

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240919

# 具有二倍频功率解耦能力的单相电压源型 高频链式微型逆变器

李学文<sup>1</sup> 刘佳<sup>1</sup> 吉芳超<sup>1</sup> 曹学谦<sup>2</sup> 刘进军<sup>1</sup>

(1. 西安交通大学电气工程学院 西安 710049

2. 上海正泰电源系统有限公司 上海 201600)

**摘要** 传统反激式光伏微型逆变器由于变压器单向励磁、电流源输出特性、配线方式兼容性较差等问题,难以满足对微型逆变器日益增加的功率等级及多场景应用的需求。为了解决这些问题,该文提出一种新型单相电压源型光伏微型逆变器。该逆变器基于高频链结构,其变压器为双向励磁,能够满足更高功率等级需求,以实现高功率密度;输出接LC滤波器,呈现电压源型特性,从而能实现构网型控制;具有分相结构,兼容单相两线制和单相三线制低压配电网。在此基础上,该逆变器在变压器一次侧将Boost电路的开关管与全桥电路开关管进行整合复用,拓宽了输入电压范围,并具备二倍频功率解耦能力,降低了电路对大容量电容的需求。针对该拓扑,该文提出相应的软开关调制策略、关键参数的设计方法以及跟网/构网双模式控制策略。最后,通过600 W实验样机验证了该拓扑及调制和控制策略的有效性。

**关键词:** 光伏逆变器 高频隔离 分相结构 二倍频功率解耦

**中图分类号:** TM464

## 0 引言

随着全球能源危机加剧,光伏、风力等新能源发电受到越来越多的关注。在光伏发电系统中,以整个县区光伏为代表的分布式光伏也得到了迅速发展,特别是在美国、日本等独栋式住宅较多的国家,分布式光伏展现出较强的市场竞争力<sup>[1]</sup>。单相微型逆变器(以下简称“微逆”)作为分布式光伏系统中的一种新兴解决方案,因其具有组件级最大功率点跟踪(Maximum Power Point Tracking, MPPT)、即插即用灵活性和高安全性等优势,在户用光伏等中、小功率应用场景中广受关注<sup>[2-4]</sup>。

随着微逆在分布式光伏市场中的占比逐渐增加,对微逆多场景适用性、配线方式高兼容性的需求也随之增加。除了要求微逆能满足常规的并网应用需求之外,在一些离网应用场景,如大电网发生故障、无电网的乡村或海岛等,也希望微逆能够脱

离电网独立运行支撑本地负载,这就要求微逆兼备并网和离网运行能力<sup>[5]</sup>。然而,目前大多数的传统微逆都基于电流源型逆变器,只适用于并网运行,难以在离网应用时独立支撑电压;另一方面,美国、日本等重要分布式光伏市场通常采用单相三线制低压配线,然而目前传统的微逆只有两线输出,在用于单相三线制配线时,需要增加额外的分相变压器或者平衡器,导致微逆系统的成本和体积增加<sup>[6-8]</sup>。

传统的反激式微逆具有结构简单、成本低、控制简单等特点,被广泛研究和应用。然而,由于反激式微逆中变压器磁心利用率低,逆变器的功率等级受到了很大限制,通常只用于300 W以下的应<sup>[9-11]</sup>。随着光电转换效率的提升,单光伏组件的功率等级逐渐增大,反激式微逆的局限性愈发突出。并且,反激式微逆输出接CL滤波器,呈现电流源型拓扑特性,难以应用于离网场景。

近年来,基于高频链(High Frequency Link, HFL)结构的微逆受到越来越多的关注和研究<sup>[12-26]</sup>。HFL微逆的一次侧变换器通常采用半桥、全桥和推挽等对称电路结构,高频变压器双向励磁,磁心利

用率高，有利于实现微逆的高功率等级和高功率密度的需求。HFL微逆进一步可划分为双有源桥(Dual Active Bridge, DAB)型<sup>[12-17]</sup>和矩阵型<sup>[18-26]</sup>。其中，与DAB型DC-DC变换器类似，DAB型HFL微逆也存在固有的功率回流问题，会降低逆变器的转换效率。更重要的是，DAB型HFL微逆也属于电流源型拓扑，不利于构网功能的实现。相对而言，矩阵型HFL微逆为电压源型拓扑，既能在跟网型控制下并网运行，也能应用构网型控制实现离网运行。然而，现有HFL微逆缺少适配单相三线制配线的研究。

此外，HFL微逆中的升压转换通常由高频变压器实现。然而当逆变器输入电压范围较宽时，高频变压器需要设计较高的匝数比，导致其寄生参数增大，转换效率降低，进而导致交流侧开关器件电压应力增大。同时，与其他单相逆变器一样，由于直流侧输入和交流侧输出之间的瞬时功率不平衡，HFL微逆中也存在固有的二倍频功率波动，为了缓冲这种波动功率，通常需要在光伏输入侧接入大容量电解电容，从而导致微逆的功率密度和可靠性降低。因此，为了提升逆变器电压增益并降低对电解电容的依赖，一些具有二倍频功率解耦能力的微逆被提出<sup>[27-30]</sup>。这些拓扑通过将Boost电路的开关管与逆变器拓扑中的开关管进行整合复用，在不增加额外开关管的条件下，提升了逆变器的电压增益，并使其具备了光伏侧二倍频功率解耦的潜力。文献[27]提出了一种将Boost电路与半桥DC-DC电路的开关管进行整合的拓扑，通过对输入电流的控制，将输入侧的二倍频功率纹波转移到了中间直流母线，从而实现了光伏侧的二倍频功率解耦。文献[28-30]也采用了类似的思路，将Boost电路与双有源桥DC-DC电路整合。但以上这些拓扑都基于两级式拓扑，结构相对复杂，限制了逆变器功率密度提升。

为了满足微逆的并/离网多场景应用需求，适配单相三线制配线，实现输入侧的二倍频解耦，本文基于矩阵型HFL结构提出一种新型单相电压源型微逆。本文提出的微逆的主要特征在于：

(1) 该拓扑具有独特的分相输出结构，无需额外的分相变压器或平衡器，即可同时适配单相两线制和单相三线制配线，简化了系统结构，降低了成本和体积。

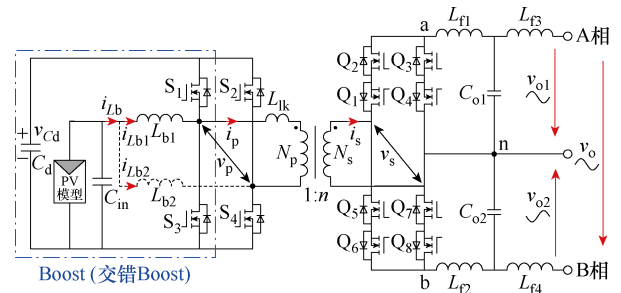
(2) 具有电压源型拓扑特性，结合跟网/构网双模式控制，既能并网运行，又能离网独立支撑本地负载，提高了微逆系统的适用性和灵活性。

(3) 通过一次侧Boost电路与全桥逆变电路开关管的整合复用，拓宽了输入电压范围，实现了光伏侧的二倍频功率解耦，降低了对大容量电解电容的依赖，提升了微逆的功率密度和可靠性。

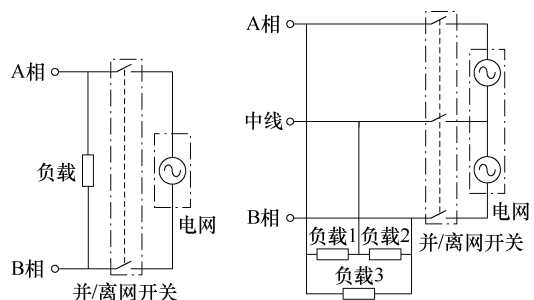
针对提出的逆变器，本文首先介绍了其电路结构；其次对提出的相应调制策略进行介绍并详细分析开关周期内的具体工作模态和特性；再次对该逆变器的软开关特性及输出电压均衡原理进行了分析，并介绍了二倍频功率解耦实现和关键电路参数的设计方法，为了使其满足并网工作与离网独立运行的应用需求，分别提出了对应的跟网和构网闭环控制策略；最后基于600W样机的实验结果验证了本文提出的拓扑和控制的有效性。

