

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240898

一种非隔离型双极性输出 DC-DC 变换器合成方法

周明珠^{1,2} 刘超^{1,2} 庄一展^{1,2} 毛行奎^{1,2} 张艺明^{1,2}

(1. 福州大学电气工程与自动化学院 福州 350108

2. 福建省新能源发电与电能变换重点实验室 福州 350108)

摘要 双极性直流微电网系统因其高效和可靠的优势,常作为连接各种可再生能源和新兴负载的解决方案。该文提出一种非隔离型双极性输出 DC-DC 变换器合成方法,并在传统变换器的基础上推演出一系列双极性输出 DC-DC 变换器拓扑。通过在 Boost 双极性输出 DC-DC 变换器上引入耦合电感和开关电容升压技术,提出一种双极性输出高增益 DC-DC 变换器。所提变换器具有低输入电流纹波、高电压增益、开关管电压应力低的优势,可以通过占空比和耦合电感匝比灵活调节双极性输出电压。该文给出了变换器结构的详细推演过程,并进行了模态分析、电压电流应力推导和稳态性能对比。最后,为了验证所提变换器的可行性,搭建一台 200 W 的实验样机,输出电压分别为 190、-190 和 380 V,变换器在满载效率为 95.5%。

关键词: 双极性直流微电网 DC-DC 变换器 耦合电感 高电压增益 低输入电流纹波

中图分类号: TM46

0 引言

光伏电池和燃料电池等可再生能源以及电动汽车的应用普及促进了直流微电网系统的发展^[1-3]。由于单极性直流微电网越来越难以满足许多新兴应用在高效性和可靠性方面的要求,为了提高系统性能,双极性直流微电网常作为连接各种可再生能源和新兴负载的解决方案,因具有更高的可靠性、灵活性和高效性,受到越来越多的关注^[4-5]。图 1 为双极性直流微电网系统基本结构。

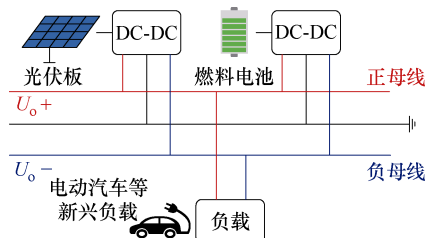


图 1 双极性直流微电网系统基本结构

Fig.1 Basic structure of bipolar DC microgrid system

国家自然科学基金(52107183)和福建省杰青(2022J06011)资助项目。

收稿日期 2024-05-27 改稿日期 2024-08-29

双极性结构与单极性结构相比具有以下优势:

(1) 更高的可靠性。当其中一条直流母线出现故障时,另一条直流母线仍然能够正常工作。

(2) 更高的灵活性。能够提供包含正负的双极性电压在内的三个电压等级,从而减小电源和负载对高电压增益的需求。

(3) 更高的效率。系统功率分布在两条直流母线上,使系统的效率更高。

然而,可再生能源系统产生的输出电压一般较低且不稳定,通常需要高压直流变换器来提升输出电压等级^[6-10]。同时,低输入电流纹波结构能够提高光伏电池和燃料电池的使用寿命和运行效率^[11-13]。因此,研究具有低输入电流纹波的双极性输出高增益 DC-DC 变换器具有良好的工程应用价值^[14-15]。文献[16]提出了一种基于传统 Boost 变换器的双极性输出 DC-DC 变换器,其负极性输出是通过在 Boost 电路上引入电容和二二极管组成极性反向极。但其电压增益有限,双极性输出电压仅通过单一的占空比进行调节,在不同负载条件下平衡双极输出具有局限性。文献[17-19]提出了一些基于 Sepic 和 Cuk 电路的双极输出 DC-DC 变换器,应用于低输入

电流纹波的光伏系统。然而，这些变换器的正负极输出电压仍然仅通过开关的占空比进行调节。为了提高双极性输出变换器的性能，文献[20-21]通过引入耦合电感升压技术来提高双极性输出电压增益，从而避免大量元件的使用。但由于其输入电流不连续，电流波形呈脉冲形式，影响光伏电池和燃料电池的使用寿命和运行效率。文献[22]提出了一种新型双开关高增益双极性输出 DC-DC 变换器，它具有支持输出电压平衡的能力，能够在有限的占空比范围内实现非常高的电压增益。然而，该变换器电压增益变化陡峭的斜率导致其控制更为复杂。

本文提出了一种非隔离型双极性输出 DC-DC 变换器合成方法，基于该方法推演出了一系列双极性输出 DC-DC 变换器拓扑。为了进一步提升双极性输出变换器的性能，以 Boost 双极性输出 DC-DC 变换器为例，通过在 Boost 双极性输出 DC-DC 变换器上引入耦合电感和开关电容升压技术，提出一种具有双极性输出的新型三绕组耦合电感高增益 DC-DC 变换器。该变换器具有输入电流纹波低、电压增益高、开关管电压应力低的优势，可以通过占空比和耦合电感匝比灵活调节双极性输出电压。

1 双极性输出 DC-DC 变换器的合成

图 2 所示为双极性输出 DC-DC 变换器的拓扑合成。通过将一个正极性输出 DC-DC 变换器 1 和一个负极性输出 DC-DC 变换器 2 的输入端并联及输出端串联来构成一个双极性输出 DC-DC 变换器。 U_{in} 为输入电压， U_{o1} 和 U_{o2} 分别为变换器的正极性输出电压和负极性输出电压，负载 R_1 、 R_2 和 R_3 形成三角形联结结构。

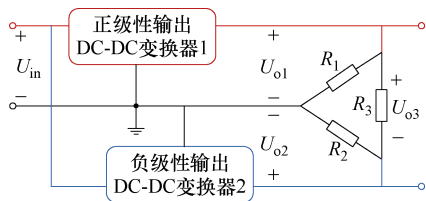


图 2 双极性输出 DC-DC 变换器的拓扑合成

Fig.2 Topology syntheses for bipolar output DC-DC converter

1.1 传统的 DC-DC 变换器分类

图 3 所示为正极性输出 DC-DC 变换器，图 4 所示为负极性输出 DC-DC 变换器。由图可知，正极性输出的变换器有 Buck、Boost、Sepic、Zeta，负极性输出的变换器有 Buck-Boost、Cuk。另外，图 4 增加了一个反 Boost 电路，即在传统 Boost 电

路基础上引入电容和二极管制成极性反向极，输入输出电压关系为 $U_o = -U_{in}/(1-D)$ 。表 1 所示为传统 DC-DC 变换器输入输出电压关系。其中， D 为主开关管 S_1 的导通占空比。

