

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2025.06.020

## 基于辅助变压器的无环流全桥直流变换器

刘旭明<sup>1</sup>, 何晓坤<sup>1</sup>, 陈武<sup>2</sup>

(1. 金陵科技学院机电工程学院, 江苏 南京 211169; 2. 东南大学电气工程学院, 江苏 南京 210096)

**摘要:** 直流变换器是分布式光伏发电接入中压直流电网的核心设备。文中提出一种采用辅助变压器的无环流全桥直流变换器, 该变换器由主全桥电路和辅助电路构成, 其包含 1 个三电平桥臂和 2 个两电平桥臂。主全桥电路传输功率约 90% 的总功率, 辅助电路传输剩余功率。通过辅助电路中部分开关管进行高频斩波, 使变换器电流波形近似为梯形波, 从而降低电流峰值。由于流过辅助电路的电流很小, 其高频斩波产生的开关损耗也很小。主全桥电路中开关管仅工作在 500 Hz 的中频状态, 且能实现零电流开关(zero current switching, ZCS), 进一步减小了开关损耗。此外, 通过在辅助电路引入阻断电容, 消除了辅助电路的环流, 因此整个变换器的损耗较小。文中详细介绍该变换器的工作原理和参数设计方法, 并搭建 1 台 160 V/4 000 V/4 200 W 实验样机, 实验结果表明所提变换器可实现 ZCS, 开关损耗小, 最高效率达 98.5%。

**关键词:** 中压直流汇集; 中频变换器; 辅助变压器; 直流变换器; 三电平; 零电流开关(ZCS)

**中图分类号:** TM433

**文献标志码:** A

**文章编号:** 2096-3203(2025)06-0202-09

## 0 引言

近年来, 能源危机和环境污染等问题日趋严峻, 太阳能等新能源已成为世界各国的研究热点<sup>[1-5]</sup>。光伏发电作为太阳能的主要输出方式, 其具有较强的波动性和间歇性, 接入传统交流电网将面临诸多限制和挑战<sup>[6-9]</sup>。此外, 光伏发电输出为直流电, 将其直接接入直流电网即可省去多个换流环节, 从而降低成本和损耗<sup>[10-12]</sup>。

分布式光伏发电接入中压直流电网需要采用大功率直流升压变换器。国内外学者已对多种中压直流变换器展开研究, 如开关电容变换器<sup>[13]</sup>、旋转电容型谐振变换器<sup>[14]</sup>和谐振升压变换器<sup>[15]</sup>等非隔离型变换器。但这些非隔离型变换器不具备输入侧与输出侧之间的电气隔离功能, 需要较高的绝缘要求, 难以满足某些应用场景的安全需求。

变压器能够实现输入侧与输出侧电气隔离和升压功能, 因此基于变压器的变换器将是中压直流变换器研究热点。文献<sup>[16-17]</sup>提出一种零电流开关(zero current switching, ZCS)全桥升压变换器, 通过串联绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)与二极管来阻断谐振电流反向流动, 从而实现开关器件的 ZCS, 但该变换器同时也增加了器件成本和导通损耗。文献<sup>[18]</sup>研究一种双全桥变换器, 该变换器由 1 个主功率全桥电路和 1 个控制全桥电路构成, 主功率全桥电路传输大部

分功率, 且可实现全桥电路中开关管的 ZCS; 控制全桥电路则通过小电流脉冲宽度调制(pulse-width modulation, PWM)斩波实现闭环控制<sup>[18]</sup>。然而, 该变换器需要在中压侧增加一个滤波电感, 而中压滤波电感的绝缘设计和制作都较为困难。

随着光伏组件电压的增加, 系统对升压变换器中低压侧开关管的电压应力要求也相应提高<sup>[19]</sup>。三电平结构能显著降低开关器件的电压应力。文献<sup>[20]</sup>提出了一种应用于中压直流场景的全桥三电平电路, 但该变换器存在以下两个不足: (1) 中压侧采用感性滤波, 绝缘设计难度大。(2) 无法实现开关管的软开关, 开关损耗较大。文献<sup>[21]</sup>提出一种中频直流变换器, 采用三电平结构以降低高频开关管的电压应力, 其通过高频开关管斩波使变压器电流近似呈梯形, 并实现中频两电平桥臂开关管的 ZCS, 但产生较大的开关损耗。

文献<sup>[22]</sup>基于元器件复用的思想, 提出了一种双变压器三电平 ZCS 变换器。该变换器利用辅助控制电路实现主全桥电路开关管的 ZCS, 从而降低开关损耗。然而, 变压器电流波形为三角形, 电流峰值较大。为降低该变换器的电流峰值, 文献<sup>[23]</sup>引入 LC 串联谐振技术, 并将辅助开关管的电压应力降低一半, 但该变换器本质上仍是半桥型结构, 在大功率场合的应用受限。文献<sup>[24-26]</sup>提出一种复用桥臂组合型 ZCS 全桥变换器, 适用于大功率场景。然而, 该电路的辅助电路在电流续流期间不向二次侧传递能量, 而在一次侧形成环流, 这部分环流增加了辅助电路一次侧开关管和变压器的导

收稿日期: 2025-07-18; 修回日期: 2025-09-25

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52461160257)

通损耗,降低了变换器效率。

针对上述直流升压变换器存在的损耗大等问题,文中借鉴双变压器结构思想,提出一种含辅助变压器的无环流全桥直流变换器。变换器由1个三电平桥臂和2个两电平桥臂构成,形成1个主全桥电路和1个辅助三电平电路,2个电路共用1个两电平桥臂。在辅助三电平电路中,部分开关管进行高频PWM斩波以实现电压和功率调节,而其余开关管的工作频率仅为500 Hz的中频。变换器采用的调制策略可在全负载范围内实现主全桥电路中大电流开关管以及二次侧整流二极管的ZCS,同时使得变压器电流波形近似为梯形波。相比于三角波电流,梯形波可大幅降低电流峰值。全桥电路传输大部分功率,而辅助三电平电路仅传输小部分功率,因此流经辅助三电平电路中开关管的电流很小。此外,由于高频开关管的电压应力仅为输入电压的一半,其PWM斩波产生的开关损耗减小。此外,变换器通过引入阻断电容,成功消除了辅助三电平电路一次侧的环流,从而降低开关管导通损耗。

