(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104218805 B
(45)授权公告日 2017.01.11

(21)申请号 201410360512.9

(22)申请日 2014.07.25

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 104218805 A

(43)申请公布日 2014.12.17

(73)专利权人 国家电网公司
地址 100031 北京市西城区西长安街86号
专利权人 中国电力科学研究院
上海交通大学 江苏省电力公司

(72)发明人 姚良忠 杨波 许晓慧 陶以彬
曹远志 李官军 蔡旭 朱淼
张建文 马建军 丁杰 卢俊峰
李琰 崔红芬 王德顺 周晨
刘欢 鄢盛驰 王志冰 孙蔚
胡金杭 冯鑫振 吴婧 朱红保
李跃龙

(74)专利代理机构 北京安博达知识产权代理有限公司 11271
代理人 徐国文

(51)Int.Cl.
H02M 3/28(2006.01)
H02J 1/00(2006.01)

(56)对比文件
CN 103337962 A,2013.10.02,1-9.
CN 201345614 Y,2009.11.11,1-9.
US 6587358 B1,2003.07.01,1-21.
李露露,雍静等.《低压直流双极供电系统的接地型式研究》.《中国电机工程学报》.2014,第34卷(第13期),2210-2218.
Xianjin Zhang and Chunying Gong,.《Dual-Buck Half-Bridge Voltage Balancer》.《IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS》.2012,第60卷(第8期),3157-3164.

审查员 张然

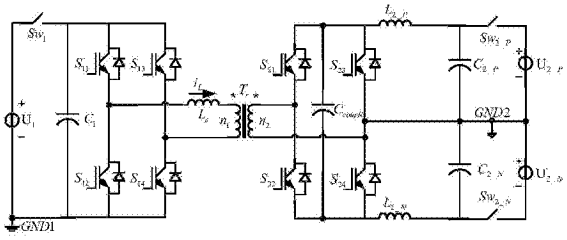
权利要求书1页 说明书8页 附图3页

(54)发明名称

一种单双极性转换直流变换器

(57)摘要

本发明提供了一种单双极性转换直流变换器,包括通过中频变压器两端相连的单极侧功率模块和双极侧功率模块;单极侧功率模块包括电力电子器件全桥电路、稳压电容和直流断路器;电力电子器件全桥电路的两端与中频变压器相连,另外两端接入单极直流系统;双极侧功率模块包括电力电子器件全桥电路、电容、稳压电容、电抗器和直流断路器;电力电子器件全桥电路的两端与中频变压器相连,另外两端接入双极直流系统。与现有技术相比,本发明提供的单双极性转换直流变换器电路结构紧凑,所需开关元件数量更少,能够实现软开关,降低系统损耗;通过调整中频变压器的绕组,该变换器能够实现单极直流系统和双极直流系统之间的电气隔离;同时适用于高变压比场合。



CN 104218805 B

1.一种单双极性转换直流变换器，其特征在于，所述直流变换器包括通过中频变压器相连的单极侧功率模块和双极侧功率模块；

所述单极侧功率模块包括电力电子器件全桥电路、稳压电容和直流断路器；所述电力电子器件全桥电路连接于所述中频变压器与单极直流系统之间；

所述双极侧功率模块包括电力电子器件全桥电路、电容、稳压电容、电抗器和直流断路器；电力电子器件全桥电路连接于所述中频变压器与双极直流系统之间；

所述直流变换器的工作模式包括功率交互模式、单极运行模式和孤岛运行模式；

所述功率交互模式时，直流断路器均闭合，实现单极直流系统与双极直流系统的有功功率交互；

所述单极运行模式时，单极侧功率模块中的直流断路器闭合，双极侧功率模块中与双极直流系统中发生故障的单极端连接的直流断路器断开，另一个直流断路器闭合；

所述孤岛运行模式时，单极侧功率模块中的电力电子器件闭锁，双极侧功率模块中的电力电子器件互补导通。

2.如权利要求1所述的一种单双极性转换直流变换器，其特征在于，所述单极侧功率模块中的稳压电容并联在所述电力电子器件全桥电路的两端后，一端通过直流断路器接入单极直流系统，另一端直接接入所述单极直流系统；

所述稳压电容用于抑制由于所述电力电子器件的开关过程引起的电压波动。

3.如权利要求1所述的一种单双极性转换直流变换器，其特征在于，所述双极侧功率模块的电力电子器件全桥电路包括两组并联的桥臂单元，每组所述桥臂单元均包括两个串联的桥臂，每个所述桥臂依次通过电抗器和直流断路器接入双极直流系统；

一组所述桥臂单元中两个桥臂的连接点与所述中频变压器的一端相连；

另一组所述桥臂单元中两个桥臂的连接点与所述中频变压器的另一端相连并接地。

4.如权利要求3所述的一种单双极性转换直流变换器，其特征在于，所述双极侧功率模块中的电容连接于所述电力电子器件全桥电路与所述电抗器相连的连接点之间；所述电容用于对双极侧功率模块中的功率进行汇集。

