

新型有源边缘谐振的 Boost ZCS-PWM 软开关设计

吴阳杰¹,王家舜²,刘健¹,王阳¹

(1. 武汉工程大学 电气信息学院,湖北 武汉 430073;

2. 中煤平朔集团有限公司,山西 朔州 036899)

摘要:为解决传统有源谐振ZCS-PWM开关电路控制过程中的开关损耗、电压浪涌和电流振荡等诸多不良影响的问题,提出了一种有源边缘谐振ZCS-PWM Boost软开关电路,采用四端子钳位二极管辅助的控制策略,动态剖析了软开关电路的八个控制过程。最后,基于Matlab平台搭建仿真实验和1.4 kW/33 kHz小功率样机实验。实验结果验证了提出的软开关可以有效抑制有源谐振开关的电压浪涌并减少和消除电流振荡,提高换流能量转换效率。

关键词: ZCS-PWM软开关;有源边缘谐振;钳位二极管;升压电路

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed22062

New Boost ZCS-PWM Soft Switching Design of Active Edge Resonance

WU Yangjie¹, WANG Jiashun², LIU Jian¹, WANG Yang¹

(1. School of Electronics and Information Engineering, Wuhan Institute of Technology, Wuhan 430073, Hubei,

China; 2. China Coal Pingshuo Group Co., Ltd., Shuozhou 036899, Shanxi, China)

Abstract: In order to solve the problem of many adverse effects such as switching loss, voltage surge and current oscillation in the control process of traditional active resonant zero current switch-pulse width modulation (ZCS-PWM) switching circuit, an active edge resonant ZCS-PWM Boost converter circuit was proposed, a four-terminal clamp diode-assisted control strategy was used to dynamically analyze the eight control processes of the converter. Finally, a simulation experiment based on the Matlab platform and a 1.4 kW/33 kHz low-power prototype experiment were built. The experimental results show that the proposed soft switch can effectively suppress the voltage surge of active resonant switch and reduce and eliminate the current oscillation, thus improving the energy conversion efficiency.

Key words: zero current switch-pulse width modulation (ZCS-PWM) soft switch; active edge resonance; clamp diode; Boost circuit

在传统的大功率环境场合中,双极功率开关电路器件一般采用的是高压绝缘栅双极型晶体管 and 发射极开关双极晶体管之类的 MOS 栅极控制^[1-2]。但是尤其是在这种大功率的场景中,提高系统的效率^[3-4]、频繁改变开关频率和控制开关的频率带宽时会增加开关损耗^[5-7]。同时开关损耗产生的热应力会反过来限制系统效率、开关频率和带宽。此外,由于开关器件中的滤波器频率限制,需要传统换流逆变器增加器件重量和成本来弥补,同时会增加逆变器控制器的设计难度^[8-9]。

为解决上述问题,在电流转换过程中,许多国内外研究提出脉冲宽度调制的零电流(zero current switch-pulse width modulation, ZCS-PWM)有源边缘谐振开关电路^[10-14],可以在较大的负载功率、开关频率和带宽变化范围内,在主开关和辅助开关中都进行软开关换流操作。文献[15]提出了一种具有交织的新型 AC-DC ZCS-PWM 升压软开关,软开关仅使用单个有源辅助开关即辅助 ZCS 接通主电源电路开关。文献[16]提出了一种改进的电流型零电流半桥电路拓扑,拓扑电路增

基金项目: 国家科技支撑计划(2014BAA04B00);国家自然科学基金(51207117);

国家级大学生创新创业训练计划项目(201810490008)

作者简介: 吴阳杰(1996—),男,硕士研究生,Email:2998228317@qq.com

通讯作者: 刘健(1979—),男,博士,副教授,Email:1035845768@qq.com

加了一个由辅助开关管、二极管以及电容组成的辅助支路,采用脉冲移位PWM控制方法,避免了直流偏磁的产生,实现主功率开关管和辅助开关管的零电流开关(ZCS)。文献[17]提出了一种具有同相极性多模电压调节功能的新型零电流软开关脉宽调制双向DC-DC软开关,借助单辅助开关的边缘谐振单元,功率器件是零电流换向。但是上述研究中的零转换PWM电路只能实现开关的零电流电压关断与开通,并不能减少开关器件的功率损耗。在有源边缘谐振开关电路工作过程中,实现电路零电流和零电压开关时,反并联二极管的关断转换处会出现电压浪涌和电流振荡,同时增加开关电路的电压应力,使得ZCS-PWM升压(Boost)型软开关的性能和转换效率降低。