## 1 变换器拓扑及其工作原理

文中所提出的基于辅助变压器的无环流全桥直流变换器的电路拓扑如图1所示。其中,开关管 $Q_5$ — $Q_8$ 、主变压器 $T_1$ 及其漏感 $L_{l1}$ 构成主全桥电路。输入分压电容 $C_{in1}$ 和 $C_{in2}$ 、续流二极管 $D_{c1}$ 和 $D_{c2}$ 、开关管 $Q_1$ — $Q_4$ 、 $Q_7$ 和 $Q_8$ 、阻断电容 $C_b$ 、辅助变压器 $T_2$ 及其漏感 $L_{l2}$ 构成辅助三电平电路。2个全桥电路共用开关管 $Q_7$ 和 $Q_8$ 。输出侧可分为三部分:第1部分为输出滤波电容 $C_o$ 和负载输出电压 $V_o$ ;第2部分为 $T_1$ 的副边绕组和整流二极管 $D_{R1}$ — $D_{R4}$ 组成的主整流单元;第3部分为 $T_2$ 的副边绕组和整流二极管 $D_{R3}$ — $D_{R6}$ 组成的辅助整流单元。同样, $D_{R3}$ 和 $D_{R4}$ 为主辅2个整流单元共用。 $1:N_1$ 和 $1:N_2$ 分别为变压器 $T_1$ 、 $T_2$ 的原边绕组匝数与副边绕组匝数之比; $V_{in}$ 为输入电压; $V_{Cin1}$ 、 $V_{Cin2}$ 分别为 $C_{in1}$ 和 $C_{in2}$ 的电压; $v_{s1}$ 、 $v_{s2}$ 分别为变压器 $T_1$ 和 $T_2$ 副边绕组电压; $v_{L11}$ 、 $v_{L12}$ 分别为电感 $L_{l1}$ 和 $L_{l2}$ 两端电压; $v_{Cb}$ 为阻断电容 $C_b$ 两端电压; $i_{p1}$ 、 $i_{p2}$ 分别为变压器 $T_1$ 和 $T_2$ 原边绕组电流; $i_{DR1}$ 、 $i_{DR4}$ 、 $i_{DR6}$ 分别为二极管 $D_{R1}$ 、 $D_{R4}$ 、 $D_{R6}$ 的电流。

该变换器的典型工作波形如图2所示,其中 $v_{AC}$ 、 $v_{BC}$ 分别为AC、BC相电压。 $Q_1$ — $Q_4$ 采用PWM斩波控制。其中 $Q_1$ 和 $Q_4$ 工作在高频开关状态, $Q_2$ 和 $Q_3$ 工作在500 Hz的中频开关状态。主全桥电路中的开关管 $Q_5$ 和 $Q_8$ 、 $Q_6$ 和 $Q_7$ 以50%的固定占空比工作。

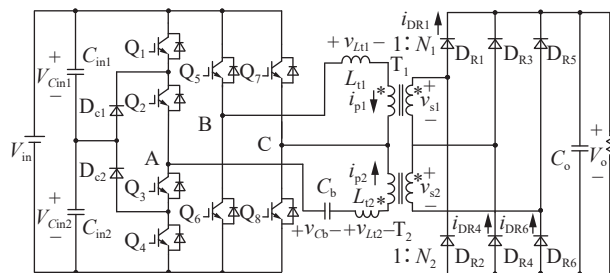


图1 变换器拓扑

Fig.1 Topology of the converter

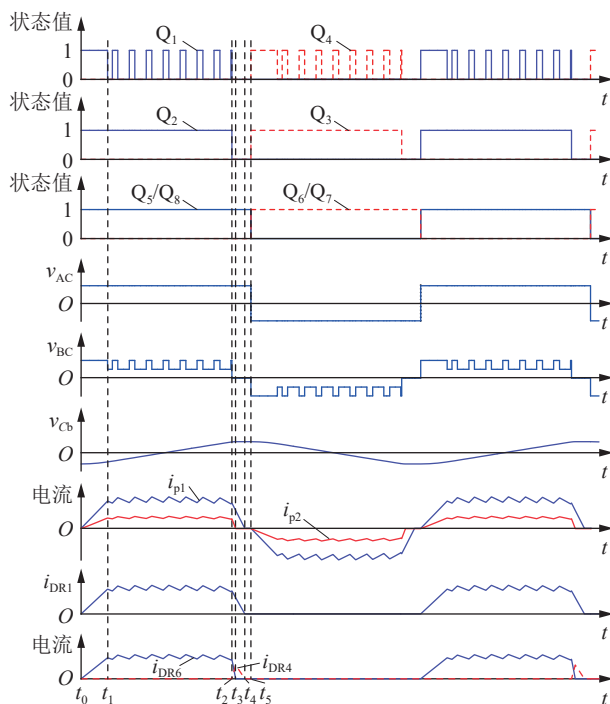


图2 变换器典型波形

Fig.2 The waveforms of proposed converter

在进行具体分析前,先作如下假设:

(1) 所有开关管、整流二极管、电感、电容以及变压器均为理想元器件;

(2) 输出滤波电容 $C_o$ 足够大,因此输出电压 $V_o$ 的纹波可忽略。 $C_{in1}$ 和 $C_{in2}$ 完全相等且足够大,满足 $V_{Cin1}=V_{Cin2}=V_{in}/2$ 。

由图2可知,该变换器在半个中频周期内可分为5个模式, $t_0$ — $t_5$ 为模式划分的时间点。变换器工作模式如图3所示。其等效电路如图4所示。

模式1:  $[t_0, t_1)$ 。该模式的电流通路如图3(a)所示。 $t_0$ 是一个新的开关周期的起点,在该时刻关断 $Q_3$ 和 $Q_4$ ,开通 $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_5$ 、 $Q_8$ 。由于 $t_0$ 之前所有开关管均无电流流过,因此 $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_5$ 、 $Q_8$ 实现了ZCS。此时,主电路部分由 $V_{in}$ 、 $Q_5$ 、 $L_{l1}$ 、 $T_1$ 、 $Q_8$ 构成回路,辅助支路由 $V_{in}$ 、 $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $C_b$ 、 $L_{l2}$ 、 $T_2$ 、 $Q_8$ 构成回路。流过开关管 $Q_8$ 的电流为主、辅两回路电流之和,能量由电源 $V_{in}$ 传输至负载。该模式折算到

