DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.5.61 中图分类号：TM464 文献标志码：A

一种低漏电流 HERIC 非隔离单相光伏并网逆变器

陈才学[1]，刘宗元[1]，张路成[2]
(1.湘潭大学自动化与电子信息学院，湘潭 411100；2.河北科技大学电气工程学院，石家庄 050018)

摘要：为了解决光伏并网逆变器漏电流过大的问题，提出1种低漏电流HERIC非隔离单相光伏并网逆变器拓扑结构。该逆变器拓扑仅需8个功率开关管，其中4个开关管构成4个准双向电压开关单元，4个准双向电压开关单元分为2组，以电网频率交替导通的方式实现续流，降低了开关管的损耗，能够对共模泄漏电流进行有效抑制。仿真和实验结果验证了该拓扑的正确性与有效性。

关键词：逆变器；光伏电池；共模电压；漏电流；HERIC

Low-leakage Current HERIC Transformerless Single-phase Photovoltaic Grid-connected Inverter

CHEN Caixue[1], LIU Zongyuan[1], ZHANG Lucheng[2]
(1. School of Automation and Electronic Information, Xiangtan University, Xiangtan 411100, China; 2. School of Electrical Engineering, Hebei University of Science and Technology, Shijiazhuang 050018, China)

Abstract: To solve the problem of large leakage current in a photovoltaic (PV) grid-connected inverter, a low-leakage current HERIC transformerless single-phase PV grid-connected inverter topology is proposed. This inverter topology only needs eight power switching tubes, four of which constitute four quasi-bidirectional voltage switching units. The four quasi-bidirectional voltage switching units are divided into two groups, and they alternate conduction with grid frequency to realize continuous current, thus reducing the loss of switching tubes and effectively suppressing the common-mode leakage current. Finally, the proposed topology was verified by simulation and experimental results.

Keywords: Inverter; photovoltaic (PV) cell; common-mode voltage; leakage current; HERIC

随着气候日益恶化、全球油价上涨和不可再生资源的日渐枯竭，许多国家正在通过制定新的相关法规来推动可再生能源的发展，光伏 PV(photo-voltaic)能源系统凭借其无枯竭风险、不受地域分布限制及能源质量高的优点受到各国的广泛关注[1]。

随着光伏发电技术的普及和光伏器件安装成本的下降，减少光伏并网逆变器的体积和成本已成为研究热点[2]。根据有无隔离变压器，光伏并网逆变器可分为隔离型和非隔离型。工频隔离型逆变器是应用最广泛的逆变器类型，其控制电路简单、系统安全性好，但存在体积大、质量重、损耗与成本高的缺点，在运输和安装上存在较大的难度；高频隔离型逆变器具有体积小、质量轻的优点，但其存在电流泄漏的问题，会降低整体的效率[3]。非隔离型光伏并网逆变器 TLI(transformerless photovoltaic grid-connected inverter)省去了笨重的工频变压器和复杂的高频变压器，系统结构简化、质量减轻、成本降低并且具有较高的效率[4]。但是，在 TLI 中，光伏太阳能板和电网之间缺少电气的隔离，会导致光伏太阳能板对地的寄生电容产生共模 CM

收稿日期：2022-09-25；修回日期：2022-11-08，2022-11-24；
录用日期：2022-12-28；网络首发日期：2023-02-16

(common-mode)泄漏电流，该泄漏电流使得光伏太阳能板存在安全隐患，增加了光伏系统的能量传导损耗，降低了系统的电磁兼容性，并引发安全问题。因此，避免 TLI 漏电流的产生成为了研究重点[5]。

1 HERIC 电路分析

各国学者对单相全桥拓扑进行了深入研究，在实现单极性调制的基础上对续流回路进行独特构筑，并让光伏电池和电网在续流状态时能够进行隔离，改善系统的共模特性[6]。这类拓扑均能对共模电流进行有效抑制，HERIC 拓扑相较于其他拓扑而言具有更高的效率[7]。HERIC 电路如图 1 所示，图中：V_{dc} 为逆变器的光伏直流输入电压；V_{ac} 为电网电压；C 为母线侧电容；C_m 为光伏电池对地寄生电容；L_1 和 L_2 为滤波电感；T_1~T_6 为开关 MOS，T_1~T_4 工作在高频状态，T_5、T_6 工作在工频状态。HERIC 通过 T_5、T_6 的工频交替导通实现续流，对共模电流有一定的抑制作用，降低了系统损耗，提高了安全性。但在续流状态时，受限于开关管的实际结构，H 桥中的 A 点和 B 点相对于 N 点仍然悬浮[7]，漏电流不能得到有效抑制。

