

# 基于单独储能电容辅助换流的并联谐振直流环节逆变器

王 强, 刘岩松, 陈祥雪, 王天施, 刘晓琴

(辽宁石油化工大学信息与控制工程学院, 辽宁抚顺 113001)

**摘 要:** 为降低硬开关逆变器的开关损耗, 提出了一种基于单独储能电容辅助换流的并联谐振直流环节软开关逆变器, 其辅助谐振电路利用单独的储能电容为谐振过程提供能量, 使直流母线电压波形周期性形成零电压凹槽, 为逆变器的主开关提供零电压切换条件, 同时辅助开关器件在逆变器换流过程中也实现了零电压开关或零电流开关。该逆变器避免了在直流母线之间串联多个储能电容为谐振过程提供能量, 无中性点电位变化问题。文中建立了谐振过程的相平面来分析其工作原理。制作了一台 5kW 的实验样机, 实验结果表明逆变器的主开关实现了软开关, 所以该软开关逆变器能有效地降低开关损耗和提高效率。

**关键词:** 储能电容; 换流; 逆变器; 软开关; 谐振

**中图分类号:** TM464

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112 (2015)10-2133-04

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

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.10.037

## Parallel Resonant DC Link Inverter with a Single Storage Capacitor-Assisted Commutation

WANG Qiang, LIU Yan-song, CHEN Xiang-xue, WANG Tian-shi, LIU Xiao-qin

(College of Information and Control Engineering, Liaoning Shihua University, Fushun, Liaoning 113001, China)

**Abstract:** A parallel resonant DC link soft-switching inverter with a single storage capacitor-assisted commutation was proposed to reduce switching loss of the hard-switching inverter. The single storage capacitor was used to supply energy in the resonance process. DC-bus voltage decreased to zero periodically to realize zero-voltage operation of all main switching devices in inverter. Auxiliary switches were also operated under zero voltage switching or zero current switching in the commutation process. More storage capacitors were not between the DC buses and there was no center tap potential variation problem. The operation principle was analyzed via the phase-plane analysis technique. A 5kW laboratory prototype was built. The experimental results demonstrated that soft-switching operation of all main switching devices could be realized. Therefore, the soft-switching inverter presented can effectively reduce switching loss and improve efficiency.

**Key words:** storage capacitor; commutation; inverter; soft-switching; resonant

## 1 引言

传统的逆变器都是工作在硬开关状态下, 随着开关频率的提高, 也带来了一系列新问题, 包括开关损耗与器件损坏问题、感性关断问题、容性开通问题、二极管反向恢复问题以及电磁干扰问题, 软开关技术是解决以上问题的主要途径。近些年, 软开关技术在逆变器中得到了长足的发展, 出现了各种谐振直流环节软开关逆变器拓扑结构, 从早期的谐振直流环节逆变器、有源箝位谐振直流环节逆变器, 发展到各种并联谐振直流环节逆变器。

并联谐振直流环节逆变器具有电感元件在并联支

路, 可以减少电感损耗和电路具有良好的脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 应用能力等优点, 但是仍然有需要完善之处。文献[1~4]提出的拓扑结构在直流母线之间串联了 2 个大容量的储能电容, 来为辅助电路的谐振过程提供能量, 直流母线之间串联的多个储能电容不仅增加了逆变器体积和重量, 而且还导致逆变器的高频工作不可避免地造成中性点电位的变化, 影响软开关的实现。

本文提出了一种基于单独储能电容辅助换流的并联谐振直流环节软开关逆变器, 其显著特点是辅助谐振电路只有 1 个储能电容, 避免了在直流母线之间串联了多个储能电容为谐振过程提供能量, 无中性点电位变化

问题,此外,该拓扑结构的辅助电路中还有 2 个辅助开关和 1 个谐振电感,辅助电路结构简单,有利于降低硬件成本和简化控制.文中采用相平面分析法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,最后制作了一个功率 5kW 的实验样机,通过实验来验证本文提出的拓扑结构的有效性.