本文提出了一种有源边缘谐振ZCS-PWM Boost软开关电路,采用四端子钳位二极管辅助,实现在没有任何损耗器件的条件下,钳位二极管有效地抑制有源边缘谐振电路中的电压浪涌。反并联二极管的关断转换时,有源边缘谐振电路输出电容产生的电压浪涌和谐振电感器产生的电流振荡,直流电源可以回收循环利用这一部分额外功率。本文前期基于Matlab平台搭建了仿真实验模型,验证了在主开关和辅助开关中都进行换流操作过程中,可以在大功率负载变化的范围内,为大功率负载谐振电流提供所需的全波谐振电流。后期,本文搭建了1.4 kW/33 kHz的小功率样机验证了所设计的ZCS-PWM Boost软开关电路,不仅提高了能量转换效率,而且提高了DC-DC转换器接口电源的能源利用率,可以很好地降低电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)噪声水平,从而改善软开关转换器的性能和可靠性。

1 软开关电路的结构和控制理论分析

1.1 软开关电路的结构分析

本文设计的有源边缘谐振ZCS-PWM Boost软开关电路拓扑结构图如图1所示。

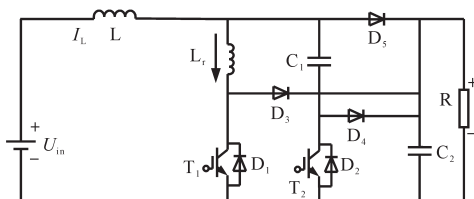


图1 有源边缘谐振ZCS-PWM Boost软开关电路
Fig.1 ZCS-PWM Boost soft switching circuit with active edge resonance

电路H桥部分由一个有源主开关 T_1 和一个有源辅助开关 T_2 组成,有源开关两端反并联 D_1 和 D_2 两个开关二极管,钳位二极管 D_3 和 D_4 分别配置在谐振电感 L_r 、谐振电容器 C_1 和有源开关 T_1, T_2 之间的中性点上。在恒定的开关频率条件下工作时,有源开关和谐振电容器 C_1 串联时,与有源边缘谐振电路输出电容 C_2 产生的电压浪涌。反并联二极管的零电流关断时,与谐振电感器 L_r 产生的电流振荡。为了简化理论说明,理论上在一个开关周期内,应该假定输入电感器 L 和输出电容 C_2 足够大,分别设定输入的电源电压 U_{in} 和输出中的电压源 U_R 的电路条件。谐振电感器 L_r 等效电阻设为 R_1 ,根据回路电压定律计算得到R主开关 T_1 和辅开关 T_2 浪涌电压 U_1 如下式所示:

$$\begin{cases} U_1 = U_R \left\{ 1 - e^{-\frac{R_1}{2L_r} t} \frac{\sin \left[\sqrt{\frac{1}{L_r C_1} - \left(\frac{R_1}{2L_r}\right)^2} + \sqrt{\frac{1}{L_r C_1} - \left(\frac{R_1}{2L_r}\right)^2} \right] t}{\sqrt{1 - \frac{C_1}{L_r} \left(\frac{R_1}{2}\right)^2}} \right\} \\ R_1 = \sqrt{L_r / C_1} \end{cases} \quad (1)$$

由电路定律理论上计算得到一个周期内的振荡跃迁时间 t_p 可以定义为下式:

$$t_p = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{L_r C_1} - \left(\frac{R_1}{2L_r}\right)^2}} \quad (2)$$

由电路拓扑结构可知,通过设置输入PWM电压信号的占空比 DC (即开关周期 T 的占空比),负载电阻 R 和谐振电路的等效阻抗 R_1 的比值,来控制有源主开关 T_1 的关断操作。 T_1 实现关断换向的条件如下式所示:

$$\begin{cases} U_1 \geq \frac{R_1}{R} \frac{U_{in}}{(1-DC)^2} \\ DC = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \end{cases} \quad (3)$$

