



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 108134384 B

(45)授权公告日 2020.06.02

(21)申请号 201711453648.4
 (22)申请日 2017.12.28
 (65)同一申请的已公布的文献号
 申请公布号 CN 108134384 A
 (43)申请公布日 2018.06.08
 (73)专利权人 清华大学
 地址 100084 北京市海淀区清华园1号
 (72)发明人 魏应冬 李明睿 袁志昌 李笑倩
 赵荔 陆超 姜齐荣 刘文华
 韩英铎 张树卿 谢小荣 宋强
 于庆广
 (74)专利代理机构 北京清亦华知识产权代理事
 务所(普通合伙) 11201
 代理人 廖元秋
 (51)Int.Cl.
 H02J 1/00(2006.01)
 H02M 3/158(2006.01)
 (56)对比文件
 CN 105375757 A,2016.03.02,
 CN 106253725 A,2016.12.21,

CN 107425713 A,2017.12.01,
 CN 105576982 A,2016.05.11,
 CN 102195289 A,2011.09.21,
 CN 105897018 A,2016.08.24,
 CN 104753043 A,2015.07.01,
 CN 106505899 A,2017.03.15,
 US 2016233762 A1,2016.08.11,
 CN 106849717 A,2017.06.13,
 EP 2241001 A1,2010.10.20,
 CN 105450045 A,2016.03.30,
 CN 106787877 A,2017.05.31,
 Zhiqiang Guo,etc..Analysis and
 Evaluation of Dual Half-Bridge Cascaded
 Three-Level DC-DC Converter for Reducing
 Circulating Current Loss.《IEEE JOURNAL OF
 EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER
 ELECTRONICS》.2017,第5卷(第1期),
 杨晓峰 等.用于直流电网的大容量 DC/DC
 变换器研究综述.《电网技术》.2016,第40卷(第3
 期),

审查员 时海涛

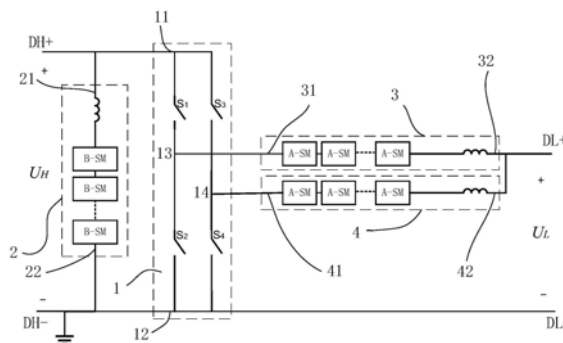
权利要求书5页 说明书17页 附图11页

(54)发明名称
 交错连接软开关混合型多电平直流互联变
 流器

(57)摘要

本发明提出一种交错连接软开关混合型多
 电平直流互联变流器,属于中高压直流输、配电
 技术领域。变流器包括桥式斩波器、电力电子电
 容桥臂和两个相同的电力电子电抗桥臂;桥式斩
 波器两桥臂均分别由两个电力电子串联开关组
 串联构成;桥式斩波器正极接入该变流器高压正
 极端,负极接入该变流器高压负极端;电容桥臂
 正极接入该变流器高压正极端,负极接入该变流
 器高压负极端;两电抗桥臂正极分别接入桥式斩
 波器两桥臂中点,两电抗桥臂负极均接入该变流
 器低压正极端。本发明采用无变压器的非隔离方
 式实现不同直流电压等级的功率变换,使电力电

子串联开关组内全部开关器件实现零电流转换
 软开关,具有高转换效率、损耗小、动态均压易实
 现和高经济成本优势。



CN 108134384 B

1. 一种交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器,其特征在于,包括一个桥式斩波器,一个电力电子电容桥臂和两个相同的电力电子电抗桥臂;

所述桥式斩波器具有两个并联的桥臂,第一桥臂由第一电力电子串联开关组和第二电力电子串联开关组串联后构成,第二桥臂由第三电力电子串联开关组和第四电力电子串联开关组串联后构成;第一、第三电力电子串联开关组的正极并联接入所述桥式斩波器的正极,第二、第四电力电子串联开关组的负极并联接入所述桥式斩波器的负极,第一电力电子串联开关组的负极和第二电力电子串联开关组的正极均接入桥式斩波器中第一桥臂的中点,第三电力电子串联开关组的负极和第四电力电子串联开关组的正极均接入桥式斩波器中第二桥臂的中点;

其中,所述桥式斩波器的正极接入该直流互联变流器的高压正极端,该桥式斩波器的负极接入该直流互联变流器的高压负极端;所述电力电子电容桥臂的正极接入该直流互联变流器的高压正极端,该电力电子电容桥臂的负极接入该直流互联变流器的高压负极端;第一电力电子电抗桥臂的正极接入所述桥式斩波器中第一桥臂的中点,第一电力电子电抗桥臂的负极接入直流互联变流器的低压正极端;第二电力电子电抗桥臂的正极接入所述桥式斩波器中第二桥臂的中点,第二电力电子电抗桥臂的负极接入该直流互联变流器的低压正极端。

2. 如权利要求1所述的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器,其特征在于,将流过一个电力电子串联开关组的电流由额定电流逐渐下降至0,同时流过另一个电力电子串联开关组的电流以相同速率由0逐渐上升至额定电流的过程称为一次换流;该直流互联变流器一个运行周期内共有四次换流,设第一电力电子串联开关组导通时刻为一个运行周期的初始时刻,则四次换流依次为第四、第一电力电子串联开关组间的换流,第一、第三电力电子串联开关组间的换流,第三、第二电力电子串联开关组间的换流,以及第二、第四电力电子串联开关组间的换流;且满足:

第一电力电子串联开关组于第一次换流开始前导通,第二次换流结束后关断;第二电力电子串联开关组于第三次换流开始前导通,第四次换流结束后关断;第三电力电子串联开关组于第二次换流开始前导通,第三次换流结束后关断;第四电力电子串联开关组于第四次换流开始前导通,第一次换流结束后关断;

自第一电力电子串联开关组、第三电力电子串联开关组分别导通时刻起各经过 dT_s 后触发第二电力电子串联开关组、第四电力电子串联开关组导通;且第一电力电子串联开关组先于第二电力电子串联开关组导通前受控关断,第三电力电子串联开关组先于第四电力电子串联开关组导通前受控关断;

自第二电力电子串联开关组、第四电力电子串联开关组分别导通时刻起各经过 $(1-d)T_s$ 后触发第一电力电子串联开关组、第三电力电子串联开关组导通;且第二电力电子串联开关组先于第一电力电子串联开关组导通前受控关断,第四电力电子串联开关组先于第三电力电子串联开关组导通前受控关断;

其中, T_s 为该直流互联变流器的运行周期; d 为该直流互联变流器的占空比,按照以下公式计算:

$$d = \frac{u_L}{u_H}$$

式中, U_H 为该直流互联变流器的高压端口电压, U_L 为该直流互联变流器的低压端口电压。

3. 如权利要求1所述的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器, 其特征在于, 各所述电力电子串联开关组均由 p 个相同的电力电子开关依次串联构成; 其中, 第1个电力电子开关的正极作为该电力电子串联开关组的正极, 第 p 个电力电子开关的负极作为该电子串联开关组的负极; p 为正整数, 且满足关系:

$$p \geq \frac{U_H}{U_s}$$

式中, U_H 为该直流互联变流器的高压正极端到高压负极端之间电压差的额定值; U_s 为单个电力电子开关的额定工作电压。

4. 如权利要求3所述的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器, 其特征在于, 所述电力电子电容桥臂, 由 n 个B型电压源子模块B-SM依次级联构成的B型模块链和第一电抗器串联构成; 其中, 第1个B型电压源子模块的交流正极接入所述B型模块链的正极端口, 第 n 个B型电压源子模块的交流负极接入所述B型模块链的负极端口; 所述B型模块链的正极端口接入第一电抗器一端, 该电抗器的另一端接入所述电力电子电容桥臂的正极, 所述B型模块链的负极端口接入所述电力电子电容桥臂的负极; n 为正整数, 且满足关系:

$$n = \frac{U_H + U_C}{U_B} + t_B$$

式中, U_H 为该直流互联变流器的高压正极端到高压负极端之间电压差的额定值; U_B 为每个B型电压源子模块的额定直流电压; U_C 为第一电抗器两端受控电压的幅值, U_C 为 U_B 的 R 倍, 根据B型子模块类型, 取 $R=1/2, 1$ 或 2 ; t_B 为冗余B型电压源子模块个数, 取 $t_B=0, 1$ 或 2 ;

所述第一、第二电力电子电抗桥臂, 均分别由 m 个A型电压源子模块A-SM依次级联构成的A型模块链和第二电抗器串联构成; 各电力电子电抗桥臂中: 第1个A型电压源子模块的交流正极接入所述A型模块链的正极端口, 第 m 个A型电压源子模块的交流负极接入所述A型模块链的负极端口; 所述A型模块链的负极端口接入第二电抗器一端, 该电抗器的另一端接入该电力电子电抗桥臂的负极, 所述A型模块链的正极端口接入该电力电子电抗桥臂的正极; m 为正整数, 且满足关系:

$$m = \frac{\max\{U_H - U_L + U_D, U_L + U_D\}}{U_A} + t_A$$

式中, U_L 为该直流互联变流器的低压正极端到低压负极端之间电压差的额定值; U_A 为每个A型电压源子模块的额定直流电压; U_D 为第二电抗器两端受控电压幅值, U_D 为 U_A 的 R 倍, 根据A型子模块类型, 取 $R=1/2, 1$ 或 2 ; t_A 为冗余A型电压源子模块个数, 取 $t_A=0, 1$ 或 2 ;

所述电力电子电容桥臂中第一电抗器的电感值 L_C 与单个电力电子电抗桥臂中第二电抗器的电感值 L_L 满足关系:

$$\frac{L_C}{L_L} = \frac{U_C}{U_D}$$

且满足关系:

$$\begin{cases} \frac{2I_L}{DT_s} < \frac{U_D}{L_L} < \left(\frac{di}{dt}\right)_m, & \text{当 } 0 < D \leq 0.5 \\ \frac{2I_L}{(1-D)T_s} < \frac{U_D}{L_L} < \left(\frac{di}{dt}\right)_m, & \text{当 } 0.5 < D < 1 \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{U_H}{\frac{DT_s}{2} - \frac{L_L I_L}{U_D}} < \left(\frac{dv}{dt}\right)_m, & \text{当 } 0 < D \leq 0.5 \\ \frac{U_H}{\frac{(1-D)T_s}{2} - \frac{L_L I_L}{U_D}} < \left(\frac{dv}{dt}\right)_m, & \text{当 } 0.5 < D < 1 \end{cases}$$

式中, $(di/dt)_m$ 、 $(dv/dt)_m$ 分别为该直流互联变流器所允许的最大电流变化率 di/dt 与电压变化率 dv/dt , T_s 为该直流互联变流器的运行周期, I_L 为该直流互联变流器的低压侧额定电流, D 为该直流互联变流器的额定占空比, $D=U_H/U_L$ 。

5. 如权利要求4所述的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器, 其特征在于,

各所述B型电压源子模块(B-SM)均为单相电压源型变流器结构, 具有 t 个输出电平, t 为正整数且满足 $t \geq 2$; 记B-SM交流正、负极间电压为 u_{SMB} , 流经B-SM的电流为 i_{SMB} , 且以B-SM正极端到负极端为正方向; 所述B型电压源子模块中包括 f 个直流电容, f 为正整数且满足 $t > f \geq 1$, 其中B型电压源子模块内第 v 个直流电容正极与负极之间的电压差为该直流电容的直流电压 U_{bv} , $v=1, 2, \dots, f$, B型电压源子模块额定直流电压 U_B 满足关系:

$$U_B \leq \sum_{v=1}^f U_{bv}$$

该B型电压源子模块内部所有电力电子开关受控关断时, 若流经B-SM的电流 i_{SMB} 方向为负, 则B-SM端口电压 u_{SMB} 幅值近似为零;

各所述A型电压源子模块(A-SM)均为单相电压源型变流器结构, 具有 r 个输出电平, r 为正整数且满足 $r \geq 3$; 记A-SM交流正、负极间电压为 u_{SMA} , 流经A-SM的电流为 i_{SMA} , 且均以A-SM正极端到负极端为正方向; 所述A型电压源子模块中包括 g 个直流电容, g 为正整数且满足 $r > g \geq 1$, 其中A型电压源子模块内第 u 个直流电容正极与负极之间的电压差为该直流电容的直流电压 U_{au} , $u=1, 2, \dots, g$, A型电压源子模块额定直流电压 U_A 满足关系:

$$U_A \leq \sum_{u=1}^g U_{au}$$

该A型电压源子模块内部所有电力电子开关受控关断时, 若电流 i_{SMA} 尚未降低至零, 则电压 u_{SMA} 极性与A型电压源子模块电流 i_{SMA} 极性始终保持一致, 且 u_{SMA} 的幅值与A-SM额定直流电压 U_A 大小相同; 当电流 i_{SMA} 降低至零时, A-SM正、负端口间可承受正、负双极性电压, 且A型电压源子模块交流正、负极间电压 u_{SMA} 变化范围满足:

$$-U_A \leq u_{SMA} \leq U_A。$$

6. 如权利要求5所述的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器, 其特征在于, 该直流互联变流器允许直流电流在高压和低压端口之间双向流动时,

所述桥式斩波器内的四个电力电子串联开关组结构相同, 各电力电子串联开关组内的

电力电子开关选择以下类型器件中的任一种:1) 逆导型IGBT,2) 逆导型IGCT或逆导型GTO,3) 逆导型晶闸管;其中,IGBT的集电极作为电力电子开关的正极,IGBT的发射极作为电力电子开关的负极;晶闸管、GTO或IGCT的阳极分别与反并联二极管的阴极共同作为电力电子开关的正极,晶闸管、GTO或IGCT的阴极与反并联二极管的阳极共同作为电力电子开关的负极;

所述B型电压源子模块选用以下类型中的任一种:1) 半桥子模块,对应 $t=2$ 、 $f=1$;2) 双半桥子模块,对应 $t=3$ 、 $f=2$;3) 带阻断开关的T型中点箝位子模块,对应 $t=3$ 、 $f=2$;4) 飞跨电容型三电平子模块,对应 $t=3$ 、 $f=2$;

