

# 一种可拓展的双输入高增益 DC-DC 变换器

黄毅敏(中国电源学会学生会员), 林国庆, 林思圻  
(福州大学电气工程与自动化学院, 福州 350108)

**摘要:** 针对光伏燃料电池等新能源联合供电系统, 提出 1 种非隔离型双输入高增益直流变换器。该变换器基于双输入 Boost 电路, 两输入源与输出以及各开关管均共地。在后级引入二极管电容网络以实现高电压增益, 并降低开关器件电压应力。该变换器在不额外增加开关管的情况下不仅能实现两输入源同时供电, 还能实现其中任意一路输入源单独供电。此外, 还可以通过拓展增压单元进一步提高电压增益以适应不同应用场合。详细分析了变换器及其拓展电路在 3 种供电模式下的工作原理、电压增益特性、开关器件电压应力等, 并与现有同类变换器进行了性能对比。最后, 搭建实验样机验证了其可行性。

**关键词:** 双输入; 高增益; DC-DC 变换器; 新能源发电

## Expandable Dual-input High Step-up DC-DC Converter

HUANG Yimin, *Student Member, CPSS*, LIN Guoqing, LIN Siqi  
(College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108, China)

**Abstract:** Aimed at new energy combined power supply systems such as photovoltaic and fuel cells, a non-isolated dual-input high step-up DC-DC converter is proposed. This converter is based on a dual-input Boost circuit, and the two input sources and output, as well as each switch tube, share a common ground. A diode capacitor network is introduced at the later stage to achieve high voltage gain and reduce the voltage stress of switching devices. The two input sources can supply power at the same time, and any one of them can supply power independently without adding extra switch tubes. In addition, the voltage gain can be further improved by expanding the booster unit to adapt to different application scenarios. The working principle for the converter and its extended circuit and the corresponding performance such as voltage gain characteristics and voltage stress of switching devices in three power supply modes are analyzed in detail, and its performance is compared with those of the existing similar converters. Finally, an experimental prototype was built to verify its feasibility.

**Keywords:** Dual-input; high step-up; DC-DC converter; new energy power generation

近年来, 随着能源危机和环境污染的日益加剧, 寻求清洁、可再生的新能源以替代传统化石能源已成为迫切需求, 在世界各国都引起了广泛关注<sup>[1-4]</sup>。由于光伏、燃料电池等新能源发电单元的电压等级较低, 无法直接供给并网逆变器的直流高压

母线(380 V 以上), 需要进一步提升电压等级<sup>[5-6]</sup>。由于两者电压等级悬殊, 传统 Boost 变换器无法胜任, 必须采用更高增益的变换器才能满足需求<sup>[7-8]</sup>。新能源发电易受外界环境影响, 发电具有波动性和间歇性, 供电质量差。通过多输入变换器接入多路发电单元, 不仅可以根据不同发电单元的特性扬长避短, 更好地适应外界环境的变化, 还能提高新能源发电系统的供电可靠性和能量利用率<sup>[9-11]</sup>。

文献[12]提出了 1 种组合型变换器, 可以通过增加 Buck-Boost 结构单元来提升电压增益, 但其开关管的电压应力均大于输出电压, 且开关管为浮

收稿日期: 2021-08-05; 修回日期: 2021-09-24; 录用日期: 2021-10-31; 网络首发日期: 2022-02-25

基金项目: 福建省科技计划资助项目(2015H0017); 晋江市福大科教园区发展中心科研资助项目(2019-JJFDKY-37)

This work is supported by Fujian Science and Technology Project under the grant 2015H0017; Fuzhou University Jinjiang Science and Education Park under the grant 2019-JJFDKY-37

地,控制电路复杂;文献[13]提出的变换器利用自举电路来提升电压增益,结构简单,磁性元件少,但其电压增益较低,且对两路输入源的电压存在限制,应用场合受限;文献[14]提出了1种基于双输入 Boost 电路和开关电容结构的拓扑,其输入、输出和开关管均共地,但该变换器电压增益较低,并且仅能工作在两输入源同时供电的场合,不能单输入独立供电;文献[15-16]提出的拓扑在双输入 Boost 电路后级增加了不同的二极管电容网络,相较于文献[14],电压增益得到进一步提升,但电路仍然无法单输入供电;文献[17]所提拓扑基于文献[14]增加了开关器件,使电路可以单输入供电,但其对两路输入源的电压存在限制;文献[18]提出了并联型和串联型2种变换器结构,二极管电容网络的引入使其具备高电压增益和低器件应力,但是这2种结构的输入、输出均不共地,且并联型电路只能实现两源分时供电,应用场合受限。

针对现有拓扑存在的问题,本文提出了1种基于双输入 Boost 电路和二极管电容网络的双输入高增益直流变换器。该变换器的两输入源与输出以及各开关管均共地,不仅可以实现两输入源同时供电,又能使任一输入源单独供电,还具备电压增益高、器件应力低、可拓展等优点。

## 1 拓扑工作原理分析

### 1.1 拓扑结构

图1为所提双输入高增益直流变换器结构,包括:由输入源  $V_{in1}$ 、 $V_{in2}$ , 开关管  $S_1$ 、 $S_2$ , 电感  $L_1$ 、 $L_2$ , 二极管  $VD_1$ 、 $VD_3$  组成的双输入 Boost 电路;由二极管  $VD_2$ 、 $VD_4$ 、 $VD_5$ 、电容  $C_1$ ~ $C_3$  组成的升压单元;输出电容  $C_o$  和负载  $R$ 。

### 1.2 工作原理

为简化分析,作以下假设:①所有元器件均为理想器件,不考虑寄生参数;②变换器工作在连续导电模式;③电容的取值足够大,电容的稳态电压值保持不变。根据输入源连接方式的不同,本文所提变换器有3种供电模式,下面分别对3种供电模式的工作原理进行分析。

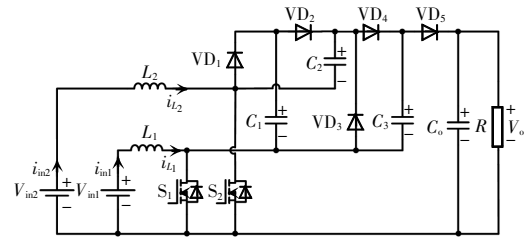


图1 双输入高增益直流变换器

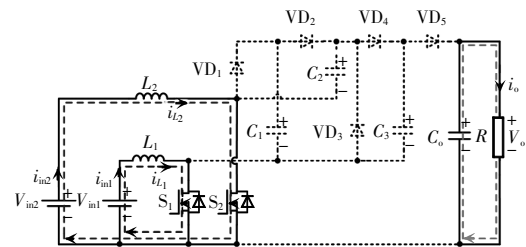
Fig. 1 Dual-input high step-up DC-DC converter