5.如权利要求3所述的一种单双极性转换直流变换器，其特征在于，所述双极侧功率模块中的电抗器与所述直流断路器的连接点通过稳压电容接地；所述稳压电容用于抑制由于所述电力电子器件的开关过程引起的电压波动。

6.如权利要求1所述的一种单双极性转换直流变换器，其特征在于，所述单极侧功率模块中电力电子器件全桥电路的相邻桥臂以50％占空比互补导通。

7.如权利要求1所述的一种单双极性转换直流变换器，其特征在于，所述双极侧功率模块中电力电子器件全桥电路的相邻桥臂互补导通；所述电力电子器件全桥电路中与同一个电抗器相连的桥臂的导通占空比相同，载波相位相差180°。

一种单双极性转换直流变换器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种双极直流变换器，具体涉及一种无电压均衡器的双极直流变换器。

背景技术

[0002] 直流供电系统的枢纽直流配电将交流整流输出的直流、新能源发电所产生的直流和储能单元输出的直流汇接成不间断的直流输出母线，再分接为各种容量的负载供电支路，传入相应熔断器或负荷开关后向负载供电。

[0003] 与传统的交流配电网比，直流配电网具有下述优点：

[0004] ①：减小了电能变换中的交流环节，减少系统元件数的同时，又降低了变流器损耗；不存在涡流损耗和无功功率，降低线路损耗；

[0005] ②：便于分布式电源与负载连接；

[0006] ③：提高电能质量与供电可靠性；

[0007] ④：提供更为经济的照明选择。

[0008] 直流配电的直流供电技术已广泛应用于船舶、电动汽车和通信系统中，但是应用于直流配电领域的直流供电技术还有待完善；美国ABB公司、弗吉尼亚理工大学、北卡罗来纳州立大学，日本大阪大学和韩国明知大学等已开展了对直流微网配电的直流供电技术的研究。

[0009] 为降低开关元件以及线路绝缘水平，直流配网系统一般采用双极母线；在直流线路发生单极接地故障时，健全极仍能保证正常运行，从而保障更高的供电可靠性以及便于接入直流配网的逆变器直流侧电压的选择与设计。

[0010] 现有直流系统中无论是负载(包括直流负载、逆变器、变频器)、直流电源(包括可再生能源发电、整流器所得电源)还是储能装置(包括蓄电池、超级电容等)，直流侧均为单极性。为实现单极性负载、电源或储能装置与双极直流配网的连接，主要采用以下技术手段：

[0011] 将负载、电源以及负载接在双极直流配电网的正极对地一侧、地对负极一侧或正极对负极一侧，即与双极配电系统的某一单极端直接连接，如图1所示。这种供电结构不可避免地会出现系统正极对地一侧与地对负极一侧功率分配的不均衡的情况，影响供电质量与可靠性。为缓解上述不均衡的问题，需要在系统中额外增设一个或多个电压均衡器(Voltage Balancer)调节这部分不平衡功率。目前对双极系统结构的研究多集中在电压均衡器拓扑结构的设计上，上述方案中电压均衡器是专为系统处于异常状态而设计的，当系统不均衡现象不明显时，电压均衡器将工作在轻载状态，影响直流配电系统的效率。此外，电压均衡器的容量将取决于直流系统的容量，这也就意味着每当直流配电系统结构发生变化，系统中接入了新的电源或负载时，电压均衡器就需要重新设计与安装。

[0012] 基于现有技术的情况，需要提供一种不再需要设置电压均衡器，同时便于系统中新的电源、负载、储能装置投入运行的双极直流变换器。

发明内容

[0013] 为了满足现有技术的需要，本发明提出了一种新型单极直流系统与双极直流系统的相互连接方式，同时给出了具体实现电路以及该电路的控制方案；所给出的电路结构具备双向功率流动的能力，具有通用性；当应用于特定单向功率流动场合时，可以将该电路中没有用到的元件略去，以简化电路结构；

[0014] 本发明提供的一种单双极性转换直流变换器，包括通过中频变压器相连的单极侧功率模块和双极侧功率模块；

[0015] 所述单极侧功率模块包括电力电子器件全桥电路、稳压电容和直流断路器；所述电力电子器件全桥电路连接于所述中频变压器与单极直流系统之间；

[0016] 所述双极侧功率模块包括电力电子器件全桥电路、电容、稳压电容、电抗器和直流断路器；电力电子器件全桥电路连接于所述中频变压器与双极直流系统之间。

[0017] 优选的，所述单极侧功率模块中的稳压电容并联在所述电力电子器件全桥电路的两端后，一端通过直流断路器接入单极直流系统，另一端直接接入所述单极直流系统；

[0018] 所述稳压电容用于抑制由于所述电力电子器件的开关过程引起的电压波动；

[0019] 优选的，所述双极侧功率模块的电力电子器件全桥电路中的两个相邻桥臂分别依次通过电抗器和直流断路器接入双极直流系统，所述两个桥臂的连接点与所述中频变压器的一端相连；所述电力电子器件全桥电路中的另外两个相邻桥臂的连接点与所述中频变压器的另一端相连，所述连接点接地；

