一种新型的正激并网微逆变器

陈继洪， 洪 峰
（雷达成像与微波光子技术教育部重点实验室（南京航空航天大学） 江苏 南京 210016）

摘要 反激并网微逆变器存在输出电流纹波较大、入网电流与电网电压有相位差和功率容量较小等问题。针对以上问题，本文提出了一种基于正激变换器的并网微逆变器拓扑结构及其控制策略。原边采用双管正激电路，减小了开关管的应力，同时实现了变压器的磁芯复位；引入 LCD 箝位电路，实现了原边开关管的软开关，提高了整机效率；输出滤波采用 L 滤波器，保证了入网电流与电网电压没有相位差。文中详细分析了该逆变器的工作原理，分析了入网电流的相位差，最后进行仿真和实验验证。

关键词： 正激 微逆变器 软开关 相位差
中图分类号： TM315

A Novel Forward Grid-Connected Micro-inverter

Chen Jihong, Hong Feng
（Key Laboratory of Radar Imaging and Microwave Photonics (Nanjing Univ. Aeronaut. Astronaut.), Ministry of Education, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Nanjing 210016 China）

Abstract Flyback grid-connected micro-inverter has the defects of larger current ripple, larger phase difference of grid-connected current and smaller output power. To solve these problems, A novel single-stage forward grid-connected micro-inverter topology and algorithm is proposed in this paper. The drain-source voltage of the switch is clamped and the core of Transformer is reset with the help of the two transistor forward circuit. A LCD clamping circuit was used to achieve zero voltage switching (ZVS) turning-on of the switch and increase efficiency of the inverter. A L filter was used in output, so the phase of grid-connected current is not different with grid voltage. In-depth analysis was given on the inverter principles and the phase difference of grid connected current. Finally, simulation results and experimental results were given.

Keywords： Forward, micro-inverter, soft-switching, phase difference

1 引言

当今世界石化能源日益短缺，随着太阳能的不断开发和利用，光伏并网发电技术得到了快速发展 。应用于单个光伏组件的交流集成模块 [1]（A Module Integrated）由于克服了传统组串式并网发电方式热斑效应、最大功率点跟踪（ Maximum Power Point Track，MPPT）效率不高等问题，逐渐成为了研究的热点。一般地，单个光伏组件输出电压为 20-50V，最大功率为 200-300W。因此，研究具有升压能力又适合于中小功率的单级逆变器成为了关键问题。国内外学者们对此已经做了一些拓扑结构的研究，文献[2]提出了一种 Buck/Boost 升降压逆变结构，这种拓扑省去了前级升压电路，可以大大简化电路结构；文献[3]提出了一种耦合电感升压逆变结构，这种拓扑使用了耦合电感，升压能力有较大提升；文献[4-7]对 Z 源逆变器结构（Z-source inverter，ZSI）进行了研究，这种拓扑 克服了常规电压源逆变器存在的桥臂直通问题，简化了控制策略，但是

国家自然科学基金（ 50907033）、江苏省科技支撑计划资助项目（ BE2012170）和江苏高校优势学科建设工程资助项目。
收稿日期 2014-07-10

以上结构的逆变器都没有实现电气隔离，存在安全隐患，很难在全球范围特别是欧美地区推广使用。

当下研究的光伏并网微逆变器主要是高频逆变电路级联工频换向桥拓扑结构的单级高频链逆变器[8-9]，如美国 Enphase 公司的 M190 系列。反激拓扑由于其升降压、高频电气隔离特性，以及结构简单、控制方便的特点，成为了单级逆变器的理想拓扑[10-11]。然而，反激并网微逆变器也继承了反激变换器的一些固有缺点，文献 [10]指出反激并网微逆变器存在以下几点不足： 1.副边电流断续，导致输出电流纹波较大； 2.单路功率容量较小，无法与光伏组件功率匹配； 3.输出端必须并联一个电容才能接滤波电感，导致入网电流与电网电压产生相位差，尤其在较小功率时这个问题更为突出（详见下文分析）； 4.效率较低，漏感能量在原边开关管两端造成电压尖峰。针对这些问题，国内外学者们已经做了大量的研究工作，并取得了很大成果 [12-17]，文献[18]引入了有源箝位电路吸收变压器漏感能量，提高了逆变器的可靠性；同时，实现原边开关管的软开关，减小开关管的损耗，提高了逆变器的整机效率。文献[19]采用交错并联技术，改善了逆变器输出电流纹波；同时，增加了逆变器功率容量，实现了与光伏组件功率匹配。文献 [20]提出了一种新的控制策略，优化了逆变器参数，改善了入网电流质量，并将效率提高到 95.11%。文献[19]使用了一种新型数字式有源滤波器，有效地减小了滤波器的体积。但是这些方法都不能完全解决反激并网微逆变器输出电流纹波较大、入网电流存在相位差的问题。反激并网微逆变器的这些问题影响了入网电流的质量，制约了其进一步发展。

针对以上问题，本文提出了一种基于正激拓扑的并网微逆变器结构，其副边电流连续，纹波较小；同时，原边引入 *LCD* 箝位电路，实现了开关管的软开关，提高了逆变器的效率；输出滤波器采用 *L* 滤波方式，逆变器入网电流不存在相位差，有效地克服了反激并网微逆变器入网电流存在相位差的问题。

