DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.6.19 中图分类号：TM46 文献标志码：A

高频隔离型反Γ源AC-AC变换器

房绪鹏，赖学文(中国电源学会学生会员)，赵 航，王腾翡
(山东科技大学电气与自动化工程学院，青岛 266590)

摘要：通过对传统非隔离型Γ-Z源变换器进行改进，提出了新型高频隔离型反Γ源AC-AC变换器。该变换器可以运用在交流变压和动态电压恢复器等中。变换器以高频耦合电感充当高频变压器，其体积有所减小。反Γ源的加入使变换器的电压增益灵活可调，使其降压或升压范围扩大，输出与输入电压可同相或反相。采用安全换向脉冲宽度调制PWM(pulse width modulation)策略可抑制开关管电压尖峰，减少开关管损耗。通过对变换器工作状态的分析，推导出各个器件输出电压与输入电压的关系式，将所提变换器的性能参数与其他交流变换器相比，得出所提变换器的优势。利用MATLAB/Simulink建立了仿真模型，并对变换器绘制了印制电路板PCB(printed circuit board)进行实验，通过仿真和实验结果对所提变换器进行了讨论和验证。

关键词：AC-AC变换器；耦合电感；隔离型；反Γ源；非互补脉冲宽度调制

High-frequency Isolated Anti-Γ Source AC-AC Converter

FANG Xupeng, LAI Xuewen, *Student Member*, *CPSS*, ZHAO Hang,WANG Tengfei
(College of Electrical Engineering and Automation, Shandong University of Science and Technology, Qingdao 266590, China)

Abstract: By improving the traditional non-isolated Γ-*Z* source converter, a novel high-frequency isolated anti-Γ source AC-AC converter is proposed, which can be applied to AC transformers, dynamic voltage restorers, etc. This converter uses a high-frequency coupled inductor which acts as a high-frequency transformer, and its size is thus reduced. The addition of an anti-Γ source makes the voltage gain of the converter flexibly adjustable, so that its Buck or Boost voltage range is extended, and the output and input voltages can be maintained in-phase or out-phase. The use of a safe commutation pulse width modulation (PWM) strategy can suppress the voltage spike of a switch tube and reduce the switch loss. Through the analysis of working states of the converter, the relationship between the output voltage and input voltage is calculated for each device, and the performance parameters of the proposed converter are compared with those of other AC converters, indicating the advantages of the novel converter. A simulation model was established by MATLAB/Simulink, and the printed circuit board (PCB) of the converter was drawn for experiments. The proposed converter was discussed and verified based on simulation and experimental results.

Keywords: AC-AC converter; coupled inductor; isolated; anti-Γsource; non-complementary pulse width modulation (PWM)

近年来，随着电力电子器件在工艺制作方面越来越成熟，电力电子技术在社会发展中的应用越来越广泛，将其应用于电网的发展成为了一种新的潮流[1]。AC-AC变换器是电力电子技术中将一种形式的交流电变换成另一种形式的交流电的变流装置，主要为交流负载供电或用于与交流电网并网发电和交流稳压方面[2-3]。其中间接式(AC/DC/AC)变换器[4]、交流斩波器[5]和矩阵式AC-AC变换器[6]被广泛用于各个行业中。与间接式(AC/DC/AC)交流变换器和矩阵式交流变换器相比，交流斩波器具有控制简单、器件尺寸小、可靠性高、电压增益大的优势和特点[7]。传统的交流斩波器由直流斩波器增加双向开关演变而来，分为Boost、Buck、Boost-Buck和Zeta变换器等[8-9]。其中，Boost、Buck变换器具有单一升压或降压的局限性，Boost-Buck变换器具有升、降压功能，但其输入、输出电压反相且开

收稿日期：2024-03-29；修回日期：2024-05-20，2024-06-21；
录用日期：2024-07-12；网络首发日期：2024-07-19

关应力大[10]。为了克服这些缺点，文献[11]提出了一种 Γ-Z 源 AC-AC 变换器，其输入与输出电压可同相、可反相，并且既有升压又有降压功能；文献[12]提出了一种基于 Z 源改进的准 Z 源变换器，该变换器减小了电容应力，且其输入电流连续，减小了电流谐波。但是，将非隔离变换器应用于动态电压恢复器 DVR(dynamic voltage restorer)或交流调压中，通常需要增加 1 台大型工频变压器来实现输入、输出端的电绝缘，从而保证电路的安全性，但这种工频变压器体积大、质量重、成本高、损耗大，且其阻抗会导致电压降低[13]。后续有研究者提出了高频隔离型变换器的结构，该结构避免了工频变压器的使用，但使用了较多的无源元件，增大了变换器的体积，增加了成本[14-17]。以经济可靠、稳定且易于集成化为目的，本文提出了新型高频隔离型反 Γ 源 AC-AC 变换器。反 Γ 源的加入使变换器的电压增益范围扩大，高频耦合电感的使用让输入、输出电压形成电气隔离，这保障了电路的安全运行。与互补式脉冲宽度调制 PWM(pulse width modulation)策略相比，采用安全换向的 PWM 策略可以抑制开关管电压尖峰，并减少开关管的损耗。

