

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.231098

一种可扩展双输入高增益 DC/DC 变换器

郝玢鑫, 周丽娟, 赵孟浩, 王凯宏, 杨浴金

(三峡大学电气与新能源学院(智慧能源技术湖北省工程研究中心), 湖北 宜昌 443002)

摘要: 针对光伏发电系统中光伏电池板集成汇流的需求, 提出了一种可扩展双输入高增益 DC/DC 变换器。该变换器采用了一种新型拓扑结构, 可在实现输入输出电压高增益变换的同时降低了开关器件的电压应力。此外, 所提变换器还具有可扩展性, 可以根据不同的光伏电池板数量和输出电压要求对端口进行扩展, 从而降低系统的复杂性和成本。首先详细介绍了所提变换器的拓扑结构, 并推导出变换器在不同工作模式下的运行原理。然后, 对该变换器的增益特性、开关器件的电压和电流应力、关键器件的参数选择和损耗计算等方面进行了深入的理论分析。最后, 搭建了一台输出功率为 1 kW 的实验样机, 并进行了实验测试。实验结果验证了所提变换器理论分析的正确性和可行性。

关键词: 光伏发电; 双输入; 高增益; DC/DC 变换器

A scalable dual-input high step-up DC/DC converter

ZHU Binxin, ZHOU Lijuan, ZHAO Menghao, WANG Kaihong, YANG Yujin

(China Three Gorges University, College of Electrical Engineering & New Energy (Hubei Provincial Engineering Technology Research Center for Intelligent Energy Technology), Yichang 443002, China)

Abstract: This paper proposes a scalable dual-input high-gain DC/DC converter to meet the needs of photovoltaic panel integrated confluence in photovoltaic power generation systems. The converter adopts a novel topological structure, one which can achieve high-gain conversion of input and output voltages while reducing the voltage stress of the switching device. In addition, the proposed converter has scalability, which can extend the ports according to the number of photovoltaic cell panels and output voltage requirements, thereby reducing the complexity and cost of the system. This paper first introduces the topological structure of the proposed converter in detail, and deduces its operating principle in different operating modes. Then it conducts an in-depth theoretical analysis of the gain characteristics of the converter, the voltage and current stress of the switching devices, the parameter selection of key devices, and loss calculation. Finally, an experimental prototype with an output power of 1 kW is built and tested. The experimental results verify the correctness and feasibility of the theoretical analysis of the proposed converter.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 51707103).

Key words: PV power generation; dual-input; high gain; DC/DC converter

0 引言

近年来, 太阳能作为一种可再生能源得到了广泛应用^[1-3], 但光伏发电输出电压低, 难以满足并网要求, 多块光伏电池板串联可以获得较高的电压, 但在工作过程中易受环境因素的影响而无法实现全局最大功率输出, 从而导致大量的能量浪费^[4-7]。用

具备高增益升压能力的 DC/DC 变换器是较常采用的做法, 但传统单输入 DC/DC 变换器仅能接入单块或少量光伏发电板, 面临着变换器数量多、系统成本高、集成度低等问题^[8-10]。近年来, 多输入变换器因具有多个光伏发电模块接入能力、系统成本低、结构简单而受到了较多的关注^[11]。

多输入变换器根据输入输出是否实现电气隔离可以分为隔离型和非隔离型。隔离型多端口变换器采用多绕组变压器, 通过增加变压器绕组匝数来提高变换器电压增益, 并且在输入和输出端口之间提

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51707103); 广西自治区重点研发计划项目资助(2022AB05028)

供隔离, 提高了系统的安全性。文献[12]提出一种多输入电流型全桥 DC/DC 变换器, 能够实现输入输出端口的隔离, 但输入源的增加将导致变压器结构复杂, 耦合性差。为了解决这类问题, 文献[13]提出一系列新型的隔离型多输入变换器, 所提变换器只有一个初级绕组, 结构简单, 并且拓扑结构易扩展到 N 输入源, 适用于需要隔离的多输入应用场合。然而这类变换器中一个端口的输入源发生较大波动时, 会对其他端口的能源接入产生影响, 稳定性较差。文献[14-15]提出了一种新型的多端口变换器控制策略, 对各个端口进行解耦, 以实现各个端口之间的独立运行。为了减少开关器件的数量, 文献[16]提出了多输入隔离型三电平变换器, 将多个输入源集成到三电平 DC/DC 变换器, 同时, 开关管承受的电压应力也有所减小。然而这些变换器均存在开关管导通损耗高的问题。文献[17-19]提出了一种具有软开关能力的多输入变换器拓扑, 变换器中的开关管在任何工况下都能实现零电流关断, 提高了变换器的转换效率。总地来说, 隔离型多端口 DC/DC 变换器的拓扑大多基于多绕组或多个变压器构成, 对于系统的构建成本和功率密度有较大影响。

非隔离型变换器输入和输出之间没有隔离, 具有功率密度高、成本低、相对容易控制和体积小等特点。文献[20]提出一种桥式双输入 DC/DC 变换器, 能够有效减少无源器件的数量。文献[21]提出一种多输入软开关 DC/DC 变换器, 采用边缘谐振软开关模块实现开关的低电流应力以及变换器的高效率。文献[22]基于开关电感技术, 提出双输入 DC/DC 变换器, 该变换器不仅能拓展到多输入, 而且具有

功率密度高、效率高的优点。然而, 上述变换器在实现高增益方面仍有局限。为了进一步提高变换器增益以适应不同功率的应用场合, 文献[23-25]提出了一种采用电压倍增器的新型多输入变换器, 通过增加电压倍增器的数量来实现高增益。文献[26-28]通过使用耦合电感, 明显地增加了电压增益, 并且减小了开关电压应力。然而, 磁性元件的引入除了增加电路设计的复杂度之外, 还会因为漏感的存在引起较大的功率损耗, 降低变换器的转换效率。

文献[29]提出的一种零电压关断高增益 DC/DC 变换器, 具有功率密度高、二极管电压应力低的特点, 但由于该变换器只有一个输入端口, 无法满足多块光伏板接入的需求。本文在其基础上提出一种可拓展双输入高增益 DC/DC 变换器, 该变换器允许多块光伏电池板同时连接, 其电压增益可灵活调节。此外, 所提变换器还具有结构可拓展、器件电压应力低等优点。

1 所提变换器拓扑及模态分析

本文所提多端口变换器拓扑结构如图 1 所示。根据应用场合的具体需求, 一方面可调整接入端口的数目, 另一方面通过调整二极管-电容倍增单元的数目, 可以调节变换器的升压能力。此外, 为了提高变换器的工作效率, 在所提高增益拓扑的基础上增加辅助电路, 以实现该变换器中开关管的零电压关断, 每个辅助电路由一个电容和两个二极管构成。其中, 第 1 相开关 S_1 与第 2 相开关 S_2 共用第一个辅助电路, 以此类推, 第 $m-1$ 相开关 S_{m-1} 与第 m 相开关 S_m 共用第 $m/2$ 个辅助电路。

