



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 113422515 B

(45) 授权公告日 2022.06.10

(21) 申请号 202110512897.6

H02M 1/08 (2006.01)

(22) 申请日 2021.05.11

(56) 对比文件

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 113422515 A

CN 203827175 U, 2014.09.10
CN 105186866 A, 2015.12.23
CN 201623633 U, 2010.11.03
CN 105207477 A, 2015.12.30

(43) 申请公布日 2021.09.21

US 2005226012 A1, 2005.10.13
CN 104300780 A, 2015.01.21

(73) 专利权人 西安电子科技大学
地址 710000 陕西省西安市雁塔区太白南路2号

审查员 张维丽

(72) 发明人 孙乐嘉 薛璇 张艺蒙 张玉明
张少华 林欣凯 田雨露

(74) 专利代理机构 西安嘉思特知识产权代理事务
所(普通合伙) 61230
专利代理师 刘长春

(51) Int. Cl.

H02M 3/335 (2006.01)

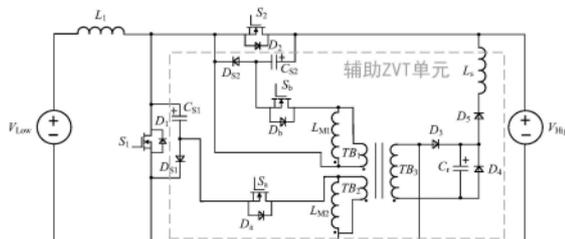
权利要求书2页 说明书7页 附图5页

(54) 发明名称

一种非隔离型双向软开关DC-DC变换器

(57) 摘要

本发明公开了一种非隔离型双向软开关DC-DC变换器,该变换器包括:主电路,用于实现功率的双向流动;辅助电路,连接所述主电路,用于使所述主电路的开关管和所述辅助电路的开关管实现软开关。本发明通过引入辅助ZVT单元(即辅助电路),实现主开关和辅助开关的软开关,降低器件的开关损耗,提高变换器的效率,而且辅助开关上的电压电流应力较低。



1. 一种非隔离型双向软开关DC-DC变换器,其特征在于,包括:

主电路,用于实现功率的双向流动;

辅助电路,连接所述主电路,用于使所述主电路的开关管和所述辅助电路的开关管实现软开关;

所述主电路包括第一MOS管、第二MOS管、主电感 L_1 、直流电压源 V_{Low} 和直流电压源 V_{High} ,其中,所述第一MOS管的第一端和所述第二MOS管的第一端连接所述主电感 L_1 的第一端,所述第一MOS管的第二端连接所述直流电压源 V_{Low} 的负极、所述直流电压源 V_{High} 的负极和所述辅助电路,所述第二MOS管的第二端连接所述直流电压源 V_{High} 的正极和所述辅助电路,所述主电感 L_1 的第二端连接所述直流电压源 V_{Low} 的正极;

所述第一MOS管包括开关管 S_1 和二极管 D_1 ,所述开关管 S_1 的第一端连接所述二极管 D_1 的阳极、所述直流电压源 V_{Low} 的负极、所述直流电压源 V_{High} 的负极和所述辅助电路,所述开关管 S_1 的第二端连接所述二极管 D_1 的阴极、所述主电感 L_1 的第一端、所述第二MOS管的第一端和所述辅助电路;

所述第二MOS管包括开关管 S_2 和二极管 D_2 ,所述开关管 S_2 的第一端连接所述开关管 S_1 的第二端、所述二极管 D_1 的阴极、所述二极管 D_2 的阳极、所述主电感 L_1 的第一端和所述辅助电路,所述开关管 S_2 的第二端连接所述二极管 D_2 的阴极、所述直流电压源 V_{High} 的正极和所述辅助电路;

所述辅助电路包括第三MOS管、第四MOS管、电容 C_{S1} 、电容 C_{S2} 、电容 C_r 、电感 L_s 、辅助变压器、二极管 D_{S1} 、二极管 D_{S2} 、二极管 D_3 、二极管 D_4 、二极管 D_5 ,其中,

所述二极管 D_{S1} 的阳极连接所述电容 C_{S1} 的第一端,所述二极管 D_{S1} 的阴极连接所述开关管 S_1 的第一端和所述二极管 D_1 的阳极,所述电容 C_{S1} 的第二端连接所述开关管 S_1 的第二端和所述二极管 D_1 的阴极,所述二极管 D_{S1} 的阳极和所述电容 C_{S1} 的第一端连接所述第三MOS管的第一端,所述第三MOS管的第二端连接所述辅助变压器,所述二极管 D_{S1} 的阴极、所述开关管 S_1 的第一端和所述二极管 D_1 的阳极连接所述辅助变压器,所述二极管 D_{S2} 的阳极连接所述电容 C_{S2} 的第一端,所述二极管 D_{S2} 的阴极连接所述开关管 S_2 的第一端和所述二极管 D_2 的阳极,所述电容 C_{S2} 的第二端连接所述开关管 S_2 的第二端和所述二极管 D_2 的阴极,所述二极管 D_{S2} 的阳极和所述电容 C_{S2} 的第一端连接所述第四MOS管的第一端,所述第四MOS管的第二端连接所述辅助变压器,所述二极管 D_{S2} 的阴极、所述开关管 S_2 的第一端和所述二极管 D_2 的阳极连接所述辅助变压器,所述电感 L_s 的第一端连接所述电容 C_{S2} 的第二端、所述开关管 S_2 的第二端、所述二极管 D_2 的阴极和所述直流电压源 V_{High} 的正极,所述电感 L_s 的第二端连接所述二极管 D_5 的阴极,所述二极管 D_5 的阳极连接所述二极管 D_4 的阴极、所述电容 C_r 的第一端和所述二极管 D_3 的阴极,所述二极管 D_3 的阳极连接所述辅助变压器和所述直流电压源 V_{High} 的负极,所述二极管 D_4 的阳极、所述电容 C_r 的第二端连接所述辅助变压器。

2. 根据权利要求1所述的非隔离型双向软开关DC-DC变换器,其特征在于,所述第三MOS管包括开关管 S_a 和二极管 D_a ,所述开关管 S_a 的第一端和所述二极管 D_a 的阳极连接所述二极管 D_{S1} 的阳极和所述电容 C_{S1} 的第一端,所述开关管 S_a 的第二端和所述二极管 D_a 的阴极连接所述辅助变压器。

3. 根据权利要求2所述的非隔离型双向软开关DC-DC变换器,其特征在于,所述第四MOS管包括开关管 S_b 和二极管 D_b ,所述开关管 S_b 的第一端和所述二极管 D_b 的阳极连接所述二极

