

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2106768

## 一种非隔离的高增益三端口直流变换器\*

魏业文<sup>1,2,3</sup> 聂俊波<sup>1</sup> 姜恒<sup>1</sup> 吴希韬<sup>1</sup> 解园琳<sup>1</sup>(1. 三峡大学 电气与新能源学院 宜昌 443002; 2. 三峡大学 湖北省输电线路工程技术研究中心 宜昌 443002;  
3. 三峡大学 智慧能源技术湖北省工程研究中心 宜昌 443002)

**摘要:** 针对含新能源发电系统中并联配置多组独立 DC-DC 变流器,存在故障率高、功率密度低、经济性差等问题,设计了一种集约型高增益三端口 DC-DC 电路。该三端口换流器分别连接供电单元、储能单元和负载,可实现任意两个端口的能量流动,采用二次升压回路来得到高增益的电压输出。首先对所提出的三端口换流器的 3 种工作状态进行原理分析,然后计算出换流器的电压增益,最后搭建一台额定功率为 200 W 的实验样机对理论分析进行实验验证,实验结果为,在输入电压为 25 V 情况下,换流器在 3 种工作模式下都能得到 120 V 的输出电压,其中储能电池的充电电流为 3 A,放电电流为 4 A,实验结果表明,在含储能单元接入的新能源发电系统中,该换流器能保证稳定高增益的电压输出。

**关键词:** 三端口换流器;高增益;二次升压

**中图分类号:** TM46 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4

## A non-isolated high-gain three-port DC converter

Wei Yewen<sup>1,2,3</sup> Nie Junbo<sup>1</sup> Jiang Heng<sup>1</sup> Wu Xitao<sup>1</sup> Xie Yuanlin<sup>1</sup>(1. College of Electrical Engineering and New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China;  
2. Hubei Provincial Engineering Technology Research Center for Power Transmission Line, China Three Gorges University, Yichang 443002, China; 3. Hubei Provincial Engineering Research Center of Intelligent Energy Technology, China Three Gorges University, Yichang 443002, China)

**Abstract:** Aiming at the problems of high failure rate, low power density, and poor economy in parallel configuration of multiple independent DC-DC converters in power generation systems containing new energy, an intensive high-gain three-port DC-DC circuit is designed. The converter is respectively connected to the power supply unit, the energy storage unit and the load, and can realize energy flow to any two ports. The secondary boost circuit is used to obtain a high-gain voltage output. First, analyze the principle of the three working states of the proposed three-port converter, then calculate the voltage gain of the converter and the stress of the switching device. Finally, an experimental prototype with a power of 200 W was built to simulate and verify the theoretical analysis, the experimental result is that when the input voltage is 25 V, the inverter can get an output voltage of 120 V in three working modes. The charging current of the energy storage battery is 3 A and the discharging current is 4 A. The experimental results show that In the new energy power generation system connected to the energy storage unit, the converter can ensure stable and high-gain voltage output.

**Keywords:** three-port converter; high gain; secondary boost

## 0 引言

近年来,传统能源危机越发严重,光伏、风能、储能电池等新能源发电形式与微电网技术受到了广泛关注<sup>[1]</sup>。这些新能源发电方式,大都具有间歇性供电的缺点,因此需要接

入储能单元作为系统的能量调节单元,来保证持续可靠的供电<sup>[2]</sup>。但由此会增加多个直流变换支路以及多个端口之间的能量流动,传统的二端口直流变换器<sup>[3-5]</sup>会使系统结构变得复杂,成本变高,体积变大,并且多级电能变换使得系统效率变低。为了减少变换器数目,简化系统结构与控制

收稿日期:2021-05-24

\* 基金项目:国家自然科学基金资助项目(52007102)、湖北省重点研发计划项目(2020BAB110)资助

操作,提升供电功率密度,三端口直流换流器受到广泛的关注和研究<sup>[6]</sup>。根据是否含有变压器的使用,可分为隔离型换流器和非隔离型换流器。隔离型三端口换流器一般是由全桥或半桥电路结合变压器绕组构成,根据端口隔离程度可分为完全隔离型和部分隔离型,通过改变变压器原副边匝数比,来实现换流器高增益输出。但由于变压器的使用,使得换流器体积过大从而降低了功率密度,适合一些对电气安全要求较高的场所<sup>[7-9]</sup>。对于一些不需要电气隔离的场所,非隔离型换流器是个不错的选择。非隔离型变换器不需要使用变压器,经过组合传统 Buck、Boost 或 Buck/Boost 电路得到非隔离型三端口变换器,在双输入输出的基础上增加了额外的功率流经。非隔离性变换器具有工作效率高、功率密度集中、结构简单、体积小的优点。文献[10]提出了一种双向非隔离多点 DC/DC 变换器的拓扑结构,提高了通过反馈路径的双向功率流动能力,实现了能量在任意两个端口双向流动,但该变换器无法实现输入输出电压高增益的变换。文献[11]在原有的双输入输出变换器上构造三端口变换器所需功率流为切入点,增加了新的功率通路,但无法在太阳能、风能等新能源供电电源输入电压较低时,起到高增益作用。可适当引进开关电容或者采用二次升压思想来达到高增益输出。文献[12]中变换器具有多个不同电压电平的输出,可以起到输入输出电压高增益变换的作用,但系统中的储能设备无法对负载单独供电。通过共用充放电回路,可减少开关管使用数量,从而增大功率密度。文献[13]通过改变负载端口变压电容的数量,有效调节变压器升压范围,从而实现控制三个端口的功率流通。文献[14]为实现变换器引入一组开关电容来实现高增益输出,使得三端口变换器适用领域更加宽泛。