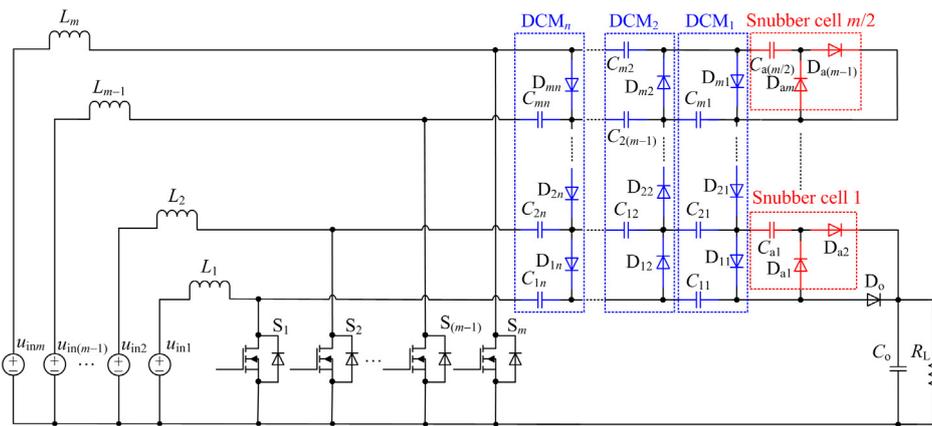


图 1 所提多端口变换器(含 $n(m-1)$ 个倍增单元)

Fig. 1 The proposed multi-port converter (with $n(m-1)$ diode capacitor multipliers)

为了简化分析, 以图 2 所示含有 3 个倍增单元的双输入变换器为例, 分析其工作原理, 结果可推

广到含 n 个倍增单元的多端口变换器。并做出以下假设:

- (1) 所有器件都是理想的, 忽略寄生参数的影响。
- (2) 电容 C_1 、 C_2 、 C_3 足够大, 忽略它们的电压纹波。
- (3) 电感 L_1 和 L_2 相等, 电感电流 i_{L1} 和 i_{L2} 工作于连续导通模式。

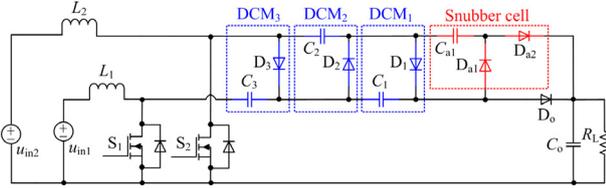


图2 双输入变换器(含3个倍增单元)

Fig. 2 Dual-input converter (with 3 diode capacitor multipliers)

1.1 变换器连续导通运行模式

当所述变换器工作在连续导通模式(continuous conduction mode, CCM)时, 其稳态条件下的主要工作波形如图3所示。开关管 S_1 和 S_2 交替导通, 相位相差 180° , 且占空比 D_1 和 D_2 均大于 0.5 。变换器在一个开关周期内有8个工作模态, 具体工作过程如下所述。

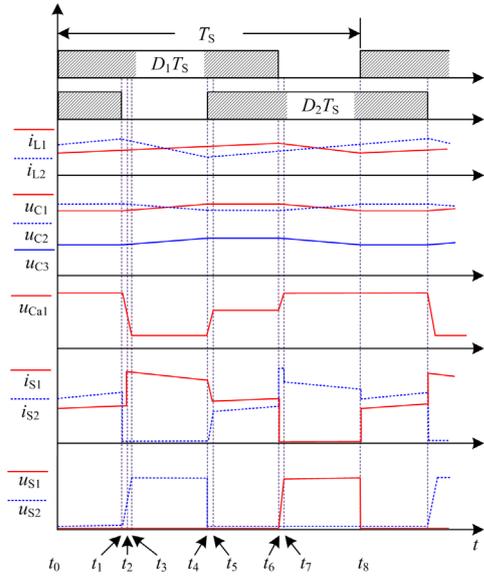
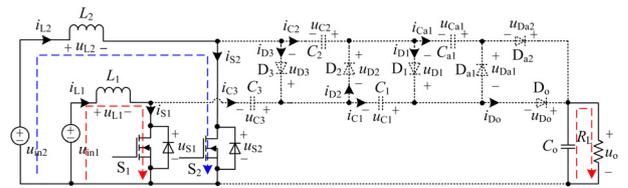


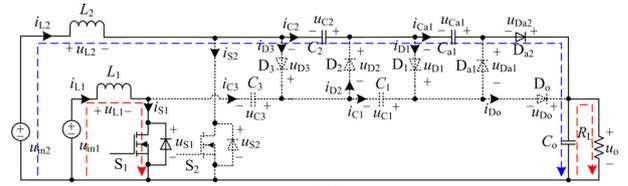
图3 CCM 模式下主要工作波形

Fig. 3 Key working waveforms in CCM

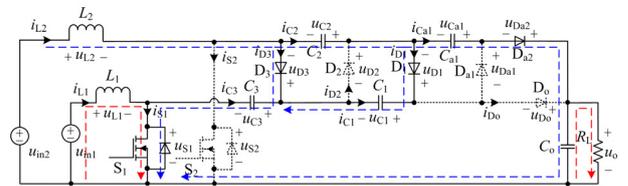
模态 1 和模态 6 [$t_0 \sim t_1$, $t_5 \sim t_6$]: 如图 4(a)所示, 开关 S_1 和 S_2 均工作在导通状态, 二极管 D_0 、 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_{a1} 、 D_{a2} 均关断。在该阶段内, 电流 i_{L1} 和 i_{L2} 线性增加。此外, 流经电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_{a1} 的电流为零, 电压 u_{C1} 、 u_{C2} 、 u_{C3} 和 u_{Ca1} 在此期间保持不变。当开关 S_2 关断信号到来时, 模态 1 在 t_1 时刻结束。



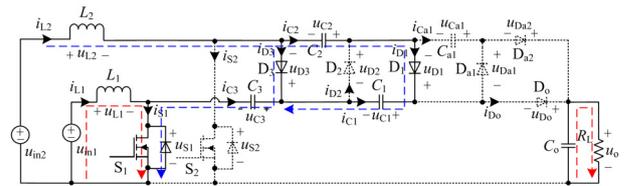
(a) 模态1和模态6



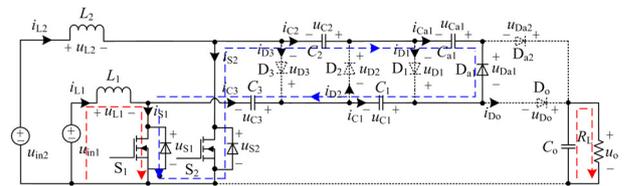
(b) 模态2



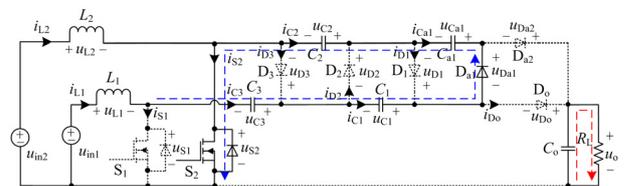
(c) 模态3



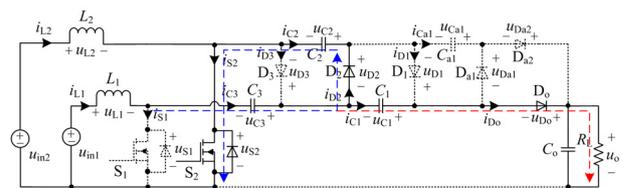
(d) 模态4



(e) 模态5



(f) 模态7



(g) 模态8

图4 CCM 模式下不同模态的等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of different working states in CCM