管 D_{S2} 的阳极和所述电容 C_{S2} 的第一端,所述开关管 S_b 的第二端和所述二极管 D_b 的阴极连接所述辅助变压器。

4. 根据权利要求3所述的非隔离型双向软开关DC-DC变换器,其特征在于,所述辅助变压器包括电感 L_{M1} 、电感 L_{M2} 、原边绕组TB1、原边绕组TB2和副边绕组TB3,其中,

所述电感 L_{M1} 的第一端和所述原边绕组TB1的第一端连接所述开关管 S_b 的第二端和所述二极管 D_b 的阴极,所述电感 L_{M1} 的第二端和所述原边绕组TB1的第二端连接所述二极管 D_{S2} 的阴极、所述开关管 S_2 的第一端和所述二极管 D_2 的阳极,所述电感 L_{M2} 的第一端和所述原边绕组TB2的第一端连接所述开关管 S_a 的第二端和所述二极管 D_a 的阴极,所述电感 L_{M2} 的第二端和所述原边绕组TB2的第二端连接所述二极管 D_{S1} 的阴极、所述开关管 S_2 的第一端和所述二极管 D_1 的阳极,所述副边绕组TB3的第一端连接所述二极管 D_3 的阳极和所述直流电压源 V_{High} 的负极,所述副边绕组TB3的第二端连接所述二极管 D_4 的阳极和所述电容 C_r 的第二端。

5. 根据权利要求1所述的非隔离型双向软开关DC-DC变换器,其特征在于,所述直流电压源 V_{High} 的电压大于所述直流电压源 V_{Low} 的电压。

6. 根据权利要求1至5任一项所述的非隔离型双向软开关DC-DC变换器,其特征在于,所述非隔离型双向软开关DC-DC变换器包括Boost工作模式和Buck工作模式。

一种非隔离型双向软开关DC-DC变换器

技术领域

[0001] 本发明属于微电网技术领域,具体涉及一种非隔离型双向软开关DC-DC变换器。

背景技术

[0002] 近年来,随着传统能源的日益消耗,可再生能源的开发和利用受到了人们的广泛关注,如太阳能,风能,潮汐能等。这些能源清洁,可再生,且不会对环境造成污染,成为了未来能源的核心。然而,它们却存在间歇性,波动性强等缺点,使输出电能的稳定性和可靠性降低,因此需要使用蓄电池或超级电容等储能单元来抑制功率波动,稳定母线上的电压或频率,从而提供可靠的电力供应。双向DC-DC变换器是储能单元与直流母线进行能量交换的重要模块,可以实现能量的双向流动,提高了能源的利用率。

[0003] 双向DC-DC变换器通常可以分为隔离型和非隔离型拓扑。在一些应用场合中隔离型拓扑是不需要的,因为这种拓扑结构增加了变换器的体积,成本和损耗以及给系统带来缓慢的动态响应。而非隔离型拓扑由于结构和控制简单,在储能系统中得到了大量的应用。为了减小无源元件的体积和成本,获得较高的功率密度,双向DC-DC变换器通常工作在高频下。然而,随着开关频率的提高,开关损耗和电磁干扰也随之增加,使变换器的效率降低。为了解决这一问题,通常将软开关技术引入到变换器中,减小器件的开关损耗,提高变换器的效率。目前,双向DC-DC变换器实现软开关的方法有以下三种:

[0004] 1) 采用无源吸收单元。利用电感和电容之间发生谐振条件,实现开关管零电压或零电流导通或关断,但是开关管却存在大的电压或电流应力。

[0005] 2) 采用有源吸收单元。电路使用了辅助开关管,来实现软开关。但是所提出的拓扑中,变换器中主开关或辅助开关不能完全实现软开关,而且辅助开关存在大的电压电流应力,辅助开关导通时间较长的问题,增加了辅助回路的通态损耗,二极管上也存在反向恢复问题。

[0006] 3) 采用耦合电感。主电感和辅助电感耦合在一起,不仅降低了磁性元件的体积,而且主开关也实现了软开关。但是该拓扑也同样存在辅助开关不能实现软开关或辅助开关电压电流应力大的问题。

[0007] 因此,如何提供一种开关均为软开关、且能够降低器件的开关损耗,提高变换器的效率的变换器成为了亟待解决的问题。

发明内容

[0008] 为了解决现有技术中存在的上述问题,本发明提供了一种非隔离型双向软开关DC-DC变换器。本发明要解决的技术问题通过以下技术方案实现:

[0009] 一种非隔离型双向软开关DC-DC变换器,包括:

[0010] 主电路,用于实现功率的双向流动;

[0011] 辅助电路,连接所述主电路,用于使所述主电路的开关管和所述辅助电路的开关管实现软开关。

[0012] 在本发明的一个实施例中,所述主电路包括第一MOS管、第二MOS管、主电感 L_1 、直流电压源 V_{Low} 和直流电压源 V_{High} ,其中,所述第一MOS管的第一端和所述第二MOS管的第一端连接所述主电感 L_1 的第一端,所述第一MOS管的第二端连接所述直流电压源 V_{Low} 的负极、所述直流电压源 V_{High} 的负极和所述辅助电路,所述第二MOS管的第二端连接所述直流电压源 V_{High} 的正极和所述辅助电路,所述主电感 L_1 的第二端连接所述直流电压源 V_{Low} 的正极。

[0013] 在本发明的一个实施例中,所述第一MOS管包括开关管 S_1 和二极管 D_1 ,所述开关管 S_1 的第一端连接所述二极管 D_1 的阳极、所述直流电压源 V_{Low} 的负极、所述直流电压源 V_{High} 的负极和所述辅助电路,所述开关管 S_1 的第二端连接所述二极管 D_1 的阴极、所述主电感 L_1 的第一端、所述第二MOS管的第一端和所述辅助电路。

[0014] 在本发明的一个实施例中,所述第二MOS管包括开关管 S_2 和二极管 D_2 ,所述开关管 S_2 的第一端连接所述开关管 S_1 的第二端、所述二极管 D_1 的阴极、所述二极管 D_2 的阳极、所述主电感 L_1 的第一端和所述辅助电路,所述开关管 S_2 的第二端连接所述二极管 D_2 的阴极、所述直流电压源 V_{High} 的正极和所述辅助电路。

[0015] 在本发明的一个实施例中,所述辅助电路包括第三MOS管、第四MOS管、电容 C_{S1} 、电容 C_{S2} 、电容 C_r 、电感 L_s 、辅助变压器、二极管 D_{S1} 、二极管 D_{S2} 、二极管 D_3 、二极管 D_4 、二极管 D_5 ,其中,