所述A型电压源子模块选用全桥子模块,对应 $r=3$ 、 $g=1$ 。

7. 如权利要求5所述的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器,其特征在于,该直流互联变流器仅允许直流电流从高压直流端口流向低压直流端口时,

所述桥式斩波器内,第一、第三电力电子串联开关组相同,第二、第四电力电子串联开关组相同;其中,第一、第三电力电子串联开关组内的电力电子开关选择以下类型器件中的任一种:1) IGBT,2) 晶闸管,3) GTO或IGCT;且以IGBT的集电极作为电力电子开关的正极,以IGBT的发射极作为电力电子开关的负极,或者以IGCT、GTO或晶闸管的阳极作为电力电子开关的正极,IGCT、GTO或晶闸管的阴极作为电力电子开关的负极;第二、第四电力电子串联开关组内的电力电子开关选择二极管,且以二极管的阴极作为电力电子开关的正极,二极管的阳极作为电力电子开关的负极;

所述B型电压源子模块选用以下类型中的任一种:1) 半桥子模块,对应 $t=2$ 、 $f=1$;2) 双半桥子模块,对应 $t=3$ 、 $f=2$;3) 带阻断开关的T型中点箝位子模块,对应 $t=3$ 、 $f=2$;4) 飞跨电容型三电平子模块,对应 $t=3$ 、 $f=2$;

所述A型电压源子模块选用以下类型中的任一种:1) 第二对角桥式子模块,对应 $r=3$ 、 $g=1$;2) 正向电流流入的飞跨电容三电平单极电流模块,对应 $r=3$ 、 $g=2$;3) 正向电流流入的中点箝位三电平单极电流模块,对应 $r=3$ 、 $g=2$;4) 正向电流流入的交错连接三电平子模块,对应 $r=3$ 、 $g=2$ 。

8. 如权利要求5所述的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器,其特征在于,该直流互联变流器仅允许直流电流从低压直流端口流向高压直流端口时,

所述桥式斩波器内,第一、第三电力电子串联开关组相同,第二、第四电力电子串联开关组相同;其中,第一、第三电力电子串联开关组内的电力电子开关选择二极管,且以二极管的阴极作为电力电子开关的正极,二极管的阳极作为电力电子开关的负极;第二、第四电力电子串联开关组内的电力电子开关选择以下类型器件中的任一种:1) IGBT,2) 晶闸管,3) GTO或IGCT;且以IGBT的集电极作为电力电子开关的正极,以IGBT的发射极作为电力电子开关的负极,或者以IGCT、GTO或晶闸管的阳极作为电力电子开关的正极,IGCT、GTO或晶闸管的阴极作为电力电子开关的负极;

所述B型电压源子模块选用以下类型中的任一种:1) 半桥子模块,对应 $t=2$ 、 $f=1$;2) 双半桥子模块,对应 $t=3$ 、 $f=2$;3) 带阻断开关的T型中点箝位子模块,对应 $t=3$ 、 $f=2$;4) 飞跨电容型三电平子模块,对应 $t=3$ 、 $f=2$;

所述A型电压源子模块选用以下类型中的任一种:1) 第一对角桥式子模块,对应 $r=3$ 、 $g=1$;2) 正向电流流出的飞跨电容三电平单极电流模块,对应 $r=3$ 、 $g=2$;3) 正向电流流出的

中点箝位三电平单极电流模块,对应 $r=3$ 、 $g=2$;4) 正向电流流出的交错连接三电平子模块,对应 $r=3$ 、 $g=2$ 。

交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器

技术领域

[0001] 本发明属于中高压直流输、配电技术领域,特别涉及一种交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器,具备升压和降压直流变换的能力。

背景技术

[0002] 当前高压柔直输电(VSC-HVDC)的功率和电压等级已达到百兆瓦(MW)及上百千伏(kV)。从MW级光伏电场或海上风电的直流汇集,到大容量直流储能系统和电压直流电机驱动的涌现,都存在不同电压等级直流输、配电系统的互联需求。而随着直流电网概念的提出,由于其可满足分布式能源的分散接入与大量直流负荷用电的需求,且有助于提升电能质量,进行系统扩容及提高供电半径,在未来具有广阔的发展前景,这更迫切要求高压直流变换(HVDC-DC)技术的深入研究。尽管低压直流变换领域已有大量的研究和成熟产品,但串联IGBT(绝缘栅双极型晶体管)组在硬开关条件下,开通与关断时电压、电流波形出现交叠,其动态均压问题和高损耗问题,极高的电压变化率 dv/dt 、电流变化率 di/dt 危害以及3300V及以上耐压等级的大功率容量IGBT器件散热容量决定的难以超过数百Hz的开关频率,均阻碍了常规的低压DC-DC变流技术在高压领域的应用。

[0003] 为实现高压直流线路之间的互联,大容量DC-DC变换器除进行直流电压等级调节以外,通常需满足如下技术需求:1)快速调节功率,实现功率双向流动;2)对包含单极和双极2种运行方式的直流电网系统,需进行单双极性的变换;3)一定的故障电流耐受能力和故障隔离能力;4)直流侧电流谐波含量小。另外,DC-DC变换器应尽量减小重量、体积,并降低成本与损耗。另外,在大规模可再生能源汇集的应用中,系统功率由可再生能源向高压直流电网单向输送,不在要求功率双向流动能力,这将有利于简化系统拓扑,降低硬件成本投入。

[0004] 国内外对高压直流变换技术的发展长期较为缓慢,但随着当前需求的迅速增加已引起业内广泛兴趣,相关研究已给出多种DC-DC变换器拓扑,在未来直流电网领域中具有一定的应用前景。近年出现的HVDC-DC技术研究以隔离型变流器为主,多采用变压器实现电压变换与电气隔离,典型的如:1)通过大量高频链DC-AC-DC单元的串、并联实现的高压直流变换(De Doncker,R.W.A.A.,Divan,D.M.,Kheraluwala,M.H.,'A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications',IEEE Trans.Ind.Appl.,pp.63-73,1991);2)基于IGBT直接串联的双侧有源桥(DAB)结构或采用谐振方式通过变压器实现电气隔离和变压(Soltau,N.,Stagge,H.,De Doncker,R.W.,et al.,'Development and demonstration of a medium-voltage high-power DC-DC converter for DC distribution systems'.2014IEEE 5th Int.Symp.on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG),pp.1-8,2014);3)采用单相或三相模块化多电平(MMC)结构的端对端(Front-to-Front,F2F)方式实现的隔离和变压(Adam,G.P.,Finney,S.J.,Williams,B.W.,'Hybrid converter with ac side cascaded H-bridge cells against H-bridge alternative arm modular multilevel converter:

steady-state and dynamic performance', IET Gener. Transm. Distrib., pp.318-328, 2013)。其中类型1) 高频变压器自身损耗, 高频变压器绝缘和容量等级受到技术限制, 且控制较为复杂, 进一步扩大容量和电压等级比较局限; 类型2) IGBT器件和电容数量少, 其中双侧有源桥DAB方式常使用方波调制, 开关器件在零电流条件下导通与关断, 因此开关损耗较低, 但存在dv/dt极大的缺点, 且串联器件的驱动一致性和均压问题存在挑战; 而谐振方式则存在器件电压、电流应力大的问题, 均难以适用于超大功率容量应用场合; 类型3) 的单个开关频率较低, 适于超大功率和高压应用, 且可通过准两电平调制减小dv/dt, 但IGBT器件和电容数量最多, 经济性不高。而且1) ~3) 均存在额外的变压器损耗, 不利于提高转换效率。

[0005] 与隔离型HVDC-DC变流器相比, 非隔离型HVDC-DC技术在电气隔离强制需求和电压变比不太高的场合, 可省去变压器而具有天然的成本和效率优势。对非隔离型HVDC-DC技术的相关研究近几年刚刚起步, 但也得出了不少研究成果, 典型的如1) 采用模块化多电平构成的推挽方式或谐振型变流器 (Ferreira, J.A., 'The multilevel modular DC converter', IEEE Trans. Power Electron., pp.4460-4465, 2013); 2) 在端对端变流器基础上采用模块化多电平与变压器构成的非隔离型变流器 (Schon, A., Bakran, M.M., 'A new HVDC-DC converter with inherent fault clearing capability'. 2013 15th European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE), pp.1-10, 2013); 3) 采用模块化多电平构成的混合级联型变流器 (Jie, Y., Zhiyuan, H., Hui, P., et al., 'The hybrid-cascaded DC-DC converters suitable for HVdc applications', IEEE Trans. Power Electron., pp.5358-5363, 2015)。其中类型1) 开关器件上的电流、电压应力较大, 且通常只有一相, 导致输入输出侧电流纹波较大, 因此不太适合用于高压大功率应用; 类型2) 与隔离型端对端变流器相比对变压器容量的需求有所减少, 对可用容量的利用率也较高, 但损耗有所增加; 类型3) 损耗较低, 电压、电流应力也较小, 但使用的IGBT器件和电容数量多, 成本较高。

发明内容

[0006] 本发明的目的是为了克服已有技术的不足之处, 提供一种交错连接软开关混合型模块化多电平直流互联变流器。本发明采用无变压器的非隔离方式实现不同直流电压等级的功率变换, 是具有高转换效率和高经济成本优势的双向DC-DC方案。

[0007] 本发明采用如下技术方案:

[0008] 一种交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器, 包括一个桥式斩波器, 一个电力电子电容桥臂和两个相同的电力电子电抗桥臂;

[0009] 所述桥式斩波器具有两个并联的桥臂, 第一桥臂由第一电力电子串联开关组和第二电力电子串联开关组串联后构成, 第二桥臂由第三电力电子串联开关组和第四电力电子串联开关组串联后构成; 第一、第三电力电子串联开关组的正极并联接入所述桥式斩波器的正极, 第二、第四电力电子串联开关组的负极并联接入所述桥式斩波器的负极, 第一电力电子串联开关组的负极和第二电力电子串联开关组的正极均接入桥式斩波器中第一桥臂的中点, 第三电力电子串联开关组的负极和第四电力电子串联开关组的正极均接入桥式斩波器中第二桥臂的中点;

[0010] 其中,所述桥式斩波器的正极接入该直流互联变流器的高压正极端,该桥式斩波器的负极接入该直流互联变流器的高压负极端;所述电力电子电容桥臂的正极接入该直流互联变流器的高压正极端,该电力电子电容桥臂的负极接入该直流互联变流器的高压负极端;第一电力电子电抗桥臂的正极接入所述桥式斩波器中第一桥臂的中点,第一电力电子电抗桥臂的负极接入直流互联变流器的低压正极端;第二电力电子电抗桥臂的正极接入所述桥式占波器中第二桥臂的中点,第二电力电子电抗桥臂的负极接入该直流互联变流器的低压正极端。

[0011] 可选地,将流过一个电力电子串联开关组的电流由额定电流逐渐下降至0,同时流过另一个电力电子串联开关组的电流以相同速率由0逐渐上升至额定电流的过程称为一次换流;该直流互联变流器一个运行周期内共有四次换流,设第一电力电子串联开关组导通时刻为一个运行周期的初始时刻,则四次换流依次为第四、第一电力电子串联开关组间的换流,第一、第三电力电子串联开关组间的换流,第三、第二电力电子串联开关组间的换流,以及第二、第四电力电子串联开关组间的换流;且满足:

[0012] 第一电力电子串联开关组于第一次换流开始前导通,第二次换流结束后关断;第二电力电子串联开关组于第三次换流开始前导通,第四次换流结束后关断;第三电力电子串联开关组于第二次换流开始前导通,第三次换流结束后关断;第四电力电子串联开关组于第四次换流开始前导通,第一次换流结束后关断;

[0013] 自第一电力电子串联开关组、第三电力电子串联开关组分别导通时刻起各经过 dT_s 后触发第二电力电子串联开关组、第四电力电子串联开关组导通;且第一电力电子串联开关组先于第二电力电子串联开关组导通前受控关断,第三电力电子串联开关组先于第四电力电子串联开关组导通前受控关断;

[0014] 自第二电力电子串联开关组、第四电力电子串联开关组分别导通时刻起各经过 $(1-d)T_s$ 后触发第一电力电子串联开关组、第三电力电子串联开关组导通;且第二电力电子串联开关组先于第一电力电子串联开关组导通前受控关断,第四电力电子串联开关组先于第三电力电子串联开关组导通前受控关断;

[0015] 其中, T_s 为该直流互联变流器的运行周期; d 为该直流互联变流器的占空比,按照以下公式计算:

$$[0016] \quad d = \frac{u_L}{u_H}$$

[0017] 式中, u_H 为该直流互联变流器的高压端口电压, u_L 为该直流互联变流器的低压端口电压。

[0018] 本发明的特点及有益效果:

[0019] 本发明提出的一类交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器,采用无变压器的非隔离方式实现不同直流电压等级的功率变换。通过多个电力电子串联开关组和由不同类型电压源子模块级联而成的多个桥臂(chain-link)构成的一类混合型拓扑,通过对桥臂电压的精确调制实现对内部串联电抗器电流的精确控制,可实现直流功率的单向或双向流动。

[0020] 该类拓扑具有以下优势:1)通过桥臂端电压和桥臂电流的准两电平调制,有效降低了串联开关组内开关器件的 di/dt 和 dv/dt 应力,有助于组内开关采用晶闸管和IGCT等闸

流管型开关器件,降低整体成本;2) 交错并联的两相结构配合桥臂电流的精确控制,使电力电子串联开关组内全部开关器件实现ZCT(零电流转换)软开关,具有损耗小,动态均压易于实现的优点,并且当开关串联组采用晶闸管时,可有效实现晶闸管的强迫关断;3) 实现ZCT的电力电子串联开关组能以较高开关频率运行,显著降低桥臂内各子模块直流电容容值和串联电抗感值,因而可大大降低了无源器件的成本和损耗;4) 交错并联的两相结构和准两电平电流调制,可提高变流器内开关器件利用率,降低整体工程造价;5) 当桥臂采用单极电流型电压源子模块级联而成,可降低桥臂内50%数量的电力电子开关,进一步降低整体造价。

