

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.210953

一种输入电流连续的新型高增益 DC-DC 升压变换器

岳舟, 刘小荻, 姚绍华, 周勇

(湖南人文科技学院, 能源与机电工程学院, 湖南 娄底 417000)

摘要: 高增益 DC-DC 变换器正越来越多地应用于太阳能光伏或其他可再生能源发电系统。良好的稳态和动态性能以及更高的效率, 是为上述应用选取变换器的先决条件。为此, 提出一种高增益 DC-DC 升压变换器。首先, 详细阐述了该新型变换器的拓扑结构与工作原理, 在此基础上, 对其电路参数进行了设计。然后, 将所提变换器与最近提出的其他类似变换器在各种性能参数上进行了比较。最后, 采用 Matlab 软件建立了系统仿真模型, 并研制了实验样机。仿真和实验结果验证了理论分析的正确性。所提变换器只使用一个功率开关, 具有连续的输入电流, 同时能够降低开关器件间的电压应力。占空比的工作范围更宽, 并且在较低的占空比下可以获得较高的电压增益。输入电流连续是 DC-DC 变换器的一个理想特性, 所提变换器非常适合太阳能、光伏应用。

关键词: 连续导通模式; 分布式发电; 高增益; DC-DC 升压变换器; 电压应力

A novel high gain DC-DC boost converter with continuous input current

YUE Zhou, LIU Xiaodi, YAO Shaohua, ZHOU Yong

(College of Energy, Mechanical and Electrical Engineering, Hunan University of Humanities, Science and Technology, Loudi 417000, China)

Abstract: High gain DC-DC converters are increasingly being used in solar PV and other renewable generation systems. Satisfactory steady-state and dynamic performance, along with higher efficiency, is a prerequisite for selecting a converter for these applications. This paper proposes a high gain DC-DC boost converter. First, the circuit topology and the working principle are discussed in detail. The circuit parameters are designed. Then, the proposed converter is compared with other similar recently proposed converters on various performance parameters. Finally, a system simulation model is established by Matlab software, and the experimental prototype is developed. The simulation and experimental results verify the correctness of the theoretical analysis. The proposed converter only uses one power switch, which has continuous input current and can reduce the voltage stress between switching devices. The working range of duty cycle is wider, and higher voltage gain can be obtained at lower duty cycle. Continuous input current is an ideal characteristic of a DC-DC converter. This makes it very suitable for solar photovoltaic applications.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 61702182).

Key words: continuous conduction mode; distributed generation; high gain; DC-DC boost converter; voltage stress

0 引言

为了可持续发展, 可再生能源在能源利用中发挥着重要作用^[1-3]。通过对太阳能光伏发电系统进行并网或离网应用研究, 证明其在能源市场方案中扮演着重要的角色^[4-5]。随着交通运输系统的变革, 电

动汽车有望成为未来汽车行业的主流。燃料电池也越来越多地应用于电动汽车^[6-7]。然而, 太阳能光伏发电和燃料电池产生的电压都较低, 实际应用时需要提高电压^[8]。因此, 高电压增益 DC-DC 变换器是太阳能光伏发电和电动汽车的重要组成部分。升压 DC-DC 变换器经常应用于汽车的高强度前照灯、不间断电源、电机驱动以及其他许多方面^[9-11]。功率变换器的应用范围从智能电池充电系统中的几瓦到高压直流输电系统中换流站中的数百千瓦不等。直流微电网的简单示意图如图 1 所示。图 1 中高压直

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(61702182); 湖南省教育厅优秀青年项目资助(20B328); 湖南省创新训练项目资助(S202110553023)

流母线规格为 400 V, 而光伏的输出电压在 12~48 V 之间, 所以高电压增益和高效率的变换器是连接光伏电源和直流母线以达到所需电压水平的基本要求^[12]。近年来, 全球范围内分布式发电(Distributed Generation, DG)在中低压场合的应用越来越广泛^[13]。分布式发电主要包括风力发电、燃料电池、太阳能发电、生物质发电等, 由于其分布广阔, 其特点是可以充分开发利用周围各种分散存在的能源, 减小碳排放, 并大力促进可再生能源的发展。此外, DG 距离终端用户较近, 从而提高了供电的可靠性和电能质量^[14]。由于可再生能源的间歇性和终端电压水平较低, DG 的设计和运行需要新的接口技术^[15]。对高电压增益的高效 DC-DC 变换器的需求就是其中之一。

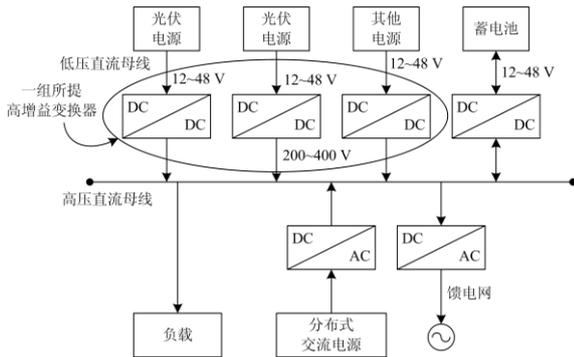


图 1 直流电网的简单示意图

Fig. 1 Simple schematic of DC microgrid

传统的升压变换器(Conventional Boost Converter, CBC)不适用于需要较高电压增益的应用场合, 因为其在极高的占空比下才能获得高电压增益。占空比越高, 瞬态响应问题就越严重^[16]。在极高的占空比下, CBC 工作的另一个缺陷是没有足够的时间来传输反向恢复二极管的电感和电容储能^[17]。此外, CBC 在较高的占空比下效率会显著降低, 其主要原因是二极管、功率开关以及电容和电感的等效串联电阻之间的电压降^[18-19]。有学者提出了几种采用高频变压器隔离的 DC-DC 变换器拓扑结构^[20-21]。其高电压增益是通过提高变压器的匝数比来实现的, 但是由于变压器的存在, 变换器的成本、尺寸和重量都会增加。使用耦合电感可以获得高电压增益, 但需要设计箝位电路^[22-23]。耦合电感的漏感会产生通过功率开关的电流瞬变问题。由于反向恢复问题和漏感, 在带耦合电感变换器的两级操作中, 变换器效率会降低^[24]。两个或多个变换器串联也能够获得高电压增益, 但这会增加电路中无源元件的数量。在极高占空比下, 大量的元件会增加功率损耗^[10,25-27]。文献^[27]用开关电感和电容来合成新的混合变换器。开