1 变换器拓扑及其原理分析

1.1 电路拓扑结构

图 1 为提出的新型隔离型反 Γ 源 AC-AC 变换器拓扑。其中，图 1(a)所示Ⅰ型变换器是将反 Γ 源阻抗网络与隔离型准 Z 源 AC-AC 变换器有机结合，并对其结构进行优化得到的变换器；图 1(b)所示Ⅱ型变换器是在Ⅰ型变换器的基础上，将电感与反 Γ 源合并，该变换器节省了 1 个输入电感磁心，增加了 1 个耦合匝数比，使电路设计更为灵活。图中：L_1 为输入电感；C_1、C_2 均为储能电容；C_f 为滤波电容；S_1~S_3 均为由 2 个绝缘栅双极型晶体管 IGBT (insulated-gate bipolar transistor)组成的开关管；N_1、N_2 均为一次侧绕组匝数；N_S 为二次侧绕组匝数；n 为隔离系数；R 为负载电阻。

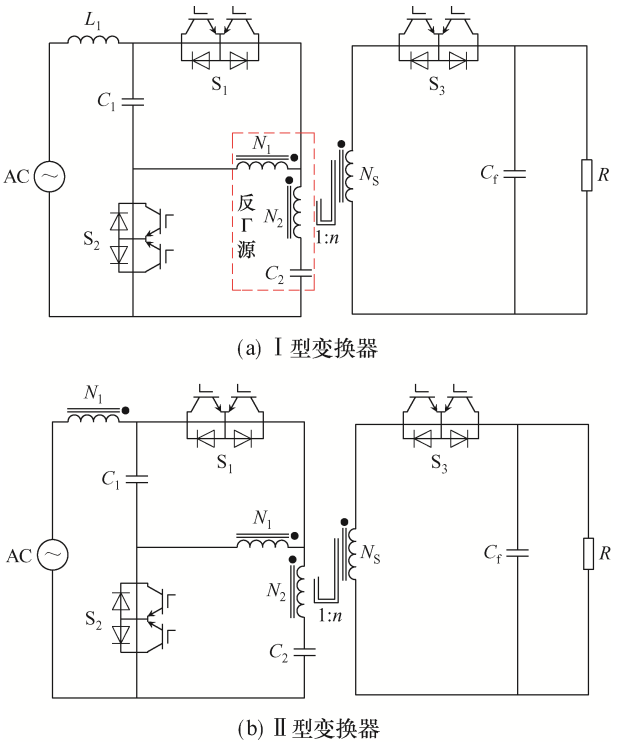


图 1 提出的 2 种隔离型反 Γ 源 AC-AC 变换器拓扑

Fig. 1 Topologies of two types of isolated anti-Γ source AC-AC converters proposed in this paper

1.2 变换器调制策略

在互补式 PWM 策略中，当 S_1 关断时，由于开通延时，S_2 和 S_3 尚未开通，故会出现 3 个开关管均未开通的死区时间，从而导致电压尖峰的产生。而安全换向的 PWM 策略可以实现安全换向，如图 2 所示，在死区时间内，每对双向开关管中的一向在半个周期内连续开通，部分开关管的开通可以提供连续的电流路径，在不使用任何缓冲电路的情况下抑制开关管的电压尖峰。图中：U_{in}、U_o 分别为输入、输出电压；S_{ij}(i=1, 2, 3；j=a, b)为 IGBT；D_T、1−D_T 均为占空比周期。

1.3 工作过程分析

(1)工作状态 1(直通状态)

Ⅰ型变换器在输入、输出电压同相且输入电压大于 0 时的工作状态如图 3 所示。图中：I_{L_1} 为输入电流；I_{N_1} 为流过 N_1 的有效值 RMS(root-mean-square)电流；I_{N_2} 为流过 N_2 的 RMS 电流；I_{S_1} 为流过 S_1 的 RMS 电流；I_{S_2} 为流过 S_2 的 RMS 电流。开关管开通状态如图 2(a)所示。图 3(a)为变换器的直通状态，S_2 与 S_3 开通，S_1 相当于关断，此时交流

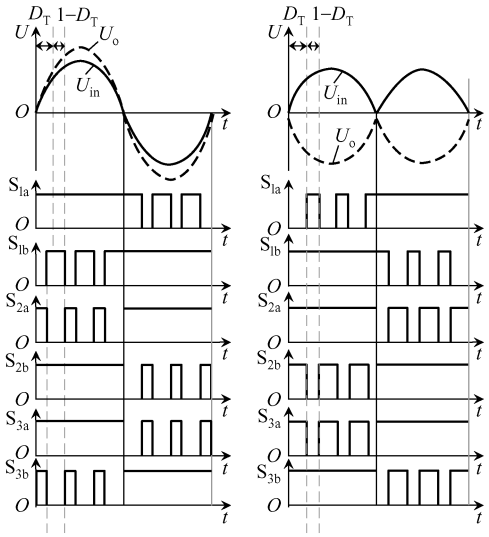
电源与 C_1 为 L_1 充电储能，C_2 为反 Γ 源充电储能，N_S 通过 S_3 将能量传输给 C_f 和负载。根据基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage law)可得