[0021] 因此,本方案是一种适于无需电气隔离场合实现直流电网互联,具有高转换效率和高经济成本优势的双向DC-DC方案。在直流电网互联、大功率容量储能、新能源接入及柔直输电多点互联等领域均具有广泛的应用前景和经济技术优势。

附图说明

[0022] 图1是本发明的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器的结构示意图;

[0023] 图2是本发明的电力电子串联开关组S1的结构示意图;

[0024] 图3是本发明的电力电子电容桥臂2的结构示意图;

[0025] 图4是本发明的电力电子电抗桥臂3、4的结构示意图;

[0026] 图5是本发明的B型电压源子模块具体结构示意图;

[0027] 图6是本发明的A型电压源子模块具体结构示意图;

[0028] 图7是本发明的电力电子开关的电路结构图,图7(a)是IGBT、IEGT的集电极作为电力电子开关的正极,发射极作为电力电子开关的负极;图7(b)是IGCT、GTO的阳极与二极管的阴极并联作为电力电子开关的正极,IGCT、GTO的阴极与二极管的阳极并联作为电力电子开关的负极;图7(c)是晶闸管的阳极与二极管的阴极并联作为电力电子开关的正极,晶闸管的阴极与二极管的阳极并联作为电力电子开关的负极;

[0029] 图8是本发明的直流电流仅可单向流动的直流互联变流器示意图,图8(a)是直流电流仅从高压直流端口流向低压直流端口的示意图,图8(b)是直流电流仅从低压直流端口流向高压直流端口的示意图;

[0030] 图9是本发明的电压源子模块的电路结构图,图9(a)是正向电流流入的飞跨电容三电平单极电流模块A₃₋₁(专利公开号CN106849717A);图9(b)正向电流流入的中点箝位三电平单极电流模块A₄₋₁(专利公开号CN106505899A);图9(c)是正向电流流出的飞跨电容三电平单极电流模块A₃₋₂(专利公开号CN106849717A);图9(d)正向电流流出的中点箝位三电平单极电流模块A₄₋₂(专利公开号CN106505899A);

[0031] 图10是由本发明的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器构成的双极直流输配电系统的结构示意图;

[0032] 图11是本发明的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器的系统控制框图;

[0033] 图12是本发明的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器的运行原理图;

[0034] 图13是本发明的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器的相关电气量及其参考方向示意图;

[0035] 图14是本发明的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器的预充电电路图;

[0036] 图15是本发明交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器的具体实施例结构示意图。

具体实施方式

[0037] 本发明提出的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器,结合附图和具体实施例进一步说明如下。

[0038] 本发明的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器的电路结构如图1所示,为单极电路结构,该电路包括一个由四个电力电子串联开关组构成的桥式斩波器1,一个电力电子电容桥臂2和两个相同的电力电子电抗桥臂3和4;桥式斩波器1具有两个并联的桥臂,如图2所示,第一桥臂由第一电力电子串联开关组S1和第二电力电子串联开关组S2串联后构成,第二桥臂由第三电力电子串联开关组S3和第四电力电子串联开关组S4串联后构成;第一、第三电力电子串联开关组的正极并联接入桥式斩波器1的正极11,第二、第四电力电子串联开关组的负极并联接入桥式斩波器1的负极12,第一电力电子串联开关组S1的负极和第二电力电子串联开关组S2的正极均接入桥式斩波器中第一桥臂的中点13,第三电力电子串联开关组S3的负极和第四电力电子串联开关组S4的正极均接入桥式斩波器中第二桥臂的中点14;其中,桥式斩波器1的正极11接入直流互联变流器的高压正极端DH+,其负极12接入直流互联变流器的高压负极端DH-;电力电子电容桥臂2的正极21接入直流互联变流器的高压正极端DH+,电力电子电容桥臂2的负极22接入直流互联变流器的高压负极端DH-;电力电子电抗桥臂3的正极31接入桥式斩波器1的第一桥臂的中点13,电力电子电抗桥臂3的负极32接入直流互联变流器的低压正极端DL+;电力电子电抗桥臂4的正极41接入桥式斩波器1的第二桥臂的中点14,电力电子电抗桥臂4的负极42接入直流互联变流器的低压正极端DL+。

[0039] 所述直流互联变流器高压正极端DH+到高压负极端DH-之间的电压差为高压端口电压 u_H ,额定值为 U_H ,直流互联变流器低压正极端DL+到低压负极端DL-之间的电压差为低压端口电压 u_L ,额定值为 U_L 。

[0040] 将流过一个电力电子串联开关组的电流由额定电流逐渐下降至0,同时流过另一个电力电子串联开关组的电流以相同速率由0逐渐上升至额定电流的过程称为一次换流;该直流互联变流器一个运行周期内共有四次换流,设第一电力电子串联开关组导通时刻为一个运行周期的初始时刻,则四次换流依次为第四、第一电力电子串联开关组间的换流,第一、第三电力电子串联开关组间的换流,第三、第二电力电子串联开关组间的换流,以及第二、第四电力电子串联开关组间的换流;且满足:

[0041] 第一电力电子串联开关组于第一次换流开始前导通,第二次换流结束后关断;第二电力电子串联开关组于第三次换流开始前导通,第四次换流结束后关断;第三电力电子串联开关组于第二次换流开始前导通,第三次换流结束后关断;第四电力电子串联开关组于第四次换流开始前导通,第一次换流结束后关断;

[0042] 自第一电力电子串联开关组S1、第三电力电子串联开关组S3分别导通时刻起各经过 dT_s 后触发第二电力电子串联开关组S2、第四电力电子串联开关组S4导通;且第一电力电子串联开关组S1先于第二电力电子串联开关组S2导通前受控关断,第三电力电子串联开关组S3先于第四电力电子串联开关组S4导通前受控关断;

[0043] 自第二电力电子串联开关组S2、第四电力电子串联开关组S4分别导通时刻起各经过 $(1-d)T_s$ 后触发第一电力电子串联开关组S1、第三电力电子串联开关组S3导通；且第二电力电子串联开关组S2先于第一电力电子串联开关组S1导通前受控关断，第四电力电子串联开关组S4先于第三电力电子串联开关组S3导通前受控关断；

[0044] 其中， T_s 为该交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器的运行周期； d 为该交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器的占空比 d ，按照以下公式计算：

$$[0045] \quad d = \frac{u_L}{u_H}$$

[0046] 所述电力电子串联开关组S1、S2、S3、S4，每个串联开关组均由 p 个相同的电力电子开关依次串联构成，以S1为例其具体连接方式如图2所示。第1个电力电子开关的正极作为该电力电子串联开关组S1的正极，第 i 个电力电子开关的负极与第 $i+1$ 个电力电子开关的正极相连，($i=1, 2, \dots, p-1$)，第 p 个电力电子开关的负极作为该电力电子串联开关组S1的负极。 p 为正整数，且应满足关系：

$$[0047] \quad p \geq \frac{U_H}{U_s}$$

[0048] 式中， U_s 为每个电力电子开关的额定工作电压。

[0049] 所述电力电子电容桥臂2，由 n 个相同的B型电压源子模块(B-SM)依次级联构成的B型模块链和一个电抗器 L_2 串联构成，具体连接方式如图3所示：第1个B-SM的交流正极接入B型模块链的正极端口 $B+$ ，第 j 个B-SM的交流负极与第 $j+1$ 个B-SM的交流正极相连，($j=1, 2, \dots, n-1$)，第 n 个B-SM的交流负极接入B型模块链的负极端口 $B-$ ；正极端口 $B+$ 接入电抗器 L_2 一端，电抗器 L_2 的另一端接入电力电子电容桥臂2的正极21，负极端口 $B-$ 接入电力电子电容桥臂2的负极22； n 为正整数，且满足关系：

$$[0050] \quad n = \frac{U_H + U_C}{U_B} + t_B$$

[0051] 式中， U_B 为每个B型电压源子模块的额定直流电压； U_C 为电抗器 L_2 两端受控电压的幅值， U_C 为单个B-SM额定直流电压 U_B 的 R 倍(根据B型子模块类型，通常取 $R=1/2, 1$ 或 2)； t_B 为冗余B型电压源子模块个数，通常取 $t_B=0, 1$ 或 2 。

[0052] 所述电力电子电抗桥臂3和4，均由 m 个相同的A型电压源子模块(A-SM)级联构成的A型模块链和一个电抗器串联构成，以电力电子电抗桥臂3为例，其具体连接方式如图4所示：第1个A-SM的交流正极接入A型模块链的正极端口 $A+$ ，第 k 个A-SM的交流负极与第 $k+1$ 个A-SM的交流正极相连，($k=1, 2, \dots, m-1$)，第 m 个A-SM的交流负极接入A型模块链的负极端口 $A-$ ；负极端口 $A-$ 接入电抗器 L_3 一端，该电抗器 L_3 的另一端接入电力电子电抗桥臂3的负极32，正极端口 $A+$ 接入电力电子电抗桥臂3的正极31； m 为正整数，且满足关系：

$$[0053] \quad m = \frac{\max\{U_H - U_L + U_D, U_L + U_D\}}{U_A} + t_A$$

[0054] 式中， U_A 为每个A型电压源子模块的额定直流电压， U_D 为电抗器 L_3 两端受控电压幅值， U_D 为A-SM额定直流电压 U_A 的 R 倍(根据A型子模块类型，通常取 $R=1/2, 1$ 或 2)； t_A 为冗余A型电压源子模块个数，通常取 $t_A=0, 1$ 或 2 。

[0055] 电力电子电容桥臂2中电抗器 L_2 的电感值 L_C 与电力电子电抗桥臂3或4中电抗器(L_3)

或 L_4)的电感值 L_L 应满足关系:

$$[0056] \quad \frac{L_C}{L_L} = \frac{U_C}{U_D}$$

[0057] 考虑变流器使用的器件所允许的最大 di/dt 与 dv/dt ,应满足关系:

$$[0058] \quad \begin{cases} \frac{2I_L}{DT_s} < \frac{U_D}{L_L} < \left(\frac{di}{dt}\right)_m, & \text{当 } 0 < D \leq 0.5 \\ \frac{2I_L}{(1-D)T_s} < \frac{U_D}{L_L} < \left(\frac{di}{dt}\right)_m, & \text{当 } 0.5 < D < 1 \end{cases}$$

$$[0059] \quad \begin{cases} \frac{U_H}{\frac{DT_s}{2} - \frac{L_L I_L}{U_D}} < \left(\frac{dv}{dt}\right)_m, & \text{当 } 0 < D \leq 0.5 \\ \frac{U_H}{\frac{(1-D)T_s}{2} - \frac{L_L I_L}{U_D}} < \left(\frac{dv}{dt}\right)_m, & \text{当 } 0.5 < D < 1 \end{cases}$$

[0060] 式中, $(di/dt)_m$ 、 $(dv/dt)_m$ 分别为该变流器所允许的最大电流变化率 di/dt 与电压变化率 dv/dt , T_s 为该变流器的运行周期, I_L 为该变流器的低压侧额定电流, D 为该变流器的额定占空比, $D=U_H/U_L$ 。

[0061] 所述B型电压源子模块(B-SM)均为单相电压源型变流器结构,具有 t (t 为正整数且满足 $t \geq 2$)个输出电平;记B-SM交流正、负极间电压为 u_{SMB} ,流经B-SM的电流为 i_{SMB} ,且均以B-SM正极端到负极端为正方向,参见图5;所述B型电压源子模块中包括 f 个直流电容(f 为正整数且满足 $t > f \geq 1$),其中B型电压源子模块内第 v 个直流电容正极与负极之间的电压差为该直流电容的直流电压 U_{bv} ($v=1, 2, \dots, f$),B型电压源子模块额定直流电压 U_B 通常满足关系:

$$[0062] \quad U_B \leq \sum_{v=1}^f U_{bv}$$

[0063] 在B-SM内部所有电力电子开关受控关断时,若流经B-SM的电流 i_{SMB} 方向为负,则B-SM端口电压 u_{SMB} 幅值近似为零。

[0064] 所述B-SM包括但不限于以下功率子模块类型:

[0065] 半桥子模块(简称HBSM,属于公知内容),记为 B_1 型子模块,对应 $t=2$ 、 $f=1$;双半桥子模块(属于公知内容),记为 B_2 型子模块,对应 $t=3$ 、 $f=2$;带阻断开关的T型中点箝位子模块(属于公知内容),记为 B_3 型子模块,对应 $t=3$ 、 $f=2$;飞跨电容型三电平子模块(属于公知内容),记为 B_4 型子模块,对应 $t=3$ 、 $f=2$;所述 B_1 — B_4 型子模块均为公知的标准电路。

[0066] 所述A型电压源子模块(A-SM)均为单相电压源型变流器结构,具有 r (r 为正整数且满足 $r \geq 3$)个输出电平;记A-SM交流正、负极间电压为 u_{SMA} ,流经A-SM的电流为 i_{SMA} ,且均以A-SM正极端到负极端为正方向,参见图6;所述A型电压源子模块中包括 g 个直流电容(g 为正整数且满足 $r > g \geq 1$),其中A型电压源子模块内第 u 个直流电容正极与负极之间的电压差为该直流电容的直流电压 U_{au} ($u=1, 2, \dots, g$),A型电压源子模块额定直流电压 U_A 通常满足关系:

$$[0067] \quad U_A \leq \sum_{u=1}^g U_{au}$$

[0068] 在A-SM内部所有电力电子开关受控关断时,若电流 i_{SMA} 尚未降低至零,则电压 u_{SMA} 极性与A型电压源子模块电流 i_{SMA} 极性始终保持一致,且 u_{SMA} 的幅值与A-SM额定直流电压 U_A 大小相同;当电流 i_{SMA} 降低至零(电流截止)时,A-SM正、负端口间可承受正、负双极性电压,且A型电压源子模块交流正、负极间电压 u_{SMA} 变化范围满足:

[0069] $-U_A \leq u_{SMA} \leq U_A$

[0070] 所述A-SM包括但不限于以下功率子模块类型:

