

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230411

# 一种适用于燃料电池的新型高升压 DC-DC 变换器

魏业文<sup>1,2</sup>, 宁鑫淼<sup>1</sup>, 李明<sup>1</sup>, 李俊波<sup>1</sup>, 白文静<sup>1</sup>

(1. 三峡大学电气与新能源学院, 湖北 宜昌 443002; 2. 智慧能源技术湖北省工程研究中心, 湖北 宜昌 443002)

**摘要:** 高升压 DC-DC 变换器是燃料电池实现并网的重要环节。针对燃料电池输出电压低、输出特性软的问题, 提出一种基于开关电容的电流馈电升压变换器。首先, 详细阐述了所提变换器的拓扑结构及其在连续导通和不连续导通模式下的工作原理。然后, 具体分析了该变换器的电压增益、各元件的电压和电流应力。在此基础上, 将其与 SC-Boost、SL-Boost 等变换器进行性能对比。最后, 搭建一台 200 W 的实验样机验证了所提变换器的可行性和理论分析的正确性。所提变换器结合电流馈电结构和开关电容网络, 具有电压增益高、输入电流连续且纹波低的优势, 有利于延长燃料电池使用寿命。同时, 通过复用开关电容中的电容-二极管(capacitor-diode, C-D)单元对开关管电压进行钳位, 降低了功率元件的电压应力。因此, 所提变换器适用于燃料电池并网系统。

**关键词:** 燃料电池; DC-DC 变换器; 高升压; 开关电容; 低电流纹波

## A novel high step-up DC-DC converter for a fuel cell

WEI Yewen<sup>1,2</sup>, NING Xinmiao<sup>1</sup>, LI Ming<sup>1</sup>, LI Junbo<sup>1</sup>, BAI Wenjing<sup>1</sup>

(1. College of Electrical Engineering and New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China;

2. Hubei Provincial Engineering Research Center of Intelligent Energy Technology, Yichang 443002, China)

**Abstract:** The high boost DC-DC converter is an important part of a grid-connected fuel cell. A current-fed boost converter with switched capacitor focusing on low output voltage and soft output characteristics is proposed. First, the proposed converter topology and its working principle in continuous/discontinuous conduction mode are described in detail. Then, the voltage gain and the voltage/current stress of each component are analyzed concretely. The performance is compared with SC-Boost, SL-Boost and other converters. Finally, a 200 W experimental prototype is built to verify the proposed converter's feasibility and the correctness of the theoretical analysis. The proposed converter combines the current-fed structure and the switched capacitor network. It has the advantages of high voltage gain, continuous input current and low ripple. These properties are beneficial in prolonging the service life of the fuel cell. The voltage of the switch is clamped by multiplexing the capacitor-diode (C-D) unit in the switched capacitor. This reduces the voltage stress of the power component. Therefore, the proposed converter is suitable for grid-connected fuel cell systems.

This work is supported by the Youth Fund of National Natural Science Foundation of China (No. 52107108).

**Key words:** fuel cell; DC-DC converter; high step-up; switched capacitor; low current ripple

## 0 引言

氢能被誉为 21 世纪最具有发展前景的二次能源, 中国政府在《“十三五”战略性新兴产业发展规划》等国家顶层规划中明确了氢能和燃料电池产业的战略地位<sup>[1]</sup>。在直流微电网中, 氢燃料电池可用

于光伏和风能等其他能源的间歇性瞬间以及电网故障期间, 为系统提供备份、稳定性和保障<sup>[2-4]</sup>。同时, 可以利用过剩的风能和太阳能生产氢能并储存起来, 在需要时通过氢燃料电池为微网供电, 从而解决弃风弃光问题<sup>[5-7]</sup>。但是, 氢燃料电池具有不稳定的低直流输出电压, 为保证氢燃料电池能够稳定地与直流微网相连接并延长其使用寿命, 需采用输入电流连续、低纹波的高增益直流升压变换器。图 1 为升压 DC-DC 变换器在燃料电池并网系统中的应用。

**基金项目:** 国家自然科学基金青年基金项目资助(52107108); 智慧能源技术湖北省工程研究中心开放课题项目资助(2020ZHLY06); 湖北省重点研发计划项目资助(2020BAB110)

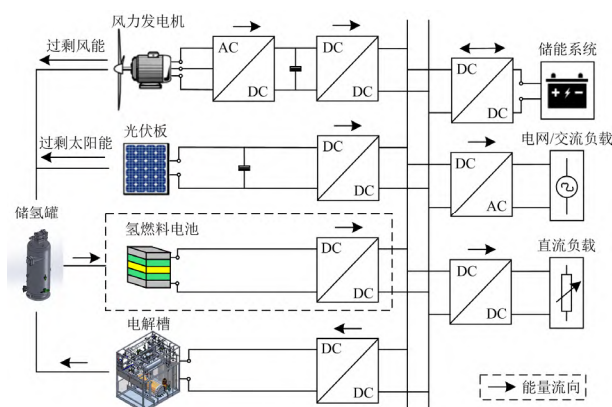


图 1 氢燃料电池并网示意图

Fig. 1 Hydrogen fuel cell grid-connected diagram

由于寄生元件的存在和二极管反向恢复的问题, 当占空比大于 0.9 时, 传统的 Boost 变换器电压增益会受到限制, 因此其并不适用于工程实践<sup>[8-9]</sup>。文献[10]报道了一系列阻抗网络变换器, 如嵌入式 Z 源、准 Z 源等, 虽然这些变换器减少了升压网络常用的二极管, 但其存在开关管电压应力过高等问题。文献[11]借助耦合电感技术, 通过合理调节匝数比, 从而实现高增益和低输入电流纹波。但漏感的存在使开关管产生高电压尖峰, 需要引入有源或无源钳位电路来吸收漏感能量<sup>[12]</sup>。但这会引入更多元件, 增加了电路结构和控制的复杂性。文献[13]借助交错并联技术以降低输入电流纹波, 但其开关管数目较多且开关管电压应力较大。

开关电容(switced-capacitor, SC)变换器具有高增益、高功率密度以及易于集成等优点<sup>[14-22]</sup>, 但其存在输入电流脉动以及电容电流较大尖峰问题。为克服以上缺陷, 文献[14]将耦合电感与 SC 单元相结合以降低输入电流纹波或元件电压应力, 但其提高了对耦合电感系数的设计要求。文献[15-16]提出在 SC 变换器上应用交错并联技术, 虽实现低输入电流纹波, 但其输入侧两个电感不均流, 并且部分功率元件电压应力较大。文献[17]将二次升压变换器与 SC 单元相结合以实现高电压增益, 但其元件数目较多。文献[18]提出了一种电流馈电结构与 SC 单元相结合的拓扑结构, 该结构具有低电流纹波的特点, 但其使用 4 个低压 MOSFET, 变换器的控制相对复杂。

