

非对称桥臂阻抗条件下 MMC 的控制策略

谢鸿龄,李娟,李俊生,牛林,蔡群
(红河学院工学院,云南 蒙自 661100)

摘要:对模块化多电平变换器(MMC)在非对称桥臂阻抗条件下的运行进行了分析,并设计了对应控制策略。不同于MMC的对称运行,在非对称条件下,基频交流电流将在上、下桥臂分配不均,同时共模电流中的直流和倍频分量也将流入交流侧。为此,引入了不同频率的等效电路进行了分析,提出3个控制目标后设计了控制器以控制差模电流、共模电流和功率平衡。最后,通过仿真和试验对控制方案进行了试验验证。

关键词:模块化多电平变换器;非对称条件;共模电流;差模电流;功率平衡

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed19465

Control Strategy of MMC Under Asymmetric Bridge Arm Impedance

XIE Hongling, LI Juan, LI Junsheng, NIU Lin, CAI Qun

(Institute of Technology, Honghe University, Mengzi 661100, Yunnan, China)

Abstract: The operation of modular multilevel converter(MMC) under the condition of asymmetric bridge arm impedance was analyzed and the corresponding control strategy was designed. Unlike the symmetrical operation of the MMC, under asymmetric conditions, the fundamental AC current is not split equally between the upper and lower arms, and the DC and double-frequency components in the common mode current will also flow into the AC side. To this end, the equivalent circuit of different frequencies was introduced for analysis, and three control targets were proposed. The controller was designed to control the differential mode current, common mode current and power balance. Finally, the control scheme was tested and verified by simulation and experiment.

Key words: modular multilevel converter(MMC); asymmetric condition; common mode current; differential mode current; power balance

模块化多电平变换器(modular multilevel converter, MMC)具有高效率、可扩展性和低输出谐波等优点,在很多工业场合得到了应用^[1]。

目前已有较多文献对 MMC 的建模和控制策略进行了研究^[2]。文献[3]中分析了 MMC 桥臂电流与电容电压之间的关系。MMC 运行时存在共模电流,将影响 MMC 中子模块(sub-modules, SM)中的电容电压和每相桥臂的能量变化。MMC 的控制策略主要分为环流控制^[4]和基于能量的建模控制^[5]。环流控制通常通过增加额外的控制器来抑制偶数次共模谐波电流^[6];基于能量的建模控制则是一种基于能量平衡的控制方案^[7]。这些方案对 MMC 建立了对称模型,即假设了平衡输入电压和对称桥臂阻抗,同时假设共模电流不会影响交流侧差模电流和直流电流。文

献[8-9]中对 MMC 在不平衡输入交流电压条件下的运行进行了分析,结果表明,在这种不平衡条件下,共模电流不仅包含直流分量和偶数次谐波分量,还存在二次零序谐波分量,并在直流电压和电流中产生二次谐波。对此,文献[9]设计了零序谐波电流消除控制方案,并简要分析了非对称桥臂阻抗条件下的 MMC 运行,但没有详细研究流入交流侧和直流侧的基频共模电流造成的影响,也没有考虑控制器设计。

在前述文献研究基础上,本文详细分析了非对称桥臂阻抗条件下的 MMC 运行特征,包括基频共模电流对交流侧和直流侧的负面影响。同时,在已建立的数学模型的基础上,设计了3个控制目标和新型控制器,以应对非对称桥臂阻抗带来的负面影响。最后,基于 MMC 试验平台开展

基金项目:国家自然科学基金(61463013);云南省科技厅青年项目(2015FD049)