### 1 新型HFL微逆工作原理

本文提出的新型HFL微逆原理如图1所示。变压器一次侧电路由输入电容 $C_{in}$ 、全桥电路开关管 $S_1 \sim S_4$ 、解耦电容 $C_d$ 和升压电感 $L_{b1}$ 、 $L_{b2}$ 组成，电感 $L_{b1}$ 、 $L_{b2}$ 分别与全桥电路的两个桥臂相连构成交错并联Boost电路。二次侧电路包括由开关管 $Q_1 \sim Q_8$ 构成的具有三线输出结构的周波变换器以及电感 $L_{f1} \sim L_{f4}$ 和输出电容 $C_{o1}$ 、 $C_{o2}$ 构成的两个对称LCL输出滤波器。一个双绕组高频变压器将一次侧电路和二次侧电路连接起来，其中， $L_k$ 为变压器等效漏感， $N_p$ 、 $N_s$ 分别为变压器一、二次绕组匝数。图1中， $v_{Cd}$



(a) 电路拓扑



(b) 连接单相两线制系统 (c) 连接单相三线制系统

图1 提出的新型HFL微逆原理

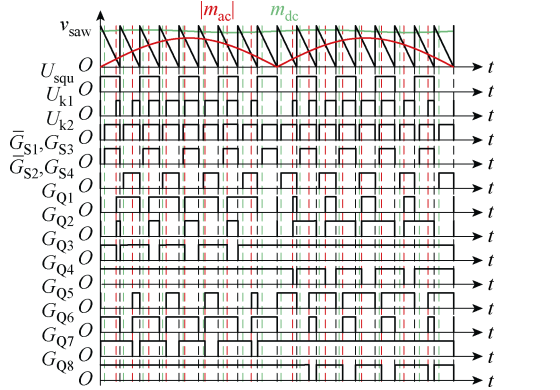
Fig.1 Proposed single-phase HFL microinverter

为解耦电容电压； $i_{Lb1}$ 、 $i_{Lb2}$  分别为两个 Boost 电感的电流， $i_{Lb}$  为其总电流； $v_p$ 、 $v_s$  分别为全桥电路与变压器二次侧的端口电压； $n$  为变压器电压比； $i_p$ 、 $i_s$  分别为变压器一次、二次电流； $v_{o1}$ 、 $v_{o2}$ 、 $v_o$  分别为 A 相、B 相及 AB 相间的输出电压。

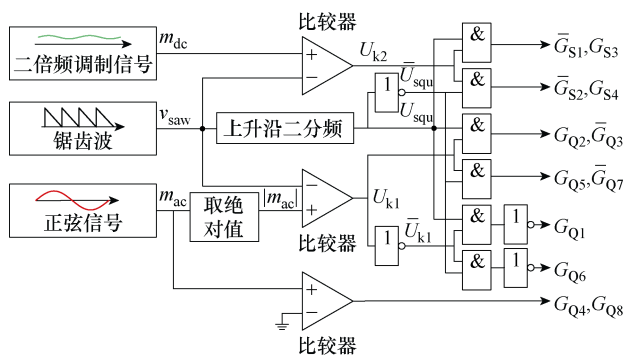
当该逆变器应用于图 1b 所示单相两线制配电系统时，无需连接输出中线，输出形式与传统单相逆变器一致。而当该逆变器应用于图 1c 所示的单相三线制配电系统时，输出中线可以直接与负载中线和电网中线连接，且逆变器的两相电压能够实现自然均衡。

### 1.1 提出的调制策略

图 2 为针对该 HFL 逆变器拓扑提出的调制策略的开关管驱动波形与逻辑电路实施方案。图 2 中，调制波  $m_{ac}$  和  $m_{dc}$  分别用于产生二次侧周波变换器和一次侧全桥变换器的驱动信号。



(a) 各开关管的驱动波形



(b) 正半工频周期的调制逻辑

图 2 提出的调制策略

Fig.2 Proposed modulation strategy

正半工频周期内，正弦波参考的绝对值 $|m_{ac}|$ 和具有二倍频波动的直流参考  $m_{dc}$  分别与锯齿载波  $v_{saw}$  进行比较，产生中间信号  $U_{k1}$  和  $U_{k2}$ ； $v_{saw}$  上升沿二分频后得到信号  $U_{squ}$ ，而后  $U_{squ}$  及其“非”信号  $\bar{U}_{squ}$  分别和  $U_{k2}$  相“与”后得到开关管  $S_1$ 、 $S_3$  的

驱动信号  $\bar{G}_{S1}$ 、 $G_{S3}$ ，开关管  $S_2$ 、 $S_4$  的驱动信号  $\bar{G}_{S2}$ 、 $G_{S4}$ ； $U_{squ}$  和  $\bar{U}_{squ}$  分别同  $U_{k1}$  相“与”后得到开关管  $Q_2$ 、 $Q_3$  的驱动信号  $G_{Q2}$ 、 $\bar{G}_{Q3}$ ，开关管  $Q_5$ 、 $Q_7$  的驱动信号  $G_{Q5}$ 、 $\bar{G}_{Q7}$ ； $U_{squ}$  和  $\bar{U}_{squ}$  分别同  $U_{k1}$  的“非”信号  $\bar{U}_{k1}$  相“与”再分别取反后得到开关管  $Q_1$ 、 $Q_6$  的驱动信号  $G_{Q1}$ 、 $G_{Q6}$ ； $m_{ac}$  直接与零电平比较后得到开关管  $Q_4$ 、 $Q_8$  的驱动信号  $G_{Q4}$ 、 $G_{Q8}$ 。负半工频周期内，有着相似的实现逻辑，这不再赘述。

以上调制策略中，每半个工频周期内开关管  $Q_3$ 、 $Q_4$ 、 $Q_7$ 、 $Q_8$  中的两个开关管总是保持长通，这将帮助减少开关管的开关损耗。需要注意的是，一次侧桥臂开关管间需要设置死区时间以防止直通，二次侧桥臂开关管之间需要设置重叠时间，用以保证二次侧桥臂换相时输出电感电流存在续流路径，避免因此产生电压尖峰。

### 1.2 工作模式分析

图 3 为开关频率尺度下的关键波形，图 4 为对应的具体工作模式。

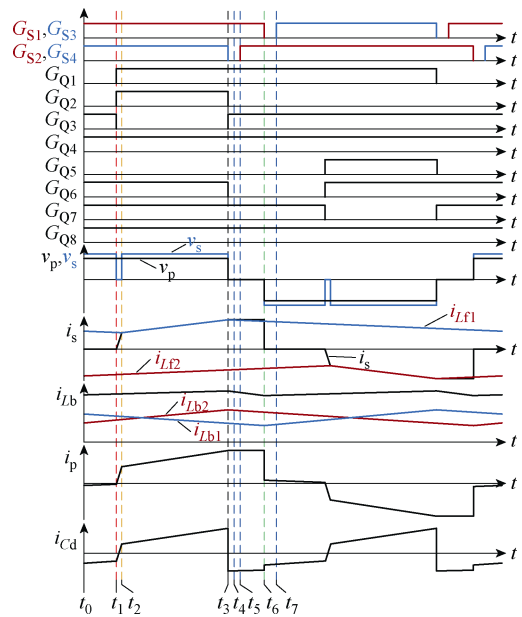


图 3 开关频率尺度下的关键波形

Fig.3 Key waveforms at the time scale of switching frequency

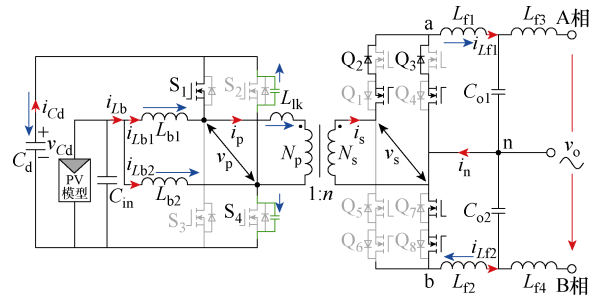
模式 1 [ $t_0, t_1$ ): 如图 4a 所示， $t_0$  时刻之前，电路已经进入稳态，一次侧开关管  $S_1$ 、 $S_4$  导通， $S_2$ 、 $S_3$  关断，二次侧开关管  $Q_3$ 、 $Q_4$ 、 $Q_6 \sim Q_8$  导通， $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_5$  关断，在此模式，Boost 电感  $L_{b1}$  与输入电源通过开关管  $S_1$  共同向解耦电容放电，而电感  $L_{b2}$  则经开关管  $S_4$  存储能量，输出电感  $L_{f1}$ 、 $L_{f2}$  分别经由  $Q_3$ 、 $Q_4$  与  $Q_7$ 、 $Q_8$  桥臂进行续流，输出端口电压  $v_{ab}$