针对上述问题, 本文提出一种基于开关电容的电流馈电升压变换器。该变换器具有电压增益高、输入电流连续且纹波低、功率元件电压应力低的优势。具备这些优势的 DC-DC 变换器能够将燃料电

池的较低直流输出电压升高以满足并网的要求, 并且降低输入电流纹波对燃料电池的危害, 延长燃料电池使用寿命, 适用于燃料电池并网系统。

## 1 变换器拓扑分析

### 1.1 拓扑结构设计

所提出的变换器拓扑如图 2 所示, 由双电感电流馈电结构( $L_1$ 、 $L_2$ 、 $S_1$ 、 $S_2$ )和两组开关电容单元( $C_1$ 、 $C_2$ 、 $D_1$ 、 $D_2$ 和 $C_{b1}$ 、 $C_{b2}$ 、 $D_{b1}$ 、 $D_{b2}$ )组成, 开关管 $S_1$ 和 $S_2$ 以互补模式交替导通。具有双开关单元的电流馈电结构在输入端连接电感, 其有输入电流纹波低的特点<sup>[23]</sup>。两个开关管通过交替导通的方式, 使电感储存的能量传递到 SC 单元中, 进一步提升变换器的增益。同时, 在高频、周期短的拓扑中, 开关电容充放电过程会给二极管带来较大的电流尖峰, 采用该电流馈电结构可以约束开关电容工作所产生的电流尖峰。此外, SC 单元不仅具有电压泵升能力强的特点, 其中 $C_{b1}$ 、 $D_{b1}$ 还能够形成钳位电路以降低开关管的电压应力: 当开关管 $S_2$ 关断时, 其两端电压等于电容电压 $V_{Cb1}$ , 即 $V_{Cb1} = V_{C1} - V_{C2}$ , 故开关管 $S_2$ 关断时两端电压被电容钳位, 开关管电压应力降低。

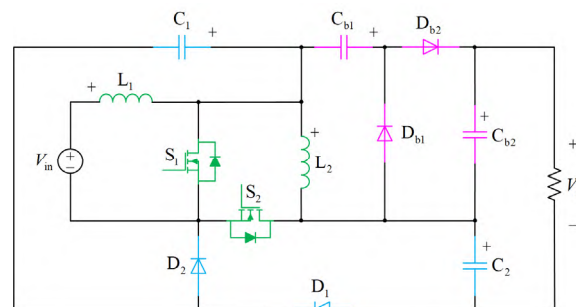


图 2 所提变换器拓扑结构

Fig. 2 Topology of the proposed converter

### 1.2 工作模式分析

为了便于对所提的变换器进行稳态分析, 作如下基本假设。

- 1) 变换器中所有元器件均视为理想元件, 即不考虑寄生元件的影响。
- 2) 电容足够大、电容电压纹波足够小, 即可忽略电容电压纹波, 认为电容电压是恒定的。
- 3) 忽略开关管安全换向状态, 即忽略换向重叠时间。

#### 1.2.1 连续导通模式

当变换器工作在连续导通模式(continuous

conduction mode, CCM), 变换器关键波形如图 3 所示。此时变换器有两种工作模态, 其等效电路如图 4 所示。

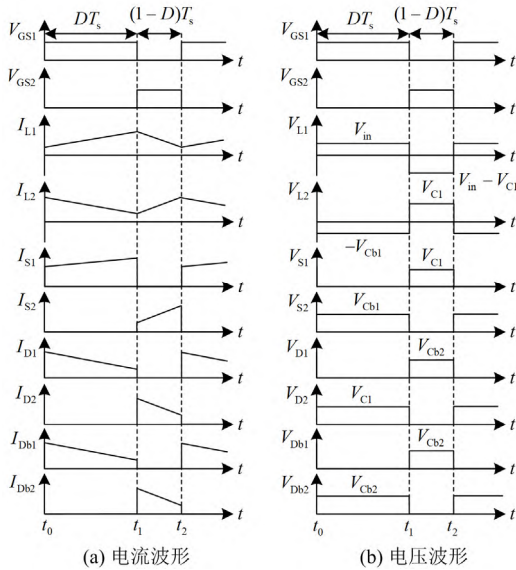


图 3 CCM 模式下主要工作波形  
Fig. 3 Key waveforms in CCM

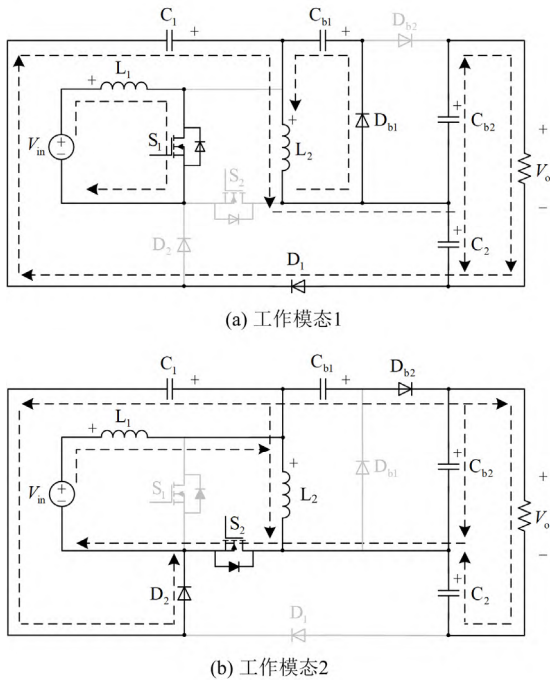


图 4 CCM 模式下的等效电路  
Fig. 4 Equivalent circuits in CCM

模态 1 ( $t_0, t_1$ ): 此时, 开关管  $S_1$  导通、 $S_2$  关断, 二极管  $D_1$ 、 $D_{b1}$  正向偏置, 二极管  $D_2$ 、 $D_{b2}$  反向偏置。电感  $L_1$  处于充电状态, 电感  $L_2$  将能量传输给 SC 单元和负载。

