DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.6.60 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

应用于电压暂降治理设备的多端口超高增益 DC-DC 变换器的研究

陈锦荣[1]，黄国平[1]，刘俊峰[2]，刘绍敏[1]
(1.广东电网有限责任公司佛山供电局，佛山 528000；2.华南理工大学自动化科学与工程学院，广州 510641)

摘要：针对电压暂降治理设备的高增益直流侧变换需求，提出了一种具有超高电压增益的非隔离型多端口DC-DC变换器。所提变换器将2个单向输入源、1个双向储能单元及输出负载进行整合，根据储能单元的工作情况该变换器具有3种不同的工作模式，且均能实现超高电压增益。特别地，当其中任意1个输入源的输入为0时，变换器依然能可靠工作。此外，变换器的多端口输入电流连续，同时输入和输出均共地，有助于减少系统的电磁干扰。详细分析了所提变换器的工作原理、稳态特性及性能，并搭建了1台250 W的实验样机验证所提变换器的可行性和有效性。

关键词：电压暂降治理；多端口变换器；DC-DC；超高增益

Research on Multiport Ultra-high Gain DC-DC Converter Applied to Voltage Sag Control Equipment

CHEN Jinrong[1], HUANG Guoping[1], LIU Junfeng[2], LIU Shaomin[1]
(1. Foshan Power Supply Bureau, Guangdong Power Grid Corporation, Foshan 528000, China; 2. School of Automation Science and Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, China)

Abstract: A non-isolated multiport DC-DC converter with ultra-high gain is proposed to meet the high gain DC-side conversion requirements of voltage sag control equipment, which integrates two unidirectional input sources, one bidirectional energy storage unit and output load. This converter has three different operating modes depending on the operation of the energy storage unit, and all of them can achieve ultra-high voltage gain. In particular, the converter can still operate reliably when the input of any one of the input sources is zero. In addition, the input current of multiport in the converter is continuous, and the input and output ports are common grounded, which helps to reduce electromagnetic interference in the system. A detailed analysis was performed on the operating principle, steady-state characteristics and performance comparison of the converter, moreover, a 250 W experimental prototype was built to verify the feasibility and effectiveness of the proposed converter.

Keywords: Voltage sag control; multiport converter; DC-DC; ultra-high gain

电网中电压暂降事件的发生容易对关键用电客户造成严重且不可恢复的损害，因此高效且可靠的电压暂降治理措施十分必要[1]。在各种治理措施中，电压补偿均是必不可少的环节，当网侧发生电压跌落时，电压暂降治理设备需要迅速投切完成对敏感负荷的供电保障。电压暂降治理设备的DC-DC 部分采用超级电容作为输入源，其 380~490 V 的直流输出将作为后级逆变并网的输入[2-3]。为了保证逆变环节的高效运行，其最优输入直流电压将随着网侧负荷的变换而改变，加之低压超级电

收稿日期：2024-03-29；**修回日期**：2024-06-14；**录用日期**：2024-07-26；**网络首发日期**：2024-08-26
基金项目：中国南方电网有限责任公司科技资助项目(030600KC23070021，GDKJXM20230914)
This work is supported by China Southern Power Grid Co., Ltd. Technology Project under the grants 030600KC23070021 and GDKJXM20230914

容的荷电状态会存在较大范围的变化，因此治理设备的中间 DC-DC 环节是 1 个输入输出均宽范围变化的升压变换器，其增益范围成为影响电压补偿效果的关键因素[4-5]。

近年来，国内外学者提出了许多具有不同结构的单输入单输出高增益 DC-DC 变换器[6-11]。然而，针对本文所提电压暂降治理的背景，单输入单输出 DC-DC 变换器并非最佳选择。因为对于突发的电压暂降事故，可靠且快速的治理应放在首位，尤其当单个输入源工作失效时，将会影响电压恢复的进程[10]。对此，传统的解决方案是并联多个变换器以提高系统可靠性。然而，这将大幅增加系统的成本、增大系统的体积与质量，不利于治理设备的轻量、小型化[11]。

具有多个输入端口的 DC-DC 变换器更加适合电压暂降治理的场景。文献[12]提出了一种具有零电压开通 ZVT(zero voltage turn-on)辅助电路的双输入高增益 DC-DC 变换器。通过使用 ZVT 辅助电路，可以显著降低开关损耗，提高变换器的效率。然而，辅助电路的使用也增加了元件的数量。此外，该变换器缺乏输入输出共地和功率双向流动的特性。文献[13]对文献[12]的电压倍增单元结构进行改进，改进后的变换器输入与输出均共地，但其依旧缺少功率双向流动的特性。在电压暂降应用场景中，功率双向流动的特性十分契合电压暂降治理期间的不同工况。文献[14-18]介绍了几种具有该特性的变换器：文献[14-15]用金属−氧化物−半导体场效应晶体管 MOSFET(metal-oxide-semiconductor field effect transistor)代替二极管来实现功率双向流动，但控制策略变得更加复杂，且变换器均缺少储能端口；文献[16-18]中的变换器均有双向储能端口，然而其电压增益均较小；文献[17-18]中的变换器输入电流均不连续且输入输出均不共地。

基于上述研究现状，本文针对性地提出一种具有双向储能单元的多端口超高增益 DC-DC 变换器。该变换器具有 3 种工作模式，且在 3 种工作模式下均能实现超高电压增益。当任一输入源单独供电时，变换器依然能正常工作。此外，变换器还具备输入电流连续、输入输出共地、功率双向流动等优点。

1　电路拓扑与工作原理

1.1　电路拓扑

电压暂降治理设备结构如图 1 所示。所提出的具有超高电压增益的多端口 DC-DC 变换器拓扑结构如图 2 所示，共有 4 个端口，其中：U_1 和 U_2 为治理设备提供的 2 个相互备用冗余的主输入源端口；U_b 为 1 个双向储能端口；U_o 为 1 个高压直流输出端口。所提变换器仅需通过控制 2 个有源开关管(S_3 和 S_4)的开通与关断，就能实现双向储能端口的功率流动。

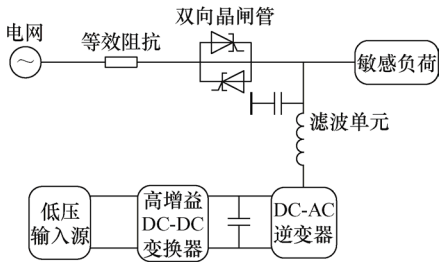


图 1　电压暂降治理设备结构

Fig. 1 Structure of voltage sag control equipment

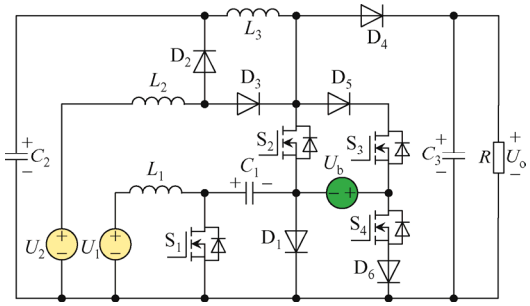
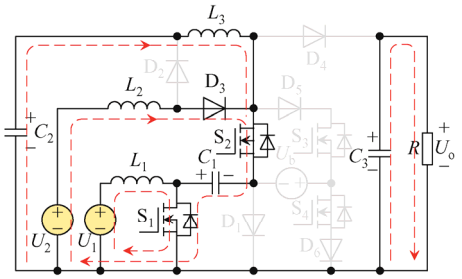