本文提出了一种具有高增益性能的多端口 DC/DC 变换器,根据接入的光伏电池板的发电状况,所设计换流器有 3 种工作状态来保证负载端的可靠供电,同时利用二次升压回路具备输出电压增益高、任意两个端口能量双向流动、结构简单等优点。该换流器能适应含储能单元接入的新能源发电领域

## 1 三端口换流器拓扑结构和工作原理

### 1.1 三端口换流器拓扑结构

文中所提出应用于含储能单元接入的新能源发电系统的三端口 DC-DC 换流器如图 1 所示,该换流器拥有  $L_1$  和  $L_2$  构成的两个升压回路,能二次升压得到更大的电压增益。使用开关管  $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_3$  和连接到它们的二极管  $D_3$  和  $D_4$  来提供双向路径。大部分器件在不同的运行模式下是通用的,开关管  $S_1$  和  $S_2$  构成  $L_1$  和  $L_2$  的充电支路,开关管  $S_1$  构成储能电池的充电支路,开关管  $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_3$  构成储能电池的放电支路。根据开关策略,可在新能源电源、储能电池和负荷这 3 个端口中任意两个端口提供双向路径或单向路径。采用的开关策略能使变流器以两个独立的占空比控

制输入功率和输出电压。为简化分析过程,作如下假设: 1) 流过电感  $L_1$  和  $L_2$  的电流连续; 2) 电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  和  $C_4$  足够大,并且不考虑电压纹波的影响; 3) 所有的器件都是理想器件。

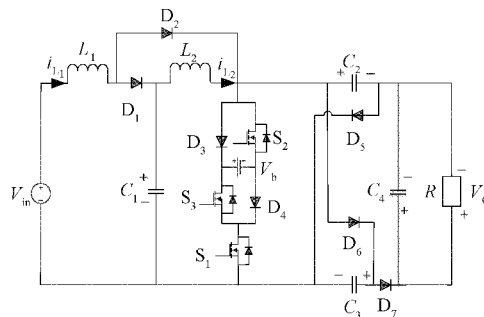


图 1 三端口 DC-DC 变流器拓扑结构

### 1.2 工作原理

对于三端口换流器,不同端口设备的运行状况决定了三端口换流器的工作状态。为了简化分析,在新能源发电系统中,以光伏发电方式为例作为供电单元,将各种负荷等效为一个电阻负载,将供电单元输出功率、储能电池输入或输出功率和负载功率分别定义为  $P_m$ 、 $P_b$ 、 $P_o$ 。工作时功率流向如图 2 所示。

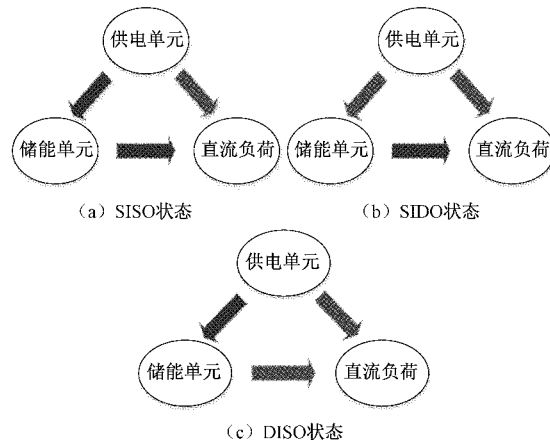


图 2 变换器功率流向示意图

1) 当光照强烈时,如图 2(a) 所示,光伏发电系统输出功率不小于负载功率,此时  $P_m \geq P_o$ ,同时检测到储能电池处于充满状态,此时光伏发电为系统唯一输入,负载为系统唯一输出。储能单元不参与工作。变换器处于单输入单输出(single input-single output, SISO)状态。

2) 当光照强烈时,如图 2(b) 所示,光伏发电系统输出功率不小于负载功率,此时  $P_m \geq P_o$ ,同时检测到储能电池处于未充满状态,此时控制开关占空比,使光伏发电单元为系统唯一输入,储能电池和负载为系统输出,蓄电池处于充电状态。变换器处于单输入双输出(single input-dual output, SIDO)状态。

3) 当光照不足时候,如图 2(c) 所示,光伏发电系统输

出功率小于负载功率,此时  $P_{in} < P_o$ ,同时检测到储能电池电压大于最低值,此时控制开关占空比,使光伏发电单元和储能电池为系统输入,负载为系统唯一输出,蓄电池处于放电状态。变换器处于双输入单输出(dual input-single output, DISO)状态。

下面对这 3 种工作状态的模态进行一一分析。

1)SISO 状态

该工作模式下,输入功率大于输出功率,同时检测到储能电池也处于充满状态,此时供电单元产生的电能直接供给直流负荷。如图 3 所示为 SISO 模式下该换流器稳态工作时的主要波形图,其中  $T_s$  为工作周期, $g_1$ 、 $g_2$  和  $g_3$  分别表示开关  $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_3$  的驱动波形, $d_1$  为开关的占空比, $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  和  $i_b$  分别为流过电感  $L_1$  和  $L_2$  以及电池的电流波形图。所述换流器在该模式下存在如图 4 所示两种工作模态。