由 KVL 定律, 各回路中器件电压关系为

$$\begin{cases} V_{L1} = V_{in} \\ V_{L2} = -V_{Cb1} \\ V_{C2} = -V_{Cb2} - V_{C1} + V_o \end{cases} \quad (1)$$

由 KCL 定律, 各支路无源器件电流关系为

$$\begin{cases} I_{C1on} = -I_{C2on} - I_o \\ I_{C2on} = I_{L2} - I_o - I_{Cb1on} \\ I_{Cb1on} = I_{L2} + I_{C1on} \\ I_{Cb2on} = -I_o \end{cases} \quad (2)$$

式中,  $I_{C1on}$ 、 $I_{C2on}$ 、 $I_{Cb1on}$ 、 $I_{Cb2on}$  分别为电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_{b1}$ 、 $C_{b2}$  在 CCM 模式下工作模态 1 的电流。

模态 2 ( $t_1, t_2$ ): 此时, 开关管  $S_1$  关断、 $S_2$  导通, 二极管  $D_1$ 、 $D_{b1}$  反向偏置, 二极管  $D_2$ 、 $D_{b2}$  正向偏置。此时, 电感  $L_1$  中的能量转移到 SC 单元和电感  $L_2$  中。

由 KVL 定律, 各回路中器件电压关系为

$$\begin{cases} V_{L1} = V_{in} - V_{C1} \\ V_{L2} = V_{C1} \\ V_{C1} = -V_{Cb1} + V_{Cb2} \\ V_{Cb2} = -V_{C2} + V_o \end{cases} \quad (3)$$

由 KCL 定律, 各支路无源器件电流关系为

$$\begin{cases} I_{C1off} = I_{in} - I_{L2} + I_{Cb1off} \\ I_{C2off} = I_o \\ I_{Cb1off} = -I_{Cb2off} - I_o \\ I_{Cb2off} = I_{in} - I_o - I_{L2} - I_{C1off} \end{cases} \quad (4)$$

式中,  $I_{C1off}$ 、 $I_{C2off}$ 、 $I_{Cb1off}$ 、 $I_{Cb2off}$  分别为电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_{b1}$ 、 $C_{b2}$  在 CCM 模式下工作模态 2 的电流。

### 1.2.2 不连续导通模式

当变换器工作在不连续导通模式(discontinuous conduction mode, DCM)时, 变换器关键波形如图 5 所示。

此时, 变换器 3 种工作模态的等效电路分别如图 4(a)、图 4(b)、图 6 所示。

模态 1 ( $t_0, t_z$ ): 此时, 电感  $L_1$  充电、电感  $L_2$  放电, 并有

$$\begin{cases} I_{L1p} = \frac{D_z \times T_s \times V_{in}}{L_1} \\ I_{L2p} = \frac{D_z \times T_s \times V_{Cb1}}{L_2} \end{cases} \quad (5)$$

式中:  $I_{L1p}$ 、 $I_{L2p}$  分别为电感  $L_1$  和电感  $L_2$  的峰值电流;  $D_z$  为 DCM 模态下工作模态 1 所占整个开关周期  $T_s$  的比例;  $T_s$  为开关周期;  $V_{in}$  为输入电压。

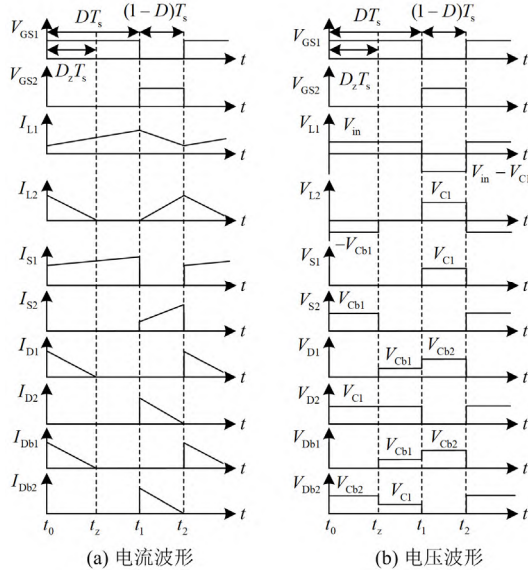


图 5 DCM 模式下主要工作波形

Fig. 5 Key waveforms in DCM

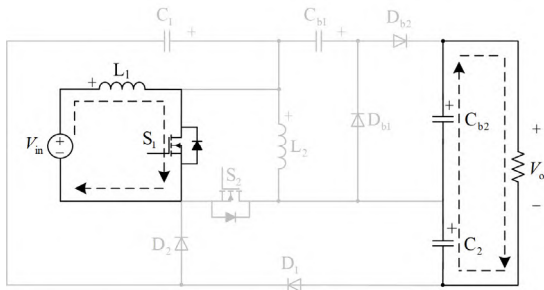


图 6 DCM 模式下工作模式 2 的等效电路

Fig. 6 Equivalent circuit for mode 2 in DCM

模式 2 ( $t_z, t_1$ ): 此时, 电感电流  $I_{L1}$  连续, 电感电流  $I_{L2}$  降为 0, 开关管  $S_1$  导通、 $S_2$  关断, 所有二极管均反向偏置。电感  $L_1$  充电, 电容  $C_2$ 、 $C_{b2}$  同时为负载提供能量, 并有

$$\begin{cases} V_{L1} = V_{in} \\ V_{L2} = 0 \\ V_{Cb2} + V_{C2} = V_o \end{cases} \quad (6)$$

$$I_{L1} = I_{in}, I_{L2} = 0 \quad (7)$$

模式 3 ( $t_1, t_2$ ): 此时, 电感  $L_1$  放电、电感  $L_2$  充电, 其电流如式(8)所示。

$$\begin{cases} I_{L1p} = \frac{(1-D) \times T_s \times (V_{in} - V_{C1})}{L_1} \\ I_{L2p} = \frac{(1-D) \times T_s \times V_{C1}}{L_2} \end{cases} \quad (8)$$

式中,  $D$  为 DCM 模式下工作模式 1 和模式 2 所占  $T_s$  的比例, 即占空比。

## 2 工作性能分析

### 2.1 理想情况电压增益

1) CCM 模式: 根据图 4(a)、式(1)、式(3)和电感的伏秒平衡原理, 有

$$\begin{cases} V_{C1} = \frac{1}{D(1-D)} V_{in} & V_{Cb1} = \frac{1}{D} V_{in} \\ V_{C2} = \frac{1}{1-D} V_{in} & V_{Cb2} = \frac{1}{D(1-D)} V_{in} \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可知, 所提变换器的电容电压仅取决于输入电压和占空比。由式(9)可推出变换器在理想工作状态下的电压增益为

