

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240934

# 用于光伏并网系统的非隔离五电平升压逆变器

胡雪峰 张文彬 施松涛 常先雷 匡荣栋

(安徽工业大学安徽省高校电力电子与运动控制重点实验室 马鞍山 243032)

**摘要** 非隔离型逆变器具有成本低、体积小和效率高等优点,在光伏发电系统中得到了广泛关注。该文提出一种无漏电流非隔离五电平升压逆变器及其双模式调制策略,该电路结构将双输出 Boost 变换器结构与五电平逆变器进行融合,得到五电平升压逆变器拓扑,同时,所提拓扑直流侧的负极性端与交流侧电压的中性点直接相连,理论上可以消除漏电流,适用于输入侧直流电压较低的光伏发电场合。进一步地,针对所提逆变器研究了双模式调制策略,提高了变换器的能量传输效率。该文给出了该逆变电路的工作原理和具体调制策略的实现方法,进行了关键参数设计,搭建了实验样机,最后实验结果验证了所提拓扑与调制策略的有效性和正确性。

**关键词:** 非隔离 共地型 双模式调制 五电平 升压逆变

**中图分类号:** TM464

## 0 引言

近年来,非隔离型逆变器由于其成本、效率和灵活性等方面的优势,在商业和住宅光伏并网系统中得到了广泛重视。然而,光伏电池板输出电压一般较低,且由于失去了变压器的电气隔离,常规逆变器的高频开关动作可能产生共模电压施加到光伏阵列与地面之间的寄生电容上,产生共模漏电流,进而影响系统的安全运行。因此,为了符合光伏并网系统的规范和安全标准,提高非隔离光伏逆变器的应用范围,学术界和工业界从结构与控制方法出发对非隔离光伏逆变器进行了广泛研究<sup>[1-3]</sup>。

与两电平逆变器相比,多电平逆变器一般具有更小的开关电压应力和更低的谐波含量。因此对于并网发电系统,多电平逆变器具有改善进网电流、降低开关损耗和减少电磁干扰等方面的优势。传统多电平逆变器主要分为二极管钳位型、飞跨电容型及级联 H 桥型。随着输出电平数的升高,二极管钳位型和飞跨电容型拓扑结构中器件数量显著增加,且二者均存在电容电压不平衡的问题,需要辅助电路和复杂的控制算法来维持电容电压平衡。另外,上述传统结构均属于降压型逆变器,在低压光伏发

电系统的应用中受到了一定的限制。文献[4-5]各提出了一种非隔离型五电平逆变器,且都具有电容电压自平衡的优点,相对传统五电平逆变器采用了较少的功率器件,具有较高的效率,然而,两种拓扑都为降压型逆变器,不适用于输入电压等级较低的应用场景。文献[6-10]提出了一种基于开关电容倍压电路的多电平逆变器,通过周期性地对电容进行充放电来调节输出电压,实现整数倍电压增益的提升,解决了上述降压型逆变器存在的问题,然而,在电容进行充放电过程中需要承受较大的冲击电流,对电容的寿命和系统的稳定运行造成影响。文献[11-13]提出的非隔离多电平逆变器将 Boost 电路与开关电容电路相结合,相对于开关电容倍压电路采用了较多的元件,然而通过升压电感对电容实现充电储能,使其电容上的电流冲击大大降低,增加了系统安全性和稳定性,并且具有较灵活的电压增益调节能力。

光伏并网系统中,非隔离型逆变器的共模漏电流问题也需引起高度重视<sup>[3,14]</sup>,讨论了一种能够抑制共模漏电流的调制策略。通过实施该调制策略,寄生电容上共模电压  $v_{cm}$  的波动得到有效减小,从而实现对共模漏电流的抑制,然而,该策略的漏电流抑制能力有限,在实验中仍然表现为较为明显的漏电流问题。文献[6-8,10-11,15-17]均具有共地型结构,即光伏电池板的负极直接与电网中性点相连

接, 这种结构将寄生电容进行短路处理, 进而使得共模电压  $v_{cm}$  降低至  $0\text{ V}$ , 理论上能完全抑制共模漏电流的产生, 然而文献[8]所提逆变器在整个电网的负半周期, 中间电容向电网侧供能时, 仅存在放电模式, 即其能量不能得到及时补充, 因此在该时间段电容电压的跌落较大, 影响了逆变器的输出电能质量, 因此, 为了解决这一问题, 需要采用具有较大容值的电解电容。文献[11, 16]中的多电平逆变电路中也至少有一个储能电容在其工作时间段只工作在放电状态, 不能及时补充能量, 存在如文献[8]同样的缺点。

针对上述现存问题, 本文首先提出了一种无漏电流的非隔离五电平升压逆变器, 该拓扑结构将双输出 Boost 变换器与共地型逆变器进行集成, 扩展了升压能力, 相较于传统多电平逆变器, 克服了对电压等级的依赖和光照强度、温度等天气条件的限制。其次, 所提逆变器的直流输入侧负极与交流输出侧中性点直接相连, 理论上可完全消除杂散电容对地的共模漏电流。最后, 针对所提逆变器, 提出了一种基于单极式载波层叠的双模式调制策略, 在此调制策略下, 通过比较输入电压与电网电压, 实现逆变器降压和升压两种工作模式, 使输出电压更接近于正弦波, 进而有效提高进网电流质量。

### 1 所提非隔离五电平升压逆变器

#### 1.1 拓扑结构

所提非隔离五电平升压并网逆变器拓扑结构如图 1 所示, 该拓扑融合了双输出 Boost 变换器与多电平逆变器, 且具有输出电压负极与电网中性点直接相连的共地型结构, 主电路由 6 个开关管 ( $S_1$ 、 $S_3$ 、 $S_5$ 、 $S_8$ 、 $S_9$  和  $S_{10}$ ), 1 个双向开关 ( $S_2$ ), 3 个单向开关 ( $S_4$ 、 $S_6$  和  $S_7$ ), 1 个二极管 ( $VD_1$ ), 1 个升压电感 ( $L_b$ ) 和 3 个储能电容 ( $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$ ) 组成, 其输出侧通过 LCL 滤波器与电网  $V_g$  相连。

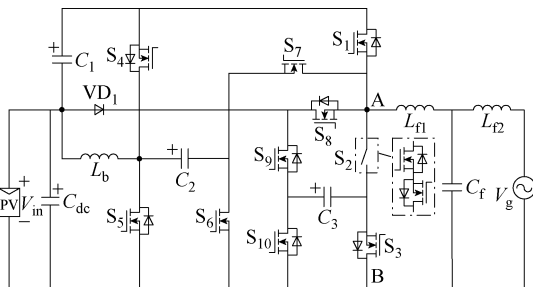


图 1 所提非隔离五电平升压并网逆变器拓扑结构  
Fig.1 The proposed two-mode five-level step-up grid-connected inverter

#### 1.2 工作原理

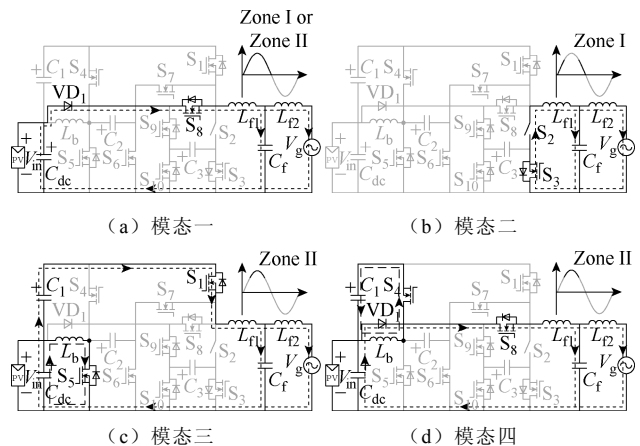
所提逆变器被设计为两种工作模式: 升压模式和降压模式。当光伏电池板输出电压大于电网电压瞬时值的绝对值时, 工作在降压模式, 此时升压单元不工作, 光伏电池板直接向电网提供电能传输; 当光伏电池板输出电压小于电网电压瞬时值的绝对值时, 需将输入电压进行抬升, 逆变器工作在升压模式, 此时升压单元开始工作。

