器件数量				开关管是否软开关	是否共地	输入电流是否连续
			C	D	S	*CL*+*L*			
文献[13]	$\frac{n_1+n_2+3}{1-D}$	$\frac{1}{3+n_1+n_2}$	5	5	1	1^{3W}+1	否	否	否
文献[9]	$\frac{2+D+n_1-n_2}{(n_2-1)(1-D)}$	$\frac{n_2-1}{2+D+n_1-n_2}$	5	4	1	1^{3W}+1	ZCS+QR	是	是
文献[12]	$\frac{2+n_1+n_2(1-D)}{(1-D)}$	$\frac{1}{2+n_1+n_2(1-D)}$	4	2	2	1^{3W}+1	ZVS	是	是
文献[16]	$\frac{-1+2n_1+n_2}{(1-D)^2(n_1-1)}$	$\frac{n_1-1}{-1+2n_1+n_2}$	4	5	1	1^{3W}+1	否	是	是
文献[14]	$\frac{2+n_2D+n_1(1-D)}{1-2D}$	$\frac{1}{2+n_2D+n_1(1-D)}$	5	5	2	1^{3W}+1	ZVZCS	是	是
本文	$\frac{2+n_1+n_2-(1+n_1+n_2)D}{1-2D}$	$\frac{1}{2+n_1+n_2(1+n_1+n_2)D}$	5	3	2	1^{3W}+1	ZVS	是	是



(a) 升压能力对比



(b) 电压应力对比

图 8　变换器性能对比

Fig. 8 Comparison of performance among different converters

由图 8(a)可见，所提变换器具有较高的升压能力，这得益于其基于准 Z 源结构结合三绕组耦合电感及倍压单元的应用特点；同时所提变换器具有较低的电压应力，这对开关管的选型和应用具有一定的优势。

5　实验结果分析

根据第 3 节的效率分析，在实验室设计制作额定功率为 200 W 的实验样机来验证理论分析的正确性。表 2 给出了实验样机所用的具体参数，并采用型号为 TMS320F28335 的数字信号控制器。图 9 为所提变换器实验样机、实验效率曲线及相关实验波形。

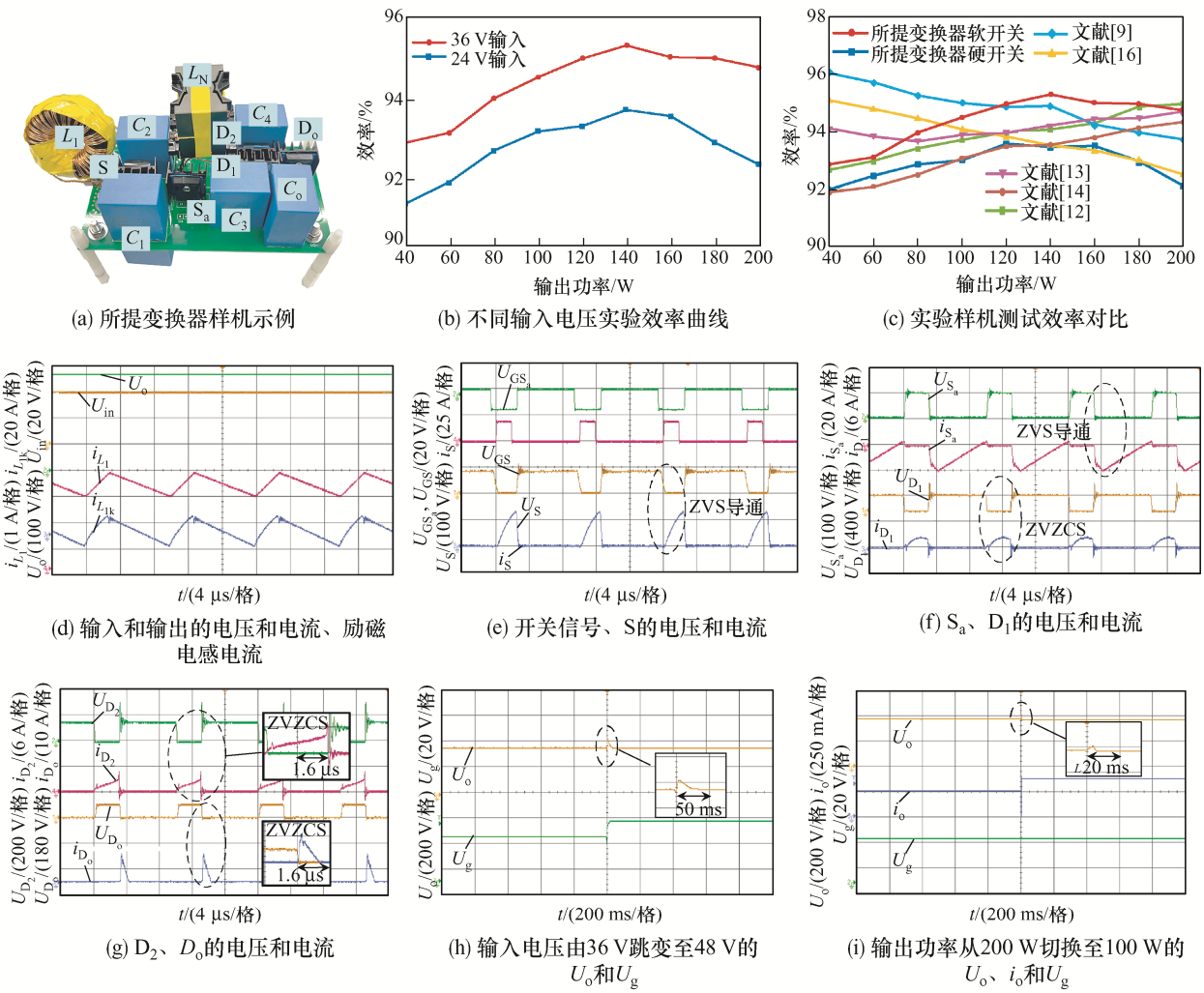
设计输出电压 U_o=380 V、输出额定功率 200 W、输入电压 U_{in} 的范围为 24~48 V、开关频率为 100 kHz 的样机，并在相同增益、输入电压和功率条件下将其与文献所提样机进行对比实验。