作者简介:谢鸿龄(1988—),男,硕士,讲师,Email:2646984886@qq.com

了试验研究,对非对称桥臂阻抗条件下MMC的控制策略进行了试验验证。

1 MMC的工作原理

三相MMC的电路配置如图1所示。

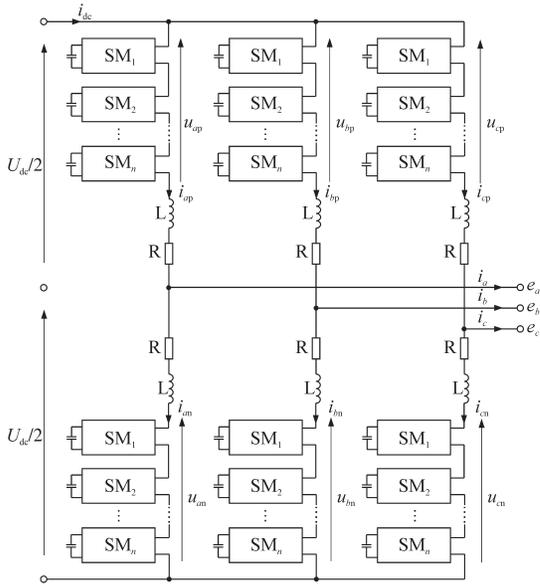


图1 三相MMC电路示意图

Fig.1 Three-phase circuit schematic of the MMC

图1中, U_{dc} 为直流链路电压; L 为每相桥臂的电感; $u_{ap}, u_{bp}, u_{cp}, u_{an}, u_{bn}$ 和 u_{cn} 分别为上桥臂和下桥臂中所有SM产生的总电压; $i_{ap}, i_{bp}, i_{cp}, i_{an}, i_{bn}$ 和 i_{cn} 分别为上桥臂和下桥臂电流; i_a, i_b 和 i_c 为输出交流电流。MMC的桥臂电流中包含了1个差模电流 i_{adm} 和1个共模电流 i_{cm} ,其中下标“j”代表了a, b或c相。在常规对称条件下,即所有6个桥臂电感都相同时,差模电流会流向三相交流侧,共模电流在上下桥臂间流动,对交流侧无影响。以a相为例,有:

$$\begin{cases} i_{ap} = i_{adm}/2 + i_{acm} \\ i_{an} = -i_{adm}/2 + i_{acm} \end{cases} \quad (1)$$

其中

$$\begin{cases} i_{adm} = I_m \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{acm} = -I_{dc}/3 + I_{acm2} \sin(2\omega t - \varphi_{acc2}) \end{cases} \quad (2)$$

式中: i_{adm} 为a相差模电流; i_{acm} 为a相共模电流; i_{ap}, i_{an} 为上、下桥臂电流; ω 为差模电流角频率; φ 为差模电流相位; φ_{acc2} 为共模电流相位; I_m 为交流侧电流峰值; I_{acm2} 为交流侧电流中的倍频分量(高次谐波电流的幅值较小可忽略); I_{dc} 为直流侧电流。

以直流链路的中性点n作为电压参考点,桥臂电压可表示为

$$\begin{cases} u_{ap} = U_{dc}/2 - (Ri_{ap} + L \frac{di_{ap}}{dt}) - e_a \\ u_{an} = U_{dc}/2 - (Ri_{an} + L \frac{di_{an}}{dt}) + e_a \end{cases} \quad (3)$$

式中: U_{dc} 为直流电压; R 为桥臂电阻值; L 为桥臂电感值; e_a 为a相输出电压; u_{ap}, u_{an} 为a相上、下桥臂电压。

结合式(1)和式(3)可得:

$$\begin{cases} 2(Ri_{acm} + L \frac{di_{acm}}{dt}) = U_{dc} - (u_{ap} + u_{an}) = u_{acm} \\ (Ri_{adm} + L \frac{di_{adm}}{dt})/2 = (u_{an} - u_{ap})/2 - e_a = u_a - e_a \end{cases} \quad (4)$$

式中: u_a 为a相中的等效相电压,可用于调节差模电流; u_{acm} 为直流侧电压和总桥臂电压间的差值,可用于控制共模电流。

基于式(4),可得上、下桥臂电压为

$$\begin{cases} u_{ap} = U_{dc}/2 - u_a - u_{acm}/2 \\ u_{an} = U_{dc}/2 - u_a + u_{acm}/2 \end{cases} \quad (5)$$

