

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.200026

微逆变器交流侧泛 Buck-boost 功率解耦技术研究

章勇高¹, 孔令韬^{1,2}, 王增强¹, 陈露^{1,2}

(1. 华东交通大学电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013;
2. 中国能源建设集团湖南省电力设计院有限公司, 湖南 长沙 410007)

摘要: 针对微逆变器二倍频功率扰动问题, 提出了一种交流侧泛 Buck-boost 功率解耦技术。设计的四种能实现能量双向流动的解耦电路均并联在逆变器交流侧, 不同拓扑都可等效工作在 Buck、Boost 或 Buck-boost 的模式中。从拓扑结构、工作模式及解耦性能三方面分析了设计的四个解耦电路, 以及每种拓扑抑制二次谐波的能力。讨论了脉冲能量缓冲的计算方法。仿真结果表明, 三模态六开关 Buck-boost 功率解耦电路抑制电压二次谐波效果最优, 单模态六开关 Buck-boost 功率解耦电路抑制电流二次谐波效果最优。泛 Buck-boost 功率解耦技术可以在不依赖母线大电压情况下, 大幅降低解耦电容容值, 实现无电解电容, 提高微逆变器可靠性并延长其使用寿命。

关键词: 微逆变器; 交流侧功率解耦; 二次谐波; 泛 Buck-boost; 解耦性能

Research on pan buck-boost power decoupling technology on the AC side of a micro-inverter

ZHANG Yonggao¹, KONG Lingtao^{1,2}, WANG Zengqiang¹, CHEN Lu^{1,2}

(1. School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China;
2. Hunan Electric Power Design Institute, China Energy Engineering Group, Changsha 410007, China)

Abstract: To tackle the double power disturbance problem of a micro-inverter, an AC-side pan Buck-boost power decoupling technique is proposed. Four decoupling circuits designed to achieve bidirectional flow of energy are connected in parallel to the AC side of the inverter. Different topologies can work in Buck, Boost or Buck-boost mode. The four decoupling circuits designed are analyzed in terms of topology, working mode and decoupling performance on the ability of each topology to suppress the second harmonic. The calculation method of a pulse energy buffer is discussed. The simulation results show that the three-mode six-switch Buck-boost power decoupling circuit suppresses the voltage second harmonic effect optimally, and the single-mode six-switch Buck-boost power decoupling circuit suppresses the current second harmonic effect optimally. The pan Buck-boost decoupling technology can greatly reduce the decoupling capacitance value without relying on a large busbar voltage, and realize the electroless capacitor, and improve the reliability of the micro-inverter and prolong its service life.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51467006).

Key words: micro-inverter; AC side power decoupling; second harmonic; pan Buck-boost; decoupling performance

0 引言

在国家可再生能源使用政策的引导下, 光伏发电技术得到了极大推广和应用^[1-2]。微逆变器^[3]因具有可热插拔、发电量大、可靠性高, 保证最大功率点跟踪(Maximum Power Point Tracking, MPPT)的特点^[4-5], 被广泛应用在分布式光伏发电系统^[6]。输入输出瞬时功率不平衡是微逆变器研究的主要问题,

电网侧的两倍频交流分量传递到输入端会减少微逆变器的寿命, 干扰最大功率点的跟踪效果^[7-9]。

近年来, 国内外众多学者已提出一些基于功率耦合电路的微逆变器拓扑结构, 这些方法根据功率耦合电路的位置可以分为: 光伏组件侧解耦型、直流母线解耦型、三端口解耦型、交流侧解耦型四类^[10-11]。文献[12]为光伏组件解耦型逆变器, 结构简单, 采用峰值电流控制策略, 由于解耦电容处理了全部能量, 导致系统效率低及解耦电容值较大。为了解决该问题, 文献[13]在此基础上提出了分时磁化法, 通过改进控制策略使解耦电容仅处理脉动功率, 系统效率略有提升。文献[14]通过将 Buck-boost

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51467006); 江西省科技厅基金项目资助(20181BAB206033); 江西省科技厅重点研发计划资助(20192BBE50017)

双向变换电路并联在光伏组件侧进行功率解耦, 既可以补偿二次纹波, 又可以提高解耦电容平均电压, 降低电容值, 但受限于光伏组件输出电压, 解耦电容值仍然较大。交流侧解耦型利用交流侧变化率更大的电压, 可以可靠地降低解耦电容值, 因此研究交流侧解耦型具有实际意义。当下交流侧解耦型研究尚少, 理论还不成熟, 主要存在以下缺点: (1) 功率器件数目较多, 损耗较大; (2) 解耦电路与控制电路互相耦合, 使控制更加复杂。实际可以通过借鉴光伏组件型技术设计交流侧解耦电路以改变现有的不足。文献[15]提出了一种基于交流侧解耦型的三相全桥逆变拓扑, 其中两相实现逆变, 一相实现解耦, 但较多的开关管数目增加了器件成本, 解耦电路与逆变电路相互耦合使系统控制更为复杂。文献[16]提出将解耦拓扑中常用的双向变换器改造后并联在逆变器交流输出侧以实现脉动功率解耦, 此时功率耦合电路的输入侧为交流电压, 由于电压变化大, 使得电容值可以非常小, 所提出的新方案在器件成本和复杂程度上都有优势, 但是文章缺乏对此解耦方法性能的分析阐述。文献[17]提出一种七开关解耦电路拓扑, 采用峰值电流控制, 增大解耦电容电压纹波从而降低解耦电容值。综合上述文献可以发现, 目前针对交流侧解耦型的研究大多是新拓扑的发现, 没有做过各拓扑之间和各拓扑解耦性能的比较研究。

本文针对文献[16]提出的技术方案, 对应用于微逆变器交流侧的功率解耦方法深入研究, 总结了交流侧解耦型一类拓扑特征, 提出了泛 Buck-boost 功率解耦技术概念, 其优势在于功率解耦电路可四象限运行, 能够连接双极性的电压源, 从而实现能量的双向流动。解耦电路可充分利用逆变器输出的高电压, 在安全合理的情况下进一步抬升解耦电容上的平均电压及其纹波, 减小解耦电容值。接着对所提泛 Buck-boost 功率解耦拓扑抑制母线电压纹波、直流侧输入电流纹波与解耦电路处理脉动能量功率等特性进行详细分析; 最后分析仿真得到不同工作模式的解耦性能。

1 泛 Buck-boost 功率解耦技术

带 AC 级功率解耦的微逆变器系统结构及其能量流动关系如图 1 所示。若忽略系统中额外的能量损耗, 系统输入能量应等于全桥逆变器的输出能量 P_o , 输出能量分为两部分, 一部分能量 P_{ac} 流入电网, 另一部分能量 P_d 流入功率解耦电路。

微逆变器 PV 侧输入功率恒定, 输出侧瞬时功率以两倍工频正弦变化。当微逆变器输入功率大于

输出功率时, 功率解耦电路吸收多出的部分, 电容充电, 电路可工作在 Boost 模式或 Buck-boost 模式; 当输入功率小于输出功率时, 功率耦合电路释放能量, 电容放电, 电路可工作在 Buck 或 Buck-boost 模式。

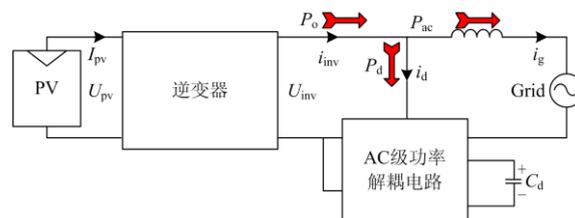


图 1 微逆变器系统结构

Fig. 1 Structure of micro inverter system

图 1 中, 功率解耦电路的输入为逆变器输出的正负交替的方波电压 U_{inv} , 功率解耦电路的输入电流 i_d 也有正有负, 因此, AC 侧功率解耦电路本质上可看作一个四象限功率变换电路。根据解耦电路输入电压和电流的不同方向, 可以将解耦电路的工作状态分成四种不同的工作模式, 如图 2 所示。