$$U_{in}-U_{L_1}-U_{C_1}=0 \tag{1}$$

$$U_{N_1}-\frac{N_2}{N_1}U_{N_1}-U_{C_2}=0 \tag{2}$$

$$U_{N_S}=\frac{nN_2}{N_1}U_{N_1}=-U_o \tag{3}$$

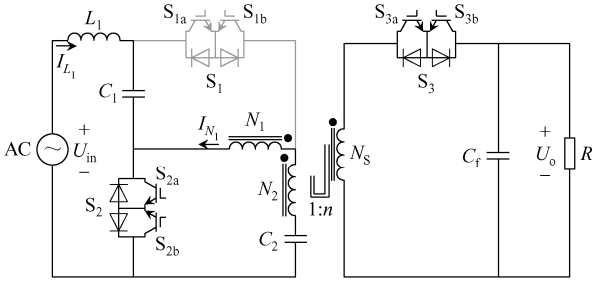
式中：U_{L_1} 为 L_1 电压；U_{C_1}、U_{C_2} 分别为 C_1、C_2 的电压；U_{N_1} 为 N_1 的电压；U_{N_S} 为 N_S 的电压。



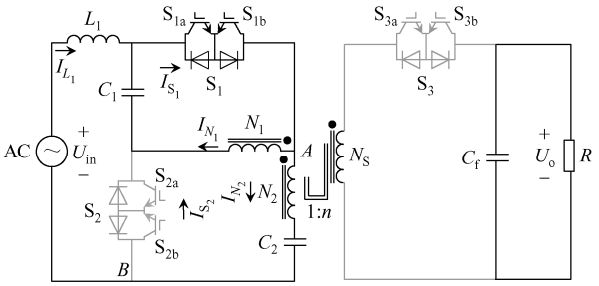
(a) 输入与输出电压同相　(b) 输入与输出电压反相

图 2　安全换向调制策略

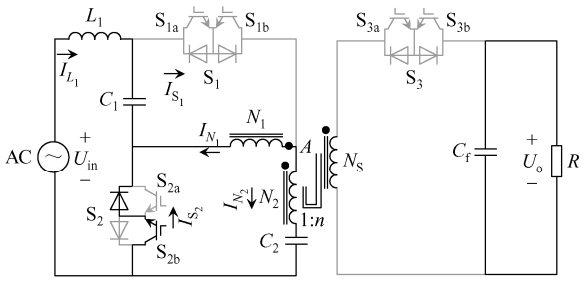
Fig. 2 Safe commutation modulation strategy



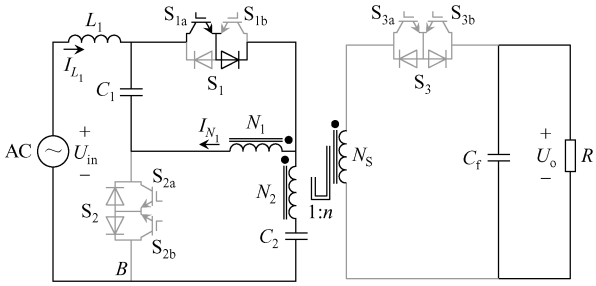
(a) 工作状态1



(b) 工作状态2



(c) 中间状态 I ($I_{L_1}+I_{N_1}<0$时)



(d) 中间状态 II ($I_{L_1}+I_{N_1}>0$时)

图 3　Ⅰ型变换器工作状态

Fig. 3 Working states of type-Ⅰ converter

(2)工作状态 2(非直通状态)

如图 3(d)所示，直通状态过后，变换器进入非直通状态，S_1 完全开通，S_2 与 S_3 相当于关断。此时电源与 L_1 给 C_2 充电，反 Γ 源给 C_1 充电，C_f 为负载供电。根据 KVL 可得

$$U_{in}-U'_{L_1}-\frac{N_2}{N_1}U'_{N_1}-U_{C_2}=0 \tag{4}$$

$$U_{C_1}=U'_{N_1} \tag{5}$$

式中：U'_{L_1} 为非直通状态下 L_1 电压；U'_{N_1} 为非直通状态下 N_1 的电压。

(3)中间状态

由于驱动电路或开关管自身延时等，当 S_1 关断而 S_2 和 S_3 尚未开通时，会出现一个极其短暂的死区时间，导致开关管电压尖峰的产生，从而极易损毁开关管。根据安全换向策略，在由直通状态进入非直通状态或由非直通状态进入直通状态时的死区时间中有 2 种换向状态：换向状态 Ⅰ 如图 3(c)所示，当 $I_{L_1}+I_{N_1}<0$ 时，电流通过 S_{2a} 和 S_{2b} 的体二极管续流；换向状态 Ⅱ 如图 3(d)所示，当 $I_{L_1}+I_{N_1}>0$ 时，电流通过 S_{1b} 和 S_{1a} 的体二极管续流，抑制电压尖峰。