当有源开关 T_1 和 T_2 两端的电压 U_1 和 U_2 与输出电压 U_R 加上正向偏置二极管电压 U_D 匹配时,钳位二极管被正向偏置,有源开关两端的电压可以自然地钳位到输出电压,如下式所示:

$$U_1 = U_2 = U_R + U_D \quad (4)$$

理论上可以有效地降低 T_1 和 T_2 中的电压浪涌和电流振荡, T_2 有源主开关 T_1 与辅开关 T_2 的理想化信号控制波形如图2所示。

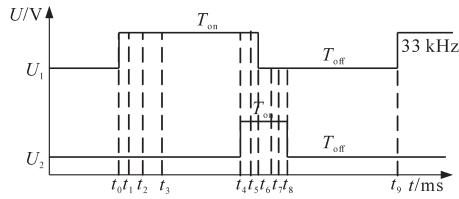


图2 软开关电路的理想控制波形图

Fig.2 The ideal control waveform of the soft switching circuit

1.2 软开关电路控制过程理论分析

基于以上对软开关的开关范围、电压浪涌和电流振荡的原因理论分析,下面详细叙述整个零电流PWM升压转换过程。将控制过程细分成八个控制过程,其中包括了两个钳位二极管的换向时间间隔。

图3a~图3h为软开关在 t_0-t_8 的八个控制过程。

控制过程1(t_0-t_1):在主开关 T_1 开通前,先开通开关电源 U_{in} ,输出二极管 D_5 导通传导电流。由于限流电感器 L 的作用,此时ZCS开通 T_1 ,由于 L_r 电感的电流不能突变性质,主开关电流 I_1 开关通过 L_r 缓慢增加,实现 T_1 的零电流导通。在这个过程中,钳位二极管 D_1 传输少量电流,由于 T_1 的零电流导通换流向,电流在 t_0-t_1 的时间间隔内衰减到零电流。

控制过程2(t_1-t_2):此时辅助开关 T_2 的钳位二极管 D_4 关闭, T_2 的反并联二极管 D_2 正向导通,电感器 L 和谐振电容器 C_1 开始边缘谐振, D_2 开始传递软开关中的谐振电流, C_1 开始反极性充电,两端的电压逐渐减小。理论上 t_1 时刻电容器 C_1 两端的电压等于 U_{in} ,整个控制过程时间内, C_1 两端的电压 $U_{c1}(t)$ 可以由回路电压定律得到下式:

$$U_{c1}(t) = U_R \cdot \cos\left[\frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_1}}(t - t_1)\right] \quad (5)$$

流过 T_1 的导通电流 $I_1(t)$ 可以由节点电压定律得到下式:

$$I_1(t) = \frac{U_{c1}(t)}{R_1} \sin\left[\frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_1}}(t_1 - t)\right] \quad (6)$$

同理通过 D_2 的电流 $I_{D2}(t)$ 如下式所示:

$$I_{D2}(t) = \frac{U_{c1}(t)}{R_1} \sin\left[\frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_1}}(t - t_1)\right] + I_L \quad (7)$$

控制过程3(t_2-t_3):谐振电流在 t_2 时刻降至零电平,此时 T_2 的钳位二极管 D_4 正向偏置。此时 T_2 两端的电压被钳位到 U_{in} , T_2 的反并联二极管 D_2 关断时不会产生任何电流振荡。谐振电容