主电路桥臂输出电压  $V_{AB}$  具有五种输出电压。表 1 显示了 10 个开关、1 个升压电感和 3 个储能电容分别在不同模式下的工作状态, 其中, Zone I 和 III 分别为正、负半周期内的降压模式工作区间, Zone II 和 IV 分别为正、负半周期内的升压模式工作区间, 该拓扑降压模式下的等效电路如图 2a、图 2b、图 2e、图 2f 所示, 升压模式下的等效电路如图 2c、图 2d、图 2g、图 2h 所示。

表 1 所提逆变器模式分析

Tab.1 The proposed inverter mode analysis

Zone	模态	电平	$V_{AB}$	开关	$I_{Lb}$	$V_{C1}$	$V_{C2}$	$V_{C3}$
I ( $0 < u_r < 0.5$ )	二 ( $u_r < u_{C1}$ )	1	0	$S_2$	—	—	—	—
	—	2	$+V_{in}$	$S_8$	—	—	—	—
II ( $0.5 < u_r < 1$ )	四 ( $u_r < u_{C2}$ )	2	$+V_{in}$	$S_4, S_8$	↓	↑	—	—
	三 ( $u_r > u_{C2}$ )	3	$+(V_{in}+V_{C1})$	$S_1, S_5$	↑	↓	—	—
III ( $0 < u_r < 0.5$ )	六 ( $u_r < u_{C3}$ )	1	0	$S_2, S_3, S_9$	—	—	—	↑
	五 ( $u_r > u_{C3}$ )	4	$-V_{C3}$	$S_2, S_{10}$	—	—	—	↓
IV ( $0.5 < u_r < 1$ )	八 ( $u_r < u_{C4}$ )	4	$-V_{C3}$	$S_2, S_6, S_{10}$	↓	—	↑	↓
	七 ( $u_r > u_{C4}$ )	5	$-V_{C2}$	$S_5, S_7, S_9$	↑	—	↓	↑



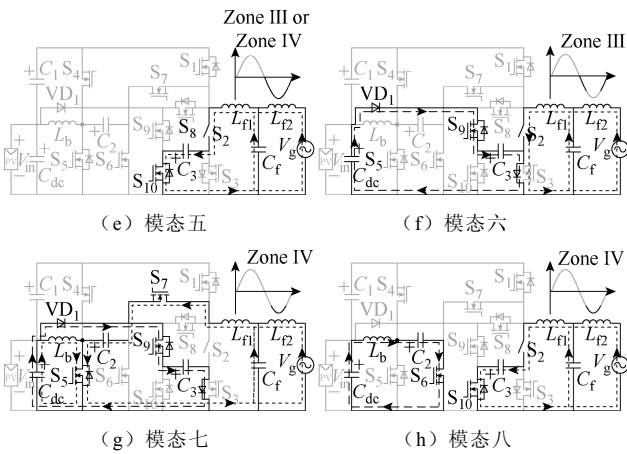


图 2 所提逆变器的模态等效电路

Fig.2 The modal equivalent circuit of the proposed inverter

模态一：结合图 2a，在正半周期，输入电压  $V_{in}$  大于电网电压  $V_g$  绝对值时，逆变器工作在降压模式下。当调制波大于载波  $u_{C2}$  时，控制开关管  $S_8$  导通，二极管  $VD_1$  导通，输入电源  $V_{in}$  两端与滤波电路和电网形成闭合回路，此时桥臂电压  $V_{AB}=V_{in}$ 。

模态二：结合图 2b，在正半周期，输入电压  $V_{in}$  大于电网电压  $V_g$  绝对值时，逆变器工作在降压模式下。当调制波小于载波  $u_{C2}$  时，控制开关管  $S_3$  和  $S_2$  导通，滤波电路与电网通过开关管  $S_2$  和  $S_3$  形成续流闭合回路，此时桥臂电压  $V_{AB}=0$ 。

模态三：结合图 2c，在正半周期，输入电压  $V_{in}$  小于电网电压  $V_g$  绝对值时，逆变器工作在升压模式下。当调制波大于载波  $u_{C1}$  时，控制开关管  $S_1$  和  $S_5$  导通，输入电源  $V_{in}$  通过开关管  $S_5$  给电感  $L_b$  充电，输入电源  $V_{in}$  和电容  $C_1$  与滤波电路和电网形成闭合回路，此时桥臂电压  $V_{AB}=V_{in}+V_{C1}$ 。

模态四：结合图 2d，在正半周期，输入电压  $V_{in}$  小于电网电压  $V_g$  绝对值时，逆变器工作在升压模式下。当调制波小于载波  $u_{C1}$  时，控制开关管  $S_4$  和  $S_8$  导通，升压电感  $L_b$  通过开关管  $S_4$  和二极管  $VD_4$  向电容  $C_1$  充电，输入电源  $V_{in}$  两端与滤波电路和电网形成闭合回路，此时桥臂电压  $V_{AB}=V_{in}$ 。

模态五：结合图 2e，在负半周期，输入电压  $V_{in}$  大于电网电压  $V_g$  绝对值时，逆变器工作在降压模式下。当调制波小于载波  $u_{C3}$  时，控制开关管  $S_2$  和  $S_{10}$  导通，电容  $C_3$  两端与滤波电路和电网通过开关管  $S_2$  形成闭合回路，此时桥臂电压  $V_{AB}=-V_{C3}$ 。

模态六：结合图 2f，在负半周期，输入电压  $V_{in}$  大于电网电压  $V_g$  绝对值时，逆变器工作在降压模式下。当调制波大于载波  $u_{C3}$  时，控制开关管  $S_2$  和  $S_9$

导通，输入电源  $V_{in}$  通过开关管  $S_9$  向电容  $C_3$  充电。滤波电路和电网通过开关管  $S_2$  形成续流闭合回路，此时桥臂电压  $V_{AB}=0$ 。

模态七：结合图 2g，在负半周期，输入电压  $V_{in}$  小于电网电压  $V_g$  绝对值时，逆变器工作在升压模式下。当调制波小于载波  $u_{C3}$  时，控制开关管  $S_5$ 、 $S_7$  和  $S_9$  导通，输入电源  $V_{in}$  通过开关管  $S_5$  给电感  $L_b$  充电，电容  $C_2$  两端与滤波电路和电网通过开关管  $S_5$  和  $S_7$  形成闭合回路，此时桥臂电压  $V_{AB}=-V_{C2}$ 。

模态八：结合图 2h，在负半周期，输入电压  $V_{in}$  小于电网电压  $V_g$  绝对值时，逆变器工作在升压模式下。当调制波大于载波  $u_{C3}$  时，控制开关管  $S_2$ 、 $S_6$  和  $S_{10}$  导通，输入电源  $V_{in}$  与升压电感  $L_b$  通过开关管  $S_6$  向电容  $C_2$  充电。电容  $C_3$  两端与滤波电路和电网通过开关管  $S_2$  形成闭合回路，此时桥臂电压  $V_{AB}=-V_{C3}$ 。