关电容拓扑虽然在充电时消耗更大的电流, 但由于体积小和电压增益高, 比开关电感拓扑更受欢迎。文献^[28]提出两个变换器级联的拓扑结构, 其二次增益略大于传统的二次升压。文献^[29]提出一种带有两个电感的单开关拓扑, 该电路拓扑是由文献^[30]所提电路延伸出来的, 它具有更高的电压增益, 但功率开关上的电压应力也较高。文献^[31]提出一种单开关二次电压增益变换器, 但其电感数量较多, 开关上的电压应力与输出电压相同。

为此, 本文提出一种高增益 DC-DC 升压变换器。详细阐述了该新型变换器的拓扑结构与工作原理, 在此基础上, 对其电路参数进行了设计。并与最近提出的其他类似变换器在各种性能参数上进行了比较。建立了 Matlab 仿真模型进行仿真研究, 并研制了实验样机, 仿真和实验结果验证了理论分析的正确性。该新型变换器可以在很宽的占空比范围内工作, 且能够在较低的占空比下获得高电压增益, 这就避免了其在极高占空比下工作的情况, 因此不存在二极管反向恢复时间的问题。虽然该变换器元件较多, 但电压增益高, 输入电流连续, 使其非常适合于太阳能光伏应用。

1 所提变换器

1.1 拓扑结构

传统二次升压变换器拓扑结构如图 2 所示。该电路拓扑使用了两个电感。

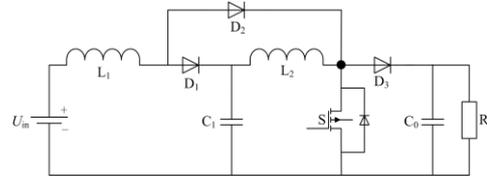


图 2 传统二次升压变换器拓扑结构

Fig. 2 Topological structure of conventional quadratic boost converter

文献^[31]提出的变换器拓扑结构如图 3 所示。该变换器使用一个电压倍增器来提升电压, 以获得两倍于传统二次升压变换器的电压增益。虽然它也使用了两个电感, 但比传统二次升压变换器具有更多的优点。

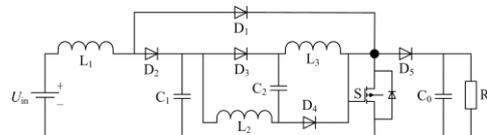


图 3 文献[31]提出的变换器拓扑结构

Fig. 3 Topological structure of proposed converter in Reference [31]

本文所提变换器拓扑结构如图 4 所示。该变换器包括 1 个功率开关 S 、2 个电感 L_1 和 L_2 ，5 个电容 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 和 C_0 ，6 个二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 、 D_5 和 D_6 以及负载 R 。所有的电容和电感都取较大值进行分析，这样电容上的电压和电感上的电流可以认为是恒定的。变换器在一个开关周期 T_s 内有两种工作状态。所有分析均在连续导通模式 (Continuous Conduction Mode, CCM) 下进行。同时，在分析电路工作原理时基于以下假设：(1) 所有元件都是理想的，不会产生损失。(2) 开关周期是恒定的。

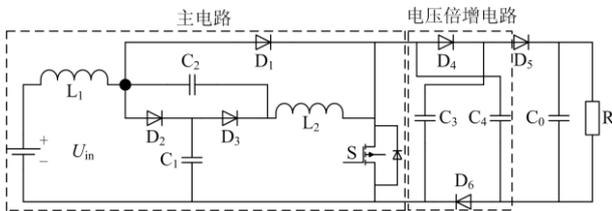


图 4 本文所提变换器拓扑结构

Fig. 4 Topological structure of proposed converter in this paper

1.2 工作模式

本文所提变换器的特征波形如图 5 所示。对应

的电路分为两种工作模式：第一种模式工作于开关导通状态，第二种模式工作于开关关断状态。工作模式如图 6 所示。当开关导通 ($t_0 < t < t_1$) 时，该电路工作于图 6(a) 所示的模式一。当开关关断 ($t_1 < t < t_2$) 时，电路则工作于图 6(b) 所示的模式二。