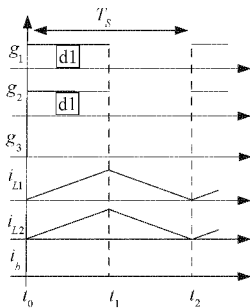
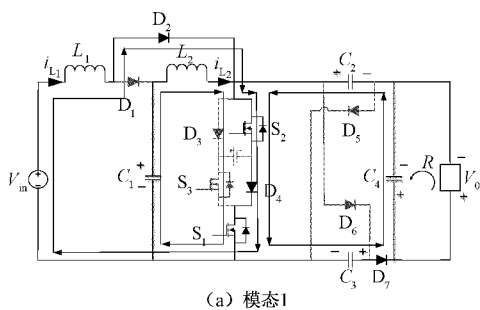


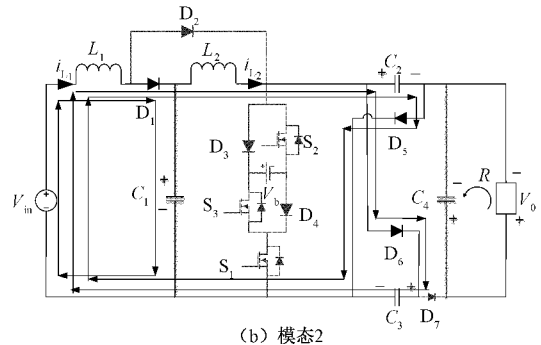
图 3 一个周期内单输入单输出主要波形图

模态 1 [ $t_0 \sim t_1$ ]:  $t_0$  时刻开关管  $S_1$  和  $S_2$  导通,  $S_3$  断开。二极管  $D_2$ 、 $D_4$  和  $D_7$  正向导通,  $D_1$ 、 $D_3$ 、 $D_5$  和  $D_6$  反向截止。等值电路如图 4(a) 所示,包含 4 个回路,光伏单元  $V_{in}$  为  $L_1$  充电,  $C_1$  为  $L_2$  充电,  $i_{L1}$  和  $i_{L2}$  线性增大。  $C_2$  和  $C_3$  为  $C_4$  充电,同时  $C_4$  为直流负载供电。电池此时不参与工作,故  $i_b = 0$ 。此时  $UL_1 = V_{in}$ ,  $UL_2 = UC_1$ 。

模态 2 [ $t_1 \sim t_2$ ]:  $t_1$  时刻开关管  $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_3$  断开。二极管  $D_1$ 、 $D_3$  和  $D_6$  正向导通,  $D_2$ 、 $D_5$ 、 $D_4$  和  $D_7$  反向截止。等值电路如图 4(b) 所示,包含 4 个回路,  $L_1$  和  $L_2$  为  $C_2$  和  $C_3$  充电,  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  线性减小,同时  $C_4$  为直流负载供电。电池不参与工作,故  $i_b = 0$ 。此时  $UL_1 = V_{in} - VC_1$ ,  $UL_2 = UC_1 - UC_2$ 。



(a) 模态1



(b) 模态2

图 4 单输入单输出开关状态等值电路

2)SIDO 状态

该工作模式下,输入功率大于输出功率,同时检测到储能电池也处于未充满状态,光伏单元产生的电能除了供给直流负荷外,还会对储能电池进行充电储能。如图 5 所示为 SIDO 模式下该换流器稳态工作时的主要波形图,其中  $T_s$  为工作周期, $g_1$ 、 $g_2$  和  $g_3$  分别表示开关  $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_3$  的驱动波形, $d_1$  和  $d_2$  为开关的占空比。所述换流器在该模式下存在如图 6 所示 4 种工作模态。

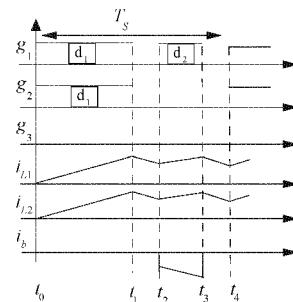


图 5 一个周期内单输入双输出主要波形图

模态 1 [ $t_0 \sim t_1$ ]:  $t_0$  时刻开关管  $S_1$  和  $S_2$  导通,  $S_3$  断开。二极管  $D_2$ 、 $D_4$  和  $D_7$  正向导通,  $D_1$ 、 $D_3$ 、 $D_5$  和  $D_6$  反向截止。等值电路如图 6(a) 所示,包含 4 个回路,等效电源  $V_{in}$  为  $L_1$  充电,  $C_1$  为  $L_2$  充电,  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  线性增大。  $C_2$  和  $C_3$  为  $C_4$  充电,同时  $C_4$  为直流负载供电。电池此时不参与工作,故  $i_b = 0$ 。此时  $UL_1 = V_{in}$ ,  $UL_2 = UC_1$ 。

模态 2 [ $t_1 \sim t_2$ ]:  $t_1$  时刻开关管  $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_3$  断开。二极管  $D_1$ 、 $D_5$  和  $D_6$  正向导通,  $D_2$ 、 $D_3$ 、 $D_4$  和  $D_7$  反向截止。等值电路如图 6(b) 所示,包含 4 个回路,  $L_1$  和  $L_2$  为  $C_2$  和  $C_3$  充电,  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  线性减小,同时  $C_4$  为直流负载供电。电池不参与工作,故  $i_b = 0$ 。此时  $UL_1 = V_{in} - VC_1$ ,  $UL_2 = UC_1 - UC_2$ 。