表 1 中， $u_r$  为正弦调制波， $m\sin(\omega t)$ ，在正负半周期分别与两个载波进行比较，从而得到各开关管的导通信号。

图 3 为在该逆变器稳态运行时的关键波形，可以看出，仅在工作区间 Zone II 或 Zone IV 中，升压

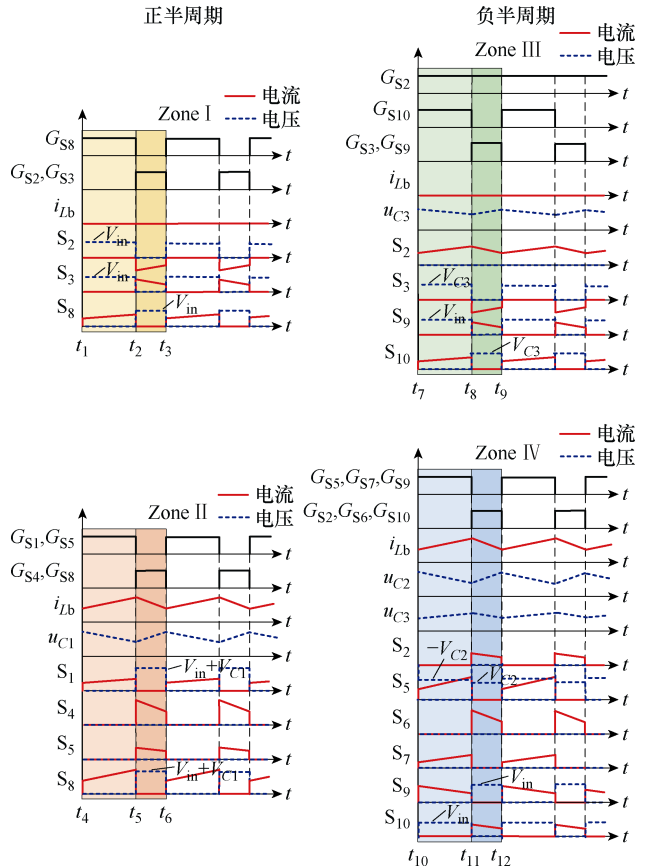


图 3 所提逆变器的关键波形

Fig.3 The key waveforms of the proposed inverter

电感  $L_b$  工作，在 1.3 节将针对升压单元工作模式进行讨论。

### 1.3 双模式调制策略

由 1.2 节可知，所提逆变器可通过比较光伏电池板输出电压  $V_{in}$  和电网瞬时值的绝对值  $|v_g(t)|$ ，实现降压模式 (Buck mode) 和升压模式 (Boost mode) 两种模式。针对两种工作模式，研究了一种双模式调制策略，如图 4 所示，该调制策略基于正弦脉宽调制 (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)，在输入电压的幅值高于电网瞬时值的绝对值期间 (Zone I 或 Zone III)，升压单元不工作，控制调制比  $m < 0.5$ ，调制波  $u_r$  与载波  $u_{C1}$  或  $u_{C3}$  进行比较，逆变器的输出电压  $V_{AB}$  产生三个电平 ( $0, V_{in}, -V_{C3}$ )；在输入电压的幅值低于电网瞬时值的绝对值期间 (Zone II 或 Zone IV)，升压单元工作，控制调制比  $m > 0.5$ ，调制波  $u_r$  与载波  $u_{C2}$  或  $u_{C4}$  进行比较，逆变器的输出电压  $V_{AB}$  产生四个电平 ( $V_{in} + V_{C1}, V_{in}, -V_{C2}, -V_{C3}$ )。通过此种调制策略，可控制升压单元仅在光伏电池板输出电压低于电网电压瞬时值时工作，因此即使在光伏电池板电压较低时，也能实现较高的电能转换效率。

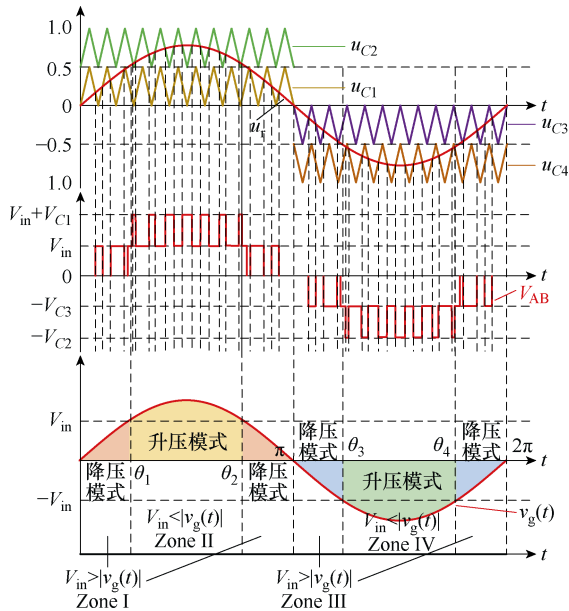


图 4 双模式调制策略原理

Fig.4 Dual-mode modulation strategy schematic diagram

### 1.4 电压增益

根据 1.2 节分析，在升压模式中，升压电感  $L_b$  工作，根据流经  $L_b$  的电流的情况，可将升压电感电流  $i_{Lb}$  分成两种工作模式：一种是输入电感电流  $i_{Lb}$  处于断续导通模式 (Discontinuous Conduction Mode, DCM)，如图 5a 所示；另一种是升压电感电流  $i_{Lb}$  处

于混合模式 (Discontinued-Continued-Discontinued Mode, DCDM)，如图 5b 所示。

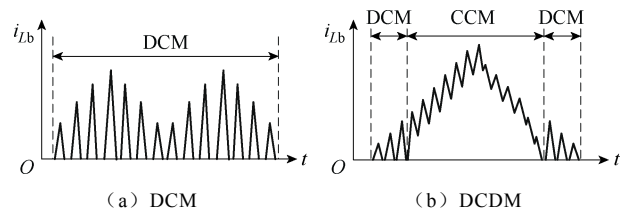


图 5 升压模式下的两种模式

Fig.5 Two modes in Boost mode

本文将分析该逆变器在 DCDM 下的情况。电感  $L_b$  工作在 DCDM 下时，电感电流  $i_{Lb}$  波形如图 5b 所示，通常其电感电流  $i_{Lb}$  工作在 DCM 阶段内的时间远小于连续导通模式 (Continuous Conduction Mode, CCM) 阶段内的时间。因此，可以忽略在 DCM 阶段电感  $L_b$  对电容  $C_2$  充电释放的能量，而将电感  $L_b$  视为仅在连续 CCM 阶段时间内对电容  $C_2$  进行充电。结合图 4 和图 5，电容上的电压可表示为

$$\begin{cases} V_{C1} = \frac{2m-1}{2-2m} V_{in} \\ V_{C2} = \frac{1}{2-2m} V_{in} \end{cases} \quad (1)$$

式中， $V_{C1}$  为  $C_1$  两端电压； $V_{C2}$  为  $C_2$  两端电压。由图 2 的模态等效电路可知，模态三中，直流侧串联电容  $C_1$  共同向电网侧供电，此时  $V_{AB} = V_{in} / (2-2m)$ ，模态七中，电容  $C_2$  单独向电网侧供电，此时  $V_{AB} = V_{in} / (2-2m)$ ，因此两个升压模式区间的电压增益相同。可得输出侧电压峰值  $V_{gm}$  为

$$V_{gm} = (2m-1)(V_{in} + V_{C1}) = (2m-1)V_{C2} = \frac{2m-1}{2-2m} V_{in} \quad (2)$$

从而可得 DCDM 下电压增益  $G_{DCD}$  表达式为

$$G_{DCD} = \frac{2m-1}{2-2m} \quad (3)$$

根据式 (3) 可知 DCDM 下电压增益  $G_{DCD}$  与控制比关系，其关系曲线如图 6 所示。

### 1.5 共模漏电流分析

共模等效电路如图 7 所示，共模漏电流的大小与全共模电压 (Full Common-Mode Voltage, FCMV)  $V_{TCM}$  有关，其表达式为

$$V_{TCM} = \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} + (V_{AN} - V_{BN}) \frac{L_2 - L_1}{2(L_1 - L_2)} \quad (4)$$