2　工作原理

本文提出的正激并网微逆变器主电路拓扑结构如图 1 所示。该逆变器由两路正激逆变电路、LCD 箝位电路和滤波电路组成，两路正激逆变电路输入端共用双管正激电路，输出端并联，通过滤波电路接入单相电网。其中， L 是逆变器输出的滤波电感； S_1、S_2、D_1、D_2 构成双管正激电路，与变压器原边相连； L_r、C_r、D_{r1}、D_{r2} 构成 LCD 箝位电路，实现原边开关管的软开关； D_3、D_4 和 S_3 构成一路正激逆变电路的副边，输出正半周波形； D_5、D_6 和 S_4 构成另一路正激逆变电路的副边，输出负半周波形，两路正激逆变电路在一个周期内交替工作。

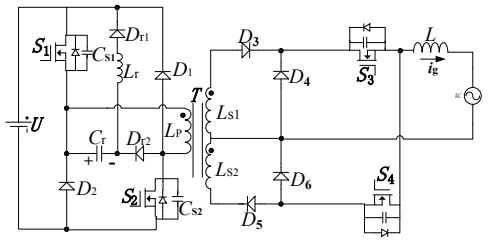


图 1　正激逆变器主电路拓扑

Fig.1　The circuit topology of the proposed inverter

2.1　工作模态分析

逆变器工作时，一路正激逆变电路在正半周期工作，另一路正激逆变电路在负半周期工作，正负半周工作模态相仿，故而以下仅分析逆变器正半周工作模态。记光伏组件输出电压为 U，变压器原副边匝比为 $1/N$，开关管 S_1、S_2 的漏源电压分别为 U_{s1}、U_{s2}，其结电容 C_{s1}、C_{s2} 容值为 C，流过谐振电感 L_r 的电流为 I_L，箝位电容 C_r 两端电压为 U_{cr}，极性如图 1 中标注。图 2 是逆变器工作的主要波形；如图 3 所示，逆变器在正半周期内有 7 个工作模态。

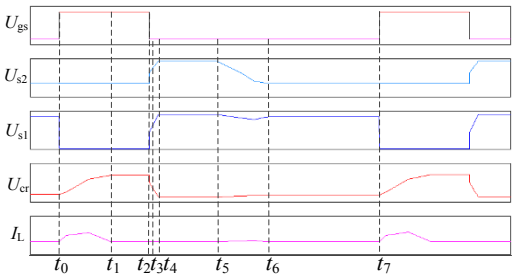


图 2　逆变器主要工作波形

Fig.2　Principle waveforms of the inverter

1）工作模态 1[t_0~t_1]：如图 3（a）所示，S_1、S_2、S_3 开通，S_4 关断，整流二极管 D_3 导通，D_1、D_2、D_4、D_5、D_6 截止，能量通过变压器传到副边并入电网；开关管 S_1 开通时，由于谐振电感 L_r 的作用，实现了零电流开通 （Zero Current Switch，ZCS）；在该模态中，箝位电容 C_r 通过 D_{r1} 和

[在此处键入]

S_1 与 L_r 发生谐振，U_{cr} 从-U 开始上升到正向最大值 U，I_L 从零开始上升达最大值后下降到零。

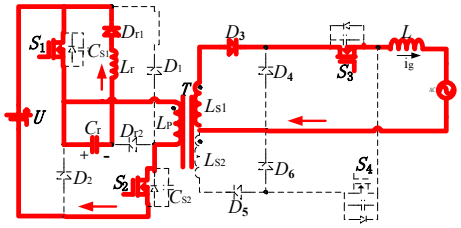
$$U_{cr} = -U\cos[\omega_1(t-t_0)] \quad (1)$$

式中，ω_1是谐振角频率，$\omega_1 = 1/\sqrt{L_r \cdot C_r}$

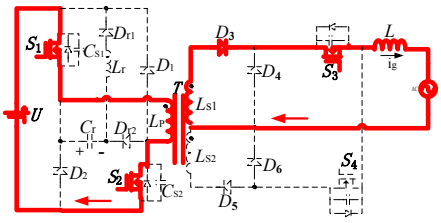
2）工作模态 2[t_1～t_2]：如图 3（b）所示，S_1、S_2、S_3 保持开通，S_4 关断，整流二极管 D_3 导通，D_1、D_2、D_4、D_5、D_6 截止，能量通过变压器传到副边并入电网；在该模态中，U_{cr} 保持不变，这个过程和传统的双管正激电路一致。

3）工作模态 3[t_2～t_3]：如图 3（c）所示，S_1、S_2、S_4 关断，S_3 开通，整流二极管 D_3 导通，D_1、D_2、D_4、D_5、D_6 截止，开关管 S_1、S_2 关断时，由于箝位电容的作用，实现了零电压关断 （Zero Voltage Switch，ZVS）；在该模态中，电流值为 $N*i_g$ 的电流给 C_r 放电、给 C_{s1}、C_{s2} 充电，U_{cr} 从最大正电压 U 开始下降到零。

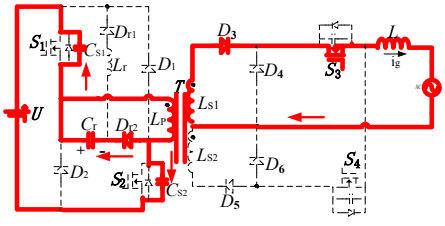
$$U_{cr}(t) = U - \frac{N*ig}{Cr + C/2}(t - t_2) \quad (2)$$



