一种新型的 $n+1$ 混合式模块化多电平换流器拓扑结构及其控制策略

缪惠宇[1],梅 军[1],张宸宇[2],郑建勇[1,3],梅 飞[3,4]

(1. 东南大学 电气工程学院,江苏 南京 210096;2. 国网江苏省电力公司电力科学研究院,江苏 南京 211103;
3. 江苏省智能电网技术与装备重点实验室,江苏 镇江 212000;4. 河海大学 能源与电气学院,江苏 南京 211100)

摘要:针对中压应用场合,提出一种新型的 $n+1$ 混合式模块化多电平换流器(HMMC)拓扑结构。在传统单桥臂 n 个子模块的模块化多电平换流器(MMC)基础上,加入 1 个全桥子模块,使其电容电压控制为半桥子模块的一半,实现输出电压电平数由原先的 $n+1$ 增长至 $2n+3$。针对其结构提出一种混合式调制方式,在保证 HMMC 稳定工作的基础上,降低 HMMC 子模块的工作开关损耗。由于全桥、半桥子模块电容电压不一致,采用一种电容预充电方式,并对子模块电容电压建立数学模型,提出一种子模块电容电压平衡的控制策略。在 MATLAB/Simulink 软件中搭建仿真模型,仿真结果验证了所提拓扑结构和控制策略的有效性和正确性。

关键词:混合式模块化多电平换流器;混合调制;子模块电容电压平衡;电容预充电

中图分类号:TM 46 **文献标识码**:A DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.03.012

0 引言

随着电力电子技术的发展,基于电压源型换流器的高压直流输电 VSC-HVDC(Voltage Source Converter based HVDC)已经得到越来越广泛的关注[1-2]。其中,在 2002 年由德国慕尼黑联邦国防大学的 R. Marquart 为首的学者提出一种新型的模块化多电平换流器 MMC(Modular Multilevel Converter)结构[3]。MMC 的本质思想是采用多个子模块 SM(SubModule)级联的方式,降低每一个子模块上的电压受力[4]。由于其模块化和级联型的结构特点,MMC 具有易扩展的优点,能够灵活应用于工业现场[5]。目前,国内外针对 MMC 的研究主要集中于其拓扑结构、子模块电压平衡、环流抑制、故障闭锁等方面。混合式子模块结构是指 MMC 某相中的子模块具有多种拓扑结构。常见的混合式模块化多电平换流器(HMMC)主要采用半桥型子模块与全桥型子模块进行混合[6]。除此之外,全桥型子模块还可以使用箝位双子模块[7]、增强型子模块[8]、自阻型子模块[9]、T 型全桥子模块[10]等多种新型子模块拓扑进行替代,其各有优缺点。目前采用混合式子模块的目的是闭锁直流侧故障、阻断短路电流[11]。

得益于 MMC 模块化的拓扑结构,随着并联输出模块的增加,MMC 输出波形的质量变高,因此在柔性直流输电中应用较为广泛。国内外学者正致力于将 MMC 应用于大功率变频器中,将其用于机车牵引、交流调速等交流传动的中压应用场合[12-14]。此时当 MMC 的子模块个数较少时,其输出波形质量必然会受到影响。本文针对这种情况提出了一种改进型的混合子模块拓扑结构,以提高输出波形质量。传统的 MMC 一相中上下桥臂各有 n 个子模块,可以输出的电平数为 $n+1$[15]。本文提出一种混合式子模块拓扑结构,在上、下桥臂中分别额外加入 1 个全桥型子模块,其研究重点并不是闭锁直流故障,而是提高子模块输出电平数,改善 MMC 的输出电压质量。在控制 MMC 硬件成本的基础上,使输出电平数提高至 $2n+3$。

针对本文提出的 $n+1$ HMMC 结构,对其工作原理进行分析,提出相应的调制技术,并实现子模块的预充电;对不同拓扑的子模块电容电压进行定量分析,提出其对应的子模块电容电压平衡策略;根据上述理论研究,使用 MATLAB/Simulink 软件进行仿真研究,最终在 dSPACE 平台上得出相应的实验结果。

1 $n+1$ HMMC 的拓扑结构

在传统的 MMC 结构中,每个桥臂是由 n 个半桥子模块构成的,每相共有 $2n$ 个子模块,其子模块电容电压为直流母线电压 U_{dc} 的 $1/n$。MMC 一般采用 $n+1$ 电平调制,在运行中始终保证每相中有一半(n 个)的子模块处于投入状态,另外一半的子模块处于切除状态[16]。

本文提出一种 $n+1$ HMMC 拓扑结构,在子模块个数一定的情况下,能够输出更多的电平数,降低了输出的总谐波畸变率(THD),提高了输出波形质量。其拓扑结构如图 1 所示。图中,SM 为半桥子模块;FSM 为全桥子模块;U_c 为半桥子模块

收稿日期:2016-11-13;修回日期:2017-10-15

电容电压;U'_c 为全桥子模块电容电压;u_{SM} 为子模块输出电压;i_{SM} 为流入子模块电流;U_{dc} 为直流侧电压;I_{dc} 为直流母线电流;i_{xp}、i_{xn}(x = a,b,c)分别为 HMMC 三相上、下桥臂电流;L 为 HMMC 上下桥臂电感。