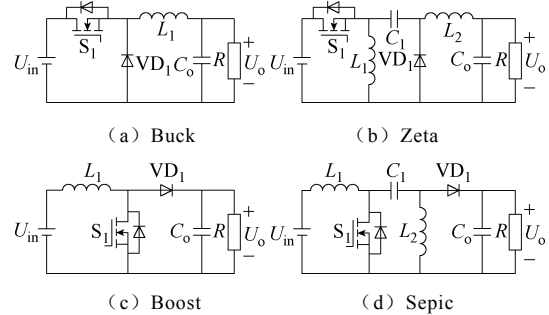


图 3 正极性输出 DC-DC 变换器

Fig.3 Positive polarity output DC-DC converters

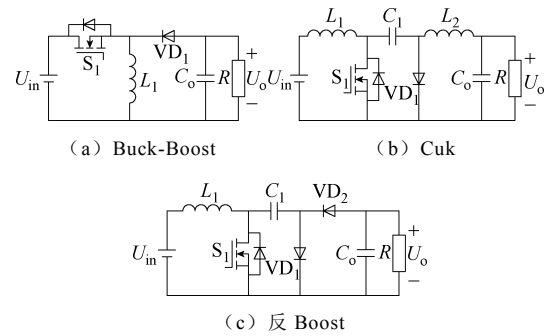


图 4 负极性输出 DC-DC 变换器

Fig.4 Negative polarity output DC-DC converters

表 1 传统 DC-DC 变换器输入输出电压关系

Tab.1 The input-output voltage relationship of the traditional DC-DC converters

| 变换器 | 电压关系 |
|------------|-------------------------------|
| Buck | $U_o = D U_{in}$ |
| Boost | $U_o = \frac{1}{1-D} U_{in}$ |
| Buck-Boost | $U_o = -\frac{D}{1-D} U_{in}$ |
| Zeta | $U_o = \frac{D}{1-D} U_{in}$ |
| Sepic | $U_o = \frac{D}{1-D} U_{in}$ |
| Cuk | $U_o = -\frac{D}{1-D} U_{in}$ |

1.2 拓扑推演

根据图 3 和图 4 的正负极性输出 DC-DC 变换器的组合可以得到 12 种基于传统变换器的双极性输出 DC-DC 变换器，如图 5 所示。此类变换器能

够提供包括正负的双极性电压在内的三个电压等级，输入电流纹波小、系统灵活性高。同时，正负极性的输出电压独立可控，可以通过开关管 S_1 和 S_2 灵活调节。但是，器件数量相对较多，控制相对复杂。

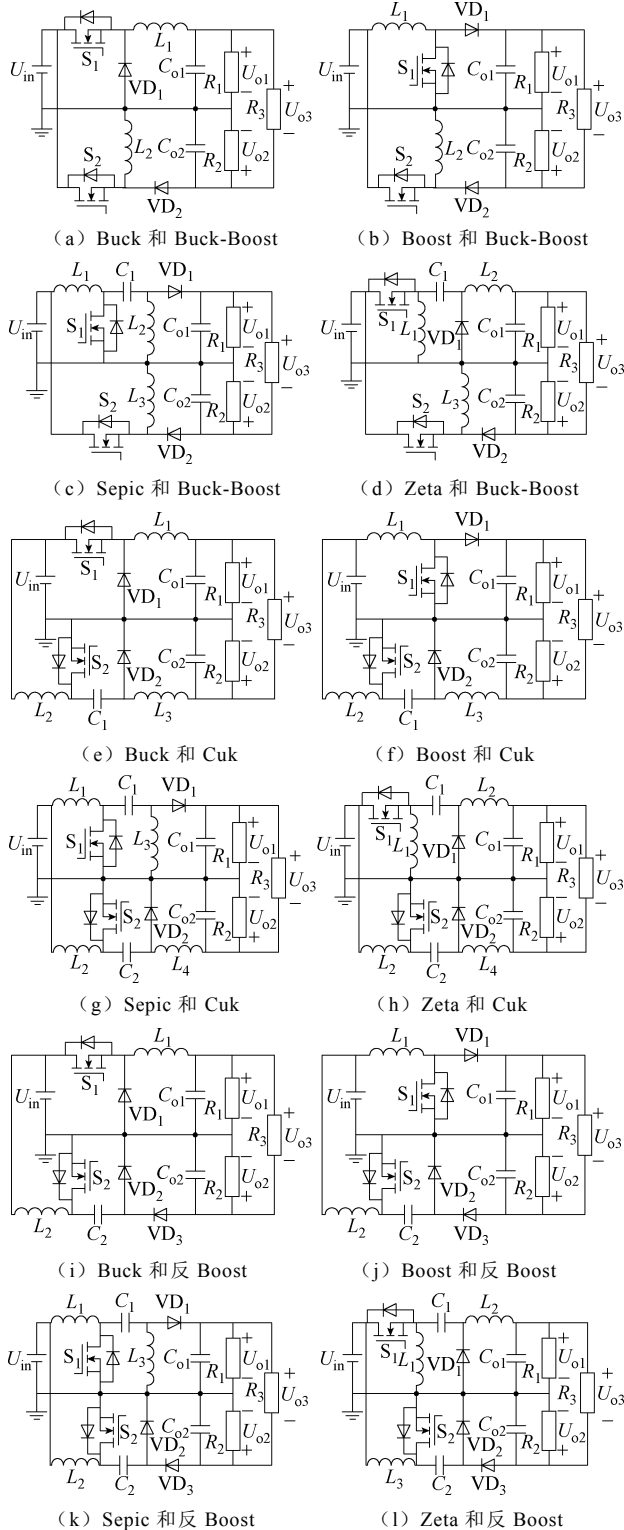


图 5 基于传统变换器的双极性输出 DC-DC 变换器
Fig.5 Bipolar output DC-DC converters based on conventional converter

观察图 5 所示双极性输出 DC-DC 变换器，能够看出图 5a~图 5k 正负极性 DC-DC 变换器的输入结构是相同的，通过器件复用原理可以得到如图 6 所示的六种双极性输出 DC-DC 变换器，其器件数量减少，控制相对简单，只由一个开关管控制。但是，此类变换器输入电流纹波相对较大，正负极性的输出电压同时受开关管 S_1 控制，没法灵活调节 U_{o1} 和 U_{o2} 输出电压。

