Vol.42 No.5 May 2022

# 适用于双极性低压直流微电网的自平衡 隔离型DC-DC变换器

裴忠晨1,宋晓民2,刘 闯1,林 琳3,朱 帝1,姜 宇1,王菁月1,李 辉1

(1. 东北电力大学 电气工程学院,吉林 吉林 132012;2. 国网山东省电力公司淄博供电公司,山东 淄博 255000;3. 浙江华云清洁能源有限公司,浙江 杭州 310000)

摘要:双极性结构低压直流配电系统具有负荷灵活接入、运行可靠性高等优势。为了最大限度地减少功率变换级数并提升双极母线电压平衡能力,提出了一种适用于双极性低压直流微电网的自平衡隔离型DC-DC变换器。首先,介绍了自平衡隔离型DC-DC变换器的拓扑结构与调制策略,并分析了不平衡负载情况下正负极性直流电压自平衡机理及其换流过程;然后,结合零电压开关工作原理与输出电流纹波要求,对平衡电感参数进行优化设计,并推导了不平衡负载直流偏置引起的中性点电位偏移量;最后,搭建了一套实验样机验证了所提变换器在两直流极不平衡负载下甚至其中一直流极空载下可平衡双极母线电压。

关键词:双极性低压直流微电网;电压自平衡;DC-DC变换器;平衡电感;极电压平衡;零电压开关 中图分类号:TM 46 文献标志码:A DOI:10.16081/j.epae.202202009

#### 0 引言

为实现碳达峰、碳中和目标,终端能源电气化水 平将大幅提高,电力将成为支撑经济发展和民生改 善的主体终端能源<sup>[1]</sup>。低压直流微电网对于可再生 能源、储能装置以及新型直流负荷具有天然优势,是 替代传统交流微电网的新兴方案<sup>[24]</sup>。低压直流系 统目前主要存在2种系统架构,即单极性系统和双 极性系统<sup>[5]</sup>。其中,双极性系统可以提供3个不同 电压等级的直流母线,配电方式具有更高的灵活 性<sup>[67]</sup>。另外,当一极发生故障停运时,另一直流极 可以继续输送50%的额定功率,从而提高了系统可 靠性<sup>[8]</sup>。双极性系统需要克服由不对称负载导致的 两极母线电压不平衡问题,通常需要额外接入电压 平衡器<sup>[911]</sup>。

文献[12]提出了一种基于电压平衡器的双极性 低压直流微电网方案。文献[13]提出了一种新型电 压平衡器拓扑结构和控制策略,可实现双极性直流 系统母线电压的稳定。为防止开关管击穿以适应更 高的低压直流微电网电压等级,文献[14]引入了 Buck / Boost平衡器。文献[15]研究了一种三电平 电压平衡器,可以满足大功率变换应用场景需求。 在此基础上,文献[16-18]分别提出了Super-Sepic、 Super-Zeta和Sepic-Cuk衍生电压平衡器。文献[19] 提出了一种无变压器两级AC-DC平衡器,直接从传 统交流电网构建双极直流母线。

收稿日期:2021-06-04;修回日期:2021-12-14 在线出版日期:2022-02-10 基金项目:国家自然科学基金资助项目(51877035) Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51877035) 上述电压平衡器皆为非隔离型变换器,不具备 电气隔离功能,输出电流纹波相对较大,需要较大的 电容或电感来抑制电流纹波,进而增加了成本和体 积。文献[20]使用交错 Buck / Boost 类型电压平衡 器,减小了电感电流纹波和电容体积。

对隔离型电压平衡器,文献[21]使用2个独立 的DC-DC模块级联,分别与正、负极连接,或使用带 有多绕组变压器的三端口DC-DC模块,结构简单, 但需要额外的转换器与隔离绕组变压器,增加了整 个系统的成本、体积与控制复杂性;文献[22]提出一 种三电平二极管中性点箝位变换器,在不平衡负载 条件下需要不同的平衡策略对中性点电压进行闭环 调节,控制复杂且平衡极电流过大;文献[23]在三电 平双有源桥变换器的基础上提出了一种电压平衡 器,该变换器通过2种开关调制方式独立控制每个 直流极输出功率,在不平衡负载条件下需要复杂的 闭环控制与调制来调节直流极电压,且需要额外的 开关器件;文献[24]在CLLC DC-DC变换器二次侧 增加2个平衡电感实现电压自平衡,无需额外的开 关器件,在不平衡负载条件下需要闭环控制补偿死 区时间来平衡两直流极电压误差。

因此,本文提出了一种适用于双极性低压直流 微电网的自平衡隔离型DC-DC变换器拓扑结构,具 有以下主要特点:①具有高频隔离功能,增加了安全 保障;②平衡电感之间均流,具有更小的电流应力和 更高的效率;③平衡电感交错并联,减小了输出电流 纹波;④实现了电压平衡,且无需额外闭环控制策 略,二次侧开关管均实现零电压开关(ZVS),可以在 开环下工作。所提出的自平衡隔离型DC-DC变换 器为双极性低压直流微电网双极母线电压平衡问题 提供了一种新的思路。

