DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.8.35 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

带开关电容的新型级联 Boost 变换器及其控制策略研究

王 红，欧阳园康(中国电源学会学生会员)，赵胜华，李 震
(桂林电子科技大学机电工程学院，桂林 541004)

摘要：为了克服双开关级联 Boost 变换器 CBC(cascaded Boost converter)存在的一些缺点，提出了一种带开关电容的新型级联 Boost 变换器 CBC-SC(CBC with switched capacitor)。该变换器通过将开关电容单元与 CBC 结合，解决了 CBC 开关和二极管电压应力大的问题，并进一步提高了电压增益。由于采用了双开关的设计，CBC-SC 能够适用于交错、同步和互补 3 种不同的控制策略，并展现出不同的性能。在采用交错控制策略时，CBC-SC 的电压增益提升更为显著，同时在器件电压应力方面的表现也更为优越。分析了 CBC-SC 在交错、同步和互补 3 种控制策略下的工作原理和性能，并与其他同类变换器进行了对比。最后搭建了 1 台 100 W 的实验样机，通过实验验证了所提变换器在 3 种控制策略下工作的可行性与理论分析的准确性。

关键词：DC-DC 变换器；高电压增益；二次型 Boost 变换器；电压应力；控制策略

Research on New Cascaded Boost Converter with Switched Capacitor and Its Control Strategies

WANG Hong, OUYANG Yuankang, *Student Member*, *CPSS*, ZHAO Shenghua, LI Zhen
(School of Mechanical and Electrical Engineering, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: To overcome the disadvantages of a double-switch cascaded Boost converter (CBC), a new CBC with switched capacitor (CBC-SC) is proposed, which solves the problem of high switch and diode voltage stress in the CBC by combining a switched capacitor cell with the CBC and further improves the voltage gain. Due to the design of double-switch, this converter can be driven by three different strategies and show different performances. When an interleaved control strategy is adopted, the voltage gain of the converter is significantly improved, and its performance in terms of device voltage stress is also superior. The working principles and performances of the converter under the interleaved, synchronous and complementary control strategies are analyzed, and it is compared with other similar converters. Finally, a 100 W experimental prototype was built, and the feasibility of the converter working under three control strategies and the correctness of the theoretical analysis were verified by experimental results.

Keywords: DC-DC converter; high voltage-gain; quadratic Boost converter; voltage stress; control strategy

在新能源发电领域，光伏电池与燃料电池以其广阔的发展前景备受瞩目，但二者输出电压偏低[1]，必须依赖高增益 DC-DC 变换器来提升输出电压，方能接入交流电网或直流微电网中[2-3]。然而，传统 Boost 变换器受其自身结构的限制及器件寄生参数的影响，升压能力不足，不适合应用于高电压转换比场合[4-5]。鉴于此，国内外学者提出了多种升压技术，如级联连接、耦合电感、开关电感、开关电容、多相交错等[6-7]，以突破传统变换器的局限。其中基于级联连接技术得到的二次型 Boost 变换器 QBC(quadratic Boost converter)，相较于传统 Boost 变换器，在电压增益方面提升显著，但由于开关 S 和二极管 D_0 的电压应力等于输出电压，

收稿日期：2024-11-29；**修回日期**：2025-01-16；**录用日期**：2025-02-07；**网络首发日期**：2025-02-26
基金项目：广西创新驱动发展专项资金资助项目(AA18242046-2)
This work is supported by Guangxi Innovation-driven Development Special Funding Project under the grant AA18242046-2

其不适合应用于输出电压较高的场合。为此，研究者们通常将 QBC 与其他升压技术相结合来降低器件的电压应力，从而拓宽其应用范围[8]。

文献[9]将耦合电感结构集成到 QBC 中，使得变换器可以通过改变耦合电感匝数比来提高电压增益，并降低半导体器件所承受的电压应力，但漏感的存在导致额外损耗的增加及开关上出现电压尖峰的情况，因此需要额外的钳位电路来减轻漏感所带来的不良影响[10-11]；文献[12]通过将 QBC 中的电感替换为开关电感结构，设计出了高增益的升压变换器，但该变换器使用的二极管较多，同时开关的电压应力较大，导致由半导体器件所产生的损耗较高；文献[13]将 QBC 与开关电容单元结合，获得了一系列电压增益高、开关电压应力低、结构简单的变换器，但输入与输出不共地，会产生电磁干扰问题。在上述变换器中，普遍存在 1 个开关承载整个电路电流的情况，导致开关电流应力相对较大。为此，文献[14]提出了一种带开关电容的改进 QBC，通过采用双开关的设计来降低电流应力；文献[15]介绍了一种交错结构的 QBC，该变换器具有低输入电流纹波和低开关电流应力的特点，但使用的器件数量较多。

本文在 QBC 的基础上，采用双开关设计，并结合开关电容单元，提出了一种带开关电容的新型级联 Boost 变换器 CBC-SC(CBC with switched capacitor)。该变换器具有增益高、电压应力低、结构简单、输入电流连续、输入输出共地及使用器件数量较少的特点，这些特点使其适用于光伏电池与燃料电池发电系统。

1 变换器的拓扑结构与驱动策略

1.1 变换器的拓扑结构

变换器拓扑结构如图 1 所示，图中：U_{in} 为输入电源电压；L_1、L_2 为电感；D_1、D_2、D_3、D_0 为二极管；S、S_1、S_2 为开关管；C_1、C_2、C_3、C_0 为电容；R 为负载电阻。传统 QBC 如图 1(a)所示，为了克服其缺点，在不增加器件总数、不降低电压增益的情况下，通过适当改进，可得到常规的双开关级联 Boost 变换器 CBC(cascaded Boost converter)，如图 1(b)所示。双开关 CBC 的开关平均电流应力较低，且开关 S_1 的电压应力小于输出电压，但开关 S_2 和二极管 D_0 依然存在电压应力高的问题。为此，在 CBC 的基础上，加入 1 个开关电容单元，从而得到了图 1(c)所示的 CBC-SC。CBC-SC 有效解决了 CBC 电压应力较高的问题，同时保留了 CBC 原有的输入电流连续和输入输出共地的特点，且通过调整开关的控制策略，该变换器展现出不同的性能特性，可适应不同的应用场景和需求。