设 S_2 和 S_3 在 1 个周期 T 的开通时间为 T_{on}，则电路的直通占空比 D 可表示为 $D=T_{on}/T$，根据 L_1 和 N_1 伏秒平衡定律可得

$$\begin{cases} DU_{L_1}+(1-D)U'_{L_1}=0 \\ DU_{N_1}+(1-D)U'_{N_1}=0 \end{cases} \tag{6}$$

联立式(1)、式(2)与式(4)~式(6)可得

$$U_{N_1}=\frac{N_1(D-1)}{N_2(1-D)+N_1(2D-1)}U_{in} \tag{7}$$

设耦合匝数比 $K=N_1/N_2$，联立式(3)和式(7)可得输入与输出电压的关系式为

$$U_o=\frac{n(D-1)}{K(2D-1)+(1-D)}U_{in} \tag{8}$$

由式(5)~式(7)可得

$$U_{C_1}=\frac{KD}{K(2D-1)+(1-D)}U_{in} \tag{9}$$

联立式(2)和式(7)可得

$$U_{C_2}=\frac{(D-1)(K-1)}{K(2D-1)+(1-D)}U_{in} \tag{10}$$

联立式(1)和式(9)可得

$$U_{L_1}=\frac{(K-1)D}{K(2D-1)+(1-D)}U_{in} \tag{11}$$

由式(9)中输出电压与输入电压的比值可以得出电压增益 $G=U_o/U_{in}$，隔离系数 n 取 1，根据 G、D 和 K 的关系，绘制的关系曲线如图 4 所示。由图可知，K 的加入使变换器的电压增益具备更强的调节灵活性；变换器的输入、输出电压既可同相也可反相，既可升压也可降压。此外，从图中可以看出，K 在 1.00~2.00 之间变化更利于工程实现，且其升压能力优于 Γ-Z 源与隔离型准 Z 源变换器。

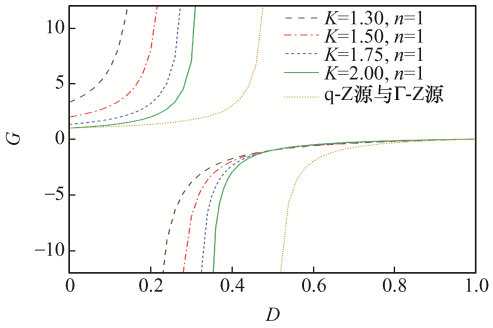


图 4 G 与 D 关系曲线

Fig. 4 Curves of relationship between voltage G and D

1.4 变换器对比

将本文所提变换器性能参数与 Γ-Z 源变换器和隔离型准 Z 源变换器进行对比分析，见表 1。由表 1 可知，相较于非隔离 Γ-Z 源变换器，本文所提变换器的输入、输出电流连续，不使用笨重的工频变压器与变频器即可达到隔离效果，这不仅这抑制

表 1 变换器性能参数对比

Tab. 1 Comparison of performance parameters among converters

变换器	C, L, S	电压增益 G	电容电压	开关管电压	隔离形式	电流连续性	效率/% (D=0.2)
Γ-Z 源	2, 1, 2	$\frac{1-D}{1-D\left(1+\frac{1}{K-1}\right)}$	$U_C=\frac{(1-D)U_{in}}{1-D\left(1+\frac{1}{K-1}\right)}$ $U_{C_f}=U_o$	$U_{S_1}=U_{S_2}=\frac{\sqrt{2}U_{in}}{K(D-1)+1}$	非隔离	不连续	82.0
隔离型准 Z 源	4, 2, 3	$\frac{n(1-D)}{1-2D}$	$U_{C_1}=U_{C_2}=\frac{(1-D)}{1-2D}$ $U_{C_S}=\frac{n(1-D)}{1-2D}$ $U_{C_f}=U_o$	$U_{S_1}=U_{S_2}=\frac{U_{in}}{1-2D}$ $U_{S_3}=\frac{n(1-D)}{1-2D}$	隔离	连续	81.5
本文Ⅰ型变换器	3, 1, 3	$\frac{n(D-1)}{D(2K-1)+(1-K)}$	$U_{C_1}=\frac{KD}{K(2D-1)+(1-D)}U_{in}$ $U_{C_2}=\frac{(D-1)(K-1)}{K(2D-1)+(1-D)}U_{in}$ $U_{C_f}=U_o$	$U_{S_1}=\frac{K}{K(2D-1)+(1-D)}U_{in}$ $U_{S_2}=\frac{1-K}{K(2D-1)+(1-D)}U_{in}$ $U_{S_3}=\frac{n}{K(2D-1)+(1-D)}U_{in}$	隔离	连续	83.0

了启动浪涌电流，解决了饱和问题，还扩大了电压增益的范围。与隔离型准 Z 源变换器相比，本文所提变换器的电压增益增大且使用了更少的无源器件，减小了体积和损耗。在相同电压增益下，其电容和开关管的电压应力有所减小，效率有所提升，可以使变换器更加经济高效。