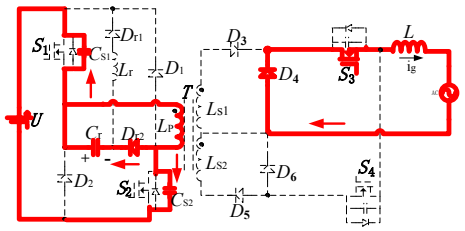
（a）



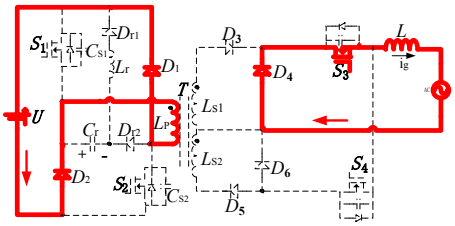
（b）



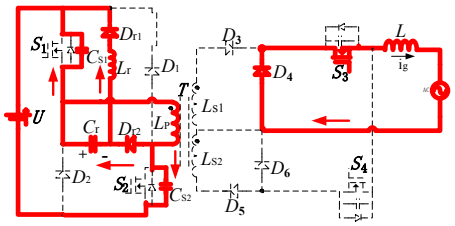
（c）



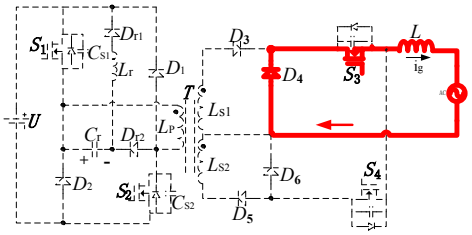
（d）



（e）



（f）



（g）

图 3 正激逆变器工作模态

Fig.3 Working models of forward inverter

4）工作模态 4[t_3～t_4]：如图 3（d）所示，S_1、S_2、S_4 保持关断，S_3 开通，D_1、D_2、D_3、D_5、D_6 截止，续流二极管 D_4 导通，继续向电网注入能量；在该模态中，励磁电感 L_p 和 C_r、C_{s1}、C_{s2} 发生谐振，C_{s1}、C_{s2} 两端电压上升到 U，U_{cr} 从零开始下降到-U，变压器原边电压从正值下降到零，励磁电流上升到最大值。

$$U_{cr}(t) = -I_{LP} \cdot Z \cdot \sin[\omega_2(t - t_3)] \quad (3)$$

式中，Z是谐振特征阻抗，$Z = \sqrt{L_p/(C_r + C/2)}$；$\omega_2$ 是谐振角频率，$\omega_2 = 1/\sqrt{L_p(C_r + C/2)}$；$I_{LP}$ 是流过C_r部分的励磁电流。

5）工作模态 5[t_4～t_5]：如图 3（e）所示，

S_1、S_2、S_4 保持关断，S_3 开通，续流二极管 D_4 导通，D_3、D_5、D_6 截止，磁复位二极管 D_1、D_2 导通；在该模态中，变压器原边电压反向，励磁电流通过 D_1、D_2 下降到零，完成变压器磁芯复位。

6）工作模态 6[t_5～t_6]：如图 3（f）所示，S_1、S_2、S_4 关断，S_3 开通，D_1、D_2、D_3、D_5、D_6 截止，续流二极管 D_4 导通，继续向电网注入能量。在该模态中，励磁电感 L_p、谐振电感 L_r 和开关管两端的结电容 C_{s1}、C_{s2} 再次谐振。由于 L_r<<L_p，计算时忽略 L_r。

$$U_{s1}(t)=\frac{C_r+C}{C_r+2C}U+\frac{C}{C_r+2C}\cos[\omega_3(t-t_5)] \quad (4)$$

$$U_{s2}(t)=\frac{C}{C_r+2C}U+\frac{C_r+C}{C_r+2C}\cos[\omega_3(t-t_5)] \quad (5)$$

$$U_{cr}(t)=-U_{s1}(t) \quad (6)$$

式中，谐振角频率 $\omega_3=\sqrt{(C_r+2C)/[L_pC(C_r+C)]}$ 在该状态结束时刻，有：

$$U_{s1}=U_{s2}=U \quad (7)$$

综合（4）～（7），可得：

$$U_{s1}(t_6)=\frac{C_r+C}{C_r+2C}U \quad (8)$$

$$U_{s2}(t_6)=\frac{C}{C_r+2C}U \quad (9)$$

一般地，C_r 远大于 C，t_6 时刻，开关管 S_1 两端的电压近似为 U，开关管 S_2 和变压器两端的电压近似为零，这为开关管 S_2 零电压开通（ZVS）提供了条件。

7）工作模态 7[t_6～t_7]：如图 3（g）所示，S_1、S_2、S_4 保持关断，S_3 开通，续流二极管 D_4 导通，D_3、D_5、D_6 截止；在该模态中，变压器原边电压和开关管 S_2 两端电压保持在零，直到下一开关周期开始。

2.2　控制策略

如图 4 所示，逆变器采用单极性 SPWM 模拟控制策略，原边开关管 S_1、S_2 高频 SPWM 调制，副边开关管 S_3、S_4 工频调制，两路正激逆变电路分别在一个工频周期的正负半周工作。为了减小入网电流的总谐波失真（Total Harmonic Distortion，THD），引入锁相环电路产生与电网电压相位一致的正弦波基准 i_r，i_r 通过过零比较器得到两路正激逆变电路副边工频开关管 S_3、S_4 的驱动；入网电流 i_g 与正弦波基准 i_r 经过电流环控制器得到误差信号 U_{pi}，U_{pi} 与单极性三角波交接生成原边高频开关管 S_1、S_2 的驱动。S_1、S_2 驱动生成的具体方式如图 5 所示，误差信号 U_{pi} 与单极性三角波 C 交接生成正半周驱动信号 U_1，误差信号取反得到的 -U_{pi} 与单极性三角波 C 交接生成负半周的驱动信号 U_2，将 U_1、U_2 通过或门合成得到开关管 S_1、S_2 的驱动。