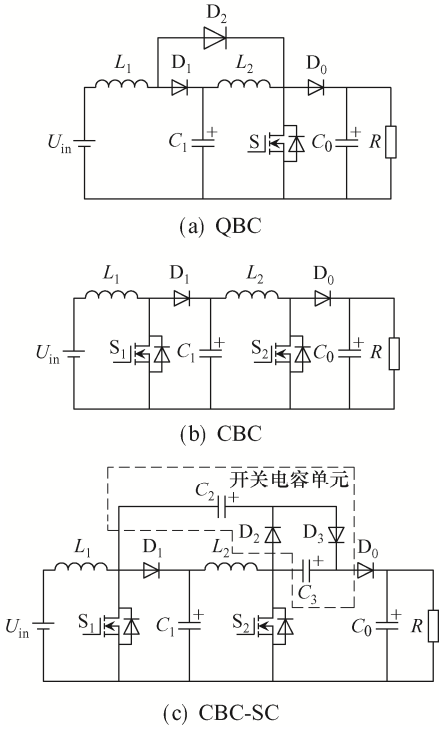


图 1 变换器结构

Fig. 1 Converter structure

1.2 变换器的控制策略

在脉宽调制 PWM(pulse width modulation)信号驱动下，CBC-SC 可采用 3 种控制策略：交错控制策略 ICS(interleaved control strategy)[15]、同步控制策略 SCS(synchronous control strategy)[14]和互补控制策略 CCS(complementary control strategy)[16]。具体而言，ICS 是指 S_1 和 S_2 由 2 个相位差为 180°的 PWM 信号驱动；SCS 指 S_1 和 S_2 由 2 个同步的 PWM

信号驱动；CCS 则指 S_1 和 S_2 由 2 个互补的 PWM 信号驱动。在这 3 种控制策略下，S_1 和 S_2 在 1 个开关周期内的驱动波形如图 2 所示。

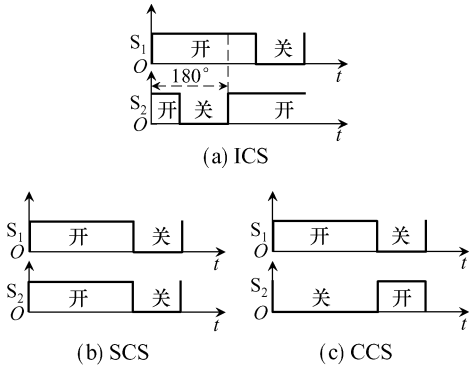


图 2　在 1 个开关周期内 3 种控制策略的驱动波形

Fig. 2 Drive waveforms under three control strategies in one switching cycle

CBC-SC 分别采用 ICS、SCS 和 CCS，可获得 3 种不同性能的高增益 DC-DC 变换器，为叙述方便，分别命名为 I-CBC-SC、S-CBC-SC、C-CBC-SC。下面将分别分析 CBC-SC 在这 3 种控制策略下的工作原理。

2　变换器的工作原理

为了简化分析，假设所有器件均为理想元件，且变换器工作在连续电流模式 CCM(continuous current mode)下。

2.1　I-CBC-SC 的工作原理及相关方程

当采用 ICS 时，CBC-SC 的 S_1 和 S_2 不能同时关断，否则会导致电容电压不平衡。因此，I-CBC-SC 的占空比 D 不能小于 0.5。在 1 个开关周期内，I-CBC-SC 有 3 种不同的工作模式，等效电路如图 3(a)~(c)所示，图中，U_o 为输出电压。图 3(d)给出了相移 180°的交错门极控制信号及几个关键参数的波形，图中：T_S 为开关周期；U_{gs1}、U_{gs2} 分别为 S_1、S_2 的驱动电压；i_{L_1}、i_{L_2} 分别为电感 L_1、L_2 的电流瞬时值；U_{S_1}、U_{S_2} 分别为 S_1、S_2 的电压应力；U_{D_1}、U_{D_2}、U_{D_3}、U_{D_0} 分别为 D_1、D_2、D_3、D_0 的电压应力。下面对 I-CBC-SC 的 3 种工作模态进行详细分析。

