

模块化多电平换流器电容电压与环流的控制策略

高建, 苏建徽, 高航, 丁云芝, 汪晶晶

(合肥工业大学教育部光伏系统工程研究中心, 安徽 合肥 230009)

摘要: 电容电压控制和环流的抑制一直是模块化多电平换流器(MMC)拓扑研究很重要的一方面, 也是制约该拓扑应用于柔性高压直流输电(HVDC)领域的瓶颈。分析了模块化多电平换流器电容电压波动以及环流偶次谐波产生的机理。在排序均压的载波移相调制(CPS-SPWM)策略的基础上, 附加了电容电压均衡控制, 以抑制电容电压的波动。同时介绍了一种闭环的谐振环流控制器, 实现对环流交流成分的抑制。该控制策略结构简单, 且适用于单相系统。仿真结果表明, 采用上述的控制方法, 电容电压的波动和环流都得到很好的抑制, 动态结果也很好。

关键词: 模块化多电平换流器; 电容电压; 环流; 电压均衡控制; 谐振控制器

Capacitor voltage and circulation current control strategy in modular multilevel converter

GAO Jian, SU Jian-hui, GAO Hang, DING Yun-zhi, WANG Jing-jing

(Research Center for Photovoltaic System Engineering, Ministry of Education, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: Capacitor voltage control and circulation current suppression are of great importance in the research of MMC topology. In the meantime, they are also the bottleneck restricting the application of MMC topology in the field of flexible high voltage direct current (HVDC). This paper analyzes generation mechanism of the capacitor voltage fluctuations and even harmonics circulation current in MMC. Based on the strategy of carrier phase-shift modulation (CPS-SPWM) by sorting and equalizing voltage, the capacitor voltage balance control is added so as to suppress the capacitor voltage fluctuation. In addition, the paper introduces a close-loop resonant circulation controller to realize suppression of AC component of the circulation current. This control method has simple structure and is suitable for single-phase system. Simulation results show that both the capacitor voltage fluctuation and circulation current can be well suppressed with the proposed method. The dynamic results are also good.

Key words: modular multilevel converter; capacitor voltage; circulation current; voltage balance control; resonant controller

中图分类号: TM72 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)03-0056-07

0 引言

近年来, 在柔性高压直流输电领域, 针对模块化多电平换流器(MMC)拓扑的研究越来越广泛, 也发现了该拓扑相对于传统两电平和三电平拓扑的优越性^[1]。现在已投入使用的 MMC-HVDC 工程包括由西门子公司 2010 年在美国加州承建的 Trans Bay Cable 工程, 额定功率达到了 400 MW, 这是世界上第一个基于 MMC 的高压直流输电系统^[2]; 在我国, 中国电力科学研究院 2011 年在上海承建的南汇风电场柔性直流输电工程也投入使用, 其成功运行对我国柔性直流输电技术的发展具有指导意义^[3]。多项在建或规划中的 HVDC 工程也采用了 MMC 拓扑, 包括大连跨海柔性直流输电示范工程和大冶柔性直流输电工程。

虽然 MMC 拓扑在柔性直流输电领域有着巨大的优势, 但其面临的问题是在高电平输出时, 控制器不仅要实现多电平输出, 还要满足电容电压的均衡以及抑制各相之间由于能量不均衡引起的环流, 这也是制约 MMC 拓扑发展的主要瓶颈^[4]。因此利用有效的方法平衡电容电压以及抑制环流至关重要。

文献[5-6]对子模块电容电压与环流机理进行分析, 但只考虑了环流的二倍频分量, 忽略了其他偶次分量。文献[7]中采用了二倍频负序坐标变换进行环流的抑制, 比较复杂。文献[8]对电容电压控制采用了电压平衡控制和电压平均控制, 但每个子模块都需要各自不同的参考指令。文献[9]只利用排序均压的方法控制电容电压, 没有考虑整个相单元的平衡以及相单元不平衡时引起的环流。文献[10]介绍

了增加桥臂电感值来抑制环流。文献[11]提出了在主电路中加入滤波器来抑制环流的交流分量, 但额外的增加滤波器, 使得成本增加。文献[12]介绍了一种基于环流模型的通用环流抑制器。