被钳位到零电平。 $t_1$ 时刻, 开关管  $Q_1$  导通, 开关管  $Q_3$  关断, 电路进入下一个工作模式。

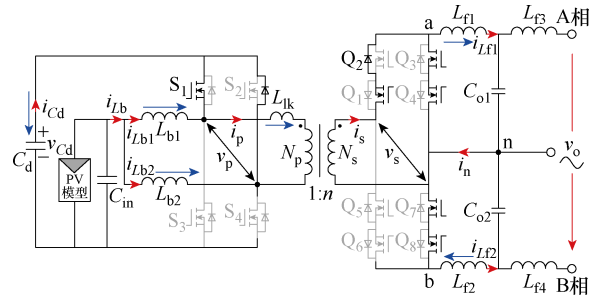
模式 2 [ $t_1, t_2$ ): 如图 4b 所示,  $t_1$ 时刻, 开关管  $Q_2$ 、 $Q_3$  的体二极管受正向偏置电压而导通, 此模式开关管  $Q_1$  虽然已经导通, 但输出端电压依然被钳位在零电平, 意味着此模式将会导致占空比丢失。二次电流  $i_s$  逐渐增大, 直到与电感电流  $i_{Lf1}$  相等, 此时  $Q_3$  管的体二极管受反向偏置电压而关断, 电路进入模式 3。

模式 3 [ $t_2, t_3$ ): 如图 4c 所示, 此阶段功率开始从输入侧传递到输出侧, 输出端口电压  $v_{ab} \approx nv_{Cd}$ , 输出电感电流逐渐增大。 $t_3$ 时刻, 开关管  $S_4$  关断, 电路进入下一模式。

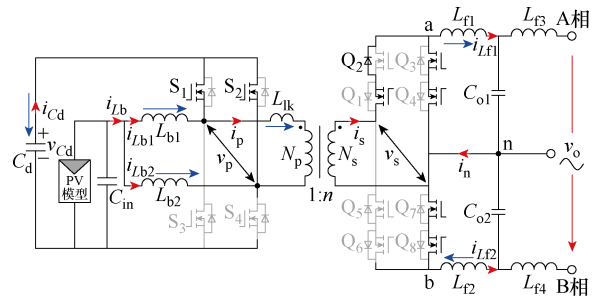
模式 4 [ $t_3, t_4$ ): 如图 4d 所示,  $t_3$ 时刻开关管  $S_4$ 、 $Q_2$ 、 $Q_6$  关断,  $Q_3$  体二极管导通, 其余开关管状态与模式 3 一致。开关管  $S_4$  的输出电容开始充电, 而开关管  $S_2$  的输出电容开始放电, 此模式电压  $v_{ab}$  被钳位到零电平, 二次侧电路进入续流状态。



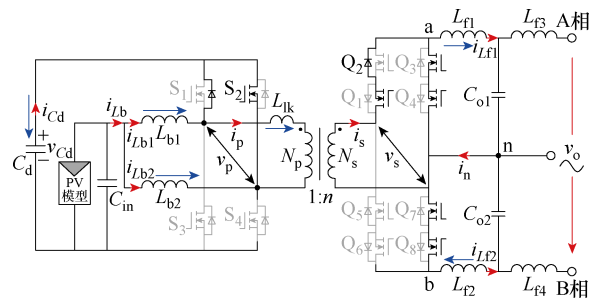
(d) 模式 4 [ $t_3, t_4$ )



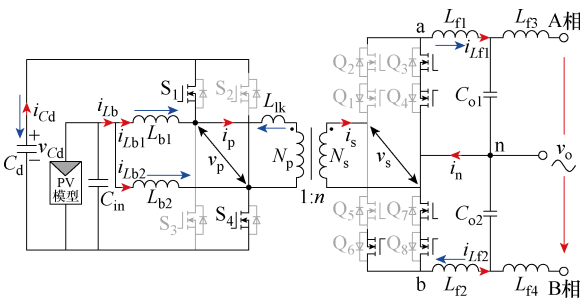
(e) 模式 5 [ $t_4, t_5$ )



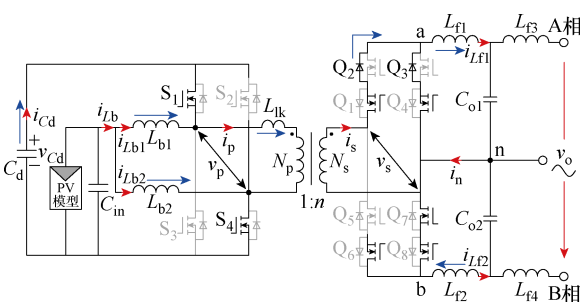
(f) 模式 6 [ $t_5, t_6$ )



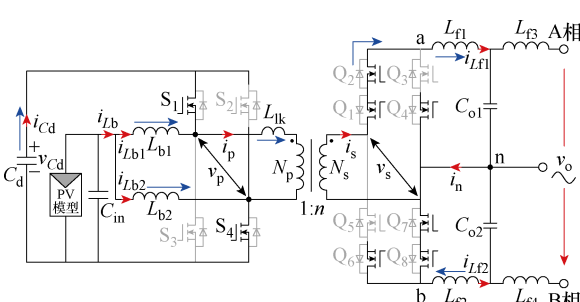
(g) 模式 7 [ $t_6, t_7$ )



(a) 模式 1 [ $t_0, t_1$ )



(b) 模式 2 [ $t_1, t_2$ )



(c) 模式 3 [ $t_2, t_3$ )

图 4 开关频率尺度下的具体工作模式

Fig.4 Equivalent circuits in switching cycle

模式 5 [ $t_4, t_5$ ):  $t_4$ 时刻, 开关管  $S_4$  和开关管  $S_2$  的输出电容分别完成充电和放电, 开关管  $S_2$  体二极管导通, 此后漏感电流  $i_p$  将经由开关管  $S_2$  的体二极管与开关管  $S_1$  进行续流。因此,  $S_2$  的零电压软开关 (Zero-Voltage Switching, ZVS) 开通条件得以实现。

模式 6 [ $t_5, t_6$ ):  $t_5$ 时刻, 开关管  $S_2$  零电压导通, 漏感电流  $i_p$  继续经由开关管  $S_1$  和  $S_2$  进行续流, Boost 电感  $L_{b1}$ 、 $L_{b2}$  与输入电源共同向解耦电容充电。

模式 7 [ $t_6, t_7$ ):  $t_6$ 时刻, 开关管  $S_1$  关断, 漏感

电流  $i_p$  继续续流，而后在  $t_7$  时刻开关管  $S_3$  导通，电路将进入负半开关周期的工作模式，具体的工作模式与正半周相似，这里不再赘述。

1.3 软开关分析

根据以上分析可知，模式 3 结束后，开关管  $S_4$  关断，开关管  $S_2$  的体二极管在 Boost 电感电流  $i_{Lb2}$  和漏感电流  $i_p$  共同作用下导通，实现  $S_2$  的 ZVS 开通条件。类似地， $S_1$  也能实现自然的 ZVS 开通。而  $S_3$ 、 $S_4$  用于对 Boost 电感储能，在这为硬开关状态。

正半工频周期内，开关管  $Q_4$ 、 $Q_8$  处于长通状态，其开关损耗可以忽略。模式 2 开始时， $Q_2$  体二极管导通，实现了  $Q_2$  的 ZVS 条件。模式 4 开始时， $Q_2$  关断， $Q_3$  体二极管导通，实现其 ZVS 条件，模式 4 结束时， $Q_6$  关断，由于此时支路电流为 0，因此  $Q_6$  实现了自然的零电流关断 (Zero Current Switching, ZCS)。由于二次侧电路完全对称， $Q_1 \sim Q_4$  与  $Q_5 \sim Q_8$  的软开关管特性一致，各开关管的软开关特性见表 1。

表 1 软开关特性

Tab.1 Soft-switching characteristic

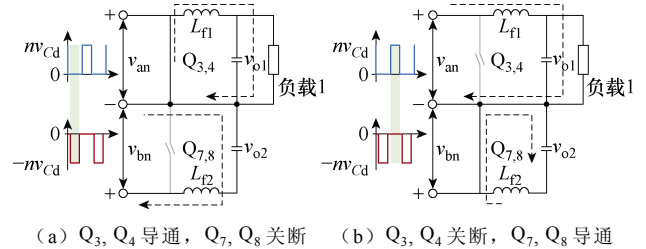
开关管	正半工频周期	负半工频周期	
一次侧	$S_1, S_2$	ZVS	ZVS
	$S_3, S_4$	硬开关	硬开关
二次侧	$Q_1, Q_6$	ZCS	ZVS
	$Q_2, Q_5$	ZVS	ZCS
	$Q_3, Q_7$	ZVS	长通
	$Q_4, Q_8$	长通	ZVS