## 1 隔离型DC-DC变换器拓扑结构与调制策略

图1为基于电压平衡器的双极性三线制低压直 流微电网结构,可以为新型直流源/荷提供不同电 压等级端口,以便不同电压等级和功率等级的分布 式电源、储能装置与直流负荷接入,拓宽了功率变换 器接入电压等级范围。同时,引入电压平衡器后的 双极性低压直流微电网,具有良好的电能质量和供 电连续性,易于实现功率等级拓展,具备良好的兼容 性与灵活性。此外,双极性系统可以降低设备的绝 缘水平,以实现低压直流配电系统的可靠供电。



图1 双极性低压直流微电网结构

Fig.1 Structure of bipolar low voltage DC microgrid

自平衡隔离型 DC-DC 变换器拓扑结构如图 2 所示,该变换器由一次侧全桥电路( $Q_1 - Q_4$ )、具有等效漏感 $L_i$ 的高频变压器(HFT)、二次侧全桥电路( $S_1 - S_4$ )、滤波装置以及平衡电感组成。



在二次侧全桥电路桥臂中点接入平衡电感 $L_1$ 、  $L_2(L_1=L_2)$ ,由平衡电感连接点引出中性线构建双极 性三线制低压直流微电网,二次侧全桥电路所有开 关管工作在占空比接近50%的恒定模式。图2中:  $v_1$ 、 $v_2$ 和 $i_1$ 、 $i_2$ 分别为高频变压器一次侧、二次侧电压 和电流; $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$ 分别为平衡电感 $L_1$ 、 $L_2$ 中的电流; $V_{del}$ 为 直流输入电压; $i_{ln}$ 为输入电流; $V_{del}$ 为HFT交流电压 经S<sub>1</sub>—S<sub>4</sub>变换的高频直流电压;k为HFT变比; $R_1$ 、 $R_2$ 分别为正、负极直流母线的等效负载; $i_{R1}$ 、 $i_{R2}$ 分别为 正、负极负载电流; $V_{uel}$ 、 $V_{uel}$ 分别为正、负极直流母线 电压; $V_{out}$ 为总母线电压, 且 $V_{out}=V_{out1}+V_{out2}$ ; $i_{o}$ 为中性线 电流; $L_{f1}$ 、 $C_{f1}$ 组成正极滤波器; $L_{f2}$ 、 $C_{f2}$ 组成负极滤 波器。

由于二次侧并联平衡电感的加入,在最大限度 消除纹波的前提下,每个模块开关信号彼此交错且 电感电流波形相互交错,负载输出电流纹波幅值降 低,频率也提高为原来的2倍。此外,电压根据需求 进行设置,变换器可对负载变化提供快速动态响应。

借鉴该变换器已有的移相全桥调制策略、周波 变换器调制策略等,推导出基于锯齿载波的移相制 策略,如附录A图A1所示,开关信号周期为载波信 号*v*<sub>ref</sub>周期的1/2。每当调制波幅值大于载波幅值时, 驱动信号进行取反。在该调制策略下,二次侧全桥 开关管输出50%占空比的开关信号(开通、关断时 间均为1个载波周期)。设*D*(0<*D*<1)为变换器调 制信号,超前桥臂的调制信号*D*<sub>n</sub>与滞后桥臂的调制 信号*D*<sub>m</sub>可以表示为:

$$\begin{bmatrix}
 D_n = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}D \\
 D_m = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}D
 \end{bmatrix}$$
(1)

为实现模块功率双向流动,需要保证电路拓扑 在任意时刻能够提供续流通路。结合二次侧开关管 工作过程,提出一种重叠死区的调制策略,如附录A 图A1所示,因此不存在二次侧器件同时关断或因死 区时间等原因全关断的工况。变换器输出电压为:

$$\begin{cases} V_{\text{out1}} = V_{\text{out2}} = V_{\text{dcL}} D/2 \\ V_{\text{out}} = V_{\text{out1}} + V_{\text{out2}} = V_{\text{dcL}} D \end{cases}$$
(2)

#### 2 自适应平衡工作过程与机理分析

#### 2.1 R<sub>1</sub>=R<sub>2</sub>平衡负载条件下的工作原理

当正、负极负载平衡( $R_1 = R_2$ )时, $V_{out1} = V_{out2}$ , $i_o=0$ ( $i_{R1} = i_{R2}$ )。平衡电感两端电压与一次侧开关管导通时间相关,当一次侧处于续流阶段时,平衡电感电压为0,此时输出电压由滤波电感 $L_{f1}$ 、 $L_{f2}$ 两端电压支撑,如附录A图A2所示。由图可知,二次侧开关管的开通与关断均处于一次侧电路续流部分,此时变压器两端电压为0,二次侧开关管均能实现ZVS。平衡负载下该变换器的工作波形与常规单极性相同,其工作模式不再赘述。

#### 2.2 R<sub>1</sub>>R<sub>2</sub>不平衡负载情况下的工作原理

为了分析自平衡变换器在不同工况的工作特性,下面给出了其换流过程,附录A图A3给出了不 平衡负载情况下的波形图。为了简化分析换流过程,做出以下假设:①所有的有源开关都是理想的, 可忽略开关管 $Q_1 - Q_4, S_1 - S_4$ 中的寄生电容;②忽 略工程差异,平衡电感 $L_1 = L_2$ ;③HFT漏感 $L_r$ 等效到 理想变压器一次侧。 该变换器在1个完整开关周期内可以分成12个 工作模式,附录A图A4详细展示了前半周期的6个 工作模态的变换过程,具体分析如下。

