



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105207477 A

(43) 申请公布日 2015. 12. 30

(21) 申请号 201510557320. 1

(22) 申请日 2015. 09. 02

(71) 申请人 南京航空航天大学

地址 210016 江苏省南京市秦淮区御道街
29 号

(72) 发明人 吴红飞 韩蒙 牟恬恬

(74) 专利代理机构 南京瑞弘专利商标事务所

(普通合伙) 32249

代理人 严巧巧

(51) Int. Cl.

H02M 3/155(2006. 01)

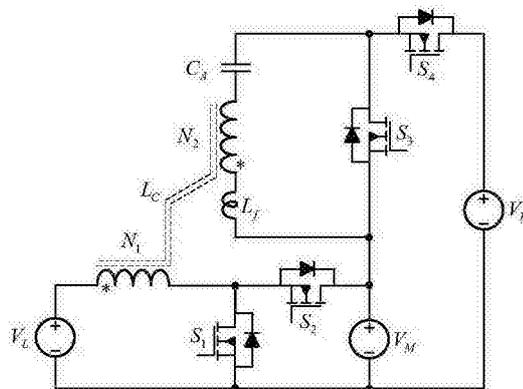
权利要求书2页 说明书6页 附图3页

(54) 发明名称

双向三端口非隔离直流变换器及其控制方法

(57) 摘要

本发明公开了双向三端口非隔离直流变换器及其控制方法,属于电力电子变换器技术领域。所述双向三端口非隔离直流变换器由四个开关管、一个包含第一绕组和第二绕组的耦合电感、一个高频电感和一个辅助电容构成,该双向三端口非隔离直流变换器能够同时连接低压侧电源、中间侧电源和高压侧电源等三个电源,且能够同时实现任意两个电源之间的单级、双向功率变换,通过同时采用占空比和移相控制为系统提供两个独立的控制变量、使得任意两个端口可以同时处于受控状态,且能够实现所有开关管的软开关。本发明具有结构和控制简单、功率密度高、效率高、成本低等优点,特别适合混合储能、电动汽车、直流微网等包含多个储能或多条双向直流母线的功率系统。



1. 一种双向三端口非隔离直流变换器,其特征在于:所述双向三端口非隔离直流变换器由第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第三开关管 S_3 、第四开关管 S_4 、耦合电感 L_c 、高频电感 L_f 、辅助电容 C_A 、低压侧电源 V_L 、中间侧电源 V_M 和高压侧电源 V_H 构成,其中耦合电感 L_c 包含第一绕组 N_1 和第二绕组 N_2 ;

所述低压侧电源 V_L 的正极连接耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的同名端,耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的非同名端连接第一开关管 S_1 的漏极和第二开关管 S_2 的源极,第二开关管 S_2 的漏极连接第三开关管 S_3 的源极、高频电感 L_f 的一端和中间侧电源 V_M 的正极,中间侧电源 V_M 的负极连接第一开关管 S_1 的源极、低压侧电源 V_L 的负极和高压侧电源 V_H 的负极,高压侧电源 V_H 的正极连接第四开关管 S_4 的漏极,第四开关管 S_4 的源极连接第三开关管 S_3 的漏极和辅助电容 C_A 的一端,辅助电容 C_A 的另一端连接耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的非同名端,耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的同名端连接高频电感 L_f 的另一端。

2. 一种双向三端口非隔离直流变换器,其特征在于:所述双向三端口非隔离直流变换器由第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第三开关管 S_3 、第四开关管 S_4 、耦合电感 L_c 、高频电感 L_f 、辅助电容 C_A 、低压侧电源 V_L 、中间侧电源 V_M 和高压侧电源 V_H 构成,其中耦合电感 L_c 包含第一绕组 N_1 和第二绕组 N_2 ;

所述低压侧电源 V_L 的正极连接耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的同名端,耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的非同名端连接第一开关管 S_1 的漏极、第二开关管 S_2 的源极、第三开关管 S_3 的源极和高频电感 L_f 的一端,第二开关管 S_2 的漏极连接中间侧电源 V_M 的正极,中间侧电源 V_M 的负极连接第一开关管 S_1 的源极、低压侧电源 V_L 的负极和高压侧电源 V_H 的负极,高压侧电源 V_H 的正极连接第四开关管 S_4 的漏极,第四开关管 S_4 的源极连接第三开关管 S_3 的漏极和辅助电容 C_A 的一端,辅助电容 C_A 的另一端连接耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的非同名端,耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的同名端连接高频电感 L_f 的另一端。

3. 一种双向三端口非隔离直流变换器,其特征在于:所述双向三端口非隔离直流变换器由第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第三开关管 S_3 、第四开关管 S_4 、耦合电感 L_c 、高频电感 L_f 、辅助电容 C_A 、低压侧电源 V_L 、中间侧电源 V_M 和高压侧电源 V_H 构成,其中耦合电感 L_c 包含第一绕组 N_1 和第二绕组 N_2 ;