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2}{D(1-D)} \quad (10)$$

式中,  $V_o$  为输出电压。

2) DCM 模式: 根据图 4(a)可得

$$\begin{cases} I_{D1} = I_o + I_{C2} \\ I_{D1} + I_{Db1} = I_{L2} \end{cases} \quad (11)$$

根据电容安秒平衡原理可得

$$\frac{1}{2T_s} \times D_z \times T_s \times I_{L2p} = I_o = \frac{V_o}{R} \quad (12)$$

式中:  $R$  为负载电阻;  $I_{L2p}$  可表示为

$$I_{L2p} = \frac{V_{C1}}{L_2} (1-D) T_s \quad (13)$$

联立式(1)、式(3)、式(6)和式(10)得到不连续导通模式下的电压增益  $M_{DCM}$  为

$$M_{DCM} = \frac{2(1-D+D_z)}{D_z(1-D)} = \frac{1}{1-D} + \sqrt{\frac{1}{(1-D)^2} + \frac{1}{K}} \quad (14)$$

定义无量纲参数  $K$  为

$$K = \frac{L_2}{T_s R} \quad (15)$$

当  $M_{CCM} = M_{DCM}$  时, 可以得到变换器处于临界状态的无量纲参数  $K_B$  为

$$K_B = \frac{(1-D)D^2}{4} \quad (16)$$

所提变换器的 CCM 和 DCM 模式边界条件曲线如图 7 所示, 当  $K > K_B$  时, 变换器工作于 CCM 模式; 反之则工作于 DCM 模式。

### 2.2 非理想情况电压增益

在实际中, 寄生元件会对变换器的电压增益产生影响。图 8 为考虑寄生元件的变换器等效电路图。参考实验元件的型号数据手册后, 假定各元件的寄生参数值如下:



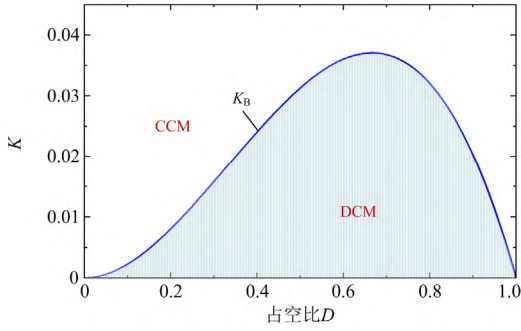


图7 变换器工作模式边界条件曲线

Fig. 7 Boundary conditions for converter operation mode

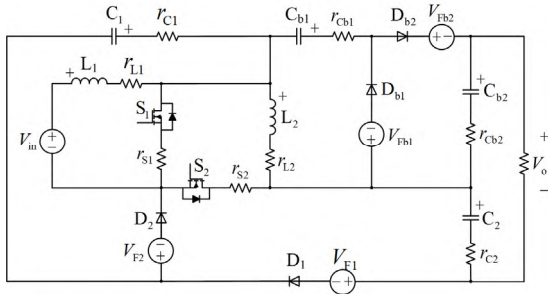


图8 考虑寄生元件的变换器等效电路图

Fig. 8 Converter equivalent circuit with parasitic components considered

- 1) 电感  $L_1$ 、 $L_2$  的等效串联电阻， $r_{L1} = 33.1 \text{ m}\Omega$ ， $r_{L2} = 17 \text{ m}\Omega$ 。
- 2) 电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_{b1}$ 、 $C_{b2}$  的等效串联电阻， $r_{C1} = r_{Cb1} = 20 \text{ m}\Omega$ 、 $r_{C2} = r_{Cb2} = 12 \text{ m}\Omega$ 。
- 3) 开关管  $S_1$ 、 $S_2$  的导通电阻， $r_{S1} = r_{S2} = 10 \text{ m}\Omega$ 。
- 4) 二极管  $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_{b1}$ 、 $D_{b2}$  导通时的正向压降， $V_{F1} = V_{F2} = V_{Fb1} = V_{Fb2} = 0.84 \text{ V}$ 。

在CCM模式中，变换器工作在模式1和模式2下电感  $L_1$ 、 $L_2$  的电压分别如式(17)和式(18)所示。

$$\begin{cases} V_{L1} = V_{in} - I_{L1}(r_{L1} + r_{S1}) \\ V_{L2} = -I_{L2}r_{L2} - V_{Cb1} - I_{Cb1on}r_{Cb1} - V_{Fb1} \\ V_{L2} = -I_{L2}r_{L2} - V_2 - I_{C2on}r_{C2} - V_{F1} + \\ V_{C1} + I_{C1on}r_{C1} \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} V_{L1} = V_{in} - I_{L1}r_{L1} - V_{C1} - I_{Cb1off}r_{C1} - V_{F2} \\ V_{L2} = -I_{L2}r_{L2} - V_{Cb1} - I_{Cb1off}r_{Cb1} + V_{Fb2} + \\ V_{Cb2} + I_{Cb2off}r_{Cb2} \end{cases} \quad (18)$$

对电感  $L_1$ 、 $L_2$  应用伏秒平衡原理，可推导出非理想状态下输入电压与输出电压的关系如式(19)所示。

$$\begin{cases} V_o = \frac{V_{in} - 2D(1-D)V_F}{A} \\ A = \frac{D(1-D)}{2} + \frac{2(r_{L1} + r_{S1})}{D(1-D)R} + \frac{r_{C1}}{R} + \\ \frac{2(1-D)r_{L2}}{DR} + \frac{D(1-D)r_{C2}}{R} \end{cases} \quad (19)$$

图9为理想情况与非理想情况的电压增益。由图9可知，在上述工况下，当占空比为0.1~0.8时，所提变换器的电压增益在理想与非理想情况下相近，寄生参数对电压增益的影响较小，所提变换器具有高升压的优势。当  $(r_{L1} + r_{S1})/R$  比值更小时，在几乎全占空比范围内，理想与非理想情况下的电压增益始终相近。