#### 1.2.1 输入源 $V_{in1}$ 和 $V_{in2}$ 同时供电模式

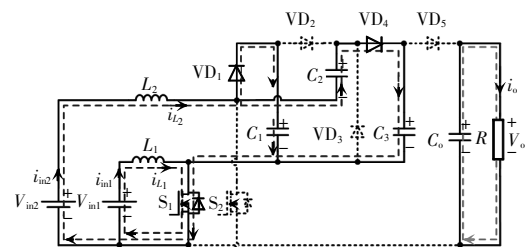
在该模式下,二极管  $VD_3$  始终截止,开关管  $S_1$  和  $S_2$  交错导通,占空比满足  $D_1 + D_2 > 1$ 。1个开关周期内有4个工作模式。图2为各模式的等效电路,图3为该模式下电路的主要工作波形。

模式1 [ $t_0, t_1$ ]:  $t_0$  时刻,  $S_1$ 、 $S_2$  导通,  $V_{in1}$  通过  $S_1$  给  $L_1$  充电,  $V_{in2}$  通过  $S_2$  给  $L_2$  充电,所有二极管截止,  $C_o$  给负载供电。

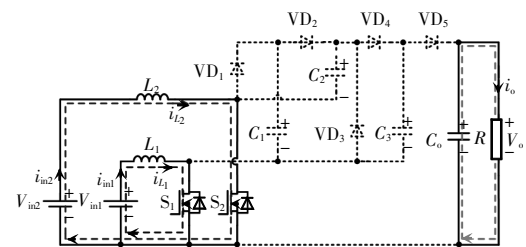
模式2 [ $t_1, t_2$ ]:  $S_2$  在  $t_1$  时刻关断,  $S_1$  仍然导通,  $V_{in1}$  继续通过  $S_1$  给  $L_1$  充电。  $V_{in2}$ 、 $L_2$  串联通过  $VD_1$ 、 $S_1$  对



(a) 模式1



(b) 模式2



(c) 模式3

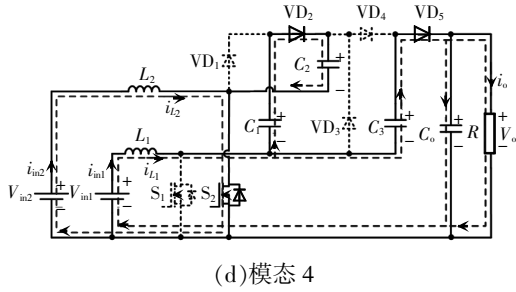


图 2 两输入源同时供电时的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit when two input sources supply power at the same time

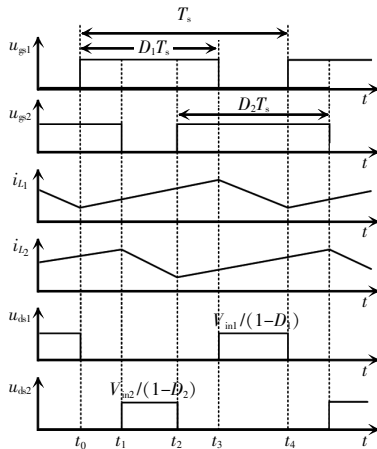


图 3 两输入源同时供电时的主要波形

Fig. 3 Main waveforms when two input sources supply power at the same time

$C_1$  充电; $V_{in2}$ 、 $L_2$ 、 $C_2$  串联通过  $VD_4$ 、 $S_1$  对  $C_3$  充电。 $VD_2$ 、 $VD_3$ 、 $VD_5$  关断,负载能量由  $C_o$  提供。

模态 3 $[t_2, t_3]$ :此模态与 $[t_0, t_1]$ 阶段一致,不再赘述。

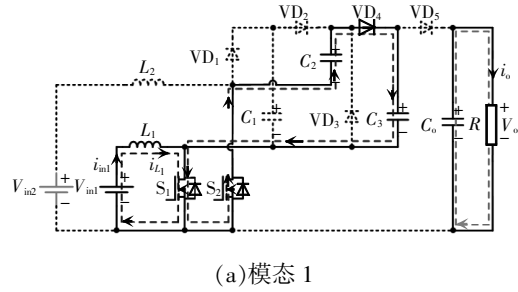
模态 4 $[t_3, t_4]$ : $t_3$  时刻, $S_1$  关断, $S_2$  保持导通。 $V_{in1}$ 、 $L_1$ 、 $C_1$  串联通过  $VD_2$ 、 $S_2$  给  $C_2$  充电; $V_{in1}$ 、 $L_1$ 、 $C_3$  串联通过  $VD_5$  给  $C_o$  和负载供电。 $V_{in2}$  继续通过  $S_2$  给  $L_2$  充电。 $t_4$  时刻后,开始下一个工作周期。

### 1.2.2 输入源 $V_{in1}$ 单独供电模式

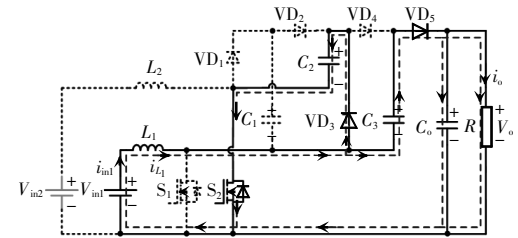
在该模式下,开关管  $S_2$  始终导通,电容  $C_1$  的稳态电压值为 0,1 个开关周期有 2 个工作模式。图 4 为各模态的等效电路,图 5 为该模式下电路的主要工作波形。

模态 1 $[t_0, t_1]$ : $t_0$  时刻, $S_1$  导通, $V_{in1}$  通过  $S_1$  对  $L_1$  充电, $L_1$  储能, $C_2$  通过  $VD_4$ 、 $S_1$ 、 $S_2$  给  $C_3$  充电, $VD_3$ 、 $VD_5$  截止,负载能量由  $C_o$  提供。

