

# 具有低能耗辅助电路的并联谐振直流环节逆变器

王 强<sup>1,2</sup>, 刘岩松<sup>1</sup>, 陈祥雪<sup>1</sup>, 邢 岩<sup>2</sup>

(1. 辽宁石油化工大学信息与控制工程学院, 辽宁抚顺 113001; 2. 南京航空航天大学新能源发电与电能变换重点实验室, 江苏南京 210016)

**摘 要:** 为提高逆变器的转换效率, 提出了一种具有低能耗辅助谐振电路的并联谐振直流环节逆变器. 在传统硬开关逆变器的直流环节添加辅助谐振电路, 使直流母线电压周期性地归零, 实现逆变桥主开关器件的零电压开关, 而且辅助开关器件也可以实现零电压关断和零电流开通. 此外, 其辅助谐振电路只有一个辅助开关器件, 控制简单; 辅助开关和谐振元件都位于直流母线的并联支路上, 有利于降低辅助谐振电路的能耗. 对其工作原理进行分析, 给出不同工作模式下的等效电路图和软开关的实现条件. 制作一个 5kW 的实验样机, 通过实验结果验证该软开关逆变器的有效性.

**关键词:** 软开关; 零电压; 谐振; 低能耗; 逆变器

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2014)07-1369-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.07.019

## Parallel Resonant DC Link Inverter with Low-Loss Auxiliary Circuit

WANG Qiang<sup>1,2</sup>, LIU Yan-song<sup>1</sup>, CHEN Xiang-xue<sup>1</sup>, XING Yan<sup>2</sup>

(1. School of Information and Control Engineering, Liaoning Shihua University, Fushun, Liaoning 113001, China;

2. Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, Jiangsu 210016, China)

**Abstract:** A parallel resonant DC link inverter with low-loss auxiliary resonant circuit was proposed to improve efficiency of the inverter. Auxiliary resonant circuit was added to DC link of conventional inverter to make DC-bus voltage decreased to zero periodically, which realized zero-voltage operation of all switching devices in inverter. Auxiliary switching devices could also be turned on under zero-current and turned off under zero-voltage. In addition, only one auxiliary switch was in auxiliary resonant circuit so that control strategy was simple; auxiliary switch and resonant devices were all in parallel with DC-bus to reduce loss of auxiliary resonant circuit. The operation principle was analyzed. The equivalent circuits at different operation modes and conditions for realization of soft-switching were presented. A 5kW laboratory prototype had been built. Experimental results were demonstrated to confirm validity of soft-switching inverter presented.

**Key words:** soft-switching; zero-voltage; resonant; low-loss; inverter

## 1 引言

并联谐振直流环节逆变器具有电感元件在并联支路, 可以减少电感损耗、各元件电压应力低、各开关元件均工作于软开关状态下、电路具有良好的脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 应用能力等优点, 是目前谐振直流环节逆变器拓扑研究发展的主流. 近些年, 并联谐振直流环节逆变器受到了广泛的重视, 研究人员提出了多种并联谐振直流环节逆变器的拓扑结构<sup>[1~6]</sup>, 推动了并联谐振直流环节逆变器的发展, 但是仍然需要进一步完善, 包括两方面: (1) 辅助谐振电路中辅助开关器

件的个数较多, 不利于降低硬件成本和简化控制方式; (2) 辅助谐振电路中有 1 个辅助开关器件串接在直流母线上, 其导通损耗将严重影响逆变器效率提高.