本文在原有电容电压均衡控制的基础上加以改进。针对子模块电容电压波动和环流产生机理的分析, 提出了基于排序均压的载波移相调制策略的电容电压均衡控制以及闭环谐振环流抑制器, 实现对各个子模块电容电压的均衡以及每相环流的抑制。最终通过仿真验证该控制方法对于子模块电容电压和环流的抑制都有很好的控制效果。

1 MMC 工作原理分析

三相 MMC 拓扑结构如图 1(a)所示, 它由 6 个桥臂组成, 每个桥臂由 N 个子模块 (Submodule, SM) 串联而成。每个子模块结构如图 1(b)所示。

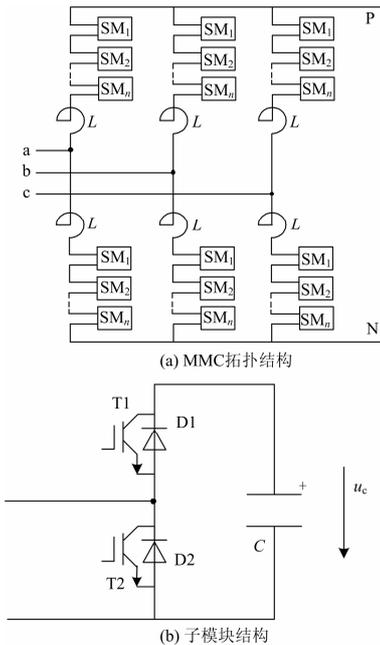


图 1 MMC 拓扑以及子模块结构

Fig. 1 Topology of MMC and structure of SM

假设电容电压保持为 u_c 。当 T1 开通, T2 关断时, 子模块投入使用, 输出为 u_c ; 当 T1 关断, T2 开通时, 子模块切除, 输出为 0。当按照正弦形式控制上、下桥臂投入的子模块个数时, 则可保证每相输出为正弦电压。MMC 正常工作的条件为保证每时刻每相投入的子模块总数为 N , 且要尽量维持电容电压为恒定值 u_c 。在这些条件下, 以 a 相为例进行分析, 设上、下桥臂电压分别为 u_{Pa} 、 u_{Na} , 交流侧输出为 u_a , 直流侧电压为 U_{dc} 。则有

$$u_{Na} + u_{Pa} = U_{dc} \quad (1)$$

$$u_a = \frac{u_{Na} - u_{Pa}}{2} \quad (2)$$

由式 (2) 可知, 通过控制上、下桥臂投入的子模块个数可以构成 $N+1$ 电平的输出电压 u_a , 这 $N+1$ 电平为

$$\frac{N}{2}u_c, \frac{(N-2)}{2}u_c, \frac{(N-4)}{2}u_c, \dots, 0, \dots, -\frac{(N-4)}{2}u_c, -\frac{(N-2)}{2}u_c, -\frac{N}{2}u_c$$

2 电容电压波动及环流产生机理分析

MMC 单相等效电路如图 2 所示。

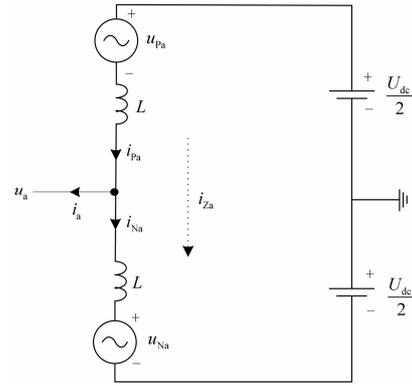


图 2 MMC 单相等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of single phase MMC

设上桥臂电流为 i_{Pa} , 下桥臂电流为 i_{Na} 。定义流过上、下桥臂的公共环流为 $i_{Za} = \frac{i_{Pa} + i_{Na}}{2}$ 。则有

$$i_{Pa} = \frac{1}{2}i_a + i_{Za} \quad (3)$$

$$i_{Na} = -\frac{1}{2}i_a + i_{Za} \quad (4)$$

令 a 相输出电压、电流分别为

$$u_a = \frac{U_{dc}}{2} m \cos(\omega t) \quad (5)$$

$$i_a = I_a \cos(\omega t + \varphi) \quad (6)$$

式中: m 为调制比; I_a 为电流幅值; φ 为电流初相角。

当把每相看成独立, 且能量均衡时, 由直流侧与交流侧能量守恒得

$$i_{Za} = \frac{u_a \times i_a}{U_{dc}} = \frac{\frac{U_{dc}}{2} m \cos(\omega t) \times I_a \cos(\omega t + \varphi)}{U_{dc}} = \frac{\frac{m}{4} I_a \cos(\varphi) + \frac{m}{4} I_a \cos(2\omega t + \varphi)}{\text{直流分量} \quad \text{二倍频分量}} \quad (7)$$