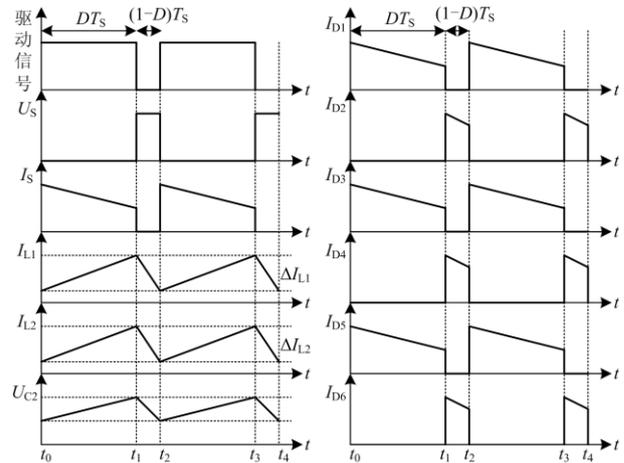


图 5 特征波形

Fig. 5 Characteristic waveform

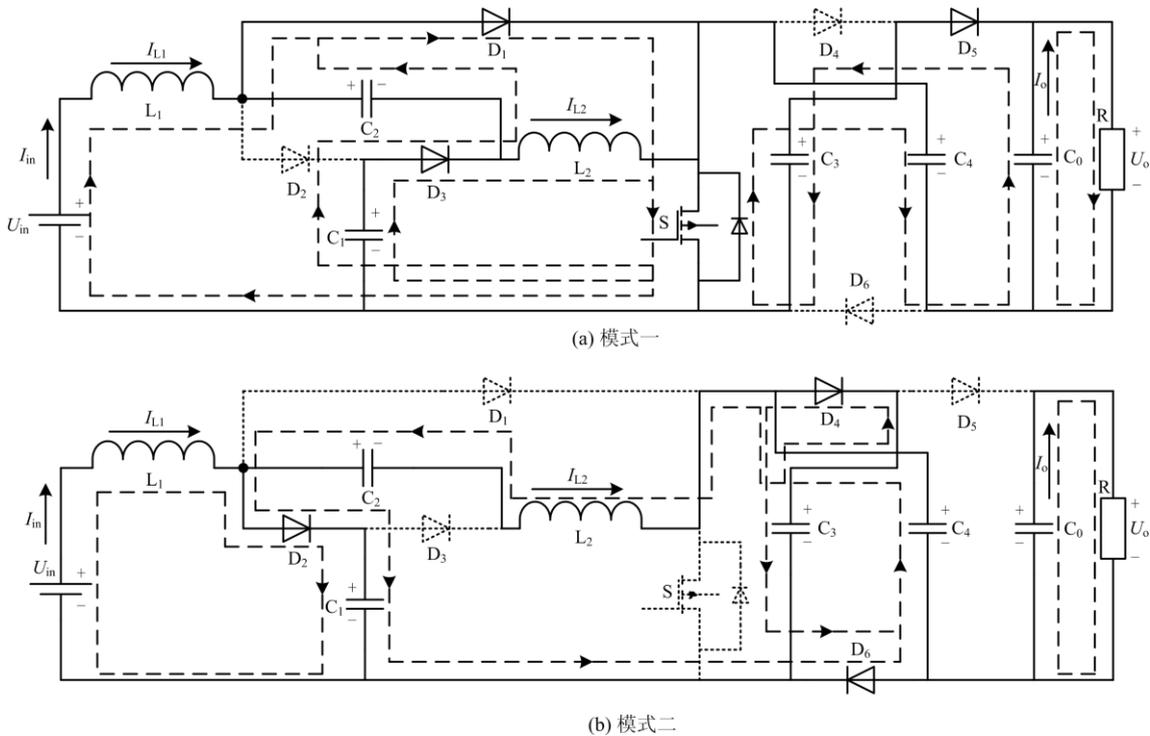


图 6 工作模式

Fig. 6 Operation mode

(1) 模式一：开关导通时 ($t_0 < t < t_1$)

模式一如图 6(a) 所示。在开关导通期间， D_1 、 D_3 和 D_5 正向偏置，而 D_2 、 D_4 和 D_6 反向偏置。在这

个时间间隔内，电感电流 I_{L1} 和 I_{L2} 同时上升到峰值，这意味着电感储存能量。在此间隔期间，电容 C_1 、 C_3 和 C_4 分别将其能量传输到电感 L_2 和负载。利用

KVL 和 KCL 的基本定律导出的电压和电流关系为

$$\begin{cases} U_{L_1} = L_1 \frac{dI_{L_1}}{dt} = U_{in} \\ U_{L_2} = L_2 \frac{dI_{L_2}}{dt} = U_{C_1} \\ C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{C_1} = I_{C_2} - I_{L_2} \\ C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{C_2} \\ C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} = C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = I_{C_3} = I_{C_4} \\ C_0 \frac{dU_{C_0}}{dt} = I_{C_0} = I_{C_3} - I_o \\ U_o = U_{C_3} + U_{C_4} \\ U_{C_1} = -U_{C_2} \end{cases} \quad (1)$$

(2) 模式二：开关关断时($t_1 < t < t_2$)

模式二如图 6(b)所示。在开关关断期间， D_2 、 D_4 和 D_6 正向偏置，而 D_1 、 D_3 和 D_5 反向偏置。在这个时间间隔内，电感电流 I_{L_1} 和 I_{L_2} 同时减小，它们将能量转移到电容 C_1 、 C_3 和 C_4 。电容对负载放电并供电。

导出的电压和电流方程为

$$\begin{cases} U_{L_1} = L_1 \frac{dI_{L_1}}{dt} = U_{in} - U_{C_1} \\ U_{L_2} = L_2 \frac{dI_{L_2}}{dt} = U_{C_1} - U_{C_2} - U_{C_3} \\ C_1 \frac{dU_{C_1}}{dt} = I_{C_1} = I_{L_1} - I_{L_2} \\ C_2 \frac{dU_{C_2}}{dt} = I_{C_2} = I_{L_2} \\ C_3 \frac{dU_{C_3}}{dt} + C_4 \frac{dU_{C_4}}{dt} = I_{C_3} + I_{C_4} = I_{L_2} \\ C_0 \frac{dU_{C_0}}{dt} = I_{C_0} = -I_o \\ U_{C_3} = U_{C_4} \end{cases} \quad (2)$$

1.3 电压增益 (M)

在稳态时，通过电感的平均电压为零。根据式(1)和式(2)，在 L_1 和 L_2 上应用伏秒平衡原理，可得

$$DU_{in} + (1-D)(U_{in} - U_{C_1}) = 0 \quad (3)$$

$$DU_{C_1} + (1-D)(U_{C_1} - U_{C_2} - U_{C_3}) = 0 \quad (4)$$

联立式(1)一式(4)，可得

$$\begin{cases} U_{C_1} = \frac{U_{in}}{1-D} \\ U_{C_1} = \frac{(1-D)U_o}{2(2-D)} \end{cases} \quad (5)$$

最后，根据式(5)得到变换器的电压增益为

$$M = \frac{U_o}{U_{in}} = \frac{2(2-D)}{(1-D)^2} \quad (6)$$

1.4 功率器件的电压和电流应力

功率开关及其他元件的电压应力是其在关断时产生的电压。功率开关 S 与所有二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 、 D_5 和 D_6 之间的电压应力如下：

$$\begin{cases} U_S = \frac{(2-D)U_{in}}{(1-D)^2} = \frac{U_o}{2}, U_{D_1} = \frac{U_o}{2(2-D)} \\ U_{D_2} = \frac{(1-D)U_o}{2(2-D)}, U_{D_3} = \frac{(1-D)U_o}{2(2-D)} \\ U_{D_4} = U_{D_5} = U_{D_6} = \frac{U_o}{2} \end{cases} \quad (7)$$

假设该电路是一个无损电路，理想情况下，输入功率完全传输到负载。因此

$$\begin{cases} P_{in} = P_{out} \\ U_{in} I_{in} = U_o I_o \\ \frac{I_{in}}{I_o} = \frac{U_o}{U_{in}} = M = \frac{2(2-D)}{(1-D)^2} \end{cases} \quad (8)$$