模态0( $[t_0,t_1$ ))。如图A4(a)所示,在 $t_0$ 时刻,Q<sub>1</sub> 和Q<sub>4</sub>同时导通,一次侧电流 $i_1$ 流经Q<sub>1</sub>、Q<sub>4</sub>和变压器原 边绕组。在变压器二次侧,S<sub>1</sub>、S<sub>4</sub>均处于导通状态, 二次侧电流 $i_2$ 流经S<sub>1</sub>、S<sub>4</sub>的反并联二极管。此时, $L_1$ 、  $L_2$ 均处于放电过程, $L_1$ 两端电压 $v_{L1}$ 为正极性电压, $L_2$ 两端电压 $v_{L2}$ 为负极性电压, $\Pi | v_{L1} | = | v_{L2} |$ 。此时, $L_2$ 电 流 $i_{L2}$ 由最大值逐渐减小, $L_1$ 电流 $i_{L1}$ 逐渐减小。变压 器两侧电流 $i_1 < i_2$ ,由于变压器励磁作用,二次侧电感 电流将会映射到一次侧,使得 $i_1$ 为 $i_2$ 与励磁电流的叠 加。根据电感伏秒特性平衡原理,电感 $L_1$ 、 $L_2$ 的瞬时 电流表达式为:

$$\begin{cases} i_{L1}(t) = i_{L1}(t_0) + \frac{v_{L1}}{L_1}t \\ i_{L2}(t) = i_{L2}(t_0) + \frac{v_{L2}}{L_2}t \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_{L1} = \frac{1}{2}V_{out} \\ v_{L2} = -\frac{1}{2}(V_{dcL} - V_{out1}) \end{cases}$$

$$(3)$$

模态1( $[t_1,t_2)$ )。如图A4(b)所示,在 $t_1$ 时刻,电 流 $i_{L1}$ 进行换向,由0开始正向增大, $i_1 > i_2,v_1$ 和 $v_2$ 保持 不变。此时, $L_1$ 处于充电状态, $L_2$ 处于放电状态, $L_1$ 、  $L_2$ 之间进行能量交换。不平衡负载将使 $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$ 在中 性线电流 $i_0$ 中产生直流偏置, $i_0 = (i_{L1} + i_{L2})/2$ ,贯穿始 终。 $i_0$ 流入负载并通过S<sub>4</sub>的反并联二极管将功率通 过平衡电感重新分配。

$$\begin{cases} i_{R2} = i_{R1} + i_o \\ i_o = i_{L1} + i_{L2} \end{cases}$$
(5)

模态 2( $[t_2, t_4$ ))。如图 A4(c)所示,在 $t_2$ 时刻, $i_{L1}$ =  $i_{L2}=i_a/2, i_{L1}$ 持续增大, $L_1$ 处于充电状态, $L_2$ 处于放电状态。在 $t_3$ 时刻, $i_{L2}$ 进行换向,由0开始反向增大,此时  $L_1, L_2$ 均处于充电状态。开关管导通方向与上一模态相同。

模态 3( $[t_4, t_6)$ )。如图 A4(d)所示,在 $t_4$ 时刻,Q<sub>1</sub> 关断,Q<sub>3</sub>导通, $i_1$ 从Q<sub>1</sub>转向到Q<sub>3</sub>的反并联二极管, $v_1$ 和  $v_2$ 变为0,变压器一次侧处于续流状态。由于无电压 映射到二次侧,二次侧无箝位电压,S<sub>1</sub>—S<sub>4</sub>均处于导 通状态。为保证电流从S<sub>1</sub>、S<sub>4</sub>换向到S<sub>2</sub>、S<sub>3</sub>时一直存 在电流通道,避免出现电压冲击,在重叠死区过程 中,变换器二次侧的所有开关都处于导通状态,由于 滤波电感的作用,滤波电感电流可以认为保持不变。 此时平衡电感电流均处于极值状态并保持不变,平 衡电感电压 $v_{L1}$ 、 $v_{L2}$ 均为0。该过程中,平衡电感电流 流经电压器励磁绕组,将二次侧电流映射到一次侧。 滤波电感 $L_0$ 、 $L_0$ 的两端电压 $v_0$ 、 $v_2$ 的表达式为:

$$\begin{cases} v_{f1} = v_{f2} = -\frac{1}{2} V_{out} \\ V_{out1}(t) = -L_{f1} \frac{di_{p}(t)}{dt} \\ V_{out2}(t) = -L_{f2} \frac{di_{n}(t)}{dt} \end{cases}$$
(6)

式中:i<sub>p</sub>、i<sub>n</sub>分别为流过滤波电感L<sub>f1</sub>、L<sub>12</sub>的电流。

模态 4( $[t_6, t_7)$ )。如图 A4(e)所示, 在 $t_6$ 时刻, Q<sub>4</sub>关断, 电流 $i_1$ 流经 Q<sub>2</sub>、Q<sub>3</sub>的反并联二极管, 二次 侧工作过程与模态 3 相似。此时, 在一次侧建立电 压- $V_{del}$ , 而二次侧电压 $v_2$ 仍为 0,  $i_1$ 、 $i_2$ 反向, 发生占空 比丢失。由于二次侧并联电感的存在, 电感电流映 射到一次侧,  $i_1 < i_2$ , 使 Q<sub>2</sub>、Q<sub>3</sub>更易实现 ZVS。电感 $L_1$ 、  $L_2$ 均处于放电状态。

