

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.241490

# 一种具备双极输出电压自均衡能力的隔离型 DC/DC 变换器

郝玢鑫, 陈思, 杨浴金, 王凯宏, 杨楠

(三峡大学电气与新能源学院(湖北省微电网工程技术研究中心), 湖北 宜昌 443002)

**摘要:** 双极直流微电网因其具有较高的灵活性、可靠性和兼容性而受到广泛关注, 但也存在极间电压不平衡的挑战。针对双极直流微电网中源、荷功率的不平衡分布导致极间电压偏差的问题, 提出一种具备双极输出电压自均衡能力的隔离型 DC/DC 变换器。该变换器由移相全桥逆变单元和可调节的双极性电压增益单元组成, 可有效支撑双极直流微电网极间电压的自动均衡, 并且还具备控制简单、结构可扩展的优点。首先, 详细阐述了所提变换器的推演过程, 并给出了不同模式下的工作原理。然后, 对该变换器的电压增益及器件应力、自平衡原理和损耗计算等方面进行了深入分析。最后, 搭建了一台 1 kW 的实验样机对理论分析进行了验证。实验结果表明, 所提变换器具备良好的双极输出电压自均衡能力。

**关键词:** 双极直流微电网; 自平衡; 变换器; 拓扑推演

## An isolated DC/DC converter with bipolar output voltage self-balancing capability

ZHU Binxin, CHEN Si, YANG Yujin, WANG Kaihong, YANG Nan

(Hubei Provincial Research Center on Microgrid Engineering Technology, College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China)

**Abstract:** Bipolar DC microgrids have attracted widespread attention due to their high flexibility, reliability, and compatibility. However, they also face challenges, such as voltage imbalance between poles. To address the problem of voltage deviation caused by unbalanced power distribution between source and load in bipolar DC microgrids, an isolated DC/DC converter with bipolar output voltage self-balancing capability is proposed. The proposed converter consists of a phase-shifting full-bridge inverter unit and an adjustable bipolar voltage gain unit, which can effectively support the automatic voltage balancing between the poles in a bipolar DC microgrid. It also features simple control and expandable structure. First, the derivation process of the proposed converter is elaborated in detail, and the working principles under different modes are presented. Then, an in-depth analysis is conducted on voltage gain, device stress, self-balancing principle, and loss calculation. Finally, a 1 kW experimental prototype is built to verify the theoretical analysis. Experimental results demonstrate that the proposed converter exhibits excellent bipolar output voltage self-balancing capability.

This work is supported by the Guangxi Key Research and Development Program (Gui Ke No. AB23026037).

**Key words:** bipolar DC microgrid; self-balancing; converter; topology derivation

## 0 引言

双极直流微电网因其具有较高的灵活性、可靠性和兼容性被广泛应用于下一代数据中心、飞机、船舶等供电系统以及家庭和建筑等领域<sup>[1-5]</sup>。为了保障电网的稳定性, 多种应对方案被提出<sup>[6-7]</sup>。其中,

电压平衡器(voltage balancer, VB)对于双极直流微电网极间电压的平衡起着至关重要的作用, 在近些年得到广泛研究<sup>[8]</sup>。

早期VB多基于双向Buck/Boost变换器实现<sup>[6-7]</sup>, 通过转移不平衡功率进而维持极间电压的平衡。文献[7-11]在此基础上提出了双Buck/Boost、SEPIC-Cuk、Boost/SEPIC结构, 降低了开关直通风险, 并进一步通过交错并联技术提高了上述拓扑的功率等级。文献[12-14]在三电平变换器的基础上构建出一

**基金项目:** 广西重点研发计划项目资助(桂科AB23026037); 湖北省教育厅科学研究计划重点项目资助(D20231201)

系列双极性 DC/DC 变换器，在实现双极输出的同时也保留了三电平结构电压应力低的优势。三绕组变压器结构同样具备连接双极直流母线的优势，文献[15-16]将传统反激变换器、正激变换器、三有源桥(triple-active-bridge, TAB)变换器扩展为三绕组结构或变化后形成一系列双极性 DC/DC 变换器用以维持双极母线电压平衡。上述电压平衡器极间电压平衡的实现需要依赖于独立的控制与反馈系统，不仅增加了检测和控制电路设计难度，也影响了系统的可靠性。

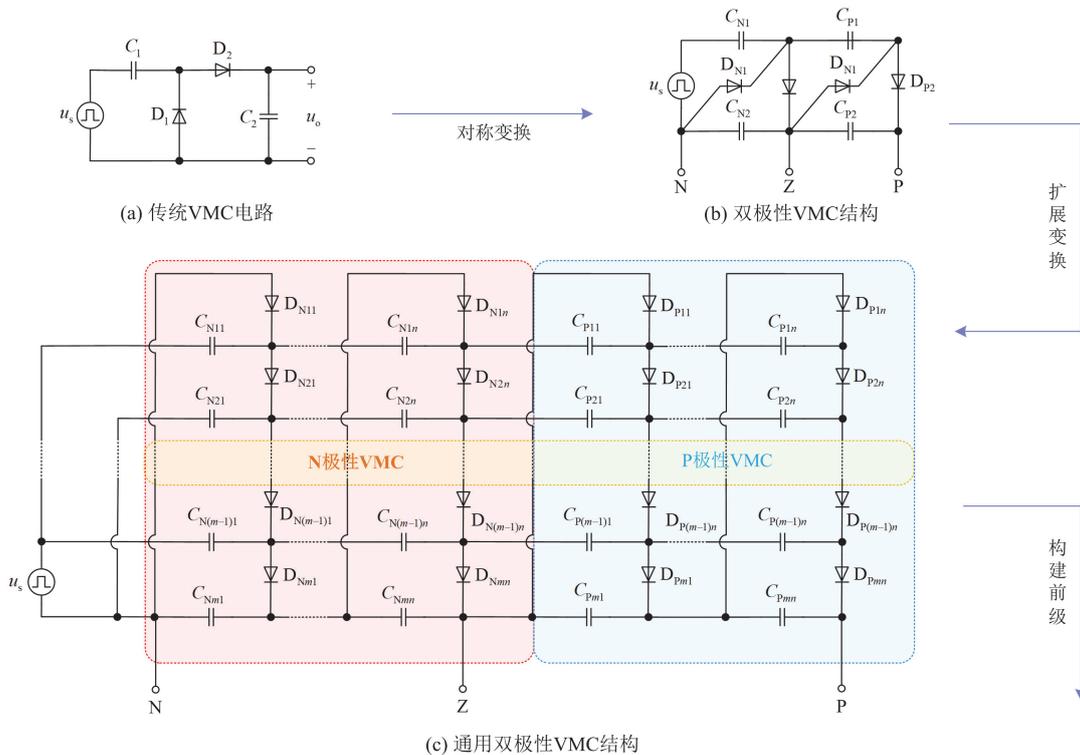
文献[17-22]提出了一系列具备双极输出电压自平衡的 VB 结构，该类 VB 可以仅利用自身结构自动实现极间电压平衡，从工作机理上避免了前述 VB 依赖端口电压不平衡度检测带来的问题，具有控制器设计简单、稳定性好的优点。其中，文献[18-19]在传统双有源桥(dual active bridge, DAB)变换器的输出侧引入一个平衡电感，利用电感的伏秒平衡原理实现对双极输出电压的平衡控制，但由于平衡电感的引入会增加次级开关电流，且在平衡条件下，使用较大的平衡电感来平衡输出电压，增加变换器的体积和成本。文献[20-21]提出了一系列基于倍压整流器的电压平衡器，通过恒压电容与正极性输出端口和负极性输出端口的交替并联来实现对称的双极性输出电压，但倍压整流结构中含有两个有源开关，这增加了控制与驱动难度。文献[22]在传统三绕组变压器输出端跨接一个电容有效改善