从图 3 可以明显看出 $I_{L_1} = I_{in}$ 。

所以，从式(8)得到

$$I_{L_1} = \frac{2(2-D)}{(1-D)^2} I_o \quad (9)$$

在 C_1 和 C_2 上应用安秒平衡原理，可以得到通过电感 L_2 的平均电流：

$$I_{C_1, on} D + I_{C_1, off} (1-D) = 0,$$

以及

$$I_{C_2, on} D + I_{C_2, off} (1-D) = 0.$$

根据式(1)和式(2)中的电流方程，可以计算 I_{L_2} ，如式(10)所示。

$$I_{L_2} = \frac{2I_o}{1-D} \quad (10)$$

同理，在 C_1 和 C_4 上应用安秒平衡原理可以得到通过功率开关的电流为

$$I_S = \frac{(3-D^2)I_o}{(1-D)^2} \quad (11)$$

同理得到所有通过二极管的电流如下：

$$\begin{cases} I_{D_1} = \frac{2I_o}{(1-D)^2} \\ I_{D_2} = \frac{2I_o}{1-D} \\ I_{D_3} = \frac{2I_o}{1-D} \\ I_{D_4} = I_{D_5} = I_{D_6} = I_o \end{cases} \quad (12)$$

1.5 电路参数设计

(1) 占空比计算

为了在给定的输入电压下获得所需的输出电压, 可以计算占空比 D 。根据式(6), 占空比为

$$D = \frac{U_o - U_{in} + \sqrt{U_{in}(U_{in} + 2U_o)}}{U_o} \quad (13)$$

(2) 元件设计

对于给定合适值的电感电流 I_{L1} 和 I_{L2} 在开关频率 f_s 为固定值下的纹波, 可由式(1)计算电感, 如式(14)所示。

$$\begin{cases} L_1 = \frac{U_{in} D T_s}{\Delta I_{L1}} = \frac{U_{in} D}{\Delta I_{L1} f_s} \\ L_2 = \frac{U_{in} D T_s}{(1-D)\Delta I_{L2}} = \frac{U_{in} D}{(1-D)\Delta I_{L2} f_s} \end{cases} \quad (14)$$

此外, 在电压纹波的有效范围内, 电容的纹波值可由式(2)计算得出。

$$\begin{cases} C_1 = \frac{2U_o D}{(1-D)R\Delta U_{C1} f_s} \\ C_2 = \frac{2U_o D}{(1-D)R\Delta U_{C2} f_s} \\ C_3 = \frac{U_o D}{R\Delta U_{C3} f_s} \\ C_4 = \frac{U_o D}{R\Delta U_{C4} f_s} \\ C_0 = \frac{U_o(1-D)}{R\Delta U_{C4} f_s} \end{cases} \quad (15)$$

根据指定的 D 、 f_s 、 U_o 、 U_{in} 、 R 值, 并规定适当大小的电流和电压纹波, 通过式(14)和式(15)可以计算得到合适的电感和电容值。

1.6 边界条件

对于连续导通工作模式, 每个电感中的最小电流应大于零。因此, 两个电感所需的最小电感计算如下:

$$\begin{cases} I_{L1} = \frac{2(2-D)}{(1-D)^2} I_o \\ \Delta I_{L1} = \frac{U_{in} D}{L_1 f_s} \\ I_{L1 \min} = I_{L1} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} \\ L_1 \geq \frac{D(1-D)^4 R}{8(2-D)^2 f_s} \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} I_{L2} = \frac{2I_o}{1-D} \\ \Delta I_{L2} = \frac{U_{in} D}{(1-D)L_2 f_s} \\ I_{L2 \min} = I_{L2} - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \\ L_2 \geq \frac{D(1-D)^2 R}{8(2-D)f_s} \end{cases} \quad (17)$$

定义电感 L_2 的归一化电感时间常数为

$$\tau = \frac{8L_2 f_s}{R} \quad (18)$$

根据式(17), 边界归一化电感时间常数 τ_B 可以表示为

$$\tau_B = \frac{D(1-D)^2}{2-D} \quad (19)$$

要在 CCM 下工作, τ 必须大于 τ_B , 否则, 将在断续导通模式(Discontinuous Conduction Mode, DCM)下工作。即: $\tau > \tau_B$, CCM; $\tau < \tau_B$, DCM; $\tau = \tau_B$, 临界模式。

边界归一化电感时间常数与占空比关系曲线如图 7 所示。根据图 7 可知, 变换器可以在不同的区域工作。应该注意的是, CCM 和 DCM 的开关频率都是恒定的。

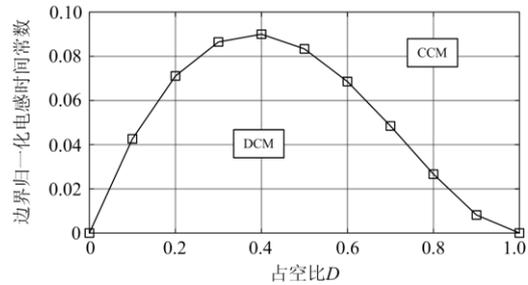


图 7 边界归一化电感时间常数与占空比关系曲线

Fig. 7 Relationship curve between boundary normalized inductor time constant and duty cycle

2 对比研究

所提变换器与其他高增益 DC-DC 变换器的比较如表 1 所示。比较分析主要基于以下几个方面: 元件数目、电压增益和开关的电压应力。本文提出的变换器仅使用一个功率开关和两个电感, 就提供了 2 倍于传统二次升压变换器的电压增益。文献[22]设计的变换器提供的增益比所提变换器低, 而且它同时使用了一个电感和一个耦合电感, 因此功率开关上的电压应力比所提拓扑高。文献[28-29,32]中所述的变换器使用了与所提变换器相同数量的电感和功率开关, 但这些变换器的电压增益较低, 功率开

