

具有单辅助开关的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: 为实现一种结构简单、控制方便、高效率、高功率密度的逆变器, 提出了一种新型谐振直流环节软开关逆变器的拓扑结构. 通过在传统硬开关逆变器的直流环节添加辅助谐振单元, 使直流母线电压周期性地归零, 可以实现逆变桥主开关器件的零电压开关, 而且辅助开关器件可以实现零电流开通和零电压关断. 此外, 其辅助谐振单元只有一个辅助开关器件, 所以该逆变器控制相对简单, 硬件成本低. 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 1kW 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: 谐振; 零电压开关; 单辅助开关; 软开关; 逆变器

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2014)11-2321-04

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.11.030

Resonant DC Link Inverter with a Single Auxiliary Switch

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 resonant DC link soft-switching inverter was proposed to realize an inverter which has a simple topology, an easy control strategy, high efficiency and high power density. Auxiliary resonant unit was added to DC link of conventional inverter to make DC-bus voltage decrease to zero periodically, which realized zero-voltage operation of all switching devices in inverter. Furthermore, the switching device in the auxiliary resonant unit could be turned on under zero-current and turned off under zero-voltage. In addition, because only one auxiliary switch was in the auxiliary resonant unit, control strategy was relatively simple and cost of hardware was lower. The operation principle was analyzed. The equivalent circuits at different operation modes and conditions for realization of soft-switching were presented. A 1kW laboratory prototype had been built. Experimental results were proposed to confirm validity of soft-switching inverter presented.

Key words: resonant; zero voltage switching; single auxiliary switch; soft-switching; inverter

1 引言

为了得到高效、高性能、高功率密度的逆变器, 谐振直流环节逆变器以其结构简单、控制方便而受到研究者的关注. 从早期的谐振直流环节逆变器^[1]、有源箝位谐振直流环节逆变器^[2], 发展到各种并联谐振直流环节逆变器^[3~5]. 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.

为简化逆变器的控制方式, 降低硬件成本, 必须减少辅助开关器件的个数, 本文提出了一种新型谐振直流

环节软开关逆变器, 其具有以下特点: (1) 只有 1 个辅助开关器件, 相比于相关文献提出的拓扑结构, 其辅助开关器件的个数最少, 所以有利于降低硬件成本和控制的复杂性; (2) 直流母线之间没有串联分压电容, 因此无中性点电位变化问题. 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 1kW 的实验样机, 通过实验来验证本文提出的新型拓扑结构的有效性.

2 电路结构及工作原理

2.1 电路结构

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

耦合谐振电感 L_{r1} 、 L_{r2} ，辅助开关器件 S_{a1} 及辅助二极管 D_{a1} ，其中耦合电感 L_{r1} 和 L_{r2} 的匝数分别为 N_1 和 N_2 ，匝数比 $n = N_2/N_1$ ，所以电感值满足 $L_{r2} = n^2 L_{r1}$ 。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。三相逆变器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。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。

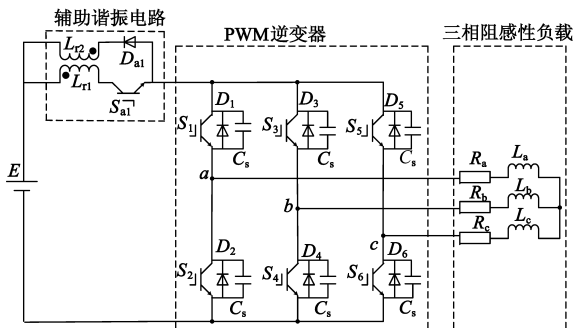


图1 三相谐振直流环节逆变器主电路

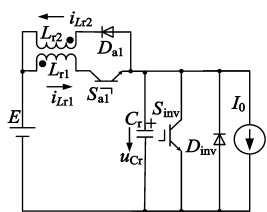


图2 逆变器的等效电路

2.2 工作原理

本电路在一个开关周期内可以分为 6 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。

模式 1 ($t \sim t_0$): 初始状态，电源通过辅助开关 S_{a1} 向负载传输电能，电路工作在稳态。设本模式中流过 L_{r1} 和 L_{r2} 的稳态电流值分别为 I_{Lr1} 和 I_{Lr2} ，而且 $I_{Lr1} = I_{Lr2} + I_0$ 。