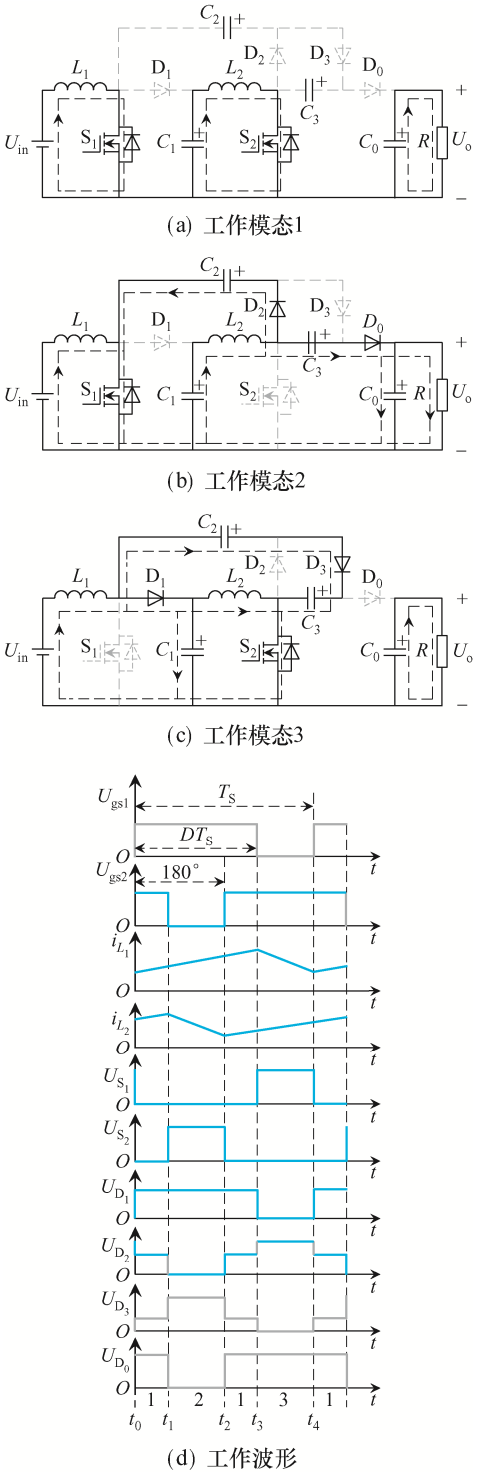


图 3　I-CBC-SC 的工作模态等效电路和工作波形

Fig. 3 Equivalent circuits of I-CBC-SC in operating modes, and operating waveforms

模态 1[t_0, t_1)和[t_2, t_3)：等效电路如图 3(a)所示。S_1 和 S_2 导通，二极管全部反向截止；L_1 由 U_{in} 充电，

L_2 由 C_1 充电，L_1 和 L_2 的电流线性增大；R 由 C_0 提供能量。此模态的相关微分方程推导为

$$\begin{cases} L_1\dfrac{\mathrm{d}i_{L_1}}{\mathrm{d}t}=U_{\mathrm{in}} \\ L_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L_2}}{\mathrm{d}t}=U_{C_1} \end{cases} \tag{1}$$

$$\begin{cases} C_1\dfrac{\mathrm{d}u_{C_1}}{\mathrm{d}t}=-I_{L_2} \\ C_2\dfrac{\mathrm{d}u_{C_2}}{\mathrm{d}t}=0 \\ C_3\dfrac{\mathrm{d}u_{C_3}}{\mathrm{d}t}=0 \\ C_0\dfrac{\mathrm{d}u_{C_0}}{\mathrm{d}t}=-I_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{2}$$

式中：U_{C_1} 为电容 C_1 的电压平均值；u_{C_1}、u_{C_2}、u_{C_3}、u_{C_0} 分别为电容 C_1、C_2、C_3、C_0 的电压瞬时值；I_{L_2} 为电感 L_2 的电流平均值；I_{o} 为输出电流平均值。

模态 2[t_1, t_2)：等效电路如图 3(b)所示。S_1 导通，S_2 断开，二极管 D_1 和 D_3 保持反向截止，二极管 D_0 和 D_2 正向导通；U_{in} 继续给 L_1 充电，L_1 的电流继续增大，C_1 和 L_2 串联给 C_2 充电，C_1、C_3 和 L_2 串联将能量传递给 C_0 和 R，L_2 的电流减小。此模态的相关微分方程推导为

$$\begin{cases} L_1\dfrac{\mathrm{d}i_{L_1}}{\mathrm{d}t}=U_{\mathrm{in}} \\ L_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L_2}}{\mathrm{d}t}=U_{C_1}-U_{C_2}=U_{C_1}+U_{C_3}-U_{C_0} \end{cases} \tag{3}$$

$$\begin{cases} C_1\dfrac{\mathrm{d}u_{C_1}}{\mathrm{d}t}=-I_{L_2} \\ C_2\dfrac{\mathrm{d}u_{C_2}}{\mathrm{d}t}-C_3\dfrac{\mathrm{d}u_{C_3}}{\mathrm{d}t}=I_{L_2} \\ C_3\dfrac{\mathrm{d}u_{C_3}}{\mathrm{d}t}+C_0\dfrac{\mathrm{d}u_{C_0}}{\mathrm{d}t}=-I_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{4}$$

模态 3[t_3, t_4]：等效电路如图 3(c)所示。S_1 断开，S_2 导通，二极管 D_1 和 D_3 正向导通，二极管 D_0 和 D_2 反向截止；U_{in} 和 L_1 串联给 C_1 和 L_2 充电，L_1 的电流减小，L_2 的电流增大；U_{in}、L_1 和 C_2 串联给 C_3 充电，R 由 C_0 供电。此模态的相关微分方程推导为

$$\begin{cases} L_1\dfrac{\mathrm{d}i_{L_1}}{\mathrm{d}t}=U_{\mathrm{in}}-U_{C_1}=U_{\mathrm{in}}+U_{C_2}-U_{C_3} \\ L_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L_2}}{\mathrm{d}t}=U_{C_1} \end{cases} \tag{5}$$

$$\begin{cases} C_1\dfrac{\mathrm{d}u_{C_1}}{\mathrm{d}t}-C_2\dfrac{\mathrm{d}u_{C_2}}{\mathrm{d}t}=I_{L_1}-I_{L_2} \\ C_2\dfrac{\mathrm{d}u_{C_2}}{\mathrm{d}t}+C_3\dfrac{\mathrm{d}u_{C_3}}{\mathrm{d}t}=0 \\ C_0\dfrac{\mathrm{d}u_{C_0}}{\mathrm{d}t}=-I_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{6}$$

式中：U_{C_2}、U_{C_3}、U_{C_0} 分别为电容 C_2、C_3、C_0 的电压平均值；I_{L_1} 为电感 L_1 的电流平均值。

2.2 S-CBC-SC 的工作原理及相关方程

S-CBC-SC 的工作模态和工作波形及 C-CBC-SC 的工作波形如图 4 所示。当采用 SCS 时，CBC-SC 在 1 个开关周期内有 2 种工作模态，工作波形如图 4(c)所示。

