

基于电容电压精确计算的MMC环流抑制方法

王静¹, 孙谦浩², 刘国伟¹, 赵宇明¹

(1. 深圳供电局有限公司, 广东 深圳 518020;

2. 清华大学 电机工程与应用电子技术系, 北京 100084)

摘要:在MMC的阀级控制中,传统的子模块计算方法通常忽略了电容电压瞬时值的波动而直接以稳态平均值为基准来计算相应时刻的投入子模块数。这种近似的计算方法使桥臂中的实际投入子模块数与系统期望子模块数之间存在一定的偏差,从而引起桥臂电压与系统期望电压之间的偏差。此时,整个MMC系统为了实现电压与能量的平衡,便会产生桥臂环流的交流分量并通过桥臂电感补偿上述不平衡电压。桥臂环流的交流分量虽然只存在于MMC的内部并不影响MMC的外部输出特性,但其出现增加了MMC的桥臂电流有效值、开关电流应力、功率损耗以及波动,降低了MMC的性能,因此实际应用中通常需要对其进行抑制。鉴于此,在不增加硬件设备、测量环节以及附加控制器的前提下,从阀级控制系统中的子模块投入数目计算环节入手,提出了一种基于对MMC桥臂子模块电容电压精确计算的环流交流分量抑制方法。该方法工程实现简单,不依赖于任何调制策略,适用于任意相的MMC换流器,在实现环流抑制、提高MMC稳定可靠性的同时具有良好的应用经济性。基于Matlab/Simulink的模型验证了所提方法的正确性与有效性。

关键词:模块化多电平换流器;电容电压;环流交流分量模型;环流抑制;子模块数目计算

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed21913

Circulating Current Suppression Method for MMC Based on Capacitor Voltage Accurate Calculation

WANG Jing¹, SUN Qianhao², LIU Guowei¹, ZHAO Yuming¹

(1. Shenzhen Power Supply Bureau Company Limited, Shenzhen 518020, Guangdong, China;

2. Department of Electrical Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: During the valve-level control strategy of modular multilevel converter (MMC), the instantaneous voltage fluctuation of capacitor is always ignored when calculating the number of the inserted sub-modules (SMs) in the traditional calculation method, which means, only the average capacitor voltage values during steady state are just taken into consideration. However, such an approximate calculation method causes a disparity in the number of inserted SMs between the actual and the expected, thereby resulting in a deviation between the arm voltage and the expected voltage. On this occasion, to offset the imbalance between the voltage and the energy, the MMC system automatically generates the AC component of the arm circulating current. Although the AC component part of the arm circulating current only exists inside the MMC converter and have no impact to the external output characteristics, the RMS value of the arm current, switching current stress, power loss and fluctuation will be increased, and the performance of MMC will be correspondingly reduced. Therefore, it is of necessity to suppress the AC component of the arm circulating current in the actual practice. In view of this background, start with the calculation of the input number of SMs in the valve-level control system, a circulating current AC component suppression method based on the accurate calculation of the capacitor voltage was proposed, where no additional hardware equipment, measuring link and additional controller were required. The proposed method boasts of simple implementation, no modulation strategy and excellent suitability for MMC of any phase, hence possessing good economic application while achieving the circulating current suppression and improving the reliability of MMC. The correctness and effectiveness of the proposed method were verified by simulation results based on a Matlab/Simulink model.

Key words: modular multilevel converter (MMC); capacitor voltage; model of the AC component of circulating current; circulating current suppression; calculation of the number of sub-modules

基金项目:中国南方电网公司重点科技项目(090000KK52180116)

作者简介:王静(1986—),女,硕士,高级工程师,Email:489671806@qq.com

自2010年11月美国Trans Bay Cable直流输电工程的投入运营以来,基于模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的直流输电配电技术已经逐渐成为了直流工程领域的新兴力量^[1-2]。MMC换流器实现交、直流功率交换的载体是其内部的桥臂环流与子模块电容电压^[3-4]。然而,由于拓扑结构的特点与控制方法的实现特性,在传统的控制系统下MMC的桥臂环流中不仅存在着交换有功功率的直流分量,同时存在着多种偶次谐波交流分量,且以二倍频谐波分量为^[5-7]。桥臂环流中的交流分量虽然仅存在于MMC的内部而不会对其外部特性产生明显的影响,但由于增加了桥臂电流的有效值与瞬时值,环流中的交流分量将导致MMC的传输效率降低、器件寿命受到影响,严重时可能危害MMC的运行。因此,实现桥臂环流中交流分量的有效抑制对于保证MMC更高效地运行至关重要^[8]。