了三绕组变压器的交叉调节效应的影响，实现了在负载不平衡条件下双极输出电压的自均衡，但由于该结构基于反激变换器推演而来，因此功率等级较低，限制了其使用场合。

本文提出了一种具备双极输出电压自均衡能力的隔离型DC/DC变换器，所提拓扑由移相全桥逆变单元结合可调节的双极性电压增益单元(voltage multiplier cell, VMC)组成，具有以下特点：1) 所提拓扑仅依靠自身结构就可以实现极间电压的自动均衡，可以较好地调节双极母线间的功率分配；2) 所提双极性VMC结构中不含有源器件，控制及驱动方式与传统全桥变换器一致，易于在工程中快速应用；3) 拓扑结构灵活度高，可以根据需要灵活调整双极 VMC 单元数量，以适应不同的应用场合。在拓扑推演及工作原理中对拓扑的推导过程和工作过程进行了详细描述，在此基础上对拓扑的增益、应力、自平衡特性以及损耗进行了分析，最后通过实验验证了所提拓扑的可行性及自平衡能力。

### 1 拓扑推演及工作原理

传统 VMC 电路如图1(a)所示，该 VMC 结构简单，器件数量少，仅通过电容和二极管就实现了输入、输出电压增益的提高和开关器件电压应力的降低，在新能源发电场合下具备较好的应用前景，但传统 VMC 结构单极性的特点限制了其在双极性直流微电网中的应用。



(a) 传统 VMC 电路

(b) 双极性 VMC 结构

(c) 通用双极性 VMC 结构

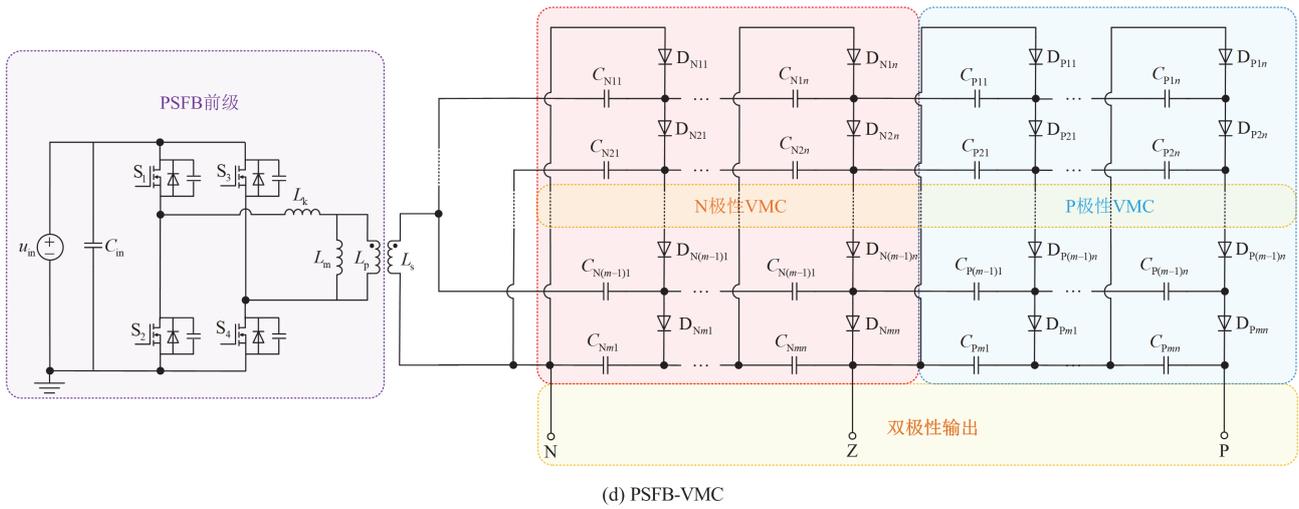


图 1 所提拓扑电路推演过程

Fig. 1 Topology derivation of the proposed converter

基于此, 本文在传统VMC结构的基础上, 对其进行对称变换得到图1(b)所示的双极性VMC结构, 由于其结构的对称性, 双极输出电压可以在不平衡工况下实现自动均衡。

为了进一步提高所提双极性VMC结构的自由度, 对其结构进行纵向扩展至  $m$  级, 横向扩展至  $n$  层, 可以得到图1(c)所示的通用双极性VMC结构。

由于所提结构同传统VMC特性一样, 均具备整流效果, 因此将其与传统全桥变换器相结合, 替代其后级输出单元, 形成图1(d)所示基于电压增益单元的移相全桥变换器(phase shift full bridge with voltage multiplier cell, PSFB-VMC)。

含有 1 级 2 层 VMC 的变换器原理图如图 2 所示, 其中:  $u_{in}$  为输入电压;  $I_{in}$  为输入电流; 开关管

$S_1 - S_4$  两端的电压分别为  $u_{S1} - u_{S4}$ ;  $i_{Lk}$  为变压器漏感电流;  $u_{Lk}$  为漏感电压;  $u_p$ 、 $u_s$  分别为变压器原、副边电压;  $I_s$  为副边电流;  $u_{DN1}$ 、 $u_{DN2}$ 、 $u_{DP1}$ 、 $u_{DP2}$  分别为副边二极管  $D_{N1}$ 、 $D_{N2}$ 、 $D_{P1}$ 、 $D_{P2}$  两端的电压;  $u_{CN1}$ 、 $u_{CN2}$ 、 $u_{CP1}$ 、 $u_{CP2}$  分别为电容  $C_{N1}$ 、 $C_{N2}$ 、 $C_{P1}$ 、 $C_{P2}$  两端电压;  $I_{CN1}$ 、 $I_{CN2}$ 、 $I_{CP1}$ 、 $I_{CP2}$  分别为流过电容  $C_{N1}$ 、 $C_{N2}$ 、 $C_{P1}$ 、 $C_{P2}$  的电流;  $u_p$ 、 $u_N$  分别为正、负极输出电压;  $i_N$ 、 $i_Z$ 、 $i_p$  分别为负极、零极和正极的输出电流。

本节以含有 1 级 2 层 VMC 的变换器为例进行工作模态分析。变换器采用移相控制方式, 并作以下假设。

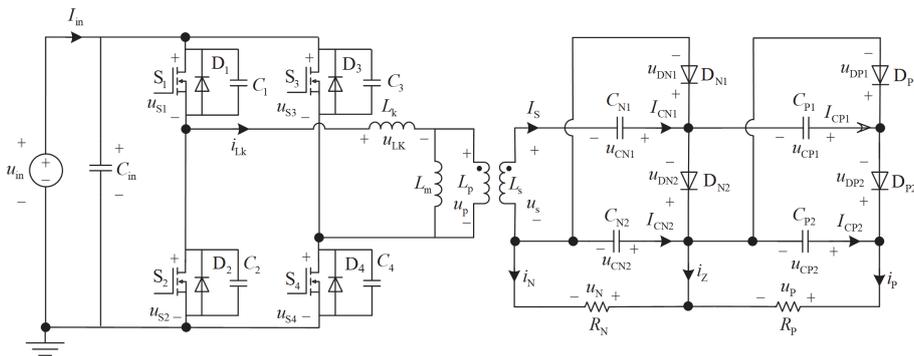


图 2 含有 1 级 2 层 VMC 的变换器原理图

Fig. 2 Principle diagram of the converter of VMC with one class and two levels

- 1) 变换器工作在平衡负载状态, 双极负载分别为  $R_p$ 、 $R_N$ ;
- 2) 忽略二极管、电容等元件的寄生参数;