2　仿真与实验验证

2.1 仿真分析

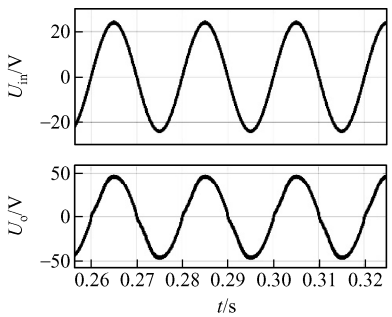
在理论分析的基础上，使用 MathWorks 公司旗下的 MATLAB/Simulink 平台进行变换器建模仿真。具体参数见表 2，仿真结果如图 5、图 6 所示。

图 5 显示了当变换器 D=0.2 时，变换器的输入、输出电压、电容及开关管电压的仿真波形(理论计算得出变换器的输出电压 U_o=48 V，电容电压 U_{C_1} = 24 V、U_{C_2} =−48 V，开关管电压绝对值 U_{S_1} =120 V、U_{S_2} =U_{S_3} =60 V)。图 6 显示了当 D=0.6 时，变换器的输入、输出电压、电容及开关管电压的仿真波形(理论计算得出变换器的输出电压 U_o=−12 V，

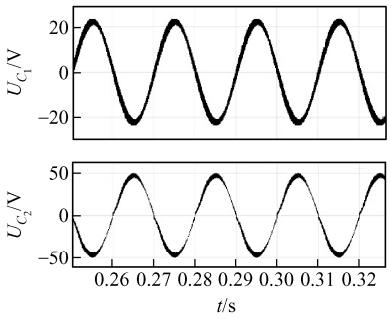
表 2　变换器仿真与实验的参数

Tab. 2 Simulation and experimental parameters of converter

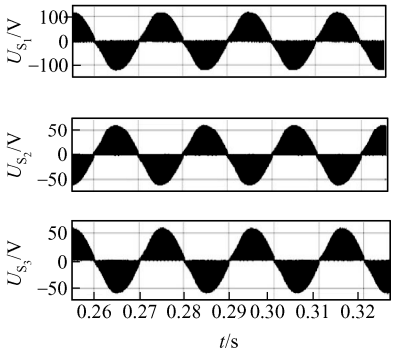
参数	数值/型号
输入电压 U_{in}/V	24
开关频率 f_s/kHz	20
电容 C_1、C_2、C_f/μF	22、22、47
耦合匝数比 N_1:N_2:N_3	80:40:40
输入电感 L_1/mH	1
开关管	H25R1203
占空比 D	0.2、0.6



(a) U_{in}/U_o波形



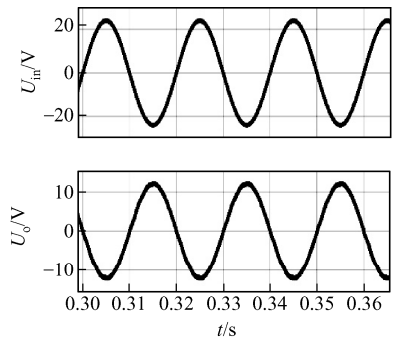
(b) 电容电压波形



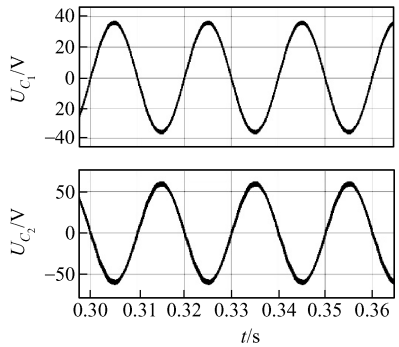
(c) 开关管电压波形

图 5　*D*=0.2 时输入、输出电压、电容和开关管电压仿真波形

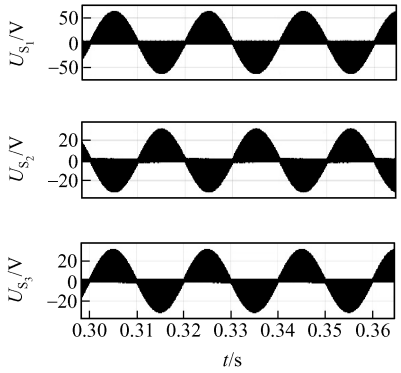
Fig. 5 Simulation waveforms of input voltage, output voltage, capacitance and switch voltage when *D* is 0.2



(a) U_{in}/U_o波形



(b) 电容电压波形



(c) 开关管电压波形

图 6 D=0.6 时输入、输出电压、电容和开关管电压仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms of input voltage, output voltage, capacitance and switch voltage when D is 0.6

电容电压U_{C_1}=36 V、U_{C_2}=−12 V，开关管电压绝对值U_{S_1}=60 V、U_{S_2}=U_{S_3}=30 V)。从图中可以看出，仿真值与理论计算值一致，证明了变换器既能升压又能降压，兼具准确性与灵活性。

2.2 实验验证

搭建了如图 7 所示的实验样机来验证所提变换器的正确性，样机包含通过立创电子设计自动化 EDA(electronic design automation)绘制的印制电路板 PCB(printed circuit board)主电路、数字信号处理器 DSP(digital signal processor)控制板、驱动与检测电路和示波器。变换器实验波形如图 8、图 9 所示。