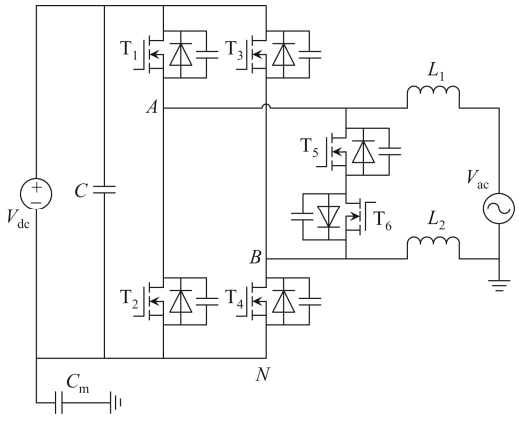


图 1 HERIC 拓扑结构

Fig. 1 HERIC topology

从 HERIC 的 A 点和 B 点相对于 N 点仍然悬浮的角度出发，文献[8]分析了 HERIC 电路在模态切换时的共模谐振现象，这种现象本质上是由开关管寄生电容的充放电产生的。为进一步对漏电流进行抑制，进而提高 TLI 的安全稳定性，可以分裂输入端电容来构建辅助钳位电路，将共模电压钳位为直流输入端电压的 1/2，从而消除开关器件寄生电容引起的对地共模泄漏电流。

针对 A 点和 B 点电位悬空的问题，有学者提出了 1 种中点钳位 HERIC 拓扑[9]，如图 2 所示，图中：C_1 和 C_2 为直流侧解耦电容；T_1~T_8 为 N 沟道 MOSFET 开关管。其 8 个开关器件有 6 个处于高频工作状态，使得该拓扑需选取的高频开关管数量较多，成本较高。

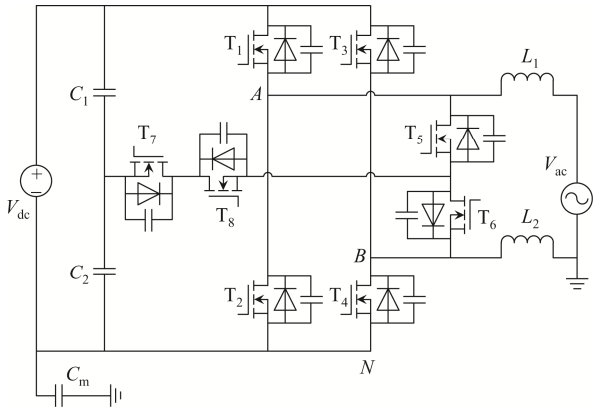


图 2 中点钳位 HERIC 拓扑

Fig. 2 Neutral-point-clamped HERIC topology

针对中点钳位 HERIC 拓扑结构存在的问题，同时为了尽量减小高频开关管的数量，本文采用了 1 种准双向电压开关单元的结构[10]，通过准双向电压开关单元进行续流，达到减少高频开关管数量的目的。

本文所提低漏电流 HERIC 非隔离单相光伏并网逆变器拓扑如图 3 所示，图中，D_1~D_4 为高性能二极管，与 T_5~T_8 共同构成准双向电压开关单元，起续流的作用。4 个准双向电压开关单元通过串并联的方式连接 H 桥的 2 个悬空点 A 和 B，续流开关管 T_5~T_8 工作在电网的频率下(工频)，能够在续流状态下将 A、B 点的电压钳位为输入端电压的 1/2。与传统中点钳位 HERIC 电路相比，本文所提拓扑中续流开关管均为工频工作，有效节省了开关器件成本，并且能很好地实现对漏电流的抑制，最后对该方案进行验证。

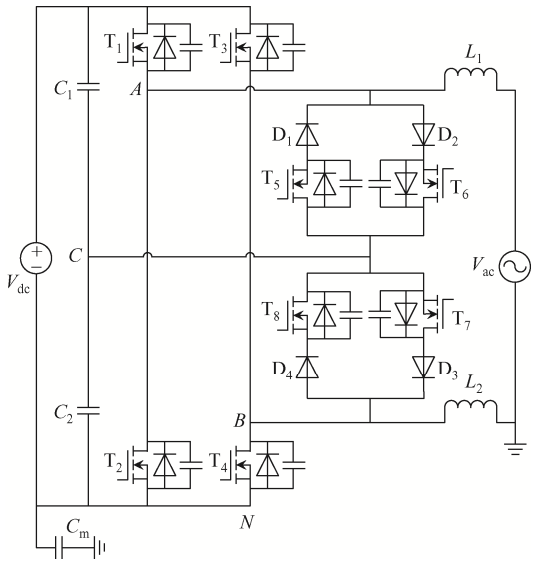


图 3　低漏电流 HERIC 非隔离单相光伏并网逆变器拓扑

Fig. 3 Low-leakage current HERIC transfromerless single-phase PV grid-connected inverter topology

