

一种基于九桥臂 MMC 的混合多频率变流器

严颖诗, 丘东元

(华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510641)

摘要: 针对海上风电技术发展带来的工频、低频、直流 3 种频率互联需求, 基于九桥臂模块化多电平变流器设计了一种混合多频率变流器, 其上、下桥臂选用二极管钳位型子模块, 中间桥臂选用交叉连接双子模块。与现有混合九桥臂模块化多电平变流器相比, 元件数量更少, 中间桥臂能输出负电压且无需控制电流方向, 并具有直流侧短路故障阻断性能。针对中间桥臂子模块, 设计了一种改进的调制方式, 能有效降低谐波。仿真结果证明了所提出的混合九桥臂多频率变流器能够同时将工频交流和低频交流转换为直流送出, 交流端电压谐波失真率较低, 直流侧电压纹波小, 具有一定的工程实践指导意义。

关键词: 九桥臂模块化多电平变流器; 混合模块化多电平变流器; 直流故障阻断; 多端口; 海上风电

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd26577

A Hybrid Multi-frequencies Converter Based on 9A-MMC

YAN Yingshi, QIU Dongyuan

(School of Electric Power Engineering, South China University of Technology,
Guangzhou 510641, Guangdong, China)

Abstract: Aiming at the interconnections requirements of power frequency (PF), low frequency (LF) and direct current (DC) brought by the offshore wind power, a hybrid multi-frequency converter was designed based on the nine-bridge-arm modular multilevel converter (9A-MMC), in which the diode-clamp sub-module was selected for upper and lower bridge-arm, and the cross-connected-double sub-module was selected for intermediate bridge-arm. The converter had fewer components than the existed hybrid 9A-MMC with the ability of blocking DC fault, and its middle arms could output a negative voltage without controlling the current direction. An improved modulation method was designed for the intermediate bridge-arm module to effectively reduce harmonics. The simulation results show that the proposed hybrid 9A-MMC could simultaneously convert PF AC and LF AC into DC, with a low harmonic distortion rate and small DC-side voltage ripple, which is of certain significance for engineering.

Key words: nine-bridge-arm modular multilevel converter (9A-MMC); hybrid modular multilevel converter; DC fault blocking; multi-terminal; offshore wind power

面对全球气候变化加剧与能源资源紧缺的双重挑战, 世界各国正加速推进新能源产业布局。其中海上风电有稳定性强、不占土地资源、可就近供电等优势, 极具规模化开发前景^[1-2]。

海上风电的输电方式有高压交流输电、高压直流输电以及低频交流输电。高压交流输电适用于中小规模、近距离的海上风电场, 技术成熟且成本相对较低, 但在长距离传输时损耗较大。对于远距离、大规模的海上风电场, 高压直流输

电能显著降低输电损耗, 但成本较高, 需要复杂的换流站设备。对于中远距离或规模较小的海上风电场, 低频交流输电能在成本和效率上取得平衡, 可以解决海上风电大规模开发中的输电挑战^[3-5]。

随着低频交流输电技术的发展, 电网中引入了工频和直流以外的低频分量, 因此实现异频系统之间互联是亟需攻克的技术难题, 其中能实现异频互联的变流设备也成为了研究热点。九桥

基金项目: 企业创新发展联合基金重点项目(U24B20101)

作者简介: 严颖诗(1999—), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为模块化多电平变流器, Email: 202220114417@mail.scut.edu.cn

臂模块化多电平变换器(nine-arm modular multi-level converter, 9A-MMC)最早在2015年被提出,具有两个交流端口、一个直流端口^[6],有助于实现工频-低频-直流3种频率互联。

传统9A-MMC由半桥子模块(half-bridge sub-module, HBSM)构成,结构简单,但HBSM无法输出负电平,故两路交流电压的频率、调制比和相位差取值受到严格限制^[7-9]。为使中间桥臂输出负电压以扩大运行范围,一种基于HBSM和全桥子模块(full-bridge sub-module, FBSM)的混合9A-MMC被提出^[10],但元件数量较多。为减少元件数量,可将中间桥臂使用的FBSM改为单级型FB-SM(unipolar full-bridge sub-module, UFBSM),但控制方法较复杂^[9]。此外,以上两种混合9A-MMC均不具有直流侧短路故障阻断性能。上、下桥臂均采用混合子模块,如采用FBSM、钳位型双子模块(clamp double sub-module, CDSM)、混合型双子模块(hybrid double sub-module, HDSM)和HBSM混合^[11],可以使9A-MMC具有直流侧故障阻断性能,但调制较复杂,上、下桥臂调制波需加直流偏置电压以保证中间桥臂电压非负,调制比同样受到限制。

9A-MMC结构简单对称,易于拓展,异频分量间易于解耦,在实现异频互联中具有较好的应用前景。为将9A-MMC应用于工频-低频-直流3种频率间互联,并使其灵活运行、控制简单、具有直流侧短路故障阻断性能,本文基于二极管钳位型子模块(diode-clamp sub-module, DCDSM)和交叉连接双子模块(cross-connected double sub-module, CCDSM)设计了一种混合9A-MMC,首先介绍了其拓扑结构与工作原理,接着分析了系统正常运行与直流侧发生短路故障时的工作机制,给出各桥臂子模块的调制方式,最后在PLECS仿真平台上搭建了电路模型进行仿真验证。

1 混合9A-MMC的拓扑结构与工作原理

所设计的混合9A-MMC拓扑如图1所示,共有三相9个桥臂,每个桥臂由若干个子模块级联而成,滤波电感为 L_0 ,等效电阻为 R_0 。9A-MMC有两个交流端口,分别接入两路交流电源,对应的频率、等效内电阻和电感分别为 f_1, f_2, R_1, R_2 和 L_1, L_2 。9A-MMC的直流端口与直流正负母线相连, O 点为电位参考点。