[0020] 优选的，所述电容连接于所述电力电子器件全桥电路与所述电抗器相连的连接点之间；所述电容用于对双极侧功率模块中的功率进行汇集；

[0021] 优选的，所述电抗器与所述直流断路器的连接点通过稳压电容接地；所述稳压电容用于抑制由于所述电力电子器件的开关过程引起的电压波动；

[0022] 优选的，所述单极侧功率模块中电力电子器件全桥电路的相邻桥臂以50％占空比互补导通；

[0023] 优选的，所述双极侧功率模块中电力电子器件全桥电路的相邻桥臂互补导通；所述电力电子器件全桥电路中与同一个电抗器相连的桥臂的导通占空比相同，载波相位相差180°；

[0024] 优选的，所述直流变换器的工作模式包括功率交互模式、单极运行模式和孤岛运行模式；

[0025] 所述功率交互模式时，直流断路器均闭合，实现单极直流系统与双极直流系统的有功功率交互；

[0026] 所述单极运行模式时，单极侧功率模块中的直流断路器闭合，双极侧功率模块中与双极直流系统中发生故障的单极端连接的直流断路器断开，另一个直流断路器闭合；

[0027] 所述孤岛运行模式时，单极侧功率模块中的电力电子器件闭锁，双极侧功率模块中的电力电子器件互补导通。

[0028] 与最接近的现有技术相比，本发明的优异效果是：

[0029] 1、本发明技术方案中，采用含有新型单双极转换变换器的双极直流配网结构能够维持双极直流系统的双极电压均衡，节省了现有低压直流架构(low-voltage direct

current,LVDC)中电压均衡器,克服了带有该变换器器所导致的系统架构复杂的问题;

[0030] 2、本发明技术方案中,所提出的单双极转换变换器具体实施电路采用中频变压器实现高升压比(5-10倍),从而能够实现低压双极直流系统与中压直流的连接,使得使低压双极直流系统扩展到中压直流系统;

[0031] 3、本发明技术方案中,所提出的单双极转换变换器具体实施电路能够实现双极直流系统的不对称运行,具备自动分配功率的能力;具体实现方式是调整开关S_{23}占空比,并保证S_{23}、S_{24}互补导通;假设S_{23}占空比为D,则S_{24}占空比为1-D稳态时$\frac{U_{2_P}}{U_{2_N}}=\frac{1-D}{D}$,即通过控制占空比D可以保证输出双极电压均衡,流过双极的电流取决于变换器双极所接的外电路,实现双极之间的功率分配由外电路自主决定的功能;

[0032] 4、本发明提供的一种单双极性转换直流变换器,电路结构紧凑,所需开关元件数量更少,因而具有更高的功率密度;

[0033] 5、本发明提供的一种单双极性转换直流变换器,包括功率交互模式、单极运行模式和孤岛运行模式;正常工作时采用功率交互模式;双极侧发生外部短路故障时,采用单极运行模式;单极侧发生外部短路故障时,采用孤岛运行模式,维持双极电压均衡;

[0034] 6、本发明提供的一种单双极性转换直流变换器,通过调整中频变压器的绕组变压器,能够实现单极直流系统和双极直流系统之间的电气隔离;同时适用于高变压比场合。

附图说明

[0035] 下面结合附图对本发明进一步说明。

[0036] 图1是:现有双极直流配网的系统结构;

[0037] 图2是:本发明实施例中新型双极直流配网系统结构;

[0038] 图3是:图1中的单双极性转换直流变换器的一种具体电路结构图;

[0039] 图4是:本发明实施例中一种单双极性转换直流变换器结构图;

[0040] 图5是:本发明实施例中单极直流系统向双极直流系统传递有功功率时,直流变换器的电力电子器件波形时序图;

[0041] 图6是:本发明实施例中双极直流系统向单极直流系统传递有功功率时,直流变换器的电力电子器件波形时序图。

具体实施方式

[0042] 下面详细描述本发明的实施例,所述实施例的示例在附图中示出,其中自始至终相同或类似的标号表示相同或类似的元件或具有相同或类似功能的元件。下面通过参考附图描述的实施例是示例性的,旨在用于解释本发明,而不能理解为对本发明的限制。

[0043] 图1示出了双极直流配电网架构中的直流变换器的结构图,其中一种单双极性转换直流变换器的结构图如图3所示;所述单双极性转换直流变换器存在下述缺陷:

[0044] ①:图1所示结构中为保证电压平衡能力,需要增设电压平衡器DC Voltage Balancer,造成系统结构臃肿、复杂;

[0045] ②:该单双极性转换直流变换器采用非隔离型双向斩波电路,非隔离型双向斩波电路的升压比仅在2-5左右,从而使得双极低压直流配电系统不能较好的与中压直流系统