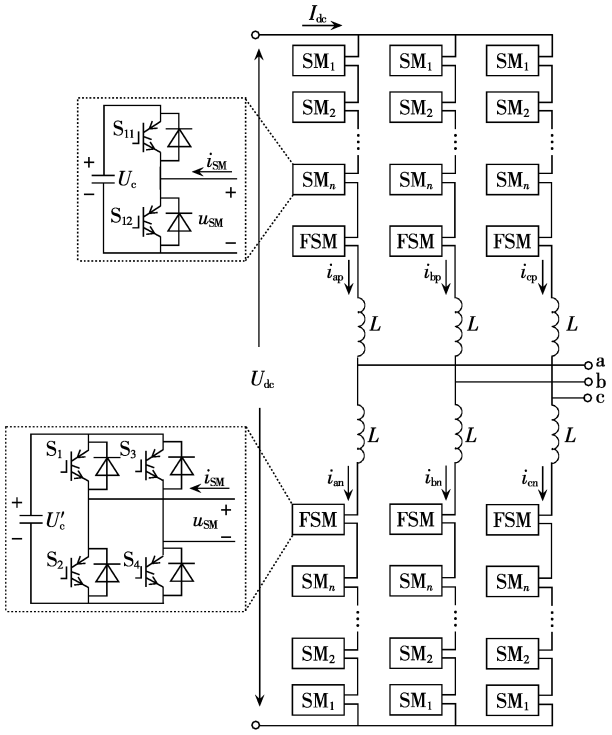

图 1　n+1 HMMC 拓扑结构图

Fig.1　Topological structure diagram of n+1 HMMC

HMMC 的每一个桥臂中包含 n 个半桥子模块和 1 个全桥子模块。半桥子模块的电容电压 U_c 为:

$$U_c = U_{dc}/n \tag{1}$$

全桥子模块的电容电压 U'_c 为半桥子模块电容电压的一半。

半桥子模块的工作方式与传统 MMC 一致,开关 S$_{11}$ 和 S$_{12}$ 互补导通。当 S$_{11}$ 导通时,子模块输出电压为 U_c;当 S$_{12}$ 导通时,子模块输出电压为 0。其充放电与流入子模块电流方向有关。相比于半桥子模块,全桥子模块较为复杂,其工作状态如表 1 所示[17]。表中,S_1—S_4 为 S$_1$—S$_4$ 的开关状态,为 1 表示导通,为 0 表示断开。全桥子模块的开关 S$_1$ 和 S$_2$ 互补导通,S$_3$ 和 S$_4$ 互补导通。从表中不难分析出,全桥子模块的输出电压与开关状态之间存在如下关系:

$$U_{SM} = (S_1 - S_3)U'_c \tag{2}$$

表 1　全桥子模块工作模式

Table 1　Operation mode of full-bridge submodule

模式	S_1	S_2	S_3	S_4	$i_{SM}(t)$	$u_{SM}(t)$	电容状态
1	1	0	1	0	—	0	切除
2	0	1	0	1	—	0	切除
3	1	0	0	1	<0	U'_c	投入放电
4	1	0	0	1	>0	U'_c	投入充电
5	0	1	1	0	<0	$-U'_c$	投入充电
6	0	1	1	0	>0	$-U'_c$	投入放电
闭锁	0	0	0	0	—	—	—

2　n+1 HMMC 工作状态

第1节中已经说明,全桥子模块的电容电压为半桥子模块电容电压的一半,即:

$$U'_c = U_c/2 \tag{3}$$

每个桥臂上有 1 个全桥子模块和 n 个半桥子模块,因此,每一个桥臂投入不同个数子模块后输出的电压之和的取值范围为 $-U'_c \sim nU_c + U'_c$,而传统 MMC 单个桥臂输出电压取值范围为 $0 \sim nU_c$。HMMC 单个桥臂输出电压满足:

$$U_{jp}(t) = -U'_c, 0, U'_c, \cdots, nU_c, nU_c + U'_c = -\frac{U_c}{2}, 0, \frac{U_c}{2}, \cdots, nU_c, \left(n+\frac{1}{2}\right)U_c \tag{4}$$

由此可见,HMMC 输出的电平数为 $2n$+3,相比于传统的 MMC,在上下桥臂分别加入 1 个全桥子模块后,变换器输出电平数接近原先的 2 倍,大幅降低了输出波形的 THD,提高了输出电压波形质量。

为了方便分析仅考虑 a 相,类似于传统的 MMC,HMMC 的桥臂电阻 R 相对于桥臂电感 L 可以忽略,仅考虑交流电网侧电感 L_s,可以得到如图 2 所示的等效示意图[18]。图中,u_{Fap}、u_{Fan} 分别为全桥子模块上、下桥臂的等效电压源电压;u_{Hap}、u_{Han} 分别为半桥子模块上、下桥臂的等效电压源电压;e_a 为 a 相的网侧电压。

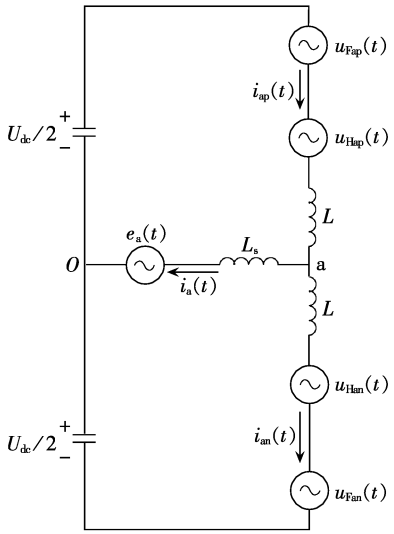

图 2　HMMC 单相等效示意图

Fig.2　Equivalent single-phase diagram of HMMC

忽略 HMMC 上、下桥臂电感,可以得到:

$$\begin{cases} u_{Hap}(t) + u_{Fap}(t) = U_{dc}/2 - u_{aO}(t) \\ u_{Han}(t) + u_{Fan}(t) = u_{aO}(t) + U_{dc}/2 \end{cases} \tag{5}$$