模态 2 $[t_1, t_2]$ : $t_1$  时刻, $S_1$  关断, $V_{in1}$ 、 $L_1$  串联通过



(a)模态 1



(b)模态 2

图 4  $V_{in1}$  单独供电时的等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit when  $V_{in1}$  supplies power independently

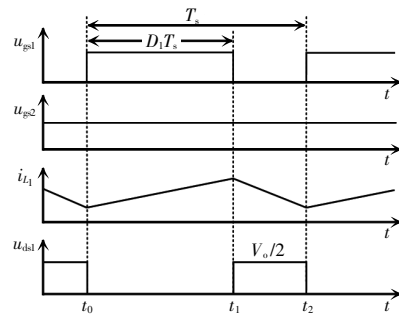


图 5  $V_{in1}$  单独供电时的主要波形

Fig. 5 Main waveforms when  $V_{in1}$  supplies power independently

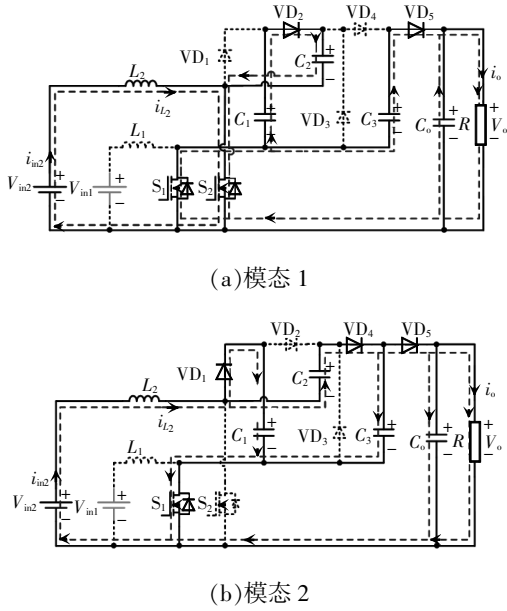
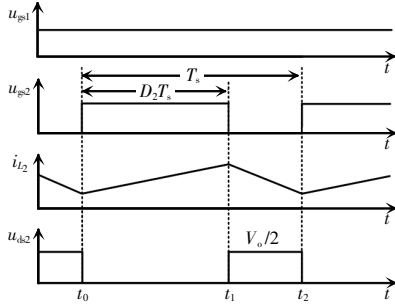
$VD_3$  和  $S_2$  给  $C_2$  充电, $V_{in1}$ 、 $L_1$ 、 $C_3$  串联通过  $VD_5$  给  $C_o$  和负载供电。

### 1.2.3 输入源 $V_{in2}$ 单独供电模式

在该模式下,开关管  $S_1$  始终导通,1 个开关周期有 2 个工作模式。图 6 为各模态的等效电路,图 7 为该模式下电路的主要工作波形。

模态 1 $[t_0, t_1]$ : $S_2$  在  $t_0$  时刻导通, $V_{in2}$  通过  $S_2$  给  $L_2$  充电, $L_2$  储能, $C_1$  通过  $VD_2$ 、 $S_2$  和  $S_1$  给  $C_2$  充电, $C_3$  与  $C_o$  通过  $VD_5$  和  $S_1$  并联共同给负载供电。

模态 2 $[t_1, t_2]$ : $t_1$  时刻, $S_2$  关断, $V_{in2}$  与  $L_2$  串联通过  $VD_1$  和  $S_1$  给  $C_1$  充电, $V_{in2}$ 、 $L_2$ 、 $C_2$  串联通过  $VD_4$  和  $S_1$  给  $C_3$  充电,同时通过  $VD_4$  和  $VD_5$  给  $C_o$  和负载供电。

图 6  $V_{in2}$  单独供电时的等效电路Fig. 6 Equivalent circuit when  $V_{in2}$  supplies power independently图 7  $V_{in2}$  单独供电时的主要波形Fig. 7 Main waveforms when  $V_{in2}$  supplies power independently

## 2 变换器性能分析

### 2.1 电压增益

#### 2.1.1 输入源 $V_{in1}$ 和 $V_{in2}$ 同时供电模式

根据伏秒平衡原理,可得

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1: \begin{cases} \int_0^{D_1 T_s} V_{in1} dt = \int_{D_1 T_s}^{T_s} (V_{C_2} - V_{C_1} - V_{in1}) dt \\ \int_0^{D_1 T_s} V_{in1} dt = \int_{D_1 T_s}^{T_s} (V_o - V_{C_3} - V_{in1}) dt \end{cases} \\ L_2: \begin{cases} \int_0^{D_2 T_s} V_{in2} dt = \int_{D_2 T_s}^{T_s} (V_{C_1} - V_{in2}) dt \\ \int_0^{D_2 T_s} V_{in2} dt = \int_{D_2 T_s}^{T_s} (V_{C_3} - V_{C_2} - V_{in2}) dt \end{cases} \end{array} \right. \quad (1)$$

式中:  $D_1$ 、 $D_2$  分别为开关管  $S_1$ 、 $S_2$  的占空比;  $V_{C_1} \sim V_{C_3}$

分别为电容  $C_1 \sim C_3$  两端的电压;  $V_o$  为输出电压。

由式(1)可得各电容电压及输出电压的表达式为

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{C_1} = \frac{V_{in2}}{1-D_2} \\ V_{C_2} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} + \frac{V_{in2}}{1-D_2} \\ V_{C_3} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} + \frac{2V_{in2}}{1-D_2} \\ V_o = \frac{2V_{in1}}{1-D_1} + \frac{2V_{in2}}{1-D_2} \end{array} \right. \quad (2)$$

当  $V_{in1} = V_{in2}$ 、 $D_1 = D_2 = D$  时,所提变换器在双输入源同时供电模式下的电压增益为

$$M = \frac{4}{1-D} \quad (3)$$

#### 2.1.2 输入源 $V_{in1}$ 单独供电模式

根据伏秒平衡原理,对于电感  $L_1$  可得

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_0^{D_1 T_s} V_{in1} dt = \int_{D_1 T_s}^{T_s} (V_{C_2} - V_{in1}) dt \\ \int_0^{D_1 T_s} V_{in1} dt = \int_{D_1 T_s}^{T_s} (V_o - V_{C_3} - V_{in1}) dt \end{array} \right. \quad (4)$$

由于电容  $C_2$  与  $C_3$  的稳态电压值相等,根据式(4)计算可得

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{C_2} = V_{C_3} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} \\ V_o = \frac{2V_{in1}}{1-D_1} \end{array} \right. \quad (5)$$