- 3)  $k = k_s/k_p$  为变压器副边与原边匝数比。

所提变换器在单位开关周期内的主要工作波形和各模态等效电路分别如图 3 和图 4 所示。

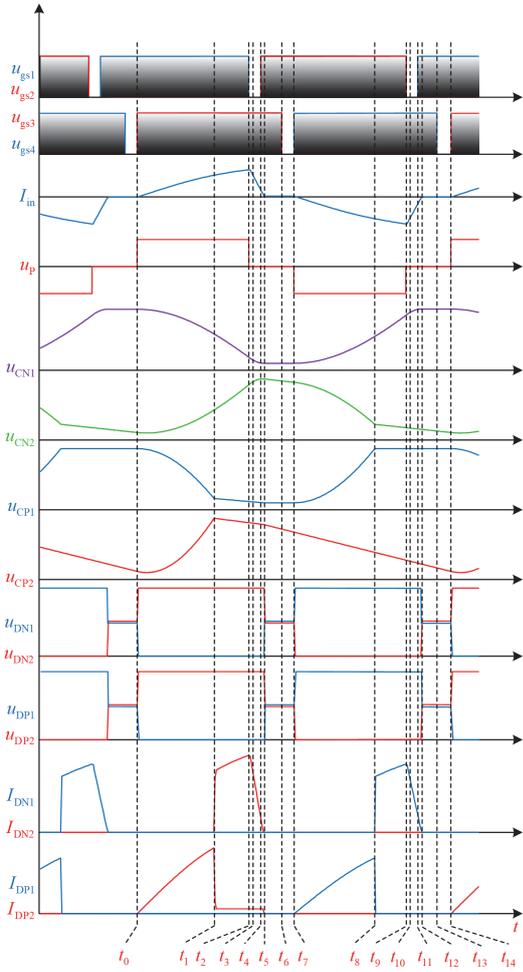
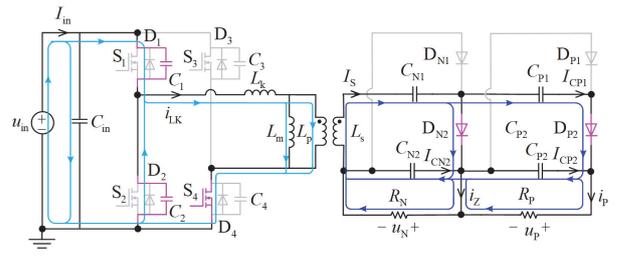
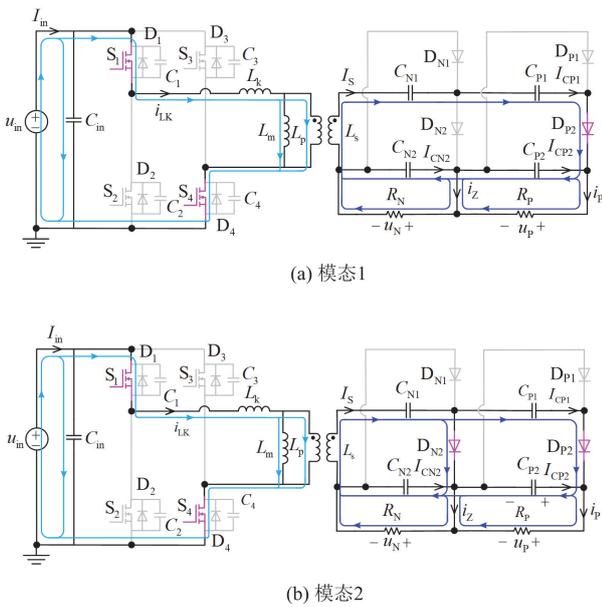
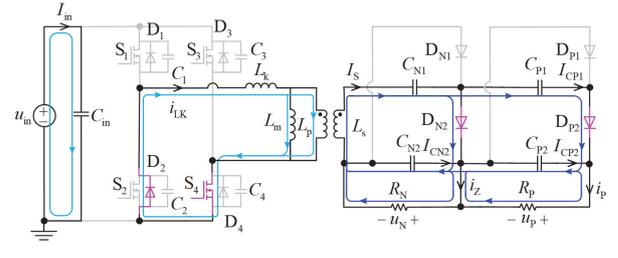


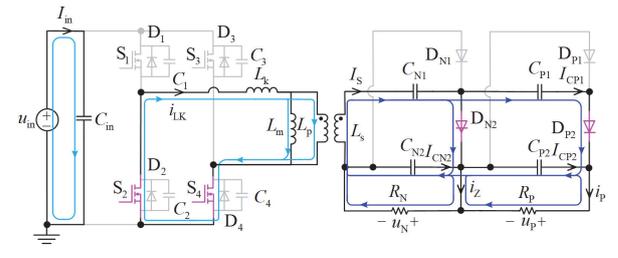
图3 所提变换器在单位开关周期内的主要工作波形图  
Fig. 3 Main working waveforms of the proposed converter within a switching cycle



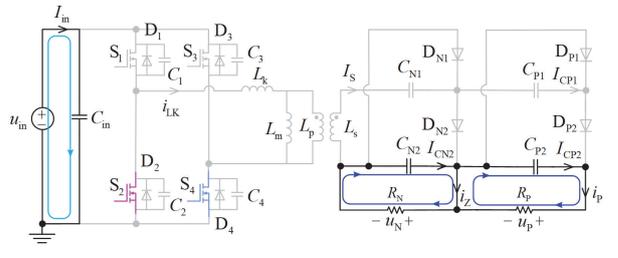
(c) 模式3



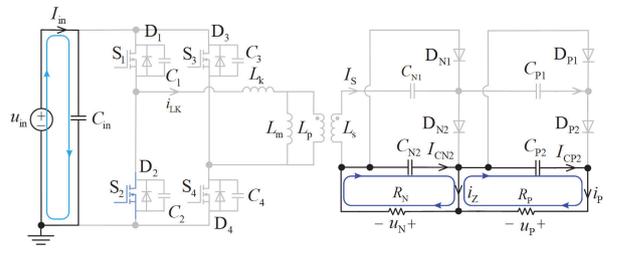
(d) 模式4



(e) 模式5



(f) 模式6



(g) 模式7

图4 各模式等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of each mode

具体工作模态如下。

模态 1: 变换器工作在  $t_0 \sim t_1$  阶段。在  $t_0$  时刻开关  $S_4$  驱动信号  $u_{gs4}$  到来, 开关  $S_1$ 、 $S_4$  导通,  $S_2$ 、 $S_3$  关断, 二极管  $D_{P2}$  导通,  $D_{N1}$ 、 $D_{N2}$  与  $D_{P1}$  关断, 此时电容  $C_{N1}$  和  $C_{P1}$  放电, 电容  $C_{N2}$ 、 $C_{P2}$  充电。

模态 2: 变换器工作在  $t_1 \sim t_2$  阶段。 $t_1$  时刻  $u_{CP1} = u_{CP2}$ , 二极管  $D_{N2}$  导通, 电容  $C_{P1}$  与电容  $C_{P2}$  并联放电, 电路其余部分工作状态与模态 1 一致。

模态 3: 变换器工作在  $t_2 \sim t_3$  阶段。 $t_2$  时刻开关  $S_1$  驱动信号  $u_{gs1}$  结束, 开关  $S_1$  断开, 漏感电流开始下降, 电容  $C_1$  的电压逐渐上升, 电容  $C_2$  的电压逐渐下降。

模态 4: 变换器工作在  $t_3 \sim t_4$  阶段。 $t_3$  时刻电容  $C_2$  的电压下降至 0, 二极管  $D_2$  导通, 为漏感电流续流。开关管  $S_2$  具备零电压开通(zero-voltage-switching, ZVS)条件。

模态 5: 变换器工作在  $t_4 \sim t_5$  阶段。 $t_4$  时刻开关  $S_2$  驱动信号  $u_{gs2}$  到来, 开关  $S_2$ 、 $S_4$  导通,  $S_1$ 、 $S_3$  关断。漏感电流由二极管  $D_2$  转移至开关  $S_2$  导电沟道内。