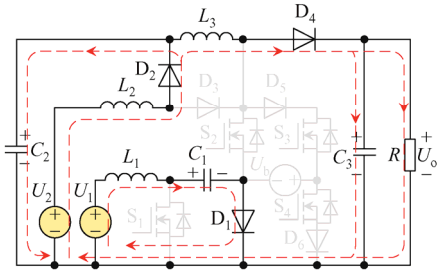
图 2　所提多端口 DC-DC 变换器拓扑结构

Fig. 2 Topology of proposed multiport DC-DC converter

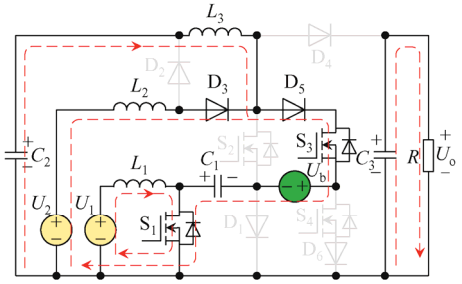
根据储能端口的工作情况，该变换器具有 3 种不同的工作模式，分别定义为储能端口不工作模式、储能端口充电模式、储能端口放电模式。图 3 为 3 种工作模式下所有工作模态的等效电路，图 4 为变换器在 3 种工作模式下对应的主要波形。



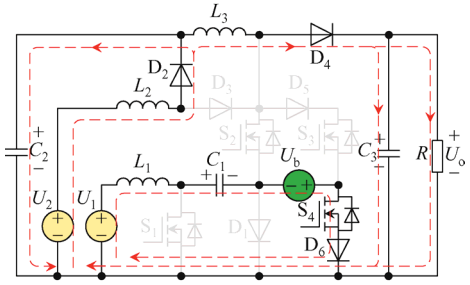
(a) 模态a



(b) 模态b



(c) 模态c



(d) 模态d

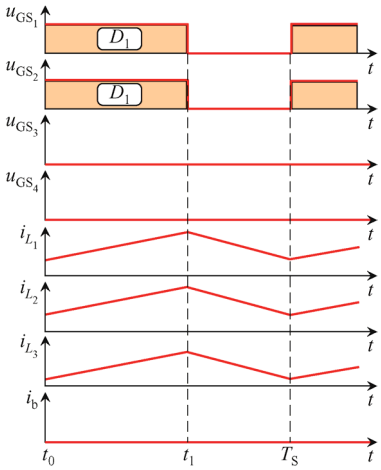
图 3 变换器在不同工作模态下的等效电路

Fig. 3 Equivalent circuits of proposed converter in different operating modes

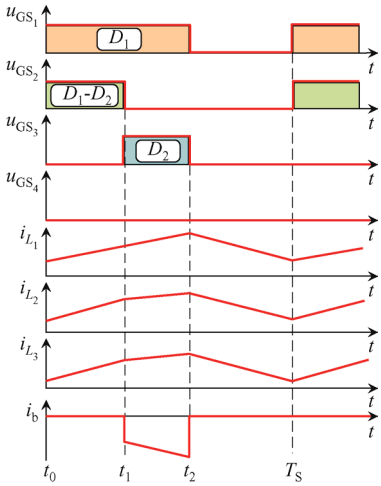
1.2 工作原理

1.2.1 储能端口不工作模式

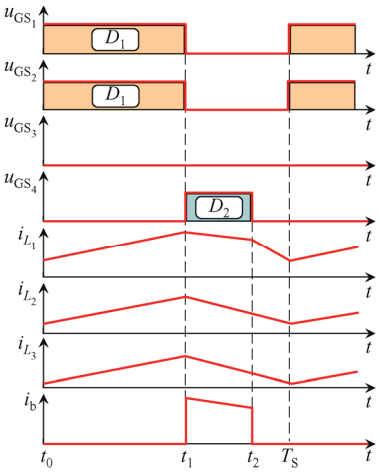
在此工作模式下，变换器输出负载所需要的功率等于 2 个主输入源产生的功率，储能端口不参与功率传输。该工作模式适用于正常情况下的电压暂降补偿，即多数时候超级电容不参与工作，避免超级电容长时间处于充放电状态，因此大幅延长了超



(a) 储能端口不工作模式



(b) 储能端口充电模式



(c) 储能端口放电模式

图 4 变换器在 3 种工作模式下的主要波形

Fig. 4 Main waveforms of proposed converter in three operating modes

级电容及整体治理设备的寿命。该工作模式在 1 个

开关周期 T_S 内有 2 种工作模态，如图 3(a)和 3(b)所示，开关管 S_1 和 S_2 同时开通或关断，因此该模式下控制方案较简单。此外，开关管 S_1~S_4 的驱动 u_{GS_1}~u_{GS_4} 波形、电感 L_1~L_3 的电流 i_{L_1}~i_{L_3} 波形和超级电容电流 i_b 的波形如图 4(a)所示。

模态 1 [t_0, t_1)：如图 3(a)模态 a，S_1 和 S_2 导通，除二极管 D_3 的其他二极管均截止。U_1 通过 S_1 给 L_1 充电；U_2、电容 C_1 串联，通过 S_1、S_2、D_3 给 L_2 充电；C_1、C_2 串联，通过 S_1、S_2 给 L_3 充电；C_3 给负载供电。因此 3 个电感的电流同时线性上升。

模态 2 [t_1, T_S]：如图 3(b)模态 b，S_1~S_4 均关断，D_1、D_2、D_4 导通。L_1~L_3 同时放电，因此电感电流同时线性下降。U_1、L_1 串联，通过 D_1 给 C_1 充电；U_2、L_2 串联，通过 D_2 给 C_2 充电；U_2、L_2、L_3 串联，通过 D_2、D_4 给 C_3 和负载供电。当下一周期 S_1 和 S_2 的驱动信号到来时，此模态结束。

1.2.2　储能端口充电模式

在此工作模式下，2 个主输入源产生的功率高于输出负载所需功率，多出的功率将给超级电容充电。该工作模式适用于电压暂降补偿过度，此时溢出的功率可以用来给超级电容充电，以便系统需要深度补偿时超级电容能共同参与放电补偿，为后级逆变提供所需的最优直流输入。相比于储能端口不工作模式，该工作模式仅额外使用 1 个开关管 S_3。在 1 个开关周期内有 3 种工作模态，如图 3(a)~(c)。u_{GS_1}~u_{GS_4} 波形、i_{L_1}~i_{L_3} 波形和 i_b 波形如图 4(b)所示。

模态 1 [t_0, t_1)：如图 3(a)模态 a，S_1 和 S_2 开通，此工作模态与储能端口不工作模式中的模态 1 相同，不再赘述。

模态 2 [t_1, t_2)：如图 3(c)模态 c，S_1 保持开通，S_2 关断的同时 S_3 开通，D_3、D_5 导通。L_1~L_3 继续被充电，但由于 U_2、C_1 串联，通过 S_1、S_3、D_3、D_5 给 L_2 和 U_b 充电；C_1、C_2 串联，通过 S_1、S_3、D_5 给 L_3 和 U_b 充电，因此 L_2 和 L_3 两端电压降低，相应地电感电流的上升速率有所下降。C_3 则继续给负载供电。当 S_1 和 S_3 的关断信号到来时，此模态结束。

模态 3 [t_2, T_S]：如图 3(b)模态 b，所有开关管均关断，此工作模态与储能端口不工作模式中的模态 2 相同，不再赘述。

1.2.3　储能端口放电模式

在此工作模式下，2 个主输入源产生的功率低于输出负载所需功率，超级电容将放电来补偿不足的功率。该工作模式适用于电压暂降深度补偿，此时相当于 3 个输入源同时给输出负载供电，能够在同样占空比下达到更高的电压增益。不同于储能端口充电模式，该工作模式起作用的是 S_4。在 1 个开关周期内有 3 种工作模态，如图 3(a)、3(b)和 3(d)所示。u_{GS_1}~u_{GS_4} 波形、i_{L_1}~i_{L_3} 波形和 i_b 波形如图 4(c)所示。