模态 3 [ $t_2 \sim t_3$ ]:  $t_2$  时刻开关管  $S_1$  导通,  $S_2$  和  $S_3$  断开。二极管  $D_2$ 、 $D_3$ 、 $D_4$  和  $D_7$  正向导通,  $D_1$ 、 $D_5$  和  $D_6$  反向截止。等值电路如图 6(c) 所示,  $V_{in}$  在给  $L_1$  充电的同时,也给电池充电,  $C_1$  为  $L_2$  充电的同时,也给电池进行充电。  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  线性增大的同时,  $i_b$  反向增大。  $C_2$  和  $C_3$  为  $C_4$  充电,同时  $C_4$  为直流负载供电。此时  $UL_1 = V_{in} - V_b$ ,  $UL_2 = UC_1 - V_b$ 。

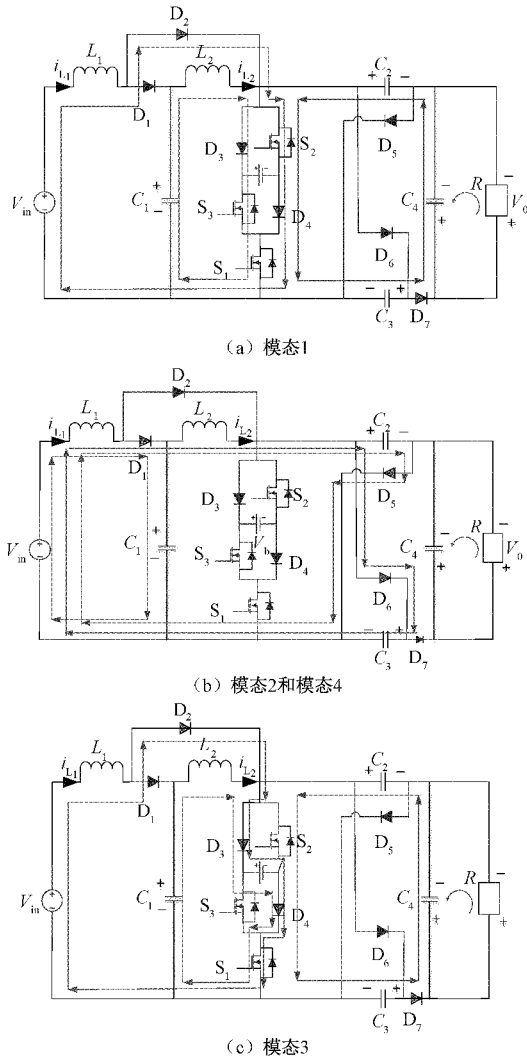


图 6 单输入双输出开关状态等值电路

模式 4 [ $t_3 \sim t_4$ ]: 与模式 2 状态类似。

3) DISO 状态

该工作模式下, 此时光伏单元和储能单元同时对直流负载进行供电。如图 7 所示为 DISO 模式下该换流器稳态工作时的主要波形图, 其中  $T_s$  为工作周期,  $g_1$ 、 $g_2$  和  $g_3$  分别表示开关  $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_3$  的驱动波形,  $d_1$ 、 $d_2$  为开关的占空比。所述换流器在该模式下存在如图 8 所示 4 种工作模式。

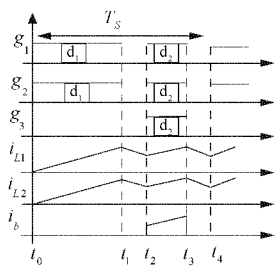


图 7 一个周期内双输入单输出主要波形图

模式 1 [ $t_0 \sim t_1$ ]:  $t_0$  时刻开关管  $S_1$  和  $S_2$  导通,  $S_3$  断开。二极管  $D_2$ 、 $D_4$  和  $D_7$  正向导通,  $D_1$ 、 $D_3$ 、 $D_5$  和  $D_6$  反向截止。等值电路如图 8(a) 所示, 包含 4 个回路, 等效电源  $V_{in}$  为  $L_1$  充电,  $C_1$  为  $L_2$  充电,  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  线性增大。  $C_2$  和  $C_3$  为  $C_4$  充电, 同时  $C_4$  为直流负载供电。电池此时不参与工作, 故  $i_b = 0$ 。此时  $UL_1 = V_{in}$ ,  $UL_2 = UC_1$ 。