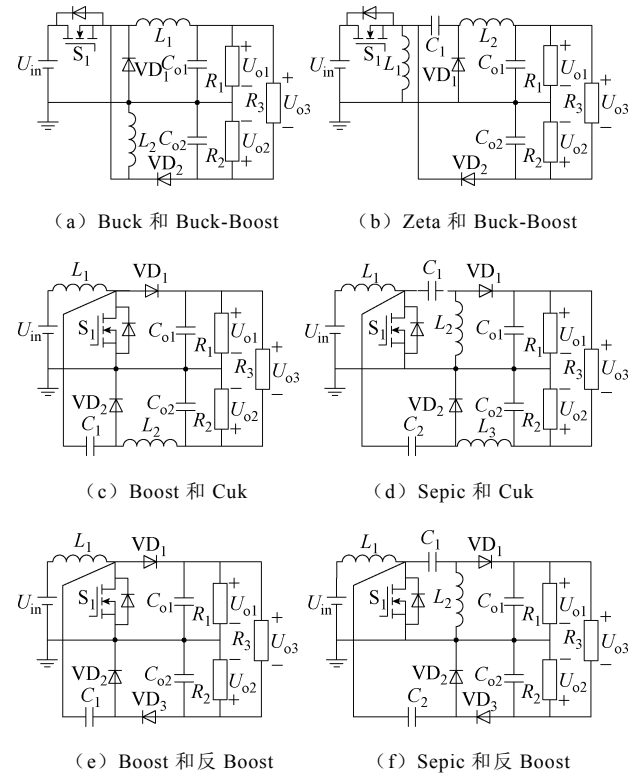


图 6 考虑器件复用后的双极性输出 DC-DC 变换器
Fig.6 Bipolar output DC-DC converters after considering the reuse of devices

2 双极性输出高增益 DC-DC 变换器

第 2 节介绍了基于传统 DC-DC 变换器如何构成双极性输出 DC-DC 变换器的方法。本文结合耦合电感升压技术，构建一种三绕组耦合电感的双极性输出高增益 DC-DC 变换器。

2.1 变换器结构

图 7 所示为所提双极性输出高增益 DC-DC 变换器拓扑结构推演过程，图 8 为所提变换器等效电路。在基于 Boost 和反 Boost 双极性输出 DC-DC 变换器（输入电感和开关管共享，见图 6e）上引入耦合电感和开关电容升压技术来实现高电压增益。通过耦合电感匝数比和开关管导通占空比灵活调节 U_{o1} 和 U_{o2} 输出电压。其中， S_1 - VD_1 - C_1 形成无源钳

位回路,来抑制开关管 S_1 上的电压尖峰。电路中包含 1 个输入电感 L_1 、1 个开关管 S_1 、5 个二极管 VD_1 、 VD_2 、 VD_{o1} 、 VD_{o2} 、6 个电容 C_1 、 C_2 、 C_{o1} 、 C_{o2} 和 1 个三耦合绕组,其中, $n_1=N_2/N_1$, $n_2=N_3/N_1$ 。

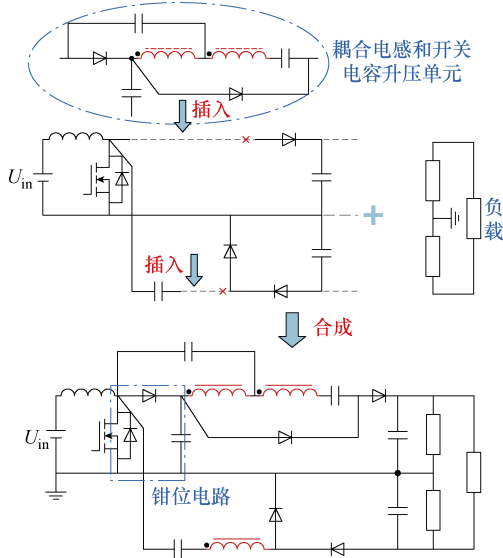


图 7 所提变换器拓扑结构推演

Fig.7 Topology derivation of the proposed converter

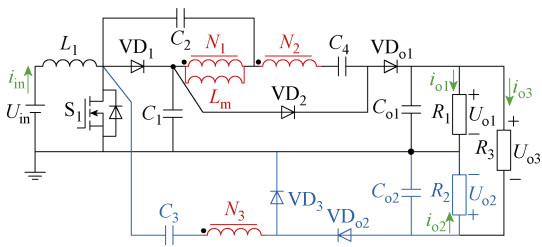


图 8 所提变换器等效电路

Fig.8 The equivalent circuit of the proposed converter

2.2 变换器工作模式

为了电路分析简便,假想变换器的所有元件工作在理想条件下。在一个开关周期 T_s 内,变换器共有四种工作模式,图 9 为所提变换器关键波形。图 10 给出了所提变换器四种工作模式对应的等效电路。

模式 1 ($t_0 \sim t_1$): 驱动信号触发开关管 S_1 导通,二极管 VD_1 、 VD_2 、 VD_3 和 VD_{o2} 导通,同时二极管 VD_{o1} 关断。输入电源 U_{in} 通过开关管 S_1 将能量传输给输入电感 L_1 。一次绕组 N_1 传输能量给电容 C_2 ,电容 C_2 进行充电,同时绕组 N_2 的能量通过二极管 VD_2 给电容 C_4 充电。当开关管 S_1 电压降为零时,该状态结束。

模式 2 ($t_1 \sim t_2$): 开关管 S_1 完全导通,输入电源 U_{in} 通过开关管 S_1 将能量传输给输入电感 L_1 。二极管 VD_1 的电压被反向截止于 U_{C1} ,电容 C_1 的能量

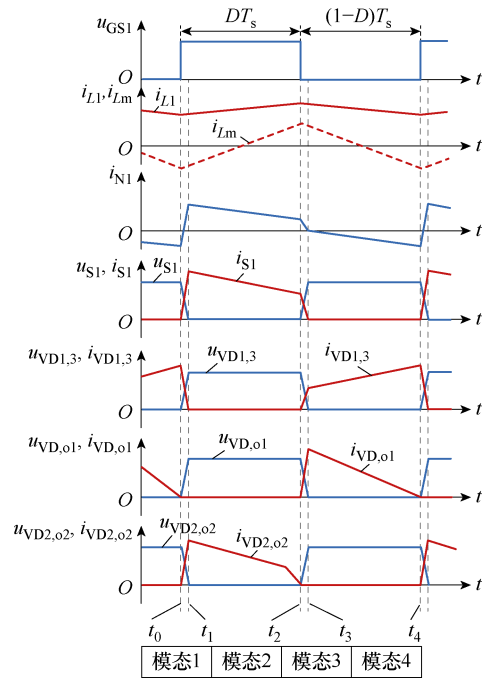
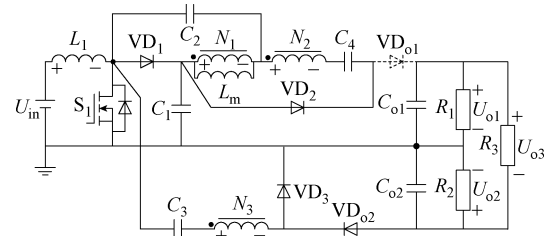


