

具有提升直流环节稳态电压功能的单相全桥 谐振直流环节逆变器

王 强^{1,2}, 李 兵^{1,2}, 王天施^{1,2}, 刘晓琴^{1,2}

(1. 辽宁石油化工大学信息与控制工程学院, 辽宁抚顺 113001;

2. 辽宁石油化工大学石油化工过程控制国家级实验教学示范中心, 辽宁抚顺 113001)

摘 要: 为改善直流电压利用率, 提出了一种具有提升直流环节稳态电压功能的单相全桥谐振直流环节软开关逆变器, 利用辅助电路中的变压器可以将电能补充到直流母线上等效为电压源的钳位电容, 使直流环节稳态电压高于直流电源电压, 提高了逆变器输出线电压的基波幅值和直流电压利用率. 文中分析了电路的工作状态. 在 4kW 样机上的实验结果表明逆变器的主开关和辅助开关能完成软切换. 因此, 该拓扑结构对于研发高性能谐振直流环节逆变器具有一定的借鉴意义.

关键词: 逆变器; 软开关; 变压器; 谐振; 直流电压利用率

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2019)09-2012-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.09.028

Single-Phase Full-Bridge Resonant DC Link Inverter with the Function of Improving Steady Voltage Across DC Link

WANG Qiang^{1,2}, LI Bing^{1,2}, WANG Tian-shi^{1,2}, LIU Xiao-qin^{1,2}

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

2. National Experimental Teaching Demonstration Center of Petrochemical Process Control, Fushun, Liaoning 113001, China)

Abstract: A single-phase full-bridge resonant DC (Direct Current) link soft-switching inverter with the function of improving steady voltage across DC link is proposed to improve the utilization of DC voltage. The electrical energy can be supplemented via the transformer in the auxiliary circuit to the clamp capacitor equivalent to the voltage source on the DC bus so that the steady voltage across DC link is higher than the DC power supply voltage, which improves the fundamental wave amplitude of the output line voltage and DC voltage utilization ratio of the inverter. This paper analyzes the working process of the circuit. The experimental results on the 4kW prototype show that the main switch and auxiliary switch of the inverter can achieve soft-switching. Therefore, the proposed topology has certain reference significance for the development of high-performance resonant DC link inverters.

Key words: inverter; soft-switching; transformer; resonance; DC voltage utilization

1 引言

在位于逆变器直流环节的辅助谐振电路的作用下, 直流环节电压周期性下降到零, 使开关器件完成软切换的逆变器被称为谐振直流环节逆变器^[1~5], 其辅助电路结构简单, 辅助器件较少, 有利于降低硬件成本. 因此, 研究人员近些年提出了多种谐振直流环节逆变器拓扑结构. 文献[3]提出的逆变器在流过谐振电感的电

流达到设定值时才能切换辅助开关, 因此需要额外添加计时与测量模块, 这增加了辅助电路损耗和辅助电路控制的复杂性; 文献[4, 5]提出的逆变器在直流母线间串联大容量电解电容来均分直流母线电压, 导致电路出现中性点电位变化问题, 影响逆变器稳定性. 此外, 文献[1~5]提出的各种拓扑结构存在的共同问题是直流环节电压周期性形成的零电压状态会影响软开关逆变器的直流电压利用率(逆变器输出线电压的基波幅

收稿日期: 2018-04-27; 修回日期: 2018-06-25; 责任编辑: 梅志强

基金项目: 国家自然科学基金(No. 51207069); 辽宁省自然科学基金指导计划项目(No. 20170540586); 辽宁石油化工大学国家级科研项目培育基金(No. 2016PY-016)

值和逆变器直流电源电压的比值)。

本文提出了一种具有提升直流环节稳态电压功能的单相全桥谐振直流环节逆变器,其具有以下显著特点:(1)利用直流母线上等效为电压源的钳位电容,能使直流环节稳态电压高于逆变器直流电源电压,增大了逆变器输出线电压的基波幅值,这样能有效改善逆变器的直流电压利用率;(2)通过辅助电路中的变压器,可以向钳位电容补充电能以保持钳位电容电压稳定,保证了直流环节稳态电压高于直流电源电压。文中详细分析了电路的工作状态,最后在额定功率为 4kW 的实验样机上验证了该单相全桥软开关逆变器的性能。

