

# 基于功率解耦的单级隔离型微型逆变器研究

张雅静<sup>1</sup>, 李建国<sup>1</sup>, 王久和<sup>1</sup>, 张巧杰<sup>1</sup>, 熊鸣<sup>1</sup>, 陈骞<sup>2</sup>

(1. 北京信息科技大学 自动化学院, 北京 100192; 2. 国网浙江省  
电力公司电力科学研究院, 浙江 杭州 310014)

**摘要:** 近年来, 随着人们对新能源和环境问题的关注, 清洁能源越来越多的受到重视, 极大地推动了光伏逆变器的发展。微型逆变器以其即插即用、体积小、灵活安全等特点, 在智能电网及户用场合得到广泛应用。然而, 直流侧电解电容限制了微型逆变器的寿命和功率密度。提出了一种基于功率解耦的单级隔离型微型逆变器拓扑, 该拓扑具有处理直流二次脉动功率的能力, 直流母线侧可采用薄膜电容, 进一步提高了系统寿命。详细分析了该新型拓扑的工作模式, 并设计了 100 W 原理样机以验证其有效性。

**关键词:** 光伏发电; 微型逆变器; 功率解耦

**中图分类号:** TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd20597

## Research on Single-stage Isolated Micro-inverter Based on Power Decoupling

ZHANG Yajing<sup>1</sup>, LI Jianguo<sup>1</sup>, WANG Jiuhe<sup>1</sup>, ZHANG Qiaojie<sup>1</sup>, XIONG Ming<sup>1</sup>, CHEN Qian<sup>2</sup>

(1. School of Automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China; 2. Electric Power Research Institute of State Grid Zhejiang Electric Power Company, Hangzhou 310014, Zhejiang, China)

**Abstract:** In recent years, renewable energy generation systems have great benefits dealing with the environmental challenges, clean energy has attracted wider attentions, which enormously promotes the development of the photovoltaic inverter. Micro-inverters are widely used in smart grids and household applications due to its plug-and-play, small size, flexible and safe features. However, DC side electrolytic capacitors limit the life and power density of the micro-inverter. a single-stage isolated micro-inverter topology based on power decoupling was proposed. This topology was with the ability to handle DC secondary pulsating power. The DC bus side could be used film capacitors to further improve the system life. The working mode of the new topology was analyzed in detail, and a 100 W prototype was designed to verify its effectiveness.

**Key words:** photovoltaic power generation; micro-inverter; power decoupling

随着人类对能源和环境问题的关注, 清洁能源越来越多的受到重视, 极大地推动了光伏逆变器的发展<sup>[1-3]</sup>。微型逆变器避免了集中式逆变器由于热斑效应带来的能量损失和电池组失效的问题, 具有即插即用、易于安装、灵活安全等特点<sup>[4-5]</sup>。为提高最大功率跟踪效率, 通常采用 mF 级电解电容来稳定直流母线电压以解决直流侧二次脉动问题, 这极大地限制了微型逆变器的功率密度和寿命<sup>[6-8]</sup>。单级型微型逆变器直流侧能量脉动, 即输入输出瞬时功率如图 1 所示, 图 1 中

$P_{ac}$  为交流并网功率,  $P_{pv}$  为光伏电池输入功率。

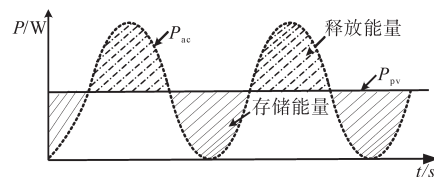


图 1 输入输出瞬时功率

Fig.1 Instantaneous power of input and output

为了提高微型逆变器的效率和功率密度, 国内外学者提出用功率解耦单元处理脉动功率的

**基金项目:** 北京市自然科学基金(3204040/ 3202010); 国家自然科学基金项目(51477011); 北京市教委科研

计划项目(KM201811232014); 北京信息科技大学促进高校内涵发展科研水平提高项目(2020KYNH209)