所述低压侧电源 V_L 的正极连接耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的同名端,耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的非同名端连接第一开关管 S_1 的漏极、第二开关管 S_2 的源极和高频电感 L_f 的一端,第二开关管 S_2 的漏极连接第三开关管 S_3 的源极和中间侧电源 V_M 的正极,中间侧电源 V_M 的负极连接第一开关管 S_1 的源极、低压侧电源 V_L 的负极和高压侧电源 V_H 的负极,高压侧电源 V_H 的正极连接第四开关管 S_4 的漏极,第四开关管 S_4 的源极连接第三开关管 S_3 的漏极和辅助电容 C_A 的一端,辅助电容 C_A 的另一端连接耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的非同名端,耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的同名端连接高频电感 L_f 的另一端。

4. 一种权利要求 1 至 3 中任意一条所述的双向三端口非隔离直流变换器的控制方法,其特征在于:

第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第三开关管 S_3 和第四开关管 S_4 的开关频率相同,在每个开关周期内第一开关管 S_1 和第三开关管 S_3 的导通时间占空比相同、第二开关管 S_2 和第四开关管 S_4 的导通时间占空比相同,第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 互补导通,第三开关管 S_3 和第四开关管 S_4 互补导通;

通过调节第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 的导通时间占空比来控制低压侧电源 V_L 和中间侧电源 V_M 之间的电压平衡和能量传输：当需要增加中间侧电源 V_M 电压或者降低低压侧电源 V_L 电压或者增大由低压侧电源 V_L 向中间侧电源 V_M 传输的功率或者减小中间侧电源 V_M 向低压侧电源 V_L 传输的功率时，增加第一开关管 S_1 的导通时间占空比并减小第二开关管 S_2 的导通时间占空比；当需要增加低压侧电源 V_L 电压或者降低中间侧电源 V_M 电压或者增大由中间侧电源 V_M 向低压侧电源 V_L 传输的功率或者减小低压侧电源 V_L 向中间侧电源 V_M 传输的功率时，增加第二开关管 S_2 的导通时间占空比并减小第一开关管 S_1 的导通时间占空比；

通过调节第一开关管 S_1 和第三开关管 S_3 导通时刻之间的超前或滞后时间来控制高压侧电源 V_H 和中间侧电源 V_M 以及低压侧电源 V_L 之间的电压平衡和能量传输：当需要高压侧电源 V_H 吸收功率时，设置第一开关管 S_1 的导通时刻超前于第三开关管 S_3 的导通时刻；当需要高压侧电源 V_H 输出功率时，设置第一开关管 S_1 的导通时刻滞后于第三开关管 S_3 的导通时刻。

双向三端口非隔离直流变换器及其控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及电力电子领域,特别是双向非隔离直流-直流电能变换技术领域。

背景技术

[0002] 双向直流变换器可以实现多个储能装置、储能装置与直流母线或者多个直流母线之间的双向能量传输,被广泛应用于可再生能源发电系统、不间断电源供电系统、电动汽车、混合储能以及直流微网等系统中。随着储能系统、直流微网等供电系统等相关技术的不断进步和发展,对连接直流母线和储能装置的双向直流变换器不断提出新的挑战,主要表现为两个方面:(1)系统中通常需要连接多个电压等级不同的储能装置或者多条直流母线;(2)储能装置的电压较低而直流母线的电压较高,储能装置和直流母线电压的悬殊差异为双向直流变换器的实现带来了极大困难。

[0003] 为了连接多个储能装置或者直流母线,传统的解决方案通常采用多个两端口双向直流变换器。这种方案一方面会增加系统的成本、体积和重量,另一方面还由于系统中存在多级功率变换而导致效率降低。若能够将多个两端口双向直流变换器通过器件复用的方式进行相互集成,则能够在很大程度上解决上述问题。基于该思路,国内外研究机构提出了多种可行的方案,其中代表性的如文献“S. Falcones, R. Ayyanar, X. Mao, “A DC-DC multiport-converter-based solid-state transformer integrating distributed generation and storage,”IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 5, pp. 2192-2203, May2013.”中所提出的基于多绕组变压器的双向直流变换器解决方案。然而,该类型的解决方案需要采用较大的变压器、且需要使用大量的开关管,不仅成本高,而且结构复杂、驱动控制等实现较困难。此外,对于储能及直流微网等系统而言,隔离通常并不是必须要求的,因此可以优先考虑采用成本低、结构简单的非隔离双向直流变换器。

[0004] 对于传统的非隔离双向直流变换器而言,其应用于包含高压直流母线和低压储能系统时主要面临两个问题:(1)由于传统非隔离双向变换器不能实现软开关,开关管体二极管的反向恢复不仅造成非常大的开关损耗、降低变流器的效率,而且会在开关管上引起严重的电压尖峰,导致开关管失效,降低变流器的可靠性;(2)为了满足储能装置和直流母线之间升/降压比的要求,其开关管的占空比不得不工作于接近于1或0的极限状态,这会造成开关管电压、电流应力急剧增加,从而造成效率的大幅降低。为了解决上述问题,国内外研究机构和工业界也提出了很多改进方案。例如,文献“M. Kwon, S. Oh, and S. Choi, “High gain soft-switching bidirectional DC-DC converter for eco-friendly vehicles,”IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 4, pp. 1659-1666, Apr. 2014.”提出在传统双向非隔离直流变换器基础上嵌入谐振升压单元,不仅提高了升/降压比,而且实现了所有开关管的软开关。该方案在一定程度上解决了传统非隔离双向直流变换器所面临的问题,但其升/降压比的提升能力十分有限,而且其只能提供两个功率端口、不能同时实现多个储能装置或直流母线之间的能量传输。