模态 2 $[t_1 \sim t_2]$: 如图 4(b)所示, 在此期间, S_2 关断, S_1 继续导通, 二极管 D_{a2} 导通, D_o 、 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_{a1} 因承受反向电压而关断。此时, 电容 C_2 、 C_{a1} 向负载放电, 电压 u_{C1} 、 u_{C3} 保持不变。电流 i_{L1} 线性增加, 而电流 i_{L2} 则先增大后减小, 由于该模态时间间隔非常小, i_{L2} 的变化可以忽略不计。由于辅助电路中电容 C_{a1} 的存在, 使得开关 S_2 关断时电压的上升速率受到限制, 实现零电压关断。

模态 3 $[t_2 \sim t_3]$: 如图 4(c)所示, 开关 S_1 导通, 开关 S_2 关断, 在该阶段内, 电容 C_{a1} 不断放电, 当电压 u_{Ca1} 小于 u_{C3} 时, 二极管 D_1 、 D_3 导通, D_2 承受反向电压继续关断, 而二极管 D_{a2} 上仍有电流流过, 电流逐渐减小至 0 时, 二极管 D_{a2} 关断, 变换器进入下一模态。

模态 4 $[t_3 \sim t_4]$: 如图 4(d)所示, 在该阶段, 开关管 S_1 导通, 开关 S_2 关断, 二极管 D_1 、 D_3 导通, D_o 、 D_2 、 D_{a1} 、 D_{a2} 承受反向电压而关断。电流 i_{L1} 线性增加, 电流 i_{L2} 线性减小。 i_{L2} 的电流分别经过二极管 D_1 和 D_3 流经电容 C_1 、 C_2 和 C_3 , 此时电容 C_1 、 C_3 充电, 电容 C_2 放电, 因此电容电压 u_{C1} 、 u_{C3} 上升, u_{C2} 下降。开关 S_2 触发信号在 t_4 时刻到来时, 此工作模态结束。

模态 5 $[t_4 \sim t_5]$: 如图 4(e)所示, 开关管 S_2 导通前, 电容 C_2 一直处于放电状态, 电容 C_1 、 C_3 一直处于充电状态, 如果不忽略电容器上的电压纹波, 则 $u_{C2}(t_4)$ 将低于 u_{C2} 的平均值 $u_o/2$, $u_{C1}(t_4)$ 将大于 u_{C1} 的平均值 $u_o/2$, 而 $u_{C3}(t_4)$ 将大于 u_{C1} 的平均值 $u_o/4$ 。因此, 可以得到式(1)。

$$u_{C1}(t_4) + u_{C3}(t_4) - u_{C2}(t_4) > \frac{1}{4}u_o \quad (1)$$

当 S_2 导通时, 由式(1)可知, 电容 C_{a1} 的电压 u_{Ca1} 可表示为

$$u_{Ca1}(t_4) = u_{C1}(t_4) + u_{C3}(t_4) - u_{C2}(t_4) > \frac{1}{4}u_o \quad (2)$$

模态 7 $[t_6 \sim t_7]$: 如图 4(f)所示, 在 t_6 时刻开关 S_1 关断, S_2 导通。二极管 D_{a1} 导通, D_o 、 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_{a2} 继续关断。电流 i_{L2} 线性增加, 而电流 i_{L1} 先增大后减小。同样, i_{L1} 的变化可以忽略不计。开关 S_1 关断时, 电容 C_{a1} 充电, 电压 u_{Ca1} 的上升速率与 S_1 的漏源极电压一致, 即开关 S_1 关断时电压的上升速率被 C_{a1} 限制, 因此开关 S_1 实现了零电压关断。此时, 开关管 S_1 的端电压表达式如式(3)所示, 其中

$t \in [t_6, t_7]$ 。到 t_7 时刻, 电压 u_{Ca1} 增加到 $u_o/2$ 时, 进入下一模态。

$$u_{S1} = \frac{i_{L1}(t_6)}{C_{a1}}t - u_{C3} \quad (3)$$

模态 8 $[t_7 \sim t_8]$: 如图 4(g)所示, 开关 S_1 关断, S_2 导通。二极管 D_o 、 D_2 导通, D_1 、 D_3 、 D_{a1} 关断。电流 i_{L1} 线性减小, 而电流 i_{L2} 和上一阶段保持相同的线性增长。电流 i_{L1} 分别通过二极管 D_2 和 D_o 流向电容 C_2 、 C_3 和电容 C_1 , 此时电容 C_2 充电, 电容 C_1 、 C_3 放电。因此电容电压 u_{C1} 、 u_{C3} 下降, u_{C2} 上升。到 t_8 时刻, 变换器开始重复下一个开关周期的工作。

1.2 变换器不连续导通运行模式

变换器在不连续导通工作模式(discontinuous conduction mode, DCM)下的主要工作波形如图 5 所示, 一个开关周期内共有 10 个工作模态。由于多数模态分析过程与 CCM 工况下相同, 因此, 本节不再重复分析。下面主要分析变换器在 DCM 工况下特有的两个模态。

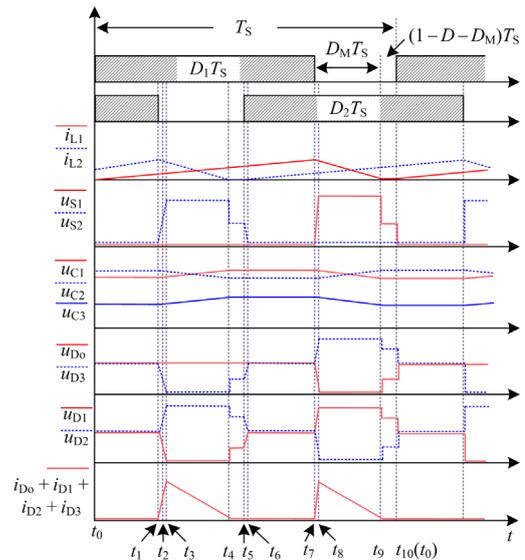


图 5 DCM 模式下主要工作波形

Fig. 5 Key working waveforms in DCM

模态 a $[t_4 \sim t_5]$: 如图 6(a)所示, 当电感 L_2 电流在 t_4 时刻下降到零之后, 进入模态 a。在此期间, 开关管 S_1 继续导通, 电流 i_{L1} 线性增加。二极管 D_o 、 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_{a1} 、 D_{a2} 均关断, 流经电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_{a1} 的电流为零, 电压 u_{C1} 、 u_{C2} 、 u_{C3} 、 u_{Ca1} 在此期间保持不变。

模态 b $[t_9 \sim t_{10}]$: 如图 6(b)所示, 在此阶段, 当电感 L_1 电流在 t_9 时刻下降到零之后, 进入模态 b。

开关管 S_2 继续导通, 电流 i_{L2} 线性增加。二极管 D_o 、 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_{a1} 、 D_{a2} 均关断, 流经电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_{a1} 的电流为零, 电压 u_{C1} 、 u_{C2} 、 u_{C3} 、 u_{Ca1} 在此期间保持不变。

