

箝位二极管承受低电压的 有源箝位谐振直流环节逆变器

王 强, 胡 斐, 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: 为解决无源箝位谐振直流环节逆变器辅助电路中采用耦合电感辅助换流(即抽头电感法)所引起的箝位二极管两端承受的电压应力过大问题,提出一种箝位二极管承受低电压的有源箝位谐振直流环节逆变器,该逆变器采用有源箝位的方法可使箝位二极管两端承受的最大反向电压不超过直流母线电压的最大值.且该逆变器的辅助谐振电路中只有一个辅助开关器件,箝位电路中无需设置箝位开关,控制简单且硬件成本较低.此外,在箝位电路的作用下可将逆变器的直流母线电压箝位在输入直流电压的1.1~1.3倍,有效地降低了电压应力.以各个阶段下的等效电路为基础,对电路的工作过程进行了分析,并进行了实验验证,实验结果表明开关器件实现了软开关,且在额定功率3kW条件下,逆变器的效率达到96.5%.因此,该拓扑结构能够有效地提高工作效率.

关键词: 逆变器; 谐振; 箝位; 耦合电感; 软开关

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)12-3025-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.12.027

Active Clamped Resonant DC-Link Inverter with Clamped Diode Under Low Voltage

WANG Qiang, HU Fei, WANG Tian-shi, LIU Xiao-qin

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

Abstract: A novel active clamped resonant DC-link inverter is designed to solve the problem that clamped diode is under high voltage stress caused by coupled inductors that was tapped inductor method in passive clamped resonant DC-link inverters. The maximum voltage of the clamped diode in the clamped circuit did not exceed the maximum voltage of DC-bus voltage by using active clamped method. There is only one auxiliary switch in auxiliary resonant circuit, and it did not need to set clamped switch, so it is easy to control and the cost of hardware is lower. Besides, under the action of clamped circuit, the DC-link voltage could be clamped at 1.1~1.3 times of input DC-voltage, which reduced voltage pressure effectively. According to equivalent circuits under different stages, the paper analyzed the working process of the inverter. The experimental results demonstrated that switching devices achieved soft switching and efficiency by 96.5% under the rated power 3kW. Therefore, the proposed topology can improve efficiency effectively.

Key words: inverter; resonant; clamp; coupled inductors; soft-switching

1 引言

传统的硬开关存在开关损耗较大、开关器件电压应力较高,以及在较高频率下工作时会产生电磁干扰和噪音污染等问题^[1].为解决传统的硬开关带来的这些问题,美国 Divan 博士提出了谐振直流环节软开关逆

变频器.谐振直流环节软开关逆变器就是在传统硬开关的基础上,增加了辅助谐振电路,在辅助谐振电路的作用下,可使逆变器直流环节电压周期性地下降到零,当逆变器的直流环节电压下降到零时,主开关器件可在零电压状态下完成切换过程,既可使电路中开关器件承受较低的电压应力,对电路中开关器件起到保护作

收稿日期:2016-07-25;修回日期:2017-03-11;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)

用,又可以大大减小开关损耗,甚至消除开关损耗,进而推动着逆变器向低功耗、高性能的方向发展.

近些年,各种高性能的谐振直流环节逆变器已被科研人员提出,包括无源箝位谐振直流环节逆变器^[2]、有源箝位谐振直流环节逆变器^[3-6]. 例如文献[2]提出的拓扑结构中,逆变器的直流母线电压被箝位在输入直流电压的 1.1~1.3 倍,单独的辅助开关被设置在辅助电路中,且电路中的开关器件都实现了零电压或零电流切换,但是该逆变器采用耦合电感辅助换流,导致了箝位二极管两端承受的反向电压是直流环节电压的几倍,过大的电压应力会使器件受到不可逆转的损害;文献[3,4]提出的拓扑结构中,为加快直流母线电压的上升和下降过程,需设定几个与辅助开关控制有关的阈值,这样就给电路在全负载范围内实现软开关带来了困难;文献[5]提出的拓扑结构中,为对箝位电容或箝位电感实现接通和关断,需要设置额外的箝位开关,在增大开关损耗和硬件成本的同时,还会增加电路控制的复杂性;文献[6]提出的逆变器拓扑结构中,在其辅助电路虽然只含有一个辅助开关器件,但当逆变器在比较高的频率下工作时,其用于形成电源中点的两个大电容会造成逆变器中性点电位的变化,对软开关的实现产生不利影响.