[0016] 所述二极管 D_{S1} 的阳极连接所述电容 C_{S1} 的第一端,所述二极管 D_{S1} 的阴极连接所述开关管 S_1 的第一端和所述二极管 D_1 的阳极,所述电容 C_{S1} 的第二端连接所述开关管 S_1 的第二端和所述二极管 D_1 的阴极,所述二极管 D_{S1} 的阳极和所述电容 C_{S1} 的第一端连接所述第三MOS管的第一端,所述第三MOS管的第二端连接所述辅助变压器,所述二极管 D_{S1} 的阴极、所述开关管 S_1 的第一端和所述二极管 D_1 的阳极连接所述辅助变压器,所述二极管 D_{S2} 的阳极连接所述电容 C_{S2} 的第一端,所述二极管 D_{S2} 的阴极连接所述开关管 S_2 的第一端和所述二极管 D_2 的阳极,所述电容 C_{S2} 的第二端连接所述开关管 S_2 的第二端和所述二极管 D_2 的阴极,所述二极管 D_{S2} 的阳极和所述电容 C_{S2} 的第一端连接所述第四MOS管的第一端,所述第三MOS管的第二端连接所述辅助变压器,所述二极管 D_{S2} 的阴极、所述开关管 S_2 的第一端和所述二极管 D_2 的阳极连接所述辅助变压器,所述电感 L_s 的第一端连接所述电容 C_{S2} 的第二端、所述开关管 S_2 的第二端、所述二极管 D_2 的阴极和所述直流电压源 V_{High} 的正极,所述电感 L_s 的第二端连接所述二极管 D_5 的阴极,所述二极管 D_5 的阳极连接所述二极管 D_4 的阴极、所述电容 C_r 的第一端和所述二极管 D_3 的阴极,所述二极管 D_3 的阳极连接所述辅助变压器和所述直流电压源 V_{High} 的负极,所述二极管 D_4 的阳极、所述电容 C_r 的第二端连接所述辅助变压器。

[0017] 在本发明的一个实施例中,所述第三MOS管包括开关管 S_a 和二极管 D_a ,所述开关管 S_a 的第一端和所述二极管 D_a 的阳极连接所述二极管 D_{S1} 的阳极和所述电容 C_{S1} 的第一端,所述开关管 S_a 的第二端和所述二极管 D_a 的阴极连接所述辅助变压器。

[0018] 在本发明的一个实施例中,所述第四MOS管包括开关管 S_b 和二极管 D_b ,所述开关管 S_b 的第一端和所述二极管 D_b 的阳极连接所述二极管 D_{S2} 的阳极和所述电容 C_{S2} 的第一端,所述开关管 S_b 的第二端和所述二极管 D_b 的阴极连接所述辅助变压器。

[0019] 在本发明的一个实施例中,所述辅助变压器包括电感 L_{M1} 、电感 L_{M2} 、原边绕组TB1、原边绕组TB2和副边绕组TB3,其中,

[0020] 所述电感 L_{M1} 的第一端和所述原边绕组TB1的第一端连接所述开关管 S_b 的第二端和

所述二极管 D_b 的阴极,所述电感 L_{M1} 的第二端和所述原边绕组TB1的第二端连接所述二极管 D_{S2} 的阴极、所述开关管 S_2 的第一端和所述二极管 D_2 的阳极,所述电感 L_{M2} 的第一端和所述原边绕组TB2的第一端连接所述开关管 S_a 的第二端和所述二极管 D_a 的阴极,所述电感 L_{M2} 的第二端和所述原边绕组TB2的第二端连接所述二极管 D_{S1} 的阴极、所述开关管 S_2 的第一端和所述二极管 D_1 的阳极,所述副边绕组TB3的第一端连接所述二极管 D_3 的阳极和所述直流电压源 V_{High} 的负极,所述副边绕组TB3的第二端连接所述二极管 D_4 的阳极和所述电容 C_r 的第二端。

[0021] 在本发明的一个实施例中,所述直流电压源 V_{High} 的电压大于所述直流电压源 V_{Low} 的电压。

[0022] 在本发明的一个实施例中,所述非隔离型双向软开关DC-DC变换器包括Boost工作模式和Buck工作模式。

[0023] 本发明的有益效果:

[0024] 本发明通过引入辅助ZVT单元(即辅助电路),实现主开关和辅助开关的软开关,降低器件的开关损耗,提高变换器的效率,而且辅助开关上的电压电流应力较低。

[0025] 本发明的变换器由于工作在电流临界连续模式,所有的开关和二极管都可以自然实现零电流导通(ZCS)。

[0026] 本发明由于采用了辅助ZVT单元,主开关和辅助开关可以在零电压下关断,所有的二极管也都实现了软开关,消除了反向恢复问题,变换器的效率得到了提升。

[0027] 本发明的辅助ZVT单元由于只负责转移软开关能量,而不参与主回路工作,而且辅助开关管在一个开关周期内导通时间较短,使得辅助回路的通态损耗降低。

[0028] 本发明的辅助开关的电流电压应力也低于负载电流和高压侧直流电压,在电路设计时,可选用低功率的开关及其他器件,可以有效减小电路体积。

[0029] 本发明的变换器由于引入了辅助变压器,为了防止变压器饱和,需要辅助开关管关断变压器的激磁电流,将激磁能量回收并传输至高压直流侧。

[0030] 以下将结合附图及实施例对本发明做进一步详细说明。

附图说明

[0031] 图1是本发明实施例提供的一种非隔离型双向软开关DC-DC变换器的电路结构示意图;

[0032] 图2是本发明实施例提供的一种变换器工作在Boost模式下各阶段的工作原理图

[0033] 图3是本发明实施例提供的一种变换器工作在Boost模式下各阶段的理论波形图;

[0034] 图4是本发明实施例提供的一种变换器工作在Buck模式下各阶段的工作原理图;

[0035] 图5是本发明实施例提供的一种变换器在Boost模式下的仿真波形图。

具体实施方式

[0036] 下面结合具体实施例对本发明做进一步详细的描述,但本发明的实施方式不限于此。

[0037] 实施例一

[0038] 本实施例提供一种非隔离型双向软开关DC-DC变换器,该非隔离型双向软开关DC-DC变换器包括:

[0039] 主电路,用于实现功率的双向流动;