模态 5( $[t_7, t_8)$ )。如图 A4(f)所示,在 $t_7$ 时刻, $i_2$ 开始反向增大, $i_2$ 的换流过程结束,开关管从 Q<sub>2</sub>、Q<sub>3</sub> 的反并联二极管换流到 Q<sub>2</sub>、Q<sub>3</sub>。二次侧续流状态结 束, $i_2$ 流经 S<sub>2</sub>、S<sub>3</sub>的反并联二极管。 $v_{L1}$ 为负极性电压,  $v_{L2}$ 为正极性电压,且 $|v_{L1}|=|v_{L2}|$ 。模态5与模态0的电 路状态相对称。

该变换器后半周期的6个工作模态与前半周期 的6个工作模态对称,不再详细描述。

#### 2.3 平衡电感自补偿电压平衡机制

由上述不平衡负载工作过程分析可知,所提出 的单级式双极性 DC-DC 变换器具有极电压自补偿 平衡能力,这是 2 个并联电感固有的平衡能力。对 于电感 $L_1$ :当 $Q_1$ 、 $Q_4$ 触发导通且 $i_{L1}$ 由最小值增至最大 值时, $v_{L1}$ 与正极直流母线电压相等;而当 $Q_2$ 、 $Q_3$ 触发 导通且 $i_{L1}$ 由最大值减至最小值时, $v_{L1}$ 与负极直流母 线电压相等。电感 $L_2$ 与 $L_1$ 相似,不再赘述。稳态下, 正极直流母线电压根据基尔霍夫电压定律可知:

$$\begin{cases} V_{\text{out1}} = v_{L1} + v_{f1} \\ V_{\text{out1}} = V_{\text{out2}} = \frac{1}{2} V_{\text{dcL}} t_{0-4} + L_{f1} \frac{\text{d}i_{R1}}{\text{d}t_{4-6}} \end{cases}$$
(7)

式中:t<sub>0-4</sub>为施加到电感的正向电压持续时间,t<sub>0-4</sub>= DT<sub>s</sub>/2,T<sub>s</sub>为1个周期时长;t<sub>4-6</sub>为续流阶段时间。v<sub>1-1</sub>= v<sub>1-2</sub>=DV<sub>de1</sub>/2,故两直流极电压相等,即V<sub>out1</sub>=V<sub>out2</sub>=V<sub>out</sub>/2。 若两直流极之间的负载不同,则电感电流向着较大 负载一侧产生电流偏移,通过对平衡电感的充放电, 将在负载大的直流极流过较小电流,而在负载小的 直流极流过较大电流,从而在电感电流i<sub>1-1</sub>和i<sub>1-2</sub>中建 立直流偏置,即附录A图A3中的i<sub>2</sub>/2,中性线电流i<sub>0</sub> 将电能从负载大的直流极转移到负载小的直流极, 实现双极性直流母线结构的功率分配,解决了正、负 极母线的负载不平衡问题。

*R*<sub>1</sub>>*R*<sub>2</sub>不平衡负载条件下电压电流纹波如图 3 所示。由图可知,两相电感电流的平均值从0变化 到50 A,不平衡功率可通过平衡电感传递给负载*R*<sub>2</sub>,

以维持两极之间电压平衡。V<sub>out</sub>1纹波周期T<sub>M</sub>、i<sub>R2</sub>纹波 周期T<sub>N</sub>如图3所示,每个桥臂的开关信号彼此交错, 输出纹波的幅值降低,同时输出纹波的频率也提高 为原来的2倍,从而减小了滤波元件的尺寸和体积。 电感电流*i*<sub>L1</sub>、*i*<sub>L2</sub>的合成波形为*i*。波形,合成的电感电 流频率为单一电感电流频率的2倍,可求得等效占 空比D<sub>i</sub>如式(8)所示。



#### 图 3 R<sub>1</sub>>R<sub>2</sub>不平衡负载条件下的电压、电流纹波

Fig.3 Voltage and current ripples under unbalanced load condition $(R_1 > R_2)$ 

$$\begin{cases} DT_{s} - (1 - D)T_{s} = 2D_{i}\frac{T_{s}}{2} = D_{i}T_{s} \\ D_{i} = 2D - 1 \end{cases}$$
(8)

等效占空比时间内, $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$ 变化趋势一致,其变 化量 $\Delta i_{L1}$ 、 $\Delta i_{L2}$ 如式(9)所示。

$$\Delta i_{L1} = \frac{v_{L1}}{L_1} D_i \frac{T_s}{2}$$

$$\Delta i_{L2} = -\frac{v_{L2}}{L_2} D_i \frac{T_s}{2}$$
(9)

 $L_1=L_2=L,$ 则合成的电感电流纹波 $\Delta i$ 为:

$$\Delta i = \Delta i_{L1} + \Delta i_{L2} = \frac{v_{L1}}{L_1} (2D - 1) \frac{T_s}{2} + \frac{v_{L2}}{L_2} (2D - 1) \frac{T_s}{2} = \frac{v_{L1}}{L} (2D - 1)T_s \quad (10)$$