为提高并联谐振直流环节逆变器的实用性, 必须要在以上两方面完善其辅助谐振电路的结构, 使其辅助谐振电路中只有 1 个辅助开关器件, 而且辅助谐振电路中的元件都没有串接在直流母线上. 为解决目前并联谐振直流环节逆变器存在的缺点, 本文提出一种具有低能耗辅助谐振电路的并联谐振直流环节逆变器, 其具有以下特点: (1) 辅助谐振电路只有 1 个辅助开关器件, 硬件成本低, 控制简单; (2) 辅助谐振电路中的元件都没有串接

在直流母线上,有利于降低辅助谐振电路的能耗和提高逆变器的效率;(3)当电路工作于稳态,辅助谐振电路不工作时,因为辅助电路中的两个大电容的稳态电压之和高于电源电压,所以没有稳态电流流过辅助谐振电路,更有利于降低辅助谐振电路的能耗;(4)逆变桥的主开关操作均为零电压开关,辅助开关实现了零电压关断和零电流开通.文中对其工作原理进行了分析,给出了不同工作模式下的等效电路图和软开关的实现条件,制作了一个功率 5 kW 的实验样机,通过实验来验证本文提出的新型并联谐振直流环节逆变器的有效性.

## 2 新回路的拓扑结构及基本动作原理

### 2.1 回路的拓扑结构

新回路的拓扑结构如图 1 所示,由直流供电电源,辅助谐振电路和 PWM 逆变器电路组成.电源  $E$  和大电感  $L_d$  组合在一起等效为由三相整流器提供的直流供电电源.辅助谐振电路包括大电容  $C_1$  和  $C_2$ ,谐振电感  $L_r$ ,辅助开关器件  $S_{a1}$  及其反并联二极管  $D_{a1}$ . PWM 逆变器的桥臂上的各开关器件都并联缓冲电容  $C_s$ ,其电容值比  $C_1$ 、 $C_2$  的电容值小很多.辅助谐振电路为 PWM 逆变器开关器件提供零电压开关条件.三相逆变桥的开关器件在直流母线零电压凹槽期间关断或开通,功率器件开关时无电压和电流的重叠,从而降低了开关损耗.为简化分析,做如下假设:(1)器件均为理想工作状态;(2)负载电感远大于谐振电感,逆变桥开关状态过渡瞬间的负载电流可以认为是恒流源  $I_0$ ,其数值取决于各相电流的瞬时值及逆变桥 6 个开关器件的开关状态;(3)逆变器的 6 个主开关器件等效为  $S_{inv}$ ,主开关器件反并联的续流二极管等效为  $D_{inv}$ ,当  $S_{inv}$  导通时,表示桥臂瞬间短路;(4)逆变器的 6 个缓冲电容  $C_s$  等效为  $C_r$ ,取  $C_r = 3C_s$ ,这是因为逆变器各桥臂上下任意一方的开关器件接通时,都使其并联的电容  $C_s$  短路,正常工作时 3 个桥臂上的电容相当于 3 个电容并联.新型的拓扑结构可等效为如图 2 所示的电路.负载电流  $I_0$  以图 2 所示方向流过,各部分的电流电压都以图 2 所示的方向为正.

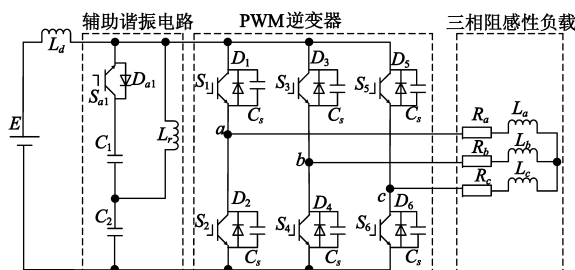


图1 具有低能耗辅助电路的并联谐振直流环节逆变器主电路

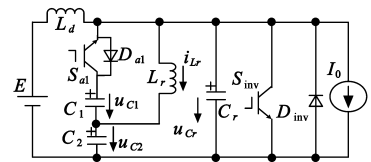


图2 逆变器的等效电路

### 2.2 基本动作原理

本电路在一个开关周期内可以分为 7 个工作模式,电路的特征工作波形如图 3 所示,各工作模式的等效电路如图 4 所示.在图 3 中,等效开关器件  $S_{inv}$  导通期间表示桥臂处于短路状态.

