对称双极性输出的高增益 Boost-Sepic 四端口变换器

周国华， 王娜， 唐熹， 田庆新
（西南交通大学 电气工程学院，四川 成都 611756）

摘 要：在双极性直流微电网中，为了实现新能源和储能系统与双极性直流母线的功率变换，提出一种对称双极性输出的高增益四端口变换器。通过在 Boost-Sepic 变换器中嵌入可以为储能系统提供充放电路径的 H 桥结构，并集成耦合电感和倍压单元，推演获得高增益 Boost-Sepic 三端口变换器。在此基础上进一步嵌入对称双极性输出单元，提出对称双极性输出的高增益 Boost-Sepic 四端口变换器。详细分析所提出变换器在单输入三输出模式和双输入双输出模式下的工作原理，研究了变换器的电压增益、软开关条件、控制策略、参数设计以及损耗分析。结果表明，所提变换器具有较高电压增益、严格对称双极性输出电压、软开关、良好的输入和输出瞬态性能等优点。最后，为验证理论分析的正确性，搭建了一台 25 V/36 V/ ±150 V、200 W 的实验样机，实测变换器增益可达 12 倍。

关键词：新能源与储能系统；高电压增益；四端口变换器；双极性变换器；直流微电网
DOI：10.15938/j.emc.2025.12.003
中图分类号：TM46 **文献标志码**：A **文章编号**：1007-449X(2025)12-0024-14

High-gain Boost-Sepic four-port converter with symmetrical bipolar output

ZHOU Guohua， WANG Na， TANG Xi， TIAN Qingxin
（School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China）

Abstract：In order to realize power conversion among renewable energy, energy storage system and bipolar DC bus in bipolar DC microgrid, a high gain four-port converter with symmetrical bipolar output was proposed. By embedding an H-bridge structure within the Boost-Sepic converter to provide charging and discharging paths for the energy storage system, and integrating coupled inductors with voltage multiplier units, a high-gain Boost-Sepic three-port converter was developed. On this foundation, a symmetrical bipolar output unit was further embedded to propose a high-gain Boost-Sepic four-port converter with symmetrical bipolar output. The working principles of the proposed converters in single-input three-output mode and double-input double-output mode were analyzed in detail. The voltage gain, soft-switching conditions, control strategy, parameter design, and loss analysis of the converters were studied. The findings indicate that the proposed converter exhibits advantages such as high voltage gain, strictly symmetrical bipolar output voltages, soft-switching capability, and excellent input/output transient performance. Finally, a 25 V/36 V/ ±150 V, 200 W experimental prototype was developed to validate the theoretical analysis. The measured converter gain reaches up to 6 times.

收稿日期：2025-07-10
基金项目：国家自然科学基金(622271417,62301482)
作者简介：周国华(1983—)，男，博士，教授，博士生导师，研究方向为开关变换器调制与控制技术；
王 娜(2000—)，女，硕士研究生，研究方向为开关变换器拓扑与控制技术；
唐 熹(1999—)，女，硕士，研究方向为开关变换器拓扑与控制技术；
田庆新(1994—)，男，博士，副研究员，研究方向为多端口变换器拓扑推演与控制技术。
通信作者：田庆新

Keywords: renewable energy and energy storage system; high voltage gain; four-port converters; bipolar converter; DC microgrid

0　引　言

分布式发电系统、储能系统、电力电子技术等的兴起,促进了微电网的发展。与传统交流电网相比,直流微电网不存在同步、趋肤效应,更有利于新能源和储能系统的集成[1-4]。为了进一步提高直流微电网系统的可靠性、电能质量和效率,在直流微电网中引入了双极性直流母线。双极性直流母线供电具有以下由优点:1)具有较高的灵活性和可靠性,当一条直流母线发生故障时,可以通过另一条母线来满足负载功率需求;2)可以提供正极性电压、负极性电压以及正负极性电压之差 3 个电压等级,提高系统应用范围;3)该供电架构将功率分布在两条母线上,可以提高系统效率[5-6]。

在双极性直流母线供电中,由于正负母线连接的负载或发电机会吸收或注入不同的功率水平,因此正负母线电压的平衡控制是当前的研究热点之一[7-10]。文献[6]在基本开关变换器的基础上,推演出一系列双极性平衡拓扑,此类拓扑通过同步整流管的互补导通来实现对称双极性输出,但当负载不对称时,需要增加平衡控制策略来保持对称双极性输出。文献[7]提出一种双输入双输出的双极性多端口变换器(multi-port converter,MPC),此类拓扑有较少的电路元件,结构紧凑,控制简单;但是储能系统无法工作于充电模式,限制了其应用场合。文献[11]结合 Sepic 变换器和 Cuk 变换器,提出一种对称双极性变换器,具有连续的输入和输出电流,开关器件少;但磁性元件较多,且无法嵌入储能系统。文献[12]同样在 Sepic 变换器和 Cuk 变换器的基础上提出一种对称双极性 MPC,该变换器集成度高,实现了器件和端口的复用,无需采用额外的电压平衡控制策略。在双极性直流微电网中,采用双极性 MPC 能够提高电能质量、系统效率和新能源的利用率。因此,研究双极性 MPC 的拓扑构造与控制,对于实现新能源系统、储能系统与双极性直流母线集成具有重要的意义与价值[13-14]。

本文在 Boost-Sepic 变换器的基础上,首先推演获得高增益 Boost-Sepic 三端口变换器(three port converter,TPC),再加入双极性对称输出单元[15],提出具有对称双极性输出 Boost-Sepic 四端口变换器(four-port converter,FPC)。该拓扑具有较高电压增益以及对称双极性输出电压,能够满足双极性直流母线供电的需求。其次,从变换器的工作原理、稳态特性、控制策略、参数设计以及损耗分析等方面对所提变换器进行详细研究。最后,通过实验对所提出变换器的理论分析进行验证。

1　拓扑构造方式与工作原理分析

以 Boost-Sepic 变换器为基础,嵌入可以为储能系统提供充放电路径的 H 桥结构,并引入耦合电感和倍压单元,构成高增益 Boost-Sepic TPC。由于 Cuk 变换器和 Sepic 变换器的输出电压大小相等,极性相反,且输入侧结构相同,因此可以将 2 个变换器的输入端口进行复用,输出端口进行串联,构成双极性对称输出单元。将双极性对称输出单元嵌入到高增益 Boost-Sepic TPC 的后级,形成对称双极性输出的高增益 Boost-Sepic FPC,如图 1 所示。正极性输出部分由电容 C_5、C_{o1}、电感 L_2以及二极管 D_7构成,负极性部分由 C_6、C_{o2}、L_3以及 D_8构成。

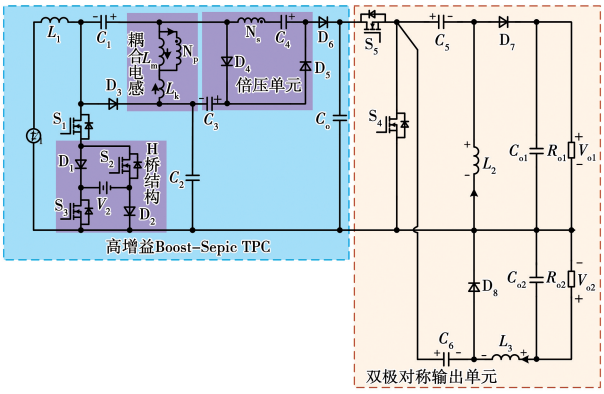


图 1　对称双极性输出的高增益 Boost-Sepic FPC

Fig. 1　High gain Boost-Sepic FPC with symmetric bipolar output

基于新能源输入端口提供功率与负载端口实际需求功率的大小关系,所提出的对称双极性输出的高增益 Boost-Sepic FPC 具有 3 种不同的工作模式,分别为单输入三输出(single input three output,SI-

TO)模式、双输入双输出(double input double output,DIDO)模式和单输入双输出模式(single input double output,SIDO)模式,对应输入输出关系如图 2 所示。由于 SIDO 模式是 SITO 或 DIDO 模式的特殊情况,因此在下文分析时,仅以 SITO 和 DIDO 模式为例进行分析。

1.1 SITO 模式

在 SITO 模式下,光伏功率大于负载功率,蓄电池处于充电状态。在该模式下,开关管 S_2 始终关断,开关管 S_1、S_3、S_4的占空比关系为 $d_1 = d_4 > d_3$,S_4 与 S_5互补导通。$i_{D1} \sim i_{D6}$为流过二极管 $D_1 \sim D_6$的电流,$i_{S1} \sim i_{S4}$为流过开关管 $S_1 \sim S_4$的电流,$V_{C1} \sim V_{C4}$为电容 $C_1 \sim C_4$的电压,$v_{gS1} \sim v_{gS5}$为开关管 $S_1 \sim S_5$的漏源极电压。SITO 模式下的稳态波形如图 3 所示,在 1 个开关周期内存在 10 个开关模态,图 4 为开关模态等效电路图。