2　光伏并网逆变器等效模型分析

文献[11-14]对 TLI 进行了等效模型的构建，如图 4 所示，图中：V_{PV}为光伏电池的输出电压；C_{PV}为直流侧解耦电容；V_{AC}为电网电压；I_{m}为漏电流。

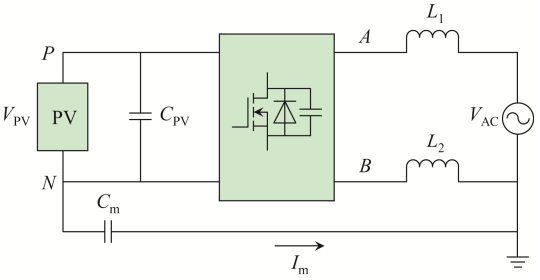


图 4　TLI 系统简图

Fig. 4 Simplified diagram of TLI system

根据共模电压 V_{CM} 和差模电压 V_{DM} 的定义可得

$$V_{\mathrm{CM}}=\frac{V_{AN}+V_{BN}}{2} \tag{1}$$

$$V_{\mathrm{DM}}=V_{AN}-V_{BN} \tag{2}$$

式中，V_{AN}和 V_{BN}分别为端点 A 和 B 到端点 N 的电压。

根据式(1)和式(2)，用 V_{CM}和 V_{DM}表示 V_{AN}和 V_{BN}，可得

$$V_{AN}=V_{\mathrm{CM}}+\frac{V_{\mathrm{DM}}}{2} \tag{3}$$

$$V_{BN}=V_{\mathrm{CM}}-\frac{V_{\mathrm{DM}}}{2} \tag{4}$$

根据式(3)和式(4)，可将图 4 简化为 TLI 共模等效模型，如图 5 所示。

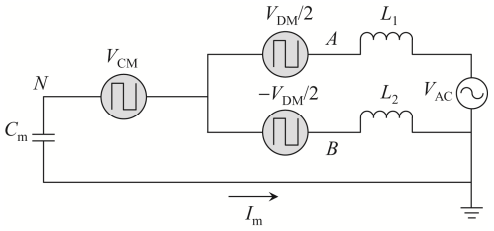


图 5　TLI 共模等效模型

Fig. 5 Common-mode equivalent model of TLI

对图 5 所示的 TLI 共模等效模型进行简化，可得到 TLI 最简等效模型，如图 6 所示，图中：Z 为差模等效阻抗，$Z=(L_1+L_2)/L_1L_2$；V_{TEC} 为阻抗等效后的差模电压。则

$$V_{\mathrm{TM}}=V_{\mathrm{CM}}+V_{\mathrm{TEC}}=\frac{V_{AN}+V_{BN}}{2}+\frac{L_2-L_1}{2(L_1+L_2)}(V_{AN}-V_{BN})-\frac{L_1}{L_1+L_2}V_{\mathrm{AC}} \tag{5}$$

式中，V_{TM}为等效共模电压。

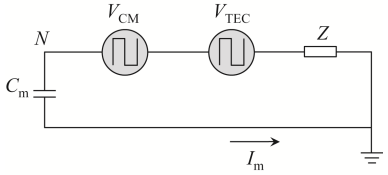


图 6　TLI 最简等效模型

Fig. 6 Simplest equivalent model of TLI

此时，流过寄生电容的漏电流为

$$I_{\mathrm{m}}=C_{\mathrm{m}}\frac{\mathrm{d}V_{\mathrm{TM}}}{\mathrm{d}t} \tag{6}$$

由式(6)可知，漏电流 I_{m}与 V_{TM}的变化率成正比。由于 V_{ac}是工频电网电压，则由 V_{ac}在寄生电容上产生的漏电流可以忽略，而 V_{AN}、V_{BN}为 PWM 高频脉冲电压，漏电流主要是由这 2 个电压产生。因此，共模电压可近似为

$$V_{\mathrm{TM}}=\frac{V_{AN}+V_{BN}}{2}+\frac{L_2-L_1}{2(L_1+L_2)}(V_{AN}-V_{BN}) \tag{7}$$

由式(7)可知，要使漏电流为 0，则需要总的共

模电压 V_{TM} 保持不变。本文拓扑采用了 L_1=L_2 的滤波结构，因此，若要保持共模电压 V_{TM} 不变，则需要对 V_{AN} 和 V_{BN} 进行控制。本文通过相关模态的切换能够让共模电压 V_{TM} 维持为一定的值，从而实现对共模电流的抑制。

