DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.3.20　　**中图分类号**：TM46　　**文献标志码**：A

隔离型高增益有源开关电容DC-DC变换器

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

摘要：由于直流微电网中微源模块(如光伏和燃料电池)的电压较低且波动较大，需要1种具有高增益和高效率的DC-DC变换器作为接口电路，故提出了1种基于隔离型Sepic新型有源开关电容DC-DC变换器。该变换器通过箝位回路降低漏感对开关管带来的电压尖峰，并使用多个升压单元产生高电压增益。此外，该变换器还具有电气隔离、低主开关管应力和无源钳位等优点。研究了变换器的工作模式和升压机理，分析了各元器件的应力，并推导了变换器的效率。最后，在实验室中构建了1个200 W的样机来验证其性能。

关键词：有源开关电容；隔离变换器；DC-DC变换器；倍压整流

Isolated High-gain Active Switched Capacitor DC-DC Converter

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

Abstract: Due to the lower and significantly fluctuating voltage of micro-source modules (e.g., photovoltaic and fuel cells) in DC microgrids, there is a need for a DC-DC converter with a high gain and a high efficiency to serve as an interface circuit. Therefore, a novel active switched capacitor DC-DC converter based on an isolated Sepic topology is proposed. This converter reduces voltage spikes on the switch tube caused by leakage inductance through a clamp circuit and employs multiple boost units to achieve a high voltage gain. In addition, it also has advantages such as electrical isolation, low stress on the main switch tube and passive clamping. The operation modes and boosting mechanism of the proposed converter are studied, the component stresses are analyzed, and the efficiency of this converter is derived. Finally, a 200 W prototype was constructed in the laboratory to verify its performance.

Keywords: Active switched capacitor; isolated converter; DC-DC converter; voltage-doubling rectifier

由于可再生能源的快速发展和在能源产业中的不断渗透，直流微电网中的分布式发电已经引起了许多研究人员和电力行业从业者的关注，以应对日益增长的能源需求、化石燃料的枯竭和全球温室效应等问题。燃料电池FC(fuel cell)和光伏PV(photovoltaic)等发电方式产生的能源被认为是缓解环境污染问题不可或缺的可再生能源，并且是电力行业发展和产品创新的主要推动力[1]。然而，燃料电池和光伏产生的电能电压等级通常较低，一般在20~50 V之间，因此在微电网系统中需要使用高增益升压变换器，将光伏和燃料电池输出的电能提升到更高的电压等级。

近年来，已相继提出了许多隔离型[1]和非隔离型[2-3]高升压DC-DC变换器。在非隔离拓扑结构中，采用了多种升压方法，如使用耦合电感、级联

收稿日期：2023-10-11；**修回日期**：2023-12-04，2023-12-21；
录用日期：2024-01-01；**网络首发日期**：2024-04-26
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, ZR2022ME214)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52077105; Natural Science Foundation of Shandong Province under the grants ZR2020ME200 and ZR2022ME214

技术、开关电容、开关电感和倍压单元等，这些方法被应用于 DC-DC 转换过程，旨在级联和无变压器结构中实现高升压比、高效率和高功率密度。非隔离型变换器因其成本低、体积小、效率高、开关管应力低等优点而受到研究者的广泛关注。

隔离型变换器[4]在前后级中间引入高频变压器，由于变压器漏感的存在，需要箝位单元来吸收漏感的尖峰能量。相较于非隔离型变换器，隔离型变换器通过调节占空比和匝数比实现高电压增益，并在前后级之间实现电气隔离，从而提高微电网的安全性和可靠性[5]。然而，由于变压器产生正负电压，因此通常需要在变压器后级使用整流电路。

除了将传统的变换器推演出隔离型，如 Zeta 隔离型变换器、Sepic 隔离型[4]变换器等，常见的隔离型变换器还有反激型、正激型、推挽型、半桥型和全桥型。Zeta 隔离型、Sepic 隔离型等传统隔离型变换器具有器件少的优点，但开关管的应力较高，电压增益较低。传统的反激型变换器与 Sepic 隔离型变换器能量传输方式相似，有着输出电压纹波较大、增益有限、开关管应力较高等问题，不适用于微电网并网。正激型、推挽型、半桥型和全桥型变换器，虽然开关管应力较低但增益也较低，因此常用作降压型或者升降压型电路。文献[5]将传统的反激型变换器与开关电容和倍压电容结合，具有较低的开关管应力，提高了电压增益。文献[6]提出 1 种改良型双向推挽电路，该电路通过在前级加入箝位电路吸收开关管电压尖峰，后级加入由 4 个开关管与 2 个倍压电容组成的倍压整流单元，提升了电压增益，但是开关管数量较多，电路结构和控制方法较为复杂。文献[7]提出 1 种新型半桥变换器，也是通过在前级加入箝位电路[8]、后级加入倍压整流单元[9]来提升增益和改善开关管应力。文献[10]提出 1 种隔离型 Cockcroft-Walton 倍压网络变换器，Cockcroft-Walton 倍压整流单元简称 C-W 倍压整流，通过加入多个 C-W 倍压整流达到升压目的，但是 C-W 倍压整流只是半波整流形式，此种形式的电路带负载能力并不强，功率等级较低，同时前级开关管与变压器漏感会产生很高的电压尖峰，不利于开关管选型。文献[11]提出 1 种多级倍压单元隔离型高增益变换器，该变换器由信克尔(Schenkel)倍压整流单元及变压器构成，前级加入箝位回路，吸收漏感能量减小开关管上的尖峰，信克尔倍压整流单元输出电压纹波较小，但每个电容承受的应力较高不利于选型。文献[12]提出了 1 种软开关隔离变换器，软开关的使用降低了开关损耗噪声，减小了开关损耗，前级也通过箝位回路吸收变压器漏感，后级采用了半波倍压整流单元，具有良好的性能，但带负载能力并不强。文献[13]总结了常见的几种倍压整流单元，其中 C-W 倍压整流单元、信克尔倍压整流单元和全波整流单元具有较小的输出电压纹波，但都有各自的优缺点。文献[14-17]均是在 Sepic 变换器基础上进行改进得到高升压变换器，Sepic 变换器具有输入电流连续、输出电压同相等优点。综上所述，Sepic 隔离型变换器具有一定的改进空间，但变压器漏感带来的电压尖峰及变压器高匝比带来的高损耗是隔离型 DC-DC 变换器需要解决的重要问题，而变压器前级与后级也需要箝位和整流电路来更好地改善变换器性能。