图 2 中, U_{in} 为逆变器输出的正负交替方波电压, 定义其正方向为上正下负, 输入电流顺时针为正方向。当输入电压输入电流同向, 解耦电路吸收能量, 可用 Boost 或者 Buck-boost(吸收能量)电路等效; 当输入电压输入电流反向, 解耦电路释放能量, 可用 Buck 或者 Buck-boost(释放能量)电路等效。因此, 解耦电路可等效工作在 Boost 或 Buck-boost(吸收能量)以及 Buck 或 Buck-boost(释放能量)的模式中。

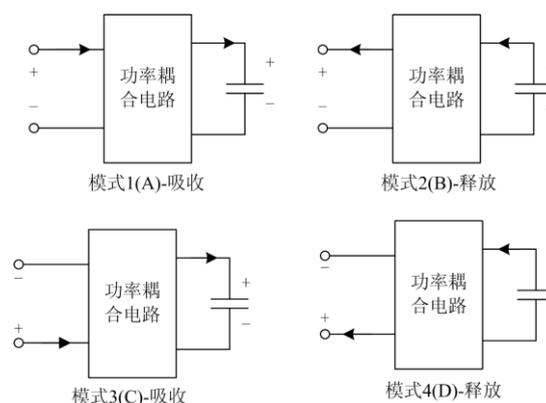


图 2 功率解耦过程的 4 种工作模式

Fig. 2 Four working modes of the power decoupling

然而, 即使功率解耦电路的具体结构和实际等效工作模式不同, 但总体上都可等效工作在 Buck、Boost 或 Buck-boost 的模式中, 基于此, 本文将将其定义为泛 Buck-boost 功率解耦电路: 即功率解耦电路可设计为等效工作在 Buck、Boost 以及 Buck-boost 的四象限功率解耦电路。采用该思路设计功率解耦

的方案称之为泛功率解耦技术。

基于以上思路,文献[18]和新型实用专利[19]提出的功率解耦拓扑,其本质均为四象限功率解耦电路,采用并联在逆变器交流输出侧,借助交流侧电压变化大的特点,提升解耦电容平均电压和纹波,以降低解耦电容容值。但文章仅介绍了其基本拓扑结构,分析了不同的工作模式,然而缺乏对解耦电路解耦性能的分析,而且缺乏相互间的对比研究。

因此,本文在提出了交流侧泛 Buck-boost 功率解耦的基础上,对已提出的四种功率解耦电路重新定义其电路名称,分别为双向对称式四开关 Buck/Boost 功率解耦电路、单模态六开关 Buck-boost 功率解耦电路、三模态六开关 Buck-boost 功率解耦电路和六开关混合 Buck-boost 功率解耦电路。并从拓扑结构和解耦性能等方面对它们进行分析比较和总结,为方案的进一步优化研究提供技术依据。

2 拓扑比较

2.1 双向对称式四开关 Buck/Boost 功率解耦电路

双向对称式四开关 Buck/Boost 功率解耦电路^[18]并联在微逆变器的交流输出侧,主电路结构如图 3(a)所示,主要工作波形如图 3(c)所示。该拓扑围绕解耦电感 L_d 中心对称,能实现逆变器输出级与电容 C_{d1} 和 C_{d2} 间能量的双向流动。它由四个开关管 T_1 — T_4 、四个反并二极管 D_1 — D_4 、二个解耦电容 C_{d1} 、 C_{d2} 和一个电感 L_d 构成。改变各开关的工作状态,可令功率解耦电路等效为 Boost 或 Buck 电路,从而实现对脉动功率的解耦控制。

以 Boost 模式为例,当逆变器交流侧输出电压为正,在 t_0 — t_1 内,开关 T_4 为主开关,其余开关都断开,电路等效 Boost 模式。 T_4 开通时,电流 i_d 的路线为图 3(b)中红线, T_4 断开时,电流 i_d 的路线为图 3(b)中黑线。电容 C_{d1} 储能,电压升高;在 t_1 — t_2 内,电路工作在 Buck 模式,电容 C_{d1} 放电,电压降低。当逆变器交流侧输出电压为负,解耦电容 C_{d2} 工作。两个解耦电容交替工作,电压围绕平均电压值上下波动,以缓冲脉动功率。

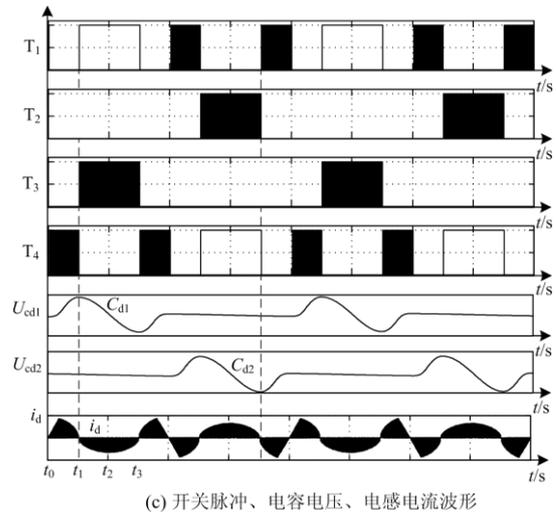
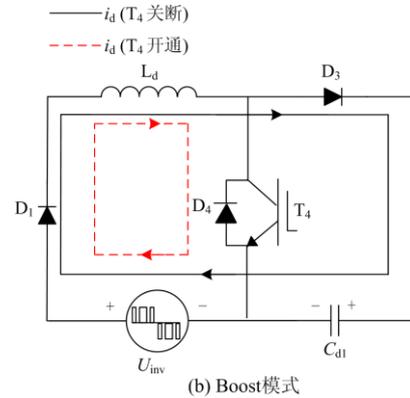
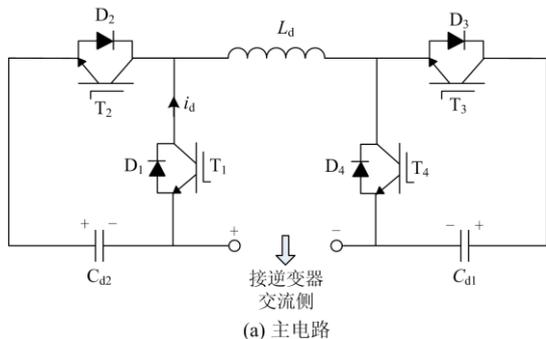


图 3 拓扑 1 双向对称式四开关功率解耦技术

Fig. 3 Power decoupling of bi-direction symmetrical four switches of topology 1

解耦电路开关状态如表 1 所示。开关 S_1 — S_4 , 1 表示导通, 0 表示关断, 1/0 表示主开关。 R_1 为电网电压极性, $R_1=0$ 表示电网电压为正, $R_1=1$ 表示电网电压为负。 R_2 为解耦电路处理脉动能量方式, $R_2=1$ 表示吸收能量, $R_2=1$ 表示释放能量。

表 1 解耦电路开关状态

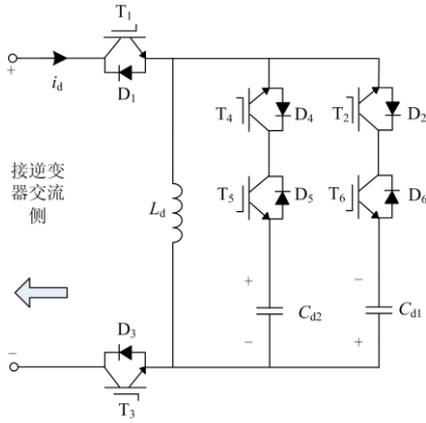
Table 1 Decoupling circuit switching state

