DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.6.28 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

开关钳位型高增益耦合电感DC-DC变换器

房绪鹏，郭玉洁(中国电源学会学生会员)，孟祥瑞(中国电源学会学生会员)，魏 震
(山东科技大学电气与自动化工程学院，青岛 266590)

摘要：提出一种开关钳位型耦合电感高增益DC-DC变换器，通过耦合电感匝数比和占空比来协同调整电压增益，能够在低占空比时达到较高的电压增益。利用开关钳位结构消除开关管的电压尖峰并通过开关电容回收漏感中储存的能量，延长变换器的寿命。该结构的开关管电压应力低、所需占空比小，能够有效地减少开关损耗，提高变换器的效率。通过与其他变换器对比，并搭建200 W的小功率样机进行实验分析，验证了该拓扑结构的可行性和理论的正确性。

关键词：耦合电感；高增益；DC-DC变换器；开关钳位

Switch-clamped High-gain Coupled Inductor DC-DC Converter

FANG Xupeng, GUO Yujie, *Student Member*, *CPSS*, MENG Xiangrui, *Student Member*, *CPSS*, WEI Zhen
(College of Electrical Engineering and Automation, Shandong University of Science and Technology, Qingdao 266590, China)

Abstract: A switch-clamped high-gain coupled inductor DC-DC converter is proposed, which co-adjusts the voltage gain by coupling the turns ratio of the coupled inductor and the duty cycle. Therefore, it can realize a very high voltage gain at a low duty cycle. A switch-clamped structure is used to eliminate voltage spikes on power switches, and the energy stored in leakage inductance is recovered through switch capacitors, thus improving the lifespan of the converter. The voltage stress of power switches in this structure is low, and the required duty cycle is small, which can effectively reduce switch losses and improve the efficiency of the converter. A comparison with other converters was performed. In addition, a 200 W low-power prototype was built for experimental analysis, and results verified the feasibility and theoretical correctness of the proposed topology.

Keywords: Coupled inductor; high-gain; DC-DC converter; switch-clamped

近年来，随着化石能源的日渐匮乏，太阳能、风能等清洁能源的应用更加广泛，这些清洁能源能够满足人类社会绿色、可持续发展的需要，因此受到全世界的关注[1]。提高光伏设备的输出电压以满足并网的要求，需要DC-DC变换器来实现。高增益DC-DC变换器越来越广泛地应用于光伏发电领域[2-5]，是光伏发电中的一项关键技术。

对于如何提高电压增益，国内外学者进行了诸多创新性工作。其中，隔离型变换器通过改变变压器的变比来实现高增益，同时在输入、输出部分进行电气隔离，但是这种变换器尺寸大、制造成本较高，并且变压器漏感可能会增大开关管的电压峰值，进一步增加了损耗[6-7]。传统Boost变换器结构简单、稳定，但是升压能力不足、损耗大，难以满足需要高电压增益的场合。为了能在适当占空比下进行升压，文献[8-10]采用了级联结构，变换器的升压能力得到了提升，但是器件多、结构较复杂，使系统损耗增加且稳定性下降；文献[11-12]采用了交错并联的变换器，尽管升压能力得到了提高，但多个开关管交错导通会对变换器的稳定性造成影响，不适用于更高电压增益的环境；文献[13-14]

收稿日期：2024-06-19；**修回日期**：2024-08-08，2024-09-02；
录用日期：2024-09-05；**网络首发日期**：2024-09-26

提出了新型 Z 源变换器进行升压，相较于传统变换器升压能力有所提升，但是开关管应力过高，且在高增益场所需要极限占空比，拓扑的稳定性下降；文献[15-18]采用了耦合电感进行升压，但开关管承受电压应力过大，导致损耗增大，变换器寿命缩短；文献[19-20]采用了耦合电感和开关电容结合的方法进行升压，开关电容既是倍压单元，又可以回收耦合电感中的漏感能量，在提高电压增益的同时避免了电压尖峰问题。

本文针对以上变换器的优缺点，提出了一种新型开关钳位型耦合电感高增益 DC-DC 变换器。变换器使用的器件少、电压增益高、开关管电压应力低、输出效率较高。开关钳位部分可以降低开关管和二极管导通时由于电压突然升高而产生的电压尖峰，延长变换器的使用寿命。最后通过搭建 200 W 的小功率样机对变换器的性能进行了验证。

1　拓扑结构及工作原理

1.1　拓扑结构

本文提出的高增益耦合电感 DC-DC 变换器如图 1 所示，其中钳位开关部分由开关管 S_1 和 S_2、二极管 VD_1 和 VD_2，以及电容 C_1 组成。电容 C_1 能够有效缓解开关管 S_1、S_2 和二极管 VD_1、VD_2 开关过程中的电压冲击，减小电压尖峰。开关电容部分由电容 C_2、C_3 和二极管 VD_3、VD_4 组成。变换器通过开关电容部分和耦合电感进行升压，L_m 为励磁电感，L_k 为一次侧和二次侧归算到一次侧的漏感。C_1 可以吸收 L_k 中储存的能量，降低损耗，提高变换器的输出效率。变换器的负载侧由二极管 VD_o、电容 C_o 和负载 R 组成。图中：U_{in} 为输入电压；L_1、L_2 分别为一、二次侧耦合电感。

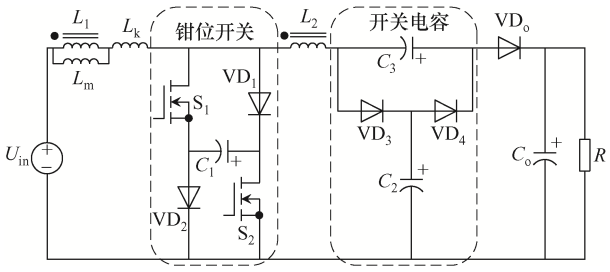


图 1　所提变换器拓扑

Fig. 1 Topology of proposed converter

1.2　工作原理

为简化分析，假设除考虑漏感外，所选器件均为理想器件，无寄生参数的影响；所选电容足够大，电容电压无纹波；励磁电感 L_m 足够大，能够让变换器维持在连续导通模式 CCM(continuous conduction mode)。