发明内容

[0005] 发明目的:为了克服现有技术中存在的不足,本发明提供了一种双向三端口非隔离直流变换器及其控制方法,用于解决双向直流变换器在连接多个储能装置和/或直流母线时存在的技术问题。

[0006] 技术方案:为实现上述目的,本发明采用的技术方案为:

[0007] 所述双向三端口非隔离直流变换器由第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第三开关管 S_3 、第四开关管 S_4 、耦合电感 L_c 、高频电感 L_f 、辅助电容 C_A 、低压侧电源 V_L 、中间侧电源 V_M 和高压侧电源 V_H 构成,其中耦合电感 L_c 包含第一绕组 N_1 和第二绕组 N_2 。

[0008] 上述第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第三开关管 S_3 、第四开关管 S_4 、耦合电感 L_c 、高频电感 L_f 、辅助电容 C_A 、低压侧电源 V_L 、中间侧电源 V_M 和高压侧电源 V_H 采用以下三种连接方式。

[0009] 方式一:所述低压侧电源 V_L 的正极连接耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的同名端,耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的非同名端连接第一开关管 S_1 的漏极和第二开关管 S_2 的源极,第二开关管 S_2 的漏极连接第三开关管 S_3 的源极、高频电感 L_f 的一端和中间侧电源 V_M 的正极,中间侧电源 V_M 的负极连接第一开关管 S_1 的源极、低压侧电源 V_L 的负极和高压侧电源 V_H 的负极,高压侧电源 V_H 的正极连接第四开关管 S_4 的漏极,第四开关管 S_4 的源极连接第三开关管 S_3 的漏极和辅助电容 C_A 的一端,辅助电容 C_A 的另一端连接耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的非同名端,耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的同名端连接高频电感 L_f 的另一端。

[0010] 方式二:所述低压侧电源 V_L 的正极连接耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的同名端,耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的非同名端连接第一开关管 S_1 的漏极、第二开关管 S_2 的源极、第三开关管 S_3 的源极和高频电感 L_f 的一端,第二开关管 S_2 的漏极连接中间侧电源 V_M 的正极,中间侧电源 V_M 的负极连接第一开关管 S_1 的源极、低压侧电源 V_L 的负极和高压侧电源 V_H 的负极,高压侧电源 V_H 的正极连接第四开关管 S_4 的漏极,第四开关管 S_4 的源极连接第三开关管 S_3 的漏极和辅助电容 C_A 的一端,辅助电容 C_A 的另一端连接耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的非同名端,耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的同名端连接高频电感 L_f 的另一端。

[0011] 方式三:所述低压侧电源 V_L 的正极连接耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的同名端,耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的非同名端连接第一开关管 S_1 的漏极、第二开关管 S_2 的源极和高频电感 L_f 的一端,第二开关管 S_2 的漏极连接第三开关管 S_3 的源极和中间侧电源 V_M 的正极,中间侧电源 V_M 的负极连接第一开关管 S_1 的源极、低压侧电源 V_L 的负极和高压侧电源 V_H 的负极,高压侧电源 V_H 的正极连接第四开关管 S_4 的漏极,第四开关管 S_4 的源极连接第三开关管 S_3 的漏极和辅助电容 C_A 的一端,辅助电容 C_A 的另一端连接耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的非同名端,耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的同名端连接高频电感 L_f 的另一端。

[0012] 本发明所述双向三端口非隔离直流变换器的控制是通过以下方式实现的:

[0013] 第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第三开关管 S_3 和第四开关管 S_4 的开关频率相同,并且在每个开关周期内第一开关管 S_1 和第三开关管 S_3 的导通时间占空比相同、第二开关管 S_2 和第四开关管 S_4 的导通时间占空比相同,第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 互补导通,第三开关管 S_3 和第四开关管 S_4 互补导通;

[0014] 通过调节第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 的导通时间占空比来控制低压侧电源 V_L 和中间侧电源 V_M 之间的电压平衡和能量传输:当需要增加中间侧电源 V_M 电压或者降低低压

侧电源 V_L 电压或者增大由低压侧电源 V_L 向中间侧电源 V_M 传输的功率或者减小中间侧电源 V_M 向低压侧电源 V_L 传输的功率时,可以通过增加第一开关管 S_1 的导通时间占空比并减小第二开关管 S_2 的导通时间占空比来实现;反之,当需要增加低压侧电源 V_L 电压或者降低中间侧电源 V_M 电压或者增大由中间侧电源 V_M 向低压侧电源 V_L 传输的功率或者减小低压侧电源 V_L 向中间侧电源 V_M 传输的功率时,可以通过增加第二开关管 S_2 的导通时间占空比并减小第一开关管 S_1 的导通时间占空比来实现;