**作者简介:** 张雅静(1984—), 女, 博士, 讲师, Email: zhangyajing@bistu.edu.cn

思路<sup>[9-14]</sup>。文献[9]采用功率解耦技术将解耦回路电流降低,从而提高了系统的效率。然而,该电路由于变压器漏感能量无法释放造成开关管电压电流尖峰,系统效率较低。文献[10]在推挽电路加入了新型功率解耦单元,AC端口采用工频控制全桥电路将馒头波翻转形成交流并网,这种解耦方式使得电路效率大大提高,300 W时最大效率达95%。文献[11]提出了一种改进的带功率解耦的Flyback逆变器拓扑,通过改变控制模式对传统Flyback微型逆变器进行了改进。

文中首先介绍了具有处理功率脉动能力的单级型微型逆变器拓扑构成原则。其次,提出了一种基于功率解耦的单级隔离型微型逆变器拓扑,并分析了其工作原理及各模态波形。该拓扑通过引入功率解耦单元回收直流脉动功率,减小了直流支撑电容大小。最后,为验证拓扑的有效性,进行了仿真和实验验证,100 W原理样机实验结果验证了理论分析及仿真结果的有效性。

## 1 单级型微型逆变器拓扑结构

### 1.1 采用功率解耦技术的单级型拓扑构成

采用功率解耦技术的单级型微型逆变器通常由多个基本单元构成,通常具备直流侧PV端口、交流侧并网端口和功率脉动处理端口,三端口框图如图2所示。

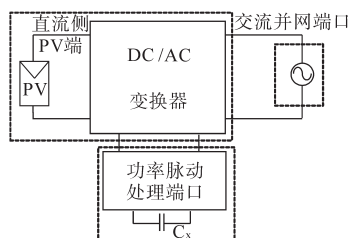


图2 功率解耦微型逆变器三端口框图  
Fig.2 Three port diagram of micro-inverter with power decoupling circuit

直流侧PV端口实现DC/AC变换,交流并网端口和功率脉动处理端口实现AC/AC变换。输入侧与输出侧的瞬时功率差异可以通过功率解耦回路进行处理,因此,功率脉动处理端口需具有能量双向流动能力,从而减小PV端口的功率脉动。交流并网端口的形式有多种,可以先生成准直流再由工频全桥逆变形成交流并网,也可以直接进行逆变并网,还可以采用开关管串联实现电流双向流动的形式。

### 1.2 采用功率解耦技术的单级型拓扑构成原则

采用功率解耦技术的单级型拓扑构成原则有:

- 1)PV端口能完成DC/AC逆变;
- 2)AC端口要实现AC/AC并网功能;
- 3)功率脉动处理端口实现AC/AC变换,且具备能量双向流动能力。

传统方式中通常采用独立的功率脉动处理端口,并通过变压器与其他端口进行耦合,如图3所示。

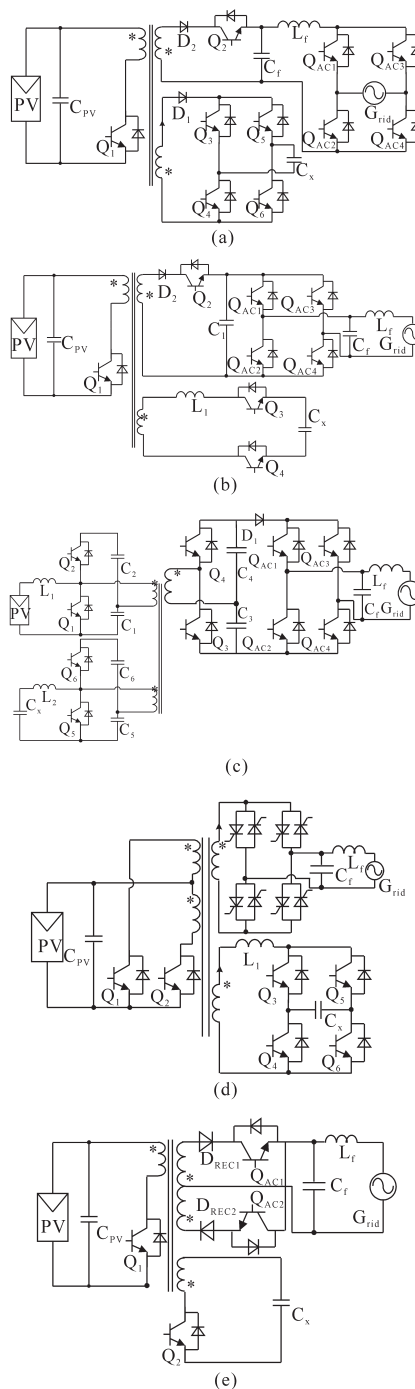


图3 传统的具有功率解耦能力的微型逆变器三端口电路  
Fig.3 Traditional three-port circuit of micro-inverter with power decoupling

图3a中PV端口采用反激单元,功率脉动处理端口为全桥单元。该拓扑解耦端口使用四只开关管,结构较复杂;图3b在图3a的基础上进行简化,其他端口没有变化,只是在功率脉动处理端口采用两只开关管串联,实现能量双向流动;图3c中PV和功率脉动处理端口均采用单桥单元;图3d中PV端口、功率脉动处理端口和AC端口分别采用推挽、全桥单元。图3e在反激式单级逆变电路基础上增加了反激功率脉动处理端口。

## 2 基于功率解耦的单级隔离型微型逆变器拓扑

### 2.1 拓扑构成

一种基于功率解耦的单级隔离型微型逆变器拓扑如图4所示。主电路包括原边主开关管 $S_1, S_2$ ,副边开关管 $S_{ac1}, S_{ac2}$ 及变压器。功率解耦回路由 $S_{x1}, S_{x2}, S_{x0}, L_x$ 及 $C_x$ 组成,以虚线框在图4中标出。其中, $C_x$ 处理脉动功率, $D_1, D_2, D_{x1}, D_{x2}$ 与开关管串联实现单相导通,从而避免了反向电流对功率解耦回路的影响。该拓扑的工作波形如图5所示。