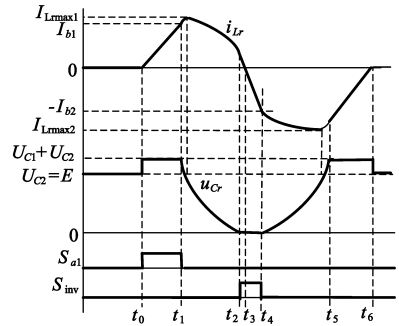


图3 电路的特征工作波形

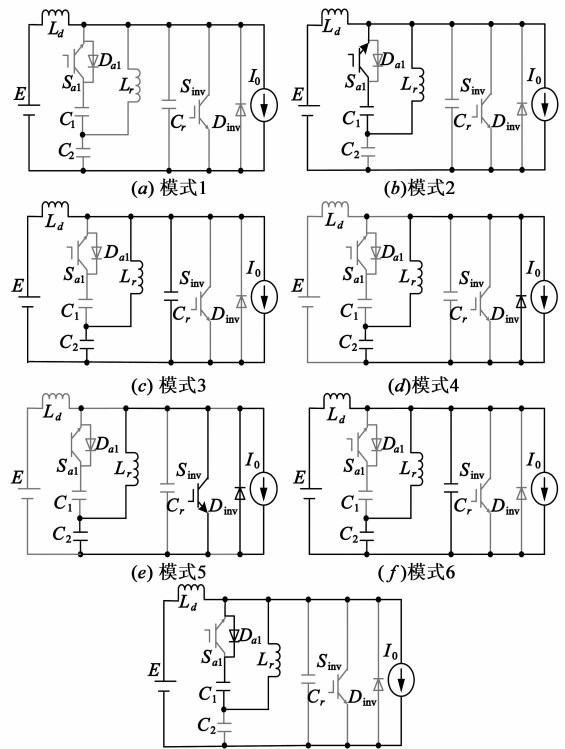


图4 各工作模式的等效电路

①模式 1( $t \sim t_0$ ):初始状态,电路工作于稳态,直流供电电源向负载传输电能,辅助开关  $S_{a1}$  处于关断状

态,大电容  $C_1$  和  $C_2$  的端电压  $U_{C1}$  和  $U_{C2}$  可以看成是不变的,其中  $E = U_{C2} > U_{C1}$ ,  $U_{C1} + U_{C2} > E$ ,  $D_{a1}$  处于截止状态,没有稳态电流流过辅助谐振电路。

②模式 2( $t_0 \sim t_1$ ):在  $t_0$  时刻,开通辅助开关  $S_{a1}$ ,在谐振电感  $L_r$  的作用下,降低了流过辅助开关  $S_{a1}$  的电流的上升率,所以  $S_{a1}$  实现了零电流开通。 $S_{a1}$  开通后,  $C_r$  的端电压  $u_{Cr}$  从  $E$  增大到  $U_{C1} + U_{C2}$ ,同时谐振电感  $L_r$  承受的电压值为  $U_{C1}$ ,  $L_r$  被充电,流过  $L_r$  的电流  $i_{Lr}$  线性增大。在  $t_1$  时刻,当  $i_{Lr}$  线性增大到电流值  $I_{b1}$  时,模式 2 结束。本模式的持续时间为

$$T_2 = \frac{L_r I_{b1}}{U_{C1}} \quad (1)$$

在模式 2 中,需要注意的是  $S_{a1}$  开通瞬间,由于  $C_r$  的端电压  $u_{Cr}$  从  $E$  增大到  $U_{C1} + U_{C2}$ ,此时会有冲击电流流过  $S_{a1}$ ,但是因为  $E = U_{C2}$ ,  $U_{C1}$  比  $E$  小很多,可以近似认为  $E \approx U_{C1} + U_{C2}$ ,冲击电流约等于零,而且实际线路中存在杂散电感,也可以在一定程度上抑制较小的冲击电流,所以在忽略冲击电流的前提下,近似认为  $S_{a1}$  实现了零电流开通。