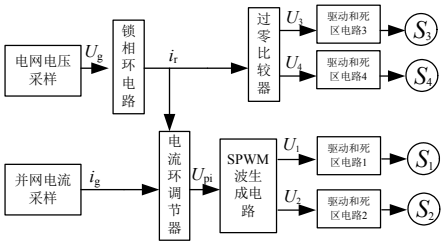


图 4　控制框图

Fig.4　The block diagram of the control circuit

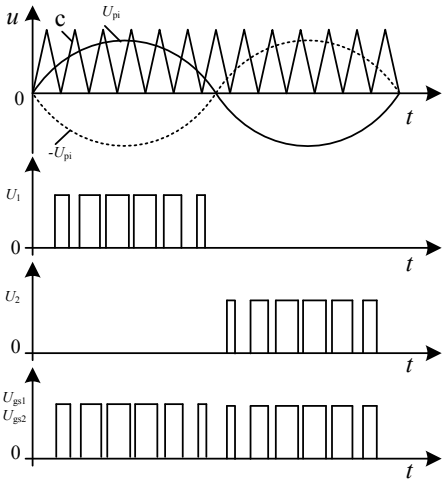


图 5　单极性 SPWM 波生成示意图

Fig.5　Generation process of the SPWM

3　入网电流分析

入网电流的质量是衡量并网逆变器性能的一项重要指标，而入网电流与电网电压的相位差和 THD 是影响入网电流质量的关键因素。以下将在理论上分析反激并网微逆变器和正激并网微逆变器入网电流的相位差，并进行比较。

3.1　反激并网微逆变器入网电流分析

反激并网微逆变器可以工作在电流连续模（CCM）、临界模式（BCM）和断续模式

（DCM）。工作在电流连续模式（CCM）时，反激并网微逆变器具有右半平面零点，相比 BCM 和 DCM 模式其传递函数更复杂，稳定性较差。因此实际应用中以 DCM 和 BCM 模式反激并网微逆变器为主，并且 BCM 模式反激并网微逆变器输出功率更大。但是 BCM 模式下，往往需要采用变频控制，控制较为复杂，同时也使输出滤波器的设计更加困难。而不同结构的反激并网微逆变器（如引言中提到了的单级高频链逆变器、交错并联型反激逆变器、有源箝位反激逆变器、）入网电流都需要经过一个 *LC* 滤波器才能接入电网。以下以最典型的 DCM 模式三开关反激并网微逆变器为研究对象，分析反激并网微逆变器输出电容对入网电流相位的影响。

三开关反激并网微逆变器主电路如图 6 所示，记逆变器输入电压为 U_{d}，变压器原边励磁电感为 L_{p} 原边电流为 i_{p}，滤波之前的电流为 i_{o}，流过滤波电容 C 的电流为 i_{c}，入网电流为 i_{g}，入网电流周期为 T。图 7 中 a 是 DCM 模式反激逆变器原边电流在第 k 个开关周期内的波形，为了方便计算，现将三角形电流脉冲 a 在第 k 个开关周期内等效为平均电流 i_{pav}。在 t_{on} 时刻，原边电流 i_{p} 达到峰值 i_{pk}，此时有：

$$i_{\mathrm{pk}}=\frac{U_{\mathrm{d}}}{L_{\mathrm{p}}}t_{\mathrm{on}} \tag{10}$$

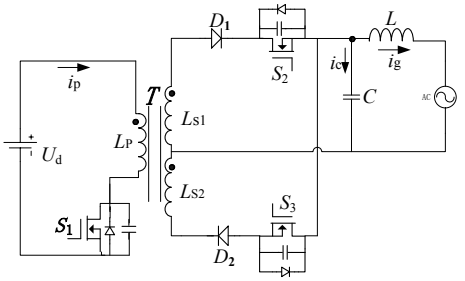


图 6 三开关反激逆变器主电路

Fig.6 The circuit topology of the flyback inverter

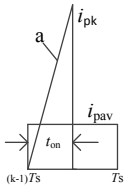


图 7 第 k 个开关周期电流模型

Fig.7 Average current in the kth switching interval

原边电流包络为正弦波，所以，

$$i_{\mathrm{pk}}=\mathrm{I_m}\sin\omega kT_{\mathrm{s}},\qquad 0\le\omega kT_{\mathrm{s}}\le\pi \tag{11}$$

联立式（10）、（11），令 $\omega=2\pi/T, m=T/2T_{\mathrm{s}}$ 可得：

$$\mathrm{t_{on}}=\frac{L_{\mathrm{p}}\mathrm{I_m}\sin(k\pi/m)}{U_{\mathrm{d}}} \tag{12}$$

根据式（12）和图 7，可得：

$$i_{\mathrm{pav}}=\frac{I_m^2L_{\mathrm{p}}}{2U_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}}\sin^2\left(\frac{k\pi}{m}\right) \tag{13}$$

那么，原边电流可以表示为：

$$i_{\mathrm{p}}(t)=i_{\mathrm{pav}}(t)=\frac{I_{\mathrm{m}}^2L_{\mathrm{p}}}{2U_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}}\sum_{k=1}^{m}\sin^2\left(\frac{k\pi}{m}\right)*\left[u(t-(k-1)T_{\mathrm{s}})-u(t-kT_{\mathrm{s}})\right] \tag{14}$$

