第 52 卷 第 3 期：1188-1200 高电压技术 Vol.52, No.3: 1188-1200
2026 年 3 月 31 日 High Voltage Engineering March 31, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20250278

基于 F*N*-B*M*CD 单元的 3L 型两相交错并联 Boost 变换器

杨向真[1]，周鹏鹏[1]，刘　灿[1]，谢　缔[2]，姚继刚[2]，汪亮亮[2]
（1. 合肥工业大学电气与自动化工程学院，合肥 230009；2. 广东恒翼能科技股份有限公司，东莞 523000）

摘　要：为了进一步解决基于电容-二极管(capacitance-diode，CD)升压单元的两相交错并联 Boost 高增益变换器存在的开关管数量多、输入输出不共地问题，提出了一种基于 CD 单元的新型 3L 型两相交错并联 Boost 变换器拓扑的构建方法，并根据在第 3 个升压电感前级和后级引入 CD 单元数量的不同，推演出基于 F*N*-B*M*CD 单元的 3L 型高增益 Boost 变换器的演化规律；以 F2-B1CD 单元的 3L 型 Boost 变换器为例，详细分析了 5 个开关模态的工作原理，揭示了各电感及电容寄生参数对电压增益的影响机理；搭建由数字信号处理(digital signal processing，DSP)芯片和实时仿真机组成的控制在环半实物仿真实验平台，验证了所提新型变换器拓扑理论分析的正确性。
关键词：交错并联；CD 单元；高增益；Boost 变换器；寄生电阻；半实物仿真

3L Two-phase Interleaved Parallel Boost Converter Based on F*N*-B*M*CD Units

YANG Xiangzhen[1], ZHOU Pengpeng[1], LIU Can[1], XIE Di[2], YAO Jigang[2], WANG Liangliang[2]
(1. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Heifei 230009, China;
2. Guangdong HYNN Technology Limited Corporation, Dongguan 523000, China)

Abstract: To address the issues of a high number of switching devices and non-common ground between input and output in a two-phase interleaved parallel Boost converter based on a capacitance-diode(CD) boost unit, a construction method for a new 3L-type two-phase interleaved parallel Boost converter based on the CD unit is proposed. By introducing different numbers of CD units before and after the third boost inductor, the evolution law of the 3L-type high-gain Boost converters based on F*N*-B*M*CD units is derived. The 3L Boost converter based on the F2-B1CD unit is taken as an example, and the operational principle across five switching modes is analyzed in detail, revealing the mechanism by which parasitic parameters of inductors and capacitors affect the voltage gain. A control-in-the-loop semi-physical simulation experimental platform composed of a digital signal processing(DSP) chip and a real-time simulator is built to verify the correctness of the theoretical analysis of the proposed new converter topology.
Key words: staggered parallel; CD units; high gain; Boost converter; parasitic resistance; semi-physical simulation

0　引言

DC/DC 变换器是新能源发电系统电能变换的关键环节[1-3]。而新能源发电系统的输出电压只有几十伏，达不到并网所需的电压等级，故需要高增益的 DC/DC 变换器来使电压匹配[4-5]。此外，高增益的 DC/DC 变换器也广泛应用于数据中心电源、新能源汽车、航空航天、伺服电机驱动系统等场景中[6-9]。通过提高变压器匝比可以得到高增益的隔离型 DC/DC 变换器，但存在控制复杂、效率低、功率密度大以及成本高的问题。因此，非隔离型高增益 DC/DC 变换器具有更广阔的规模化和商业化的前景。

非隔离型 DC/DC 变换器按其实现高增益的方案可以分为级联型、耦合电感型、开关电感(SI)型、开关电容(SC)型、交错并联输入结构型等。文献[10]采用多级 Boost 变换器级联得到了高增益的级联型 DC/DC 变换器，但控制电路和驱动电路设计复杂，在提高系统成本的同时降低了整机效率。文献[11]提出的电感分流二次型变换器驱动简单，降低了系统控制复杂度，但二极管的反向恢复问题严重，开关管损耗较大。文献[12]将 Boost 变换器的储能电感用耦合电感的原边进行替换，在开关管和输出二极管之间引入耦合电感的副边，提高变压器增益。由于漏感提高了开关管的电压应力[13]，需要额外添加回路来收集漏感能量，进而增加了拓扑的复杂性[14]。

文献[15-17]将开关电感网络应用于 DC/DC 变换器，使用开关电感网络中电感并联储能、串联供能来提高 DC/DC 变换器电压增益，但开关电感单元对变换器电压增益提升效果不够明显，当面对高电压增益场合时，需要多个开关电感单元。DC/DC 变换器的磁性元件较多，体积增大，成本提高。文献[18-20]将开关电容单元与传统 Boost 变换器相结合，应用于 Boost 变换器输出侧，得到新型高增益的 DC/DC 变换器。相较于开关电感，开关电容单元对变换器电压增益的提升更为明显，磁性元器件较少，无漏感，结构紧凑，具有更高的研究价值[21]；交错并联输入结构将 2 个 Boost 变换器的输入端并联，以提高电压增益[22-23]。由于这种结构可以很好地减少输入侧的电流纹波，因此得到了广泛的研究[24-28]。

开关电容网络中高增益变换器常用的是电容-二极管(capacitance-diode，CD)单元。含 CD 单元的两相交错并联 Boost 变换器，兼具开关电容型变换器的高电压增益优势，同时其交错并联的输入结构能有效减小输入电流纹波，具有重要的研究价值。但变换器的增益将随 CD 单元数目的增加而增大，提高 CD 单元数目可以提高开关增益，但同时也增大了变换器的体积。文献[29]提出了一种新型两相交错并联 Boost 变换器，与传统变换器相比，在相同 CD 单元数目下，具有更高的电压增益。但是为了给最后两级 CD 单元提供充放电回路，引入了额外的开关管 S_3、S_4，增加了电路设计的复杂性，同时变换器输入输出不共地，容易导致电磁干扰和绝缘问题[27]。

为了解决文献[29]提出的新型 CD 单元的两相交错并联 Boost 变换器存在的开关数量多、输入输出不共地问题，本文基于含 4CD 单元的该高增益变换器的工作原理，详细推演了减少开关管数量和满足输入输出共地要求的拓扑演化过程，提出了一种含 3 个电感的两相交错并联 Boost 变换器，并获取了一系列基于 CD 单元的 3L 型两相交错并联 Boost 变换器拓扑。这些变换器第 3 个升压电感前级含有 M 个 CD 单元，后级含有 N 个 CD 单元，称为基于 F*N*-B*M*CD(*N*CD units in the front and *M*CD units in the back, F*N*-B*M*CD)单元的 3L 型两相交错并联 Boost 变换器；以基于 F2-B1CD 单元的 3L 型 Boost 变换器为例，研究了其工作原理与工作性能，并通过半实物仿真实验证明其对电压增益的提高。

1　含新型 4CD 单元的两相交错并联 Boost 变换器工作原理

图 1 为文献[29]中提出的新型 4CD 变换器拓扑，其中开关管 S_1 与 S_2 交错控制，驱动相位差 180°，占空比 D 相同。开关管 S_3 和 S_4 分别与 S_1 和 S_2 互补导通。根据开关管的开关组合，可将 1 个周期 T_s 内变换器的开关状态划分为 6 个工作模态。

忽略电容 C_1—C_4 上电压纹波的影响，图 1 所示变换器的工作模态可以简化为 4 种，分别为工作模态 2、3、5、6。图 2 为不同开关模态下的电路图。

2　3L 型两相交错并联 Boost 变换器的拓扑构建及演化规律

2.1　基于 F2-B1CD 单元的 3L 型两相交错并联 Boost 变换器拓扑构建

图 1 拓扑利用最后两级 CD 单元并联充电、串联向负载供电的思路，提高了电压增益，但同时引入了额外的开关管 S_3 和 S_4，增加了开关管数量和驱动控制的复杂性，并导致输入输出不共地问题，进而引起电磁干扰问题，使得拓扑的实际应用受限。

为了进一步减少开关管数量，对比分析图 2 的 4 种工作模态可知，在工作模态 3 和 6 中，S_1、S_2 处于导通状态，S_3、VD_3、VD_4 关断，其中，S_4 的作用是：①联合二极管 VD_3、VD_4 承受电容 C_3、C_4 的电压；②联合开关管 S_3 承受电容 C_3 的电压。如果能够扩宽 S_4 的导通时间，使 S_4 与 S_1 同时导通，那么开关管 S_3 单独承受电容 C_3 的电压，二极管 VD_3、VD_4 分别独立承受电容 C_3、C_4 的电压，二极管 VD_3、VD_4 仍然会处于关断状态，变换器工作模态 3 和 6 的工作原理不会改变。因此，后续分析是在 S_1、S_4 同时导通的基础上进行的。

进一步地，在开关模态 5 中，S_1、S_4 导通，S_3 的作用是承受电容 C_3 的电压，S_4 的作用是给 C_3、

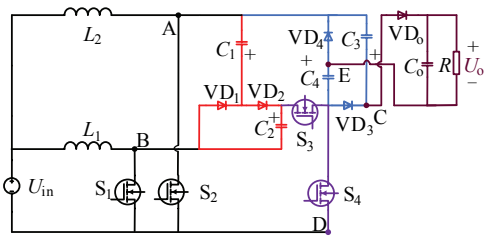


图 1　文献[29]中新型 4CD 交错并联 Boost 变换器

Fig.1　Novel 4CD interleaved Boost converter presented in reference [29]