变换器在输入源  $V_{in1}$  单独供电模式下的电压增益为

$$M = \frac{2}{1-D_1} \quad (6)$$

#### 2.1.3 输入源 $V_{in2}$ 单独供电模式

根据伏秒平衡原理,对于电感  $L_2$  可得

$$\left\{ \begin{array}{l} \int_0^{D_2 T_s} V_{in2} dt = \int_{D_2 T_s}^{T_s} (V_{C_1} - V_{in2}) dt \\ \int_0^{D_2 T_s} V_{in2} dt = \int_{D_2 T_s}^{T_s} (V_{C_3} - V_{C_2} - V_{in2}) dt \\ \int_0^{D_2 T_s} V_{in2} dt = \int_{D_2 T_s}^{T_s} (V_o - V_{C_2} - V_{in2}) dt \end{array} \right. \quad (7)$$

由于电容  $C_1$  与  $C_2$  的稳态电压值相等,根据式(7)可得

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{C_1} = V_{C_2} = \frac{V_{in2}}{1-D_2} \\ V_o = V_{C_3} = \frac{2V_{in2}}{1-D_2} \end{array} \right. \quad (8)$$

变换器在输入源  $V_{in2}$  单独供电模式下的电压

增益为

$$M = \frac{2}{1-D_2} \quad (9)$$

## 2.2 器件应力分析

### 2.2.1 输入源 $V_{in1}$ 和 $V_{in2}$ 同时供电模式

此模式下各开关器件的电压应力表达式为

$$\begin{cases} V_{S_1_{\max}} = V_{C_2} - V_{C_1} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} \\ V_{S_2_{\max}} = V_{C_1} = \frac{V_{in2}}{1-D_2} \\ V_{VD_1_{\max}} = V_{C_2} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} + \frac{V_{in2}}{1-D_2} = \frac{V_o}{2} \\ V_{VD_2_{\max}} = V_{C_2} = \frac{V_o}{2} \\ V_{VD_3_{\max}} = V_{C_3} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} + \frac{2V_{in2}}{1-D_2} \\ V_{VD_4_{\max}} = V_{C_3} - V_{C_1} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} + \frac{V_{in2}}{1-D_2} = \frac{V_o}{2} \\ V_{VD_5_{\max}} = V_o - V_{C_3} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $V_{S_1_{\max}}$ 、 $V_{S_2_{\max}}$  分别为开关管  $S_1$ 、 $S_2$  的电压应力;  $V_{VD_1_{\max}} \sim V_{VD_5_{\max}}$  分别为二极管  $VD_1 \sim VD_5$  的电压应力。

### 2.2.2 输入源 $V_{in1}$ 单独供电模式

此模式下各开关器件的电压应力表达式为

$$\begin{cases} V_{S_1_{\max}} = V_{C_2} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} = \frac{V_o}{2} \\ V_{VD_1_{\max}} = V_{C_2} + V_{C_1} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} = \frac{V_o}{2} \\ V_{VD_2_{\max}} = V_{C_3} - V_{C_1} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} = \frac{V_o}{2} \\ V_{VD_3_{\max}} = V_{VD_4_{\max}} = V_{C_3} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} = \frac{V_o}{2} \\ V_{VD_5_{\max}} = V_o - V_{C_3} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} = \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (11)$$

### 2.2.3 输入源 $V_{in2}$ 单独供电模式

此模式下各开关器件的电压应力表达式为

$$\begin{cases} V_{S_2_{\max}} = V_{C_1} = \frac{V_{in2}}{1-D_2} = \frac{V_o}{2} \\ V_{VD_1_{\max}} = V_{VD_2_{\max}} = V_{C_2} = \frac{V_{in2}}{1-D_2} = \frac{V_o}{2} \\ V_{VD_3_{\max}} = V_{C_3} = \frac{2V_{in2}}{1-D_2} = V_o \\ V_{VD_4_{\max}} = V_{C_3} - V_{C_1} = \frac{V_{in2}}{1-D_2} = \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (12)$$

综上所述,所提变换器开关器件的电压应力较低,这有利于降低损耗和成本。在器件选型中需要选取开关器件最恶劣情况下的应力,故取式(10)~式(12)中的最大值。由此可得

$$\begin{cases} V_{S_1_{\max}} = V_{S_2_{\max}} = \frac{V_o}{2} \\ V_{VD_3_{\max}} = V_o \\ V_{VD_1_{\max}} = V_{VD_2_{\max}} = V_{VD_4_{\max}} = V_{VD_5_{\max}} = \frac{V_o}{2} \end{cases} \quad (13)$$

## 2.3 两输入源电流关系

当两输入源同时供电时,二极管  $VD_3$  处于截止状态,根据电容  $C_1 \sim C_3$  的安秒平衡原理得

$$\begin{cases} C_1 = I_{VD_1}^* (1-D_2) = I_{VD_2}^* (1-D_1) \\ C_2 = I_{VD_2}^* (1-D_1) = I_{VD_3}^* (1-D_2) \\ C_3 = I_{VD_3}^* (1-D_2) = I_{VD_4}^* (1-D_1) \end{cases} \quad (14)$$

式中,  $I_{VD_1}^* \sim I_{VD_5}^*$  分别为二极管  $VD_1 \sim VD_5$  的通态电流平均值。

根据式(14)并结合电感  $L_1$  与  $L_2$  的电流平均值,可得

$$\begin{cases} I_{VD_1}^* = I_{VD_2}^* \\ I_{VD_2}^* = I_{VD_3}^* \\ I_{L_1} = I_{VD_3}^* + I_{VD_4}^* \\ I_{L_2} = I_{VD_4}^* + I_{VD_5}^* \end{cases} \quad (15)$$

式中,  $I_{L_1}$ 、 $I_{L_2}$  分别为电感  $L_1$  与  $L_2$  的电流平均值。

根据式(15)可得两电感电流平均值之间的关系为

$$\frac{I_{L_1}}{I_{L_2}} = \frac{I_{in1}}{I_{in2}} = \frac{1-D_2}{1-D_1} \quad (16)$$

由式(16)可得,所提变换器在两路输入源同时供电时,可以通过调节占空比来控制两源的输入电流,进而可以灵活地对两输入源的功率进行合理分配。在光伏燃料电池联合供电系统中,可以通过其中一个开关管对光伏输入源进行最大功率点跟踪,通过另一个开关管对燃料电池进行输出恒压控制。通过简单的控制即可在最大化利用光伏清洁能源的同时保证输出电压恒定,提高了系统的供电可靠性和能量利用率。