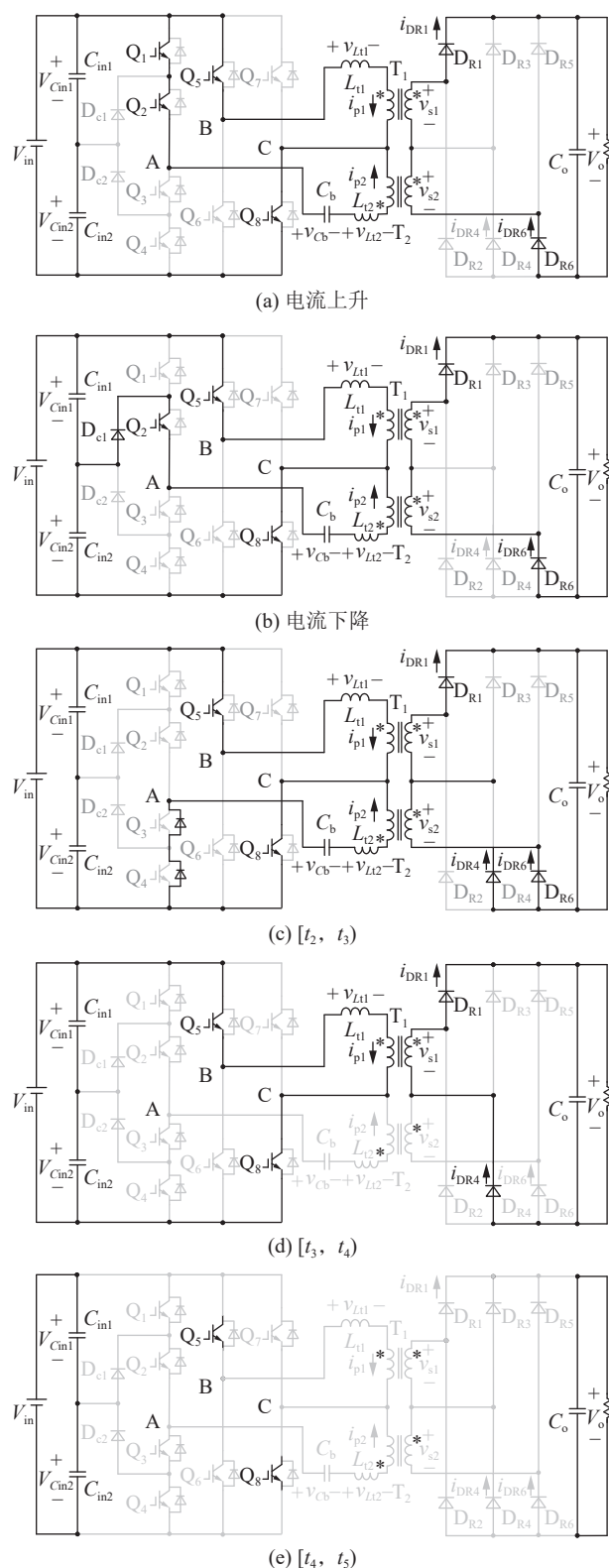


图3 变换器工作模式

Fig.3 The operating mode of converter

副边的等效电路如图4(a)所示,显然两变压器为等效串联结构。根据电流通路可知,此模式中2个变压器副边绕组电压分别为:

$$\begin{cases} v_{s1}(t) = N_1 (V_{in} - v_{L11}(t)) \\ v_{s2}(t) = N_2 (V_{in} - v_{L12}(t) - v_{Cb}(t)) \end{cases} \quad (1)$$

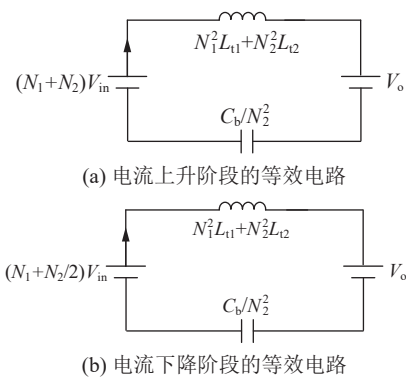


图4 等效电路

Fig.4 Equivalent circuit diagram

$v_{L11}$  和  $v_{L12}$  的表达式分别为:

$$\begin{cases} v_{L11}(t) = L_{11} \frac{di_{p1}(t)}{dt} \\ v_{L12}(t) = L_{12} \frac{di_{p2}(t)}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

$v_{Cb}$  和  $i_{p2}$  之间满足:

$$i_{p2}(t) = C_b \frac{dv_{Cb}(t)}{dt} \quad (3)$$

模态 2:  $[t_1, t_2)$ 。该模态存在两种工作模式,第一种是高频开关管  $Q_1$  导通时,即电流上升模式,电流通路如图3(a)所示。第二种是高频开关管  $Q_1$  关断时,即电流下降模式,主电路电流通路保持不变,而辅助支路的电流通路由  $C_{in2}$ 、 $D_{c1}$ 、 $Q_2$ 、 $C_b$ 、 $T_2$ 、 $Q_8$  构成,其电流通路如图3(b)所示。流过开关管  $Q_8$  的电流仍为主、辅两回路电流之和。该模式折算到副边的等效电路如图4(b)所示。辅助变压器  $T_2$  的副边绕组电压下降为:

$$v_{s2}(t) = N_2 \left( \frac{V_{in}}{2} - v_{L12}(t) - v_{Cb}(t) \right) \quad (4)$$

模态 3:  $[t_2, t_3)$ 。该模态的电流通路如图3(c)所示。在  $t_2$  时刻  $Q_1$  和  $Q_2$  均关断,主电路的电流通路依然保持不变,辅助电路的电流  $i_{p2}$  通过  $Q_3$  和  $Q_4$  的反并联二极管进行续流。同时,副边整流侧进行从  $D_{R6}$  到  $D_{R4}$  的换流,即  $D_{R4}$  的电流  $i_{DR4}$  在  $t_2$  时刻从零开始上升( $D_{R4}$  自然导通),而  $i_{DR6}$  则从  $t_2$  时刻开始下降。可见,此模态中  $D_{R4}$  和  $D_{R6}$  同时导通,这意味着  $T_2$  副边绕组电压被钳位为零。因此,  $T_2$  原边绕组电压也必然为零。在此模态中,  $C_b$  相当于一个直流阻断源。在其电压的抑制作用下,  $i_{p2}$  和  $i_{DR6}$  会快速下降,并于  $t_3$  时刻下降至零,从而完成从  $D_{R6}$  到  $D_{R4}$  的换流,且  $D_{R6}$  实现了 ZCS。由于此模态持续时间很短,且  $i_{p2}$  相对较小,因此可以认为  $v_{Cb}$  在本模态中恒定不变,即满足:

$$v_{Cb}(t) = v_{Cb}(t_2) = v_{Cb}(t_3) \quad (5)$$

由于  $v_{L2}$  被箝位为  $-v_{Cb}$ , 可得  $L_{12}$  的电流  $i_{p2}$  和  $i_{DR6}$  的表达式分别为:

$$i_{p2}(t) = i_{p2}(t_2) - \frac{v_{Cb}(t_2)}{L_{12}}(t - t_2) \quad (6)$$

$$i_{DR6}(t) = \frac{i_{p2}(t)}{N_2} \quad (7)$$

此外,  $i_{p1}$  的电流通路不变,  $T_1$  副边绕组电压被箝位为  $V_o$ , 将其折算至  $T_1$  原边后可得  $i_{p1}$  和  $i_{DR1}$  分别为:

$$i_{p1}(t) = i_{p1}(t_2) - \left( \frac{V_o}{N_1} - V_{in} \right) \frac{t - t_2}{L_{11}} \quad (8)$$

$$i_{DR1}(t) = \frac{i_{p1}(t)}{N_1} \quad (9)$$

模态 4:  $[t_3, t_4]$ 。该模态的电流通路如图 3(d) 所示。由于  $i_{p2}$  已下降至零, 且  $D_{R4}$  和  $D_{R6}$  已完成换流,  $i_{p1}$  的电流通路依旧保持与模态 2 和模态 3 中相同。副边整流侧的电流通路仅由  $D_{R4}$ 、 $T_1$  副边绕组和  $D_{R1}$  组成,  $T_1$  副边绕组电压仍被箝位为  $V_o$ 。该模态中  $i_{p1}$  的表达式仍为式(8),  $i_{DR1}$  的表达式仍为式(9)。