[0015] 通过调节第一开关管 S_1 和第三开关管 S_3 导通时刻之间的超前或滞后时间来控制高压侧电源 V_H 和中间侧电源 V_M 以及低压侧电源 V_L 之间的电压平衡和能量传输:当需要高压侧电源 V_H 吸收功率时,可以通过设置第一开关管 S_1 的导通时刻超前于第三开关管 S_3 的导通时刻来实现;反之,当需要高压侧电源 V_H 输出功率时,可以通过第一开关管 S_1 的导通时刻滞后于第三开关管 S_3 的导通时刻来实现。

[0016] 有益效果:

[0017] (1) 本发明能够同时提供三个双向功率端口,能够同时连接多个储能装置或直流母线之间的双向功率传输与控制,能够实现多个两端口双向变换器的功能,具有集成度高、功率密度高、成本低等优点;

[0018] (2) 本发明能够实现所有开关管的软开关,而且任意两个功率端口之间都能够实现单级功率变换,变换效率高;

[0019] (3) 本发明能够实现高的升/降压比,且避免开关管工作于极限占空比状态,开关管电压、电流应力低。

附图说明

[0020] 图 1 是本发明双向三端口非隔离直流变换器实现方式一的电路原理图;

[0021] 图 2 是本发明双向三端口非隔离直流变换器实现方式二的电路原理图;

[0022] 图 3 是本发明双向三端口非隔离直流变换器实现方式三的电路原理图;

[0023] 图 4 是采用实现方式一的本发明双向三端口非隔离直流变换器在高压侧电源 V_H 吸收功率时的主要工作波形图;

[0024] 图 5 是采用实现方式一的本发明双向三端口非隔离直流变换器在高压侧电源 V_H 向外提供功率时的主要工作波形图;

[0025] 图 6 是采用实现方式一的本发明双向三端口非隔离直流变换器在高压侧电源 V_H 吸收功率时开关模态 1 [$t_0 \sim t_1$] 的等效电路图;

[0026] 图 7 是采用实现方式一的本发明双向三端口非隔离直流变换器在高压侧电源 V_H 吸收功率时开关模态 2 [$t_1 \sim t_2$] 的等效电路图;

[0027] 图 8 是采用实现方式一的本发明双向三端口非隔离直流变换器在高压侧电源 V_H 吸收功率时开关模态 3 [$t_2 \sim t_3$] 的等效电路图;

[0028] 图 9 是采用实现方式一的本发明双向三端口非隔离直流变换器在高压侧电源 V_H 吸收功率时开关模态 4 [$t_3 \sim t_4$] 的等效电路图;

[0029] 图 10 是采用实现方式一的本发明双向三端口非隔离直流变换器在高压侧电源 V_H 吸收功率时开关模态 5 [$t_4 \sim t_5$] 的等效电路图;

[0030] 图 11 是采用实现方式一的本发明双向三端口非隔离直流变换器在高压侧电源 V_H

吸收功率时开关模态 6 $[t_5 \sim t_6]$ 的等效电路图；

[0031] 图 12 是采用实现方式一的本发明双向三端口非隔离直流变换器在高压侧电源 V_H 吸收功率时开关模态 7 $[t_6 \sim t_7]$ 的等效电路图；

[0032] 图 13 是采用实现方式一的本发明双向三端口非隔离直流变换器在高压侧电源 V_H 吸收功率时开关模态 8 $[t_7 \sim t_8]$ 的等效电路图；

[0033] 图 14 是采用实现方式一的本发明双向三端口非隔离直流变换器在高压侧电源 V_H 吸收功率时的实验波形图。

具体实施方式

[0034] 下面结合附图对本发明作更进一步的说明。

[0035] 本发明双向三端口非隔离直流变换器由第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第三开关管 S_3 、第四开关管 S_4 、耦合电感 L_c 、高频电感 L_f 、辅助电容 C_A 、低压侧电源 V_L 、中间侧电源 V_M 和高压侧电源 V_H 构成，其中耦合电感 L_c 包含第一绕组 N_1 和第二绕组 N_2 。

[0036] 本发明双向三端口非隔离直流变换器有三种具体实现方式。

[0037] 实现方式一的电路原理图如附图 1 所示，该实现方式下各元件的连接方式如下：所述低压侧电源 V_L 的正极连接耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的同名端，耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的非同名端连接第一开关管 S_1 的漏极和第二开关管 S_2 的源极，第二开关管 S_2 的漏极连接第三开关管 S_3 的源极、高频电感 L_f 的一端和中间侧电源 V_M 的正极，中间侧电源 V_M 的负极连接第一开关管 S_1 的源极、低压侧电源 V_L 的负极和高压侧电源 V_H 的负极，高压侧电源 V_H 的正极连接第四开关管 S_4 的漏极，第四开关管 S_4 的源极连接第三开关管 S_3 的漏极和辅助电容 C_A 的一端，辅助电容 C_A 的另一端连接耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的非同名端，耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的同名端连接高频电感 L_f 的另一端。