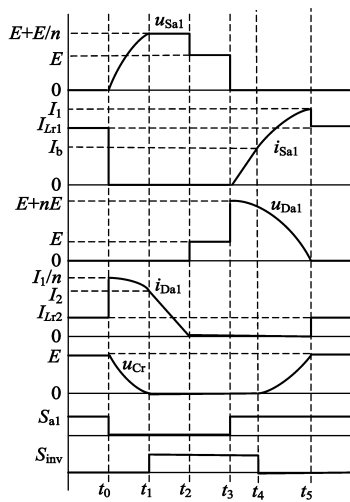


图3 电路的特征工作波形

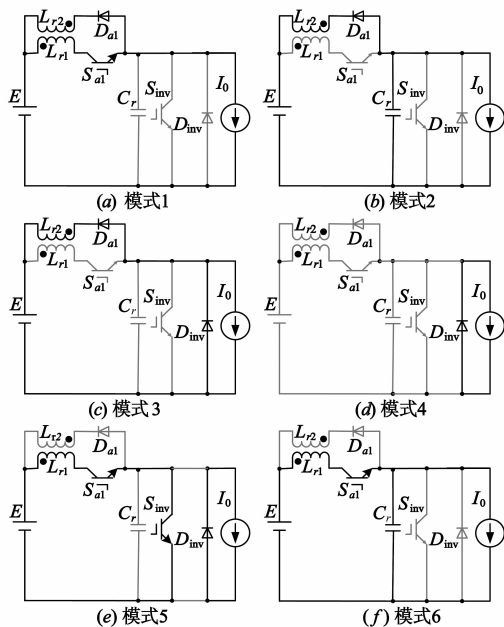


图4 各工作模式的等效电路

模式 2 ($t_0 \sim t_1$): 在 t_0 时刻，关断辅助开关 S_{a1} ，流过 L_{r1} 的电流值突变为 0，流过 L_{r2} 的电流值突变为 I_1/n 。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_{r2} 和 C_r 开始谐振， L_{r2} 和 C_r 放电， i_{Lr2} 和 u_{Cr} 都逐渐减小。当 u_{Cr} 减小到零， i_{Lr2} 减小到 I_2 时，模式 2 结束。在本模式中， C_r 除了向 L_{r2} 所在支路放电以外，还同时向负载放电，以维持负载电流不变。 S_{a1} 关断瞬间的电压变化率为

$$\left. \frac{du_{Sa1}}{dt} \right|_{t=t_0} = \frac{I_1/n + I_0}{C_r} \quad (1)$$

本模式中， i_{Lr2} 和 u_{Cr} 的表达式分别为

$$u_{Cr}(t) = E - Z_r I_1 \sin\left[\frac{\omega_r}{n}(t - t_0)\right] \quad (2)$$

$$i_{Lr2}(t) = \frac{I_1}{n} \cos\left[\frac{\omega_r}{n}(t - t_0)\right] \quad (3)$$

其中 $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} C_r}}$, $Z_r = \sqrt{\frac{L_{r1}}{C_r}}$.

本模式的持续时间和 I_2 的表达式分别为

$$T_2 = t_1 - t_0 = \frac{n}{\omega_r} \arcsin\left(\frac{E}{Z_r I_1}\right) \quad (4)$$

$$I_2 = i_{Lr2}(t_1) = \frac{1}{n} \sqrt{I_1^2 - \left(\frac{E}{Z_r}\right)^2} \quad (5)$$

模式 3 ($t_1 \sim t_2$): 在 t_1 时刻, $u_{Cr} = 0$, 二极管 D_{inv} 导通, 负载电流 I_0 将通过 D_{inv} 续流. 在本模式中, 因为 D_{inv} 导通, i_{Lr2} 也将通过 D_{inv} 续流, 所以 D_{a1} 也导通, 此时 L_{r2} 承受的电压值为 E , i_{Lr2} 开始从 I_2 线性减小. 当 i_{Lr2} 线性减小到零时, 模式 3 结束. 因为本模式的直流环节电压为零, 所以在本模式期间, 开通 S_{inv} , 为零电压开通. 本模式中, i_{Lr2} 的表达式为

$$i_{Lr2}(t) = I_2 - \frac{E}{L_{r2}}(t - t_1) \quad (6)$$

本模式中 S_{a1} 承受电压达到最大值, 表达式为

$$u_{Sa1(\max)} = E\left(1 + \frac{1}{n}\right) \quad (7)$$

模式 4 ($t_2 \sim t_3$): 逆变桥续流二极管和负载电流构成回路, 和传统的逆变器工作状态相同, 直流环节电压为零, 续流二极管 D_{inv} 导通. 本模式的持续时间 T_4 可以根据需要任意设定.