变换器器件的主要电压、电流波形如图 2 所示。在 1 个开关周期 T 内，变换器主要有 4 种导通模态。U_{S_1}、U_{S_2} 为开关管导通关断期间源极、漏极之间的电压降落；I_{S_1}、I_{S_2} 为流过开关管的电流；U_{D_1} ~ U_{D_4}、U_{D_o} 分别为二极管 VD_1~VD_4、VD_o 承受的电压；I_{D_1} ~ I_{D_4}、I_{D_o} 分别为流过二极管 VD_1~VD_4、VD_o 的电流；I_{L_k}、I_{L_m} 分别为漏感电流和励磁电感电流；I_{L_2} 为二次侧耦合电感电流；D 为占空比。各模态的等效电路如图 3 所示。

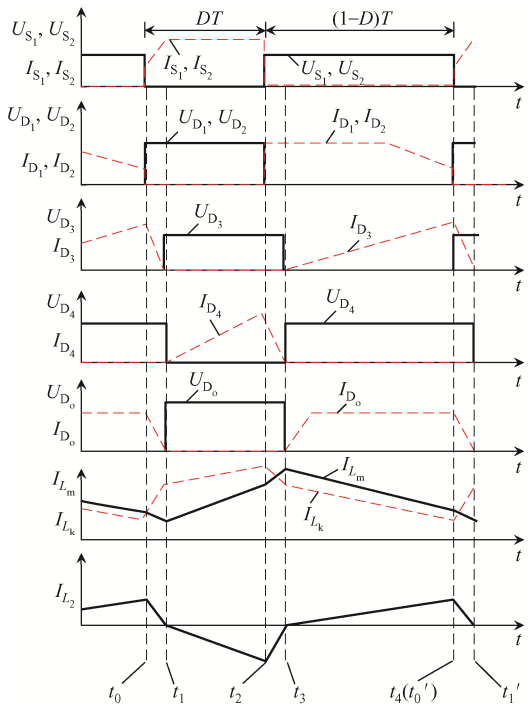
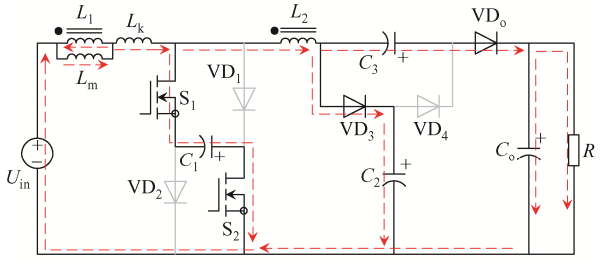
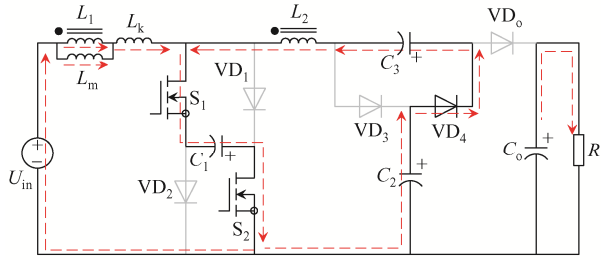


图 2　主要器件波形

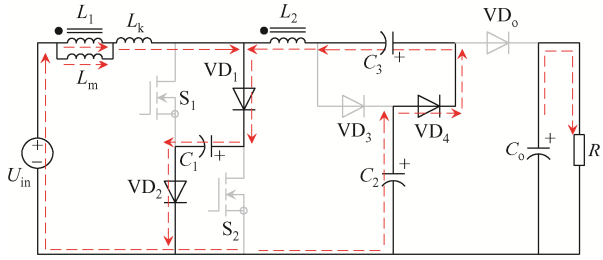
Fig. 2 Waveforms of main devices



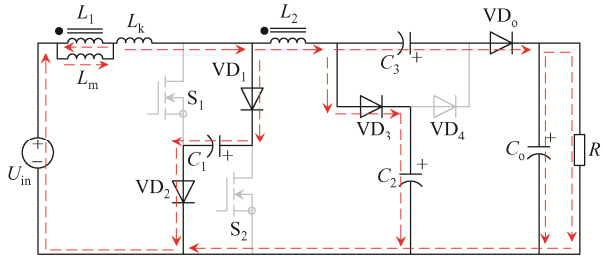
(a) 模态 1



(b) 模态 2



(c) 模态 3



(d) 模态 4

图 3 各模态的等效电路

Fig. 3 Equivalent circuits in different modes

模态 1[t_0, t_1)：如图 3(a)所示，S_1、S_2 导通，VD_3、VD_o 开始关断，S_1、S_2 与 C_1 串联，U_{in} 和 C_1 共同通过 S_1、S_2 给耦合电感一次侧供电，I_{L_k} 线性上升，I_{L_m} 线性下降。L_2 经过 VD_3 给 C_2 充电，C_3 向负载端供电，耦合电感二次侧限制了 VD_3、VD_o 的电流，其电流开始下降，直到 t_1 时刻下降至 0，VD_3、VD_o 关断。t 时刻励磁电感电流 $i_{L_m}(t)$ 和漏感电流 $i_{L_k}(t)$ 可分别表示为

$$\begin{cases} i_{L_m}(t)=I_{L_m}(t_0)-\dfrac{U_{C_1}+U_{C_2}}{nL_m}(t-t_0) \\ i_{L_k}(t)=I_{L_k}(t_0)+\dfrac{nU_{in}+(n+1)U_{C_1}+U_{C_2}}{nL_k}(t-t_0) \end{cases} \tag{1}$$

式中：U_{C_1}、U_{C_2} 分别为 C_1、C_2 的电压应力；n 为耦合电感匝数比，$n=N_2/N_1$，N_1、N_2 分别为一、二次侧耦合电感匝数。

模态 2[t_1, t_2)：如图 3(b)所示，流过 VD_3、VD_o 的电流下降为 0，VD_3、VD_o 自然关断，VD_4 导通，U_{in} 和 C_1 同时通过 S_1、S_2 给耦合电感一次侧供电，耦合电感二次侧和 C_2 通过 VD_4 给 C_3 充电，C_o 给负载供电，I_{L_k} 和 I_{L_m} 线性上升，直至 t_2 时刻。此时，$i_{L_m}(t)$ 和 $i_{L_k}(t)$ 可分别表示为

$$\begin{cases} i_{L_m}(t)=I_{L_m}(t_1)-\dfrac{U_{C_1}+U_{C_2}-U_{C_3}}{nL_m}(t-t_1) \\ i_{L_k}(t)=I_{L_k}(t_1)+\dfrac{nU_{in}+(n+1)U_{C_1}+U_{C_2}-U_{C_3}}{nL_k}\cdot \\ \qquad (t-t_1) \end{cases} \tag{2}$$