## 2 回路拓扑结构和基本动作原理

### 2.1 回路拓扑结构

新回路的拓扑结构如图 1 所示,由直流电源,辅助谐振电路和 PWM 逆变器电路组成.辅助谐振电路包括储能电容  $C_e$ ,谐振电感  $L_r$ ,辅助开关器件  $S_s$ 、 $S_r$ ,及其反并联二极管  $D_s$ 、 $D_r$ . PWM 逆变器的桥臂上的各开关器件都并联缓冲电容  $C_s$ ,辅助谐振电路为 PWM 逆变器开关器件提供零电压开关条件.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  $I_0$ ;(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,都使与其并联的电容  $C_s$  短路,正常工作时 3 个桥臂上的电容相当于 3 个电容并联;(5)  $C_e$  的电容值远大于  $C_r$ ,在一个开关周期内,可以认为  $C_e$  是一个电压恒定的电压源.图 1 所示的新型拓扑结构可等效为如图 2 所示的电路,  $S_{inv}$ 、 $D_{inv}$  和  $I_0$  组成了 PWM 逆变器的等效电路.作为初始条件,设储能电容  $C_e$  的电压  $u_{C_e}$  等于  $E/2$ ,  $C_r$  比  $C_e$  的电容值小很多.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.

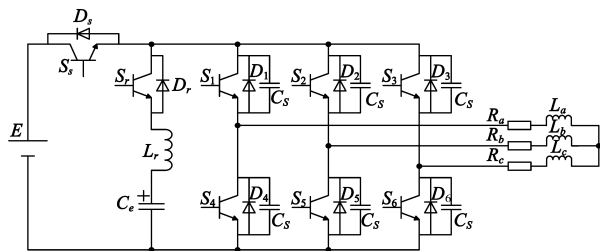


图1 基于单独储能电容辅助换流的并联谐振直流环节软开关逆变器

### 2.2 基本动作原理

本电路在一个开关周期内可以分为 8 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,该电路中含有 2 个换能元件  $C_r$  和  $L_r$ ,整个系统用状态变量  $u_{C_r}$ 、 $i_{L_r}$  表征.选用电感电流  $i_{L_r}$  与电压状态变量  $u_{C_r}$  组合,形成 1 个相平面来分析整个电路.

以模式 1 为初始状态,电路的工作过程如下:

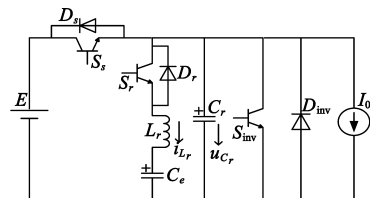


图2 逆变器的等效电路

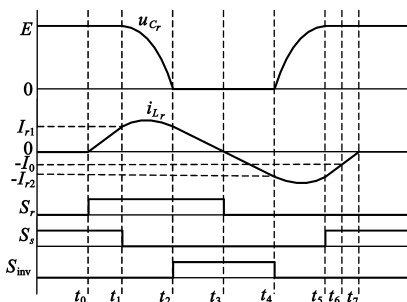


图3 电路的特征工作波形

模式 1 ( $t \sim t_0$ ): 初始状态, 电源通过  $S_s$  向负载传输电能, 电路工作在稳态. 此时,  $u_{C_r} = E$ ,  $i_{L_r} = 0$ . 本模式的运动轨迹为一点, 如相平面图所示.

模式 2 ( $t_0 \sim t_1$ ): 在  $t_0$  时刻, 给辅助开关  $S_r$  触发信号, 使其导通, 在谐振电感  $L_r$  的作用下, 降低了流过辅助开关  $S_r$  的电流的上升率, 所以  $S_r$  实现了零电流开通.  $S_r$  开通后,  $L_r$  承受的电压值为  $E/2$ ,  $L_r$  被充电, 流过  $L_r$  的电流  $i_{L_r}$  线性增大, 在  $t_1$  时刻, 当  $i_{L_r}$  线性增大到电流值  $I_{r1}$  时, 模式 2 结束. 本模式的运动轨迹为图 5 中  $t_0 \sim t_1$  段.

模式 3 ( $t_1 \sim t_2$ ): 在  $t_1$  时刻, 关断辅助开关  $S_s$ , 在电容  $C_r$  的作用下, 降低了  $S_s$  关断瞬间端电压的上升率, 所以  $S_s$  实现了零电压关断.  $S_s$  关断以后,  $L_r$  和  $C_r$  开始谐振,  $L_r$  被充电,  $C_r$  放电.  $i_{L_r}$  逐渐增大,  $u_{C_r}$  逐渐减小. 当  $u_{C_r}$  减小到  $E/2$  时,  $i_{L_r}$  增大到最大值  $I_{r1}$ . 然后  $L_r$  和  $C_r$  都向  $C_e$  放电,  $i_{L_r}$  开始减小,  $u_{C_r}$  继续减小. 在  $t_2$  时刻,  $i_{L_r}$  减小到  $I_{r1}$ ,  $u_{C_r}$  减小到零时, 模式 3 结束. 本模式的运动轨迹为相平面图中  $t_1 \sim t_2$  段. 该模式的曲线运动方程如下:

$$\left[ u_{C_r}(t) - \frac{E}{2} \right]^2 + Z_r^2 [i_{L_r}(t) + I_0]^2 = \left( \frac{E}{2} \right)^2 + Z_r^2 (I_{r1} + I_0)^2 \quad (1)$$