## 2.4 拓扑性能对比分析

表1为所提变换器在稳态特性、工作模式、器

件数量等方面与现有同类变换器的工作性能对比。表 1 中的电压增益均选取各对比文献中双输入源共同供电模式下的电压增益,文献[18]选取的是其串联型拓扑,以保证可比性。

由表 1 可得,与文献[13]、与文献[14]和文献[17]相比,在相同的占空比下,本文所提变换器电压增

益更高,器件应力更低,因此可以采用更低电压等级的功率器件,降低了损耗,提高了效率;文献[13]和文献[17]的两路输入源电压必须在  $V_{in1} < V_{in2}$  条件下才能工作,应用场合受限;文献[16]和文献[18]的电压增益和电压应力与所提变换器相同,但二者的输入输出均不共地,控制电路复杂。

表 1 与现有同类变换器的工作性能对比

Tab. 1 Comparison of operating performance with existing similar converters

变换器种类	电压增益	开关管电压应力	输入、输出是否与开关管共地	电容数量	开关管数量	二极管数量	电感数量	效率/%
文献[13]	$\frac{2-D}{1-D}$	$\frac{V_o}{2-D}$	否	2	3	3	1	-
文献[14]	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{V_o}{2}$	是	2	2	2	2	90.00
文献[17]	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{V_o}{2}$	否	2	3	3	2	-
文献[18]	$\frac{4}{1-D}$	$\frac{V_o}{4}$	否	5	2	5	2	94.70
文献[16]	$\frac{4}{1-D}$	$\frac{V_o}{4}$	否	5	2	4	2	93.76
本文所提变换器	$\frac{4}{1-D}$	$\frac{V_o}{4}$	是	4	2	5	2	95.67

### 3 变换器拓展方案

为了满足新能源联合供电系统中对于电压增益要求更高的应用场合,所提变换器还可以通过扩展二极管电容升压单元进一步提升电压增益。

#### 3.1 拓展电路结构

假设扩展单元数目为  $N(N=1,2,3\cdots)$ ,双输入高增益变换器扩展电路如图 8 所示,虚线框内为二极管电容扩展单元,每个扩展单元由 2 个电容和 2 个二极管构成。进行结构扩展后,电路在 3 种供电模式下依然能够正常工作,且开关器件电压应力在电压增益提升的同时相应地降低。变换器拓展后的工作

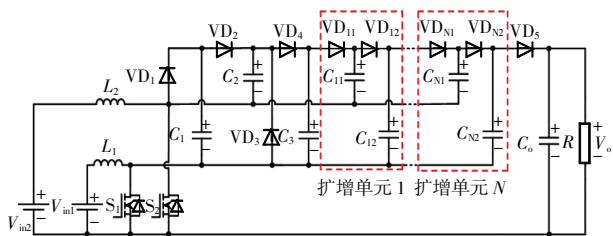


图 8 变换器拓展电路

Fig. 8 Extended circuit of converter

原理与原变换器类似,故不再具体分析。

#### 3.2 拓展后的变换器性能分析

##### 3.2.1 输入源 $V_{in1}$ 和 $V_{in2}$ 同时供电模式

根据电感  $L_1$  与  $L_2$  的伏秒平衡,计算可得输出电压为

$$V_o = \frac{(N+2)V_{in1}}{1-D_1} + \frac{(N+2)V_{in2}}{1-D_2} \quad (17)$$

当  $V_{in1}=V_{in2}$ 、 $D_1=D_2=D$  时,变换器拓展后的电压增益为

$$M = \frac{(2N+4)}{1-D} \quad (18)$$

开关器件的电压应力为

$$\left\{ \begin{aligned} V_{S1\_max} = V_{VD3\_max} &= \frac{V_{in1}}{1-D_1} \\ V_{S2\_max} &= \frac{V_{in2}}{1-D_2} \\ V_{VD1\_max} = V_{VD2\_max} = V_{VDn1\_max} &= \frac{V_o}{N+2} \\ V_{VDn2\_max} &= \frac{V_{in1}}{1-D_1} + \frac{2V_{in2}}{1-D_2} \\ V_{VD(11)\_max} = V_{VD(12)\_max} = \cdots = V_{VD(N1)\_max} \\ &= V_{VD(N2)\_max} = \frac{V_o}{N+2} \end{aligned} \right. \quad (19)$$

### 3.2.2 输入源 $V_{in1}$ 单独供电模式

根据电感  $L_1$  的伏秒平衡,计算可得输出电压为

$$V_o = \frac{(N+2)V_{in1}}{1-D_1} \quad (20)$$

变换器拓展后的电压增益为

$$M = \frac{(N+2)}{1-D_1} \quad (21)$$

开关器件的电压应力为

$$\begin{cases} V_{S1\_max} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} = \frac{V_o}{N+2} \\ V_{VD\_max} = \dots = V_{VD3\_max} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} = \frac{V_o}{N+2} \\ V_{VD(11)\_max} = V_{VD(12)\_max} = \dots = V_{VD(N1)\_max} \\ = V_{VD(N2)\_max} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} = \frac{V_o}{N+2} \end{cases} \quad (22)$$

### 3.2.3 输入源 $V_{in2}$ 单独供电模式

根据电感  $L_2$  的伏秒平衡,计算可得输出电压为

$$V_o = \frac{(N+2)V_{in2}}{1-D_2} \quad (23)$$

变换器拓展后的电压增益为

$$M = \frac{(N+2)}{1-D_2} \quad (24)$$

开关器件的电压应力为

$$\begin{cases} V_{S2\_max} = \frac{V_{in2}}{1-D_2} = \frac{V_o}{N+2} \\ V_{VD\_max} = V_{VD2\_max} = V_{VD3\_max} = \frac{V_{in2}}{1-D_2} = \frac{V_o}{N+2} \\ V_{VD3\_max} = \frac{2V_{in2}}{1-D_2} = \frac{2V_o}{N+2} \\ V_{VD(11)\_max} = V_{VD(12)\_max} = \dots = V_{VD(N1)\_max} \\ = V_{VD(N2)\_max} = \frac{V_{in2}}{1-D_2} = \frac{V_o}{N+2} \end{cases} \quad (25)$$