式中：U_{C_3} 为 C_3 的电压应力。

模态 3[t_2, t_3)：如图 3(c)所示，VD_1、VD_2 导通，由于耦合电感二次侧电压下降，VD_4 承受反向电压开始关断，VD_1、VD_2 和 C_1 串联，U_{in} 和耦合电感一次侧通过 VD_1、VD_2 给 C_1 充电，C_o 持续给负载供电，I_{L_k} 线性下降，I_{L_m} 线性上升，同时 C_1 抑制 S_1、S_2 的电压尖峰，C_2 持续给 C_3 充电，直至 t_3 时刻。此时，$i_{L_m}(t)$ 和 $i_{L_k}(t)$ 可分别表示为

$$\begin{cases} i_{L_m}(t)=I_{L_m}(t_2)+\dfrac{U_{C_1}-U_{C_2}+U_{C_3}}{nL_m}(t-t_2) \\ i_{L_k}(t)=I_{L_k}(t_2)+\dfrac{nU_{in}-(n+1)U_{C_1}+U_{C_2}-U_{C_3}}{nL_k}\cdot \\ \qquad (t-t_2) \end{cases} \tag{3}$$

模态 4[t_3, t_4]：如图 3(d)所示，VD_4 反向关断，VD_3、VD_o 导通，U_{in} 和耦合电感一次侧通过 VD_1、

VD_2 给 C_1 充电，I_{L_k} 和 I_{L_m} 线性下降，耦合电感二次侧通过 VD_3 给 C_2 充电，同时 C_2 吸收耦合电感二次侧 L_2 的漏感能量。C_3 通过 VD_o 持续给 R 和 C_o 供电，直至 t_4 时刻，进入下 1 个周期。此时，$i_{L_m}(t)$ 和 $i_{L_k}(t)$ 可分别表示为

$$\begin{cases} i_{L_m}(t)=I_{L_m}(t_3)+\dfrac{U_{C_1}-U_{C_2}}{nL_m}(t-t_3) \\ i_{L_k}(t)=I_{L_k}(t_3)+\dfrac{nU_{in}-(n+1)U_{C_1}+U_{C_2}}{nL_k}(t-t_3) \end{cases} \tag{4}$$

2　稳态分析

2.1　电压增益

在计算电压增益时，忽略 L_k 及时间较短的模态 1、3 的影响，对主要模态 2、4 进行稳态分析。

在模态 2 时，S_1、S_2 为导通状态，VD_1、VD_2 关断，由基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage law)可得

$$\begin{cases} U_{L_{1,ON}}=U_{in}+U_{C_1} \\ U_{L_{2,ON}}=-U_{C_1}-U_{C_2}+U_{C_3} \end{cases} \tag{5}$$

式中，$U_{L_{1,ON}}$、$U_{L_{2,ON}}$ 分别为开关管导通时耦合电感一、二次侧的电压应力。

在模态 4 时，S_1、S_2 关断，VD_1、VD_2 导通，由 KVL 可得

$$\begin{cases} U_{L_{1,OFF}}=U_{in}-U_{C_1} \\ U_{L_{2,OFF}}=U_{C_1}-U_{C_2} \end{cases} \tag{6}$$

式中：$U_{L_{1,OFF}}$、$U_{L_{2,OFF}}$ 分别为开关管关断时耦合电感一、二次侧的电压应力。

对于 L_1、L_2，根据电感的伏秒平衡可得

$$\begin{cases} \int_0^{DT}U_{L_{1,ON}}\mathrm{d}t+\int_{DT}^{T}U_{L_{1,OFF}}\mathrm{d}t=0 \\ \int_0^{DT}U_{L_{2,ON}}\mathrm{d}t+\int_{DT}^{T}U_{L_{2,OFF}}\mathrm{d}t=0 \end{cases} \tag{7}$$

将式(5)和式(6)代入式(7)中，可求得电压增益 G 为

$$G=\frac{U_o}{U_{in}}=\frac{2n+3+2nD}{1-2D} \tag{8}$$

式中，U_o 为输出电压。

在 D 和 n 共同作用下的电压增益曲线如图 4 所示。

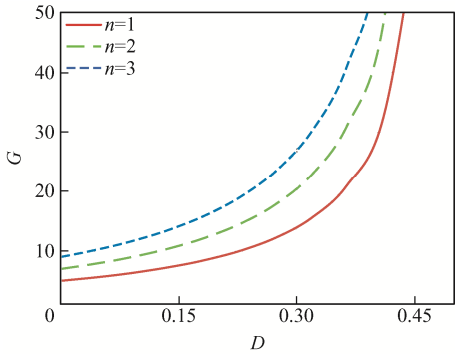


图 4　电压增益曲线

Fig. 4 Curves of voltage gain

2.2　器件电压应力分析

不计电压纹波的影响，S_1、S_2 的电压应力和 L_1、L_2 的电压应力可以表示为

$$\begin{cases} U_{L_{1,ON}}=\dfrac{2-2D}{2n+3+2nD}U_o \\ U_{L_{1,OFF}}=\dfrac{2D}{2n+3+2nD}U_o \\ U_{L_{2,ON}}=\dfrac{2n-2nD}{2n+3+2nD}U_o \\ U_{L_{2,OFF}}=\dfrac{2nD}{2n+3+2nD}U_o \end{cases} \tag{9}$$

结合式(5)、式(6)及回路关系，可以求得电容电压为

$$\begin{cases} U_{C_1}=\dfrac{U_o}{2n+3+2nD} \\ U_{C_2}=\dfrac{2nD+1}{2n+3+2nD}U_o \\ U_{C_3}=\dfrac{2n+2}{2n+3+2nD} \\ U_{C_O}=U_o \end{cases} \tag{10}$$

式中，U_{C_O} 为电容 C_o 的电压应力。

结合式(9)、式(10)及回路导通关断关系，可以求得二极管电压应力为

$$\begin{cases} U_{S_1}=U_{S_2}=\dfrac{U_o}{2n+3+2nD} \\ U_{D_1}=U_{D_2}=\dfrac{U_o}{2n+3+2nD} \\ U_{D_3}=\dfrac{2n+2}{2n+3+2nD}U_o \\ U_{D_4}=\dfrac{2n+2}{2n+3+2nD}U_o \\ U_{D_o}=\dfrac{2n+2}{2n+3+2nD}U_o \end{cases} \tag{11}$$