模态 1 [t_0, t_1)：如图 3(a)模态 a，S_1 和 S_2 开通，此工作模态与储能端口不工作模式中的模态 1 相同，不再赘述。

模态 2 [t_1, t_2)：如图 3(d)模态 d，S_1 和 S_2 关断的同时 S_4 开通，D_2、D_4 和 D_6 导通。L_1~L_3 同时放电，因此电感电流同时线性下降。U_1、L_1、U_b 串联，通过 S_4、D_6 给 C_1 充电；U_2、L_2 串联，通过 D_2 给 C_2 充电；U_2、L_2、L_3 串联，通过 D_2、D_4 给 C_3 和负载供电。当 S_4 的关断信号到来时，此模态结束。

模态 3[t_2, T_S]：如图 3(b)模态 b，开关管均关断，此工作模态与储能端口不工作模式中的模态 2 相同，不再赘述。

2　稳态特性分析

2.1　电压增益

2.1.1　储能端口不工作模式

根据电感的伏秒平衡原理，可得

$$\begin{cases} D_1U_1+(1-D_1)(U_1-U_{C_1})=0 & \text{电感}L_1 \\ D_1(U_2+U_{C_1})+(1-D_1)(U_2-U_{C_2})=0 & \text{电感}L_2 \\ D_1(U_{C_1}+U_{C_2})+(1-D_1)(U_{C_2}-U_o)=0 & \text{电感}L_3 \end{cases} \tag{1}$$

式中：D_1 为开关管 S_1、S_2 的占空比；U_{C_1}、U_{C_2} 分

别为电容 C_1、C_2 的电压。

由式(1)可得各电容电压和输出电压的表达式为

$$\begin{cases} U_{C_1}=\dfrac{1}{1-D_1}U_1 \\ U_{C_2}=\dfrac{D_1}{(1-D_1)^2}U_1+\dfrac{1}{1-D_1}U_2 \\ U_{\mathrm{o}}=\dfrac{D_1(2-D_1)}{(1-D_1)^3}U_1+\dfrac{1}{(1-D_1)^2}U_2 \end{cases} \tag{2}$$

当 U_1=U_2=U_{in}(U_{in} 为输入电压)时，所提变换器在储能端口不工作模式下的电压增益为

$$G=\frac{U_{\mathrm{o}}}{U_{\mathrm{in}}}=\frac{1+D_1-D_1^2}{(1-D_1)^3} \tag{3}$$

2.1.2 储能端口充电模式

根据电感的伏秒平衡原理，可得

$$\begin{cases} D_1U_1+(1-D_1)(U_1-U_{C_1})=0 & \text{电感}L_1 \\ D_1(U_2+U_{C_1})-D_2U_{\mathrm{b}}+(1-D_1)(U_2-U_{C_2})=0 & \text{电感}L_2 \\ D_1(U_{C_1}+U_{C_2})-D_2U_{\mathrm{b}}+(1-D_1)(U_{C_2}-U_{\mathrm{o}})=0 & \text{电感}L_3 \end{cases} \tag{4}$$

式中，D_2 为开关管 S_3、S_4 的占空比。

由式(4)可得各电容电压和输出电压的表达式为

$$\begin{cases} U_{C_1}=\dfrac{1}{1-D_1}U_1 \\ U_{C_2}=\dfrac{D_1}{(1-D_1)^2}U_1+\dfrac{1}{1-D_1}U_2-\dfrac{D_2}{1-D_1}U_{\mathrm{b}} \\ U_{\mathrm{o}}=\dfrac{D_1(2-D_1)}{(1-D_1)^3}U_1+\dfrac{1}{(1-D_1)^2}U_2-\dfrac{D_2(2-D_1)}{(1-D_1)^2}U_{\mathrm{b}} \end{cases} \tag{5}$$

2.1.3 储能端口放电模式

根据电感的伏秒平衡原理，可得

$$\begin{cases} D_1U_1+D_2(U_1-U_{C_1}+U_{\mathrm{b}})+(1-D_1-D_2)\cdot \\ \qquad (U_1-U_{C_1})=0 \qquad \text{电感}L_1 \\ D_1(U_2+U_{C_1})+(1-D_1)(U_2-U_{C_2})=0 \qquad \text{电感}L_2 \\ D_1(U_{C_1}+U_{C_2})+(1-D_1)(U_{C_2}-U_{\mathrm{o}})=0 \qquad \text{电感}L_3 \end{cases} \tag{6}$$

由式(6)可得各电容电压和输出电压的表达式为

$$\begin{cases} U_{C_1}=\dfrac{1}{1-D_1}U_1+\dfrac{D_2}{1-D_1}U_{\mathrm{b}} \\ U_{C_2}=\dfrac{D_1}{(1-D_1)^2}U_1+\dfrac{1}{1-D_1}U_2+\dfrac{D_1D_2}{(1-D_1)^2}U_{\mathrm{b}} \\ U_{\mathrm{o}}=\dfrac{D_1(2-D_1)}{(1-D_1)^3}U_1+\dfrac{1}{(1-D_1)^2}U_2+ \\ \qquad \dfrac{D_1D_2(2-D_1)}{(1-D_1)^3}U_{\mathrm{b}} \end{cases} \tag{7}$$

2.2 电压应力

由于所提变换器具有 3 种工作模式，因此有源器件需要承受的最高电压应力应能满足 3 种模式中最恶劣情况下的需求。下面将根据工作原理及电路模态图，详细分析各有源器件需要承受的电压应力情况。

在储能端口不工作模式中，储能端口侧不参与工作，因此 S_3、S_4、D_5 和 D_6 可关断，无需计算其电压应力。根据图 3(a)，S_1、D_1 及 C_1 共同构成 1 个电压回路，此模态下没有电流流过 D_1，其两端承受的电压大小为 U_{C_1}。同理可得，D_2 和 D_4 两端承受的电压大小分别为 $U_{C_1}+U_{C_2}$ 和 $U_{C_1}+U_{\mathrm{o}}$；根据图 3(b)，S_1、S_2 和 D_3 两端承受的电压大小分别为 U_{C_1}、U_{o} 和 $U_{\mathrm{o}}-U_{C_2}$。因此各有源器件在储能端口不工作模式中的电压应力关系可表示为

$$\begin{cases} U_{\mathrm{DS_1}}=U_{\mathrm{D_1}}=U_{C_1} \\ U_{\mathrm{DS_2}}=U_{\mathrm{o}} \\ U_{\mathrm{D_2}}=U_{C_1}+U_{C_2} \\ U_{\mathrm{D_3}}=U_{\mathrm{o}}-U_{C_2} \\ U_{\mathrm{D_4}}=U_{C_1}+U_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{8}$$

式中：$U_{\mathrm{DS_1}}$ 和 $U_{\mathrm{DS_2}}$ 分别为 S_1 和 S_2 的电压应力；$U_{\mathrm{D_1}}$~$U_{\mathrm{D_4}}$ 分别为 D_1~D_4 的电压应力。

在储能端口充电模式中，S_4 和 D_6 可关断，无需计算其电压应力。根据图 3(a)，D_1、D_2、D_4 和 D_5 两端承受的电压大小分别为 U_{C_1}、$U_{C_1}+U_{C_2}$、$U_{C_1}+U_{\mathrm{o}}$ 和 U_{b}；根据图 3(b)，S_1、S_2、S_3 和 D_3 两端承受的电压大小分别为 U_{C_1}、U_{o}、$U_{\mathrm{o}}-U_{\mathrm{b}}$ 和