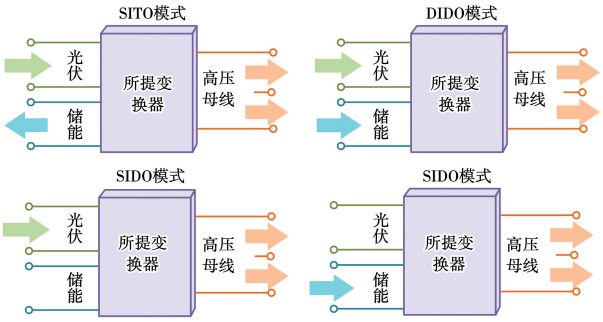


图 2 SITO、DIDO、SIDO 模式下的输入输出关系

Fig. 2 Input-output relationship in SITO, DIDO and SIDO

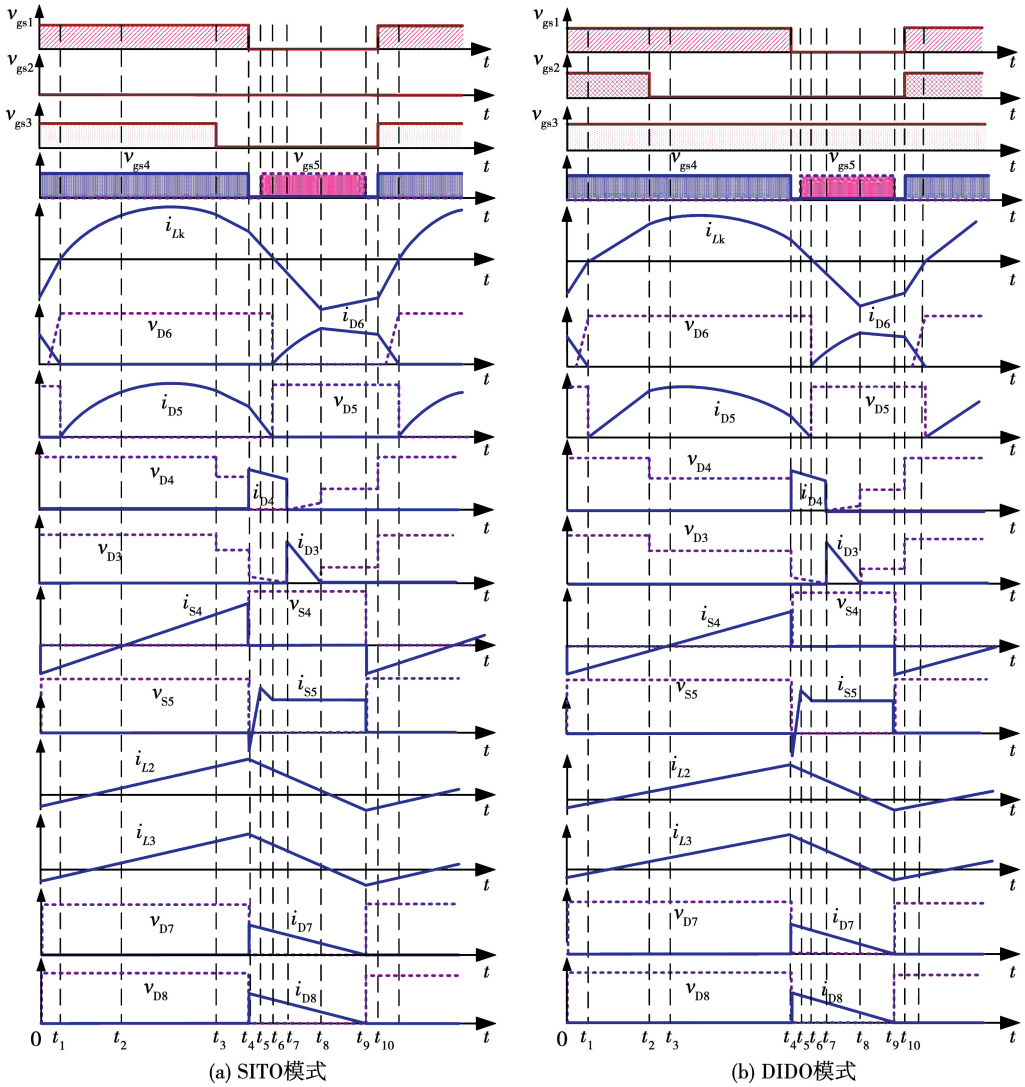


图 3 变换器在不同工作模式的稳态波形

Fig. 3 Steady state waveforms of the proposed converter in SITO mode and DIDO mode

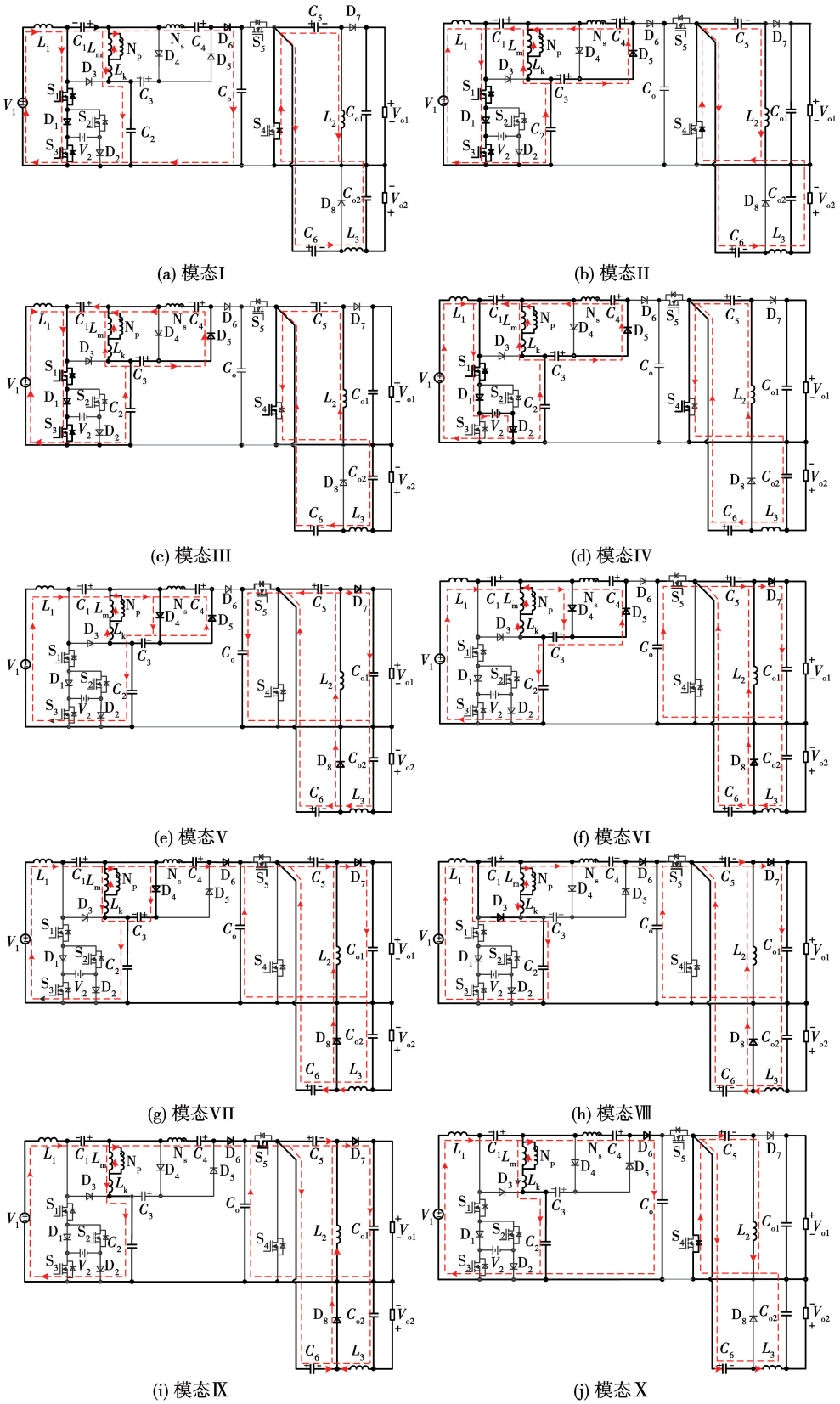


图 4　SITO 模式下变换器的等效电路

Fig. 4　Equivalent circuits of FPC in SITO mode

1)模态 I(0 ~ t_1)[图 4(a)]:在起始时刻,开关管 S_1、S_3 导通,此时漏感 L_k 的电流 i_{Lk} 线性减小。S_4

实现零电压导通(zero voltage switching,ZVS),i_{S4}为负。i_{D6}在t_1时刻减小为0,实现了D_6的零电流关断(zero current switching,ZCS)。

2)模态II($t_1 \sim t_2$)[图4(b)]:在t_1时刻,漏感电流减小为0,二极管D_6关断,D_5导通,存储在C_3中的能量通过D_5传递给C_4。漏感L_k和C_2、C_1谐振。

3)模态III($t_2 \sim t_3$)[图4(c)]:在t_2时刻,i_{S4}由负变正,同时电感L_2、L_3的电流反向。电路其他运行情况与模态II相同。