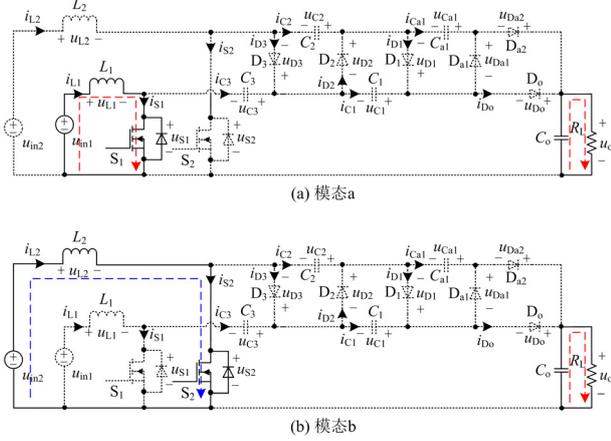


图 6 DCM 模式下不同模式的等效电路

Fig. 6 Equivalent circuit of different working states in DCM

2 所提变换器性能分析

2.1 变换器电压增益

1) CCM 运行模式

根据电感 L_1 、 L_2 的伏秒平衡原理可得式(4)。

$$\begin{cases} u_{in1}D_1 = (u_{C2} - u_{C3} - u_{in1})(1 - D_1) \\ u_{in1}D_1 = (u_o - u_{C1} - u_{C3} - u_{in1})(1 - D_1) \\ u_{in2}D_2 = (u_{C3} - u_{in2})(1 - D_2) \\ u_{in2}D_2 = (u_{C1} + u_{C3} - u_{C2} - u_{in2})(1 - D_2) \end{cases} \quad (4)$$

式中, u_{in1} 、 u_{in2} 分别为两路输入电压。由式(4)可得输出电压 u_o 表达式为

$$u_o = \frac{2u_{in1}}{1 - D_1} + \frac{2u_{in2}}{1 - D_2} \quad (5)$$

对于扩展到含有 n 个倍增单元的变换器, 输出电压表达式为

$$\begin{cases} u_o = \frac{n+1}{2} \cdot \frac{u_{in1}}{1 - D_1} + \frac{n+1}{2} \cdot \frac{u_{in2}}{1 - D_2}, n \text{ 为奇数} \\ u_o = \frac{n+2}{2} \cdot \frac{u_{in1}}{1 - D_1} + \frac{n}{2} \cdot \frac{u_{in2}}{1 - D_2}, n \text{ 为偶数} \end{cases} \quad (6)$$

假设各端口输入电压以及各开关管占空比相等, 则电压增益表达式如式(7)所示。

$$M = \frac{u_o}{u_{in}} = \frac{n+1}{1 - D} \quad (7)$$

式中, u_{in} 为输入电压。

2) DCM 运行模式

同样, 根据电感 L_1 、 L_2 的伏秒平衡原理可得

式(8)。

$$\begin{cases} u_{in1}D_1 = (u_{C2} - u_{C3} - u_{in1})D_M \\ u_{in1}D_1 = (u_o - u_{C1} - u_{C3} - u_{in1})D_M \\ u_{in2}D_2 = (u_{C3} - u_{in2})D_M \\ u_{in2}D_2 = (u_{C1} + u_{C3} - u_{C2} - u_{in2})D_M \end{cases} \quad (8)$$

式中, D_M 为 $(t_9 - t_7)$ 时长与开关周期 T_S 的比值。由式(8)可得输出电压表达式为

$$u_o = 2 \times \frac{D_1 + D_M}{D_M} \cdot u_{in1} + 2 \times \frac{D_2 + D_M}{D_M} \cdot u_{in2} \quad (9)$$

假设各端口输入电压以及各开关管占空比相等, 则电压增益可以表示为

$$M = \frac{u_o}{u_{in}} = 4 \times \frac{D + D_M}{D_M} \quad (10)$$

根据电容 C_1 、 C_2 、 C_3 的安秒平衡原理, 得到二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_o 的平均电流 I_{D1} 、 I_{D2} 、 I_{D3} 、 I_{D_o} 等于输出电流 I_o , 即输出电压 u_o 与负载 R_L 的比值, 如式(11)所示。

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D_o} = I_o = \frac{u_o}{R_L} \quad (11)$$

根据图 5 所示波形, 二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_o 平均电流之和 I_D 也可以表示为

$$I_D = \frac{1}{2} D_M \times i_{D\text{-peak}} = \frac{D_M D T_S}{2 L_{eq}} \cdot u_{in} \quad (12)$$

式中: $i_{D\text{-peak}}$ 为二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_o 的峰值电流之和; L_{eq} 为电感 L_1 、 L_2 并联时的等效电感值,

并且 $\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}$ 。

结合式(10)一式(12)得到 DCM 工况下的电压增益 M_{DCM} 的表达式如式(13)所示。

$$M_{DCM} = \frac{u_o}{u_{in}} = \frac{16L_{eq} + D^2 R_L T_S + 4\sqrt{2} \cdot \sqrt{L_{eq}(8L_{eq} + D^2 R_L T_S)}}{4L_{eq} + \sqrt{2} \cdot \sqrt{L_{eq}(8L_{eq} + D^2 R_L T_S)}} \quad (13)$$

2.2 开关器件电压应力分析

本文以变换器工作在 CCM 模式为前提进行特性分析。根据所述变换器的模式分析可知, 开关 S_1 、 S_2 所承受的电压应力 u_{S1} 、 u_{S2} 可分别表示为

$$\begin{cases} u_{S1} = u_o - u_{C1} - u_{C3} = \frac{u_{in1}}{1 - D_1} \\ u_{S2} = u_{C3} = \frac{u_{in2}}{1 - D_2} \end{cases} \quad (14)$$

二极管 D_0 、 D_1 、 D_2 、 D_3 的电压应力 u_{D_0} 、 u_{D_1} 、 u_{D_2} 、 u_{D_3} 可分别表示为

$$\begin{cases} u_{D_0} = u_o - u_{C1} - u_{C3} = \frac{u_{in1}}{1-D_1} \\ u_{D_1} = u_{D_2} = u_{C1} = \frac{u_{in1}}{1-D_1} + \frac{u_{in2}}{1-D_2} \\ u_{D_3} = u_{C2} = \frac{u_{in1}}{1-D_1} + \frac{u_{in2}}{1-D_2} \end{cases} \quad (15)$$

同理, 在输入电压相等, 且两个开关管占空比相等的情况下, 扩展到含有 n 个倍增单元的变换器时, 开关管和二极管的电压应力为

$$\begin{cases} u_{S1} = u_{S2} = \frac{u_o}{n+1} \\ u_{D_0} = \frac{u_o}{n+1} \\ u_{D_1} = u_{D_2} = \dots = u_{D_n} = \frac{2u_o}{n+1} \end{cases} \quad (16)$$

由式(16)可知, 开关管 S_1 、 S_2 和二极管 D_0 的电压应力为输出电压的 $1/(n+1)$, 二极管 $D_1 \sim D_n$ 的电压应力为输出电压的 $2/(n+1)$, 即在相同输入输出工况下, 随着倍增单元的增加, 开关器件的电压应力会逐渐减小。

2.3 开关器件电流应力分析

由于电感电流 i_{L1} 、 i_{L2} 是连续的, 因此忽略其纹波, 并将它们的直流值分别记为 I_{L1} 和 I_{L2} 。模态 4 时电容 C_3 充电, 此时电容电流 i_{C3} 等于电感电流 i_{L2} , 模态 8 时电容 C_3 放电, 电容电流 i_{C3} 等于电感电流 i_{L1} , 根据安秒平衡可得

$$I_{L1}(1-D_1)T_s = I_{L2}(1-D_2)T_s \quad (17)$$

由式(17)可得, 两路输入电流可以通过控制开关管 S_1 、 S_2 的占空比来进行调节, 从而实现最大功率跟踪控制。根据式(11)可得二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_0 的平均电流 I_{D_0} 、 I_{D_1} 、 I_{D_2} 、 I_{D_3} 等于输出电流 I_o 。