模式 5 ($t_3 \sim t_4$): 在 t_3 时刻, 开通辅助开关 S_{a1} , 在谐振电感 L_{r1} 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, L_{r1} 承受的电压值为 E , L_{r1} 被充电, 流过 L_{r1} 的电流 i_{Lr1} 线性增大, i_{Lr1} 流过 S_{inv} , 桥臂处于短路状态, 直流电源不向负载传输电能, 负载电流通过 D_{inv} 续流. 在 t_4 时刻, 当 i_{Lr1} 线性增大到电流设定值 I_b 时, 模式 5 结束. S_{a1} 开通瞬间电流上升率为

$$\left. \frac{di_{Sa1}}{dt} \right|_{t=t_3} = \frac{E}{L_{r1}} \quad (8)$$

模式 6 ($t_4 \sim t_5$): 在 t_4 时刻, 关断 S_{inv} , 桥臂恢复到正常状态, 相当于逆变器桥臂上的主开关在零电压条件下完成了切换. S_{inv} 关断以后, L_{r1} 和 C_r 开始谐振, L_{r1} 和 C_r 被充电, i_{Lr1} 和 u_{Cr} 都逐渐增大. 当 u_{Cr} 增大到 E , i_{Lr1} 增大到 I_1 时, 二极管 D_{a1} 开始导通, 模式 6 结束. 在 t_5 时刻, D_{a1} 导通以后, 流过 L_{r1} 的电流值从 I_1 突变为 I_{Lr1} , 流过 L_{r2} 的电流值从零突变为 I_{Lr2} , 这时电路返回模式 1, 开始下一个开关周期的工作. I_1 、 I_{Lr1} 和 I_{Lr2} 满足下式:

$$N_1 I_1 = N_1 I_{Lr1} + N_2 I_{Lr2} \quad (9)$$

$$I_{Lr1} = I_{Lr2} + I_0 \quad (10)$$

根据式(11)和(12)可以得到

$$I_{Lr1} = \frac{I_1 + nI_0}{n+1} \quad (11)$$

$$I_{Lr2} = \frac{I_1 - I_0}{n+1} \quad (12)$$

在模式 6 中, I_1 , i_{Lr1} 和 u_{Cr} 的表达式分别为

$$I_1 = i_{Lr1}(t_5) = \sqrt{\left(\frac{E}{Z_r}\right)^2 + (I_b - I_0)^2} + I_0 \quad (13)$$

$$i_{Lr1}(t) = (I_b - I_0) \cos[\omega_r(t - t_4)] + \frac{E}{Z_r} \sin[\omega_r(t - t_4)] + I_0 \quad (14)$$

$$u_{Cr}(t) = Z_r(I_b - I_0) \sin[\omega_r(t - t_4)] - E \cos[\omega_r(t - t_4)] + E \quad (15)$$

以上分析的是负载电流方向为正时的电路工作模式, 当负载电流方向为负时, 电路的工作模式与上述的工作模式类似, 这里不再详述.

2.3 软开关的实现条件

为实现 S_{a1} 的零电压关断和零电流开通, 根据式(1)和(8), 参数值的选取应保证关断瞬间电压上升率和开通瞬间的电流上升率不大于允许值.

为使逆变器桥臂上的主开关实现零电压开关, 直流母线电压必须要减小到零, 根据式(2), 可以得到下式:

$$Z_r I_1 \geq E \quad (16)$$

将式(13)代入到式(16), 可以得到

$$I_b \geq I_0 + \sqrt{I_0^2 - \frac{2I_0 E}{Z_r}} \quad (17)$$

所以为了在全负荷范围内都实现软开关, 在负载电流取最大值时, 参数值的选取应使式(17)成立.

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 1kW 的实验样机, 输出端接三相阻感性负载. 实验电路的参数值为输入直流电压 $E = 100V$, 最大输出电流 $I_{0peak} = 9A$, 谐振电流设定值 $I_b = 10A$, 输出功率 $P_0 = 1kW$, 谐振电感 $L_{r1} = 5\mu H$, 耦合电感匝数比 $n = 2$, 负载电感 $L_a = L_b = L_c = 1mH$, 负载电阻 $R_a = R_b = R_c = 9\Omega$, 缓冲电容 $C_s = 3.3nF$, 输出相电压有效值 $U_0 = 55V$, 输出频率 $f_0 = 50Hz$, 开关频率 $f_c = 10kHz$.