$U_o-U_{C_2}$；根据图 3(c)，S_2、D_1、D_2 和 D_4 两端承受的电压大小分别为 U_b 、U_{C_1} 、$U_{C_1}+U_{C_2}-U_b$ 和 $U_{C_1}+U_o-U_b$。在整个周期内取承受的电压最大值作为器件的电压应力，并假定 $U_{C_1}>U_b$，得各有源器件在储能端口充电模式中的电压应力关系，可表示为

$$\begin{cases} U_{DS_1}=U_{D_1}=U_{C_1} \\ U_{DS_2}=U_o \\ U_{DS_3}=U_o-U_b \\ U_{D_2}=U_{C_1}+U_{C_2} \\ U_{D_3}=U_o-U_{C_2} \\ U_{D_4}=U_{C_1}+U_o \\ U_{D_5}=U_b \end{cases} \tag{9}$$

在储能端口放电模式中，S_3 和 D_5 可关断，无需计算其电压应力。根据图 3(a)，假定 $U_{C_1}>U_b$，D_1、D_2 和 D_4 两端承受的电压大小分别为 U_{C_1}、$U_{C_1}+U_{C_2}$ 和 $U_{C_1}+U_o$，S_4 和 D_6 两端承受的电压大小分别为 U_b 和 U_{C_1}；根据图 3(b)，S_1、S_2、S_4 和 D_3 两端承受的电压大小分别为 U_{C_1} 、U_o 、U_b 和 $U_o-U_{C_2}$；根据图 3(d)，S_1、S_2、D_1 和 D_3 两端承受的电压大小分别为 $U_{C_1}-U_b$ 、U_o+U_b 、U_b 和 $U_o-U_{C_2}$。在整个周期内取承受的电压最大值作为器件的电压应力，得各有源器件在储能端口放电模式中的电压应力关系，可表示为

$$\begin{cases} U_{DS_1}=U_{D_1}=U_{C_1} \\ U_{DS_2}=U_o+U_b \\ U_{DS_4}=U_b \\ U_{D_2}=U_{C_1}+U_{C_2} \\ U_{D_3}=U_o-U_{C_2} \\ U_{D_4}=U_{C_1}+U_o \\ U_{D_6}=U_{C_1} \end{cases} \tag{10}$$

根据式(2)、式(5)和式(7)可知，在占空比和输入电压相同的情况下，变换器在储能端口放电模式中的各电容电压和输出电压最大；同时将其结合式(8)~式(10)可得变换器在 3 种工作模式下有源器件的最高电压应力为

$$\begin{cases} U_{DS_1}=U_{D_1}=\dfrac{1}{1-D_1}U_1+\dfrac{D_2}{1-D_1}U_b \\ U_{DS_2}=\dfrac{D_1(2-D_1)}{(1-D_1)^3}U_1+\dfrac{1}{(1-D_1)^2}U_2+ \\ \qquad \dfrac{D_1D_2(2-D_1)}{(1-D_1)^3}U_b+U_b \\ U_{DS_3}=\dfrac{D_1(2-D_1)}{(1-D_1)^3}U_1+\dfrac{1}{(1-D_1)^2}U_2- \\ \qquad \dfrac{D_2(2-D_1)}{(1-D_1)^2}U_b-U_b \\ U_{DS_4}=U_b \\ U_{D_2}=\dfrac{1}{(1-D_1)^2}U_1+\dfrac{1}{1-D_1}U_2+\dfrac{D_2}{(1-D_1)^2}U_b \\ U_{D_3}=\dfrac{D_1}{(1-D_1)^3}U_1+\dfrac{D_1}{(1-D_1)^2}U_2+\dfrac{D_1D_2}{(1-D_1)^3}U_b \\ U_{D_4}=\dfrac{1}{(1-D_1)^3}U_1+\dfrac{1}{(1-D_1)^2}U_2+\dfrac{D_2}{(1-D_1)^3}U_b \\ U_{D_5}=U_b \\ U_{D_6}=\dfrac{1}{1-D_1}U_1+\dfrac{D_2}{1-D_1}U_b \end{cases} \tag{11}$$

2.3 电流应力

同样地，有源器件需要承受的最高电流应力也应能满足 3 种模式中最恶劣情况下的需求。在储能端口不工作模式中，根据图 3(a)和 3(b)的电流回路及电容的安秒平衡原理，可以得到各有源器件上的平均电流表达式为

$$\begin{cases} I_{S_1}=I_1 \\ I_{S_2}=I_{D_1}=(1-D_1)I_1 \\ I_{D_2}=(1-D_1)I_2 \\ I_{D_3}=D_1I_2 \\ I_{D_4}=I_o \end{cases} \tag{12}$$

式中：I_o 为输出电流；I_1 和 I_2 分别为 U_1 和 U_2 的平均电流，其表达式为

$$\begin{cases} I_1=\dfrac{D_1(2-D_1)}{(1-D_1)^3}I_o \\ I_2=\dfrac{1}{(1-D_1)^2}I_o \end{cases} \tag{13}$$

在储能端口充电模式中，根据图 3(a)~3(c)中的

电流回路及电容的安秒平衡原理，可以得到各有源器件上的平均电流表达式为

$$\begin{cases} I_{S_1}=I_1 \\ I_{S_2}=(1-D_1)I_1-I_b \\ I_{S_3}=I_{D_5}=I_b \\ I_{D_1}=(1-D_1)I_1 \\ I_{D_2}=(1-D_1)I_2 \\ I_{D_3}=D_1I_2 \\ I_{D_4}=I_o \end{cases} \tag{14}$$

其中，I_1 和 I_2 的表达式与式(13)一致，I_b 为流经储能端口的平均电流，在储能端口充电模式中的表达式可根据式(5)得到，即

$$I_b=\frac{D_2(2-D_1)}{(1-D_1)^2}I_o \tag{15}$$

在储能端口放电模式中，根据图 3(a)、3(b)和3(d)中的电流回路及电容的安秒平衡原理，可以得到各有源器件上的平均电流表达式为

$$\begin{cases} I_{S_1}=I_1 \\ I_{S_2}=D_1I_2+\dfrac{D_1}{1-D_1}I_o \\ I_{S_4}=I_{D_6}=I_b \\ I_{D_1}=D_1I_2+\dfrac{D_1}{1-D_1}I_o-I_b \\ I_{D_2}=(1-D_1)I_2 \\ I_{D_3}=D_1I_2 \\ I_{D_4}=I_o \end{cases} \tag{16}$$

其中，I_1 和 I_2 的表达式与式(13)一致，I_b 的表达式可以根据式(7)得到，即

$$I_b=\frac{D_1D_2(2-D_1)}{(1-D_1)^3}I_o \tag{17}$$

同样地，在占空比和输入电压相同的情况下，变换器在储能端口放电模式中的输出电流最大，进而输入电流 I_1 和 I_2 也最大。结合式(12)~式(17)可得变换器在 3 种工作模式下有源器件的最高电流应力为

$$\begin{cases} I_{S_1}=\dfrac{D_1(2-D_1)}{(1-D_1)^3}I_o \\ I_{S_2}=I_{D_1}=\dfrac{D_1(2-D_1)}{(1-D_1)^2}I_o \\ I_{S_3}=I_{D_5}=\dfrac{D_2(2-D_1)}{(1-D_1)^2}I_o \\ I_{S_4}=I_{D_6}=\dfrac{D_1D_2(2-D_1)}{(1-D_1)^3}I_o \\ I_{D_2}=\dfrac{1}{1-D_1}I_o \\ I_{D_3}=\dfrac{D_1}{(1-D_1)^2}I_o \\ I_{D_4}=I_o \end{cases} \tag{18}$$