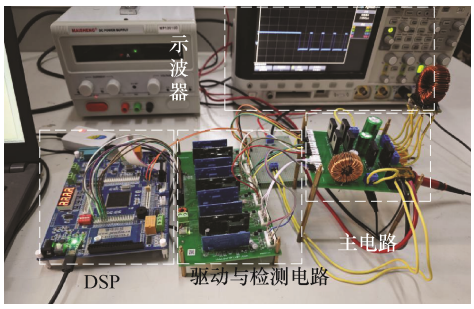
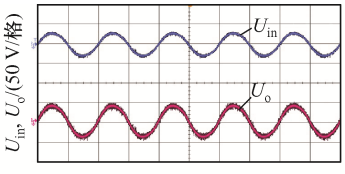
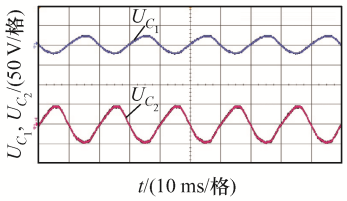


图 7 实验样机

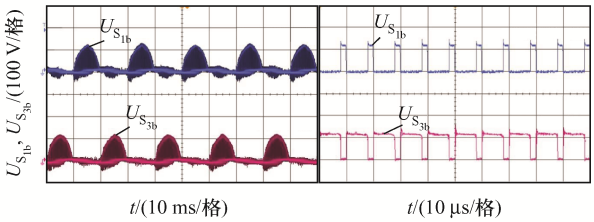
Fig. 7 Experimental prototype



(a) 输入、输出电压波形



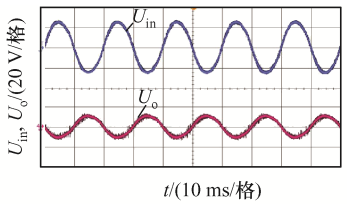
(b) 电容电压波形



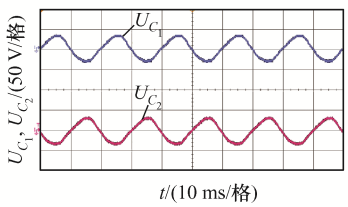
(c) 开关管电压波形

图 8 D=0.2 时的实验波形

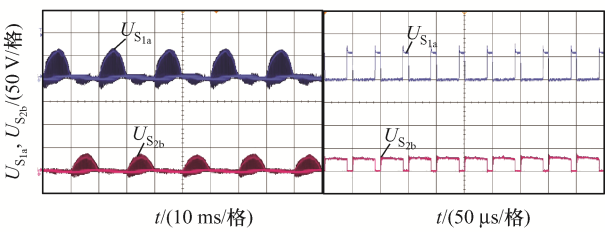
Fig. 8 Experimental waveforms with D is 0.2



(a) 输入、输出电压波形



(b) 电容电压波形



(c) 开关管电压波形

图 9 D=0.6 时的实验波形

Fig. 9 Experimental waveforms with D is 0.6

图 8 为 D=0.2 时，变换器工作在同相升压模式下的各种实验波形。其中，输入、输出电压波形如图 8(a)所示，由图可知，变换器实现了从 24 V 升到 48 V；电容电压波形如图 8(b)所示，由图可知，电容 C_1、C_2 的电压分别约为 24 V 与−48 V；开关管电压波形如图 8(c)所示，由图可知，开关管 S_{1b}

和 S_{3b} 的电压分别约为 120 V 与 60 V，对其进行横轴放大，其电压未出现较高的电压尖峰。图 9 为 D=0.6 时，变换器工作在反相降压模式下的各种实验波形。其中，输入、输出电压波形如图 9(a)所示，由图可知，变换器实现了由 24 V 到−12 V 的增益变换；电容电压波形如图 9(b)所示，由图可知，电容 C_1、C_2 的电压分别约为 36 V 与−12 V；开关管电压波形如图 9(c)所示，由图可知，开关管 S_{1a} 和 S_{2b} 的电压分别约为 60 V 与 30 V，对其进行横轴放大，其电压也未出现较高的电压尖峰。通过对比实验结果、理论分析与仿真模拟可以得出，所提变换器可靠、可行，且其既能升压又能降压的能力可以较好地适配动态电压恢复器应用场景。

3　变换器损耗分析和效率

变换器的损耗主要包括电感损耗、电容损耗、开关管及其体二极管的损耗。

(1)电感损耗

电感损耗主要由磁心损耗和铜耗构成，磁心损耗为

$$P_{\mathrm{Fe}} = P_{\mathrm{L}} A_{\mathrm{e}} l_{\mathrm{e}} \tag{12}$$

式中：P_{L} 为磁心损耗密度；A_{e} 为截面积；l_{e} 为磁路长度。

输入电感与耦合电感的损耗分别为

$$P_{\mathrm{Cu},L_1} = \frac{\rho M_{\mathrm{MLT}} I_{\mathrm{i}}^2}{W_{\mathrm{A}} K_{\mathrm{V}}} \tag{13}$$

$$P_{\mathrm{Cu},L_{\mathrm{o}}} = \frac{\rho M_{\mathrm{MLT}} N_1^2 [I_{N_1} + K(I_{N_2} + I_{N_{\mathrm{S}}})]^2}{W_{\mathrm{A}} K_{\mathrm{V}}} \tag{14}$$