根据式(5),可得:

$$\begin{cases} u_{\mathrm{Han}}(t)+u_{\mathrm{Hap}}(t)+u_{\mathrm{Fan}}(t)+u_{\mathrm{Fap}}(t)=U_{\mathrm{dc}} \\ u_{\mathrm{Han}}(t)-u_{\mathrm{Hap}}(t)+u_{\mathrm{Fan}}(t)-u_{\mathrm{Fap}}(t)=2u_{aO}(t) \end{cases} \tag{6}$$

在HMMC中,为了维持直流侧电压稳定,半桥子模块投入的个数始终保持为 n,上下桥臂的全桥子模块输出电压之和始终保持为0,因此有:

$$\begin{cases} u_{\mathrm{Han}}(t)+u_{\mathrm{Hap}}(t)=nU_{\mathrm{c}}=U_{\mathrm{dc}} \\ u_{\mathrm{Fan}}(t)+u_{\mathrm{Fap}}(t)=0 \\ u_{\mathrm{Fan}}(t)=-U_{\mathrm{c}}/2,U_{\mathrm{c}}/2,0 \end{cases} \tag{7}$$

结合式(7),可以得到HMMC的输出电压最大幅值为:

$$U_{aO_\max}=\frac{1}{2}(n+1)U_{\mathrm{c}}=\frac{n+1}{2n}U_{\mathrm{dc}} \tag{8}$$

由此可见,HMMC的直流侧电压利用率高于传统的MMC。

3 HMMC的调制方法

针对HMMC的拓扑结构,本文提出一种混合调制方法[19]。在保证HMMC稳定工作的基础上,降低HMMC子模块的工作开关损耗。

假设a相的输出电压为:

$$u_{aO}(t)=\frac{(n+1)U_{\mathrm{dc}}}{2n}M\sin(\omega t) \tag{9}$$

其中,M 为HMMC的调制比;ω 为电网频率。

由于HMMC中的半桥子模块的电容电压较高,采用最近电平逼近(NLM)的调制方法,可降低其开关频率,减小其开关损耗;针对HMMC中的全桥子模块,可采用脉宽调制(PWM)技术,其个数较少,电压较低,开关损耗也相对较低,但是输出电压波形质量并没有因此而降低。

a相上下桥臂中处于投入状态的半桥子模块的个数为:

$$\begin{cases} n_{\mathrm{ap}}=\dfrac{N}{2}-\mathrm{round}\left(\dfrac{u_{aO}}{U_{\mathrm{c}}}\right) \\ n_{\mathrm{an}}=\dfrac{N}{2}+\mathrm{round}\left(\dfrac{u_{aO}}{U_{\mathrm{c}}}\right) \end{cases} \tag{10}$$

其中,n_{ap} 和 n_{an} 分别为在上、下桥臂中投入的半桥子模块的个数;N 为单个桥臂上半桥子模块的个数;函数 round(x)为取整函数,其输出为最接近输入 x 值的整数。根据式(10)可以得到单个桥臂上半桥子模块的投入情况,由于半桥子模块的充放电情况与流入子模块电流的方向有关,此处并没有进行考虑。

当桥臂上单相子模块投入情况确定之后,桥臂上全桥子模块的输出参考电压可由式(11)决定。

$$\begin{cases} u_{\mathrm{Fap,PWM}}=-u_{\mathrm{Fap,PWM}} \\ u_{\mathrm{Fan,PWM}}=u_{aO}-\dfrac{(n_{\mathrm{an}}-n_{\mathrm{ap}})U_{\mathrm{c}}}{2}=U_{\mathrm{dc}}/2+u_{aO}-n_{\mathrm{an}}U_{\mathrm{c}} \end{cases} \tag{11}$$

其中,$u_{\mathrm{Fap,PWM}}$、$u_{\mathrm{Fan,PWM}}$ 分别为上、下桥臂全桥子模块的输出电压参考值,将其与高频三角载波进行比较(例如2 000 Hz),可得到上下桥臂全桥子模块的控制信号。

4 HMMC预充电

当MMC正常运行时,解决子模块的预充电问题是系统正常运行的基础。由于HMMC中全桥子模块的电容电压只有半桥子模块的一半,因此其预充电过程与传统的MMC存在一定的差距。为此,本文提出一种新型的HMMC预充电技术,将预充电过程分为3个阶段。

a. 不控充电阶段。初始阶段,HMMC的交流侧开关处于断开状态,子模块电容电压均为0,直流侧电压由0呈线性缓慢增长。子模块的IGBT开关驱动电路一般由子模块电容进行供电,由于在初始阶段子模块电容无电压,无法进行供电,故所有的子模块均处于闭锁状态。直流侧电压通过子模块的二极管对电容进行充电,当电容电压上升至能够驱动IGBT开关时,不控充电阶段结束。