4)模态IV($t_3 \sim t_4$)[图4(d)]:在t_3时刻,S_3关断,蓄电池充电,i_{D5}随i_{Lk}线性降低,电路的其他运行情况与模态III相同。

5)模态V($t_4 \sim t_5$)[图4(e)]:死区时间,在t_4时刻,S_1、S_4关断,S_5的体二极管导通,D_4、D_7、D_8导通。耦合电感原边通过D_4向C_3传递能量。L_2、L_3向负载提供能量。

6)模态VI($t_5 \sim t_6$)[图4(f)]:在t_5时刻,开关管S_5导通,高增益输出电容C_o向负载端供电,电路其他运行情况与模态V相同。

7)模态VII($t_6 \sim t_7$)[图4(g)]:在t_6时刻,漏感电流线性降低为0,D_5实现零电流关断,同时D_6导通。此时有$V_{C3} = v_p$。

8)模态VIII($t_7 \sim t_8$)[图4(h)]:在t_7时刻,二极管D_4关断,D_3导通,直到t_8时刻,D_3自然关断,实现ZCS。

9)模态IX($t_8 \sim t_9$)[图4(i)]:在t_8时刻,D_3关断,电路其他运行情况与模态VIII相同。

10)模态X($t_9 \sim t_{10}$)[图4(j)]:死区时间,在t_9时刻,S_5关断,S_4的体二极管导通,L_2、L_3的电流反向,D_7、D_8的电流线性降低为0,负载由C_{o1}、C_{o2}供电。

1.2 DIDO模式

在DIDO模式下,光伏功率小于负载功率,蓄电池处于放电状态。在该模式下,开关管S_3始终保持导通,开关管S_1、S_2、S_4的占空比关系为$d_1 = d_4 > d_2$,S_4与S_5互补导通。DIDO模式下的关键稳态波形如图3(b)所示,在一个开关周期内存在10个开关模态,图5为开关模态等效电路图。

1)模态I($0 \sim t_1$)[图5(a)]:在起始时刻,S_1、S_2、S_3导通,蓄电池放电;S_4实现ZVS,i_{S4}为负;i_{D6}的下降速率与L_k有关,t_1时刻减小为0,实现了D_6的ZCS,S_4的体二极管导通,L_2、L_3释放能量。

2)模态II($t_1 \sim t_2$)[图5(b)]:t_1时刻D_6关断,D_5导通,存储在电容C_3中的能量通过D_5传递给电容C_4;i_{Lk}线性增大;L_2、L_3释放能量。

3)模态III($t_2 \sim t_3$)[图5(c)]:在t_2时刻,S_2关断,输入电感L_1储能,漏感L_k和电容C_2、C_1谐振;i_{S4}由负变正,其余工作状态与开关模态II相同。

4)模态IV($t_3 \sim t_4$)[图5(d)]:在t_3时刻,S_4导通,i_{S4}由负变正,实现零电压导通;L_2、L_3的电流反向。电路其他运行情况与模态III相同。

5)模态V($t_4 \sim t_5$)[图5(e)]:此阶段为S_4和S_5的死区时间,在t_4时刻,S_1、S_4关断,S_5体二极管导通,D_4、D_7、D_8导通。耦合电感原边通过D_4向C_3传递能量,电感L_2、L_3向负载供电。

6)模态VI($t_5 \sim t_6$)[图5(f)]:在t_5时刻,S_5导通,电容C_o向负载供电,电路其他运行情况与模态V相同。

7)模态VII($t_6 \sim t_7$)[图5(g)]:在t_6时刻,漏感电流线性降低为0,D_5实现ZCS,D_6导通。此时有$V_{C3} = v_p$。

8)模态VIII($t_7 \sim t_8$)[图5(h)]:在t_7时刻,D_4关断,D_3导通,t_8时刻,D_3关断,实现ZCS。

9)模态IX($t_8 \sim t_9$)[图5(i)]:在t_8时刻,D_3关断,电路其他运行情况与模态VIII相同。

10)模态X($t_9 \sim t_{10}$)[图5(j)]:死区时间,在t_9时刻,S_5关断,S_4体二极管导通,L_2、L_3电流反向,D_7、D_8电流线性降低为0,负载由C_{o1}、C_{o2}供电。

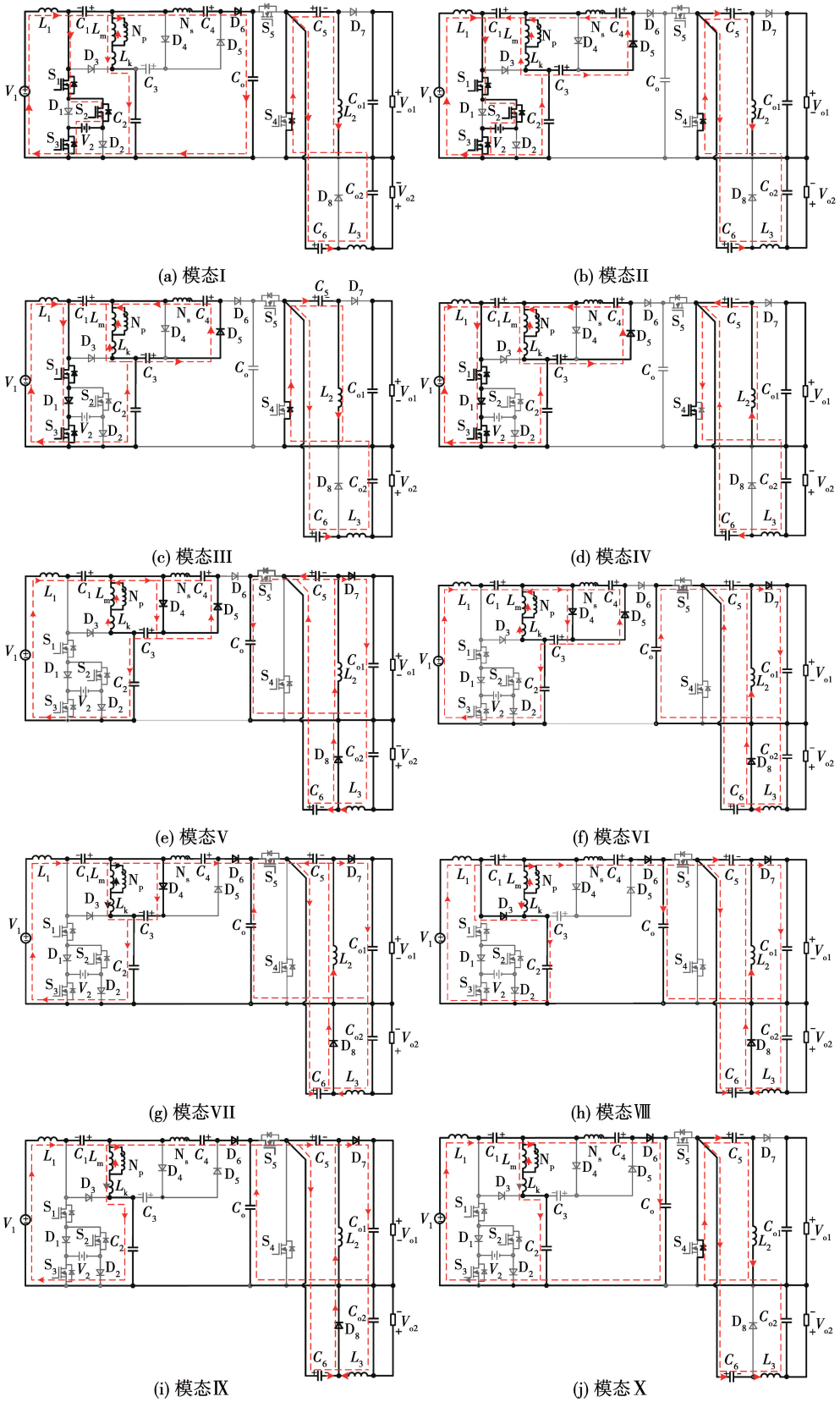


图 5　DIDO 模式下变换器的等效电路

Fig. 5　Equivalent circuits of FPC in DIDO mode

2 稳态特性分析

2.1 电压增益

考虑主要模态，忽略死区时间的影响，在 SITO 模式下，对耦合电感的原边和副边，以及电感 $L_1 \sim L_3$ 使用伏秒平衡原理，可以列出以下方程：

$$\left.\begin{aligned}
&d_1V_1 + (d_1 - d_3)(V_1 - V_2) + \\
&\qquad (1 - d_1)(V_1 - V_{C2}) = 0;\\
&d_1(V_{C1} - V_{C2}) + (d_1 - d_3)(V_{C1} - V_{C2} + V_2) + \\
&\qquad (1 - d_1)(V_1 - V_{C3}) = 0;\\
&V_{C3} = V_{C1};\\
&d_1(V_{C6} + V_{o2}) + V_{o2}(1 - d_1) = 0;\\
&d_1(V_{C6} + V_{o2}) + (V_{C6} - V_{Co} + V_{o2})(1 - d_1) = 0;\\
&-d_1V_{C5} + (V_{Co} - V_{C5})(1 - d_1) = 0;\\
&-d_1V_{C5} + V_{o1}(1 - d_1) = 0。
\end{aligned}\right\} \tag{1}$$