模态 1[t_0, t_1)：等效电路如图 4(a)所示。S_1 和 S_2 同时导通，C_2 给 C_3 充电。此时满足方程

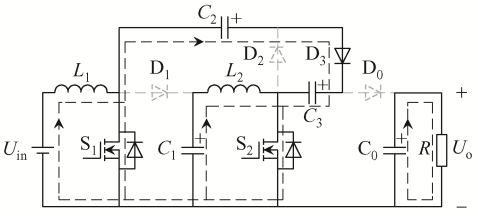
$$\begin{cases} L_1\dfrac{\mathrm{d}i_{L_1}}{\mathrm{d}t}=U_{\mathrm{in}} \\ L_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L_2}}{\mathrm{d}t}=U_{C_1} \end{cases} \tag{7}$$

$$\begin{cases} C_1\dfrac{\mathrm{d}u_{C_1}}{\mathrm{d}t}=-I_{L_2} \\ C_2\dfrac{\mathrm{d}u_{C_2}}{\mathrm{d}t}+C_3\dfrac{\mathrm{d}u_{C_3}}{\mathrm{d}t}=0 \\ C_0\dfrac{\mathrm{d}u_{C_0}}{\mathrm{d}t}=-I_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{8}$$

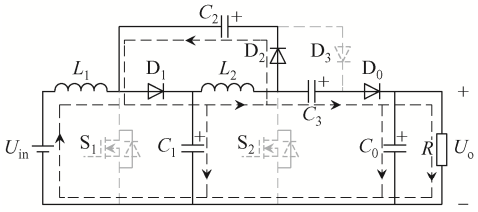
模态 2[t_1, t_2]：等效电路如图 4(b)所示。S_1 和 S_2 同时关断，C_2 由 L_2 充电。此时满足方程

$$\begin{cases} L_1\dfrac{\mathrm{d}i_{L_1}}{\mathrm{d}t}=U_{\mathrm{in}}-U_{C_1} \\ L_2\dfrac{\mathrm{d}i_{L_2}}{\mathrm{d}t}=U_{C_2}=U_{C_1}+U_{C_3}-U_{C_0} \end{cases} \tag{9}$$

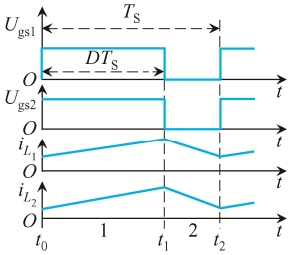
$$\begin{cases} C_1\dfrac{\mathrm{d}u_{C_1}}{\mathrm{d}t}-C_2\dfrac{\mathrm{d}u_{C_2}}{\mathrm{d}t}=I_{L_1}-I_{L_2} \\ C_2\dfrac{\mathrm{d}u_{C_2}}{\mathrm{d}t}-C_3\dfrac{\mathrm{d}u_{C_3}}{\mathrm{d}t}=I_{L_2} \\ C_3\dfrac{\mathrm{d}u_{C_3}}{\mathrm{d}t}+C_0\dfrac{\mathrm{d}u_{C_0}}{\mathrm{d}t}=-I_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{10}$$



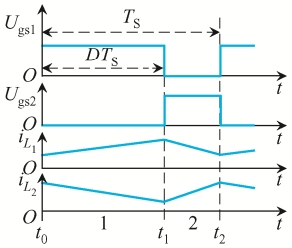
(a) S-CBC-SC的工作模态1



(b) S-CBC-SC的工作模态2



(c) S-CBC-SC的工作波形



(d) C-CBC-SC的工作波形

图 4　S-CBC-SC 的工作模态和工作波形及 C-CBC-SC 的工作波形

Fig. 4 Operating modes and operating waveforms of S-CBC-SC, and operating waveforms of C-CBC-SC

2.3 C-CBC-SC 的工作原理及相关方程

当采用 CCS 时，CBC-SC 在 1 个开关周期内有 2 种工作模态，这 2 种工作模态的等效电路分别与图 3(b)和(c)吻合，工作波形如图 4(d)所示。

模态 1[t_0, t_1)：等效电路如图 3(b)所示。S_1 导通，S_2 断开。相关方程与 I-CBC-SC 的模态 2 一致。

模态 2[t_1, t_2]：等效电路如图 3(c)所示。S_1 断开，S_2 导通。相关方程与 I-CBC-SC 的模态 3 一致。

3　变换器性能分析

3.1 I-CBC-SC 的性能分析

3.1.1　I-CBC-SC 的电压增益

根据 L_1 和 L_2 的伏秒平衡原理，由式(1)、式(3)和式(5)可推导出 I-CBC-SC 的电容电压表达式分别为

$$\begin{cases} U_{C_1}=\dfrac{1}{1-D}U_{\text{in}} \\ U_{C_2}=\dfrac{1}{(1-D)^2}U_{\text{in}} \\ U_{C_3}=\dfrac{2-D}{(1-D)^2}U_{\text{in}} \\ U_{C_0}=\dfrac{3-D}{(1-D)^2}U_{\text{in}} \end{cases} \tag{11}$$

由式(11)可得 I-CBC-SC 的电压增益为

$$M=\frac{U_{\text{o}}}{U_{\text{in}}}=\frac{3-D}{(1-D)^2} \tag{12}$$

3.1.2　I-CBC-SC 的功率器件电压应力

根据 I-CBC-SC 的模态 2 和模态 3，可得 S_1 和 S_2 关断时承受的电压应力分别为

$$\begin{cases} U_{\text{S}_1}=U_{C_1}=\dfrac{1-D}{3-D}U_{\text{o}} \\ U_{\text{S}_2}=U_{C_2}=\dfrac{1}{3-D}U_{\text{o}} \end{cases} \tag{13}$$

当 I-CBC-SC 处于模态 1 时，二极管全部反向截止，可得 D_1、D_2、D_3 和 D_0 的电压应力分别为

$$\begin{cases} U_{\text{D}_1}=U_{C_1}=\dfrac{1-D}{3-D}U_{\text{o}} \\ U_{\text{D}_2,\text{m1}}=U_{C_2}=\dfrac{1}{3-D}U_{\text{o}} \\ U_{\text{D}_3,\text{m1}}=U_{C_3}-U_{C_2}=\dfrac{1-\text{D}}{3-D}U_{\text{o}} \\ U_{\text{D}_0}=U_{C_0}-U_{C_3}=\dfrac{1}{3-D}U_{\text{o}} \end{cases} \tag{14}$$