通过变换器的工作原理, 可得到每个开关模态下流过开关管的平均电流值为

$$i_{S1} = \begin{cases} I_{L1}, & T = (D_1 + D_2 - 1)T_s \\ 0, & T = (1 - D_1)T_s \end{cases} \quad (18)$$

$$i_{S2} = \begin{cases} I_{L2}, & T = (D_1 + D_2 - 1)T_s \\ 0, & T = (1 - D_2)T_s \end{cases} \quad (19)$$

根据式(18)、式(19)可得开关管的电流应力为

$$\begin{cases} I_{S1} = \frac{2I_o}{1-D_1} \\ I_{S2} = \frac{1+D_2}{1-D_2}I_o \end{cases} \quad (20)$$

同理, 可以推导出含有 n 个倍增单元的变换器中流过二极管的平均电流应力为

$$I_{D_0} = I_{D_1} = I_{D_2} = \dots = I_{D_n} = I_o \quad (21)$$

当 n 为奇数时, 开关管的电流应力为

$$\begin{cases} I_{S1} = \frac{n+1}{2(1-D_1)}I_o \\ I_{S2} = \frac{n-1+2D_2}{2(1-D_2)}I_o \end{cases} \quad (22)$$

当 n 为偶数时, 开关管的电流应力为

$$\begin{cases} I_{S1} = \frac{n+2D_1}{2(1-D_1)}I_o \\ I_{S2} = \frac{n}{2(1-D_2)}I_o \end{cases} \quad (23)$$

2.4 性能对比

表 1 为本文所提变换器与其他同类型变换器在性能上的比较。文献[19]为隔离型三端口变换器, 相对于本文所提变换器来说, 该变换器开关管数量多、成本高、并且控制器设计更加复杂。文献[20]通过桥式结构实现双输入, 虽然能够有效减少无源器件的数量, 但在实现高增益方面仍有局限, 并且该变换器结构不具有可拓展性。文献[22,27]为非隔离型变换器, 相对于隔离型变换器来说成本有所降低, 但存在部分开关管电压应力大的问题。而本文所提变换器具有开关器件使用较少, 增益较高, 控制简单等特点, 与其他多端口变换器相比具有明显优势。

2.5 辅助电路关键参数设计

文中所提辅助电路包含一个电容和两个二极管, 二极管可以根据其电压电流应力和开关频率来选择, 而电容 C_{a1} 的优化设计应该考虑两个方面。一方面, 若电容 C_{a1} 过大, 其充放电时间将会对变换器本身的工作性能造成影响, 因此, 需要对其加以限制。设计要求开关端电压上升时间 ΔT_{off} 不大于整个开关周期 T_s 的 5%。

$$\Delta T_{off} \leq 0.05T_s \quad (24)$$

另一方面, 若缓冲电容较小, 将无法保证开关的零电压关断效果, 导致额外的关断损耗。因此, 设计要求开关端电压上升时间 ΔT_{off} 不小于 IGBT 关断时间 t_{off} 的 3 倍。

表 1 各方案电路拓扑性能比较

Table 1 Performance comparison of the proposed topology with other topologies

内容		文献[19]	文献[20]	文献[22]	文献[27]	本文
器件数量	开关管	3	4	3	2	2
	二极管	5	2	5	3	6
	电感	2	1	2	3	2
	电容	3	3	1	4	5
类型		隔离型	非隔离型	非隔离型	非隔离型	非隔离型
输出电压增益		$M = n(D_1 + D_3)$	$M = \frac{D_1 + D_2 + 2D_3}{1 - D}$	$M = \frac{1 + D}{1 - D}$	$M = \frac{1}{1 - D} \left(2 + \frac{n_2}{n_1} \right)$	$M = \frac{n + 1}{1 - D}$
最大开关管电压应力		$u_s = \frac{2}{n(D_1 + D_3)} \cdot u_o$	$u_s = \frac{1 + D_3}{D_1 + D_2 + 2D_3} \cdot u_o$	$u_s = u_o$	$u_s = \frac{u_o}{\left(2 + \frac{n_2}{n_1} \right)}$	$u_s = \frac{u_o}{n + 1}$
最大二极管电压应力		$u_D = \frac{2}{D_1 + D_3} \cdot u_o$	$u_D = \frac{1 + D_3}{D_1 + D_2 + 2D_3} \cdot u_o$	$u_D = u_o$	$u_D = \frac{\left(1 + \frac{n_2}{n_1} \right)}{\left(2 + \frac{n_2}{n_1} \right)} \cdot u_o$	$u_D = \frac{2u_o}{n + 1}$
控制难度		复杂	复杂	复杂	复杂	简单
结构可拓展性		否	否	是	是	是
额定功率/效率		200 W/94.10%	200 W/94.00%	100 W/95.08%	300 W/95.90%	1 kW/94.73%

$$\Delta T_{off} \geq 3t_{off} \quad (25)$$

当开关 S_1 或 S_2 关闭时，通过电容器 C_{a1} 的电流等于 i_{L1} 或 i_{L2} 。此外， C_{a1} 与 ΔT_{off} 之间的关系为

$$C_{a1}u_s = i_{Ca1}\Delta T_{off} \quad (26)$$

式中： i_{Ca1} 表示当开关 S_1 或 S_2 关闭时流过电容器 C_{a1} 的电流； u_s 表示开关 S_1 或 S_2 的电压应力。

基于以上分析，电容 C_{a1} 的选择应遵循式(27)的条件。

$$\frac{3i_{Ca1}t_{off}}{u_s} \leq C_{a1} \leq \frac{0.05i_{Ca1}T_S}{u_s} \quad (27)$$

3 实验验证

为验证所提变换器的可行性，本文搭建了一台额定输出功率为 1 kW 的实验样机，具体参数如表 2 所示，图 7 为实验样机。

表 2 实验样机参数

Table 2 Prototype parameters

参数	数值
输入电压 $u_{in1}, u_{in2}/V$	40, 40
输出电压 u_o/V	400
功率 P_o/kW	1
开关频率 f_s/kHz	200
开关管 S_1, S_2 型号	IPP110N20N3
二极管型号	NFD020120
电容	$C_o: 20 \mu F; C_1, C_2, C_3: 10 \mu F; C_{a1}: 7 nF$
电感 $L_1, L_2/\mu H$	100, 100

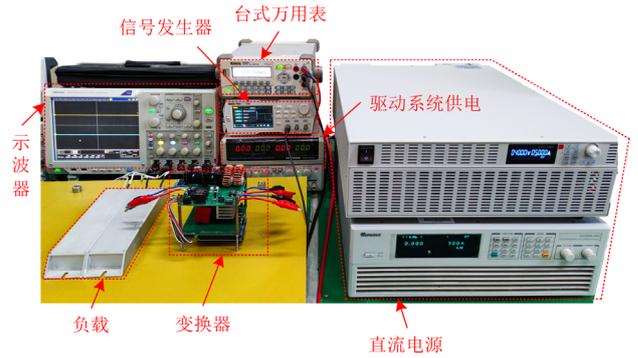
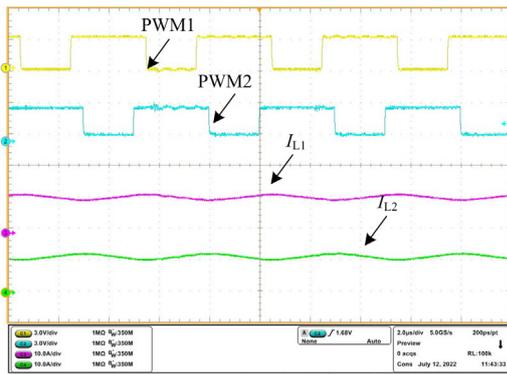