文献[9-11]对MMC中环流交流分量产生的机理进行了分析,为环流交流分量的抑制提供了理论依据。文献[12-13]提出合理增大桥臂电感的方法来实现对环流交流分量的抑制,然而,桥臂电感的增大不仅会带来损耗、成本以及体积的增加,同时也将降低MMC的动态响应速度。文献[14-15]提出了基于负序旋转坐标的环流抑制方法,但该方法在实际应用中面临着负序分量难以精确捕获的难题。此外,基于坐标变换的方法对三相系统的对称性具有严格的要求,因此该方法的应用具有局限性。文献[16]提出了一种利用桥臂环流交流分量补偿不平衡电压的方法来抑制环流,该方法的不足在于需要增加桥臂电流的测量环节,同时引入了微分计算,降低了MMC系统的稳定性。文献[17-18]将谐振控制器引入了MMC的环流抑制中,但谐振控制的设计复杂,参数计算困难。文献[19]提出了一种基于交叉耦合控制的环流控制方法,但该方法需要增加两个PI控制器,增加了控制系统的运算量与复杂度。文献[20-21]对基于最大电平逼近调制的MMC采用了投入子模块补偿法,从而减小了桥臂环流的交流分量。然而,与文献[16]中所提的环流抑制方法相似,投入子模块补偿法也需要增加额外的测量量,同时增加了调制系统的计算负担,且由于仅适用于最大电平逼近调制策略,该方法的应用具有一定的局限性。

鉴于上述背景,为了更经济、更简洁、更有效、更通用地实现对MMC桥臂环流中交流分量的抑

制,本文基于对子模块电容电压的精确计算,提出了一种能够在阀级控制系统内实现桥臂环流交流分量抑制的控制方法,并基于Matlab/Simulink仿真软件对该方法的正确性与有效性进行了验证。

1 传统子模块计算方法下的MMC桥臂环流分析

图1为MMC拓扑结构与传统子模块计算方法下的控制系统总体架构。

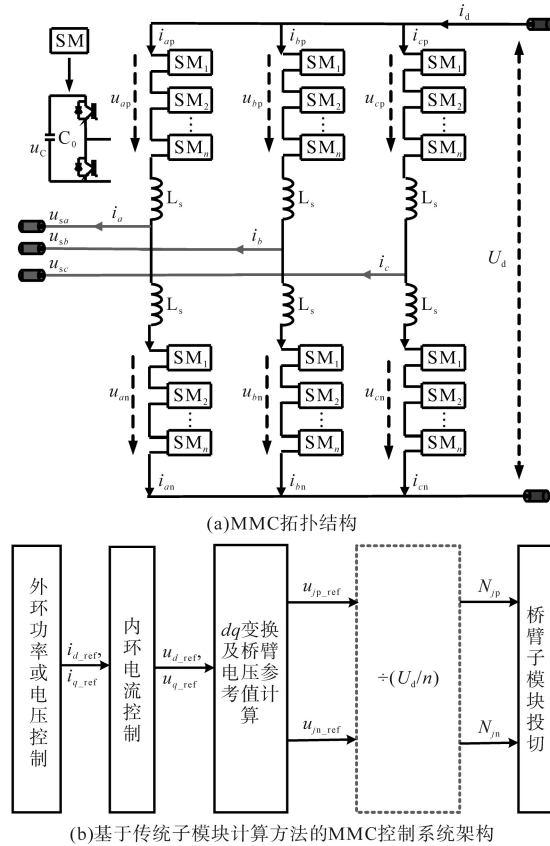


图1 MMC拓扑结构与传统子模块计算方法下的控制系统总体架构

Fig.1 The topology and control system architecture of MMC based on the traditional calculation method of inserted SMs

图1a中, u_{sj} ($j=a\sim c$, 表示 a, b, c 三相) 为电网电压; i_j 为电网电流; L_s 为桥臂电感值; SM 为桥臂子模块; i_{ap}, i_{bp} 和 i_{cp} 为三相上桥臂电流; i_{an}, i_{bn} 和 i_{cn} 为三相下桥臂电流; u_{ap}, u_{bp} 和 u_{cp} 为三相上桥臂的桥臂电压; u_{an}, u_{bn} 和 u_{cn} 为三相下桥臂的桥臂电压; U_d 与 i_d 为直流电压与电流; n 为每个桥臂的子模块数。