③模式 3( $t_1 \sim t_2$ ):在  $t_1$  时刻,关断辅助开关  $S_{a1}$ ,在电容  $C_r$  的作用下,降低了  $S_{a1}$  关断瞬间端电压的上升率,所以  $S_{a1}$  实现了零电压关断。 $S_{a1}$  关断以后,  $L_r$  和  $C_r$  开始谐振,  $C_r$  放电,  $L_r$  被充电,  $i_{Lr}$  继续增大,  $C_r$  的端电压从  $U_{C1} + U_{C2}$  逐渐减小。  $C_r$  的端电压减小到  $U_{C2}$  时,  $i_{Lr}$  增加到最大值,然后  $L_r$  开始放电,  $i_{Lr}$  开始减小。在  $t_2$  时刻,当  $C_r$  的端电压减小到零时,二极管  $D_{inv}$  开始导通,模式 3 结束。本模式中,  $i_{Lr}$  和  $u_{Cr}$  的表达式分别为

$$i_{Lr}(t) = \frac{U_{C2}}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_1)] + I_{b1} \cos[\omega_r(t - t_1)] \quad (2)$$

$$u_{Cr}(t) = U_{C1} - Z_r I_{b1} \sin[\omega_r(t - t_1)] + U_{C2} \cos[\omega_r(t - t_1)] \quad (3)$$

其中,  $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ ,  $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ 。

本模式的持续时间为

$$T_3 = \frac{1}{\omega_r} \left[ \arcsin \frac{U_{C1}}{\sqrt{(Z_r I_{b1})^2 + U_{C2}^2}} + \arctan \frac{U_{C2}}{Z_r I_{b1}} \right] \quad (4)$$

④模式 4( $t_2 \sim t_3$ ):设  $i_{Lr}(t_2) = I_{L2}$ ,在  $t_2$  时刻,直流母线电压下降到零,直流电源不向负载传输电能,二极管  $D_{inv}$  导通,负载电流将通过二极管  $D_{inv}$  续流,  $L_r$  承受电压值为  $U_{C2}$ ,  $L_r$  放电,向电容  $C_2$  回馈能量,流过  $L_r$  的电流线性减小,在  $t_3$  时刻,当  $i_{Lr} = 0$  时,模式 4 结束。在二极管  $D_{inv}$  导通期间,开通  $S_{inv}$ ,则  $S_{inv}$  实现了零电压开通。本模式的持续时间为

$$T_4 = \frac{L_r I_{L2}}{U_{C2}} \quad (5)$$

⑤模式 5( $t_3 \sim t_4$ ):在  $t_3$  时刻,谐振电感  $L_r$  承受的电压值仍然是  $U_{C2}$ ,  $i_{Lr}$  开始反向线性增大,因为电流开始流过等效开关  $S_{inv}$ ,所以桥臂处于短路状态。在  $t_4$  时刻,当  $i_{Lr}$  反向增大到设定值  $I_{b2}$  时,模式 5 结束。为了使谐振电感  $L_r$  储存足够的能量,以便在模式 6 的谐振过程中使直流母线电压回升到  $U_{C1} + U_{C2}$ ,所以在本模式中必须使桥臂瞬间短路。因为图 2 中的大电感  $L_d$  可以在短时间内有效抑制短路电流的变化,所以短时间的桥臂短路不会损坏直流供电电源。本模式中直流母线电压为零,负载电流通过二极管  $D_{inv}$  续流。本模式的持续时间为

$$T_5 = \frac{L_r I_{b2}}{U_{C2}} \quad (6)$$

⑥模式 6( $t_4 \sim t_5$ ):在  $t_4$  时刻,当  $i_{Lr}$  反向增大到设定值  $I_{b2}$  时,关断  $S_{inv}$ ,因为此时直流母线电压仍为零,所以  $S_{inv}$  实现了零电压关断。等效开关  $S_{inv}$  关断以后,桥臂恢复正常状态,相当于桥臂上的主开关在直流母线电压为零的期间内完成了零电压切换。 $S_{inv}$  关断以后,  $L_r$  和  $C_r$  开始谐振,  $L_r$  和  $C_r$  被充电,  $i_{Lr}$  继续反向增大,  $C_r$  的端电压从零逐渐增大。  $C_r$  的端电压增大到  $U_{C2}$  时,  $i_{Lr}$  反向增加到最大值,然后  $L_r$  开始放电,  $i_{Lr}$  开始减小。在  $t_5$  时刻,当  $C_r$  的端电压增大到  $U_{C1} + U_{C2}$  时,模式 6 结束。本模式中  $u_{Cr}$  的表达式为

$$u_{Cr}(t) = U_{C2} + Z_r I_{b2} \sin[\omega_r(t - t_4)] - U_{C2} \cos[\omega_r(t - t_4)] \quad (7)$$