对于 L_1~L_3，可以得到 L_1 和 L_2 的平均电流分别等于 U_1 和 U_2 的平均电流，L_3 的平均电流等于 D_4 导通期间的电流平均值。因此可得 L_1~L_3 的平均电流表达式为

$$\begin{cases} I_{L_1}=\dfrac{D_1(2-D_1)}{(1-D_1)^3}I_o \\ I_{L_2}=\dfrac{1}{(1-D_1)^2}I_o \\ I_{L_3}=\dfrac{1}{1-D_1}I_o \end{cases} \tag{19}$$

3 损耗及效率分析

变换器的功率损耗主要由开关管、二极管、电容和电感 4 个部分的损耗组成。本节将对这 4 类损耗分别进行分析计算，进而给出具体的损耗分布。

对于开关管，其功率损耗主要包括导通损耗 $P_{S,conduction}$ 和开关损耗 $P_{S,switching}$。导通损耗耗散在开关管的导通电阻 $R_{DS(on)}$上，其表达式可以通过流经开关管的电流有效值 $I_{S(rms)}$来描述，即

$$P_{S,conduction}=I_{S(rms)}^2R_{DS(on)} \tag{20}$$

开关损耗则是开关管在开通和关断过程中因电压电流交截而产生的损耗，其表达式为

$$P_{S,switching}=\frac{U_{DS}(I_{on}t_{ondelay}+I_{off}t_{offdelay})f_S}{6} \tag{21}$$

式中：U_{DS} 为开关管的漏源极电压；I_{on} 和 I_{off} 分别

为开关管开通和关断时的电流；t_{ondelay} 和 t_{offdelay} 分别为开关管开通和关断过程的时延；f_{S} 为开关频率。

对于二极管，其功率损耗主要耗散在正向压降 U_{F} 和电阻 R_{D} 上，其表达式可以通过流经二极管的电流平均值 I_{D} 和电流有效值 $I_{\text{D(rms)}}$来描述，即

$$P_{\text{D}} = U_{\text{F}} I_{\text{D}} + I_{\text{D(rms)}}^2 R_{\text{D}} \tag{22}$$

对于电容，其功率损耗主要耗散在电容的等效串联电阻上。该部分损耗可通过电容电压纹波大小 ΔU_C来描述，即

$$P_C = \frac{f_{\text{S}} C (\Delta U_C)^2}{2} \tag{23}$$

对于电感，其功率损耗主要可分为铜损 $P_{L,\text{copper}}$ 与磁心损耗 $P_{L,\text{core}}$(又称铁损，即磁束通过磁心时产生的损耗)。铜损即电流流经线圈时其等效串联电阻引起的损耗，其表达式可以通过流经电感的电流有效值 $I_{L(\text{rms})}$来描述，即

$$P_{L,\text{copper}} = I_{L(\text{rms})}^2 R_L \tag{24}$$

式中，R_L 为电感的等效串联电阻。

磁心损耗的表达式为

$$P_{L,\text{core}} = K_{\text{Fe}} \left(\frac{U_{\text{ave}}}{8 f_{\text{S}} N_L A_{\text{e}}} \right)^{\alpha} A_{\text{e}} l_{\text{m}} \tag{25}$$

式中：K_{Fe} 和 α 为由磁心材料决定的常数；U_{ave} 为电感绕组的匝间平均电压；N_L 为电感的绕组匝数；A_{e} 和 l_{m} 分别为磁心的有效截面积和磁路的有效长度。

对上述各部分器件损耗进行相加即可得到总损耗 P_{Loss}，即

$$P_{\text{Loss}} = P_{\text{S,conduction}} + P_{\text{S,switching}} + P_{\text{D}} + P_C + P_{L,\text{copper}} + P_{L,\text{core}} \tag{26}$$

进而变换器在 3 种工作模式下的效率表达式分别为

$$\eta = \begin{cases} \dfrac{P_{\text{o}}}{P_{\text{o}} + P_{\text{Loss}}} & \text{储能端口不工作及放电模式} \\ \dfrac{P_{\text{o}} + P_{\text{b}}}{P_{\text{o}} + P_{\text{b}} + P_{\text{Loss}}} & \text{储能端口充电模式} \end{cases} \tag{27}$$

式中：P_{o} 为输出功率；P_{b} 为储能端口的功率。

为了更直观地展现所提变换器的损耗分布，通过结合式(20)~式(25)计算了变换器在 250 W 输出功率下各部分器件的损耗，3 种工作模式下的具体损耗分布如图 5 所示。可以看出，由于所使用的开关管具有较小的导通电阻，因此开关管的导通损耗较低。同时，由于所选择的电容容值较高，其电容电压纹波极小，因此电容损耗也极低。在 3 种工作模式下电感的损耗占比均是最高的，该部分损耗可通过选用具有更小等效串联电阻的励磁线来进一步降低铜损，同时可将线圈缠绕得更加紧密以降低磁心损耗。此外，由于耗散在 U_{F} 和 R_{D} 上的功率较高，导致二极管的损耗占比也较高，若不考虑成本和控制难度的因素，可以采用同步整流技术，将二极管替换成具有低导通电阻的开关管来进一步降低损耗。

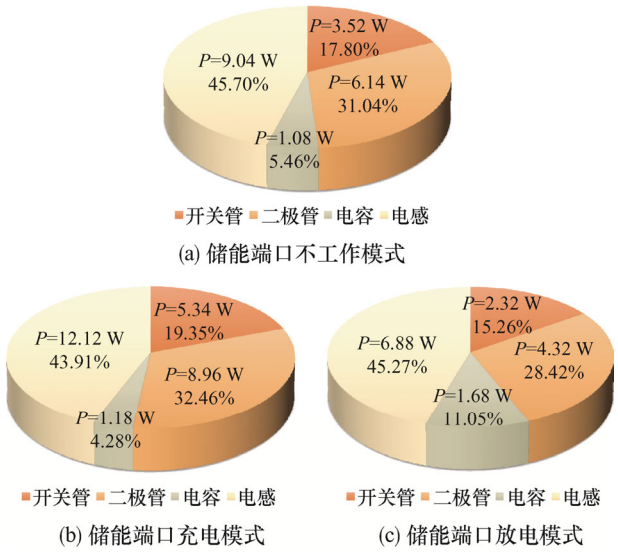


图 5　变换器在 3 种工作模式下的损耗分布

Fig. 5 Loss distribution of proposed converter in three operating modes

4　拓扑性能对比

将所提变换器与近期国内外学者提出的一些多端口高增益 DC-DC 变换器进行对比分析，包括器件数量、电压增益、开关管和二极管的总电压和电流应力、输入输出端口数量、有无储能端口、输

入电流是否连续、输入与输出是否共地以及最高效率，对比结果见表 1，其中 D 为占空比。为了直观统一地进行比较，均采用双输入单输出模式，且各变换器原表达式中的 D_2 和 U_2 分别被假设等于 D_1 和 U_1。

表 1 不同多端口 DC-DC 变换器的性能比较

Tab. 1 Comparison of performance among different multiport DC-DC converters

文献	器件数量	电压增益	开关管总电压应力 U_{DS}/U_o	二极管总电压应力 U_D/U_o	开关管总电流应力 I_S/I_o	二极管总电流应力 I_D/I_o	端口数量	储能端口	输入电流	是否共地	最高效率/%
[12]	18	$\frac{4}{1-D}$	1/2	11/4	$\frac{3+D}{1-D}$	4	3	无	连续	否	96.20
[13]	15	$\frac{4}{1-D}$	1/2	9/4	$\frac{3+D}{1-D}$	4	3	无	连续	是	94.73
[14]	16	$\frac{3-D}{(1-D)^2}$	$\frac{4-2D}{3-D}$	$\frac{10-5D}{3-D}$	$\frac{8-4D}{(1-D)^2}$	$\frac{6-2D}{(1-D)^2}$	3	无	连续	是	93.00
[15]	16	$\frac{3-D}{(1-D)^2}$	3/2	$\frac{7-4D}{3-D}$	$\frac{8-6D}{(1-D)^2}$	$\frac{8-6D}{(1-D)^2}$	3	无	连续	是	91.00
[16]	12	$\frac{1}{(1-D)^2}$	$3-2D$	$3-2D$	$\frac{6-2D}{(1-D)^2}$	$\frac{4-D}{(1-D)^2}$	3	有	连续	是	93.80
[17]	17	$\frac{1+D}{(1-D)^2}$	$\frac{4-D-D^2}{(1-D)^2}$	$\frac{5+2D+D^2}{1+D}$	$\frac{2+3D-D^2}{(1-D)^2}$	$\frac{5-7D+D^2}{(1-D)^2}$	5	有	断续	否	94.50
本文	16	$\frac{1+D-D^2}{(1-D)^3}$	$\frac{2-D}{1+D-D^2}$	$\frac{5-4D+D^2}{1+D-D^2}$	$\frac{D(2-D)^2}{(1-D)^3}$	$\frac{2}{(1-D)^2}$	4	有	连续	是	94.46