因为 $T>>T_{\mathrm{s}}$，式（14）可以进一步简化为：

$$i_{\mathrm{p}}(t)=i_{\mathrm{pav}}(t)=\frac{I_{\mathrm{m}}^2L_{\mathrm{p}}}{2U_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}}\sin^2\omega t=\frac{I_{\mathrm{m}}^2L_{\mathrm{p}}}{2U_{\mathrm{d}}T_{\mathrm{s}}}(1-\cos2\omega t) \tag{15}$$

所以输入功率 P_{i} 可以表示为：

$$P_{\mathrm{i}}=\frac{I_{\mathrm{m}}^2L_{\mathrm{p}}}{2T_{\mathrm{s}}}(1-\cos2\omega t) \tag{16}$$

假设逆变器没有损耗，那么：

$$P_{\mathrm{o}}=P_{\mathrm{i}}=\frac{I_{\mathrm{m}}^2L_{\mathrm{p}}}{2T_{\mathrm{s}}}(1-\cos2\omega t)=u_{\mathrm{o}}\cdot i_{\mathrm{o}}=U_{\mathrm{o}}\cdot I_{\mathrm{o}}(1-\cos2\omega t) \tag{17}$$

式中，$u_{\mathrm{o}}=\sqrt{2}U_{\mathrm{o}}\sin\omega t$，$i_{\mathrm{o}}=\sqrt{2}I_{\mathrm{o}}\sin\omega t$

则输出电流的均方根 I_{o} 可以表示为：

$$I_{\mathrm{o}}=\frac{I_{\mathrm{m}}^2L_{\mathrm{p}}}{2U_{\mathrm{o}}T_{\mathrm{s}}} \tag{18}$$

由式（18）可以发现，反激逆变电路输出电流和输出电压不存在相位差，但是此时的输出电流包含三角形电流脉冲，谐波分量很大，必须经过 LC 低通滤波器平滑电流波形、滤除交流电流的高频分量。但输出滤波器会使入网电流与电网电压产生相位差，增加逆变器的无功功率，降低整体效率 [20]。

流过电容 C 的电流 i_{c} 和输出滤波器之后的电流（入网电流）i_{g} 分别是：

$$i_{\mathrm{c}}=\frac{sCu_{\mathrm{g}}+(s^2LC+sRC)i_{\mathrm{o}}}{1+sRC+s^2LC} \tag{19}$$

$$i_{\mathrm{g}}=\frac{i_{\mathrm{o}}-sCu_{\mathrm{g}}}{1+sRC+s^2LC} \tag{20}$$

式中，R 是滤波电感的等效串联电阻。

将式（18）带入式（20），那么入网电流的相

量表达式为：

$$I_{\mathrm{g}}=\frac{U_{\mathrm{g}}}{1+j\omega RC-\omega^{2}LC}\left(\frac{L_{\mathrm{p}}I_{\mathrm{m}}^{2}}{4U_{\mathrm{g}}^{2}}-j\omega C\right) \tag{21}$$

由式（21）可以发现，输出滤波器之后的电流（入网电流）相位超前于电网电压，而这个相位差的大小取决于电容 C 的大小。如图 8 所示，逆变器输出电流 i_{o} 一定时，入网电流 i_{g} 与电网电压的相位差随着电容 C 的增大而增大。

为了较好地滤除反激逆变电路输出电流的高频分量，其输出滤波器是截止频率为 $\omega=1/\sqrt{LC}$ 的低通滤波器。该滤波器有 两个可以设计的参数，分别是电感 L 和电容 C，文献[21]中电容 C 取值为 1μF，可以发现该逆变器输出功率为 140W 和 38W 时的电流和电压波形有较明显的相位差；文献[22]中电容 C 取值为 330nF，电感 L 取值为 500μF，可以发现该逆变器在输出功率为 28W，89W 时电流波形包含大量高频分量。 为了使入网电流相位差尽可能的小， 应该选取较小的电容 C；但是相应的必须增大电感 L 以保证滤波器能较好地滤除电流中的高频分量，但这样又会增加电感 L 的体积和等效串联电阻，影响整 机性能。所以，这就增加了输出滤波器的设计难度。

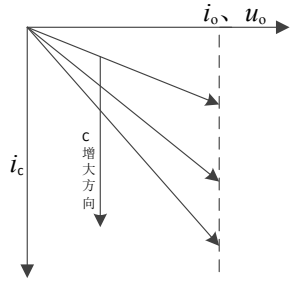


图 8　不同电容值时的入网电流

Fig.8　The current of different capacitor

3.2　正激并网微逆变器入网电流分析

本文提出的正激并网微逆变器只使用电感 L 进行滤波就可以保证入网电流的 THD 达到国家标准，故而正激并网微逆变器的入网电流与电网电压不存在相位差，有效地解决了反激并网微逆变器入网电流存在相位差的问题。

正激并网微逆变器可以等效为如图 9a 所示的 Buck 电路模型，其中 U_{LS} 是变压器副边输出电压，L 是输出电感。当原边开关管导通时，副边二极管 D 截止，逆变器电路可以等效为如图 9b 所示的电路模型，入网电流 i_{g} 可以表示为：