直流母线电压 u_{bus} 的实验波形如图 5(a) 所示, 出现了零电压凹槽, 因此逆变器的主开关器件在母线电压为零时, 可以完成零电压开关. 辅助开关 S_{a1} 开通和关断时的电压 u_{Sa1} 和电流 i_{Sa1} 的实验波形如图 5(b) 所示, 从图 5(b) 可以看出 S_{a1} 开通时, 流过 S_{a1} 的电流 i_{Sa1} 以较低的变化率上升, S_{a1} 实现了零电流开通; 从图 5(b) 还可以看出 S_{a1} 关断时, 其端电压 u_{Sa1} 以相对较低的变化率上升, S_{a1} 实现了零电压关断. 辅助二极管 D_{a1} 开

通和关断时的电压 u_{Da1} 和电流 i_{Da1} 的实验波形如图 5(c) 所示, 从图 5(c) 可以看出 D_{a1} 开通前, 端电压 u_{Da1} 已经先降到零, D_{a1} 实现了零电压开通; 从图 5(c) 还可以看出 D_{a1} 关断前, 电流 i_{Da1} 先下降到零, D_{a1} 实现了零电流关断. 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} 实验波形如图 5(d) 所示, 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. 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} 实验波形如图 5(e) 所示, 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. 该软开关逆变器在输出频率为 50 Hz 时的三相的相电流的实验波形如图 5(f) 所示, 可以看出该软开关逆变器相电流波形平滑, 畸变很小. 此外, 在输出功率 P_0 达到额定功率 1 kW 时, 软开关逆变器的实测效率 η 达到 95.2%, 相比于硬开关逆变器, 效率提高 2%.

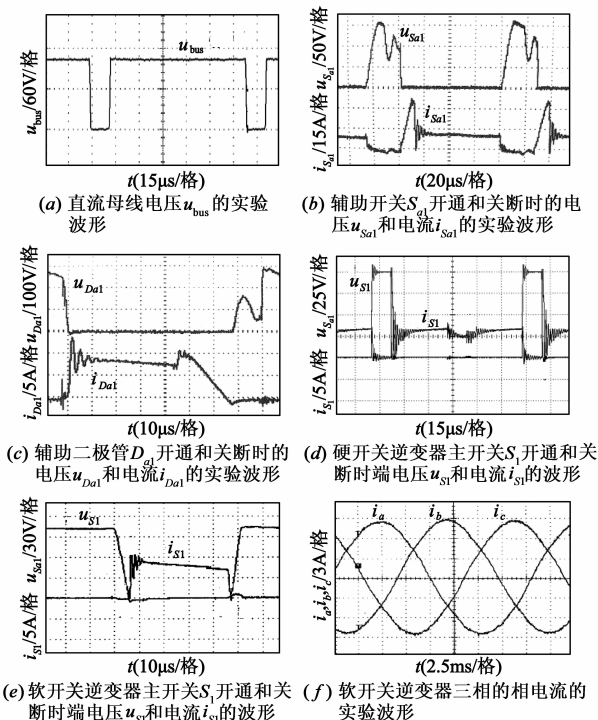


图5 实验波形

4 结论

本文提出了一种新型谐振直流环节软开关逆变器的拓扑结构, 相比于相关文献提出的拓扑结构, 其显著特点是辅助谐振电路只有 1 个辅助开关器件, 拓扑结构和控制方法相对简单, 有利于降低硬件成本, 而且直流母线之间没有串联分压电容, 无中性点电位的变化问题. 通过实验得出如下结论: (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

辅助开关器件和辅助二极管也都实现了软开关; (2) 三相逆变器输出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 1 kW 的原理样机上得到了 95.2% 的实测效率, 相比于硬开关逆变器, 效率有明显提高.

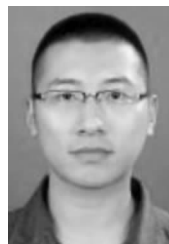
参考文献

- [1] Bellar M D, Wu T S, Tchamdjou A, et al. A review of soft-switched dc-ac converters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, 34(4): 847-860.
- [2] 祁晓蕾, 阮新波. 一种新的双幅控制有源箝位谐振直流环节逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(27): 42-47. Qi Xiaolei, Ruan Xinbo. A novel two-amplitude active-clamped resonant DC link inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(27): 42-47. (in Chinese)
- [3] 王强. 无中性点电位变化的并联谐振软开关逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 36-42. Wang Qiang. Parallel resonant soft-switching inverter without change of neutral point potential [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(3): 36-42. (in Chinese)
- [4] 王强, 邢岩. 具有并联谐振直流环节的软开关电压源逆变器[J]. 电子学报, 2013, 41(11): 2317-2320. Wang Qiang, Xing Yan. Soft switching voltage source inverter with parallel resonant DC link [J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(11): 2317-2320 (in Chinese).
- [5] Wang Chienming. A novel soft-switching single-phase AC-DC-AC converter using new ZVS PWM strategy [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2007, 22(5): 1941-1948.

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.