2.3 器件电流应力分析

结合图 3(b)和(d),根据基尔霍夫电流定律 KCL (Kirchhoff's current law)对 C_1、C_2、C_3、C_o进行分析，由电容的安秒平衡可得

$$\int_0^{DT} I_{C_{m,\mathrm{ON}}}\mathrm{d}t+\int_{DT}^{T} I_{C_{m,\mathrm{OFF}}}\mathrm{d}t=0 \qquad m=1,2,3,\mathrm{o} \tag{12}$$

式中，$I_{C_{m,\mathrm{ON}}}$、$I_{C_{m,\mathrm{OFF}}}$ 分别为电容导通、关断时的电流应力。

根据式(12)可求得电容的电流应力

$$\begin{cases} I_{C_{1,\mathrm{ON}}}=\dfrac{n+1+D+nD}{D(1-2D)}I_o \\ I_{C_{1,\mathrm{OFF}}}=\dfrac{n+1+D+nD}{(1-D)(1-2D)}I_o \\ I_{C_{2,\mathrm{ON}}}=\dfrac{I_o}{D} \\ I_{C_{2,\mathrm{OFF}}}=\dfrac{I_o}{1-D} \\ I_{C_{3,\mathrm{ON}}}=\dfrac{I_o}{D} \\ I_{C_{3,\mathrm{OFF}}}=\dfrac{I_o}{1-D} \\ I_{C_{o,\mathrm{ON}}}=I_o \\ I_{C_{o,\mathrm{OFF}}}=\dfrac{D}{1-D}I_o \end{cases} \tag{13}$$

式中，I_o为输出电流。

根据回路的电流关系，可求得开关管和二极管的电流应力为

$$\begin{cases} I_{S_1}=I_{S_2}=\dfrac{n+1+D+nD}{D(1-2D)}I_o \\ I_{D_1}=I_{D_2}=\dfrac{n+1+D+nD}{(1-D)(1-2D)}I_o \\ I_{D_3}=\dfrac{I_o}{1-D} \\ I_{D_4}=\dfrac{I_o}{D} \\ I_{D_o}=\dfrac{I_o}{1-D} \end{cases} \tag{14}$$

由式(14)及回路关系可得耦合电感的电流应力为

$$\begin{cases} I_{L_{1,\mathrm{ON}}}=\dfrac{n+3D+nD}{D(1-2D)}I_o \\ I_{L_{1,\mathrm{OFF}}}=\dfrac{n+3+nD-3D}{(1-D)(1-2D)}I_o \\ I_{L_{2,\mathrm{ON}}}=\dfrac{I_o}{D} \\ I_{L_{2,\mathrm{OFF}}}=\dfrac{2I_o}{1-D} \end{cases} \tag{15}$$

式中，$I_{L_{1,\mathrm{ON}}}$、$I_{L_{2,\mathrm{ON}}}$、$I_{L_{1,\mathrm{OFF}}}$、$I_{L_{2,\mathrm{OFF}}}$ 分别为开关管导通、关断时耦合电感一、二次侧的电流应力。

2.4 CCM、DCM 边界条件分析

根据稳态分析,在 CCM 与断续导电模式 DCM (discontinuous conduction mode)临界情况时，一次侧电感电流满足

$$\begin{cases} \Delta I_{L_\mathrm{m}}=\dfrac{U_{L_{1,\mathrm{ON}}}}{L_\mathrm{m}}DT_\mathrm{s} \\ \dfrac{1}{2}\dfrac{\mathrm{d}I_{L_\mathrm{m}}}{\mathrm{d}t}=GI_o \\ I_{L_\mathrm{m}}=GI_o \end{cases} \tag{16}$$

由式(16)得 L_m在边界处的取值为

$$L_\mathrm{m}=\frac{D(1-D)(1-2D)R}{(2n+3+2nD)^2 f_\mathrm{s}} \tag{17}$$

式中，f_s为开关频率。

励磁电感与耦合电感匝数比 n、D 在临界导通状态 BCM(boundary conduction mode)时的三维图如图 5 所示,曲面上方为 CCM,曲面下方为 DCM,取 U_o=400 V、D=0.25、n=2、R=800 Ω, L_m>23.44 μH 时，变换器进入 CCM。

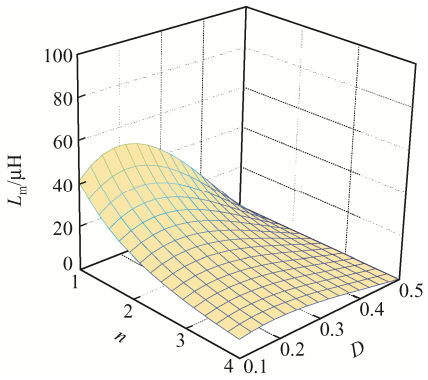


图 5　CCM、DCM 边界

Fig. 5 Boundary between CCM and DCM

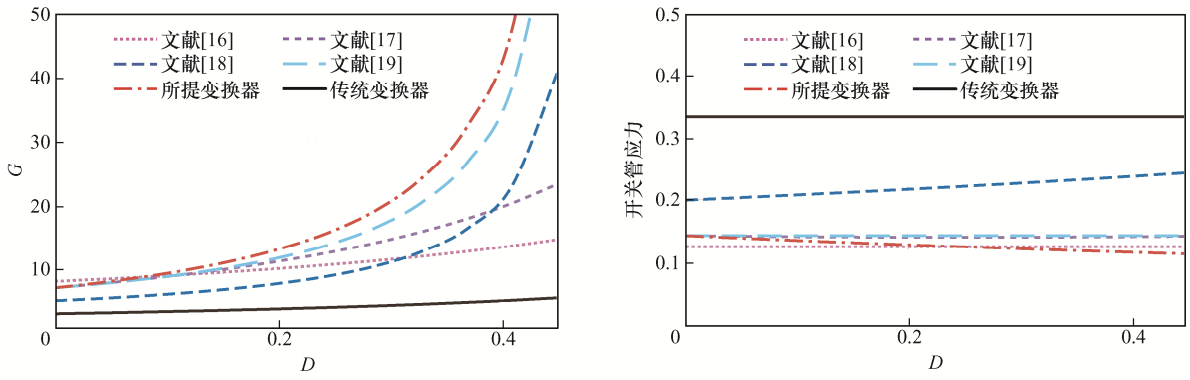
2.5　变换器性能对比

经过上述分析，将所提变换器与其他 4 种耦合电感型高增益变换器及传统变换器进行性能对比，如表 1 和图 6 所示。表 1 中，S、D、L、C 分别表示开关管、二极管、电感、电容。对输出功率为 200 W 时的效率进行对比，由表 1 和图 6 可见，本文所提变换器相对于其他 4 种变换器，需要的器件数量少，且大部分情况下电压增益最高，开关管的电压应力最低，且在输出功率为 200 W 时的输出效率仅低于传统变换器，综合性能最优。相对于传统变换器，本文所提变换器在输出效率方面略有不足，但传统变换器电压增益过低，难以应用于高电压增益场景。