解得在 SITO 模式下变换器的双极性输出电压为：

$$\left.\begin{aligned}
V_{o1} &= d_1\frac{N + 2 + d_1}{1 - d_1}V_1 - d_1\frac{(N + 3)(d_1 - d_3)}{1 - d_1}V_2;\\
V_{o2} &= -d_1\frac{N + 2 + d_1}{1 - d_1}V_1 + d_1\frac{(N + 3)(d_1 - d_3)}{1 - d_1}V_2。
\end{aligned}\right\} \tag{2}$$

类似地，在 DIDO 模式下，根据电感的伏秒平衡，求出双极性输出电压为：

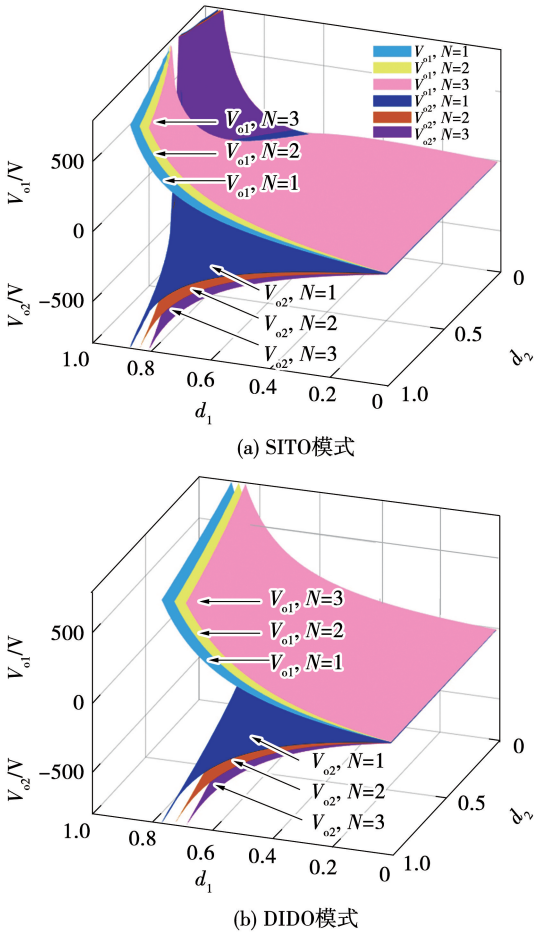
$$\left.\begin{aligned}
V_{o1} &= d_1\frac{N + 2 + d_1}{1 - d_1}V_1 + d_1\frac{(N + 3)d_2}{1 - d_1}V_2;\\
V_{o2} &= -d_1\frac{N + 2 + d_1}{1 - d_1}V_1 - d_1\frac{(N + 3)d_2}{1 - d_1}V_2。
\end{aligned}\right\} \tag{3}$$

根据式(2)和式(3)的结果，在 $V_1 = 25$ V，$V_2 = 36$ V 的情况下绘制出输出电压与占空比的关系，如图 6 所示。由图 6 可知，随着占空比的增加，正极性输出电压从 0 向正无穷增大，负极性电压从 0 向负无穷增大。可以看出，所提变换器不仅具有高电压增益性能，同时能够在所有工作模式下保持严格对称的输出电压特性。

SIDO 模式是 SITO 模式在 $d_1 = d_3$ 时的特殊情况，可得 SIDO 模式下的电压增益为：

$$\left.\begin{aligned}
\frac{V_{o1}}{V_1} &= d_1\frac{N + 2 + d_1}{1 - d_1};\\
\frac{V_{o2}}{V_1} &= -d_1\frac{N + 2 + d_1}{1 - d_1}。
\end{aligned}\right\} \tag{4}$$

根据式(4)绘制出变换器在 SIDO 模式下的电压增益随占空比变化的曲线，如图 7 所示。当 $N = 3$ 占空比为 0.55 时，电压增益为 ±6.8，在光伏输入 25 V 时，输出电压能达到 ±170 V，能够满足应用需求。



(a) SITO模式

(b) DIDO模式

图 6 输出电压对称性与占空比的关系

Fig. 6 Relationship among symmetrical bipolar output voltage and duty cycles

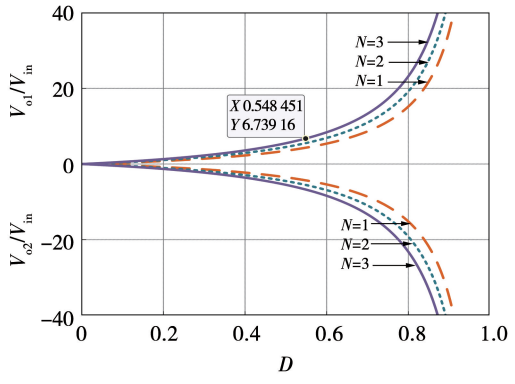


图 7 SIDO 模式下电压增益与占空比 d_1 的关系

Fig. 7 Relationship between voltage gain and duty cycle d_1 in SIDO mode

根据图 6 和图 7 可知,所提 FPC 的输出电压随着占空比和匝比的增加而增大,变换器不需要工作在极限占空比就可以输出较高电压增益。

2.2　软开关分析

为了保证开关管 S_5 和 S_4 在 $t_4 \sim t_5$ 和 $t_9 \sim t_{10}$ 时间段均能实现 ZVS 导通,在导通前会通过与 L_2 和 L_3 的谐振将存储在开关管结电容中的能量吸收,使得 v_{DS4} 和 v_{DS5} 为 0。因此,在 $t_4 \sim t_5$ 和 $t_9 \sim t_{10}$ 两个时间段内,实现软开关应分别满足以下条件:

$$-(i_{L2\min}+i_{L3\min})t_{dead} > 2V_{Co}C_{oss}; \tag{5}$$

$$(i_{L2\max}+i_{L3\max})t_{dead} > 2V_{Co}C_{oss}。 \tag{6}$$

其中:$i_{L2\min}$、$i_{L3\min}$、$i_{L2\max}$、$i_{L3\max}$ 为电感 L_2、L_3 在一个开关周期内的电流最小值和最大值;C_{oss} 为开关管 S_4 和 S_5 的结电容;t_{dead} 为死区时间。

根据一个开关周期内电容 C_{o2}、C_5 和 C_{o1} 的电流平均值为 0,则有如下关系:

$$I_{L3} = -I_{o2} = \frac{-V_{o2}}{R_{o2}} = \frac{d_1V_{Co}}{R_{o2}}; \tag{7}$$

$$I_{L2} = I_{C5} + I_{D7} = I_{C5} + I_{Co1} + I_{o1}; \tag{8}$$

$$I_{L2} = I_{o1} = \frac{V_{o1}}{R_{o1}} = \frac{d_1V_{Co}}{R_{o1}}。 \tag{9}$$

流过电感 L_2、L_3 上的电流最小值分别为:

$$i_{L2\min} = I_{L2} - \Delta i_{L2} = \frac{d_1V_{Co}}{R_{o1}} - \frac{V_{C5}d_1T_s}{2L_2} = \frac{d_1V_{Co}}{R_{o1}} - \frac{(1-d_1)V_{Co}d_1T_s}{2L_2}; \tag{10}$$

$$i_{L3\min} = I_{L3} - \Delta i_{L3} = \frac{d_1V_{Co}}{R_{o2}} - \frac{(V_{C6}-V_{o2})d_1T_s}{2L_3} = \frac{d_1V_{Co}}{R_{o2}} - \frac{(1-d_1)V_{Co}d_1T_s}{2L_3}。 \tag{11}$$

由于 $i_{L2\max} > -i_{L2\min}$,$i_{L3\max} > -i_{L3\min}$,因此式(5)比式(6)更难实现;只要保证 S_4 实现 ZVS,则 S_5 一定实现 ZVS。将式(10)、式(11)代入式(5),得到如下表达式:

$$-\left[\frac{d_1V_{Co}}{R_{o1}} - \frac{(1-d_1)V_{Co}d_1T_s}{2L_2} + \frac{d_1V_{Co}}{R_{o2}} - \frac{(1-d_1)V_{Co}d_1T_s}{2L_3}\right]t_{dead} > 2V_{Co}C_{oss}。 \tag{12}$$

令 L_2 和 L_3 的等效电感 L_e 为

$$L_e = \frac{1}{\frac{1}{L_2}+\frac{1}{L_3}} = \frac{L_3L_2}{L_3+L_2}。 \tag{13}$$

令正极性输出和负极性输出导纳之和 G_e 为

$$G_e = \frac{1}{R_{o1}} + \frac{1}{R_{o2}}。 \tag{14}$$

则式(12)可化简为

$$L_e < \frac{(1-d_1)d_1}{\left(\frac{4C_{oss}}{t_{daed}}+2d_1G_e\right)f_s}。 \tag{15}$$