### 3 自平衡DC-DC变换器参数优化设计

#### 3.1 软开关设计

在移相全桥变换器中,一次侧滞后桥臂难以实现ZVS是众所周知的问题,在合理的死区范围内,要实现滞后桥臂的ZVS需增大变压器的漏感,但变压器漏感过大会导致变压器磁损增加,不利于效率的提升。此外,变压器的一次侧串联谐振电感还会引起占空比丢失的增加。

由不平衡负载条件下的工作模态分析可知,自 平衡变换器超前桥臂ZVS的实现与传统移相全桥变 换器工作方式相似,而在滞后桥臂导通时,由于二次 侧平衡电感的存在,电感电流在一次侧续流阶段会 映射到变压器一次侧,使得一次侧在超前桥臂向滞 后桥臂转换时,如式(11)所示,电流*i*<sub>1</sub>能够满足ZVS 能量转换的需要,因此平衡电感电流有助于滞后桥 臂换流。由于滞后桥臂的ZVS条件与漏感关联减 弱,变压器漏感可以设计得很小,该平衡器拓扑可以 实现宽范围ZVS,原边导通损耗小。

$$\begin{cases} V_{C4}(t) = Z_{p}I_{2}\sin(\omega t_{s}) + Z_{p}I_{h}\sin(\omega t_{s}) \\ V_{C2}(t) = V_{dcL} - Z_{p}I_{2}\sin(\omega t_{s}) - Z_{p}I_{h}\sin(\omega t_{s}) \\ i_{1} = I_{2}\cos(\omega t_{s}) + I_{h}\cos(\omega t_{s}) \end{cases}$$
(11)

$$\begin{cases} t_{s} = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{V_{dcL}}{Z_{p}(I_{2} + I_{h})} \\ Z_{p} = \sqrt{\frac{L_{r}}{2C_{oss}}}, \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{2L_{r}C_{oss}}} \end{cases}$$
(12)

式中: $Z_p$ 为开关管阻抗; $I_2$ 为变压器二次侧电流有效 值; $I_h$ 为映射电流; $\omega$ 为开关角频率; $t_s$ 为 $t_4$ 至 $t_6$ 的续流 时间; $C_{oss}$ 为开关管寄生电容; $V_{c2}$ 、 $V_{c4}$ 分别为开关管 Q<sub>2</sub>、Q<sub>4</sub>的寄生电容电压。在Q<sub>2</sub>开通前若 $V_{c2}$ =0,则Q<sub>2</sub> 可以实现ZVS以降低开通损耗。

由式(11)可知,滞后桥臂实现ZVS时,在不增加 变压器漏感的情况下,二次侧平衡电感中电流可通 过变压器映射到一次侧,使滞后桥臂容易实现ZVS。

实现 ZVS 需要满足最小的实现软开关能量, 开 关管  $Q_1 - Q_4$ 的寄生电容电压  $V_{c_1}(t) = \cdots = V_{c_4}(t) = V_{del}$ , 一次侧电流与滞后桥臂电容电压间的关系如下:

$$\frac{1}{2} L_{\rm r} I_{\rm crt}^2 \ge \frac{1}{2} C_{\rm oss2} V_{\rm dcL}^2 + \frac{1}{2} C_{\rm oss4} V_{\rm dcL}^2$$
(13)

式中: $I_{ert}$ 为实现ZVS的最小输出电流; $C_{oss2}$ 、 $C_{oss4}$ 分别为开关管 $Q_2$ 、 $Q_4$ 的寄生电容。

#### 3.2 平衡电感设计

由于平衡电感的存在,在不平衡负载条件下电 感电流将在中性线中产生直流偏置,将在两直流极 间进行能量转换,使2个直流极电压自适应保持平 衡。通过对直流极负载的选取(即一直流极负载为 空载,另一直流极负载为额定值),使中性线中产生 最大直流偏置,进而对平衡电感进行设计。变换器 正、负直流极输出功率如式(14)所示。

$$\begin{cases} P_{oi} = V_{out1} i_{R1} + V_{out2} i_{R2} = P_{o1} + P_{o2} \\ P_{dcL} = \frac{V_{dcL} D}{2k} \frac{P_{o1}}{V_{out1}} + \frac{V_{dcL} D}{2k} \frac{P_{o2}}{V_{out2}} \end{cases}$$
(14)

式中:P<sub>oi</sub>为端口总输出功率;P<sub>ol</sub>、P<sub>o2</sub>分别为正、负直流极等效输出功率;P<sub>dL</sub>为低压侧输入功率。

输出电流、中性点与平衡电感之间的电流关系 如式(15)所示。

$$\begin{cases} i_{R2} = i_{R1} + i_{o} \\ i_{o} = i_{L1} + i_{L2} \end{cases} \implies i_{R2} = i_{R1} + i_{L1} + i_{L2}$$
(15)

在上述条件下,*i*<sub>*R1*</sub>=0。由式(14)、(15)可得中 性点电流*i*<sub>*s*</sub>与端口功率的关系如式(16)所示。

$$i_{o} = \frac{P_{o2}}{V_{out2}} - \frac{P_{o1}}{V_{out1}} = \frac{P_{o2} - P_{o1}}{V_{out2}} = \frac{2(P_{o2} - P_{o1})}{V_{out1}} = \frac{2(P_{o2} - P_{o1})k}{V_{del}D}$$
(16)