表 1　变换器性能对比

Tab. 1 Comparison of performance among different converters

变换器	元件数量 (S、D、L、C)	电压增益 G (U_o/U_{in})	开关管应力 (U_S/U_o)	输出效率/%
文献[16]	2、4、4、4	$\frac{2n+4}{1-D}$	$\frac{1}{2n+4}$	94.40
文献[17]	2、5、3、5	$\frac{2n+3-D+nD(1-D)}{(1-D)^2}$	$\frac{1}{2n+3-D+nD(1-D)}$	91.30
文献[18]	1、4、3、5	$\frac{2n+1-D}{1-2D}$	$\frac{1}{2n+1-nD}$	93.05
文献[19]	2、5、2、4	$\frac{2n+3}{1-2D}$	$\frac{1}{2n+3}$	94.60
传统耦合电感 Boost 变换器	2、2、2、3	$\frac{n+1}{1-D}$	$\frac{1}{n+1}$	95.90
本文	2、5、2、4	$\frac{2n+3+2nD}{1-2D}$	$\frac{1}{2n+3+2nD}$	95.03



(a) 电压增益　　(b) 开关管应力

图 6　电压增益与开关管应力对比

Fig. 6 Comparison of voltage gain and switching tube stress

3 参数设计

3.1 耦合电感设计

为节约成本，n 和 D 的取值均不宜过大，在此给定占空比最大值 $D_{\max}$=0.3，输入电压为 25~27 V，输出电压为 400 V，输出功率为 200 W，由 G 可求得 n 的计算式为

$$n \geqslant \frac{U_{\mathrm{o}}(1-2D_{\max})-3U_{\mathrm{in}}}{U_{\mathrm{in}}(2+2D_{\max})} \tag{18}$$

将变换器参数代入式(18)得 $n \geqslant 1.307$，由于受漏感的影响，取 n=2。

励磁电感需要根据励磁电流纹波来设计，γ 为电感的最大电流纹波率，在所提变换器中设计最大取值为 40%，则

$$L_{\mathrm{m}} \geqslant \frac{(U_{\mathrm{in}}+U_{C_1})DT}{\gamma I_{L_{\mathrm{m}}}} = \frac{U_{\mathrm{in}}D(2-2D)}{\gamma f(2n+3+2nD)I_{\mathrm{o}}} \tag{19}$$

当 D=0.25 时，可求得 $L_{\mathrm{m}} \geqslant 117.18$ μH，为了保证输出稳定，取 L_{m}=200 μH。

3.2 电容器设计

电容器的选择与稳态电压和电压纹波有关，设定所有电容的电压纹波率均小于 1%，输出端电容 C_{o} 的电压纹波率小于 0.1%，x_C% 为电容电压纹波率，则

$$\begin{cases} \Delta U_C = x_C\%U_C \\ C \geqslant \dfrac{i_C DT}{\Delta U_C} \end{cases} \tag{20}$$

式中：ΔU_C 为电容电压纹波；U_C 为电容电压；i_C 为电容电流。

将式(10)、式(13)代入式(20)得

$$\begin{cases} C_1 \geqslant \dfrac{(n+1)(D+1)(2n+3+2nD)}{(1-2D)f_{\mathrm{s}}x_C\%R} \\ C_2 \geqslant \dfrac{2n+3+2nD}{(2nD+1)f_{\mathrm{s}}x_C\%R} \\ C_3 \geqslant \dfrac{2n+3+2nD}{(2n+2)f_{\mathrm{s}}x_C\%R} \\ C_{\mathrm{o}} \geqslant \dfrac{D}{f_{\mathrm{s}}x_C\%R} \end{cases} \tag{21}$$

将 n、D、f_{s}、x_C%、R 的取值代入式(21)得 $C_1 \geqslant 150.00$ μF、$C_2 \geqslant 10.00$ μF、$C_3 \geqslant 3.30$ μF、$C_{\mathrm{o}} \geqslant 6.25$ μF，为了更大程度地减小电压纹波，电容取值应该更大，取 C_1=C_2=C_3=C_{o}=220 μF。

4 效率分析

考虑主要器件寄生参数的等效电路如图 7 所示。变换器的损耗主要由开关管损耗、二极管损耗、耦合电感损耗和电容损耗组成。图中：r_{L_1}、r_{L_2} 分别为耦合电感一、二次侧的寄生电阻；$r_{\mathrm{S_1}}$、$r_{\mathrm{S_2}}$ 为开关管的等效导通电阻；r_{C_1}、r_{C_2}、r_{C_3}、r_{C_4}、$r_{C_{\mathrm{o}}}$ 为电容寄生电阻；$U_{\mathrm{FVD_1}}$、$U_{\mathrm{FVD_2}}$、$U_{\mathrm{FVD_3}}$、$U_{\mathrm{FVD_4}}$、$U_{\mathrm{FVD_o}}$ 为二极管的正向导通压降。

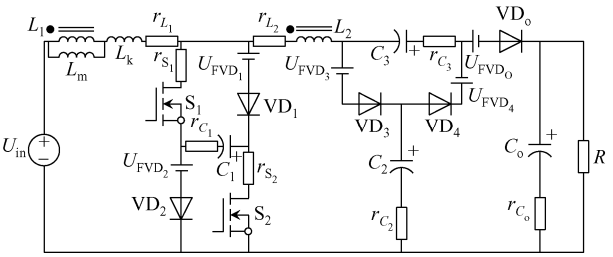


图 7 考虑器件寄生参数的等效电路

Fig. 7 Equivalent circuit considering parasitic parameters of device

4.1 开关管损耗

开关管损耗包括开关管导通损耗和开关损耗，$\mathrm{S_1}$、$\mathrm{S_2}$ 的导通时间 t_{on}=41 ns、关断时间 t_{off}=64 ns，$\mathrm{S_1}$、$\mathrm{S_2}$ 的等效导通电阻 $r_{\mathrm{S_k}}$ =8 mΩ(k=1, 2)，开关管导通时流过 $\mathrm{S_1}$、$\mathrm{S_2}$ 的电流有效值 $I_{\mathrm{S,rms}}$=7.5 A。