[0040] 辅助电路,连接主电路,用于使主电路的开关管和辅助电路的开关管实现软开关,辅助电路为辅助ZVT单元,辅助ZVT单元为辅助零电压转换(ZVT)的单元。

[0041] 在一个具体实施例中,主电路包括第一MOS管、第二MOS管、主电感 L_1 、直流电压源 V_{Low} 和直流电压源 V_{High} ,其中,第一MOS管的第一端和第二MOS管的第一端连接主电感 L_1 的第一端,第一MOS管的第二端连接直流电压源 V_{Low} 的负极、直流电压源 V_{High} 的负极和辅助电路,第二MOS管的第二端连接直流电压源 V_{High} 的正极和辅助电路,主电感 L_1 的第二端连接直流电压源 V_{Low} 的正极。

[0042] 进一步地,直流电压源 V_{High} 的电压大于直流电压源 V_{Low} 的电压。

[0043] 进一步地,第一MOS管包括开关管 S_1 和二极管 D_1 ,开关管 S_1 的第一端连接二极管 D_1 的阳极、直流电压源 V_{Low} 的负极、直流电压源 V_{High} 的负极和辅助电路,开关管 S_1 的第二端连接二极管 D_1 的阴极、主电感 L_1 的第一端、第二MOS管的第一端和辅助电路。

[0044] 进一步地,第二MOS管包括开关管 S_2 和二极管 D_2 ,开关管 S_2 的第一端连接开关管 S_1 的第二端、二极管 D_1 的阴极、二极管 D_2 的阳极、主电感 L_1 的第一端和辅助电路,开关管 S_2 的第二端连接二极管 D_2 的阴极、直流电压源 V_{High} 的正极和辅助电路。

[0045] 在一个具体实施例中,辅助电路包括第三MOS管、第四MOS管、电容 C_{S1} 、电容 C_{S2} 、电容 C_r 、电感 L_s 、辅助变压器、二极管 D_{S1} 、二极管 D_{S2} 、二极管 D_3 、二极管 D_4 、二极管 D_5 ,其中,二极管 D_{S1} 的阳极连接电容 C_{S1} 的第一端,二极管 D_{S1} 的阴极连接开关管 S_1 的第一端和二极管 D_1 的阳极,电容 C_{S1} 的第二端连接开关管 S_1 的第二端和二极管 D_1 的阴极,二极管 D_{S1} 的阳极和电容 C_{S1} 的第一端连接第三MOS管的第一端,第三MOS管的第二端连接辅助变压器,二极管 D_{S1} 的阴极、开关管 S_1 的第一端和二极管 D_1 的阳极连接辅助变压器,二极管 D_{S2} 的阳极连接电容 C_{S2} 的第一端,二极管 D_{S2} 的阴极连接开关管 S_2 的第一端和二极管 D_2 的阳极,电容 C_{S2} 的第二端连接开关管 S_2 的第二端和二极管 D_2 的阴极,二极管 D_{S2} 的阳极和电容 C_{S2} 的第一端连接第四MOS管的第一端,第三MOS管的第二端连接辅助变压器,二极管 D_{S2} 的阴极、开关管 S_2 的第一端和二极管 D_2 的阳极连接辅助变压器,电感 L_s 的第一端连接电容 C_{S2} 的第二端、开关管 S_2 的第二端、二极管 D_2 的阴极和直流电压源 V_{High} 的正极,电感 L_s 的第二端连接二极管 D_5 的阴极,二极管 D_5 的阳极连接二极管 D_4 的阴极、电容 C_r 的第一端和二极管 D_3 的阴极,二极管 D_3 的阳极连接辅助变压器和直流电压源 V_{High} 的负极,二极管 D_4 的阳极、电容 C_r 的第二端连接辅助变压器。

[0046] 进一步地,第三MOS管包括开关管 S_a 和二极管 D_a ,开关管 S_a 的第一端和二极管 D_a 的阳极连接二极管 D_{S1} 的阳极和电容 C_{S1} 的第一端,开关管 S_a 的第二端和二极管 D_a 的阴极连接辅助变压器。

[0047] 进一步地,第四MOS管包括开关管 S_b 和二极管 D_b ,开关管 S_b 的第一端和二极管 D_b 的阳极连接二极管 D_{S2} 的阳极和电容 C_{S2} 的第一端,开关管 S_b 的第二端和二极管 D_b 的阴极连接辅助变压器。

[0048] 进一步地,辅助变压器包括电感 L_{M1} 、电感 L_{M2} 、原边绕组TB1、原边绕组TB2和副边绕组TB3,其中,电感 L_{M1} 的第一端和原边绕组TB1的第一端连接开关管 S_b 的第二端和二极管 D_b 的阴极,电感 L_{M1} 的第二端和原边绕组TB1的第二端连接二极管 D_{S2} 的阴极、开关管 S_2 的第一端和二极管 D_2 的阳极,电感 L_{M2} 的第一端和原边绕组TB2的第一端连接开关管 S_a 的第二端和二极管 D_a 的阴极,电感 L_{M2} 的第二端和原边绕组TB2的第二端连接二极管 D_{S1} 的阴极、开关管 S_2 的

第一端和二二极管D₁的阳极,副边绕组TB3的第一端连接二极管D₃的阳极和直流电压源V_{High}的负极,副边绕组TB3的第二端连接二极管D₄的阳极和电容C_r的第二端。

[0049] 本实施例的辅助变压器为含有中心抽头的辅助变压器,辅助变压器用一个变比为N的理想变压器和2个激磁电感(即电感L_{M1}、电感L_{M2})进行等效。直流电压源V_{Low}是低压侧直流电压,直流电压源V_{High}是高压侧直流电压。变压器的TB1、TB2为原边绕组,分别连接于吸收二极管D_{S2}、D_{S1},它们与副边绕组TB3的变比为N,其作用是可分别将Buck和Boost模式下存储在吸收电容中的关断能量传送到高压侧,其中吸收电容分别为电容C_{S1}、电容C_{S2}和电容C_r,电感L_S为吸收电感。

[0050] 在本实施例中,开关管S₁、开关管S₂、开关管S_a和开关管S_b可以是mos管,也可以是IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor,绝缘栅双极型晶体管)。

[0051] 请参见图1,图1所示为非隔离型双向软开关DC-DC变换器电路结构示意图,在本实施中,双向软开关DC-DC变换器根据不同的功率流向存在Boost和Buck两种运行模式。当变换器工作在Boost模式下,主开关管S₁和辅助开关管S_a工作在开关状态,主开关管S₂工作在二极管状态;当变换器工作在Buck模式下,主开关管S₂和辅助开关管S_b工作在开关状态,主开关管S₁工作在二极管状态。具体工作原理如下所示:

[0052] Boost工作模式:

[0053] 双向软开关DC-DC变换器工作在Boost模式下时,在一个开关周期内有7个不同的工作阶段。图2和图3给出了在不同工作阶段下的原理图及理论波形。在状态1之前,主开关管S₁处于开通状态,辅助开关管S_a处于关断状态。电感L₁上的电流i_{L1}流经主开关管S₁并且线性上升。吸收电容C_r在上一个开关周期结束时已经充电至其初始电压U_{Cr0}。由于吸收电容C_r上的储存的能量为上一个开关周期中辅助开关管S_a关断的激磁电流能量,故可以得到以下关系式:

$$[0054] \quad \frac{1}{2} \cdot L_{M2} \cdot i_{LM2}^2 = \frac{1}{2} \cdot C_r \cdot U_{Cr0}^2$$

[0055] 其中,i_{LM2}为电感L_{M2}上的电流,L_{M2}为电感L_{M2}的电感,U_{Cr0}为电容C_r的初始电压,C_r为电容C_r吸收的电容。

[0056] 根据上式可以得到吸收电容C_r的初始电压U_{Cr0}的表达式:

$$[0057] \quad U_{Cr0} = i_{LM2} \sqrt{\frac{L_{M2}}{C_r}}$$

[0058] 阶段1(t₀-t₁):在t₀时刻,主开关管S₁关断,电感电流i_{L1}向吸收电容C_{S1}充电。吸收电容C_{S1}的电压U_{CS1}缓慢上升,主开关管S₁实现零电压关断(ZVT)关断。

[0059] 阶段2(t₁-t₂):在t₁时刻,吸收电容C_{S1}的电压U_{CS1}上升至直流电压源V_{High}。主二极管D₂零电压导通,使得吸收电容C_{S1}的电压U_{CS1}被钳位至直流电压源V_{High}。电感L₁的电流i_{L1}线性下降,并通过主二极管D₂流向输出侧,释放储存的磁场能量。

[0060] 阶段3(t₂-t₃):在t₂时刻,流经主二极管D₂的电流i_{L1}已降为零,此时主开关管S₁和辅助开关管S_a同时实现零电流开通(ZCT)。此时二极管D_{S1}截止,吸收电容C_{S1}通过辅助开关管S_a直接连接至辅助变压器的原边绕组TB2上。在此阶段电容C_{S1}与电容C_r和电感L_S通过辅助变压器产生谐振,储存在电容C_{S1}与电容C_r中的能量通过二极管D₅和电感L_S转移至高压侧直流电压源V_{High}。

[0061] 阶段4 (t_3-t_4): 在 t_3 时刻, 吸收电容 C_r 的电压谐振至零, 二极管 D_4 导通。随后吸收电容 C_{S1} 与电感 L_s 谐振, 吸收电容 C_{S1} 中的能量将继续转移至高压侧直流电压源 V_{High} 。

[0062] 阶段5 (t_4-t_5): 在 t_4 时刻, 电感 L_s 上的电流 i_{LS} 达到零, 同时吸收电容 C_{S1} 的电压 U_{CS1} 也谐振到零。随后二极管 D_{S1} 导通。由于此时激磁电感 L_{M2} 中依然存在小量的激磁电流 i_{LM2} , 该激磁电流将通过开关管 S_a 和二极管 D_{S1} 续流并保持恒定。如果辅助开关管 S_a 不在激磁电流 i_{LM2} 下关断, 激磁电流 i_{LM2} 将在后续开关周期中累积并最终导致辅助变压器饱和而无法工作。

[0063] 阶段6 (t_5-t_6): 在 t_5 时刻, 辅助开关管 S_a 在激磁电流 i_{LM2} 下关断。此时二极管 D_3 导通, 激磁能量将通过辅助变压器向吸收电容 C_r 充电, 吸收电容 C_r 的电压 U_{Cr} 由零缓慢上升。由辅助变压器原副边电压对应关系可知 $U_{Sa} = N \cdot U_{Cr}$, 故在辅助开关管 S_a 关断过程中其电压 U_{Sa} 也由零缓慢上升, 辅助开关管 S_a 实现零电压关断 (ZVT)。

[0064] 阶段7 (t_6-t_7): 在 t_6 时刻, 当吸收电容 C_r 达到其最大值, 二极管 D_3 截止。在此状态期间, 电路可看作一个传统 PWM (Pulse width modulation, 脉冲宽度调制) DC-DC 变换器, 电感 L_1 的电流 i_{L1} 流经主开关管 S_1 并线性上升。在 t_7 时刻, 主开关管 S_1 再次关断。吸收电容 C_{S1} 的电压 U_{CS1} 缓慢恢复至直流电压源 V_{High} , 主开关管 S_1 实现 ZVT 关断, 随后开始另一个开关周期的循环。

[0065] Buck 工作模式

[0066] 与 Boost 模式相反, 在 Buck 模式下, 电路中主开关管 S_2 和辅助开关管 S_b 工作在开关状态, 主开关管 S_1 工作在二极管状态。图 4 所示为电路在 Buck 模式下一个开关周期内 7 个不同工作阶段的原理图, 其理论波形与在 Boost 模式下的理论波形一致, 图 5 是变换器在 Boost 模式下的仿真波形图。在状态 1 之前, 开关管 S_2 处于开通状态, 辅助开关管 S_b 处于关断状态。电感 L_1 的电流 i_{L1} 流经开关管 S_2 并且线性上升。吸收电容 C_r 在上一个开关周期结束时已经充电至其初始电压 (最大值电压)。

[0067] 阶段1 (t_0-t_1): 在 t_0 时刻, 主开关管 S_2 关断, 电感 L_1 的电流 i_{L1} 向吸收电容 C_{S2} 充电。吸收电容 C_{S2} 的电压 U_{CS2} 缓慢上升, 开关管 S_2 实现零电压关断 (ZVT)。

[0068] 阶段2 (t_1-t_2): 在 t_1 时刻, 吸收电容 C_{S2} 的电压 U_{CS2} 上升至直流电压源 V_{High} 。主二极管 D_1 零电压导通, 使得吸收电容 C_{S2} 的电压 U_{CS2} 被钳位至直流电压源 V_{High} 。电感 L_1 的电流 i_{L1} 通过主二极管 D_1 流向输出侧。

[0069] 阶段3 (t_2-t_3): 在 t_2 时刻, 主开关管 S_2 和辅助开关管 S_b 同时实现零电流开通 (ZCT)。此时二极管 D_{S2} 截止, 吸收电容 C_{S2} 通过开关管 S_b 直接连接至辅助变压器的原边绕组 TB1 上。在此阶段电容 C_{S2} 与电容 C_r 和电感 L_s 通过辅助变压器产生谐振, 储存在电容 C_{S2} 与电容 C_r 中的能量通过二极管 D_5 和电感 L_s 转移至高压侧直流电压源 V_{High} 。