从式(7)中可看出环流 i_{Za} 中, 除包含直流分量外, 还至少包含了二倍频分量。在 MMC 交、直流侧有功功率平衡的条件下有

$$3UI \cos(\varphi) = U_{dc} I_{dc} \quad (8)$$

式中: U 、 I 分别为输出交流电压、电流的有效值; I_{dc} 为直流侧电流。

由式(8)可得, 环流中的直流分量为

$$\frac{m}{4} I_a \cos(\varphi) = \frac{1}{3} I_{dc} \quad (9)$$

它决定了直流侧与交流侧有功功率和无功功率的传输^[13]。

但以上分析是在三相独立的条件下得到的, 实际上由于每相间能量不平衡, 还会造成能量的相间流动。由文献[13]可得环流的 2 次谐波会引起每个子模块电容电压的 3 倍频波动, 子模块的 3 倍频波动又会引起每相总电压的 4 倍频波动。设每相电压总和为(上、下桥臂电压之和)为

$$u_{pa} + u_{Na} = \bar{u}_{suma} + \tilde{u}_{suma} \quad (10)$$

其中: \bar{u}_{suma} 为 a 相总电压的直流分量, 大致等于直流侧电压 U_{dc} ; \tilde{u}_{suma} 为其交流分量。

由 KVL 得, 每相内部不平衡电压为

$$u_{Za} = L \frac{di_{pa}}{dt} + L \frac{di_{Na}}{dt} = 2L \frac{di_{Za}}{dt} = \quad (11)$$

$$U_{dc} - (u_{pa} + u_{Na}) = -\tilde{u}_{suma}$$

可见, 每相环流的产生是由该相总的电压的波动而引起的。因此上述每相总电压的 4 倍频波动又会引起环流的 4 倍频波动。以此类推, 在电感环流和子模块电容电压的相互作用下, 最终可得环流交流侧成分中除含有 2 次谐波分量外, 还含有其他偶次谐波分量。因此环流应表示为

$$i_{Za} = \frac{1}{3} I_{dc} + \sum_{n=2,4,6,\dots} I_{nf} \cos(n\omega t + \varphi_{nf}) \quad (12)$$

式中: I_{nf} 为 n 次谐波的幅值; φ_{nf} 为 n 次谐波的初相角。

3 控制策略

为了抑制各个子模块电容电压的波动以及相间环流, 优化的调制策略以及相应的控制方法都应考虑在内。

3.1 调制策略

本文采用排序均压的载波移相调制策略^[14]。对于每桥臂有 N 个子模块的系统, 上桥臂采用同一个调制波, 各个子模块的载波依次相差 $2\pi/N$, 但调

制波和载波比较后不是直接给对应的子模块触发脉冲, 而是根据比较结果计算出上桥臂需要投入的子模块个数 N_p , 然后对上桥臂所有电容电压进行排序, 根据桥臂电流的方向来选择相应的 N_p 个子模块投入。当桥臂电流为正时, 电容处于充电状态, 此时投入电容电压最小的 N_p 个子模块, 当桥臂电流为负时, 电容处于放电状态, 此时投入电容电压最大的 N_p 个子模块。下桥臂各个子模块的载波与上桥臂反相, 调制波也反相, 采用上述同样的方法触发下桥臂对应的子模块。

3.2 电容电压均衡控制

在本文中介绍的电容电压波动的抑制方法, 不同于文献[8]中介绍的电容电压均衡控制, 需要对每个子模块附加一定的叠加量, 而是只进行电压平均控制, 同样可实现电容电压的控制, 结构更简单。控制如图 3 所示。