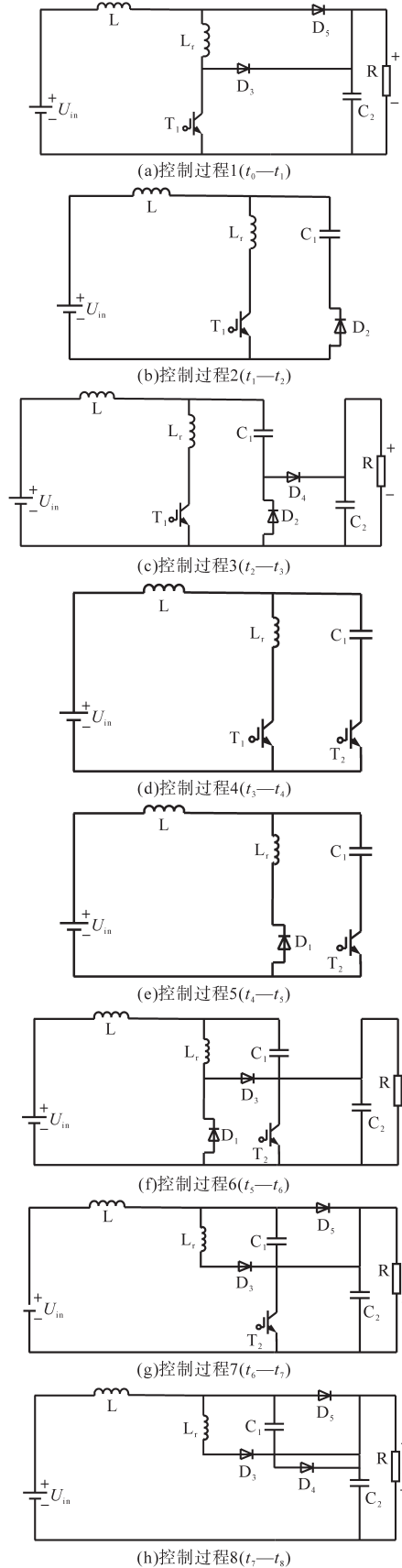


图3 软开关在 t_0-t_8 的八个控制过程图

Fig.3 The eight control process diagrams of soft switching in t_0-t_8
 C_1 反向充电,并且在时间点 t_3 时刻,电容器电压

$U_{c1}(t)$ 达到负峰值 U_{c1m} 。可以由回路电压定律得到下式:

$$U_{c1}(t) = -U_R \cdot \cos \left[\frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_1}} (t_3 - t_2) \right] \quad (8)$$

控制过程4(t_3-t_4):由上述可知在 t_3 时刻输入电感L和主开关 T_1 串联到 U_{in} ,因此输入电流以线性方式增加。在主开关 T_1 关断之前,导通辅助开关 T_2 ,由于谐振电容器 C_1 和谐振电感 L_r 的边缘谐振作用, T_2 的电流缓慢增加,所以 T_2 可以看作是零电流的条件下导通换向的。在 t_3 到 t_4 的时间间隔过程中,由基尔霍夫(电路)定律(Kirchhoff laws, KCL)可得,流过主开关 T_1 的电流 $I_1(t)$ 和流过辅开关电流 $I_2(t)$ 如下两式:

$$I_1(t) = I_L - \frac{U_{c1}(t)}{R_1} \sin \left[\frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_1}} (t - t_4) \right] \quad (9)$$

$$I_2(t) = \frac{U_{c1}(t)}{R_1} \sin \left[\frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_1}} (t - t_4) \right] \quad (10)$$

控制过程5(t_4-t_5):由于谐振电容器 C_1 和谐振电感 L_r 的持续边缘谐振作用,主开关 T_1 的电流换向到反并联二极管 D_1 完成,由式(10)可知,此时主开关 T_1 两端的电压为零电平,可以实现 T_1 的完全零电流零电压关断。

控制过程6(t_5-t_6):当 $t=t_5$ 时,谐振电流下降到零电平,主开关 T_1 上的钳位二极管 D_3 正向偏置导通, T_1 两端的电压被钳位到 U_{in} ,此时谐振电感 L_r 的电流通过 D_3 连续馈送到输出负载。当 $t=t_6$ 时,主开关 T_1 的反并联二极管 D_1 在没有谐振的条件下关断。

控制过程7(t_6-t_7):当 $t=t_6$ 时,有很大一部分的输入电流给谐振电容器 C_1 充电, C_1 两端的电压线性增加,当电压增加到与输入电压相同时,输出二极管 D_5 正向偏置导通,此时 C_1 充电电流截止,辅开关 T_2 的栅极信号关断,实现了零电流关断。

控制过程8(t_7-t_8):此时输入电感L上的电流通过输入二极管 D_5 传输到输出侧,输出侧电压快速增加到 U_{in} 。由于在短时间内流过钳位二极管 D_3 和 D_4 的电流相对较小,因此可以使 D_3 和 D_4 的传导功率损耗达到很小。当 $t=t_8$ 时,软开关完成了整个周期过程,并且进入下一个周期。

2 软开关电路实验过程分析

本文搭建 Matlab 仿真模型和小功率样机实

验平台,通过实验过程做具体分析,验证有源边缘ZCS-PWM Boost谐振软开关电路控制理论的可行性和稳定性。

2.1 Matlab仿真实验过程分析

本文前期通过 Matlab 平台对所研究的软开关电路进行仿真,在 Matlab 平台搭建升压电路结构模型并设定了各个元器件的参数,Boost 仿真模型如图4所示。