模式	S_1	S_2	S_3	S_4	R_1	R_2
模式 1	0	0	0	1/0	0	0
模式 2	1	0	1/0	0	0	1
模式 3	1/0	0	0	0	1	0
模式 4	0	1/0	0	1	1	1

2.2 单模态六开关 Buck-boost 功率解耦电路

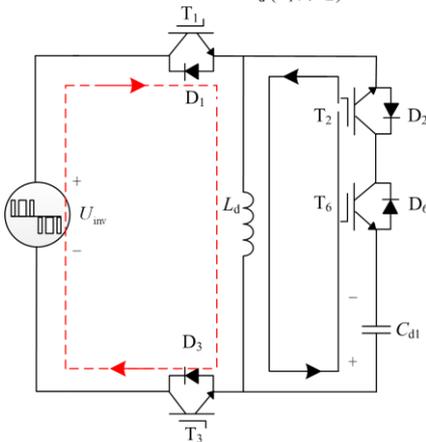
单模态六开关 Buck-boost 功率解耦电路^[18]并联在交流输出侧, 结构如图 4(a)所示, 主要工作波形如图 4(c)所示。该耦合电路由六个开关管 T_1 — T_6 , 六个反并二极管 D_1 — D_6 、两个解耦电容 C_{d1} 、 C_{d2} 、

一个解耦电感 L_d 构成。改变各开关的工作状态, 该拓扑四种工作模式皆可以等效为 Buck-boost 电路, 从而实现脉动功率的解耦控制。

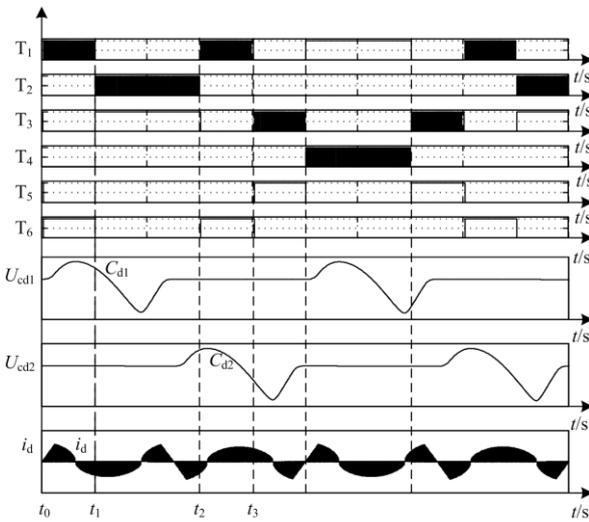


(a) 主电路

— i_d (T_1 关断)
— i_d (T_1 开通)



(b) Buck-boost模式



(c) 开关脉冲、电容电压、电感电流波形

图4 拓扑2六开关 Buck-boost 功率解耦技术

Fig. 4 Power decoupling of six-switch Buck-boost of topology 2

以工作模式 1 为例, 当逆变器交流侧输出电压为正, 在 t_0-t_1 内, 开关 T_1 为主开关, T_2 常开, 其余开关关断。 T_1 开通时, 电流 i_d 的路线为图 4(b) 中红线, T_1 断开时, 电流 i_d 的路线为图 4(b) 中黑线。解耦电容 C_{d1} 储能, 电压升高; 在 t_1-t_2 内, C_{d1} 放电, 电压降低。当逆变器交流侧输出电压为负, 解耦电容 C_{d2} 工作。两个解耦电容交替工作, 电压围绕平均电压值上下波动, 以缓冲脉动功率。

解耦电路开关状态如表 2 所示。表中字母涵义同 2.1 节所述。

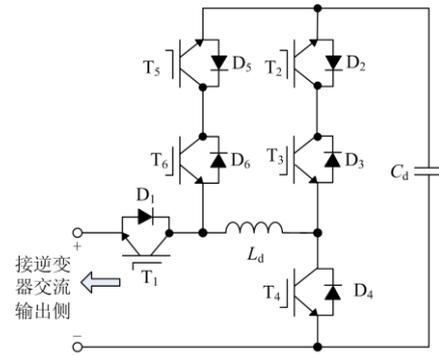
表 2 解耦电路开关状态

Table 2 Decoupling circuit switching state

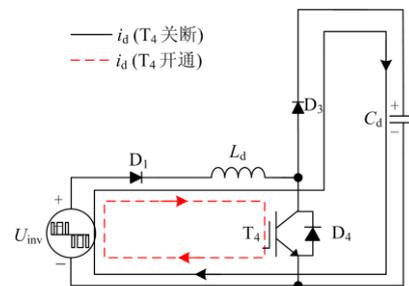
模式	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	R_1	R_2
模式 1	1/0	1	0	0	0	0	0	0
模式 2	0	0	1	0	0	1/0	0	1
模式 3	0	0	1/0	0	1	0	1	0
模式 4	1	0	0	1/0	0	0	1	1

2.3 三模态六开关 Buck-boost 功率解耦电路

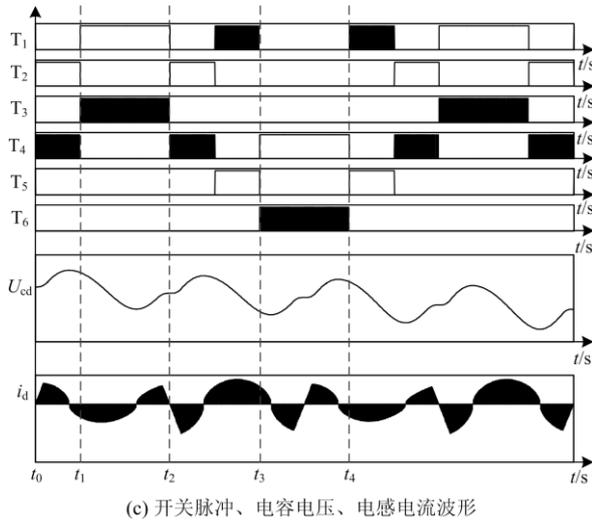
三模态六开关 Buck-boost 功率解耦电路结构^[18]如图 5(a)所示, 主要工作波形如图 5(c)所示。解耦电路并联在逆变器交流输出侧, 采用混合 Buck/Boost 结构, 由六个开关管 T_1-T_6 、六个反并二极管 D_1-D_6 、一个解耦电容 C_d 和一个电感 L_d 构成, 其中, T_2 与 T_3 、 T_5 与 T_6 可分别组成一对双向开关。改变各开关的工作状态, 可令功率解耦电路等效为 Boost 或 Buck 或 Buck-boost 电路, 如图 5(b)所示, 从而实现脉动功率的解耦控制。



(a) 主电路



(b) Boost模式



(c) 开关脉冲、电容电压、电感电流波形

图5 拓扑3六开关混合 Boost/Buck

Fig. 5 Six-switch hybrid Boost/Buck of typology 3

以 Boost 模式为例，当逆变器交流侧输出电压为正，在 t_0-t_1 内， T_4 为主开关， T_2 常开，电路工作在 Boost 模式， T_4 开通时，电流 i_d 的路线为图 5(b) 中红线， T_4 断开时，电流 i_d 的路线为图 5(b) 中黑线。解耦电容 C_d 储能，电压升高；在 t_1-t_2 内电路工作在 Buck 模式， C_d 放电，电压降低。当逆变器交流侧输出电压为负， t_2-t_4 内电路工作在 Buck-boost 模式，解耦电容 C_d 工作状态与之前类似，电容电压围绕平均值波动，以缓冲脉动功率。