式中，$U_{\text{D}_2,\text{m1}}$、$U_{\text{D}_3,\text{m1}}$ 分别为模态 1 时 D_2、D_3 的电压应力。

由于 C_2 和 C_3 在模态 2 和模态 3 的工作状态与模态 1 不同，D_2 和 D_3 截止时承受的电压应力也不

同。因此，根据 I-CBC-SC 的模态 2 和模态 3，可得 D_2 和 D_3 截止时承受的电压应力为

$$U_{\mathrm{D_2,m3}}=U_{\mathrm{D_3,m2}}=U_{C_3}=\frac{2-D}{3-D}U_{\mathrm{o}} \tag{15}$$

式中：$U_{\mathrm{D_2,m3}}$ 为模态 3 时 D_2 的电压应力；$U_{\mathrm{D_3,m2}}$ 为模态 2 时 D_3 的电压应力。

3.1.3 I-CBC-SC 的器件平均电流应力

根据电容的安秒平衡原理，可知在 1 个开关周期内电容的平均电流为 0，结合式(2)、式(4)和式(6)中电容的微分方程，可推导出 I-CBC-SC 的 L_1 和 L_2 的平均电流应力分别为

$$\begin{cases} I_{L_1}=I_{\mathrm{in}}=\dfrac{3-D}{(1-D)^2}I_{\mathrm{o}} \\ I_{L_2}=\dfrac{2}{1-D}I_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{16}$$

式中，I_{in} 为平均输入电流。

同理可得 I-CBC-SC 的半导体器件的平均电流应力分别为

$$\begin{cases} I_{\mathrm{S_1}}=\dfrac{1+D}{(1-D)^2}I_{\mathrm{o}} \\ I_{\mathrm{S_2}}=\dfrac{1+D}{1-D}I_{\mathrm{o}} \\ I_{\mathrm{D_1}}=\dfrac{2}{1-D}I_{\mathrm{o}} \\ I_{\mathrm{D_2}}=I_{\mathrm{D_3}}=I_{\mathrm{D_0}}=I_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{17}$$

式中：$I_{\mathrm{S_1}}$、$I_{\mathrm{S_2}}$ 分别为 S_1、S_2 的电流平均值；$I_{\mathrm{D_1}}$、$I_{\mathrm{D_2}}$、$I_{\mathrm{D_3}}$、$I_{\mathrm{D_0}}$ 分别为 D_1、D_2、D_3、D_0 的电流平均值。

3.2 S-CBC-SC 的性能分析

3.2.1 S-CBC-SC 的电压增益

由式(7)和式(9)可推导出 S-CBC-SC 的电压增益为

$$M=\frac{1+D}{(1-D)^2} \tag{18}$$

3.2.2 S-CBC-SC 的功率器件电压应力

根据 S-CBC-SC 的模态 1 和模态 2，可得 S_1、S_2 及 D_1、D_2、D_3、D_0 关断时承受的电压应力分别为

$$\begin{cases} U_{\mathrm{S_1}}=\dfrac{1-D}{1+D}U_{\mathrm{o}} \\ U_{\mathrm{S_2}}=\dfrac{1}{1+D}U_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{19}$$

$$\begin{cases} U_{\mathrm{D_1}}=\dfrac{1-D}{1+D}U_{\mathrm{o}} \\ U_{\mathrm{D_2}}=\dfrac{D}{1+D}U_{\mathrm{o}} \\ U_{\mathrm{D_3}}=\dfrac{D}{1+D}U_{\mathrm{o}} \\ U_{\mathrm{D_0}}=\dfrac{1}{1+D}U_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{20}$$

3.2.3 S-CBC-SC 的开关平均电流应力

根据式(8)和式(10)可推导出 S_1 和 S_2 的平均电流应力分别为

$$\begin{cases} I_{\mathrm{S_1}}=\dfrac{3D-1}{(1-D)^2}I_{\mathrm{o}} \\ I_{\mathrm{S_2}}=\dfrac{1+D}{1-D}I_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{21}$$

3.3 C-CBC-SC 的性能分析

3.3.1 C-CBC-SC 的电压增益

由式(3)和式(5)可推导出 C-CBC-SC 的电压增益为

$$M=\frac{2+D}{D(1-D)} \tag{22}$$

3.3.2 C-CBC-SC 的功率器件电压应力

根据 C-CBC-SC 的工作模态，可得 S_1、S_2 及 D_1、D_2、D_3、D_0 关断时承受的电压应力分别为

$$\begin{cases} U_{\mathrm{S_1}}=\dfrac{D}{2+D}U_{\mathrm{o}} \\ U_{\mathrm{S_2}}=\dfrac{1}{2+D}U_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{23}$$

$$\begin{cases} U_{\mathrm{D_1}}=\dfrac{D}{2+D}U_{\mathrm{o}} \\ U_{\mathrm{D_2}}=\dfrac{1+\mathrm{D}}{2+D}U_{\mathrm{o}} \\ U_{\mathrm{D_3}}=\dfrac{1+\mathrm{D}}{2+D}U_{\mathrm{o}} \\ U_{\mathrm{D_0}}=\dfrac{1}{2+D}U_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{24}$$

3.3.3 C-CBC-SC 的开关平均电流应力

根据式(4)和式(6)，可推导出 S_1 和 S_2 的平均电

流应力分别为

$$\begin{cases} I_{S_1}=\dfrac{3}{1-D}I_o \\ I_{S_2}=\dfrac{2-D}{D}I_o \end{cases} \tag{25}$$