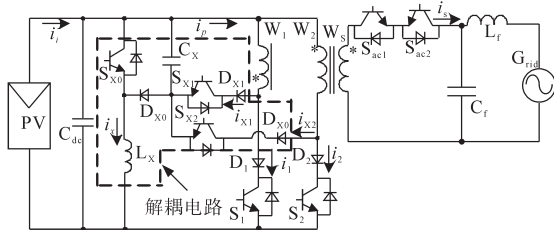


图4 基于功率解耦的单级隔离型微型逆变器拓扑

Fig.4 New topology of single-stage isolated microinverter with power decoupling

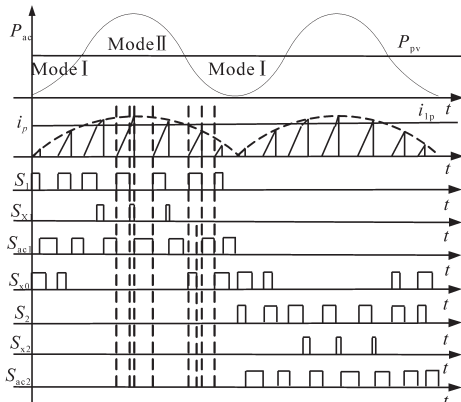


图5 新型拓扑工作波形

Fig.5 Waveforms of the new topology

该电路有两种工作模式。当光伏电池板输入功率大于并网功率 $P_{pv} > P_{ac}$ 时,多余的能量将存

储在解耦电容 $C_x$ 上;反之 $P_{pv} < P_{ac}$ ,存储在 $C_x$ 的能量将释放到主功率回路。

### 2.2 工作过程分析

#### 2.2.1 模态一: $P_{pv} > P_{ac}$

图6为模态一工作波形及其等效电路。

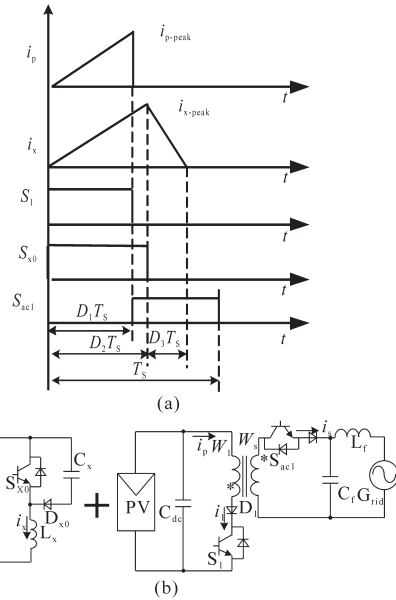


图6 模态一工作波形及其等效电路

Fig.6 Waveforms and equivalent circuit of mode I

模态一下,电路主要工作波形如图6a所示,主开关管 $S_1$ 开通,与 $S_{ac1}$ 组成Flyback电路向网侧传递能量,与此同时 $S_{x0}$ 开通,多余的那部分能量先存储在 $L_x$ 中,然后 $S_{x0}$ 关断, $L_x$ 上的电流通过PV源续流同时给 $C_x$ 充电。该过程中,拓扑可以等效成如图6b所示,由功率解耦单元和Flyback单元两部分组成。

该阶段变压器原边储存的能量即为网侧所需要的能量,如图6中所示,变压器原边电流上升到最大值 $i_{p-peak}$ ,则有:

$$\frac{1}{2} L_m i_{p-peak}^2 = u_{ac}(t) \cdot i_{ac}(t) \cdot T_s = U_{ac} I_{ac} \sin^2(\omega t) \cdot T_s \quad (1)$$

式中: $L_m$ 为变压器原边励磁电感; $T_s$ 为一个开关周期; $U_{ac}, I_{ac}$ 分别为并网电压和电流。

可得到:

$$P_{pv} = \frac{U_{ac} I_{ac}}{2} \quad (2)$$

将式(2)代入(1)中可得:

$$i_{p-peak} = 2 \sqrt{\frac{P_{pv} T_s}{L_m} |\sin(\omega t)|} \quad (3)$$

$S_1$ 关断时刻为 $i_p$ 值触碰到正弦包络,与此同时, $S_{x0}$ 开通,电感 $L_x$ 上电流线性增大:

$$i_{x-peak} = \frac{U_{dc}}{L_x} D_2 T_s \quad (4)$$

式中: $D_2$ 为 $S_{x0}$ 充电时间占空比。

由于PV源输入功率为恒定值,所以根据功率平衡得:

$$P_{pv} = \frac{\frac{1}{2}U_{dc} \cdot i_{p-peak} \cdot D_1 T_s + \frac{1}{2}U_{dc} \cdot i_{x-peak} \cdot (D_2 + D_3) T_s}{T_s} \quad (5)$$

其中

$$\begin{cases} D_1 T_s = L_m \frac{i_{p-peak}}{U_{dc}} \\ D_2 T_s = L_x \frac{i_{x-peak}}{U_{dc}} \\ D_3 T_s = L_x \frac{i_{x-peak}}{(u_x - U_{dc})} \end{cases} \quad (6)$$

式中: $D_1, D_2$ 分别为 $S_1$ 及解耦电容充电时间占空比; $u_x$ 为解耦电容上的电压。

将式(4)、式(6)代入式(5)得:

$$i_{x-peak} = \sqrt{\frac{2T_s P_{pv}}{L_x} \left(1 - \frac{U_{dc}}{u_x}\right) \cos(2\omega t)} \quad (7)$$