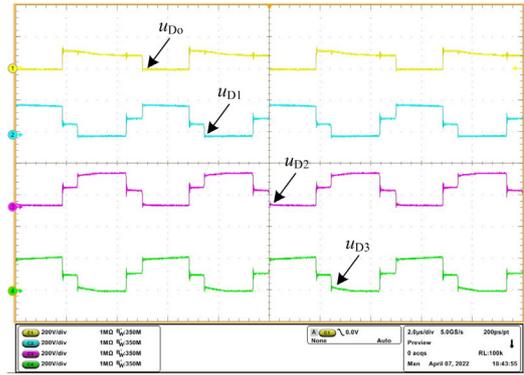
图 7 实验样机

Fig. 7 Experimental prototype

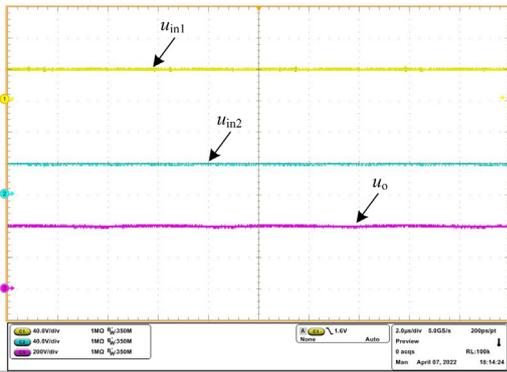
实验结果如图 8 所示，其中开关管 S_1 、 S_2 的驱动波形以及电感电流波形如图 8(a)所示，两开关管的驱动信号占空比均为 0.6，导通信号相位相差 180° ，电流 i_{L1} 和 i_{L2} 的平均电流值近似相等。输入电压 u_{in1} 、 u_{in2} 和输出电压 u_o 的波形如图 8(b)所示，其中输入电压 $u_{in1} = u_{in2} = 40 V$ ，输出电压 $u_o = 400 V$ ，可以看出，本文所提变换器在没有出现极端占空比的情况下实现了高增益。开关管 S_1 、 S_2 以及二极管 D_o 、 D_1 、 D_2 、 D_3 的电压波形分别如图 8(c)和图 8(e)所示，开关管 S_1 、 S_2 和二极管 D_o 的电压应力仅为输出电压的 1/4，二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 的电压应力为输出电压的 1/2。图 8(d)为开关管 S_1 上栅源极(gs)电压和漏源极(ds)电压局部放大后的波形图，可以看出



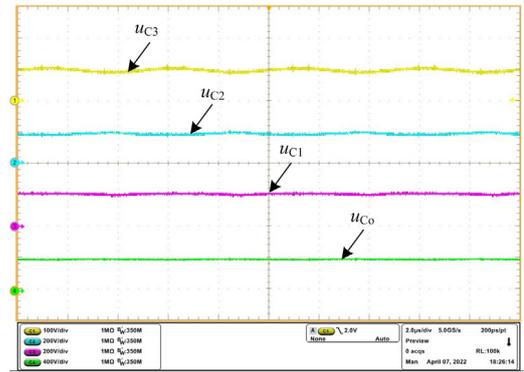
(a) 开关管 S_1 、 S_2 的驱动波形和电感电流波形



(e) 二极管 D_0 、 D_1 、 D_2 、 D_3 电压波形



(b) 输入输出电压波形



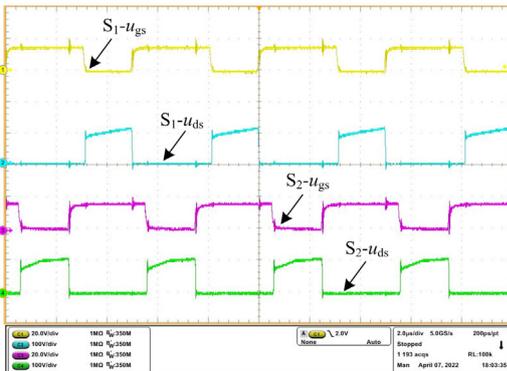
(f) 电容 C_0 、 C_1 、 C_2 、 C_3 电压波形

图 8 实验波形

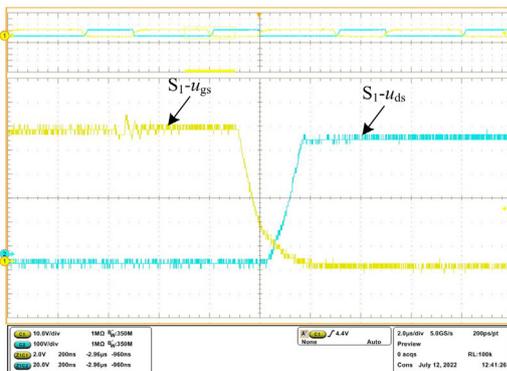
Fig. 8 Experimental waveforms of the prototype

开关管 S_1 上实现了零电压关断效果。电容 C_0 、 C_1 、 C_2 、 C_3 的电压波形如图 8(f)所示, 其中电容 C_0 的电压等于输出电压, 电容 C_1 、 C_2 的电压为输出电压的 1/2, 电容 C_3 的电压为输出电压的 1/4, 与理论分析结果一致。

图 9 为实验样机工作时热成像图, 没有辅助电路时, 如图 9(a)所示, 样机的开关管温度为 $58.2\text{ }^\circ\text{C}$; 有辅助电路时, 如图 9(b)所示, 样机开关管温度为 $46.9\text{ }^\circ\text{C}$, 较没有辅助电路时温度下降 $11.3\text{ }^\circ\text{C}$, 说明引入辅助电路能够减少开关管的开关损耗。



(c) 开关 S_1 、 S_2 栅源(gs)电压波形和漏源极(ds)电压波形



(d) 开关管 S_1 上零电压关断实现效果



(a) 无辅助电路



(b) 有辅助电路

图9 实验样机热成像图

Fig. 9 Thermal imaging of experimental prototype

4 损耗分析

所提变换器的损耗主要包括：二极管损耗、开关损耗、电容损耗、电感损耗，辅助电路部分的损耗相对固定，未进行单独计算。

1) 二极管损耗。二极管选型均为 NFD020120，其反向恢复电流为零，因此二极管的损耗主要表现为正向导通损耗。二极管导通损耗 P_{D-CON} 等于其正向导通压降 u_F 乘以二极管电流的平均值，如式(28)所示(计算保留两位小数，下同)。

$$P_{D-CON} = u_F(I_{D0} + I_{D1} + I_{D2} + I_{D3}) = 4u_F I_o = 4 \times 1.45 \times 2.5 = 14.5 \text{ W} \quad (28)$$