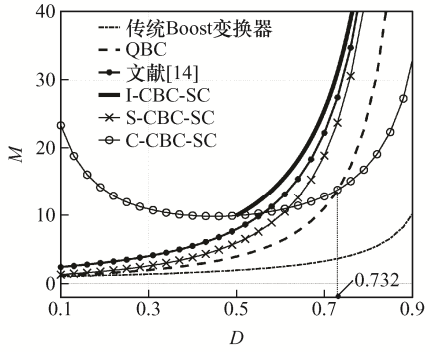
3.4 性能对比

为了评估 CBC-SC 的性能，将 3 种不同控制策略下的 CBC-SC 与 QBC、文献[14]变换器、文献[17]变换器进行对比。为简化分析，假设上述变换器均工作在 CCM 下，变换器相关参数见表 1，其中 $U_{D(Max)}$为变换器中所有二极管的最大电压应力。变换器的电压增益对比和归一化开关最大电压应力对比如图 5 所示，其中 $U_{S(Max)}$为变换器中所有开关管的最大电压应力。

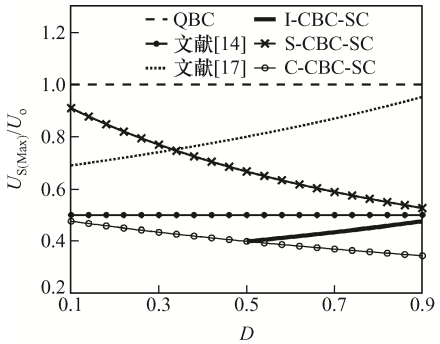
表 1　变换器的性能比较

Tab. 1 Comparison of performance among different converters

变换器	器件总数	电压增益 M	U_{S_1}/U_o	U_{S_2}/U_o	I_{S_1}/I_o	I_{S_2}/I_o	$U_{D(Max)}/U_o$
QBC	8	$1/(1-D)^2$	1	—	$(2D-D^2)/(1-D)^2$	—	1
文献[14]	12	$2/(1-D)^2$	$(1-D)/2$	1/2	$2D/(1-D)^2$	$(1+D)/(1-D)$	1/2
文献[17]	14	$(3-D)/(1-D)^2$	$2/(3-D)$	—	$(2+D-D^2)/(1-D)^2$	—	$2/(3-D)$
I-CBC-SC	12	$(3-D)/(1-D)^2$	$(1-D)/(3-D)$	$1/(3-D)$	$(1+D)/(1-D)^2$	$(1+D)/(1-D)$	$(2-D)/(3-D)$
S-CBC-SC	12	$(1+D)/(1-D)^2$	$(1-D)/(1+D)$	$1/(1+D)$	$(3D-1)/(1-D)^2$	$(1+D)/(1-D)$	$1/(1+D)$
C-CBC-SC	12	$(2+D)/D/(1-D)$	$D/(2+D)$	$1/(2+D)$	$3/(1-D)$	$(2-D)/D$	$(1+D)/(2+D)$



(a) 电压增益对比



(b) 归一化开关最大电压应力对比

图 5　电压增益和归一化开关最大电压应力对比

Fig. 5 Comparison of voltage gain and normalized switch maximum voltage stress

由表 1 可知，文献[17]变换器与 I-CBC-SC 的电压增益较高且相同，但 I-CBC-SC 使用的器件总数更少，并且开关电压应力、开关平均电流应力和二极管最大电压应力更小。文献[14]变换器和 I-CBC-SC 采用的器件总数相同，但 I-CBC-SC 的电压增益更高，因此，在相同电压增益的情况下，I-CBC-SC 可以采用更低的占空比，降低开关带来的损耗。从图 5(a)电压增益对比曲线可以看出：当 $D<0.5$ 时，C-CBC-SC 的电压增益最高；当 $D>0.5$ 时，I-CBC-SC 的电压增益最高；当 $0.5<D<0.732$ 时，CBC-SC 在 3 种不同的控制策略下的电压增益均比 QBC 高，只是 C-CBC-SC 的电压增益变化范围较小。由图 5(b)可以看出，C-CBC-SC 的开关最大电压应力最小，I-CBC-SC 次之，因此，可以采用额定电压较小的开关器件，降低成本。

4　实验验证

4.1 实验样机与效率

为了验证 CBC-SC 的可行性和理论分析的准确性，本实验搭建了 1 台 100 W 的实验样机，其输出电压设计为 380 V，开关频率为 50 kHz。基于 I-CBC-SC 进行参数设计，电感参数：L_1=220 μH，

L_2=1 mH；电容参数：C_1=100 μF，C_2=C_3=68 μF，C_0=120 μF；选取的半导体器件型号：开关 S_1 和 S_2 的型号为 SPW47N60C3，二极管 D_1 的型号为 MBR2015CT，二极管 D_2、D_3 和 D_0 的型号为 SDURF1540CT。实验样机如图 6 所示。

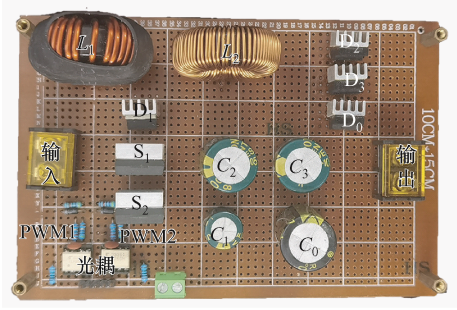


图 6 实验样机

Fig. 6 Experimental prototype

实验测得，变换器在 U_{in}=35 V、U_o=380 V 时，随输出功率 P_o 变化的效率 η 如图 7 所示。可见 I-CBC-SC 和 C-CBC-SC 的效率较高，在额定输出功率下达到了约 95.0%；S-CBC-SC 的效率较低，在额定输出功率下为 93.7%。