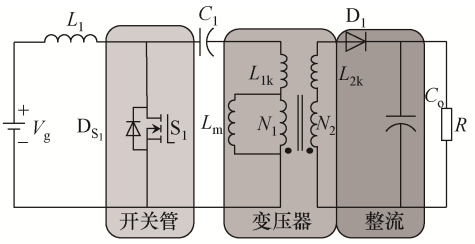
本文在文献[5-17]的基础上对隔离型 Sepic 拓扑进行改进，提出 1 种隔离型高增益有源开关电容 DC-DC 变换器，通过前级加入有源开关电容结构、后级加入全波倍压整流单元有效提升电压增益，即通过有源开关电容结构、高频变压器和全波倍压整流单元产生较高的增益，避免仅通过变压器高匝比升压造成变压器匝数增加，引起高损耗问题。通过仿真分析将所提变换器的工作原理分为 3 个主要模态，并通过实验验证了所提变换器的正确性。

1　变换器工作原理

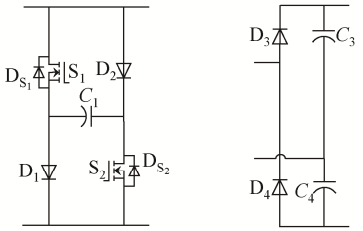
1.1　变换器结构推演

图 1(a)所示的隔离型 Sepic 变换器是在经典 Sepic 变换器的基础上引入了变压器，实现了输入、输出间的电气隔离，阻断了潜在的直流和交流短路路径，同时将经典 Sepic 变换器增益 $D/(1-D)$提升 n 倍(D 为占空比；n 为变压器匝比，$n=N_1/N_2$)，提高

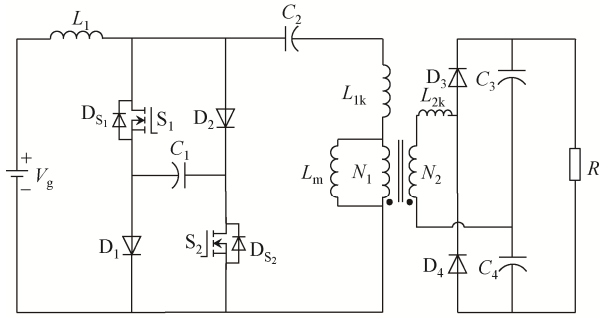
电压增益调节的灵活性。不过由于变压器在开关导通时用于储能，开关关断时往变压器二次侧传递能量，因此会对 MOS 管产生较高的电压尖峰[14]。



(a) 隔离型Sepic变换器



(b) 开关电容单元 (c) 倍压整流单元



(d) 所提隔离型高增益DC-DC变换器

图 1 所提隔离型有源箝位 DC-DC 变换器的推演

Fig. 1 Derivation of proposed isolated active clamp DC-DC converter

图 1(d)为所提隔离型高增益有源开关电容 DC-DC 变换器，将隔离型 Sepic 变换器变压器后级整流部分替换为图 1(c)的倍压整流单元[15]，由于后级结构发生改变，因此变压器在开关导通时不是仅仅承担着储能的角色，而是像正激变换器一样传递能量，并且提高电压增益。为减小开关管上由变压器漏感带来的电压尖峰，将隔离型 Sepic 变换器的开关管替换成图 1(b)的有源开关电容结构，用来吸收开关管上的电压尖峰并进一步提高电路增益。

所提变换器由输入电感 L_1、开关电容箝位单元、储能电容 C_2、高频变压器、倍压整流单元及负载 R 组成。其中，开关电容箝位单元分别由开关管 S_1 和 S_2、二极管 D_1 和 D_2、箝位电容 C_1 构成，电容 C_1、二极管 D_2 和开关管 S_1 构成第一箝位回路，电容 C_1、二极管 D_1 和开关管 S_2 构成第二箝位回路。高频变压器假定为理想变压器分别由一次侧绕组 N_1、一次侧漏感 L_{1k}、二次侧绕组 N_2、二次侧漏感 L_{2k} 构成。倍压整流单元由二极管 D_3 和 D_4、电容 C_3 和 C_4 组成。