2) 开关管损耗。开关管损耗主要包括开关损耗与导通损耗，分别记为 P_{SW} 、 P_{S-CON} ，其中导通电阻值 $R_{DS} = 11 \text{ m}\Omega$ ，因此导通损耗表示为

$$P_{S-CON} = (I_{S1}^2 + I_{S2}^2) \times R_{DS} = (12.5^2 + 10^2) \times 11 \times 10^{-3} = 2.82 \text{ W} \quad (29)$$

未增加辅助单元时，开关损耗为

$$P_{SW1} = \frac{u_{S1} I_{S1} (t_{d(on)} + t_{d(off)})}{2T_s} + \frac{u_{S2} I_{S2} (t_{d(on)} + t_{d(off)})}{2T_s} = \frac{100 \times 12.5 \times (44 + 52) \times 10^{-9}}{2 \times 5 \times 10^{-6}} + \frac{100 \times 10 \times (44 + 52) \times 10^{-9}}{2 \times 5 \times 10^{-6}} = 21.6 \text{ W} \quad (30)$$

式中： $t_{d(on)}$ 为开关管导通时间； $t_{d(off)}$ 为开关管关断时间。增加辅助电路时，开关损耗为

$$P_{SW2} = \frac{u_{S1} I_{S1} t_{d(on)}}{2T_s} + \frac{u_{S2} I_{S2} t_{d(on)}}{2T_s} = \frac{100 \times 12.5 \times 44 \times 10^{-9}}{2 \times 5 \times 10^{-6}} + \frac{100 \times 10 \times 44 \times 10^{-9}}{2 \times 5 \times 10^{-6}} = 9.9 \text{ W} \quad (31)$$

因此，未增加辅助电路时，开关总损耗为

$$P_S = P_{SW1} + P_{S-CON} = 24.42 \text{ W} \quad (32)$$

增加辅助单元时，开关总损耗为

$$P_S = P_{SW2} + P_{S-CON} = 12.72 \text{ W} \quad (33)$$

3) 电容损耗。电容 C_1 、 C_2 、 C_3 上的损耗主要由其等效串联电阻造成，本文所使用电容串联等效电阻 R_{CES} 经测量约为 $10 \text{ m}\Omega$ 。电容均方根电流分别表示为 I_{C1-rms}^2 、 I_{C2-rms}^2 、 I_{C3-rms}^2 ，因此，电容损耗为

$$P_C = (I_{C1-rms}^2 + I_{C2-rms}^2 + I_{C3-rms}^2) R_{CES} = 1.35 \text{ W} \quad (34)$$

4) 电感损耗。电感损耗分为磁芯损耗和绕组损耗两部分，磁芯损耗与所选磁芯型号和绕线匝数有关，绕组损耗取决于绕组电阻大小。电感因数为 $A_L = 117$ ，横截面积 $A_c = 0.678 \text{ cm}^2$ ，磁芯体积为 $V = 6.088 \text{ cm}^3$ 。电感值经测量为： $L_1 = 104 \text{ }\mu\text{H}$ ， $L_2 = 98 \text{ }\mu\text{H}$ ，绕组电阻 R_{L1} 、 R_{L2} 分别为 $67.25 \text{ m}\Omega$ ， $65.3 \text{ m}\Omega$ 。对于电感 L_1 ，其磁芯损耗 $P_{L1-core}$ 表示为

$$P_{L1-core} = PV = B^{2.225} (4.584f + 0.0238f^{1.966})V = 18.05 \text{ W} \quad (35)$$

式中： P 表示磁芯单位体积的功率损耗； V 表示磁芯体积； B 表示磁芯的磁通密度； f 表示变换器的工作频率，其取值参考器件的数据手册。铜线损耗 P_{Cu-L1} 表示为

$$P_{Cu-L1} = I_{L1}^2 R_{L1} = 12.5^2 \times 67.25 \times 10^{-3} = 10.51 \text{ W} \quad (36)$$

因此，电感 L_1 上损耗为

$$P_{L1} = 10.51 + 18.05 = 28.56 \text{ W} \quad (37)$$

同理，电感 L_2 上损耗为 25.98 W 。因此，电感损耗 P_L 总计为

$$P_L = 28.56 + 25.98 = 54.54 \text{ W} \quad (38)$$

除了以上理论计算的损耗外，变换器的损耗还包含 PCB 等其他未考虑损耗的存在，大约占到总功率的 1%，记为 10 W 。综合所有损耗，变换器效率可计算如下。

未增加辅助电路时，变换器效率为

$$\eta_1 = \frac{1000}{\left(\frac{1000 + 24.42 + 14.5}{1.35 + 54.54 + 10} \right)} \times 100\% = 90.51\% \quad (39)$$

增加辅助电路时，变换器效率为

$$\eta_2 = \frac{1000}{\left(\frac{1000 + 12.72 + 14.5}{1.35 + 54.54 + 10} \right)} \times 100\% = 91.48\% \quad (40)$$

综合上述计算，本文所提变换器在增加辅助电路时的损耗分布如图 10 所示，其中，损耗主要分布在电感损耗、二极管损耗和开关管损耗上。通过实验测

试, 得到所提变换器及其外围辅助电路的整机效率曲线如图 11 所示, 在不同负载条件下, 增加辅助单元和未加辅助单元的最高效率分别为 94.73%、93.97%。

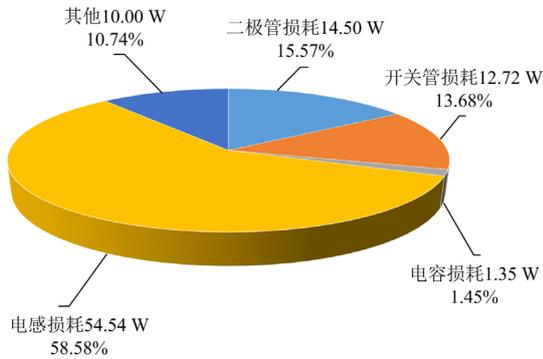


图 10 变换器损耗分布

Fig. 10 Loss distribution of the converter

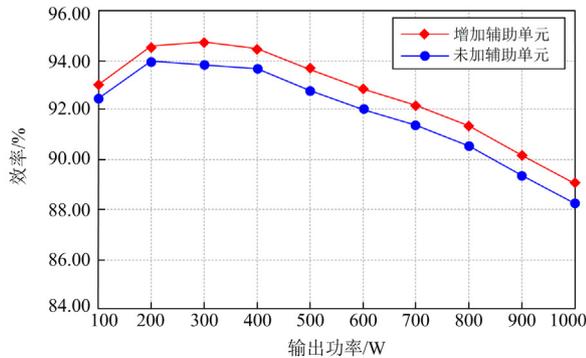


图 11 效率曲线

Fig. 11 Efficiency waveforms

5 结论

本文提出了一种可拓展双输入高增益 DC/DC 变换器, 理论分析和实验结果表明, 所提变换器具有以下特点:

- 1) 升压能力优于现有的多种拓扑, 且开关器件电压应力低;
- 2) 所提变换器可同时接入多个光伏板, 能够节省变换器的数量;
- 3) 通过改变倍增单元的数量可以改变变换器的升压能力, 使变换器适用于不同电压等级的直流母线。

参考文献

[1] 岳舟, 李浩天, 廖辰星, 等. 一种光伏发电用高增益多电平逆变器[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(16): 136-148.
YUE Zhou, LI Haotian, LIAO Chenxing, et al. A high gain multilevel inverter for photovoltaic power generation[J].