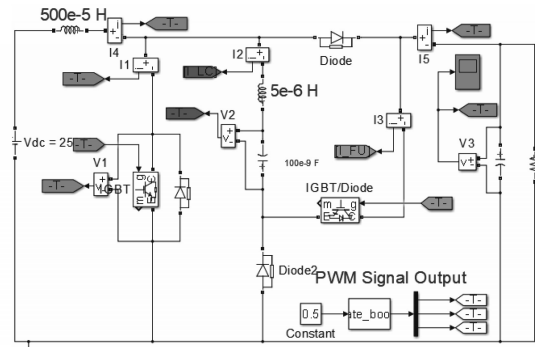


图4 ZCS-PWM Boost有源谐振软开关仿真图

Fig.4 ZCS-PWM Boost active resonance soft switching simulation diagram

输入仿真参数如下: $L_r=16.7 \mu\text{H}$, $C_1=55 \text{ nF}$, $L=2 \text{ mH}$, $R=100 \Omega$, $U_{in}=400 \text{ V}$, $C_2=47 \mu\text{F}$ 。得到仿真波形如图5所示。

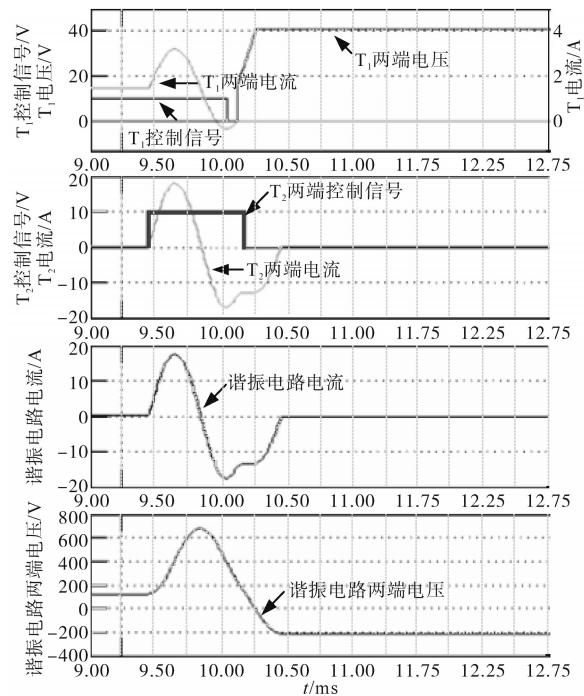


图5 ZCS-PWM Boost软开关的仿真波形图

Fig.5 Simulation waveforms of ZCS-PWM Boost soft switch

仿真波形结果表明,主开关 T_1 开通后,有源边缘谐振电路输出电容产生了电压浪涌和谐振

电感产生了电流振荡,但是很快就被钳位二极管很好地抑制了,并被消除。比较了 T_1 中的反并联二极管 D_1 和 T_2 中的 D_2 的关断转换时的能量损耗,实验结果表明采用钳位二极管,在大功率负载变化的范围内,为大功率负载谐振电流提供所需的全波谐振电流,在有源边缘谐振开关电路中可以有效地减少由于电压浪涌和电流振荡引起的能量损失。

2.2 小功率样机实验过程分析

在完成Matlab仿真实验之后,本文搭建了33 kHz, 1.4 kW的小功率样机实验平台如图6所示。实验过程中平台主要器件汇总如下:示波器为MDO 3000,开关电源为MW-MS-500,主辅开关为ABB IGBT 600 V/75 A,控制板为FPGA主控核心板,谐振电容为日本黑金刚,350 V/150 μ F,输出电容为日本黑金刚,350 V/30 nF,谐振电感为SANCI,300 V/1 mH。

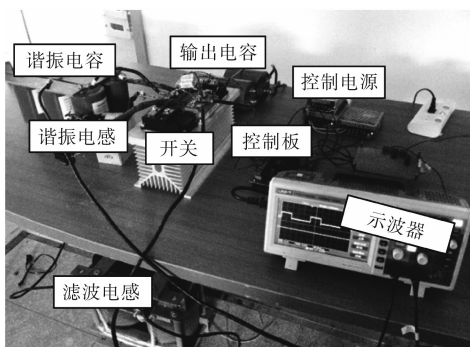


图6 ZCS-PWM Boost软开关小功率样机实验平台
Fig.6 ZCS-PWM Boost soft switching low power prototype experimental platform