式中， $V_{AN}$  与  $V_{BN}$  分别为图 7 中 A、B 两点与 N 点

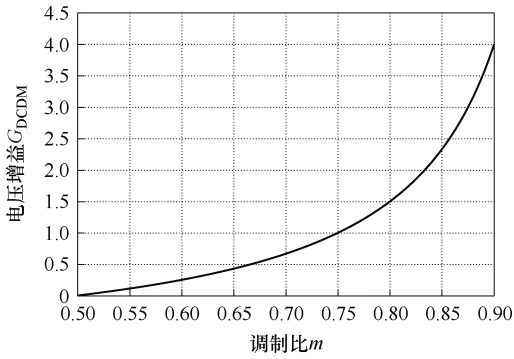


图 6 DCD 下电压增益  $G$  与调制比  $m$  二维曲线

Fig.6 Voltage gain  $G$  and modulation ratio  $m$  two-dimensional graph at DCD

之间的电压。通过对所提逆变器的工作原理的理论分析可知,  $L_1=L_{f1}$ ,  $L_b=0$ , 代入式 (4) 可得

$$V_{TCM} = \frac{V_{AN} + V_{BN}}{2} + (V_{AN} - V_{BN}) \left( -\frac{1}{2} \right) = V_{BN} \quad (5)$$

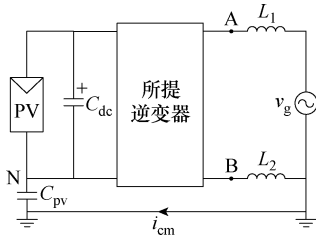


图 7 共模等效电路

Fig.7 Common mode equivalent circuit diagram

流过寄生电容  $C_{pv}$  的共模漏电流  $i_{cm}$  关系式为

$$i_{cm} = C_{pv} \frac{dV_{TCM}}{dt} \quad (6)$$

由于所提五电平并网逆变器在整个周期内的全共模电压  $V_{TCM}$  都为  $0\text{ V}$ , 因此共模漏电流  $i_{cm}=0\text{ A}$ , 即此拓扑理论上能完全消除漏电流。

## 2 参数设计和器件选取

### 2.1 电感设计

通过对所提逆变器的工作原理的理论分析可知, 该逆变器既可工作在 DCM, 也可工作在 DCDM, 因此在对升压电感进行设计时, 假设电感工作 DCM 和 DCDM 两种工作模式的临界状态下。此时, 在一个开关周期内, 开始或结束时输入电感电流  $I_{Lb}$  均为零, 从而可得输入电感电流平均值  $I_{Lb}$  表达式为

$$I_{Lb} = \frac{\Delta i}{2} \quad (7)$$

$$\Delta i = \frac{V_{in} t_{on}}{L_b} \quad (8)$$

式中,  $\Delta i$  为电感电流变化量;  $t_{on}$  为导通时间。

根据相似三角形原理,  $t_{on}$  可表示为

$$t_{on} = (2m - 1)T |\sin(\omega t)| \quad (9)$$

式中,  $T$  为开关周期。

输入电流平均值  $I_{in}$  为

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} \quad (10)$$

综上所述, DCM 和 DCDM 两个工作模式的临界条件下的电感值  $L_{bc}$  表达式为

$$L_{bc} = \frac{V_{in}^2 (2m - 1) |\sin(\omega t)|}{2P_{in} f_s} \quad 0 \leq |\sin(\omega t)| \leq 1 \quad (11)$$

式中,  $f_s$  为开关频率。

因此当升压电感  $L_b > L_{bc}$  时, 此逆变器工作在 DCDM, 升压电感  $L_b$  的取值范围为

$$L_b > L_{bc} = \frac{V_{in}^2 (2m - 1)}{2P_{in} f_s} = 0.6\text{ mH} \quad (12)$$

### 2.2 电容设计

当电容的设计使电容电压的最大纹波低于额定值的  $2\%$ <sup>[18]</sup>时, 由于在此逆变器中, 所有的中间储能电容 ( $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$ ) 都在各自的工作时间段内工作在开关频率, 因此 3 个电容的最大电压纹波取决于各自一个开关周期内的最大充电时间  $T_{charge}$ 。

由表 1 可知,  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  分别在 II、III 和 IV 工作区间工作, 3 个电容在各自工作时间段的充电时间为

$$\begin{cases} T_{charge1} = T(2 - 2m) |\sin \theta_1| & C_1 \\ T_{charge2} = T(2 - 2m) |\sin \theta_2| & C_2 \\ T_{charge3} = T(1 - 2m) |\sin \theta_3| & C_3 \end{cases} \quad (13)$$

式中,  $\theta_1$ 、 $\theta_2$ 、 $\theta_3$  为各自电容对应的参考相位。

在充电期间, 3 个电容电压变化  $\Delta V_{C1,2,3}$  可由式 (14) 得出,  $\Delta \theta_C$  为电容充电电荷量。结合式 (13) 和式 (14), 可以通过式 (15) 得到电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  的电压纹波  $\Delta V_{C1}$ 、 $\Delta V_{C2}$ 、 $\Delta V_{C3}$ 。当  $\theta_{1,2,3}$  分别为  $\pi/2$ 、 $3\pi/2$  和  $\arcsin[1/(2m)]$  时, 各个电容电压纹波达到峰值。

$$\Delta V_{C1,2,3} = \frac{\Delta Q_C}{C_{1,2,3}} = \frac{I_m \sin \theta_{1,2,3} T_{charge1,2,3}}{C_{1,2,3}} \quad (14)$$

$$\begin{cases} \Delta V_{C1} = \frac{I_m \sin^2 \theta_1 T_{charge1} (2 - 2m)}{C_1} \\ \Delta V_{C2} = \frac{I_m \sin^2 \theta_2 T_{charge2} (2 - 2m)}{C_2} \\ \Delta V_{C3} = \frac{I_m \sin^2 \theta_3 T_{charge3} (1 - 2m)}{C_3} \end{cases} \quad (15)$$

通常, 电容电压的纹波限制在电容电压的 2% 以内, 因此  $\Delta V_{C1}$ 、 $\Delta V_{C2}$ 、 $\Delta V_{C3}$  分别为 2 V、4 V 和 2 V, 通过式 (13) ~ 式 (15) 可得到  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  分别为 92  $\mu\text{F}$ 、151  $\mu\text{F}$  和 56  $\mu\text{F}$ , 因此, 考虑到两倍的电压裕量,  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  分别选择 150  $\mu\text{F}$  (耐压 200 V)、220  $\mu\text{F}$  (耐压 400 V) 和 56  $\mu\text{F}$  (耐压 200 V) 的电解电容。

## 2.3 LCL 滤波器设计

### 2.3.1 $L_{f1}$ 设计

LCL 滤波器中  $L_{f1}$  的设计参数要满足电流纹波的要求, 其中  $L_{f1}$  的最小值取决于一个开关周期内电感电流的最大变化量。

由于在一个工作周期内, 升压模式下的电感电流变化量最大, 且正负周期对称, 因此在正半周期的升压模式下进行设计。在模式三下, 桥臂输出电压  $V_{AB}=(1/2-2m)V_{in}$ , 在模式四下, 桥臂输出电压  $V_{AB}=V_{in}$ , 因此有

$$L_{f1} \frac{di_{L_{f1}}}{dt} = \begin{cases} \frac{1}{2-2m} V_{in} - V_C & \text{模态三} \\ V_{in} - V_C & \text{模态四} \end{cases} \quad (16)$$

式中,  $V_C$  为滤波电容  $C_f$  的电压;  $\frac{1}{2-2m} V_{in} > V_C > V_{in}$ 。

由于在一个开关周期内,  $V_C$  的变化很小, 因此可认为  $L_{f1}$  电流为线性变化, 其中在模式三下增加, 在模式四下下降, 其增加和下降量分别为

$$\begin{cases} \Delta i_{L_{f1}(+)} = \frac{\left(\frac{1}{2}-2m\right)V_{in} - V_C}{L_{f1}} T_{(+)} \\ \Delta i_{L_{f1}(-)} = \frac{V_C - V_{in}}{L_{f1}} T_{(-)} \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} T_{(+)} = (2m-1)Tm \sin(\omega t) \\ T_{(-)} = (2-2m)Tm \sin(\omega t) \end{cases} \quad (18)$$