b. 循环充电Ⅰ阶段。上下桥臂共有 $2n$ 个半桥子模块和2个全桥子模块,令直流侧额定电压为 U_{dcN},则全桥子模块的额定电容电压为 $U_{\mathrm{dcN}}/(2n)$,半桥子模块的额定电容电压为 U_{dcN}/n。如果保持子模块闭锁状态不变,最终每个子模块的充电电压为 $U_{\mathrm{dcN}}/(2n+2)$,并不符合HMMC正常工作的要求。为了使全桥子模块能够达到额定工作电压,当不控充电阶段结束后,采用循环充电的方式。选取 n 个电压最低的子模块,使其投入进入充电状态,其余的子模块处于切除状态,并随时监测各子模块电压。当所有 $2n+2$ 个子模块中,电容电压最高值与电容电压最低值之差大于阈值 ΔU_{SM} 时,将电压高的子模块切除,电压低的子模块投入,始终保持投入充电的子模块数为 n。当直流侧电压上升到 $U_{\mathrm{dcN}}/2$ 时,每个子模块的电容电压保持为 $U_{\mathrm{dcN}}/(2n)$,此时将上下桥臂2个全桥子模块切除,循环充电Ⅰ阶段结束。

c. 循环充电Ⅱ阶段。直流侧电压继续上升,仍采用预充电第二阶段的控制方法,始终保持投入充电的子模块个数为 n 个。当直流侧电压上升至 U_{dcN} 时,$2n$ 个半桥子模块的最终电容电压为 U_{dcN}/n。此时所有的子模块电容电压均符合正常工作的要求,启动预充电过程结束,HMMC可以进入正常工作模式。

5 子模块电容电压平衡

在HMMC的运行过程中,子模块电容电压的

平衡和保持同样影响到整个系统的正常运行。由于全桥子模块的电容电压为半桥子模块电容电压的一半,所以常规的控制子模块电容电压平衡的方法在HMMC 拓扑结构中并不适用。本文针对全桥子模块和半桥子模块分别提出了一种电容电压平衡的方法。

5.1　全桥子模块电容电压分析及其平衡

由于全桥子模块输出电容电压与传统半桥子模块不同,其能量流动与半桥子模块必然也不相同。本文首先对全桥子模块的能量流动和电容电压变化进行分析。

5.1.1　全桥子模块电容电压分析

忽略 HMMC 自身的功率损耗,以保证 HMMC 直流侧与交流侧功率平衡。为了方便起见,本节仅对 a 相进行考虑,由此可以得到:

$$P_{ac}=U_{am}I_{am}\cos\varphi/2=U_{dc}I_{dc}=P_{dc} \tag{12}$$

其中,P_{ac} 为交流侧功率;U_{am} 为 a 相电压峰值;I_{am} 为 a 相电流峰值;φ 为 a 相电压与电流相角;P_{dc} 为直流侧功率。且:

$$U_{am}=MU_{dc}/2 \tag{13}$$

在不考虑 HMMC 内部环流的情况下,以上桥臂为例,其桥臂电压和桥臂电流分别为:

$$u_{ap}=U_{dc}/2-U_{am}\sin(\omega t) \tag{14}$$

$$i_{ap}=I_{dc}+I_{am}\sin(\omega t-\varphi)/2 \tag{15}$$

上桥臂全桥子模块电压为:

$$u_{fsm}=U_{dc}/2-U_{am}\sin(\omega t)-U_{c}n_{ap} \tag{16}$$

上桥臂瞬时功率为:

$$P_{ap}=u_{ap}i_{ap}=[U_{dc}/2-U_{am}\sin(\omega t)]\times[I_{dc}+I_{am}\sin(\omega t-\varphi)/2] \tag{17}$$

上桥臂全桥子模块的瞬时功率为:

$$\begin{aligned}P_{fsm}&=u_{fsm}i_{ap}=\\&[U_{dc}/2-U_{am}\sin(\omega t)-U_{c}n_{ap}]\times\\&[I_{dc}+I_{am}\sin(\omega t-\varphi)/2]=\\&(U_{dc}/2-n_{ap}U_{c})I_{dc}+\frac{(U_{dc}/2-n_{ap}U_{c})I_{am}}{2}\times\\&\sin(\omega t-\varphi)-U_{am}I_{dc}\sin(\omega t)-\frac{U_{am}I_{am}}{2}\sin(\omega t)\times\\&\sin(\omega t-\varphi)\end{aligned} \tag{18}$$

对式(18)进行积分,可以得到上桥臂全桥子模块电容能量波动 ΔE 为:

$$\begin{aligned}\Delta E=&-n_{ap}U_{c}I_{dc}t-\frac{(U_{dc}/2-n_{ap}U_{c})I_{am}}{2\omega}\cos(\omega t-\varphi)+\\&\frac{U_{am}I_{dc}\cos(\omega t)}{\omega}\cos(\omega t)+\frac{U_{am}I_{am}}{8\omega}\sin(2\omega t-\varphi)=\\&-n_{ap}U_{c}\frac{U_{am}I_{am}\cos\varphi}{2U_{dc}}t-\frac{U_{dc}I_{am}}{4\omega}\cos(\omega t-\varphi)+\\&\frac{n_{ap}U_{c}I_{am}}{2\omega}\cos(\omega t-\varphi)+\frac{U_{am}^{2}I_{am}}{2\omega U_{dc}}+\\&\frac{U_{am}I_{am}}{8\omega}\sin(2\omega t-\varphi)\end{aligned} \tag{19}$$

在一个周期 T 内,全桥子模块电容能量波动为:

$$\begin{aligned}\Delta E(T)=&-n_{ap}U_{c}-\frac{U_{am}I_{am}\cos\varphi}{2U_{dc}}T-\frac{U_{dc}I_{am}}{4\omega}\cos\varphi+\\&\frac{n_{ap}U_{c}I_{am}}{2\omega}\cos\varphi+\frac{U_{am}^{2}I_{am}}{2\omega U_{dc}}-\frac{U_{am}I_{am}}{8\omega}\sin\varphi=\\&n_{ap}U_{c}U_{am}I_{am}T\cos\varphi\left(\frac{1}{4\pi}-\frac{M}{4}\right)+\\&\frac{U_{am}I_{am}}{8\omega}\left(-\frac{4}{M}+2M-\sin\varphi\right)\end{aligned} \tag{20}$$