C_4 提供放电回路，去掉 S_4，将开关管 S_3 的源极与 S_1 的漏极相连，C_3、C_4 仍可以完成充电，S_3 仍然承受电容 C_3 的电压，变换器开关模态 3、5、6 工作原理不变。S_1 与 S_4 结合后，新型 4CD 变换器开关模态 3、5、6 的模态图如图 3 所示。

然而，在开关模态 2 中，S_4 的作用是承受电容 C_3、C_4 的电压关断，阻断 U_{in}→L_1→C_2→S_3→S_4 回路，使 C_3、C_4 正常充电。此时，S_3 导通，如果仅将 S_3 的 S 极与 S_1 的 D 极相连，则无法保持模态 2，因此，需要一个可以既能在开关模态 2 时阻断变换器 B 点与 S_3 源极支路，又不影响开关模态 3、5、6 的解决方案。二极管具有承受反向电压关断特性，可以在变换器 B 点与开关管 S_1 漏极之间引入二极管 VD_i，VD_i 在模态 2 时关断，承受 C_2 电压；在模态 3、5、6 导通，在保证 C_3、C_4 顺利充电的同时，给 L_1 提供充电回路，演化过程如图 4 所示。

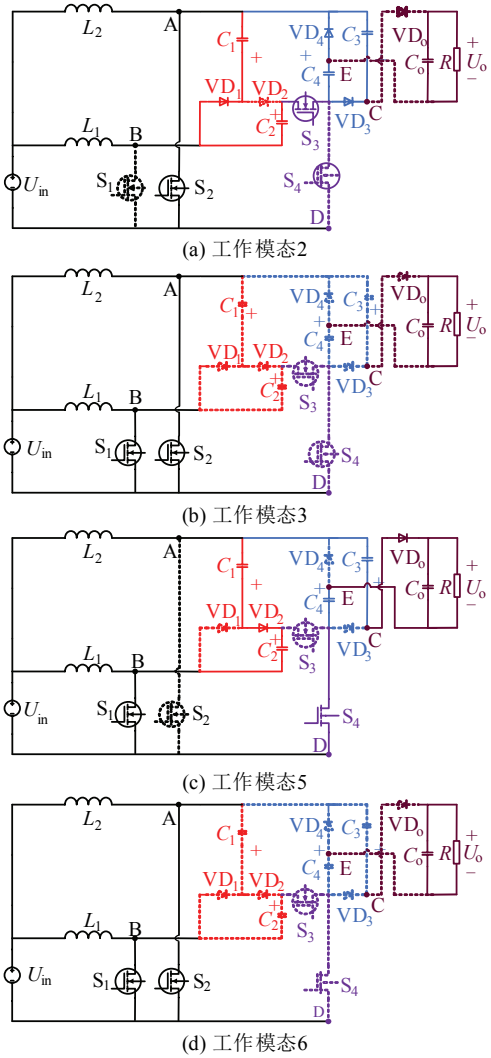


图 2　文献[29]中新型 4CD 变换器的工作模态

Fig.2　Operating mode of the new 4CD converter in reference [29]

图 4 去掉 S_4 的变换器拓扑中，开关管 S_3 的作用有：①关断状态时，S_1 导通，承受 S_3 前一级的电容 C_2 的电压；②导通时，给电容 C_3、C_4 提供充电回路。为了进一步减少开关管数量，去掉 S_3，利用电感工作于连续状态时充电电压与放电电压方向相反的特点，提出采用储能电感 L_3 替代 S_3 的方案，当 S_1 导通时，L_3 进行充电，充电电压为 C_2 的电压，在 S_1 关断期间，L_3 与 C_2 一同给电容 C_3、C_4 充电，C_3、C_4 的电压进一步上升。图 5 为 L_3 替代 S_3 后的新型 4CD 变换器拓扑图。

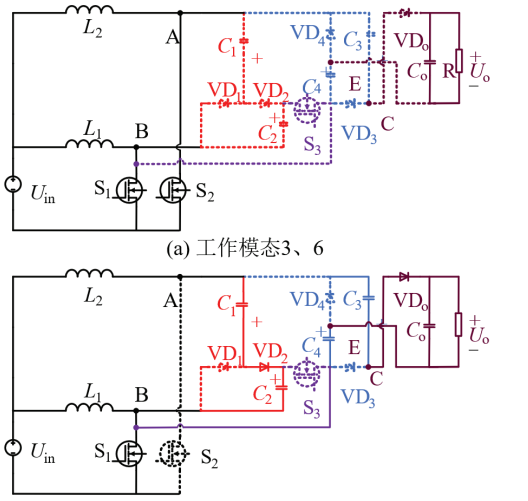


图 3　S_1 与 S_4 结合时新型 4CD 变换器的工作模态 3、5、6

Fig.3　Working modes 3,5, 6 of the new 4CD converter with the combination of S_1 and S_4

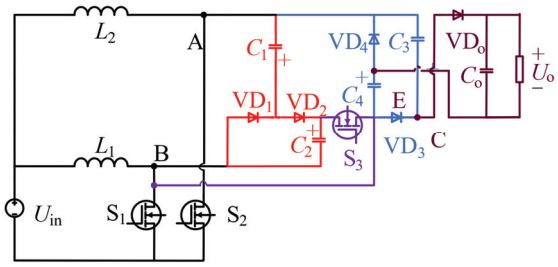


图 4　去除 S_4 后的新型 4CD 变换器

Fig.4　New 4CD converter after the removal of S_4

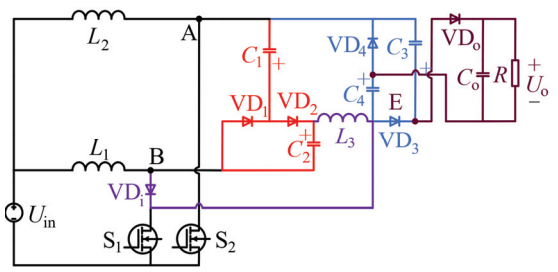


图 5　L_3 替代 S_3 后的新型 4CD 变换器

Fig.5　New 4CD converter with L_3 replacing S_3

最后，针对输入输出不共地问题，将图 5 所示变换器最后两级 CD 单元用传统的 CD 单元替代，演化得到的变换器如图 6 所示，由于含有 3 个电感，将其称为基于 F2-B1CD 单元的 3L 型两相交错并联 Boost 变换器。

2.2　基于 F*N*-B*M*CD 单元的 3L 型两相交错并联 Boost 变换器演化规律

当图 6 所示变换器 L_3 后级含有 M 个 CD 单元时，演化得到的变换器如图 7 所示。

图 7 所示变换器电压增益 G 为$(4-2D)/(1-D)^2$，当 L_3 后级采用 M 个 CD 单元时，变换器电压增益为：

$$G=\begin{cases}\dfrac{(4-2D)(M+1)+2}{2(1-D)^2}, M\text{为偶数}\\ \dfrac{(4-2D)(M+1)}{2(1-D)^2}, M\text{为奇数}\end{cases}\tag{1}$$

同理，可以对图 6 所示变换器 L_3 前级的 CD 单元进行扩展，当 L_3 前级含有 N 个 CD 单元、后级含有 M 个 CD 单元时，演化得到的变换器如图 8 所示。

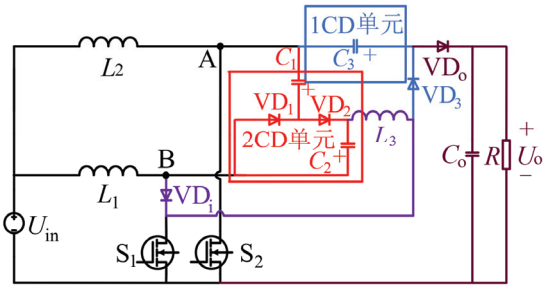
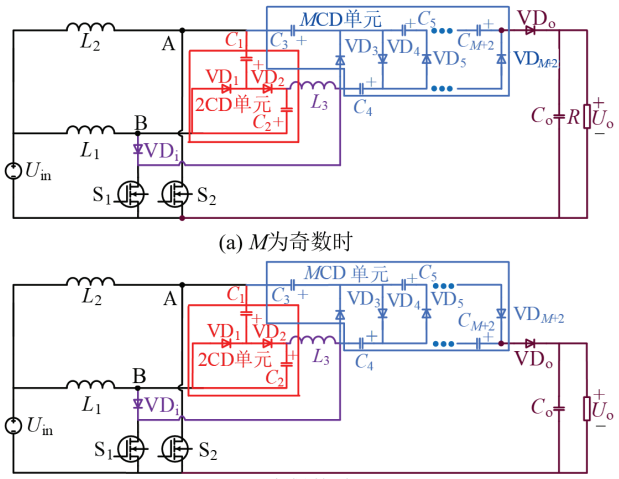


图 6　基于 F2-B1CD 单元的 3L 型两相交错并联 Boost 变换器

Fig.6　3L-type two-phase interleaved parallel Boost converter based on the F2-B1CD units



(a) M为奇数时

(b) M为偶数时

图 7　基于 F2-B*M*CD 单元的 3L 型两相交错并联 Boost 变换器

Fig.7　3L-type two-phase interleaved parallel Boost converter based on the F2-B*M*CD units