开关管导通损耗可表示为

$$P_{\mathrm{cond,S_k}} = \frac{1}{T}\int_0^T r_{\mathrm{S_k}} I_{\mathrm{S_k}}^2 \mathrm{d}t = r_{\mathrm{S_k}} I_{\mathrm{S_k,rms}}^2 = 0.008\times 7.5^2 = 0.45\ \mathrm{W} \quad k=1,2 \tag{22}$$

开关管开关损耗可表示为

$$P_{\mathrm{SW,S_k}} = \frac{1}{T}\left(\int_0^{t_{\mathrm{on}}} U_{\mathrm{S_k}} I_{\mathrm{S_k}} \mathrm{d}t + \int_0^{t_{\mathrm{off}}} U_{\mathrm{S_k}} I_{\mathrm{S_k}} \mathrm{d}t\right) = \frac{1}{6}U_{\mathrm{S_k}} f_{\mathrm{s}} I_{\mathrm{S_k}} (t_{\mathrm{on}}+t_{\mathrm{off}}) = \frac{1}{6}\times 50\times 50\,000\times 15\times (105\times 10^{-9}) = 0.656\ \mathrm{W} \quad k=1,2 \tag{23}$$

开关管总损耗可表示为

$$P_{\mathrm{S,Loss}}=\sum(P_{\mathrm{cond,S}_k}+P_{\mathrm{SW,S}_k})=2.2\ \mathrm{W}\quad m=1,2 \tag{24}$$

4.2 二极管损耗

U_{FVD_j} ($j=1,2,3,4,\mathrm{o}$) 为 SiC 二极管 VD_1~VD_4、VD_o 的正向压降，$U_{\mathrm{FVD}_1}\sim U_{\mathrm{FVD}_2}$ 为 0.75 V，$U_{\mathrm{FVD}_3}\sim U_{\mathrm{FVD}_4}$ 及 $U_{\mathrm{FVD}_\mathrm{o}}$ 为 0.83 V，$I_{\mathrm{D}_j,\mathrm{ave}}$ 为二极管 VD_1~VD_4 和 VD_o 的平均电流，二极管选用材料为 SiC，反向恢复时间较短，故无需考虑开关损耗，仅考虑导通损耗，则二极管损耗可表示为

$$P_{\mathrm{VD}_j,\mathrm{Loss}}=U_{\mathrm{FVD}_j}I_{D_j,\mathrm{ave}}=0.75\times(3.75+3.75)+0.83\times(0.5+0.5+0.5)=6.87\ \mathrm{W}\quad j=1,2,3,4,\mathrm{o} \tag{25}$$

4.3 耦合电感损耗

耦合电感损耗主要由磁心损耗和电阻损耗组成，其中磁心参数 x、y 分别为 0.21、1.71，磁心损耗系数 K_f=5%，磁感应强度 B=100 GS，磁心体积 V=8 cm^3，$I_{L,\mathrm{rms}}$ 为 1 个周期内的电感电流有效值，r_{L_1} 和 r_{L_2} 分别为耦合电感一、二次侧的导通电阻，分别为 10 mΩ 和 8 mΩ。

电阻损耗可表示为

$$P_{r_{Lk}}=r_{L_k}I_{L_k,\mathrm{rms}}^2=8.5^2\times0.01+1.525^2\times0.008=0.74\ \mathrm{W}\quad k=1,2 \tag{26}$$

磁心损耗可表示为

$$P_{\mathrm{core}}=K_\mathrm{f}f_\mathrm{s}B^xV^y=0.05\times50\,000\times100^{0.21}\times8^{1.71}\times10^{-6}=0.23\ \mathrm{W} \tag{27}$$

耦合电感总损耗可表示为

$$P_{L,\mathrm{Loss}}=P_{r_{Lk}}+P_{\mathrm{core}}=0.97\ \mathrm{W} \tag{28}$$

4.4 电容损耗

电容损耗 P_C 由电流流过时等效内阻发热产生，其中 r_{C_m} 为电容 C_m(m=1, 2, 3, o)的等效内阻，通常为 5 mΩ，$I_{C,\mathrm{rms}}$ 为 1 个周期内流过电容电流的有效值。电容损耗可表示为

$$P_{C_m,\mathrm{Loss}}=r_{C_m}I_{C_m,\mathrm{rms}}^2=0.005(8.65^2+1.15^2+1.15^2+0.2885^2)=0.38\ \mathrm{W}\quad m=1,2,3,\mathrm{o} \tag{29}$$

4.5 变换器总损耗

变换器总损耗表达式为

$$P_{\mathrm{Loss}}=P_{\mathrm{S,Loss}}+\sum P_{\mathrm{VD}_j,\mathrm{Loss}}+P_{L,\mathrm{Loss}}+\sum P_{C_m,\mathrm{Loss}}=10.42\ \mathrm{W} \tag{30}$$

变换器效率可表示为

$$\eta=\frac{P_\mathrm{o}}{P_\mathrm{o}+P_{\mathrm{Loss}}}\times100\%=95.03\% \tag{31}$$

式中，P_o 为输出功率。

根据以上数据，绘制变换器稳定运行时，P_o=200 W 的功率损耗分布，如图 8 所示。

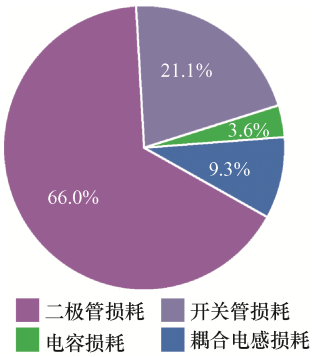


图 8　功率损耗分布

Fig. 8 Distribution of power loss

由图 8 可见，变换器的损耗主要为二极管损耗，占总损耗的 66.0%，电容损耗最小，仅占总损耗的 3.6%。为了提高变换器的输出效率，应合理选择正向导通压降较小的二极管。

5　实验验证

为验证所提变换器的合理性和可行性，根据所求二极管、开关管的电压、电流应力，耦合电感的电流纹波，电容的电压应力、电压纹波选取合适的器件，搭建了 1 台输出功率为 200 W 的样机进行实验，如图 9 所示。实验样机参数见表 2。

本文所提变换器关键器件的实验波形如图 10 所示，由于器件的非理想化，实验结果存在一定误差，在误差允许范围内，该实验结果与理论分析结果基本一致。图 10(a)为变换器的 U_{in}、U_o 波形，设 U_{in}=25 V、D=0.25，可以看出，U_o 约为 400 V，基本达到了理论值；图10(b)为耦合电感一、二次侧电流实验波形；图10(c)为开关管的开关电压、电流实验波形，在开关管导通、关断时，C_1 和 VD_1、VD_2