与传统MMC的工作原理相同,9A-MMC通过波形合成技术在交流端口输出理想交流波,并需要维持直流侧母线电压稳定。

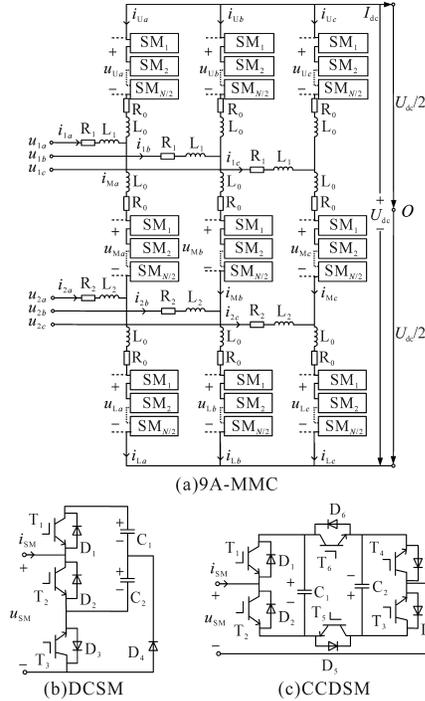


图1 混合9A-MMC拓扑图

Fig.1 Topology of hybrid 9A-MMC

根据基尔霍夫电压定律,可得9A-MMC的电路方程为

$$\begin{cases} u_{Uj} = U_{dc}/2 - u_{lj} \\ u_{Mj} = u_{lj} - u_{2j} \\ u_{lj} = u_{2j} + U_{dc}/2 \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{Uj}, u_{Mj}, u_{lj} 分别为上、中、下桥臂的输出电压, $j=a, b, c$; u_{lj}, u_{2j} 分别为上交流端口和下交流端口相电压; U_{dc} 为直流侧母线电压。

子模块是构成MMC的基本功率单元,对MMC的输出特性具有直接影响。设子模块的输出电压为 u_{SM} ,流经的电流为 i_{SM} ,子模块电容的额定电压为 U_c ,所有电气量的正方向见图1所示。

9A-MMC的上、下桥臂均由DCDSM构成,结构见图1b。DCDSM由3个IGBT,2个电容和1个二极管构成。正常运行时, T_3 常通,DCDSM的调制方式和工作特性与HBSM相同。DCDSM正常运行时能输出0和 $2U_c$ 这2种电平。输出0电平为切除状态,输出 $2U_c$ 电平为投入状态。当所有IGBT被控制关断时,子模块处于闭锁状态,当 $i_{SM}>0$ 时,子模块输出 $2U_c$,反之输出 $-U_c$ 。DCDSM所有工作状态如表1所示,“1”表示开关导通,“0”表示开关关断。由此可见DCDSM能阻断双向短路故障电流。

表1 DCDSM工作状态
Tab.1 Operation state of DCDSM

T ₁	T ₂	T ₃	i _{SM}	u _{SM}
1	0	1	±	2U _C
0	1	1	±	0
0	0	0	+	2U _C
0	0	0	-	-U _C

9A-MMC的中间桥臂由CCDSM构成,结构见图1c。CCDSM由6个IGBT和2个电容构成。为防止电容器发生直通故障,T₁与T₂,T₃与T₄,T₅与T₆不能同时处于导通状态,开关状态互补。正常运行时,CCDSM能输出0,±U_C,±2U_C电平,其中输出正电平为正投状态,输出负电平为负投状态。当所有IGBT关断时,CCDSM为闭锁状态,当i_{SM}>0时子模块输出2U_C,反之输出-2U_C。CCDSM所有工作状态如表2所示。可见CCDSM同样能阻断双向故障电流,且对正向和负向故障电流的阻断能力相等。

表2 CCDSM工作状态
Tab.2 Operation state of CCDSM

T ₁	T ₂	T ₃	T ₄	T ₅	T ₆	i _{SM}	u _{SM}
1	0	0	1	1	0	±	2U _C
1	0	1	0	1	0	±	U _C
0	1	0	1	1	0	±	U _C
0	1	1	0	1	0	±	0
1	0	0	1	0	1	±	0
0	1	0	1	0	1	±	-U _C
1	0	1	0	0	1	±	-U _C
0	1	1	0	0	1	±	-2U _C
0	0	0	0	0	0	+	2U _C
0	0	0	0	0	0	-	-2U _C

2 混合9A-MMC运行分析

2.1 稳态运行分析

定义调制比M为交流相电压幅值与直流侧母线电压的比值,则

$$\begin{cases} M_1 = \frac{2U_1}{U_{dc}} \\ M_2 = \frac{2U_2}{U_{dc}} \end{cases} \quad (2)$$

式中:U₁,U₂分别为两个交流系统相电压幅值。M₁与M₂范围为[0,1]。

将M₁和M₂代入式(1),整理可得:

$$\begin{cases} u_{Uj} = \frac{U_{dc}}{2} - M_1 \frac{U_{dc}}{2} \sin(\omega_1 t + \varphi_{1j}) \\ u_{Mj} = M_1 \frac{U_{dc}}{2} \sin(\omega_1 t + \varphi_{1j}) - \\ \quad M_2 \frac{U_{dc}}{2} \sin(\omega_2 t + \varphi_{2j}) \\ u_{Lj} = M_2 \frac{U_{dc}}{2} \sin(\omega_2 t + \varphi_{2j}) + \frac{U_{dc}}{2} \end{cases} \quad (3)$$