因此,流入上桥臂和下桥臂的瞬时功率可表示为式(5)中的桥臂电压和式(1)中的桥臂电流的乘积,如下式所示:

$$\begin{cases} P_{ap} = u_{ap}i_{ap} = (U_{dc}i_{adm}/4 - u_{acm}i_{adm}/4 - u_a i_{adm}) + (U_{dc}i_{acm}/2 - u_{acm}i_{acm}/2 - u_a i_{adm}/2) \\ P_{an} = u_{an}i_{an} = -U_{dc}i_{adm}/4 - u_{acm}i_{adm}/4 - u_a i_{acm} + (U_{dc}i_{acm}/2 - u_{acm}i_{acm}/2 - u_a i_{adm}/2) \end{cases} \quad (6)$$

式中: P_{ap}, P_{an} 分别为a相上、下桥臂功率。

2 非对称MMC建模

图2为非对称MMC的等效电路。图2中,各个桥臂阻抗均不相等; $\tilde{u}_{ap}, \tilde{u}_{bp}, \tilde{u}_{cp}, \tilde{u}_{an}, \tilde{u}_{bn}$ 和 \tilde{u}_{cn} 为桥臂电压中的交流分量,主要包含基波和二次谐波分量; $\bar{u}_{ap}, \bar{u}_{bp}, \bar{u}_{cp}, \bar{u}_{an}, \bar{u}_{bn}$ 和 \bar{u}_{cn} 为桥臂电压中的直流分量。图2所示的线性电路可使用线性系统叠加原理分成3个相关的子电路,然后分别进行分析。

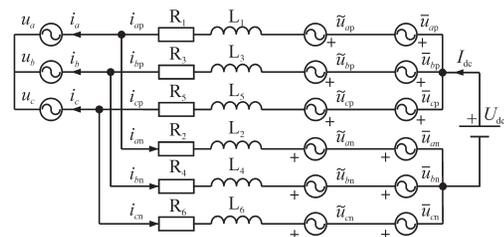


图2 非对称MMC等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of an asymmetrical MMC

对于传统的MMC控制^[5],每相上、下桥臂的基频电压源幅值相同但符号相反。图3为基频等效电路, \tilde{u}_{a1} , \tilde{u}_{b1} 和 \tilde{u}_{c1} 为三相基频电压源。

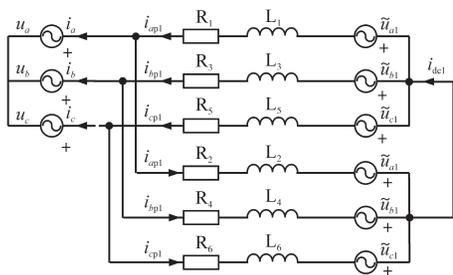


图3 基频等效电路

Fig.3 Fundamental frequency equivalent circuit

对图3中电路采用戴维南方法分析,以计算出交流输出电流 i_{a1} , i_{b1} 和 i_{c1} , 简化电路如图4a所示。

为了便于计算可忽略桥臂电阻,此时有:

$$\begin{cases} L_{12} = L_1 L_2 / (L_1 + L_2) \\ L_{34} = L_3 L_4 / (L_3 + L_4) \\ L_{56} = L_5 L_6 / (L_5 + L_6) \end{cases} \quad (7)$$

式中: L_1, L_2, L_3, L_4, L_5 和 L_6 为三相上、下桥臂的电感; L_{12}, L_{34} 和 L_{56} 为三相计算电路等效电感。

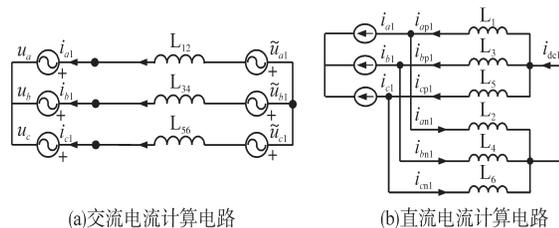
图4a中三相不平衡电感导致了不平衡线电流 i_{a1}, i_{b1} 和 i_{c1} 。将输出交流电流视为三相电流源,如图4b所示,可计算出稳态桥臂电流和流过直流侧的电流如下:

$$\begin{cases} i_{ap1} = \frac{L_2}{L_1 + L_2} i_{a1} \\ i_{an1} = \frac{-L_1}{L_1 + L_2} i_{a1} \\ i_{bp1} = \frac{L_4}{L_3 + L_4} i_{b1} \\ i_{bn1} = \frac{-L_3}{L_3 + L_4} i_{b1} \\ i_{cp1} = \frac{L_6}{L_5 + L_6} i_{c1} \\ i_{cn1} = \frac{-L_5}{L_5 + L_6} i_{c1} \\ i_{dc} = i_{ap1} + i_{bp1} + i_{cp1} \neq 0 \end{cases} \quad (8)$$