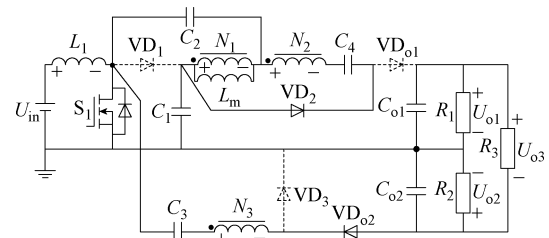
图 9 主要器件关键波形

Fig.9 Key waveforms of main components

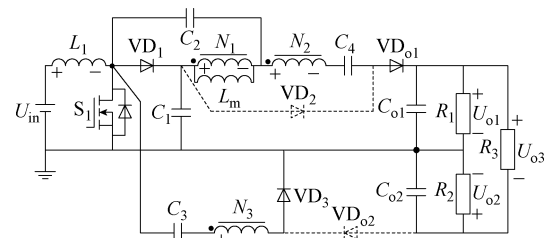
传输给电容 C_2 和一次绕组 N_1 。二极管 VD_{o1} 的电压被反向截止于 $U_{C_{o1}} - U_{C1}$,二极管 VD_3 的电压被反向截止于 $U_{C_{o2}}$ 。其电压关系为



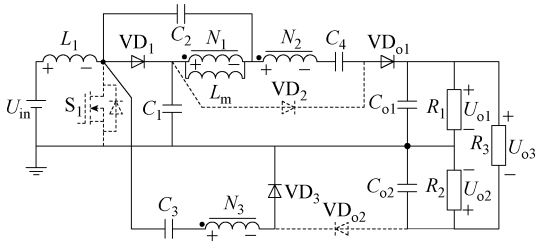
(a) 模式 1



(b) 模式 2



(c) 模式 3



(d) 模式 4

图 10 所提变换器工作模式

Fig.10 Operating modes of the proposed converter

$$\begin{cases} U_{L1_ON} = U_{in} \\ U_{N1_ON} = U_{C1} - U_{C2} \\ U_{N1_ON} + U_{N2_ON} = U_{C4} \\ U_{N3_ON} = U_{C02} - U_{C3} \\ U_{N2_ON} = n_1 U_{N1_ON} \\ U_{N3_ON} = n_2 U_{N1_ON} \end{cases} \quad (1)$$

式中, U_{L1_ON} 、 U_{NX_ON} 和 U_{CY} 为开关管 S_1 导通时电感 L_1 、绕组 N_X ($X=1, 2, 3$, 4, o1, o2) 上的电压。

模式 3 ($t_2 \sim t_3$): 驱动信号触发开关管 S_1 关断, 二极管 VD_1 、 VD_3 和 VD_{o1} 导通, 同时二极管 VD_2 和 VD_{o2} 关断。此时, 电容 C_3 充电, 电容 C_4 放电。当开关管 S_1 电流降为零时, 该状态结束。

模式 4 ($t_3 \sim t_4$): 开关管 S_1 完全关断, 输入电源 U_{in} 同输入电感 L_1 一起将能量传输给电容 C_1 。二极管 VD_2 的电压被反向截止于 $U_{C01} - U_{C1}$, 电容 C_2 将一部分能量传递到一次绕组 N_1 。二极管 VD_{o2} 的电压被反向截止于 U_{C02} 。其电压关系如下

$$\begin{cases} U_{L1_OFF} = U_{in} - U_{C1} \\ U_{N1_OFF} = -U_{C2} \\ U_{N1_OFF} + U_{N2_OFF} = U_{C1} + U_{C4} - U_{C01} \\ U_{N3_ON} = U_{C1} - U_{C3} \\ U_{N2_OFF} = n_1 U_{N1_OFF} \\ U_{N3_OFF} = n_2 U_{N1_OFF} \end{cases} \quad (2)$$

式中, U_{L1_OFF} 、 U_{NX_OFF} 和 U_{CY} 为开关管 S_1 关断时电感 L_1 、绕组 N_X ($X=1, 2, 3$) 和电容 C_Y ($Y=1, 2, 3, 4, o1, o2$) 上的电压。

由电感伏秒平衡原理可知

$$\begin{cases} \int_0^{DT} U_{L1_ON} dt + \int_{DT}^T U_{L1_OFF} dt = 0 \\ \int_0^{DT} U_{NX_ON} dt + \int_{DT}^T U_{NX_OFF} dt = 0 \end{cases} \quad X=1, 2, 3 \quad (3)$$

联立式 (1) ~ 式 (3), 可得

$$U_{o1} = U_{C01} = \frac{2+n_1}{1-D} U_{in} \quad (4)$$

$$U_{o2} = -U_{C02} = -\frac{1+n_2}{1-D} U_{in} \quad (5)$$

$$U_{o3} = U_{o1} - U_{o2} = \frac{3+n_1+n_2}{1-D} U_{in} \quad (6)$$

则所提变换器输出电压增益, 包括正、负和整体的电压增益 G_{o1} 、 G_{o2} 和 G_{o3} 分别为

$$G_{o1} = \frac{U_{o1}}{U_{in}} = \frac{2+n_1}{1-D} \quad (7)$$

$$G_{o2} = \frac{U_{o2}}{U_{in}} = -\frac{1+n_2}{1-D} \quad (8)$$

$$G_{o3} = \frac{U_{o3}}{U_{in}} = \frac{3+n_1+n_2}{1-D} \quad (9)$$

图 11 为电压增益和占空比 D 的关系。由图 11 可知, 当 $n_1=1, n_2=2$ 时, 增益 G_{o1} 和 G_{o2} 的大小相等、极性相反, 所提变换器可以实现对称双极性输出电压。同时增益 $G_{o3}=G_{o1}-G_{o2}=2G_{o1}=-2G_{o2}$, 输出电压增益 G_{o1} 、 G_{o2} 和 G_{o3} 都随这占空比 D 的增大而增大。

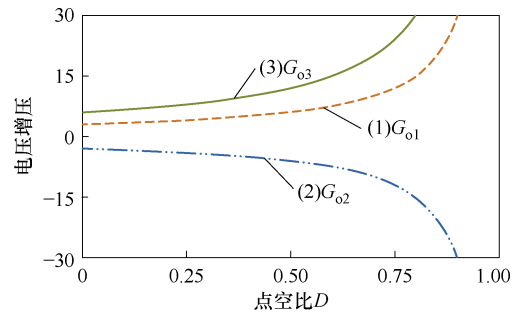


图 11 电压增益与占空比 D 的关系

Fig.11 Voltage gain versus duty cycle D

2.3 电压和电流应力

电容 C_Y 的电压应力分别为

$$\begin{cases} U_{C1} = \frac{1}{1-D} U_{in} = \frac{1}{3+n_1+n_2} U_{o3} \\ U_{C2} = \frac{D}{1-D} U_{in} = \frac{D}{3+n_1+n_2} U_{o3} \\ U_{C3} = \frac{1+n_2 D}{1-D} U_{in} = \frac{1+n_2 D}{3+n_1+n_2} U_{o3} \\ U_{C4} = (1+n_1) U_{in} = \frac{(1+n_1)(1-D)}{3+n_1+n_2} U_{o3} \\ U_{C01} = \frac{2+n_1}{1-D} U_{in} = \frac{2+n_1}{3+n_1+n_2} U_{o3} \\ U_{C02} = \frac{1+n_2}{1-D} U_{in} = \frac{1+n_2}{3+n_1+n_2} U_{o3} \end{cases} \quad (10)$$