Power System Protection and Control, 2023, 51(16): 136-148.

[2] SINGH A K, KUMAR S, SINGH B. Solar PV energy generation system interfaced to three phase grid with improved power quality[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 67(5): 3798-3808.

[3] 谭钧元, 王旭, 许野, 等. 耦合太阳能的冷热电联供系统双层运行优化配置设计[J]. 热力发电, 2022, 51(5): 1-8.
TAN Junyuan, WANG Xu, XU Ye, et al. Design for configuration and operation optimization of hybrid solar and CCHP system based on bilevel optimization model[J]. Thermal Power Generation, 2022, 51(5): 1-8.

[4] 岳舟. 高电压增益混合型 DC-DC 变换器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(21): 113-122.
YUE Zhou. A hybrid DC-DC converter with higher voltage gain[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(21): 113-122.

[5] QIN L, ZHOU L, HASSAN W, et al. A family of transformer-less single-switch dual-inductor high voltage gain boost converters with reduced voltage and current stresses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(5): 5674-5685.

[6] 王方政, 刘喜泉, 陈滨斐, 等. 基于串联电阻估计的光伏阵列热斑故障诊断方法[J]. 智慧电力, 2022, 50(10): 61-69.
WANG Fangzheng, LIU Xiquan, CHEN Zhenfei, et al. Hot spot failure diagnosis method for photovoltaic array based on series resistance estimation[J]. Smart Power, 2022, 50(10): 61-69.

[7] 王龙, 陈卓, 黄文力, 等. 基于秃鹰搜索算法的部分遮蔽条件下光伏阵列重构方法[J]. 电力建设, 2022, 43(3): 22-30.
WANG Long, CHEN Zhuo, HUANG Wenli, et al. Bald eagle search based PV array reconfiguration technique under partial shading condition[J]. Electric Power Construction, 2022, 43(3): 22-30.

[8] 魏业文, 宁鑫淼, 李明, 等. 一种适用于燃料电池的新型高升压 DC-DC 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(23): 92-101.
WEI Yewen, NING Xinmiao, LI Ming, et al. A novel high step-up DC-DC converter for a fuel cell[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(23): 92-101.

[9] 杜杰, 李子润, 李国杰. 海上风电直流汇集 DC/DC 系统实时仿真方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(7): 170-177.
DU Jie, LI Zirun, LI Guojie. Real-time simulation method for a DC/DC collection system in an offshore wind farm[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(7): 170-177.

[10] 郑征, 安江伟. 四电平浮动交错 Boost DC/DC 变换器

- 研究[J]. 河南师范大学学报(自然科学版), 2023, 51(1): 75-82.
- ZHENG Zheng, AN Jiangwei. Research on four level floating interleaved boost DC/DC converter[J]. Journal of Henan Normal University (Natural Science Edition), 2023, 51(1): 75-82.
- [11] WANG B, XIANL, KANAMARLAPUDI V R K, et al. A digital method of power-sharing and cross-regulation suppression for single-inductor multiple-input multiple-output DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 64(4): 2836-2847.
- [12] CHEN Y M, LIU Y C, WU F Y. Multi-input DC/DC converter based on the multiwinding transformer for renewable energy applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(4): 1096-1104.
- [13] WANG Q, ZHANG J, RUAN X, et al. Isolated single primary winding multiple-input converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12): 3435-3442.
- [14] QIAN Z, ABDEL-RAHMAN O, AL-ATRASH H, et al. Modeling and control of three-port DC/DC converter interface for satellite applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 25(3): 637-649.
- [15] ZHANG Z, THOMSEN O C, ANDERSEN M A E, et al. Dual-input isolated full-bridge boost DC-DC converter based on the distributed transformers[J]. IET Power Electronics, 2012, 5(7): 1074-1083.
- [16] DUSMEZ S, LI X, AKIN B. A new multi-input three-level DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(2): 1230-1240.
- [17] 孙孝峰, 刘飞龙, 熊亮亮, 等. 双 Buck/Boost 集成双有源桥三端口 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2016, 31(22): 73-82.
- SUN Xiaofeng, LIU Feilong, XIONG Liangliang, et al. Dual Buck/Boost integrated dual active bridge three-port DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(22): 73-82.
- [18] MOURY S, LAM J. A soft-switched power module with integrated battery interface for photovoltaic-battery power architecture[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 8(3): 3090-3110.
- [19] ZHOU G, TIAN Q, LI H. Three-port forward converters with compact structure and extended duty cycle range[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(1): 566-581.
- [20] ATHIKKAL S, KUMAR G G, SUNDARAMOORTHY K, et al. A non-isolated bridge-type DC-DC converter for hybrid energy source integration[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(4): 4033-4043.
- [21] SUN Z, BAE S. Multiple-input soft-switching DC-DC converter to connect renewable energy sources in a DC microgrid[J]. IEEE Access, 2022, 10: 128380-128391.
- [22] ATHIKKAL S, CHOKKALINGAM B, GANESAN S I, et al. Performance evaluation of a dual-input hybrid step-up DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(3): 3769-3782.
- [23] HOSSEINI S H, SAADATIZADEH Z, HERIS P C. A new multiport non-isolated bidirectional DC/DC converter with zero voltage switching and free ripple input currents[C] // 2017 10th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), August 19-21, 2017, Barcelona, Spain: 279-284.
- [24] AMIRI E, KHORASANI R R, ADIB E, et al. Multi-input high step-up DC-DC converter with independent control of voltage and power for hybrid renewable energy systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(12): 12079-12087.
- [25] FARAJI R, DING L, RAHIMI T, et al. Soft-switched three-port DC-DC converter with simple auxiliary circuit[J]. IEEE Access, 2021, 9: 66738-66750.
- [26] BADDIPADIGA B P, FERDOWSI M. A high-voltage-gain DC-DC converter based on modified dicks on charge pump voltage multiplier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 32(10): 7707-7715.
- [27] 李洪珠, 刘飞扬, 李洪璠. 一种应用于光伏并网发电系统的新型双输入 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2022, 20(2): 9-16.
- LI Hongzhu, LIU Feiyang, LI Hongfan. Novel dual-input DC-DC converter for photovoltaic grid-connected power generation system[J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(2): 9-16.
- [28] SAADATIZADEH Z, HERIS P C, MANTOOTH H A. Modular expandable multiinput multioutput (MIMO) high step-up transformerless DC-DC converter[J]. IEEE Access, 2022, 10: 53124-53142.
- [29] ZHU B, REN L, WU X, et al. ZVT high step-up DC/DC converter with a novel passive snubber cell[J]. IET Power Electronics, 2017, 10(5): 599-605.

收稿日期: 2023-08-25; 修回日期: 2024-02-24

作者简介:

郝珍鑫(1986—), 男, 博士, 教授, 研究方向为新能源电力变换技术、高效率DC/DC变换器拓扑及控制等; E-mail: zhubinxin40@163.com

周丽娟(1999—), 女, 硕士研究生, 研究方向为高增益DC/DC变换器; E-mail: Zhoulijuan@ctgu.edu.cn

赵孟浩(1996—), 男, 硕士, 研究方向为DC/DC变换器拓扑与控制。E-mail: 15549379550@163.com

(编辑 周金梅)