其中, $u_x$ 包含一个直流成分和一个以两倍工频进行脉动的量<sup>[12]</sup>。此时,脉动功率被存储于解耦电容中。

### 2.2.2 模态二: $P_{pv} < P_{ac}$

该模态下解耦电容放电,为网侧提供一部分能量,图7为该过程中主要电流、开关管驱动信号波形及等效电路。

由于该拓扑工作在DCM状态下,其工作过程主要分为四个阶段,如图7a所示,下面将详细介绍。

第一阶段:主开关管 $S_1$ 导通,能量由PV侧传递到并网侧,主开关管 $S_1$ 以固定占空比工作。当原边电流 $i_p=i_{1p}$ 时, $S_1$ 关断,如图7a所示。其中, $i_{1p}$ 为原边电流的有效值。至此第一阶段结束,其等效电路如图7b粗线所示。

根据能量守恒定律可知:

$$\frac{1}{2} L_m i_{1p}^2 = P_{pv} T_s \quad (8)$$

从而得到:

$$i_{1p} = \sqrt{\frac{2P_{pv} T_s}{L_m}} \quad (9)$$

第二阶段:由于直流侧输入功率 $P_{pv}$ 小于网侧输出功率 $P_{ac}$ ,开关管 $S_{x1}$ 导通,解耦电容释放能量,变压器原边维持正向励磁,如图7a所示。当

原边励磁电流达到 $i_{p-peak}$ 时,该阶段结束,其等效电路如图7c粗线所示。

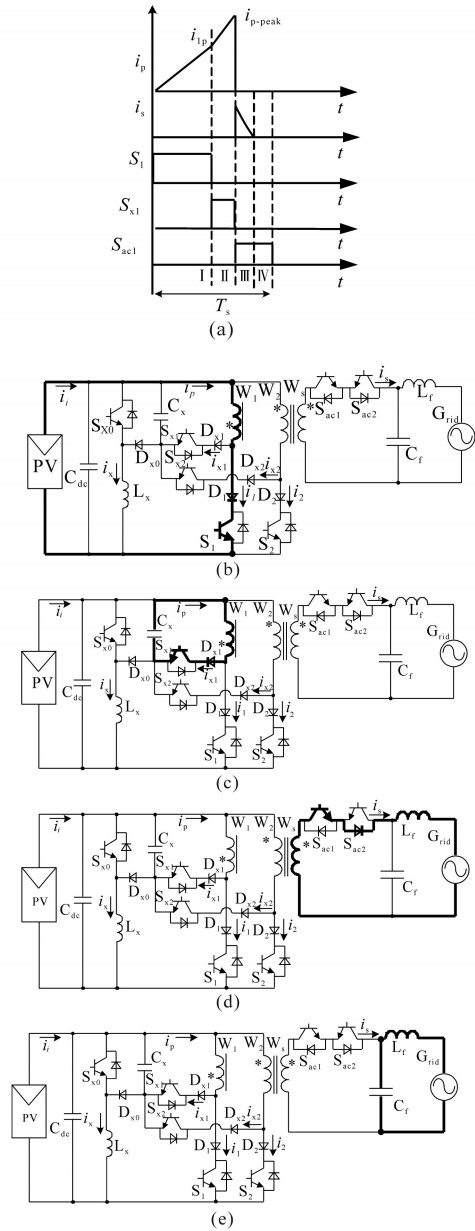


图7 模态二工作波形及各阶段等效电路

Fig.7 Waveforms and equivalent circuit of mode II

第三阶段:开关管 $S_{ac1}$ 导通, $S_{ac2}$ 续流,能量由原边传递到副边。直至副边电流减小为零,该阶段结束,其等效电路如图7d粗线所示。

第四阶段:由于该拓扑工作在DCM条件下,该阶段所有的开关管都关断,滤波电感 $L_f$ 、电容 $C_f$ 与电网续流,如图7e粗线所示。

由上述分析知,变压器原边只存储交流侧所需要的那部分能量,多余的能量根本不通过变压器原边,与带功率解耦的传统Flyback逆变器相比,该拓扑变压器磁芯损耗小,且主开关损

耗也会降低;另外解耦回路只处理脉动的那部分功率,解耦回路附加损耗降低,提高了系统的效率。

### 2.3 拓扑工程应用经济性分析

传统单级反激逆变拓扑中通常采用大容量、低成本电解电容处理直流侧的功率脉动。目前,电解电容寿命通常在1 000 h左右,而光伏电池和电力电子器件的寿命可达到10 a。随着业界对逆变系统可靠性要求的提高,必须考虑电容对系统可靠性的影响。本文提出的基于功率解耦的逆变拓扑与传统反激逆变电路的对比如表1所示。