式中: $i_{ap1}, i_{an1}, i_{bp1}, i_{bn1}, i_{cp1}, i_{cn1}$ 为三相上、下桥臂不平衡电流。

因此,每相两个桥臂中的非对称电感导致不同的基频桥臂电流,故上下桥臂之间的电流不相等。此外,还可能存在通过直流侧的电流,从而导致额外的直流电压和电流纹波。

共模电流中的倍频分量通常由共模纹波电



(a)交流电流计算电路

(b)直流电流计算电路

图4 基频简化电路

Fig.4 Simplified circuit of fundamental frequency

压产生,图5给出了倍频等效电路,其中 $\tilde{u}_{a2}, \tilde{u}_{b2}$ 和 \tilde{u}_{c2} 为三相倍频电压源。同样采用戴维南方法进行分析。当桥臂阻抗对称时,每相上、下桥臂电流相同,如对于a相,有 $i_{ap2}=i_{an2}$, 这导致 $i_{a2}=0$, 意味着二次谐波电流仅在桥臂中表现为共模而不影响交流输出电流。此时,三相倍频共模电流之和为零,故该电流分量不会出现在直流侧,即 $i_{dc2}=0$ 。然而,在非对称条件下,上、下桥臂倍频共模电流不相等,且电流差将流向交流侧 ($i_{a2} \neq 0, i_{b2} \neq 0$ 和 $i_{c2} \neq 0$)。同时,三相倍频电流之和不为零,并且将出现在直流侧,即 $i_{dc2} \neq 0$ 。

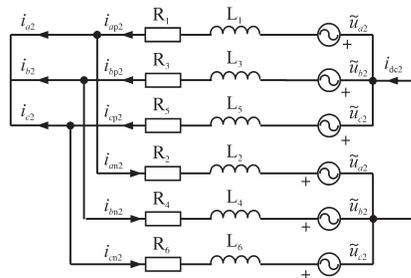


图5 倍频等效电路

Fig.5 Equivalent circuit with double frequency

传统控制下MMC上、下桥臂直流量相等且方向相同。图6为直流等效电路,有 $\bar{u}_a = \bar{u}_b = \bar{u}_c = U_{dc}/2$ 。在非对称条件下,上、下桥臂直流电流相同,均等于 $1/3 I_{dc}$ 。当桥臂电阻不同时,上、下桥臂直流电流不相等,故交流侧将出现直流分量,以a相为例,有 $\bar{i}_a \neq 0$ 。

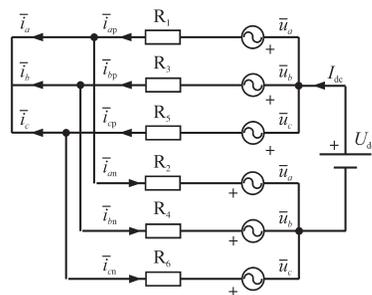


图6 直流等效电路

Fig.6 DC equivalent circuit

根据前面分析,在非对称条件下, a 相中的差模和共模电流可表示为

$$\begin{cases} i_{adm} = I_{adm0} + I_m \sin(\omega t - \varphi) + I_{adm2} \sin(2\omega t - \varphi_{adm2}) \\ i_{acm} = I_{acm0} + I_{acm1} \sin(\omega t - \varphi_{acm1}) + I_{acm2} \sin(2\omega t - \varphi_{acm2}) \end{cases} \quad (9)$$

式中: I_{adm0}, I_{acm0} 分别为 a 相差模电流、共模电流的直流分量; I_{acm1} 为 a 相共模电流的基频分量幅值; I_{adm2}, I_{acm2} 分别为 a 相差模电流、共模电流的倍频分量幅值; $\varphi_{acm1}, \varphi_{adm2}, \varphi_{acm2}$ 分别为 a 相差模电流、共模电流的基频、倍频分量相角。