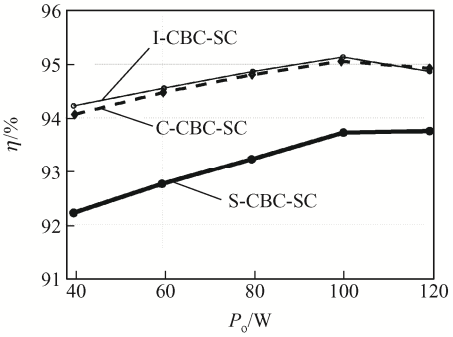


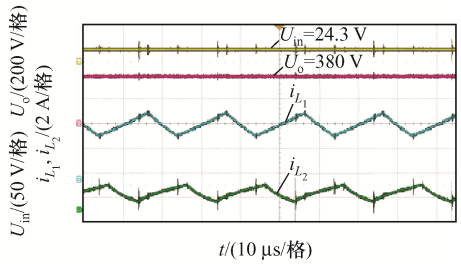
图 7 U_{in}=35 V、U_o=380 V 时的效率曲线

Fig. 7 Efficiency curves at U_{in}=35 V and U_o=380 V

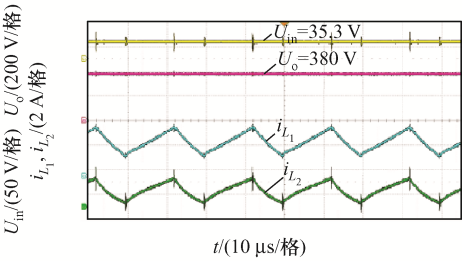
4.2 实验结果对比

图 8 为变换器在额定输出功率下，D=0.62、U_o=380 V 时的实验波形。图中标注的数值均为对应波形的最大值。图 8(a)~(c)为输入、输出电压及电感电流波形。根据图中的 U_{in} 与 U_o 可计算得到，I-CBC-SC、S-CBC-SC 和 C-CBC-SC 的实际电压增益分别为 15.64、10.76 和 10.80，由于实际中有损耗，因而都略低于理论电压增益，其中 I-CBC-SC 的增益最高，符合理论分析。

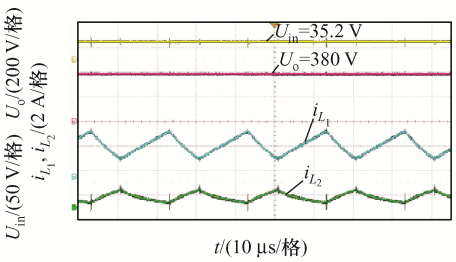
图 8(d)~(f)为开关的电压和电流波形。分析图中的波形和数据可知，开关电压应力均小于输出电压，其中 S_1 的电压应力，I-CBC-SC 的最小，S-CBC-SC 和 C-CBC-SC 的稍大，约为 90 V；S_2



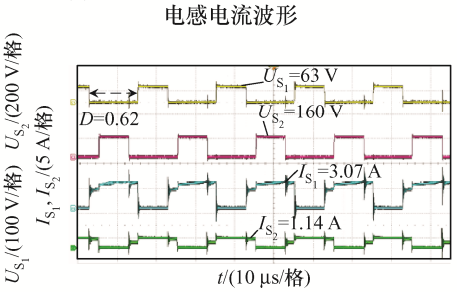
(a) I-CBC-SC的输入、输出电压与电感电流波形



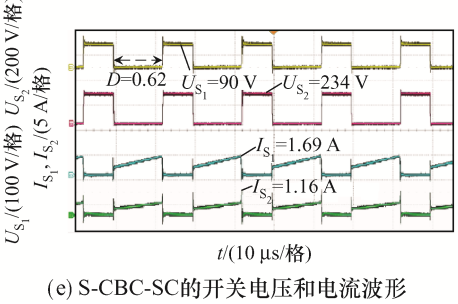
(b) S-CBC-SC的输入、输出电压与电感电流波形



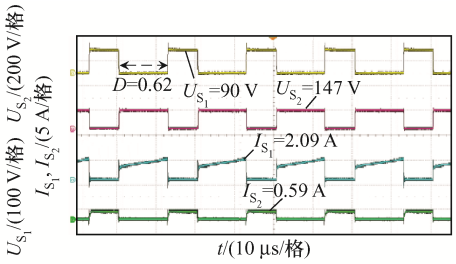
(c) C-CBC-SC的输入、输出电压与电感电流波形



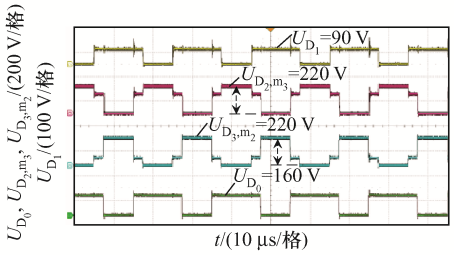
(d) I-CBC-SC的开关电压和电流波形



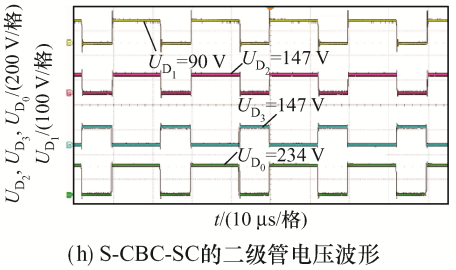
(e) S-CBC-SC的开关电压和电流波形



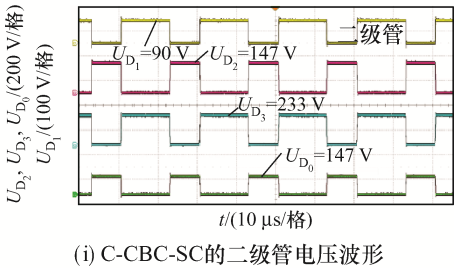
(f) C-CBC-SC的开关电压和电流波形



(g) I-CBC-SC的二级管电压波形



(h) S-CBC-SC的二级管电压波形



(i) C-CBC-SC的二级管电压波形

图 8　*D*=0.62, U_o = 380 V 时的实验结果

Fig. 8 Experimental results at *D*=0.62 and U_o=380 V

的电压应力，C-CBC-SC 的最小，I-CBC-SC 的次之，S-CBC-SC 的最大，约为 234 V。在开关电流应力方面，S_1 的电流应力，S-CBC-SC 的最小，I-CBC-SC 的最大；S_2 的电流应力，C-CBC-SC 的最小，I-CBC-SC 和 S-CBC-SC 的较大，且平均值近似相等，约为 1.15 A，与理论分析基本一致。