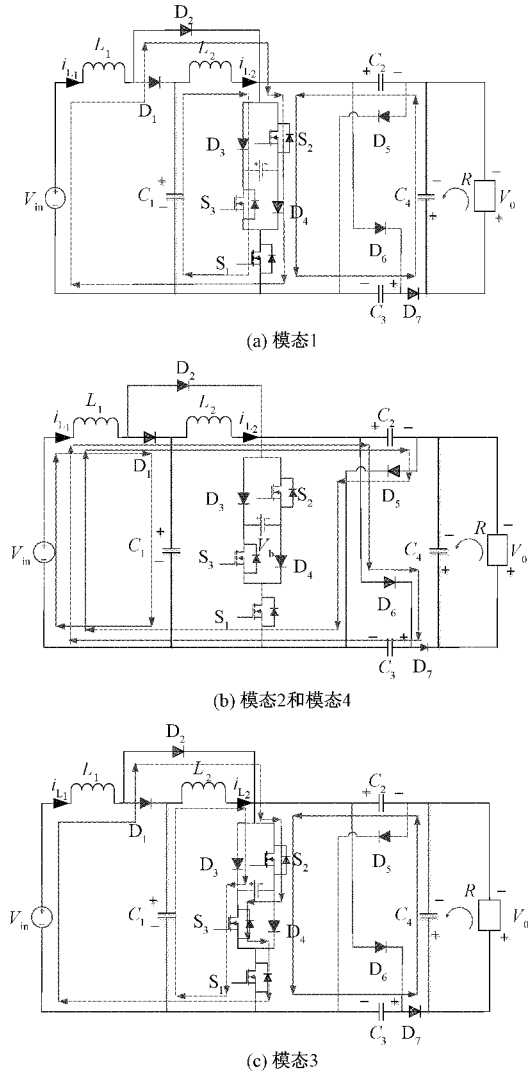


图 8 双输入单输出开关状态等值电路

模式 2 [ $t_1 \sim t_2$ ]:  $t_1$  时刻开关管  $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_3$  断开。二极管  $D_2$  和  $D_7$  正向导通,  $D_1$ 、 $D_3$ 、 $D_4$ 、 $D_5$  和  $D_6$  反向截止。等值电路如图 8(b) 所示, 包含 4 个回路,  $L_1$  和  $L_2$  为  $C_2$  和  $C_3$  充电,  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  线性减小, 同时  $C_4$  为直流负载供电。电池不参与工作, 故  $i_b = 0$ 。此时  $UL_1 = V_{in} - VC_1$ ,  $UL_2 = UC_1 - UC_2$ 。

模式 3 [ $t_2 \sim t_3$ ]:  $t_2$  时刻开关管  $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_3$  导通。二极管  $D_2$  和  $D_7$  正向导通,  $D_1$ 、 $D_3$ 、 $D_4$ 、 $D_5$  和  $D_6$  反向截止, 储能单元通过双回路为系统进行供电。等值电路如图 8(c) 所示,  $V_{in}$  和储能电池对  $L_1$  和  $L_2$  充电。  $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  和  $i_b$  线性增

大,  $C_2$  和  $C_3$  为  $C_4$  充电, 同时  $C_4$  为直流负载供电。  $UL_1 = V_{in} + V_b$ ,  $UL_2 = UC_1 + V_b$ 。

模态 4 [ $t_3 \sim t_4$ ]: 与模态 2 状态类似。

## 2 性能分析

文中所述变换器连接光伏发电单元、储能单元和直流负载 3 个端口, 3 个端口对应的电压分别为  $V_{in}$ 、 $V_b$  和  $V_o$ 。由上述分析可得, 不同的工作模式下得到的输出电压不一样, 下面将分析在一个周期  $T_s$  内, 各个工作模式下输出电压与输入电压的关系。

### 2.1 SISO 模式

该模式下,  $L_1$  承担着供电单元到负荷的能量流动,  $L_2$  承担着  $C_1$  到负荷的能量流动。对  $L_1$  和  $L_2$  进行伏秒特性分析可得:

$$\text{对 } L_1: \quad d_1 V_{in} + (1 - d_1)(V_{in} - V_{C_1}) = 0 \quad (1)$$

$$V_{C_1} = \frac{V_{in}}{1 - d_1} \quad (2)$$

$$\text{对 } L_2: \quad d_1 V_{C_1} + (1 - d_1)(V_{C_1} - V_{C_2}) = 0 \quad (3)$$

$$V_{C_2} = \frac{V_{C_1}}{1 - d_1} \quad (4)$$

$$V_o = 2V_{C_2} = 2V_{C_3} = V_{C_4} \quad (5)$$

将式(2)和(4)代入式(5)可得到输出电压为:

$$V_o = \frac{2V_{in}}{(1 - d_1)^2} \quad (6)$$

### 2.2 SIDO 模式

该模式下,  $L_1$  承担着供电单元到负荷的能量流动,  $L_2$  承担着  $C_1$  到负荷的能量流动, 同时  $L_1$  和  $L_2$  储能电池进行充电。对  $L_1$  和  $L_2$  进行伏秒特性分析可得:

$$\text{对 } L_1: \quad d_1 V_{in} + d_2(V_{in} - V_b) + [1 - (d_1 + d_2)](V_{in} - V_{C_1}) = 0 \quad (7)$$

$$V_{C_1} = \frac{V_{in} - d_2 V_b}{1 - (d_1 + d_2)} \quad (8)$$

$$\text{对 } L_2: \quad d_1 V_{C_1} + d_2(V_{C_1} - V_b) + [1 - (d_1 + d_2)](V_{C_1} - V_{C_2}) = 0 \quad (9)$$

$$V_{C_2} = \frac{V_{C_1} - d_2 V_b}{1 - (d_1 + d_2)} \quad (10)$$

将式(8)和(10)代入式(5)可得到这种工作模式下输出电压为:

$$V_o = 2 \frac{V_{in} + V_b(d_2^2 - 2d_2 + d_1 d_2)}{[1 - (d_1 + d_2)]^2} \quad (11)$$

### 2.3 DISO 模式

该模式下,  $L_1$  承担着供电单元到负荷的能量流动,  $L_2$  承担着  $C_1$  到负荷的能量流动, 同时  $L_1$  和  $L_2$  储能电池进