图 8 所示变换器电压增益为：

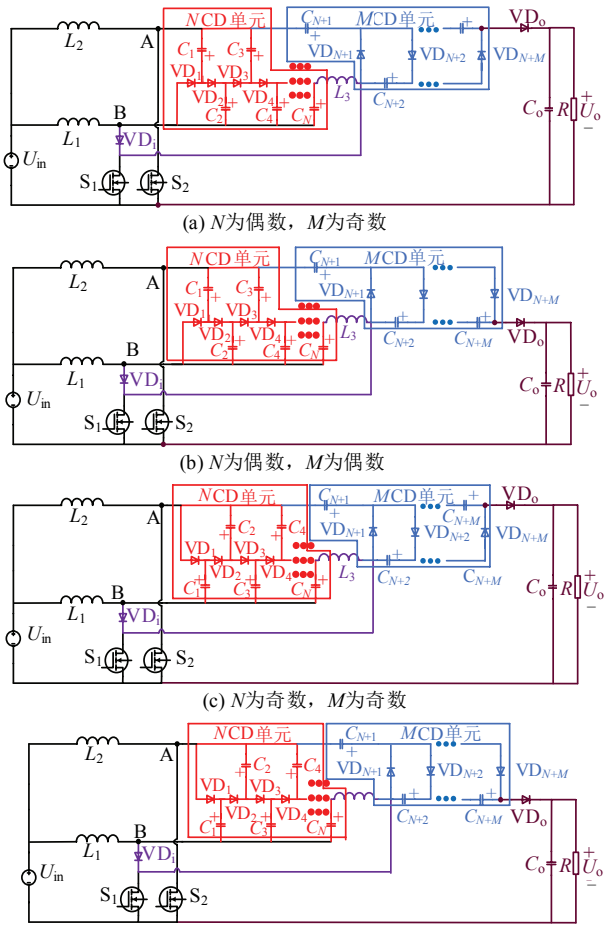
$$G=\begin{cases}\dfrac{(N+2-2D)(M+1)+N}{2(1-D)^2}, M\text{为偶数}\\ \dfrac{(N+2-2D)(M+1)}{2(1-D)^2}, M\text{为奇数}\end{cases}\tag{2}$$

本节所提出的一系列变换器，在输入输出共地、不增加开关管 S_3 和 S_4 的基础上，同样具有高电压增益，根据实际需要，有多种拓扑方便进行选择，为验证本节所提出变换器的可行性，后续将以基于 F2-B1CD 单元的 3L 型两相交错并联 Boost 变换器为例，对其工作原理、性能进行分析。

3　基于F2-B1CD单元的3L型两相交错并联 Boost 变换器

3.1　工作原理

下面以基于 F2-B1CD 单元的 3L 型两相交错并联 Boost 变换器为例分析其工作原理。为了方便后续的分析，做以下假设：(1)所有开关管与二极管均



(a) N为偶数，M为奇数

(b) N为偶数，M为偶数

(c) N为奇数，M为奇数

(d) N为奇数，M为偶数

图 8　基于 F*N*-B*M*CD 单元的 3L 型两相交错并联 Boost 变换器

Fig.8　3L-type two-phase interleaved parallel Boost converter based on the F*N*-B*M*CD units

为理想型器件，不考虑寄生参数的影响；(2)忽略电感寄生电阻，且电感 L_1=L_2，电感电流 i_{L1}、i_{L2} 连续；(3)忽略电容寄生电阻的影响，且电容 C_1=C_2=C_3。为了得到稳定的输出电压，输出侧并联容 C_o 需远大于其他电容。

稳态时，变换器的各电压电流波形如图 9 所示。根据开关管的开关组合，可将 1 个周期 T_s 内变换器的开关状态划分为 5 个工作模态，图 10 为不同开关模态下的电路图。流经电感 L_1、L_2、L_3 的瞬时电流记为 i_{L1}、i_{L2}、i_{L3}；电感两端电压记为 u_{L1}、u_{L2}、u_{L3}；流经电容 C_1、C_2、C_3、C_o 的瞬时电流记为 i_{C1}、i_{C2}、i_{C3}、i_{Co}；电容两端的瞬时电压分别记为 u_{C1}、u_{C2}、u_{C3}、u_{Co}；二极管 VD_i、VD_o、VD_1—VD_3 两端的瞬时电压分别记为 u_{VDi}、u_{VDo}、u_{VD1}—u_{VD3}。

1）开关模态 1(t_0~t_1)。如图 10(a)所示，开关管 S_1 导通、S_2 关断，输入电压 U_{in} 给电感 L_1 充电，电流 i_{L1} 上升，电感 L_2 放电，电流 i_{L2} 下降。在 t_0 时刻，电容 C_1 进行放电，放电电流为 i_{C1}，电容 C_2 通过 U_{in}→L_2→C_1→VD_2→C_2→VD_i→S_1 回路进行充电，充电电流为 i_{C2}，二极管 VD_2、VD_i 导通，电感 L_3 进行充电，充电电压为 u_{C2}；由于 U_o>u_{C2}+u_{C3}−u_{C1}，VD_1、VD_3 分别承受反向电压 u_{C2}、u_{C2}+u_{C3}−u_{C1}，VD_o、VD_1、VD_3 均关断，C_o 为负载供电，i_o 为负载电阻电流。由此，可得出电容电感的电压电流关系：

$$\begin{cases} u_{L1}=U_{in} \\ u_{L2}=U_{in}+u_{C1}-u_{C2} \\ u_{L3}=u_{C2} \\ i_{C1}=-i_{L2} \\ i_{C2}=i_{L2}-i_{L3} \\ i_{Co}=-i_o \end{cases} \tag{3}$$

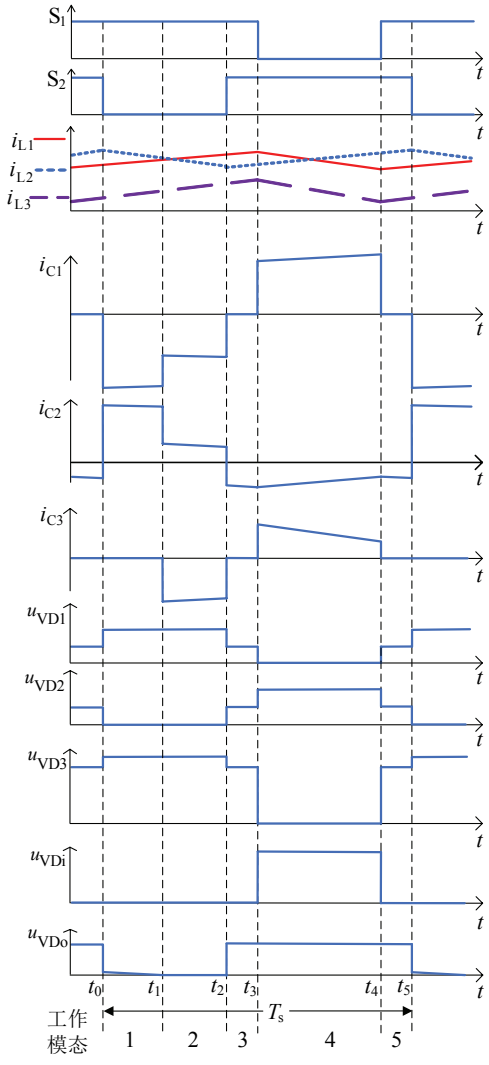


图 9　1 个开关周期 T_s 内变换器的主要波形

Fig.9　Main waveforms of the converter in one switching cycle T_s

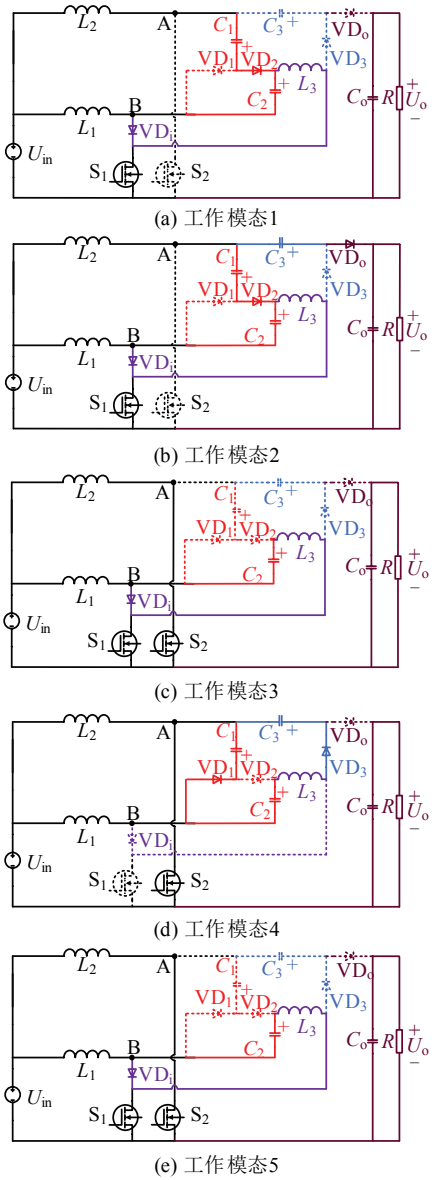


图 10　所提变换器工作模态

Fig.10　Operating mode of the proposed converter

2）开关模态 2(t_1~t_2)。如图 10(b)所示，S_1 导通，S_2 关断，L_1 进行充电，L_2 进行放电，i_{L1} 上升，i_{L2} 下降。t_1 时，L_3 继续充电，充电电压为 u_{C2}，C_1 继续放电，C_2 充电，充电回路为 U_{in}→L_2→C_1→VD_2→C_2→VD_i→S_1，C_3 放电，C_o 充电，充电回路都为 U_{in}→L_2→C_3→VD_o→C_o。VD_i、VD_2、VD_o 导通，VD_1、VD_3 关断。由于 C_o 远大于 C_1—C_3，将电感 L_3 当作一个电流源，对该模态电路利用戴维南定律，可以得到该模态下，各变量之间的关系为：

$$\begin{cases} u_{L1}=U_{in} \\ u_{L2}=U_{in}+u_{C1}-u_{C2}=U_{in}+u_{C3}-u_{Co} \\ u_{L3}=u_{C2} \\ i_{C1}=-(i_{L2}+i_{L3})/3 \\ i_{C2}=(i_{L2}-2i_{L3}/3)/3 \\ i_{C3}=-2(i_{L2}-i_{L3}/2)/3 \\ i_{Co}=2(i_{L2}-i_{L3}/2)/3-i_o \end{cases} \tag{4}$$