整个升压软开关的主开关 T_1 和辅开关 T_2 采用耐压等级600 V的IGBT,便于开关的信号控制开通与关断。

样机接线安装完成,进行静态低压测试之后,在设定的参数条件下开始上电测试,软开关实验控制时间如表1所示。

表1 软开关控制策略时间表
Tab.1 Soft switch control strategy timetable

设备		U/V	I/A	T_{on}/ms	T_{off}/ms
主开关	T_1	140	6	50	250
	D_1	140	6		
辅开关	T_2	220	4.5	30	450
	D_2	220	4.5		

实验首先断开主开关 T_1 和辅开关 T_2 上的钳

位二极管 D_3 和 D_4 ,测试得到主开关 T_1 和辅开关 T_2 两端的电压电流实验波形如图7和图8所示。从波形中可以看出,无钳位二极管的ZCS-PWM软开关产生了大量的电压浪涌和电流振荡, T_1 和 T_2 的浪涌电压几乎是输出电压的1.5倍。产生的电压浪涌和电流振荡还将在功率转换器和外围设备中引起更多的传导性和辐射性EMI噪声,并降低功率转换效率。

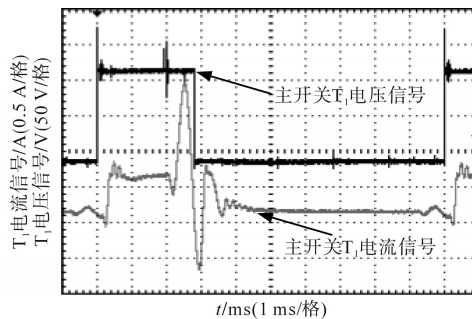


图7 主开关 T_1 两端的电压电流波形图

Fig 7 Voltage and current waveforms across the main switch T_1

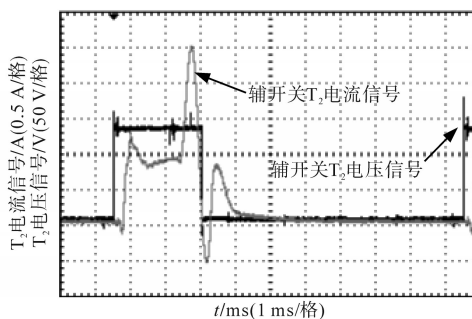


图8 辅开关 T_2 两端的电压电流波形图

Fig 8 Voltage and current waveforms across the auxiliary switch T_2

实验接着连接导通主开关 T_1 和辅开关 T_2 的钳位二极管 D_3 和 D_4 ,测试得到 T_1 和 T_2 两端的电压电流实验波形如图9和图10所示。从波形中可以看出,钳位二极管很好地抑制了上述电压浪涌,钳位输出的电压 $U_R=U_m$ 。 T_1 和 T_2 的反并联二