2 电路工作状态分析

2.1 电路结构

新型单相全桥谐振直流环节逆变器主电路如图 1 所示,主电路可分为 3 部分。第 1 部分包括由主开关 $S_1 \sim S_4$ 及其反并联二极管 $D_1 \sim D_4$ 组成的单相全桥逆变器,由输出滤波电感 L_f 和输出滤波电容 C_f 组成的滤波器及逆变器的负载电阻 R_L ;第 2 部分包括由电感 L_b 和钳位电容 C_b 组成的升压电路;第 3 部分包括由辅助开关 S_a 、 S_b ,辅助二极管 D_{a1} 、 D_a 、 D_b ,谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 以及变压器 T_r 组成的辅助谐振电路。为简化分析,作以下假设:(1)各器件都是理想器件;(2) L_b 电感值足够大,在 1 个开关周期内流过 L_b 的电流 I_{L_b} 保持恒定;(3) L_f 电感值足够大,在 1 个开关周期内逆变器输出端电流 I_0 保持恒定,逆变器输出端可看作与恒流源相连;(4) C_b 电容值足够大,在一个开关周期内 U_{C_b} 保持恒定, C_b 等效为电压源。图 1 所示的拓扑结构可等效为图 2 所示电路。各部分电压和电流的正方向已在图 2 中标出。

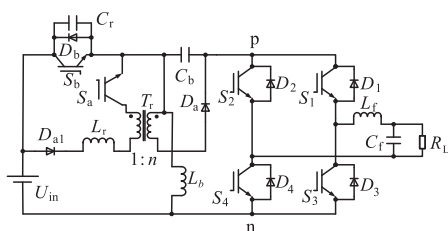


图1 变压器辅助换流的单相全桥谐振直流环节逆变器主电路

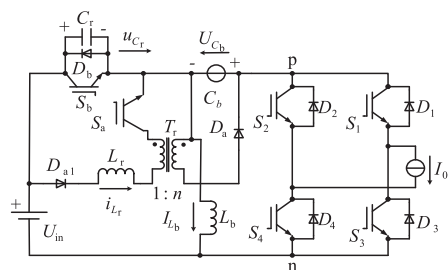


图2 逆变器的等效电路

2.2 电路的工作状态

一个主开关的开关周期包含 12 个电路状态,电路特征波形如图 3 所示,图 4 为各流程等效电路图。

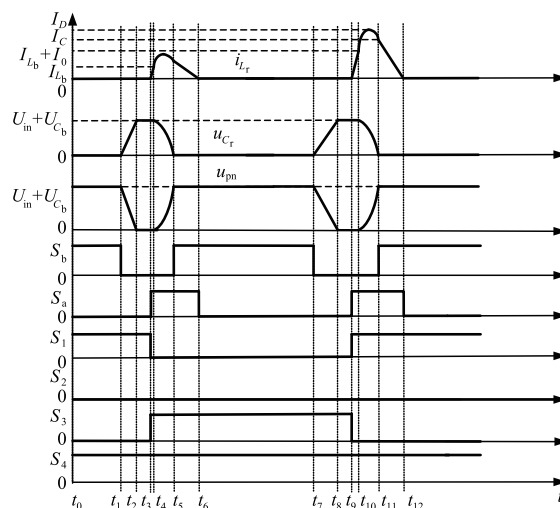


图3 谐振换流期间的理论工作波形

(1) 状态 1 ($t_0 \sim t_1$): S_b 、 S_1 和 S_4 处于导通状态。直流电源 U_{in} 向 L_b 转移能量, L_b 继续处于充电状态,同时直流电源 U_{in} 向逆变器输出端转移能量,电路处于稳态,此时 $i_{L_r} = 0$, $u_{C_r} = 0$, $u_{pn} = U_{in} + U_{C_b}$ 。

(2) 状态 2 ($t_1 \sim t_2$): 在 t_1 时刻,关断 S_b ,因为 S_b 并联了 C_r , C_r 限制了 S_b 发生关断动作时的端电压上升速度,所以 S_b 在关断时处于零电压软关断状态。在 S_b 完成关断动作之后,直流电源开始通过 C_r 向 L_b 和逆变器输出端转移能量, C_r 处于充电状态,因为流过 L_b 的电流 I_{L_b} 和逆变器输出端电流 I_0 恒定,流过 C_r 的电流等于 $I_{L_b} + I_0$,所以 C_r 的端电压 u_{C_r} 线性增大。当 u_{C_r} 线性增大到 $U_{in} + U_{C_b}$ 时,本状态结束。