模态 6: 变换器工作在  $t_5 \sim t_6$  阶段。 $t_5$  时刻漏感电流下降至 0, 开关  $S_4$  具备零电流关断(zero-current-switching, ZCS)条件, 二极管  $D_{N2}$ 、 $D_{P2}$  被钳位截止。负载由电容  $C_{N2}$ 、 $C_{P2}$  维持能量供给。

模态 7: 变换器工作在  $t_6 \sim t_7$  阶段。 $t_6$  时刻开关  $S_4$  驱动信号  $u_{gs4}$  结束, 开关  $S_4$  断开, 电路其余部分工作状态与模态 6 一致。

从  $t_8$  时刻开始, 变换器开始另半个周期的工作, 其工作情况与上述半个周期类似, 不再赘述。

## 2 性能分析

### 2.1 电压增益与器件应力分析

为了简化分析, 忽略变换器开关死区时间和暂态过程, 正半周期漏感及变压器关键波形如图 5 所示。其中  $t_a \sim t_b$  时段对应模态 1 和模态 2。在该阶段, 开关  $S_3$  闭合、 $S_4$  断开, 输入电压施加在变压器原边绕组上, 漏感电流  $i_{LK}$  线性上升;  $t_b$  时刻开关  $S_1$  闭合、 $S_2$  断开, 变压器原边施加电压反向, 漏感电流达到最大值  $i_{LK-max}$ ;  $t_b \sim t_c$  时段对应模态 5, 变压器原边绕组被副边电容钳位, 漏感电压反向, 漏感电流线性下降。

变换器在  $t_a \sim t_b$  时段, 能量由输入源直接提供, 定义开关有效占空比  $D_{eff}$  如式(1)所示。

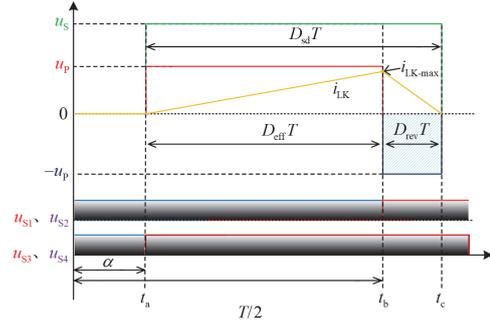


图 5 正半周期漏感及变压器关键波形

Fig. 5 Key waveform of leakage inductance and transformer in positive duty

$$D_{eff} = \frac{\pi - \alpha}{\pi} \quad (1)$$

式中:  $\alpha$  为移相角。

变换器在  $t_b \sim t_c$  时段, 变压器漏感电流从最大值降低到 0, 定义恢复占空比  $D_{rev}$ , 如式(2)所示。

$$D_{rev} = \frac{2i_{LK-max} \cdot L_k}{u_{in}} \quad (2)$$

式中:  $L_k$  为变压器漏感。

变压器副边有效占空比  $D_{sd}$  为开关有效占空比与漏感电流恢复占空比之和。

$$D_{sd} = D_{eff} + D_{rev} \quad (3)$$

列写模态 3 中原边 KVL 方程可得

$$u_{in} = u_{LK} + u_p \quad (4)$$

根据漏感伏秒平衡可得

$$u_{LK} D_{eff} T = u_p D_{rec} T \quad (5)$$

式中:  $T$  为开关周期。

根据电感电流和电压关系可得

$$i_{LK-max} = \frac{u_{LK} D_{eff} T}{L_k} \quad (6)$$

根据图 5, 变换器的输入功率  $P_{in}$  与漏感电流最大值关系如式(7)所示。

$$P_{in} = i_{LK-max} (D_{eff} + D_{rec}) u_{in} \quad (7)$$

联立式(4)一式(7)得

$$\begin{cases} u_{LK} = \frac{L_k P_{in} u_{in}}{L_k P_{in} + D_{eff}^2 T u_{in}^2} \\ u_p = \frac{D_{eff}^2 T u_{in}^3}{L_k P_{in} + D_{eff}^2 T u_{in}^2} \\ i_{LK-max} = \frac{D_{eff}^2 T P_{in} u_{in}}{L_k P_{in} + D_{eff}^2 T u_{in}^2} \\ D_{rec} = \frac{L_k P_{in}}{D_{eff} T u_{in}^2} \end{cases} \quad (8)$$

根据双极性VMC电压增益特性可知, 每一个电压增益单元输出电压为输入电压的2倍, 因此可知所提变换器电压增益  $M$  为

$$M = \pm 2k \cdot (D_{\text{eff}} + D_{\text{rev}}) \quad (9)$$

当变换器含有  $m$  层  $n$  级 VMC 结构时, 其电压增益通项表达式为

$$M = \pm 2mnk \cdot (D_{\text{eff}} + D_{\text{rev}}) \quad (10)$$

根据变换器工作原理分析可得

$$\begin{cases} u_{\text{CN}1} = \frac{1}{2}u_{\text{N}}, u_{\text{CN}2} = u_{\text{N}} \\ u_{\text{CP}1} = u_{\text{CP}2} = u_{\text{P}} \\ u_{\text{DN}1} = u_{\text{DN}2} = u_{\text{N}} \\ u_{\text{DP}1} = u_{\text{DP}2} = u_{\text{P}} \end{cases} \quad (11)$$

当变换器含有  $m$  层  $n$  级 VMC 结构时, 第  $i$  层第  $j$  级的开关管和二极管以及电容的电压  $u_{\text{CN}ij}$ 、 $u_{\text{CP}ij}$ 、 $u_{\text{DN}ij}$ 、 $u_{\text{DP}ij}$  表达式为

$$\begin{cases} u_{\text{CN}ij} = \frac{j u_{\text{N}}}{n}, u_{\text{CN}ij} = \frac{u_{\text{N}}}{m} \\ u_{\text{CP}ij} = \frac{u_{\text{N}}}{m}, u_{\text{DN}ij} = \frac{u_{\text{N}}}{m} \\ u_{\text{DP}ij} = \frac{u_{\text{N}}}{m}, j \in [1, n], i \in [2, m] \end{cases} \quad (12)$$

假设双极输出功率不同, 负极和正极输出电流平均值分别为  $I_{\text{N}}$ 、 $I_{\text{P}}$ , 根据电容安秒平衡, 二极管  $D_{\text{N}1}$ 、 $D_{\text{N}2}$  的平均电流均与负极输出电流平均值  $I_{\text{N}}$  的值相等, 二极管  $D_{\text{P}1}$  和  $D_{\text{P}2}$  的平均电流均与正极输出电流平均值  $I_{\text{P}}$  的值相等, 即

$$\begin{cases} I_{\text{DN}1} = I_{\text{DN}2} = I_{\text{N}} \\ I_{\text{DP}1} = I_{\text{DP}2} = I_{\text{P}} \end{cases} \quad (13)$$

忽略变换器损耗, 由功率守恒原理可得输入电流为

$$I_{\text{in}} = \frac{u_{\text{P}}I_{\text{P}} + u_{\text{N}}I_{\text{N}}}{u_{\text{in}}} \quad (14)$$

当变换器含有  $m$  层  $n$  级 VMC 结构时, 第  $i$  层第  $j$  级的二极管电流  $I_{\text{DN}ij}$ 、 $I_{\text{DP}ij}$  表达式为

$$\begin{cases} I_{\text{DN}ij} = I_{\text{N}}, i \in [1, m], j \in [1, n] \\ I_{\text{DP}ij} = I_{\text{P}}, i \in [1, m], j \in [1, n] \end{cases} \quad (15)$$