根据表 1 绘制出所对比变换器的电压增益、开关管和二极管的总电压和电流应力曲线，如图 6~图 8 所示。从图 6 可以看出，本文所提变换器具有超高的电压增益，尤其在占空比大于 0.5 时，所提变换器拥有最高的电压增益，能够保证治理设备工作在后级逆变所需的较宽高效直流工作电压区间。从图 7(a)可以看出，相比于文献[14-17]中的变换器，所提变换器在开关管总电压应力方面具有一定的优势；从图 7(b)可以看出，与文献[12, 14, 17]相比，所提变换器在二极管总电压应力方面也具有一定优势。从图 8(a)和 8(b)可以看出，所提变换器的开关管和二极管总电流应力均小于大部分所对比的变换器。由于文献[12-13]中的变换器均使用了较多的倍增单元，因而其电压和电流应力均较小，相应地在效率方面也具有较大的优势。然而两者在所对比的电压增益、端口数量、有无储能端口及输入输出是否共地等方面并不均具备优势。

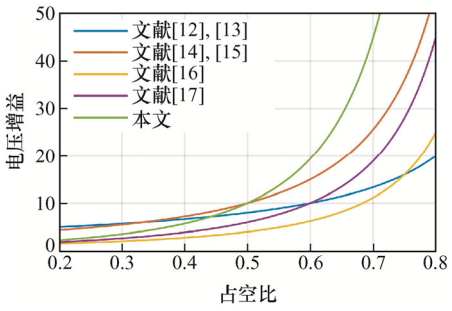
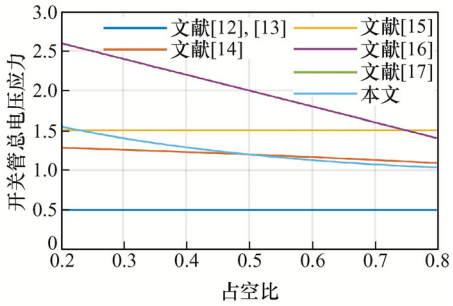
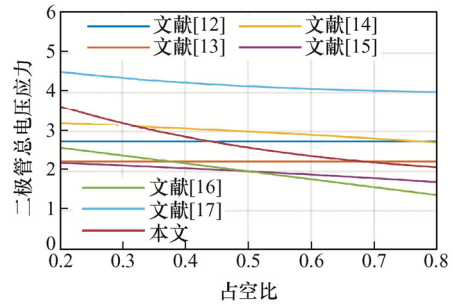


图 6 电压增益对比

Fig. 6 Comparison of voltage gain



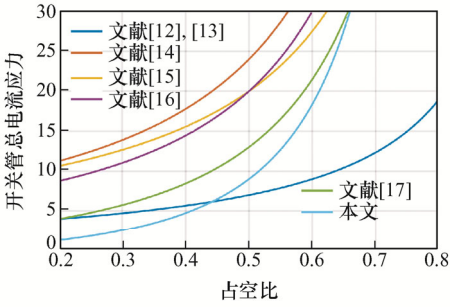
(a) 开关管



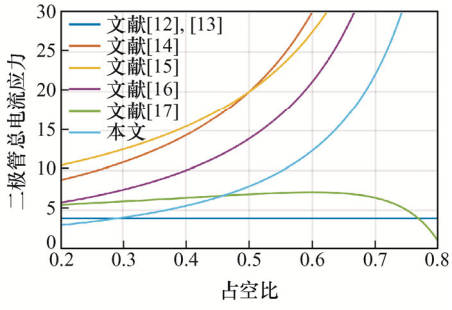
(b) 二极管

图 7 总电压应力对比

Fig. 7 Comparison of total voltage stress



(a) 开关管



(b) 二极管

图 8　总电流应力对比

Fig. 8 Comparison of total current stress

与所提变换器相比，文献[12-15]中的变换器均缺少储能端口。虽然文献[12]中的变换器使用了 ZVT 辅助电路使得效率比较高，但是其输入与输出不共地，同时其没有额外的用于吸收电压尖峰的电路单元，这对用于治理设备中的非隔离型 DC-DC 变换器而言容易产生电磁干扰问题，进而影响治理设备内其他通信设备的正常工作。文献[16]所提变换器使用的器件数量较少，但相应地其升压能力也非常有限。文献[17]中的变换器则同时缺少输入电流连续和输入输出共地的特性。

综合以上各方面对比结果看，本文所提变换器具有一定优势，是适用于电压暂降治理设备直流侧的拓扑选择。

5　实验验证

为了验证本文理论分析的正确性，同时证明所提拓扑的可行性和有效性，设计了一台额定功率为 250 W 的实验样机，如图 9 所示。样机的具体参数以及选用的器件型号见表 2。针对变换器的 3 种工作模式，做了 3 组实验进行对比分析，实验波形如图 10~图 12 所示。考虑到寄生参数的影响，为了将输出电压升至 400 V 进行统一对比，所选取的 S_1 的 D_1 稍高于理论值，D_2 则均设定为 0.300。

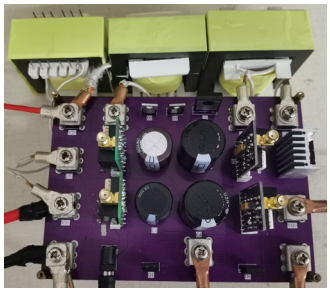


图 9　实验样机

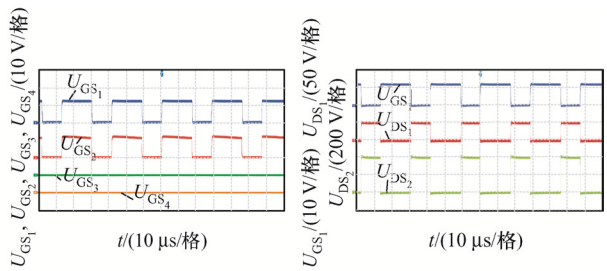
Fig. 9 Experimental prototype

表 2　实验参数

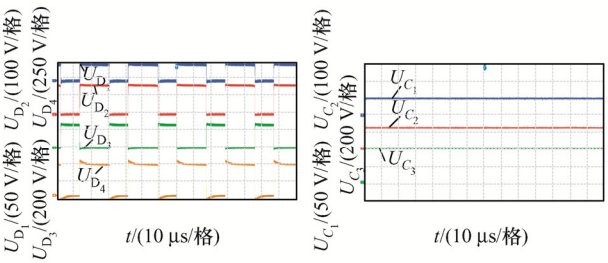
Tab. 2 Experimental parameters

器件/参数	数值/型号	器件/参数	数值/型号
S_1	IRFP4568PBF	L_3/μH	1 200
S_2, S_3	IPW60R037CSFD	C_1/μF	220
S_4	IRFP7430PBF	C_2/μF	220
D_1, D_5, D_6	SB20100LFCT	C_3/μF	330
D_2	HRM20L300FCT	U_1, U_2/V	20
D_3, D_4	B1D10065K	U_b/V	24
L_1/μH	100	U_o/V	400
L_2/μH	300	f_S/kHz	35