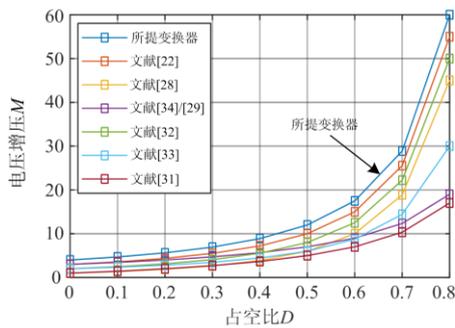
关上的电压应力高于所提变换器。文献[31]中分析的变换器提供的电压增益为传统二次升压变换器的2倍，低于所提变换器。并且在该变换器中，功率开关上的应力与传统二次升压变换器的应力相同。此外，该变换器使用了3个电感，使得其重量增大。与分别使用6个电感、6个功率开关和4个电感、2个功率开关的变换器相比，文献[33]和文献[34]中的变换器提供了非常低的增益。虽然这两种变换器开关管上的电压应力比所提变换器低，但是它们使用了更多的开关管，使得其控制更加复杂。在占空比 $D=0.5$ 的情况下，表1中列出了所有变换器的电压增益计算公式，从表中可以看出，所提变换器的电

压增益是所列变换器中最高的。应该注意的是，所有的对比都是基于CCM。电压增益与电压应力的对比分析如图8所示。图8(a)为电压增益与占空比的关系曲线，从图中可以分析出，其他变换器需要在极高的占空比下才能保持高电压增益，但所提变换器能够在较低的占空比下获得与其相同的电压增益，这是所提变换器的突出优点。图8(b)为功率开关上的电压应力与电压增益的关系曲线，从图中可以看出，在特定电压增益下，除了文献[33]和文献[34]中提出的变换器外，所提变换器开关上的电压应力低于其他变换器。由于功率器件间的电压应力较低，所提变换器可以使用低功率器件。

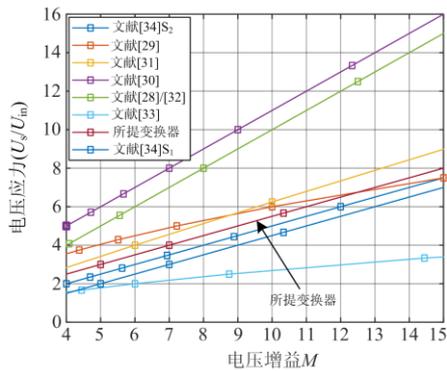
表1 与其他高增益DC-DC变换器的比较

Table 1 Comparison among other high gain DC-DC converters

拓扑结构	开关数量	电感数量	二极管数量	电容数量	开关上的电压应力	电压增益	$D=0.5$ 时的电压增益
本文所提	1	2	6	5	$(2-D)/(1-D)^2$	$2(2-D)/(1-D)^2$	12
文献[22]	1	1+1(耦合电感)	5	3	$3/(1-D)$	$(3-D)/(1-D)^2$	10
文献[28]	1	2	4	5	$1/(1-D)^2$	$(1+D)/(1-D)^2$	6
文献[29]	1	2	5	4	$4/(1-D)$	$(3+D)/(1-D)$	7
文献[31]	1	3	5	3	$2/(1-D)^2$	$2/(1-D)^2$	8
文献[32]	1	2	5	4	$1/(1-D)^2$	$(2-D)/(1-D)^2$	6
文献[33]	6	6	14	8	$1/(1-D)$	$(3+D)/(1-D)$	7
文献[34]	2	4	9	1	$S_1: (1+D)/(1-D)$ $S_2: 2D/(1-D)$	$(1+3D)/(1-D)$	5



(a) 电压增益与占空比关系曲线



(b) 电压应力与电压增益关系曲线

图8 对比分析

Fig. 8 Comparative analysis

3 仿真研究

采用 Matlab 软件建立仿真模型，电路参数设置如表2所示。根据式(1)和式(2)，从理论上计算得出 $U_{C3} = U_o / 2$ 。对于输入电压为 24 V、占空比 $D=0.3$ 的情况，根据式(6)计算得到输出电压 U_o 的理论值为 166 V(电压增益 M 约为 6.9)， U_{C3} 的理论值为 83 V。图9所示为占空比 $D=0.3$ 时电感电流 I_{L1} 和 I_{L2} 以及开关驱动信号的仿真波形。可以看出，电感电流是连续的，电感电流的平均值分别为 5.8 A 和 2.3 A。 U_o 和 U_{in} 以及开关驱动信号的仿真波形如图10所示，从图中可以看出，在 $D=0.3$ 的小占空比情况下，输出电压约为 155 V，可获得 6.4 倍以上的电压增益，该实际电压增益略小于理论值 6.9 倍。其主

表2 电路参数设置

Table 2 Setting of circuit parameter

元器件	规格
输入电压 U_{in}	24 V
开关频率 f_s	50 kHz
负载电阻 R	200 Ω
占空比 D	0.3
电感 L_1, L_2	330 μ H、330 μ H
电容 C_1, C_2, C_3, C_4, C_0	47 μ F、47 μ F、47 μ F、47 μ F、100 μ F

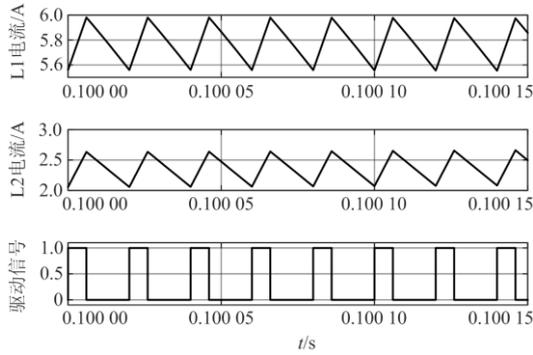


图 9 I_{L1} 和 I_{L2} 以及开关驱动信号的仿真波形
Fig. 9 Simulated waveforms of I_{L1} and I_{L2} and switch drive signal

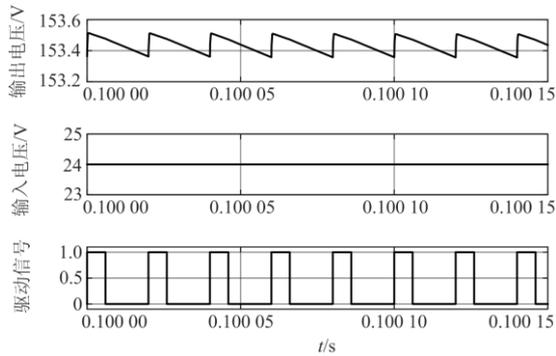


图 10 U_o 和 U_{in} 以及开关驱动信号的仿真波形
Fig. 10 Simulated waveforms of U_o and U_{in} and switch drive signal