### 2.2 自平衡原理分析

将所提变换器接入双极性直流微电网的等效电路如图 6 所示。变换器出口电压为  $u_{\text{ZN}}$  ( $u_{\text{CN}2}$ )、 $u_{\text{PZ}}$  ( $u_{\text{CP}2}$ ),  $r_{\text{N}}$ 、 $r_{\text{Z}}$  和  $r_{\text{P}}$  分别为负极母线、零线、正极母线的线路阻抗(为简化分析, 令  $r_{\text{N}} = r_{\text{Z}} = r_{\text{P}} = r$ ),  $u_{\text{LN}}$ 、 $u_{\text{LP}}$  分别为直流微电网 N 极与 P 极电压, 两者之和为微电网额定电压等级。假设  $u_{\text{LN}} < u_{\text{LP}}$ , 直流微电网 N 极对 P 极的极间电压偏差  $\Delta u_{\text{L}}$  为

$$\Delta u_{\text{L}} = u_{\text{LN}} - u_{\text{LP}} \quad (16)$$

根据基尔霍夫电压电流定律, 可得变换器输出三条支路上的电流平均值  $I_{\text{N}}$ 、 $I_{\text{Z}}$ 、 $I_{\text{P}}$ , 如式(17)所示。

$$\begin{cases} I_{\text{N}} = \frac{2u_{\text{LN}} + u_{\text{LP}} - 2u_{\text{ZN}} - u_{\text{PZ}}}{3r} \\ I_{\text{Z}} = \frac{-u_{\text{LN}} + u_{\text{LP}} + u_{\text{ZN}} - u_{\text{PZ}}}{3r} \\ I_{\text{P}} = \frac{-u_{\text{LN}} - 2u_{\text{LP}} + u_{\text{ZN}} + 2u_{\text{PZ}}}{3r} \end{cases} \quad (17)$$

在模式 1 中  $t_0$  时刻, 二极管  $D_{\text{P}2}$  导通, 电容  $C_{\text{P}1}$  电压由最大值逐渐下降, 电容  $C_{\text{P}2}$  电压由最小值逐

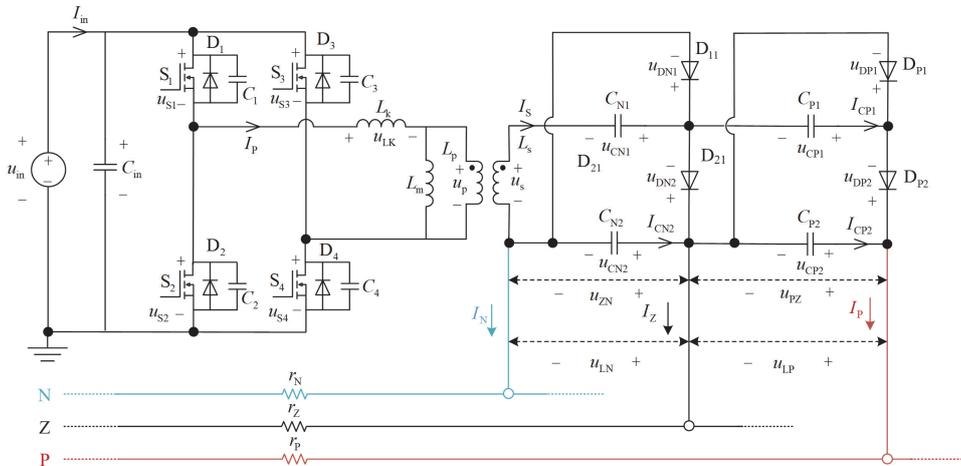


图 6 所提变换器并网等效电路图

Fig. 6 Grid-connected equivalent circuit of the proposed converter

渐上升, 当  $u_{CP1} = u_{CP2}$  时, 二极管  $D_{N2}$  导通, 两个二极管起始导通时间间隔为  $t_{DP2}$ , 利用电荷守恒可得

$$t_{DP2} = \frac{2i_p T k D_{\text{eff}}}{i_{LK-\text{max}}} \quad (18)$$

结合式(12)—式(14),  $t_{DP2}$  为

$$t_{DP2} = \frac{2T k D_{\text{eff}}}{3r i_{LK-\text{max}}} (u_{ZN} - \frac{3}{2} u_{LN} + 2u_{PZ} - \frac{3}{2} u_{LP}) \quad (19)$$

根据式(19)可知, 当电压偏差越大, 两者起始导通时刻越接近, 在开关周期不变的前提下, 二极管  $D_{N2}$  越先导通, 从而减少变换器对正极母线的功率分配, 同时增加对负极母线的功率分配; 反之  $u_{LP} < u_{LN}$ , 则会减少变换器对负极母线的功率分配, 同时增加对正极母线的功率分配。同理, 在负半周期中, 二极管  $D_{N1}$ 、 $D_{P1}$  导通时间差  $t_{DP1}$  也将随电压偏差的变化, 影响变换器平衡功率的分配。为了简化分析, 假设双极性 VMC 单元电容容量足够大, 因此变换器输出电压偏差远小于双极母线电压偏差, 即认为输出电压均为  $u_o$ , 输出功率可以表示为

$$P_{\text{in}} = u_o \left( \frac{2u_o - u_{LN} - u_{LP}}{r} \right) \quad (20)$$

平衡功率  $\Delta P$  为

$$\Delta P = u_{LN} i_{N} - u_{LP} i_{P} \quad (21)$$

结合式(13)、式(16)和式(17), 可得变换器平衡功率关于母线电压偏差的表达式为

$$\Delta P = \frac{-5u_{LN}^2 + 5u_{LP}^2}{12r} - \frac{3(u_{LN} - u_{LP}) \sqrt{(u_{LN} + u_{LP})^2 + 8P_{\text{in}} r}}{12r} \quad (22)$$

不同线路阻抗下, 极间电压偏差与平衡功率之间的关系如图 7 所示。从图 7 可以看出母线极间电压偏差越大, 变换器向电压较低的一侧母线所注入的功率越多(平衡功率越大), 有助于维持极间电压

的平衡<sup>[23-24]</sup>。

## 2.3 对比分析

表 1 给出了所提拓扑与现有常见方案的对比, 本文所提变换器具有以下优点: 1) 从开关器件数量上分析, 相对于文献[8, 25], 所提变换器使用 4 个二极管代替了有源器件, 显著降低了驱动设计难度, 一定程度上减小了硬件成本; 2) 从磁性元件数量上分析, 相对于文献[9, 12, 18, 25], 所提变换器无需电感元件, 直接减少了整机体积与重量, 有利于实现高功率密度; 3) 从器件应力角度分析, 相对于文献[22], 所提变换器的器件应力相对固定, 不随变换器占空比改变而变化, 有助于快速选择合适型号; 4) 从功率与效率角度分析, 所提变换器与文献[12, 18, 25]同属于中功率变换器范畴, 但所提变换器的峰值效率高于其他文献所提变换器; 5) 从变换器灵活性分析, 本文所提变换器在具备自平衡能力基础上仍保留了结构可扩展性, 拓扑灵活程度高于其他对比文献。

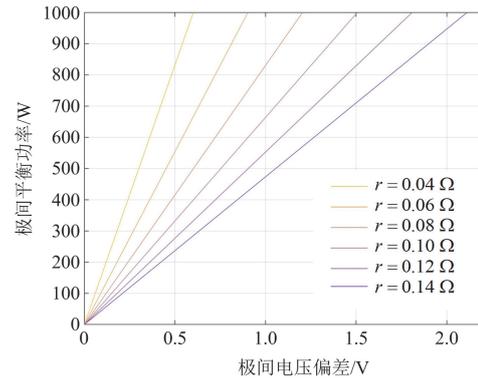


图 7 极间电压偏差与平衡功率之间的关系

Fig. 7 Relationship between inter-polar voltage deviation and balanced power

表 1 拓扑性能比较

Table 1 Performance comparison of different circuit topologies

参数	文献[9]	文献[12]	文献[18]	文献[22]	文献[25]	本文所提变换器
开关管	4	4	8	1	8	4
二极管	2	0	0	2	0	4
变压器	0	0	1	1	1	1
电感	1	3	3	0	2	0
电容	2	3	2	3	4	4
开关应力	$u_{\text{in}}$	$u_{\text{in}}$	$u_{\text{in}}$	$u_{\text{in}}/(1-D)$	$u_{\text{in}}$	$u_{\text{in}}$
二极管应力	—	$0.5u_{\text{in}}$	—	$\frac{1}{1-D} k u_{\text{in}}$	—	$u_p$ 、 $u_N$
额定功率	200 W	3 kW	3 kW	150 W	2 kW	1 kW
峰值效率	96.1%	—	96.7%	89%	96.5%	97.4%
自平衡	否	否	是	是	是	是
结构可扩展性	不可扩展	不可扩展	不可扩展	可扩展	不可扩展	可扩展