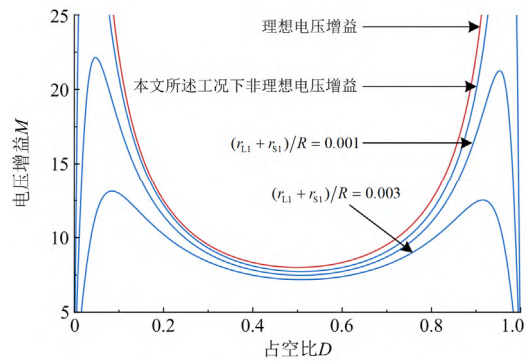


图9 考虑寄生元件与未考虑寄生元件的变换器增益曲线

Fig. 9 Converter gain curves with and without parasitic components considered

非理想情况下，输入电流纹波的表达式为

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{in} - I_{L1}(r_{L1} + r_{S1})}{L_1 f_s} D \quad (20)$$

式中， $f_s$  为工作频率。

由式(20)可知，电感  $L_1$  的值越大，其内阻  $r_{L1}$  越大，从而输入电流纹波越小。然而，电感的串联电阻和开关管的导通电阻限制着变换器的实际增益。因此，本文在获得更低的输入电流纹波和更高的电压增益之间做了一个合适的选择，实现二者的平衡。

### 2.3 应力分析

本文以变换器工作在CCM模式为前提条件、以输出电压和输出电流为基准进行下述特性分析。根据图4所示的等效电路应用KVL和KCL原理，可推导出各元件的电压和电流应力，如表1所示。从表1可以看出，各元件电压应力均小于或等于输出电压的一半，各元件电流应力均与占空比  $D$  有关。同时，根据式(2)、式(4)和电容的安秒平衡原理，可得到电感电流  $I_{L1}$  和  $I_{L2}$  如式(21)所示。

表 1 各元件的电压和电流应力

Table 1 Voltage and current stresses of each element

| 元件       | 电压应力 ( $V/V_0$ ) | 电流应力 ( $I/I_0$ )  | 元件       | 电压应力 ( $V/V_0$ ) | 电流应力 ( $I/I_0$ ) |
|----------|------------------|-------------------|----------|------------------|------------------|
| $S_1$    | $D/2$            | $2/D/(1-D)$       | $S_2$    | $(1-D)/2$        | $(2-D)/D/(1-D)$  |
| $C_1$    | $D/2$            | $1/\sqrt{D(1-D)}$ | $D_1$    | $1/2$            | $1/D$            |
| $C_2$    | $1/2$            | $\sqrt{(1-D)}/D$  | $D_2$    | $D/2$            | $1/(1-D)$        |
| $C_{b1}$ | $(1-D)/2$        | $1/\sqrt{D(1-D)}$ | $D_{b1}$ | $1/2$            | $1/D$            |
| $C_{b2}$ | $1/2$            | $\sqrt{D(1-D)}$   | $D_{b2}$ | $1/2$            | $1/(1-D)$        |

$$\begin{cases} I_{in} = I_{L1} = \frac{2}{D(1-D)} I_0 \\ I_{L2} = \frac{2}{D} I_0 \end{cases} \quad (21)$$

## 2.4 变换器性能比较

所提变换器与 SC-Boost、SL-Boost 以及其他 4 种升压 DC-DC 变换器的比较如表 2 所示。表 2 总结了上述变换器的输入电流纹波、元件数目、电压增益以及最大归一化功率元件的电压应力<sup>[24-25]</sup>。其中, 电压增益对比曲线如图 10(a)所示。在不考虑最大瞬时电压的前提下, 变换器工作于稳态时的元件电压应力对比曲线如图 10(b)、图 10(c)所示。

由图 10(a)可知, 在全占空比范围内, 除文献[19, 21]中的变换器外, 所提变换器的电压增益始终高于其他 4 种升压变换器。文献[19]中的两级 VL 升压变换器提供的电压增益与所提变换器相同, 但综合表 2 可知, 文献[19]具有更多的元件数目和更高的元件电压应力。在  $D > 0.62$  时, 文献[21]中的阻抗网络升压变换器提供的电压增益高于所提变换器, 但综合表 2 可知, 文献[23]具有更高的输入电流纹波和更高的开关管电压应力。由图 10(b)可知, 当电压增益相同时, 所提变换器的开关管电压应力最低, 从而可以选择更低导通电阻的开关管以降低开关管的开关损耗。由图 10(c)可知, 所提变换器的最大二极管电压应力与文献[20]、文献[21]提出的变

换器相同, 始终为输出电压的一半, 但在全电压增益范围内小于其他 4 种升压变换器。因此, 可以选择更低正向压降的二极管以有效降低二极管的导通损耗。综上所述, 所提变换器具有电压增益高、输入电流纹波低、功率元件电压应力低的特点。这些特点使其适用于燃料电池并网系统。

## 2.5 元件关键参数设计

电感和电容的最小值应根据电感电流纹波和电容电压纹波来确定。

电感  $L_1$  和  $L_2$ : 输入电流等于通过电感  $L_1$  的电流, 电感  $L_1$  的值可根据最小电流纹波  $\Delta I_{L1 \min}$  确定。电感  $L_1$  的值为

$$L_1 \geq \frac{D^2(1-D)V_0}{2f_s \Delta I_{L1 \min}} \quad (22)$$

式中, 最小电流纹波  $\Delta I_{L1 \min} = r \cdot I_{L1}$ ,  $r$  为电感电流纹波系数, 本文取  $r = 0.1$ 。

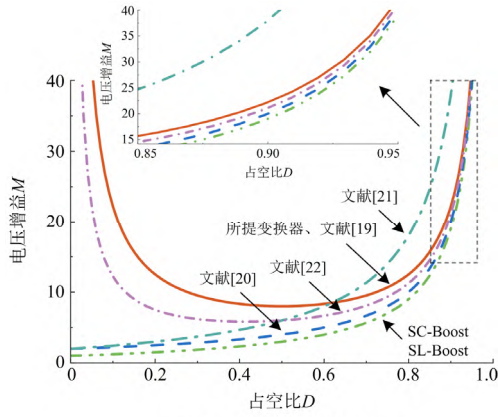
电感  $L_2$  的值可由临界状态来计算。即改变电感  $L_2$  的值, 使变换器临近于临界状态, 此时电感  $L_2$  的值即为最小值。并且, 考虑到拓扑结构, 较小的电感值具有较小的等效串联电阻 (equivalent series resistance, ESR), 从而能够提高变换器的效率。因此, 电感  $L_2$  的值为

$$L_2 \geq \frac{D_{\max}(1-D_{\max})^2 R}{2 \times 2^2 f_s} \quad (23)$$

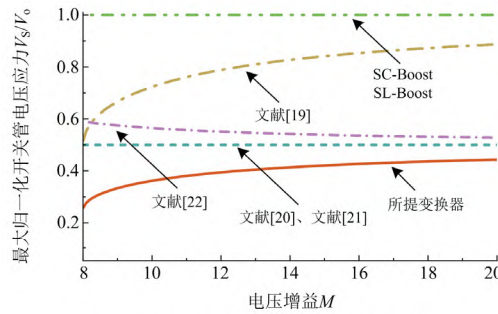
表 2 所提变换器与其他现有变换器的性能比较

Table 2 Comparison of the performance of the proposed converter with other existing transformers