表1 拓扑对比分析

Tab.1 Comparison of the topology

参数	传统反激逆变拓扑	功率解耦拓扑
开关管数量	4	7
直流电容	电解电容约2.6 mF	薄膜电容约100 μF
二次脉动	大	小
MPPT效率	低	高
体积	大	小
寿命	低	高
效率	高	低
成本	低	高

从表中1可以看出,采用功率解耦技术后,可将直流支撑电容由mF级降低至μF级,可用寿命长、体积小、薄膜电容替换电解电容,系统体积变小。二次脉动功率由功率解耦电路处理后,最大功率跟踪(maximum power point tracking, MPPT)的跟踪效率提高,这将提高整个系统的发电效率。另一方面,由于电路中增加了额外的开关器件,这将带来额外的开关损耗以及成本的上升。

综上所述,传统反激电路具有成本低、效率高的优点,而基于功率解耦技术的新型反激拓扑具有体积小、可靠性高的优点。因此,工程应用中需要针对系统的要求进行合理的选择。

### 3 仿真及实验验证

为验证该拓扑的有效性,搭建了基于仿真软件Powersim (PSIM)的100 W仿真电路。

仿真实验仿真参数如下:输出功率 $p_{pv}=100\text{ W}$ ,输出电压 $U_{dc}=40\text{ V}$ ,解耦回路电感 $L_x=10\text{ }\mu\text{H}$ ,解耦电容 $C_x=40\text{ }\mu\text{F}$ ,原边励磁电感 $L_m=6\text{ }\mu\text{H}$ ,开关频率 $f_s=100\text{ kHz}$ ,滤波电感 $L_f=5\text{ mH}$ ,滤波电容 $C_f=0.8$

$\mu\text{F}$ ,并网电压 $u_{ac}=220\text{ V}/50\text{ Hz}$ ,直流支撑电容 $C_{dc}=22\text{ }\mu\text{F}$ 。

图8为该电路仿真波形,依次为直流输入电流 $i_{dc}$ 、交流并网电流 $i_{ac}$ 、电网电压 $u_{ac}$ 以及解耦电容电压 $u_x$ 。由于该拓扑具有多个工作模式,因此直流输入电流峰值并不是固定的。

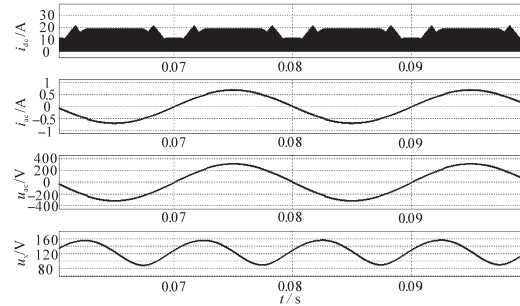
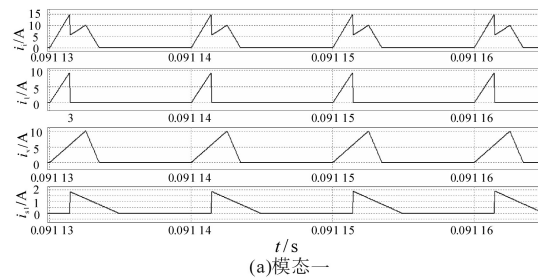


图8 电路仿真波形

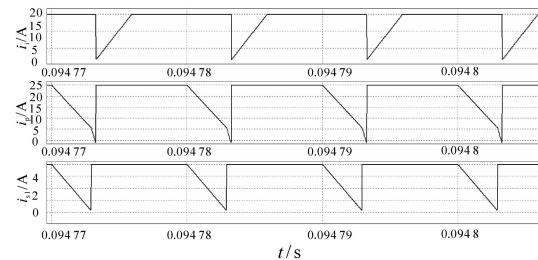
Fig.8 Simulation waveforms of the circuit