[0038] 实现方式二的电路原理图如附图 2 所示，该实现方式下各元件的连接方式如下：所述低压侧电源 V_L 的正极连接耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的同名端，耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的非同名端连接第一开关管 S_1 的漏极、第二开关管 S_2 的源极、第三开关管 S_3 的源极和高频电感 L_f 的一端，第二开关管 S_2 的漏极连接中间侧电源 V_M 的正极，中间侧电源 V_M 的负极连接第一开关管 S_1 的源极、低压侧电源 V_L 的负极和高压侧电源 V_H 的负极，高压侧电源 V_H 的正极连接第四开关管 S_4 的漏极，第四开关管 S_4 的源极连接第三开关管 S_3 的漏极和辅助电容 C_A 的一端，辅助电容 C_A 的另一端连接耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的非同名端，耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的同名端连接高频电感 L_f 的另一端。

[0039] 实现方式三的电路原理图如附图 3 所示，该实现方式下各元件的连接方式如下：所述低压侧电源 V_L 的正极连接耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的同名端，耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的非同名端连接第一开关管 S_1 的漏极、第二开关管 S_2 的源极和高频电感 L_f 的一端，第二开关管 S_2 的漏极连接第三开关管 S_3 的源极和中间侧电源 V_M 的正极，中间侧电源 V_M 的负极连接第一开关管 S_1 的源极、低压侧电源 V_L 的负极和高压侧电源 V_H 的负极，高压侧电源 V_H 的正极连接第四开关管 S_4 的漏极，第四开关管 S_4 的源极连接第三开关管 S_3 的漏极和辅助电容 C_A 的一端，辅助电容 C_A 的另一端连接耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的非同名端，耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 的同名端连接高频电感 L_f 的另一端。

[0040] 上述三种实现方式的本发明所述双向三端口非隔离直流变换器的控制方法完全

相同,其具体实现方式如下:

[0041] 第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第三开关管 S_3 和第四开关管 S_4 的开关频率相同,在每个开关周期内第一开关管 S_1 和第三开关管 S_3 的导通时间占空比相同、第二开关管 S_2 和第四开关管 S_4 的导通时间占空比相同,第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 互补导通,第三开关管 S_3 和第四开关管 S_4 互补导通;

[0042] 通过调节第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 的占空比来控制低压侧电源 V_L 和中间侧电源 V_M 之间的电压平衡和能量传输:当需要增加中间侧电源 V_M 电压或者降低低压侧电源 V_L 电压或者增大由低压侧电源 V_L 向中间侧电源 V_M 传输的功率或者减小中间侧电源 V_M 向低压侧电源 V_L 传输的功率时,增加第一开关管 S_1 的占空比并减小第二开关管 S_2 的占空比;反之,当需要增加低压侧电源 V_L 电压或者降低中间侧电源 V_M 电压或者增大由中间侧电源 V_M 向低压侧电源 V_L 传输的功率或者减小低压侧电源 V_L 向中间侧电源 V_M 传输的功率时,增加第二开关管 S_2 的占空比并减小第一开关管 S_1 的占空比;

[0043] 通过调节第一开关管 S_1 和第三开关管 S_3 导通时刻之间的超前或滞后时间来控制高压侧电源 V_H 和中间侧电源 V_M 以及低压侧电源 V_L 之间的电压平衡和能量传输:当需要高压侧电源 V_H 吸收功率时,第一开关管 S_1 的导通时刻超前于第三开关管 S_3 的导通时刻;当需要高压侧电源 V_H 输出功率时,第一开关管 S_1 的导通时刻滞后于第三开关管 S_3 的导通时刻。

[0044] 本发明在具体实施时,所有开关管都需要使用带有反并联二极管的功率开关器件。

[0045] 由于附图 1~附图 3 所示的三种电路其工作原理和工作过程彼此相似,在此仅以附图 1 所示的第一种实现方式为例阐述本发明双向三端口非隔离直流变换器的工作原理和工作过程。

[0046] 对于附图 1 所示的双向三端口非隔离直流变换器,其在高压侧电源 V_H 吸收功率和向外提供功率两种情况下的工作原理类似。附图 4 和附图 5 分别给出了该双向三端口非隔离直流变换器在高压侧电源 V_H 吸收功率和向外提供功率两种情况下的主要工作波形图。并且在图 4 和图 5 中: v_{N1} 为耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 两端的电压; v_{L_f} 为高频电感 L_f 两端的电压; i_{L_f} 为高频电感 L_f 的电流; i_{N1} 为耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的电流; t_0 、 t_1 、 t_2 、 t_3 、 t_4 、 t_5 、 t_6 、 t_7 和 t_8 为时间;最上面两行表示开关的导通情况,时间条内标注的字母代表该时间段内该字母对应的开关导通。从图中可以清晰的看到两种模式下的波形图是相似的,其差别仅在于第一开关管 S_1 的导通时刻超前还是滞后于第三开关管 S_3 的导通时刻。在此,仅对附图 1 所示双向三端口非隔离直流变换器在高压侧电源吸收功率模式下的工作过程进行详细的分析。在该模式下,第一开关管 S_1 的导通时刻超前于第三开关管 S_3 的导通时刻,其主要工作波形如附图 4 所示,在每个开关周期里共有八种开关模态,各开关模态的等效电路图如附图 6~附图 13 所示。