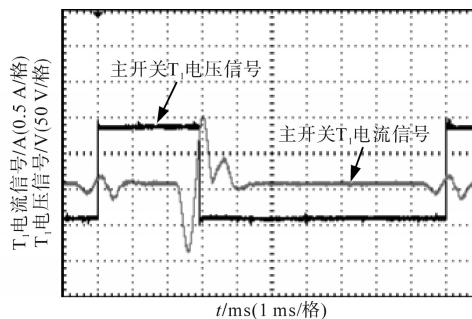


图9 主开关 T_1 两端的电压电流波形图

Fig.9 Voltage and current waveforms across the main switch T_1

极管 D_1 和 D_2 在过渡关断处有效地消除了电流振荡,降低了辐射性EMI噪声。

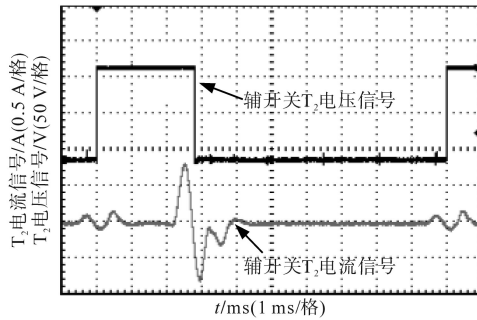


图10 辅开关 T_2 两端的电压电流波形图

Fig.10 Voltage and current waveforms across the auxiliary switch T_2

图11和图12分别为实验测试的主开关 T_1 和 T_2 钳位二极管 D_3 和 D_4 的电压和电流波形。从波形中可以看出,电流振荡产生的少量电流被钳位二极管传输到负载中去。比较两个实验的结果,可以证实,在一定的开关频率工作条件下,采用钳位二极管辅助的四端口ZCS-PWM有源谐振开关电路可以有效减少由于电压浪涌和电流振荡引起的能量损失,可以通过钳位二极管减小 T_1 和 T_2 中的关断功率损耗提高能量的转换效率。

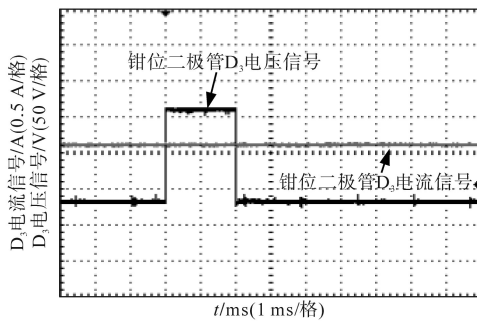


图11 主开关 T_1 钳位二极管电压电流波形图

Fig.11 Main switch T_1 clamping diode voltage and current waveform

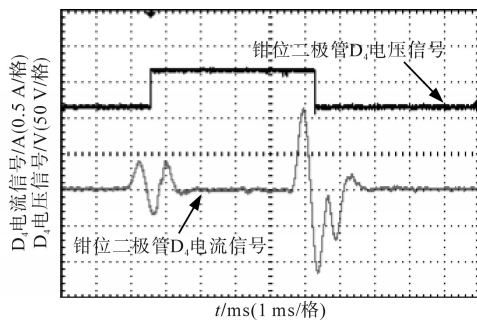


图12 辅开关 T_2 钳位二极管电压电流波形图

Fig.12 Auxiliary switch T_2 clamp diode voltage and current waveform

3 结论

本文采用四端钳位二极管的有源边缘谐振技术,研究了一种新型的ZCS-PWM Boost软开关,理论上动态分析了Boost软开关的八个控制过程。在主开关和辅助开关中都进行换流操作过程中,钳位二极管可有效抑制有源谐振开关的电压浪涌并减少和消除电流振荡,可以有效地提高能量转换效率并降低EMI噪声。

本文通过Matlab仿真实验和1.4 kW/33 kHz小功率样机实验,验证了本文ZCS-PWM Boost软开关设计的可行性和正确性,在较低功率的器件样机中实现了ZCS-PWM有源软开关,对高压大功率器件提升开关频率、减小器件尺寸和重量、实现电力电子装置高功率密度发展、可再生能源和可持续能源的发电及调节系统节能发展具有一定的意义。

参考文献

- [1] 朱义诚,赵争鸣,施博辰,等. 绝缘栅型功率开关器件栅极驱动主动控制技术综述[J]. 高电压技术, 2019, 45(7): 2082-2092.
- [2] Markus Hermwille. 使用栅极电阻控制IGBT的开关[J]. 电源世界, 2009(2): 44-45, 33.
- [3] 王玉. 准谐振开关电源高效设计方法[J]. 西南科技大学学报, 2007, 22(2): 70-75.
- [4] 吴跨宇,蔡慧,卢岑岑,等. 基于并网逆变器的变频器电力电子负载研究与设计[J]. 电气传动, 2016, 46(10): 76-80.
- [5] 夏烈,胡文斌,徐高晶. 一种Buck型高频隔离三电平逆变器[J]. 电气传动, 2014, 44(12): 53-57.
- [6] 张宏斌,董昊,李旭,等. 三电平NPC型PWM整流器开关频率准固定直接功率控制策略研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2018, 39(5): 129-136.
- [7] 李浩然,杨旭红,王亚楠. 基于模糊PR和PI控制的三相逆变器并网研究[J]. 电气传动, 2016, 46(1): 55-59.
- [8] 刘栋,曾国宏,吴学智,等. 有源电力滤波器损耗计算方法的研究[J]. 电力电子技术, 2019, 53(2): 103-107.
- [9] 冉月超. 有源电力滤波器控制策略[J]. 科技风, 2017(10): 191.
- [10] Wakabayashi F T, Canesin C A. A high efficiency HPF-ZCS-PWM sepic for electronic ballast with multiple tubular fluorescent lamps[C]// Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas, TX, USA, 2002: 924-930.
- [11] 袁方方. 基于软开关技术的ZCS-PWM反激式开关电源的研究与设计[J]. 信息技术与信息化, 2017(4): 131-134.
- [12] Mousavi A, Das P, Moschopoulos G. A novel ZCS-PWM full-