1.2 工作原理

以图 2 所示的隔离型有源箝位 DC-DC 变换器对所提变换器的模态进行理论分析，由于模态 1 和模态 4 为开关管导通和关断的过渡态持续时间很短，因此为了简化分析，只分析模态 2、模态 3 和模态 5，假设所有电感电流为连续电流、所有电容足够大、在 1 个周期内电压基本恒定和所有器件无寄生参数影响，则其主要模态如图 3 所示。

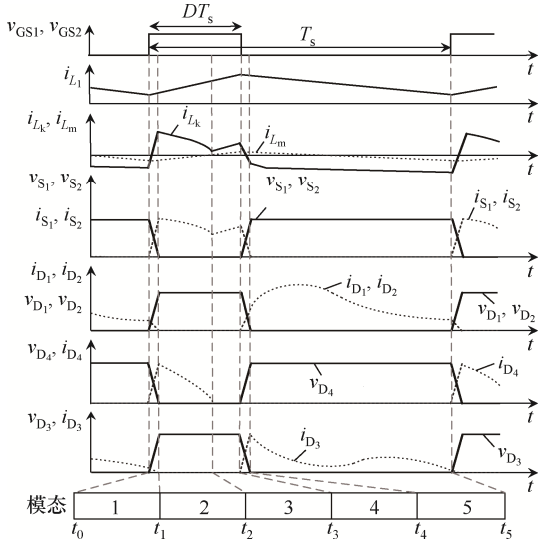


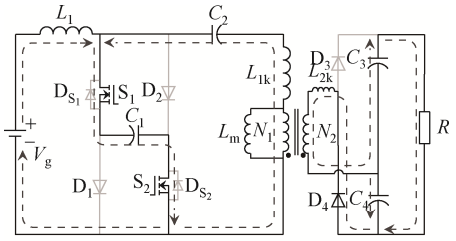
图 2 主要器件的关键波形

Fig. 2 Key waveforms of main components

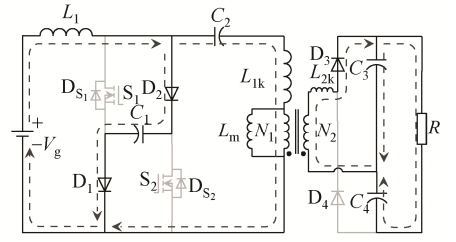
图 3 为 3 个主要工作模态，模态 2 和模态 3 为经典的开关管开通，模态 5 为经典关断模态，下面对这 3 个模态进行分析。

模态 2[t_1，t_2]：t_1 时刻，开关 S_1 和 S_2 处于开通状态，二极管 D_1 和 D_2 被 V_{C_1} 反向偏置，输入电压源 V_g 给输入电感 L_1 传输能量，电容 C_1 和 C_2 共同给变压器的一次侧励磁电感 L_m 传递能量并通过变压器将能量传到二次侧，二极管 D_3 反向偏置，二

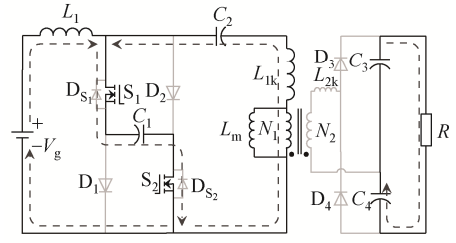
极管 D_4 导通，变压器的二次侧绕组和电容 C_3 共同给负载提供能量。变压器二次侧的电压被电容 C_4 钳位在 V_{C_4}。当二极管 D_4 关断时，本模态结束。



(a) 模态2



(b) 模态3



(c) 模态5

图 3　所提变换器的 3 个主要模态

Fig. 3 Three main modes of proposed converter

模态 3[t_2，t_3]：t_2 时刻，开关 S_1 和 S_2 继续处于开通状态，由于电容 C_1 和 C_2 容值大于电容 C_3，电容 C_3 能量较快释放，因此二极管 D_4 零电流关断；由于变压器一次侧停止给二次侧提供能量，变压器一次侧开始储能，开关管 S_1 和 S_2 上的电流和储能电感 L_1 电流趋势一致，线性上升。开关管 S_1 和 S_2 关断信号到来时，本模态结束。

模态 5[t_4，t_5]：t_4 时刻，开关 S_1 和 S_2 处于关断状态，此时输入电压源 V_g 和输入电感 L_1 共同给电容 C_1、C_2 充电，储能电感 L_1 与储能电容 C_1 产生谐振，开关管 S_1 与 S_2 上流过谐振电流，随着电容能量渐渐充满，谐振电流逐渐减少。变压器的二次侧绕组和电容 C_4 共同给电容 C_3 和负载 R 提供能量。在二次侧绕组为负载 R 提供能量时，由于回路中存在电容 C_3 和漏感 L_{2k} 谐振，因此产生谐振电流；由于负载消耗能量并且电容 C_3 逐渐充满电，二极管 D_3 流过的谐振电流逐渐减小，因此变压器二次侧的电压被电容 C_3 钳位在 V_{C_3}。开关管 S_1 和 S_2 导通信号到来时，本模态结束。

2　稳态分析

由图 2 可知，模态 1 和模态 4 的持续时间很短，在稳态分析时可以忽略不计，模态 3 为非典型导通状态，因此只分析经典导通状态模态 2 和关断状态模态 5。

2.1　电压增益

通过开关管完全导通时(模态 2)图 3(a)的电压回路关系和开关管完全关断时(模态 5)图 3(c)电压回路关系以及基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage laws)，可得输入电感 L_1 和绕组 N_1、N_2 的电压关系为