[0071] 全桥子模块(简称FBSM,属于公知内容)记为 A_1 型电压源子模块,对应 $r=3, g=1$;第一对角桥式子模块(简称DBSM,专利公开号CN105450045A)记为 A_{2-1} 型电压源子模块,对应 $r=3, g=1$,第二对角桥式子模块(简称DBSM,专利公开号CN105450045A)记为 A_{2-2} 型电压源子模块,对应 $r=3, g=1$;飞跨电容三电平单极电流模块(专利公开号CN106849717A),记为 A_3 型电压源子模块,对应 $r=3, g=2$;中点箝位三电平单极电流模块(专利公开号CN106505899A),记为 A_4 型电压源子模块,对应 $r=3, g=2$;单极电流交错连接三电平子模块(专利公开号CN106452104A),记为 A_5 型电压源子模块,对应 $r=3, g=2$ 。所述 A_1 — A_5 型电压源子模块均为公知的标准电路。

[0072] 所述A型电压源子模块和B型电压源子模块,其中的电力电子开关通常采用逆导型IGBT或IGCT(可单独使用或混用)。

[0073] 根据传输直流功率运行范围,本发明所述的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器包括I型、II型两类。I型直流互联变流器允许直流电流在高压和低压端口之间双向流动,II型直流互联变流器仅允许直流电流单向流动。

[0074] 所述I型交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器, S_1, S_2, S_3, S_4 四个电力电子串联开关组构成均相同,每个电力电子串联开关组包括 p 个相同的电力电子开关。其中电力电子开关可选择以下类型器件:1)逆导型IGBT,见图7(a);2)逆导型IGCT或逆导型GTO,见图7(b);3)逆导型晶闸管,见图7(c)。其中,IGBT的集电极作为电力电子开关的正极,发射极作为电力电子开关的负极,见图7(a);晶闸管、GTO或IGCT的阳极分别与反并联二极管的阴极共同作为电力电子开关的正极,晶闸管、GTO或IGCT的阴极与反并联二极管的阳极共同作为电力电子开关的负极,见图7(b)、(c)。其中B型电压源子模块可采用包括但不限于 B_1 — B_4 型电压源子模块中的任何一种,A型电压源子模块通常采用 A_1 型电压源子模块。

[0075] 所述II型交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器,包括两种类型,II-1:直流电流仅允许从高压直流端口流向低压直流端口,见图8(a);II-2:直流电流仅允许从低压直流端口流向高压直流端口,见图8(b)。

[0076] 对于本发明仅允许直流电流从高压直流端口流向低压直流端口的II-1型交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器,电力电子串联开关组 S_1, S_3 相同,其中电力电子开关通常选择IGBT、晶闸管、GTO或IGCT,以IGBT的集电极作为电力电子开关的正极,发射极作为电力电子开关的负极,或者以IGCT、GTO或晶闸管的阳极作为电力电子开关的正极,IGCT、GTO或晶闸管的阴极作为电力电子开关的负极;电力电子串联开关组 S_2, S_4 相同,其中的电力电子开关通常选择二极管,以二极管的阴极作为电力电子开关的正极,二极管的阳极作为电力电子开关的负极。其中B型电压源子模块可采用 B_1 — B_4 型子模块中的任何一种,A型电压源子模块通常采用第二对角桥式子模块 A_{2-2} (专利公开号

[0077] CN105450045A)、正向电流流入的飞跨电容三电平单极电流模块 A_{3-1} (专利公开号

CN106849717A, 见图9(a))、正向电流流入的中点箝位三电平单极电流模块 A_{4-1} (专利公开号CN106505899A, 见图9(b))、正向电流流入的交错连接三电平子模块 A_{5-1} (专利公开号CN106452104A)。

[0078] 对于本发明仅允许直流电流从低压直流端口流向高压直流端口的II-2型交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器, 电力电子串联开关组S1、S3相同, 其中的电力电子开关通常选择二极管, 以二极管的阴极作为电力电子开关的正极, 二极管的阳极作为电力电子开关的负极; 电力电子串联开关组S2、S4相同, 其中电力电子开关通常选择IGBT、晶闸管、GTO或IGCT, 以IGBT的集电极作为电力电子开关的正极, 发射极作为电力电子开关的负极, 或者以IGCT、GTO或晶闸管的阳极作为电力电子开关的正极, IGCT、GTO或晶闸管的阴极作为电力电子开关的负极。其中, B型电压源子模块可采用 B_1 — B_4 型子模块中的任何一种, A型电压源子模块通常采用第一对角桥式子模块 A_{2-1} (专利公开号CN105450045A)、正向电流流出的飞跨电容三电平单极电流模块 A_{3-2} (专利公开号CN106849717A, 见图9(c))、正向电流流出的中点箝位三电平单极电流模块 A_{4-2} (专利公开号CN106505899A, 见图9(d))、正向电流流出的交错连接三电平子模块 A_{5-2} (专利公开号CN106452104A)。

[0079] 图9(c)所示正向电流流出的飞跨电容三电平单极电流模块, 由第一并联支路、第二并联支路和第二电容 C_2 构成, 第一并联支路包括第一全控开关器件 T_1 、第二全控开关器件 T_2 、第一二极管 D_1 、第二二极管 D_2 和第一电容 C_1 , 第二并联支路包括全控开关器件单元 T_3 、二极管单元 D_3 ; 其中, 第一全控开关器件 T_1 发射极与第二全控开关器件 T_2 的集电极相连, 第二全控开关器件 T_2 发射极与第一二极管 D_1 的阴极连接于飞跨电容三电平单极电流模块的一个端口A, 第一二极管 D_1 阳极与第二二极管 D_2 的阴极相连, 第一电容 C_1 阳极共同与第一全控开关器件 T_1 的发射极和第二全控开关器件 T_2 的集电极相连, 第一电容 C_1 的阴极共同与第一二极管 D_1 的阳极和第二二极管 D_2 的阴极相连, 全控开关器件单元 T_3 集电极与二极管单元 D_3 的阳极连接于飞跨电容三电平单极电流模块的另一个端口B, 第一并联支路的阳极、第二并联支路的阳极与第二电容 C_2 的阳极相互连接, 第一并联支路的阴极、第二并联支路的阴极与第二电容 C_2 的阴极相互连接。

[0080] 图9(d)所示正向电流流出的中点箝位三电平单极电流模块, 包括四个全控开关器件 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 、两个二极管单元 D_1 、 D_2 、两个电容 C_1 、 C_2 以及两个二极管 D_3 、 D_4 ; 其中, 第一全控开关器件 T_1 的发射极与第二全控开关器件 T_2 的集电极相连于E点, 第二全控开关器件 T_2 的发射极与第一二极管单元 D_1 的阴极相连, 作为中点箝位三电平单极电流模块的一个端口A; 第三全控开关器件 T_3 的发射极与第四全控开关器件 T_4 的集电极相连于F点, 第三全控开关器件 T_3 的集电极与第二二极管单元 D_2 的阳极相连, 作为中点箝位三电平单极电流模块的另一个端口B; 第一电容 C_1 的阴极与第二电容 C_2 的阳极相连于O点; 第一全控开关器件 T_1 的集电极、第二二极管单元 D_2 的阴极与第一电容 C_1 的阳极相互连接, 第一二极管单元 D_1 的阳极、第四全控开关器件 T_4 的发射极与第二电容 C_2 的阴极相互连接, 第三二极管单元 D_3 的阴极接入E点、第三二极管单元 D_3 的阳极接入O点, 第四二极管单元 D_4 的阴极接入O点、第四二极管单元 D_4 的阳极接入F点。

[0081] 基于本发明提出的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器, 可构成双极直流输配电系统, 其电路结构如图10所示。该双极直流输配电系统包括两个相同的交错连接软开关混合型多电平直流互联变流器, 分别为正极变流器10与负极变流器20。其中正极变

流器10的高压正极端DH1+作为双极直流输配电系统的高压正极端,低压正极端DL1+作为双极直流输配电系统的低压正极端,高压负极端DH1-和低压负极端DL1-均接入大地;负极变流器20的高压负极端DH2-作为双极直流输配电系统的高压负极端,低压负极端DL2-作为双极直流输配电系统的低压负极端,高压正极端DH2+和低压正极端DL2+均接入大地。

[0082] 该双极直流输配电系统中正极变流器10的桥式斩波器中各电力电子串联开关组的开断方式与图1所示单极变流器相同,此处不再赘述;负极变流器20的桥式斩波器中各电力电子串联开关组的开断方式与正极变流器10相反,具体为:

[0083] 负极变流器一个运行周期内共有四次换流,设第一电力电子串联开关组导通时刻为一个运行周期的初始时刻,则四次换流依次为第四、第一电力电子串联开关组间的换流,第一、第三电力电子串联开关组间的换流,第三、第二电力电子串联开关组间的换流,以及第二、第四电力电子串联开关组间的换流;且满足:

[0084] 第一电力电子串联开关组于第一次换流开始前导通,第二次换流结束后关断;第二电力电子串联开关组于第三次换流开始前导通,第四次换流结束后关断;第三电力电子串联开关组于第二次换流开始前导通,第三次换流结束后关断;第四电力电子串联开关组于第四次换流开始前导通,第一次换流结束后关断。

[0085] 自第一电力电子串联开关组S1、第三电力电子串联开关组S3分别导通时刻起各经过 $(1-d)T_s$ 后触发第二电力电子串联开关组S2、第四电力电子串联开关组S4导通;且第一电力电子串联开关组S1先于第二电力电子串联开关组S2导通前受控关断,第三电力电子串联开关组S3先于第四电力电子串联开关组S4导通前受控关断;

[0086] 自第二电力电子串联开关组S2、第四电力电子串联开关组S4分别导通时刻起各经过 dT_s 后触发第一电力电子串联开关组S1、第三电力电子串联开关组S3导通;且第二电力电子串联开关组S2先于第一电力电子串联开关组S1导通前受控关断,第四电力电子串联开关组S4先于第三电力电子串联开关组S3导通前受控关断;

[0087] 其中, T_s 为负极交错连接软开关直流互联变流器的运行周期; d 为负极交错连接软开关直流互联变流器的占空比,按照以下公式计算:

$$[0088] \quad d = \frac{u_L}{u_H}$$

[0089] 式中, u_H 为负极交错连接软开关直流互联变流器的高压端口电压, u_L 为负极交错连接软开关直流互联变流器的低压端口电压。

[0090] 图1所示变流器的控制框图如图11所示,运行原理图如图12所示,相关电气量及其参考方向如图13所示。控制目标为低压侧的额定电流 I_L 恒定,保证低压侧电流 i_L 在给定的参考值 I_L 附近一定范围内波动。变流器控制包括以下环节和步骤:

[0091] (1) 基本参考值计算环节:

[0092] 预先设定电力电子串联开关组S1、S2、S3、S4的开关周期,即变流器的运行周期 T_s 。

[0093] 测量变流器高压端口电压 u_H ,低压端口电压 u_L 。根据下式计算变流器占空比 d :

$$[0094] \quad d = \frac{u_L}{u_H}$$

[0095] 测量电力电子电容桥臂2中各子模块直流电压 $u_{SM2i'}$,电力电子电抗桥臂3、4中各子模块直流电压 $u_{SM3j'}$ 、 $u_{SM4k'}$,其中 i' 、 j' 、 k' 分别为电力电子电容桥臂2,电力电子电抗桥臂3、

4中各子模块的序号, $i' = 1, 2, \dots, n, j' = 1, 2, \dots, m, k' = 1, 2, \dots, m$ 。

[0096] 以电力电子电抗桥臂3为例,根据下式计算开关组S1导通期间,电力电子电抗桥臂3中A型电压源子模块电压参考值 u_{Aref1} :

$$[0097] \quad u_{Aref1} = \frac{u_H - u_L}{\left[(u_H - u_L) / U_A - \frac{1}{2} \right]}$$

[0098] 根据下式计算开关组S2导通期间,电力电子电抗桥臂3中A型电压源子模块电压参考值 u_{Aref2} :

$$[0099] \quad u_{Aref2} = \frac{u_L}{\left[u_L / U_A - \frac{1}{2} \right]}$$

[0100] 以 u_{Aref1} 、 u_{Aref2} 的平均值作为一个开关周期内电力电子电抗桥臂3、4中A型子模块电压参考值 u_{Aref} ,即

$$[0101] \quad u_{Aref} = \frac{1}{2} (u_{Aref1} + u_{Aref2})$$

[0102] 根据下式计算一个开关周期内电力电子电容桥臂2中B型子模块电压参考值 u_{Bref} :

$$[0103] \quad u_{Bref} = \frac{u_H}{\left[u_H / U_B - \frac{1}{2} \right]}$$

[0104] (2) 桥臂能量控制环节:

[0105] 如图12, t_{15} 和 $t_{1'5'}$ 分别表示电力电子电抗桥臂3,4的参考电流给定为 I_L 与给定为零的持续时间, $t_{51'}$ 和 $t_{5'1''}$ 分别表示电力电子电抗桥臂3,4的参考电流给定为零与给定为 I_L 的持续时间,分别采用以下公式计算:

$$[0106] \quad t_{15} = \frac{1}{2} dT_s + \Delta t_3$$

$$[0107] \quad t_{1'5'} = \frac{1}{2} (1 - d)T_s - \Delta t_3$$

$$[0108] \quad t_{51'} = \frac{1}{2} dT_s + \Delta t_4$$

$$[0109] \quad t_{5'1''} = \frac{1}{2} (1 - d)T_s - \Delta t_4$$

[0110] 上式中, Δt_3 和 Δt_4 分别表示电力电子电抗桥臂3和4的充、放电时间调整量,对桥臂总能量进行控制。当桥臂总能量低于参考值,应增加充电时间、减少放电时间,式中给定 Δt_3 、 Δt_4 大于零,使桥臂总能量增加;当桥臂总能量高于参考值,应减少充电时间、增加放电时间,式中给定 Δt_3 、 Δt_4 小于零,使桥臂总能量减少。

[0111] 根据下式计算电力电子电抗桥臂3、4充、放电时间调整量 Δt_3 和 Δt_4 :

$$[0112] \quad \Delta t_3 = k_1 \cdot \left(m \cdot u_{Aref} - \sum_{j'=1}^m u_{SM3j'} \right) \cdot T_s$$

$$[0113] \quad \Delta t_4 = k_1 \cdot \left(m \cdot u_{Aref} - \sum_{k'=1}^m u_{SM4k'} \right) \cdot T_s$$