式(20)中,M 取值一般为 0.8 左右,因此 $\frac{1}{4\pi}-\frac{M}{4}<0$,$-\frac{4}{M}+2M-\sin\varphi<0$,所以 $\Delta E<0$,全桥子模块将处于持续放电状态。

类似地,下桥臂全桥子模块也能得到相似的结论。由此可见,全桥子模块电容能量一直在下降,子模块的电容电压一直在降低。

5.1.2　全桥子模块电容电压平衡控制

全桥子模块是 HMMC 桥臂上的特殊模块,假如不对全桥子模块电容电压进行控制,HMMC 将无法进行正常的运行工作。为此,本文提出一种针对 HMMC 全桥子模块的电容电压平衡方法。

其控制策略如下:针对全桥子模块的电容电压波动设置波动的最大阈值,将电容电压的最大值设为 U'_{cmax},电容电压的最小值设为 U'_{cmin};实时监控上下桥臂的电流方向,以及上下桥臂的全桥子模块电容电压是否超过所设定的阈值。如果监测到的电压在正常范围之内,那么判断 HMMC 工作在正常的运行状态,采用正常的运行模式。

当监测到的电压低于阈值时,首先判断桥臂电流的方向。当桥臂的电流方向为流入子模块时,为了升高子模块电压,应尽量保持全桥子模块工作在正电压模式。此时全桥子模块输出电压为:

$$U_{F_}(t)=(S_1-S_3)U'_{c}=\frac{S_1-S_3}{2}U_{c}=-\frac{K_{PWM}}{2}U_{c} \tag{21}$$

其中,K_{PWM} 为 PWM 控制信号。

额外引入 1 个已被投入的半桥子模块到控制中,使得:

$$U_{F_}(t)=(S_1-S_3)U_{c}=\frac{S_1-S_3}{2}U_{c}=\frac{K_{PWM}}{2}U_{c} \tag{22}$$

$$U_{HI}(t)=\overline{K}_{PWM}U_{c}=(1-K_{PWM})U_{c} \tag{23}$$

其中,$U_{HI}(t)$ 为引入半桥子模块后半桥子模块的输出电压;$\overline{K}_{PWM}$ 为 K_{PWM} 信号的取反信号。

加入平衡控制之前,2 个子模块的输出总电压为 $(1-K_{PWM}/2)U_{c}$。加入平衡控制之后,两者输出的电压之和保持不变。

当桥臂电流方向为流出全桥子模块时,为了升高子模块电压,应尽量保持子模块工作在负电压模式。此时全桥子模块输出电压为:

$$U_{F+}(t)=(S_1-S_3)U_c'=\frac{S_1-S_3}{2}U_c=\frac{K_{PWM}}{2}U_c \quad (24)$$

额外引入一个未被投入的半桥子模块到控制中,使得:

$$U_{F+}(t)=(S_1-S_3)U_c=\frac{S_1-S_3}{2}U_c=-\frac{K_{PWM}}{2}U_c \quad (25)$$

$$U_{H0}(t)=K_{PWM}U_c \quad (26)$$

其中,$U_{H0}(t)$为引入半桥子模块修改后半桥子模块的输出电压。

加入平衡控制之前,2个子模块输出总电压为$K_{PWM}U_c/2$。当加入平衡控制之后,两者输出的电压之和保持不变。

类似地,当全桥子模块的电容电压高于阈值时,可使用同样的方法。可见,本文提出的方法在保持输出电压波形不变的情况下,通过额外引入1个半桥子模块,可保持全桥子模块电容电压在一定的范围内。

5.2 半桥子模块电容电压分析及其平衡

HMMC中的半桥子模块采用的是最近电平逼近的调制方法,根据输出电压的大小判断上下桥臂应投入的子模块个数。由于各子模块的投入时间并不一样,必然导致半桥子模块的电容电压不平衡。随着不平衡情况的加剧,最终将会对HMMC的正常运行造成影响。

为了将子模块不平衡控制在一定的范围内,本文采用一种虚拟循环映射(VLM)的方法[20]。VLM的核心思想就是将最近电平逼近得到的控制信号设置为虚拟子模块控制信号,而虚拟子模块的控制信号可通过一定的映射方法与实际子模块的控制信号一一对应,以此保持在一个周期内,且各子模块的投入时间大体近似,故可使子模块电容电压不平衡控制在一定的范围内。

简单地假设上、下桥臂分别存在4个半桥子模块。虚拟子模块与实际子模块存在4种映射关系,如图3所示,4种映射关系为一个映射周期,一个映射持续的时钟周期固定为T_M。图中1′、2′、3′、4′为上桥臂的虚拟子模块,5′、6′、7′、8′为下桥臂的虚拟子模块控制信号,1、2、3、4为上桥臂的真实子模块控制信号,5、6、7、8为下桥臂的真实子模块控制信号,箭头为对应的映射关系。在经过4种映射关系、1个映射周期之后,控制信号被相对平均地分配到各子模块中。经过简单的映射关系改变之后,各子模块的控制信号基本保持一致,不存在太大的区别。因此,半桥子模块的电容电压不平衡也同样地被控制在一定的范围内。