基于上述参数, MMC的桥臂电流与直流电压以及桥臂电压的关系可以表示为

$$U_d - u_{jp} - u_{jn} = L_s \frac{d(i_{jp} + i_{jn})}{dt} \quad (1)$$

同时由文献[19-21]可知, MMC的桥臂电流可以

表示如下:

$$\begin{cases} i_{jp} = \frac{i_j}{2} + \frac{i_d}{3} + i_{cir,j} \\ i_{jn} = -\frac{i_j}{2} + \frac{i_d}{3} + i_{cir,j} \end{cases} \quad (2)$$

式中: $i_{cir,j}$ 为MMC桥臂环流的交流分量,主要指二倍频分量。

将式(2)代入式(1),同时忽略直流电流中的谐波分量,可得:

$$i_{cir,j} = \int \frac{U_d - u_{jp}(t) - u_{jn}(t)}{2L_s} dt \quad (3)$$

基于式(3)可知,当MMC应用的外部条件确定后,桥臂环流的交流分量大小主要决定于桥臂电压的变化,也就是桥臂子模块数的投切规律。

如图1b所示,在传统的子模块计算方法中,认为桥臂中子模块的电容电压处于理想状态,即:

$$u_c = U_{c_ste} = U_d / n \quad (4)$$

式中: U_{c_ste} 为忽略电容电压波动下各子模块的稳态电容电压值。

在图1b中, N_{jp} 与 N_{jn} 分别为第 j 相上、下桥臂中应该投入的子模块数。

然而,由于实际运行中子模块电容存在充放电过程,因此子模块电容电压将存在一定的波动。这样,基于式(4)的电容电压值所计算的投入子模块数将与系统所期望的子模块数有所差异,从而产生桥臂环流的交流分量,并通过桥臂电感来补偿该部分电压。也就是说,传统子模块计算方法下桥臂环流交流分量的产生与投切子模块计算值的不准确密切相关。文献[20-21]基于上述原因,对于最大电平逼近调制的MMC提出了投入子模块补偿法。但该方法只能适用于最大电平逼近调制,而不能适用于载波移相调制,且应用时需要增加额外的测量设备、增加控制系统的成本。进一步地,该方法并未揭示投切子模块计算值的不准确根本原因是所采用的电容电压值计算不准确。鉴于此,本文在下节对MMC各桥臂子模块的电容电压进行了精确的计算,并据此提出了一种新的子模块计算方法以改善MMC的桥臂环流性能。

2 基于子模块电容电压精确计算的桥臂环流抑制方法

2.1 桥臂电流不含环流交流分量运行状态下的子模块电容电压精确计算

根据式(2)可知,MMC的桥臂电流中包含了

基频交流分量与环流分量。其中基频交流分量与环流中的直流分量是MMC进行交直流功率交换所必须的载体。也就是说,当传输功率与运行的交、直流电压一定时,MMC桥臂电流中的基频交流分量与环流中的直流分量的大小将不可改变,是桥臂电流中的不可控分量。于此同时,环流中的交流分量则是由控制方法的不同所带来的,因此通过控制方法的改变便可以将其消除。鉴于此,为了消除MMC桥臂环流中的交流分量,现对MMC在桥臂电流中只包含环流直流分量的运行状态下的子模块电容电压进行精确的计算。

基于式(2)可知,当环流中只含有直流分量时, $a \sim c$ 三相的上、下桥臂电流分别为

$$\begin{cases} i_{jp} = \frac{i_j}{2} + \frac{i_d}{3} \\ i_{jn} = -\frac{i_j}{2} + \frac{i_d}{3} \end{cases} \quad (5)$$

由于 a, b, c 三相桥臂电流与运行的相似性,现以 a 相上、下桥臂中的子模块电容电压计算为例进行分析。

假设 a 相交流端口的电压与电流分别为

$$\begin{cases} u_{sa} = \sqrt{2} U_{sa} \sin(\omega t) \\ i_a = \sqrt{2} I_a \sin(\omega t - \varphi) \end{cases} \quad (6)$$

式中: u_{sa}, U_{sa} 分别为 a 相交流端口电压的瞬时值与有效值; i_a, I_a 分别为 a 相交流端口电流的瞬时值与有效值; ω, φ 分别为 a 相交流端口电流的工频角频率与相位角。