[0070] 阶段4 (t_3-t_4): 在 t_3 时刻, 吸收电容 C_r 的电压谐振至零, 二极管 D_4 导通。随后吸收电容 C_{S2} 与电感 L_s 谐振, 吸收电容 C_{S2} 中的能量将继续转移至高压侧直流电压源 V_{High} 。

[0071] 阶段5 (t_4-t_5): 在 t_4 时刻, 电感 L_s 的电流 i_{LS} 达到零, 同时吸收电容 C_{S2} 的电压 U_{CS2} 也谐振到零。随后二极管 D_{S2} 导通。由于此时激磁电感 L_{M1} 中依然存在小量的激磁电流 i_{LM1} , 该激磁电流 i_{LM1} 将通过开关管 S_b 以及二极管 D_{S2} 续流并保持恒定。如果辅助开关管 S_b 不在激磁电流 i_{LM1} 下关断, 激磁电流 i_{LM1} 将在后续开关周期中累积并最终导致辅助变压器饱和而无法工作。

[0072] 阶段6 (t_5-t_6): 在 t_5 时刻, 辅助开关管 S_b 在激磁电流 i_{LM1} 下关断。此时二极管 D_3 导通,

激磁能量将通过辅助变压器给吸收电容 C_r 充电,吸收电容电压 U_{Cr} 由零缓慢上升。由变压器原副边电压对应关系可知 $U_{Sb} = N \cdot U_{Cr}$,故在辅助开关管 S_b 关断过程中其电压 U_{Sb} 也将由零缓慢上升,辅助开关管 S_b 实现零电压关断(ZVT)。

[0073] 阶段7(t_6-t_7):在 t_6 时刻,吸收电容 C_r 达到其最大值,二极管 D_3 截止。在此状态期间,电路可看作一个传统PWM DC-DC变换器,电感 L_1 的电流 i_{L1} 流经主开关管 S_2 并线性上升。在 t_7 时刻,主开关管 S_2 再次关断。吸收电容 C_{S2} 的电压 U_{CS2} 缓慢恢复至直流电压源 V_{High} ,主开关管 S_2 实现零电压关断(ZVT),随后开始另一个开关周期的循环。

[0074] 本发明通过引入辅助ZVT单元(即辅助电路),实现主开关和辅助开关的软开关,降低器件的开关损耗,提高变换器的效率,而且辅助开关上的电压电流应力较低。

[0075] 本发明的变换器由于工作在电流临界连续模式,所有的开关和二极管都可以自然实现零电流导通(ZCS)。

[0076] 本发明由于采用了辅助ZVT单元,主开关和辅助开关可以在零电压下关断,所有的二极管也都实现了软开关,消除了反向恢复问题,变换器的效率得到了提升。

[0077] 本发明的辅助ZVT单元由于只负责转移软开关能量,而不参与主回路工作,而且辅助开关管在一个开关周期内导通时间较短,使得辅助回路的通态损耗降低。

[0078] 本发明的辅助开关的电流电压应力也低于负载电流和高压侧直流电压,在电路设计时,可选用低功率的开关及其他器件,可以有效减小电路体积。

[0079] 在本发明的描述中,术语“第一”、“第二”仅用于描述目的,而不能理解为指示或暗示相对重要性或者隐含指明所指示的技术特征的数量。由此,限定有“第一”、“第二”的特征可以明示或者隐含地包括一个或者更多个该特征。在本发明的描述中,“多个”的含义是两个或两个以上,除非另有明确具体的限定。

[0080] 在本说明书的描述中,参考术语“一个实施例”、“一些实施例”、“示例”、“具体示例”或“一些示例”等的描述意指结合该实施例或示例描述的具体特征、结构、材料或者特数据点包含于本发明的至少一个实施例或示例中。在本说明书中,对上述术语的示意性表述不必针对的是相同的实施例或示例。而且,描述的具体特征、结构、材料或者特数据点可以在任何的一个或多个实施例或示例中以合适的方式结合。此外,本领域的技术人员可以将本说明书中描述的不同实施例或示例进行接合和组合。

[0081] 以上内容是结合具体的优选实施方式对本发明所作的进一步详细说明,不能认定本发明的具体实施只局限于这些说明。对于本发明所属技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明构思的前提下,还可以做出若干简单推演或替换,都应当视为属于本发明的保护范围。