解耦电路开关状态如表 3 所示。表中字母涵义同 2.1 节。

表3 解耦电路开关状态

Table 3 Decoupling circuit switching state

模式	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆	R ₁	R ₂
模式 1	0	1	0	1/0	0	0	0	0
模式 2	1	0	1/0	0	0	1/0	0	1
模式 3	1/0	0	0	0	1	0	1	0
模式 4	0	0	0	1	0	1/0	1	1

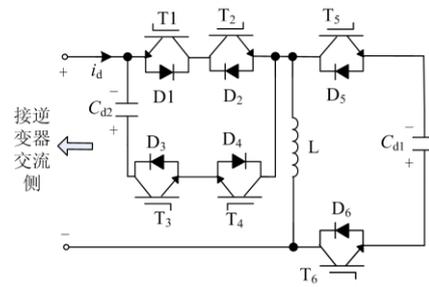
2.4 六开关混合 Buck-boost 功率解耦电路

六开关混合 Buck-boost 功率解耦电路^[19]结构如图 6(a)所示，主要工作波形如图 6(c)所示。功率解耦电路由六个开关管 T_1-T_6 、六个二极管 D_1-D_6 、两个耦合电容 C_{d1} 、 C_{d2} 和一个电感 L 构成，其中 T_1 和 D_1 ， T_2 和 D_2 ， T_3 和 D_3 ， T_4 和 D_4 ， T_5 和 D_5 以及 T_6 和 D_6 均为反并联连接，在实际应用中可有一个 IGBT 器件实现。 T_1 与 T_2 的集电极相连， T_3 与 T_4 的发射极相连，构成两条串联支路， T_5 和 T_6 的同向并联。通过对两条串联支路的控制可以调节电感 L 对电容的充电路径，从而改变功率解耦电路的

等效电路。改变各开关的工作状态，可令功率解耦电路等效为 Boost 或 Buck 或 Buck-boost 电路，如图 6(b)所示，从而实现对脉动功率的解耦控制。

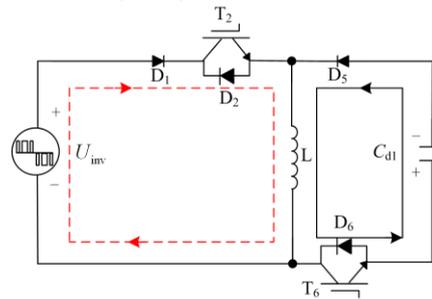
以 Buck-boost 模式为例，当逆变器交流侧输出电压为正，在 t_0-t_1 内，开关 T_2 为主开关， T_6 常开，电路等效为 Buck/Boost 模式。 T_2 开通时，电流 i_d 的路线为图 6(b)中红线， T_2 断开时，电流 i_d 的路线为图 6(b)中黑线。图 6(c)表明，两个解耦电容交替工作，电压围绕平均电压值上下波动，以缓冲脉动功率。

解耦电路开关状态如表 4 所示。表中字母涵义同 2.1 节。

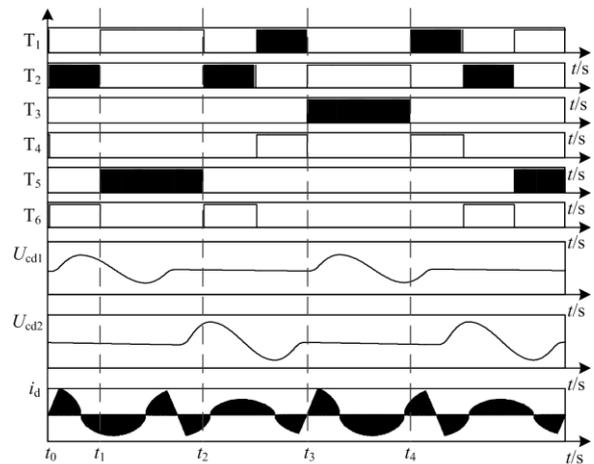


(a) 主电路

— i_d (T_2 关断)
 - - - i_d (T_2 开通)



(b) Buck-boost模式



(c) 开关脉冲、电容电压、电感电流波形

图6 拓扑4六开关混合 Buck-boost

Fig. 6 Six-switch hybrid Boost-boost of typology 4

表 4 解耦电路开关状态

Table 4 Decoupling circuit switching state

模式	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆	R ₁	R ₂
模式 1	0	1/0	0	0	0	1	0	0
模式 2	1	0	0	0	1/0	0	0	1
模式 3	1/0	0	0	1	0	0	1	0
模式 4	0	1	1/0	0	0	0	1	1

2.5 小结

为方便描述, 这里将上述四种拓扑按照顺序分别命名为拓扑 1、拓扑 2、拓扑 3、拓扑 4。四种拓扑的详细比较列表 5 所示。

表 5 各拓扑的对比

Table 5 Comparison of each topology

拓扑	开关器件个数	电容个数	工作模式	成本
拓扑 1	4	2	Boost/Buck	低
拓扑 2	6	2	Buck-boost	中等
拓扑 3	6	1	Boost/ Buck/ Buck-boost	中等
拓扑 4	6	2	Buck-boost/ Boost/ Buck	中等

从表 5 可以看出, 四种拓扑中开关数量需求最少的是拓扑 1, 只有四个开关, 其他拓扑增加开关管的同时提升了成本和控制难度。电容需求量最少的是拓扑 3, 只有一个解耦电容意味着它需要承受更大的电压应力; 只有一种工作模式的是拓扑 2, 工作模式为 Buck-boost, 含有三种工作模式的是拓扑 3 和拓扑 4, 电路控制难易与工作模式数量呈正相关。

解耦电路采用脉冲能量调制 (Pulse Energy Modulation, PEM) 策略, 控制框图如图 7 所示。

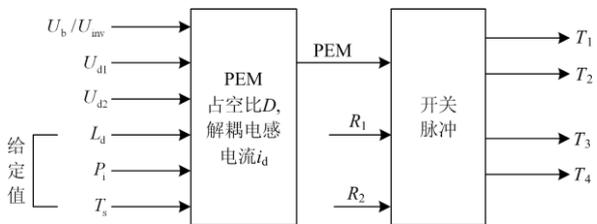


图 7 解耦电路控制框图

Fig. 7 Control diagram of decoupling circuit

解耦电路每个工作模式中主开关的驱动信号由 PEM 提供, PEM 信号的占空比 D 与解耦电感电流 i_d 有关, 可通过计算每个开关周期解耦电路处理的脉动功率得到。图 7 中 L_d 、 P_i 、 T_s 为给定值, 系统实时采样 U_{inv} 和 U_d 的值送到 DSP 中运算, 得到 PEM 占空比 D , 再结合 R_1 、 R_2 的值, 最后传递给

开关管触发脉冲, 实现功率解耦电路正常工作。

由表 1—表 4 能够得到开关管的脉冲分配逻辑表达式。以拓扑一为例, 由表 1 得到四个开关管的脉冲分配逻辑表达式:

$$\begin{cases} S_1 = \overline{R_1} \cdot R_2 + R_1 \cdot \overline{R_2} \cdot PEM \\ S_2 = R_1 \cdot R_2 \cdot PEM \\ S_3 = \overline{R_1} \cdot R_2 \cdot PEM \\ S_4 = R_1 \cdot \overline{R_2} + \overline{R_1} \cdot \overline{R_2} \cdot PEM \end{cases} \quad (1)$$