3 新型非隔离单相并网逆变器

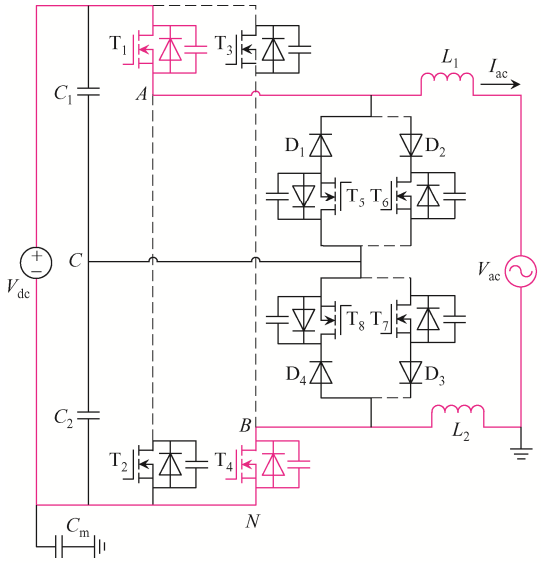
3.1 工作模态分析

图 7 为正半周期 2 种模态，图中，I_{ac} 为逆变输出电流。模态Ⅰ如图 7(a)所示，此时为电网电压正半周期，开关管 T_1、T_4、T_5、T_8 导通，T_2、T_3、T_6、T_7 关断，高性能续流二极管 D_1、D_4 受反压，续流回路不工作，光伏电池经 T_1、T_4、滤波电感 L(根据式(5)，取 L_1=L_2=L)和电网构成回路，向交流电网供电，经分析可得

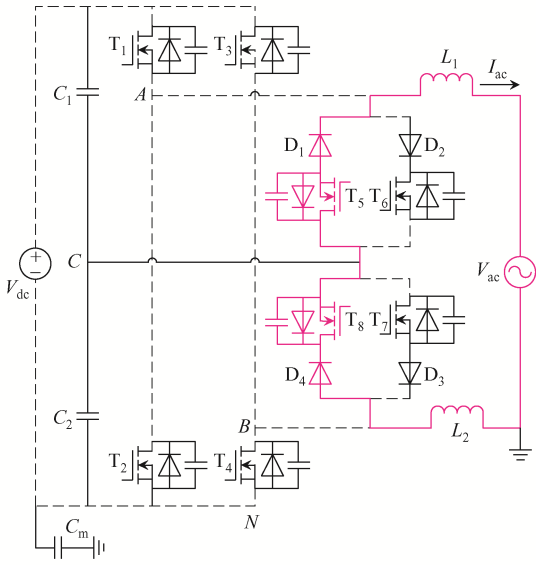
$$\begin{cases} V_{AN}=V_{dc},V_{BN}=0,V_{AB}=V_{dc} \\ V_{TM}=\dfrac{V_{AN}+V_{BN}}{2}+\dfrac{L_2-L_1}{2(L_1+L_2)}(V_{AN}-V_{BN})=\dfrac{1}{2}V_{dc} \end{cases} \tag{8}$$

式中：V_{AB} 为桥臂中点电压。

模态Ⅱ如图 7(b)所示，此时为电网电压正半周期，开关管 T_5、T_8 导通，T_1、T_2、T_3、T_4、T_6、T_7 关断，光伏电池经 T_5、T_8、滤波电感 L、电网、高效续流二极管 D_1 和 D_4 构成续流通路，经分析可得



(a)模态Ⅰ



(b)模态Ⅱ

图 7 正半周期 2 种模态

Fig. 7 Two modes in positive half cycle

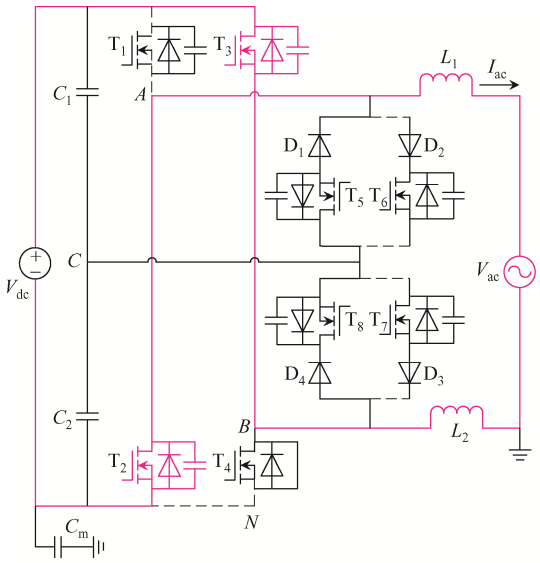
$$\begin{cases} V_{AN}=\dfrac{1}{2}V_{dc},V_{BN}=\dfrac{1}{2}V_{dc},V_{AB}=0 \\ V_{TM}=\dfrac{V_{AN}+V_{BN}}{2}+\dfrac{L_2-L_1}{2(L_1+L_2)}(V_{AN}-V_{BN})=\dfrac{1}{2}V_{dc} \end{cases} \tag{9}$$