表 2 实验平台参数

Tab.2 Parameters of experimental platform

器件	数值/型号
输入电压范围/V	24~48
输出电压/V	380
开关频率/kHz	100
电感 L_1/μH	182
励磁电感 L_m/μH	7.4
三绕组匝数	5,10,10
电容 C_1, C_2/μF	40
电容 C_3, C_4, C_o/μF	10
额定功率/W	200
二极管 D_1	STTH6002CW
二极管 D_2, D_o	STTH6003CW
开关管 S, S_a	IRFP4668PbF

图 9(a)为所提变换器样机，工作在 40~200 W 输出功率，U_o=380 V。测得所提变换器在软开关状态下不同输入电压的效率曲线如图 9(b)所示，可知 U_{in}=36 V 和 U_{in}=24 V 效率曲线的趋势基本一致，均在 140 W 时取得效率峰值，U_{in}=36 V 时峰值效率为 95.3%，U_{in}=24 V 时峰值效率为 93.7%。由图 9(c)可知，软开关状态下所提变换器在 140 W 时效率最高，为 95.3%，之后随着功率的增大效率略有降低，在功率为 200 W 时效率达到 94.6%；对比其他文献的样机，在 180 ~200 W 的范围内，所提变换器效率相对较高，这表明了所提变换器在软开关状态下，变换器性能有所提升，从而提高了变换器效率。开环实验时，设定 U_{in}=40 V、D=0.25、U_o=380 V、B=9.5，得到输入电流和耦合电感电流如图 9(d)所



(a) 所提变换器样机示例　(b) 不同输入电压实验效率曲线　(c) 实验样机测试效率对比

(d) 输入和输出的电压和电流、励磁电感电流　(e) 开关信号、S的电压和电流　(f) S_a、D_1的电压和电流

(g) D_2、D_o的电压和电流　(h) 输入电压由36 V跳变至48 V的U_o和U_g　(i) 输出功率从200 W切换至100 W的U_o、i_o和U_g

图 9 实验样机、样机效率曲线及主要实验波形(200 W)

Fig. 9 Experimental prototype, efficiency curves for prototype and waveforms of key experiments (200W)

示，同时输入电流纹波较小。由图 9(e)、(f)和(g)可知，通过对 TMS320F28335 配置，S 和 S_a 互补开通并设置了死区时间，S 和 S_a 均实现 ZVS 开通，且所有二极管均工作于 ZVZCS 状态。图 9(h)、(i)为所提变换器的闭环实验验证，分别将 U_{in} 由 36 V 跳变到 48 V、输出功率由 200 W 切换至 100 W(即输出负载由 722 Ω 切换至 1 444 Ω)。从图中可见：在电压突变时，该变换器在 20 ms 内完成响应，并恢复正常输出电压；在功率突变时，该变换器在 10 ms 内完成响应并恢复，且电压超调量均小于 20 V，证明了所提变换器具有较好的动态性能。

6　结语

所提变换器具有 3 个优点：①高升压比和宽电压调节范围；②输入电流连续、输入输出共地，减小了输入电流纹波，提升了电路工作的安全可靠性；③具有有源钳位功能。变换器通过有源钳位电路的设计，限制了漏感、寄生电感及电容充放电过冲给开关器件带来的冲击，实现了所有有源器件的软开关功能，提升了工作稳定性、降低了损耗、显著提升了变换器效率。

参考文献：

[1] de Andrade J M, Salvador M A, Coelho R F, et al. General method for synthesizing high gain step-up DC-DC converters based on differential connections [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 13239-13254.