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

式中：$V_{X_a,\mathrm{ON}}$ 为各感性元件在开关管导通时的电压(X 为 L、N，a=1、2)；$V_{X_a,\mathrm{OFF}}$ 为各感性元件在开关管关断时的电压；V_{C_1}、V_{C_2}、V_{C_3}、V_{C_4} 分别为电容 C_1、C_2、C_3、C_4 两端的电压；V_g 为输入电压；V_o 为输出电压。通过式(1)推导出所提变换器增益 B 为

$$B = \frac{V_\mathrm{o}}{V_\mathrm{g}} = \frac{2n}{1-2D} \tag{2}$$

2.2　电压与电流应力

根据 2.1 节的求解过程并且忽略电压纹波的影响，得到开关管 S_1、S_2 和二极管 D_1~D_4 的电压应力为 V_{S_1}、V_{S_2} 和 $V_{D_1} \sim V_{D_4}$。而电流应力 I_{S_1}、I_{S_2} 和 $I_{D_1} \sim I_{D_4}$ 则通过安秒平衡法则及输入输出电流关系求得，所求的电流与电压应力用于器件选型，相

应结果为

$$\begin{cases} V_{S_1}=V_{S_2}=V_{D_1}=V_{D_2}=\dfrac{1}{1-2D}V_g=\dfrac{1}{2n}V_o \\ V_{D_3}=V_{D_4}=\dfrac{2n}{1-2D}V_g=V_o \\ I_{D_1}=I_{D_2}=\dfrac{n}{(1-D)(1-2D)}I_o \\ I_{D_3}=\dfrac{1}{1-D}I_o \\ I_{D_4}=\dfrac{1}{D}I_o \\ I_{S_1}=I_{S_2}=\dfrac{n}{D(1-D)}I_o \end{cases} \tag{3}$$

2.3 增益对比

为了更好地说明所提变换器的优点，本文选择了经典隔离型 Sepic 变换器和 6 个高增益 DC-DC 变换器[7-12]与所提变换器进行对比，相关数据见表 1。其中：CL/T+L 表示耦合电感/变压器+电感；1^{pW}+q 表示 1 个 p 绕组耦合电感或变压器和 q 个电感。电压增益曲线如图 4 所示。

由图 4 可以看出所提变换器在开关管应力与其他变换器基本相等并且变压器匝比 n=2 的条件下，所提变换器的电压增益明显高于其他变换器，且开关管应力较低。

表 1 所提变换器与其他变换器比较

Tab. 1 Comparison of proposed converter with other converters

变换器	电压增益	开关管应力	元件数量				是否隔离
			S	D	C	CL/T+L	
隔离型 Sepic	$\dfrac{nD}{1-D}$	$\dfrac{1}{n}V_o$	1	1	2	1^{2W}+1	是
文献[7]	$\dfrac{n}{1-D}$	$\dfrac{1}{2n}V_o$	4	2	3	1^{2W}	是
文献[8]	$\dfrac{2-2D}{1-2D}$	$\dfrac{D}{2-2D}V_o$	2	4	3	1^{2L}	否
文献[9]	$\dfrac{2n}{1-D}$	$\dfrac{1}{2n}V_o$	3	3	3	1^{2W}+1	是
文献[10]	$\dfrac{2n}{1-D}$	$\dfrac{1}{2n}V_o$	1	4	4	1^{2W}	是
文献[11]	$\dfrac{2n-nD}{1-2D}$	$\dfrac{1}{2n-nD}V_o$	1	4	5	1^{2W}+1	是
文献[12]	$\dfrac{n}{1-D}$	$\dfrac{1}{n}V_o$	1	4	4	1^{2W}+2	是
本文所提	$\dfrac{2n}{1-2D}$	$\dfrac{1}{2n}V_o$	2	4	4	1^{2W}+1	是

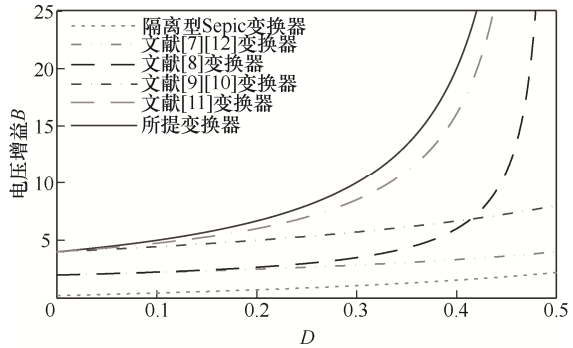


图 4 增益对比曲线

Fig. 4 Comparative curves of voltage gain

3 损耗分析

在选型完成后，通过多功能万用表和电桥测得各元器件寄生电阻后计算总损耗，包括开关管损耗 $P_{S,loss}$、二极管损耗 $P_{D,loss}$、变压器绕组损耗 $P_{L,loss}$ 和电容损耗 $P_{C,loss}$。为了计算变换器的导通损耗和开关损耗，将二极管 D_1、D_2、D_3、D_4 的正向压降和等效导通电阻分别定义为 V_{FD_1}、V_{FD_2}、V_{FD_3}、V_{FD_4} 和 r_{D_1}、r_{D_2}、r_{D_3}、r_{D_4}；开关管 S_1、S_2 的等效导通