图 8 为负半周期 2 种模态。模态Ⅲ如图 8(a)所示，此时为电网电压负半周期，开关管 T_2、T_3、T_6、T_7 导通，T_1、T_4、T_5、T_8 关断，此时高性能续流二极管 D_2、D_3 受反压，续流回路不工作，光伏电池经 T_2、T_3、滤波电感 L 和电网构成回路，向交流电网供电，经分析可得

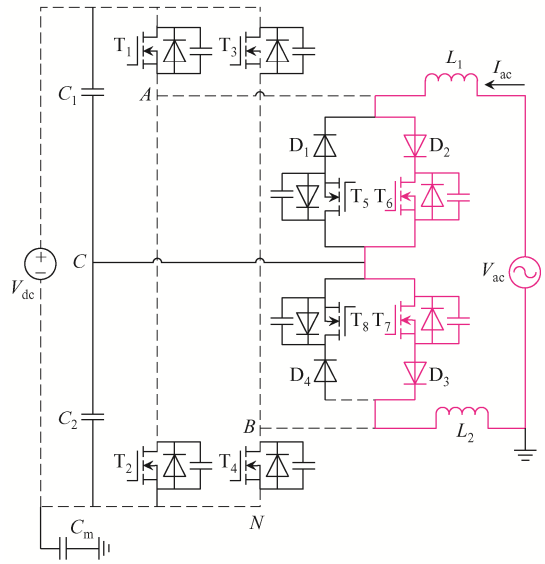
$$\begin{cases} V_{AN}=0,V_{BN}=V_{dc},V_{AB}=-V_{dc} \\ V_{TM}=\dfrac{V_{AN}+V_{BN}}{2}+\dfrac{L_2-L_1}{2(L_1+L_2)}(V_{AN}-V_{BN})=\dfrac{1}{2}V_{dc} \end{cases} \tag{10}$$

模态Ⅳ如图 8(b)所示，此时为电网电压负半周期，开关管 T_6、T_7 导通，T_1、T_2、T_3、T_4、T_5、T_8 关断，光伏电池经 T_6、T_7、滤波电感 L、电网、高效续流二极管 D_2 和 D_3 构成续流通路，经分析可得

$$\begin{cases} V_{AN}=\dfrac{1}{2}V_{dc},V_{BN}=\dfrac{1}{2}V_{dc},V_{AB}=0 \\ V_{TM}=\dfrac{V_{AN}+V_{BN}}{2}+\dfrac{L_2-L_1}{2(L_1+L_2)}(V_{AN}-V_{BN})=\dfrac{1}{2}V_{dc} \end{cases} \tag{11}$$



(a) 模态Ⅲ



(b) 模态Ⅳ

图 8　负半周期 2 种模态

Fig. 8 Two modes in negative half cycle

通过图 7 和图 8 中本文拓扑的工作模态可以看出，共模电压 V_{TM} 恒等于输入电压的 1/2，因此共模电压始终保持恒定，抑制了高频共模漏电流。

根据上述工作模态，可以得到逆变器各个开关管的开关状态，见表 1。

3.2 对比分析

表 2 给出了所提新型拓扑与原拓扑的工作器件对比。所提新型拓扑与原拓扑的主要不同之处在于续流回路的设计。新型拓扑让开关管 T_5、T_8 和 T_6、T_7 分别在正负周期内常导通，通过高性能二极管 D_1~D_4 的反向截止，使得续流回路在功率传输模态Ⅰ、Ⅲ不会导通。4 个续流开关管 T_5~T_8 工作在工频状态下，通过该工作原理达到抑制共模电流的目的，并且续流开关管可以选取开关频率较低的开关管，节省成本。

表 1　逆变器的开关状态

Tab. 1 Switching conditions of inverter

V_{AB}	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6	T_7	T_8	I_{ac}
V_{PV}	1	0	0	1	1	0	0	1	→
$-V_{PV}$	0	1	1	0	0	1	1	0	←
0	0	0	0	0	1	0	0	1	→
0	0	0	0	0	0	1	1	0	←