互联；本申请中所涉及的单双极转换变换器通过调节变压器原副边匝比，能够实现5-10倍的高升压比；

[0046] ③：图1所示结构中单极直流系统与双极直流系统不能实现电气隔离，极大限制了多端直流配网的发展，同时降低了系统安全性；

[0047] ④：单双极性转换直流变换器不能实现软开关功能，限制了系统效率；本申请所提出的变换器考虑软开关问题时，则需要考虑电力电子开关本身寄生的结电容以及并联在开关元件两端的电容；在开关元件导通前，与之并联的结电容放电，开关元件实现零电压导通，即实现了ZVS软开关功能。

[0048] 为克服上述缺陷，本发明提供的一种实现单极直流系统与双极直流系统之间进行功率交互的直流变换器，如图4注：下同所示：

[0049] 该直流换流器包括分别与中频变压器T_r的两端连接的单极侧功率模块和双极侧功率模块；

[0050] (1)单极侧功率模块的结构为：

[0051] 单极侧功率模块包括电力电子器件全桥电路、稳压电容和直流断路器；

[0052] ①：稳压电容并联在电力电子器件全桥电路中相邻两个桥臂的两端，用于抑制由于直流断路器S_{w1}的开关过程引起的电压波动；

[0053] ②：稳压电容的一端通过直流断路器接入单极直流系统，另一端直接接入单极直流系统；

[0054] 如图所示，稳压电容C_1并联在电力电子器件S_{11}和S_{12}所在桥臂的两端，电力电子器件S_{11}所在支路通过直流断路器S_{w1}接入单极直流系统；

[0055] (2)双极侧功率模块的结构为：

[0056] 双极侧功率模块包括电力电子器件全桥电路、电容、稳压电容、电抗器和直流断路器；

[0057] ①：电力电子器件全桥电路中的两个相邻桥臂分别通过电抗器和直流断路器接入双极直流系统，两个桥臂的连接点与中频变压器的一端相连；电力电子器件全桥电路中的另外两个相邻桥臂的连接点与中频变压器的另一端相连，且该连接点接地；

[0058] 如图所示，电力电气器件S_{21}和S_{22}所在的相邻桥臂的连接点与中频变压器的一端连接；S_{21}所在支路通过电抗器L_{2_P}和直流断路器S_{w2_P}接入双极直流系统的正极端U_{2_P}；S_{22}所在支路通过电抗器L_{2_N}和直流断路器S_{w2_N}接入双极直流系统的负极端U_{2_N}；

[0059] ②：电容用于对双极侧功率模块中的功率进行汇集，该电容连接于电力电子器件全桥电路中与电抗器相连的连接点之间；

[0060] 如图所示，电容C_{couple}并联在电力电子器件S_{21}-S_{22}所在的桥臂和电力电子器件S_{23}-S_{24}所在的桥臂；

[0061] ③：稳压电容用于抑制由于直流断路器的开关过程引起的电压波动，电抗器与直流断路器的连接点通过稳压电容接地；

[0062] 如图所示，稳压电容C_{2_P}连接于电抗器L_{2_P}和直流断路器S_{w2_P}的连接点后接地；稳压电容C_{2_N}连接于电抗器L_{2_N}和直流断路器S_{w2_N}的连接点后接地；

[0063] ④：电抗器、电容和电力电子器件全桥电路中接地的桥臂构成电压均衡电路，用于均衡直流变换器向双极直流系统的正极端和负极端的输出电压；

[0064] 如图所示，电压均衡电路包括电容C_{couple}，电力电子器件S_{23}和S_{24}所在桥臂，电抗器L_{2_P}和L_{2_N}。

[0065] 本发明提供的用于实现单极直流系统与双极直流系统之间进行功率交互的直流变换器的工作过程为：

[0066] 其中，单极侧功率模块中电力电子器件全桥电路的相邻桥臂以50％占空比互补导通，即电力电子器件S_{11}和S_{14}同时导通，电力电子器件S_{12}和S_{13}同时导通；

[0067] 双极侧功率模块中电力电子器件全桥电路每相桥臂的上下两管互补导通，即电力电子器件S_{21}和S_{22}互补导通，S_{23}和S_{24}互补导通，以防止桥臂直通损坏电力电子元件；为防止变压器出现直流偏磁，加在变压器双极侧的电压应当不含有直流分量，因此S_{21}与S_{22}的导通占空比相同。在上述条件下，为在变压器双极侧获得有效值最大的交流电压，本申请提出了适用于该电路的双下降沿调制策略，如附图5和附图6所示。此时电力电子开关S_{21}和S_{23}载波相位相差180°，从而保证双极侧输出交流电压具有最大的有效值，也即该单双极转换变换器具有在上述占空比限制条件下最大的功率传输能力。