1.4 输出电压自然均衡原理

在如图 1c 所示的单相三线制配线应用中，A 相、B 相以及 A、B 相间均可以带负载。当微逆并网运行时，由于电网容量很大，不平衡的用户负载不会对输出电压造成严重的影响。然而，当微逆断开电网独立运行给负载供电时，由于其容量有限，不平衡负载将造成两相输出电压不均衡，导致负载工作异常，甚至损坏。在此应用场景下，传统的分相逆变器常采用增加有源电压均衡电路的方式，主动控制不平衡电流，实现两相输出电压均衡，然而这势必会增加逆变器的成本和控制复杂度。本文所提出的 HFL 微逆无需增加额外的电路和控制，即可实现 A 相和 B 相输出电压自然均衡。

图 5 给出了二次侧周波变换器在正半工频周期内离网带极端不平衡负载的等效电路，其中 A 相带载、B 相开路。根据以上的工作模式分析， $v_{an}$  和  $v_{bn}$

可以等效为两个高频方波电压源，其幅值相同，即  $|v_{an}|=|v_{bn}| \approx nv_{Cd}$ 。此外，由于逆变器开关频率远高于工频，一个开关周期内  $v_{an}$  和  $v_{bn}$  的占空比大致相等。因此，一个开关周期内  $v_{an}$  和  $v_{bn}$  的平均值可以认为是相同的。



(a)  $Q_3, Q_4$  导通,  $Q_7, Q_8$  关断 (b)  $Q_3, Q_4$  关断,  $Q_7, Q_8$  导通

图 5 极端不平衡负载条件下的等效电路

Fig.5 Equivalent circuit under extremely unbalanced load condition

除此之外，由于开关管  $Q_1 \sim Q_4$  和  $Q_5 \sim Q_8$  都是采用统一调制波进行调制， $v_{an}$  和  $v_{bn}$  在工频周期内也保持平衡。综上所述， $v_{an}$  和  $v_{bn}$  等效为两个幅值相同、相位相反的电压源，因此即使 A 相和 B 相负载不平衡，其输出电压仍然能保持自然均衡。

2 二倍频功率解耦与关键电路参数设计

2.1 输入侧二倍频功率解耦实现

光伏应用中，输入侧电压波动会直接影响光伏板的转换效率，输入电容上的纹波电压越小，光伏板能实现的 MPPT 转换效率越高，为了抑制输入电压纹波，传统的单级式微逆需采用较大容值的电容，进而降低了其功率密度和可靠性。输入侧二倍频功率解耦示意图如图 6 所示。

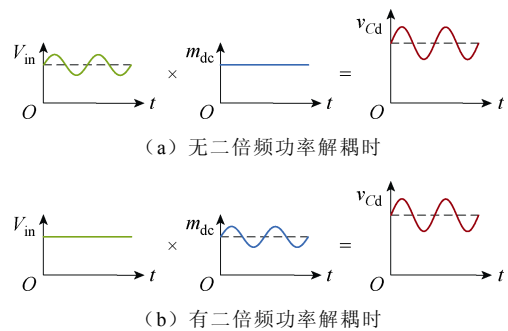


图 6 输入侧二倍频功率解耦示意图

Fig.6 Diagram of the double-line frequency power decoupling on the input side

本文所提微逆将一次侧全桥电路与 Boost 电路开关管整合，可以通过控制开关管  $S_1 \sim S_4$  的占空比实现对电容电压  $v_{Cd}$  的调节。如图 6a 所示，当没有二倍频解耦控制时，一次侧全桥电路的调制波  $m_{dc}$

为恒定的直流, 输入电压  $V_{in}$  与电容电压  $v_{Cd}$  都含有二倍频分量, 因此输入侧仍然需要大容量的电容。如图 6b 所示, 当执行二倍频功率解耦时, 一次侧电路调制波  $m_{dc}$  也呈现二倍频波动, 输入侧的二倍频电压波动转移到解耦电容  $C_d$  上, 从而实现光伏输入的二倍频功率解耦, 具体的二倍频解耦控制策略将在本文第 3 节进行详细介绍。

由于  $V_{in}$  不含二倍频纹波, 只需要小容值的输入电容即可实现其电压支撑。进一步地, 在本文拓扑中, 电容  $C_d$  的电压只与逆变器的电压输出能力有关, 因此在满足逆变器输出要求的前提下, 允许电容电压  $v_{Cd}$  包含一定的纹波, 从而减小电路整体所需的电容值。

## 2.2 变压器电压比与解耦电容平均电压设计

在本文所提微逆中, 电容  $C_d$  除了用作功率解耦, 还需起到母线支撑的作用, 因此其取值需要结合输入输出电压以及开关管应力进行综合考虑和设计。与之相关的关键参数还包括高频变压器匝比、解耦电容电压的平均值等。

根据表 2 所示参数, 逆变器的输入电压范围为 22~55 V, 输出电压有效值为 220 V, 根据面积等效原则, 能够满足峰值电压输出要求的正弦脉宽调制 (Sine Pulse Width Modulation, SPWM) 波形的等效面积为

$$A_{s\_min} = \frac{V_o}{k_D} \cdot \frac{T_{sw}}{2} \quad (1)$$

式中,  $V_o$  为输出电压幅值;  $k_D$  为与占空比限制和电路压降相关的系数, 这里取 0.9;  $T_{sw}$  为开关周期。

假设解耦电容容值足够大, 即不考虑解耦电容电压纹波, 当输入电压分别为最小值和最大值时, 对应的逆变器输出端口电压 SPWM 波的等效面积  $A_{s1}$  与  $A_{s2}$  分别为

$$A_{s1} = nV_{Cd}D_{S1}T_{sw} \quad (2)$$

$$A_{s2} = nV_{Cd}D_{S3}T_{sw} \quad (3)$$

式中,  $V_{Cd}$  为解耦电容电压平均值;  $D_{S1}$ 、 $D_{S3}$  分别为输入电压最小和最大时开关管  $S_1$  和  $S_3$  的占空比。为了保证输入电压全范围内都能满足输出要求, 对应的等效面积应满足  $A_{s1}=A_{s2} \geq A_{s\_min}$ 。联立式 (1)~式 (3) 可得

$$\begin{cases} n = \frac{V_o}{2k_D V_{in\_min}} \\ V_{Cd} = V_{in\_min} + V_{in\_max} \end{cases} \quad (4)$$

根据式 (4) 可计算得到变压器电压比为 7.86, 解耦电容电压平均值为 77 V。考虑一定裕量, 本文最终将电压比设计为 8。

## 2.3 Boost 电感及解耦电容设计

Boost 电感  $L_{b1}$ 、 $L_{b2}$  的主要设计目标是电感电流纹波大小, 为减小电流应力, 电感电流的纹波通常设计为电感电流平均值的 20% 以下, 即

$$\Delta i_{Lb1} = \frac{V_{in} D_{S3} T_{sw}}{L_{b1}} \leq 20\% I_{Lb1} \quad (5)$$

考虑最大光伏功率为 600 W, 最大光伏工作点为 48 V 时, 单个电感的电流平均值约为 6.5 A。由式 (5) 可得, 此时电感  $L_{b1}$ 、 $L_{b2}$  计算值约为 280  $\mu$ H。

由于解耦电容上的电压呈二倍频波动, 解耦电容的设计容值主要取决于电压峰值和谷值。首先, 解耦电容峰值电压关系到逆变器一、二次侧开关管的电压应力, 解耦电容越小, 其峰值电压越大, 相应的开关管的电压应力也就越大。其次, 解耦电容谷值电压与逆变器的输出能力相关, 当谷值电压过小时, 会因其输出能力不足而导致输出电压、电流畸变。综上所述, 需要通过设计适当解耦电容以同时满足电压应力限制和电压输出要求。

当考虑二倍频波动时, 解耦电容电压可以看作是在其平均电压上叠加一、二倍频分量, 即

$$v_{Cd} = V_{Cd} + \tilde{v}_{Cd} \quad (6)$$

其中

$$\tilde{v}_{Cd} = \frac{P_{dc}}{2\omega_0 C_d V_{Cd}} \sin(2\omega_0 t) \quad (7)$$

若将一次侧开关管电压应力限制在 90 V 以内, 根据式 (6) 和式 (7), 可以计算出额定功率条件下满足要求的电容容值为 954  $\mu$ F。

除了需要满足以上电压应力要求外, 解耦电容取值时还需考虑其整个电压波动范围内是否能满足逆变器输出电压的要求。图 7 给出了解耦电容电压与输出端口电压的关系。明显地, 要使整个解耦电容电压波动范围内都能满足输出要求, 每个开关周期内的电压  $v_s$  脉冲面积都要大于端口电压  $v_{ab}$  的脉冲面积。