表 2　工作器件对比

Tab. 2 Comparison among operating devices

分类	开关管	工频工作开关管	高效续流二极管	体二极管续流
中点钳位 HERIC[9]	8	2	0	2
新型拓扑	8	4	4	0

新型拓扑减少了高频工作状态的开关管数量，续流阶段不流经性能较差的 MOSFET 体二极管，减小了系统损耗，降低了成本，达到了抑制漏电流的目的。

4　仿真与实验

在仿真与实验中，本文拓扑采用调制波反向的单极性倍频调制，其开关管驱动波形如图 9 所示，图中：V_{t1} 为正半周期的调制波；V_{t2} 为负半周期的调制波；V_z 为载波；T_{14} 为 T_1、T_4 的开关波形；T_{23} 为 T_2、T_3 的开关波形；T_{58} 为 T_5、T_8 的开关波形；T_{67} 为 T_6、T_7 的开关波形。在 PSIM 仿真软件中搭建了中点钳位 HERIC 和新型拓扑的模型来对比 2 种拓扑漏电流的抑制能力。最后通过搭建小型实验样机来验证本文拓扑的正确性。

中点钳位 HERIC 拓扑共模电压 V_{TM} 和漏电流 I_m 波形如图 10 所示，本文拓扑相关波形如图 11 所示。由图 10 和图 11 可见，本文所提拓扑结构的漏

电流比中点钳位 HERIC 拓扑要小，本文拓扑漏电流最大幅值仅为 0.01 A，远低于 VDE 0126-1-1 要求的漏电流低于 0.3 A 的标准。

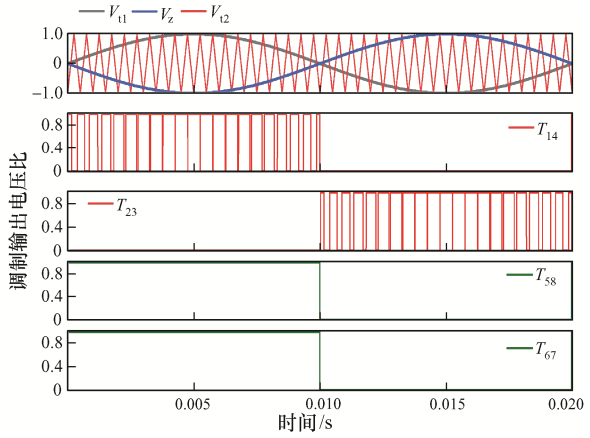


图 9 开关管驱动波形

Fig. 9 Driving waveforms of switching tube

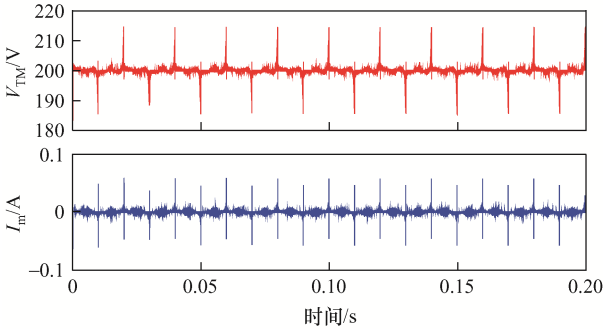


图 10 中点钳位 HERIC 拓扑共模电压 V_{TM} 和共模电流 I_m 波形

Fig. 10 V_{TM} and I_m of neutral-point-clamped HERIC topology

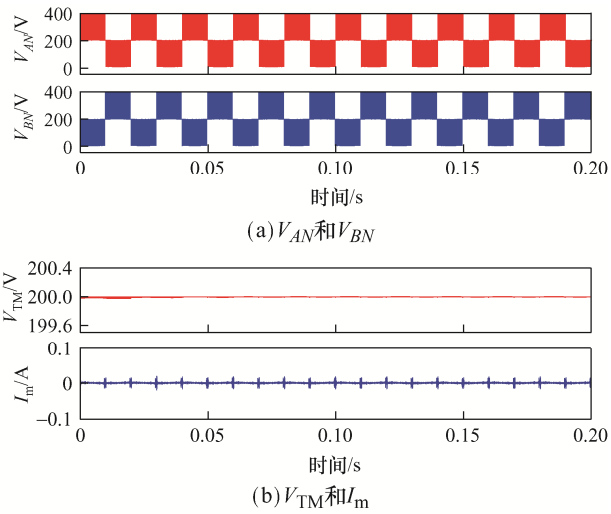


图 11 本文拓扑相关波形

Fig. 11 Related waveforms of proposed topology

通过现有实验器材搭建小型实验平台，如图 12 所示，相关器件参数见表 3。通过 DSP 开发板 TMS320F28335 进行驱动控制，实现 V_{ac} 和 I_{ac} 的单位功率因数控制。图 13 为 H 桥 T_1~T_4 的驱动波形，图 14 为交流旁路 T_5~T_8 的驱动波形，图 15