可以绘制出 S_4 的软开关边界,如图 8 所示。从图 8 可以看出,随着结电容 C_{oss} 的减小,死区时间的增加,软开关范围变宽;但是随着负载的增加,软开关范围变窄。因此,在重载条件下较容易实现软开关。

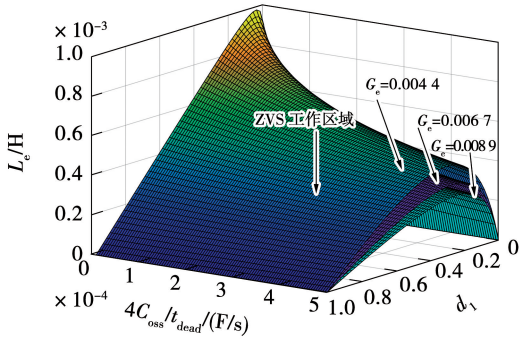


图 8　开关管 S_4 的软开关边界条件

Fig. 8　Soft switching boundary conditions of the S_4

3　主电路参数设计

3.1　耦合电感设计

1)磁芯选型。

磁芯选型采用 AP 法,磁芯面积乘积为

$$A_wA_e = \frac{P_T\times10^4}{JK_wK_uB_mf_s}, \text{cm}^4。 \tag{16}$$

其中:A_w 为窗口面积;A_e 为磁芯截面积;P_T 为耦合电感的视在功率;J 为电流密度,若采用利兹线,J 一般取 6 A/mm²;K_w 为窗口系数,取 $K_w=0.33$;K_u 为一次电流波形系数,方波取 $K_u=4$,正弦波取 $K_u=4.44$;B_m 为磁通密度,取 $B_m=0.25$ T;f_s 为开关频率。根据计算结果可以对磁芯进行选型,根据工作频率选择磁芯材质。

2)励磁电感 L_m 设计。

根据励磁电感纹波电流的需求,L_m 的计算公式为

$$L_m \geqslant \frac{v_{Lm}\Delta t}{\Delta i_{Lm}} = \frac{v_{Lm}d}{2\lambda_{Lm}I_{Lm}f_s}。 \tag{17}$$

其中:v_{Lm} 为励磁电感 L_m 承受的电压;d 为占空比;f_s 为开关频率;Δi_{Lm} 为励磁电感的电流纹波;I_{Lm} 为励磁电感电流均值;λ_{Lm} 为电流的纹波系数,一般取

10% ~20% 。在 SITO 模式下,开关管 S_1、S_3 均导通时,$v_{Lm}=V_{C1}-V_{C2}$,因此励磁电感计算公式为

$$L_m \geqslant \frac{(V_{C1}-V_{C2})d_3}{2\lambda_L I_{Lm} f_s}。\tag{18}$$

3.2 电容设计

对于电容的参数设计,主要考虑其电压应力和电压纹波大小。电压应力由 2.1 节中的稳态分析决定。电容的计算公式如下:

$$C_1 \geqslant \frac{i_{C1}\Delta t}{\Delta v_{C1}} = \frac{I_{L1}(1-d_1)^2 T_s}{\lambda_{C1}[d_1 V_1-(d_1-d_3)V_2]};\tag{19}$$

$$C_2 \geqslant \frac{i_{C2}\Delta t}{\Delta v_{C2}} = \frac{(NI_{L1}-I_{Lm})(1-d_1)^2 T_s}{\lambda_{C2}[V_1-(d_1-d_3)V_2](N+1)};\tag{20}$$

$$C_3 \geqslant \frac{i_{C3}\Delta t}{\Delta v_{C3}} = \frac{(I_{L1}-I_o+I_{Lm})(1-d_1)^2 T_s}{\lambda_{C3}[d_1 V_1-(d_1-d_3)V_2]};\tag{21}$$

$$C_4 \geqslant \frac{i_{C4}\Delta t}{\Delta v_{C4}} = \frac{I_o(1-d_1)^2 T_s}{\lambda_{C4}[(N-Nd_1+1)V_1-(d_1-d_3)V_2]};\tag{22}$$

$$C_o \geqslant \frac{i_{Co}\Delta t}{\Delta v_{Co}} = \frac{I_o d_1 T_s}{\lambda_{Co} V_o};\tag{23}$$

$$C_5 = C_6 = \frac{P_{max} T}{\lambda_{C5}};\tag{24}$$

$$C_{o1} = C_{o2} = \frac{P_{max} T}{2\lambda_{o1}}。\tag{25}$$

其中 λ_{C1} ~ λ_{Co1} 为电容电压的纹波系数。对于中间储能电容,不起滤波作用,纹波可以适当取大。对于输出电容 C_o、C_{o1},其纹波要求较高,在设计时 λ_{Co}、λ_{Co1} 取值较小。

3.3 输入电感设计

输入电感的计算公式为

$$L_1 \geqslant \frac{v_{L1}\Delta t}{\Delta i_{L1}} = \frac{v_{L1}\Delta t}{2\lambda_{L1} I_{L1}}。\tag{24}$$

其中:v_{L1} 为电感承受电压;Δt 为承受电压的时间;λ_{L1} 为电感电流的纹波系数。在 SIDO 模式下,当开关管 S_1、S_3 均导通时,$v_{L1}=V_1$,输入电感计算公式为

$$L_1 \geqslant \frac{V_1 d_3}{2\lambda_{L1} I_{L1} f_s}。\tag{25}$$

4 控制策略

所提变换器需要实现对称双极性输出电压的稳定,因此输出电压应该始终处于受控状态。而光伏系统和储能系统的功率互为补充,任意时刻两者中只有一个处于受控状态,另一个负责维持整个系统的功率平衡。为了满足上述控制目标,所提对称双极性输出的高增益 Boost-Sepic FPC 的控制框图如图 9 所示。

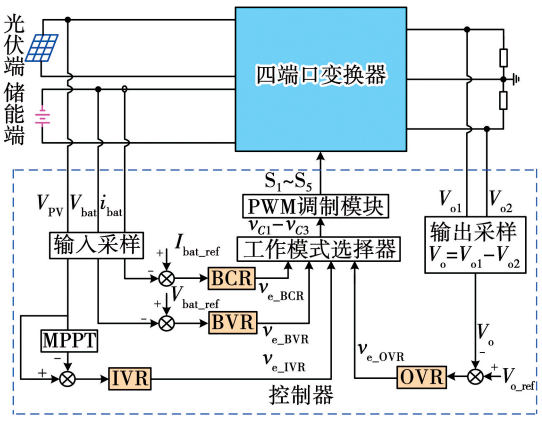


图 9 提出的变换器控制策略框图

Fig. 9 Control strategy diagram of proposed converter

该控制策略包含 4 个核心的管理器模块:1)输入电压调节器(input voltage regulator,IVR),用于实现光伏端 MPPT 控制;2)储能电压调节器(battery voltage regulator, BVR)、储能电流调节器(battery current regulator,BCR),用于确保储能系统安全高效的进行充放电;3)输出电压调节器(output voltage regulator,OVR),用于控制负载端的对称双极性输出电压。v_{e_IVR}、v_{e_BVR}、v_{e_BCR}、v_{e_OVR} 分别为管理器 IVR、BVR、BCR、OVR 的输出,V_{bat_ref}、I_{bat_ref}、V_{o_ref} 分别为储能系统的电压基准、电流基准和负载端的电压基准。为了实现对称双极性输出电压控制,输出电压采样正负极性电压之差。

5 对比分析

表 1 给出了所提变换器与现有双极性变换器之间的对比。由于现有大多数解决方案仅由一个输入端口和一个双极性输出端口组成,因此将 SIDO 模式下的功率传输路径与现有变换器进行比较。不同变换器增益曲线如图 10 所示。变换器与文献[16]和文献[18 -20]相比具有较高的电压增益。与文献[17]、文献[19 -20]相比,具有固有的对称双极性输出电压,无需额外的电压平衡控制,因此设计的复杂性也得以简化。变换器具有较多器件,但是能够实现软开关,提升变换器效率。

表 1　提出的变换器与现有文献双极性变换器性能对比

Table 1　Performance of proposed converter compared with that of the existing literature on bipolar convertor

参数	文献[16]	文献[17]	文献[18]	文献[19]	文献[20]	所提变换器
开关管数量	1	2	2	1	4	5
二极管数量	2	5	2	4	1	7
变压器数量	1	0	0	0	0	0
电感数量	0	3	3	1^2	1^2	1^2+3
电容数量	3	6	3	4	2	9
电压增益 V_{o12}/V_{in}	$2Dn/(1-D)$	$2(1+D)/[D(1-D)]$	$1/(1-D)$	$(2-D+nD)/(1-D)$	$(1+nD)/(1-D)$	$2D(2+D+n)/(1-D)$
最大开关应力	$V_{o12}/(2Dn)$	$V_{o12}/[2(1+D)]$	V_{o12}	$V_{o12}/(2-D+nD)$	$V_{o12}nD/[(1+nD)(1-D)]$	$V_{o12}/2$
最大二极管应力	$V_{o12}/(2D)$	$V_{o12}/2$	V_{o12}	$V_{o12}n/(2-D+nD)$	$V_{o12}/(1-D)$	$V_{o12}/2$
软开关	无	无	无	无	ZVS	ZVS
控制方法	PSM	电压平衡控制	PSM	电压平衡控制	电压平衡控制	PSM