要原因是功率开关、二极管、电容和电感之间的电压降导致电压增益有所降低, 因此, 实际的输出电压低于理论值 166 V。

输入电流 I_{in} 的仿真波形如图 11 所示。从图中可以看出, 变换器产生了一个具有低纹波的连续电流, 从而提高了其对光伏系统和燃料电池的适应能力^[35], 这也是所提变换器降低输入滤波器成本的原因。图 12 为 U_{C1} 、 U_{C3} 和 U_{C4} 的仿真波形, 这里 C_1 、 C_3 和 C_4 之间的电压变化非常小, 其值分别为 33 V、77.5 V 和 77.5 V。

U_{D5} 、 U_S 和开关驱动信号波形如图 13 所示。在 $U_o=155$ V 时 U_S 为 77.5 V, 远小于 U_o 。由于开关 S 上的电压应力较低, 所提变换器可以采用低额定电压的功率开关, 降低了损耗, 提高了效率。输出二极管 D_5 上的电压 U_{D5} 的值也为 77.5 V。输出二极管上的电压为输出电压 U_o 的一半, 这有利于变换器使用低功率半导体器件工作。

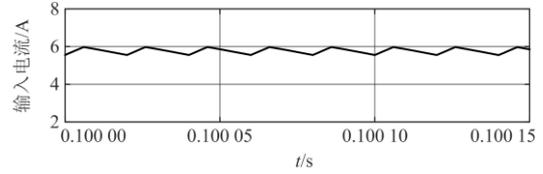


图 11 输入电流 I_{in} 的仿真波形

Fig. 11 Simulated waveforms of input current I_{in}

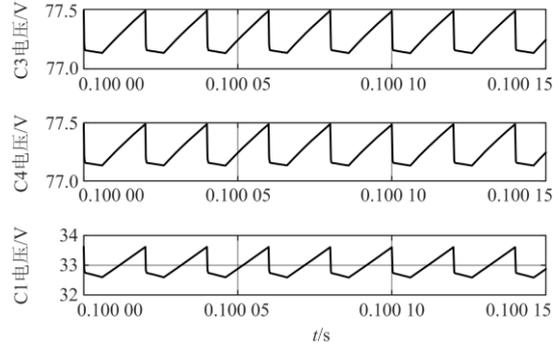


图 12 U_{C1} 、 U_{C3} 和 U_{C4} 的仿真波形

Fig. 12 Simulated waveforms of U_{C1} , U_{C3} and U_{C4}

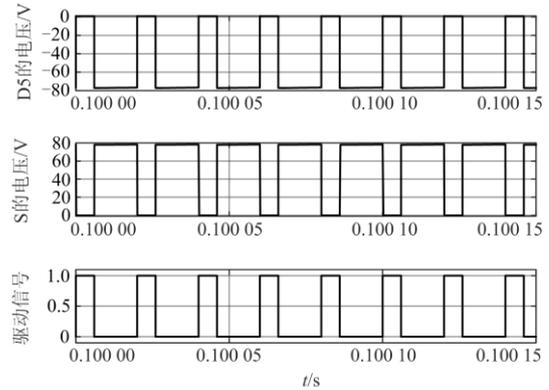


图 13 U_{D5} 、 U_S 和开关驱动信号的仿真波形

Fig. 13 Simulated waveforms of U_{D5} , U_S and switch drive signal

4 样机实验

研制了一台 200 W 样机, 对变换器的运行进行了实际评估和验证。实验样机如图 14 所示。所提变换器可以在很宽的占空比范围内工作, 但由于其具有二次增益, 在占空比 D 小于 0.5 的情况下, 能够实现 10 倍以上的电压增益。本文实验结果是在占空比 $D=0.3$ 的情况下测试得到的。选取该占空比仅用于验证理论结果, 实际上可以采用任何其他占空比。电感 L_1 、 L_2 电流及驱动信号实验波形如图 15 所示, 从图中可以看出电感电流的平均值分别为 5.2 A 和 2.2 A, 电流纹波较小。

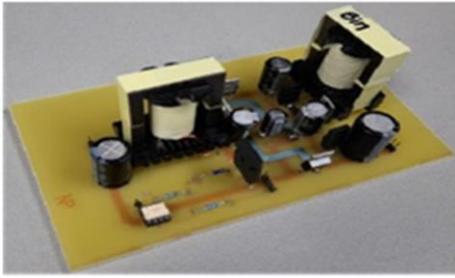


图 14 实验样机

Fig. 14 Experimental prototype

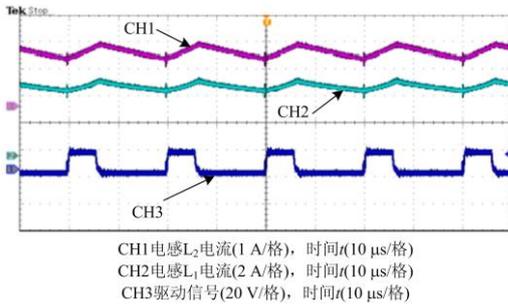


图 15 电感 L_1 、 L_2 电流及驱动信号实验波形

Fig. 15 Experimental waveforms of inductance L_1 , L_2 current and driving signal

输入输出电压及驱动信号实验波形如图 16 所示。对于 24 V 的输入电压，在占空比 $D=0.3$ 时，输出电压为 155 V。由于功率开关、二极管、电容和电感之间电压降的影响，实际输出电压降低(低于理论值 166 V)。电容 C_1 、 C_3 、 C_4 电压实验波形如图 17 所示，电容电压值分别为 32 V、77.5 V 和 77.5 V。从实验结果可以看出，电容两端的电压小于输出电压。图 18 为输出电压、开关电压应力及驱动信号实验波形，开关上的电压应力为 77.5 V。实验结果与仿真结果非常吻合。这里，变换器仅在 $D=0.3$ 时运行，目的是为了验证理论和仿真结果。实际应用中变换器可以在更高的占空比下工作，以获得逆变器所需的高电压。