根据图1a可知 a 相上、下桥臂的具体电压、电流关系分别为

$$\begin{cases} u_{ap} + L_s \frac{di_{ap}}{dt} = \frac{U_d}{2} - \sqrt{2} U_{sa} \sin(\omega t) \\ u_{an} + L_s \frac{di_{an}}{dt} = \frac{U_d}{2} + \sqrt{2} U_{sa} \sin(\omega t) \end{cases} \quad (7)$$

同时,将式(6)代入式(5)可得 a 相上、下桥臂的具体电流分别为

$$\begin{cases} i_{ap} = \frac{\sqrt{2} I_a \sin(\omega t - \varphi)}{2} + \frac{i_d}{3} \\ i_{an} = -\frac{\sqrt{2} I_a \sin(\omega t - \varphi)}{2} + \frac{i_d}{3} \end{cases} \quad (8)$$

由于 a 相上、下桥臂的瞬时功率可以表示为

$$\begin{cases} p_{ap} = (u_{ap} + L_s \frac{di_{ap}}{dt}) i_{ap} \\ p_{an} = (u_{an} + L_s \frac{di_{an}}{dt}) i_{an} \end{cases} \quad (9)$$

因此, a 相上、下桥臂中所有子模块的电容电压产生的瞬时功率可以表示为

$$\begin{cases} p_{ap_armC} = u_{ap} i_{ap} = p_{ap} - L_s \frac{di_{ap}}{dt} i_{ap} \\ p_{an_armC} = u_{an} i_{an} = p_{an} - L_s \frac{di_{an}}{dt} i_{an} \end{cases} \quad (10)$$

同时,考虑到瞬时功率与瞬时能量的关系, a 相上、下桥臂中所有子模块电容所具有的瞬时能量为

$$\begin{cases} E_{ap_C} = \frac{1}{2} \frac{C}{n} u_{Csum_ap}^2 = \int_0^t p_{ap_armC} dt + E_{ap0} \\ = \int_0^t p_{ap} dt - L_s \int_0^t \frac{di_{ap}}{dt} i_{ap} dt + E_{ap0} \\ E_{an_C} = \int_0^t p_{an} dt - L_s \int_0^t \frac{di_{an}}{dt} i_{an} dt + E_{an0} \end{cases} \quad (11)$$

式中: E_{ap_C}, E_{an_C} 分别为 a 相上、下桥臂所有子模块电容所具有的瞬时能量; E_{ap0}, E_{an0} 分别为 a 相上、下桥臂所有子模块电容所具有的初始能量; u_{Csum_ap}, u_{Csum_an} 分别为 a 相上、下桥臂所有子模块电容的电压之和; C 为 MMC 每个桥臂中各子模块电容的平均值。

以 a 相上桥臂为例,将式(7)~式(9)代入式(11),可以得到桥臂电容能量的具体表达式为

$$E_{ap_C} = E_{ap_ste} + E_{ap_flu} - E_{ap_ls} \quad (12)$$

式中: E_{ap_ste} 为一个常数,其物理意义为 a 相上桥臂电容能量的平均值; E_{ap_flu} 为一个平均值为0的波动量,其物理意义为 a 相上桥臂电容能量的瞬时值的波动量; E_{ap_ls} 也为一个平均值为0的波动量,其物理意义为 a 相上桥臂桥臂电感能量的变化量。

E_{ap_ste}, E_{ap_flu} 以及 E_{ap_ls} 可以分别计算如下式所示:

$$\begin{cases} E_{ap_ste} = E_{ap0} + \frac{I_a (\sqrt{2} U_d \cos\varphi + U_{sa} \sin\varphi)}{4\omega} \\ E_{ap_flu} = \frac{\sqrt{2} U_{sa} i_d}{3\omega} \cos(\omega t) - \frac{\sqrt{2} U_d I_a}{4\omega} \cos(\omega t - \varphi) + \frac{U_{sa} I_a}{4\omega} \sin(2\omega t - \varphi) \\ E_{ap_ls} = L_s \begin{bmatrix} -\frac{I_a^2}{8} \cos(2\omega t - 2\varphi) + \\ \frac{\sqrt{2} I_a i_d}{6} \sin(\omega t - \varphi) + \\ \frac{I_a^2}{8} \cos(2\varphi) + \frac{\sqrt{2} I_a i_d}{6} \sin\varphi \end{bmatrix} \end{cases} \quad (13)$$