(3) 状态 3 ($t_2 \sim t_3$): 在本状态中,直流环节电压 u_{pn} 等于零,逆变器输出端电流 I_0 流过 S_4 和 D_3 来实现续流,同时 L_b 通过桥臂上的续流二极管 D_1 和 D_3 向 C_b 释放能量,从而维持电压 U_{C_b} 恒定,电路工作在稳态。

(4) 状态 4 ($t_3 \sim t_4$): 在 t_3 时刻,关断 S_1 ,同时开通 S_a 和 S_3 。因 L_r 限制了 S_a 发生开通动作时的电流上升速度,所以 S_a 在开通时实现了零电流软开通;因为 u_{pn} 保持为零, I_{L_b} 通过 D_1 和 D_3 实现续流,导致在 S_1 被关断后,其两端电压仍然为零,所以 S_1 的关断损耗为零;因为在 S_3 开通前,有电流流过 D_3 , S_3 两端电压为零,所以 S_3 实现了零电压开通。在该流程中,施加在 L_r 上的电压恒定, i_{L_r} 开始线性增加。当 i_{L_r} 增大到 I_{L_b} 时, D_1 自然关断,本状态结束。

(5) 状态 5 ($t_4 \sim t_5$): 在 t_4 时刻, L_r 与 C_r 开始进入谐振状态, L_r 处于被充电的过程, i_{L_r} 处于增大阶段; C_r 处于放电过程, u_{C_r} 处于减小阶段。当 u_{C_r} 变化到 U_{C_b}/n 时, i_{L_r} 达