从图8中还可以看出解耦电容电压以两倍电网频率进行脉动,以120 V为基准上下脉动30 V左右。

图9为两种模式下的电流波形,图9a为模式一电流波形,依次为输入电流 $i_i$ 、主开关电流 $i_1$ 、解耦回路电流 $i_x$ 、变压器副边电流波形 $i_{s1}$ ,原边主开关管关断后,副边开关管随即开通向网侧传递能量,该过程中多余的能量先转移到电感 $L_x$ 上,然后再给 $C_x$ 充电;图9b为模式二电流波形,由于直流输入功率小于并网输出功率,解耦电容释放能量,从而弥补这部分功率差异。



(a)模式一



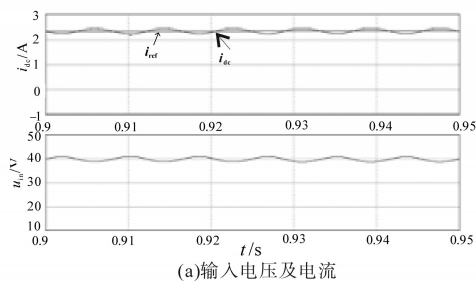
(b)模式二

图9 电流仿真波形

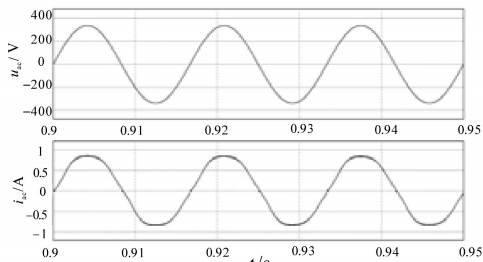
Fig.9 Simulation waveforms of current

传统单级反激逆变器的仿真波形如图10所

示。分别给出直流侧输入电流  $i_{dc}$  和指令电流  $i_{ref}$ 、输入  $u_a$  电压以及交流侧电压  $u_{ac}$  和输出电流  $i_{ac}$  波形。由图 10 可以看出,不采用功率解耦时直流输入电压有较大脉动,需要采用较大的直流母线电容滤波,以减小直流电压纹波。并且,因二次脉动功率的影响导致并网电流波形谐波含量(total harmonic distortion, THD)较大。100 W 原理样机解耦逆变实验波形如图 11 所示。



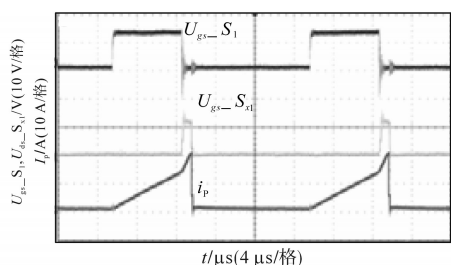
(a) 输入电压及电流



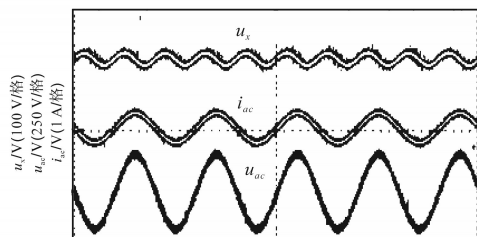
(b) 并网电压电流波形

图 10 传统单级反激逆变器仿真波形

Fig.10 Simulation waveforms of the traditional flyback inverter



(a) 模式二变压器原边电流波形



(b) 并网电压、电流波形

图 11 功率解耦逆变实验结果

Fig.11 Experiment waveforms of the decoupling circuit

图 11a 为模式二工作波形,分别给出了开关管  $S_1$  和  $S_{1l}$  驱动波形和原边电流波形  $i_p$ ; 图 11b 为

解耦电容电压以及输出电流、电压波形。交流并网电流 THD 为 3.2%, 满足并网要求。该电路采用解耦技术降低了输入母线支撑电容的大小和体积。解耦功率回路仅处理脉动功率,降低变压器磁芯损耗和开关损耗。