组合3个子电路, a 相桥臂电压可表示为

$$\begin{cases} u_{ap} = \tilde{u}_{a1} + \tilde{u}_{a2} + \bar{u}_a \\ u_{an} = -\tilde{u}_{a1} + \tilde{u}_{a2} + \bar{u}_a \end{cases} \quad (10)$$

基于式(6),上、下桥臂的瞬时功率为

$$\begin{cases} P_{ap} = \tilde{u}_{a1} i_{adm} / 2 + i_{acm} (\tilde{u}_{a2} + \bar{u}_a) + (\tilde{u}_{a2} + \bar{u}_a) i_{adm} / 2 + \tilde{u}_{a1} i_{acm} \\ P_{an} = \tilde{u}_{a1} i_{adm} / 2 + i_{acm} (\tilde{u}_{a2} + \bar{u}_a) - (\tilde{u}_{a2} + \bar{u}_a) i_{adm} / 2 - \tilde{u}_{a1} i_{acm} \end{cases} \quad (11)$$

因此,存储在上桥臂和下桥臂间的能量差 e_{pn} 为

$$e_{pn} = \int \{ I_{adm0} \bar{u}_a + 2I_{acm1} \sin(\omega t - \varphi_{acm1}) \tilde{u}_{a1} + I_{adm2} \sin(2\omega t - \varphi_{adm2}) \tilde{u}_{a2} + [I_m \sin(\omega t - \varphi) + I_{adm2} \sin(2\omega t - \varphi_{adm2})] \bar{u}_a + [2I_{acm0} + 2I_{acm1} \sin(\omega t - \varphi_{acm1}) + 2I_{acm2} \sin(2\omega t - \varphi_{acm2})] \cdot \tilde{u}_{a1} + [I_{adm0} + I_m \sin(\omega t - \varphi) + I_{adm2} \sin(2\omega t - \varphi_{adm2})] \tilde{u}_{a2} \} dt \quad (12)$$

在以下两种条件下,上、下桥臂间的能量差在1个完整周期内不为零:1) $I_{adm0} \neq 0$ 或 $I_{adm2} \neq 0$; 2) $I_{acm1} \neq 0$ 。

根据以上分析,在非对称阻抗条件下,存在以下问题:1)上、下桥臂的基频电流分布不均且直流侧存在基频电流纹波;2)交流侧和直流侧存在二次谐波电流;3)上、下桥臂功率不等,导致SM电容电压波动。因此,为了在非对称条件下实现MMC稳定运行,需实现3个控制目标:1)确保基频交流电流在上、下桥臂间平均分配;2)消除交流输出中的二次谐波电流;3)调节直流共模电流,保持上、下桥臂间的功率平衡。

3 非对称MMC的新型控制策略

3.1 输出交流电流子控制器

输出交流电流控制器的实现类似于基于同步 $d-q$ 坐标系的传统逆变器控制^[6],在此不在赘述。控制器将为每相产生所需的电压参考,如 a 相的 u_{ap}^* 和 u_{an}^* 。

3.2 共模电流子控制器

根据前述分析,消除基频和倍频共模电流可确保上、下桥臂间交流输出电流的均匀分布。并解决交流和直流侧的二次谐波电流问题。故该子控制器的目的是消除每相共模电流中的基波和倍频电流分量。根据图2和图4,共模电流表达式为

$$\begin{cases} [(R_1 + R_2) + (L_1 + L_2) \frac{d}{dt}] i_{acm} = -(\tilde{u}_{ap} + \tilde{u}_{an}) \\ [(R_3 + R_4) + (L_3 + L_4) \frac{d}{dt}] i_{bcm} = -(\tilde{u}_{bp} + \tilde{u}_{bn}) \\ [(R_5 + R_6) + (L_5 + L_6) \frac{d}{dt}] i_{ccm} = -(\tilde{u}_{cp} + \tilde{u}_{cn}) \end{cases} \quad (13)$$