[0068] (1)功率交互模式；

[0069] ①：当中频变压器的单极直流系统侧的相位超前双极直流系统侧时，有功功率由单极侧向双极侧传递，图5示出了该模式下直流变换器的电力电子器件波形时序图；

[0070] 其中，T_S为一个开关周期，V_P为变压器单极系统侧电压，D为S_{21}与S_{23}导通占空比，Φ_t为图5所示相角差，$-\Phi_t$为图6所示相角差，$\frac{n_1 V_S}{n_2}$为变压器副边电压折算到原边对应数值。

[0071] t_0-t_1时刻，变压器一次侧S_{11}、S_{14}导通，变压器二次侧S_{22}、S_{23}导通；L_{2_P}经S_{22}续流，同时C_{couple}向L_{2_N}充电；则$\frac{di_L}{dt}$为：

[0072] $$\frac{di_L}{dt}=U_1+\frac{n_1}{n_2}U_{couple} \quad (1)$$

[0073] t_1-t_2时刻，变压器一次侧S_{11}、S_{14}导通，变压器二次侧S_{22}、S_{24}导通；C_{couple}向L_{2_P}充电，同时L_{2_N}经S_{24}续流；则$\frac{di_L}{dt}$为：

[0074] $$\frac{di_L}{dt}=U_1 \quad (2)$$

[0075] t_2-t_3时刻，变压器一次侧S_{11}、S_{14}导通，变压器二次侧S_{21}、S_{24}导通；C_{couple}向L_{2_P}充电，同时L_{2_N}经S_{24}续流；则$\frac{di_L}{dt}$为：

[0076] $$\frac{di_L}{dt}=U_1-\frac{n_1}{n_2}U_{couple} \quad (3)$$

[0077] t_3-t_4时刻，变压器一次侧S_{12}、S_{13}导通，变压器二次侧S_{21}、S_{24}导通；C_{couple}向L_{2_P}充电，同时L_{2_N}经S_{24}续流；则$\frac{di_L}{dt}$为：

[0078] $$\frac{di_L}{dt}=-U_1-\frac{n_1}{n_2}U_{couple} \quad (4)$$

[0079] t_4-t_5时刻，变压器一次侧S_{12}、S_{13}导通，变压器二次侧S_{22}、S_{23}导通；C_{couple}向L_{2_P}充电，同时L_{2_N}经S_{23}续流；此时P>0，则$\frac{di_L}{dt}$为：

[0080] $$\frac{di_L}{dt}=-U_1+\frac{n_1}{n_2}U_{couple} \quad (5)$$

[0081] ②：当中频变压器的双极直流系统侧的相位超前单极直流系统侧时，有功功率由双极侧向单极侧传递，图6示出了该模式下直流变换器的电力电子器件波形时序图；

[0082] t_0-t_1时刻，变压器一次侧S_{12}、S_{13}导通，变压器二次侧S_{22}、S_{23}导通；U_{2_P}经S_{23}向L_{2_P}充电，同时C_{couple}经S_{23}向L_{2_N}充电；则$\frac{di_L}{dt}$为：

[0083] $$\frac{di_L}{dt}=-U_1+\frac{n_1}{n_2}U_{couple} \quad (6)$$

[0084] t_1-t_2时刻，变压器一次侧S_{12}、S_{13}导通，变压器二次侧S_{22}、S_{24}导通；U_{2_P}经L_{2_P}向C_{couple}充电，同时L_{2_N}经S_{24}续流；则$\frac{di_L}{dt}$为：

[0085] $$\frac{di_L}{dt}=-U_1 \quad (7)$$

[0086] t_2-t_3时刻，变压器一次侧S_{12}、S_{13}导通，变压器二次侧S_{21}、S_{24}导通；U_{2_P}经L_{2_P}向C_{couple}充电，同时L_{2_N}经S_{24}续流；则$\frac{di_L}{dt}$为：

[0087] $$\frac{di_L}{dt}=-U_1-\frac{n_1}{n_2}U_{couple} \quad (8)$$

[0088] t_3-t_4时刻，变压器一次侧S_{11}、S_{14}导通，变压器二次侧S_{21}、S_{24}导通；U_{2_P}经L_{2_P}向C_{couple}充电，同时L_{2_N}经S_{24}续流；则$\frac{di_L}{dt}$为：

[0089] $$\frac{di_L}{dt}=U_1-\frac{n_1}{n_2}U_{couple} \quad (9)$$

[0090] t_4-t_5时刻，变压器一次侧S_{11}、S_{14}导通，变压器二次侧S_{22}、S_{23}导通；C_{couple}经S_{23}向L_{2_N}充电，U_{2_P}经S_{23}向L_{2_P}充电；则$\frac{di_L}{dt}$为：