为改进以上缺点,本文设计出一种箝位二极管承受低电压的有源箝位谐振直流环节逆变器的拓扑结构,其特点是:(1)箝位二极管承受的最大电压不会超过直流环节电压的最大值,无开关器件承受的电压应力过大问题;(2)不需要设置箝位开关,控制相对简单;(3)不需要在直流母线间设置分压电容,无中性点电位变化问题;(4)不需要设定与电感电流有关的阈值,可使逆变器主开关在全负荷范围内实现软开关. 文中分析了辅助谐振电路的各工作阶段和软开关实现条件,设计了电路参数,最后用实验来验证该拓扑结构的有效性.

2 电路结构及动作原理

2.1 电路结构

该逆变器的主电路图由图 1 表示. 电感 L_1 、 L_2 、 L_3 , 辅助开关 S_a 及 S_a 的反并联二极管 D_a 和与电感 L_3 串联的二极管 D_c 组成了辅助谐振单元,主开关器件可在该谐振单元的作用下完成零电压切换,电容 C_1 和箝位二极管 D_b 构成了箝位电路,电容 C_1 是一个大容量的滤波电容,在此电路中相当于一个低压直流电源,在该箝位电路的作用下可将电容 C 两端电压 u_c 箝位在 KU_s ($KU_s = U_s + U_{C_1}$, K : 箝位因数). 如图 2 所示,直流电源 U_s , 箝位二极管 D_b , 储能电容 C_1 和直流环节等效电容 C 位于同一回路中,所以 D_b 两端承受的反向电压为 $KU_s - u_c$.

当直流环节电压 u_c 减小到零时, D_b 承受最大反向电压为 KU_s ; 当直流环节电压 u_c 增大到 KU_s 时, D_b 承受电压为零,将有电流流过 D_b , u_c 将被箝位在 KU_s . 综上,箝位二极管 D_b 承受的最大电压不会超过直流环节电压最大值 KU_s . 为使对该新型逆变器的分析简单化,可假设:(1)器件均在理想条件下运行;(2)负载电感值远大于谐振电感值,所以可将逆变器换流期间的负载电流假设为一个恒定值 I_0 ;(3) C 、 S_{inv} 和 D_{inv} 并联组成逆变器等效电路,且 $C = 3C_s$. 图 2 所示的电路为该逆变器的主电路图 1 的等效电路,图 2 同时展现了各部分的电压和电流的正方向.

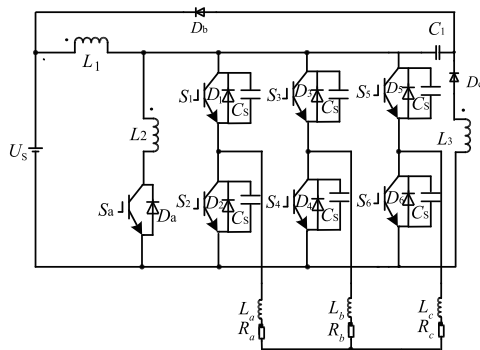


图1 箝位谐振直流环节逆变器的主电路图

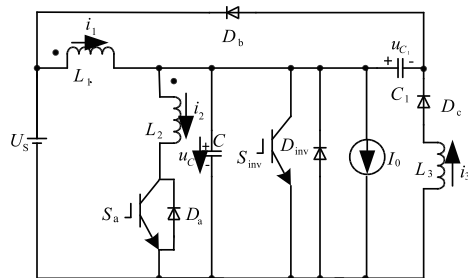


图2 箝位谐振直流环节逆变器的等效电路图

2.2 工作过程分析

该逆变器电路工作过程分为 8 个阶段,图 3 表示电路的特征波形,图 4 表示各个阶段工作状态. 该逆变器在一个开关周期内的工作过程如下:

(1)阶段 1 ($t_0 \sim t_1$): 初始状态, S_a 未接通,此时,电容 C 两端电压 u_c 被箝位在 KU_s ($K < 2$), 流过电感 L_1 的电流值为 I_0 . t_0 时刻之后,电感 L_1 和电容 C 发生谐振,在谐振损耗的作用下,电容 C 两端的电压 u_c 将从 KU_s 减小到 U_s . 当 u_c 减小到 U_s 时,阶段 1 结束.