式中,  $T_{(+)}$  和  $T_{(-)}$  分别为一个开关周期内  $L_{f1}$  电流的增加和下降的时间。

设电网为理想电网, 由于滤波电感  $L_{f1}$  和  $L_{f2}$  的电压一般很小, 因此滤波电容  $C_f$  的电压  $V_C$  近似等于电网电压  $V_g$ , 即

$$V_C \approx V_g = m \frac{1}{2-2m} V_{in} \sin(\omega t) \quad (19)$$

$$\begin{cases} \Delta i_{L_{f1}(+)} = \frac{2m-1}{2-2m} \cdot \frac{V_{in} T}{L_{f1}} (1-m \sin(\omega t)) m \sin(\omega t) \\ \Delta i_{L_{f1}(-)} = \frac{V_C - V_{in}}{L_{f1}} (2-2m) T m \sin(\omega t) \end{cases} \quad (20)$$

通过式 (16) ~ 式 (26) 计算可知,  $\Delta i_{L_{f1}}$  最大值  $\Delta i_{L_{f1\_max}}$  为

$$\Delta i_{L_{f1\_max}} = \frac{1}{4} \cdot \frac{2m-1}{2-2m} \cdot \frac{V_{in} T}{L_{f1}} \quad (21)$$

式中, 为满足 IEEE-519 的运行标准,  $\Delta i_{L_{f1\_max}}$  一般取  $I_1$  的 20%~30%<sup>[20]</sup>,  $I_1$  为额定输出电流时流过  $L_{f1}$  的电流基波有效值, 由此可求得电感  $L_{f1}$  的最小值  $L_{f1\_min}$  为

$$L_{f1\_min} = \frac{1}{4} \cdot \frac{2m-1}{2-2m} \cdot \frac{V_{in} T}{0.3 I_1} \approx 2.3 \text{ mH} \quad (22)$$

$L_{f1}$  的最大值由其两端电压  $V_{L_{f1}}$  确定,  $V_{L_{f1}}$  取滤波电容电压  $V_{Cf}$  的 5% 左右, 即

$$L_{f1\_max} = \frac{5\% V_{Cf}}{\omega L_{f1}} \approx \frac{5\% V_g}{\omega L_{f1}} \approx 6 \text{ mH} \quad (23)$$

根据  $L_{f1}$  的最大值和最小值, 取  $L_{f1}=5 \text{ mH}$ 。

### 2.3.2 $C_f$ 设计

LCL 滤波器  $C_f$  的设计要考虑其引入的无功功率大小, 此逆变器设计将具有一定的无功功率输出能力, 设  $\lambda$  为  $C_f$  引入无功功率和逆变器输出额定有功功率之比, 为确保系统运行的稳定性, 一般取 5%<sup>[21]</sup>, 则  $C_f$  的最大值为

$$C_f = \lambda \frac{P_o}{\omega V_g^2} \approx 5.3 \mu\text{F} \quad (24)$$

式中,  $P_o$  为逆变器输出功率。

根据上述分析, 取  $C_f=5 \mu\text{F}$ 。

### 2.3.3 $L_{f2}$ 设计

根据并网标准中谐波的限制设计  $L_{f2}$ , 并网电流  $i_{L_{f2}}$  关于桥臂电压  $V_{AB}$  的传递函数为

$$\begin{aligned} G_{LCL}(s) &= \frac{i_{L_{f2}}(s)}{V_{AB}(s)} = \frac{1}{L_{f1} L_{f2} C_f s^3 + (L_{f1} + L_{f2}) s} \\ &= \frac{1}{(L_{f1} + L_{f2}) s} \cdot \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2} \end{aligned} \quad (25)$$

式中,  $\omega_r$  为 LCL 滤波器的谐振角频率, 表达式为

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_{f1} + L_{f2}}{L_{f1} L_{f2} C_f}} \quad (26)$$

为避免 LCL 滤波器在谐波频谱低频和高频部分的谐振问题, 谐振频率应大于 10 倍电网频率且小于 1/2 的开关频率<sup>[22]</sup>, 此处取  $\omega_r = \frac{1}{3} f_s$ , 得到

$$\frac{L_{f1} + L_{f2}}{L_{f1} L_{f2} C_f} = \frac{1}{9} f_s^2 \quad (27)$$

在  $L_{f1}$  和  $C_f$  的选型确定后, 取  $L_{f2}=2 \text{ mH}$ 。

2.4 开关管选取

表 2 为各个开关管的电压应力、开关频率和开关管器件选型。半周期循环为仅在正半周期或负半周期工作。可以看出, S<sub>4</sub>、S<sub>6</sub> 和 S<sub>9</sub> 的电压应力为 (1/2-2m)V<sub>in</sub>, S<sub>3</sub> 和 S<sub>10</sub> 的电压应力为 V<sub>in</sub>, S<sub>2</sub> 和 S<sub>5</sub> 的电压应力为 (2/2-2m)V<sub>in</sub>, 考虑到 V<sub>in</sub> 为 100 V, S<sub>1</sub>、S<sub>7</sub> 和 S<sub>8</sub> 的电压应力较高, 但由于仅在半周期内工作, 因此开关损耗低。综合考虑, 选用 S<sub>1</sub>、S<sub>7</sub> 和 S<sub>8</sub> 的型号为 STW33N60M2, S<sub>2</sub>、S<sub>3</sub>、S<sub>4</sub>、S<sub>5</sub>、S<sub>6</sub>、S<sub>9</sub> 和 S<sub>10</sub> 的型号为 IRFP460PBF。

表 2 开关器件的电压应力、开关频率及选型

Tab.2 Voltage stress, switching frequency and selection of switching devices

开关	电压应力	开关频率	选型
S <sub>4</sub> , S <sub>6</sub> , S <sub>9</sub>	$\frac{1}{2-2m}V_{in}$	$f_s$ 半周期循环	IRFP460PBF
S <sub>3</sub> , S <sub>10</sub>	$V_{in}$	$f_s$ 半周期循环	IRFP460PBF
S <sub>2</sub> , S <sub>5</sub>	$\frac{2}{2-2m}V_{in}$	$f_s$ 全周期	IRFP460PBF
S <sub>8</sub>	$(2+\frac{1}{2-2m})V_{in}$	$f_s$ 半周期循环	STW33N60M2
S <sub>1</sub> , S <sub>7</sub>	$(2+\frac{2}{2-2m})V_{in}$	$f_s$ 半周期循环	STW33N60M2

3 控制策略设计

为调节直流输入侧和电网之间的有功和无功功率, 使逆变器满足各功率因数控制的要求, 本文采用基于比例谐振 (Proportional Resonant, PR) 控制器的直接功率控制的控制策略<sup>[19]</sup>, 如图 8 所示。通过设定有功功率参考值 P<sub>ref</sub> 和无功功率 Q<sub>ref</sub> 参考值