3 解耦性能分析

3.1 微逆变器不加解耦电路仿真

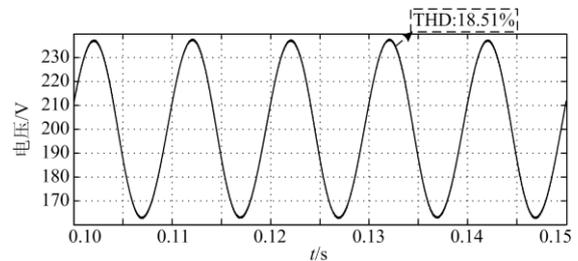
在 Matlab 中进行仿真, 具体参数如表 6 所示。

表 6 微逆变器关键仿真参数

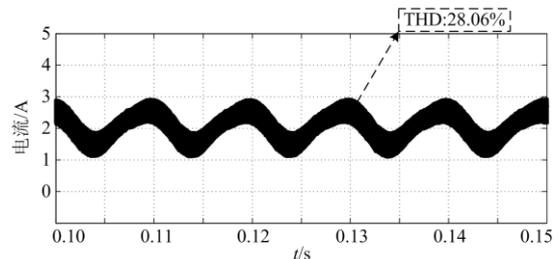
Table 6 Key parameters of micro-inverter simulation

参数	值
额定功率 P_{oret}/W	200
直流输入电压 U_{pv}/V	100
电网额定电压 U_n/V	110
母线电容 $C_{\text{in}}/\mu\text{F}$	50
直流侧电感 L_s/mH	1.5
并网滤波电容 $C_s/\mu\text{F}$	3.3
并网滤波电感 L_t/mH	5
电网角频率 $\omega/\text{rad/s}$	314
母线电压 U_{dc}/V	200
解耦电容 $C_d/\mu\text{F}$	10

仿真结果如图 8 所示, 图 8(a) 为母线电容电压仿真波形, 母线电压在 160~240 V 之间波动。波动范围 ΔU_{DC} 为 80 V, 平均电压为 200 V, 母线电压含有大量的二次谐波, THD 为 18.51%。



(a) 母线电容电压波形



(b) 直流侧电感电流

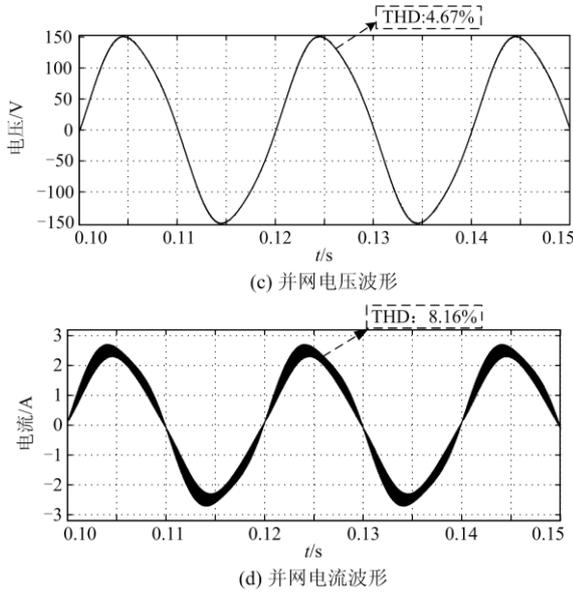


图 8 不带解耦两级式逆变器仿真

Fig. 8 Two-stage inverter simulation without decoupling

图 8(b)为 Boost 直流侧电感电流波形，直流侧电感电流在 1~3 A 之间波动，THD 为 28.06%。

图 8(c)与图 8(d)为 H 桥输出电压跟电流波形，电压跟电流保持同相位，但是存在畸变，并网电压 THD 为 4.67%，并网电流为 8.16%。

3.2 微逆变器带功率解耦电路仿真

采用本文设计的功率解耦电路并联在微逆变器交流侧，参数设定额定输出功率 200 W，解耦电容容值为 10 μF 。在 Matlab 中仿真结果如图 9—图 12 所示。

图 9(a)为拓扑 1 解耦电路投入工作后的母线电容电压仿真波形，母线电压在 180~220 V 之间波动，波动范围 ΔU_{DC1} 为 40 V，平均电压为 200 V，THD 为 10.61%。

图 9(b)为 Boost 直流侧电感电流波形，直流侧电感电流在 1.4~2.8 A 之间波动，THD 为 18.89%。

图 9(c)、图 9(d)为并网电压和电流波形，电压跟电流保持同相位，并网电压 THD 为 2.30%，并网电流 THD 为 6.99%。通过对比图 8(c)、(d)可知，并网电压 THD 下降了 2.37%，并网电流下降了 1.17%。说明功率解耦电路缓冲了微逆变器的二次脉动能量，抑制了电路中二次谐波。

图 10(a)为拓扑 2 解耦电路投入工作后的母线电容电压仿真波形，母线电压在 195~210 V 之间波动，波动范围 ΔU_{DC1} 为 15 V，平均电压为 200 V，THD 为 3.55%。

图 10(b)为 Boost 直流侧电感电流波形，直流侧电感电流在 1.6~2.7 A 之间波动，THD 为 13.95%。

图 10(c)、图 10(d)为并网电压和电流波形，电

压跟电流保持同相位，并网电压 THD 为 0.72%，并网电流 THD 为 6.63%。通过对比图 8(c)、图 8(d)可知，并网电压 THD 下降了 3.95%，并网电流下降了 1.53%。说明功率解耦电路缓冲了微逆变器的二次脉动能量，抑制了电路中二次谐波。

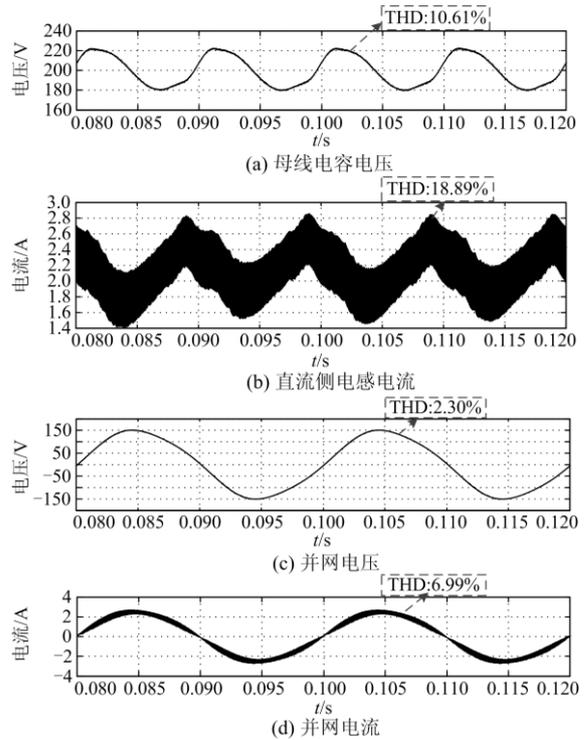


图 9 拓扑 1 功率解耦电路

Fig. 9 Topology 1 power coupling circuit

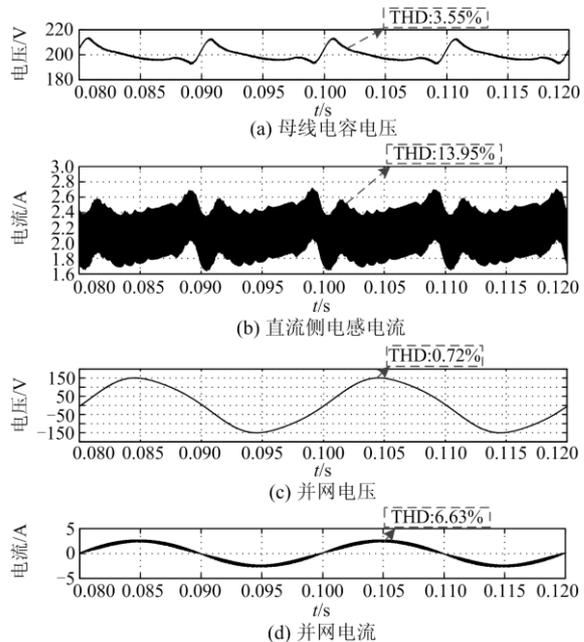


图 10 拓扑 2 功率解耦电路

Fig. 10 Power coupling circuit of topology 2

图 11(a)为拓扑 3 解耦电路投入工作后的母线电容电压仿真波形, 母线电压在 198~210 V 之间波动, 波动范围 ΔU_{DC1} 为 12 V, 平均电压为 200 V, THD 为 3.09%。