(下转第15页)

- [9] 王鹏伍,崔翔. MMC-HVDC 三相解耦二次谐波环流抑制算法[J]. 电力系统自动化,2013,37(15):47-52.
- [10] 屠卿瑞,徐政,郑翔,等. 模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J]. 高电压技术,2010,36(2):547-552.
- [11] 韩少华,梅军,郑建勇,等. 模块化多电平换流器不对称桥臂的环流稳态分析[J]. 电力自动化设备,2014,34(7):38-42.
- [12] Antonopoulos A, Angquist L, Nee H, *et al.* Dynamics and voltage control of the modular multilevel converter[C]//13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2009:1-10.
- [13] Hagiwara M, Maeda R, Akagi H. Theoretical analysis and control of the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (MMCC-DSCC) [C]//9th International Power Electronics Conference (IPEC), 2010:2029-2036.
- [14] 阎发友,汤广福,贺之渊,等. 一种适用于模块化多电平换流器的新型环流控制器[J]. 电力系统自动化,2014,38(1):104-108.
- [15] 宋平岗,林家通,李云丰. 基于MMC的铁路功率调节器的环流分析与抑制策略[J]. 高电压技术,2016,42(11):3539-3547.
- [16] 杨晓峰,郑琼林. 基于MMC环流模型的通用环流抑制策略[J]. 中国电机工程学报,2012,32(18):59-65.
- [17] 班明飞,申科,王建勋,等. 基于准比例谐振控制的MMC新型环流抑制器[J]. 电力系统自动化,2014,38(11):85-89,129.
- [18] 白建成,王华锋,林志光,等. 基于PR调节器的MMC-HVDC内部环流抑制策略研究[J]. 智能电网,2015(6):570-575.
- [19] 姚骏,赵磊,谭义,等. 适用于模块化多电平换流器的环流抑制策略[J]. 电网技术,2016,40(9):2764-2771.
- [20] 李国庆,辛业春,吴学光. 模块化多电平换流器桥臂电流分析及其环流抑制方法[J]. 电力系统自动化,2014,38(24):62-67.
- [21] 高戈,赵巧娥,刘毓梅,等. 基于改进的子模块电容电压均衡的MMC环流抑制[J]. 电力电子技术,2019,53(1):53-56.

收稿日期:2020-05-18

修改稿日期:2020-07-10

~~~~~  
 (上接第8页)

- bridge converter with a simple active auxiliary circuit[C]// Applied Power Electronics Conference & Exposition, IEEE, 2012:1273-1277.
- [13] Rasoulinezhad R, Abosnina A, Moschopoulos G. A novel AC-DC interleaved ZCS-PWM Boost converter[C]// 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE, San Antonio, TX, 2018:716-722.
- [14] 秦岭,王亚芳,张航,等. 对称控制ZCS-PWM不对称半桥变换器研究[J]. 电气自动化,2007,29(5):39-42,47.
- [15] Rasoulinezhad R, Abosnina A, Moschopoulos G. An AC-DC interleaved ZCS-PWM Boost converter with improved light-load efficiency[C]//2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, CA, USA, 2019:2047-2053.
- [16] 郑连清,王学亮,李鹏,等. 脉冲移位PWM控制ZCS电流型半桥变换器[J]. 电力自动化设备,2011,31(4):36-40.
- [17] Mishima T, Masuda S, Nakaoka M. Inductor-link open H-bridge topology-based ZCS-PWM bidirectional DC-DC converter with edge-resonant switching cells[J]. Electronics Letters, 2015, 51(15):1191-1193.

收稿日期:2020-06-19

修改稿日期:2020-07-22