式中: $V_{out1}=V_{out2}=V_{out}/2$ 。当 $R_1$ 为空载时 $P_{o1}=0$ ,可将式 (16)进一步化简。在每一个开关周期内,电感电流 的变化量为:

$$2\Delta i_{L2} = \frac{V_{deL}DT_s}{4L_2} \tag{17}$$

由式(15)—(17)可推得端口电压的关系式为:

$$\frac{V_{\rm deL}D}{4L_1} + \frac{V_{\rm deL}D}{4L_2} = \frac{2kP_{\rm o2}}{V_{\rm deL}D}$$
(18)

由式(18)可推导出电感的约束条件为:

$$L_{1} = L_{2} \ge \frac{V_{deL}^{2} D^{2}}{4kP_{o2}}$$
(19)

由式(19)可知,在解决变换器不平衡能力的限制时,需要对平衡电感进行评估,在不平衡负载条件下,需要满足平衡电感充放电能力,进而满足平衡电 感饱和能力。在极端条件下,一直流极满载,另一直 流极空载,满载直流极流过的电流等于中性点直流 偏置的电流,2个平衡电感交错电流最大值均大于 直流偏置电流,即要满足平衡能力,平衡电感的选择 应大于理论值。在满足平衡能力的情况下,使得该 电压平衡器具有良好的动态响应和电压均衡能力。

#### 3.3 中性点电位偏移

平衡电感中存在较小值的等效电阻,在不平衡 负载条件下会产生中性点电位直流偏置现象。当中 性点电位偏移量过大时,正、负极直流母线电压将产 生电压差。中性点直流偏置等效电路如图4所示。 图中, $R_0$ 为平衡电感等效电阻, $2 \uparrow R_0$ 分别与 $R_1, R_2$ 并 联, 当 $R_1=R_2$ 时电压被平分, 当 $R_1\neq R_2$ 时电压将会产生 微小差值。



图4 变换器等效电路 Fig.4 Equivalent circuit of converter

图5给出了平衡负载与不平衡负载条件下,中 性点电位变化情况。在不平衡负载条件下,由等效 电路可知,中性点会偏移数值为ΔV的电位差。因 此,正、负极直流母线端口电压出现了2ΔV的电压 差。平衡电感等效阻值较小,两极间出现的电压差 可以忽略不计。

极间电压差如附录A图A5所示。由图可见,当



## 图5 中性点电位变化情况

Fig.5 Change of neutral point potential

输入电压为1000 V,D=0.95, $R_0$ =0.01  $\Omega$ 时,直流偏置 电流 $i_0$ =42.6 A,极间电压差 2 $\Delta$ V=0.852 V,即每个电 极有0.089%电压偏差。

#### 4 实验分析

为了验证所提出的自平衡隔离型 DC-DC 变换 器拓扑结构及相应的理论分析的正确性,搭建了一 套实验室级变换器样机,如附录 B 图 B1 所示,实验 参数如附录 B 表 B1 所示。

#### 4.1 平衡负载情况下的实验波形

为了验证上述理论分析的正确性,将直流负载 变为空载,即 $R_1=R_2=\infty$ ,对滞后桥臂 ZVS的实现进行 验证。附录 B 图 B2(a)为变压器两侧电压、电流波 形,可以看出在滞后桥臂开关管换流阶段 $i_1>i_2$ ,有助 于寄生电容充放电;附录 B 图 B2(b)为滞后桥臂 Q<sub>2</sub> 驱动信号与寄生电容电压 $V_{02}$ 波形,可以看出 Q<sub>2</sub>在空 载条件下能够实现 ZVS,在一次侧续流阶段平衡电 感电流将映射到一次侧,有助于滞后桥臂 ZVS的实 现。实验结果与理论分析一致,该变换器在轻载条 件下将减少开关管损耗。

直流极负载 $R_1=R_2=16 \Omega$ 时的电感电压、电流波 形如附录 B图 B3(a)所示。由图可知, $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$ 关于零 值对称, $i_s=0$ 。当 $i_{L1}$ 由负到正、增长率为正时,对应的  $v_{L1}$ 为正;当 $i_{L2}$ 由负到正、增长率为正时,对应的 $v_{L2}$ 为 正;当一次侧处于续流阶段 $(1-D)T_s$ 时, $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$ 处于极 值状态,对应的电感电压为0。

输入侧直流端口电压为 200 V, D=0.95,  $R_1=R_2=$ 16  $\Omega$ , 两直流极输出电压、电流波形如附录 B 图 B3 (b)所示。由图可知, 稳态下  $V_{out1}=V_{out2}=95$  V, 负载电 流  $i_{R1}=i_{R2}=5.93$  A, 实验值与理论值相吻合, 验证了式 (2)的正确性。

#### 4.2 不平衡负载情况下的实验波形

在不平衡负载情况下, $R_1$ =80  $\Omega$ , $R_2$ =16  $\Omega$ ,电感 电流将会产生偏移,进而中性线电流 $i_o$ 产生直流偏 置,如图 6(a)所示。由图可知,在一个开关周期 $T_s$ 内,滤波前负载电流 $i_{R2}$ 纹波频率为电感电流纹波频 率的 2 倍,与上述分析一致。平衡电感电压 $v_{L1}$ 与滤 波电感电压 $v_{\Pi}$ 如图 6(b)所示, $V_{out1}$ 由 $v_{L1}$ 和 $v_{\Pi}$ 叠加 得到。