[0091] $$\frac{di_L}{dt}=U_1+\frac{n_1}{n_2}U_{couple} \quad (10)$$

[0092] (2)单极运行模式：

[0093] 当双极直流系统发生单极故障时，直流变换器采用单极运行模式；

[0094] 若正极端发生故障，则直流断路器S_{w2_P}断开，稳压电容C_{2_P}和C_{2_N}的电压值维持在

正常工作电压值；

[0095] 若负极端发生故障，则直流断路器S_{w2_N}断开，稳压电容C_{2_P}和C_{2_N}的电压值维持在正常工作电压值。

[0096] (3)孤岛运行模式；

[0097] 当单极直流系统发生故障时，直流断路器采用孤岛运行模式；

[0098] 电力电子器件S_{11}、S_{12}、S_{13}、S_{14}、S_{21}和S_{22}闭锁，电压均衡电路维持双极电压均衡，即电力电气器件S_{23}和S_{24}互补导通，调节S_{23}占空比以维持双极系统电压均衡。

[0099] 将本发明提供的直流换流器接入不同系统时，中频变压器的绕组比采用不同的变比：

[0100] (1)实施例I中将直流变换器接入储能单元时，双极直流系统的电压为±170V，单极直流系统电压为48V，则中频变压器双极侧与单极侧的绕组变比为7:1；

[0101] 若双极直流系统中电能盈余时，储能单元吸收多余的电能；

[0102] 若双极直流系统中电能不足时，储能单元释放相应的电能；现有储能技术通过电芯并联组成单元电池以提高电池通流能力，再将多个单元电池串联以提高电池工作电压。但是随串联单元电池数的增多，单元电池之间的均压问题日益凸显。本申请中单双极转换变换器通过中频变压器实现高升压比，可以降低对储能装置耐压的要求，也即降低了所需串联的单元电池数目，提高了装置整体的可靠性。

[0103] (2)实施例II中将单极直流系统和双极直流系统互联，双极直流系统的电压为±150V，单极直流系统电压为300V，此时电容C_{couple}两端电压为300V，则中频变压器双极侧与单极侧的绕组变比为1:1，用于对单极直流系统和双极直流系统进行电气隔离。

[0104] 本申请中引用的相关文献为：

[0105] [1]Zhang X,Gong C.Dual-Buck Half-Bridge Voltage Balancer[J].Industrial Electronics,IEEE Transactions on,2013,60(8):3157-3164；

[0106] [2]Kakigano H,Miura Y,Ise T.Low-voltage bipolar-type DC microgrid for super high quality distribution[J].Power Electronics,IEEE Transactions on,2010,25(12):3066-3075；

[0107] [3]Moia J,Lago J,Perin A J,et al.Comparison of three-phase PWM rectifiers to interface Ac grids and bipolar Dc active distribution networks[C]//Power Electronics for Distributed Generation Systems(PEDG),20123rd IEEE International Symposium on.IEEE,2012:221-228；

[0108] [4]Rivera S,Wu B,Wang J,et al.Electric vehicle charging station using a neutral point clamped converter with bipolar DC bus and voltage balancing circuit[C]//Industrial Electronics Society,IECON2013-39th Annual Conference of the IEEE.IEEE,2013:6219-6226；

[0109] [5]Lago J,Moia J,Heldwein M L.Evaluation of power converters to implement bipolar DC active distribution networks—DC-DC converters[C]//Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE),2011IEEE.IEEE,2011:985-990。

[0110] 最后应当说明的是：所描述的实施例仅是本申请一部分实施例，而不是全部的实施例。基于本申请中的实施例，本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得