⑦模式 7( $t_5 \sim t_6$ ):设  $i_{Lr}(t_5) = I_{L5}$ ,在  $t_5$  时刻,二极管  $D_{a1}$  导通以后,谐振电感  $L_r$  承受的电压值为  $U_{C1}$ ,  $L_r$  放电,流过  $L_r$  的电流  $i_{Lr}$  开始从  $I_{L5}$  线性减小,在  $t_6$  时刻,当  $i_{Lr}$  线性减小到零时,二极管  $D_{a1}$  自然关断,模式 7 结束。然后电路返回模式 1,开始下一个开关周期的工作。

### 2.3 实现软开关的条件

为减小辅助开关  $S_{a1}$  的开关损耗,实现  $S_{a1}$  的零电流开通和零电压关断,要限制  $S_{a1}$  开通瞬间的电流变化率不大于设定值  $A$  和关断瞬间的电压变化率不大于设定值  $B$ ,需要满足

$$\left. \frac{di_{S_{a1}}}{dt} \right|_{t=t_0} = \frac{U_{C1}}{L_r} \leq A \quad (8)$$

$$\left. \frac{du_{S_{a1}}}{dt} \right|_{t=t_1} = \frac{I_{b1}}{C_r} \leq B \quad (9)$$

根据模式 6 和模式 7 的分析可知为保证  $S_{a1}$  实现零电流开通,需要  $S_{a1}$  开通瞬间,流过  $L_r$  的电流等于零,即要满足直流母线电压必须回升到  $U_{C1} + U_{C2}$ ,在  $S_{a1}$  开通前,使  $L_r$  释放掉剩余的能量。由式(7)可知为保证  $u_{Cr}$  增大到  $U_{C1} + U_{C2}$ ,谐振电流  $i_{Lr}$  设定值  $I_{b2}$  需要满足

$$I_{b2} \geq U_{C1} / Z_r \quad (10)$$

根据模式 3 的分析可知,主开关为实现零电压开关,必须使直流母线电压下降到零.由式(3)可知为保证  $u_{C_2}$  减小到零,谐振电流设定值  $I_{b1}$  需要满足

$$I_{b1} \geq U_{C1} / Z_r \quad (11)$$

### 3 实验结果

为验证本文提出的谐振直流环节逆变器的有效性,制作了功率为 5kW 的实验样机,输出端接三相阻感性负载.实验电路参数值为输入直流电压  $E = 260\text{V}$ ,等效滤波电感  $L_d = 5\text{mH}$ ,最大输出电流  $I_{0peak} = 30\text{A}$ ,电流设定值  $I_{b1} = I_{b2} = 15\text{A}$ ,输出功率  $P_0 = 5\text{kW}$ ,谐振电感  $L_r = 100\mu\text{H}$ ,电解电容  $C_1 = C_2 = 1000\mu\text{F}$ ,缓冲电容  $C_s = 33\text{nF}$ ,死区时间  $\Delta = 3\mu\text{s}$ ,负载电感  $L_a = L_b = L_c = 1\text{mH}$ ,输出相电压有效值  $U_0 = 110\text{V}$ ,输出频率  $f_0 = 50\text{Hz}$ ,开关频率  $f_c = 10\text{kHz}$ .