式中：ρ 为导线有效电阻率；M_{MLT} 为每匝平均长度；I_{i} 为电感的 RMS 电流；W_{A} 为磁心窗口面积；K_{V} 为绕组填充系数。

(2)电容损耗

电容损耗主要由内部等效电阻 R_{ESR} 产生，电容损耗表达式为

$$P_C = I_C^2 R_{ESR} \tag{15}$$

式中，I_C 为电容的电流有效值。

(3)开关管损耗

开关管损耗包括 IGBT 导通损耗和开关损耗，以及体二极管的导通损耗，由于反向恢复时间极短，故忽略二极管的开关损耗。其中，IGBT 导通损耗的计算式为

$$P_{\mathrm{SWS}} = U_{\mathrm{FS}} I_{\mathrm{S}} + R_{\mathrm{S}} I_{\mathrm{RMS}}^2 \tag{16}$$

式中：U_{FS} 为开关管压降；I_{S} 为平均电流；R_{S} 为内阻；I_{RMS} 为 RMS 电流。

IGBT 开关损耗包括开通、关断损耗，计算式为

$$P_{\mathrm{S,on,off}} = \frac{t_{\mathrm{on}} + t_{\mathrm{off}}}{6} f_{\mathrm{s}} u_{\mathrm{S}} i_{\mathrm{S}} \tag{17}$$

式中：t_{on}、t_{off} 分别为开关管开通过程的时间(52 ns)及关断过程的时间(70 ns)；u_{S} 为开关管两端电压；i_{S} 为开关管开通时的电流。

体二极管导通损耗计算式为

$$P_{\mathrm{SWD}} = U_{\mathrm{FD}} I_{\mathrm{D}} + R_{\mathrm{D}} I_{\mathrm{RMS}}^2 \tag{18}$$

式中：U_{FD} 为二极管导通压降(0.8 V)；I_{D} 为二极管导通平均电流；R_{D} 为内阻。

结合上述分析与表 2 中的变换器参数，由式(12)~式(18)可计算出额定功率 60W 下变换器的损耗，可求出变换器各部分损耗：开关管 S_1 的损耗约为 1.93 W，开关管 S_2 和 S_3 的损耗均约为 1.61 W，电容损耗约为 0.58 W，电感损耗约为 1.53 W，耦合电感损耗约为 2.64 W，继而得到变换器的总损耗约为 9.90 W，变换器的效率约为 83.5%，变换器各部分损耗占比如图 10 所示。

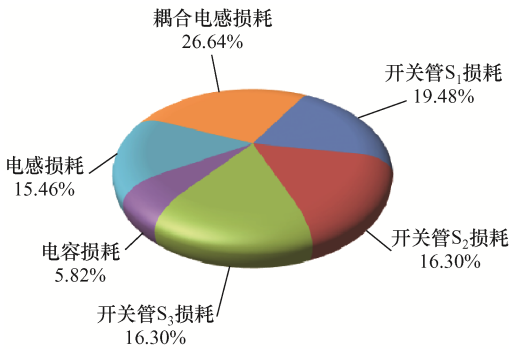


图 10　变换器各部分损耗占比

Fig. 10 Percentage of loss in each part of the converter

为监测变换器在不同功率下的效率，在其他参

数保持不变的前提下，改变负载，对变换器在60~240 W功率下的效率进行测量，所得效率曲线如图11所示。由图可知，在60 W时，本文Ⅰ型变换器效率为83%，与计算值相差不大；功率在200 W之内呈现出功率越大效率越大的趋势，在功率约为200 W时达到最高点，之后随着功率的增大，效率呈下降趋势，但其效率大于所对比的隔离型准Z源变换器。若要进一步减少变换器的损耗以提升效率，可以采用工艺更好的耦合电感、开关管和其他器件。

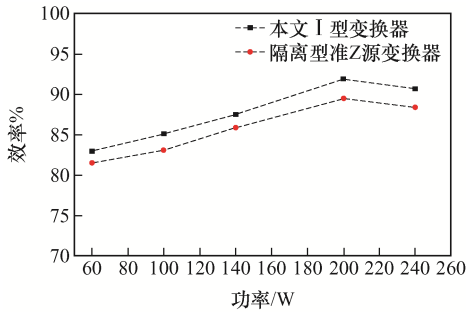


图 11 变换器效率曲线

Fig. 11 Curves of converter efficiency

4 结语

本文设计了2种新型隔离型AC-AC变换器，详细分析了变换器的工作原理和结构。该变换器所采用的安全换向调制策略可以抑制开关管的电压尖峰，且其具备高频隔离特性，无需额外配置工频变压器即可实现输入、输出侧隔离；与隔离型准Z源变换器相比，所使用器件减少，可以有效降低变换器的成本和损耗、减小体积。变换器兼具准Z源变换器的诸多优点，如输入、输出电流连续，升-降压能力优及可靠性高。通过调节反Γ源网络的耦合匝数比K，变换器可实现4种工作模式，有效拓宽了其适用范围。通过严谨的仿真模拟，验证了变换器工作状态理论分析的准确性与有效性；在此基础上，搭建实验样机开展实验验证，详尽测试和评估变换器的实际工作性能，从而充分证明了其设计的合理性与可靠性。