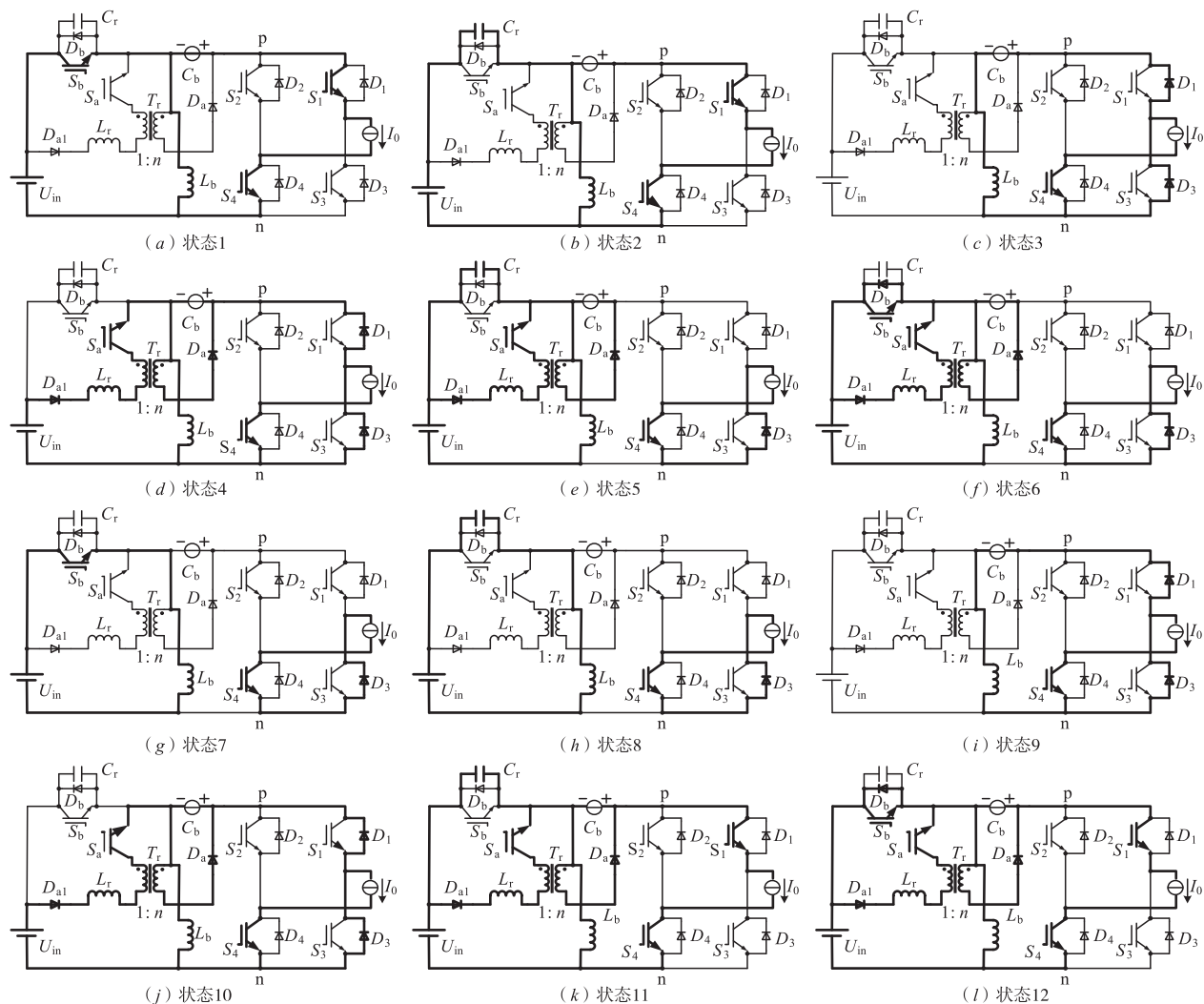


图4 各工作状态的等效电路图

到正向峰值 I_A 。然后 L_r 和 C_r 都处于放电状态, i_{L_r} 和 u_{C_r} 都逐渐减小。当 u_{C_r} 减小到零, i_{L_r} 减小到 I_b 时, 本状态结束。

(6) 状态 6 ($t_5 \sim t_6$): 在 t_5 时刻, 开通 S_b , 因为此时 u_{C_r} 等于零, 所以 S_b 实现了零电压开通。从 t_5 时刻开始, L_r 承受的电压值为 U_{C_b}/n , L_r 处于放电状态, i_{L_r} 线性减小。当 i_{L_r} 减小到零时, 关断 S_a , 则 S_a 实现了零电流软关断, 本状态结束。

(7) 状态 7 ($t_6 \sim t_7$): 在该状态中, $i_{L_r} = 0$, $u_{C_r} = 0$, 辅助谐振电路停止工作, 逆变器工作在稳态, 直流电源给电感 L_b 充电。

(8) 状态 8 ($t_7 \sim t_8$): 在 t_7 时刻, 关断 S_b , 因 S_b 并联了 C_r , C_r 限制了 S_b 发生关断动作时的端电压上升速度, S_b 实现了零电压软关断。在 S_b 完成关断动作之后, 直流电源开始通过 C_r 向 L_b 转移能量, C_r 处于充电状态, 因为流过 L_b 的电流 I_{L_b} 恒定, 流过 C_r 的电流等于 I_{L_b} , 所以 C_r 的

端电压 u_{C_r} 线性增大。当 u_{C_r} 线性增大到 $U_{in} + U_{C_b}$ 时, 本状态结束。

(9) 状态 9 ($t_8 \sim t_9$): 在本流程中, 直流环节电压 u_{pn} 等于零, 逆变器输出端电流 I_0 流过 S_4 和 D_3 来实现续流, 同时 L_b 通过桥臂上的续流二极管 D_1 和 D_3 向 C_b 释放能量, 维持电压 U_{C_b} 恒定, 电路工作在稳态。

(10) 状态 10 ($t_9 \sim t_{10}$): 在 t_9 时刻, 关断 S_3 , 同时开通 S_a 和 S_1 。因 L_r 限制了 S_a 发生开通动作时的电流上升速度, 所以 S_a 在开通时实现了零电流软开通; 因为 u_{pn} 保持为零, I_{L_b} 通过 D_1 和 D_3 实现续流, 导致在 S_3 被关断后, 其两端电压仍然为零, 所以 S_3 的关断损耗为零; 因为在 S_1 开通前, 有电流流过 D_1 , S_1 两端电压为零, 所以 S_1 实现了零电压开通。在该状态中, 施加在 L_r 上的电压恒定, i_{L_r} 开始线性增加。当 i_{L_r} 增大到 $I_{L_b} + I_0$ 时, 本状态结束。

(11) 状态 11 ($t_{10} \sim t_{11}$): 在 t_{10} 时刻, L_r 与 C_r 开始进入谐振状态, i_{L_r} 处于持续增大阶段, u_{C_r} 处于减小阶段。当 u_{C_r} 变

化到 U_{C_b}/n 时, i_{L_r} 达到正向峰值 I_D . 然后 i_{L_r} 和 u_{C_r} 都逐渐减小. 当 u_{C_r} 减小到零, i_{L_r} 减小到 I_C 时, 本状态结束.