本模式中,  $i_{L_r}$  和  $u_{C_r}$  的表达式分别为

$$i_{L_r}(t) = (I_{r1} + I_0) \cos[\omega_r(t - t_1)] + \frac{E}{2Z_r} \sin[\omega_r(t - t_1)] - I_0 \quad (2)$$

$$u_{C_r}(t) = \frac{E}{2} + \frac{E}{2} \cos[\omega_r(t - t_1)] - Z_r(I_{r1} + I_0) \sin[\omega_r(t - t_1)] \quad (3)$$

其中  $\omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ ,  $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ .

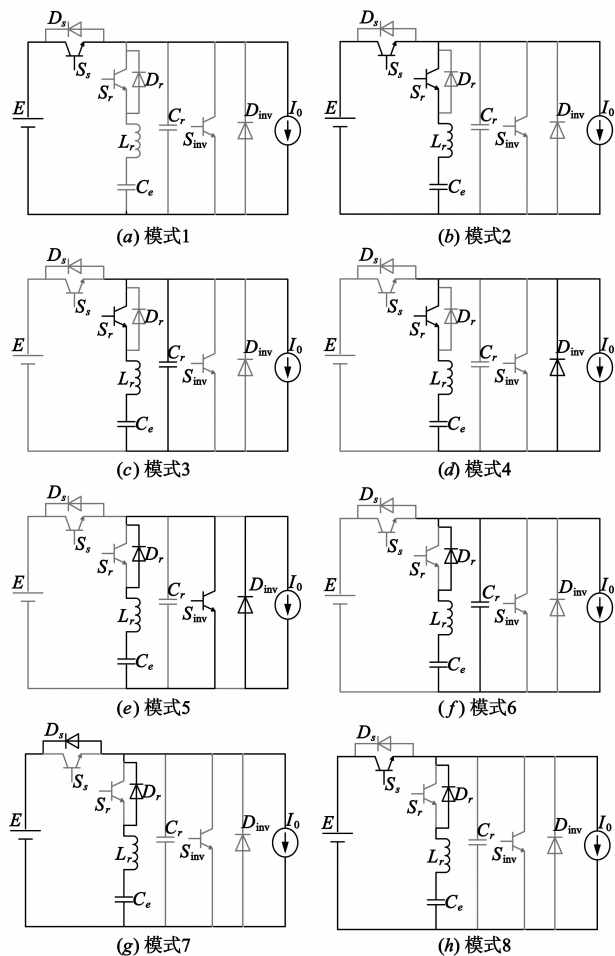


图4 各工作模式的等效电路

模式 4( $t_2 \sim t_3$ ):在  $t_2$  时刻,二极管  $D_{inv}$  开始导通,负载电流  $I_0$  通过  $D_{inv}$  续流。 $S_r$ 、 $L_r$ 、 $C_e$  和  $D_{inv}$  构成回路, $L_r$  向  $C_e$  回馈电能, $i_{Lr}$  开始从电流值  $I_{r1}$  线性减小,当线性减小到零时,模式 4 结束。本模式的运动轨迹为相平面图中  $t_2 \sim t_3$  段。

模式 5( $t_3 \sim t_4$ ):在  $t_3$  时刻, $D_r$  和  $S_{inv}$  开始导通, $i_{Lr}$  反向线性增大,在  $t_4$  时刻,当  $i_{Lr}$  反向线性增大到  $I_{r2}$  时,模式 5 结束。本模式的运动轨迹为相平面图中  $t_3 \sim t_4$  段。

模式 6( $t_4 \sim t_5$ ):在  $t_4$  时刻,关断  $S_{inv}$ ,在  $C_r$  的作用下,降低了  $S_{inv}$  关断瞬间的电压变化率,所以  $S_{inv}$  为零电压关断。 $S_{inv}$  关断以后, $L_r$  和  $C_r$  开始谐振,储能电容  $C_e$  放电, $L_r$  和  $C_r$  被充电, $i_{Lr}$  继续反向增大, $u_{Cr}$  开始从零逐渐增大。当  $u_{Cr}$  增大到  $E/2$  时, $i_{Lr}$  反向增大到最大值  $I_{p2}$ 。然后  $L_r$  开始放电, $C_r$  继续被充电, $i_{Lr}$  开始反向减小, $u_{Cr}$  继续增大。在  $t_5$  时刻,当  $u_{Cr}$  增大到  $E$  时,模式 6 结束。本模式的运动轨迹为相平面图中  $t_4 \sim t_5$  段。该模式的曲线运动方程如下:

$$\left[ u_{Cr}(t) - \frac{E}{2} \right]^2 + Z_r^2 [i_{Lr}(t) + I_0]^2 = \left( \frac{E}{2} \right)^2 + Z_r^2 (I_{r2} - I_0)^2 \quad (4)$$