开关管 S₁ 的电压应力为

$$U_{S1} = \frac{1}{1-D} U_{in} = \frac{1}{3+n_1+n_2} U_{o3} \quad (11)$$

二极管 VD₁、VD₂、VD₃、VD_{o1}、VD_{o2} 的电压应力为

$$\begin{cases} U_{VD1} = \frac{1}{1-D} U_{in} = \frac{1}{3+n_1+n_2} U_{o3} \\ U_{VD2} = U_{VDo1} = \frac{1+n_1}{1-D} U_{in} = \frac{1+n_1}{3+n_1+n_2} U_{o3} \\ U_{VD3} = U_{VDo2} = \frac{1+n_2}{1-D} U_{in} = \frac{1+n_2}{3+n_1+n_2} U_{o3} \end{cases} \quad (12)$$

图 12 为开关器件电压应力与输出电压 U_{o3} 的电压应力比。当 n₁=1, n₂=2 时, 变换器中开关器件的电压应力相对于输出电压都比较小, 较小电压应力可以选择较小的导通电阻开关器件, 减小导通损耗, 进而提高变换器的效率。

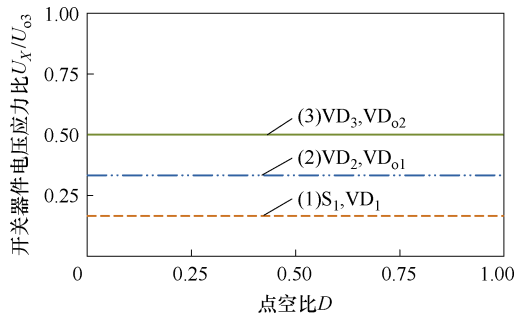


图 12 开关器件的电压应力比

Fig.12 The voltage stress ratio of the switching devices

根据变换器输入输出功率守恒可知

$$I_{in} = G_{o1} I_{o1} + G_{o2} I_{o2} + G_{o3} I_{o3} \quad (13)$$

开关管 S₁ 的电流应力

$$I_{S1} = \frac{(G_{o3}-1)I_{o3} + (G_{o1}-1)I_{o1} + G_{o2}I_{o2}}{D} \quad (14)$$

二极管 VD₁、VD₂、VD₃、VD_{o1}、VD_{o2} 的电流应力为

$$\begin{cases} I_{VD1} = I_{VDo1} = \frac{I_{o3} + I_{o1}}{1-D} \\ I_{VD2} = \frac{I_{o3} + I_{o1}}{D} \\ I_{VD3} = \frac{I_{o3} - I_{o2}}{1-D} \\ I_{VDo2} = \frac{I_{o3} - I_{o2}}{D} \end{cases} \quad (15)$$

图 13 为开关器件电流应力与输出电流 I_{o3} 的电流应力比。当 n₁=1, n₂=2, P_{o1}=P_{o2}, P_{o1}+P_{o2}=P_{o3} 时, 变换器中开关器件的电流应力比在占空比 D=0.5 时较小。综合考虑, 为了减少开关器件的导通损耗, 选择占空比 D=0.5。

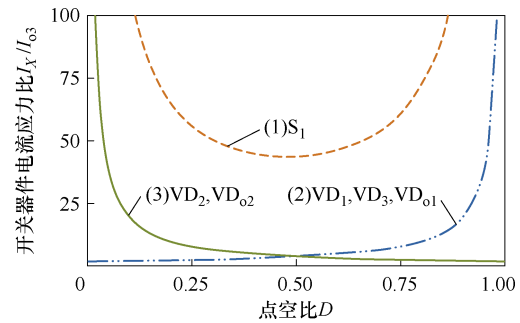


图 13 开关器件电流应力比

Fig.13 The current stress ratio of the switching devices

2.4 电路性能比较

表 2 为所提变换器与其他双极性输出 DC-DC 变换器的性能比较, 包括使用的各个器件数量、电

表 2 与其他双极性输出 DC-DC 变换器的电路性能比较

Tab.2 Comparison of circuit performance with other bipolar output DC-DC converters

| 变换器 | 器件数量 | | 电压增益 | | | 主开关管 电压应力 | 二极管最大 电压应力 | 输入电流 是否连续 | 效率(%) | 实验工况 | | |
|--------|------|------|------|--------------------|---------------------|----------------------|-------------------------|----------------------------|-----------------------------------|------|-----------------|-----------------------------------------|
| | S | VD C | CL+L | G _{o1} | G _{o2} | | | | | | G _{o3} | |
| 文献[16] | 1 | 3 | 3 | 0+1 | $\frac{1}{1-D}$ | $-\frac{1}{1-D}$ | $\frac{2}{1-D}$ | $\frac{U_{o3}}{2}$ | $\frac{U_{o3}}{2}$ | 是 | 90.5 | 20 kHz, 1.2 kW 50 V/(+200 V, -200 V) |
| 文献[17] | 1 | 2 | 4 | 1 ^{3W} +0 | $\frac{D}{1-D}$ | $-\frac{D}{1-D}$ | $\frac{2D}{1-D}$ | $\frac{U_{o3}}{2D}$ | $\frac{U_{o3}}{2D}$ | 是 | 92.4 | 100 kHz, 2 kW 360 V/(+360 V, -360 V) |
| 文献[20] | 1 | 4 | 4 | 1 ^{2W} +0 | $\frac{1+n}{1-D}$ | $-\frac{nD}{1-D}$ | $\frac{1+n+nD}{1-D}$ | $\frac{U_{o3}}{1+n+nD}$ | $\frac{(1+n)U_{o3}}{1+n+nD}$ | 否 | 93.8 | 50 kHz, 100 W 20 V/(+150 V, -50 V) |
| 文献[21] | 1 | 5 | 5 | 1 ^{3W} +0 | $\frac{2+n_1}{1-D}$ | $-\frac{n_2}{1-D}$ | $\frac{2+n_1+n_2}{1-D}$ | $\frac{U_{o3}}{2+n_1+n_2}$ | $\frac{(1+n_1)U_{o3}}{2+n_1+n_2}$ | 否 | 94.4 | 20 kHz, 150 W 50 V/(+300 V, -300 V) |
| 所提变换器 | 1 | 5 | 6 | 1 ^{3W} +1 | $\frac{2+n_1}{1-D}$ | $-\frac{1+n_2}{1-D}$ | $\frac{3+n_1+n_2}{1-D}$ | $\frac{U_{o3}}{3+n_1+n_2}$ | $\frac{(1+n_2)U_{o3}}{3+n_1+n_2}$ | 是 | 95.5 | 50 kHz, 200 W 32 V/(+190 V, -190 V) |