式中: R_1, R_2, R_3, R_4, R_5 和 R_6 为三相上、下桥臂电感的寄生电阻参数。

控制桥臂电压中的交流分量可调节共模电流,故在每个桥臂中设置PR控制器,PR控制器的谐振频率点为 ω_0 和 $2\omega_0$ (ω_0 为基频),控制器的传递函数为

$$G(s) = K_p + \frac{2K_{r1}s}{s^2 + \omega_0^2} + \frac{2K_{r2}s}{s^2 + (2\omega_0)^2} \quad (14)$$

共模电流子控制器如图7所示,其中高通滤波器可去除直流分量并从共模电流 i_{acm} 中提取交流分量。由于动态响应不是该子控制器的主要考虑因素,滤波器截止频率可设置为1个较低的频率点,例如2 Hz。图7中, \tilde{i}_{acm}^* 为交流共模电流的参考值,其设置为零。

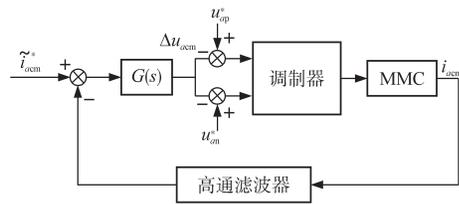


图7 共模电流控制器结构

Fig.7 Control structure of the common-mode current

3.3 功率平衡子控制器

共模电流子控制器输出为 Δu_{a1} 和 Δu_{a2} 施加于上、下桥臂。基于式(9),桥臂电压可表示为

$$\begin{cases} u_{ap} = \tilde{u}_{a1} + \Delta u_{a1} + \tilde{u}_{a2} + \Delta u_{a2} + \bar{u}_{ap} \\ u_{an} = -\tilde{u}_{a1} + \Delta u_{a1} + \tilde{u}_{a2} + \Delta u_{a2} + \bar{u}_{an} \end{cases} \quad (15)$$

式中: $\bar{u}_{ap}, \bar{u}_{an}$ 分别为上、下桥臂的直流电压。

由于桥臂电阻稍有不同,基于式(6),上、下桥臂的瞬时功率可表示为

制算法基于TI公司的DSP(TMS320F2812)实现,主电路参数为:MMC额定功率 $P=150\text{ W}$,输入直流电压 $U_{dc}=120\text{ V}$,交流输出电压峰值 $U_{peak}=50\text{ V}$,桥臂SM个数 $N=2$,桥臂SM电容电压 $U_{dcm}=60\text{ V}$,SM电容容值 $C=940\text{ }\mu\text{F}$,上桥臂电感 $L_{up}=12.75\text{ mH}$,下桥臂电感 $L_{down}=14.5\text{ mH}$,变压器漏感 $L_{leak}=16.8\text{ mH}$,变压器变比 $N_t=230\text{ V}/35\text{ V}$,MMC载波频率 $f_s=4\text{ kHz}$ 。试验系统采用两个直流源串联联接以形成直流中性点,上、下桥臂电感不平衡比约为6.4%。