图 11(b)为 Boost 直流侧电感电流波形, 直流侧电感电流在 1.4~2.4 A 之间波动, THD 为 14.64%。

图 11(c)、图 11(d)为并网电压和电流波形, 电压跟电流保持同相位, 并网电压 THD 为 0.76%, 并网电流 THD 为 6.58%。通过对比图 8(c)、图 8(d)可知, 并网电压 THD 下降了 3.91%, 并网电流下降了 1.58%。说明功率解耦电路缓冲了微逆变器的二次脉动能量, 抑制了电路中二次谐波。

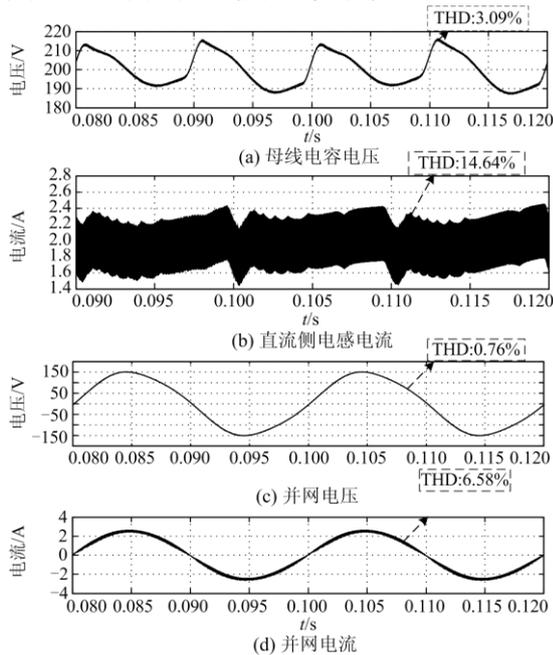


图 11 拓扑 3 功率解耦电路

Fig. 11 Power coupling circuit of topology 3

图 12(a)为拓扑 4 解耦电路投入工作后的母线电容电压仿真波形, 母线电压在 185~217 V 之间波动, 波动范围 ΔU_{DC1} 为 32 V, 平均电压为 200 V, THD 为 7.20%。

图 12(b)为 Boost 直流侧电感电流波形, 直流侧电感电流在 1.5~2.7 A 之间波动, THD 为 15.96%。

图 12(c)、图 12(d)为并网电压和电流波形, 电压跟电流保持同相位, 并网电压 THD 为 1.42%, 并网电流 THD 为 6.73%。通过对比图 8(c)、图 8(d)可知, 并网电压 THD 下降了 3.25%, 并网电流下降了 1.43%。说明功率解耦电路缓冲了微逆变器的二次脉动能量, 抑制了电路中二次谐波。

3.3 解耦性能分析

本节对交流侧功率解耦电路性能进行研究, 上述仿真结果如表 7 所示。

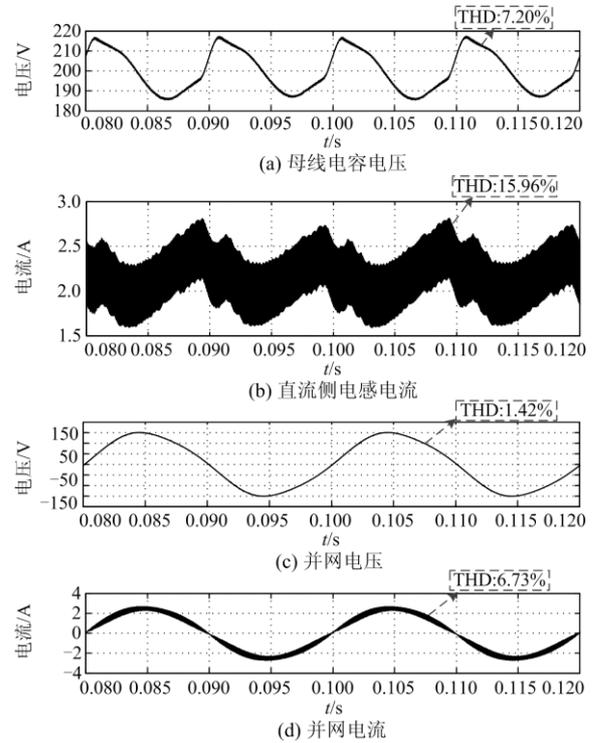


图 12 拓扑 4 功率解耦电路

Fig. 12 Power coupling circuit of topology 4

表 7 各拓扑抑制纹波能力比较

Table 7 Comparison of ability of each topology to suppress ripple

拓扑类型	母线电容电压		直流侧电感电流		解耦电容平均电压 U_{av}/V
	纹波/V	THD	纹波/V	THD	
无解耦电路	80	18.51%	2	28.06%	//
拓扑 1	40	10.61%	1.4	18.89%	480
拓扑 2	15	3.55%	0.6	13.95%	200
拓扑 3	12	3.09%	0.4	14.64%	600
拓扑 4	32	7.20%	1.2	15.96%	440

首先, 从各个拓扑抑制纹波的能力进行比较。同一个逆变器中分别带上述四种不同的解耦电路, 仿真中所有参数均保持一致, 只有解耦电路拓扑结构不同, 通过仿真结果发现四种解耦电路均实现了抑制微逆变器二次谐波。若从抑制纹波能力来看, 拓扑 3 抑制电压纹波性能最佳, 此时母线电容电压纹波从 80 V 被降低到 12 V, THD 降低了 15.42%; 拓扑 2 抑制电流纹波性能最佳, 直流输入侧电感电流 THD 降低了 13.42%。

接着, 从各拓扑处理脉动能量大小方面继续分析, 讨论了脉动能量缓冲的计算方法。为便于分析, 定义以下参数: U_H 表示解耦电容电压最大值, U_L 表示解耦电容电压最小值, U_{DCmax} 表示母线电容电压最大值, U_{DCmin} 表示母线电容电压最小值, P_{dAC} 表示解耦电路处理功率, P_{dDC} 表示母线电容处理功率,

P_{dp} 表示系统需要处理的脉动功率, T 表示工频周期, U_{ac} 表示解耦电容电压平均值, ΔU 表示电压纹波。

单相光伏逆变系统中, 流入电网的瞬时功率为

$$P_{ac} = \frac{V_{ac} I_{ac}}{2} - \frac{V_{ac} I_{ac}}{2} \cos(2\omega t) \quad (2)$$

式中: V_{ac} 为并网电压; I_{ac} 为电流幅值; ω 为电网角频率。可以看出, 其含有二倍功率扰动, 解耦电路处理扰动功率为

$$P_d = \frac{V_{ac} I_{ac}}{2} \cos(2\omega t) = P_{pv} \cos(2\omega t) \quad (3)$$