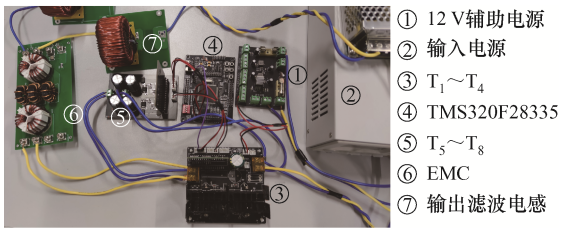


图 12 实验平台

Fig. 12 Experimental platform

表 3 器件参数

Tab. 3 Parameters of devices

器件	数值或型号
N 沟道 MOSFET T_1~T_8	PTD15N10
肖特基二极管 D_1~D_4	SK1010C
引线型铝电解电容 C_1、C_2/μF	1 000
片式多层瓷介质电容 C_{PV}/nF	100
铁硅铝环磁电感 L_1、L_2/mH	1
H 桥驱动芯片	IR2110STRPBF
续流桥驱动芯片	UCC23513DWYR

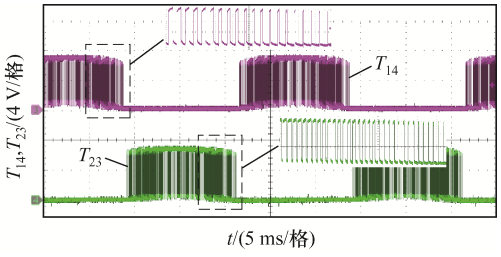


图 13 H 桥臂开关管驱动电压波形

Fig. 13 Driving waveforms of H-bridge switching tube

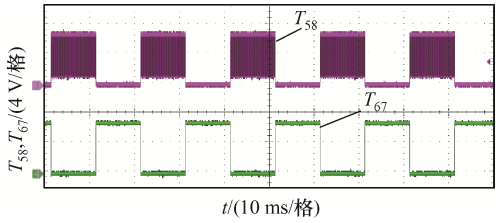


图 14 交流旁路开关管驱动电压波形

Fig. 14 Communication bypass switch tube driving voltage waveform

为交流侧电压 V_{ac} 和电流 I_{ac} 波形，可以看到二者始终保持单位功率因数。

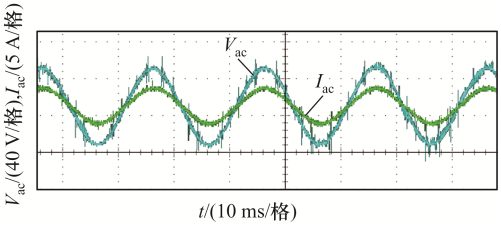


图 15　交流电压 V_{ac} 和交流电流 I_{ac} 波形

Fig. 15 Waveform of AC voltage V_{ac} and AC current I_{ac}

图 16 为逆变器共模电流波形，可以看出，共模电流的值远低于 VDE 0126-1-1 规定的漏电流低于 0.3 A 的要求。

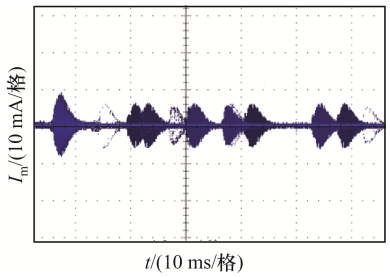


图 16　逆变器共模电流 I_m 波形

Fig. 16 Inverter common mode current I_m waveform

图 17 为逆变器总谐波畸变率 THD(total harmonic distortion)与输出功率的关系，随着功率的上升，THD 逐渐降低。当负载较大时，满足 IEEE Std 929-2000 中小于 5%的标准；当负载较小时，受开关器件的损耗和寄生参数的影响，电感电流处于断续状态，因此 THD 较高。

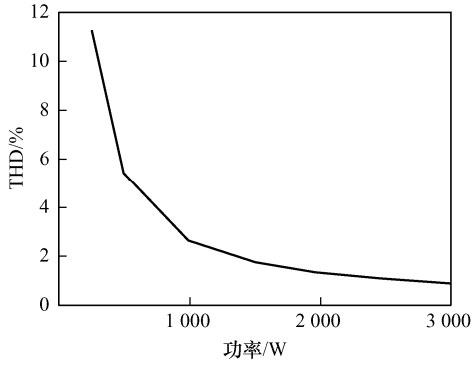


图 17　THD 与输出功率的关系

Fig. 17 Relationship between THD and output power

5　结论

通过对 HERIC 电路拓扑结构进行改进，本文提出 1 种低漏电流 HERIC 非隔离单相光伏并网逆变器拓扑结构，能够进一步抑制该拓扑结构中共模漏电流的产生。文中分析了拓扑结构的各个开关模态，并通过仿真和实验对该拓扑的可行性进行了验证。通过对本文提出的拓扑结构进行分析，得出以下结论。