6 仿真与实验

在MATLAB/Simulink软件中搭建一个单相n+1 HMMC的开环仿真模型,其单个桥臂上串联2个半桥子模块和1个全桥子模块。传统的MMC输出波形为3电平,其电能质量很差,而$n+1$ HMMC输出波形为7电平,较好地改善了电能质量。利用HMMC对感性负载进行供电,以验证本文提出的拓扑结构及其控制策略的正确性和有效性,主要参数如下:子模块电容为2200 μF,桥臂电感为1.2 mH,直流侧额定电压为U_{dcN}=200 V,调制比M=0.8,交流侧频率f=50 Hz,负载电阻R_{load}=30 Ω,负载电感L_{load}=3 mH。

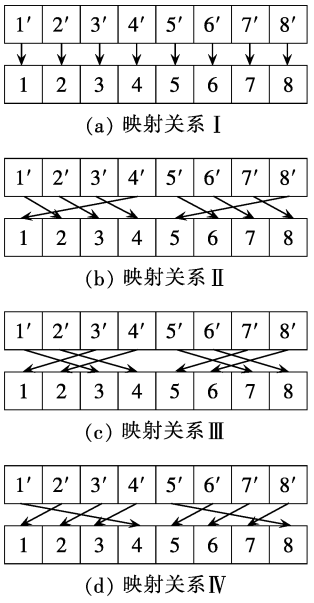

图3 虚拟循环映射示意图

Fig.3 Schematic diagram of VLM

为了模拟HMMC子模块的启动预充电过程,设置直流侧电压由0开始缓慢增长,0.5 s时直流侧电压达到额定值的一半100 V,并保持至0.6 s再切换为循环充电Ⅱ阶段。直流侧电压持续增长,至1.0 s时直流侧电压达到额定值200 V并保持恒定。直流侧电压波形如图4所示。仿真中采用本文提出的子模块预充电方法,全桥子模块与半桥子模块在充电过程中的电容电压见图5。可见全桥子模块于0.5 s时充电至50 V附近,并保持恒定,半桥子模块则继续

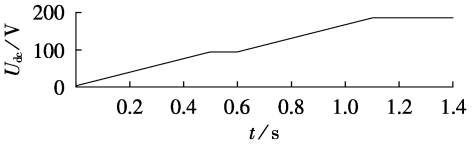

图4 预充电时直流侧电压

Fig.4 DC-link voltage in precharging

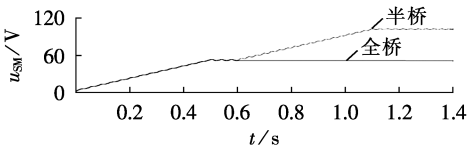

图5 预充电时子模块电压

Fig.5 Submodule voltage in precharging

充电至 100 V 附近,并保持恒定。

充电完成后,n + 1 HMMC 进入正常工作模式。因为本文研究重点为 HMMC 的工作原理,因此采用的是单相结构、开环控制对感性负载进行供电。当 HMMC 处于开路状态时,其输出电压如图 6 所示,可见输出电压为一个标准的 7 电平。

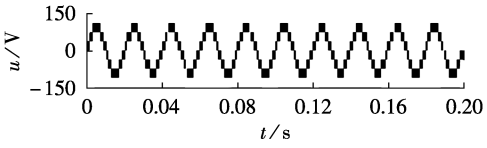

图 6　开路时 MMC 输出电压

Fig.6　Output voltage of MMC in open circuit condition

接入感性负载后,不对全桥子模块电容电压进行控制时,得到上下桥臂 2 个全桥子模块电容电压波形如图 7 所示,可见其均持续下降,与理论相符合。

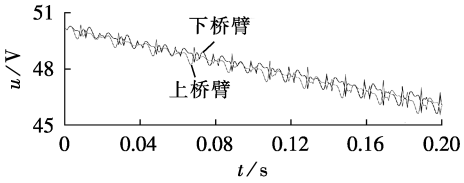

图 7　全桥子模块电压

Fig.7　Voltage of full-bridge submodule

HMMC 输出的电压和电流波形分别如图 8 和 9 所示。图 10 为以上桥臂中的一个半桥和一个全桥子模块为例,采用平衡算法之后子模块电容电压的波形,可见其分别保持在 100 V 和 50 V 左右。

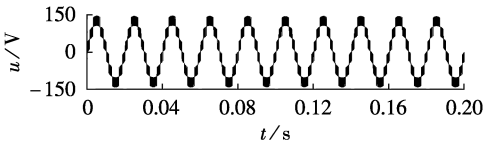

图 8　HMMC 输出电压

Fig.8　Output voltage of HMMC

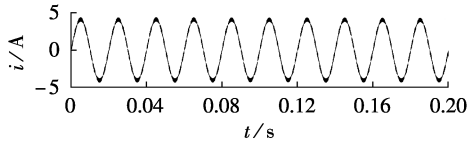

图 9　HMMC 输出电流

Fig.9　Output current of HMMC

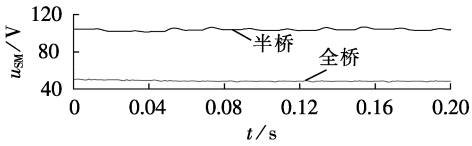

图 10　HMMC 子模块电容电压

Fig.10　Submodule capacitor voltage of HMMC

为了进一步验证理论的正确性,在 dSPACE 实验平台上进行了实验验证,实验中各项参数与仿真参数保持一致。

当 HMMC 处于开路状态时,其输出的电压波形如图 11 所示。接入负载后,其输出电压波形和电流波形如图 12 所示。图 13 为采用平衡算法之后的子模块电容电压。