输入侧直流端口电压为200V, D=0.95, R<sub>1</sub>从 80Ω突变为26.7Ω时,输出电压、电流实验波形如 图7(a)所示。在虚线前,两直流极电压相等;在虚线





处, $i_{R1}$ 由1.18 A阶跃到3.55 A, $i_{R2}$ 保持恒定, $i_{\circ}$ 将从正极转移到负极,保持了直流极电压的平衡;在虚线后,两直流极电压相等,保持平衡。图7(b)为 $R_1$ 从∞ 突变为40 Ω时的实验波形, $i_{R1}$ 在虚线处由0阶跃到2.375 A。由图7可见,无论直流极负载是否阶跃变化,两直流极电压始终保持平衡。





Fig.7 Experimental waveforms with step change of load under unbalanced load condition $(R_1 > R_2)$ 

图 6、7 中的实验波形表明,所提出的自平衡隔 离型 DC-DC 变换器具有良好的动态响应和电压平 衡能力。

#### 5 结论

针对双极性低压直流微电网架构,提出了一种 自平衡隔离型 DC-DC 变换器。所提出的变换器无 需复杂控制均压策略,避免了额外的电压平衡器装置接入,能够提高双极性低压直流微电网的运行可 靠性与结构紧凑性,并可在不平衡负载情况下甚至 在其中一个直流极空载的情况下完全平衡双极电 压。实验结果验证了该变换器的有效性与优越性。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

#### 参考文献:

- [1] 辛保安.为实现"碳达峰 碳中和"目标贡献智慧和力量[N]. 中国电力报,2021-02-24(001).
- [2]黄夕婷,汝臻.面向供电可靠性的配电自动化系统规划研究
   [J].集成电路应用,2019,36(6):68-70.
   HUANG Xiting, RU Zhen. Research on distribution automation system planning for power supply reliability[J]. Applications of IC,2019,36(6):68-70.
- [3]李鹏飞,李霞林,王成山,等.中低压柔性直流配电系统稳定性 分析模型与机理研究综述[J].电力自动化设备,2021,41(5): 3-21.

LI Pengfei, LI Xialin, WANG Chengshan, et al. Review of stability analysis model and mechanism research of mediumand low-voltage flexible DC distribution system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(5): 3-21.

- [4] 王菁月,裴忠晨,刘闯,等. 面向低压直流配电网的双降压/升 压型柔性互联开关[J]. 电力自动化设备,2021,41(5):247-253.
   WANG Jingyue,PEI Zhongchen,LIU Chuang, et al. Dual Buck/ Boost flexible interconnected converter for low voltage DC distribution network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021,41(5):247-253.
- [5] RIVERA S, LIZANA R, KOURO S, et al. Bipolar DC power conversion: state-of-the-art and emerging technologies[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021,9(2):1192-1204.
- [6] GU Yunjie, LI Wuhua, HE Xiangning. Analysis and control of bipolar LVDC grid with DC symmetrical component method [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31(1):685-694.
- [7] 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.
   WANG Fei,LEI Zhifang,XU Xinwei,et al. Research on topology of voltage balancer for DC microgrid[J]. Proceedings of the CSEE,2016,36(6):1604-1612.
- [8] 李露露,雍静,曾礼强,等. 低压直流双极供电系统的接地型式研究[J]. 中国电机工程学报,2014,34(13):2210-2218.
   LI Lulu,YONG Jing,ZENG Liqiang, et al. Researches on grounding types of low-voltage DC bipolar distribution systems[J].
   Proceedings of the CSEE,2014,34(13):2210-2218.
- [9] SALOMONSSON D. Modeling, control and protection of lowvoltage DC microgrids[D]. Stockholm, Sweden: Royal Institute of Technology, 2009.
- [10] KAKIGANO H, MIURA Y, ISE T, et al. DC voltage control of the DC micro-grid for super high quality distribution [C]// 2007 Power Conversion Conference-Nagoya. Nagoya, Japan: IEEE, 2007:518-525.
- [11] RIVERA S, WU B, KOURO S, et al. Electric vehicle charging station using a neutral point clamped converter with bipolar DC bus[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(4):1999-2009.
- [12] KAKIGANO H, MIURA Y, ISE T. Low-voltage bipolar-type DC microgrid for super high quality distribution [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(12): 3066-3075.
- [13] LAGO J, MOIA J, HELDWEIN M L. Evaluation of power

63

converters to implement bipolar DC active distribution networks-DC-DC converters [C] //2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Phoenix, AZ, USA: IEEE, 2011: 985-990.