由于解耦电容电压与输出电压都是由其各自的调制波与同一载波比较后得到。因此以上条件可以转换为两个电压各自的调制波的比较, 即

$$\min\{m_{dc} - m_{ac}\} \geq 0 \quad (8)$$

其中

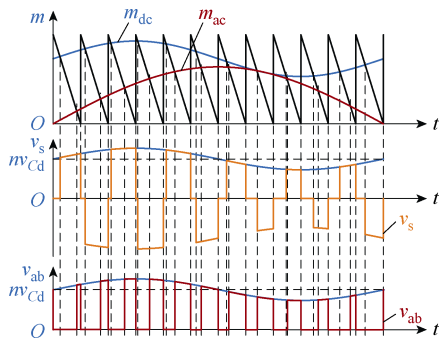


图 7 解耦电容电压与输出端口电压的关系

Fig.7 Relationship between voltage across decoupling capacitor and output terminal voltage

$$m_{dc} = 2 - \frac{2V_{in}}{v_{Cd}} \quad (9)$$

$$m_{ac} = \frac{v_o}{nv_{Cd}} \quad (10)$$

由式 (9) 可知, 当输入电压  $V_{in}$  取最大值时,  $m_{dc}$  具有最小值, 因此在此条件下得到的最大解耦电容设计值即可满足整个输入电压范围的需求。由式 (6) ~ 式 (9) 可以得到图 8 所示解耦电容与输出能力的关系。

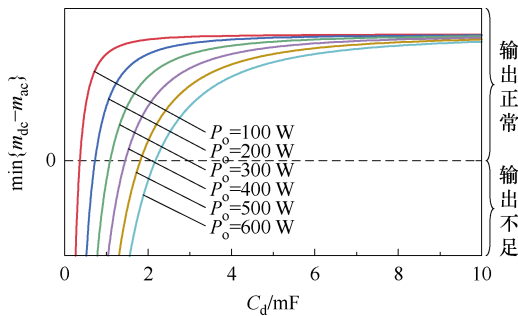


图 8  $V_{in}=55\text{ V}$  时, 解耦电容容值与输出能力的关系

Fig.8 Relationship between voltage across decoupling capacitor and output terminal voltage at  $V_{in}=55\text{ V}$

由图 8 可知, 当  $V_{in}=55\text{ V}$ ,  $P_o=600\text{ W}$  时, 保证正常输出  $C_d$  取值应大于  $2.18\text{ mF}$ 。然而, 在光伏应用中, 当光伏电压高于最大功率点后, 其功率会呈下降趋势, 因此, 若仍按照额定功率设计最大输入电压处的解耦电容值会产生较大冗余。本文按照  $V_{in}=55\text{ V}$ ,  $P_o=300\text{ W}$  设计解耦电容值, 此时其最小取值为  $1.1\text{ mF}$ 。综合考虑以上电压应力与输出能力两方面的要求, 并保留一定的裕量, 结合实际电容标称值, 最终选择解耦电容容值为  $1.5\text{ mF}$ 。

根据选定的解耦电容, 图 9 给出了输入电压与输出功率的关系, 可以看出随着输入电压减小, 逆变器能够输出的功率增大, 当输入电压低于  $53\text{ V}$  后即可实现最大功率输出。

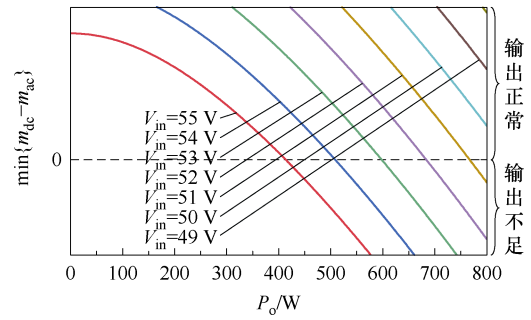
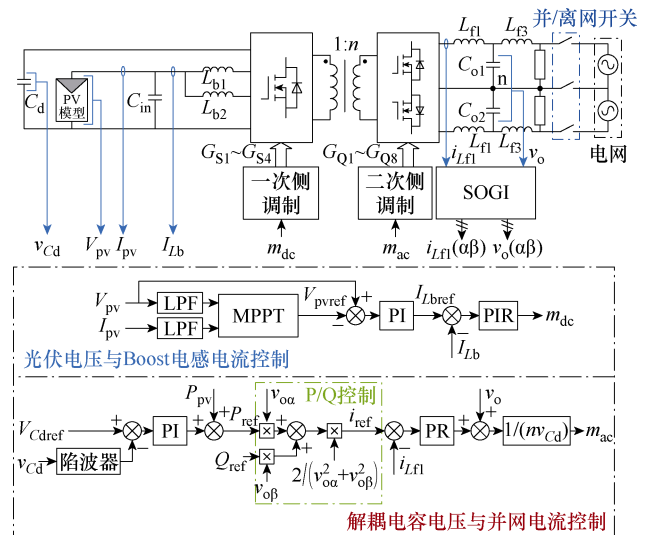


图 9  $C_d=1.5\text{ mF}$  时, 输出与功率的关系

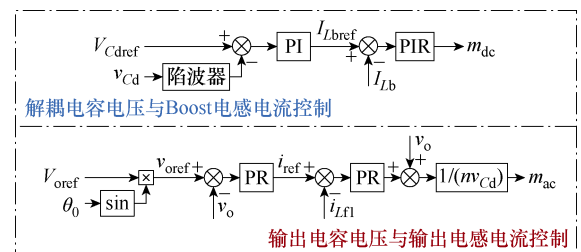
Fig.9 Relationship between output and power at  $C_d=1.5\text{ mF}$

### 3 跟网/构网双模式控制策略

本文所提出的 HFL 逆变器具有电压源型拓扑特性, 搭配相应的控制策略可以使其运行于并网模式或离网模式。图 10 给出了针对该拓扑提出的并网和离网时的跟网/构网双模式控制策略框图。



(a) 并网运行时的跟网型控制



(b) 离网运行时的构网型控制

图 10 双模式控制策略框图

Fig.10 Closed-loop control block diagrams

图 10a 所示控制策略中, 变压器一次侧电路采用光伏电压与 Boost 电感电流的双环控制。光伏电压参考值由扰动观测 MPPT 算法得到, 然后光伏电

压误差经过光伏电压控制器生成内环 Boost 电感电流参考值，再由电流控制器生成一次侧开关管的调制信号，这里电流控制器采用比例-积分-谐振（Proportional-Integral-Resonant, PIR）控制器，其中谐振控制器频率为二倍工频。通过 PIR 控制，电感电流中的二倍频成分得到很大的抑制，从而实现光伏侧的二倍频功率解耦。变压器二次侧采用解耦电容电压与输出电感电流的双环控制策略。同时，为了实现对无功功率的主动控制，电流内环参考指令由电压外环生成的有功功率指令与给定的无功功率指令通过静止坐标系下的功率计算式反推得到，即

$$i_{ref} = \frac{2(P_{ref}v_{o\alpha} + Q_{ref}v_{o\beta})}{v_{o\alpha}^2 + v_{o\beta}^2} \quad (11)$$

与并网工作时不同，逆变器离网工作时，其输出电压需要被主动控制，以实现稳定的电压支撑。因此，离网时控制策略中的变压器二次侧电路采用输出电容电压与输出电感电流的双环控制，如图 10b 所示。一次侧电路则改为解耦电容电压与 Boost 电感电流的双环控制。值得注意的是，微逆离网工作时，光伏不再按照最大功率输出，而是根据负载功率自动调节其光伏工作点最终实现源荷平衡，因此离网控制策略中不含光伏 MPPT 控制。

本文提出的跟/构网双模式控制策略，可以分别满足逆变器的并网和离网运行，若要实现跟/构网模式自动切换，需要额外自适应切换算法，相关研究内容以及微电网控制将在后续的研究中呈现。

### 4 实验验证

为了验证提出的 HFL 微逆拓扑以及对应的调制和控制策略的有效性，制作了一台输入电压范围为 22~55 V 的 600 W 实验室样机，如图 11 所示，相关的实验参数见表 2。