$$i_{\mathrm{g}}=\frac{U_{\mathrm{LS}}-u_{\mathrm{g}}}{SL+R} \tag{22}$$

其中，R 是输出电感 L 的等效串联电阻。

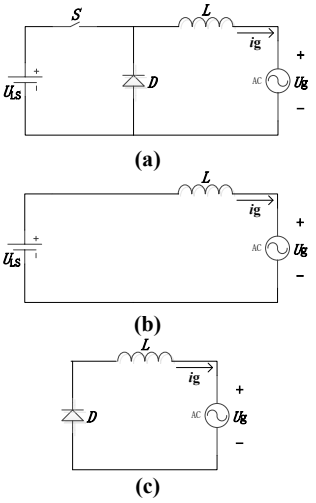


图 9　正激逆变器等效模型

Fig.9　Equivalent models of the forward inverter

令 $S=j\omega$，并网电流和电网电压关系的相量可以表示为：

$$I_{\mathrm{g}}=\frac{U_{\mathrm{LS}}-U_{\mathrm{g}}}{j\omega L+R} \tag{23}$$

同理，当原边开关管关断，变压器副边电压为零，二极管 D 导通，逆变器电路可以等效为如图 9（c）所示的电路模型，并网电流和电网电压关系的相量可以表示为：

$$I_{\mathrm{g}}=\frac{U_{\mathrm{g}}}{j\omega L+R} \tag{24}$$

从式（23）、（24）可以发现，正激并网微逆变器的并网电流和电网电压不存在相位差。

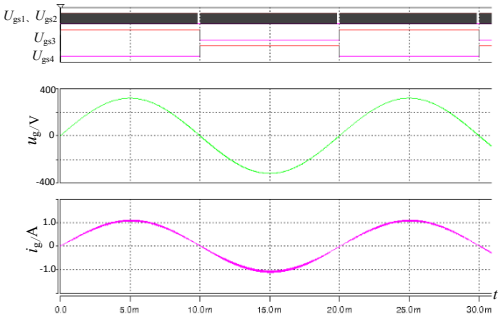
4　仿真分析

为了验证本文提出的正激并网微逆变器拓扑的可行性，采用电力电子仿真软件 SABER 建立了仿真电路。仿真电路具体参数如下：直流输入电压 U_{in}=30V，输出接 220V/50Hz 单相电网，额定输出功率 200W；开关频率 50KHz；谐振电感 L_{r}=30μH，箝位电容 C_r=10nF，开关管结电容 C=2.2nF；变压器原边电感量 L_{p}=280μH，两组副边绕组电感量 L_{s1}=L_{s2}=106mH；输出滤波电感

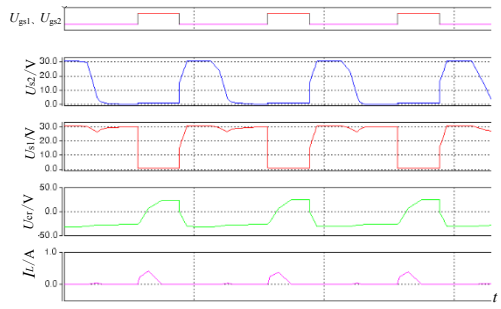
[在此处键入]

L=3mH。

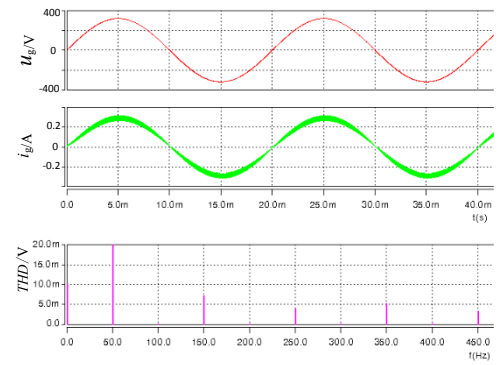
逆变器仿真波形如图 10 所示，图 10a 为逆变器满载工作波形，可以发现入网电流与电网电压没有相位差；图 10b 为 *LCD* 箝位电路工作波形，可以发



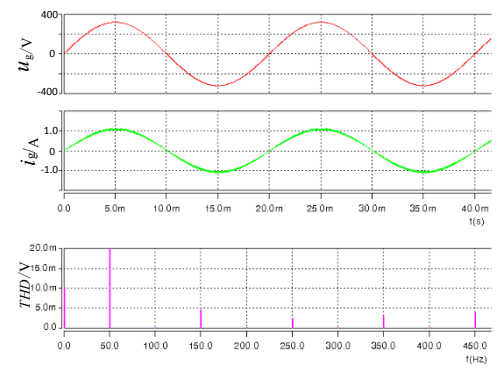
（a）



（b）



（c）



（d）

图 10 逆变器仿真波形

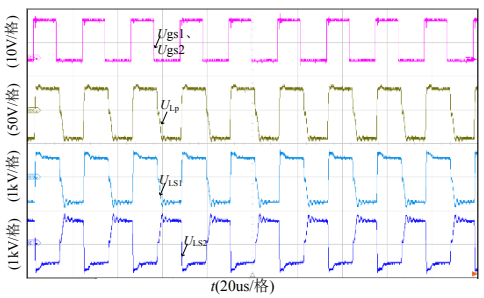
Fig.10 The simulation results of the proposed inverter

现开关管 S_2 实现了零电压开通和零电压关断，开关管 S_1 实现了零电压关断。经过傅里叶分析得到逆变器轻载时 THD 为 0.078 78、满载时 THD 为 0.028 13，图 10c、10d 分别为轻载和满载时 各次谐波幅值，可以发现满载时的 THD 低于轻载时的 THD，但两种情况下入网电流都不存在相位差。