表 3 变换器关键参数与性能对比

Tab.3 Improvement of wind direction characteristic for forecast performance

变换器	器件数量				升压功能	输出电压增益(类型)	最大导通开关数量	漏电流/mA	电容高频充放电	电容充电电流	进网电流 THD(%)	最大效率(%)
	S	VD	L	C								
[7]	9	0	2	2	是	$\frac{1}{1-D}$ (可调)	5	<1	是	较大	—	97.91 (2 kW)
[8]	6	2	1	3	是	2(固定)	3	10	否	较大	2	98.1 (600 W)
[11]	7	2	3	2	是	2(固定)	3	<1	否	小	—	97.1 (500 W)
[12]	10	0	2	4	是	$\frac{D}{1-D}$ (可调)	4	50	是	小	0.1	97.5 (880 W)
[13]	9	0	2	2	是	$\frac{1}{1-D}$ (可调)	4	<1	是	小	1.1	96.5 (1 kW)
[14]	9	1	3	2	是	$\frac{1}{1-D}$ (可调)	4	16.2	否	小	2.9	96.13 (220 W)
[18]	6	2	1	3	否	$\frac{1}{2}$ (固定)	3	—(低)	是	较大	1.6	95.6 (1 kW)
所提逆变器	10	0	3	4	是	$\frac{2m-1}{2-2m}$ (可调)	3	<1	是	小	0.3	96.8 (0.35 kW)

作为控制器的控制变量, 利用框图中公式可计算出进网电流的参考幅值 i<sub>gm\_ref</sub> 和参考相位差 φ; 随后, 通过锁相环 (Phase Locked Loop, PLL) 获取电网的相位, 并结合 i<sub>gm\_ref</sub> 和 φ 计算出在 P<sub>ref</sub> 和 Q<sub>ref</sub> 下的参考进网电流 i<sub>g\_ref</sub>; 最后, 对比逆变侧的实际电流值 i<sub>g</sub> 与参考进网电流 i<sub>g\_ref</sub> 得到误差, 通过 PR 控制器, 并比较光伏电池板电压和电网电压瞬时值的绝对值, 对调制波进行限制, 当光伏电池板电压小于电网电压时, 限制调制比 m>0.5; 反之, 限制调制比 m<0.5, 得到相应的控制信号。这种直接功率控制策略不仅提升了功率因数控制的准确性, 还增强了系统的响应速度和稳定性, 为并网系统的高效运行提供了有力保障。

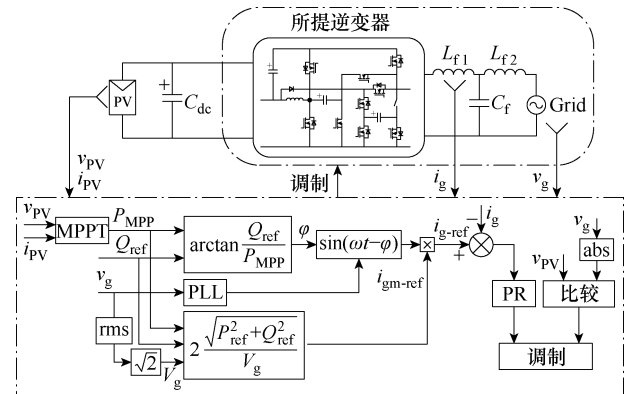


图 8 控制策略框图

Fig.8 Control strategy block diagram

4 比较研究

为了评估所提逆变器的性能, 本节将所提逆变器与现有类似多电平逆变器进行了全面的比较研究, 表 3 介绍了所需的有源器件和无源器件数量、每

个开关状态的最大导通开关数量、升压能力、共模漏电流抑制能力、储能电容是否高频充电和效率等。

从表3中可以看出,文献[18]不具备升压能力,其直流侧输入电压需大于电网电压峰值,对输入电压等级要求高;尽管本文所提拓扑都使用了较多的开关管,但同一时刻的最大导通开关数量比其他大部分拓扑都少,因此有较低的开关管导通损耗;文献[8, 11, 13]的拓扑在工作时,至少有一个储能电容在该工作区间内一直放电,能量得不到补充,本文所提拓扑的储能电容均工作在开关频率,在减小储能电容容值的同时,能确保逆变器输出稳定的电压,增强系统的稳定性;由于所提拓扑与文献[11-14]均为Boost电路与开关电容电路相结合,由升压电感向储能电容充电,因此能大大降低电容充电的电流,增加系统的安全性。综上所述,所提逆变器与部分现有多电平逆变器相比,有较为优越的性能,适用于电压等级较低的新能源发电并网系统。

## 5 实验验证

为了验证所提逆变器的工作原理及各种性能指标是否与理论分析一致,基于图8和表4,搭建了350 W的实验平台如图9所示。表4给出了实验样机的详细参数和器件型号。表4中,  $r_S$  为MOSFET导通阻抗,  $r_D$  为二极管导通阻抗。

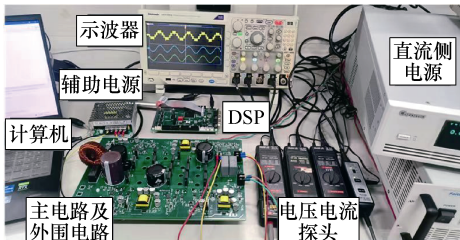


图9 实验平台

Fig.9 Experimental platform

图10展示了逆变器在输入电压为100 V时的输出电压  $V_{AB}$ 、电网电压  $V_g$  和进网电流  $i_g$  实验波形,观察可知,滤波前的桥臂输出电压  $V_{AB}$  呈现5个电压等级,且在正负半周期内具有良好的对称性,这得益于储能电容能以开关频率高频充放电,从而及时补充能量,确保各电平输出电压的平稳性。此外,进网电流  $i_g$  能够精准地跟踪电网电压  $V_g$  的相位,输出波形平滑且畸变较小,符合并网电流的质量要求。

图11为所提逆变器的共模电压和共模漏电流波形。鉴于该拓扑为共地型结构,实验结果表明,共模电压和共模漏电流在整个周期内均维持在0附近,验证了该拓扑具有有效抑制漏电流的优势。

表4 实验样机的参数及选型

Tab.4 Experimental prototype parameters and selection

参数	数值(型号)
输入直流电压 $V_{in}/V$	75~120
额定功率 $P_o/W$	350
电网电压 $V_g/Hz$	$110V_{rms}/50$
升压电感 $L_b/mH$	2
$C_1/\mu F$	150
母线电容 $C_2/\mu F$	220
$C_3/\mu F$	56
$L_{f1}/mH$	5
滤波电感 $L_{f2}/mH$	2
滤波电容 $C_f/\mu F$	5
开关频率 $f_s/kHz$	20
MOSFETs STW33N60M2	600 V, 26 A, $r_S=125 m\Omega$
MOSFETs IRFP460PBF	500 V, 20 A, $r_S=270 m\Omega$
Diodes DSEI60-06A	600 V, 60 A, $r_D=47 m\Omega$

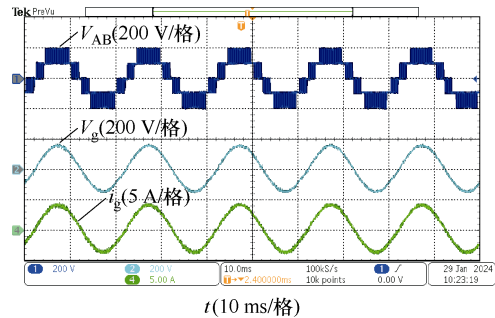


图10 输出电压、电网电压和进网电流

Fig.10 Output voltage, grid voltage and grid current

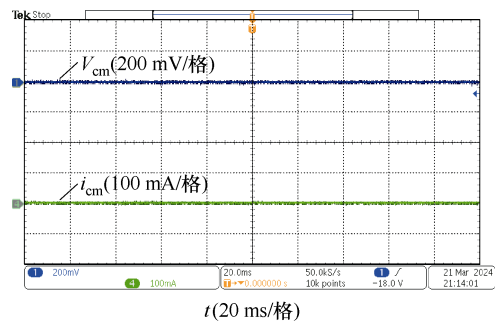


图11 共模电压和共模电流

Fig.11 Common mode voltage and common mode current

图12呈现了所提逆变器的输出电压  $V_{AB}$ 、开关管  $S_5$  的驱动电压  $V_{GS\_S5}$  和升压电感电流  $i_{Lb}$  的实验波形。可以看出,在设定的电路参数条件下,逆变器的升压电感  $L_b$  能够稳定运行在DCDM下,并且其工作状态与理论分析相符,即升压电感  $L_b$  仅在区间Zone II和Zone IV内有效工作,验证了逆变器仅