可以看出,所提双输入高增益变换器每增加 1 级拓展电路,双输入模式下可以提高 2 倍于传统 Boost 电路的电压增益,单输入模式下可以提高 1 倍于传统 Boost 电路的电压增益。而各开关器件的电压应力则随着扩增单元数目的增加而减小。这就使得变换器可以通过增加拓展电路来提高电压增益、降低开关器件应力,大大拓展了变换器的应用场合。同时,变换器增加二极管电容扩增单元后,两路输入电流平均值的比值与未加入扩增单元时的

比值相同,依然可以通过调节两路开关管的占空比控制输入电流,进而实现功率分配与控制。

## 4 实验验证

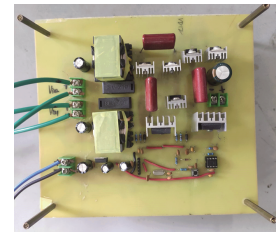
设计制作 1 台 100 W 样机用于实验验证,表 2 为实验样机的主要参数。

表 2 实验样机参数

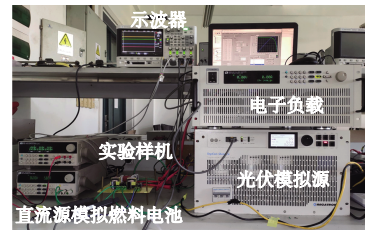
Tab. 2 Parameters of experimental prototype

参数	数值或型号
$V_{in1}, V_{in2}$ 额定电压/V	36
$V_{in1}$ 电压范围/V	30 ~ 42
$V_{in2}$ 电压范围/V	30 ~ 42
输出电压 $V_o$ /V	380
输出功率 $P_o$ /W	100
开关频率 $f_s$ /kHz	100
电感 $L_1, L_2$ /μH	500
电容 $C_1 \sim C_3$ /μF	3.3
电容 $C_o$ /μF	47
开关管 $S_1, S_2$	STP45N40DM2AG
二极管 $VD_3$	MUR860
二极管(除 $VD_3$ 外)	MUR840

图 9 为所提变换器的实验样机和样机测试实验平台。



(a) 实验样机



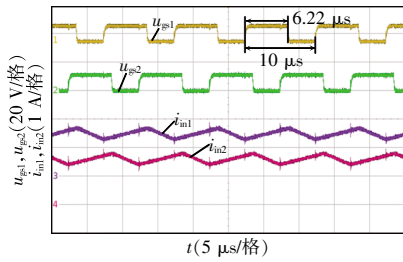
(b) 实验平台

图 9 实验样机和实验平台

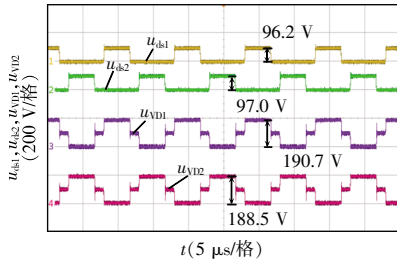
Fig. 9 Experimental prototype and experimental platform

图 10 为所提变换器在两输入源同时供电模式下的实验波形。由图 10(a)可见,两开关管交错导

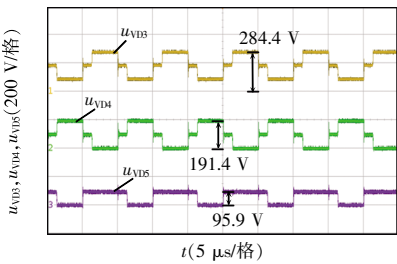
通,且占空比相等,均为 0.622,此时变换器电压增益为 10.54。图 10(b)和(c)为开关管漏源电压和二极管两端电压波形,开关管  $S_1$ 、 $S_2$  所承受的电压应力分别为 96.2、97.0 V,约为  $V_o/4$ ;二极管  $VD_1$ ~ $VD_5$  两端所承受的电压应力分别为 190.7、188.5、284.4、191.4、95.9 V,远低于输出电压 380.0 V。由图 10(d)可见,电容  $C_1$ ~ $C_3$  的稳态电压值分别为 96.4、190.7、284.1 V,输出电压稳定在 379.6 V。



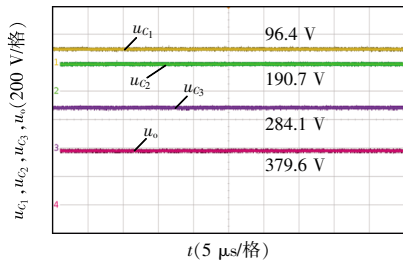
(a) 开关管驱动电压和输入电流



(b) 开关管漏源电压和二二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  两端电压



(c) 二极管  $VD_3$ ~ $VD_5$  两端电压



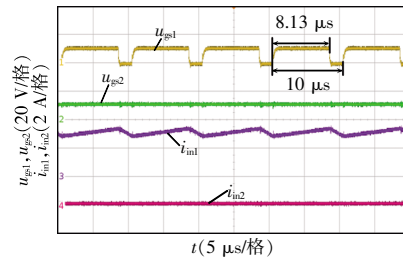
(d) 电容  $C_1$ ~ $C_3$  和输出电压

图 10 两输入源同时供电时的实验波形

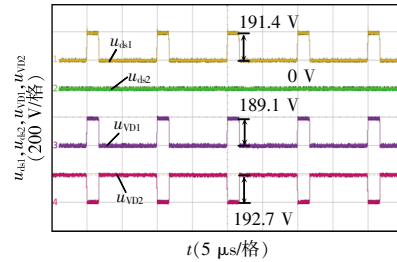
Fig. 10 Experimental waveforms when two input sources supply power at the same time

图 11 为所提双输入变换器在  $V_{in1}=36$  V 单独供电模式下的实验波形。可见:开关管  $S_1$  的工作占空比  $D_1=0.813$ ,  $S_2$  始终处于开通状态;开关管  $S_1$  和二二极管  $VD_1$ ~ $VD_5$  所承受的电压应力分别为 191.4、189.1、192.7、188.6、189.4、188.0 V, 仅约为输出电压的 1/2; 电容  $C_1$ ~ $C_3$  的稳态电压值分别为 0、191.3、189.6 V;输出电压稳定在 380.8 V。