3）开关模态 3(t_2~t_3)。如图 10(c)所示，S_1、S_2 导通，L_1、L_2 进行充电，电流 i_{L1}、i_{L2} 上升。VD_i 导通，C_2 给电感 L_3 充电，C_2 放电电流为 i_{L3}。t_2 时刻，由于 S_1 导通、u_{C2}>u_{C1}、U_o>u_{C3}，此时，二极管全部关断，负载通过回路 C_o→R 供电。电压电流关系为：

$$\begin{cases} u_{L1}=u_{L2}=U_{in} \\ u_{L3}=u_{C2} \\ i_{C2}=-i_{L3} \\ i_{Co}=-i_o \end{cases} \tag{5}$$

4）开关模态 4(t_3~t_4)。如图 10(d)所示，S_1 关断，S_2 导通，VD_i 关断，L_2 充电，电流上升；L_1、L_3 放电，电流下降。t_3 时刻，U_{in}、L_1 放电电压之和等于 u_{C1}，L_3 放电电压等于 u_{C2}+u_{C1}−u_{C3}，VD_1、VD_3 导通，VD_2 承受反向电压 u_{C2} 保持关断，由于 U_{Co}>u_{C3}，VD_o 保持关断。C_1 通过 U_{in}→L_1→VD_1→C_1→S_2 回路进行充电，C_2、C_3 通过回路 U_{in}→L_1→C_2→L_3→VD_3→C_3→S_2 分别进行放电、充电，C_o 向负载供电。此开关模态下，各变量之间的关系为：

$$\begin{cases} u_{L1}=U_{in}+u_{C2}-u_{C3}-u_{L3}=U_{in}-u_{C1} \\ u_{L2}=U_{in} \\ u_{L3}=u_{C1}+u_{C2}-u_{C3} \\ i_{C1}=i_{L1}-i_{L3} \\ i_{C2}=-i_{L3} \\ i_{C3}=i_{L3} \\ i_{Co}=-i_o \end{cases} \tag{6}$$

5）开关模态 5(t_4~t_5)。如图 10(e)所示，开关模态原理图与模态 3 相同，具体分析见开关模态 3。

3.2　性能分析

下面对变换器主要性能如电压增益、开关管与二极管电压应力等进行分析，便于器件选型。

3.2.1　电压增益

为了简化分析，忽略各电容电压纹波的影响，此时，t_0~t_1 的工作模态同模态 2。具体而言，t_0~t_2 经历模态 2，t_2~t_3 经历模态 3，t_3~t_4 经历模态 4，t_4~t_5 经历模态 5。在 S_1 导通、S_2 关断期间，L_1 两端电压 u_{L1}=U_{in}，L_2 两端电压 u_{L2}=U_{in}+U_{C1}−U_{C2}=U_{in}+U_{C3}−U_{Co}，L_3 两端电压 u_{L3}=U_{C2}；S_1 关断、S_2 导通期间，L_1 两端电压 u_{L1}=U_{in}−U_{C1}=U_{in}+U_{C2}−u_{L3}−U_{C3}，L_2 两端电压 u_{L2}=U_{in}，L_3 两端电压 u_{L3}=U_{C1}+U_{C2}−U_{C3}；S_1、S_2 同时导通时，可以得到各电感上的电压，u_{L1}=u_{L2}=U_{in}，u_{L3}=U_{C2}，根据伏秒平衡，可得：

$$\begin{cases} DU_{in}+(1-D)(U_{in}-U_{C1})=0 \\ DU_{in}+(1-D)(U_{in}+U_{C1}-U_{C2})=0 \\ DU_{C2}+(1-D)(U_{C1}+U_{C2}-U_{C3})=0 \end{cases} \tag{7}$$

因此，各电容平均电压为：

$$\begin{cases} U_{C1}=\dfrac{U_{in}}{1-D} \\ U_{C2}=\dfrac{2U_{in}}{1-D} \\ U_{C3}=\dfrac{(3-D)U_{in}}{(1-D)^2} \end{cases} \tag{8}$$

根据开关模态 2，此时输出电压如式(9)所示，再将式(8)代入，得到电压增益 G 如式(10)所示。

$$U_o=U_{C2}+U_{C3}-U_{C1}=\frac{(4-2D)U_{in}}{(1-D)^2} \tag{9}$$

$$G=\frac{U_o}{U_{in}}=\frac{4-2D}{(1-D)^2} \tag{10}$$

同理可得，当变换器扩展到 F*N*-B*M*CD 单元时，各电容电压平均值记为 U_{Cj}，其中 j 为电容标号，其表达式如下：

$$U_{Cj}=\begin{cases} \dfrac{jU_{in}}{1-D}, j\le N \\ \dfrac{(N+1-D)U_{in}}{(1-D)^2}, j=N+1\ \&\ M\ge 1 \\ \dfrac{(N+2-2D)U_{in}}{(1-D)^2}, N+2\le j\le N+M\ \&\ M\ge 2 \end{cases} \tag{11}$$

3.2.2　开关管以及二极管电压应力分析

分析图 9、10 可知，变换器处于工作模态 1 时，开关管 S_2 以及二极管 VD_1、VD_3 承受最大电压，分

别为 $U_{C2}-U_{C1}$、U_{C2}、$U_{C2}+U_{C3}-U_{C1}$；变换器处于工作模态 4 时，开关管 S_1 以及二极管 VD_i、VD_2、VD_o 承受最大电压，分别为 U_{C3}、$U_{C3}-U_{C1}$、U_{C2}、$U_{Co}-U_{C3}$。因此开关管 S_1、S_2 的电压应力分别为：

$$\begin{cases} U_{S1}=\dfrac{(3-D)U_{in}}{(1-D)^2} \\ U_{S2}=\dfrac{U_{in}}{1-D} \end{cases} \tag{12}$$

二极管 VD_i、VD_1—VD_3、VD_o 的电压应力分别为：

$$\begin{cases} U_{VDi}=\dfrac{2U_{in}}{(1-D)^2} \\ U_{VD1}=U_{VD2}=\dfrac{2U_{in}}{(1-D)^2} \\ U_{VD3}=\dfrac{(4-2D)U_{in}}{(1-D)^2} \\ U_{VDo}=\dfrac{U_{in}}{1-D} \end{cases} \tag{13}$$

同理可以得到基于 F*N*-B*M*CD 单元的 3L 型两相交错并联 Boost 变换器开关管 S_1、S_2 的电压应力分别为：

$$\begin{cases} U_{S1}=\dfrac{(N+1-D)U_{in}}{(1-D)^2} \\ U_{S2}=\dfrac{U_{in}}{1-D} \end{cases} \tag{14}$$

二极管 VD_i、VD_1、VD_2、…、VD_j、…、VD_{N+M}、VD_o 的电压应力分别为：

$$\begin{cases} U_{VDi}=\dfrac{NU_{in}}{(1-D)^2} \\ U_{VDj}=\dfrac{2U_{in}}{(1-D)^2},\ j\le N \\ U_{VDj}=\dfrac{(N+2-2D)U_{in}}{(1-D)^2},\ N+1\le j\le N+M \\ U_{VDo}=\dfrac{U_{in}}{1-D} \end{cases} \tag{15}$$

3.2.3 输入输出电流关系

将图 10 中各工作模态时间记为 T_1、T_2、T_3、T_4、T_5，且 $T_1+T_2=T_4=(1-D)T_s$，流经电感 L_1、L_2、L_3 的平均电流记为 I_{L1}、I_{L2}、I_{L3}，根据各模态的电压电流关系和伏秒平衡，可得：

$$\begin{cases} -I_{L2}T_1-\dfrac{1}{3}(I_{L2}+I_{L3})T_2+(I_{L1}-I_{L3})T_4=0 \\ (I_{L2}-I_{L3})T_1+\dfrac{1}{3}(I_{L2}-2I_{L3})T_2-I_{L3}(T_3+T_4+T_5)=0 \\ -\dfrac{1}{3}(2I_{L2}-I_{L3})T_2+I_{L3}T_4=0 \\ \dfrac{1}{3}(2I_{L2}-I_{L3})T_2-I_oT_s=0 \end{cases} \tag{16}$$