图 8(g)~(i)为二极管的电压波形。分析图中的波形和数据可知，二极管电压应力均接近它们各自的理论值。其中 I-CBC-SC 的二极管最大电压应力是 U_{D_2} 和 U_{D_3}，最大约为 220 V；S-CBC-SC 的二极管最大电压应力是 U_{D_0}，约为 234 V；C-CBC-SC 二极管最大电压应力是 U_{D_3}，约为 233 V。I-CBC-SC 的二极管最大电压应力最小，符合理论分析。

5　结语

针对 CBC 存在器件电压应力高的问题，设计了一种 CBC-SC，该变换器能在交错、同步和互补这 3 种不同的控制策略下工作，在各策略下均具有高电压增益和低电压应力的优点。在性能对比分析中，CBC-SC 在交错控制策略下的电压增益和电压应力优势更突出。实验结果表明，当 *D*=0.62 时，CBC-SC 在 3 种控制策略下的电压增益均大于 10，且开关和二极管的电压应力均低于输出电压，其中 I-CBC-SC 的电压增益最高，S_1 的电压应力和二极管最大电压应力最小，S_2 的电压应力小于输出电压的 1/2。因此，CBC-SC 可应用于新能源发电领域，且当电压增益需求较高时，I-CBC-SC 更具优势。

参考文献：

[1] 黄毅敏，林国庆，林思圻. 一种可拓展的双输入高增益 DC-DC 变换器[J]. 电源学报, 2024, 22(5): 109-119.
Huang Yimin, Lin Guoqing, Lin Siqi. Expandable dual-input high step-up DC-DC converter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(5): 109-119. (in Chinese)

[2] 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): 5000-5010.
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): 5000-5010. (in Chinese)

[3] 罗朋，潘锦超，洪濬哲，等. 用于直流微电网的高升压变换器设计及效率优化[J]. 电工技术学报, 2023, 38(20): 5530-5546.
Luo Peng, Pan Jinchao, Hong Junzhe, et al. Design and efficiency optimization of a high step-up converter for DC microgird [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(20): 5530-5546. (in Chinese)

[4] Lin Changhua, Khan M S, Ahmad J, et al. Design and analysis of novel high-gain Boost converter for renewable

energy systems (RES) [J]. IEEE Access, 2024, 12: 24262-24273.

[5] 王哲, 李驰, 郑泽东, 等. 一种基于耦合电感的高增益软开关谐振变换器[J]. 电工技术学报, 2024, 39(1): 194-205.
Wang Zhe, Li Chi, Zheng Zedong, et al. A high step-up ZVS/ZCS resonant converter based on coupled inductor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(1): 194-205. (in Chinese)

[6] 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.

[7] Singh M, Yadav M R, Dhaked D K. A review on various voltage boosting topology in DC-DC converter [J]. Recent Advances in Electrical & Electronic Engineering, 2024, 17(6): 554-572.

[8] Kumar M, Panda K P, Naayagi R T, et al. A critical analysis of quadratic Boost based high-gain converters for electric vehicle applications: A review [J]. Sensors, 2024, 24(7): 2186.

[9] 荣德生, 张育博, 孙瑄. 一种改进耦合高增益二次型 Boost 变换器[J/OL]. 电源学报, 1-12. (2024-05-06) [2024-10-11]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.tm.20240430.1203.002.
Rong Desheng, Zhang Yubo, Sun Xuanjin. An improved coupling high gain quadratic from Boost converter [J]. Journal of Power Supply, 1-12. (2024-05-06)[2024-10-11]. https://link.cnki.net/urlid/12.1420.tm.20240430.1203.002. (in Chinese).

[10] 皇金锋, 谢锋, 韩梦祺. 耦合电感二次型高增益 Boost 变换器[J]. 电源学报, 2021, 19(2): 15-21.
Huang Jinfeng, Xie Feng, Han Mengqi. Coupled-inductor quadratic high step-up Boost converter [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(2): 15-21. (in Chinese)

[11] Tulasi Rao B, De D. Effective leakage energy recycling in high gain DC-DC converter with coupled inductor [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2022, 69(7): 3284-3288.

[12] 荣德生, 陈靓, 任杰, 等. 磁集成开关电容高增益级联 Boost 变换器[J]. 电源学报, 2022, 20(3): 71-79.
Rong Desheng, Chen Liang, Ren Jie, et al. Magnetic integrated switch capacitor high-gain cascaded Boost converter [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(3): 71-79. (in Chinese)

[13] Gopinathan S, Rao V S, Sundaramoorthy K. Family of non-isolated quadratic high gain DC-DC converters based on extended capacitor-diode network for renewable energy source integration [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(5): 6218-6230.

[14] Seshagiri Rao V, Sundaramoorthy K. Performance analysis of voltage multiplier coupled cascaded Boost converter with solar PV integration for DC microgrid application [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(1): 1013-1023.

[15] Samuel V J, Keerthi G, Mahalingam P. Interleaved quadratic Boost DC-DC converter with high voltage gain capability [J]. Electrical Engineering, 2020, 102(2): 651-662.

[16] Shahir F M, Babaei E, Farsadi M. A new structure for nonisolated Boost DC-DC converter [J]. Journal of Circuits, Systems and Computers, 2017, 26(1): 1750012.

[17] Karthikkumar S, Sheela A, Talluri M T, et al. Single switch hybrid network-based large step-up DC-DC converter for solar PV applications [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2024, 71(7): 3573-3577.



王红

作者简介：

王红(1972—)，女，通信作者，硕士，副教授。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：wanghong@guet.edu.cn。

欧阳园康(1999—)，男，中国电源学会学生会员，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：2353269982@qq.com。

赵胜华(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：690260239@qq.com。

李震(1976—)，男，硕士，讲师。研究方向：电力电子与电力传动。E-mail：mr.l@guet.edu.cn。

(责任编辑：耿越)