- [14] ZHANG Xianjin, GONG Chunying. Dual-Buck half-bridge voltage balancer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013,60(8):3157-3164.
- [15] ZHANG Xianjin, GONG Chunying, YAO Zhilei. Three-level DC converter for balancing DC 800 V voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 3499-3507.
- [16] FERRERA M B, LITRÁN S P, DURÁN E, et al. A SEPIC-Cuk converter combination for bipolar DC microgrid applications[C]//2015 IEEE International Conference on Industrial Technology(ICIT). Seville, Spain: IEEE, 2015:884-889.
- [17] WANG Fei, LEI Zhifang, XU Xinwei, et al. Topology deduction and analysis of voltage balancers for DC microgrid[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2016, 5(2):672-680.
- [18] FERRERA M B, LITRÁN S P, ARANDA E D, et al. A converter for bipolar DC link based on SEPIC-Cuk combination [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(12): 6483-6487.
- [19] CHEN Fang, BURGOS R, BOROYEVICH D. A bidirectional high-efficiency transformerless converter with common-mode decoupling for the interconnection of AC and DC grids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2):1317-1333.
- [20] TAN L, WU B, RIVERA S. Comprehensive DC power balance management in high-power three-level DC-DC converter for electric vehicle fast charging [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1):89-100.
- [21] LI Yitong, JUNYENT-FERRE A, RODRIGUEZ-BERNUZ J. A

three-phase active rectifier topology for bipolar DC distribution [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1063-1074.

- [22] NUUTINEN P, PINOMAA A, PELTONIEMI P, et al. Commonmode and RF EMI in a low-voltage DC distribution network with a PWM grid-tie rectifying converter [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 8(1):400-408.
- [23] LEE J, CHO Y, JUNG J. Single-stage voltage balancer with high-frequency isolation for bipolar LVDC distribution system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(5): 3596-3606.
- [24] LI Binbin, FU Qintian, MAO Shukai, et al. DC/DC converter for bipolar LVDC system with integrated voltage balance capability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5):5415-5424.

#### 作者简介:



裴忠晨(1994—),男,博士研究生,主要研究方向为电力电子功率变换技术及 其在柔性配电网中的应用、能源互联网协 调规划(E-mail:616031625@qq.com);

刘 闯(1985—),男,教授,博士研究 生导师,通信作者,主要研究方向为电力电 子功率变换技术及其在交直流混合电网中 的应用、能源高效变换与能源市场经济等 (**E-mail**:victorliuchuang@163.com);

裴忠晨

林 琳(1981—), 女, 高级工程师, 主要研究方向为电力 系统及其自动化(**E-mail**: 30443024@qq.com)。

(编辑 李莉)

#### Self-balancing isolated DC-DC converter for bipolar low voltage DC microgrid

PEI Zhongchen<sup>1</sup>, SONG Xiaomin<sup>2</sup>, LIU Chuang<sup>1</sup>, LIN Lin<sup>3</sup>, ZHU Di<sup>1</sup>, JIANG Yu<sup>1</sup>, WANG Jingyue<sup>1</sup>, LI Hui<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Northeast Electric Power University, Jilin 132012, China;

2. Zibo Power Supply Company of State Grid Shandong Electric Power Company, Zibo 255000, China;

3. Zhejiang Huayun Clean Energy Co., Ltd., Hangzhou 310000, China)

**Abstract**: The bipolar low voltage DC distribution system has the advantages of flexible load access and high operation reliability. In order to minimize the number of power conversion stages and improve the voltage balance ability of bipolar buses, a self-balancing isolated DC-DC converter suitable for bipolar low voltage DC microgrid is proposed. Firstly, the topology and modulation strategy of self-balancing isolated DC-DC converter are introduced, and the self-balancing mechanism and commutation process of positive and negative pole DC voltages under unbalanced load conditions are analyzed. Then, based on the working principle of zero voltage switching and the requirement of output current ripple, the design of balance inductance parameters are optimized, and the neutral point potential offset caused by unbalanced load DC bias is derived. Finally, an experimental prototype is built to verify that the proposed converter can balance the voltages of the bipolar buses under the conditions of the unbalanced load of two DC poles or even the no-load of one DC pole.

Key words: bipolar low voltage DC microgrid; voltage self-balancing; DC-DC converters; balance inductance; pole voltage balance; zero voltage switching

附录 A



图 A1 基于锯齿载波的移相调制策略

Fig.A1 Phase-shift modulation strategybased on sawtooth carrier







Fig.A2 Waveforms under balanced load condition( $R_1 = R_2$ )



Fig.A3 Waveforms under unbalanced loadcondition( $R_1 > R_2$ )



(a) 模态 0



(b) 模态 1



(c) 模态 2



(d) 模态 3



(e) 模态 4



(f) 模态 5 图 A4 R<sub>1</sub>>R<sub>2</sub>不平衡负载情况下变换器工作模式

Fig.A4 Operation modes of converterunderunbalanced load condition( $R_1 > R_2$ )



Fig.A5 Voltage difference between poles

ß	f	录	В



图 B1 自平衡隔离型 DC-DC 变换器样机

Fig B1 Prototype of bipolar DC-DC converter

## 表 B1 样机电气参数

Table B1	Electrical	parameters	of prototype
----------	------------	------------	--------------

参数	数值
$V_{ m dcL}$	200 V
$V_{ m out1}$	95 V
$V_{\rm out2}$	95 V
$V_{ m out}$	190 V
低压直流电容 CdcL	500 µF
k	17:17
$L_{ m r}$	3 μΗ
$L_1$ , $L_2$	500 µH
D	0.95
$L_{\rm f1}$ , $L_{\rm f2}$	500 µH
$C_{\rm f1}$ , $C_{\rm f2}$	20 µF
开关频率fs	10kHz



(a) 变压器两侧电压、电流波形



(b) Q2 驱动信号和寄生电压

图 B2 空载条件下滞后桥臂实现 ZVS





Fig.B3 Experimental waveforms under balanced load condition( $R_1 = R_2$ )