[0114] 其中,比例系数 k_1 应根据实际情况进行选取,通常应保证桥臂总能量能在5~50个周期内达到参考值。

[0115] 为保证开关组的零电流转换,下式给出了 Δt_3 和 Δt_4 的允许变化范围:

$$[0116] \quad \begin{cases} t_{cp} - \frac{1}{2}dT_s < \Delta t_3 < \frac{1}{2}(1-d)T_s - t_{cp}, \text{当 } 0 < d \leq 0.5 \\ t_{cp} - \frac{1}{2}(1-d)T_s < \Delta t_3 < \frac{1}{2}dT_s - t_{cp}, \text{当 } 0.5 < d < 1 \\ t_{cp} - \frac{1}{2}dT_s < \Delta t_4 < \frac{1}{2}(1-d)T_s - t_{cp}, \text{当 } 0 < d \leq 0.5 \\ t_{cp} - \frac{1}{2}(1-d)T_s < \Delta t_4 < \frac{1}{2}dT_s - t_{cp}, \text{当 } 0.5 < d < 1 \end{cases}$$

[0117] 其中 t_{cp} 为桥臂电流 i_3 、 i_4 由0增大到 I_L 或由 I_L 减小到0所经过的时间,其值约为:

$$[0118] \quad t_{cp} = \frac{L_L \cdot I_L}{U_D}$$

[0119] 如图12, Δi_2 表示电力电子电容桥臂2充、放电电流的调整量,对桥臂总能量进行控制:当桥臂总能量低于参考值,应增大充电电流、减小放电电流,给定 Δi_2 大于零,使桥臂总能量增加;当桥臂总能量高于参考值,应减小充电电流、增大放电电流,给定 Δi_2 小于零,使桥臂总能量减少。

[0120] 根据下式计算电力电子电容桥臂2充、放电电流调整量 Δi_2 :

$$[0121] \quad \Delta i_2 = k_2 \cdot \left(n \cdot u_{Bref} - \sum_{i'=1}^n u_{SM2i'} \right)$$

[0122] 其中,比例系数 k_2 应根据实际情况进行选取,通常应保证桥臂总能量能在5~50个周期内达到参考值。

[0123] (3) 时序控制环节

[0124] 以开关组S1的导通时刻作为每个周期的起始零时刻 t_0 ,以 t_{xy} (x, y 取值范围如图12所示,包括 $0 \sim 7$ 、 $0' \sim 7'$ 、 $0'' \sim 3''$)表示图12中 t_x 时刻与 t_y 时刻间隔的时间, t_x 时刻发生在前, t_y 时刻发生在后。并确定电力电子串联开关组S1、S2、S3、S4开通时刻彼此的间隔时间。即:

[0125] 以下通过计算变流器一个运行周期内各关键时间节点,得到电力电子电容桥臂2与电力电子电抗桥臂3、4的电流参考值 i_{2ref} 、 i_{3ref} 、 i_{4ref} ,结合图12和图13按时间顺序,依次对该环节进行说明。

[0126] 在 t_0 时刻,对开关组S1施加触发信号,开关组S1导通。

[0127] 在 t_1 时刻,电力电子电容桥臂2电流参考值 i_{2ref} 由 $-dI_L - \Delta i_2$ 变为 $(1-d)I_L - \Delta i_2$,电力电子电抗桥臂3电流参考值 i_{3ref} 由0变为 I_L ,电力电子电抗桥臂4电流参考值 i_{4ref} 由 I_L 变为0,变流器控制桥臂电流 i_2 、 i_3 、 i_4 跟踪对应电流参考值相应变化,具体控制方法将在之后给出。 t_1 与 t_0 时刻的间隔时间 t_{01} 满足如下关系式:

$$[0128] \quad t_{01} = e \left(\frac{dT_s}{2} - t_{cp} - \Delta t_3 \right)$$

[0129] 式中 e 为实数且满足 $e \in (0, 1)$, 通常取 $e = 0.5$ 。

[0130] 在 t_2 时刻($t_2 = t_1 + t_{cp}$), i_2, i_3, i_4 分别达到相应参考值 $i_{2ref}, i_{3ref}, i_{4ref}$ 。其中, 当开关组S1~S4为晶闸管开关时, 为使流经开关组S4的 i_4 电流于 t_2 时刻降至零而自然关断, 应于 t_2 时刻前撤销S4触发脉冲; 当开关组S1~S4为全控型开关(如IGBT, IGCT, GTO等)时, S4触发脉冲应在早于 t_4 时刻前的 t_3 时刻撤销($t_2 < t_3 < t_4$), 从而将开关组S4关断。

[0131] 在 t_4 时刻(满足 $t_4 < t_5$), 对开关组S3施加触发信号, 开关组S3导通。

[0132] 在 t_5 时刻(由 t_1 时刻和 t_{15} 决定), 电力电子电抗桥臂3电流参考值 i_{3ref} 由 I_L 变为0, 电力电子电抗桥臂4电流参考值 i_{4ref} 由0变为 I_L , 变流器控制桥臂电流 i_3, i_4 相应变化。

[0133] 在 t_6 时刻($t_6 = t_5 + t_{cp}$), i_3, i_4 分别达到相应参考值 i_{3ref}, i_{4ref} 。其中, 当开关组S1~S4为晶闸管开关时, 为使流经开关组S1的电流 i_3 于 t_6 时刻降至零而自然关断, 应于 t_6 时刻前撤销S1触发脉冲; 当开关组S1~S4为全控型开关(如IGBT, IGCT, GTO等)时, S1触发脉冲应在早于 t_0' 时刻前的 t_7 时刻撤销(满足 $t_6 < t_7 < t_0'$), 从而将开关组S1关断。

[0134] 在 t_0' 时刻($t_0' = t_0 + dT_s$), 对开关组S2施加触发信号, 开关组S2导通。

[0135] 在 t_1' 时刻(由 t_5 时刻和 $t_{1'5}$ 决定), 电力电子电容桥臂2电流参考值 i_{2ref} 由 $(1-d)I_L - \Delta i_2$ 变为 $-dI_L - \Delta i_2$, 电力电子电抗桥臂3电流参考值 i_{3ref} 由0变为 I_L , 电力电子电抗桥臂4电流参考值 i_{4ref} 由 I_L 变为0, 变流器控制桥臂电流 i_2, i_3, i_4 相应变化。

[0136] 在 t_2' 时刻($t_2' = t_1' + t_{cp}$), i_2, i_3, i_4 分别达到相应参考值 $i_{2ref}, i_{3ref}, i_{4ref}$ 。其中, 当开关组S1~S4为晶闸管开关时, 为使流经开关组S3的 i_4 电流于 t_2' 时刻降至零而自然关断, 应于 t_2' 时刻前撤销S3触发脉冲; 当开关组S1~S4为全控型开关(如IGBT, IGCT, GTO等)时, S3触发脉冲应在早于 t_4' 时刻前的 t_3' 时刻撤销($t_2' < t_3' < t_4'$), 从而将开关组S3关断。

[0137] 在 t_4' 时刻($t_4' = t_4 + dT_s$), 对开关组S4施加触发信号, 开关组S4导通。

[0138] 在 t_5' 时刻(由 t_1' 时刻和 $t_{1'5'}$ 决定), 电力电子电抗桥臂3电流参考值 i_{3ref} 由 I_L 变为0, 电力电子电抗桥臂4电流参考值 i_{4ref} 由0变为 I_L , 变流器控制桥臂电流 i_3, i_4 相应变化。

[0139] 在 t_6' 时刻($t_6' = t_5' + t_{cp}$), i_3, i_4 分别达到相应参考值 i_{3ref}, i_{4ref} 。其中, 当开关组S1~S4为晶闸管开关时, 为使流经开关组S2的电流 i_3 于 t_6' 时刻降至零而自然关断, 应于 t_6' 时刻前撤销S2触发脉冲; 当开关组S1~S4为全控型开关(如IGBT, IGCT, GTO等)时, S2触发脉冲应在早于下一个周期起始时刻 t_0'' 时刻之前的 t_7' 时刻撤销(满足 $t_6' < t_7' < t_0''$), 从而将开关组S2关断。

[0140] 在下一个开关周期起始时刻 t_0'' ($t_0'' = t_0 + T_s$), 对开关组S1施加触发信号, 开关组S1导通。

[0141] (4) 桥臂电流控制环节:

[0142] 测量流过电力电子电抗桥臂3、4的电流 i_3, i_4 , 流过电力电子电容桥臂2的电流 i_2 , 并与相应电流参考值 $i_{2ref}, i_{3ref}, i_{4ref}$ 进行比较, 根据下述规则确定电力电子电抗桥臂3、4与电力电子电容桥臂2中模块链的控制电压参考值 $u_{3ref}, u_{4ref}, u_{2ref}$ 。各控制电压分别由两部分组成, 即基本控制电压 $u_{3ref0}, u_{4ref0}, u_{2ref0}$ 和电流控制电压 Δu 之和决定, 具体表示如下:

$$[0143] \quad u_{2ref} = u_{2ref0} + \Delta u_2$$

$$[0144] \quad u_{3ref} = u_{3ref0} + \Delta u_3$$

$$[0145] \quad u_{4ref} = u_{4ref0} + \Delta u_4$$

[0146] 开关组S1导通期间(当S1~S4为晶闸管开关时, $t \in [t_0, t_6]$; 当S1~S4为全控型开

关时 $t \in [t_0, t_7]$), u_{3ref0} 满足:

[0147] $u_{3ref0} = u_H - u_L$

[0148] 开关组S2导通期间(当S1~S4为晶闸管开关时, $t \in [t_0', t_6']$); 当S1~S4为全控型开关时 $t \in [t_0', t_7']$), u_{3ref0} 满足:

[0149] $u_{3ref0} = -u_L$

[0150] 在 $t \in [t_1, t_2]$ 和 $t \in [t_1', t_2']$ 期间, 实测电流 i_3 小于参考值 i_{3ref} 时, 令 $\Delta u_3 = -U_D$, 使电力电子电抗桥臂3中电抗器 L_3 两端电压 u_{L3} 为正电压, 而 i_3 增大, 直至 i_3 与 i_{3ref} 相等; 在 $t \in [t_5, t_6]$ 和 $t \in [t_5', t_6']$ 期间, 实测电流 i_3 大于参考值 i_{3ref} 时, 令 $\Delta u_3 = U_D$, 使电抗器 L_3 两端电压 u_{L3} 为负电压, 而 i_3 减小, 直至 i_3 与 i_{3ref} 相等; 在 $t \in [t_2, t_5]$ 和 $t \in [t_2', t_5']$ 期间, 当实测电流 i_3 与参考值 i_{3ref} 之差超过一定范围时, 分别令 $\Delta u_3 = -U_D$ 或 $\Delta u_3 = U_D$ 以减小电流差值至零, 其余时段令 $\Delta u_3 = 0$ 。

[0151] 为避免换流过程中开关组承受过大的 dv/dt , 在开关组S1关断至S2触发导通期间 t (当S1~S4为晶闸管开关时, $t \in [t_6, t_0']$); 当S1~S4为全控型开关时, $t \in [t_7, t_0']$), u_{3ref0} 应由 $u_H - u_L$ 线性减小至 $-u_L$ 。同理, 在开关组S2关断至S1触发导通期间 t (当S1~S4为晶闸管开关时, $t \in [t_6', t_0'']$); 当S1~S4为全控型开关时, $t \in [t_7', t_0'']$), u_{3ref0} 应由 $-u_L$ 线性增大至 $u_H - u_L$ 。在此期间, $\Delta u_3 = 0$ 。

[0152] 开关组S3导通期间 t (当S1~S4为晶闸管开关时, $t \in [t_4, t_2']$); 当S1~S4为全控型开关时 $t \in [t_4, t_3']$), u_{4ref0} 满足: $u_{4ref0} = u_H - u_L$ 。

[0153] 开关组S4导通期间 t (当S1~S4为晶闸管开关时, $t \in [t_4', t_2'']$); 当S1~S4为全控型开关时 $t \in [t_4', t_3'']$), u_{4ref0} 满足: $u_{4ref0} = -u_L$ 。

[0154] 在 $t \in [t_5, t_6]$ 和 $t \in [t_5', t_6']$ 期间, 实测电流 i_4 小于参考值 i_{4ref} 时, 令 $\Delta u_4 = -U_D$, 使电力电子电抗桥臂4中电抗器 L_4 两端电压 u_{L4} 为正电压, 而 i_4 增大, 直至 i_4 与 i_{4ref} 相等; 在 $t \in [t_1, t_2]$ 和 $t \in [t_1', t_2']$ 期间, 实测电流 i_4 大于参考值 i_{4ref} 时, 令 $\Delta u_4 = U_D$, 使电抗器 L_4 两端电压 u_{L4} 为负电压, 而 i_4 减小, 直至 i_4 与 i_{4ref} 相等; 在 $t \in [t_6, t_1']$ 和 $t \in [t_6', t_1'']$ 期间, 当实测电流 i_4 与参考值 i_{4ref} 之差超过一定范围时, 分别令 $\Delta u_4 = -U_D$ 或 $\Delta u_4 = U_D$ 以减小电流差值至零, 其余时段令 $\Delta u_4 = 0$ 。

[0155] 为避免换流过程中开关组承受过大的 dv/dt , 在开关组S3关断至S4触发导通期间(当S1~S4为晶闸管开关时, $t \in [t_2', t_4']$); 当S1~S4为全控型开关时, $t \in [t_3', t_4']$), u_{4ref0} 应由 $u_H - u_L$ 线性减小至 $-u_L$ 。同理, 在开关组S4关断至S3触发导通期间(当S1~S4为晶闸管开关时, $t \in [t_2, t_4]$); 当S1~S4为全控型开关时, $t \in [t_3, t_4]$), u_{4ref0} 应由 $-u_L$ 线性增大至 $u_H - u_L$ 。在此期间, $\Delta u_4 = 0$ 。

[0156] u_{2ref0} 始终满足:

[0157] $u_{2ref0} = u_H$

[0158] 在 $t \in [t_1, t_2]$ 期间, 实测电流 i_2 小于参考值 i_{2ref} 时, 令 $\Delta u_2 = U_C$, 使电力电子电容桥臂2中电抗器 L_2 两端电压 u_{L2} 为正电压, 而 i_2 增大, 直至 i_2 与 i_{2ref} 相等; 在 $t \in [t_1', t_2']$ 期间, 实测电流 i_2 大于参考值 i_{2ref} 时, 令 $\Delta u_2 = -U_C$, 使电抗器 L_2 两端电压 u_{L2} 为负电压, 而 i_2 减小, 直至 i_2 与 i_{2ref} 相等; 在 $t \in [t_2, t_1']$ 和 $t \in [t_2', t_1'']$ 期间, 当实测电流 i_2 与参考值 i_{2ref} 之差超过一定范围时, 分别令 $\Delta u_2 = U_C$ 或 $\Delta u_2 = -U_C$ 以减小电流差值至零, 其余时段令 $\Delta u_2 = 0$ 。

[0159] (5) 子模块排序均压环节:

[0160] 规定各子模块输出电压参考方向与图13中所属模块链电压参考方向相同,并定义各子模块的输出状态如下:

[0161] 对于A型电压源子模块,输出正压则输出状态记为+1,输出负压则输出状态记为-1,输出电压为0则输出状态记为0。

[0162] 对于B型电压源子模块,输出正压则输出状态记为+1,输出电压为0则输出状态记为0。

[0163] 将桥臂模块链的输出状态定义为其内部各子模块的输出状态之和。将各模块链控制电压参考值 u_{3ref} 、 u_{4ref} 、 u_{2ref} 分别除以内部各子模块的平均电压,取整得到模块链应给出的输出状态 N_3 、 N_4 、 N_2 :

$$[0164] \quad N_3 = \left\lfloor \frac{m \cdot u_{3ref}}{\sum_{j=1}^m u_{SM3j}} - \frac{1}{2} \right\rfloor$$

$$[0165] \quad N_4 = \left\lfloor \frac{m \cdot u_{4ref}}{\sum_{k=1}^m u_{SM4k}} - \frac{1}{2} \right\rfloor$$

$$[0166] \quad N_2 = \left\lfloor \frac{n \cdot u_{2ref}}{\sum_{i=1}^n u_{SM2i}} - \frac{1}{2} \right\rfloor$$

[0167] 对于电力电子电容桥臂2,模块链的输出状态即为输出正压的模块个数。对于电力电子电抗桥臂3、4,由于A型子模块有三种输出状态,可有多种不同的方法构成所需模块链输出状态,应根据实际情况进行安排,以减少各模块总体的开关动作次数。

[0168] 在 t_7 和 t_7' 时刻,对电力电子电抗桥臂3中各子模块直流电压 u_{SM3j} , $j' = 1, 2, \dots, m$ 进行排序。在 $t \in [t_7', t_7'']$ 期间,令电压最低的 M_3 个子模块输出状态为+1,当桥臂电流 i_3 流过时,其直流电压增大;令电压最高的 $M_3 - N_3$ 个子模块输出状态为-1,当桥臂电流 i_3 流过时,其直流电压减小;其余子模块输出状态定为0。 M_3 取值应满足:

$$[0169] \quad N_3 \leq M_3 \leq (m + N_3) / 2$$

[0170] 在 $t \in [t_7, t_7']$ 期间,令电压最高的 M_3' 个子模块输出状态为-1,当桥臂电流 i_3 流过时,其直流电压减小;令电压最低的 $M_3' + N_3$ 个子模块输出状态为+1,当桥臂电流 i_3 流过时,其直流电压增大;其余子模块输出状态定为0。 M_3' 取值应满足:

$$[0171] \quad -N_3 \leq M_3' \leq (m - N_3) / 2$$

[0172] 在 t_3 和 t_3' 时刻,对电力电子电抗桥臂4中各子模块直流电压 u_{SM4k} , $k' = 1, 2, \dots, m$ 进行排序。在 $t \in [t_3, t_3']$ 期间,令电压最低的 M_4 个子模块输出状态为+1,当桥臂电流 i_4 流过时,其直流电压增大;令电压最高的 $M_4 - N_4$ 个子模块输出状态为-1,当桥臂电流 i_4 流过时,其直流电压减小;其余子模块输出状态定为0。 M_4 取值应满足:

$$[0173] \quad N_4 \leq M_4 \leq (m + N_4) / 2$$

[0174] 在 $t \in [t_3', t_3'']$ 期间,令电压最高的 M_4' 个子模块输出状态为-1,当桥臂电流 i_4 流过时,其直流电压减小;令电压最低的 $M_4' + N_4$ 个子模块输出状态为+1,当桥臂电流 i_4 流过时,其直流电压增大;其余子模块输出状态定为0。 M_4' 取值应满足:

$$[0175] \quad -N_4 \leq M_4' \leq (m - N_4) / 2$$

[0176] 在 $t \in [t_2, t_1']$ 期间,桥臂电流 i_2 为正,在 $t \in [t_2', t_1'']$ 期间,桥臂电流 i_2 为负,在 $t \in [t_1, t_2]$ 和 $t \in [t_1', t_2']$ 期间,桥臂电流 i_2 方向发生改变。为降低子模块开关频率,将桥臂

电流 i_2 在 $t \in [t_1, t_2]$ 和 $t \in [t_1', t_2']$ 期间分别视为始终为正和始终为负。在 $t \in [t_1, t_1']$ 期间, 令电压最高的 N_2 个子模块输出状态为 +1, 使其直流电压增大, 其余子模块输出状态定为 0。在 $t \in [t_1', t_1'']$ 期间, 令电压最低的 N_2 个子模块输出状态为 +1, 使其直流电压增大, 其余子模块输出状态定为 0。

[0177] 在本发明变流器开始运行之前, 应先对各模块电容进行预充电, 使其达到额定工作电压。本发明所述混合型模块化多电平直流互联变流器的预充电电路如图 14 所示, 预充电时应在电力电子电容桥臂 2 与电力电子电抗桥臂 3 和 4 一端分别串联电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 , 各电阻分别与开关 K_1 、 K_2 、 K_3 并联。使桥式斩波器 1 的第一桥臂中电力电子串联开关组 S_1 、 S_3 导通, 即可对各模块进行充电。由于模块数存在冗余, 无法一次性将所有模块充电至额定工作电压, 可先对其中一半模块充电, 充电到额定工作电压后将这些模块的输出电压变为 0, 再对另外一半模块充电。预充电过程完成后, 通过闭合开关 K_1 、 K_2 、 K_3 , 将电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 旁路, 变流器即可开始正常工作。

[0178] 下面以本发明所述单极 I 型交错连接软开关混合型多电平直流互联变流为例, 设定输入电压为 15kVdc, 输出电压为 5kVdc, 说明其具体实施方式, 系统简图见图 15。

[0179] 在该实施例中, 直流互联变流器系统关键参数见下表:

| | 参量 | 参数 |
|--------|------------------------|-------|
| | 高压直流端口额定电压 U_H/V | 15000 |
| | 低压直流端口额定电压 U_L/V | 5000 |
| | 高压直流端口额定直流电流值 I_H/A | 333 |
| | 低压直流端口额定直流电流值 I_L/A | 1000 |
| | 各开关组中串联晶闸管数 p | 4 |
| | 开关组开关频率 f_s/Hz | 800 |
| | 半桥子模块数 n | 16 |
| | 各电力电子电抗桥臂中全桥子模块 m | 11 |
| [0180] | 半桥子模块额定直流电压 U_B/V | 1000 |
| | 全桥子模块额定直流电压 U_A/V | 1000 |
| | 半桥子模块电容 $C_B/\mu F$ | 7000 |
| | 全桥子模块电容 $C_A/\mu F$ | 10000 |
| | IGBT 额定电压 U_S/V | 1700 |
| | 半桥模块 IGBT 额定电流 I_B/A | 400 |
| | 全桥模块 IGBT 额定电流 I_A/A | 600 |
| | 晶闸管额定电压 U_{SCR}/V | 4000 |
| | 晶闸管额定电流 I_{SCR}/A | 730 |
| | 电力电子电容桥臂中电抗 L_C/mH | 0.15 |
| | 电力电子电抗桥臂中电抗 L_L/mH | 0.15 |

[0181] 在本实施例中, 直流互联变流器额定容量为 5MW。经仿真验证, 本实施例中变流器

的能量传输效率可达98.5%，由于实现了软开关，电力电子串联开关组损耗不大，约占总损耗的14%。通过对桥臂电压的精确调制和对电抗器电流的精确控制，也有效降低了开关器件的电压变化率 dv/dt 和电流变化率 di/dt ，开关组中晶闸管的 dv/dt 与 di/dt 分别约为 $500V/\mu s$ 与 $8.33A/\mu s$ 。

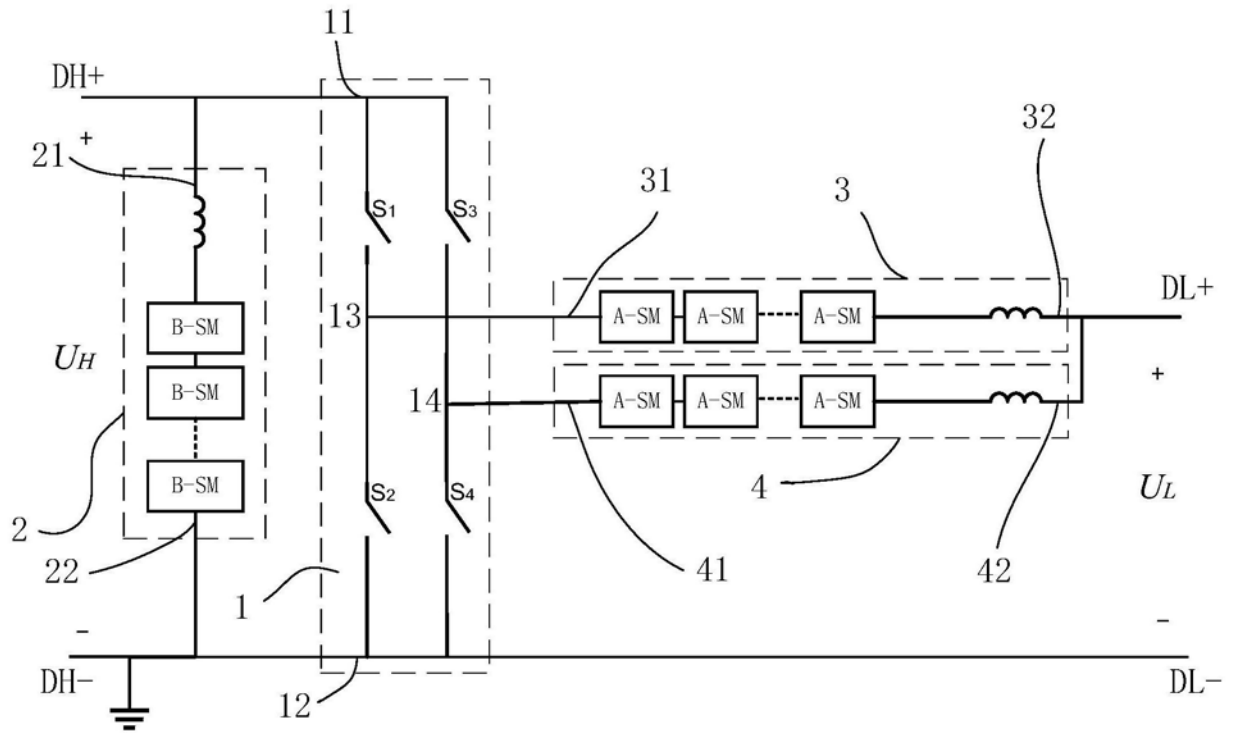


图1

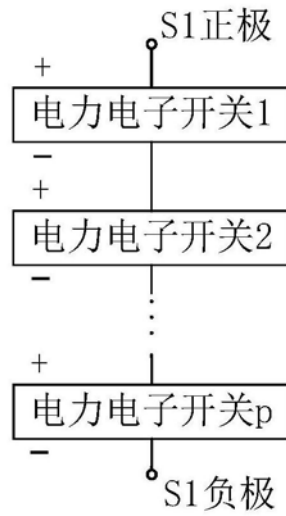


图2

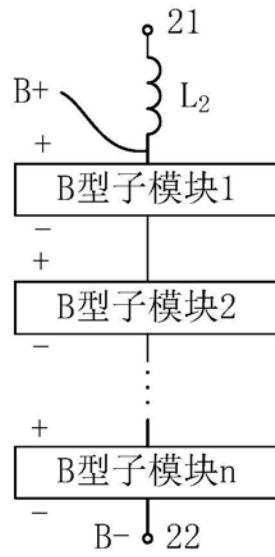


图3



图4

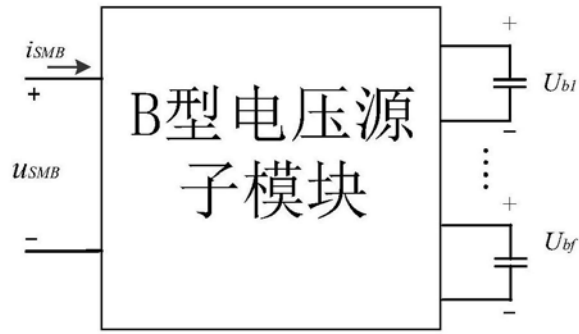
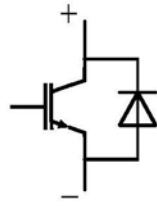


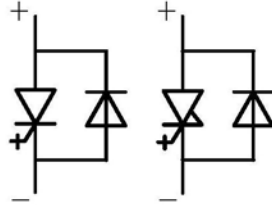
图5



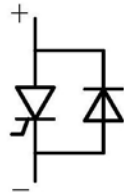
图6



(a)