[0047] 开关模态 1 [$t_0 \sim t_1$],等效电路如图 6: t_0 时刻之前,第二开关管 S_2 和第四开关管 S_4 导通,中间侧电源 V_M 经耦合电感 L_c 第二绕组 N_2 和辅助电容 C_A 向高压侧电源 V_H 提供功率; t_0 时刻,第二开关管 S_2 关断,由于耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 电流为负值,第一开关管 S_1 的体二极管导通。

[0048] 开关模态 2 [$t_1 \sim t_2$],等效电路如图 7: t_1 时刻,第一开关管 S_1 零电压导通。在该模态,低压侧电源 V_L 向耦合电感 L_c 充电,在低压侧电源 V_L 与高压侧电源 V_H 的共同作用下,

高频电感 L_f 的电流迅速由负值线性上升为正值, 通过改变该开关模态的时间长短, 就可以调节高频电感 L_f 的电流大小, 进而改变向高压侧电源 V_H 传输的功率。

[0049] 开关模态 3 [$t_2 \sim t_3$], 等效电路如图 8: t_2 时刻, 第四开关管 S_4 关断, 由于高频电感 L_f 的电流为正, 第三开关管 S_3 的体二极管导通。

[0050] 开关模态 4 [$t_3 \sim t_4$], 等效电路如图 9: t_3 时刻, 第三开关管 S_3 零电压导通, 在该模态, 低压侧电源 V_L 继续向耦合电感 L_c 充电, 并经过耦合电感 L_c 的第二绕组 N_2 向辅助电容 C_A 充电。

[0051] 开关模态 5 [$t_4 \sim t_5$], 等效电路如图 10: t_4 时刻, 第一开关管 S_1 关断, 由于耦合电感 L_c 第一绕组 N_1 的电流为正值, 第二开关管 S_2 的体二极管导通。

[0052] 开关模态 6 [$t_5 \sim t_6$], 等效电路如图 11: t_5 时刻, 第二开关管 S_2 零电压导通。在该模态, 在中间侧电源 V_M 和辅助电容 C_A 的共同作用下, 高频电感 L_f 的电流由正值迅速线性减小为负值。

[0053] 开关模态 7 [$t_6 \sim t_7$], 等效电路如图 12: t_6 时刻, 第三开关管 S_3 关断, 在高频电感 L_f 的作用下, 第四开关管 S_4 的体二极管导通。

[0054] 开关模态 8 [$t_7 \sim t_8$], 等效电路如图 13: t_7 时刻, 第四开关管 S_4 零电压导通。在该模态, 中间侧电源 V_M 经耦合电感 L_c 第二绕组 N_1 和辅助电容 C_A 向高压侧电源 V_H 提供功率。

[0055] 根据上述分析并结合附图 4 所示主要工作波形以及各开关模态等效电路可知, 本发明双向三端口非隔离直流变换器中的低压侧电源 V_L 和中间侧电源 V_M 之间等效为两端口双向非隔离升降压直流变换器, 因此二者之间的电压关系及能量传输完全取决于第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 的占空比大小, 也即通过调节第一开关管 S_1 和第二开关管 S_2 的占空比就能够控制二者之间的能量传输。另外, 低压侧电源 V_L 和中间侧电源 V_M 向高压侧电源 V_H 传递功率的大小和电压增加的多少则取决于高频电感 L_f 的电流大小, 该大小可以通过改变开关模态 2 [$t_1 \sim t_2$] 持续的时间长短来调节, 因此通过控制第一开关管 S_1 导通时刻超前于第三开关管 S_3 导通时刻的时间长短就能够实现高压侧电源 V_H 的功率控制和电压控制。

[0056] 附图 14 是实际测试的附图 1 所示双向三端口非隔离直流变换器在高压侧电源吸收功率时的实验波形图, 图中 v_{GS1} 和 v_{GS3} 分别为第一开关管 S_1 和第三开关管 S_3 的驱动电压。对比附图 14 和附图 4 可以看到, 实验波形图与理论分析完全一致, 可以证明本发明双向三端口非隔离直流变换器及其控制方法的可行性和有效性。

[0057] 以上所述仅是本发明的优选实施方式, 应当指出: 对于本技术领域的普通技术人员来说, 在不脱离本发明原理的前提下, 还可以做出若干改进和润饰, 这些改进和润饰也应视为本发明的保护范围。