在储能端口不工作模式下的实验波形如图 10 所示。图 10(a)所示为 S_1 和 S_2 同时开通或关断，S_3 和 S_4 则不参与工作，此处 S_1 的占空比设定



(a)S_1~S_4驱动波形　　(b) S_1、S_2电压应力



(c) D_1~D_4电压应力　　(d) C_1~C_3电压

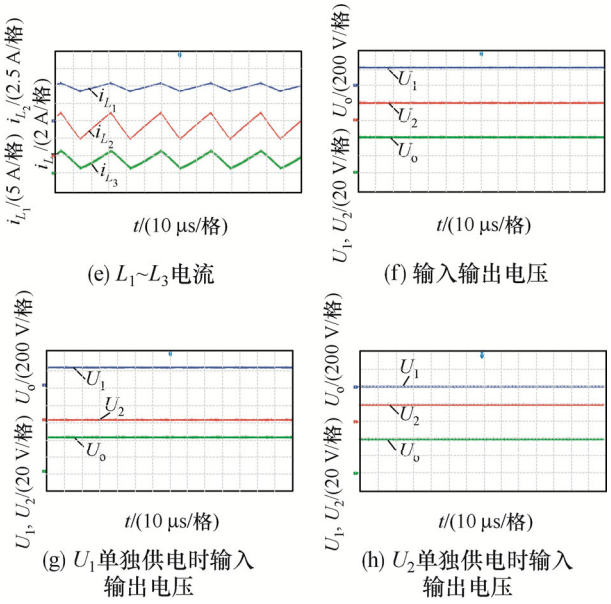


图 10 储能端口不工作模式下的实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms when energy storage port dose not operate

为 0.612。图 10(b)和 10(c)为 S_1、S_2 和 D_1~D_4 的电压应力波形，可以看出 S_1 和 D_1~D_3 的电压应力较小，分别为 51、51、184、267 V。图 10(d)为 C_1~C_3 的电压波形，其电压分别为 51、133、400 V。有源器件的电压应力与电容电压均与理论计算值一致。图 10(e)为 L_1~L_3 的电流波形，其与图 4(a)中的理论波形一致。从图 10(f)可以看出，在 20 V 输入条件下，输出电压达到了 400 V，电压增益极高。图 10(g)和 10(h)则验证了当任意一个输入源的输入为 0 时，所提变换器依然能继续工作，具备较高冗余性及可靠性。

在储能端口充电模式下的实验波形如图 11 所示，S_3 和 D_5 参与工作。开关管的驱动波形如图 11(a)所示，此处 S_1 的占空比设定为 0.635。图 11(b)和 11(c)为 S_1~S_3 和 D_1~D_5 的电压应力波形，可以看出 S_1、D_1~D_3 和 D_5 的电压应力较小，分别为 55、55、185、270、64 V。当 S_3 开通时，S_2、S_3、D_2、D_4 和 D_5 的电压应力因电压回路的改变均有所变化。图 11(d)为电容 C_1~C_3 的电压波形，其电压分别为 55、130、400 V。有源器件的电压应力与电容电压均与理论计算值一致。图 11(e)为 L_1~L_3 及流经超级电容的电流波形，其与图 4(b)中的理论波形一致，在 S_3 开通后 L_2 和 L_3 的电流上升速度均有所下降，与理论分析一致。图 11(f)表明在 20 V 输入条件下，输出电压可达到 400 V。

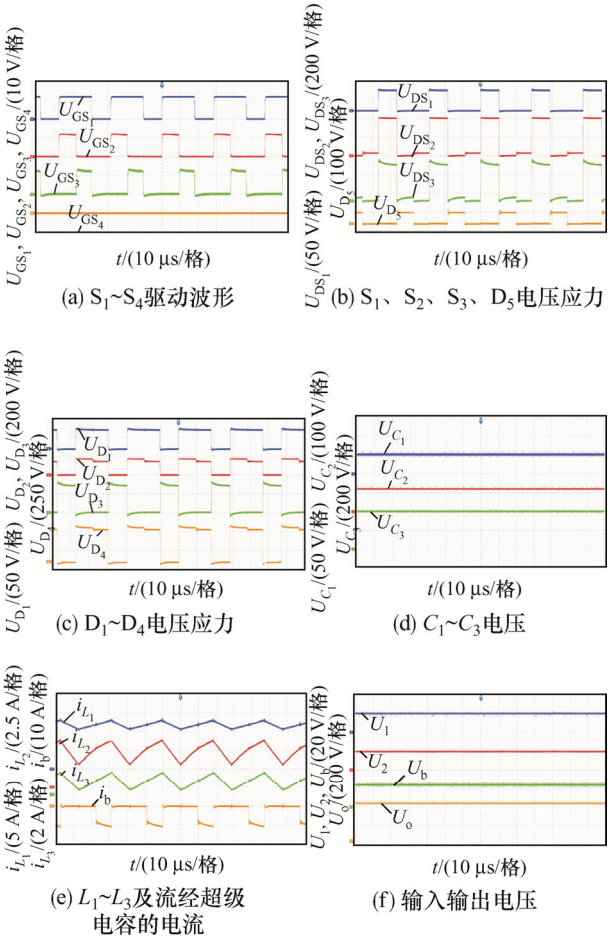


图 11 储能端口充电模式下的实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms when energy storage port is charging

在储能端口放电模式下的实验波形如图 12 所示，S_4 和 D_6 参与工作。开关管的驱动波形如图 12(a)所示，此处 S_1 的占空比设定为 0.581。图 12(b)和 12(c)为 S_1、S_2、S_4、D_6 和 D_1~D_4 的电压应力，可以看出 S_1、S_4、D_1~D_3 和 D_6 的电压应力较小，分别为 65、35、65、203、262、65 V。当 S_4 关断时，S_1、S_2、S_4、D_1 和 D_6 的电压应力因电压回路的改变均有所变化。图 12(d)为电容 C_1~C_3 的电压波形，其电压分别为 65、138、400 V。有源器件的电压应力与电容电压均与理论计算值一致。图 12(e)为

L_1~L_3及流经超级电容的电流波形，在 S_4 关断后 L_1 的电流减小速度变快，其与图 4(c)中的理论波形一致。图 12(f)表明在 20 V 输入条件下，输出电压可达到 400 V。

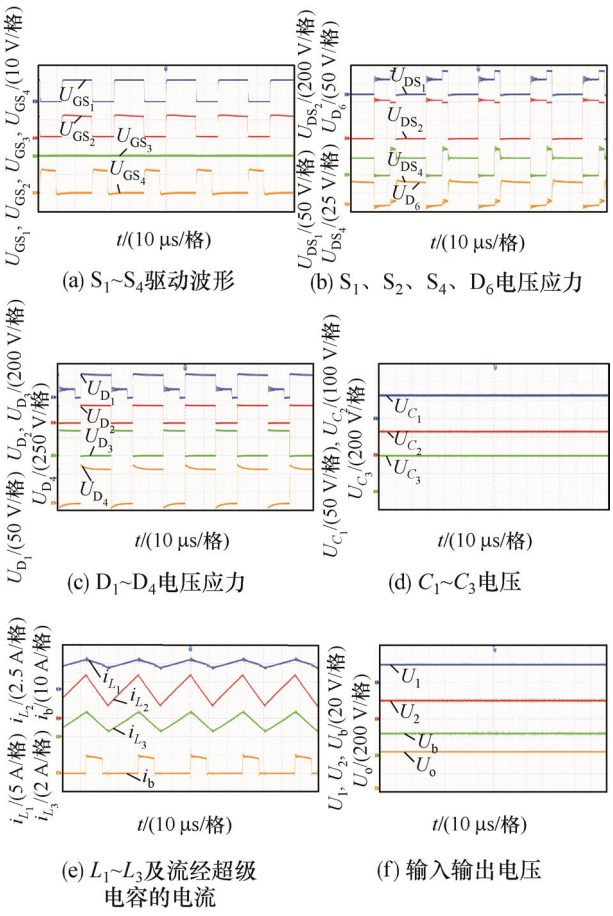


图 12　储能端口放电模式下的实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms when energy storage port is discharging