模态 5:  $[t_4, t_5]$ 。该模态的电流通路如图 3(e) 所示。在  $t_4$  时刻,  $i_{p1}$ 、 $i_{DR1}$ 、 $i_{DR4}$  均已下降为零,  $D_{R1}$  和  $D_{R4}$  实现 ZCS。尽管  $Q_5$  和  $Q_8$  处于导通状态, 但电流始终为零, 因此  $v_{Cb}$  在此阶段也保持恒定。负载由输出滤波电容供电。 $t_5$  时刻,  $Q_5$  和  $Q_8$  实现 ZCS。下半周期工作情况与上半周期类似。

## 2 参数设计

文中采用以下工作参数进行设计: 输入电压  $V_{in}=1\ 500\text{ V}$ , 输出电压  $V_o=20\text{ kV}$ , 额定功率  $P_N=500\text{ kW}$ , 中频开关频率  $f_M=500\text{ Hz}$ , 高频开关频率  $f_H=10\text{ kHz}$ 。

### 2.1 阻断电容 $C_b$ 的选取

$C_b$  的取值首先会影响  $v_{Cb}(t_0)$  绝对值的大小, 即阻断电容电压应力, 从而影响其体积; 其次会影响  $i_{p2}$  下降为零所需的时间, 即模态 3 的持续时间。辅助三电平单元的续流时间越短, 导通损耗越小。

根据变换器的工作原理, 结合电荷守恒定理可得:

$$C_b(v_{Cb}(t_3) - v_{Cb}(t_0)) = \int_{t_0}^{t_3} i_{p2}(t)dt \approx \int_{t_0}^{t_2} i_{p2}(t)dt = N_2 \int_{t_0}^{t_2} i_{DR1}(t)dt \quad (10)$$

根据变换器工作模态分析知  $v_{Cb}(t_3) = -v_{Cb}(t_0)$ , 因此可得:

$$2C_b V_{Cb\_max} = N_2 \int_{t_0}^{t_2} i_{DR1}(t)dt = N_2 \left( \int_{t_0}^{t_4} i_{DR1}(t)dt - \int_{t_2}^{t_4} i_{DR1}(t)dt \right) \quad (11)$$

式中:  $V_{Cb\_max}$  为阻断电容电压的最大值,  $V_{Cb\_max} = |v_{Cb}(t_0)|_o$ 。

近似认为电流波形为梯形波, 根据式(11)可得:

$$V_{Cb\_max} = \frac{N_2 \left( \int_{t_0}^{t_4} i_{DR1}(t)dt - \int_{t_2}^{t_4} i_{DR1}(t)dt \right)}{2C_b} = \frac{N_2 \left( 1 - \frac{t_4 - t_2}{t_2 - t_1 + t_4 - t_0} \right)}{2C_b \int_{t_0}^{t_4} i_{DR1}(t)dt} \quad (12)$$

变换器正常运行时,  $t_4 - t_2 \ll t_2 - t_1 + t_4 - t_0$ , 因此式(12)近似为:

$$V_{Cb\_max} = \frac{N_2}{2C_b \int_{t_0}^{t_4} i_{DR1}(t)dt} \quad (13)$$

假设变换器的传输效率为 100%, 上半个开关周期内传输的总功率  $P_{tot}$  为:

$$P_{tot} = \frac{2V_o}{T_M} \int_{t_0}^{t_5} i_{DR1}dt = \frac{2V_o}{T_M} \int_{t_0}^{t_4} i_{DR1}dt \quad (14)$$

式中:  $T_M$  为中频开关周期,  $T_M=1/f_M$ 。

结合式(13)和式(14)可得:

$$V_{Cb\_max} = \frac{N_2 P_{tot} T_M}{4C_b V_o} \quad (15)$$

根据式(15)可见,  $C_b$  越小, 其电压应力越大。因此, 为降低阻断电容的电压应力,  $C_b$  应取较大值。在分析变换器运行过程中, 可将  $C_b$  的端电压忽略, 即可近似认为  $i_{p1}$  和  $i_{p2}$  呈线性上升和下降。

由式(6)可知模态 2 到模态 3 的时长  $t_3 - t_2$  为:

$$i_{p2}(t_2) = \frac{v_{Cb}(t_2)}{L_{12}}(t_3 - t_2) \quad (16)$$

由式(8)可知模态 3 到模态 4 的时长  $t_4 - t_2$  为:

$$i_{p1}(t_2) = \left( \frac{V_o}{N_1} - V_{in} \right) \frac{t_4 - t_2}{L_{11}} \quad (17)$$

根据式(16)和式(17)可得:

$$\frac{t_3 - t_2}{t_4 - t_2} = \frac{N_2 L_{12}}{N_1 L_{11} v_{Cb}(t_2)} \left( \frac{V_o}{N_1} - V_{in} \right) \quad (18)$$

可见,  $i_{p2}$  和  $i_{p1}$  下降至零的时间比值与  $v_{Cb}(t_2)$  成反比, 即与  $C_b$  成正比。因此,  $C_b$  越小, 该比值越小, 辅助三电平单元的续流时间越短, 导通损耗也越小。故从降低损耗的角度出发,  $C_b$  的取值应适当偏小。

综上所述,  $C_b$  的取值需要在电压应力与导通损耗之间折衷考虑, 但由于辅助回路仅传输小部分功率, 其续流产生的损耗相对较小, 因此在实际选取时, 应主要依据电压应力要求确定  $C_b$  的取值。



## 2.2 变比 $N_1$ 和 $N_2$ 的选取

主变压器  $T_1$  和辅助变压器  $T_2$  的副边与原边匝数之比分别为  $N_1 : 1$  和  $N_2 : 1$ , 通过合理设计  $N_1$  和  $N_2$ , 可使主变压器  $T_1$  传输大部分功率, 而辅变压器  $T_2$  仅传输剩余部分。由于下半个开关周期的工作模式与上半个开关周期类似, 文中将仅针对上半个开关周期内  $[t_0, t_5]$  的功率传输情况进行分析。

主全桥电路传输的功率为:

$$P_m = \frac{2V_{in}}{T_M} \int_{t_0}^{t_5} i_{p1} dt = \frac{2N_1 V_{in}}{T_M} \int_{t_0}^{t_4} i_{DR1} dt \quad (19)$$

结合式(14)可得主全桥电路传输的功率  $P_m$  与总功率  $P_{tot}$  之比为:

$$\frac{P_m}{P_{tot}} = \frac{\frac{2N_1 V_{in}}{T_M} \int_{t_0}^{t_4} i_{DR1} dt}{\frac{2V_o}{T_M} \int_{t_0}^{t_4} i_{DR1} dt} = \frac{N_1 V_{in}}{V_o} \quad (20)$$

由式(20)可知, 当输入和输出电压确定时, 主电路传输功率与总功率之比仅与主变压器的变比  $N_1$  相关。令  $P_m/P_{tot}=0.9$ , 可得主功率回路传输 90% 功率的条件为:

$$N_1 = \frac{0.9V_o}{V_{in}} \quad (21)$$

由模式 1 和模式 2 的分析可知, 要使变换器正常运行, 需要满足:

$$\begin{cases} N_1 + N_2 > \frac{V_o}{V_{in}} \\ N_1 + \frac{N_2}{2} < \frac{V_o}{V_{in}} \end{cases} \quad (22)$$