电阻定义为 r_{S_1}、r_{S_2}；输入电感的寄生电阻定义为 r_{L_1}；耦合绕组的寄生电阻定义为 r_{N_1}、r_{N_2}；电容 C_1、C_2、C_3、C_4 的寄生电阻分别为 r_{C_1}、r_{C_2}、r_{C_3}、r_{C_4}。

通过文献[18]的方法得出总损耗公式为

$$\begin{aligned}P_{\text{loss}} &= P_{\text{S,loss}} + P_{\text{D,loss}} + P_{L,\text{loss}} + P_{C,\text{loss}} = \\ &r_{\text{D}_\text{S}}\frac{2n^2P_{\text{o}}}{D(1-2D)^2R} + \frac{1}{6}\frac{f_{\text{s}}P_{\text{o}}}{\sqrt{D}(1-2D)}(t_{\text{on}} + \\ &t_{\text{off}}) + V_{\text{FD}_1}\frac{nD}{1-2D}I_{\text{o}} + r_{\text{D}_1}\frac{n^2}{(1-D)(1-2D)}I_{\text{o}}^2 + \\ &V_{\text{FD}_2}\frac{nD}{1-2D}I_{\text{o}} + r_{\text{D}_2}\frac{n^2}{(1-D)(1-2D)}I_{\text{o}}^2 + \\ &V_{\text{FD}_3}I_{\text{o}} + r_{\text{D}_3}\frac{1}{(1-D)}I_{\text{o}}^2 + V_{\text{FD}_4}I_{\text{o}} + r_{\text{D}_4}\frac{1}{D}I_{\text{o}}^2 + \\ &\frac{1}{12n}f_{\text{s}}I_{\text{rr1}}t_{\text{b1}}V_{\text{o}} + \frac{1}{12n}f_{\text{s}}I_{\text{rr2}}t_{\text{b2}}V_{\text{o}} + \frac{1}{6}f_{\text{s}}I_{\text{rr3}}t_{\text{b3}}V_{\text{o}} + \\ &\frac{1}{6}f_{\text{s}}I_{\text{rr4}}t_{\text{b4}}V_{\text{o}} + \frac{(2n)^2}{(1-2D)^2}\frac{r_{L_1}P_{\text{o}}}{R} + \\ &\frac{n^2}{D(1-D)}\frac{r_{N_1}P_{\text{o}}}{R} + \frac{1}{D(1-D)}\frac{r_{N_2}P_{\text{o}}}{R} + \\ &r_{C_1}\frac{P_{\text{o}}}{R}\frac{n^2}{D(1-D)(1-2D)^2} + r_{C_2}\frac{P_{\text{o}}}{R}\frac{n^2}{D(1-2D)} + \\ &r_{C_3}\frac{P_{\text{o}}}{R}\left(\frac{D^2}{(1-D)}+D\right) + r_{C_4}\frac{P_{\text{o}}}{R}\frac{1}{D(1-D)} + \\ &r_{C_4}\frac{P_{\text{o}}}{R}\left(\frac{1-D}{D}+1-D\right)\end{aligned} \tag{4}$$

式中：f_{s} 为开关频率，设定为 100 kHz；P_{o} 为输出功率，控制在 100~200 W；I_{o} 为输出电流，控制在 0.25~1.00 A；R 为输出电阻，设定为 800~1 600 Ω；D 为占空比，取值为 0.26；n 为变压器匝比，取值为 2；r_{D_i} $(i=1, 2, 3, 4, \text{S})$ 为二极管等效导通电阻值，取值为 8 mΩ；V_{FD_j} $(j=1, 2, 3, 4)$ 为二极管压降，取值为 1.4 V；t_{on} 为开关管导通时间，取值为 146 ns，开关的导通时间 t_{on} 由开通延时时间($t_{\text{d(on)}}$=41 ns)和上升时间(t_{r}=105 ns)构成；t_{off} 为开关管关断时间，取值为 138 ns，开关的关断时间 t_{off} 由关断延时时间($t_{\text{d(off)}}$=64 ns)和下降时间(t_{f}=74 ns)构成；$I_{\text{rr}i}$ 为二极管等效导通电流值，取值为 0.05 mA；$t_{\text{b}i}$ 为二极管反向恢复时间，取值为 50 ns；r_{L_1} 为输入电感寄生电阻值，取值为 84 mΩ；r_{N_1} 为一次侧绕组寄生电阻值，取值为 0.5 mΩ；r_{N_2} 为二次侧绕组寄生电阻值，取值为 7 mΩ；r_{C_j} 为电容寄生电阻值，取值为 9 mΩ。

根据所算总损耗 P_{loss}，通过分析输出功率 P_{o} 与总功率 P_{o}+P_{loss} 比值可知，在输入电压为 48 V、输出电压为 400 V、输出功率 P_{o}=200 W 时最高效率为 96.6%。