的所有其他实施例,都属于本申请保护的范围。

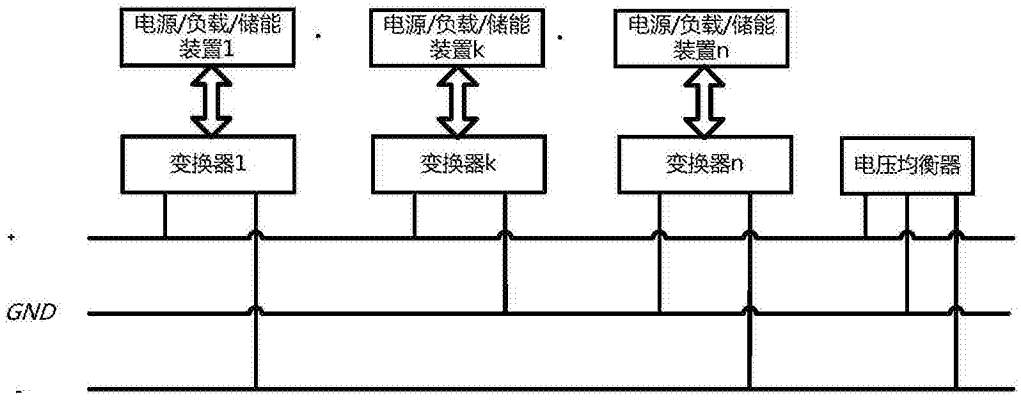

电源/负载/储能装置1
电源/负载/储能装置k
电源/负载/储能装置n
变换器1
变换器k
变换器n
电压均衡器
+
GND
-

图1

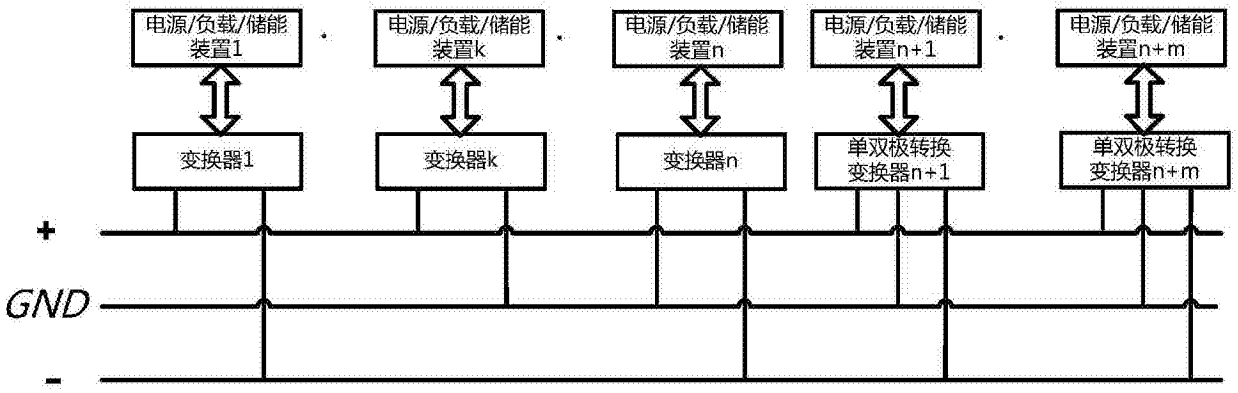

电源/负载/储能装置1
电源/负载/储能装置k
电源/负载/储能装置n
电源/负载/储能装置n+1
电源/负载/储能装置n+m
变换器1
变换器k
变换器n
单双极转换变换器n+1
单双极转换变换器n+m
+
GND
-

图2

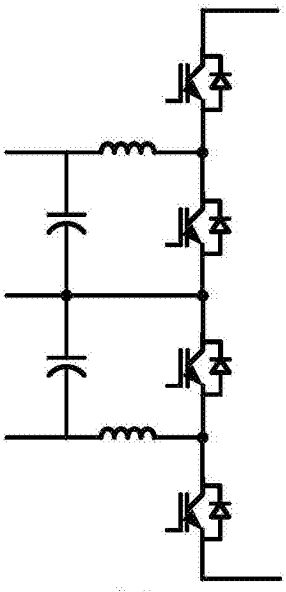


图3

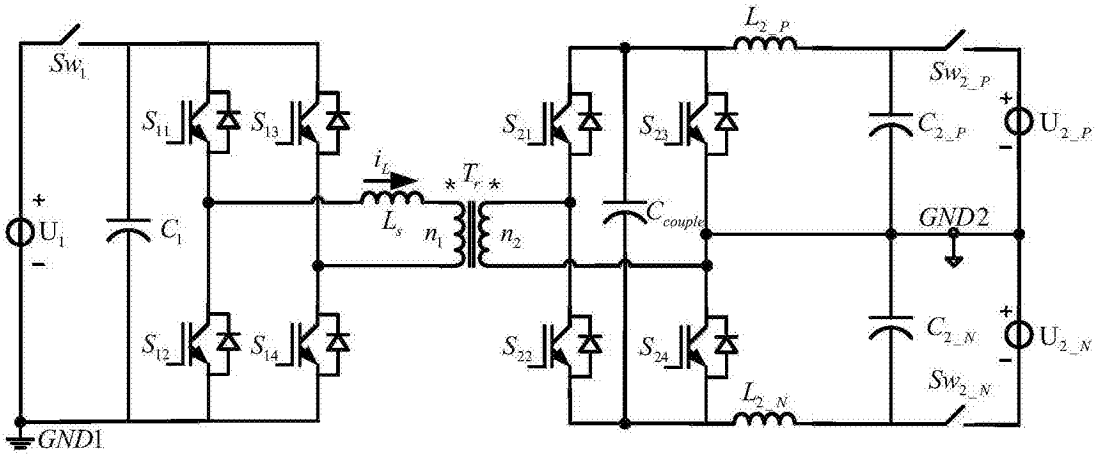

Sw1
S11
S13
S12
S14
U1
C1
GND1
iL
Ls
n1
n2
S21
S23
S22
S24
Ccouple
L2_P
L2_N
Sw2_P
Sw2_N
C2_P
C2_N
U2_P
U2_N
GND2