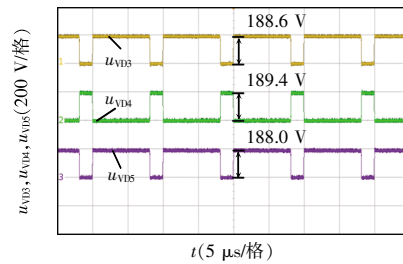
图 12 为所提双输入变换器在  $V_{in2}=36$  V 单独



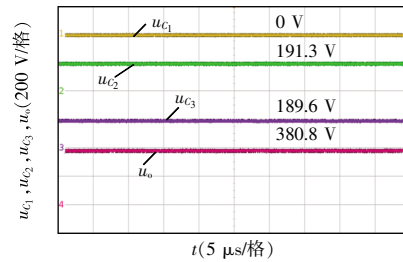
(a) 开关管驱动电压和输入电流



(b) 开关管漏源电压和二二极管  $VD_1$ 、 $VD_2$  两端电压



(c) 二极管  $VD_3$ ~ $VD_5$  两端电压

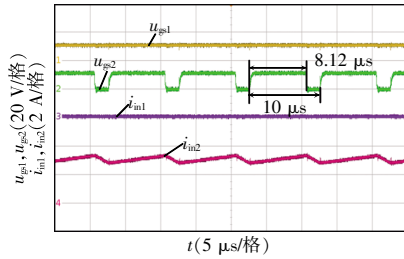


(d) 电容  $C_1$ ~ $C_3$  和输出电压

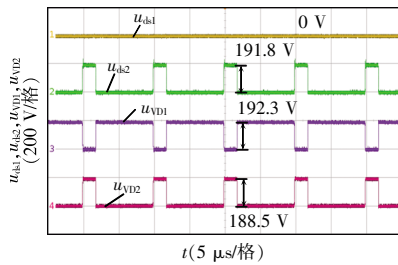
图 11  $V_{in1}$  单独供电时的实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms when  $V_{in1}$  supplies power independently

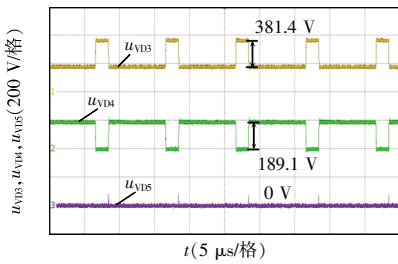
供电模式下的实验波形。可见:开关管  $S_2$  的工作占空比  $D_2=0.812$ , 开关管  $S_1$  和二极管  $VD_5$  始终处于开通状态;开关管  $S_2$  电压应力为  $191.8\text{ V}$ , 约为输出电压的  $1/2(V_o/2)$ ;二极管  $VD_1\sim VD_4$  两端所承受的电压应力分别为  $192.3, 188.5, 381.4, 189.1\text{ V}$ ;电容  $C_1\sim C_3$  的稳态电压值分别为  $191.3, 188.6, 380.8\text{ V}$ ;输出电压稳定在  $379.6\text{ V}$ 。上述实验结果符合前文理论分析。



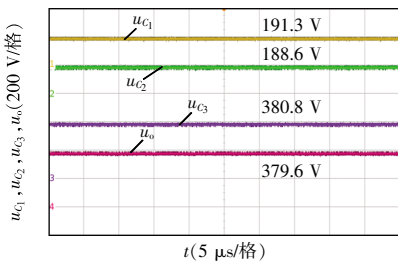
(a) 开关管驱动电压和输入电流



(b) 开关管漏源电压和二极管  $VD_1, VD_2$  两端电压



(c) 二极管  $VD_3\sim VD_5$  两端电压



(d) 电容  $C_1\sim C_3$  和输出电压

图 12  $V_{in2}$  单独供电时的实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms when  $V_{in2}$  supplies power independently

3 种供电模式下样机的效率曲线如图 13 所示。在两输入源同时供电模式下,样机最高效率可

达  $95.78\%$ , 满载效率为  $95.67\%$ ;在  $V_{in1}$  单输入供电模式下,样机最高效率可达  $94.31\%$ , 满载效率为  $93.57\%$ ;在  $V_{in2}$  单输入供电模式下,样机最高效率可达  $94.05\%$ , 满载效率为  $93.34\%$ 。

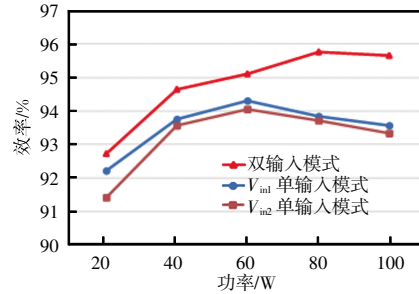
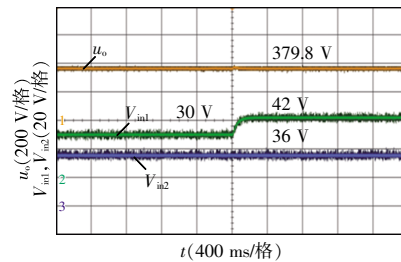


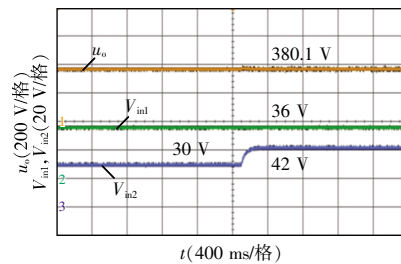
图 13 3 种供电模式下的效率曲线

Fig. 13 Efficiency curves in three power supply modes

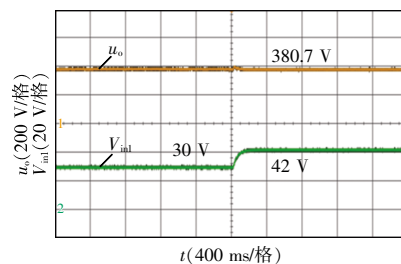
图 14 为输入阶跃对输出电压影响的动态性实验波形。在 3 种不同的工作模式下,将输入电压从  $30\text{ V}$  切换至  $42\text{ V}$ ,输入阶跃信号的幅值为输入源的电压最值差。从图 14 可以看出,在 4 组动态性实验中,阶跃电压输入前、后,输出电压均能稳定在设定