式中:ω₁,ω₂分别为两个交流系统角频率;φ_{1j},φ_{2j}分别为两个交流系统的相角。

由式(3)可以计算出各桥臂的调制波。由于调制比不大于1,可知上、下桥臂电压范围为[0,U_{dc}],中间桥臂电压范围为[-U_{dc},U_{dc}]。

设各桥臂子模块的数量为n,已知DCDSM的输出电压为0或2U_C,CCDSM可输出0,±U_C,±2U_C5种不同电平。为了满足正常运行时各桥臂的电压范围,有:

$$2nU_C \geq U_{dc} \quad (4)$$

为降低成本,一般不考虑冗余子模块,有:

$$2nU_C = U_{dc} \quad (5)$$

设N满足NU_C=U_{dc},则各桥臂子模块数为N/2。

对于上、下桥臂的DCDSM,本文采用载波移相调制(phase shifted pulse-width modulation, PS-PWM)对其进行调制,当调制波大于载波时,子模块输出电平为2U_C,反之输出0电平。调制方式如图2所示。对于中间桥臂的CCDSM,若采用传统的双极性PS-PWM对其进行调制,则当调制波大于载波,子模块输出2U_C,反之输出-2U_C。调制方式如图3所示。

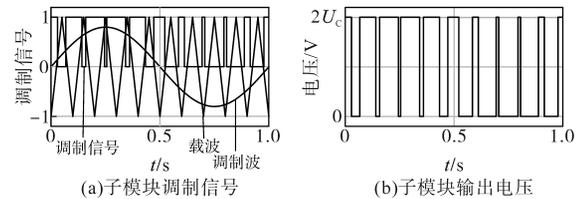


图2 DCDSM调制方式

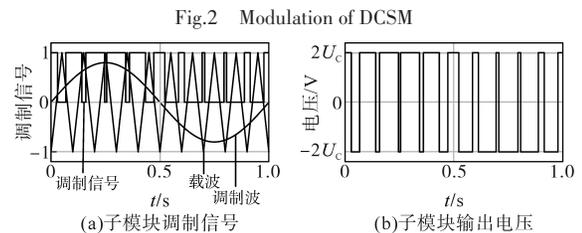


图3 CCDSM传统调制方式

Fig.3 Conventional modulation of CCDSM

当桥臂子模块数为N/2时,中间桥臂输出电压的电平数共有从NU_C到-NU_C的(2NU_C)/(4U_C)+

$1=N/2+1$ 种。

表3为传统双极性PS-PWM下CCDSM各IGBT的控制方式,其中,“0”表示关断,“1”表示导通,下同。

表3 传统调制下CCDSM各IGBT控制方式
Tab.3 Control modes of IGBTs of CCDSM when using conventional modulation

调制信号	u_{SM}	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
1	$2U_c$	1	0	0	1	1	0
0	$-2U_c$	0	1	1	0	0	1

在此种调制方法中,获得各IGBT的调制信号需要进行 $N/2$ 次的取反运算(T_2, T_3, T_6 的调制信号需要通过 T_1, T_4, T_5 的调制信号取反而得到),因此时间复杂度为 $O(N)$ 。

为增加子模块输出电压平数,对CCDSM两个电容进行独立调制,电容的调制信号为1时正投,为0时负投。子模块的调制信号为两个电容调制信号之和。为避免电容反向并联,当 C_1 和 C_2 的调制信号互补时,控制子模块为切除状态,输出0电平;当 C_1 和 C_2 的调制信号都为1,子模块调制信号为2,输出 $2U_c$;当 C_1 和 C_2 的调制信号都为0,子模块调制信号为0,输出 $-2U_c$ 。图4为改进后的CCDSM调制方式。

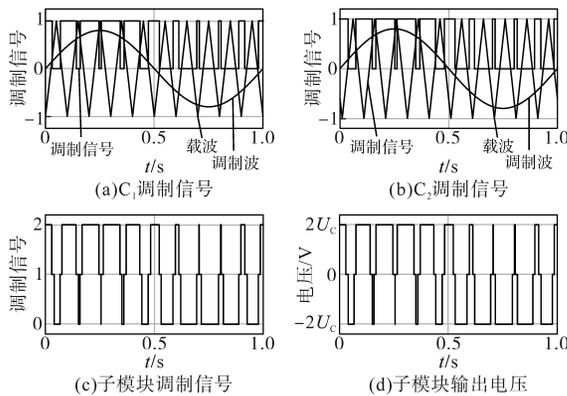


图4 改进后CCDSM的调制方式

Fig.4 Improved modulation of CCDSM

当桥臂的子模块数为 $N/2$ 时,中间桥臂输出电压电平数共有 NU_c 到 $-NU_c$ 的 $(2NU_c)/(2U_c)+1=N+1$ 种,与传统的双极性PS-PWM相比增加了 $N/2$ 个电平。由图4可知改进后的调制方式增加了子模块输出0电平的工作状态,能降低谐波失真率。

表4为改进调制方式后CCDSM各IGBT的控制方式。调制方法改进后,获得各IGBT的调制信号需要进行 $N/2$ 次的加法运算(获得调制信号之和),再经过 $N/2 \times 2=N$ 次比较运算(当调制信号

和等于2时, T_1, T_4 导通,其余情况为关断;当调制信号和等于0时, T_6 导通,其余情况为关断),最后经过 N 次取反运算(基于 T_1, T_4 的调制信号取反获得 T_2, T_3 的调制信号,基于 T_6 的调制信号取反获得 T_5 的调制信号),因此时间复杂度同样为 $O(N)$ 。

虽然改进后的调制方法计算量有所增加,但算法的时间复杂度不变,同样为 $O(N)$ 。特别地,当MMC加入额外的如电容均压中的排序法(时间复杂度为 $O(N^2)$)等控制算法时,此调制算法的时间复杂度可以忽略。