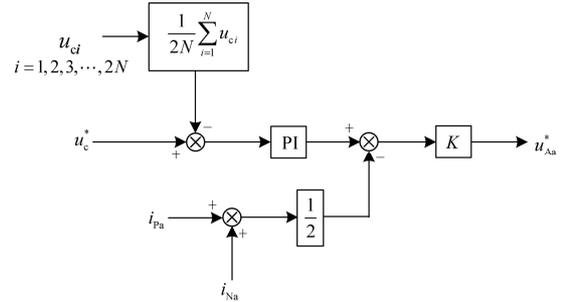


图 3 电容电压均衡控制

Fig. 3 Balance control of capacity voltage

电容电压均衡控制的目的是使每相子模块电容电压的平均值跟随其给定值, 使得该相总的能量维持为恒定值。直流环流反馈可以使每相平均电容电压的控制不影响输出电流。但是仅靠平均电压控制不能保证各个子模块电容电压的稳定^[14]。因此本文中的电容电压均衡控制再结合 3.1 节中所述的排序均压的载波移相调制策略, 通过在每桥臂参考指令中叠加 u_{Aa}^* , 可以很好地控制每相子模块电容电压在恒定值范围内, 同时也保证了每相平均电容电压的均衡。

3.3 环流抑制策略

通过上述电容电压的控制方法, 对电容电压可以很好地控制, 也可以间接一定程度地抑制相间环流, 但只是稳定了环流中的直流部分, 为了进一步抑制相间环流的交流成分, 本文在电容电压均衡控制的基础上再加上了一个谐振环流抑制器。

由上节分析可知, 环流中包含了偶次谐波分量。它是由每相中内部不平衡电压 u_{Zj} 引起的, 环流在 S 域中的数学模型为

$$i_{zj} = \frac{U_{dc} - (u_{pj} + u_{Nj})}{2Ls} \quad (13)$$

在此模型的基础上, 提出了如图 4 所示的环流抑制策略。

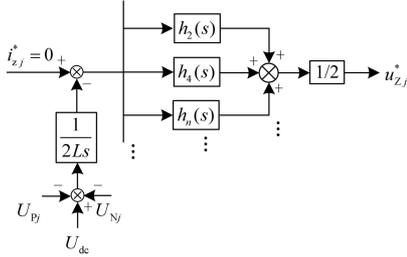


图 4 谐振环流抑制器

Fig. 4 Resonant controller for circulation current

其中,

$$h_n(s) = \frac{k_n s}{s^2 + (nw_0)^2}, n = 2, 4, 6 \dots; w_0 = 100\pi$$

因为该二阶系统为谐振控制器, 其在谐振频率 (nw_0) 处有很高的增益, 而在其他频率处的增益很小, 所以虽然环流的参考给定值为 0, 但该控制器只抑制谐振频率处的谐波, 并不影响环流的直流分量, 因此它能使调节选择的信号在很小的稳态误差下跟随参考值。针对环流中各阶偶次分量, 控制策略中并行加入了各个频率下的谐振环流抑制器。实现对各次环流交流分量进行抑制。这种环流控制器实际上是在各桥臂电压上减去环流交流成分在电感上的压降 u_{zj}^* , 抵消桥臂不平衡电压对整个桥臂电压的影响。但并不是说所有偶次环流谐波分量都需要并联一个谐振控制器。一般来说, 各次环流随着频率的增加幅值减小, 因此对于 6 次及以上的谐波可以不用考虑^[15]。通过上述谐振环流抑制器可以很好地抑制各次环流分量, 并且对交流侧电流和子模块电容电压没有影响, 控制也简单。

综合上述电压均衡和环流抑制器, 得上下桥臂调整后的参考电压为

$$u_{pj_ref}^* = \frac{U_{dc}}{2} - u_j^* + u_{Aj}^* - u_{zj}^*$$

$$u_{Nj_ref}^* = \frac{U_{dc}}{2} + u_j^* + u_{Aj}^* - u_{zj}^*$$

其中: u_j^* 为内环电流控制器得到的每相参考指令;