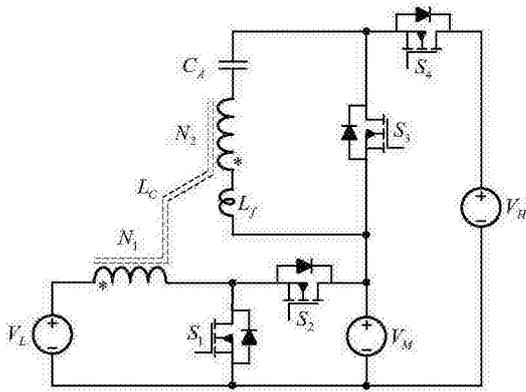


图 1

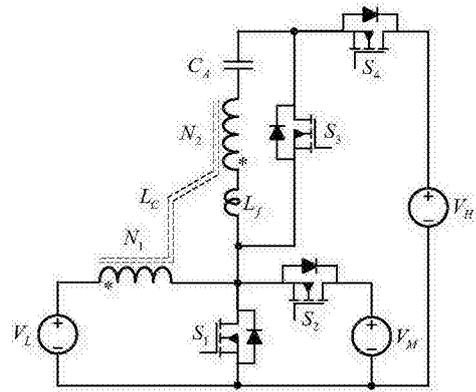


图 2

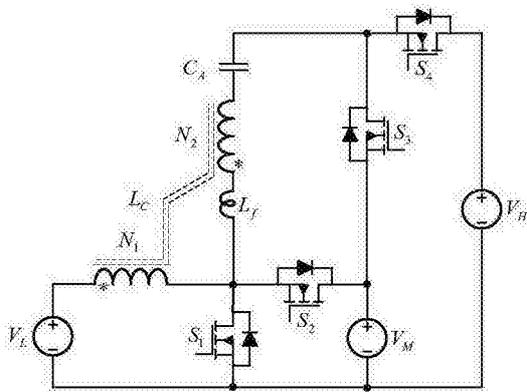


图 3

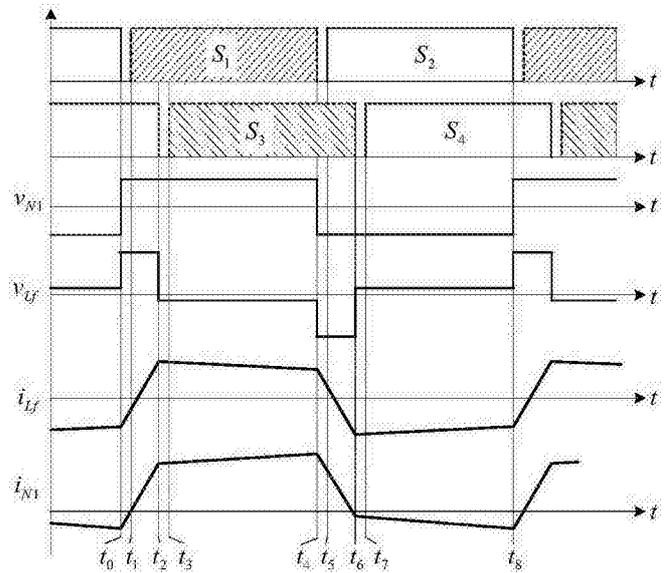


图 4

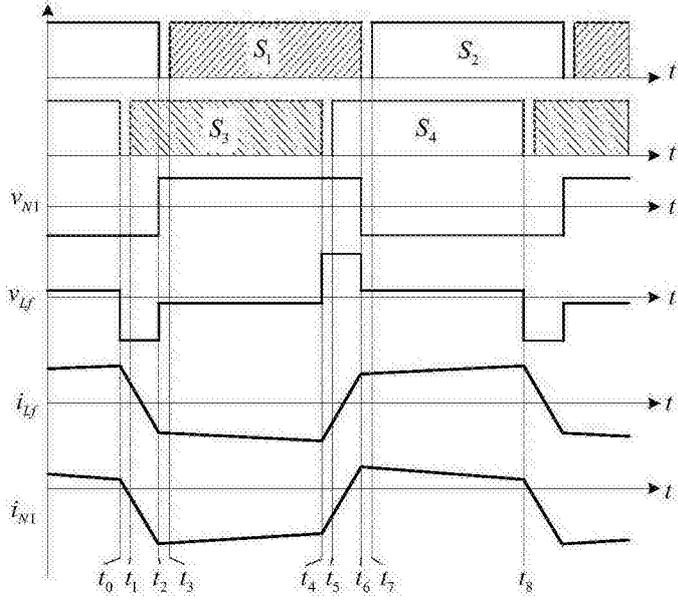


图 5

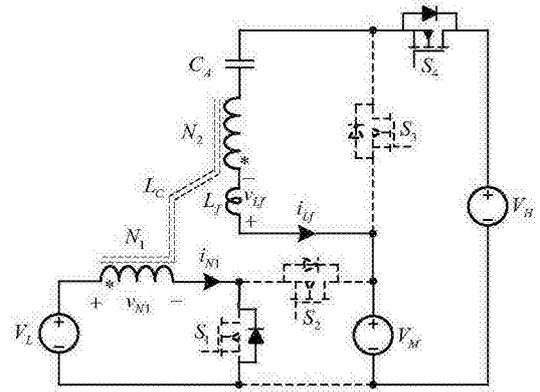


图 6

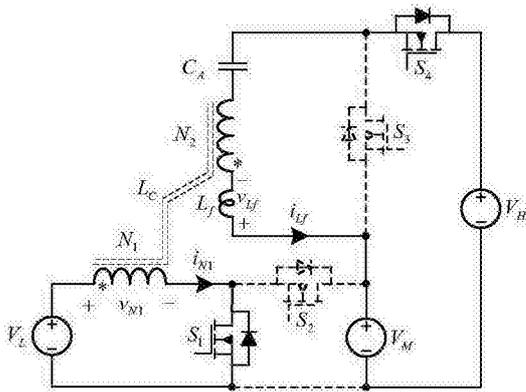


图 7