直流母线电压  $u_{bus}$  的实验波形如图 5(a) 所示,可以看出直流母线电压先从 260V 上升到 280V,然后从 280V 下降到零,而后又从零上升到 280V,最后降到 260V,所以  $U_{C1} = 20\text{V}$ ,  $U_{C2} = E = 260\text{V}$ ,  $U_{C1}$  比电源电压小很多.在谐振电路参数的计算过程中,首先给定谐振电感值或谐振电容值,然后根据式(8)或(9),计算出另一个谐振参数值,最后将谐振参数值代入到式(10)和式(11),来验证是否满足设计要求.  $L_r = 100\mu\text{H}$ ,  $C_r = 3C_s = 99\text{nF}$  和  $I_{b1} = I_{b2} = 15\text{A}$  满足式(8)至(11),所以谐振参数满足设计要求,可以保证谐振的实现.逆变器的主开关器件在直流母线电压为零时,可以完成零电压开关.谐振电流  $i_{Lr}$  的实验波形如图 5(b) 所示,  $i_{Lr}$  的正负最大电流绝对值基本相等,这是因为实验中设定的电流值  $I_{b1}$  和  $I_{b2}$  是相等的,  $i_{Lr}$  的实验波形与图 3 所示的特征工作波形基本一致.图 5(a) 和图 5(b) 的实验波形验证了逆变器工作原理的正确性.大电容  $C_1$  和  $C_2$  的端电压实验波形如图 5(c) 所示,可以看出  $U_{C1} = 20\text{V}$ ,  $U_{C2} = E = 260\text{V}$ ,这与从图 5(a) 中得出的结论相同.该软开关逆变器在输出频率为 50Hz 时的 a 相的电流实验波形如图 5(d) 所示,可以看出该软开关逆变器的相电流波形依然平滑,畸变很小.图 5(e) 为硬开关逆变器的主开关  $S_1$  开通和关断时的端电压和电流实验波形,可以看出开关器件动作时,电压和电流存在明显的重叠区,开关损耗较大.图 5(f) 和图 5(g) 分别为本文提出的软开关逆变器的主开关  $S_1$  开通和关断时的端电压和电流实验波形,从图 5(f) 可以看出主开关  $S_1$  开通时,端电压已经降到零,  $S_1$  实现了零电压开通,开关器件内部的寄生电容和线路中的杂散电感造成开关切换过程电流存在高频振荡;从图 5(g) 可以看出主开关  $S_1$  关断时,其端电压以相对较低的变化率上升,  $S_1$  实现了零电压关断.所以从图 5(f) 和图 5(g) 可以看出主开关  $S_1$  实现了零

电压开关,相比于硬开关逆变器,开关损耗明显降低.辅助开关  $S_{a1}$  开通时的端电压和电流实验波形如图 5(h) 所示,可以看出  $S_{a1}$  开通时,电流以较低的变化率上升,  $S_{a1}$  开通瞬间的冲击电流约等于零,这是因为  $U_{C1}$  远小于电源电压,在  $S_{a1}$  开通瞬间的直流母线电压变化很小,线路中的杂散电感也对冲击电流有一定的抑制作用,所以可以近似认为  $S_{a1}$  实现了零电流开通.在输出功率  $P_0$  达到 5kW 时,软开关逆变器的实测效率达到 96.1%,相比于硬开关逆变器,效率提高 5.9%.该软开关逆变器因为直流母线上没有串联辅助开关器件,降低了辅助谐振单元的损耗,所以能获得较高的效率.