化简可得：

$$\begin{cases} I_{L1}=I_{L2}=\dfrac{2-D}{(1-D)^2}I_o \\ I_{L3}=\dfrac{1}{1-D}I_o \\ T_1=\dfrac{2D-2D^2}{3-D}T_s \\ T_2=\dfrac{3(1-D)^2}{3-D}T_s \\ T_3=T_5=\dfrac{2D-1}{2}T_s \\ T_4=(1-D)T_s \end{cases} \tag{17}$$

3.2.4 考虑电感和电容寄生电阻时的变换器电压增益

图 11 为考虑电感、电容寄生电阻情况下基于 F*N*-B*M*CD 单元的 3L 型两相交错并联 Boost 变换器拓扑示意图，图中 R_{L1}—R_{L3} 为电感 L_1—L_3 的寄生电阻，R_{C1}—R_{C3} 为电容 C_1—C_3 的寄生电阻，R_{Co} 为电容 C_o 的寄生电阻。

假设各电感、电容的寄生电阻相同，根据能量守恒定律，可以得到不同工作模态下的功率为：

$$\begin{cases} P_1=\left((I_{L1}^2+I_{L2}^2+I_{L3}^2)R_L+I_{Co1}^2R_{Co}+(I_{L2}^2+(I_{L2}-I_{L3})^2)R_C+U_o^2/R\right)T_1 \\ P_2=\left((I_{L1}^2+I_{L2}^2+I_{L3}^2)R_L+I_{Co2}^2R_{Co}+2(I_{L2}^2-I_{L2}I_{L3}+I_{L3}^2)R_C/3+U_o^2/R\right)T_2 \\ P_3=\left((I_{L1}^2+I_{L2}^2+I_{L3}^2)R_L+I_{Co1}^2R_{Co}+I_{L3}^2R_C+U_o^2/R\right)T_3 \\ P_4=\left((I_{L1}^2+I_{L2}^2+I_{L3}^2)R_L+I_{Co1}^2R_{Co}+((I_{L1}-I_{L3})^2+2I_{L3}^2)R_C+U_o^2/R\right)T_4 \\ P_5=\left((I_{L1}^2+I_{L2}^2+I_{L3}^2)R_L+I_{Co1}^2R_{Co}+I_{L3}^2R_C+U_o^2/R\right)T_5 \\ U_{in}I_{in}T_s=P_1+P_2+P_3+P_4+P_5 \end{cases} \tag{18}$$

式中：I_{Co1} 和 I_{Co2} 分别为电容 C_o 的平均放电、充电电流。

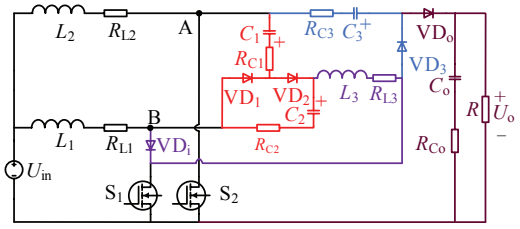


图 11 考虑寄生电阻的基于 F*N*-B*M*CD 单元的 3L 型变换器

Fig.11 3L-type converter based on an F*N*-B*M*CD cells considering parasitic resistance

由式(17)可得到 I_{Co1}、I_{Co2} 与输出电流平均值 I_o 的关系为：

$$\begin{cases} I_{in}=I_{L1}+I_{L2}=\dfrac{4-2D}{(1-D)^2}I_o \\ I_{Co1}=I_o \\ I_{Co2}=\dfrac{5D-3D^2}{3(1-D)^2}I_o \end{cases} \tag{19}$$

联立式(17)—(19)，得到考虑电感、电容寄生电阻情况下变换器的电压增益为：

$$\begin{cases} G=\dfrac{U_o}{U_{in}}=\dfrac{4-2D}{(1-D)^2}K \\ D_1=(1-D)^4 \\ D_2=9D^2-30D+27 \\ D_3=-3D^4+11D^3-13D^2+5D \\ D_4=D^2-5D+4 \\ K=\dfrac{3D_1R}{D_2R_L+D_3R_{Co}+3D_4R_C+3D_1R} \end{cases} \tag{20}$$

式中：K 为修正因子，反映考虑寄生电阻时变换器电压增益需要乘的系数。

为简化分析，记电感，电容寄生电阻同为 R_1，R_1 远小于输出电阻。图 12 为不同寄生电阻情况下电压增益 G 与占空比 D 之间的关系。可以看出，寄生电阻越大，实际电压增益越小，且与理想情况下 R_1=0 时的电压增益相比，D 越大，实际电压增益减小得越明显。当 D 较大时，由于寄生电阻的存在，实际电压增益无法像理想电压增益一样随 D 的增大而一直增大，而是存在一个最大值，此时，寄生电阻越小，电压增益最大值越大，占空比也越大。

3.2.5　开关电容设计

根据式(3)—(6)以及式(17)，可以得到电容 C_1—C_3 的电压纹波值分别为：

$$\begin{cases} \Delta U_{C1}=\dfrac{(I_{L1}-I_{L3})T_4}{C_1}=\dfrac{I_oT_s}{(1-D)C_1} \\ \Delta U_{C2}=\dfrac{I_{L3}(T_3+T_4+T_5)}{C_2}=\dfrac{DI_oT_s}{(1-D)C_2} \\ \Delta U_{C3}=\dfrac{I_{L3}T_4}{C_3}=\dfrac{I_oT_s}{C_3} \end{cases} \tag{21}$$

同理可得输出电容 C_o 的电压纹波值为：

$$\Delta U_{Co}=\frac{(2I_{L2}-I_{L3})T_2}{3C_o}-\frac{I_oT_2}{C_o}=\frac{(5D-3D^2)I_oT_s}{(3-D)C_o}=\frac{(5D-3D^2)P_oT_s}{(3-D)U_oC_o} \tag{22}$$

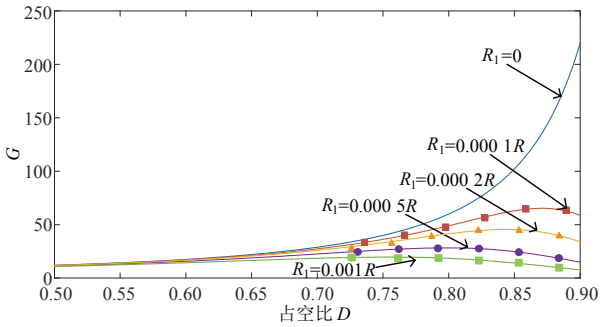


图 12　理想电压增益与实际电压增益曲线对比图

Fig.12　Comparison of ideal voltage gain and actual voltage gain curve

根据文献[30]，实际工程应用中应选择纹波小于平均电压 10%的电容。

3.2.6　升压电感的设计

电感 L_1、L_2 电流纹波如式(23)所示，实际工程应用中应选取纹波电流小于电流平均值 10%的电感。

$$\begin{cases} \Delta I_{L1}=\dfrac{U_{in}DT_s}{L_1}=\dfrac{U_o(1-D)^2DT_s}{(4-2D)L_1} \\ \Delta I_{L2}=\dfrac{U_{in}DT_s}{L_2}=\dfrac{U_o(1-D)^2DT_s}{(4-2D)L_2} \end{cases} \tag{23}$$

升压电感 L_3 只要保证电流 i_{L3} 连续，变换器仍能正常工作，为减少变换器体积，L_3 的电流纹波要小于电感电流的 180%，其表达式为：

$$\Delta I_{L3}=\frac{U_{C2}DT_s}{L_3}=\frac{U_o(1-D)DT_s}{(2-D)L_3} \tag{24}$$

3.2.7　效率

下面分析开关管 S_1、S_2，二极管 VD_1—VD_{N+M}、VD_i、VD_o 和电感 L_1、L_2 的功率损耗，进而计算不同输出功率下的变换器效率。为便于计算开关管损耗，记 VD_i 为 VD_{N+M+1}、VD_o 为 VD_{N+M+2}。

开关管 S_1、S_2 的开关损耗表达式为：

$$P_{s_sum}=\sum_{k=1}^{2}P_{sk}=\sum_{k=1}^{2}\frac{1}{2}U_{dk}I_{0k}f_s(t_r+t_f) \tag{25}$$

式中：U_{dk} 为开关管 S_k 关断时承受电压，k=1、2；I_{0k} 为开关管 S_k 开通时刻后或关断时刻前流经开关管的电流；t_r、t_f 分别为开关管开通延迟时间和关断延迟时间；f_s 为变换器开关频率；P_{sk} 为开关管 S_k 的开关损耗；P_{s_sum} 为各开关管开关损耗之和。

开关管 S_1、S_2 的通态损耗表达式为：

$$W_{s_sum}=\sum_{k=1}^{2}W_{sk}=\sum_{k=1}^{2}\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s}I_{sk}^2R_{DS}\mathrm{d}t \tag{26}$$

式中：I_{sk} 为 1 个周期内流经开关管 S_k 电流；R_{DS} 为

开关管导通电阻；W_{sk} 为开关管 S_k 的通态损耗；W_{s_sum} 为各开关管通态损耗之和。

二极管 VD_1—VD_{N+M+2} 的开通损耗表达式为：

$$P_{ond_sum}=\sum_{j=1}^{N+M+2}P_{ondj}=\sum_{j=1}^{N+M+2}\frac{1}{2}I_{Fdj}(V_{FR}-V_F)t_{fr}f_s \quad (27)$$