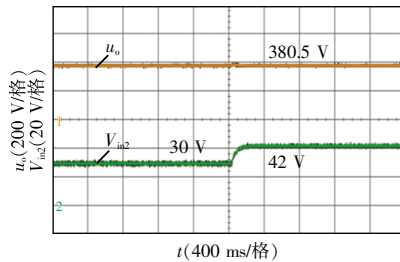
(a) 两源同时供电模式下  $V_{in1}$  从  $30\text{ V}$  切换至  $42\text{ V}$



(b) 两源同时供电模式下  $V_{in2}$  从  $30\text{ V}$  切换至  $42\text{ V}$



(c)  $V_{in1}$  单独供电模式下  $V_{in1}$  从  $30\text{ V}$  切换至  $42\text{ V}$



(d)  $V_{in2}$  单独供电模式下  $V_{in2}$  从 30 V 切换至 42 V

图 14 输入阶跃对输出电压影响的动态性实验波形

Fig. 14 Dynamic experimental waveforms of influence of input step on output voltage

值 380 V。同时,输入电压阶跃后,输出电压可在很短的时间内恢复至稳态,超调量小,调整时间短。

## 5 结论

本文提出了 1 种双输入高增益直流变换器及其拓展电路,分析了其工作原理及稳态特性,并与现有拓扑的工作性能进行了对比,最后通过实验验证了其可行性。所提变换器拓扑具备如下特点。

(1) 两输入源能单独或同时向负载供电,发电兼具灵活性和冗余性。

(2) 变换器各输入源与输出侧以及各开关管均共地,控制简单,成本低。

(3) 变换器在 3 种供电模式下均具有较高的电压增益,双输入电压增益为  $4/(1-D)$ ,单输入电压增益为  $2/(1-D)$ ,并且可通过电路拓展进一步提升电压增益。

(4) 开关器件电压应力小,在实际选型中可选取低电压等级的功率器件以减少损耗,提升效率。变换器在双输入模式下的最高效率为 95.78%,在单输入模式下的最高效率为 94.31%。

### 参考文献:

[1] Kiran R, Kalpana R. Design and development of modular dual-input DC/DC step-up converter for telecom power supply [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(3): 2591-2601.  
 [2] Rajaei A H, Khazan R, Mahmoodian M, et al. A dual inductor high step-up DC/DC converter based on the Cock-

croft-Walton multiplier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9699-9709.

[3] Forouzesh M, Shen Y, Yari K, et al. High-efficiency high step-up DC-DC converter with dual coupled inductors for grid-connected photovoltaic systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 5967-5982.

[4] Kazem V, Hossein H S, Mehran S, 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.

[5] 孙孝峰, 耿晓珑, 周悦. 一种应用于新能源联合供电系统的新型多功能变换器[J]. 太阳能学报, 2019, 40(12): 3501-3512.

Sun Xiaofeng, Geng Xiaolong, Zhou Yue. A new multi-function converter applicable to renewable hybrid power supply system [J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2019, 40(12): 3501-3512 (in Chinese).

[6] Dobakhshari S S, Fathi S H, Milimonfared J. High step-up double input converter with soft switching and reduced number of semiconductors [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(10): 1995-2007.

[7] Prabhala V, Fajri P, Gouribhatla V, et al. A DC-DC converter with high voltage gain and two input boost stages [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6): 4206-4215.

[8] Zhu Binxin, Zeng Qingdian, Vilathgamuwa D M, et al. Non-isolated high-voltage gain dual-input DC/DC converter with a ZVT auxiliary circuit [J]. IET Power Electronics, 2019, 12(4): 861-868.

[9] Mohseni P, Hosseini S H, Sabahi M, et al. A new high step-up multi-input multi-output DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 66(7): 5197-5208.

[10] Babaei E, Abbasi O. Structure for multi-input multi-output DC-DC Boost converter [J]. IET Power Electronics, 2016, 9(1): 9-19.

[11] 李洪珠, 刘飞扬, 李洪璠. 基于新型耦合电感倍压单元的高增益变换器[J]. 电工电能新技术, 2020, 39(2): 22-29.

Li Hongzhu, Liu Feiyang, Li Hongfan. High voltage gain Boost converter with coupled inductor voltage-doubler cell [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2020, 39(2): 22-29 (in Chinese).

- [12] Banaei M R, Ardi H, Alizadeh R, et al. Non-isolated multi-input-single-output DC/DC converter for photovoltaic power generation systems [J]. IET Power Electronics, 2014, 7(11): 2806-2816.
- [13] 周悦, 耿晓珑, 孙孝峰, 等. 基于开关电容的高增益双输入 Boost 变换器[J]. 太阳能学报, 2018, 39(3): 797-806. Zhou Yue, Geng Xiaolong, Sun Xiaofeng, et al. The double-input Boost converter with high-gain based on switched-capacitor [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2018, 39(3): 797-806 (in Chinese).
- [14] 罗全明, 郝玢鑫, 周维维, 等. 一种多路输入高升压 Boost 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 9-14. Luo Quanming, Lu Yingxin, Zhou Luwei, et al. High step-up Boost converter with multiple-input [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(3): 9-14 (in Chinese).
- [15] 孙鹏菊, 李正宇, 张冀, 等. 一种基于倍压单元的双输入高增益直流变换器[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(17): 4694-4702. Sun Pengju, Li Zhengyu, Zhang Ji, et al. Dual input high step-up DC-DC converters with voltage multiplier cells [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(17): 4694-4702 (in Chinese).
- [16] Baddipadiga B P, Ferdowsi M. A high-voltage-gain DC-DC converter based on modified dickson charge pump voltage multiplier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(10): 7707-7715.
- [17] 孙孝峰, 耿晓珑, 周悦, 等. 基于开关电容的高增益双输入变换器[J]. 太阳能学报, 2021, 42(3): 268-275. Sun Xiaofeng, Geng Xiaolong, Zhou Yue, et al. Dual-input converter with high-gain based on switched-capacitor [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2021, 42(3): 268-275 (in Chinese).
- [18] Hou Shiyang, Chen Jianfei, Sun Tao, et al. Multi-input step-up converters based on the switched-diode-capacitor voltage accumulator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 381-393.



黄毅敏

**作者简介:**

黄毅敏(1996—),男,中国电源学会学生会员,通信作者,硕士研究生。研究方向:电能的高频变换与控制技术。E-mail:hym\_study@163.com。

林国庆(1966—),男,博士,教授。研究方向:电力电子变流技术。E-mail:1127254073@qq.com。

林思圻(1996—),男,硕士。研究方向:电能的高频变换与控制技术。E-mail:978634560@qq.com。