注: 表 2 中 S、VD、C 依次表示开关管、二极管和电容; CL+L 表示耦合电感和电感; 3 W 与 2 W 分别表示三绕组与二绕组耦合电感。

压增益、开关器件电压应力、输入电流是否连续、实际工况及效率，可以看出所提变换器有比较明显的优势。当 $n_1=1, n_2=2, n=n_1+n_2=3$ 时，所提变换器与其他双极性输出 DC-DC 变换器的电压增益、主开关管电压应力以及二极管最大电压应力比较如图 14 所示。从图 14 可知，所提变换器的电压增益是最高的，主开关管电压应力是最低的，二极管最大电压应力仅次于文献[21]。

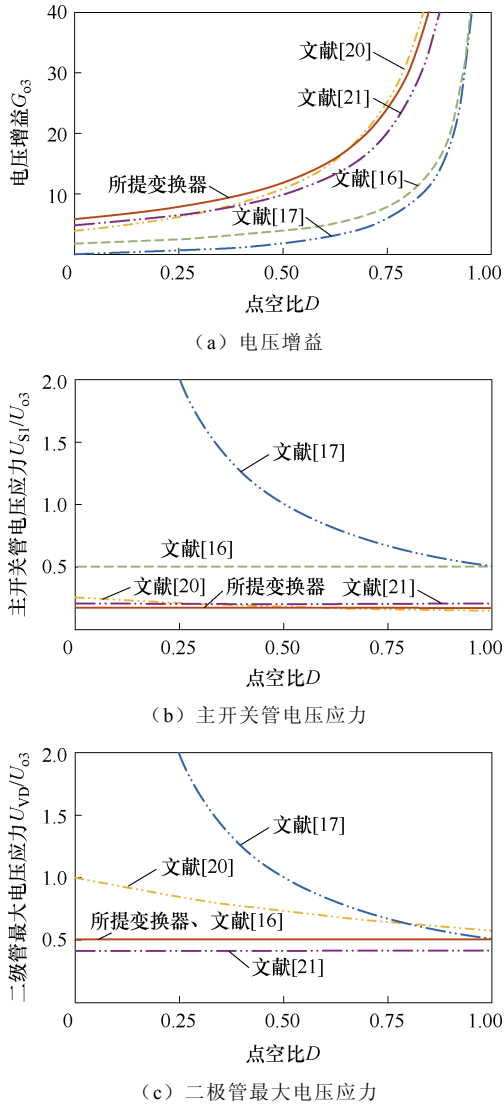


图 14 电路性能比较

Fig.14 Circuit performance comparison

3 实验结果和分析

为了验证所提双极性输出高增益 DC-DC 变换器理论分析的正确性和有效性，设计了一台额定功率为 200 W ($U_{in}=32\text{ V}, U_{o1}=190\text{ V}, U_{o2}=-190\text{ V}, U_{o3}=380\text{ V}$) 的实验样机，如图 15 所示。所提变换器主要实验参数见表 3。

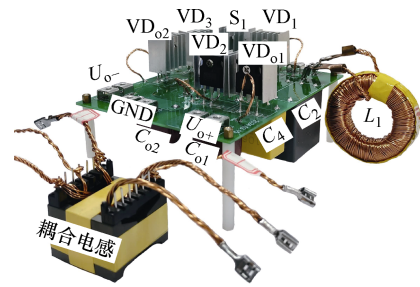


图 15 变换器实验样机

Fig.15 Experimental prototype of the converter

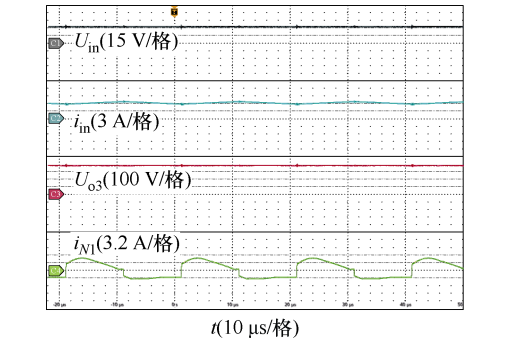
表 3 变换器实验电路参数

Tab.3 Key circuit parameters of the converter

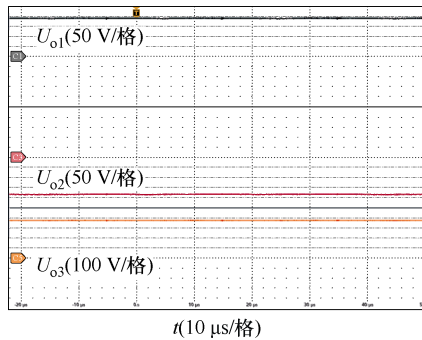
| 参数 | 数值(型号) |
|------------------------------------------|-------------|
| 输入电压 U_{in}/V | 32 |
| U_{o1}/V | 190 |
| 输出电压 U_{o2}/V | -190 |
| U_{o3}/V | 380 |
| R_1/Ω | 722 |
| 额定负载 R_2/Ω | 722 |
| R_3/Ω | 1 444 |
| 输入电感 $L_1/\mu\text{H}$ | 298 |
| 励磁电感 $L_m/\mu\text{H}$ | 172 |
| 耦合电感匝比 $N_1:N_2:N_3$ | 1:1:2 |
| 开关管 S_1 | IRFP4668PbF |
| 二极管 $VD_1, VD_2, VD_3, VD_{o1}, VD_{o2}$ | STTH6002CW |
| $C_1/\mu\text{F}$ | 40 |
| 电容 $C_2/\mu\text{F}$ | 20 |
| $C_4/\mu\text{F}$ | 10 |
| $C_3, C_{o1}, C_{o2}/\mu\text{F}$ | 4.7 |
| 开关频率 f_s/kHz | 50 |
| 占空比 D | 0.5 |

当 $D=0.5, N_1:N_2:N_3=1:1:2, U_{in}=32\text{ V}$ 时，所提变换器在 200 W 的开环实验结果如图 16 所示。图 16a 显示了输入输出电压、输入电流以及绕组 N_1 的电流波形，可以看到输入电流纹波是比较小的，变换器的实际电压增益 $380/32=11.875$ 略低于理论计算值的电压增益 $(3+n_1+n_2)/(1-D)=12$ ，这是由寄生电阻和控制信号延迟引起的。图 16b 显示了输出电压 U_{o1}, U_{o2} 和 U_{o3} 的波形，可以看到电压 U_{o1} 和 U_{o3} 的大小相等、极性相反，同时 $U_{o3}=U_{o1}-U_{o2}$ 与理论分析一致。图 16c~图 16e 显示了开关器件的电压和电流波形，可以看到二极管 VD_2 和 VD_{o2} 实现了零电流关断，减小了二极管的反向恢复损耗，同时开关管 S_1 和二极管 VD_1 的电压应力比较低。