基于式(11)~式(13)可知, a 相上桥臂中每

个子模块电容电压的瞬时值(假设均压算法效果足够好,忽略子模块电容电压之间的差异)可以表示为

$$u_{c_ap} = \sqrt{\frac{2E_{ap_C}}{nC}} \quad (14)$$

相似的,其余桥臂中的子模块电容电压瞬时值也可以被求得。由式(12)~式(14)可知,子模块电容电压瞬时值只与交、直流电压、电流大小、频率以及相位有关,因此无需增加额外的测量量,便可以求得具体的子模块电容电压瞬时值。同时,当参数及运行环境一定时,桥臂电容能量的平均值 E_{ap_ste} 并不会影响电容电压的瞬时值变化规律,因此通常将该值设为与直流电压有关的常数,即

$$E_{ap_ste} = \frac{1}{2} \frac{C}{n} U_d^2 \quad (15)$$

也就是,桥臂所有子模块电容所具有的初始能量 E_{ap0} 为

$$E_{ap0} = \frac{1}{2} \frac{C}{n} U_d^2 - \frac{I_a (\sqrt{2} U_d \cos\varphi + U_{sa} \sin\varphi)}{4\omega} \quad (16)$$

在上述设定下,子模块电容电压可以表示为下式:

$$u_{c_ap} = \sqrt{\frac{U_d^2}{n^2} + \frac{2(E_{ap_flu} - E_{ap_ls})}{nC}} \quad (17)$$

根据式(17)可知,传统子模块计算方法下的子模块电容电压忽略了子模块电容电压瞬时值的波动,而仅以平均稳态值为基准进行计算,因此必然导致桥臂中电容电压与期待的电容电压的差异,在桥臂中产生环流的交流分量,并借助于桥臂电感上的压降补偿该部分差异。

2.2 基于子模块电容电压精确计算的桥臂环流抑制方法

依据式(17),我们可以得到基于子模块电容电压精确计算的 MMC 桥臂环流抑制控制方法具体实现如图2所示。从图2实现流程中可知,所提环流抑制方法不需要增加任何额外的测量与控制器,只是需要利用已有的测量信息计算子模块电容电压的瞬时值后,重新计算投入子模块数即可。由于在此过程中对子模块的电容电压进行了精确地计算,各时刻桥臂电容的实际电压与期待电压几乎一致,从而使环流中的交流分量得到了良好地抑制。

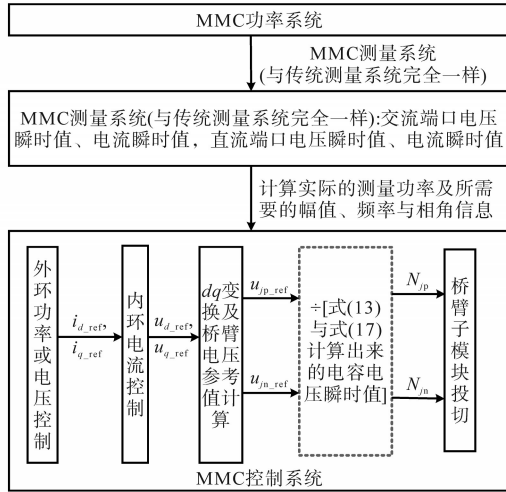


图2 基于子模块电容电压精确计算的桥臂环流抑制控制实现框图

Fig.2 The diagram of the proposed arm circulating current suppression method based on the accurate calculation of SM capacitor voltage

3 仿真验证

为了对所提的环流抑制策略进行验证与分析,在 Matlab/Simulink 仿真平台中搭建了一个 ± 10 kV/20 Mvar 的 MMC 换流器模型,具体参数为:额定交流电压 10 kV;额定直流电压 ± 10 kV;额定容量 20 Mvar;桥臂电感 3.2 mH;直流电压基准值 20 kV;交流电压基准值 10 kV;桥臂电容电压基准值 0.5 kV;桥臂电抗电压基准值 1 kV;桥臂子模块数 40 个;桥臂子模块电容 30 mF;运行方式定直流电压;负载电阻 20 Ω , 25 Ω ;直流电流基准值 1 kA;交流电流基准值 1 kA;桥臂环流基准值 1 kA。