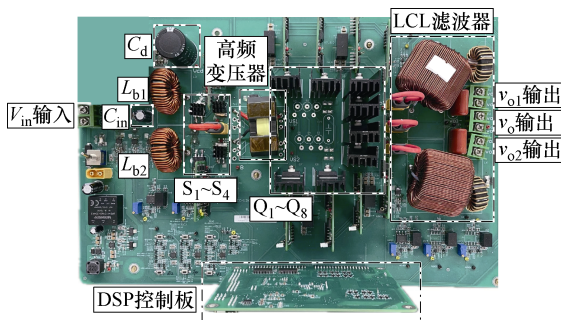


图 11 600 W 实验样机照片

Fig.11 Photograph of the 600 W prototype

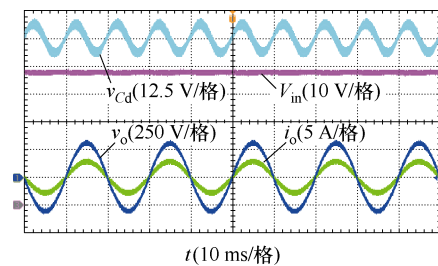
表 2 实验参数

Tab.2 Experimental parameters

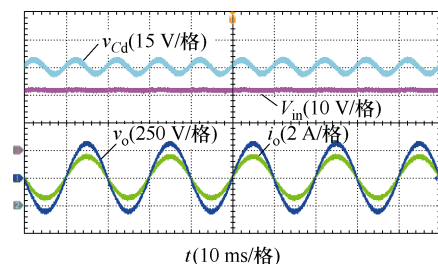
参数	数值(型号)
输入电压 $V_{pv}/V$	22~55
输入电容 $C_{in}/\mu F$	100
开关频率 $f_{sw}/kHz$	50
一次侧开关管 $S_1 \sim S_4$	STH240N10F7-2
二次侧开关管 $Q_1 \sim Q_8$	C3M0160120D
Boost 升压电感 $L_{b1}, L_{b2}/\mu H$	330
解耦电容 $C_d/\mu F$	1 500
电压比 $n$	8
高频变压器 漏感 $L_{lk}/\mu H$	0.25
励磁电感 $L_m/\mu H$	186
输出滤波电感 $L_{f1}, L_{f2}/\mu H$	3 600
$L_{f3}, L_{f4}/\mu H$	68
输出滤波电容 $C_{o1}, C_{o2}/\mu F$	3.3
并网运行	
AB 相间电网电压有效值 $v_g/V$	220 (50 Hz)
最大输出功率 $P_{omax}/W$	600
离网运行	
AB 相间输出电压有效值 $v_o/V$	220 (50 Hz)
A、B 相输出电压有效值 $v_{o1}, v_{o2}/V$	110 (50 Hz)

图 12 为不同输入电压条件下的离网闭环稳态波形，可以看出，输入电压全范围内微逆均能实现稳定的输出，其中微逆输入电容虽然只采用 100  $\mu F$  的小容值电容，但电容电压波动维持在 1.5 V 以内，二倍频分量转移到解耦电容  $C_d$  上，意味着本文提出的拓扑成功地实现了光伏电压侧的二倍频功率解耦。

图 13 为本文在开关频率尺度下提出的调制策略关键波形。一次侧全桥电路将解耦电容的直流电



(a)  $V_{in}=48 V, R_o=100 \Omega$



(b)  $V_{in}=22 V, R_o=200 \Omega$

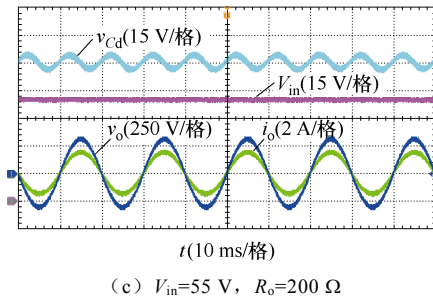


图 12 不同输入电压条件下的离网闭环稳态波形  
Fig.12 Steady-state waveforms at different input voltages in islanded operation

压调制为高频三电平端口电压  $v_p$  后由高频变压器升压变换到二次侧，最后由二次侧周波变换器将其调制为输出端口的 SPWM 波  $v_{ab}$ ，实验结果与 1.1 节的理论调制策略一致。实验样机采用交错并联的 Boost 电路，因此电感电流  $i_{Lb1}$ 、 $i_{Lb2}$  呈现为幅值相同、相位相差  $180^\circ$  的交错波形。

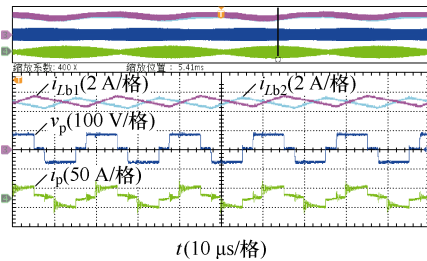
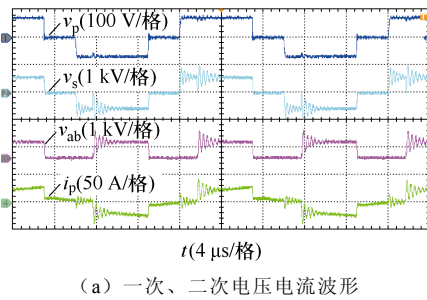
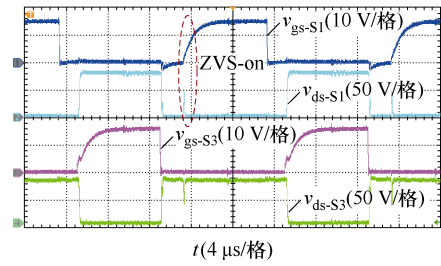
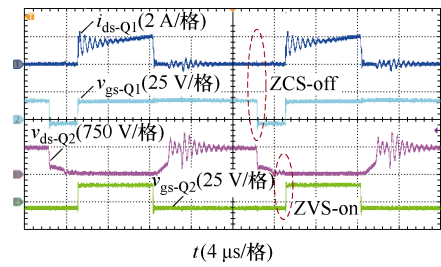


图 13 开关频率尺度下的调制策略关键波形  
Fig.13 Key waveforms illustrating the proposed SSM strategy at switching-frequency time scale

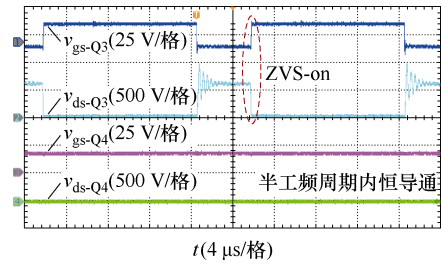
图 14 为在本文提出的调制策略下正半工频周期内各个开关管的软开关波形。图 14a 为一次侧开关管的栅源电压及漏源电压，可以看出  $S_1$  管实现了 ZVS 开通，而  $S_3$  管属于 Boost 电路复用开关管，此处为硬开关状态，类似地， $S_2$ 、 $S_4$  管也具有相同特性。二次侧开关管  $Q_1 \sim Q_4$  的波形如图 14b 和图 14c 所示，这里  $Q_1$  管实现了 ZCS 关断， $Q_2$  和  $Q_3$  管实现了 ZVS 导通，而半工频周期内  $Q_4$  管始终保持导通状态， $Q_5 \sim Q_8$  管特性与之类似，这里不再重复展示，实验结果与 1.3 节的分析一致。



(a) 一次侧开关管  $S_1$ 、 $S_3$



(b) 二次侧开关管  $Q_1$ 、 $Q_2$



(c) 二次侧开关管  $Q_3$ 、 $Q_4$

图 14 提出调制策略下的软开关波形  
Fig.14 Soft-switching waveforms under the proposed SSM strategy

本文提出的拓扑具有三线输出结构，可以适用于单相三线制电网，图 15 给出了其在离网模式下的分相输出及其动态响应波形。根据实验波形可以看出，无论是平衡负载还是极端不平衡负载条件下，两相输出电压均能保持均衡，且几乎不受负载变化的影响，展示出很好的稳定性和电压均衡特性。

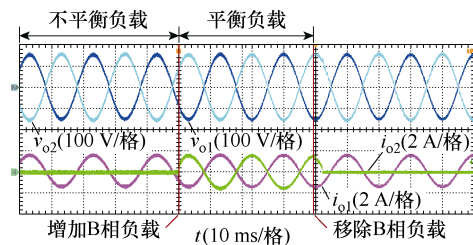


图 15 离网模式下的分相输出及其动态响应波形  
Fig.15 The split-phase output and its dynamic response waveforms in islanded operation