本模式中, $i_{Lr}$  和  $u_{Cr}$  的表达式分别为

$$i_{Lr}(t) = (I_0 - I_{r2}) \cos[\omega_r(t - t_4)] - \frac{E}{2Z_r} \sin[\omega_r(t - t_4)] - I_0 \quad (5)$$

$$u_{Cr}(t) = \frac{E}{2} - \frac{E}{2} \cos[\omega_r(t - t_4)] + Z_r(I_{r2} - I_0) \sin[\omega_r(t - t_4)] \quad (6)$$

模式 7( $t_5 \sim t_6$ ):在  $t_5$  时刻, $u_{Cr}$  增大到  $E$ ,电流开始流过  $D_s$ , $u_{Cr}$  被箝位于  $E$ ,此时开通  $S_s$  为零电压开通。然后  $i_{Lr}$  开始反向线性减小,当  $i_{Lr}$  反向减小到  $I_0$  时, $D_s$  自然关断,模式 7 结束,本模式的运动轨迹为图 5 中  $t_5 \sim t_6$  段。

模式 8( $t_6 \sim t_7$ ):在  $t_6$  时刻,电流开始流过  $S_s$ , $i_{Lr}$  继续反向线性减小,在  $t_7$  时刻,当  $i_{Lr}$  减小到零时,模式 8 结束。本模式的运动轨迹为图 5 中  $t_6 \sim t_7$  段。

然后电路返回模式 1,开始下一个开关周期的工作。至此,一个开关周期内的电路的曲线运动方程建立完成,可以绘制出相平面上的运动轨迹,如图 5 所示。

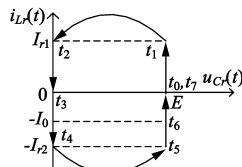


图5 谐振直流环节逆变器的相平面

### 3 实验结果

为验证本文提出的软开关逆变器的有效性,根据图 1 制作了功率为 5kW 的实验样机,输出端接三相阻感性负载。实验电路以 DSP 芯片 TMS320F2812 为控制核心,驱动芯片为 EXB841。实验电路的参数值:输入直流电压  $E = 300V$ ,谐振电流设定值  $I_{r1} = I_{r2} = 15A$ ,输出功率  $P_0 = 5kW$ ,谐振电感  $L_r = 10\mu H$ ,缓冲电容  $C_s = 33nF$ ,负载电感  $L_a = L_b = L_c = 1mH$ ,负载电阻  $R_a = R_b = R_c = 10\Omega$ ,输出相电压有效值  $U_0 = 110V$ ,输出频率  $f_0 = 50Hz$ ,开关频率  $f_c = 10kHz$ 。实验采用文献[5]提出的新型空间矢量脉宽控制方法,使逆变器三相桥臂上的主开关在同一时刻切换,这样在每个开关周期内,使辅助电路只工作一次,就可以实现主开关零电压切换。

直流母线电压  $u_{bus}$  的实验波形如图 6(a) 所示,可以看出直流母线电压波形出现了多个零电压凹槽。谐振电流  $i_{Lr}$  的实验波形如图 6(b) 所示,与图 3 所示的特征工作波形基本一致,图 6(a) 和图 6(b) 的实验波形验证了逆变器工作原理的正确性。辅助开关  $S_s$  开通和关断时的电压  $u_{ss}$  和电流  $i_{ss}$  的实验波形分别如图 6(c) 和图 6(d) 所示,从图 6(c) 可以看出  $S_s$  开通时,端电压  $u_{ss}$  先降到零,然后电流  $i_{ss}$  开始上升, $S_s$  实现了零电压开通;

从图 6(d)可以看出  $S_s$  关断时,其端电压  $u_{Ss}$  以相对较低的变化率上升,  $S_s$  实现了零电压关断.图 6(e)为硬开关逆变器的主开关  $S_1$  开通和关断时的端电压  $u_{S1}$  和电流  $i_{S1}$  实验波形,可以看出  $S_1$  开通和关断时的电流变化率和电压变化率都很大,开通和关断时,电流波形产生尖峰和震荡,电压和电流存在明显的重叠区,开关损耗较大,图 6(f)为软开关逆变器的主开关  $S_1$  开通和关断时的端电压  $u_{S1}$  和电流  $i_{S1}$  实验波形,可以看出  $S_1$  开通和关断时电压电流波形无重叠,是在零电压的条件下完成了切换,相比于硬开关逆变器,开关损耗明显降低.此外,对软开关逆变器和硬开关逆变器进行了效率测试,在输出功率 5kW 时,软开关逆变器的实测效率达到 95.1%,相比于硬开关逆变器,效率提高 2.3%.