进而可以得到:

$$\frac{0.1V_o}{V_{in}} < N_2 < \frac{0.2V_o}{V_{in}} \quad (23)$$

由图 4 的等效电路可知, 在变换器工作的模式 1 和模式 2 中,  $L_{t1}$  和  $L_{t2}$  为等效串联连接。由于辅助变压器仅传输小部分功率, 其漏感  $L_{t2}$  可设计得较小。同时, 由式(21)和式(23)可知,  $N_1$  远大于  $N_2$ , 因此  $N_2^2 L_{t2}$  相比于  $N_1^2 L_{t1}$  可忽略不计。基于  $t_0-t_1$  和  $t_2-t_4$  阶段内的电感伏秒平衡原理, 可得:

$$[(N_1 + N_2)V_{in} - V_o]t_{on} = (V_o - N_1 V_{in})t_{off} \quad (24)$$

式中:  $t_{on}$  为电流上升时间,  $t_{on}=t_1-t_0$ ;  $t_{off}$  为电流下降时间,  $t_{off}=t_4-t_2$ 。

因此变换器在上半周期内传输的总功率可表示为:

$$P_{tot} = \frac{V_o}{T_M} \left[ T_M - t_{on} - \frac{V_{in}(N_1 + N_2) - V_o}{V_o - N_1 V_{in}} t_{on} \right] \times \sqrt{\left[ \frac{V_{in}(N_1 + N_2) - V_o}{N_1^2 L_{t1}} t_{on} \right]^2 - t_{on}^2} \quad (25)$$

求解式(25)可得电流上升时间  $t_{on}$  与变比  $N_2$  和主变压器漏感  $L_{t1}$  的关系为:

$$t_{on} = \frac{(V_o - N_1 V_{in}) \left( V_o T_M - \sqrt{\frac{T_M^2 V_o^2 (V_o - N_1 V_{in}) - A}{V_o - N_1 V_{in}}} \right)}{2V_o N_2 V_{in}} \quad (26)$$

式中:  $A=4L_{t1}N_1^2P_{tot}T_MV_oN_2V_{in}(k^2-L_{t1}^2N_1^4)^{-0.5}$ ,  $k=(N_1+N_2)V_{in}-V_o$ 。

根据式(26), 可得到模式 1 的时间  $t_{on}$  随变比  $N_2$  和主变压器漏感  $L_{t1}$  的变化曲线, 如图 5 所示。可见, 当  $N_2 < 2$  时, 随着  $N_2$  的增大,  $t_{on}$  迅速减小; 而当  $N_2 > 2$  时, 随着  $N_2$  的增大,  $t_{on}$  下降的速度变得平缓。 $N_2$  越小, 电流上升时间越久, 其稳态值也越大。因此, 为限制电流幅值,  $N_2$  应取较大值。但是  $N_2$  增大会导致辅助支路电流变大, 进而增大高频器件的开关损耗。综上  $N_2$  需要在电流应力与开关损耗之间折衷选取, 文中选取  $N_2=2$ 。

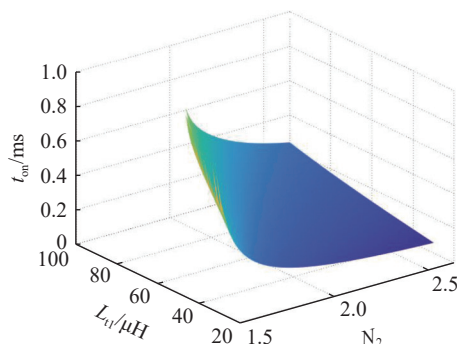


图 5  $t_{on}$  随  $N_2$  和  $L_{t1}$  的变化曲线  
Fig.5 Graph of  $t_{on}$  with different  $N_2$  and  $L_{t1}$

## 2.3 漏感 $L_{t1}$ 选取

由 2.2 节分析可知, 在变换器实际运行中,  $N_2^2 L_{t2}$  相比于  $N_1^2 L_{t1}$  可以忽略不计, 因此仅考虑漏感  $L_{t1}$  的选取。当变比  $N_1$  和  $N_2$  确定后, 可得到稳态电流值  $i_{DR1}(t_1)$  与漏感  $L_{t1}$  的关系为:

$$i_{DR1}(t_1) = \frac{(N_1 + N_2)V_{in} - V_o}{N_1^2 L_{t1}} t_{on} \quad (27)$$

由模式 2 中电感两端的伏秒平衡原理, 可知:

$$[(N_1 + N_2)V_{in} - V_o]D + \left[ \left( N_1 + \frac{N_2}{2} \right) V_{in} - V_o \right] \times (1 - D) = 0 \quad (28)$$

式中:  $D$  为占空比。

可得图 2 中  $t_1-t_2$  阶段的占空比为:

$$D = \frac{2V_o - (2N_1 + N_2)V_{in}}{N_2 V_{in}} \quad (29)$$

进而可求得图 2 中  $t_1-t_2$  阶段电流纹波  $\Delta I_{DR1}$  随  $V_{in}$  和  $L_{t1}$  变化的关系式为:

$$\Delta I_{DR1} = \frac{(N_1 + N_2) V_{in} - V_o}{N_1^2 L_{t1}} \times \frac{2V_o - (2N_1 + N_2) V_{in}}{N_2 V_{in} f_H} \quad (30)$$

根据式(27)和式(30)可以求得流过主变压器副边整流二极管  $D_{R1}$  的电流峰值  $i_{DR1\_peak}$  以及漏感  $L_{t1}$  的电流峰值  $i_{p1\_peak}$  分别为:

$$i_{DR1\_peak} = i_{DR1}(t_1) + \frac{\Delta I_{DR1}}{2} = \frac{k}{N_1^2 L_{t1}} t_{on} + k \frac{2V_o - (2N_1 + N_2) V_{in}}{2N_1^2 L_{t1} N_2 V_{in} f_H} \quad (31)$$

$$i_{p1\_peak} = N_1 i_{DR1\_peak} \quad (32)$$

根据式(32)可得到  $i_{p1\_peak}$  随  $L_{t1}$  的变化曲线, 如图6所示。可见, 随着  $L_{t1}$  的增大,  $i_{p1\_peak}$  先减小后增大, 在  $L_{t1}=34 \mu\text{H}$  左右时,  $i_{p1\_peak}$  达到最小值。如果  $i_{p1\_peak}$  增大, 则流过开关管  $Q_5$ 、 $Q_6$  的峰值电流也会增大; 同时, 流过开关管  $Q_7$ 、 $Q_8$  的电流为  $i_{p1}$  和  $i_{p2}$  之和, 因此随着  $i_{p1\_peak}$  的增大, 流过开关管  $Q_7$ 、 $Q_8$  的峰值电流也随之增加, 从而导致导通损耗增加, 并对器件选型不利。因此可选取  $L_{t1}=34 \mu\text{H}$  较为适宜。