表4 改进调制后CCDSM各IGBT调制方式

Tab.4 Control modes of IGBTs of CCDSM when using improved modulation

调制信号和	u_{SM}	T_1	T_2	T_3	T_4	T_5	T_6
2	$2U_c$	1	0	0	1	1	0
0	$-2U_c$	0	1	1	0	0	1
1	0	0	1	1	0	1	0

2.2 直流侧短路故障分析

直流电网中最常见的故障是单极接地故障。相较于双极接地故障,单极接地故障多为瞬时性故障,故障电流较小且不影响功率传输,通常要求变流器在发生单极接地故障后,实现系统不停运^[12]。因此,主要研究直流侧单极短路接地故障在考虑IGBT不闭锁的情况下的影响。而双极短路故障通常为永久性故障,且会造成极高的短路故障电流。为此,本文仅对双极接地故障时混合9A-MMC的运行特性和阻断能力进行详细分析与验证。

2.2.1 单极接地故障分析

为了限制故障电流,降低直流侧短路故障对换流系统造成的影响,可采用直流侧接地的运行方式^[13],在直流侧并联钳位大电阻,其结构如图5所示。

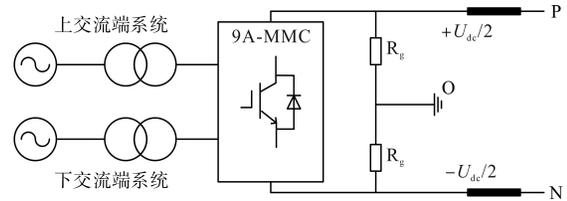


图5 9A-MMC接地方式

Fig.5 Grounding method of 9A-MMC

当发生直流侧单极短路故障时,根据现有研究结果,由于并联的钳位大电阻的阻值较大,相当于开路,此时接地支路、直流系统和交流系统

间不构成放电通路。理论上仅改变直流侧电位参考点的位置(电位参考点变为故障极),健全极的耐受电压被抬升至额定值的2倍。

由于上、下桥臂的调制波并无发生改变,使得交流侧上、下端口输出的相电压具有 $-U_{dc}/2$ 的直流分量。中间桥臂的实际电压等于各相(a, b, c 相)上、下端口相电压之差, $-U_{dc}/2$ 的直流分量被抵消,因此中间桥臂可以正常运行。交流侧输出线电压和输出电流基本不变,故系统可以短暂地继续运行,无需闭锁换流站^[12,14-15]。单极接地故障示意图如图6所示。

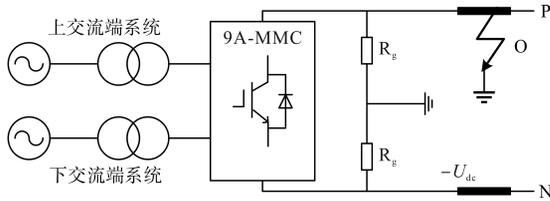


图6 单极接地故障示意图

Fig.6 Monopole to earth fault

综上,当发生单极接地故障时,设计的混合9A-MMC的各桥臂均能暂时正常运行,交流侧输出线电压和电流、直流侧输出电压都能保持稳定,具有对单极接地故障的处理能力。

2.2.2 双极接地故障分析

当直流侧发生如图7所示的双极接地故障时,系统控制所有子模块进入闭锁状态。由于系统具有响应时间,故障发生到闭锁前,交流电源和子模块电容向故障点注入短路电流,形成过流。当子模块闭锁后,短路电流通过二极管和电容续流。由于二极管阴极与电容正极相连,忽略滤波电感和桥臂等效电阻,当短路电流续流通道中的桥臂电容提供的反向电压大于交流电压时,二极管能被反向截止,从而阻断故障电流。

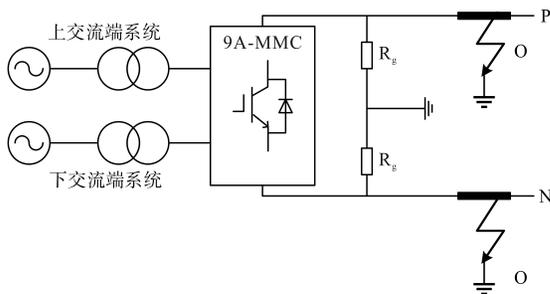


图7 双极接地故障示意图

Fig.7 Bipole to earth fault

短路电流续流通道如图8所示,可分为上交流端口一直流侧一下交流端口、上交流端口一中间桥臂一下交流端口、同端口不同相经由上桥臂

或下桥臂形成的3类通道。

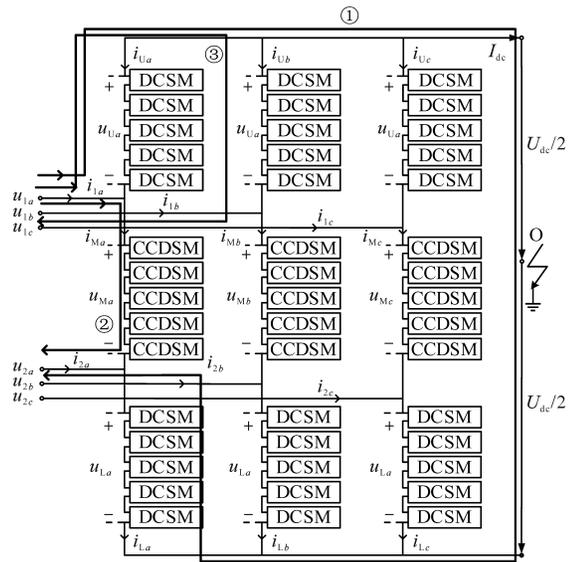


图8 短路电流续流通道

Fig.8 Short-circuit current continuation path

第1类续流通道由上桥臂和下桥臂构成。以上端口的 a 相到下端口的 b 相为例,交流电压 u_{a1b2} 的表达式为

$$u_{a1b2} = M_1 \frac{U_{dc}}{2} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) - M_2 \frac{U_{dc}}{2} \sin(\omega_2 t + \varphi_2 - \frac{2\pi}{3}) \quad (6)$$