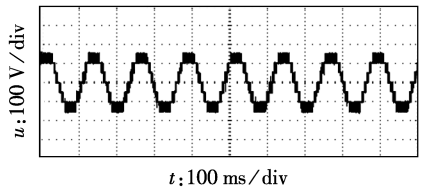

图 11　开路时 HMMC 输出电压

Fig.11　Output voltage of HMMC in open circuit condition

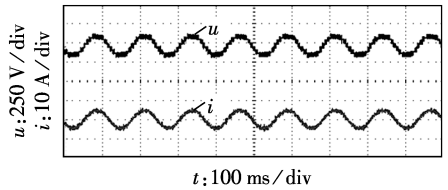

图 12　接入负载后输出电压、电流

Fig.12　Output voltage and current with load accessed

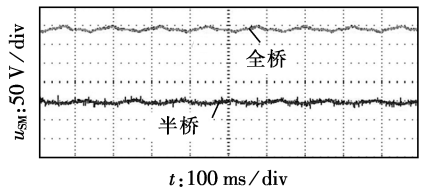

图 13　子模块电容电压

Fig.13　Submodule capacitor voltage

7　结论

本文针对中压应用场合,在传统 MMC 的基础上,提出一种新型的 n+1 HMMC,即在半桥子模块结构的 MMC 上、下桥臂中分别串联 1 个全桥子模块。单个桥臂中,仅有 n 个半桥和 1 个全桥子模块,输出电平为 $2n$+3,大幅节约了硬件成本,提高了输出波形的电能质量。根据所提的拓扑结构,提出相应的调制算法。并分析子模块的能量波动情况,提出相应的平衡策略。最后,通过仿真和实验验证了本文提出的拓扑和算法的有效性和可行性。

参考文献:

[1] 韦延方,卫志农,孙国强,等. 一种新型的高压直流输电技术——MMC-HVDC[J]. 电力自动化设备,2012,32(7):1-9.
WEI Yanfang,WEI Zhinong,SUN Guoqiang,et al. New HVDC power transmission technology:MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment,2012,32(7):1-9.

[2] 张烁,李永丽,李博通. 高压直流输电系统开路电压的研究[J]. 电力自动化设备,2015,35(11):95-102.
ZHANG Shuo,LI Yongli,LI Botong. Open line voltage of HVDC transmission system[J]. Electric Power Automation

Equipment,2015,35(11):95-102.

[3] 张建坡,田新成,尹秀艳. 模块化多电平换流器直流输电控制策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(11):103-108.
ZHANG Jianpo,TIAN Xincheng,YIN Xiuyan. Control strategy of MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(11):103-108.

[4] 管敏渊,徐政. 向无源网络供电的MMC型直流输电系统建模与控制[J]. 电工技术学报,2013,28(2):255-263.
GUAN Minyuan,XU Zheng. Modeling and control of modular multilevel converter based VSC-HVDC system connected to passive networks[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2013,28(2):255-263.

[5] 杨晓峰,郑琼林,薛尧,等. 模块化多电平换流器的拓扑和工业应用综述[J]. 电网技术,2016,40(1):1-10.
YANG Xiaofeng,ZHENG Qionglin,XUE Yao,et al. Review on topology and industry application of modular multilevel converter [J]. Power System Technology,2016,40(1):1-10.

[6] 孔明,汤广福,贺之渊. 子模块混合型MMC-HVDC直流故障穿越控制策略[J]. 中国电机工程学报,2014,34(30):5343-5351.
KONG Ming,TANG Guangfu,HE Zhiyuan. A DC fault ride-through strange for cell-hybrid modular multilevel converter based HVDC transmission systems[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(30):5343-5351.

[7] 薛英林,葛风雷,赵峥,等. LCC-C-MMC混合高压直流系统直流低电压穿越控制策略[J]. 高电压技术,2016,42(1):85-96.
XUE Yinglin,GE Fenglei,ZHAO Zheng,et al. DC low-voltage ride-through control strategy of LCC-C-MMC hybrid HVDC systems[J]. High Voltage Engineering,2016,42(1):85-96.

[8] 向往,林卫星,文劲宇,等. 一种能够阻断直流故障电流的新型子模块拓扑及混合型模块化多电平换流器[J]. 中国电机工程学报,2014,34(29):5171-5179.
XIANG Wang,LIN Weixing,WEN Jinyu,et al. A new topology of sub-modules with DC fault current blocking capability and a new type of hybrid MMC converter[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(29):5171-5179.

[9] 杨晓峰,薛尧,郑琼林,等. 采用逆组型子模块的新型模块化多电平换流器[J]. 中国电机工程学报,2016,36(7):1885-1891.
YANG Xiaofeng,XUE Yao,ZHENG Qionglin,et al. Novel modular multilevel converter with reverse blocking sub-modules [J]. Proceedings of the CSEE,2016,36(7):1885-1891.

[10] 索之闻,李庚银,迟永宁,等. 一种基于子模块混合型模块化多电平换流器的高压大功率DC/DC变换器[J]. 中国电机工程学报,2015,35(14):3577-3585.
SUO Zhiwen,LI Gengyin,CHI Yongning,et al. A cell-hybrid modular multilevel converter based high-voltage high-power DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE,2015,35(14):3577-3585.