图 16 为离网模式下的单相输出动态响应波形，输入输出电压与解耦电容电压在负载变化前后均能保持稳定，且能快速响应调整，展现出较好的动态

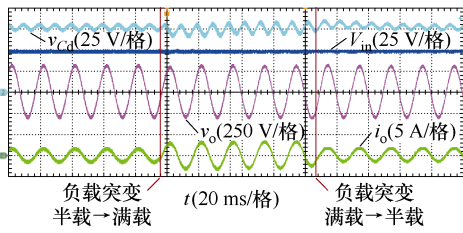
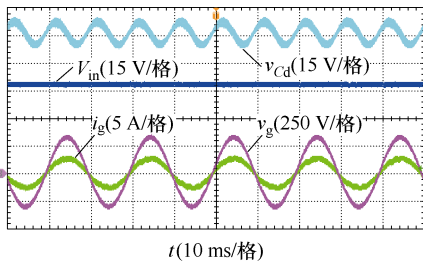


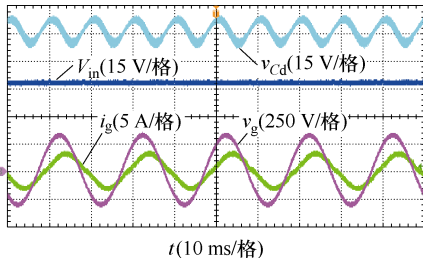
图 16 离网模式下的单相输出动态响应波形  
Fig.16 The dynamic response waveforms of single-phase output in islanded operation

特性。

本文第 3 节中提出的跟网控制策略能够实现逆变器有功和无功的独立控制, 图 17 为  $V_{in}=48\text{ V}$  时, 不同功率条件下的并网闭环稳态波形, 可以看出, 在单位功率因数和非单位功率因数输出条件下, 逆变器均能保持恒定输出且很好地实现了输入侧的二倍频功率解耦, 验证了控制策略的有效性。



(a)  $P_{ref}=450\text{ W}, Q_{ref}=0\text{ var}$

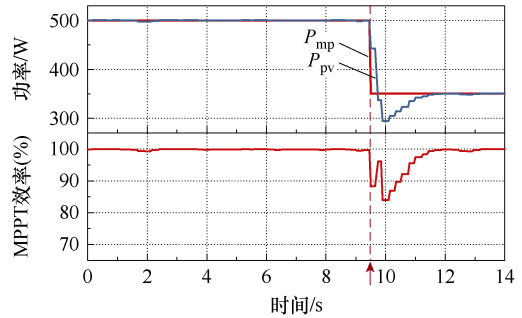


(b)  $P_{ref}=450\text{ W}, Q_{ref}=200\text{ var}$

图 17 不同功率条件下的并网闭环稳态波形

Fig.17 Steady-state waveforms at different power references in grid-tied operation

图 18 为光照强度突变时的并网动态波形, 这里的光伏输入采用 ITECH IT-N2131 光伏模拟电源。9.5 s 时, 光照强度由  $1000\text{ W/m}^2$  突变为  $700\text{ W/m}^2$ , 光伏最大功率  $P_{mp}$  由  $500\text{ W}$  变为  $350\text{ W}$ , 光伏实际功率  $P_{pv}$  经过短暂的过渡后稳定地追踪到新的工作点, 且输出电流也能快速稳定, 验证了光伏控制策略的有效性与较好的动态响应能力。由于逆变器输出侧实现了二倍频功率解耦, 光伏电压波动很小, 稳态 MPPT 转换效率达到了 99% 以上。



光照突变  $1000\text{ W/m}^2 \rightarrow 700\text{ W/m}^2$

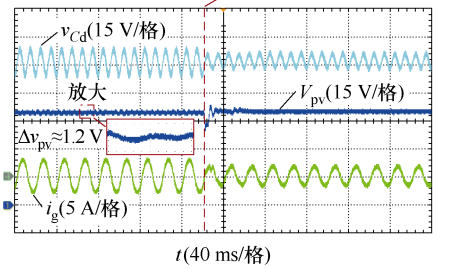


图 18 光照强度突变时的并网动态波形

Fig.18 Dynamic response waveforms under solar irradiance change condition

文献[30]中的拓扑将 Boost 电路与两级式移相全桥逆变电路整合, 实现了较宽的输入电压范围和二倍频功率解耦, 同时该拓扑也属于高频隔离型微逆, 以上两点与本文所提拓扑相似, 因此将其作为本文拓扑的对照方案。图 19 与表 3 为本文拓扑与文献[30]中拓扑的效率曲线与特性对比。由表 3 与图 19 可以看出, 即使本文所提拓扑的输入电压范围、开关频率和输出电压等级均高于文献[30]中的拓扑, 其依然能实现更高的峰值效率, 且随着负载功率增加这种效率优势也更明显。一方面本文拓扑基于单级式结构, 功率转换级数更少; 另一方面提出的调制策略实现了除  $S_3$ 、 $S_4$  外的其余开关管的软开关, 提升了其转换效率。此外, 相对于文献[30]拓扑, 本文提出的拓扑具有额外的离网运行和兼容单相三线制配线的能力, 进一步拓宽了其应用范围。

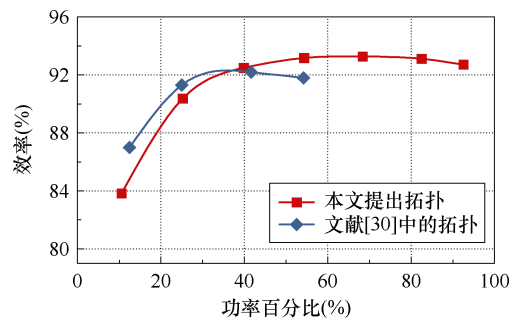


图 19 光伏最大工作点处的效率曲线对比 ( $P_{rate}=600\text{ W}$ )

Fig.19 Efficiency curves at MPP voltage ( $P_{rate}=600\text{ W}$ )

表 3 拓扑特性对比

Tab.3 Comparison with different topology

参 数	文献[30]中的拓扑	本文拓扑
输入电压范围/V	25~50	22~55
MPP 电压/V	36	48
开关频率/kHz	40	50
输出电压有效值/V	110	220
额定功率/W	350	600
峰值效率(%)	92.6	93.28
输入侧二倍频功率解耦	是	是
离网应用	否	是
兼容单相三线制配线	否	是

## 5 结论

本文提出了一种适配单相两线制和单相三线制配线,并具有二倍频功率解耦能力的新型单相电压源型 HFL 微逆,解决了传统微逆适用场景单一、配线方式兼容性差等问题,同时减少了电路对大容量解耦电容的需求。为了实现该拓扑的高转换效率,以及并/离网多场景应用,提出了相应的软开关调制策略和跟/构网双模式控制策略,并理论分析了其软开关、均压原理、二倍频功率解耦实现等。最后,通过对试制的一台 600 W 实验样机进行离网/并网稳态、动态特性,功率解耦效果以及效率等方面的测试,验证了本文提出的拓扑和调制、控制策略的有效性。与现有研究方案相比,本文提出的微逆不仅具有更高的峰值效率,还具备离网运行及兼容单相三线配线的能力,为多场景、高效、高功率密度的微型应用提供了一种可行方案。

### 参考文献

- [1] 丁明, 王伟胜, 王秀丽, 等. 大规模光伏发电对电力系统影响综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 1-14.  
Ding Ming, Wang Weisheng, Wang Xiuli, et al. A review on the effect of large-scale PV generation on power systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1): 1-14.
- [2] Kjaer S B, Pedersen J K, Blaabjerg F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1292-1306.
- [3] 王飞, 余世杰, 苏建徽, 等. 太阳能光伏并网发电

系统的研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(5): 72-74, 91.  
Wang Fei, Yu Shijie, Su Jianhui, et al. Research on photovoltaic grid-connected power system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(5): 72-74, 91.

- [4] 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.
- [5] Dong Dong, Agamy M S, Harfman-Todorovic M, et al. A PV residential microinverter with grid-support function: design, implementation, and field testing[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(1): 469-481.
- [6] Wang Jin, Peng F Z, Anderson J, et al. Low cost fuel cell converter system for residential power generation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(5): 1315-1322.
- [7] Jou H L, Chen Guanru, Wu J C, et al. Three-port single-phase three-wire power converter interface for micro grid[J]. Renewable Energy, 2016, 85: 524-533.
- [8] de Moraes Lima Marinus N S, dos Santos E C, Jacobina C B, et al. A bridgeless controlled rectifier for single split-phase systems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(5): 4708-4717.
- [9] 刘树林, 沈一君, 刘旭, 等. 正-反激变换拓扑的功率传输分配特性及设计考虑[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18): 5006-5016.  
Liu Shulin, Shen Yijun, Liu Xu, et al. Power transmission distribution characteristics and design considerations of forward-flyback conversion topology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(18): 5006-5016.
- [10] 张峰, 谢运祥, 胡炎申, 等. 临界模式混合光伏微型逆变器的特性分析[J]. 电工技术学报, 2020, 35(6): 1290-1302.  
Zhang Feng, Xie Yunxiang, Hu Yanshen, et al. Characteristics analysis for a boundary conduction mode hybrid-type photovoltaic micro-inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(6): 1290-1302.