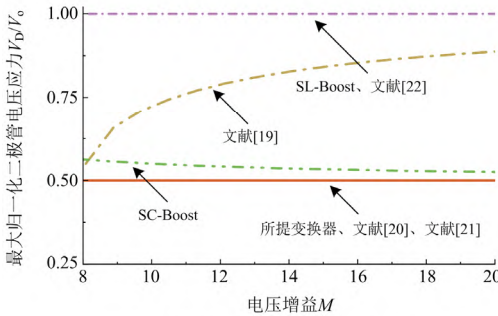
| 变换器      | 输入电流纹波 | 开关管/二极管数目 | 电感/电容数目 | 电压增益 $M$        | 最大归一化开关管电压应力 ( $V_s/V_0$ )          | 最大归一化二极管电压应力 ( $V_D/V_0$ ) |
|----------|--------|-----------|---------|-----------------|-------------------------------------|----------------------------|
| SC-Boost | 低      | 1/2       | 1/2     | $(1+D)/(1-D)$   | 1                                   | $(M+1)/2M$                 |
| SL-Boost | 低      | 1/4       | 2/1     | $(1+D)/(1-D)$   | 1                                   | 1                          |
| 文献[19]   | 低      | 2/5       | 3/3     | $2/D/(1-D)$     | $(M + \sqrt{M^2 - 8M})/2M$          | $(M + \sqrt{M^2 - 8M})/2M$ |
| 文献[20]   | 零      | 2/2       | 4/6     | $2/(1-D)$       | 1/2                                 | 1/2                        |
| 文献[21]   | 高      | 1/6       | 2/3     | $2(1+D)/(1-D)$  | 1/2                                 | 1/2                        |
| 文献[22]   | 高      | 2/3       | 23      | $(1+D)/D/(1-D)$ | $2M/(3M - 1 + \sqrt{M^2 - 6M + 1})$ | 1                          |
| 所提变换器    | 低      | 2/4       | 2/4     | $2/D/(1-D)$     | $(M + \sqrt{M^2 - 8M})/4M$          | 1/2                        |



(a) 不同拓扑的电压增益对比



(b) 不同拓扑的开关管电压应力对比



(c) 不同拓扑的二极管电压应力对比

图 10 性能比较

Fig. 10 Performance comparison

根据式(22)、式(23)的计算，电感  $L_1$ 、 $L_2$  的选值分别为  $560 \mu\text{H}$ 、 $180 \mu\text{H}$ 。

电容  $C_1 - C_{b2}$ ：同样地，电容的值可由最大电压纹波确定。电容的值为

$$\begin{cases} C_1 \geq \frac{I_o}{\Delta V_{C1} f_s} \\ C_2 \geq \frac{(1-D)I_o}{\Delta V_{C2} f_s} \\ C_{b1} \geq \frac{I_o}{\Delta V_{Cb1} f_s} \\ C_{b2} \geq \frac{DI_o}{\Delta V_{Cb2} f_s} \end{cases} \quad (24)$$

根据式(24)的计算，电容  $C_1$ 、 $C_{b1}$  的选值为  $2 \mu\text{F}$ ，电容  $C_2$ 、 $C_{b2}$  的选值为  $15 \mu\text{F}$ 。

### 3 实验结果与分析

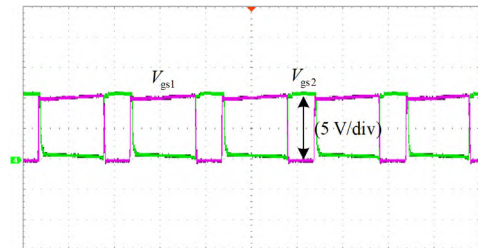
为验证所提变换器的性能，搭建了一台  $200 \text{ W}$  的实验样机，采用的开关管型号为 NCEP02T10、二极管型号为 HRM10L300SFCT。样机的主要参数如表 3 所示。

表 3 实验样机主要参数

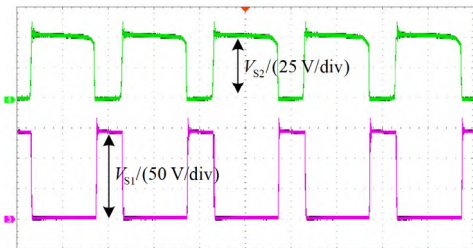
Table 3 Main parameters of converter prototype

| 参数                              | 规格            |
|---------------------------------|---------------|
| 额定功率 $P_o/\text{W}$             | 200           |
| 输出电压 $V_o/\text{V}$             | 400           |
| 功率开关管 $S_1$ 、 $S_2$             | NCEP02T10     |
| 二极管 $D_1 - D_{b2}$              | HRM10L300SFCT |
| 电感 $L_1/\mu\text{H}$            | 560           |
| 电感 $L_2/\mu\text{H}$            | 180           |
| 电容 $C_1$ 、 $C_{b1}/\mu\text{F}$ | 2             |
| 电容 $C_2$ 、 $C_{b2}/\mu\text{F}$ | 15            |
| 输入电压 $V_{in}/\text{V}$          | 40            |
| 开关频率 $f_s/\text{kHz}$           | 100           |

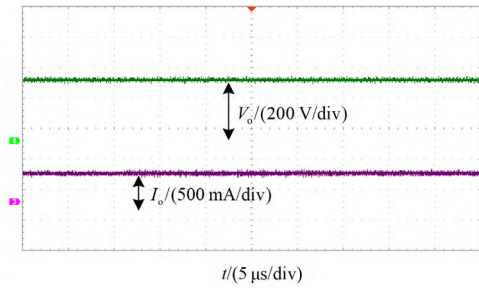
图 11 为变换器在  $V_{in} = 40 \text{ V}$ 、 $D = 0.73$  条件下的实验波形。图 11(a)、图 11(b)分别为开关管的驱动信号和电压实验波形， $S_1$ 、 $S_2$  采用交错控制，开关安全换相重叠时间为  $300 \text{ ns}$ 。并且开关管电压应力与理论分析一致，开关管  $S_1$ 、 $S_2$  的电压值分别为输出电压的  $0.36$  倍和  $0.14$  倍，开关管电压应力较低。图