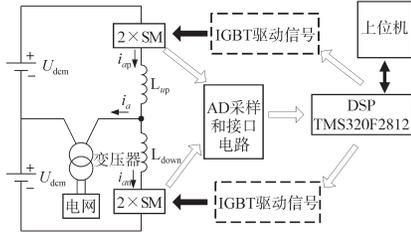


图10 非对称MMC系统试验平台
Fig.10 Asymmetric MMC system test platform

为了充分验证所提出控制策略的优势,使用新型控制策略和传统控制策略进行对比试验分析。图11为采用传统控制策略时非对称MMC样机的稳态运行波形,包括了上、下桥臂电容电压 u_{capop} 和 u_{capom} ,交流输出电流 i_a ,共模电流 i_{acm} ,上、下桥臂电流 i_{ap} 和 i_{am} 。图12为采用新控制策略时非对称MMC样机的稳态运行波形。对比图11a和图12a可看出,采用传统控制方案时,上、下桥臂电容电压差约为10V,而换成新控制方案后,上、下桥臂电容电压差降低至5V。对比图11b和图12b可看出,两种控制方案下输出电流保持一致。对比图11c和图12c可看出,新控制方案实施后共模电流幅值明显降低。进一步对上、下桥臂基频电流 i_{ap1} 和 i_{am1} ,共模电流 i_{acm} 和交流输出电流 i_a 在两种控制方案下的特征进行分析,可得到如表1所示结果,表中结果为各电流幅值占额定值的百分比。如表1所示,传统控制策略下,上、下桥臂的基频电流不均,共模电流中50Hz和100Hz分量较大,交流输出电流也含有较多的直流分量和100Hz分量,而切换到新型控制方案后,上下桥臂的基频电流分布均匀,共模电流中50Hz和100Hz分量大量减少,交流输出电流也只有少量的直流分量和100Hz分量,进一步验证了新方案的有效性。

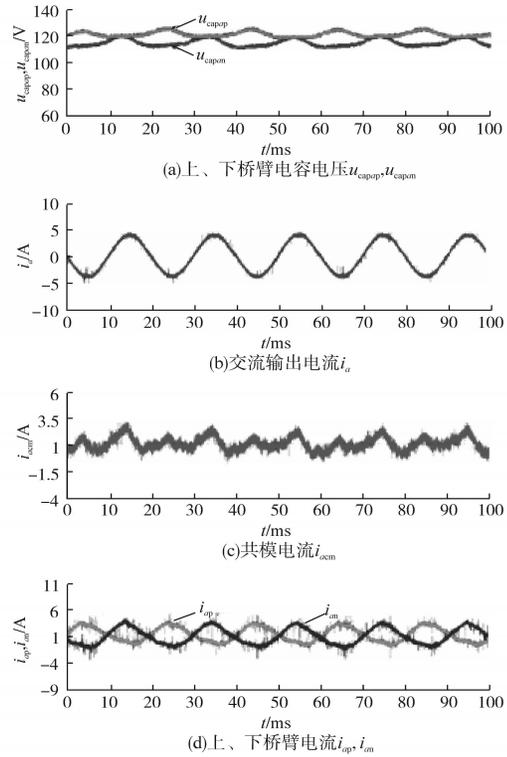


图11 传统控制策略下非对称MMC运行试验结果
Fig.11 Asymmetric MMC operation test results with traditional control strategy

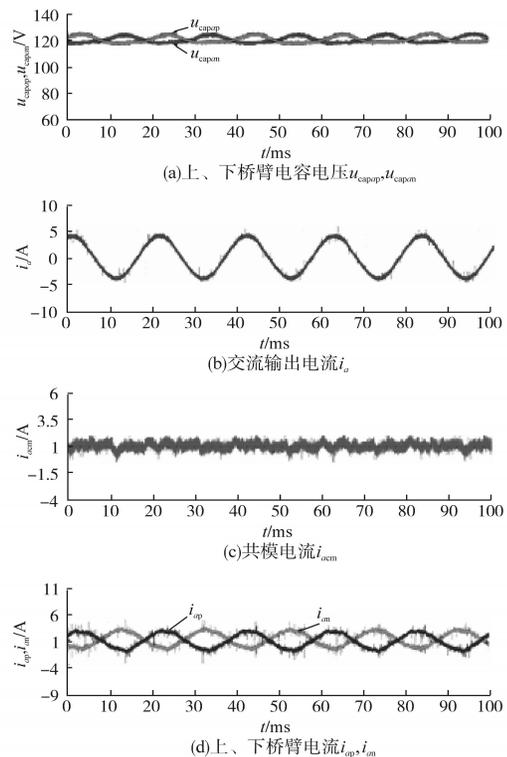


图12 新型控制策略下非对称MMC运行试验结果
Fig.12 Asymmetric MMC operation test results with new control strategy

表1 试验结果对比分析
Tab.1 Comparative analysis of test results

方案	i_{apl}	i_{am1}	i_{acm}		i_a	
			50 Hz	100 Hz	DC	100 Hz
传统方案	54.6%	45.4%	7.5%	2.5%	0.5%	1.8%
新方案	50.0%	50.0%	1.0%	0.5%	0.05%	0.5%