$u_{pj_ref}^*$ 、 $u_{Nj_ref}^*$ 分别为上下桥臂实际的桥臂电压。

因此结合电容均衡控制与谐振环流抑制策略, 整个系统的控制框图如图 5 所示。

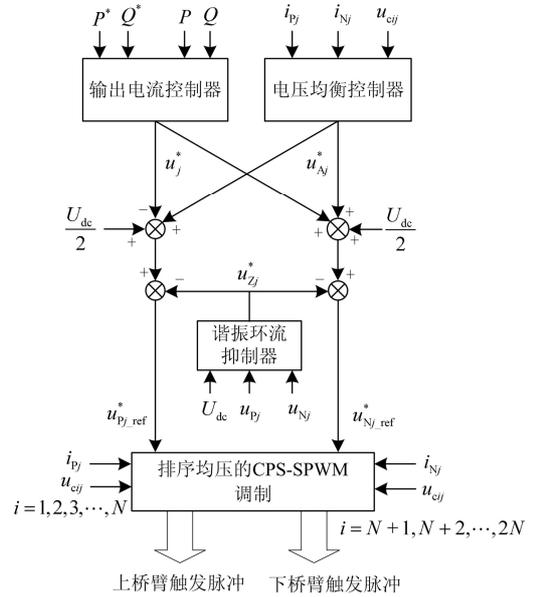


图 5 系统控制结构框图

Fig. 5 Diagram of system control

输出电流控制器为传统的双闭环控制器, 其输出为三相交流侧电压参考值。在此参考电压的基础上叠加电压均衡控制器的修正量, 然后在得到的桥臂电压参考值的基础上减去环流抑制器输出的不平衡电压得到实际的桥臂电压参考指令。最后通过排序均压的载波移相调制策略触发上下桥臂各个子模块的功率器件。

4 仿真分析

为了验证上述电容电压均衡和环流抑制的控制策略的有效性, 在 Matlab/Simulink 中搭建了三相系统仿真平台。主电路如图 1(a)所示。三相子模块总数 $6n=24$, 载波频率为 $f_c=1$ kHz, 直流侧母线电压 $U_{dc}=800$ V, 子模块电容值 $C=1.3$ mF, 桥臂电感值 $L=2$ mH, 子模块电压参考值 $u_c=200$ V, 交流输出基波频率 $f_s=50$ Hz。

在排序均压载波移相调制策略以及电容电压均衡控制的基础上, 使系统稳定运行, 此时 a 相各子模块电容电压波形以及所有电容电压平均值如图 6 所示。可以看出利用上述方法可以很好地控制各个子模块电容电压以及每相平均电压值在参考值附近, 上下桥臂电容电压波动刚好反相, 波动范围基本保持在 3%以内, 而平均电容电压的波动维持在 0.5%以内。

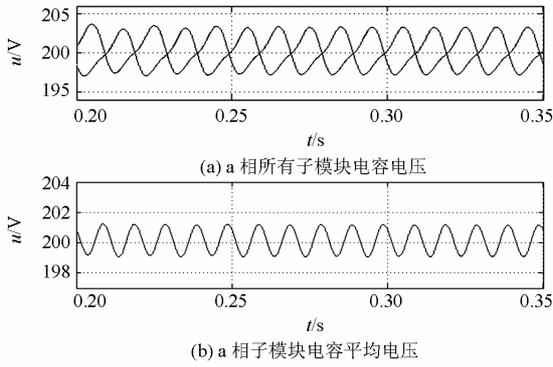


图 6 加入电容电压均衡控制器后的结果

Fig. 6 Results after adding the capacity voltage balance control

在未加谐振环流抑制器之前 a 相环流以及桥臂电流如图 7(a)所示,可以看出虽然电容电压均衡控制可以维持环流的直流分量,但其中还含有大量的交流成分,其二倍频波动幅值达到了其直流分量的60%以上。同时由于环流的高次谐波,使得桥臂电流发生畸变,而非标准的正弦波。图 7(b)为环流的频谱分析,可知环流的谐波主要是偶次成分,与上节分析结果相同。并且谐波主要是2、4次谐波,其他次谐波随着频率增加,幅值已经很小,所以不用考虑。因此本文中谐振环流抑制器只考虑抑制其2、4次谐波。并行加入的谐振控制器为

$$h_2(s) + h_4(s) = \frac{k_2 s}{s^2 + (200\pi)^2} + \frac{k_4 s}{s^2 + (400\pi)^2}$$