形成钳位，抑制了开关管的电压尖峰，与理论分析基本一致。

图 10(d)~(g)为 VD_1~VD_4、VD_o 的开关电压电流波形，S_1、S_2、C_1 抑制了 VD_1、VD_2 开关过程中

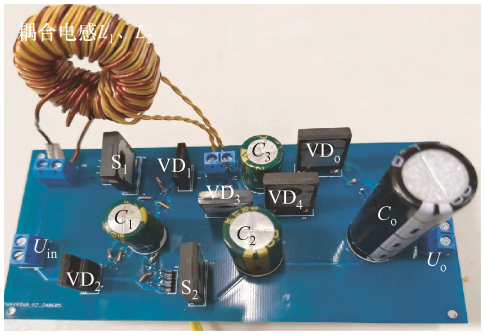


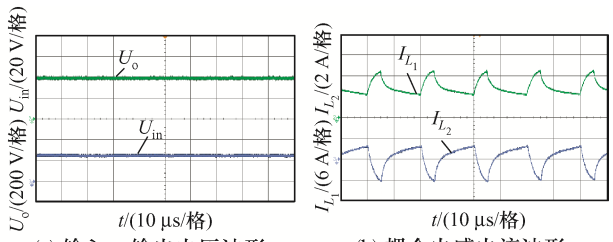
图 9 实验样机

Fig. 9 Experimental prototype

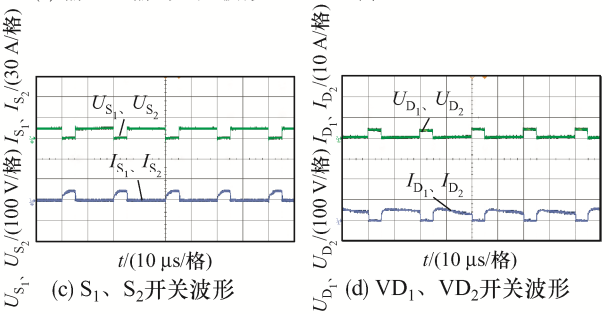
表 2 实验样机参数

Tab. 2 Parameters of experimental prototype

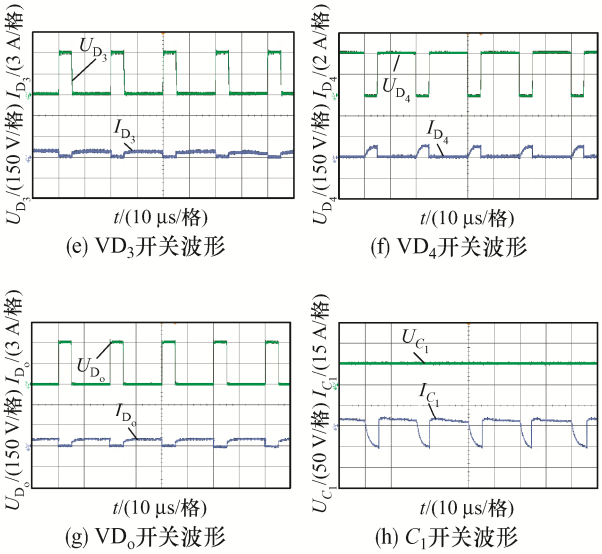
参数	数值/型号
输入电压 U_{in}/V	24~27
输出电压 U_o/V	400
电容 C_1~C_4、C_o/μF	220
耦合电感匝数比 n	2
开关频率 f_s/kHz	50
开关管 S_1、S_2	IRFP4668PBF
二极管 VD_1、VD_2	MBRF10100CT
二极管 VD_3、VD_4、VD_o	STTH6004W
励磁电感 L_m/μH	200
占空比 D	0.25



(a) 输入、输出电压波形 (b) 耦合电感电流波形



(c) S_1、S_2开关波形 (d) VD_1、VD_2开关波形



(e) VD_3开关波形 (f) VD_4开关波形

(g) VD_o开关波形 (h) C_1开关波形

图 10 关键器件波形

Fig. 10 Waveforms of key devices

产生的电压尖峰，VD_3~VD_4、VD_o 的开关电压电流实验波形也与图 2 中的理论分析基本一致，验证了所提变换器的正确性。

通过不同功率等级的实验测得本文所提变换器的效率曲线如图 11 所示，可以看出，随着输出功率的升高，输出效率先升高后降低，其中在 100 W 时达到最高，约为 95.55%。实验过程中，该变换器输出较稳定，且总体效率达到 95.00% 以上。

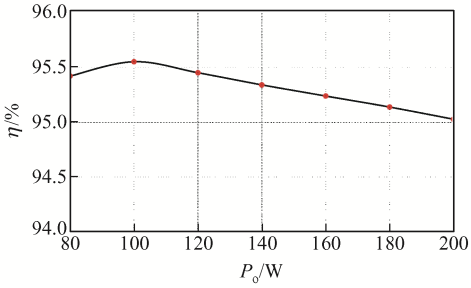


图 11 输出效率曲线

Fig. 11 Curve of output efficiency

6 结论

本文提出一种开关钳位的耦合电感高增益变换器，并搭建了 1 台 200 W 的样机进行实验，验证了理论分析的准确性，结合理论分析及实验可得变

换器具有如下优点。

(1)电压增益高。通过调节占空比 D 和耦合电感匝数比 n，能够在低占空比的情况下，实现较高的电压增益，较大程度减少了开关管的损耗。

(2)所需器件少。新型高增益 DC-DC 变换器，在实现高增益的前提下，减少了器件的数量，使变换器体积变小的同时节约了成本，拓宽了应用范围。

(3)开关钳位。能降低开关管电压尖峰，提高开关管的使用寿命；还能回收漏感能量，提高变换器的输出效率。

(4)输出效率高。经过理论分析和实验验证，拓扑效率总体在 95.00%以上，且在输出功率为 100 W 时效率达到最高，通过合理选择二极管型号，还能进一步提高输出效率。

基于上述优点，该变换器可广泛应用于光伏发电等需要高增益的场所。

参考文献：

[1] 孟建辉, 石新春, 付超, 等. 新型高效率两级式单相光伏并网逆变系统的研究与应用[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(20): 87-92.
Meng Jianhui, Shi Xinchun, Fu Chao, et al. Research and application of novel high efficiency two-stage single-phase photovoltaic grid-connected inverter system [J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(20): 87-92. (in Chinese)