图4

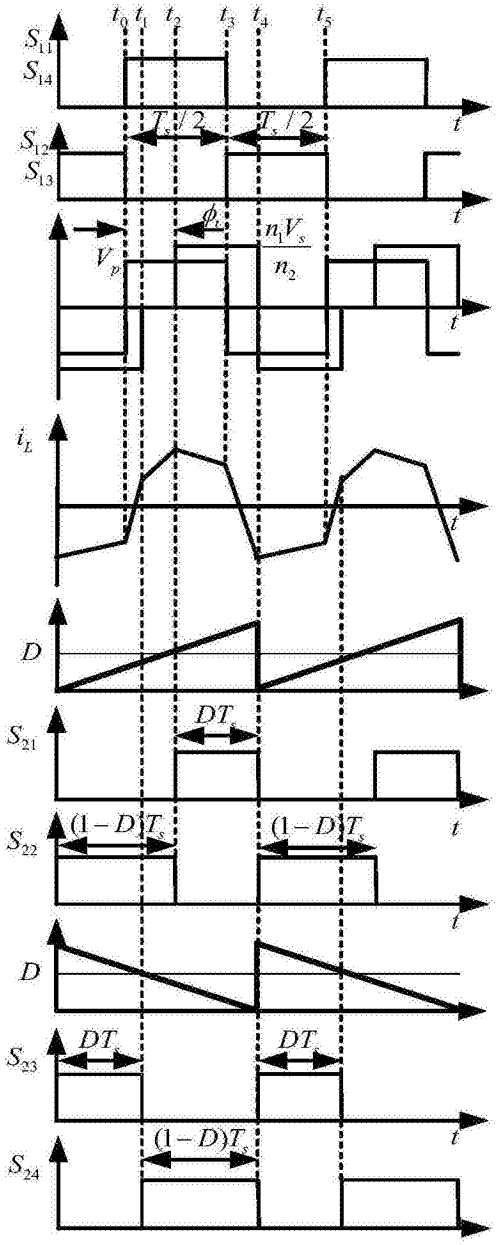

t_0 t_1 t_2 t_3 t_4 t_5
S_{11}
S_{14}
$T_s/2$ $T_s/2$
S_{12}
S_{13}
ϕ_t
V_p
$\frac{n_1V_s}{n_2}$
i_L
D
DT_s
S_{21}
$(1-D)T_s$ $(1-D)T_s$
S_{22}
S_{23}
S_{24}
t

图5

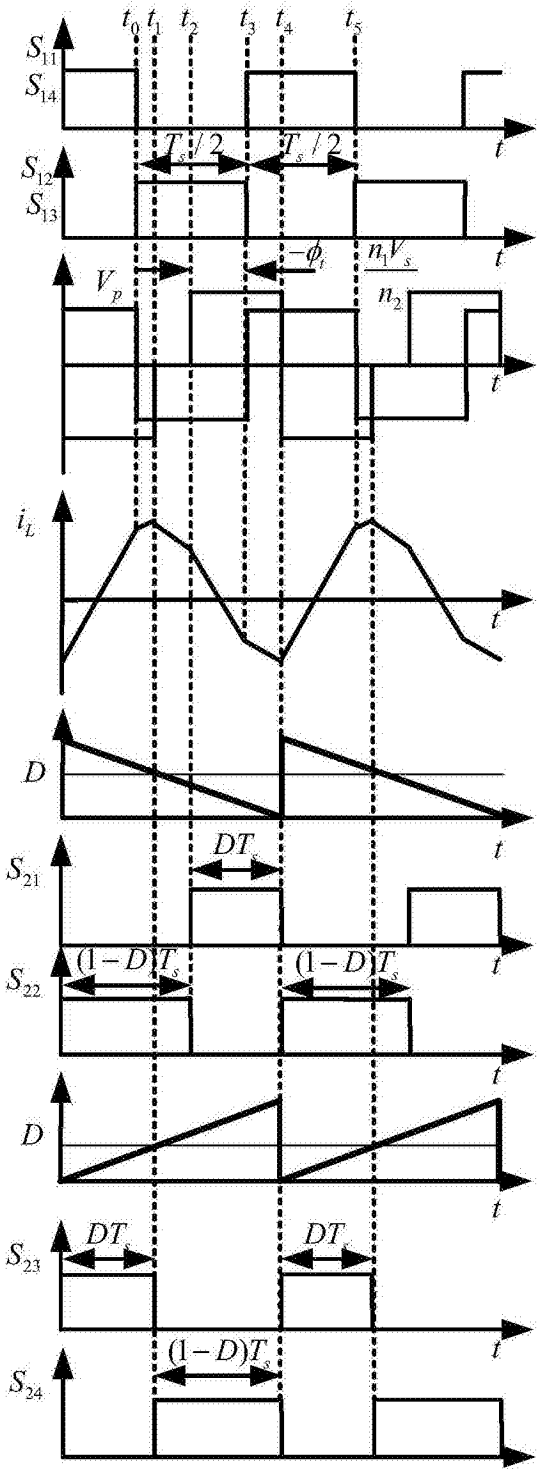

t_0 t_1 t_2 t_3 t_4 t_5
S_{11}
S_{14}
$T_s/2$ $T_s/2$
S_{12}
S_{13}
$-\phi_t$
V_p
$\frac{n_1V_s}{n_2}$
i_L
D
DT_s
S_{21}
$(1-D)T_s$ $(1-D)T_s$
S_{22}
S_{23}
S_{24}
t

图6