(1)续流回路中的开关管均以工频频率工作，减少了高频开关管数量。

(2)通过中点钳位的方式避免了 A、B 两点相对于 N 点悬空的问题，抑制了漏电流的产生。

(3)在每个工作模态中最多 2 个开关管导通，降低了开关管损耗。

参考文献：

[1] 国家能源局. 可再生能源发电装机统计[M/OL]. https://www.nea.gov.cn.
National Energy Administration. Renewable Energy Installed Power Generation Statistics [M/OL]. https://www.nea.gov.cn. (in Chinese)

[2] 肖华锋, 王晓标, 张兴, 等. 非隔离光伏并网逆变技术的现状与展望[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(4): 1038-1054, 1397.
Xiao Huafeng, Wang Xiaobiao, Zhang Xing, et al. State-of-the-art and future trend of transformerless photovoltaic grid-connected inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(4): 1038-1054, 1397. (in Chinese)

[3] 李铭. 光伏并网发电系统控制策略的研究[D]. 济南: 山东大学, 2013.
Li Ming. Study on control strategy for photovoltaic grid-connected power system [D]. Jinan: Shandong University, 2013. (in Chinese)

[4] 张兴, 曹仁贤. 太阳能光伏并网发电及其逆变控制[M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2018.
Zhang Xing, Cao Renxian. Solar Photovoltaic Grid-connected Power Generation and Its Inverter Control [M]. 2nd

ed. Beijing: China Machine Press, 2018. (in Chinese)

[5] 易灵芝, 刘仲范, 陈才学, 等. 新型 H6 桥非隔离单相光伏并网逆变器[J]. 电源学报, 2019, 17(1): 62-68.
Yi Lingzhi, Liu Zhongfan, Chen Caixue, et al. Novel non-isolated single-phase photovoltaic grid-connected inverter with H6 full-bridge [J]. Journal of Power Supply, 2019, 17(1): 62-68. (in Chinese)

[6] Kadam A, Shukla A. A multilevel transformerless inverter employing ground connection between PV negative terminal and grid neutral point [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 8897-8907.

[7] Schmidt H, Siedle C, Ketterer J. Inverter for transforming a DC voltage into an AC current or an AC voltage: Germany, EP1369985 A2 [P]. 2003-05-13.

[8] 王要强, 梁海艳, 秦明, 等. 一种非隔离中点钳位光伏并网逆变器及其调制策略[J]. 太阳能学报, 2021, 42(8): 183-190.
Wang Yaoqiang, Liang Haiyan, Qin Ming, et al. Anon-isolated midpoint clampphotovoltaic grid-connected inverter and its modulation strategy [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2021, 42(8): 183-190. (in Chinese)

[9] 赵亚洲, 王春宁, 周万鹏, 等. 一种改进中点钳位型 HERIC 电路拓扑研究[J]. 太阳能学报, 2021, 42(8): 128-132.
Zhao Yazhou, Wang Chunning, Zhou Wanpeng, et al. Study on circuit topology for improved neutral-point-clamped heric [J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2021, 42(8): 128-132. (in Chinese)

[10] 张兴. 高等电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2011: 26-27.
Zhang Xing. Advanced Power Electronics [M]. Beijing: China Machine Press, 2011: 26-27. (in Chinese)

[11] 肖华锋, 谢少军, 陈文明, 等. 非隔离型光伏并网逆变器漏电流分析模型研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 9-14.
Xiao Huafeng, Xie Shaojun, Chen Wenming, et al. Study on leakage current model for tansformerless photovoltaic grid-connected inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 9-14. (in Chinese)

[12] 郭小强, 贺冉. 非隔离型三相 FB7 光伏逆变器研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(10): 2955-2962.
Guo Xiaoqiang, He Ran. Research on transformerless three phase full bridge FB7 PV inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(10): 2955-2962. (in Chinese)

[13] 殷伟斌, 丁一岷, 范明, 等. 一种共地型高增益无变压器光伏逆变器[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 132-138.
Yin Weibin, Ding Yimin, Fan Ming, et al. Common-ground-type high-gain transformerless photovoltaic inverter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 132-138. (in Chinese)

[14] 尹政, 胡存刚, 芮涛, 等. LC 滤波型电压源逆变器无模型预测电压控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(14) : 3723-3732.
Yin Zheng, Hu Cungang, Rui Tao, et al. Model-free predictive voltage control strategy for LC-filtered voltage source inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(14): 3723-3732. (in Chinese)



陈才学

作者简介：

陈才学(1979—)，男，博士，副教授。研究方向：太阳能光伏发电和直流微电网。E-mail：cyyccx@126.com。

刘宗元(1999—)，男，通信作者，硕士研究生。研究方向：太阳能光伏发电。E-mail：18973366146@163.com。

张路成(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：高速电机控制。E-mail：506574106@qq.com。

(责任编辑：耿越)