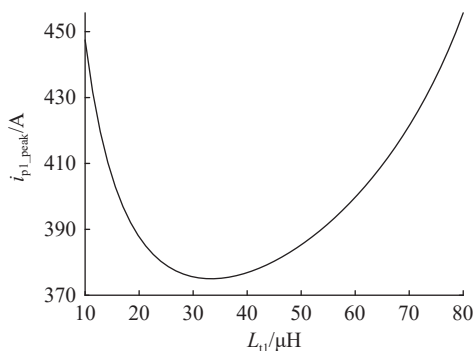


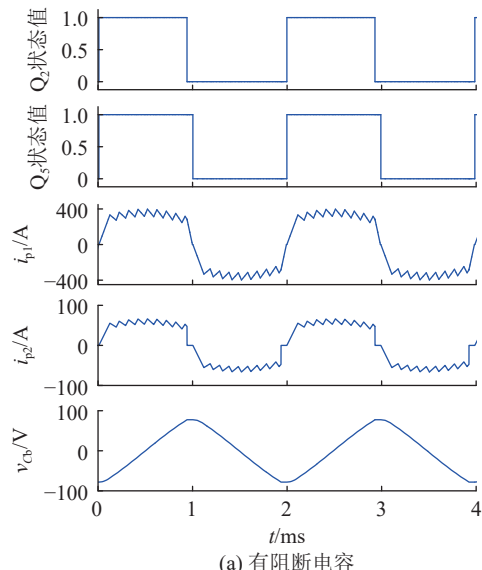
图6  $i_{p1\_peak}$  随  $L_{t1}$  的变化曲线  
Fig.6 Graph of  $i_{p1\_peak}$  with different  $L_{t1}$

### 3 仿真验证

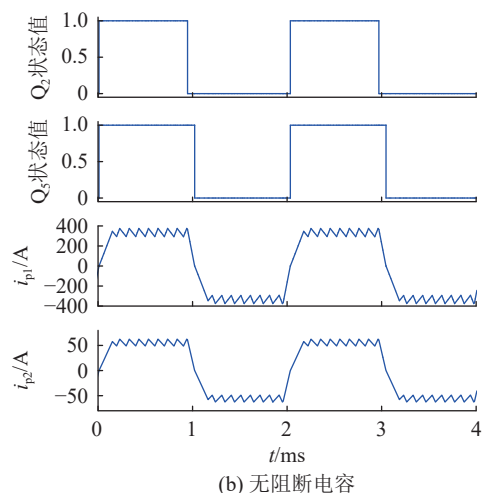
基于第2章所设计的参数进行仿真, 以验证所提出变换器的工作原理和性能。根据式(15), 设  $V_{Cb\_max}=80 \text{ V}$ , 计算可得  $C_b=312.5 \mu\text{F}$ 。

图7(a)为阻断电容电压  $v_{Cb}$ 、变压器  $T_1$  和  $T_2$  原边电流  $i_{p1}$  和  $i_{p2}$  以及开关管  $Q_2$ 、 $Q_5$  状态值仿真波形。可见, 仿真波形与图2所示理论波形一致。为与存在环流的现有方案进行对比, 图7(b)给出无阻断电容的仿真波形, 可以看出  $i_{p2}$  在  $Q_2$  关断后并未迅速降为零, 而是随着  $i_{p1}$  一同逐渐下降为零, 该续流过程将增加导通损耗。在图7(a)中引入阻断电容后,  $i_{p2}$  快速下降为零, 从而有效降低了该环流引起的导通损耗。

文中所提变换器与文献[21, 26]中的变换器拓



(a) 有阻断电容



(b) 无阻断电容

图7 仿真波形

Fig.7 Simulation waveforms

扑均属于中频变换器。为定量比较其损耗特性, 设定3个变换器的运行工况都为: 输入电压  $1500 \text{ V}$ , 输出电压  $20 \text{ kV}$ , 传输功率  $500 \text{ kW}$ 。对各变换器一次侧功率器件进行选型, 并基于选型结果在 PLECS 软件中搭建了热仿真模型。设定开关管和二极管的结温均稳定在  $100^\circ\text{C}$ , 所得损耗仿真结果如表1所示。可以看出, 文中所提出的变换器具有较小的开关损耗和导通损耗。

### 4 实验结果

文中搭建了一台电压功率规格为  $160 \text{ V}/4000 \text{ V}/4200 \text{ W}$  的实验样机进行验证, 该样机中, 主电路传输了总功率的  $88\%$ , 其详细参数如表2所示。

图8给出了变换器额定输入电压、额定负载下的主要参数波形。其中,  $v_{GE}$  为开关管驱动电压。可见,  $i_{p1}$  的波形近似为梯形波, 且  $i_{p2}$  的峰值小于  $i_{p1}$  的峰值, 说明高频斩波开关管  $Q_1$  在关断和开通时的电流很小, 因此开关损耗也减少。  $i_{p1}$ 、 $i_{p2}$  波形

表 1 损耗对比  
Table 1 Loss comparison

变换器	开关损耗/W	导通损耗/W	损耗占比/%
文中	146.006	1 774.978	0.384
文献[21]	1 109.500	2 626.280	0.747
文献[26]	322.550	1 879.203	0.440

表 2 样机参数  
Table 2 Prototype Parameters

参数	数值	参数	数值
额定功率 $P_N/\text{kW}$	4.2	主变压器漏感 $L_{l1}/\mu\text{H}$	196
输入电压 $V_{in}/\text{V}$	160	输出电压 $V_o/\text{kV}$	4
中频开关频率 $f_M/\text{Hz}$	500	高频开关频率 $f_H/\text{kHz}$	10
主变压器变比 $N_1$	22	辅助变压器变比 $N_2$	5
阻断电容 $C_b/\mu\text{F}$	200	辅助变压器漏感 $L_{l2}/\mu\text{H}$	50

起始阶段均存在一个快速上升的过程,这是由于变压器  $T_1$  的漏感与变压器  $T_1$  副边整流二极管的寄生电容发生谐振所致,由于寄生电容很小,谐振周期较短。在开关管  $Q_2$  关断后,  $i_{p2}$  在阻断电容的作用 下迅速下降为零,同时,变压器  $T_2$  副边整流二极管 完成从  $D_{R6}$  到  $D_{R4}$  的换流过程。在此期间,阻断电 容  $C_b$  两端电压几乎不变,与理论分析一致。

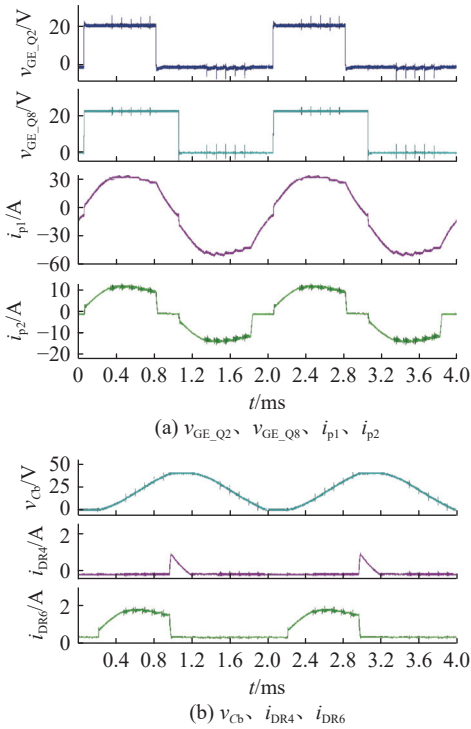


图 8 额定负载下的主要参数波形

Fig.8 Main parameter waveforms under rated load

图 9 分别给出了满载工况下开关管  $Q_5$ 、 $Q_6$ 、 $Q_7$ 、 $Q_8$  的驱动电压、集射极电压  $v_{CE}$  和导通电流波形。从图 9(a)、(b)可以看出,当  $Q_5$ 、 $Q_6$  开通时,电流起始值很小且上升缓慢,关断时其导通电流已下降为零,因此实现了近似零电流开通和零电流关断。对