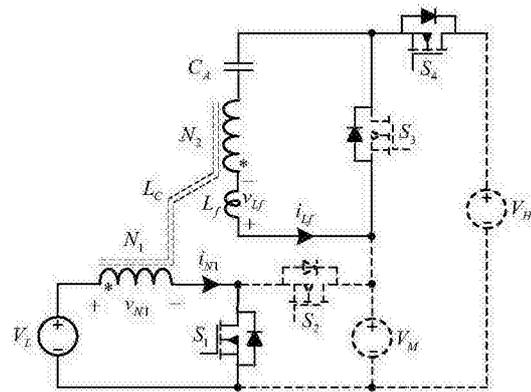


图 8

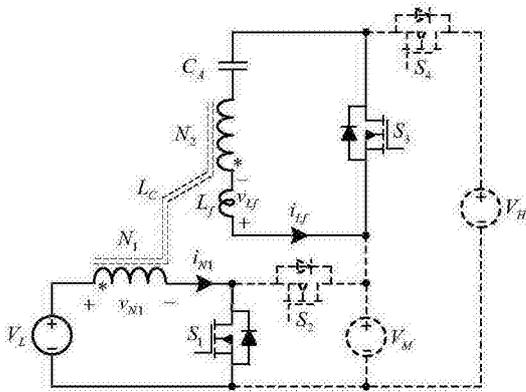


图 9

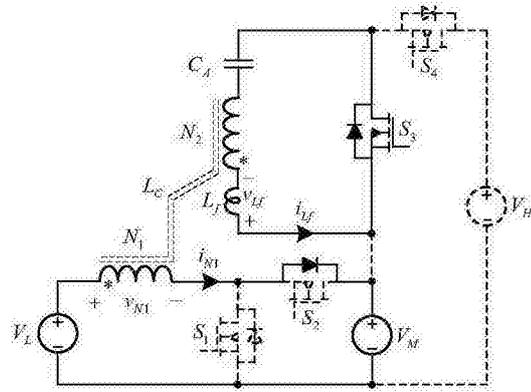


图 10

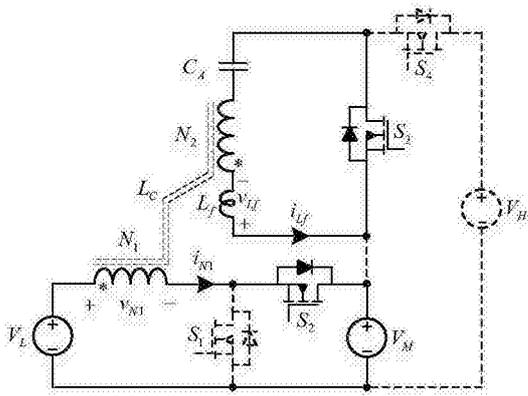


图 11

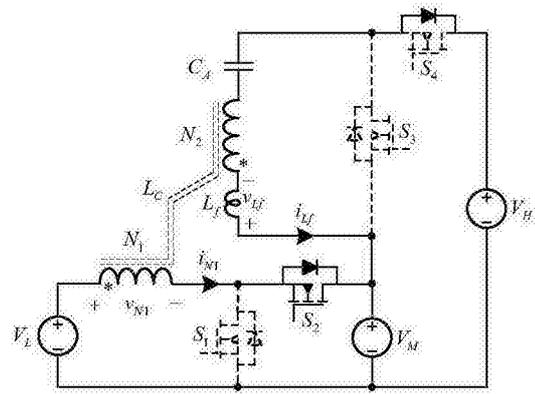


图 12

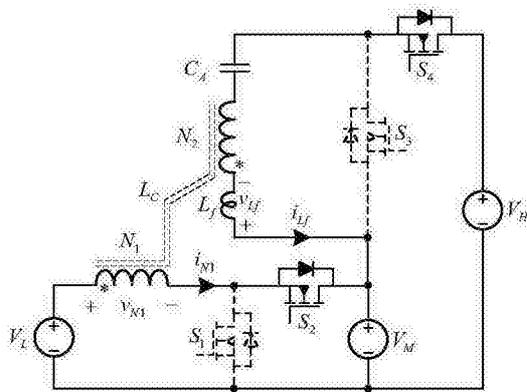


图 13

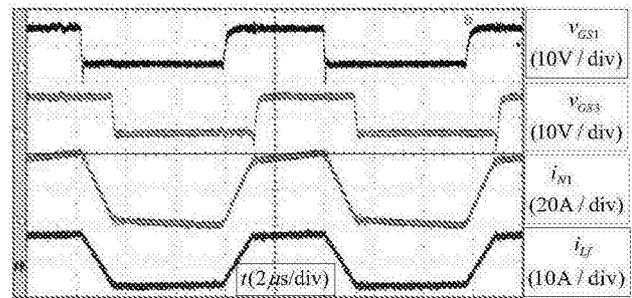


图 14