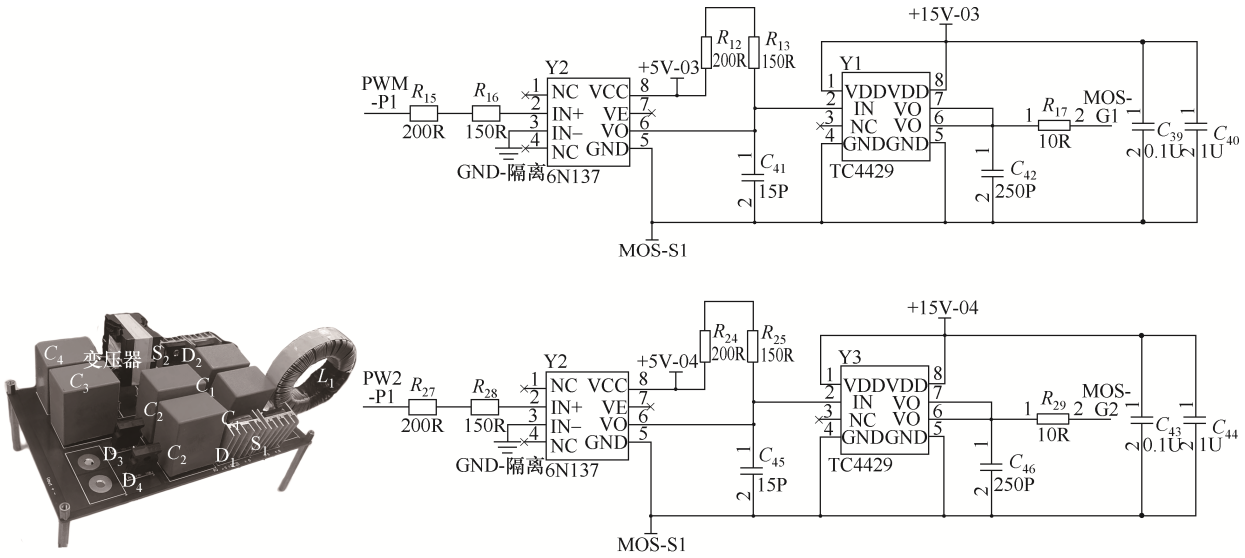
4　实验与结果

为了验证所提变换器的可行性和理论正确性，本实验搭建了 1 个功率为 200 W、输入为 48 V、输出为 400 V 的实验样机，如图 5(a)所示，所提变换器参数见表 2。

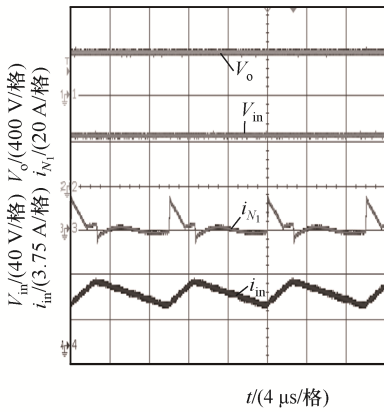
实验通过输入 48 V 直流电压，集成了 TMS320 F28335 驱动板输出 0.26 的占空比和 100 kHz 的频率控制开关管 S_1 和 S_2 导通与关断。驱动板则采用 6N137 高速光耦芯片、TC4429 驱动芯片进行信号隔离并可靠驱动 MOS 管，驱动电路原理如图 5(b)所示。通过示波器测试样机波形，所输出电压电流波形如图 5(c)~(e)所示。

由实验波形可以看出在占空比 D=0.26、开关频率 f_{s}=100 kHz 时，开关管 S_1 和 S_2 均正常导通，二极管 D_1~D_4 开关状态与理论分析相一致，电压电流应力也基本相符合。最后，测得不同功率下的效率曲线如图 5(f)所示，最高效率为 93.24%，当额定功率 200 W 时效率为 93.09%。

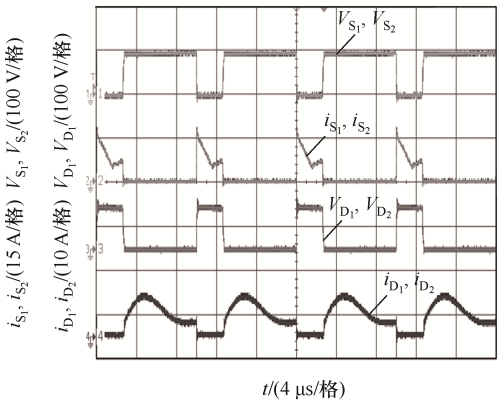
为保证电路稳定性，对所提变换器进行 PID 矫正，并进行实验验证。实验中采用型号 TBV10/25 A 霍尔电压传感器作为采样电路主要器件，通过采样电阻分压，再通过比例运算放大电路将基准电压转变为 1.25 V 输入至 DSP 的 AD 引脚进行采样。选用常用的增量式 PID 控制方法，选择 TMS320F 28335 作为主控芯片并进行实验[19]。图 6(a)和(b)为输入扰动在 36 V 和 48 V 间切换的实验波形，图 6(c)和(d)为输出负载扰动在 1 000 Ω 和 1 500 Ω 间切换的实验波形，可以看出所提变换器具有较好的稳定性，可在较短时间内稳定在设定值 400 V 输出。



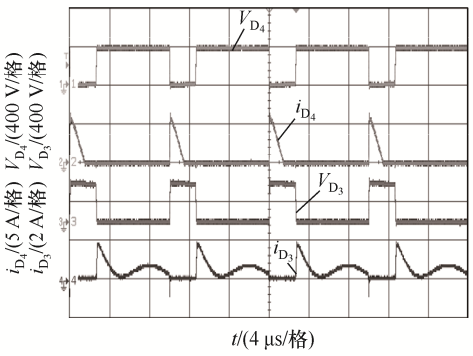
(a)实物样机图 (b)驱动电路原理图



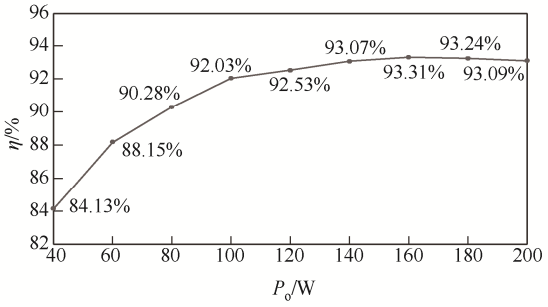
(c)输出输入电压(V_o/V_{in})、一次侧和输入电流(i_{N_1}/i_{in})