行充电。对  $L_1$  和  $L_2$  进行伏秒特性分析可得:

$$\text{对 } L_1: \quad d_1 V_{in} + d_2(V_{in} + V_b) + [1 - (d_1 + d_2)](V_{in} - V_{C_1}) = 0 \quad (12)$$

$$V_{C_1} = \frac{V_{in} + d_2 V_b}{1 - (d_1 + d_2)} \quad (13)$$

$$\text{对 } L_2: \quad d_1 V_{C_1} + d_2(V_{C_1} + V_b) + [1 - (d_1 + d_2)](V_{C_1} - V_{C_2}) = 0 \quad (14)$$

$$V_{C_2} = \frac{V_{C_1} + d_2 V_b}{1 - (d_1 + d_2)} \quad (15)$$

将式(13)和(15)代入式(5)可得到这种工作模式下的输出电压为:

$$V_o = 2 \frac{V_{in} + V_b(-d_2^2 + 2d_2 - d_1 d_2)}{[1 - (d_1 + d_2)]^2} \quad (16)$$

## 3 与其他三端口变换器比较

为了验证所提三端口变换器在电路拓扑以及在输出增益有所创新, 将所提出的变换器与其他非隔离型三端口变换器在一些重要因素上进行比较, 如表 1 所示为本文变换器与文献[15-17]中所提出变换器在开关管数量、二极管数量、电感数量以及电压增益等方面进行了对比。

表 1 与类似变压器之间的比较

拓扑	开关管数量	电感数量	二极管数量	输出增益
本文	3	2	7	$1/(1-d)^2$
文献[15]	5	2	5	$2/(1-d)$
文献[16]	4	2	6	$2/(1-d)$
文献[17]	3	3	7	$(2-d)/(1-d)$

由于光伏电池板的额定电压很低, 对于大多数应用场合来说, 在负载端必须得到较高的输出电压。因此, 电压增益是比较三端口换流器的主要因素。文献[15-16]中所提出变换器的电压增益为传统升压电路增益的 2 倍。在开关管使用的数量上, 文献[15]需要 5 个开关管, 这加大了系统的控制难度, 同时也增加了开关损耗。文献[16]所提变换器引用 4 个开关管和 6 个二极管来实现 3 个端口之间的能量流动, 但其是利用开关电容进行升压, 需要用 2 组或以上的开关电容, 增大成本并且降低了功率密度。文献[17]利用 3 个电感来进行能量传递, 但是电压增益结果不太理想, 而且过多的电感使用, 不仅增大了损耗, 还会使换流器温度上升。本文所提出变换器含有 3 个开关管、7 个二极管, 并利用两个电感形成二次升压回路, 得到的电压增益大于现有变换器电压增益, 通过对比开关管的使用数量以及得到的输出电压增益大小, 可以得出该换流器在性能方面与其他换流器性能相比有所提高。

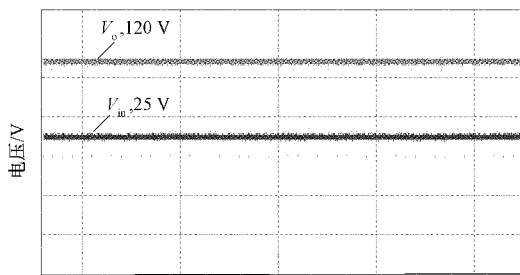
### 4 实验证明

为了验证文中所述三端口换流器的是否能在低电压输入的情况得到高压输出,以及测试变换器中各种开关器件的电压应力不会过高。搭建了一台三端口换流器的的实验样机,如表 2 所示为具体参数。给定光伏输入电压为 25 V,引入蓄电池额定电压为 12 V,同时预期得到 120 V 输出电压。其中选用的所有电感为 220  $\mu$ H,选用的所有电容为 220  $\mu$ F,开关频率为 25 kHz。

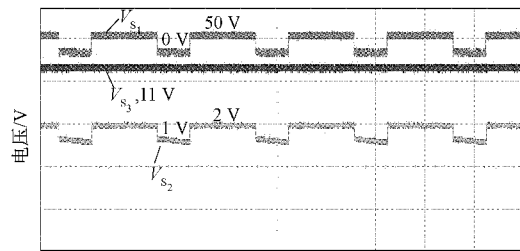
表 2 实验样机参数

参数	数值
光伏发电电压 $V_{in}/V$	25
蓄电池电压 $V_b/V$	12
输出电压 $V_o/V$	120
电感 $L_1、L_2/\mu H$	220
电容 $C_1 - C_7/\mu F$	220
开关频率 $f_s/kHz$	25
负载 $R/\Omega$	180

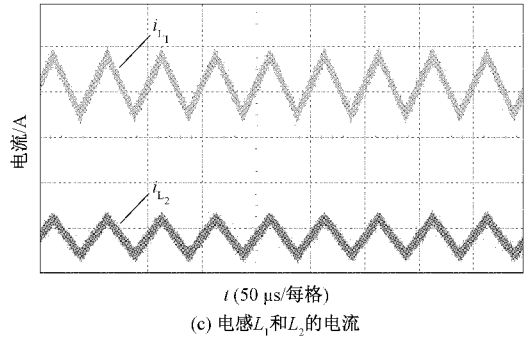
SISO 工作状态实验波形图如图 9 所示,图 9(a)为换流器输入电压和输出电压,可以看到在光伏供电单元输入 25 V 时,可以得到 120 V 的高增益稳定输出。图 9(b)为开关管  $S_1、S_2、S_3$  的电压应力,其随着触发信号改变而变换,开关管  $S_1$  出现的最大应力为 50 V。图 9(c)为流过电感  $L_1$  和  $L_2$  的电流,开关  $S_1、S_3$  导通时电流升高对电感进行充电,断开时电流下降,电感进行放电。光伏供电单元单独对负载进行供电。实验结果表明在光照充足时候,25 V 的光伏电池板经该三端口换流能在负载端得到 120 V 的稳定直