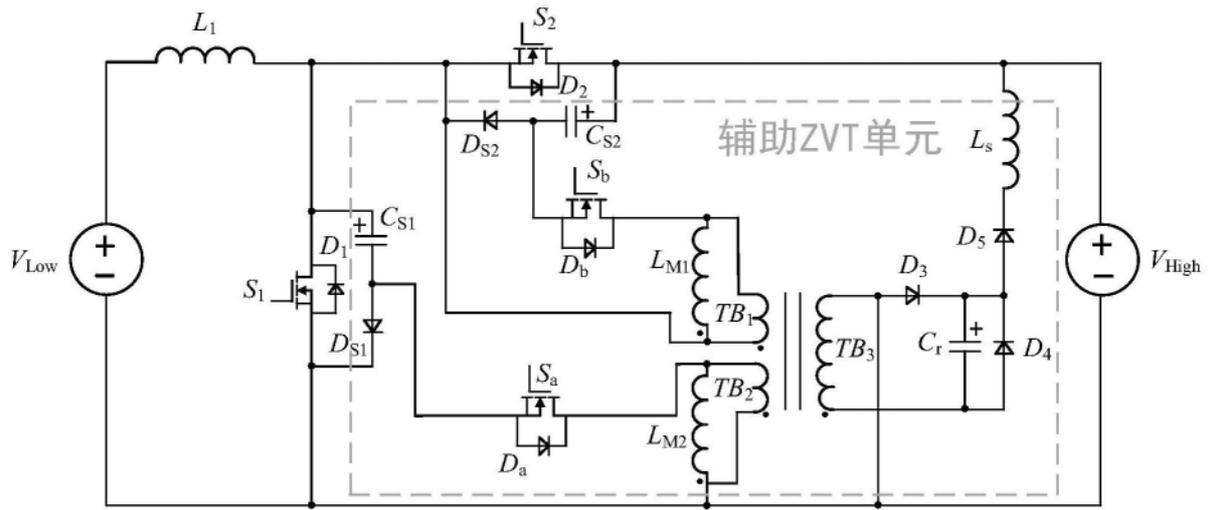


图1

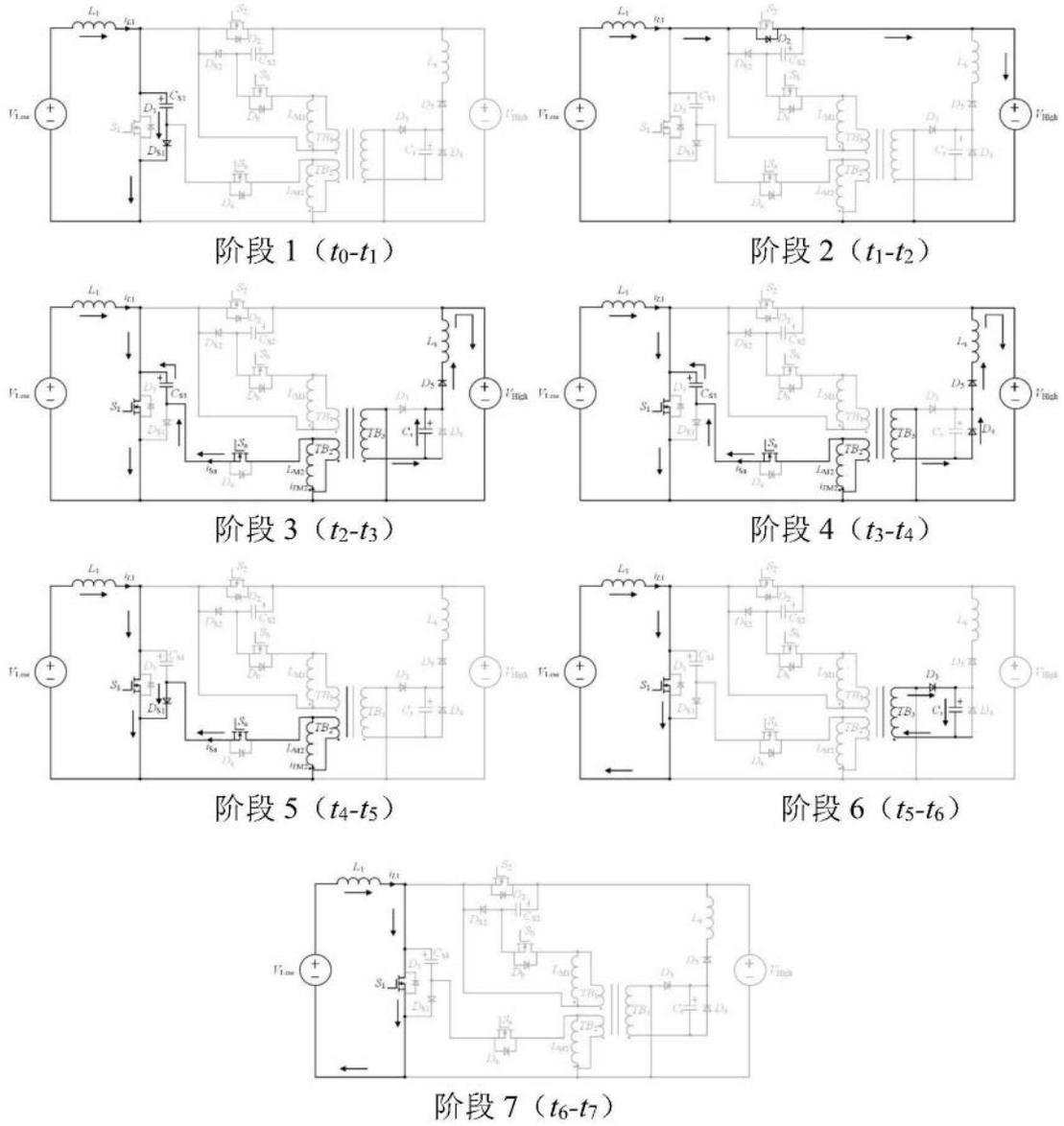


图2

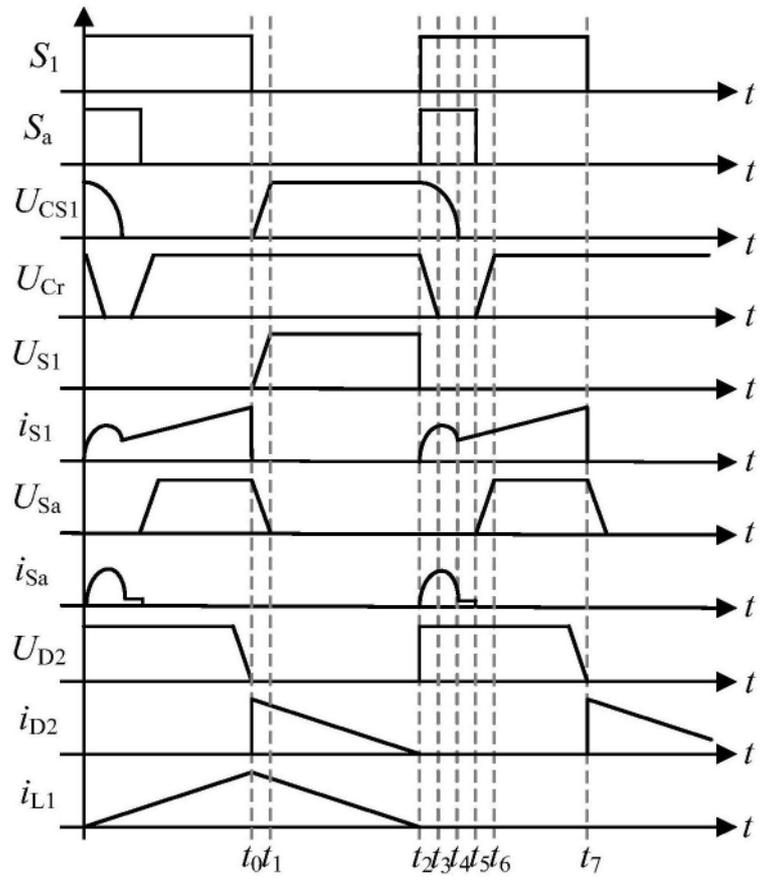


图3

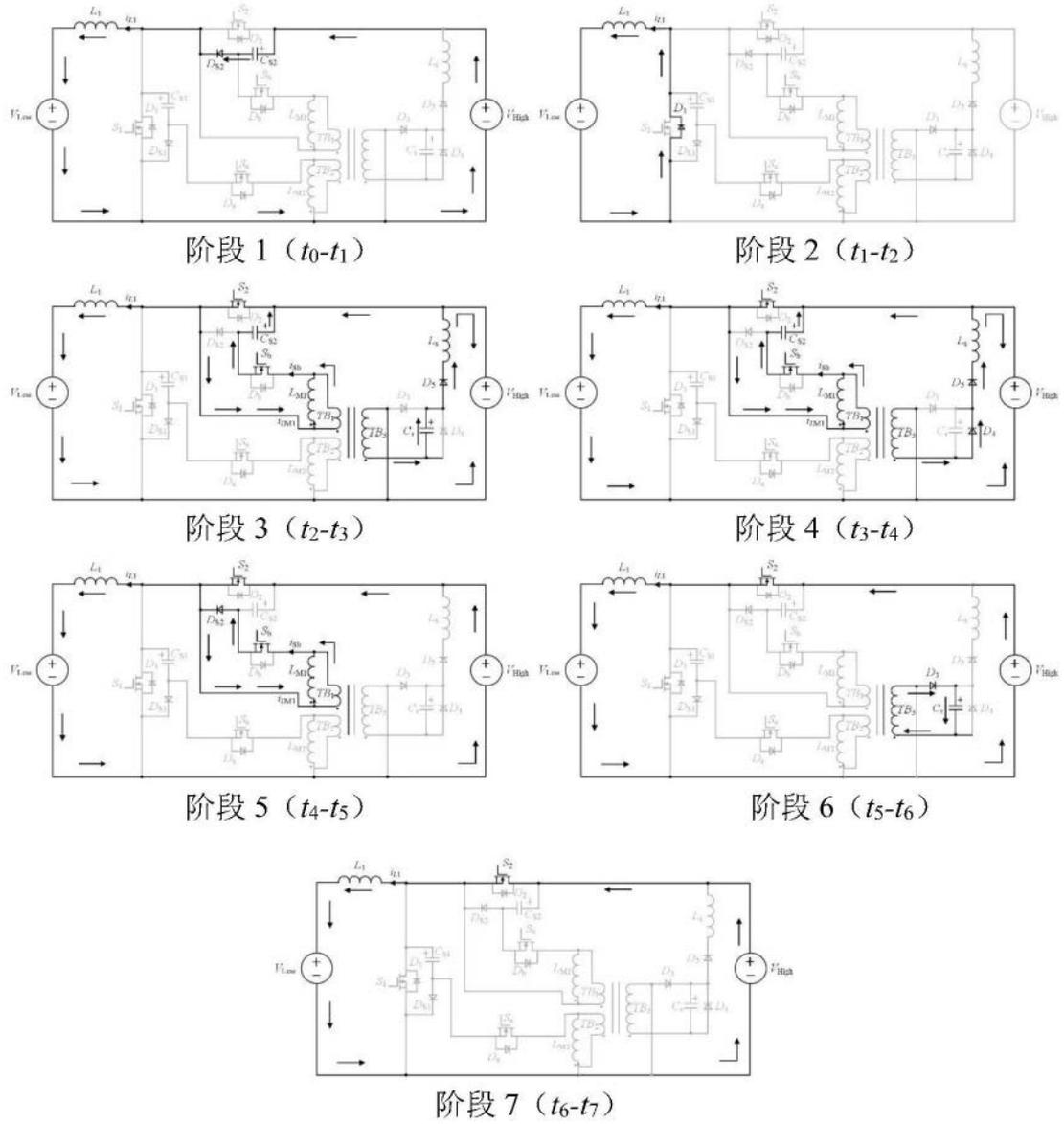