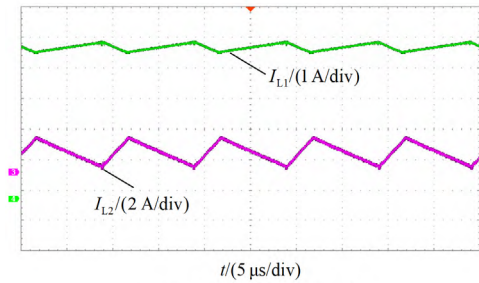
(a) 开关管驱动信号



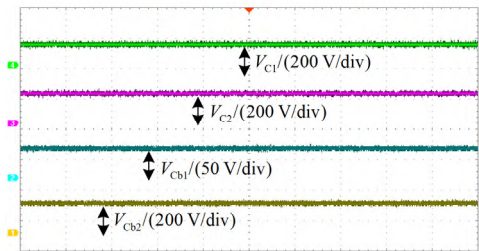
(b) 开关管的电压实验波形



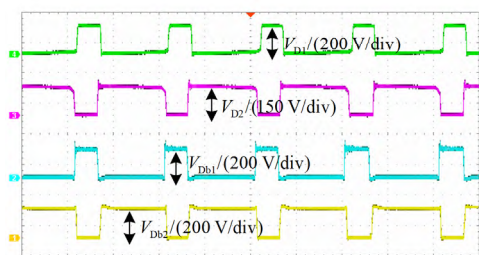
(c) 输出电压和电流波形



(d) 电感电流实验波形



(e) 电容电压波形



(f) 二极管的电压波形

图 11 实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms

11(c)为所提变换器的输出电压和电流的实验波形, 输出电压值为 398.3 V, 与理论值相近。寄生元件的存在造成理论值与实验值的偏差。图 11(d)为电感  $L_1$  和电感  $L_2$  的电流实验波形, 其平均值  $I_{L1}$  和  $I_{L2}$  约为 4.96 A、1.28 A, 电感电流纹波较低, 波形变化趋

势、大小与理论分析基本保持一致。图 11(e)、图 11(f)分别为所提变换器的电容电压和二极管电压实验波形, 电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_{b1}$ 、 $C_{b2}$  电压近似为输出电压的 0.36 倍、0.5 倍、0.13 倍、0.5 倍, 与理论计算值相近。二极管  $D_2$  电压应力近似为输出电压的 0.35 倍, 二极管  $D_1$ 、 $D_{b1}$ 、 $D_{b2}$  电压应力近似为输出电压的 0.5 倍。

当输出功率为 200 W 时, 各元件损耗占比如图 12 所示。在此功率下, 电容和电感的功率损耗小于其他元件的损耗, 变换器的损耗主要分布于二极管和开关管。

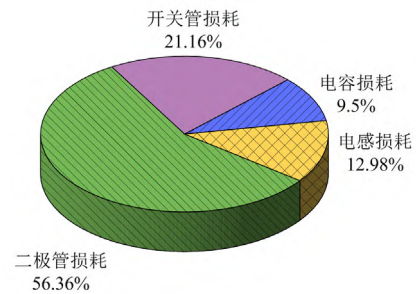
图 12 各元件损耗占比 ( $P_o = 200$  W)Fig. 12 Proportion of loss ( $P_o = 200$  W)

图 13 为所提变换器的工作效率变化曲线。由图可知, 随着输出功率的增大, 变换器工作效率先升高后降低。当输出功率为 200 W 时, 效率最高, 约为 91.9%。

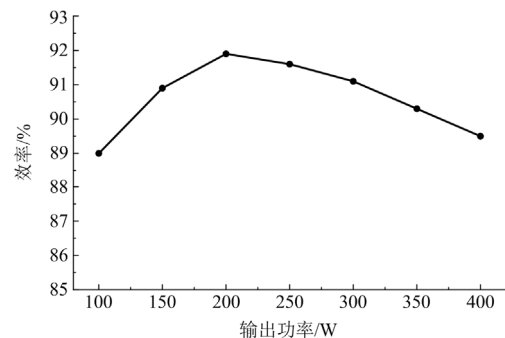


图 13 变换器效率曲线

Fig. 13 Converter efficiency curve

## 4 结论

针对燃料电池输出电压低以及输出特性软的问题, 本文从电压增益、输入电流纹波、功率元件电压应力方面考虑, 提出一种基于开关电容的电流馈电升压变换器。电流馈电结构具有输入电流纹波低的特点, 但电压增益不足; 开关电容具有电压泵升能力强的特点, 但易产生二极管电流尖峰。将二者



相结合,开关电容中的C-D单元也可作为钳位电路,既降低了输入电流纹波、增强了拓扑的升压能力,又消除了二极管电流尖峰、降低了开关管电压应力。

本文分析了所提变换器的工作原理,并研制了200 W 实验样机。实验结果验证了所提变换器高增益、输入电流连续且纹波低、功率元件电压应力低的特点,适用于燃料电池并网系统。