### 3 损耗分析

开关管的损耗  $P_S$  主要包括导通损耗  $P_{sw-on}$  和开关损耗  $P_{sw}$ ，开关管导通期间，其电流与变压器漏感电流相同，因此可得开关管的电流有效值  $i_{sw-rms}$  为

$$i_{sw-rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{LK}^2(t) dt} = 15.75 \text{ A} \quad (23)$$

查阅英飞凌 IPP200N25N3G 数据手册可知开关管导通电阻  $R_S$  为 20 mΩ，开关管的导通损耗为

$$P_{sw-on} = i_{sw-rms}^2 R_S = 4.96 \text{ W} \quad (24)$$

此外，根据数据手册可知开关管导通上升时间  $t_r$  为 20 ns，关断下降时间  $t_f$  为 12 ns，则开关管的开通损耗  $P_{sw-r}$  与关断损耗  $P_{sw-f}$  如式(25)所示。

$$\begin{cases} P_{sw-r} = \frac{u_{in} i_{sw-rms} t_r}{1/f_s} = 1.575 \text{ W} \\ P_{sw-f} = \frac{u_{in} i_{sw-rms} t_f}{1/f_s} = 0.945 \text{ W} \end{cases} \quad (25)$$

式中： $f_s$  为开关频率。

由于所提变换器超前桥臂实现 ZVS，滞后桥臂实现 ZCS，因此超前桥臂可忽略其开通损耗，滞后桥臂可忽略其关断损耗。根据上述计算可得开关管损耗为

$$P_S = 4P_{sw-on} + 2P_{sw-r} + 2P_{sw-f} = 24.88 \text{ W} \quad (26)$$

二极管的损耗  $P_D$  包括正向导通损耗  $P_{D-on}$  和反向恢复损耗  $P_{D-r}$ ，本文所设计的样机使用肖特基二极管，其特点是零反向恢复电压和零反向恢复电流，因此反向恢复损耗可忽略不计。由于该变换器在平衡状态下 ( $I_N = I_P$ ) 二极管  $D_{N1}$ 、 $D_{N2}$ 、 $D_{P1}$  与  $D_{P2}$  承受的电流应力一致，因此可直接计算出二极管的总损耗  $P_D$  为

$$P_D = 4P_{D-on} = 4I_N v_F = 9 \text{ W} \quad (27)$$

式中： $v_F$  为二极管导通压降。

变压器损耗  $P_{Tr}$  主要分为绕组损耗  $P_{cu}$  与磁芯损耗  $P_{fe}$ ，测量变压器初级绕组线阻  $R_{tr-p}$  为 11 mΩ、次级绕组线阻  $R_{tr-s}$  为 13 mΩ，计算得出

$$P_{cu} = \int_0^T i_{LK}^2(t) dt \cdot R_{tr-p} + \int_0^T \left( \frac{k_s}{k_p} i_{LK}(t) \right)^2 dt \cdot R_{tr-s} = 2.42 \text{ W} \quad (28)$$

查阅 TDK 公司 PQ50-50 系列磁芯数据手册可得，在  $B_m$  为 0.3 T 的工况下，磁芯铁损不超过 3.8 W，取最大值，即可计算出变压器损耗为

$$P_{Tr} = P_{cu} + P_{fe} = 6.22 \text{ W} \quad (29)$$

电容在正负周期内流过的电流的平均值分别为其所在支路的输出电流，因此在整个周期内可得电容电流的有效值  $I_{C-rms}$  为

$$I_{C-rms} = \sqrt{f_s \int_0^{T/2} I_C(t) dt} + \sqrt{f_s \int_{T/2}^T I_C(t) dt} = 5 \text{ A} \quad (30)$$

查阅 EACO 公司 STH250 系列电容数据手册可知电容等效串联电阻  $R_{ESR}$  为 2.4 mΩ，故电容损耗  $P_C$  为

$$P_C = 4I_{C-rms}^2 R_{ESR} = 0.6 \text{ W} \quad (31)$$

变换器其他部分损耗  $P_{other}$  如 PCB 走线阻抗损耗、连接器接触阻抗损耗、驱动损耗等，按照额定输出功率的 0.1% 计算可得

$$P_{other} = P_o \times 0.1\% = 1 \text{ W} \quad (32)$$

式中： $P_o$  为输出功率。

综合以上分析，可得变换器总损耗  $P_{loss}$  为

$$P_{loss} = P_S + P_D + P_{Tr} + P_C + P_{other} = 41.7 \text{ W} \quad (33)$$

将上述分析绘制为饼状图，如图 8 所示。

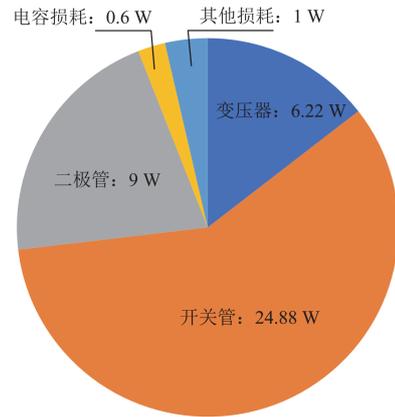


图 8 损耗分布

Fig. 8 Power loss distribution

### 4 实验验证

为验证理论分析的有效性，搭建了一台额定功率为 1 kW 的实验样机，参数如表 2 所示，实验样机实物如图 9 所示。在双极性负载平衡条件下 ( $R_N = 80 \Omega$ ， $R_P = 80 \Omega$ )，实验波形如图 10 所示。

图 10(a) 为 VMC 电容电压波形， $u_{CN1}$  电压应力为 100 V， $u_{CN2}$ 、 $u_{CP1}$ 、 $u_{CP2}$  电压应力为 200 V；图 10(b) 和图 10(c) 为二极管电压与电流波形，二极管电压应力均为 200 V；开关管  $S_1$ 、 $S_4$  的电压及漏感电流波形分别如图 10(d) 和图 10(e)，开关管  $S_1$ 、 $S_4$  的电压应力为 96 V。图 11 为变换器在平衡状态下的输出电压、电流波形，其中  $i_{LN} = i_{LP} = 2.5 \text{ A}$ ， $u_{LN} = 200.6 \text{ V}$ ， $u_{LP} = 200.2 \text{ V}$ ，N 极与 P 极电压基本相等。上述实验结果均与理论分析一致，有效验证了理论

分析的正确性。

表 2 实验样机参数

Table 2 Prototype parameters

参数	数值或型号
输入电压 $u_{in}/V$	96
输出电压 $u_o/V$	$\pm 200$
输出功率 $P_o/W$	1000
开关频率 $f_s/kHz$	50
死区时间 $t_d/ns$	144
开关管	IPP200N25N3G
二极管	D12S60C
电容	10 $\mu F$
变压器	$k_s : k_p = 1.2 : 1$ $L_k = 1.2 \mu H, L_m = 560 \mu H$