(12) 状态 12 ($t_{11} \sim t_{12}$): 在 t_{11} 时刻, 开通 S_b , 因为此时 u_{C_r} 等于零, 所以 S_b 实现了零电压开通. 从 t_{11} 时刻开始, L_r 承受的电压值为 U_{C_b}/n , L_r 处于放电状态, i_{L_r} 线性减小. 当 i_{L_r} 从 I_C 减小到 $I_{L_b} + I_0$ 时, D_b 自然关断, 然后电流开始流过 S_b , 当 i_{L_r} 减小到零时, 关断 S_a , 则 S_a 实现了零电流软关断, 本状态结束.

根据各工作状态分析可知, 在状态 4 至状态 6 期间

和状态 10 至状态 12 期间, 电路利用变压器可以向钳位电容 C_b 补充电能, 使 C_b 的端电压 U_{C_b} 恒定, 保持直流环节电压 u_{pn} 高于直流电源电压 U_{in} . 在本电路中, 变压器辅助换流的最主要作用是作为直流电源和钳位电容之间电能传递的中间过渡环节, 确保两者电压极性相同. 至此, 电路在 1 个主开关的开关周期内的工作状态分析完毕. 然后电路重新返回状态 1, 进入下 1 个主开关的开关周期的工作.

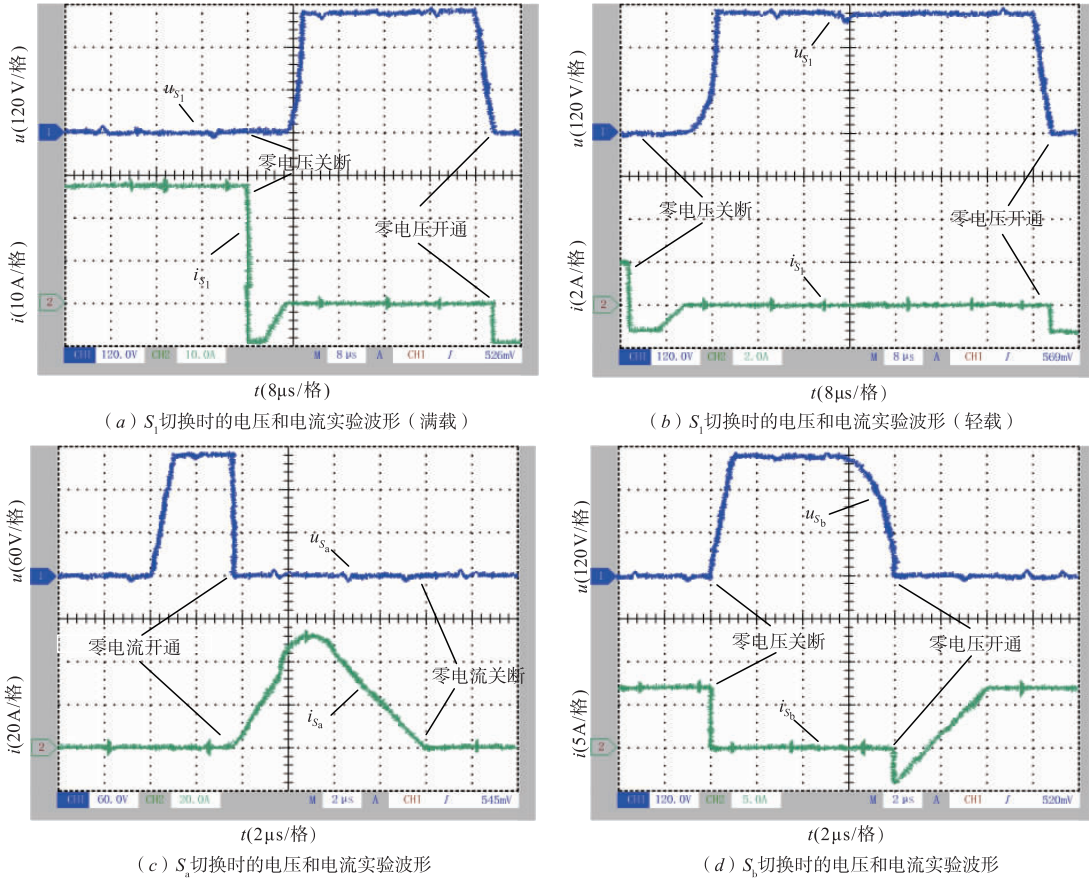


图5 实验波形

3 实验结果

按照图 1 所示主电路, 完成了实验样机的研制. 样机参数如下: 额定输出功率 $P_0 = 4\text{kW}$, 直流电源电压 $U_{in} = 150\text{V}$, 输出滤波电感 $L_r = 2\text{mH}$, 输出滤波电容 $C_r = 4.7\mu\text{F}$, 升压电感 $L_b = 2\text{mH}$, 升压电容 $C_b = 4.7\mu\text{F}$, 额定负载电阻 $R_L = 10\Omega$, 主开关的开关频率 $f_c = 10\text{kHz}$, 输出频率 $f_0 = 50\text{Hz}$, 最大负载电流为 $I_{0\max} = 28\text{A}$, 输出线电压有效值 $U_0 = 200\text{V}$, 升压电容 C_b 两端电压 $U_{C_b} = 180\text{V}$, 流过升压电感 L_b 的电流 $I_{L_b} = 7\text{A}$, 辅助开关 S_a 的触发脉冲占空比 $\rho_{S_a} = 0.268$, 谐振电感 $L_r = 15\mu\text{H}$, 谐振电容 $C_r = 0.1\mu\text{F}$, 变压器绕组匝数比 $n = 2$.

相关的实验波形如图 5 所示, 实验波形中的电压和电流取的正方向与图 2 中的标注一致. 图 5(a) 和图 5(b) 分别给出了在满载和轻载下, 逆变器桥臂上的主开关 S_1 进行切换动作时的端电压 u_{S_1} 和流过的电流 i_{S_1} 的实验波形, 图 5(a) 和图 5(b) 显示 S_1 进行关断动作时 u_{S_1} 始终等于零, 所以 S_1 关断损耗为零; 在 i_{S_1} 开始反向增大之前, u_{S_1} 已经降低到零, 所以 S_1 完成了零电压软关断. 图 5(c) 和图 5(d) 分别给出了 S_a 和 S_b 进行切换动作时的端电压 u_{S_a} , u_{S_b} 和流过的电流 i_{S_a} , i_{S_b} 的实验波形, 图 5(c) 显示 S_a 开通时, i_{S_a} 以较低的变化率增大, 实现了 S_a 的零电流软关断; u_{S_a} 增大之前, i_{S_a} 已经等于零, 实现了 S_a 的零电流关断. 图 5(d) 显示 i_{S_b} 开始反向增大之前, u_{S_b} 已经变