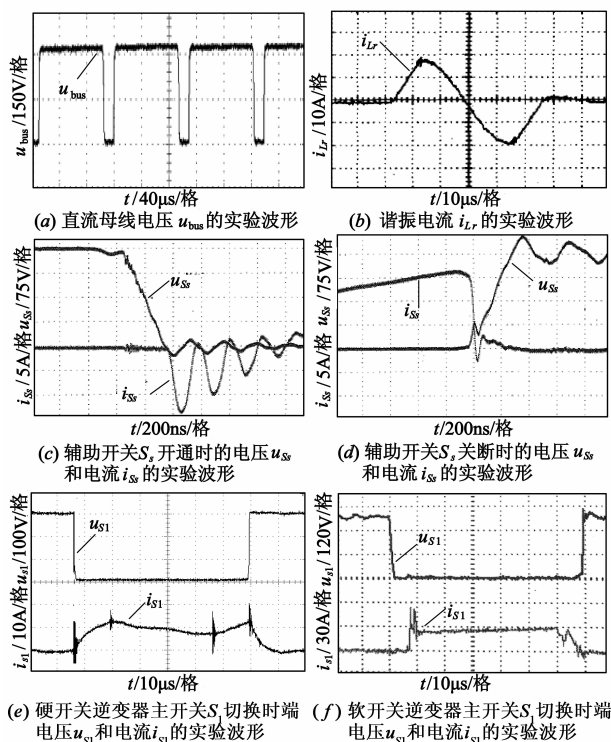


图6 实验波形

## 4 结论

本文提出了一种基于单独储能电容辅助换流的并联谐振直流环节软开关逆变器,其显著特点是辅助谐振电路只有 1 个储能电容,避免了在直流母线之间串联了多个储能电容为谐振过程提供能量,无中性点电位变化问题,通过实验研究得出如下结论:①逆变器的主开关器件在母线电压为零时完成切换,实现了零电压开关,而且辅助开关也都实现了软开关;②在输出功率 5kW 的原理样机上得到了 95.1% 的实测效率,相比于硬开关逆变器,效率有明显提高。

## 参考文献

- [1] 王强. 新型零电压开关谐振直流环节逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 74-80.  
Wang Qiang. Novel zero-voltage switching resonant DC link inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(27): 74-80. (in Chinese)
- [2] Chang Jie, Hu Jun. Modular design of soft-switching circuits for two-level and three-level inverter [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2006, 21(1): 131-139.
- [3] 王强, 王天施, 孙海军, 等. 新型高效率并联谐振直流环节软开关逆变器[J]. 电工技术学报, 2013, 28(5): 219-226.  
Wang Qiang, Wang Tianshi, Sun Haijun, et al. Novel high efficiency parallel resonant DC link soft-switching inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(5): 219-226. (in Chinese)
- [4] 王强, 刘岩松, 陈祥雪, 等. 具有低损耗辅助电路的并联谐振直流环节逆变器[J]. 电子学报, 2014, 42(7): 1369-1373.  
Wang Qiang, Liu Yansong, Chen Xiangxue, et al. Parallel resonant DC link inverter with low-loss auxiliary circuit [J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42(7): 1369-1373. (in Chinese)
- [5] 潘三博, 陈宗祥, 潘俊民. 一种新型直流环节谐振逆变器的空间矢量脉宽调制方法[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(1): 65-69.  
Pan Sanbo, Chen Zongxiang, Pan Junmin. A novel SVPWM method for DC rail resonant inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(1): 65-69. (in Chinese)

## 作者简介



王 强(通讯作者) 男, 1981 年 10 月出生, 于辽宁省沈阳市, 博士, 现为辽宁石油化工大学信息与控制工程学院副教授、硕士研究生导师, 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



刘岩松 男, 1989 年 10 月出生于江苏省南京市, 现为辽宁石油化工大学信息与控制工程学院硕士研究生, 主要研究方向为电力电子变换器。