在区间 Zone II 和 Zone IV 内工作在升压模式，在其余区间内工作在降压模式，证明了该拓扑具有升压和降压两种工作模式，进一步证实了理论分析的准确性。

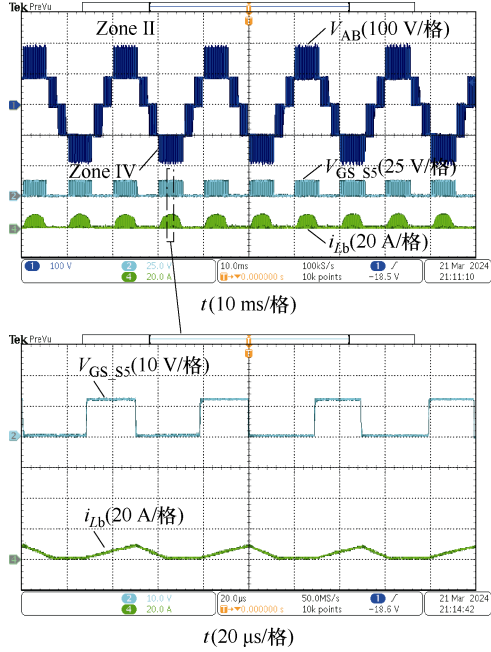


图 12 输出电压、S<sub>5</sub> 驱动电压和电感电流  
Fig.12 Output voltage, S<sub>5</sub> drive voltage and inductive current

图 13 展示了所提逆变器的 3 个储能电容的电压  $V_{C1}$ 、 $V_{C2}$ 、 $V_{C3}$  的实验波形，观察实验结果，可以明显看到各电容的电压均较平稳，与 1.2 节所述的工作原理相吻合。为了验证在直接功率控制下，逆变器的无功功率处理能力，分别进行了进网电流超前和滞后电网电压相位 30° 的实验。当进网电流超前电网电压相位 30° 时，负载呈现容性；当进网电流滞后电网电压相位 30° 时，负载呈现感性。

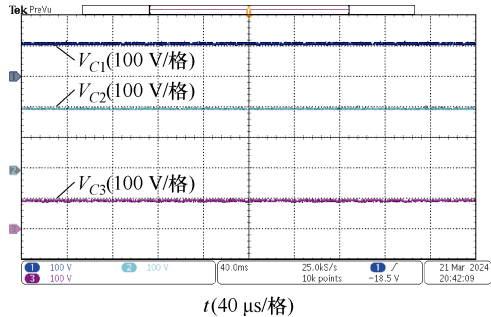
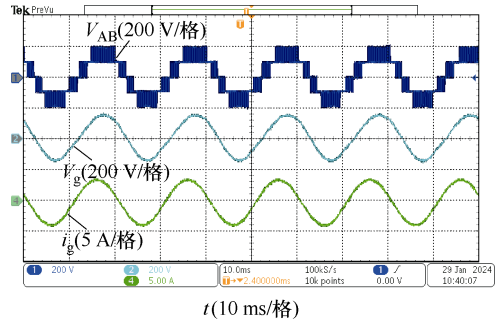


图 13 储能电容电压

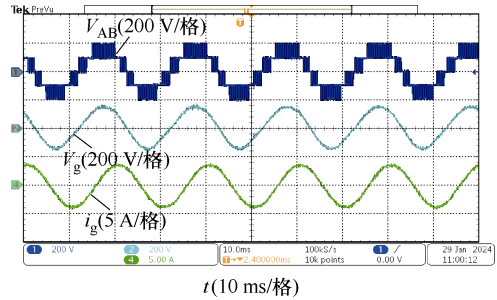
Fig.13 Energy storage capacitance voltage

非单位功率因数下的实验波形如图 14 所示，验证了所提逆变器在直接功率控制下，具有无功功率输出的能力，符合 IEEE 并网标准中对非单位功率

因数运行的要求。



(a) 输出电压、电网电压和进网电流（超前 30°）



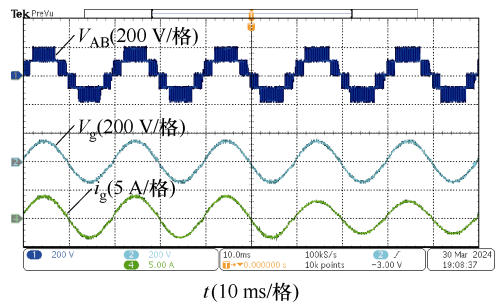
(b) 输出电压、电网电压和进网电流（滞后 30°）

图 14 非单位功率因数下的实验波形

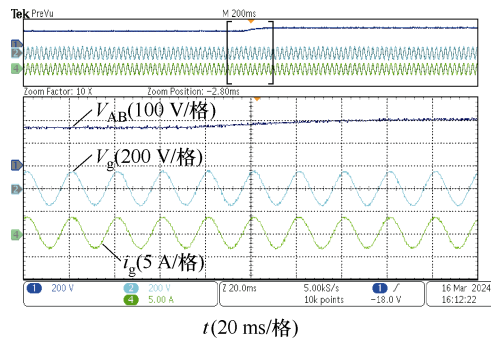
Fig.14 Experimental waveforms diagram for non-unit power factor

为了验证所提逆变器的动态性能，分别进行了有功功率参考值变化和直流侧输入电压变化的动态实验。图 15a 为有功功率参考值  $P_{ref}$  在某一时刻从 350 W 降至 250 W 时的实验波形，可以看出，进网电流随着  $P_{ref}$  的降低也能快速产生相应变化，峰值从 4.48 A 变化至 3.48 A，符合直接功率控制策略原理。图 15b 为输入电压  $V_{in}$  在某一时刻从 75 V 升至 100 V 时的实验波形，可以看出，在输入电压  $V_{in}$  变化时，进网电流的峰值几乎不变，证明了逆变器良好的并网性能和抗干扰能力。

图 16 显示了直流侧输入电压为 100 V 时，不同输出功率下逆变器效率实测曲线。效率结果显示，所提逆变器可以在较宽的输出功率范围下实现高效率的电转换。



(a)  $P_{ref}$  变化 (350 W → 250 W)



(b) 直流侧输入变化 (75 V→100 V)

图 15 所提逆变器动态实验波形

Fig.15 The proposed inverter dynamic experiment waveform diagram

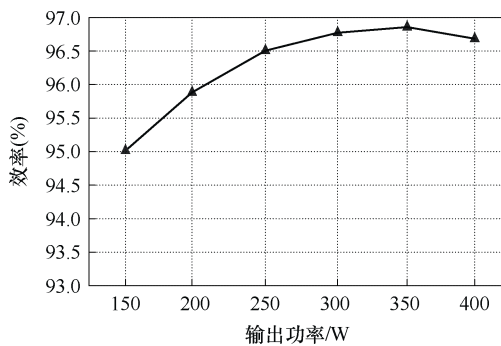


图 16 效率曲线

Fig.16 Efficiency curve

## 6 结论

本文提出了一种非隔离五电平升压逆变器及其双模式调制策略,该逆变器具有以下显著的特点。

1) 由于逆变器内在的共地结构,使得直流侧输入光伏电池的负极性端与电网中性点直接相连,理论上可以完全抑制漏电流。

2) 该逆变器采用准单级结构即可实现升压功能,克服了传统多电平逆变器只能降压变换的局限,适用于输入电压变化范围较宽的应用场合。

3) 所提多电平逆变器采用基于单极式载波层叠的双模式调制策略,在相同载波频率的情况下将其开关频率等效提高,同时双模式调制可以改善变换器的传输效率。

4) 中间极性转换电容均以开关频率实时补充能量,电容电压波动得到有效缓解,因此可以采用容量较小的薄膜电容,提高变换器的使用周期。

### 参考文献

[1] 王立乔,韩胥静,李占一,等.一种新型飞跨电容型 Zeta 多电平逆变器[J].电工技术学报,2022,

37(1): 254-265.