化到零,实现了 S_b 的零电压软开通; S_b 关断时, u_{S_b} 以较低的变化率增大,实现了 S_b 的零电压软关断.

4 结论

设计出了一种变压器辅助换流的单相全桥谐振直流环节逆变器,其显著特点是直流环节稳态电压高于直流电源电压,提升了逆变器输出线电压的基波幅值,改善了逆变器直流电压利用率.实验结果证明:在轻载和满载时,逆变器主开关处于零电压开关状态;辅助开关分别处于零电流开关状态和零电压开关状态.本文的研究成果对于提高单相全桥谐振直流环节逆变器的实用性具有重要意义.

参考文献

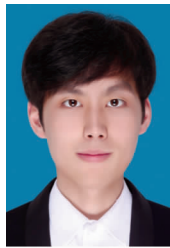
- [1] 王强,胡斐,王天施,等. 箝位二极管承受低电压的有源箝位谐振直流环节逆变器[J]. 电子学报,2017,45(12): 3025 - 3029.
- Wang Qiang, Hu Fei, Wang Tianshi, et al. Active clamped resonant DC-link inverter with clamped diode under low voltage[J]. Acta Electronic Sinica, 2017, 45(12): 3025 - 3029. (in Chinese)
- [2] 王强,刘岩松,陈祥雪,等. 基于单独储能电容辅助换流的并联谐振直流环节逆变器[J]. 电子学报,2015,43(10): 2133 - 2136.
- Wang Qiang, Liu Yansong, Chen Xiangxue, et al. Parallel resonant DC link inverter with a single storage capacitor-assisted commutation[J]. Acta Electronic Sinica, 2015, 43(10): 2133 - 2136. (in Chinese)
- [3] Li Rui, Xu Dehong. A zero-voltage switching three-phase inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1200 - 1210.
- [4] 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.
- [5] 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.

作者简介



王 强(通讯作者) 男,1981年10月出生,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变换器的电路拓扑及控制.

E-mail: master2007@126.com



李 兵 男,1994年7月出生,出生于辽宁省大连市,现为辽宁石油化工大学信息与控制工程学院硕士研究生,主要研究方向为软开关变换器的电路拓扑及控制.

E-mail: 651698243@qq.com