- [11] 冯夏云, 汪飞, 吴春华, 等. 反激式微逆集群并网谐波交互性能对比研究[J]. 电工技术学报, 2018, 33(11): 2554-2563.  
Feng Xiayun, Wang Fei, Wu Chunhua, et al. Comparisons of harmonic interactions due to integrated flyback micro-inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(11): 2554-2563.
- [12] Kwon O, Kim K S, Kwon B H. Highly efficient single-stage DAB microinverter using a novel modulation strategy to minimize reactive power[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(1): 544-552.
- [13] Chambayil A, Chattopadhyay S. A dual active bridge converter with multiphase Boost interfaces for single-stage bidirectional DC-AC conversion[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(3): 2638-2653.
- [14] Bhattacharjee A K, Batarseh I. An interleaved Boost and dual active bridge-based single-stage three-port DC-DC-AC converter with sine PWM modulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(6): 4790-4800.
- [15] Kim K S, Jeong S G, Kwon O, et al. Weighted efficiency enhancement for single-power-conversion microinverters using hybrid-mode modulation strategy[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(12): 10243-10252.
- [16] 刘赞, 沙金, 邱高峰, 等. 多级离散扩展移相控制双有源桥 DC-DC 变换器的原理、参数设计与性能[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3761-3773.  
Liu Zan, Sha Jin, Qiu Gaofeng, et al. Principle, parameters design and performance of multistage discrete extended-phase-shift control dual active bridge DC-DC converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3761-3773.
- [17] 杨骐箐, 李睿, 徐君. 基于模式切换的双有源桥型微逆变器优化调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(23): 9273-9284.  
Yang Qiqing, Li Rui, Xu Jun. Optimal modulation strategy of double active bridge micro-inverter based on mode switching[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(23): 9273-9284.
- [18] Zhang Jiakui, Xu Qianming, Guo Peng, et al. Multiplexed active clamp high-frequency link inverter with de-re-coupling frequency doubling modulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(6): 5885-5895.
- [19] 周翔, 许建平, 陈学健, 等. 一种采用无损有源箝位辅助电路的软开关高频链 DC-AC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(4): 1197-1208.  
Zhou Xiang, Xu Jianping, Chen Xuejian, et al. A soft switching high-frequency-link DC-AC converter with auxiliary lossless active clamping circuit[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(4): 1197-1208.
- [20] Blinov A, Korkh O, Chub A, et al. High gain DC-AC high-frequency link inverter with improved quasi-resonant modulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1465-1476.
- [21] Kummari N, Chattopadhyay S. Three-legged high-gain phase-modulated DC-AC converter for mitigation of device capacitance induced ringing voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1306-1321.
- [22] Li Xuewen, Liu Jia, Ji Fangchao, et al. A single-stage high-frequency-link split-phase microinverter for both grid-tied and islanded operation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(8): 10409-10423.
- [23] Zhou Xiang, Xu Jianping, Zhong Shu. Single-stage soft-switching low-distortion bipolar PWM modulation high-frequency-link DC-AC converter with clamping circuits[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 7719-7729.
- [24] Wang Mengqi, Huang Qingyun, Guo Suxuan, et al. Soft-switched modulation techniques for an isolated bidirectional DC-AC[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 137-150.
- [25] Kummari N, Chakraborty S, Chattopadhyay S. An isolated high-frequency link microinverter operated with secondary-side modulation for efficiency improvement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2187-2200.
- [26] 闫朝阳, 张纯江, 邬伟扬, 等. 单相高频链矩阵逆变器解耦 SPWM 策略及实现[J]. 电工技术学报, 2012, 27(2): 59-67.  
Yan Zhaoyang, Zhang Chunjiang, Wu Weiyang, et al. De-re-couple SPWM strategy for single-phase high-

- frequency link matrix inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(2): 59-67.
- [27] Jiang Shuai, Cao Dong, Peng F Z, et al. Grid-connected Boost-half-bridge photovoltaic micro inverter system using repetitive current control and maximum power point tracking[C]//2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Orlando, FL, USA, 2012: 590-597.
- [28] Shi Yuxiang, Li Rui, Xue Yaosuo, et al. High-frequency-link-based grid-tied PV system with small DC-link capacitor and low-frequency ripple-free maximum power point tracking[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 328-339.
- [29] 阚加荣, 陈瑞颖, 周磊, 等. 具有低频电流纹波抑制功能的电流型桥式光伏微逆变器[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(18): 129-136.
- Kan Jiarong, Chen Ruiying, Zhou Lei, et al. Current-fed full-bridge photovoltaic micro-inverter with reduction of low-frequency current ripple[J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(18): 129-136.
- [30] Wu Dongchun, Wu Yunya, Kan Jiarong, et al. Full-bridge current-fed PV microinverter with DLFCR reduction ability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9541-9552.

---

#### 作者简介

李学文 男, 1993 年生, 博士研究生, 研究方向为高效率高频逆变器的拓扑和控制方法、软开关调制技术等。

E-mail: xuewen.li@stu.xjtu.edu.cn

刘佳 男, 1986 年生, 副教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子装置及其与电网的相互作用的建模、分析与控制、新能源发电及其主动支撑技术、分布式发电与微电网技术、电能质量与谐波控制等。

E-mail: jia.liu@xjtu.edu.cn (通信作者)

## A Single-Phase Voltage-Source High-Frequency-Link Microinverter with Double-Line-Frequency Power Decoupling Ability

Li Xuewen<sup>1</sup> Liu Jia<sup>1</sup> Ji Fangchao<sup>1</sup> Cao Xueqian<sup>2</sup> Liu Jinjun<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering Xi'an Jiaotong University Xi'an 710049 China

2. Chint Power Systems Co. Ltd Shanghai 201600 China)

**Abstract** In distributed residential photovoltaic (PV) power generation systems, microinverters have attracted significant attention due to their benefits, including component-level maximum power point tracking (MPPT), plug-and-play flexibility, and high security. However, most existing microinverters are designed for grid-connected applications and are primarily suited for single-phase two-wire systems. Additionally, the intrinsic double-line-frequency power fluctuation problem greatly limits the increase in power density and reliability of microinverters. This paper proposes a novel voltage-source high-frequency-link (HFL) microinverter with double-line-frequency power decoupling capability, which is compatible with various single-phase distribution grids.

On the primary side of the proposed microinverter, a Boost converter is integrated with the full bridge of the HFL microinverter by sharing the switches. The integration has high voltage gain and additional double-line-frequency power decoupling capability. On the secondary side, a novel structure with three-wire output is proposed to be compatible with single-phase two-wire and single-phase three-wire power systems. Due to its voltage-source-inverter (VSI) characteristics, the proposed microinverter is suitable for grid-connected and islanded applications.

This paper introduces the circuit structure of the proposed microinverter. A soft-switching modulation is proposed along with its logic implementation. Operation modes during a switching cycle and the soft-switching characteristics of each switch are analyzed. The proposed microinverter features a three-wire output, and the two phase-to-neutral output voltages are auto-balanced. Therefore, the specific balancing theory is also analyzed. The double-line-frequency power decoupling principle is presented and analyzed. To meet the required input voltage

range and ensure acceptable voltage stress on switching devices, design considerations for key circuit parameters are presented, including the turns ratio of the high-frequency transformer (HFT), the average value of the decoupling capacitor voltage, the inductance of Boost inductor, and the capacitance of the decoupling capacitor.

Moreover, grid-connected and islanded closed-loop control strategies are proposed. Finally, a 600 W prototype is built to verify the proposed topology and strategies. Steady-state and dynamic test results for grid-connected and islanded operations are provided.

The following conclusions can be drawn. (1) The proposed microinverter achieves high gain and double-line-frequency power decoupling, resulting in a 22 V to 55 V wide input voltage and an MPPT efficiency above 99% with a 100 $\mu$ F input capacitance. (2) A special three-wire output is proposed for single-phase two-wire and single-phase three-wire distribution grids, with the two phase-to-neutral voltages auto-balanced without dedicated control. (3) The proposed microinverter operates in both grid-tied and islanded applications, and the closed-loop control strategies ensure stable steady-state operation and fast dynamic response.

**Keywords:** Photovoltaic inverter, high-frequency-link, split-phase, double-line-frequency power decoupling

(编辑 陈 诚)