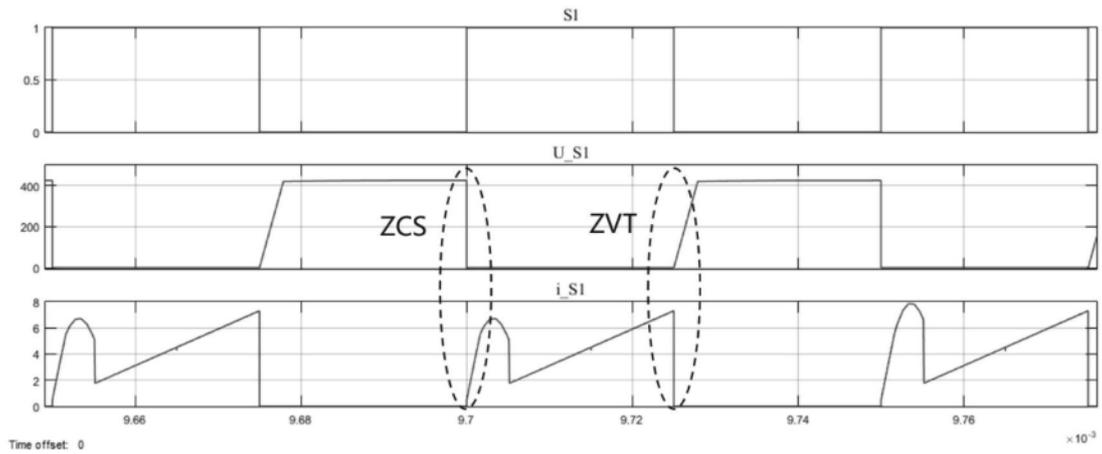
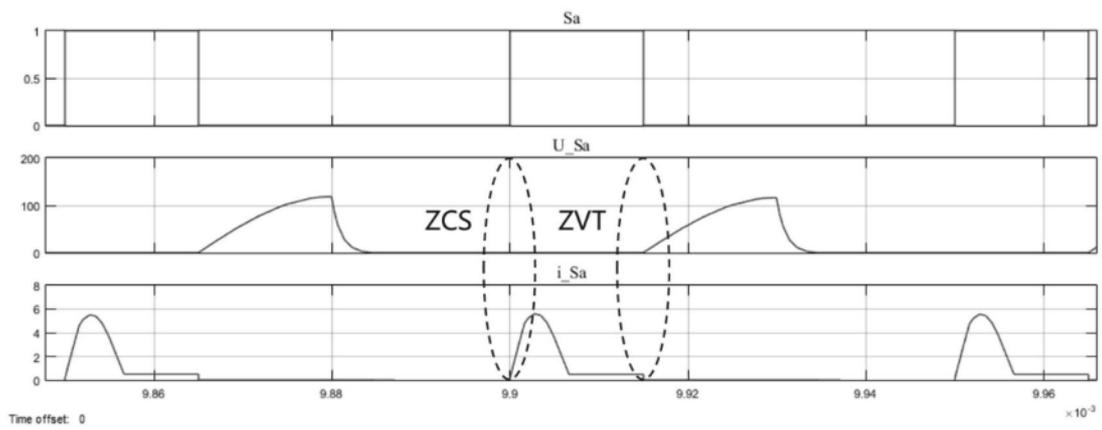


图4



(a) 主开关管 S1 驱动信号及电压电流仿真波形



(b) 辅助开关管 Sa 驱动信号及电压电流仿真波形

图5