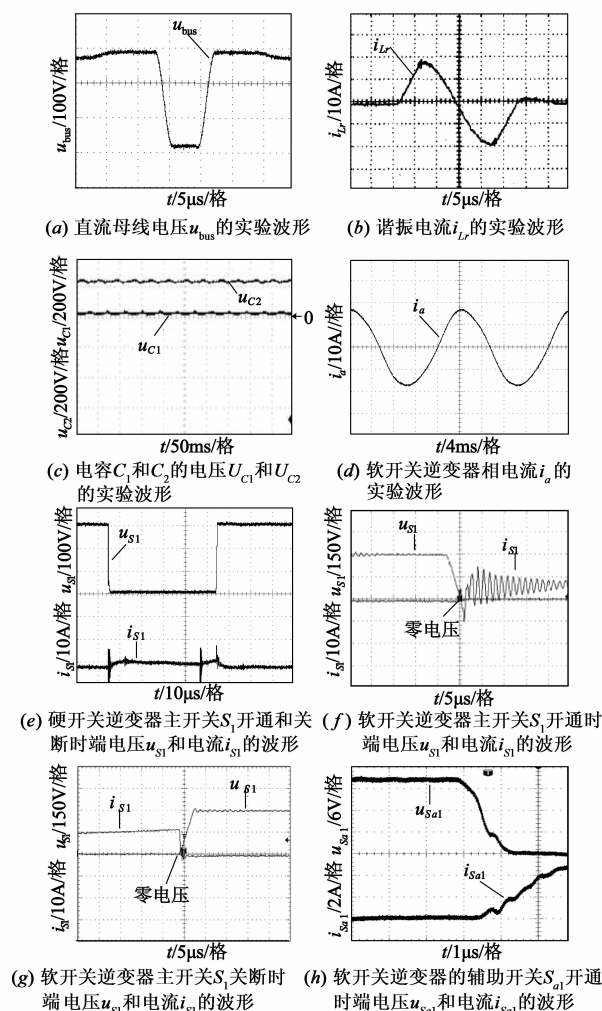


图 5 实验波形

### 4 结论

本文提出一种具有低能耗辅助谐振电路的并联谐振直流环节逆变器,相比于相关文献提出的拓扑结构,其辅助谐振电路中只有 1 个辅助开关器件,而且辅助谐振电路中的元件都没有串接在直流母线上,所以本文提出的拓扑结构具有硬件成本低,控制简单,辅助谐振

电路能耗低等优点.通过实验研究得出如下结论:①该并联谐振直流环节逆变器的直流母线电压能形成零电压凹槽,使逆变器的开关器件在母线电压为零时完成切换,实现零电压开关,有利于开关损耗的减小和提高开关频率;②逆变器输出的相电流被很好地控制,电流波形为光滑的正弦波;③在输出功率 5kW 的原理样机上得到了 96.1% 的实测效率,相对于硬开关逆变器,效率有明显提高.但是直流母线电压的零电压凹槽两侧电压略高于直流电源电压,增加了开关器件的电压应力,这是该并联谐振直流环节软开关逆变器缺点所在,关于如何解决这一问题,还需要进一步研究.

#### 参考文献

[1] Chen Shaotang, Thomas A L. A novel soft-switched PWM inverter for AC motor drives[J]. IEEE Trans on Power Electron-

ics, 1996, 11(4): 653 - 659.

[2] Mandrek S, Chrzan P J. Quasi-resonant DC-link inverter with a reduced number of active elements[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 2088 - 2094.

[3] Wang Chenming. A novel soft-switching single-phase ACDCAC converter using new ZVS PWM strategy[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2007, 22(5): 1941 - 1948.

[4] Gurunathan R, Ashoka K S B. Zero-voltage switching DC link single-phase pulsewidth-modulated voltage source inverter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2007, 22(5): 1610 - 1618.

[5] Pan Zhiyang, Luo Fanglin. Transformer based resonant DC link inverter for brushless DC motor drive system[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2005, 20(4): 939 - 947.

[6] Jafar J J, Fernandes B G. A new quasi-resonant DC-link PWM inverter using single switch for soft switching[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2002, 17(6): 1010 - 1016.

#### 作者简介



王 强(通讯作者) 男, 1981 年 10 月出生, 博士, 辽宁石油化工大学信息与控制工程学院副教授、硕士生导师, 2012 年 12 月进入南京航空航天大学电气工程流动站从事博士后研究工作, 主要研究方向为软开关逆变器的电路拓扑及控制.

E-mail: master2007@126.com



邢 岩 女, 1964 年 10 月出生, 博士, 南京航空航天大学自动化学院教授、博士生导师, 主要研究方向为电力电子变换器、新能源发电与变换.