(2)阶段 2 ($t_1 \sim t_2$): t_1 时刻接通辅助开关 S_a , 由于电感 L_2 阻碍了流过 S_a 的电流的快速上升,所以实现了 S_a 的零电流开通, S_a 接通后,电感 L_1 、 L_2 与电容 C 发生谐振,引起电容 C 放电. 当电容 C 两端的电压减小到与电容 C_1 两端的电压相等时,二极管 D_c 导通,即流过电感 L_1 的电流值达到最小值,而流过电感 L_2 的电流值达

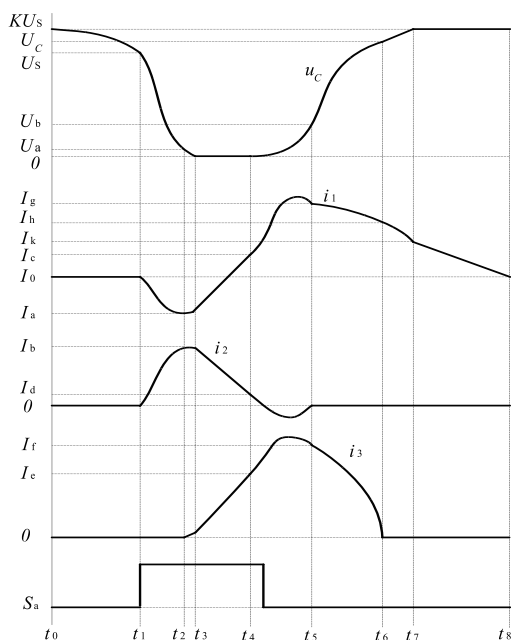


图3 逆变器电路的特征波形

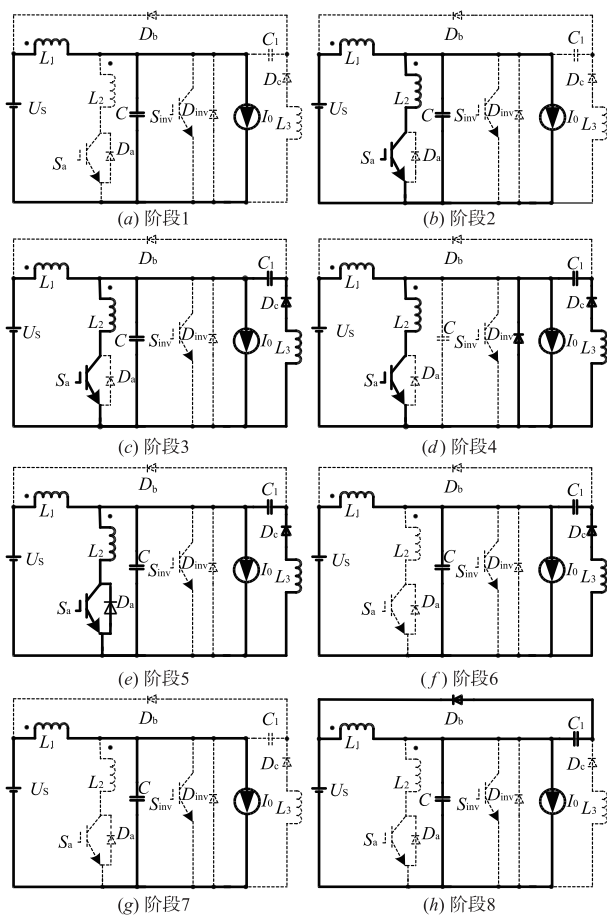


图4 各个工作阶段下的等效电路

到最大值时,阶段 2 结束。

(3) 阶段 3 ($t_2 \sim t_3$): t_2 时刻, 电容 C 两端电压与电

容 C_1 两端电压相等, 此时二极管 D_c 导通。当 D_c 导通后, 电感 L_1 、 L_2 、 L_3 和电容 C 发生谐振, 电容 C 放电, 电容 C_1 放电。从图 3 中可知, 此阶段在一个开关周期中占据的比例很小, 因此, 电流 i_1 、 i_2 和 i_3 的变化很小, 可忽略这三个电流值的变化。当电容 C 两端电压减小为零时, 阶段 3 结束。