图3为不同子模块计算方法下 MMC 的主要电气量仿真结果。由图3a可知,无论是传统子模块计算方法,还是本文所提的基于电容电压精确计算的子模块方法均能实现直流电压的精确控制;同时,根据图3a与图3b可知,二者在交、直流端口的特性基本一致。然而,由于内部子模块计算方法的不同,图3c中二者的子模块电容电压瞬时值、桥臂电流瞬时值以及桥臂电感电压瞬时值均不同。在 3 s 之前,MMC 的子模块计算方法为传统的基于电容电压稳态平均值方法,由于投入子模块的实际值与系统期望值有所差异,在桥臂电流中产生了较大的二次谐波分量,同时该分量在桥臂电感上产生了谐波电压,桥臂电感电压不再为正弦波;进一步地,环流中的二次谐波分量也增加了电容电压的波动。对比之下,在 3 s 之

后,采用本文所提的子模块计算方法,环流中的交流分量明显减小,桥臂电感电压也恢复了正弦波形,进而也减小了电容电压的波动。图3a~图3c说明了本文所提子模块计算方法在桥臂环流抑制方面的可行性与有效性。

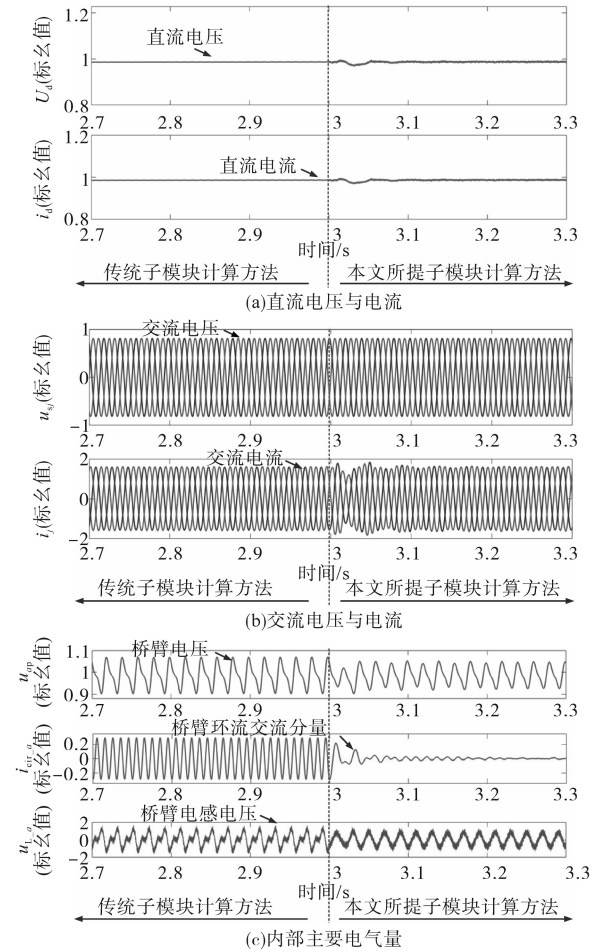


图3 不同子模块计算方法下的 MMC 运行对比

Fig.3 The operating characteristics comparison for MMC under the different calculation methods of inserted SMs

图4为不同子模块计算方法下 MMC 的子模块投入状态对比。从图4中可知,由于对子模块电容电压的估计值不同,本文所提方法与传统方法计算后的投入子模块明显不同,这是本文所提方法能够抑制桥臂环流交流分量的根本原因。同时,无论是最大电平逼近调制,还是载波移相调制,本文所提的方法均适用,具有良好的通用性。

图5为直流电压阶跃以及传输功率阶跃下所提子模块计算方法在 MMC 中的应用仿真结果。其中,5 s 前,MMC 控制直流电压为 20 kV,负载电阻为 20 Ω ; 5~6 s, MMC 控制直流电压阶跃为 18 kV,负载电阻保持为 20 Ω 不变; 6 s 后, MMC 控制直流电压保持为 18 kV 不变,负载电阻变为 25 Ω 。从

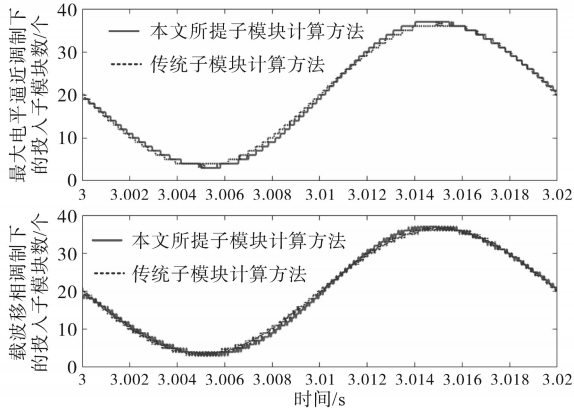


图4 不同子模块计算方法下的MMC子模块投入情况对比
Fig.4 The comparison of MMC SMs input under the different SMs calculation methods