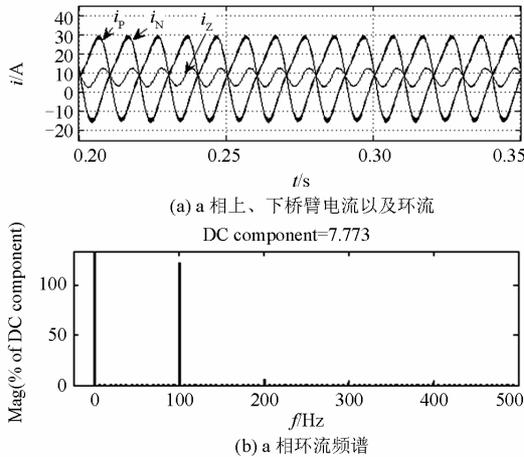


图 7 未加谐振环流抑制器时的结果

Fig. 7 Results without resonant controller for circulation current

加入环流抑制器后环流与桥臂电流波形以及直流侧电流波形如图 8 所示。可以看出环流中基本只含直流分量,其他偶次分量得到很好的抑制,同时

也改善了桥臂电流波形,使桥臂电流更接近正弦。直流侧电流大致为 23.4 A,而环流大小约为 7.8 A,因此环流的直流部分基本跟随直流电流的1/3,与上面结论相同。

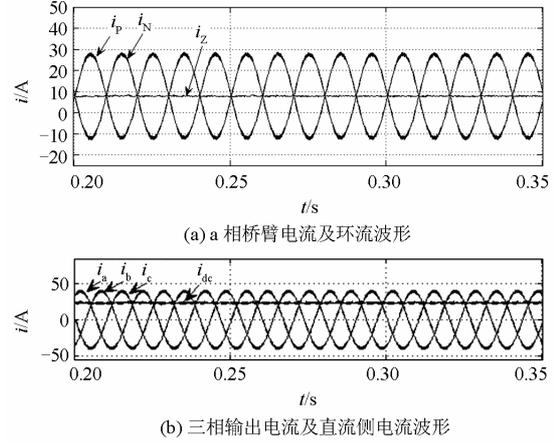


图 8 加入谐振环流抑制器后的结果

Fig. 8 Results with resonant controller for circulation current

为了进一步验证系统的稳定性,改变交流侧功率输出。仿真结果如图 9 所示。

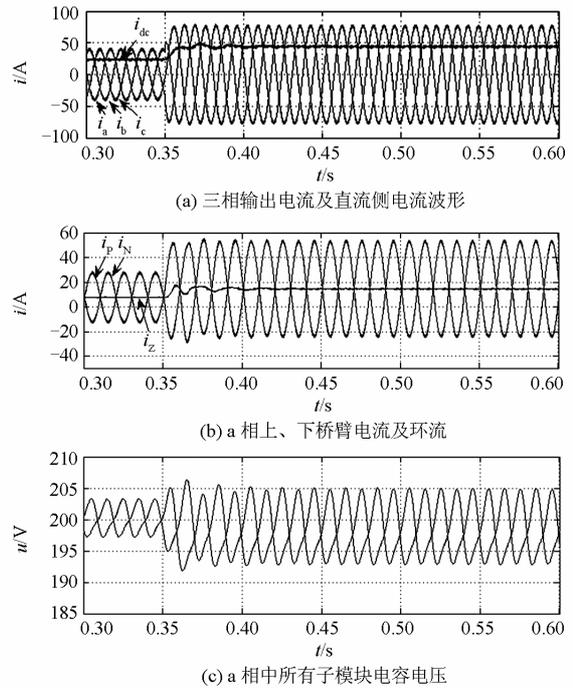


图 9 功率变化时的结果

Fig. 9 Results when power changes

图 9(a)为交流侧输出电流以及直流侧电流波形,图 9(b)为桥臂电流及环流波形。可以看出在功率变化后,桥臂环流的交流成分也能得到很好的抑

制,无偶次谐波。环流的直流分量为 14.8 A,直流侧电流为 44.5 A,因此,环流仍能保证为直流侧电流的 1/3。图 9(c)为子模块电容电压波形,可以看出由于功率的变化,子模块电容电压也能保持平衡,并且波动范围也较小。因此,在动态条件下,上述方法也能保证子模块电容电压的均衡,同时对环流的抑制效果也很明显。