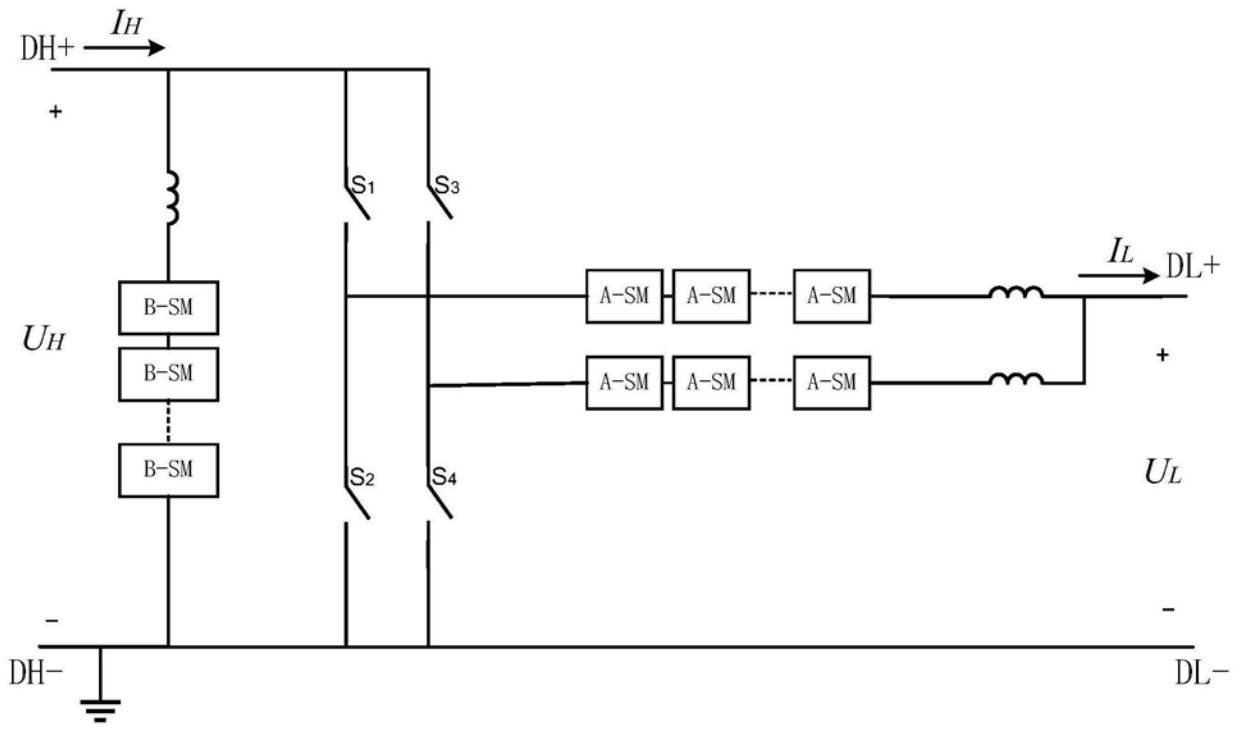


(b)

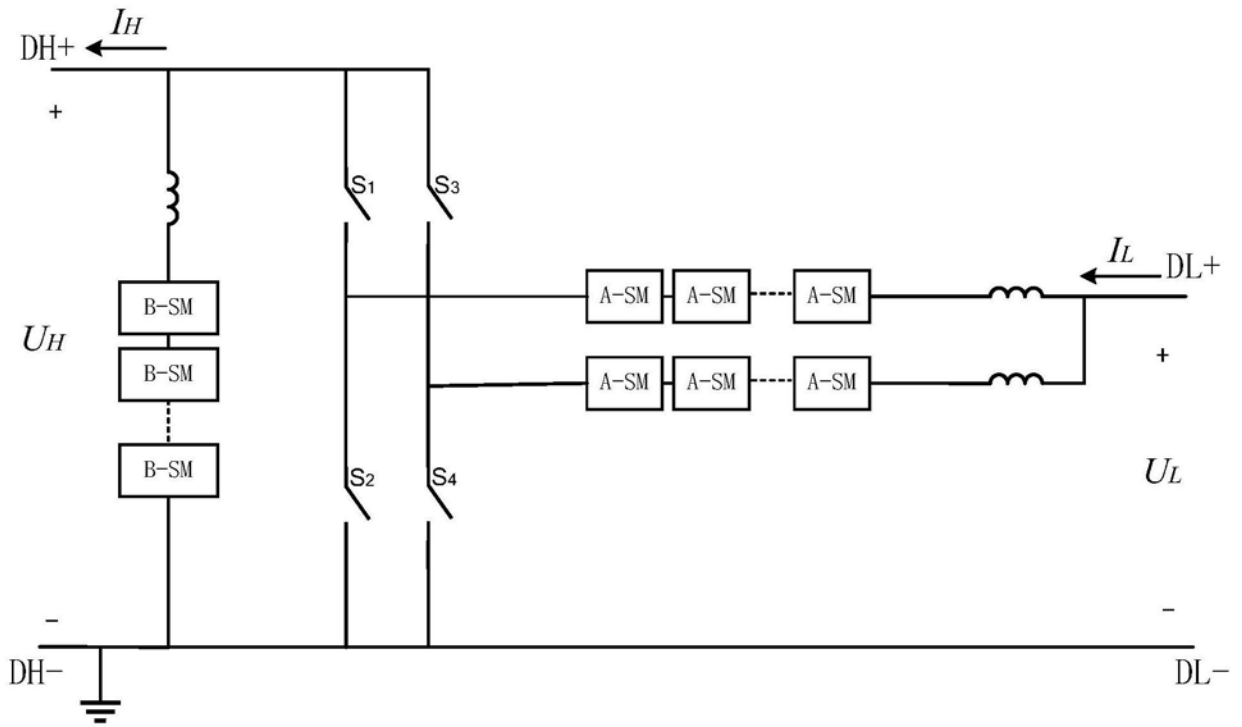


(c)

图7

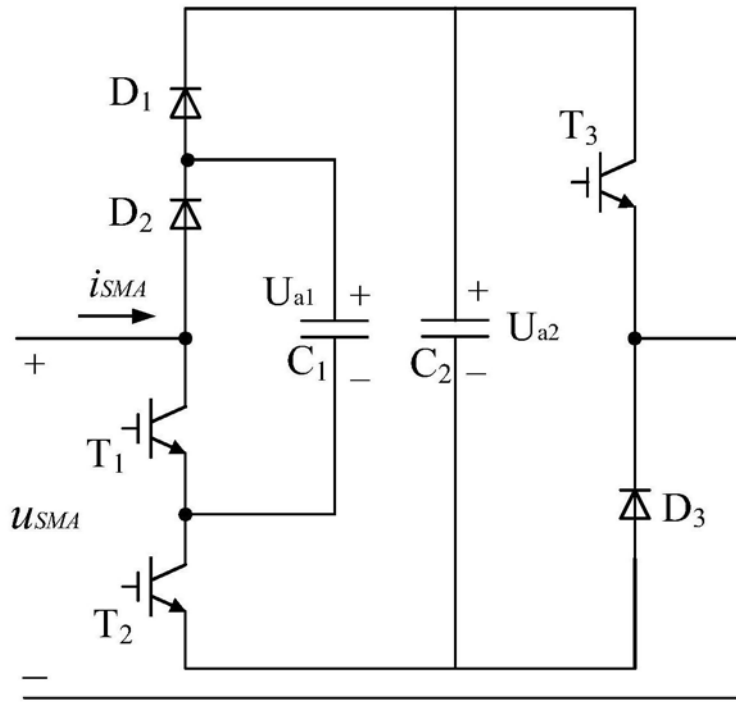


(a)

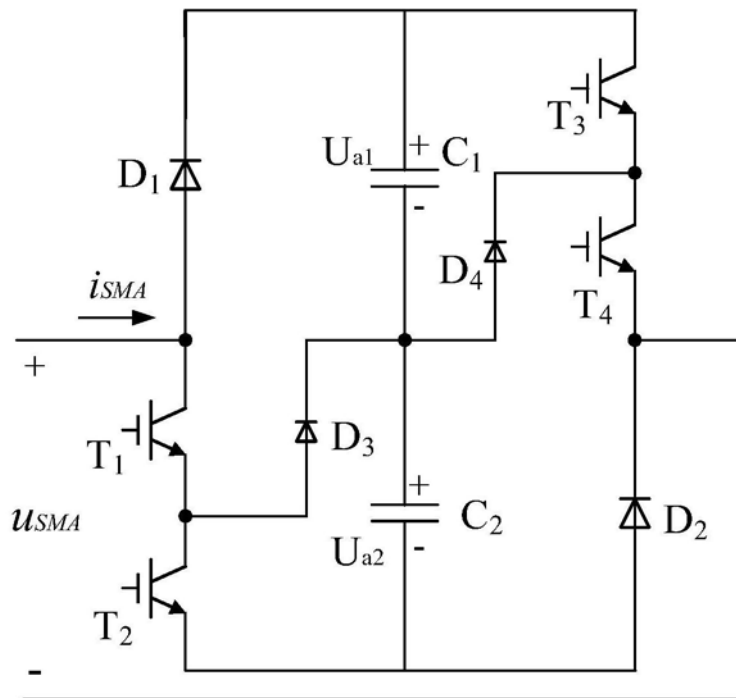


(b)

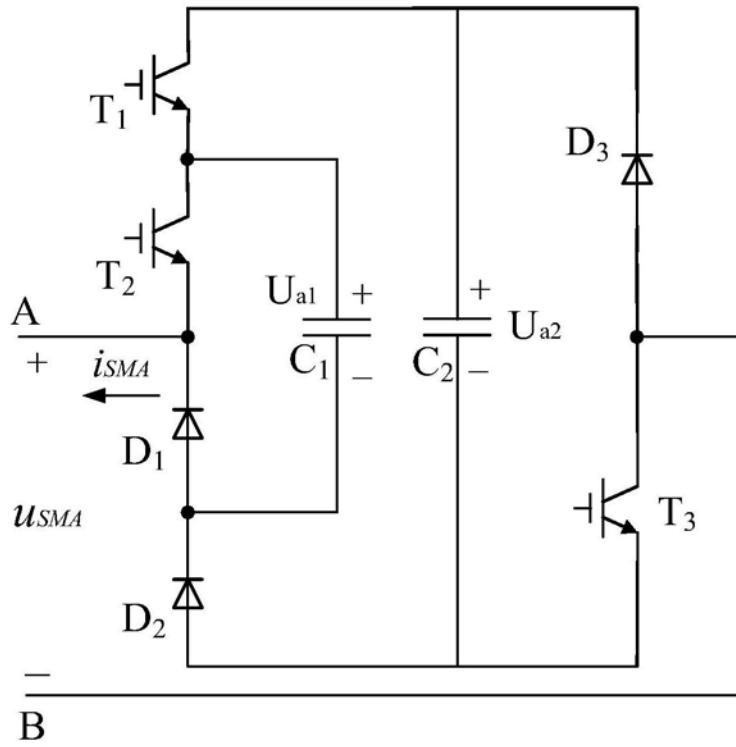
图8



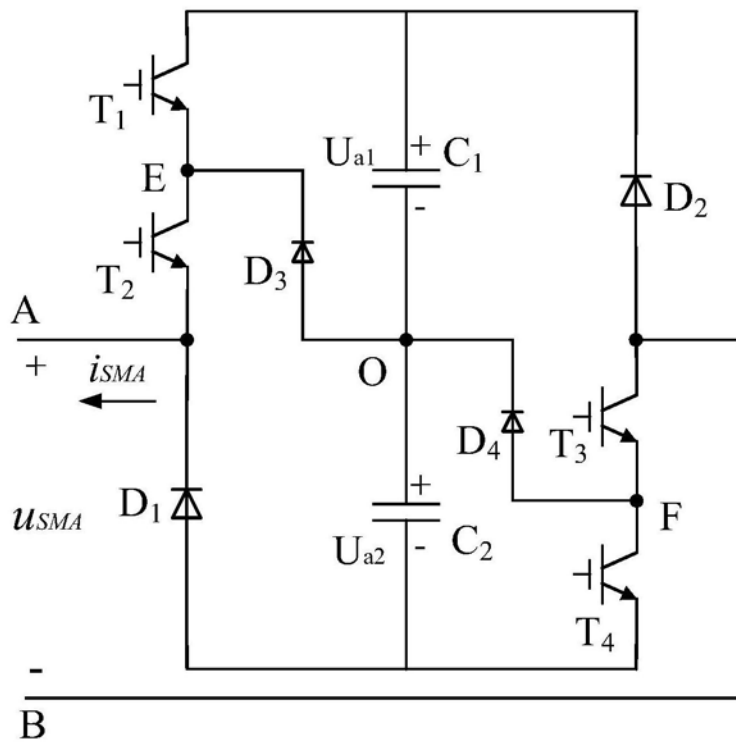
(a)



(b)



(c)



(d)