(4) 阶段 4 ($t_3 \sim t_4$): t_3 时刻, 电容 C 两端电压为零, 续流二极管 D_{inv} 导通, 负载电流 I_0 通过 D_{inv} 续流, 电容 C_1 放电, L_1 和 L_3 充电, L_2 放电, i_1 和 i_3 线性增大, 而 i_2 线性减小。因为在此阶段内, 电容 C 两端的电压为零, 所以逆变器的主开关器件可在此阶段内完成零电压切换。在磁耦合的作用下, 流经续流二极管 D_{inv} 的电流将线性减小, 当减小为零时, 阶段 4 结束。

(5) 阶段 5 ($t_4 \sim t_5$): t_4 时刻, 流过续流二极管 D_{inv} 的电流减小为零, 续流二极管 D_{inv} 关断。此时, 电感 L_1 、 L_2 、 L_3 和电容 C 发生谐振, 电容 C 充电, 电容 C_1 放电, 流过电感 L_1 和 L_3 的电流 i_1 和 i_3 先增大后减小, 流过电感 L_2 的电流 i_2 减小, 当流过电感 L_2 的电流 i_2 减小为零时, 辅助开关 S_a 关断。由于 S_a 切换到关断状态时, 流经 S_a 的电流已减小为零, 故 S_a 完成了零电流切换。在 S_a 关断后, 与 S_a 反并联的二极管 D_a 导通, 流过电感 L_2 的电流先反向增大, 然后减小, 当流过电感 L_2 的电流减小为零时, 阶段 5 结束。

(6) 阶段 6 ($t_5 \sim t_6$): t_5 时刻, 流过电感 L_2 的电流 i_2 减小为零, 电感 L_1 、 L_3 和电容 C 发生谐振, 电容 C 继续充电, 电容 C_1 放电, 流过电感 L_1 和 L_3 的电流 i_1 和 i_3 均减小, 当流过电感 L_3 的电流 i_3 减小为零时, 阶段 6 结束。

(7) 阶段 ($t_6 \sim t_7$): t_6 时刻, 流过电感 L_3 的电流 i_3 减小为零, 电感 L_1 和电容 C 发生谐振, 电容 C 继续充电, 流经电感 L_1 的电流继续减小, 当电容 C 两端的电压增大到箝位电压 KU_s 时, 阶段 7 结束。

(8) 阶段 ($t_7 \sim t_8$): t_7 时刻, 电容 C 两端电压增大到 KU_s , 本阶段中, 电容 C 两端电压将被箝位在 KU_s , 流过电感 L_1 的电流 i_1 线性减小, i_1 通过二极管 D_b 向电容 C_1 充电, 当 i_1 减小到与负载电流 I_0 相等时, 阶段 8 结束, t_8 时刻之后, 电路将由阶段 1 继续重复整个工作过程。至此, 分析了该逆变器单个开关周期内正向负载电流下的运行状态, 当负载电流为负时的工作阶段与此类似, 这里将不做详细分析^[7,8]。

3 实验结果

根据图 1 搭建了一台功率为 3kW 的实验样机。实验电路中器件参数设置如下: 直流电源电压 $U_s = 300V$, 额定输出功率 $P_0 = 3kW$, 逆变器最大输出电流值 $I_{0max} = 14A$, 输出相电压有效值 $U_0 = 100V$, 三相负载电阻 $R_a =$

$R_b = R_c = 10\Omega$, 三相负载电感 $L_a = L_b = L_c = 8\text{mH}$, 电感 $L_1 = 110\mu\text{H}$, 电感 $L_2 = 11\mu\text{H}$, 电感 $L_3 = 17\mu\text{H}$, 电容 $C_s = 18\text{nF}$, 耦合电感的耦合系数 $k_{12} = 0.9$, $k_{13} = 0.6$, $k_{23} = 0.4$, 箝位因数 $K = 1.1$, 开关频率 $f_c = 20\text{kHz}$, 输出频率 $f_0 = 50\text{Hz}$.

在单个开关周期内, 直流环节电压 u_c 、电感 L_1 的电流 i_1 、电感 L_2 的电流 i_2 和电感 L_3 的电流 i_3 实验波形由图 5(a) 表示, 从图 5(a) 中可看出, 直流环节电压 u_c 从 KU_s 下降到零, 又从零上升到 KU_s 的过程中, 流经电感 L_1 、 L_2 、 L_3 的电流也随之变化, 所以在电容 C 和电感 L_1 、 L_2 、 L_3 的谐振作用下完成了直流环节电压的上升和下降. 此外, 直流环节电压波形图中出现了零电压凹槽, 主开关器件可在直流环节电压为零时完成零电压切换, 验证了此拓扑结构的正确性. 辅助开关 S_a 动作时的实