式中：I_{Fdj} 为二极管 VD_j 导通时刻后流经二极管的电流，j=1−N+M+2；V_{FR} 为二极管导通过程中正向恢复最大电压；V_F 为二极管导通电压；t_{fr} 为二极管正向电压恢复时间；P_{ondj} 为二极管 VD_j 导通损耗；P_{ond_sum} 为各二极管导通损耗之和。

二极管 VD_1—VD_{N+M+2} 的反向恢复损耗表达式为：

$$P_{offd_sum}=\sum_{j=1}^{N+M+2}P_{offdj}=\sum_{j=1}^{N+M+2}\frac{1}{2}V_{RRdj}I_{RM}t_{rr}f_s \quad (28)$$

式中：V_{RRdj} 为二极管 VD_j 关断时刻后反向恢复电压；I_{RM} 为二极管关断过程中最大反向恢复电流；t_{rr} 为反向恢复时间；P_{offdj} 为二极管 VD_j 反向恢复损耗；P_{offd_sum} 为各二极管反向恢复损耗之和。

二极管 VD_1—VD_{N+M+2} 的通态损耗表达式为：

$$P_{cd_sum}=\sum_{j=1}^{N+M+2}P_{cdj}=\sum_{j=1}^{N+M+2}\frac{1}{T_s}\int_0^{T_s}V_FI_{cdj}\mathrm{d}t \quad (29)$$

式中：I_{cdj} 为 1 个周期内流经二极管 VD_j 的电流；P_{cdj} 为二极管 VD_j 通态损耗；P_{cd_sum} 为各二极管通态损耗之和。

电感 L_1、L_2、L_3 的铜损表达式为：

$$P_{cu_sum}=\sum_{h=1}^{3}P_{cuh}=\sum_{h=1}^{3}I_{Lh}^2R_{cu} \quad (30)$$

式中：I_{Lh} 为电感电流，h=1、2、3；R_{cu} 为电感电阻；P_{cuh} 为电感 L_h 的铜损；P_{cu_sum} 为各电感铜损之和。

故基于 FN-BMCD 单元的 3L 型高增益变换器总损耗的计算表达式为：

$$P_{loss}=P_{s_sum}+W_{s_sum}+P_{ond_sum}+P_{offd_sum}+P_{cd_sum}+P_{cu_sum} \quad (31)$$

为了更直观地理解所提新型变换器在不同输出功率下的效率变化，以基于 F2-B1CD 单元的 3L 型高增益变换器为例，对额定功率为 1 kW、额定输入电压为 20 V 以及开关频率为 20 kHz 情况下的变换器进行效率量化分析。根据 3.2.2 节开关管与二极管电压应力分析以及 3.2.6 节升压电感的设计进行元器件选型，选择开关管 APT50M50JLL、二极管 STTH6004W，电感 300 μH。根据变换器的工作原理及器件的数据手册，得到不同负载功率下变换器的效率曲线如图 13 所示，其中 P 表示变换器功率，η 表示变换器效率。该变换器的电压增益为 19，低输入电压和高电压增益导致其输入电流较高，开关管、二极管通态损耗以及电感铜损较大，影响了变换器的转换效率，如图 13 所示，变换器效率始终保持在 85%以上。

4 性能对比

本文所提的基于 F2-B1CD 单元的 3L 型高增益变换器与其他文献中变换器的性能对比见表 1，其中因为变换器电压增益等性能与 CD 单元数量有关，其他文献提出的变换器也选取 3CD 单元的。图 14 为不同文献中所提变换器与本文变换器的电压增益 G 对比图，从图 14 可以看出，本文所提拓扑电压增益随着占空比 D 的提高而增大，显著高于文献[23,26,29]中变换器电压增益，也略高于文献[11]所

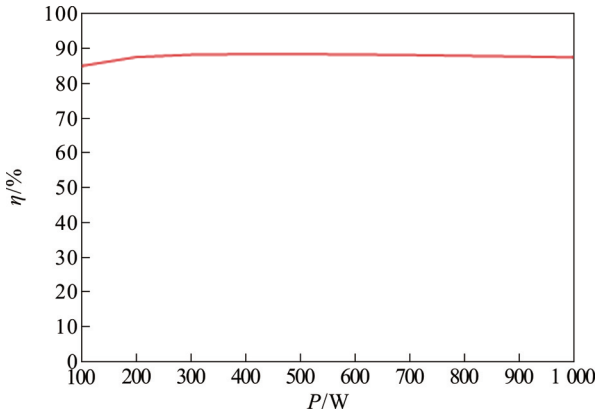


图 13 变换器负载功率与效率之间的关系图

Fig.13 Relationship between the converter's load power and its efficiency

表 1 变换器拓扑性能对比

Table 1 Comparison of converter topology performance

参数	不同类型变压器下的参数取值				
	文献[23]	文献[26]	文献[29]	文献[11]	本文拓扑
电压增益	4/(1−D)	4/(1−D)	5/(1−D)	(2+D−D^2)/(1−D)^2	(4−2D)/(1−D)^2
输入输出是否共地	是	是	否	是	是
开关管最大电压应力	U_o/4	U_o/4	2U_o/5	U_o/(2+D−D^2)	U_o(3−D)/(4−2D)
电容最大电压应力	3U_o/4	2U_o/4	2U_o/5	U_o(2−D)/(2+D−D^2)	U_o(3−D)/(1−D)^2
二极管最大电压应力	2U_o/4	2U_o/4	3U_o/5	U_o(2−D)/(2+D−D^2)	U_o
开关管数量	2	2	4	2	2
二极管数量	4	4	4	4	5
电容数量	4	4	4	4	4
电感数量	2	2	2	2	3

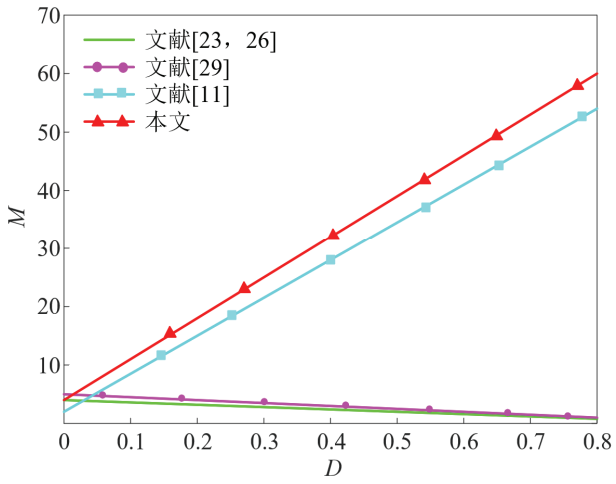


图 14　变换器电压增益对比图

Fig.14　Comparison of converter voltage gain

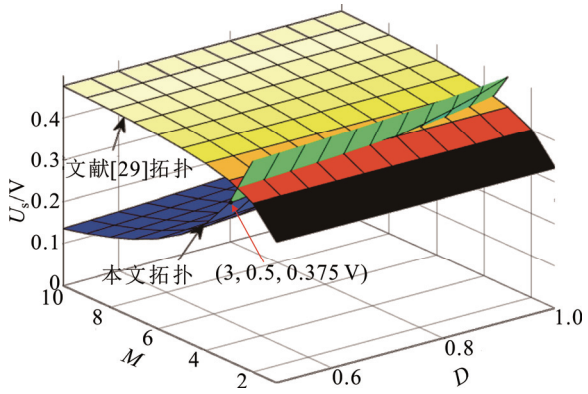


图 15　文献[29]所提变换器与本文变换器开关管最大电压应力对比图

Fig.15　Comparison of the maximum voltage stress on the switching tubes of the converter proposed in the reference [29] with the converter proposed in this paper

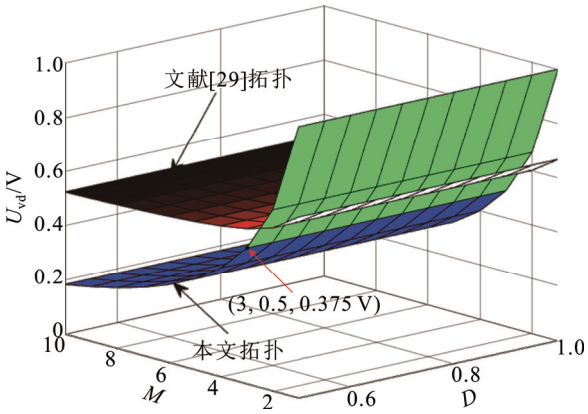


图 16　文献[29]所提变换器与本文变换器二极管最大电压应力对比图

Fig.16　Comparison of the maximum diode voltage stress for the converter proposed in reference [29] with the converter proposed in this paper

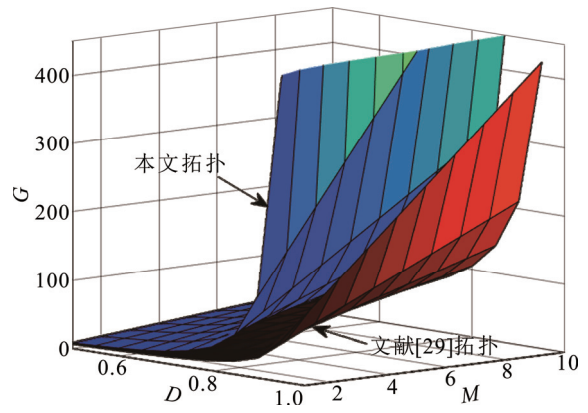


图 17　文献[29]所提变换器与本文变换器电压增益对比图

Fig.17　Comparison of voltage gain of the converter proposed in reference [29] with the converter proposed in this paper