(d)开关管S和二极管D_1、D_2的电压、电流波形



(e)二极管D_3、D_4的电压、电流波形



(f)实验测得不同输出功率下的效率曲线

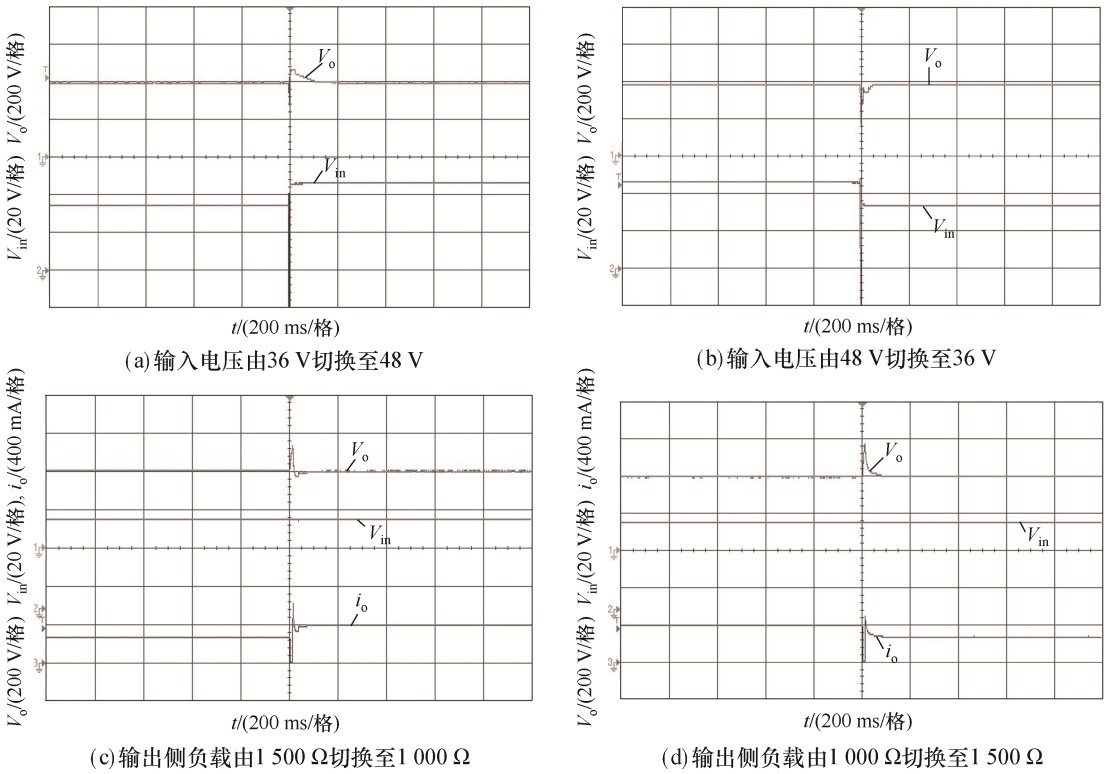
图 5 200 W 样机实物样机、驱动电路、静态实验波形及实验效率曲线

Fig. 5 Physical prototype, Driving circuit, static experimental waveforms and experimental efficiency curve of 200 W prototype

表 2　所提 DC-DC 变换器参数

Tab. 2 Parameters of proposed DC-DC converter

参数	数值/型号	参数	数值/型号
开关频率 f_s/ kHz	100	额定功率 P_o/ W	200
输入电压 V_{in}/ V	48	变压器匝比 n	1:2
输出电压 V_o/ V	400	输入电感 L_1/μH	532
励磁电感 L_m/μH	269	倍压电容 C_3, C_4/μF	CBB/4.7
箝位电容 C_1/μF	CBB/20	二极管	MUR3060PT
储能电容 C_2/μF	CBB/20	开关管	IRFP4668PBF



(a) 输入电压由36 V切换至48 V　(b) 输入电压由48 V切换至36 V

(c) 输出侧负载由1 500 Ω切换至1 000 Ω　(d) 输出侧负载由1 000 Ω切换至1 500 Ω

图 6　动态实验波形

Fig. 6 Dynamic experimental waveforms

5　结论

本文提出 1 种集成了有源开关电容、变压器和全波倍压整流单元的隔离型 DC-DC 变换器，通过理论分析和实验验证了该拓扑的可行性和理论的正确性，并通过 PID 矫正实现该拓扑的闭环控制和稳定运行。所提变换器的特点如下。

(1)有源开关电容箝位环路。通过开关电容既实现电容储能的效果，还实现了 2 个箝位环路，有效降低变压器漏感带来的电压尖峰。

(2)高电压增益。在后级加入 2 倍倍压整流电路，可有效提升电压增益，200 W 输出时所提变换器有 8.33 倍增益。

(3)有源开关电容结构。由于前级的开关电容结构的使用，使得占空比范围为 0~0.5，避免极限占空比、开关管长时间导通产生损耗大的问题。

(4)电气隔离。通过改变变压器匝比和占空比，可灵活改变电压增益，并且实现电气隔离，增加了电路的可靠性和安全性。

(5)多级升压单元。避免隔离升压变换器依赖变压器高匝比来实现高增益引起的变压器损耗

过高的问题。

参考文献：

[1] Oluwasogo E S, Cha H. A quadratic quasi-Z-source full-bridge isolated DC-DC converter with high reliability for wide input applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(10): 10090-10100.