于  $Q_7$ 、 $Q_8$ ,其电流为两变压器原边电流之和,即  $i_{p1}+i_{p2}$ 。从图 9(c)、(d)可以看出,  $Q_7$ 、 $Q_8$  同样在开通时电流很小且上升缓慢,关断时电流也已下降为零,同样实现了近似零电流开通和零电流关断。可见,在所提出的变换器中,流过大电流的开关管均能实现近似 ZCS,从而显著降低了开关损耗。

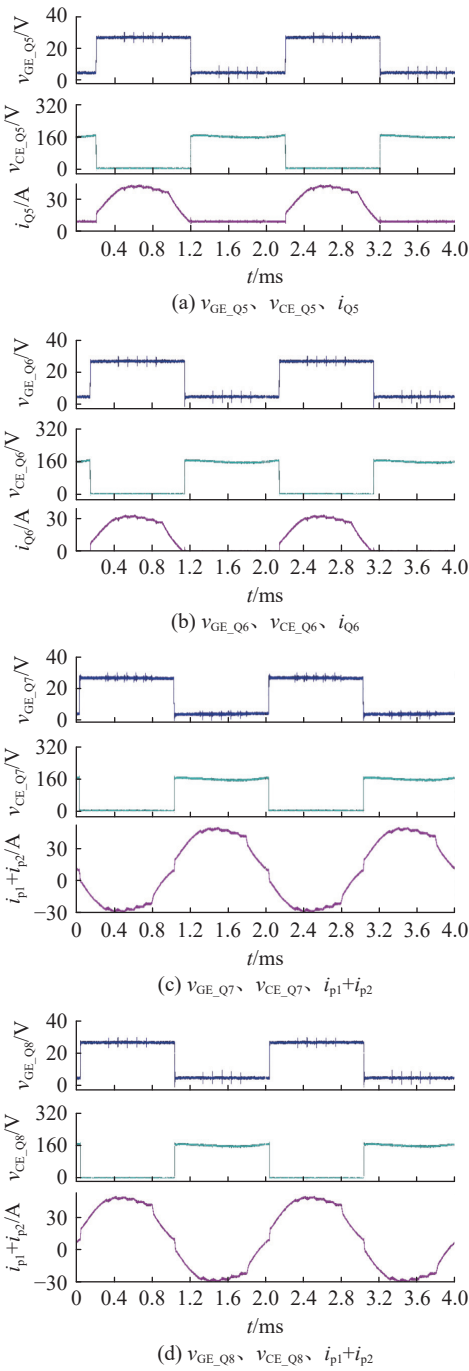


图 9  $Q_5$ 、 $Q_6$ 、 $Q_7$ 、 $Q_8$  的 ZCS 波形

Fig.9 ZCS waveforms for  $Q_5$ ,  $Q_6$ ,  $Q_7$  and  $Q_8$

样机在不同输出功率下的效率测试结果如图 10 所示,  $P_o$  为变换器输出功率,可见变换器在整个负载范围内均能保持较高效率,最高效率达 98.5%。

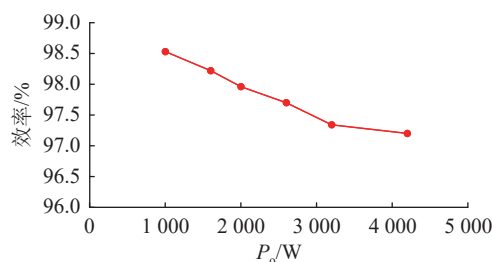


图 10 变换器的效率曲线

Fig.10 Efficiency curve of converter

## 5 结语

文中提出了一种基于辅助变压器的无环流全桥直流变换器。该变换器由主全桥电路和辅助控制电路构成,其中辅助控制电路中仅有 2 个开关管工作于高频斩波状态,其余 2 个开关管工作在中频开关状态。高频开关管不仅电压应力仅为输入电压的一半,且流过的电流较小,因此开关损耗较低。工作于 500 Hz 中频状态的开关管流过较大电流,能够实现 ZCS。变换器通过引入阻断电容,有效消除了辅助电路一次侧的环流。文中所采用的高频与中频混合调制策略使变换器电流波形近似为梯形波,降低了主全桥电路中开关管的电流峰值。实验结果验证了所提变换器的工作原理与性能。

### 参考文献:

- [1] 杨强,马柱,白丽弘,等. 光伏制氢系统建模与多海拔应用的稳定性研究[J]. 全球能源互联网, 2025, 8(4): 519-528.  
YANG Qiang, MA Zhu, BAI Lihong, et al. Modeling and multi-altitude stability study of photovoltaic hydrogen production system[J]. Journal of Global Energy Interconnection, 2025, 8(4): 519-528.
- [2] 王泉,贺伟,吴红蕊,等. 促进分布式光伏消纳的配电网灵活资源可行域聚合方法[J]. 供用电, 2024, 41(6): 3-11,20.  
WANG Xiao, HE Wei, WU Hongrui, et al. Aggregation method of flexible resource feasibility domain for promoting distributed photovoltaic consumption in distribution network[J]. Distribution & Utilization, 2024, 41(6): 3-11,20.
- [3] 朱传谱,陈冠良,宋丽珠,等. 基于多种管理措施的配电网分布式光伏承载能力提升策略[J]. 电力建设, 2025, 46(9): 71-83.  
ZHU Chuanpu, CHEN Guanliang, SONG Lizhu, et al. A strategy for enhancing the distributed photovoltaic hosting capacity of distribution networks based on multiple management measures[J]. Electric Power Construction, 2025, 46(9): 71-83.
- [4] 李俊涛,贾科,董学正,等. 基于功率自反馈迭代的光伏直流并网系统交流故障有功控制[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(23): 37-44.  
LI Juntao, JIA Ke, DONG Xuezheng, et al. Active power control strategy for a photovoltaic DC grid-connected system based on power self feedback iteration in an AC fault[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(23): 37-44.
- [5] 陈浩立,梁远升,李佳,等. 弱电网下光伏和 VSG 储能系统的小信号建模与稳定性分析[J]. 电力建设, 2025, 46(5): 56-68.

CHEN Haoli, LIANG Yuansheng, LI Jia, et al. Small signal modeling and stability analysis of photovoltaic and VSG energy storage systems under weak AC grid[J]. Electric Power Construction, 2025, 46(5): 56-68.