注:$V_{o12}=V_{o1}-V_{o2}$。

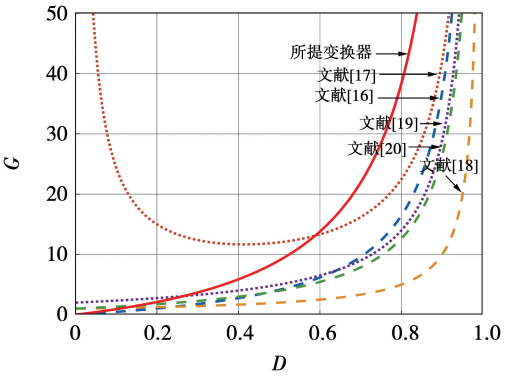


图 10　不同变换器占空比与电压增益关系对比曲线

Fig. 10　Comparison curves of relationship between duty cycle and voltage gain of different converters

6　实验结果

为了验证对称双极性输出的高增益 Boost-Sepic 四端口变换器理论分析的正确性,搭建了一台 200 W的实验样机,参数如表 2 所示。在 SIDO 模式下,实测变换器增益最高可达 12 倍。本实验的光伏输入端采用型号为 Chroma 62150H 的光伏模拟器,储能系统采用 3 个 12 V 的蓄电池串联,型号为 Chroma 63206A 的电子负载与负极性输出端口连接;正极性输出端口采用电阻棒。根据以上描述所搭建的实验平台如图 11 所示。

表 2　提出变换器的实验样机参数

Table 2　Parameters used in experimental prototype for the proposed converter

参数	型号与数值	参数	型号与数值
输出电压 V_{o1}、V_{o2}	±150 V	匝比 N	3
光伏电压 V_1	25 V	励磁电感 L_m	380 μH
蓄电池电压 V_2	36 V	电感 L_1	330 μH
二极管 D_3、D_4	RF2001T2D	开关管 S_1~S_3	IRFP4568PBF
二极管 D_1~D_2	SBT40100UFCT	开关管 S_4~S_5	LSB65R041GF
二极管 D_5~D_8	MUR1560	控制器	TMS320F280049C
开关频率 f_s	100 kHz	电感 L_2、L_3	220 μH
电容 C_1	2.2 μF/200 V	电容 C_2	10 μF/250 V
电容 C_3	6.8 μF/400 V	电容 C_4	4.7 μF/400 V
电容 C_5	100 μF/250 V	电容 C_6	50 μF/500 V

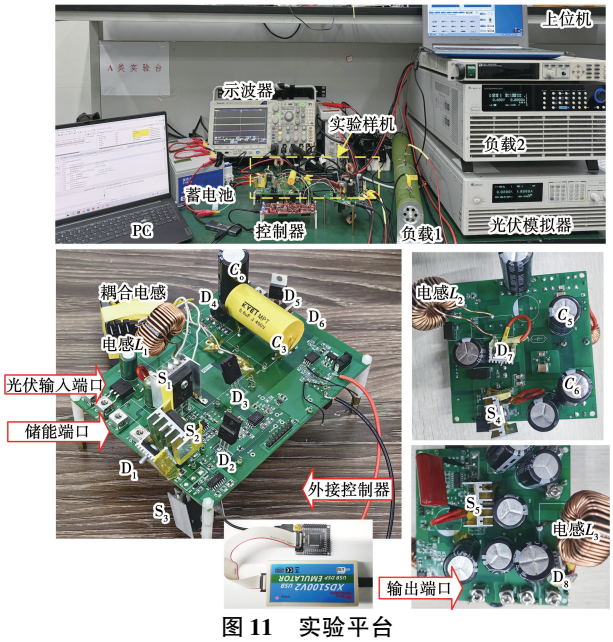


图 11　实验平台

Fig. 11　Photo of experimental platform

图 12 给出了变换器的稳态工作波形,图 12(a)、图 12(b)的波形分别为开关管 S_4、S_5的驱动信号、漏源极电和电流;图 12(c)的波形分别为二极管 D_8的电压 v_{D8}、电流 i_{D8}以及二极管 D_7的电压 v_{D7}、电流 i_{D7};图 12(d)的波形分别为开关管 S_4的驱动信号 v_{gs4},电感 L_2的电流 i_{L2}、电感 L_3的电流 i_{L3}。可以看到开关管 S_4、S_5实现了 ZVS,二极管 D_7、D_8实现了 ZCS,与理论分析一致。

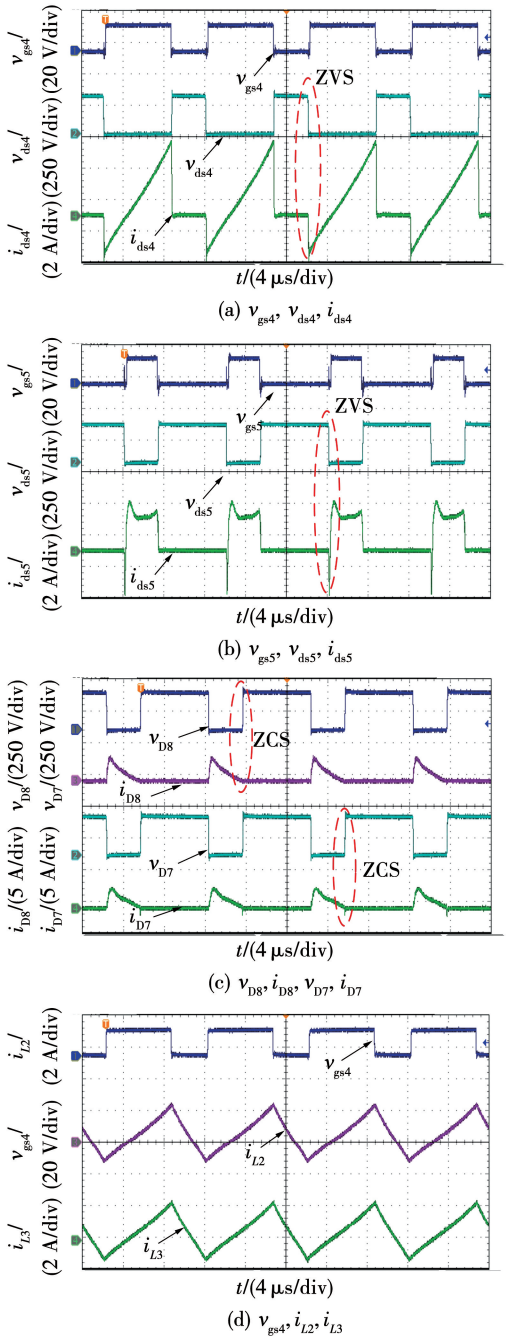


图 12 变换器的稳态实验波形

Fig. 12 Steady-state experimental waveforms of the converter

6.1 瞬态实验

为了验证所提高增益双极性 FPC 在输入或者输出功率波动时,仍然可以实现输出电压的对称双极性,对变换器进行瞬态实验。图 13 给出了负载瞬态响应实验波形。在图 13(a)中,光伏功率保持为 180 W,正极性端口输出功率为 50 W,负极性功率从 50 W 跳变至 100 W,变换器工作在 SITO 模式,蓄电池处于充电状态。在图 13(b)中,光伏功率保持在 150 W,正极性端口功率保持为 60 W,负极性功率从 60 W 跳变至 90 W,此时变换器工作在 DIDO 模式,蓄电池处于放电状态。图 13 的实验波形表明,高增益双极性 FPC 能够实现负载端的恒压控制,且双极性输出电压严格对称且保持恒定的 ±150 V。

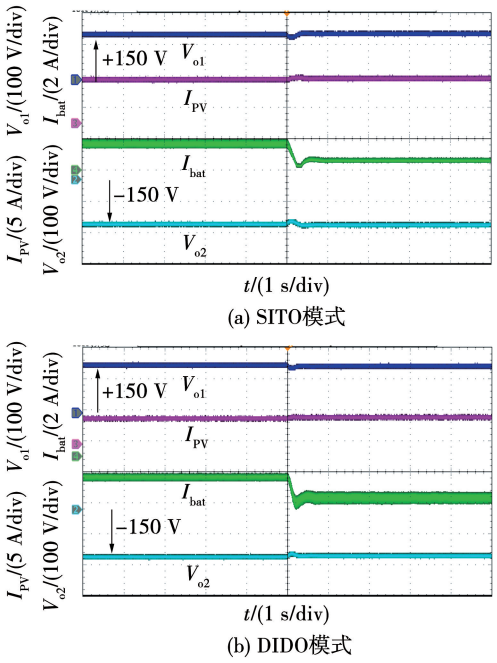


图 13 变换器的负载瞬态响应波形

Fig. 13 Load transient response waveforms of proposed converter

图 14 为输入瞬态响应波形。在图 14(a)中,变换器工作在 SITO 模式,输出功率保持为 120 W,光伏功率从 180 W 跳变至 140 W,蓄电池处于充电状态;图 14(b)中,变换器工作在 DIDO 模式,输出功率保持在 150 W,光伏功率从 135 W 跳变至 100 W,蓄电池处于放电状态。可以看到,在光伏功率跳变前后,可以实现对称双极性输出。