图13所示为传统控制方案切换至新控制方案的MMC动态试验结果。从图13中可看出,所提出的控制策略可以快速地对电容电压和桥臂电流进行控制。

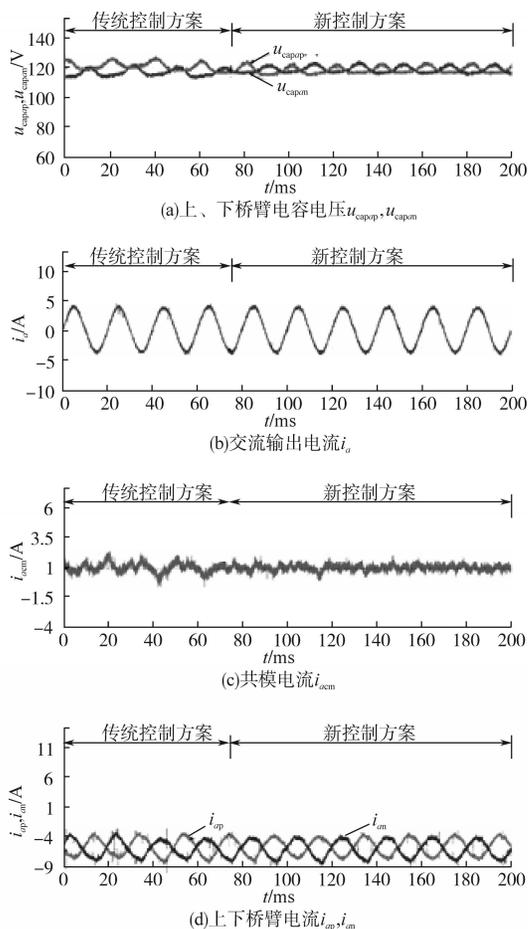


图13 传统控制方案切换至新控制方案的试验结果

Fig.13 Test results of traditional control scheme switching to new control scheme

5 结论

本文对非对称桥臂阻抗条件下的MMC运行控制开展了相关研究。通过对非对称桥臂阻抗

条件下的MMC建模,设计了对应控制器,并进行了试验研究。总结全文,可得到主要结论为:

1)推导了非对称MMC的3组等效电路,即基频等效电路、倍频等效电路和直流等效电路,并进行了潮流分析,得到了非对称条件对差模电流、共模电流和电容电压的影响。提出了3个控制目标以改善非对称MMC运行性能。

2)基于所提出的3个控制目标,设计了一种新型控制方案,其由3个子控制器构成:分别是交流输出电流子控制器,共模电流子控制器和功率平衡子控制器。

3)对比试验结果验证了新型控制方案在用于非对称MMC系统时的有效性。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 许建中,李承昱,熊岩,等. 模块化多电平换流器高效建模方法研究综述[J]. 中国电机工程学报,2015,35(13):3381-3392.
- [3] 王付胜,鲍金铸,杜成孝,等. 基于MMC的光伏并网逆变器子模块电压控制[J]. 电气传动,2018,48(8):41-44.
- [4] 岳雨霏,徐千鸣,马伏军,等. 基于子模块电压波动估计的MMC双环二倍频环流抑制策略[J]. 电工技术学报,2017,32(10):20-32.
- [5] 林环城,王志新. 基于模型预测控制的模块化多电平变流器桥臂能量控制策略[J]. 电力自动化设备,2018,38(4):44-51.
- [6] 梁莹玉,刘建政. 谐波和不对称电网电压下MMC-HVDC桥臂电流控制策略[J]. 电网技术,2018,42(8):2494-2502.
- [7] Angquist L, Antonopoulos A, Siemaszko D, et al. Open-loop Control of Modular Multilevel Converters Using Estimation of Stored Energy[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2011,47(6):2516-2524.
- [8] 孔明,汤广福,贺之渊,等. 不对称交流电网下MMC-HVDC输电系统的控制策略[J]. 中国电机工程学报,2013,33(28):41-49.
- [9] Zhou Y, Jiang D, Guo J, et al. Analysis and Control of Modular Multilevel Converters Under Unbalanced Conditions[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(4):1986-1995.

收稿日期:2018-08-31

修改稿日期:2018-11-26