仿真结果可知,当直流电压发生阶跃时,由于负载电阻并没有发生变化,此时MMC的传输功率以及交、直流电流值将发生变化,且桥臂环流的交流分量经过短暂的波动后也恢复了稳定状态;进一步地,功率阶跃时,桥臂环流的交流分量同样出现了相似的情况,不再赘述。

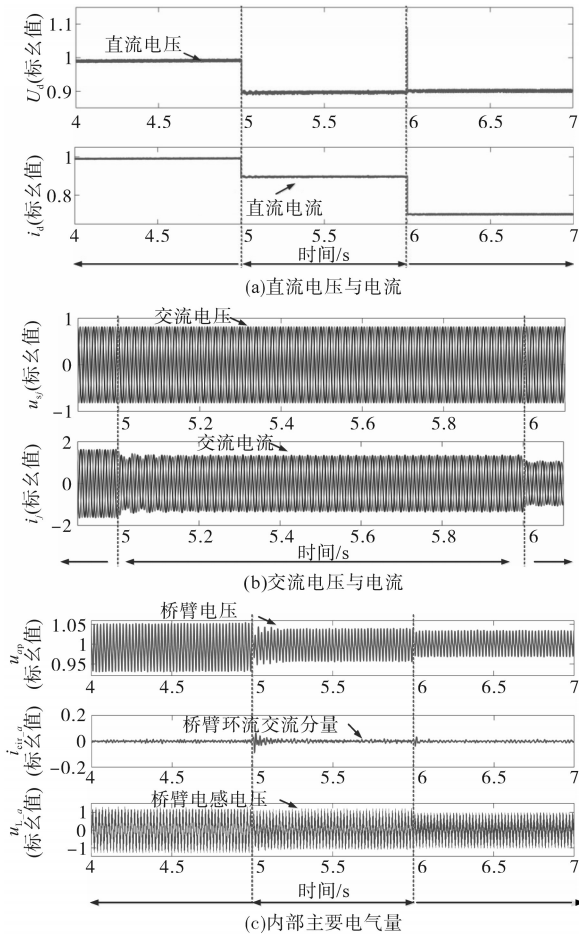


图5 直流电压阶跃与功率阶跃下所提方法的应用效果仿真
Fig.5 The application effect of the proposed method under the step change of DC voltage and transmission power

图5的仿真结果说明了所提子模块计算方法无论是在MMC主动进行动态变化,还是被动进行动态变化时,均具有良好的应用效果。

4 结论

为了有效且经济地抑制MMC的桥臂环流交流分量,本文提出了一种基于子模块电容电压精确计算的桥臂环流抑制方法,并对其进行了仿真验证。本文得出的主要结论如下:

1)所提方法的基础是对子模块电容电压的精确计算,因此对电容电压的计算值越准确,对环流的抑制效果越好;

2)传统的子模块计算方法可以看作是本文所提方法忽略了电容电压波动量的特例,且本文所提方法并不依赖于调制策略的不同,既适用于最大电平逼近调制策略下的MMC又适用于载波移相调制策略下的MMC;

3)所提方法能够很好地抑制MMC桥臂环流中的交流分量,且无需增加任何的控制器与测量元件,具有良好的经济性与工程应用价值;