图9

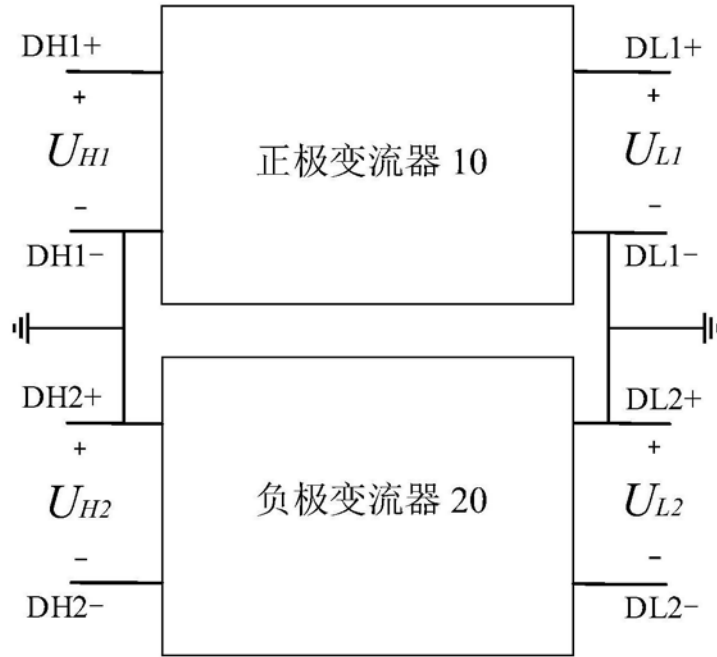


图10

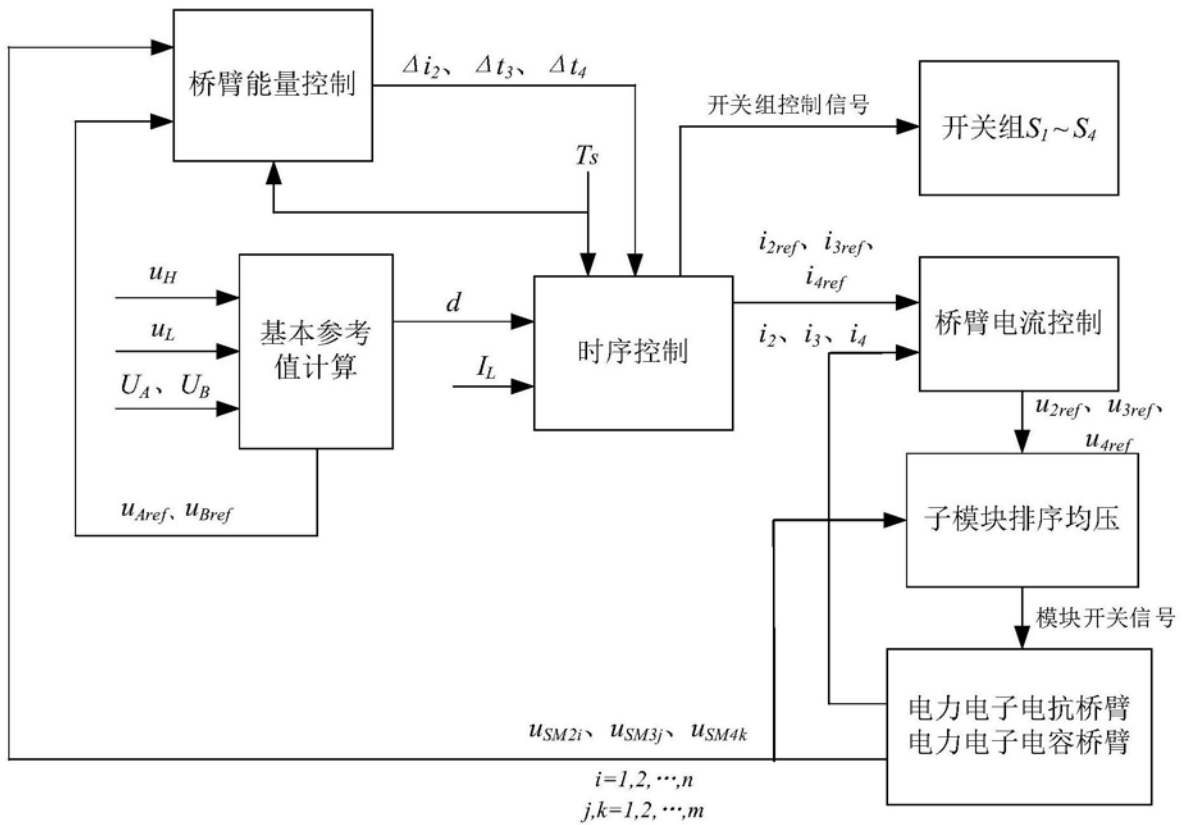


图11

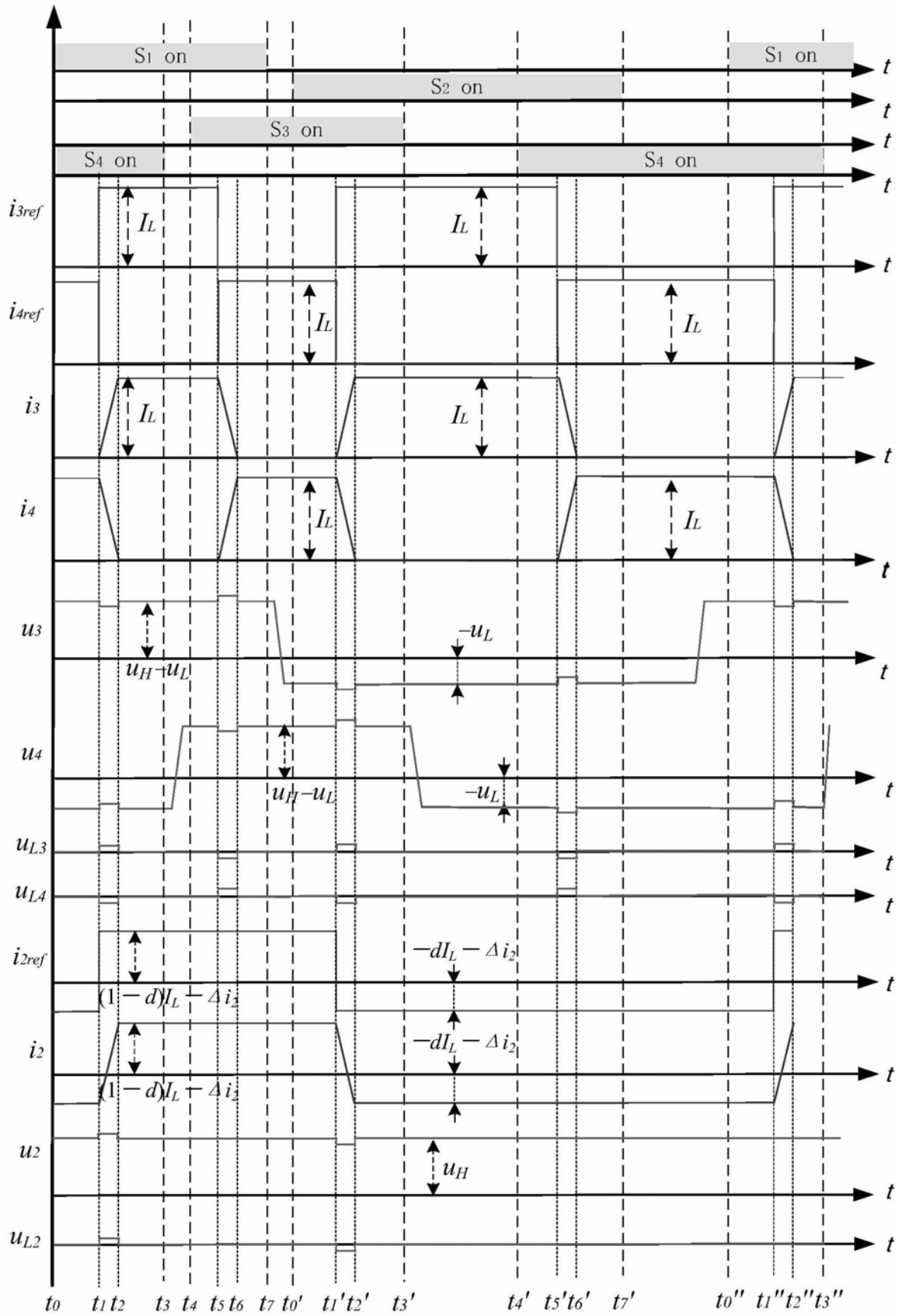


图12

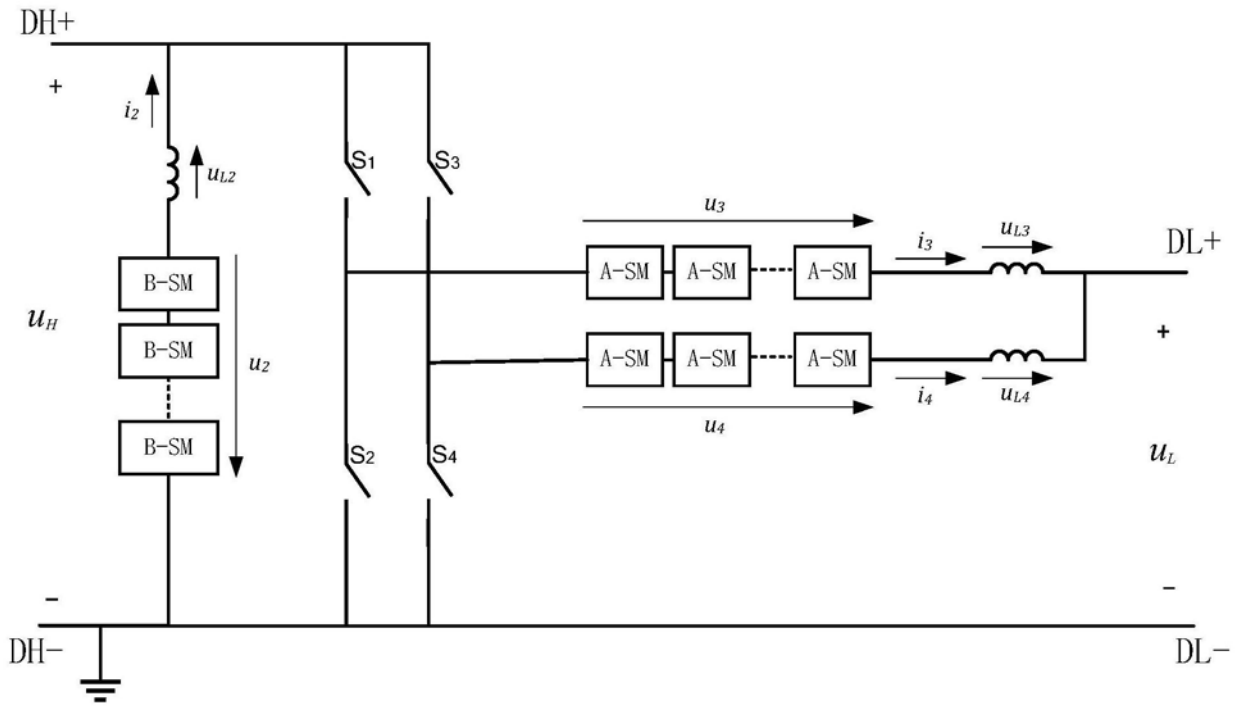


图13

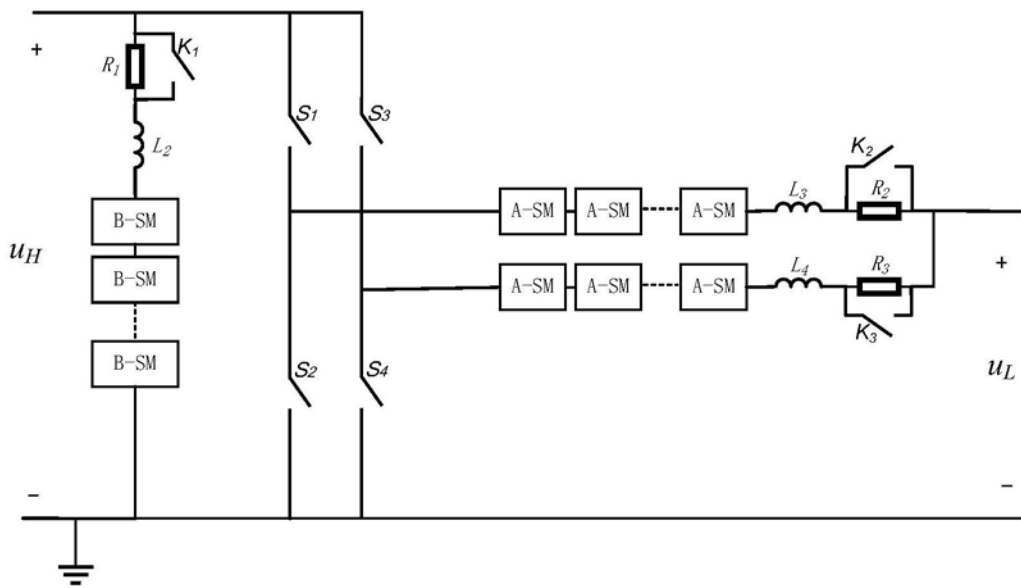


图14

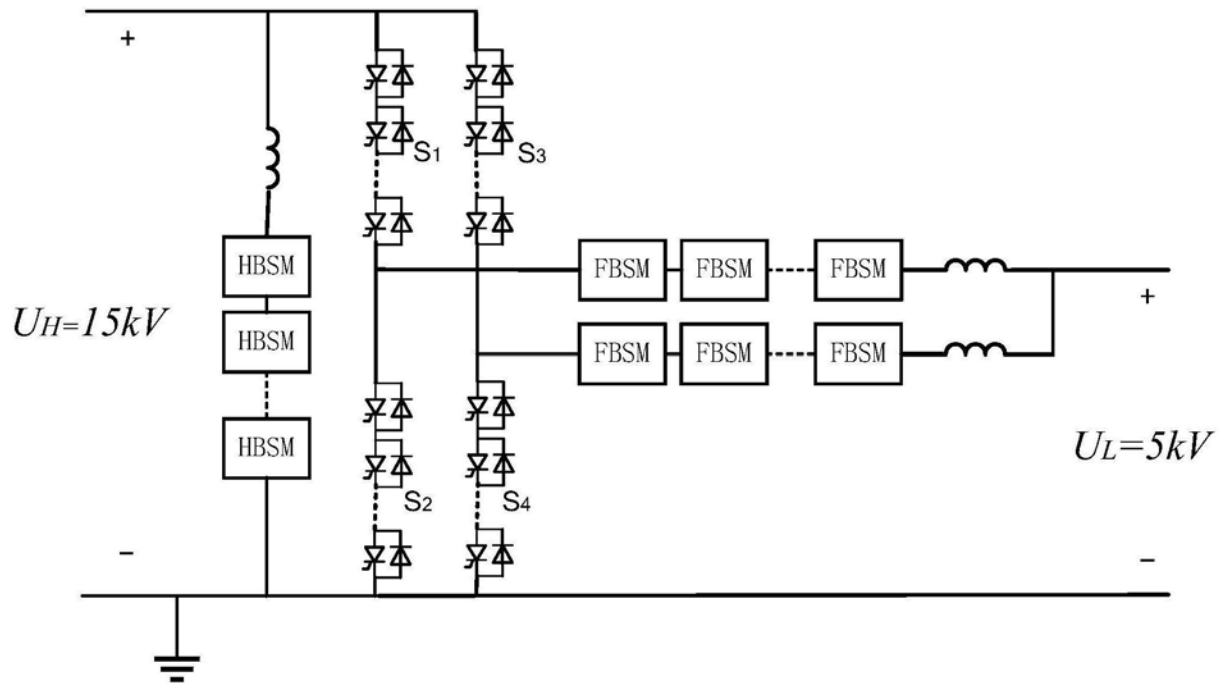


图15