因 M_1, M_2 不大于1,有 $-U_{dc} < u_{a1b2} < U_{dc}$ 。

当桥臂电流大于0时,上、下桥臂均有 N 个电容接入电路,电容电压之和为 $2NU_c = 2U_{dc}$ 。当桥臂电流小于0时,上、下桥臂均有 $N/2$ 个电容接入电路,电压之和为 $NU_c = U_{dc}$ 。因此电容提供的反向电压总比交流电压 u_{a1b2} 大,故二极管正向偏置电压小于0,被反向截止。

第2类续流通道由中间桥臂构成。以 a 相为例,交流电压 u_{a1a2} 的表达式为

$$u_{a1a2} = M_1 \frac{U_{dc}}{2} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) - M_2 \frac{U_{dc}}{2} \sin(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (7)$$

因 M_1, M_2 不大于1,有 $-U_{dc} < u_{a1a2} < U_{dc}$ 。

由于CCDSM闭锁时 C_1 和 C_2 都接入电路,故MMC闭锁后中间桥臂总有 N 个电容接入电路吸收短路故障电流,电压之和为 $NU_c = U_{dc}$ 。同样地,二极管总能被反向截止。

第3类续流通道由两个上桥臂或下桥臂构成。以上交流端口的 a, b 相为例,交流电压 u_{a1b1} 的表达式为

$$u_{a1b1} = M_1 \frac{U_{dc}}{2} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) - M_1 \frac{U_{dc}}{2} \sin(\omega_1 t + \varphi_1 - \frac{2\pi}{3}) \quad (8)$$

经过整理有:

$$u_{a1b1} = M_1 \frac{\sqrt{3} U_{dc}}{2} \sin(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (9)$$

由于调制比不大于1,有 $-U_{dc} < u_{a1b1} < U_{dc}$ 。

若电流从a相流向b相,a相上桥臂有 $N/2$ 个电容接入电路,b相上桥臂有 N 个电容接入电路,电压之和为 $3U_{dc}/2$ 。若电流从b相流向a相,a相上桥臂有 N 个电容接入电路,b相上桥臂有 $N/2$ 个电容接入电路,电压之和为 $3U_{dc}/2$ 。故二极管总被反向截止。

对于下桥臂形成的第3类续流通道分析同上桥臂,不再赘述。

综上所述,混合9A-MMC能够实现直流侧故障阻断。

2.3 对比

表5为本文所设计的混合9A-MMC与现有的混合9A-MMC的对比。由表5可知,基于DCSM和CCDSM构成的混合9A-MMC元件数量和子模块数量更少,有利于功率回路的硬件设计;且其具有阻断直流侧双极接地短路故障的性能,很好地平衡了经济性和可靠性。

表5 不同9A-MMC的对比

子模块类型	电容数量	IGBT数量	二极管数量	直流故障阻断性能	中间桥臂电压
HBSM ^[6]	9N	18N	0	无	$[0, U_{dc}]$
HBSM-FBSM ^[10]	9N	24N	0	无	$[-U_{dc}, U_{dc}]$
HBSM-UFBSM ^[9]	9N	21N	3N	无	$[-U_{dc}, U_{dc}]$
HBSM-FBSM ^[11]	9N	30N	0	有	$[0, U_{dc}]$
CDSM-FBSM ^[11]	9N	27N	6N	有	$[0, U_{dc}]$
HDSM-FBSM ^[11]	9N	27N	3N	有	$[0, U_{dc}]$
DCSM-CCDSM	9N	18N	3N	有	$[-U_{dc}, U_{dc}]$

3 仿真结果分析

在PLECS中搭建电路模型,详细仿真参数如表6所示。

表6 仿真参数

Tab.6 Simulation parameters

参数	数值	参数	数值
桥臂子模块数	5	U_1	400 V
子模块电容	6 mF	f_1	50 Hz
子模块电容额定电压	100 V	U_2	400 V
载波频率	2 kHz	f_2	50/3 Hz
系统功率	2 kW	L_0	10 mH
U_{dc}	1 000 V	R_0	5 Ω
R_1, R_2	2 Ω	L_1, L_2	1 mH

3.1 稳态运行情况

当采用传统的双极性PS-PWM对CCDSM进行调制时,混合9A-MMC的直流侧输出电压和电流、上、下交流端口相电压及其总谐波失真率、a相中间桥臂调制波及输出电压如图9所示。其中,THD_{1j}和THD_{2j}分别为两个交流端口相电压的总谐波失真率。