### 参考文献

- [1] 张运洲,张宁,代红才,等.中国电力系统低碳发展分析模型构建与转型路径比较[J].中国电力,2021,54(3): 1-11.  
ZHANG Yunzhou, ZHANG Ning, DAI Hongcai, et al. Model construction and pathways of low-carbon transition of China's power system[J]. Electric Power, 2021, 54(3): 1-11.
- [2] MAROUFMASHAT A, MUKHERJEE U, RANISAU J, et al. Optimization of renewable powered hydrogen micro-grid taking in to account economic criteria[C]//IEEE Smart Energy Grid Engineering (SEGE), August 21-24, 2016, Oshawa, Canada: 252-256.
- [3] 荆涛,陈庚,王子豪,等.风光互补发电耦合氢储能系统研究综述[J].中国电力,2022,55(1): 75-83.  
JING Tao, CHEN Geng, WANG Zihao, et al. Research overview on the integrated system of wind-solar hybrid power generation coupled with hydrogen-based energy storage[J]. Electric Power, 2022, 55(1): 75-83.
- [4] 吴景霞,索金琳.基于改进DEC算法的风光氢系统容量配置[J].电网与清洁能源,2022,38(11): 98-106.  
WU Jingxia, SUO Jinlin. Capacity configuration of wind-solar combined power generation system coupled with hydrogen energy storage based on improved DEC algorithm[J]. Power System and Clean Energy, 2022, 38(11): 98-106.
- [5] CARDENAS A, GUZMAN C, CHEMSI M, et al. Development of AC microgrid test bench with hydrogen fuel cell and renewable sources[C]//IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, October 25-28, 2016, Xi'an, China: 397-402.
- [6] 张文伟,王维庆,樊小朝,等.利用风电制氧的富氧燃煤电厂低碳能源系统容量优化配置[J].电力系统保护与控制,2023,51(5): 70-83.  
ZHANG Wenwei, WANG Weiqing, FAN Xiaochao, et al. Optimal capacity configuration of a low carbon energy system of oxygen-enriched coal-fired power plant using wind power to produce oxygen[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(5): 70-83.
- [7] 陈景文,周媛,李晓飞,等.光储直流微网混合储能控制策略研究[J].智慧电力,2022,50(1): 14-20, 87.  
CHEN Jingwen, ZHOU Yuan, LI Xiaofei, et al. Hybrid energy storage control strategy of optical storage DC microgrid[J]. Smart Power, 2022, 50(1): 14-20, 87.
- [8] 王智爽,王萍,李博,等.一族改进型开关电感DC-DC变换器[J].中国电机工程学报,2022,42(12): 4526-4536.  
WANG Zhishuang, WANG Ping, LI Bo, et al. A family of improved active switched-inductor based DC/DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(12): 4526-4536.
- [9] 黄欣科,王环,周宇,等.兆瓦级光伏中压直流并网变换器研制及实证应用[J].电力系统自动化,2022,46(14): 150-157.  
HUANG Xinke, WANG Huan, ZHOU Yu, et al. Development and empirical application of megawatt-level medium-voltage DC photovoltaic grid-connected converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(14): 150-157.
- [10] SIWAKOTI Y P, PENG F Z, BLAABJERG F, et al. Impedance-source networks for electric power conversion part I: a topological review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 699-716.
- [11] 李洪珠,刘飞扬,刘艳,等.一种新型磁集成高增益耦合电感倍压Boost变换器[J].电工技术学报,2020,35(2): 450-460.  
LI Hongzhu, LIU Feiyang, LIU Yan, et al. A new magnetically integrated high gain coupled inductance voltage-doubled Boost converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(2): 450-460.
- [12] MOHSENI P, MOHAMMADSALEHIAN S, ISLAM M R, et al. Ultrahigh voltage gain DC-DC boost converter with ZVS switching realization and coupled inductor extendable voltage multiplier cell techniques[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(1): 323-335.
- [13] 刘洋,董锋斌,皇金锋.交错并联三绕组耦合电感高增益Boost变换器[J].电力系统保护与控制,2022,50(18): 177-187.  
LIU Yang, DONG Fengbin, HUANG Jinfeng. High step-up Boost converter with an interleaved and three-winding coupled inductor[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(18): 177-187.
- [14] CHEN S M, LAO M L, HSIEH Y H, et al. A novel switched-coupled-inductor DC-DC step-up converter and its derivatives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(1): 309-314.
- [15] 陆治国,郑路遥,马召鼎,等.带开关电容网络的交错并联高增益Boost变换器[J].电工技术学报,2012,27(11): 153-159.

- LU Zhiguo, ZHENG Luyao, MA Zhaoding, et al. Interleaved high gain boost converter with switched capacitor network[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(11): 153-159.
- [16] 周悦, 孙孝峰. 带 CD 单元的两相交错并联高增益 Boost 直流变换器拓扑分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 5000-5011.  
ZHOU Yue, SUN Xiaofeng. Topology analysis of two-phase interleaved high gain boost DC converter with CD unit[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15): 5000-5011.
- [17] 岳舟, 刘小荻, 姚绍华, 等. 一种输入电流连续的新型高增益 DC-DC 升压变换器[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(6): 125-134.  
YUE Zhou, LIU Xiaodi, YAO Shaohua, et al. A novel high gain DC-DC boost converter with continuous input current[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(6): 125-134.
- [18] YOUNG C M, CHEN M H, YEH S H, et al. A single-phase single-stage high step-up AC-DC matrix converter based on Cockcroft-Walton voltage multiplier with PFC[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(12): 4894-4905.
- [19] SHAHIR F M, BABAEI E, FARSADI M. Extended topology for a boost DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2375-2384.
- [20] 高伟, 罗全明, 张阳, 等. 一种零输入电流纹波高增益 DC-DC 变换器[J]. 电工技术学报, 2018, 33(2): 284-292.  
GAO Wei, LUO Quanming, ZHANG Yang, et al. A high step-up DC-DC converter with zero input current ripple[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(2): 284-292.
- [21] SHANTHI T, PRABHA S U, SUNDARAMOORTHY K. Non-isolated n-stage high step-up DC-DC converter for low voltage DC source integration[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(3): 1625-1634.
- [22] RAJABI A, RAJAEI A, TEHRANI V M, et al. A non-isolated high step-up DC-DC converter using voltage lift technique: analysis, design, and implementation[J]. IEEE Access, 2022, 10: 6338-6347.
- [23] MALESANI L, PIOVAN R. Theoretical performance of the capacitor-diode voltage multiplier fed by a current source[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8(2): 147-155.
- [24] 张民, 袁成功, 薛鹏飞, 等. 超高倍压耦合电感 Boost 变换器[J]. 高电压技术, 2023, 49(3): 1263-1272.  
ZHANG Min, YUAN Chenggong, XUE Pengfei, et al. Ultra-high voltage coupled inductor boost converter[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(3): 1263-1272.
- [25] ELSAYAD N, MORADISIZKOOHI H, MOHAMMED O A. A single-switch transformerless DC-DC converter with universal input voltage for fuel cell vehicles: analysis and design[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(5): 4537-4549.

收稿日期: 2023-04-14; 修回日期: 2023-07-21

作者简介:

魏业文(1987—), 男, 博士, 讲师, 硕士生导师, 研究方向为新能源并网与消纳; E-mail: weiyewen8@126.com

宁鑫淼(1999—), 女, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为高增益 DC-DC 变换器; E-mail: 1036842735@qq.com

李明(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为高增益 DC-DC 变换器。E-mail: 904177287@qq.com

(编辑 张颖)