若完全由解耦电容处理, 如图 13 所示, 在 $T/8 \sim 3T/8$ 时间范围内吸收能量为

$$E_d = \int_{T/8}^{3T/8} P_d(\tau) d\tau = \frac{P_{pv}}{\omega} \quad (4)$$

这是一个与时间无关的常量, 只与系统功率和电网工频周期有关。从电容储能的角度考虑, 相同的能量可以用电容电压变化量表示:

$$E_c = \frac{1}{2} C_d (U_{ac} + \Delta U)^2 - \frac{1}{2} C_d U_{ac}^2 \quad (5)$$

由 $E_d = E_c$, 推导出解耦电容 C_d 的表达式:

$$C_d = \frac{P_{pv}}{\omega \Delta U (2U_{ac} + \Delta U)} \quad (6)$$

通过式(7)可以计算系统效率。

$$\eta = \frac{P_o}{U_{in} I_{pav}} \quad (7)$$

式中: P_o 表示输出有功功率; I_{pav} 表示输入侧电流平均值。

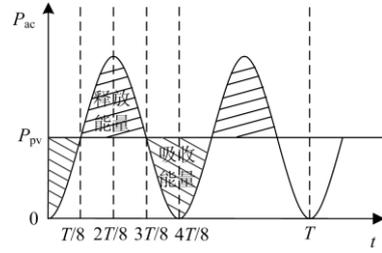


图 13 输出瞬时功率和解耦电容的关系

Fig. 13 Relationship between instantaneous power and decoupling capacitance

传统微逆变器的母线电容在 $T/4$ 内处理的脉动能量大小 E_{dDC1} 表达式为

$$E_{dDC1} = \frac{1}{2} C_{DC} (U_{DCmax1}^2 - U_{DCmin1}^2) \quad (8)$$

基于功率解耦电路的微逆变器母线电容在 $T/4$ 内处理的脉动能量大小 E_{dDC2} 表达式为

$$E_{dDC2} = \frac{1}{2} C_{DC} (U_{DCmax2}^2 - U_{DCmin2}^2) \quad (9)$$

功率解耦电路的解耦电容在 $T/4$ 内实际处理的脉动能量大小 E_{dAC} 表达式为

$$E_{dAC} = \frac{1}{2} C_d (U_H^2 - U_L^2) \quad (10)$$

解耦电路处理脉动能量的计算结果基本满足下式

$$E_{dDC1} \approx E_{dDC2} + E_{dAC} \quad (11)$$

表 8 列出了拓扑 1—拓扑 4 各个拓扑解耦能力的横向比较结果。

表 8 各个拓扑解耦能力比较

Table 8 Comparison of various topological decoupling capabilities

拓扑	$E_{dDC1}(\text{J})$	$E_{dDC2}(\text{J})$	$E_{dAC}(\text{J})$	U_{DCmax1} (U_{DCmin1})	U_{DCmax2} (U_{DCmin2})	U_H (U_L)	$E_{dAC}+E_{dDC}(\text{J})$	P_o/W	I_{pav}/A	η
拓扑 1	0.8	0.4	0.336 7	240 (160)	220 (180)	516 (446)	0.736 7	183.9	2.146	0.856 9
拓扑 2		0.203	0.566 3		213 (193)	277 (35)	0.769 3	188.4	2.148	0.877 1
拓扑 3		0.253 1	0.5		215 (190)	550 (450)	0.753 1	185.7	2.146	0.865 3
拓扑 4		0.312 3	0.411 2		217 (186)	474 (412)	0.723 5	185.5	2.145	0.864 8

由表 8 可见, 微逆变器的母线电容满足能量守恒定律。同样环境下, 按照解耦电路处理功率比较: 四开关 Buck/Boost 最少, 为 0.3367 J, 六开关混合 Boost/Buck 最多, 为 0.5663 J。一般来说, 解耦电路处理的功率越小越好, 这样让解耦电路带来的损耗降低。在系统效率方面, 指定额定输出功率 200 W, 在输入侧电流平均值近似相等条件下, 有功功率越大, 系统效率越高。对比可知, 拓扑 2 系统效率最

高, 为 87.71%, 拓扑 1 最低, 为 85.69%。

考虑不同的环境, 需要合理改变 E_{dDC2} 、 E_{dAC} 两部分的值。当系统对电压纹波率要求更高, 要求母线电压纹波降低到 5% 以下时, 可以增大解耦电路处理能量的大小, 还可以修改母线电压环参数, 使抑制二次谐波效果更好。

根据式(6), 要使母线电压纹波降低为 20 V, 不加解耦电路时中间母线需要并联 100 μF 电解电容,

加入解耦电路后仿真结果验证并联 $50 \mu\text{F}$ 电容即可。上述分析说明, 微逆变器可使用更小容量更长寿命的薄膜电容代替大电解电容。

4 工作模式对解耦性能的影响

在 Matlab/Simulink 中对四个拓扑分别建模仿真, 通过观察中间母线电容电压波形, 可以对不同工作模式处理脉动能量的能力进行比较分析。

取拓扑一的母线电容电压波形分析, 拓扑一工作模式有两种等效电路, 分别为 Buck 和 Boost 电路。如图 14 所示, 1、2 线段分别代表电路工作在 Buck 或 Boost 模式, 可以发现, 两者释放(或吸收)的能量是一样的。四开关 Buck/Boost 只有四个开关, 开关管应力较大。此时, 电压纹波为 40 V 。

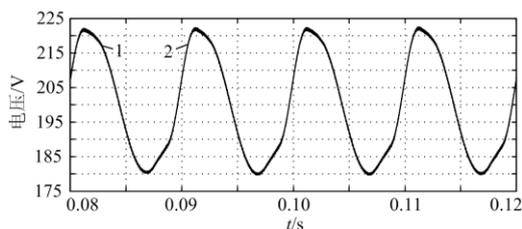


图 14 拓扑一的母线电容电压波形

Fig. 14 Bus capacitor voltage waveform of topology 1

取拓扑二的母线电容电压波形, 如图 15 所示, 拓扑二的工作模式只有 Buck-Boost, 工作模式简单, 解耦电容平均电压与开关管应力较小。此时, 电压纹波为 15 V 。

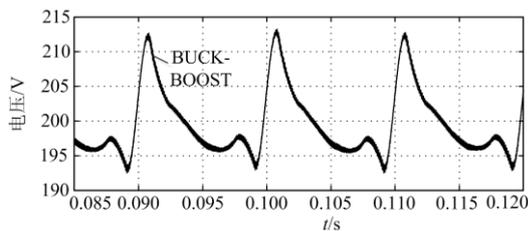


图 15 拓扑二的母线电容电压波形

Fig. 15 Bus capacitor voltage waveform of topology 2

取拓扑三的母线电容电压波形, 拓扑三工作模式先 Boost/Buck 后 Buck-Boost, 工作过程较为复杂, 在实验中很难做到对主电路缓冲能量的平衡。如图 16 所示, 1、2、3 线段分别代表 Boost、Buck 和 Buck-Boost。从拓扑结构来看只用一个解耦电容缓冲脉动的能量, 造成解耦电容平均电压有 600 V , 电压应力较大带来不利的影响。电压纹波此时为 12 V 。

取拓扑四的母线电容电压波形, 拓扑四的工作模式同样包含三种等效电路, 分别为 Buck-Boost/Boost/Buck, 如图 17 所示, 1、2、3 线段分别代表 Buck-Boost、Boost 和 Buck。此时, 电压纹波为 32 V 。