验波形由图 5(b) 表示, 从该图可知, 当 S_a 切换到开通状态时, 流经 S_a 的电流 i_{s_a} 以较低的变化率增大, 所以 S_a 完成了零电流接通; 当 S_a 切换到关断状态前, 流经 S_a 的电流 i_{s_a} 已经减小为零, 所以 S_a 完成了零电流关断. 该逆变器的输出功率分别在 3kW 和 200W 时, 主开关器件 S_1 开通和关断时的端电压 u_{s_1} 和电流 i_{s_1} 的实验波形由图 5(c) 和图 5(d) 表示, 从该图可知软开关逆变器在满载和轻载时均完成了零电压切换, 可知主开关 S_1 可在全负荷范围内实现软开关. a 相的相电流在输出频率为 50Hz 时的实验波形由图 5(e) 表示, 从该图可知该逆变器输出相电流的波形较为光滑, 基本无畸变. 箝位二极管 D_b 承受的电压 u_{D_b} 的实验波形如图 5(f) 所示, 从该图可知 D_b 承受的最大电压没超过直流环节电压最大值 330V , u_{D_b} 得到了有效限制.

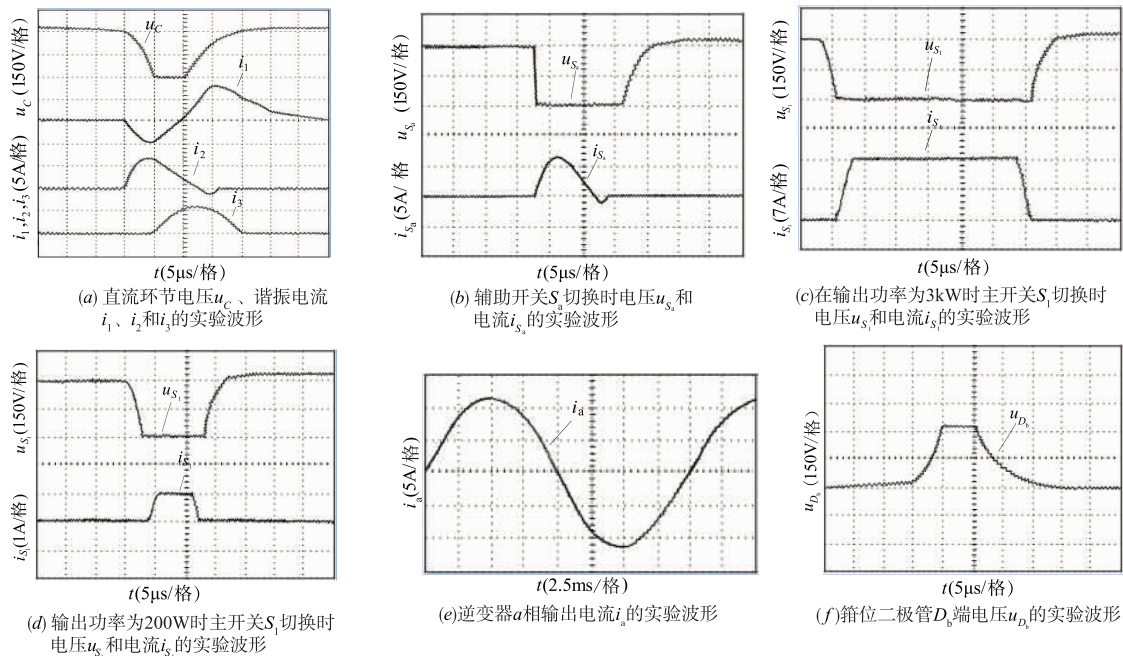


图5 实验波形

该新型逆变器有效率上的优势, 作为验证, 与硬开关逆变器和文献[6]中的逆变器在相同的实验条件下进行了效率测试. 文献[6]中的有源箝位软开关逆变器电压等级可到达百伏, 输出功率等级可达千瓦, 而且辅助电路串联在直流母线上, 只有 1 个辅助开关, 电路结构简单, 适于应用到小功率领域. 因此, 本文提出的有源箝位软开关逆变器与文献[6]中的有源箝位软开关逆变器作效率对比测试, 更能体现出本文所提出的软开关逆变器的价值. 在测试时都保持输出电压有效值在 100V , 通过改变负载电阻值来改变输出功率, 考虑到读取数据时, 由于各种原因可能存在误差, 所以要采取多次测量取平均值的方式尽可能减小误差. 在不同输出功率下得到的实测效率曲线由图 6 表示, 从图 6 可知