提变换器增益。因此，本文所提变换器在解决文献[29]变换器开关器件多、输入输出不共地等缺点的同时，在相同占空比条件下大幅提高了电压增益。

开关管和二极管的电压应力是器件选型的关键参数，下面详细对比分析基于 F*N*-B*M*CD 单元的 3L 型两相交错并联 Boost 变换器与文献[29]中变换器的开关管和二极管的电压应力。

为了方便进行比较分析，取最大电压应力关于输出电压的表达式为对象。将式(2)代入式(14)、(15)，得到基于 F*N*-B*M*CD 单元的 3L 型高增益变换器开关管和二极管的最大电压应力表达式为：

$$U_{S1}=\frac{2(N+1-D)U_o}{(N+2-2D)(M+1)} \tag{32}$$

$$U_{VDj}=\frac{2U_o}{M+1} \tag{33}$$

其中，为了取电压应力的较大值与文献[29]变换器电压应力进行比较，代入式(2)中的电压增益表达式 $\frac{(N+2-2D)(M+1)}{2(1-D)^2}$。从式(25)、(26)可以看出，$M$ 的取值与二极管电压应力呈反比，这表明增加 L_3 后级 CD 单元的个数，可以明显降低二极管所承受的最大电压应力。为了方便设计，以二极管电压应力最小为 L_3 前后 CD 单元个数的选取依据，即 N=1，M 为 CD 单元总个数减去 1。为了方便与文献[29]的变换器中开关管和二极管电压应力进行对比，取开关管最大电压应力 $U_s=U_{S1}/U_o$，二极管最大电压应力 $U_{vd}=U_{VDj}/U_o$，对比结果如图 15、16 所示。另外，变换器电压增益 G 随占空比 D 和后级 CD 单元个数 M 变化的对比如图 17 所示。

由图 15、16 可以看出，随着 M 的增大，本文所提变换器的开关管和二极管电压应力显著减小，文献[29]开关管和二极管电压应力则几乎不变；2 种拓扑的开关管和二极管电压应力随 M 的增大存在交接点，当 M 较大时，本文所提变换器的开关管和二极管应力均明显小于文献[29]，仅在 M<3 情况下，电压应力才会大于文献[29]。由图 17 可以看出，在任意 D 和 M 情况下，文本所提拓扑的电压增益始终高于文献[29]。因此，本文所提拓扑不仅电压增益高，且放置在 L_3 后级的 CD 单元个数越多，开关管和二极管应力越小。

5 实验验证

为验证所提拓扑的正确性，搭建了基于 F2-B1CD 单元的 3L 型两相交错并联 Boost 变换器的半实物仿真平台。实验平台图如附录 A 图 A1 所示。其中主电路通过 StarSimHIL 仿真平台进行模拟，主电路输入电压为 20 V，输出电压为 380 V，负载电阻为 145 Ω，电容 C_1—C_3 取 80 μF，C_o=200 μF，电感 L_1=L_2=L_3=300 μH。开关管两端的瞬时电压分别记为 u_{S1}、u_{S2}；二极管 VD_i、VD_1—VD_3 两端的瞬时电压分别记为 u_{VDi}、u_{VD1}—u_{VD3}。控制电路由 TMS320F28335 芯片和信号调理板组成，驱动信号频率 20 kHz。

图 18 为输出电压与电容电压波形，其中输出电压 U_o=378 V，电容电压 U_{C1}=50 V、U_{C2}=100 V、U_{C3}=325 V，验证了式(8)的正确性。

图 19 为输入电流与电感电流波形。其中输入电流 I_{in}=52 A，且电感电流连续，电感电流 I_{L1}=I_{L2}=26 A，验证了式(17)的正确性。

图 20 为开关管 S_1、S_2 漏源极电压波形。可以看出开关 S_1、S_2 分别在开关管 S_1、S_2 关断时承受最大电压，分别近似为 330、50 V，满足式(12)，符合理论分析。

图 21 为二极管电压波形，其中 U_{VDi}=270 V，U_{VD1}=U_{VD2}=100 V，U_{VD3}=380 V，验证了式(13)的正确性。

图 22 为电容 C_1、C_2、C_3 的充放电电流波形。可以看出，电容电流的变化趋势与理论分析以及仿真结果相同，在工作模态 1、2 中，电容 C_1、C_3 放电电流增大，电容 C_2 充电电流减小，这是因为在工作模态 1、2 中，电感 L_2 放电，i_{L2} 下降，流过电容 C_1—C_3 的电流主要为 i_{L2}；在工作模态 3 中，C_1、

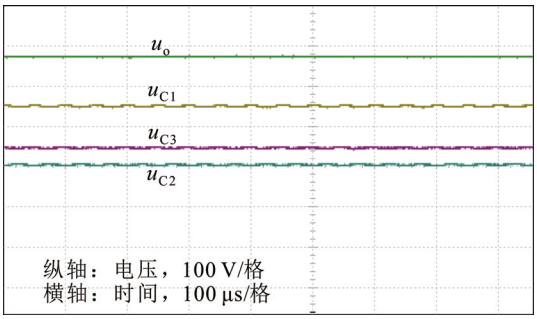


图 18 输出电压和电容电压波形

Fig.18 Waveforms of output voltage and capacitive voltage

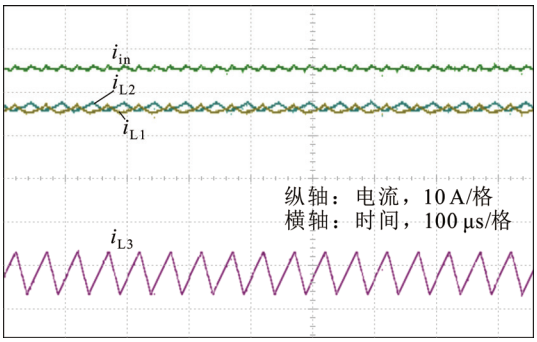


图 19 输入电流和电感电流波形

Fig.19 Waveforms of input current and inductor current

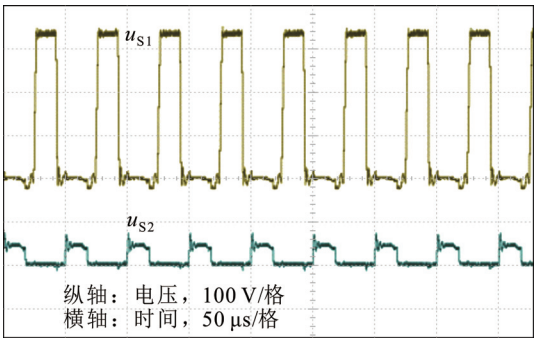


图 20 开关管 S_1—S_4 电压波形

Fig.20 Voltage waveforms of switches S_1—S_4

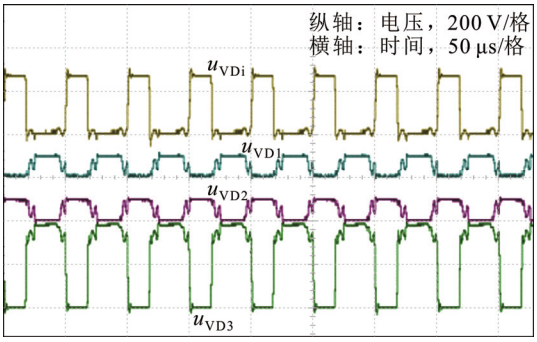


图 21 二极管 VD_i、VD_1—VD_3 电压波形

Fig.21 Voltage waveforms of diodes VD_i and VD_1—VD_3

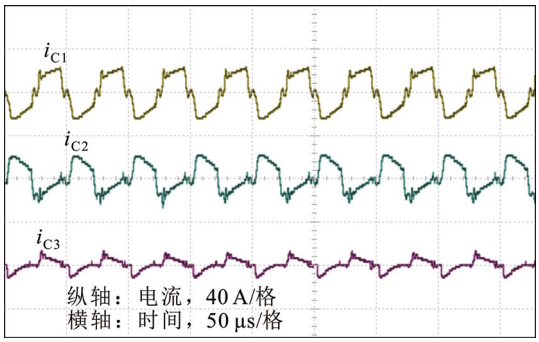


图 22　电容 C_1—C_3 电流波形

Fig.22　Current waveforms of capacitors C_1—C_3

C_2、C_3 的电流分别约为 0、−12、0 A；在工作模态 4 中，电容 C_1 充电电流增大，电容 C_2 放电电流减小，电容 C_3 充电电流减小，这是因为工作模态 4 中，电感 L_1、L_3 放电，i_{L1}、i_{L3} 下降，流过 C_1 的电流为 i_{L1}—i_{L3}，流过电容 C_2、C_3 的电流分别为−i_{L3}、i_{L3}，i_{L3} 纹波较大，因此 i_{L1}—i_{L3} 上升；在工作模态 5 中，C_1、C_2、C_3 的电流分别约为 0、−4、0 A，与理论分析相符合。

6　结论

1）相比于文献[29]提出的新型 CD 单元两项交错并联 Boost 变换器，将 S_3—S_4、最后两级 CD 单元分别用储能电感 L_3、二极管 VD_i、传统 CD 单元替换与重新构造，解决了基于原拓扑开关管数量多、输入输出不共地的问题。

2）在同样是 3CD 的情况下，本文所提 DC/DC 变换器拓扑的电压增益是文献[29]的$(4-2D)/(5(1-D))$倍，也高于其他文献所提变换器的电压增益。同时，在实际应用中，可以将更多 CD 单元放在 L_3 后级，在保证高增益的同时，降低开关管和二极管承受的电压应力。但较高电压增益也使得变换器输入电流较大，进而影响变换器效率大小。

3）基于 F*N*-B*M*CD 单元的 3L 型两相交错 Boost 变换器实际电压增益在占空比大于 0.75 时受电感和电容寄生电阻影响较大，寄生电阻越大，实际增益越低，且相比于理想电压增益随占空比单调增加的特性，实际电压增益在某一占空比下取得最大值。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献　References

[1] 马　丁，单葆国. 2030 年世界能源展望——基于全球能源展望报告的对比研究[J]. 中国能源，2017，39(2)：21-24.
MA Ding, SHAN Baoguo. World energy outlook 2030 Brexit's potential impacts on the Sino-UK energy[J]. Energy of China, 2017, 39(2): 21-24.