参考文献：

[1] 黄萌, 舒思睿, 李锡林, 等. 面向同步稳定性的电力电子并网变流器分析与控制研究综述[J]. 电工技术学报, 2024, 39(19): 5978-5994.
Huang Meng, Shu Sirui, Li Xilin, et al. A review of synchronization-stability-oriented analysis and control of power electronic grid-connected converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(19): 5978-5994. (in Chinese)

[2] 杨明, 杨倬, 李玉龙, 等. 弱电网下基于电网电压前馈的并网逆变器阻抗重塑控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2553-2566.
Yang Ming, Yang Zhuo, Li Yulong, et al. Impedance remodeling control strategy of grid-connected inverter based on feedforward voltage under weak grid [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2553-2566. (in Chinese)

[3] Fedyczak Z, Strzelecki R, Benysek G. Single-phase PWM AC-AC semiconductor transformer topologies and applications [C]// IEEE PESC. New York: IEEE, 2002: 1048-1053.

[4] da Costa A E L, Jacobina C B, Rocha N, et al. A single-phase AC-DC-AC unidirectional three-leg converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(5): 3876-3886.

[5] 常聚忠, 王抗, 肖旭光. 串联调整式交流斩波器设计[J]. 电子世界, 2018(19): 128-128, 131.
Chang Juzhong, Wang Kang, Xiao Xuguang. Design of series adjustable AC chopper [J]. Electronics World, 2018(19): 128-128, 131. (in Chinese)

[6] Gili L C, Dias J C, Lazzarin T B. Review, challenges and potential of AC/AC matrix converters CMC, MMMC, and M3C [J]. Energies, 2022, 15(24): 9421.

[7] 叶佳卓, 陈少林, 黄飞, 等. 一种新型单相高频隔离Z源AC/AC变换电路[J]. 电力电子技术, 2018, 52(11): 64-67, 87.
Ye Jiazhuo, Chen Shaolin, Huang Fei, et al. A new single-phase high-frequency isolated Z-source AC/AC converter circuit [J]. Power Electronics, 2018, 52(11): 64-67, 87. (in Chinese)

[8] 程诗伟, 赵世伟. 双开关二次型结构的耦合电感高增益DC-DC变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 29-39.

Chen Shiwei, Zhao Shiwei. Dual-switch quadratic high-gain DC-DC converter with coupled inductor [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 29-39.

[9] 黄毅敏, 林国庆, 林思圻. 一种可拓展的双输入高增益 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 109-119.
Huang Yimin, Lin Guoqing, Lin Siqi. Expandable dual-input high step-up DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 109-119. (in Chinese)

[10] Rosas-Caro J C, Mancilla-David F, Gonzalez-Lopez J M, et al. A review of AC choppers [C]// 2010 20th International Conference on Electronics Communications and Computers (CONIELECOMP). Cholula, Puebla, Mexico, 2010: 252-259.

[11] Banaei M R, Alizadeh R, Jahanyari N, et al. An AC Z-source converter based on gamma structure with safe-commutation strategy [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1255-1262.

[12] Nguyen M K, Jung Y G, Lim Y C. Single-phase AC-AC converter based on quasi-Z-source topology [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(8): 2200-2210.

[13] 李子欣, 高范强, 赵聪, 等. 电力电子变压器技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(5): 1274-1289.
Li Zixin, Gao Fanqiang, Zhao Cong, et al. Research review of power electronic transformer technologies [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(5): 1274-1289. (in Chinese)

[14] Ahmed H F, Cha H, Ali Khan A, et al. A family of high-frequency isolated single-phase Z-source AC-AC converters with safe-commutation strategy [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11): 7522-7533.

[15] Ahmed H F, El Moursi M S, Irshad T, et al. Family of single-phase isolated high-frequency transformer integrated improved magnetically coupled Z-source AC-AC converters [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(9): 1901-1910.

[16] Fang Xupeng, Wang Xu, Zang Ying, et al. New single-phase high-frequency isolated ∏-Z-source AC-AC converter [C]// 2021 China Automation Congress (CAC). Beijing, China, 2022: 951-955.

[17] Babaei E, Majarshin A R, Khoshkbar-Sadigh A. A new single-phase isolated improved quasi Z-source AC-AC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(10): 12111-12118.



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，现代电力电子技术在电力系统与电气传动方面的应用。E-mail：xpfang@sdust. edu.cn。

赖学文(2000—)，男，中国电源学会学生会员，通信作者，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及其应用。E-mail：202282080028@sdust.edu.cn。

赵航(2000—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及其应用。E-mail：202282080027@sdust.edu.cn。

王腾翡(2000—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及其应用。E-mail：202283080195@sdust.edu.cn。

(责任编辑：耿越)