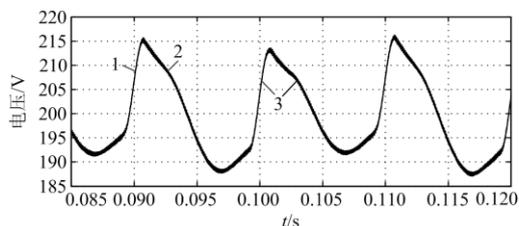


图 16 拓扑三的母线电容电压波形

Fig. 16 Bus capacitor voltage waveform of topology 3

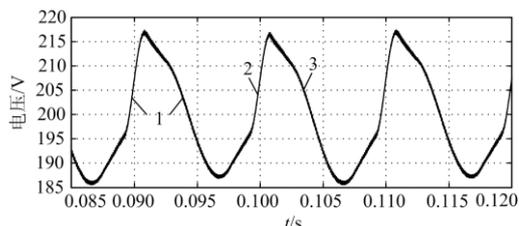


图 17 拓扑四的母线电容电压波形

Fig. 17 Bus capacitor voltage waveform of topology 4

以抑制母线电容电压纹波大小为标准衡量, 三种工作模式处理(吸收或释放)脉动能量的能力按从大到小排: Buck-Boost>Boost=Buck。单独 Buck-Boost 一种工作模式抑制电压二次谐波能力更优。

5 结论

本文提出了微逆变交流侧泛 Buck-boost 功率解耦技术, 揭示了交流侧功率解耦电路拓扑的生成规律。在此基础上, 详细分析了各解耦电路不同工作模式下的处理脉动能量的能力, 直观地反应了各个耦合电路的解耦性能, 并得出以下结论:

1) 采用泛 Buck-boost 功率解耦技术, 既实现了微逆变器无电解电容, 又不影响逆变电路, 能够提高分布式发电系统中微逆变器稳定性, 延长其使用寿命。

2) 对 200 W 小功率微逆变器, 仅需要 $10 \mu\text{F}$ 薄膜电容就能实现功率解耦。相同功率等级下, 双向对称式四开关 Buck/Boost 功率解耦电路损耗最小。

3) 从抑制单相逆变器二次谐波效果来看, 三模态六开关 Buck-boost 功率解耦电路抑制电压二次谐波效果最优, 与传统逆变器相比由 18.51% 降到 3.09% ; 单模态六开关 Buck-Boost 功率解耦电路抑制电流二次谐波效果最优, THD 较传统逆变器 28.06% 降低为 13.95% 。

4) 在功率解耦电路三种等效工作模式中, Buck-boost 工作模式性能最优。

参考文献

- [1] 国家电网公司. 关于做好分布式光伏发电并网服务工作的意见[EB/OL]. [2017-10-03]. <https://news.solarbe.com/201210/26/30334.html>.

- [2] 董润楠, 刘石, 郭芳. 基于 PVPT 控制的小型光伏微电网混合控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(5): 77-87.
DONG Runnan, LIU Shi, GUO Fang. Research on hybrid control of small photovoltaic microgrid based on PVPT control[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(5): 77-87.
- [3] 胡雪峰, 张玉勃, 高本宝. 等. 一种无变压器无漏电流的集成升压光伏逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(11): 3344-3352.
HU Xuefeng, ZHANG Yubo, GAO Benbao, et al. An integrated step-up photovoltaic inverter without transformer and no leakage current[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(11): 3344-3352.
- [4] 肖华锋, 刘隰蒲, 兰科. 一种零电压转换 H6 结构非隔离光伏并网逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 363-370.
XIAO Huafeng, LIU Xipu, LAN Ke. A zero-voltage-transition h6 type transformerless PV grid-connected inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(3): 363-370.
- [5] LI Y, ORUGANTI R. A low cost flyback CCM inverter for ac module application[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3): 1295-1303.
- [6] HU H, HARB S, KUTKUT N H, et al. A single-stage micro inverter without using electrolytic capacitors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2677-2687.
- [7] CHAUDHARY P, PARMAR G, SIKANDER A. Single phase standalone photovoltaic micro system with six level inverter topology[J]. Microsystem Technologies, 2019, 25(12): 4537-4545.
- [8] 阚加荣, 吴云亚, 谢少军, 等. 电流型降压桥式伪直流环节微逆变器[J]. 电网技术, 2017, 41(1): 99-105.
GAN Jiarong, WU Yunya, XIE Shaojun, et al. Current-type buck bridge pseudo DC link micro-inverter[J]. Power System Technology, 2017, 41(1): 99-105.
- [9] 阚加荣, 冯赛非, 吴云亚, 等. 应用于光伏微逆变器的柔性变换器[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(22): 109-115.
KAN Jiarong, FENG Saifei, WU Yunya, et al. Flexible converter for photovoltaic micro-inverter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(22): 109-115.
- [10] 高文祥, 王明渝, 王立健, 等. 光伏微型逆变器研究综述[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(21): 147-155.
GAO Wenxiang, WANG Mingyu, WANG Lijian, et al. Summarization of research on photovoltaic micro-inverters[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(21): 147-155.
- [11] HU H, HARB S, KUTKUT N, et al. Power decoupling techniques for micro-inverters in PV systems-a review[C] // Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, 2010, 28(6): 2711-2726.
- [12] HIMIZU T, WADA K, NAKAMURA N. Flyback-type single-phase utility interactive inverter with power pulsation decoupling on the DC input for an AC photovoltaic module system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(5): 1264-1272.
- [13] HIRAO T, SHIMIZU T, ISHIKAWA M, et al. A modified modulation control of a single-phase inverter with enhanced power decoupling for a photovoltaic AC module[C] // European Conference on Power Electronics and Applications, September 11-14, 2005, Dresden, Germany: 1-10.
- [14] KYRITSIS A C, PAPANIKOLAOU N P, TATAKIS E C. A novel parallel active filter for current pulsation smoothing on single stage grid-connected AC-PV modules[C] // European Conference on Power Electronics and Applications, September 2-5, 2007, Aalborg, Denmark: 1-10.
- [15] BUSH C R, WANG B. A single-phase current source solar inverter with reduced-size DC link[C] // 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, September 20-24, 2009, San Jose, CA, USA.
- [16] 章勇高, 熊健, 王帅, 等. 一种基于混合 Buck/Boost 电路的两级式逆变器功率解耦方法研究[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(13): 71-77.
ZHANG Yonggao, XIONG Jian, WANG Shuai, et al. Research on a decoupling method of a two-stage inverter with hybrid Buck/Boost circuit[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(13): 71-77.
- [17] 舒展, 程思萌, 杨越, 等. 一种基于交流侧功率解耦的无电解电容光伏逆变器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(2): 87-94.
SHU Zhan, CHENG Simeng, YANG Yue, et al. Research on an electroless capacitor photovoltaic inverter based on AC side power decoupling[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(2): 87-94.
- [18] 熊健. 光伏逆变器及交流侧功率解耦方法研究[D]. 南昌: 华东交通大学, 2018.
XIONG Jian. Research on PV inverters and AC side power decoupling[D]. Nanchang: East China Jiaotong University, 2018.
- [19] 章勇高, 王增强. 一种六开关的微逆变器交流侧功率耦合电路: 中国, CN109450239A [P]. 2019-03-08.
- [20] 杨晓光, 姜龙斌, 冯俊博, 等. 一种用于光伏逆变器的新型功率解耦电路[J]. 电工技术学报, 2015, 30(16): 42-48.
YANG Xiaoguang, JIANG Longbin, FENG Junbo, et al. A new power decoupling circuit for photovoltaic inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(16): 42-48.

收稿日期: 2020-01-07; 修回日期: 2020-02-26

作者简介:

章勇高(1975—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为分布式发电系统、光伏微逆变器、电力电子技术在电力系统中的应用; E-mail: ygzhang@ecjtu.jx.cn

孔令韬(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为光伏微逆变器功率解耦技术。E-mail: konglt0991@qq.com

(编辑 张爱琴)