综上所述，所提变换器在 3 种工作模式下均实现了超高电压增益，3 组实验结果均验证了所提变换器的可行性与理论分析的正确性。此外，在上述 3 组实验中测得的效率分别为 92.67%、91.65%和 94.26%。图 13 绘制了实验样机在上述 3 种工作模式下的实测效率曲线，可以看出样机在储能端口放电模式下的效率最高，且其最高效率为 94.46%。这是由于在同样的输入输出电压条件下，变换器工作在储能端口放电模式时开关管的 D_1 更小，进而输入电流 I_1 和 I_2 均更小，导致各器件上的功率损耗更低。综合而言，储能端口的工作状态可以根据负载需求功率进行灵活选择，在兼顾吸收与释放能量的同时，与 2 个相互备用冗余的主输入源端口巧妙结合，使得变换器在电压暂降治理系统中具有较高的冗余性及可靠性。

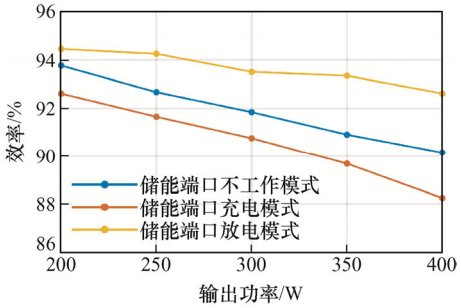


图 13　不同功率条件下的效率曲线

Fig. 13 Efficiency curves under different power conditions

6　结语

本文提出了一种适用于电压暂降治理设备的非隔离型多端口超高增益 DC-DC 变换器，对其工作原理和稳态特性进行了详细分析，并与现有的多端口 DC-DC 变换器进行了性能对比，通过实验验证了理论分析的正确性。结果表明所提变换器具有以下特点：①3 种工作模式下均具有超高的电压增益，能够确保后级逆变器工作在高效直流输入电压范围；②任一输入源均可单独向负载供电，具备较高的冗余性；③具有储能端口以及功率双向流动能力；④输入与输出均共地，且输入电流均连续，电磁干扰小，不会在紧凑的电压治理设备中影响其他通信设备的正常工作。

参考文献：

[1] 宋一丹. 典型内置开关电源用电设备的电压暂降耐受特性分析与优化[D]. 北京: 华北电力大学, 2023.
Song Yidan. Analysis and optimization of voltage sag tolerance characteristics of typical built-in switching power supply equipment [D]. Beijing: North China Electric Power University, 2023. (in Chinese)

[2] 冯兴田, 马文忠, 王玉彬. 基于超级电容储能的动态电压恢复器实验平台[J]. 实验技术与管理, 2021, 38(6): 121-125.
Feng Xingtian, Ma Wenzhong, Wang Yubin. Dynamic voltage restorer experimental platform based on super-capacitor energy storage [J]. Experimental Technology and Management, 2021, 38(6): 121-125. (in Chinese)

[3] 马智远, 栾乐, 许中, 等. 一种基于超级电容的变频器电压暂降治理装置[J]. 电力电子技术, 2020, 54(12): 60-63.
Ma Zhiyuan, Luan Le, Xu Zhong, et al. A voltage sag mitigation device for adjustable speed drives based on super capacitor [J]. Power Electronics, 2020, 54(12): 60-63. (in Chinese)

[4] Yang Ningrui, Zeng Jun, Hu Renjun, et al. High-frequency characteristics analysis of transformer-based voltage multiplier in lightweight process of unidirectional high step-up converters for offshore wind farms [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(5): 6585-6596.

[5] Santos Spencer Andrade A M, Faistel T M K, Guisso R A, et al. Hybrid high voltage gain transformerless DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(3): 2470-2479.

[6] Abkenar P P, Samimi M H, Marzoughi A, et al. A highly reliable low-cost single-switch resonant DC-DC converter with high gain and low component count [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 2556-2565.

[7] 潘学伟, 李司南, 张钟月, 等. 基于开关电感和开关电容的新型高增益 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2026, 24(2): 18-29.
Pan Xuewei, Li Sinan, Zhang Zhongyue, et al. Novel high-gain DC-DC converter based on switched inductor and switched capacitor [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(2): 18-29. (in Chinese)

[8] Bi Huakun, Mu Zonglei, Chen Yu. Common grounded wide voltage-gain range DC-DC converter with zero input current ripple and reduced voltage stresses for fuel cell vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 2607-2616.

[9] Danyali S, Moradkhani A, Aazami R, et al. New dual-input zero-voltage switching DC-DC Boost converter for low-power clean energy applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11532-11542.

[10] 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)

[11] Li Zou, Liu Junfeng, Yang Ningrui, et al. Dual-working-modes-based common grounded nonisolated DC-DC converter with a wide voltage-gain range for photovoltaic applications [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2024, 39(2): 1088-1102.

[12] Zhu Binxin, Zeng Qingdian, Chen Yao, et al. A dual-input high step-up DC-DC converter with ZVT auxiliary circuit [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(1): 161-169.

[13] 邾玢鑫, 周丽娟, 赵孟浩, 等. 一种可拓展双输入高增益 DC-DC 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(11): 148-158.
Zhu Fenxin, Zhou Lijuan, Zhao Menghao, et al. A scalable dual-input high step-up DC-DC converter [J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(11): 148-158. (in Chinese)

[14] Varesi K, Hosseini S H, Sabahi M, et al. Modular non-isolated multi-input high step-up DC-DC converter with reduced normalised voltage stress and component count [J]. IET Power Electronics, 2018, 11(6): 1092-1100.

[15] Varesi K, Hossein Hosseini S, Sabahi M, et al. Design and analysis of a developed multiport high step-up DC-DC converter with reduced device count and normalized peak inverse voltage on the switches/diodes [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5464-5475.

[16] 林国庆, 黄毅敏. 一种非隔离型高增益三端口 DC-DC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(2): 98-111.

Lin Guoqing, Huang Yimin. Non-isolated high step-up three-port DC-DC converter [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(2): 98-111. (in Chinese)

[17] Mohammadi Tanha K, Abbasi V, Mohammadi K. Multi-application multi-port DC-DC converter consisting six ports with four main operation modes [J]. IET Power Electronics, 2022, 15(11): 1016-1033.

[18] Rostami S, Abbasi V, Parastesh M. Design and implementation of a multiport converter using Z-source converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(10): 9731-9741.



陈锦荣

作者简介：

陈锦荣 (1975—)，男，本科，高级工程师。研究方向：调度自动化。E-mail：13702563456@163.com。

黄国平 (1972—)，男，本科，正高级工程师。研究方向：继保自动化。E-mail：huangguoping1972@163.com。

刘俊峰(1978—)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：电力电子应用，高频配电系统和运动控制。E-mail：aujfliu@scut.edu.cn

刘绍敏 (1980—)，男，本科，高级经济师。研究方向：配网自动化。E-mail：99149930@qq.com。

(责任编辑：郭凯凯)



公益广告来源：天津文明网