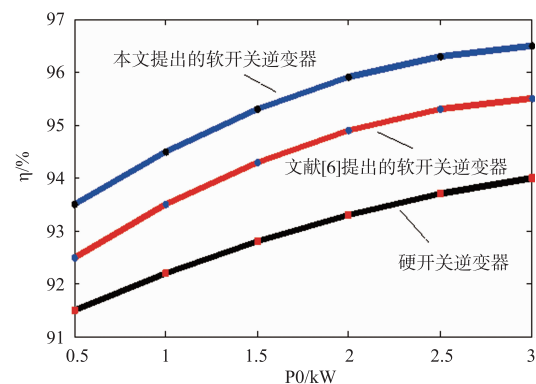


图6 实测效率曲线

本文提出的软开关逆变器在输出功率为 3kW 时的实测

效率可达到 96.5%,与硬开关逆变器相比提高了 2.5%,与文献[6]中提出的拓扑结构相比提高了 1%.

4 结论

相比于其它文献提出的同类型逆变器,本文设计的有源箝位谐振直流环节逆变器的显著优点是该逆变器箝位电路中的箝位二极管所承受的最大电压值不会超过直流环节电压的最大值,降低了开关器件电压应力.且在其辅助电路中仅仅只含有一个辅助开关器件,无需设置箝位开关,控制相对简单.此外,该逆变器不需要设定与电感电流有关的阈值,可使逆变器主开关在全负荷范围内实现软开关.通过一系列的研究可得如下结论:(1)在辅助谐振电路的作用下,该新型逆变器桥臂上的主开关器件均实现了软开关;(2)该新型逆变器输出的相电流波形为光滑的正弦波,表明本文提出的逆变器拓扑结构对该逆变器的正常运行没有影响;(3)在相同实验条件下,相比于硬开关逆变器和文献[6]提出的逆变器,本文提出的逆变器效率更高.

参考文献

- [1] 潘三博,潘俊民.一种新型的零电压谐振极型逆变器[J].中国电机工程学报,2006,26(24):55-59.
Pan Sanbo, Pan Junmin. A novel zero-voltage switching resonant pole inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(24):55-59. (in Chinese)
- [2] Shaotang Chen, Thomas A Lipo. A novel soft-switched PWM inverter for AC motor drives[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1996, 17(4):653-659.
- [3] 杨迎化,谢顺依,钟祺,等.一种新型直流环节并联谐振软开关逆变器[J].中国电机工程学报,2008,28(12):50-54.
Yang Yinghua, Xie Shunyi, Zhong Qi, et al. A novel DC link parallel resonant soft switching inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(12):50-54. (in Chinese)
- [4] 王军,徐龙祥.软开关技术在磁悬浮轴功率放大器中的应用[J].电工技术学报,2009,24(6):85-90.
Wang Jun, Xu Longxiang. Application of power amplifier for active magnetic bearing using soft switching technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(6):85-90. (in Chinese)
- [5] 李睿,马智远,徐德鸿.一种新型有源箝位软开关三相并网逆变器[J].中国电机工程学报,2011,31(30):30-38.
Li Rui, Ma Zhiyuan, Xu Dehong. A novel active clamping soft switching grid-connected three-phase inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(30):30-38. (in Chinese)
- [6] 张峰,李睿,凌志斌,等.一种有源箝位 ZVS 半桥逆变器[J].电力电子技术,2013,47(4):19-21.
Zhang Feng, Li Rui, Ling Zhibin, et al. An active clamping ZVS half-bridge inverter[J]. Power Electronics, 2013, 47(4):19-21. (in Chinese)
- [7] 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).
- [8] 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 Electronica Sinica, 2015, 43(10):2133-2136. (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变换器的电路拓扑及控制。
E-mail: master2007@126.com



胡 斐 男,1991年8月出生于山西省晋中市,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: 718237040@qq.com



王天施 男,1970年1月出生于辽宁省法库县,博士,现为辽宁石油化工大学信息与控制工程学院副教授,主要研究方向为软开关变换器的电路拓扑及控制。
E-mail: wts55@126.com



刘晓琴 女,1975年2月出生于辽宁省辽阳县,硕士,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: qinbuluoge@163.com