4)所提方法并不影响MMC的外部运行特性,且桥臂子模块电容电压的稳态平均值可以被灵活地设置,从而拓宽MMC技术的应用范围。

参考文献

- [1] Song Q, Liu W, Li X, *et al.* A steady-state analysis method for a modular multilevel converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(8): 3702-3713.
- [2] 孙谦浩, 李亚楼, 孟经纬, 等. 基于移相控制的高频链模块化多电平直流变压器分布式控制管理策略及轮换电容电压平衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(5): 1310-1318.
- [3] 杨晓峰, 林智钦, 周楚尧, 等. 模块化多电平换流器MMC的环流抑制技术综述[J]. 电源学报, 2015, 13(6): 58-68.
- [4] 杨晓峰, 王晓鹏, 范文宝, 等. 模块组合多电平变换器的环流模型[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 21-27.
- [5] 王朝明, 王华广, 王晴. 基于双PI控制器的模块化多电平变换器环流抑制策略[J]. 电网技术, 2014, 38(10): 2905-2912.
- [6] He L, Zhang K, Xiong J, *et al.* A repetitive control scheme for harmonic suppression of circulating current in modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 471-481.
- [7] 屠卿瑞, 徐政, 管敏渊, 等. 模块化多电平换流器环流抑制控制器设计[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(18): 57-61, 83.
- [8] Li S, Wang X, Yao Z, *et al.* Circulating current suppressing strategy for MMC-HVDC based on non-ideal proportional resonant controllers under unbalanced grid conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 387-397.

- [9] 王鹏伍,崔翔. MMC-HVDC 三相解耦二次谐波环流抑制算法[J]. 电力系统自动化,2013,37(15):47-52.
- [10] 屠卿瑞,徐政,郑翔,等. 模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J]. 高电压技术,2010,36(2):547-552.
- [11] 韩少华,梅军,郑建勇,等. 模块化多电平换流器不对称桥臂的环流稳态分析[J]. 电力自动化设备,2014,34(7):38-42.
- [12] Antonopoulos A, Angquist L, Nee H, *et al.* Dynamics and voltage control of the modular multilevel converter[C]//13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2009:1-10.
- [13] Hagiwara M, Maeda R, Akagi H. Theoretical analysis and control of the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (MMCC-DSCC) [C]//9th International Power Electronics Conference (IPEC), 2010:2029-2036.
- [14] 阎发友,汤广福,贺之渊,等. 一种适用于模块化多电平换流器的新型环流控制器[J]. 电力系统自动化,2014,38(1):104-108.
- [15] 宋平岗,林家通,李云丰. 基于MMC的铁路功率调节器的环流分析与抑制策略[J]. 高电压技术,2016,42(11):3539-3547.
- [16] 杨晓峰,郑琼林. 基于MMC环流模型的通用环流抑制策略[J]. 中国电机工程学报,2012,32(18):59-65.
- [17] 班明飞,申科,王建勋,等. 基于准比例谐振控制的MMC新型环流抑制器[J]. 电力系统自动化,2014,38(11):85-89,129.
- [18] 白建成,王华锋,林志光,等. 基于PR调节器的MMC-HVDC内部环流抑制策略研究[J]. 智能电网,2015(6):570-575.
- [19] 姚骏,赵磊,谭义,等. 适用于模块化多电平换流器的环流抑制策略[J]. 电网技术,2016,40(9):2764-2771.
- [20] 李国庆,辛业春,吴学光. 模块化多电平换流器桥臂电流分析及其环流抑制方法[J]. 电力系统自动化,2014,38(24):62-67.
- [21] 高戈,赵巧娥,刘毓梅,等. 基于改进的子模块电容电压均衡的MMC环流抑制[J]. 电力电子技术,2019,53(1):53-56.

收稿日期:2020-05-18

修改稿日期:2020-07-10

~~~~~  
 (上接第8页)

- bridge converter with a simple active auxiliary circuit[C]// Applied Power Electronics Conference & Exposition, IEEE, 2012:1273-1277.
- [13] Rasoulinezhad R, Abosnina A, Moschopoulos G. A novel AC-DC interleaved ZCS-PWM Boost converter[C]// 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), IEEE, San Antonio, TX, 2018:716-722.
- [14] 秦岭,王亚芳,张航,等. 对称控制ZCS-PWM不对称半桥变换器研究[J]. 电气自动化,2007,29(5):39-42,47.
- [15] Rasoulinezhad R, Abosnina A, Moschopoulos G. An AC-DC interleaved ZCS-PWM Boost converter with improved light-load efficiency[C]//2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, CA, USA, 2019:2047-2053.
- [16] 郑连清,王学亮,李鹏,等. 脉冲移位PWM控制ZCS电流型半桥变换器[J]. 电力自动化设备,2011,31(4):36-40.
- [17] Mishima T, Masuda S, Nakaoka M. Inductor-link open H-bridge topology-based ZCS-PWM bidirectional DC-DC converter with edge-resonant switching cells[J]. Electronics Letters, 2015, 51(15):1191-1193.

收稿日期:2020-06-19

修改稿日期:2020-07-22