- [6] 高放,胡嵘昭,殷林飞,等. 基于定位收缩法的局部阴影条件下光伏最大功率点跟踪[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(4): 87-99.  
GAO Fang, HU Rongzhao, YIN Linfei, et al. Locate and shrink method for PV maximum power point tracking in partial shading conditions[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(4): 87-99.
- [7] 刘海丞,王旭阳,李红军,等. 面向分布式光伏消纳的需求侧灵活资源与输配协同规划[J]. 电力建设, 2025, 46(10): 58-72.  
LIU Haicheng, WANG Xuyang, LI Hongjun, et al. Multiple flexible resources and transmission and distribution collaborative planning for distributed PV consumption[J]. Electric Power Construction, 2025, 46(10): 58-72.
- [8] BRESESTI P, KLING W L, HENDRIKS R L, et al. HVDC connection of offshore wind farms to the transmission system[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22(1): 37-43.
- [9] 谢佳伟,应展烽,李德明. 突发散热故障时的光伏 MPPT 变换器控制方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(11): 170-178.  
XIE Jiawei, YING Zhanfeng, LI Deming. A control method for a photovoltaic MPPT converter with a sudden heat dissipation fault[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(11): 170-178.
- [10] 郑欢,江道灼,杜翼. 交流配电网与直流配电网的经济性比较[J]. 电网技术, 2013, 37(12): 3368-3374.  
ZHENG Huan, JIANG Daozhuo, DU Yi. Economic comparison of AC and DC distribution system[J]. Power System Technology, 2013, 37(12): 3368-3374.
- [11] 宋强,赵彪,刘文华,等. 智能直流配电网研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(25): 9-19,5.  
SONG Qiang, ZHAO Biao, LIU Wenhua, et al. An overview of research on smart DC distribution power network[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(25): 9-19,5.
- [12] 江道灼,郑欢. 直流配电网研究现状与展望[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(8): 98-104.  
JIANG Daozhuo, ZHENG Huan. Research status and developing prospect of DC distribution network[J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(8): 98-104.
- [13] LOPATKIN N N, ZINOVIEV G S, ZOTOV L G. Bi-directional high-voltage DC-DC-converter for advanced railway locomotives[C]//2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Atlanta, GA, USA. IEEE, 2010: 1123-1128.
- [14] HAGAR A A, LEHN P W. Comparative evaluation of a new family of transformerless modular DC-DC converters for high-power applications[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(1): 444-452.
- [15] JOVCIC D. Step-up DC-DC converter for megawatt size applications[J]. IET Power Electronics, 2009, 2(6): 675-685.
- [16] WANG H, SUN Q, CHUNG H S H, et al. A ZCS current-fed full-bridge PWM converter with self-adaptable soft-switching snubber energy[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(8): 1977-1991.



- [17] SURYADEVARA R, PARSA L. Full-bridge ZCS-converter-based high-gain modular DC-DC converter for PV integration with medium-voltage DC grids[J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2019, 34(1): 302-312.
- [18] PARK K, CHEN Z. A double uneven power converter-based DC-DC converter for high-power DC grid systems[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(12): 7599-7608.
- [19] GKOUTIOUDI E, BAKAS P, MARINOPOULOS A. Comparison of PV systems with maximum DC voltage 1 000 V and 1 500 V[C]//2013 IEEE 39th Photovoltaic Specialists Conference (PVSC). Tampa, FL, USA. IEEE, 2013: 2873-2878.
- [20] DENG F J, CHEN Z. Control of improved full-bridge three-level DC/DC converter for wind turbines in a DC grid[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(1): 314-324.
- [21] GUO K X, CHEN W, FU X H. A high power medium frequency DC/DC converter for MVDC collection system [C]//2023 IEEE 2nd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS). Guangzhou, China. IEEE, 2023: 2173-2178.
- [22] 吴健, AZEEM S W, 朱小明, 等. 适用于分布式光伏接入中压直流配网的三电平零电流开关变换器[J]. *电网技术*, 2019, 43(12): 4486-4494.
- WU Jian, AZEEM S W, ZHU Xiaoming, et al. Three-level ZCS converter suitable for distributed photovoltaic power accessing medium voltage DC distribution network[J]. *Power System Technology*, 2019, 43(12): 4486-4494.
- [23] 潘志新, 宁光富, 袁栋, 等. 基于双变压器的复合式谐振三电平零电流开关变换器[J]. *电力系统自动化*, 2019, 43(11): 135-143.
- PAN Zhixin, NING Guangfu, YUAN Dong, et al. Dual transformer based hybrid resonant three-level converter with zero-current switching[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2019, 43(11): 135-143.
- [24] NING G F, CHEN W. A hybrid resonant ZCS PWM converter for renewable energy sources connecting to MVDC collection system[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(10): 7911-7920.
- [25] NING G F, CHEN W, SHU L C, et al. A hybrid ZVZCS dual-transformer-based full-bridge converter operating in DCM for MVDC grids[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(7): 5162-5170.
- [26] FENG Q H, CHEN D H, HU X X, et al. A medium frequency DC-DC converter with auxiliary transformer[C]//2024 IEEE 7th International Electrical and Energy Conference (CIEEC). Harbin, China. IEEE, 2024: 3476-3481.

## 作者简介:



刘旭明

刘旭明(1975),男,硕士,副教授,研究方向为电力电子与电气自动化技术(E-mail: [lxm@jit.edu.cn](mailto:lxm@jit.edu.cn));

何晓坤(1983),女,博士,讲师,研究方向为功率电子变换技术;

陈武(1981),男,博士,教授,研究方向为电力电子功率变换、交直流配电网、新能源发电。

## A circulating current free medium frequency DC-DC converter based on auxiliary transformer

LIU Xuming<sup>1</sup>, HE Xiaokun<sup>1</sup>, CHEN Wu<sup>2</sup>

(1. School of Mechanical and Electrical Engineering, Jinling Institute of Technology, Nanjing 211169, China; 2. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** DC-DC converter is the core equipment for connecting distributed photovoltaic power generation to be connected to the medium voltage DC grid. A circulating current free medium frequency DC-DC converter with auxiliary transformer is proposed in this paper. This converter comprises a main power circuit and an auxiliary control circuit, consisting of one three-level bridge arm and two two-level bridge arms in total. In this converter, the main power circuit transmits approximately 90% of the power, while the auxiliary circuit transmits the remaining small portion of the power. By utilizing high frequency chopping of some switching devices in the auxiliary circuit, the current waveform is approximated to a trapezoidal wave, thereby reducing the peak current. Due to the small current flowing through the auxiliary circuit, the switching losses generated by high frequency chopping are also very small. The switches that flow large currents only operate at a medium frequency of 500 Hz and can realize zero current switching (ZCS). In addition, the loop current in the auxiliary branch is eliminated by introducing a blocking capacitor in the auxiliary circuit, so that the loss of the whole converter is small. The paper analyzes the working principle of the converter, discusses the parameter design, and builds a 160 V/4 000 V/4 200 W principle prototype for experimental verification. The experimental results indicate that the proposed converter achieves ZCS with low switching losses and a peak efficiency of 98.5%.

**Keywords:** medium voltage DC collection; medium frequency converter; auxiliary transformer; DC-DC converter; three-level; zero current switching (ZCS)

(编辑 吴昊)