(a) 输出电压与输入电压



(b) 开关管  $S_1、S_2、S_3$  的电压

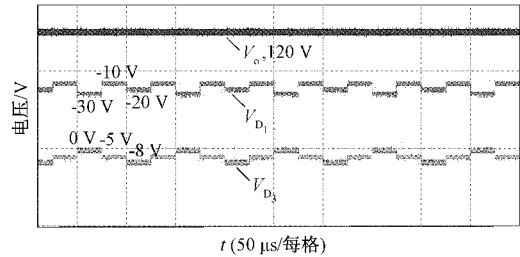


(c) 电感  $L_1$  和  $L_2$  的电流

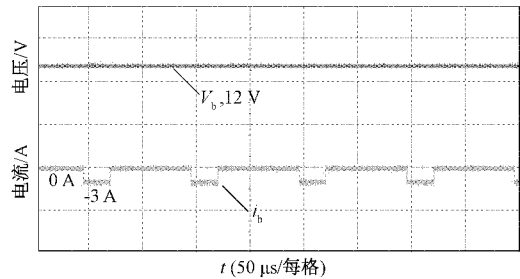
图 9 SISO 状态下的实验波形

流输出,并且工作过程中各开关器件的电压应力远小于输出电压 120 V,而传统的换流器开关应力等于输出电压,该换流器大大减小了开关管的工作损耗,提高了换流器工作效率。

SIDO 工作状态实验波形图如图 10 所示,图 10(a)为输出电压以及主电路二极管  $D_1$  和  $D_3$  的电压,可以看到输出电压在 120 V 的情况下,主电路二极管  $VD_1$  出现的最大电压应力为 30 V。图 10(b)为这种模式下流过电池的电流以及其两端的电压,可以看到当电池充电支路被导通时,电流开始从 0 反向增大,并且其两端电压稳定保持在 12 V,表明此时电源给负载供电时,也对电池进行充电。实验结果表明在 SIDO 模式下,光伏电池板给负载端稳定供电 120 V 的同时也对电池进行充电,电池充电电流为 3 A,检测到开关管在工作时出现的最大电压应力为 30 V,远小于输出电压 120 V。



(a) 二极管  $D_1、D_3$  电压与输出电压



(b) 流过电池的电流以及电池的电压

图 10 SIDO 状态下的实验波形

DISO 工作状态实验波形图如图 11 所示,图 11(a)为主电路二极管  $D_1、D_3$  的电压和输出电压,可以看到这种模式输出电压较好维持在 120 V,并且主电路二极管  $VD_1$  出

现的最大电压应力为 40 V。图 11(b)为这种模式下流过电池的电流以及其两端的电压,可以看到当电池放电支路导通时,电流从 0 A 变为 4 A,并且电池电压稳定保持在 12 V,表示此时光伏供电单元和电池正在给系统进行供电。实验结果表明在 DISO 模式下,通过光伏板和电池共同为负载供电,并在负载端输出电压稳定在预期 120 V,电池的放电电流为 4 A,开关管在工作中出现的最大电压应力为 40 V。

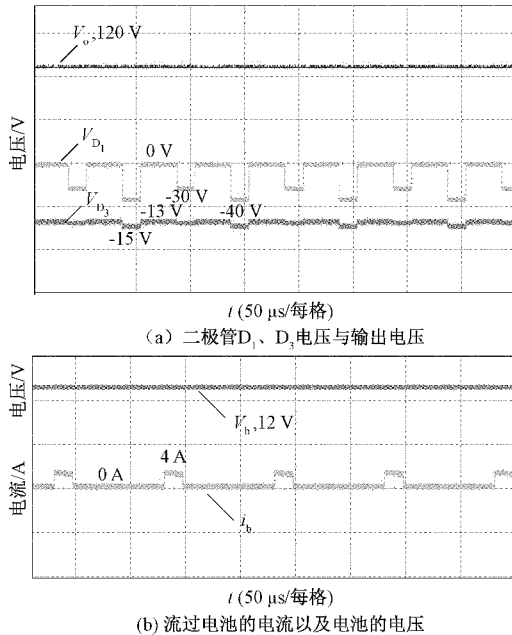


图 11 DISO 状态下的实验波形

图 12 为工作状态切换时输出电压和流过电池电流的波形图。图 12(a)为从 SISO 模式切换至到 SIDO 模式,输出电压能较好稳定在 120 V,而流过电池的电流从 0 开始反向变大,并很快变为稳定状态。图 12(b)为从 SISO 模式切换至到 DISO 模式,输出电压能较好稳定在 120 V,而流过电池的电流从 0 开始正向变大,并很快变为稳定状态。实验结果表明换流器从 SISO 工作模式变为 SIDO 工作模式和 DISO 工作模式时候,输出电压能稳定在 120 V,切换过程中没有较大的电压波动,并且迅速恢复到稳定状态。

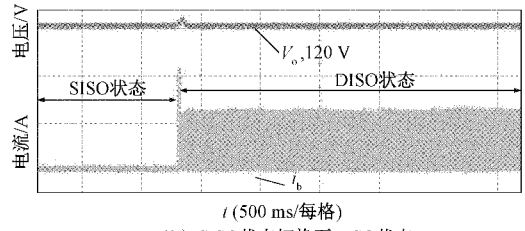
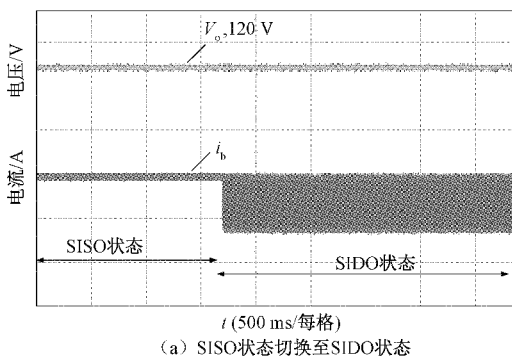