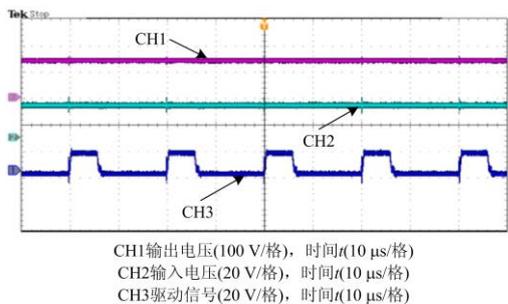
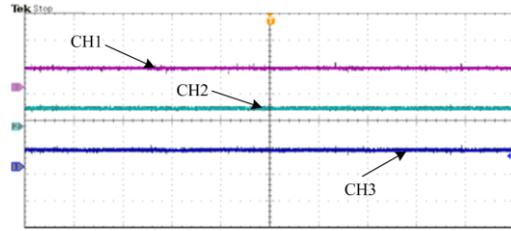


图 16 输入输出电压及驱动信号实验波形

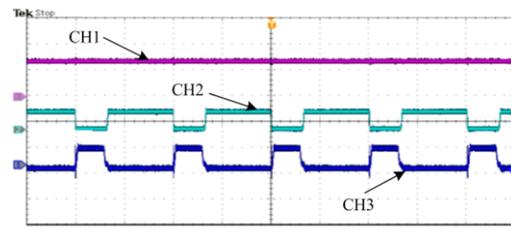
Fig. 16 Experimental waveforms of input, output voltage and driving signal



CH1 电容 C_3 电压(100 V/格), 时间 $t(10 \mu\text{s}/\text{格})$
CH2 电容 C_4 电压(100 V/格), 时间 $t(10 \mu\text{s}/\text{格})$
CH3 电容 C_1 电压(50 V/格), 时间 $t(10 \mu\text{s}/\text{格})$

图 17 电容 C_1 、 C_3 、 C_4 电压实验波形

Fig. 17 Experimental waveforms of capacitors C_1 , C_3 and C_4 voltage



CH1 输出电压(100 V/格), 时间 $t(10 \mu\text{s}/\text{格})$
CH2 开关电压应力(100 V/格), 时间 $t(10 \mu\text{s}/\text{格})$
CH3 驱动信号(20 V/格), 时间 $t(10 \mu\text{s}/\text{格})$

图 18 输出电压、开关电压应力及驱动信号实验波形

Fig. 18 Experimental waveforms of output voltage, switching voltage stress and driving signal

5 结论

本文提出一种输入电流连续的新型 DC-DC 升压变换器。该电路中的功率开关和其他功率元件间具有相对较低的电压应力。所提新型拓扑的主要特点是：

- (1) 与传统的二次升压变换器和文献[26]中提出的二次升压变换器相比，电压增益提高了一倍以上。
- (2) 耦合电感不用于增加电压增益，因此不存在由漏感引起的问题。
- (3) 只使用一个功率开关，所以控制简单。
- (4) 输入电流连续，纹波小，降低了输入滤波器的成本。

由于所提变换器具有上述优点，使其适用于太阳能光伏应用、燃料电池和电动汽车等领域。同时，所提变换器在低占空比下的电压增益比传统的升压变换器和其他高增益变换器都要高，因此，所提拓扑也非常适合微电网应用。

参考文献

[1] 何正友, 向悦萍, 廖凯, 等. 能源-交通-信息三网融合发展的需求、形态及关键技术[J]. 电力系统自动化,

- 2021, 45(16): 73-86.
- HE Zhengyou, XIANG Yueping, LIAO Kai, et al. Demand form and key technologies of integrated development of energy-transport-information networks[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(16): 73-86.
- [2] 洪博文, MIKETA A, GIELEN D, 等. 基于可再生能源的全球电气化路径与远景分析[J]. 中国电力, 2020, 53(3): 159-166.
- HONG Bowen, MIKETA A, GIELEN D, et al. Global renewable-based electrification pathways and its long-term scenario analysis[J]. Electric Power, 2020, 53(3): 159-166.
- [3] 郭梦婕, 严正, 周云, 等. 含风电制氢装置的综合能源系统优化运行[J]. 中国电力, 2020, 53(1): 115-123, 161.
- GUO Mengjie, YAN Zheng, ZHOU Yun, et al. Optimized operation design of integrated energy system with wind power hydrogen production[J]. Electric Power, 2020, 53(1): 115-123, 161.
- [4] SARIKHANI A, ALLAHVERDINEJAD B, HAMZEH M. A nonisolated buckboost DC-DC converter with continuous input current for photovoltaic applications[J]. IEEE Journal Emerging Selected Topics Power Electronics, 2021, 9(1): 804-811.
- [5] MUNIAPPAN M. A comprehensive review of DC fault protection methods in HVDC transmission systems[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2021, 6(1): 322-333.
- [6] 张宇涵, 杜贵平, 雷雁雄, 等. 直流微网混合储能系统控制策略现状及展望[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(3): 177-187.
- ZHANG Yuhan, DU Guiping, LEI Yanxiong, et al. Current status and prospects of control strategy for a DC micro grid hybrid energy storage system[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(3): 177-187.
- [7] 明彤彤, 王凯, 田冬冬, 等. 基于 LSTM 神经网络的锂离子电池荷电状态估算[J]. 广东电力, 2020, 33(3): 26-33.
- MING Tongtong, WANG Kai, TIAN Dongdong, et al. Estimation on state of charge of lithium battery based on LSTM neural network[J]. Guangdong Electric Power, 2020, 33(3): 26-33.
- [8] RAHMAN M H, XU Lie, YAO Liangzhong. Protection of large partitioned MTDC networks using DC-DC converters and circuit breakers[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016, 1(2): 170-178.
- [9] 刘禾雨, 宗斌, 薛军, 等. 分布式发电储能系统宽增益双向 DC-DC 变换器研究[J]. 自动化与仪表, 2021, 36(3): 99-103.
- LIU Heyu, ZONG Bin, XUE Jun, et al. Research of wide voltage gain bidirectional DC-DC converter in distributed generation storage system[J]. Automation & Instrumentation, 2021, 36(3): 99-103.
- [10] LOPEZ-SANTOS O, MAYO-MALDONADO J C, ROSAS-CARO J C, et al. Quadratic boost converter with low-output-voltage ripple[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(8): 1605-1612.
- [11] 朱高中, 刘树林, 王成. 一种改进高增益二次型 Boost 变换器[J]. 河南师范大学学报(自然科学版), 2021, 49(5): 46-52.
- ZHU Gaozhong, LIU Shulin, WANG Cheng. An improved high gain quadratic boost converter[J]. Journal of Henan Normal University (Natural Science Edition), 2021, 49(5): 46-52.
- [12] MIAO S, WANG F, MA X. A new transformerless buck-boost converter with positive output voltage[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 2965-2975.
- [13] 罗茜, 罗春林, 舒朝君, 等. 基于耦合电感倍压单元的高增益 DC/DC 变换器[J]. 电气传动, 2020, 50(12): 27-32.
- LUO Xi, LUO Chunlin, SHU Chaojun, et al. High voltage gain DC/DC converter based on coupled inductor voltage-doubler cell[J]. Electric Drive, 2020, 50(12): 27-32.
- [14] MEINAGH F A A, MEINAGH A, YUAN J, et al. New high voltage gain DC-DC converter based on modified quasi Z-source network[C] // 2019 IEEE 13th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), April 23-25, 2019, Sonderborg, Denmark: 1-6.
- [15] ZENG Y, LI H, WANG W, et al. Cost-effective clamping capacitor boost converter with high voltage gain[J]. IET Power Electronics, 2020, 13(9): 1775-1786.
- [16] BANAEI M R, BONAB H A F. A novel structure for single switch non isolated transformer less buck-boost DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 198-205.
- [17] MUNIAPPAN M. A comprehensive review of DC fault protection methods in HVDC transmission systems[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2021, 6(1): 322-333.
- [18] 李彬彬, 张书鑫, 赵晓东, 等. 基于容性能量转移原理的高压大容量 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(3): 1103-1113.
- LI Binbin, ZHANG Shuxin, ZHAO Xiaodong, et al. Capacitive energy transfer principle based high-voltage high-power DC/DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(3): 1103-1113.
- [19] SHAHIR F M, BABAEI E, FARSAADI M. Extended topology for a boost DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2375-2384.