[11] 赵成勇,许建中,李探. 全桥型MMC-MTDC直流故障穿越能力分析[J]. 中国科学:技术科学,2013(1):106-114.
ZHAO Chengyong,XU Jianzhong,LI Tan. DC faults ride-through capability analysis of full-bridge MMC-MTDC system [J]. Scientia China Technologia,2013(1):106-114.

[12] RODRIGUEZ J,BERNET S,WU B,et al. Multilevel voltage-source-vonverter topologies for industrial medium-voltage drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2007,54(6):2930-2945.

[13] 雷鸣,李耀华,葛琼璇,等. 模块化多电平变流器低频控制方法[J]. 中国电机工程学报,2013,33(24):59-65.
LEI Ming,LI Yaohua,GE Qiongxuan,et al. A control scheme of modular multilevel converter operating at low frequency[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(24):59-65.

[14] HAGIWARA M,HASEGAWA I,AKAGI H. Start-up and low-speed operation of an electric motor driven by a modular multilevel mascade inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2013,49(4):1556-1565.

[15] MARQUARDT R. Modular multilevel converter:an universal concept for HVDC-networks and extended DC-bus-applications [C]// Power Electronics Conference. Sapporo,Japan:IEEE,2010:502-507.

[16] 管敏渊,徐政,屠卿瑞,等. 模块化多电平换流器型直流输电的调制策略[J]. 电力系统自动化,2010,34(2):48-52.
GUAN Minyuan,XU Zheng,TU Qingrui,et al. Nearest level modulation for modular multilevel converters in HVDC transmission[J]. Automation of Electric Power Systems,2010,34(2):48-52.

[17] 赵成勇,李路遥,翟晓萌,等. 一种新型模块化多电平换流器子模块拓扑[J]. 南方电网技术,2012(6):62-66.
ZHAO Chengyong,LI Luyao,ZHAI Xiaomeng,et al. A new scheme of sub-module topology for modular multi-level converter [J]. Southern Power System Technology,2012(6):62-66.

[18] 杨兴武,薛花,高淳. 一种新型MMC拓扑的分析与控制[J]. 电力自动化设备,2014,34(1):96-101.
YANG Xingwu,XUE Hua,GAO Chun. Analysis and control of an MMC topology[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(1):96-101.

[19] LONG Y,XIAO X,XU Y,et al. A hybrid modulation method for improved modular multilevel converter applied for power quality compensation in medium voltage[C]//International Future Energy Electronics Conference. Tainan,China:IEEE,2013:789-793.

[20] MEI J,SHEN K,XIAO B,et al. A new selective loop bias mapping phase disposition PWM with dynamic voltage balance capability for modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2013,61(2):798-807.

作者简介:

缪惠宇

缪惠宇(1992—),男,江苏南通人,博士研究生,主要研究方向为电力电子及分布式发电技术(**E-mail**:mhy034@163.com);

梅 军(1971—),男,江苏南京人,副教授,博士,主要研究方向为柔性直流输电(**E-mail**:mei_jun@seu.edu.cn);

郑建勇(1966—),男,江苏南京人,教授,博士,主要研究方向为电力系统和新能源发电(**E-mail**:zhengjy_seu@163.com)。

A novel topology of $n+1$ hybrid modular multilevel converter and its control strategy

MIAO Huiyu[1], MEI Jun[1], ZHANG Chenyu[2], ZHENG Jianyong[1,3], MEI Fei[3,4]

(1. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China;
2. State Grid Jiangsu Electric Power Research Institute, Nanjing 211103, China;
3. Jiangsu Key Laboratory of Smart Grid Technology and Equipment, Zhenjiang 212000, China;
4. College of Energy and Electrical Engineering, Hohai University, Nanjing 211100, China)

Abstract: A novel topology of $n+1$ HMMC(Hybrid Modular Multilevel Converter) is proposed for medium voltage application occasions. A full-bridge submodule is added to the traditional modular multilevel converter with n submodules in one arm, so that the capacitor voltage is controlled by half of half-bridge submodule, and the output voltage level increases from $n+1$ to $2n+3$. The proposed strategy employs a hybrid modulation mode which can decrease the losses of HMMC submodule and guarantee steady-state operational condition for HMMC. Due to the difference in capacitor voltage between half-bridge submodule and full-bridge submodule, a capacitor precharge method is adopted and a model of submodule capacitor voltage is built, based on which a control strategy of submodule capacitor voltage balance is further proposed. Simulative results with MATLAB/Simulink validate the effectiveness and correctness of the proposed topology and control strategy.

Key words: hybrid modular multilevel converter; hybrid modulation; submodule capacitor voltage balance; capacitor precharge

(上接第 87 页 continued from page 87)

Cost consensus algorithm of electric vehicle charging station participating in AGC power allocation of grid

LI Qing, ZHANG Xiaoshun, YU Tao, QU Kaiping, ZHENG Weinan, LIU Qianjin

(College of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: A framework of electric vehicle charging station participating in the AGC power allocation of grid is constructed and its optimal mathematical model is established, based on which, a cost consensus algorithm of electric vehicle charging station participating in AGC power allocation is proposed. In order to improve the application flexibility of algorithm, the virtual consensus variables are taken as the information of consensus interactive calculation among agents while the actual consensus variables are adopted to determine the AGC power of electric vehicle. Simulative results of a power grid model show that, the proposed algorithm can reduce the regulation costs and enhance the AGC performance of power grid, and can also effectively achieve autonomous frequency regulation of electric vehicles participating in AGC power allocation.

Key words: electric vehicles; electric vehicle charging station; cost consensus algorithm; automatic generation control; autonomous frequency regulation