[2] 罗全明, 高伟, 吕星宇, 等. 耦合电感型高增益 Boost 变换器拓扑分析[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(24): 7266-7275.
Luo Quanming, Gao Wei, Lü Xingyu, et al. Topology analysis of high step-up Boost converters with coupled inductors [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(24): 7266-7275. (in Chinese)

[3] 许杰, 马小三. 适用于太阳电池的低应力高增益升压变换器[J]. 太阳能学报, 2024, 45(2): 480-488.
Xu Jie, Ma Xiaosan. Low stress high gain Boost converter for solar cells [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2024, 45(2): 480-488. (in Chinese)

[4] 杨宇晴, 徐松, 聂鹏强, 等. 基于 LCL 耦合的“光-储-荷”三端口 DC-DC 变换器设计及其动态能量调制策略[J/OL]. 电工技术学报, 1-18. (2025-11-14)[2026-05-19]. https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.250977.
Yang Yuqing, Xu Song, Nie Pengqiang, et al. Design of LCL-coupled “light-storage-load” three-port DC-DC converter and its dynamic energy modulation strategy [J/OL]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1-18. (2025-11-14)[2026-05-19]. https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.250977. (in Chinese)

[5] 李超, 李洪珠, 孙瑄璠. 基于三绕组耦合电感与改进型开关电容的单开关高增益 DC-DC 变换器[J/OL]. 电工技术学报, 1-13. (2025-11-24)[2026-05-19]. https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.251069.
Li Chao, Li Hongzhu, Sun Xuanjin. Single-switch high-gain DC-DC converter based on three-winding coupled inductor and improved switched capacitor [J/OL]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1-13. (2025-11-24)[2026-05-19]. https://doi.org/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.251069. (in Chinese)

[6] 姚宏旭, 海航, 高妍, 等. 新型级联型磁集成开关电感高增益 Boost 变换器[J]. 电源学报, 2021, 19(6): 111-120.
Yao Hongxu, Hai Hang, Gao Yan, et al. Novel cascaded magnetically integrated switching inductor high-gain Boost converter [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(6): 111-120. (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 switching capacitor DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(3): 20-29. (in Chinese)

[8] Mayer R, El Kattel M B, Oliveira S V G. Multiphase interleaved bidirectional DC/DC converter with coupled inductor for electrified-vehicle applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 2533-2547.

[9] Mansour A S, Zaky M S. A new extended single-switch high gain DC-DC Boost converter for renewable energy applications [J]. Scientific Reports, 2023, 13: 264.

[10] Sagar Bhaskar M, Meraj M, Iqbal A, et al. High gain transformer-less double-duty-triple-mode DC/DC converter for DC microgrid [J]. IEEE Access, 2019, 7: 36353-36370.

[11] 李洪珠, 刘艳, 王秋实. 交错并联磁集成开关电感高增益 Boost 变换器[J]. 电源学报, 2021, 19(1): 15-23.
Li Hongzhu, Liu Yan, Wang Qiushi. Interleaved magnetic integrated switched inductor high-gain Boost converter [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(1): 15-23. (in Chinese)

[12] 石乐乐, 高昕. 两相交错并联双向 DC-DC 变换器研究[J]. 电子制作, 2023, 31(19): 105-109.
Shi Lele, Gao Xin. Research on two-phase staggered parallel bidirectional DC-DC converter [J]. Practical Electronics, 2023, 31(19): 105-109. (in Chinese)

[13] Torkan A, Ehsani M. A novel nonisolated Z-source DC-DC converter for photovoltaic applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(5): 4574-4583.

[14] 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)

[15] 薛鹏飞, 张民, 赵振伟, 等. 新型高升压耦合电感 DC-DC 变换器[J]. 太阳能学报, 2023, 44(8): 215-223.
Xue Pengfei, Zhang Min, Zhao Zhenwei, et al. Novel DC-DC converter with high Boost coupling inductor [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2023, 44(8): 215-223. (in Chinese)

[16] 荣德生, 陈靓, 孙瑄璠. 可拓展的高增益耦合电感交错并联 Boost 变换器[J]. 高电压技术, 2022, 48(6): 2336- 2346.
Rong Desheng, Chen Liang, Sun Xuanjin. Expandable high-gain coupled inductor interleaved Boost converter [J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(6): 2336-2346. (in Chinese)

[17] 荣德生, 张育博, 孙瑄. 一种改进耦合高增益二次型 Boost 变换器[J/OL]. 电源学报, 1-12. (2024-05-06)[2024-08-06]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.tm.20240430.1203.002.
Rong Desheng, Zhang Yubo, Sun Xuan. An improved coupling high-gain quadratic Boost converter [J/OL]. Journal of Power Supply, 1-12. (2024-05-06)[2024-08-06]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.tm.20240430.1203.002. (in Chinese)

[18] 卫科, 周雪松, 马幼捷, 等. 基于新型倍压单元的准 Z 源耦合电感高电压增益 DC-DC 变换器[J]. 计算机应用与软件, 2021, 38(12): 42-49.
Wei Ke, Zhou Xuesong, Ma Youjie, et al. Quasi-Z source coupled inductor high voitage gain DC-DC converter based on novel voltage doubling unit [J]. Computer Applications and Software, 2021, 38(12): 42-49. (in Chinese)

[19] 张民, 袁成功, 薛鹏飞, 等. 高增益耦合电感 DC-DC 变换器及其稳定性控制[J]. 太阳能学报, 2023, 44(7): 198-206.
Zhang Min, Yuan Chenggong, Xue Pengfei, et al. High-gain coupled inductor DC-DC converter and stability control [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2023, 44(7): 198-206. (in Chinese)

[20] 尹华杰, 丁杰, 赵世伟. 基于耦合电感与开关电容单元的高增益 DC/DC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(11): 66-74.
Yin Huajie, Ding Jie, Zhao Shiwei. High step-up DC/DC converter based on coupled inductor and switched capacitor unit [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(11): 66-74. (in Chinese)



房绪鹏

作者简介：

房绪鹏(1971—)，男，博士，教授。研究方向：阻抗源变流器及其应用，现代电力电子技术在电气传动、电力系统以及新兴能源利用方面的应用。E-mail：xpfang@sdust.edu.cn。

郭玉洁(2001—)，男，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及应用。E-mail：202383080091@sdust.edu.cn。

孟祥瑞(2000—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及应用。E-mail：202383080010@sdust.edu.cn。

魏震(2001—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及应用。E-mail：202383080082@sdust.edu.cn。

(责任编辑：耿越)