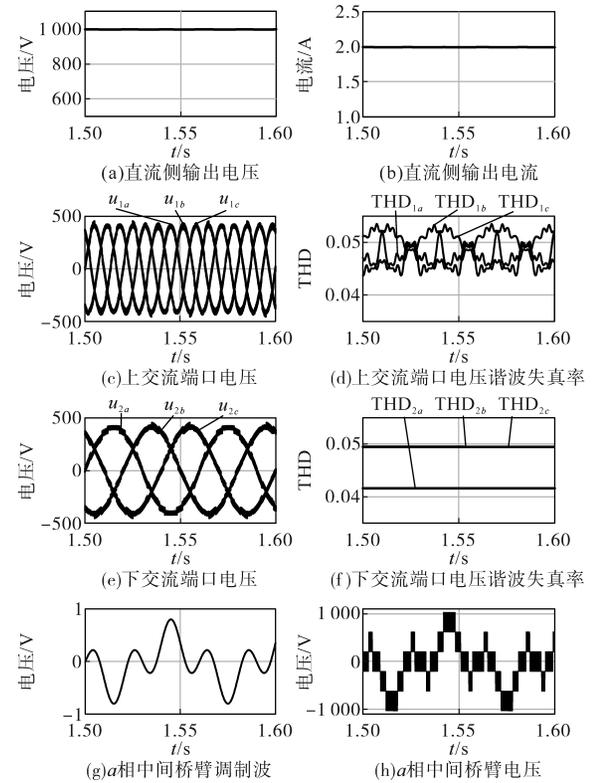


图9 传统调制方式下的稳态运行输出情况

Fig.9 Outputs in steady state of conventional modulation

从仿真结果可知,采用传统调制方式下的混合9A-MMC能将频率分别为50 Hz, 50/3Hz、幅值为400 V的两路交流转换为幅值为1 000 V的直流送出;上交流端口相电压的总谐波失真率在5.5%左右,下交流端口相电压的总谐波失真率在5%左右;直流侧输出电压纹波较小,中间桥臂能输出 ± 200 V, ± 600 V以及 $\pm 1 000$ V的6种电平。

a 相各桥臂子模块电容电压如图10所示,仿真结果证明了电容电压均能稳定在95~105 V,在额定值的 $\pm 5\%$ 之内。各子模块的损耗一致性较好,PS-PWM具有桥臂内自然均压性能^[16-17]。

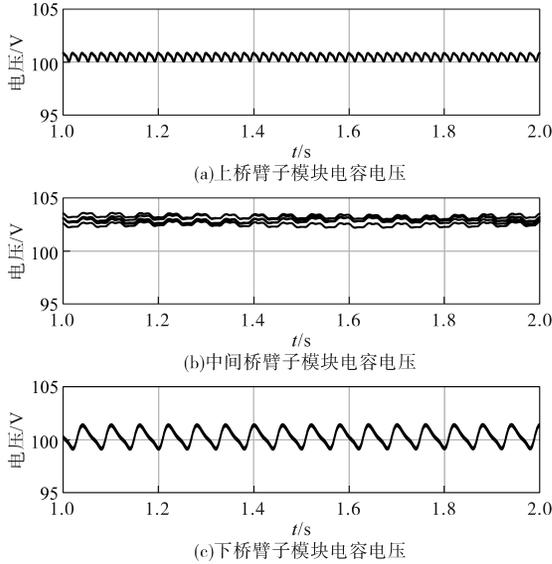


图10 传统调制方式下稳态运行时 a 相子模块电容电压

Fig.10 Voltages of a -phase SMs' capacitors in steady state of conventional modulation

当采用改进的双极性PS-PWM对CCDSM进行调制时,变流器的直流侧输出电压和电流、上、下交流端口相电压及其总谐波失真率、 a 相中间桥臂调制波及输出电压如图11所示。

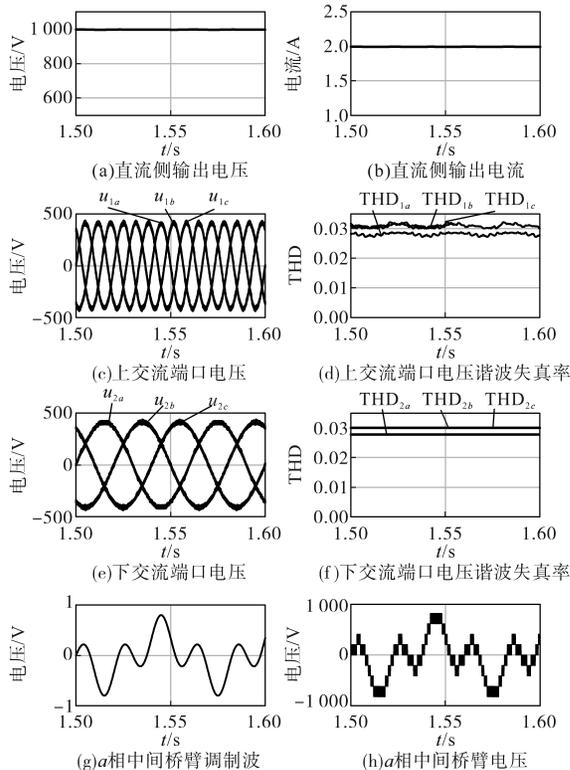


图11 改进调制方式下稳态运行输出情况

Fig.11 Outputs in steady state of improved modulation

由图11可知,上端口交流相电压的总谐波失真率能控制在3.5%以内,下端口交流相电压的总谐波失真率能控制在3%以内;直流侧负载电压纹波较小;中间桥臂能输出0, ± 200 V, ± 400 V, ± 600 V, ± 800 V以及 $\pm 1\ 000$ V的11种电平。与传统的PS-PWM相比,中间桥臂输出电平数增加了5种,交流端口相电压的总谐波失真率得到显著下降。

使用改进的调制方式后 a 相各桥臂子模块电容电压如图12所示,电容电压同样能稳定在额定值的 $\pm 5\%$ 之内。

以上仿真结果验证了所设计的混合9A-MMC能实现工频-低频-直流3种频率的互联,且中间桥臂无需控制电流方向即可输出负电平,改进的中间桥臂调制方式增加了输出电压的电平数,降低了谐波含量。