[20] FARZIN A, ETEMADI M, BAGHRAMIAN A. A new high-step-up DC-DC converter using three-windings transformer and soft-switching for use in photovoltaic systems[C] // 2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), February 12-14, 2019, Shiraz, Iran: 207-212.

[21] FOROUZESH M, SIWAKOTI Y P, GORJI S A, et al. Step-up DC-DC converters: a comprehensive review of voltage boosting techniques, topologies, and applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(12): 9143-9178.

[22] LEE S W, DO H L. Quadratic boost DC-DC converter with high voltage gain and reduced voltage stresses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2397-2404.

[23] JAHANGIRI H, MOHAMMADPOUR S, AJAMI A. A high step-up DC-DC boost converter with coupled inductor based on quadratic converters[C] // 2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC), February 13-15, 2018, Tehran, Iran: 20-25.

[24] 姚为正, 辛德锋, 甘江华, 等. 适用于 ISOP 拓扑的 DC/DC 变换器研究[J]. 高压电器, 2020, 56(1): 104-113.
YAO Weizheng, XIN Defeng, GAN Jianghua, et al. Study on DC/DC converter for ISOP topology[J]. High Voltage Apparatus, 2020, 56(1): 104-113.

[25] 乔文转, 张少如, 张蒙蒙, 等. 一种非对称交错并联高增益 DC-DC 变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(16): 151-158.
QIAO Wenzhuan, ZHANG Shaoru, ZHANG Mengmeng, et al. An asymmetric cross-parallel high step-up DC-DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(16): 151-158.

[26] 岳舟. 一种新型高电压增益 DC-DC 变换器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(17): 130-138.
YUE Zhou. A novel high voltage gain DC-DC converter[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(17): 130-138.

[27] 王擎宇, 卢振坤, 李燕, 等. 双线性 DC/DC 变换器混杂建模与优化控制[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(19): 17-24.
WANG Qingyu, LU Zhenkun, LI Yan, et al. Hybrid modeling and optimal control of bilinear DC/DC converters[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(19): 17-24.

[28] PIRES V F, CORDEIRO A, FOITO D, et al. High step-up DC-DC converter for fuel cell vehicles based on merged quadratic boost-Cuk[J]. IEEE Transactions on Vehicle Technology, 2019, 68(8): 7521-7530.

[29] FARDOUN A A, ISMAIL E H. Ultra step-up DC-DC converter with reduced switch stress[J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 2010, 46(5): 2025-2034.

[30] 吴济东, 汪可友, 黄鑫, 等. 孤立直流微电网多 DC-DC 变换器分布式协调控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(11): 76-83.
WU Jidong, WANG Keyou, HUANG Xin, et al. Distributed coordinated control scheme of parallel DC-DC converters in isolated DC microgrids[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(11): 76-83.

[31] AHMAD J, ZAID M, SARWAR A, et al. A new transformerless quadratic boost converter with high voltage gain[J]. Smart Science, 2020, 8(3): 163-183.

[32] MOHAMED H E, FARDOUN A A. High gain DC-DC converter for PV applications[C] // 2016 IEEE 59th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), October 16-19, 2016, Abu Dhabi, United Arab Emirates.

[33] MAALANDISH M, HOSSEINI S H, GHASEMZADEH S, et al. Six-phase interleaved boost DC/DC converter with high-voltage gain and reduced voltage stress[J]. IET Power Electronics, 2017, 10(14): 1904-1914.

[34] GUPTA N, BHASKAR M S, ALMAKHLES D, et al. Novel non-isolated quad-switched inductor double-switch converter for DC microgrid application[C] // 2020 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2020 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe), June 9-12, 2020, Madrid, Spain: 1-9.

[35] 余亚东, 高慧, 肖晋宇, 等. 不同燃料路径氢燃料电池汽车全生命周期环境影响评价[J]. 全球能源互联网, 2021, 4(3): 301-308.
YU Yadong, GAO Hui, XIAO Jinyu, et al. Life-cycle assessment of environmental impact of hydrogen fuel cell vehicles with different fuel pathways[J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2021, 4(3): 301-308.

收稿日期: 2021-07-22; 修回日期: 2021-10-23

作者简介:

岳舟(1982—), 男, 硕士, 副教授, 研究方向为电力电子与电力传动。E-mail: yuezhou2000@163.com

(编辑 魏小丽)