Wang Liqiao, Han Xujing, Li Zhanyi, et al. A novel flying-capacitor Zeta multi-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(1): 254-265.

[2] Yao Zhilei, Zhang Yubo, Hu Xuefeng. Transformerless grid-connected PV inverter without common mode leakage current and shoot-through problems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 67(12): 3257-3261.

[3] Nandi P, Adda R. Integration of Boost-type active power decoupling topology with single-phase switched Boost inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 11965-11975.

[4] 田涵雷,韩沛松,唐嵩峰,等.计及轻量化设计的多电平光伏逆变器[J].电工技术学报,2023,38(16): 4301-4311.

Tian Hanlei, Han Peisong, Tang Songfeng, et al. Multi-level photovoltaic inverter considering light-weight design[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(16): 4301-4311.

[5] 郭小强,吴卓群,骆然,等.高可靠性非隔离型五电平并网逆变器拓扑与控制[J].电力系统自动化,2022,46(5): 151-158.

Guo Xiaoqiang, Wu Zhuoqun, Luo Ran, et al. Topology and control of five-level transformerless grid-connected inverter with high reliability[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(5): 151-158.

[6] 王要强,李娜,赵朝阳,等.一种新型多电平逆变器及其模块化分析[J].电工技术学报,2022,37(18): 4676-4687.

Wang Yaoqiang, Li Na, Zhao Zhaoyang, et al. A new type of multilevel inverter and its modular analysis[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(18): 4676-4687.

[7] Aly M, Kouro S, Ahmed E M, et al. A five-level common grounded Boost inverter topology with model predictive control for grid-tied photovoltaic generation[C]//IECON 2021-47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Toronto, ON, Canada, 2021: 1-6.

[8] Barzegarkhoo R, Siwakoti Y P, Vosoughi N, et al. Six-switch step-up common-grounded five-level

- inverter with switched-capacitor cell for transformerless grid-tied PV applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(2): 1374-1387.
- [9] 王立乔, 陈建医, 程超然, 等. 单级单相无电解电容 Buck-Boost 逆变器[J]. 电工技术学报, 2023, 38(24): 6768-6781.  
Wang Liqiao, Chen Jianyi, Cheng Chaoran, et al. A single-stage single-phase Buck-Boost inverter without electrolytic capacitor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(24): 6768-6781.
- [10] He Jian, Ye Yuanmao, Wang Xiaolin. ZVS and inrush charging current suppression design for switched-capacitor multilevel inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 10611-10616.
- [11] Barzegarkhoo R, Khan S A, Siwakoti Y P, et al. Implementation and analysis of a novel switched-Boost common-ground five-level inverter modulated with model predictive control strategy[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(1): 731-744.
- [12] Barzegarkhoo R, Farhangi M, Lee S S, et al. A novel active neutral point-clamped five-level inverter with single-stage-integrated dynamic voltage boosting feature[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(6): 7796-7809.
- [13] Barzegarkhoo R, Farhangi M, Aguilera R P, et al. Common-ground grid-connected five-level transformerless inverter with integrated dynamic voltage boosting feature[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(6): 6661-6672.
- [14] Anurag A, Deshmukh N, Maguluri A, et al. Integrated DC-DC converter based grid-connected transformerless photovoltaic inverter with extended input voltage range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8322-8330.
- [15] Wang Yu, Wai R J. Adaptive power decoupling strategy for single-phase grid-connected converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(4): 4275-4285.
- [16] Ardashir J F, Sabahi M, Hosseini S H, et al. A single-phase transformerless inverter with charge pump circuit concept for grid-tied PV applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(7): 5403-5415.
- [17] Siwakoti Y P, Blaabjerg F. Common-ground-type transformerless inverters for single-phase solar photovoltaic systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(3): 2100-2111.
- [18] Wang Hongliang, Kou Lei, Liu Yanfei, et al. A new six-switch five-level active neutral point clamped inverter for PV applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 6700-6715.
- [19] Zammit D, Spiteri Staines C, Apap M, et al. Design of PR current control with selective harmonic compensators using Matlab[J]. Journal of Electrical Systems and Information Technology, 2017, 4(3): 347-358.
- [20] Wang T C Y, Ye Zhihong, Sinha G, et al. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter[C]//IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, Acapulco, Mexico, 2003: 779-784.
- [21] Liserre M, Blaabjerg F, Hansen S. Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1281-1291.
- [22] Reznik A, Simões M G, Al-Durra A, et al. LCL filter design and performance analysis for grid-interconnected systems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(2): 1225-1232.

---

#### 作者简介

胡雪峰 男, 1973 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为可再生能源系统、变换器的控制与建模、分布式电力系统等。

E-mail: hxfg@ahut.edu.cn (通信作者)

张文彬 男, 2000 年生, 硕士研究生, 研究方向为多电平直流-交流变换器。

E-mail: zwb899@ahut.edu.cn

## Non-Isolated Five-Level Boost Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems

Hu Xuefeng Zhang Wenbin Shi Songtao Chang Xianlei Kuang Rongdong

(Key Lab of Power Electronics and Motion Control of Anhui Province  
Anhui University of Technology Maanshan 243032 China)

**Abstract** In recent years, non-isolated inverters have gained widespread attention in commercial and residential PV grid-connected systems due to their cost, efficiency, and flexibility advantages. However, in practical applications, the output voltage of the PV panel is generally low. Due to the loss of the electrical isolation of the transformer, the high-frequency switching action of the conventional inverter may produce a common mode voltage applied to the parasitic capacitance between the PV array and the ground, resulting in a common mode leakage current, which affects the safe operation of the system. This paper proposes a non-isolated five-level Boost inverter with no leakage current and its dual-mode modulation strategy to enhance the applicability and practicability of the inverter.

Firstly, the circuit structure combines the dual-output Boost converter with the five-level inverter to create a five-level Boost inverter topology. The Boost capability is expanded, suitable for PV power generation applications with low DC voltage on the input side. Secondly, the dual-mode modulation strategy of unipolar carrier level shifted is studied, providing five-level output capability and increasing the equivalent switching frequency under the same carrier frequency. By comparing the PV panel's DC output voltage and the grid voltage's absolute value, two working modes of Boost voltage and buck voltage are realized, and the energy transmission efficiency of the converter is improved. In addition, a five-level voltage is output on the side of the bridge arm, and more levels make the output voltage closer to the sine wave, which is conducive to improving the quality of incoming current. Furthermore, the negative polarity of the DC side of the topology is directly connected to the voltage neutral of the AC side to eliminate the common mode leakage current of the stray capacitor to the ground. Finally, the working principle of the inverter circuit and the realization method of the specific modulation strategy are provided, and the key parameters are designed.

An experimental prototype was built. The experimental results show that: (1) The inverter's two working modes overcome the limitation that the traditional multilevel inverter can only step down, making it suitable for a wide range of input voltage changes. (2) The common ground structure can effectively inhibit leakage current. (3) The output voltage  $V_{AB}$  of the bridge arm presents five voltage levels, and the energy storage capacitor can be charged and discharged at a high switching frequency, ensuring the stationarity of the output voltage of each level. Hence, the output voltage waveform is symmetrical in the positive and negative half cycles. At the same time, the incoming current  $i_g$  can accurately track the phase of the grid voltage  $V_g$ , producing a smooth output waveform with little distortion, which meets the requirements for grid-connected current quality. (4) The proposed inverter can output reactive power output, which meets the requirements of non-unit power factor operation in IEEE grid-connected standards.

**Keywords:** Non-isolated, common-ground, dual-mode modulation, five-level, Boost inverter

(编辑 陈 诚)