此外,由于DCSM和CCDSM中两个电容器(C_1, C_2)在稳态运行时总是同时投入或切除,充放电时间以及流过的电流完全相同,故稳态运行时电压总相等。当需要外加控制算法时,能降低算法的计算量,两个电容器可共用一个电压传感器,从而减少电压传感器的总数。

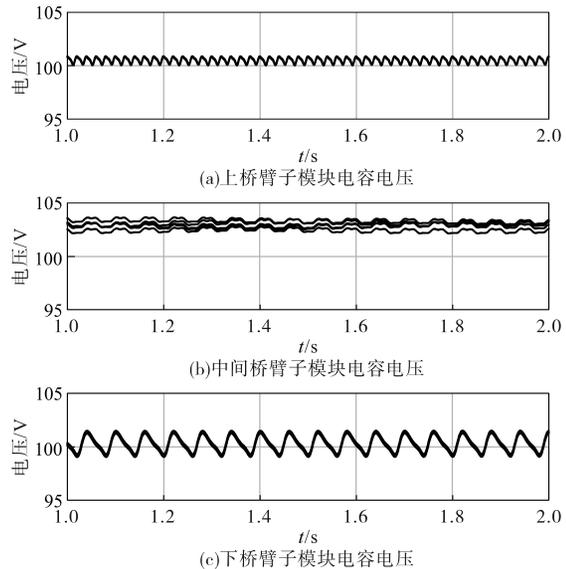


图12 改进调制方式下稳态运行时 a 相子模块电容电压

Fig.12 Voltages of a -phase SMs' capacitors in steady state of improved modulation

3.2 直流侧双极接地短路故障阻断性能验证

设系统在1.500 s发生直流侧双极短路故障,响应时间为1 ms。图13为混合9A-MMC的直流侧输出电流和 a 相各桥臂电流。故障发生后,直流侧电流和 a 相桥臂电流迅速增大,1.501 s后逐渐下降到0。验证了所设计的变流器具有阻断直

流侧短路故障的性能。

图14为发生直流侧双极短路故障后a相各桥臂子模块电容电压。

对于上、下桥臂的子模块,电容在1.500s到1.501s时迅速放电,电压下降。由于故障后桥臂电流总小于0,当DCSM切换为闭锁状态后,C₁被旁路,电压保持不变,故障电流对C₂充电,电压上升,当桥臂电流降为0后电压保持不变。

对于中间桥臂的子模块,1.500s到1.501s时

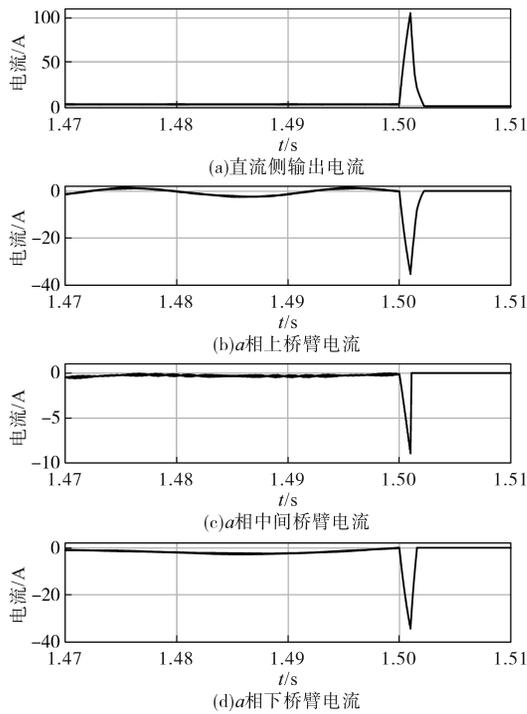


图13 短路故障电流

Fig.13 Short-circuit current

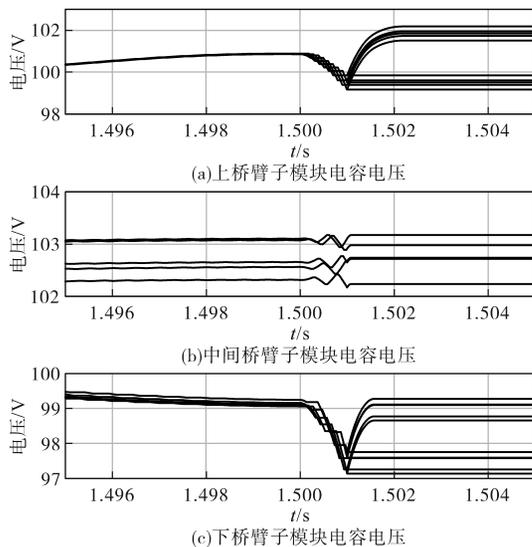


图14 短路故障a相子模块电容电压

Fig.14 Voltages of a-phase SMs' capacitors in short-circuit fault state

子模块根据正常运行时的调制信号进行工作。当子模块正投时,电容放电电压下降;当子模块负投时,上、下桥臂的子模块电容和交流电源形成的过流对其电容进行充电,电容电压上升;当子模块为切除状态时,电容被旁路,电压保持不变。当CCDSM切换为闭锁状态后,所有电容接入电路吸收故障电流,电压上升,故障电流降为0后保持不变。此外,子模块电容电压在闭锁后都能稳定在额定值附近,有助于故障清除后系统快速重启。