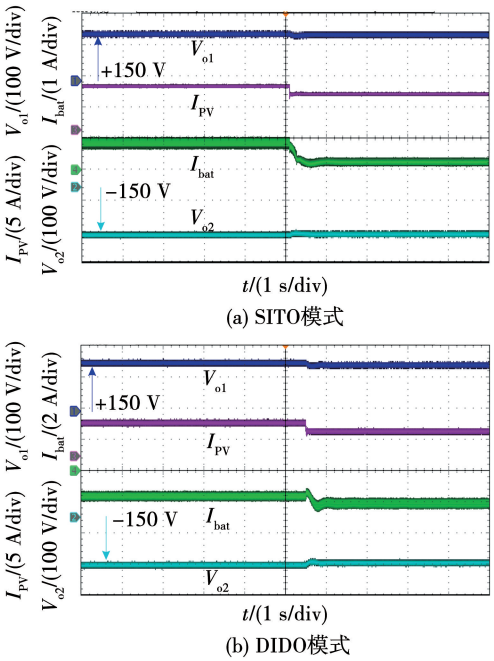


图 14　变换器输入瞬态响应波形

Fig. 14　Input transient response waveforms of proposed converter

所提高增益双极性 FPC 的模式切换实验结果如图 15 和图 16 所示。图 15 的实验条件为:输出功率保持为 150 W,光伏功率从 176 W 跳变至 131 W。可以看出,当光伏功率发生变化时,储能系统通过充电和放电满足系统的功率平衡,光伏功率波动前后变换器由 SITO 模式跳变至 DIDO 模式。

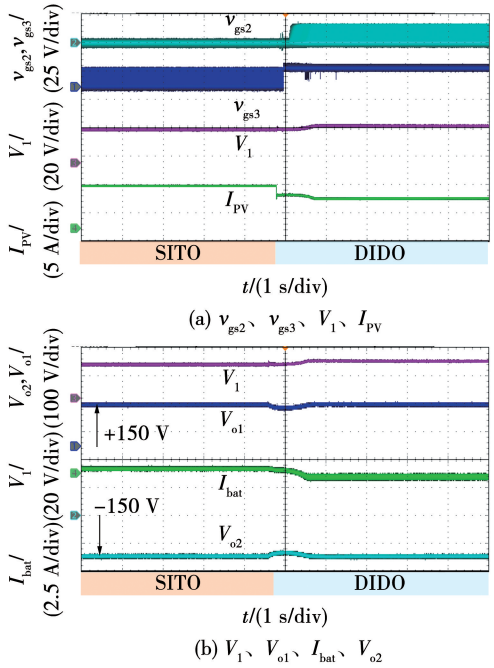


图 15　输入跳变导致变换器模式切换的实验波形

Fig. 15　Experimental waveforms of converter for mode switching caused by PV input step

图 16 的实验条件为:光伏功率保持为 150 W,正极性功率保持为 50 W,负极性功率从 50 W 跳变至 150 W。从实验结果可以看出,在负载跳变前后,储能系统由充电状态变为放电状态,从而满足系统的功率平衡,光伏功率波动前后变换器从 SITO 模式跳变至 DIDO 模式。

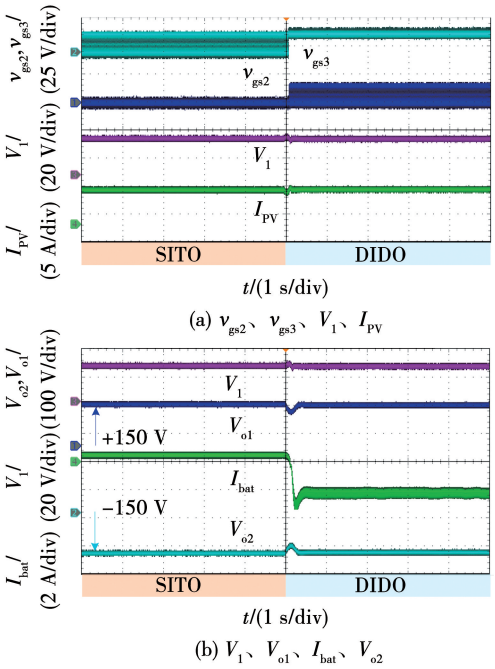


图 16　负载跳变导致变换器模式切换的实验波形

Fig. 16　Experimental waveforms of converter for mode switching caused by load step

由图 15 和图 16 的实验结果可知,所提高增益双极性 FPC 无论是在光伏功率变化还是负载需求功率波动等不同工作条件下,均能够实现光伏端 MPPT 控制和负载的对称双极性控制,模式切换过程平滑。

6.2　损耗分析与实测效率

系统的损耗主要包括开关管损耗、二极管损耗、电容损耗、耦合电感损耗和电感损耗。在分析变换器损耗时,只考虑主要模态,计算电流有效值。开关管的损耗包括开关损耗和导通损耗。导通损耗由开关管内部的导通电阻产生,表示为

$$P_S = I_{S1\_RMS}^2 R_{ds1(on)} + I_{S2\_RMS}^2 R_{ds2(on)} + I_{S3\_RMS}^2 R_{ds3(on)} + I_{S4\_RMS}^2 R_{ds4(on)} + I_{S5\_RMS}^2 R_{ds5(on)}。\quad (26)$$

其中:$R_{ds1(on)} \sim R_{ds5(on)}$是开关管在导通状态下的等效内阻;$I_{S1_RMS} \sim I_{S5_RMS}$是开关管 $S_1 \sim S_5$的电流有效值。

开关管的开关损耗包括开通损耗和关断损耗,由于开关管 S_4和 S_5实现了 ZVS,因此,在计算 S_4和 S_5的开关损耗时仅考虑其关断损耗。

开关管的开通和关断损耗分别表示为：

$$P_{\text{on\_sw}} = \sum_{i=1,2,3} 0.5 v_{\text{on\_ds}i} i_{\text{on\_S}i} f_s t_{\text{r\_S}i}; \tag{27}$$

$$P_{\text{off\_sw}} = \sum_{i=1,2,3,4,5} 0.5 v_{\text{off\_ds}i} i_{\text{off\_S}i} f_s t_{\text{f\_S}i}。 \tag{28}$$

其中：$v_{\text{on\_ds1}} \sim v_{\text{on\_d3}}$ 和 $v_{\text{off\_ds1}} \sim v_{\text{off\_d5}}$ 为开关管导通和关断时刻承受的电压；$i_{\text{on\_S1}} \sim i_{\text{on\_S3}}$ 和 $i_{\text{off\_S1}} \sim i_{\text{off\_S5}}$ 为开关管导通和关断时刻的电流；$t_{\text{r\_S1}} \sim t_{\text{r\_S3}}$ 和 $t_{\text{f\_S1}} \sim t_{\text{f\_S5}}$ 为开关管的上升和下降时间，以上 2 个参数可以通过开关管的数据手册获得。

二极管的损耗包括导通损耗和开关损耗，由于所提变换器二极管实现了 ZCS，因此在计算二极管损耗时只考虑导通损耗，表示为

$$\begin{aligned} P_{\text{D}} = {} & I_{\text{D1\_RMS}} V_{\text{F1}} + I_{\text{D2\_RMS}} V_{\text{F2}} + I_{\text{D3\_RMS}} V_{\text{F3}} + \\ & I_{\text{D4\_RMS}} V_{\text{F4}} + I_{\text{D5\_RMS}} V_{\text{F5}} + I_{\text{D6\_RMS}} V_{\text{F6}} + \\ & I_{\text{D7\_RMS}} V_{\text{F7}} + I_{\text{D8\_RMS}} V_{\text{F8}}。 \end{aligned} \tag{29}$$

其中：$V_{\text{F1}} \sim V_{\text{F8}}$ 是二极管 $D_1 \sim D_8$ 的导通压降；$I_{\text{D1\_RMS}} \sim I_{\text{D8\_RMS}}$ 是二极管的电流有效值。

电容损耗主要由电容的等效串联电阻导致，表示为

$$\begin{aligned} P_C = {} & I_{C1\_\text{RMS}}^2 r_{\text{ESR1}} + I_{C2\_\text{RMS}}^2 r_{\text{ESR2}} + I_{C3\_\text{RMS}}^2 r_{\text{ESR3}} + \\ & I_{C4\_\text{RMS}}^2 r_{\text{ESR4}} + I_{Co\_\text{RMS}}^2 r_{\text{ESR4}} + I_{C5\_\text{RMS}}^2 r_{\text{ESR5}} + \\ & I_{C6\_\text{RMS}}^2 r_{\text{ESR6}}。 \end{aligned} \tag{30}$$