图 12 切换工作状态时的波形

如图 13 所示为该变换器在 3 种不同模式下的工作效率曲线,可以看到在输出电压保持不变时,变换器的 3 种模式工作效率随着负载输出功率增大而变小。主要是因为功率增大导致电流增大,增大了开关管损耗。

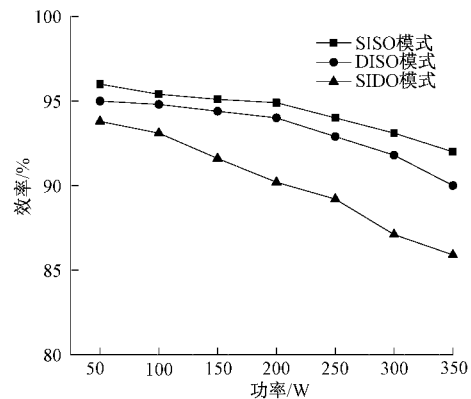


图 13 3 种模式下的效率曲线

### 5 结 论

文中针对含储能单元接入的新能源发电系统,对其中的供电单元端口、储能电池端口和负载端口提出一种三端口直流换流器,利用电感  $L_1$  和  $L_2$  作为系统能量传输单元,光伏电池板和电容  $C_4$  构成的二次升压回路,具有拓扑结构简单、开关管使用数量少,得到的输出电压增益高等优点。理论分析和实验验证表明:

- 1) 能满足 3 个端口任意两个端口的能量流动,3 种工作方式可以调节电源与电池的工作状态,保证了供电的可靠性;
- 2) 利用二次升压回路能得到较高的电压增益,并在工作模式切换时不会造成很大的电压波动;
- 3) 开关管器件和二极管等器件的电压应力较低,可选择低耐压器件来提高效率。

但该换流器也存在以下不足以及需要改进的地方:

- 1) 该换流器只适合单独的光伏发电接入,但在微电网系统中以及未来能源发展中,为适应风力发电或其他新能源发电的接入有待进一步改进;
- 2) 当用在大功率场合时,会造成器件损耗较多,换流器工作效率变低。

## 参考文献

- [1] 曾博,杨雍琦,段金辉,等. 新能源电力系统中需求侧响应关键问题及未来研究展望[J]. 电力系统自动化, 2015,39(17):10-18.
- [2] 黄堃,郝思鹏,李燕菲,等. 基于三端口电力电子变压器的交直流混合微网分层多目标优化[J]. 电测与仪表, 2019,56(17):53-59,108.
- [3] 付建哲,郭昆丽,闫东. 直流微电网内双向 DC-DC 变换器的自抗扰控制研究[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(3):47-52.
- [4] 冷文鹏,逢海萍. 双向 DC/DC 变换器 Boost 模式下的建模及控制[J]. 电子测量技术, 2019,42(6):6-11.
- [5] 李宏玉,李洪强,孙钧太,等. 基于 V2G 的 CLLC 无无功环流双向隔离型 DC/DC 变换器[J]. 国外电子测量技术, 2021,40(5):126-130.
- [6] WANG Z, LUO Q, WEI Y, et al. Topology analysis and review of three-port DC/DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 11(35): 11783-11800.
- [7] 李微,王议锋,韩富强,等. 一种隔离型三端口双向 LCLC 多谐振直流变换器[J]. 电工技术学报, 2018, 33(14):3231-3244.
- [8] 王政,储凯,张兵,等. 移相占空比控制的三端口双向直流变换器[J]. 电机与控制学报, 2015,19(7):81-87.
- [9] 杨旭,王卫,王盼宝,等. 基于串联谐振网络的三端口 DC/DC 变换器解耦方法[J]. 电网技术, 2017,41(2): 478-485.
- [10] WU H, SUN K, DING S, et al. Topology derivation of nonisolated three-port DC-DC converters from DIC and DOC[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013,28(7):3297-3307.
- [11] 吴红飞,夏炎冰,邢岩. 基于双输入/双输出变换器的三端口变换器拓扑[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 45-51.
- [12] NAHAVANDI A, HAGH M T, SHARIFIAN M B B, et al. A nonisolated multiinput multioutput DC-DC boost converter for electric vehicle applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(4):1818-1835.
- [13] ZHU H, ZHANG D, ATH AB H S, et al. PV isolated three-port converter and energy-balancing control method for PV-battery power supply applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(6):3595-3606.
- [14] 马圣全,潘庭龙. 基于开关电容的三端口 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2015,13(1):48-55.
- [15] 王辉,陈耀,曾庆典,等. 一种多工况高增益多端口 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(7): 2155-2166.
- [16] 刘俊峰,胡仁俊,曾君. 具备高增益的非隔离三端口变换器[J]. 电工技术学报, 2019, 34(3):529-538.
- [17] 邵珠雷. 一种光伏系统高增益非隔离三端口变换器[J]. 可再生能源, 2017,35(2):252-258.

## 作者简介

魏业文,工学博士,讲师,主要研究方向为电力变换技术与高效储能等。

E-mail:wyw0053@126.com