4 结论

本文针对多频率电力系统中存在的工频、低频、直流的3种频率分量,提出了一种由DCSM和CCDSM构成的混合9A-MMC变流器,上、下桥臂子模块选用DCSM,中间桥臂子模块选用CCDSM,两个交流端口分别接频率为50 Hz和50/3 Hz的两路交流。并给出了各桥臂的调制方法,特别地,对中间桥臂设计了一种改进的双极性PS-PWM调制方式。仿真结果验证了所设计的混合9A-MMC能实现工频-直流-低频3种频率系统之间的互联,具有直流侧短路故障阻断性能,无需控制中间桥臂电流方向即可输出负电平。所提的混合9A-MMC与现有的混合9A-MMC相比,元件数量少、运行方式灵活且控制简单。此外,针对中间桥臂CCDSM所设计的改进的调制方式将交流端相电压总谐波失真率显著降低,直流侧输出电压纹波较小。所设计的变流器具有较好的经济性和实用性。

参考文献

[1] 国家能源局. 2025年能源工作指导意见[EB/OL]. (2025-02-27) [2025-04-16]. https://www.gov.cn/zhengce/zhengceku/202502/content_7007276.htm. National Energy Administration. Guiding opinions on energy work in 2025[EB/OL]. (2025-02-27) [2025-04-16]. https://www.gov.cn/zhengce/zhengceku/202502/content_7007276.htm.

[2] 刘吉臻,马利飞,王庆华,等. 海上风电支撑我国能源转型发展的思考[J]. 中国工程科学,2021,23(1):149-159. LIU Jizhen, MA Lifei, WANG Qinghua, et al. Offshore wind power supports China's energy transition[J]. Strategic Study of CAE, 2021, 23(1): 149-159.

[3] 迟永宁,梁伟,张占奎,等. 大规模海上风电输电与并网关键技术研究综述[J]. 中国电机工程学报,2016,36(14):3758-3771. CHI Yongning, LIANG Wei, ZHANG Zhankui, et al. An over-

- view on key technologies regarding power transmission and grid integration of large scale offshore wind power[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(14):3758-3771.
- [4] 徐政. 海上风电送出主要方案及其关键技术问题[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(21):1-10.
XU Zheng. Main schemes and key technical problems for grid integration of offshore wind farm[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(21):1-10.
- [5] 段子越, 孟永庆, 宁联辉, 等. 柔性分频输电系统的构建规划及关键设备技术综述[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(10):205-215.
DUAN Ziyue, MENG Yongqing, NING Lianhui, et al. Review on construction planning and key equipment technology of flexible fractional frequency transmission system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(10):205-215.
- [6] 张波, 丘东元, 付坚. 新型多端高压变换器拓扑构造和分析[J]. 电源学报, 2015, 13(6):69-76, 83.
ZHANG Bo, QIU Dongyuan, FU Jian. Topology and analysis of novel multi-terminal high-voltage converters[J]. Journal of Power Supply, 2015, 13(6):69-76, 83.
- [7] QIN Futian, GAO Feng, TANG Yi, et al. Comprehensive comparisons between six-arm and nine-arm modular multilevel converter[J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2020, 5(2):135-145.
- [8] QIN Futian, GAO Feng, ZHANG Chenghui. Operational analyses and control scheme of nine-arm modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4):3416-3433.
- [9] QIN Futian, GAO Feng, TANG Yi, et al. Configuration and operation of nine-arm modular multilevel converter with improved hybrid submodules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6):6389-6403.
- [10] DIAB M S, ELSEROUGI A A, MASSOUD A M, et al. A hybrid nine-arm modular multilevel converter for medium-voltage six-phase machine drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(9):6681-6691.
- [11] 焦路赞. 具有直流侧故障自清除能力的多端高压变换器设计[D]. 广州:华南理工大学, 2020.
JIAO Luyun. Design of multi-terminal high voltage converter with DC fault self-cleaning capability[D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2020.
- [12] 王璐瑶, 詹昕, 高仁栋, 等. 基于模块化多电平换流器的直流配电网接地方式选择[J]. 供用电, 2020, 37(5):2-10.
WANG Luyao, ZHAN Xin, GAO Rendong, et al. Selection of grounding mode of DC distribution networks based modular multi-level converter[J]. Distribution & Utilization, 2020, 37(5):2-10.
- [13] 徐政, 屠卿瑞, 管敏渊, 等. 柔性直流输电系统[M]. 北京:机械工业出版社, 2012.
XU Zheng, TU Qingrui, GUAN Minyuan, et al. HVDC flexible system[M]. Beijing:China Machine Press, 2012.
- [14] 张建坡, 赵成勇, 黄晓明, 等. 基于模块化多电平高压直流输电系统接地故障特性仿真分析[J]. 电网技术, 2014, 38(10):2658-2664.
ZHANG Jianpo, ZHAO Chengyong, HUANG Xiaoming, et al. Simulation research on earth fault characteristics of modular multilevel converter based high voltage direct current transmission system[J]. Power System Technology, 2014, 38(10):2658-2664.
- [15] 罗永捷, 徐罗那, 熊小伏, 等. MMC-MTDC系统直流单极对地短路故障保护策略[J]. 电工技术学报, 2017, 32(S1):98-106.
LUO Yongjie, XU Luona, XIONG Xiaofu, et al. Pole-to-ground DC fault protection of MMC-MTDC systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(S1):98-106.
- [16] 周莹坤, 齐磊, 崔翔, 等. 采用载波移相调制的模块化多电平换流器损耗一致性分析[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(20):100-106.
ZHOU Yingkun, QI Lei, CUI Xiang, et al. Loss consistency analysis of modular multilevel converter using carrier phase shifted sinusoidal pulse width modulation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(20):100-106.
- [17] 王蕊, 王斌, 万杰星. 模块化多电平换流器(MMC)调制方法综述[J]. 电器与能效管理技术, 2017(8):43-47.
WANG Rui, WANG Bin, WAN Jiexing. Review on modulation methods for modular multi-level converters[J]. Electrical & Energy Management Technology, 2017(8):43-47.

收稿日期:2025-04-16

修改稿日期:2025-04-21