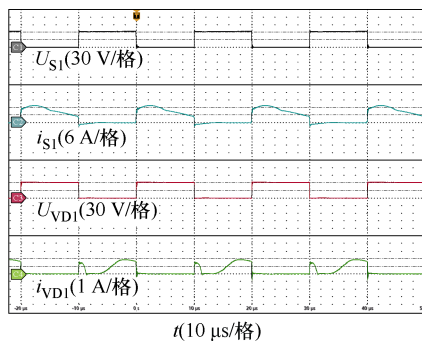
当 $U_{in}=32\text{ V}$, $U_{o3}=380\text{ V}$, $f_s=50\text{ kHz}$ 时, 所提双极性输出高增益 DC-DC 变换器测量效率与输出功率关系曲线如图 17 所示 ($P_o=P_{o1}+P_{o2}+P_{o3}$)。由图 17 可知, 所提变换器在满载的效率为 95.5%, 在半载的效率为 96.7%, 验证了所提变换器在整个负载条件下都具有高效性。



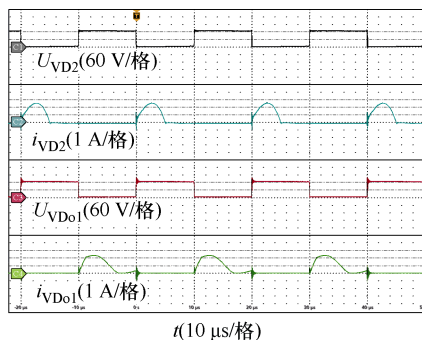
(a) 输入电压和电流、输出电压 U_{o3} 、绕组 N_1 电流 i_{N1}



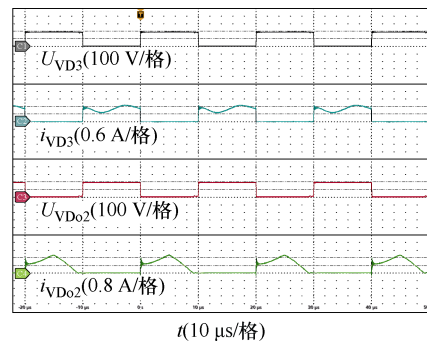
(b) 输出电压 U_{o1} 、 U_{o2} 、 U_{o3}



(c) 开关管 S_1 、二极管 VD_1 的电压和电流



(d) 二极管 VD_2 、 VD_{o1} 的电压和电流



(e) 二极管 VD_3 、 VD_{o2} 的电压和电流

图 16 200 W 下的实验波形

Fig.16 Experimental waveforms at 200 W

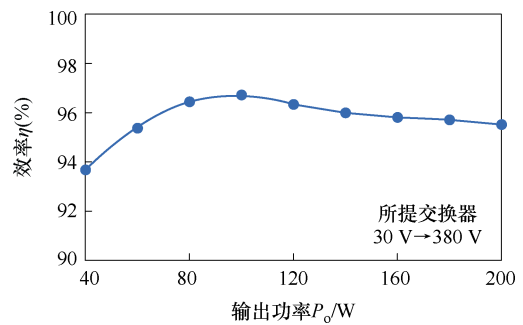


图 17 测量效率与输出功率的关系

Fig.17 Measured efficiency versus the output power

4 结论

本文提出了一种非隔离型双极性输出 DC-DC 变换器合成方法, 列举了一系列由传统变换器构成的双极性输出 DC-DC 变换器。并基于该合成方法提出了一种双极性输出高增益 DC-DC 变换器, 为了验证所提变换器的可行性, 搭建一台 50 kHz、200 W、32~380 V 的实验样机。实验结果证明所提双极性输出高增益 DC-DC 变换器具有如下优势:

- 1) 在较低的输入电流纹波和开关器件电压尖峰较小的情况下能够实现高电压增益。
- 2) 可以实现对称双极性输出电压, 减小电源和负载对高电压增益的需求。
- 3) 变换器功率分布在两条直流母线上, 使系统的效率更高。
- 4) 部分二极管实现了零电压关断, 减少了二极管反向恢复损耗, 提高了变换器的效率。

参考文献

[1] 张玮麟, 梁继业. 一种新型高效电动汽车双向 DC-DC 变换器[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(11): 109-116.

- Zhang Weilin, Liang Jiye. A novel efficient bi-directional DC-DC converter for electric vehicle[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2020, 47(11): 109-116.
- [2] 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 microgrid[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(20): 5530-5546.
- [3] 赵先浩, 谢红福, 刘飞, 等. 基于多端口电能路由器的楼宇直流微电网研究与应用[J]. *电气技术*, 2022, 23(8): 75-83.
- Zhao Xianhao, Xie Hongfu, Liu Fei, et al. Research and application of building DC microgrid based on multi port power router[J]. *Electrical Engineering*, 2022, 23(8): 75-83.
- [4] 李霞林, 张雪松, 郭力, 等. 双极性直流微电网中多电压平衡器协调控制[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(4): 721-729.
- Li Xialin, Zhang Xuesong, Guo Li, et al. Coordinated control of multiple voltage balancers in a bipolar DC microgrid[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(4): 721-729.
- [5] 汪飞, 雷志方, 徐新蔚. 面向直流微电网的电压平衡器拓扑结构研究[J]. *中国电机工程学报*, 2016, 36(6): 1604-1612, 1773.
- Wang Fei, Lei Zhifang, Xu Xinyu. Research on topologies of voltage balancers applied in DC microgrid[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(6): 1604-1612, 1773.
- [6] 雷浩东, 郝瑞祥, 游小杰, 等. 基于开关电容和三绕组耦合电感的高电压增益 DC-DC 变换器[J]. *电工技术学报*, 2020, 35(17): 3666-3677.
- Lei Haodong, Hao Ruixiang, You Xiaojie, et al. High voltage gain DC-DC converter with switched-capacitor and three-winding coupled inductor[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2020, 35(17): 3666-3677.
- [7] 桑汐坤, 王懿杰, 徐殿国. 基于输入并联输出串联的高效高压比 DC-DC 变换器[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(20): 5488-5502.
- Sang Xikun, Wang Yijie, Xu Dianguo. High-efficiency high voltage gain DC-DC converter based on input parallel and output series connection[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(20): 5488-5502.
- [8] 孙毓璞, 徐玉珍, 金涛. 一种改进二次型高增益 Boost-Sepic 变换器[J]. *电源学报*, 2022, 20(6): 111-116.
- Sun Yupu, Xu Yuzhen, Jin Tao. Improved quadratic high voltage gain Boost-Sepic converter[J]. *Journal of Power Supply*, 2022, 20(6): 111-116.
- [9] 管乐诗, 温兆亮, 许晓志, 等. 适用于宽增益范围的可重构单级 DC-DC 变换器及其磁元件设计[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(6): 1571-1583.
- Guan Yueshi, Wen Zhaoliang, Xu Xiaozhi, et al. A modular reconfigurable single-stage DC-DC converter suitable for wide gain range and its magnetic design[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(6): 1571-1583.
- [10] 曾怡达, 姚琴, 贾钦贵, 等. 新型二次型高增益 DC/DC 变换器及特性研究[J]. *电力电子技术*, 2023, 57(11): 115-117.
- Zeng Yida, Yao Qin, Jia Qingui, et al. A new quadratic high-gain DC/DC converter and its characteristics[J]. *Power Electronics*, 2023, 57(11): 115-117.
- [11] 丁杰, 高双, 赵世伟, 等. 基于耦合电感的对称式交错并联低输入电流纹波高增益 DC-DC 变换器[J]. *电工技术学报*, 2021, 36(7): 1507-1515.
- Ding Jie, Gao Shuang, Zhao Shiwei, et al. Symmetrical interleaved low input current ripple high step-up DC-DC converter based on coupled inductor[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(7): 1507-1515.
- [12] 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.
- [13] 郝玠鑫, 蓝海, 支树播, 等. 一种零输入电流纹波高增益 DC/DC 变换器[J]. *中国电机工程学报*, 2023, 43(19): 7640-7648.
- Zhu Fenxin, Lan Hai, Zhi Shubo, et al. A zero input current ripple high gain DC/DC converter[J].