[2] VINNIKOV D, CHUB A, LIIVIK E, et al. Solar optiverter—a novel hybrid approach to the photovoltaic module level power electronics[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3869-3880.

[3] 韩中合，祁　超，丁　敬，等. 基于太阳能和生物质能的农村分布式供能系统研究[J]. 太阳能学报，2019，40(11)：3164-3171.
HAN Zhonghe, QI Chao, DING Jing, et al. Research on distributed energy supply system based on solar energy and biomass energy in rural area[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2019, 40(11): 3164-3171.

[4] 赵静波，黄　强，赵　香，等. 基于模糊化动态评估的新能源消纳制约因素分析[J]. 高电压技术，2022，48(4)：1286-1295.
ZHAO Jingbo, HUANG Qiang, ZHAO Xiang, et al. Analysis of restrictive factors of new energy consumption based on fuzzy dynamic evaluation[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(4): 1286-1295.

[5] 刘　芳，刘　威，汪浩东，等. 高比例新能源电力系统振荡机理及其分析方法研究综述[J]. 高电压技术，2022，48(1)：95-113.
LIU Fang, LIU Wei, WANG Haodong, et al. Review on oscillation mechanism and analysis methods of high proportion renewable energy power system[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 95-113.

[6] REVATHI B S, PRABHAKAR M. Solar PV fed DC microgrid: applications, converter selection, design and testing[J]. IEEE Access, 2022, 10: 87227-87240.

[7] 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)：4526-4535.
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): 4526-4535.

[8] KUMARA, WANG Y, PAN X W, et al. A high voltage gain DC-DC converter with common grounding for fuel cell vehicle[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(8): 8290-8304.

[9] 丁新平，曹益畅，赵振伟，等. 输入电流低纹波的超高增益非隔离 DC-DC 变换器[J]. 中国电机工程学报，2023，43(6)：2359-2370.
DING Xinping, CAO Yichang, ZHAO Zhenwei, et al. Non-isolated ultra-high voltage gain DC-DC converter with low input current ripple[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(6): 2359-2370.

[10] PARK K B, MOON G W, YOUN M J. Nonisolated high step-up stacked converter based on boost-integrated isolated converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(2): 577-587.

[11] 张宇辰. 二次型高增益变换器研究[D]. 天津：河北工业大学，2022.
ZHANG Yuchen. Research on quadratic high step-up converter[D]. Tianjin, China: Hebei University of Technology, 2022.

[12] 荣德生，陈　靓，孙瑄璠. 可拓展的高增益耦合电感交错并联 Boost 变换器[J]. 高电压技术，2022，48(6)：2336-2346.
RONG Desheng, CHEN Liang, SUN Xuanjin. Expandable high-gain coupled inductor interleaved boost converter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(6): 2336-2346.

[13] ZHANG Y, FU C Z, SUMNER M, et al. A wide input-voltage range quasi-Z-source boost DC-DC converter with high-voltage gain for fuel cell vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(6): 5201-5212.

[14] DAS M, PAL M, AGARWAL V. Novel high gain, high efficiency DC-DC converter suitable for solar PV module integration with three-phase grid tied inverters[J]. IEEE Journal of Photovoltaics, 2019, 9(2): 528-637.

[15] TANG Y, WANG T, FU D J. Multicell switched-inductor/switched-capacitor combined active-network converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 2063-2072.

[16] TANG Y, FU D J, WANG T, et al. Hybrid switched-inductor converters for high step-up conversion[J]. IEEE Transactions on Industrial

Electronics, 2015, 62(3): 1480-1490.

[17] 刘宇涵，秦　岭，朱建红，等. 单管三电感高增益 Boost 变换器族的推演方法[J]. 高电压技术，2024，50(12)：5574-5583.
LIU Yuhan, QIN Ling, ZHU Jianhong, et al. Derivation method for a family of single-switch triple-inductor high gain Boost converters[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(12): 5574-5583.

[18] 田宇欣，杨　毓，秦　岭，等. 基于反极性 Boost 差动连接的低电压应力高增益光伏接口变换器[J/OL]. 高电压技术，2025：1-12 [2025-05-21]. https://doi.org/10.13336/j.1003-6520. hve. 20241139.
TIAN Yuxin, YANG Yu, QIN Ling, et al. Low voltage stress high-gain photovoltaic interfacing converter based on inverse Boost[J/OL]. High Voltage Engineering, 2015: 1-12[2025-05-21]. https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.hve.20241139.

[19] PRABHALA V A K, FAJRI P, GOURIBHATLA V S P, et al. A DC-DC converter with high voltage gain and two input boost stages[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(6): 4206-4215.

[20] ZHANG Y, ZHANG C Y, LIU J J, et al. Comparison of conventional DC-DC converter and a family of diode-assisted DC-DC converter[C]//Proceedings of the 7th International Power Electronics and Motion Control Conference. Harbin, China: IEEE, 2012: 1718-1723.

[21] 周　悦，耿晓珑，孙孝峰，等. 基于开关电容的高增益双输入 Boost 变换器[J]. 太阳能学报，2018，39(3)：797-806.
ZHOU Yue, GENG Xiaolong, SUN Xiaofeng, et al. The double-input Boost converter with high-gain based on switched-capacitor[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2018, 39(3): 797-806.

[22] 闫　欢. 非隔离型交错并联高增益 DC/DC 变换器的研究[D]. 重庆：重庆大学，2014.
YAN Huan. Study on the non-isolated interleaved high step-up DC/DC converters[D]. Chongqing, China: Chongqing University, 2014.

[23] 孙鹏菊，李正宇，张　冀，等. 一种基于倍压单元的双输入高增益直流变换器[J]. 中国电机工程学报，2016，36(17)：4694-4701.
SUN Pengju, LI Zhengyu, ZHANG Ji, et al. Dual input high step-up DC-DC converters with voltage multiplier cells[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(17): 4694-4701.

[24] 马　兰，明燕妮，吕　霄，等. 基于 k 值调制三电平 Boost PFC 变换器的变占空比控制[J]. 高电压技术，2024，50(11)：4886-4901.
MA Lan, MING Yanni, LYU Xiao, et al. Variable duty cycle control based on k-value modulation for three-level Boost PFC converter[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(11): 4886-4901.

[25] 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.

[26] 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.

[27] 苏东奇，周雒维，罗全明，等. 基于 CDM 升压单元的高增益 Boost 变换器[J]. 电力自动化设备，2014，34(7)：15-20.
SU Dongqi, ZHOU Luowei, LUO Quanming, et al. Big voltage-gain Boost converter based on capacitor-diode multiplier[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(7): 15-20.

[28] 李　山，赵　瑜，郭　强，等. 三相交错并联双向直流变换器无电流传感器均流控制[J]. 高电压技术，2021，47(3)：894-902.
LI Shan, ZHAO Yu, GUO Qiang, et al. Sensorless current sharing control of three-phase interleaved bidirectional DC converter[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(3): 894-902.

[29] 杨向真，刘　灿，杜　燕，等. 基于新型 CD 单元的两相交错并联高增益 Boost 变换器[J]. 太阳能学报，2024，45(3)：408-418.
YANG Xiangzhen, LIU Can, DU Yan, et al. Two-phase interleaved parallel high-gain Boost converter based on novel CD units[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2024, 45(3): 408-418.

[30] 吴　刚，阮新波，叶志红. 采用开关电容的非隔离型高升压比直流变换器[J]. 中国电机工程学报，2015，35(2)：442-450.
WU Gang, RUAN Xinbo, YE Zhihong. Non-isolated high step-up DC-DC converters adopting switched-capacitor cell[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(2): 442-450.



杨向真
1982—，女，博士，副教授，硕导
主要研究方向为分布式发电及微电网系统技术
E-mail: greenleaf_yxz@163.com

YANG Xiangzhen
Ph.D.
Associate professor



周鹏鹏(通信作者)
2000—，男，硕士生
主要研究方向为新能源发电技术
E-mail: 2023170558@qq.com

ZHOU Pengpeng
Corresponding author

收稿日期　2025-03-03　在线出版日期　2025-07-17　　编辑　程子丰

附录 A



图 A1　实验平台

Fig.A1　Experimental platform