[2] 张民, 周明珠, 韦正怡, 等. 一种集成 Y 源网络的高升压 DC-DC 变换器[J]. 太阳能学报, 2022, 43(10): 499-506.
Zhang Min, Zhou Mingzhu, Wei Zhengyi, et al. A Y-source network integrated high voltage step-up DC-DC converter [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022, 43(10): 499-506. (in Chinese)

[3] 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)

[4] 荣德生, 韩少鹏, 孙瑄璠, 等. 磁集成隔离型开关电感 Sepic 变换器研究[J]. 电力电子技术, 2019, 53(5): 122-124, 136.
Rong Desheng, Han Shaopeng, Sun Xuanjin, et al. Research on magnetic integration of isolated Sepic converter with switched-inductor [J]. Power Electronics, 2019, 53(5): 122-124, 136. (in Chinese)

[5] 丁杰, 尹华杰, 赵世伟. 反激式隔离型高增益 DC/DC 变换器[J]. 电源学报, 2022, 20(2): 26-33.
Ding Jie, Yin Huajie, Zhao Shiwei. Flyback isolated high step-up DC/DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(2): 26-33. (in Chinese)

[6] 张纯江, 乔玉玺, 谢季芳, 等. 三电平电流型推挽双向 DC/DC 变换器及工作特性分析[J]. 电工电能新技术, 2023, 42(3): 1-12.
Zhang Chunjiang, Qiao Yuxi, Xie Jifang, et al. Three-level current-fed push-pull bidirectional DC/DC converter and operation characteristics analysis [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2023, 42(3): 1-12. (in Chinese)

[7] 刘亚慧, 方益民, 许立洋. 一种新型软开关半桥变换器的设计与研究[J]. 电子测量技术, 2019, 42(11): 10-15.
Liu Yahui, Fang Yimin, Xu Liyang. Design and research of a novel soft switching half bridge converter [J]. Electronic Measurement Technology, 2019, 42(11): 10-15. (in Chinese)

[8] 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.

[9] Nguyen M K, Duong T D, Lim Y C, et al. Isolated Boost DC-DC converter with three switches [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1389-1398.

[10] 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)

[11] 苏诗慧, 雷勇, 罗茜, 等. 一种用于可持续能源的隔离型高增益 DC-DC 变换器[J]. 电气传动, 2021, 51(18): 23-27.
Su Shihui, Lei Yong, Luo Xi, et al. An isolated high-gain DC-DC converter for sustainable energy [J]. Electric Drive, 2021, 51(18): 23-27. (in Chinese)

[12] Kim M, Choi S. A fully soft-switched single switch isolated DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 4883-4890.

[13] 刘立军. 多种4倍压整流电路的仿真分析与比较[J]. 电路与系统, 2020(2): 35-40.
Liu Lijun. Simulation analysis and comparison of four voltage doubling rectifier circuit [J]. Open Journal of Circuits and Systems, 2020(2): 35-40. (in Chinese)

[14] 李洪珠, 时屹嵩, 孙瑄璠. 磁集成高增益耦合电感组合 Sepic 变换器[J]. 辽宁工程技术大学学报(自然科学版), 2023, 42(4): 475-483.
Li Hongzhu, Shi Yisong, Sun Xuanjin. High-gain magnetically integrated coupled inductor Sepic converter [J]. Journal of Liaoning Technical University (Natural Scie-

nce), 2023, 42(4): 475-483. (in Chinese)

[15] Gao Shanshan, Wang Yijie, Xu Dianguo. Modified SEPIC converter with high voltage gain and ZVS characteristics [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2019, 66(11): 1860-1864.

[16] 魏业文, 李明, 李俊波, 等. 基于 SEPIC 的新型高增益 DC-DC 变换器及衍生拓扑分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2024, 36(4): 19-29.
Wei Yewen, Li Ming, Li Junbo, et al. Analysis of novel high-gain DC-DC converter based on SEPIC and derived topologies [J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2024, 36(4): 19-29. (in Chinese)

[17] 赵世伟, 高双, 丁杰. 基于 Sepic 的单开关高增益 DC/DC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(6): 82-90.
Zhao Shiwei, Gao Shuang, Ding Jie. High step up DC/DC converter based on Sepic with a single switch [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(6): 82-90. (in Chinese)

[18] 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.

[19] 梁光耀, 杜贵平, 刘源俊. 宽工作范围 LLC 谐振变换器模糊 PID 控制策略[J]. 电源学报, 2020, 18(2): 138-144.
Liang Guangyao, Du Guiping, Liu Yuanjun. Fuzzy PID control strategy for LLC resonant converter with wide operating range [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(2): 138-144. (in Chinese)



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。

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。

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。

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。

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：孙美菊)