[2] Guan Yueshi, Cecati C, Alonso J M, et al. Review of high-frequency high-voltage-conversion-ratio DC-DC converters [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2021, 2(4): 374-389.

[3] Tarzamni H, Gohari H S, Sabahi M, et al. Nonisolated high step-up DC-DC converters: Comparative review and metrics applicability [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(1): 582-625.

[4] 丁新平, 张胜蓝, 俞寅昊, 等. 一种新型准 Z 源耦合电感低纹波 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2026, 24(1): 21-30.
Ding Xinping, Zhang Shenglan, Yu Yinhao, et al. A novel quasi-Z-source coupled inductor low-ripple DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(1): 21-30. (in Chinese)

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

[6] 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)

[7] 丁新平, 李本阳, 寇状状, 等. 隔离型高增益有源开关电容 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2026, 24(3): 20-29.
Ding Xinping, Li Benyang, Kou Zhuangzhuang, et al. Isolated high-gain active switched capacitor DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(3): 20-29. (in Chinese)

[8] 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)

[9] Liang T J, Luo Peng, Chen Kaihui. A high step-up DC-DC converter with three-winding coupled inductor for sustainable energy systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(10): 10249-10258.

[10] Hasanpour S, Siwakoti Y P, Blaabjerg F. A new high efficiency high step-up DC/DC converter for renewable energy applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(2): 1489-1500.

[11] Hasanpour S, Forouzesh M, Siwakoti Y P, et al. A novel full soft-switching high-gain DC/DC converter based on three-winding coupled-inductor [J]. IEEE Transactions on

Power Electronics, 2021, 36(11): 12656-12669.

[12] Ding Xinping, Zhou Mingzhu, Cao Yichang, et al. A high step-up coupled-inductor-integrated DC-DC multilevel boost converter with continuous input current [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(6): 7346-7360.

[13] Santos de Carvalho M R, Barbosa E A O, Bradaschia F, et al. Soft-switching high step-up DC-DC converter based on switched-capacitor and autotransformer voltage multiplier cell for PV systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(12): 12886-12897.

[14] Hu Xuefeng, Wang Jianzhang, Li Linpeng, et al. A three-winding coupled-inductor DC-DC converter topology with high voltage gain and reduced switch stress [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1453-1462.

[15] Heidari M, Esteki M, Ali Khajehoddin S, et al. A high voltage gain ZVT quasi-Z-source converter with reduced voltage stress [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(11): 13696-13710.

[16] Poorali B, Jazi H M, Adib E. Improved high step-up Z-source DC-DC converter with single core and ZVT operation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9647-9655.

[17] Li Fei, Liu Hongchen. A cascaded coupled inductor-reverse high step-up converter integrating three-winding coupled inductor and diode-capacitor technique [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2017, 13(3): 1121-1130.

[18] Hu Xuefeng, Liang Wenjuan, Liu Xing, et al. A hybrid interleaved DC-DC converter with a wide step-up regulation range and ultralow voltage stress [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5479-5489.

[19] Chen Manxin, Yin Changqing, Loh P C, et al. Improved large DC gain converters with low voltage stress on switches based on coupled-inductor and voltage multiplier for renewable energy applications [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(3): 2824-2836.

[20] Zhang Min, Wei Zhengyi, Zhou Mingzhu, et al. A high step-up DC-DC converter with switched-capacitor and coupled-inductor techniques [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2022, 3(4): 1067-1076.

[21] Samadian A, Hosseini S H, Sabahi M, et al. A new coupled inductor nonisolated high step-up quasi Z-source DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5389-5397.

[22] Samadian A, Hosseini S H, Sabahi M. A new three-winding coupled inductor nonisolated quasi-Z-source high step-up DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11523-11531.



丁新平

作者简介：

丁新平(1975—)，男，中国电源学会会员，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。E-mail：dxinping@nuist.edu.cn。

戴万宜(2000—)，男，硕士。研究方向：高增益直流转换器和新能源并网技术。E-mail：202212490115@nuist.edu.cn。

权利敏(1989—)，女，博士。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：quanlimin@qut.edu.cn。

张春林(1999—)，男，硕士。研究方向：电力电子电路拓扑及高增益直流变换器。E-mail：202212220013@nuist.edu.cn。

张鹏程(2001—)，男，硕士。研究方向：电力电子转换器和软开关技术。E-mail：202212490073@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。

(责任编辑：耿越)