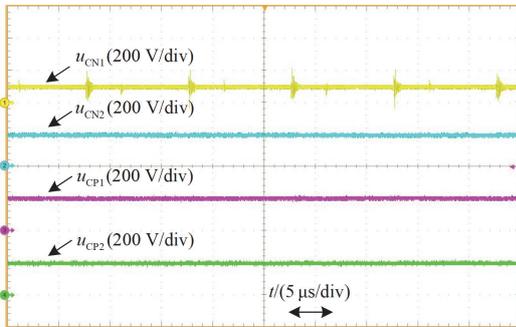
(a) 正面



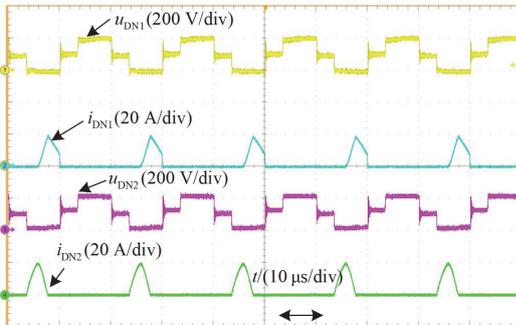
(b) 背面

图 9 实验样机实物图

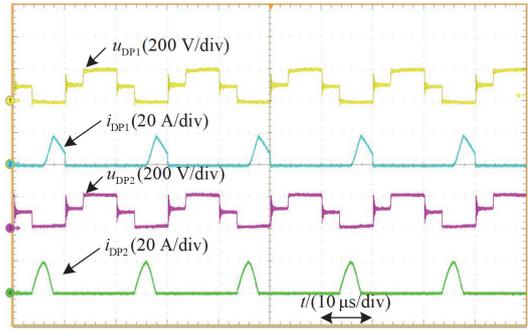
Fig. 9 Physical prototype of proposed converter



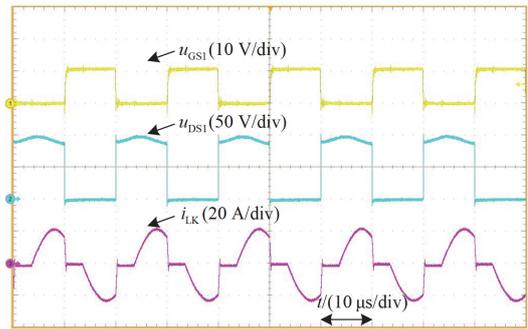
(a) 电容  $C_{N1}$ 、 $C_{N2}$ 、 $C_{P1}$ 、 $C_{P2}$  电压波形



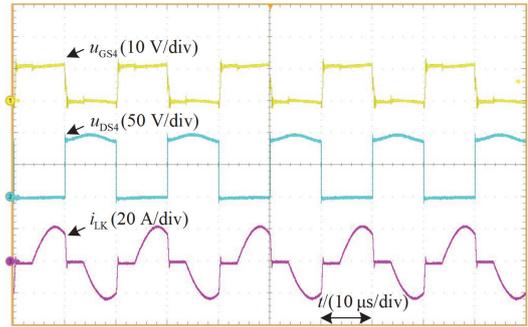
(b) 二极管  $D_{N1}$ 、 $D_{N2}$  电压、电流波形



(c) 二极管  $D_{P1}$ 、 $D_{P2}$  电压、电流波形



(d) 开关管  $S_1$  电压及漏感电流波形



(e) 开关管  $S_4$  电压及漏感电流波形

图 10 所提变换器关键实验波形

Fig. 10 Key experimental waveforms of the proposed converter

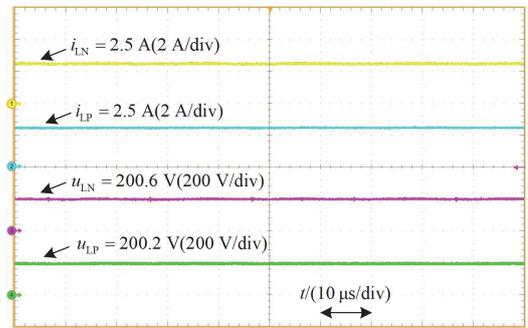
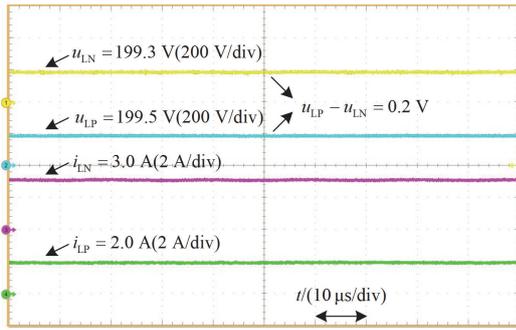


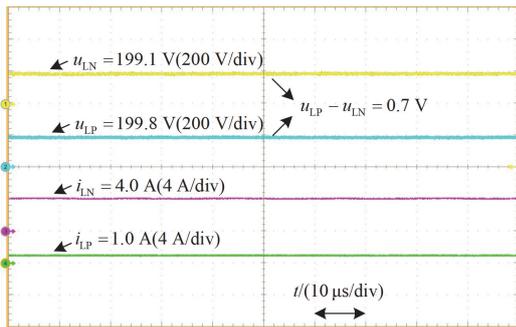
图 11 平衡条件下变换器输出电压、电流波形

Fig. 11 Output voltage and current waveforms of proposed converter under balanced condition

保持输出功率 1 kW 不变，在双极性负载不平衡条件下，输出电压、电流波形如图 12 所示。从实验结果可以看出，图 12(a)中在正负极发生 200 W 不平衡功率时，未通过电压平衡控制， $u_{LN} = 199.3 \text{ V}$ ， $u_{LP} = 199.5 \text{ V}$ ，输出电压偏差仅为 0.2 V，而图 12(b)中发生 600 W 不平衡功率时， $u_{LN} = 199.1 \text{ V}$ ， $u_{LP} = 199.8 \text{ V}$ ，输出电压偏差仅 0.7 V，有效实现了双极输出电压的自均衡。



(a) 200 W不平衡功率下输出电压、电流波形



(b) 600 W不平衡功率下输出电压、电流波形

图 12 不平衡条件下变换器输出电压、电流波形

Fig. 12 Output voltage and current waveforms of proposed converter under unbalanced condition

在输出功率保持在额定 1 kW 时，极间不平衡电压与平衡功率之间的关系实测如图 13 所示。可以看出，极间电压偏差越大，平衡功率越大，趋势与 2.2 节分析基本一致。

所提变换器的效率曲线如图 14 所示，变换器在输出功率为 400 W 时，效率达到峰值 97.4%，在额定 1 kW 输出功率下效率为 95.6%。

图 15 为在额定输出功率下的样机热成像观测图。可以看出，稳定运行后样机开关管的温度最高，为 85.9 °C，其次二极管与变压器串联的漏感也存在较大发热，其他电路元器件则温度较低，与理论分析一致。