- Proceedings of the CSEE, 2023, 43(19): 7640-7648.
- [14] Karthikeyan M, Elavarasu R, Ramesh P, et al. A hybridization of Cuk and Boost converter using single switch with higher voltage gain compatibility[J]. Energies, 2020, 13(9): 2312.
- [15] 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): 2189-2198.
- [16] Zhang Yun, Zhou Lei, Sumner M, et al. Single-switch, wide voltage-gain range, Boost DC-DC converter for fuel cell vehicles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(1): 134-145.
- [17] Nathan K, Ghosh S, Siwakoti Y, et al. A new DC-DC converter for photovoltaic systems: coupled-inductors combined Cuk-Sepic converter[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2019, 34(1): 191-201.
- [18] Litrán S P, Durán E, Semião J, et al. Single-switch bipolar output DC-DC converter for photovoltaic application[J]. Electronics, 2020, 9(7): 1171.
- [19] Ferrera M B, Litrán S P, Durán Aranda E, et al. A converter for bipolar DC link based on Sepic-Cuk combination[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 6483-6487.
- [20] Premkumar M, Subramaniam U, Haes Alhelou H, et al. Design and development of non-isolated modified Sepic DC-DC converter topology for high-step-up applications: investigation and hardware implementation[J]. Energies, 2020, 13(15): 3960.
- [21] Arshadi S A, Adib E, Farzanehfard H, et al. New high step-up DC-DC converter for photovoltaic grid-connected applications[C]//The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015), Tehran, Iran, 2015: 189-194.
- [22] Pires V F, Cordeiro A, Foito D, et al. A DC-DC converter with capability to support the voltage balance of DC bipolar microgrids[C]//2022 11th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA), Istanbul, Turkey, 2022: 50-55.

作者简介

周明珠 女, 1994 年生, 博士研究生, 研究方向为电力电子功率变换及软开关技术等。

E-mail: 220110005@fzu.edu.cn

张艺明 男, 1988 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线电能传输、电力电子功率变换等。

E-mail: zym@fzu.edu.cn (通信作者)

A Synthesis Method for Non-Isolated DC-DC Converters with Bipolar Outputs

Zhou Mingzhu^{1,2} Liu Chao^{1,2} Zhuang Yizhan^{1,2} Mao Xingkuai^{1,2} Zhang Yiming^{1,2}

(1. College of Electrical Engineering and Automation Fuzhou University Fuzhou 350108 China
2. Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion Fuzhou 350108 China)

Abstract In the application of new energy, energy storage, and emerging power loads, the power supply architecture using the DC bus has more advantages than the AC bus, which is the development direction of the future power supply system. Bipolar DC microgrid systems are often used to connect various renewable energy sources and emerging loads due to their higher reliability, flexibility, and efficiency. This paper proposes a synthesis method for non-isolated bipolar output DC-DC converters. A series of bipolar output DC-DC converter topologies are deduced. In order to further improve the performance of bipolar output converter, a novel high-voltage-gain DC-DC converter with a three-winding coupled-inductor is proposed by introducing coupled-inductor and switched-capacitor step-up technology to Boost bipolar output DC-DC converter.

Based on the characteristics of the bipolar output converter, the topology synthesis principle of the proposed bipolar output DC-DC converter is given. The input ends of a positive output DC-DC converter and a negative output DC-DC converter are connected in parallel, and the output ends are in series. This paper gives a series of bipolar output DC-DC converters by classifying and combining traditional DC-DC converters. However, the boost capacity of these converters is limited, and the positive and negative output voltages are only regulated by

the duty cycle of the switch. Thus, a bipolar high-voltage-gain DC-DC converter with a three-winding coupled-inductor is proposed. The bipolar output voltages can be adjusted flexibly by the turns ratio of the coupled inductor and the duty ratio. This paper gives the construction principle, operating mode, voltage gain, and stress derivation of the high-voltage-gain bipolar output converter. Compared with the converters in the literature, the proposed converter has apparent advantages in voltage gain and device voltage stress. An experimental prototype with a rated power of 200 W is designed. Experimental results show that the input current ripple is small, and the actual voltage gain of the converter is $380/32=11.875$, slightly lower than the calculated $(3+n_1+n_2)/(1-D)=12$, which is caused by parasitic resistance and control signal delay. The efficiency of the proposed converter is 95.5% at full load and 96.7% at half load.

The following conclusions can be drawn. (1) High voltage gain can be achieved with low input current ripple and small switching device voltage spikes. (2) Symmetrical bipolar output voltage can be achieved, reducing the need for high voltage gain of power supply and load. (3) The converter power is distributed on two DC bus bars, which makes the system more efficient. (4) Part of the diode realizes zero voltage switching turn-off, reduces the diode reverse recovery loss, and improves the efficiency of the proposed bipolar output converter.

Keywords: Bipolar DC microgrid, DC-DC converter, coupled-inductor, high voltage gain, low input current ripple

(编辑 陈 诚)