其中：$r_{\text{ESR1}} \sim r_{\text{ESR6}}$ 为电容 $C_1 \sim C_6$ 的等效串联电阻；$I_{C1\_\text{RMS}} \sim I_{C6\_\text{RMS}}$ 为电容电流有效值。

耦合电感的损耗主要是铜损，包括初级绕组铜损和次级绕组铜损，主要是由绕线电阻导致的热能损失，表示为

$$P_{\text{T}} = I_{Lp\_\text{RMS}}^2 r_{\text{pri}} + I_{Ls\_\text{RMS}}^2 r_{\text{sec}}。 \tag{31}$$

其中：I_{Lp_RMS}、I_{Ls_RMS} 分别是初级绕组电流有效值和次级绕组电流有效值；r_{pri} 和 r_{sec} 别是耦合电感初级绕组和次级绕组的等效电阻。

电感的铜损表示为

$$P_{Li} = I_{Li}^2 r_{Li} = I_{Li}^2 \rho \frac{l_{Li}}{\pi (d_{Li}/2)^2}, (i = 1,2,3)。 \tag{32}$$

结合实验样机参数，通过数据手册和实测，获得各元件的寄生参数，并根据式(26)～式(32)，在 DIDO 工作模式下，计算变换器在不同输出功率时的损耗，绘制功率损耗柱状图如图 17 所示。根据图 17 可知，二极管的功率损耗最大，可以选择低导通压降的二极管来提高变换器效率。其次是电容损耗，为了降低损耗，中间储能电容可以选择内阻较低的聚丙烯薄膜电容。

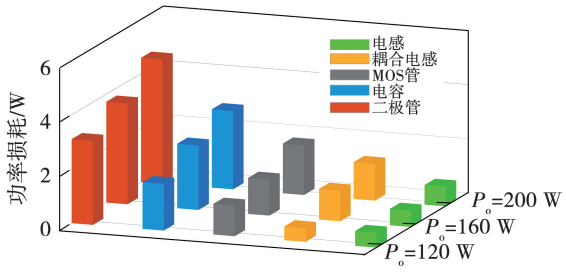


图 17 变换器功率损耗的柱状图

Fig. 17 Power loss distribution histogram for proposed converter

为了评估所提出的高增益双极性 FPC 的效率，测试了变换器的整机效率。变换器效率计算公式为：

$$\eta = \begin{cases} \dfrac{V_{o1} I_{o1} + V_{o2} I_{o2} + V_2 I_{\text{bat}}}{V_1 I_{\text{pv}}}, \text{SITO 模式}; \\ \dfrac{V_{o1} I_{o1} + V_{o2} I_{o2}}{V_1 I_{\text{pv}} + V_2 I_{\text{bat}}}, \text{DIDO 模式}。 \end{cases} \tag{33}$$

根据式(33)计算得到变换器在 SITO 和 DIDO 模式下的效率，绘制出变换器的效率曲线如图 18 所示。变换器在光伏功率为 180 W 时的效率整体高于光伏功率为 150 W 时的效率，且输出功率在 120 W 至 180 W 范围内时具有较高的效率。

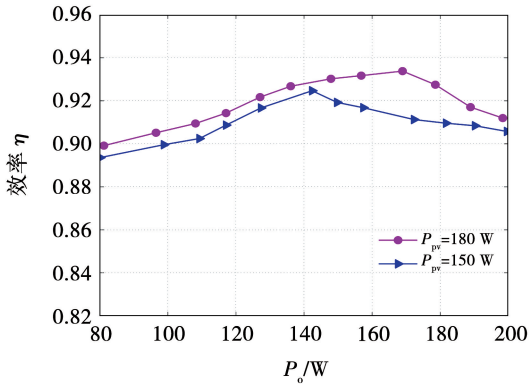


图 18 实测变换器效率曲线

Fig. 18 Measured efficiency curve of the converter

当光伏功率 $P_{\text{pv}} = 150$ W 时，测得峰值效率为 92.47%；当光伏功率 $P_{\text{pv}} = 180$ W 时，测得峰值效率为 93.38%。

7 结 论

针对双极性直流母线供电架构，本文提出一种对称双极性输出的高增益 Boost-Sepic FPC，具有 SITO、DIDO 和 SIDO 三种工作模式。本文详细分析了

变换器在 SITO 和 DIDO 模式下的工作原理,对变换器各个模态下的电压增益进行了推导。所提变换器能够实现软开关,显著提升工作效率。设计了变换器的多目标控制策略,实现了工作模式的平滑切换和输出电压的对称双极性控制。将变换器与现有同类型拓扑进行对比分析,展现变换器的特殊优势。最后,构建一台功率为 200 W 的实验样机,对所提出的拓扑与控制进行验证。结果表明:所提出的变换器可以实现 12 倍的高电压增益以及对称双极性输出电压,具有良好的输入和输出瞬态性能。

参 考 文 献:

[1] 范必双, 付思维, 王文, 等. 基于自适应虚拟电阻的低压微电网有功均分下垂控制策略[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(5): 142.
FAN Bishuang, FU Siwei, WANG Wen, et al. Active power sharing droop control strategy for low-voltage microgrid based on adaptive virtual resistance[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(5): 142.

[2] KOLAMPURATH J, PUTHAN P H, NANAPPAN M, et al. A review on challenges in DC microgrid planning and implementation [J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2023, 11(5): 1375.

[3] 施永, 张立博, 解宝, 等. 电能路由器交流侧模块化变流器分布式一致性协同控制[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(4): 43.
SHI Yong, ZHANG Libo, XIE Bao, et al. Distributed consistent coordinated control of modular converters on AC side of electric power router [J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(4): 43.

[4] MADDURI P A, POON J, ROSA J, et al. Scalable DC microgrids for rural electrification in emerging regions[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(4): 1195.

[5] XU Luona, GUERRERO J M, LASHAB A, et al. A review of DC shipboard microgrids—part I: power architectures, energy storage, and power converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(5): 5155.

[6] 徐卿瀚, 蒙显辉, 杨苓, 等. 直流微电网储能系统的 NF + QPR + LPF 双闭环 2 次谐波电流抑制方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(20): 5188.
XU Qinghan, MENG Xianhui, YANG Ling, et al. NF + QPR + LPF dual-loop secondary harmonic current suppression method for energy storage system in DC microgrid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(20): 5188.

[7] PRABHAKARAN P, AGARWAL V. Novel four-port DC-DC converter for interfacing solar PV-fuel cell hybrid sources with low-voltage bipolar DC microgrids[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1330.

[8] CHEN Shinhao, LIN Kueiliang, NG Shaosiang, et al. Embedded single-inductor bipolar-output DC-DC converter in class-D amplifier for low common noise[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(4): 3106.

[9] TIAN Qingxin, ZHANG Xin, ZHOU Guohua, et al. Improved dual active bridge DC-DC converter with symmetric bipolar output by utilizing a switched-capacitor circuit for bipolar DC distribution system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(1): 524.

[10] KANG H, CHA H. A new nonisolated high-voltage-gain boost converter with inherent output voltage balancing [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2189.

[11] KUMAR P, SINGH R K, MAHANTY R. Performance of MPPT-based minimum phase bipolar converter for photovoltaic systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5594.

[12] TIAN Qingxin, ZHOU Gguohua, LENG Minrui, et al. A nonisolated symmetric bipolar output four-port converter interfacing PV-battery system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11731.

[13] VAN-DEN-BROECK G, MARTINEZ W, DALLA-VECCHIA M, et al. Conversion efficiency of the buck three-level DC-DC converter in unbalanced bipolar DC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9306.

[14] 冯晨晨. 双极性直流微电网源端变换器电压自均衡电路与控制技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2022.

[15] ZHOU Xiang, WANG Yue, WANG Laili, et al. A soft-switching transformerless DC-DC converter with single-input bipolar symmetric outputs [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 8640.

[16] 郗玢鑫, 周丽娟, 杨浴金, 等. 一种双极性输出端口电压自平衡隔离型 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(14): 5702.
ZHU Binxin, ZHOU Lijuan, YANG Yujin, et al. A self-balancing isolated DC/DC converter with bipolar output voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(14): 5702.

[17] 郑贞钰, 陈思, 国梦珠, 等. 一种双极性输出的高增益变换器[J]. 现代电子技术, 2024, 47(22): 107.
ZHENG Zhenyu, CHEN Si, GUO Mengzhu, et al. A high gain converter with bipolar outputs [J]. Modern Electronics Technique, 2024, 47(22): 107.

[18] CHAPPARYA V, DEY A, SINGH S P, et al. A novel non-isolated boost-zeta interleaved DC-DC converter for low voltage bipolar DC micro-grid application [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(5): 6182.

[19] GHASEMI F, YAZDANI M R, DELSHAD M. Step-up DC-DC switching converter with single switch and multi-outputs based on Luo Topology[J]. IEEE Access, 2022, 10: 16871.

[20] LI Zhiqiang, WANG Ruichi, LIU Yuwei, et al. Synthesis of dual-output DC-DC converters with coupled inductor from a generalized output branch[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(10): 10025.

(编辑:刘琳琳)