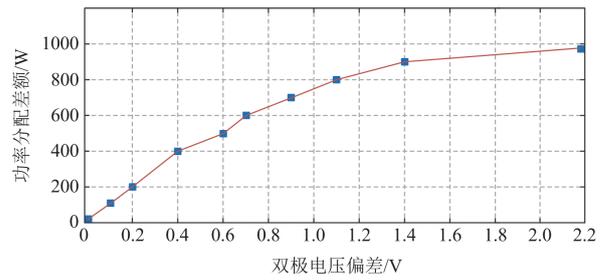


图 13 极间不平衡电压与平衡功率之间的关系

Fig. 13 Relationship between unbalanced voltage and balanced power of poles

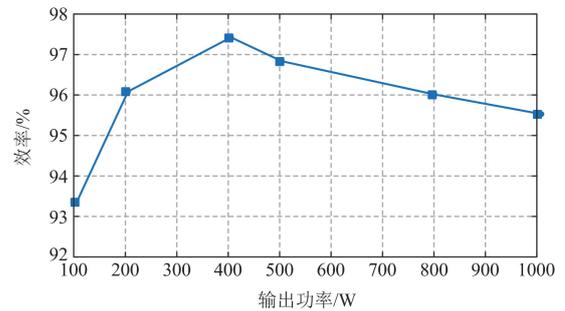


图 14 效率曲线

Fig. 14 Efficiency curve for proposed converter

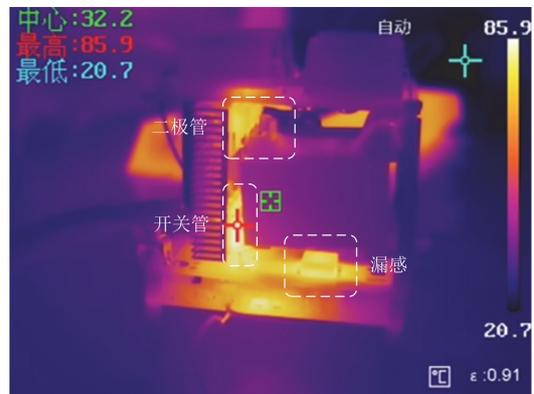


图 15 样机热成像观测图

Fig. 15 Prototype thermal imaging diagram

### 5 结论

本文提出了一种具备双极输出电压自均衡能力的隔离型 DC/DC 变换器。理论分析和实验验证表明所提 PSFB-VMC 变换器具有以下特点。

- 1) 具有双极输出电压自平衡能力，可自适应向电压偏低的极性注入更多功率维持极间电压平衡。
- 2) 控制及驱动简单，与传统桥式变换器一致。
- 3) 拓扑结构灵活度高，可以根据需要灵活调整 VMC 单元数量，适应不同应用场合。

## 参考文献

- [1] PIRES V F, CORDEIRO A, RONCERO-CLEMENTE C, et al. DC-DC converters for bipolar microgrid voltage balancing: a comprehensive review of architectures and topologies[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2023, 11(1): 981-998.
- [2] ERFAN T, HAMID R, SHAHRAM J, GHAREHPETIAN G B. Circuit breakers in HVDC systems: state-of-the-art review and future trends[J]. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 2023, 8(3): 615-630.
- [3] 陈旭, 皇金锋, 李聪林. 双极性直流微电网的改进型高阶滑模自抗扰控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(9): 111-122.  
CHEN Xu, HUANG Jinpeng, LI Conglin. Improved high-order sliding mode active disturbance rejection control for bipolar DC microgrids[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(9): 111-122.
- [4] 滕百川, 马建军, 朱淼, 等. 具备故障重构能力的双极直流接口变换器最优运行区域[J]. *中国电机工程学报*, 2024, 44(10): 3998-4012.  
TENG Baichuan, MA Jianjun, ZHU Miao, et al. Optimal working zone of DC-DC interface converter for bipolar dc distribution system with fault-tolerant capability[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2024, 44(10): 3998-4012.
- [5] 郭睿恒, 黄文焘, 余墨多, 等. 独立直流微网电压动态轨迹神经网络优化控制策略[J]. *中国电机工程学报*, 2024, 44(16): 6404-6416.  
GUO Ruiheng, HUANG Wentao, YU Moduo, et al. Neural network optimal control strategy for voltage dynamic track of islanding DC microgrid[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2024, 44(16): 6404-6416.
- [6] 张琳, 谢洪途, 赵路路, 等. 混合能源直流微电网能源优化管控策略研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2024, 52(3): 141-151.  
ZHANG Lin, XIE Hongtu, ZHAO Lulu, et al. Energy optimization and control strategy for a hybrid energy DC microgrid[J]. *Power System Protection and Control*, 2024, 52(3): 141-151.
- [7] 王浩, 聂晶莹, 李斌, 等. 电网电压不平衡下交直流混合微电网互联接口变换器分数阶滑模控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2023, 51(16): 94-103.  
WANG Hao, NIE Jingying, LI Bin, et al. Fractional order sliding mode control strategy of AC/DC hybrid microgrid interconnection interface converter under grid voltage imbalance[J]. *Power System Protection and Control*, 2023, 51(16): 94-103.
- [8] FERRERA M B, LITRAN S P, DURAN 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.
- [9] PRABHAKARAN P, AGARWAL V. Novel boost-SEPIC type interleaved DC-DC converter for mitigation of voltage imbalance in a low-voltage bipolar DC microgrid[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(8): 6494-6504.
- [10] PRABHAKARAN P, AGARWAL V. Mitigation of voltage unbalance in a low voltage bipolar DC microgrid using a boost-SEPIC type interleaved dc-dc compensator[C] // 2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC), December 5-8, 2016, Auckland, New Zealand: 1-6.
- [11] 吴春华, 陈修淋, 李智华, 等. 基于矩阵变压器的全移相双有源全桥直流变换器的电流应力优化方法[J]. *中国电机工程学报*, 2023, 43(9): 3550-3564.  
WU Chunhua, CHEN Xiulin, LI Zhihua, et al. Current stress optimization method of full-phase-shift dual-active full-bridge DC converter based on matrix transformer[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2023, 43(9): 3550-3564.
- [12] ZHANG X, GONG C, YAO Z. Three-level DC converter for balancing DC 800 V voltage[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, 30(7): 3499-3507.
- [13] VAN DEN BROECK G, BEERTEN J, DALLA VECCHIA M, et al. Operation of the full-bridge three-level DC-DC converter in unbalanced bipolar DC microgrids[J]. *IET Power Electronics*, 2019, 12(9): 2256-2265.
- [14] MELESHIN V I, ZHIKLENKOV D V, GANSHIN A A. Efficient three-level boost converter for various applications[C] // 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012, Novi Sad, Serbia: 1-8.
- [15] KAUSHIK L K, PATHAK M K. An improved multiple output forward converter topology[C] // 2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India, December 20-23, 2010, New Delhi, India: 1-6.
- [16] NASEEM N, CHA H. Triple-active-bridge converter with automatic voltage balancing for bipolar DC distribution[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(7): 8640-8648.
- [17] LIN Y, ZHOU F, XU G, et al. Bipolar current-fed DC-DC converter with automatic voltage balance and full range ZVS for bipolar DC system[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(4): 4248-4259.
- [18] LEE J Y, KIM H S, JUNG J H. Enhanced dual-active-bridge DC-DC converter for balancing bipolar voltage

- level of DC distribution system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(12): 10399-10409.
- [19] TIAN Q, ZHANG X, ZHOU G, 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): 524-536.
- [20] TIAN Q, ZHANG X, ZHOU G, et al. A family of symmetrical bipolar output converters based on voltage-multiplying rectifiers for interfacing renewable energy with bipolar DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(7): 9157-9172.
- [21] TIAN Q, ZHOU G, LI H, et al. Symmetrical bipolar output isolated four-port converters based on center-tapped winding for bipolar DC bus applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 2338-2351.
- [22] 郝玢鑫, 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): 5702-5714.  
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): 5702-5713.
- [23] PIRES V F, CORDEIRO A, RONCERO-CLEMENTE C, et al. DC-DC converters for bipolar microgrid voltage balancing: a comprehensive review of architectures and topologies[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(1): 981-998.
- [24] TAVAKOLI S D, MAHDAVYFAKHR M, HAMZEH M, et al. A unified control strategy for power sharing and voltage balancing in bipolar DC microgrids[J]. Sustainable Energy, Grids and Networks, 2017, 11: 58-68.
- [25] LEE J Y, JUNG J H. Modified three-port DAB converter employing voltage balancing capability for bipolar DC distribution system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(7): 6710-6721.

收稿日期: 2024-11-06; 修回日期: 2025-03-03

作者简介:

郝玢鑫(1986—), 男, 博士, 教授, 研究方向为新能源电力电子变换技术、高效率DC/DC变换器拓扑及控制等;  
E-mail: Zhubinxin40@163.com

陈思(2000—), 男, 硕士研究生, 研究方向为双极性直流变换器; E-mail: 202208080021007@ctgu.edu.cn

杨浴金(1994—), 男, 通信作者, 博士研究生, 研究方向为双极性直流微电网电压平衡器及高增益DC/DC变换器。  
E-mail: yangyujin@ctgu.edu.cn

(编辑 张颖)