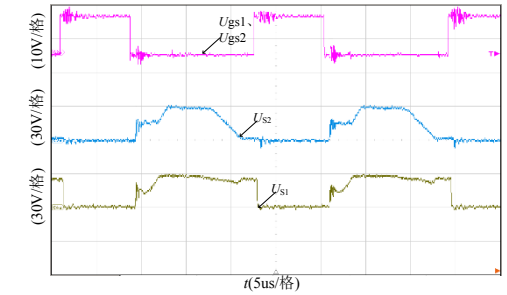
5 实验结果和分析

本文样机具体参数如下：输入直流电压 30V，输出电压 220V/50Hz，额定输出功率 200W，开关频率 50KHz，最大占空比 0.46，原边开关管为 IPP032N06N3G（漏源电压 60V，导通电阻 2.9mΩ），漏源极电容 2.2nF，箝位电容容值为 10nF，谐振电感电感量为 29.6μH，变压器原副边匝比为 4:92:92，原边励磁电感为 283.2μH，整流二极管为 20ETS08FP，副边工频开关管为 IPP60R250CP，输出电感的电感量为 2.83mH。

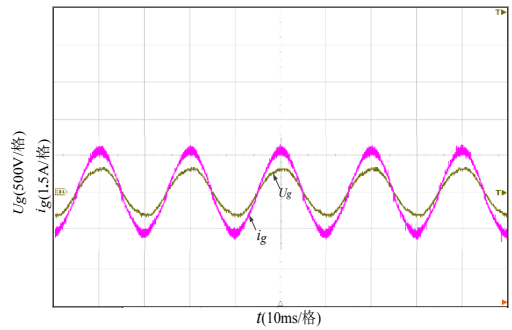
实验波形如图 11 所示，图 11a 为原边开关管驱动 U_{gs1}、U_{gs2} 和变压器原边电压 U_{LP}、副边电压 U_{LS1}、U_{LS2} 的波形，可以看到原边开关管导通时，变压器传递能量，符合正激并网微逆变器工作原理；图 11b 为原边开关管驱动 U_{gs1}、U_{gs2} 和漏源极电压 U_{S1}、U_{S2} 的波形，可以看到开关管 S_2 实现了零电压开关，开关管 S_1 实现了零电压关断；图 11c 为轻载时电网电压 u_g、入网电流 i_g 的波形，可以看到轻载时入网电流和电网电压没有相位差，且入网电流没有明显的高频分量；图 11d 为满载时电网电压 u_g、入网电流 i_g 的波形，可以看到满载时并网电流和电网电压没有相位差，且入网电流波形优于轻载时的入网电流。实验结果表明了理论分析的正确性。



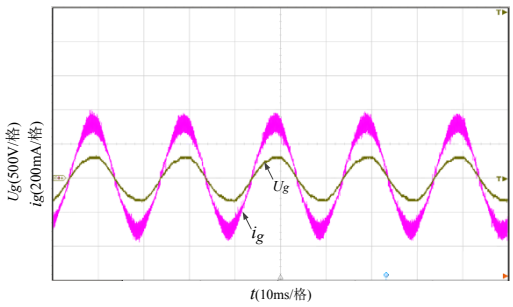
（a）



（b）



（c）

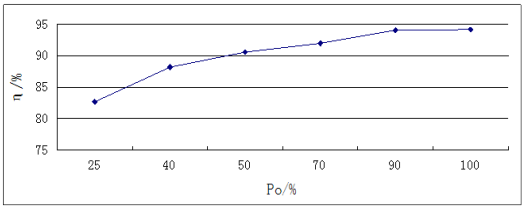


（d）

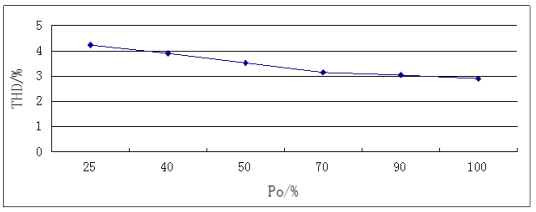
图 11　逆变器实验波形图

Fig.11　The experimental results of the proposed inverter

本文样机的整机效率和 THD 曲线如图 12 所示，图 12（a）为整机效率曲线，P_o 为输出功率，从图中可以发现逆变器在不同输出功率时都能达到较高的效率，满载时效率达到 94.2%；图 12（b）为整机 THD 曲线，可以发现逆变器在不同输出功率时 THD 都小于 5%，满载时 THD 为 2.9%，符合并网逆变器的入网电流 THD 要求。



（a）



（b）

图 12　效率和 THD 曲线

Fig.12　The curves of efficiency and THD

6　结论

1）通过理论分析、saber 仿真和实验样机，证明了本文提出的应用于单个光伏组件的正激并网微逆变器拓扑结构的可行性。在理论上分析了反激并网微逆变器入网电流存在相位差，而正激并网微逆变器入网电流没有相位差，并通过仿真和实验验证结论的正确性。

2）通过引入 LCD 箝位电路，实现了原边开关管的软开关，减小了开关损耗，使该逆变器的效率达到 94.2%，与目前该领域内的反激并网微逆变器相近。

3）与同等功率容量的反激并网微逆变器相比，本文提出的正激并网微逆变器具有电路结构简单、开关器件较少、控制策略简单和电流纹波较小等优点。

参考文献

[1] Chiu H, Lo Y, Yang C et al. A Module-Integrated Isolated Solar Microinverter[J]. IEEE Transactions On Industrial Electronics, 2013, 60(2): 781-788.

[2] 嵇保健，洪峰．半周控制双 Buck-Boost 单级逆变器[J]．电工技术学报，2011, 11:53-60.
Ji Baojian, Hong Feng. Half Load-cycle worked dual buck-boost single-stage inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society. 2011, 11:53-60.

[3] 周玉斐，黄文新．耦合电感单级升压逆变器 [J]．中国电机工程学报，2011, 31(33): 61-67.
Zhou Yufei, Huang Wenxin. A novel single-stage boost inverter with coupled inductors[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(33): 61-67.