传统单级反激并网逆变电路实验波形如图 12 所示。

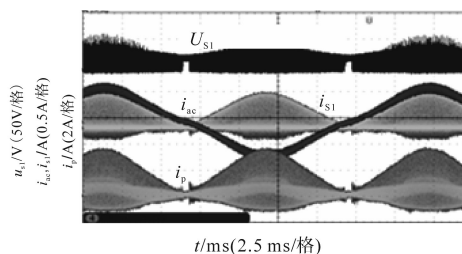


图 12 功率解耦逆变实验结果

Fig.12 Experiment waveforms of the traditional flyback inverter

图 12 中给出了主开关管电压  $u_{s1}$ , 变压器原、副边电流  $i_p, i_s$  及并网电流  $i_{ac}$  波形。传统单级并网逆变器因二次脉动的影响,并网波形的畸变率较大,采用功率解耦控制后可降低由此带来的影响。采用功率解耦技术可以将直流支撑电容由 mF 级降低至  $\mu$ F 级,从而可将传统电路的电解电容替换为薄膜电容并且降低了直流母线电压纹波,这将有效地提高了系统的寿命。

## 4 结论

本文提出了基于功率解耦的单级隔离型微型逆变器拓扑,详细分析了电路工作特性,仿真及实验结果证明了该拓扑的有效性。

本文提出的新型拓扑采用功率解耦技术,可用高性能薄膜电容替代电解电容,有效地提高了系统的寿命。本文提出的新型拓扑的解耦回路与主功率回路相互独立,这有效地降低了变压器磁芯损耗。

### 参考文献

- [1] Xue Yaosuo, Chang Liuchen, Søren Bækthøj Kjær, et al. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(5): 1305-1314.
- [2] Soeren Baekhoej Kjaer, Pedersen John K, Blaabjerg Frede. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1292-1306.
- [3] Li Quan, Wolfs Peter. A review of the single phase photovoltaic

- ic module integrated converter topologies with three different DC link configurations[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(3): 1320-1333.
- [4] Meneses D, García O, Alou P, *et al.* Single-stage grid-connected forward microinverter with boundary mode control[C]//Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011: 2475-2480.
- [5] Kjaer S B. Design and control of an inverter for photovoltaic applications[D]. Denmark: Aalborg University, 2005.
- [6] Hu Haibing, Harb Souhib, Kutkut Nasser H, *et al.* A single-stage microinverter without using electrolytic capacitors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2677-2687.
- [7] 王晓,带功率解耦微型光伏逆变器研究[D].北京:北京交通大学,2014.
- [8] 王晓,张立伟,李艳,等,一种带功率解耦的 Flyback 微型逆变器研究[J]. 电工电能新技术,2015,34(2):45-49.
- [9] Shimizu T, Wada K, Nakamura N. Flyback-type single-phase utility interactive inverter with power pulsation decoupling on the DC input for an AC photo-voltaic module system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(5): 1264-1272.
- [10] Hu Haibing, Harb Souhib, Kutkut Nasser, *et al.* A review of power decoupling techniques for micro-inverters with three different decoupling capacitor locations in PV systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2711-2726.
- [11] Hirao T, Shimizu T, Ishikawa M. A modified modulation control of a single-phase inverter with enhanced power decoupling for a photovoltaic AC module[C]//Power Electronics and Applications, European Conference, 2005: 1-10.
- [12] Fernandez A, Sebastian J, Hernando M M, *et al.* Single stage inverter for a direct AC connection of a photovoltaic cell module [C]//37th Power Electronics Specialists Conference, 2006: 1-6.
- [13] Shimizu T, Suzuki S. Control of a high-efficiency PV inverter with power decoupling function[C]//8th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia, 2011: 1533-1539.
- [14] Li Duo, Zhang Zhe, Xu Biwen, *et al.* A method of power decoupling for long life micro-inverter[C]//IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2011: 802-807.

收稿日期:2019-07-22

修改稿日期:2019-08-31