[4] Baoming G, Haitham A, Zheng P et al. An energy-

[在此处键入]

stored quasi-z-source inverter for application to photovoltaic power system[J]. IEEE Transactions On Industrial Electronics, 2013, 60 (10): 4468-4481.

[5] 汤雨，谢少军，张超华．改进型 Z 源逆变器[J]．中国电机工程学报 , 2009, 29(30): 28-34.
Tang Yu, Xie Shaojun, Zhang Chao-hua. Improved Z-source Inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(30): 28-34.

[6] 蔡春伟，曲延滨，盛况．增强型 Z 源逆变器[J]．中国电机工程学报 , 2009, 31(增刊): 259-266.
Cai Chunwei, Qu Yanbin, Sheng Kuang. Enhanced Z-source Inverters[J]. Proceedings of the CSEE 2009, 31(增刊): 259-266.

[7] 周玉斐，黄文新，赵健伍等．抽头电感准 Z 源逆变器[J]．中国电机工程学报 , 2012, 32(27): 126-134.
Zhou Yufei, Huang Wenxin, Zhao Jianwu et al. Tapped Inductor Quasi-Z-source Inverters[J].

[8] Nanakos A, Tatakis E, Papanikolaou N. A weighted-efficiency-oriented design methodology of flyback inverter for AC photovoltaic modules[J]. IEEE Transactions On Power Electronics, 2012, 2(7): 3221-3233.

[9] 丰瀚麟，肖华锋，谢少军等．反激型电流源高频环节光伏并网逆变器研究 [J]，电力电子技术，2009, 43(12): 43-45.
Feng Hanlin, Xiao Huafeng, XIE Shaojun et al. Research on flyback-type current source inverter for grid-connected photovoltaic systems[J]. Power Electronics, 2009, 43(12): 43-45.

[10] Rodriguez L, Balda J. A Comparison of Isolated DC-DC Converters for Microinverter Applications[C]. 2013 28th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2013), 2013: 2084-2091.

[11] Mukherjee A, Pahlevaninezhad M, Moschopoulos G. A passive snubber circuit for flyback microi-nverters in solar energy systems[C]. 2013 28th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2013), 2013: 3236-3240.

[12] 陈亚爱，张卫平，张东辉，等．新型 MH 灯用单级逆变器[J]．电工技术学报 , 2009, 23(8): 74-79.
Chen Yaai, Zhang Weiping, Zhang Donghui, et al. Study of a novel single stage inverter for MH lamps[J]. Transactions of China Electrotechnical Society. 2009, 23(8): 74-79.

[13] Liu Zhen, Wang Wen-Jiang, Wei Hai-Cheng. A Novel ZVS Double Switch Flyback Inverter and Pulse Controlled Dimming Methods for Flat DBD Lamp[J]. IEEE Transactions On Consumer electronics, 2011, 57(3): 995-1002.

[14] 薛必翠，丁新平，张承慧，张民．准 Z 源逆变器交流调速系统及部分 PAM/PWM 控制策略[J]．电工技术学报 , 2012, 10:142-149.
Xue Bicui, Ding Xinping, Zhang Chenghui, et al. Quasi-Z-Source inverter adjustable speed drives system and its partly PAM/PWM control strategy[J]. Transactions of China Electrotechnical Society. 2012, 10:142-149.

[15] Li Y, Ramesh O. A Low Cost Flyback CCM Inverter for AC Module Application[J]. IEEE Transactions On Power Electronics, 2012, 27(3): 1295-1303.

[16] Ryu D, Kim Y, Kim J et al. Interleaved active clamp flyback inverter using a synchronous rectifier for a photovoltaic AC module system[C]. 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, 2011: 2631-2636.

[17] Zhiliang Zhang, Xiao-Fei He, Yan-Fei Liu. An optimal control method for photovoltaic grid-tied-interleaved flyback microinverters to achieve high efficiency in wide load range[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 5074-5087.

[18] Kim Y, Ji Y, Kim J et al. A New Control Strategy for Improving Weighted Efficiency in Photovoltaic AC Module-Type Interleaved Flyback Inverters[J]. IEEE Transactions On Power Electronics, 2013, 28(6): 2688-2699.

[19] Hamza D, Qiu M, Jain P. Application and stability analysis of a novel digital active EMI filter used in a grid-tied PV microinverter module[J]. Ieee Transactions On Power Electronics 2013, 28(6): 2867-2874.

[20] Wang J. B, Wu J. H, David K. Injection current phase lag effect of the flyback inverter[C]. 2011 6TH IEEE Conference On Industrial Electronics And Applications (ICIEA), 2011: 1803-1808.

[21] Qiong Mo, Min Chen, Zhe Zhang et al. Digitally-controlled active clamp interleaved flyback converters for improving efficiency in photovoltaic grid- connected micro-inverter[C]. 2012 IEEE Applied

Power Elec- tronics Conference and Exposition - APEC, 2012: 555-562.

[22] Qiong Mo, Min Chen, Zhe Zhang et al. Research on a Non-complementary Active Clamp Flyback Converter with Unfolding DC-AC Inverter for Decentralized Grid-connected PV Systems[C]. 2011 IEEE Energy Conversion Congress And Exposition (ECCE), 2011: 2481-2487.

作者简介:陈继洪　男，1989 年生，硕士，研究方向为电力电子功率变换器。洪　峰　男，1979 年生，副教授，硕士生导师，研究方向为电力电子功率变换器、多电平技术、新能源发电技术。