5 结论

针对 MMC 拓扑瓶颈问题,本文在排序均压的载波移相调制策略的基础上,附加电容电压均衡控制策略,可以使电容电压波动控制在很小的范围内,同时加入谐振环流抑制器,可进一步抑制环流的偶次交流成分,且控制简单,无须对每个子模块都加入不同的参考指令,也无须对环流进行复杂的二倍频负序坐标变化。仿真结果验证了该控制方法的有效性。

参考文献

- [1] 刘建涛,王治华,王珂. 不同结构电压源换流器损耗对比分析[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(6): 105-110.
LIU Jian-tao, WANG Zhi-hua, WANG Ke. Comparative analysis of losses of voltage source converters with different structures[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(6): 105-110.
- [2] Westerweller T, Friedrich K, Armonies U, et al. Trans bay cable- world's first HVDC system using multilevel voltage-sourced converter[J]. CIGRÉ Paper B4-101, Paris, 2010.
- [3] 乔卫东,毛颖科. 上海柔性直流输电示范工程综述[J]. 华东电力, 2011, 39(7): 1137-1140.
QIAO Wei-dong, MAO Ying-ke. Overview of Shanghai flexible HVDC transmission demonstration project[J]. East China Electric Power, 2011, 39(7): 1137-1140.
- [4] 杨晓峰,林智钦,郑琼林,等. 模块组合多电平变换器的研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(6): 1-14.
YANG Xiao-feng, LIN Zhi-qin, ZHENG Qiong-lin, et al. A review of modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(6): 1-14.
- [5] Rasic A, Krebs U, Leu H, et al. Optimization of the modular multilevel converters performance using the second harmonic of the module current[C] // Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on. IEEE, 2009: 1-10.
- [6] 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.
YANG Xiao-feng, WANG Xiao-peng, FAN Wen-bao, et al. Circulating current model of modular multilevel converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 21-27.
- [7] 卓谷颖,江道灼,连霄壤. 模块化多电平换流器不平衡环流抑制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(24): 118-124.
ZHUO Gu-ying, JIANG Dao-zhuo, LIAN Xiao-rang. Study of unbalanced circular current suppressing for modular multilevel converter[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(24): 118-124.
- [8] 朱劲松,李磊. 基于模块化多电平换流器的 STATCOM 分析与控制[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(24): 113-117.
ZHU Jing-song, LI Lei. Analysis and control of STATCOM based on modular multilevel converters[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(24): 113-117.
- [9] 屠卿瑞,徐政,郑翔,等. 一种优化的模块化多电平换流器电压均衡控制方法[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 15-20.
TU Qing-ru, XU Zheng, ZHENG Xiang, et al. An optimized voltage balancing method for modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 15-20.
- [10] Tu Q, Xu Z, Huang H, et al. Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC[C] // Power System Technology (POWERCON), 2010 International Conference on. IEEE, 2010: 1-6.
- [11] Ilves K, Norrga S, Harnfors L, et al. Analysis of arm current harmonics in modular multilevel converters with main-circuit filters[C] // Systems, Signals and Devices (SSD), 2012 9th International Multi-Conference on.

- IEEE, 2012: 1-6.
- [12] 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.
- YANG Xiao-feng, ZHENG Qiong-lin. Circulating current model based universal circulating current suppressing strategy for MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(18): 59-65.
- [13] 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 模块化多电平换流器子模块电容电压波动与内部环流分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 8-14.
- ZHOU Yue-bin, JIANG Dao-zhuo, GUO Jie, et al. Analysis of sub-module capacitor voltage ripples and circulating currents in modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 8-14.
- [14] 王晓鹏, 杨晓峰, 范文宝, 等. 模块组合多电平变换器的脉冲调制方案对比[J]. 电工技术学报, 2011, 26(5): 28-33.
- WANG Xiao-peng, YANG Xiao-feng, FAN Wen-bao, et al. A comparative study of multi-pulse modulation schemes for modular multilevel converters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(5): 28-33.
- [15] Li Z, Wang P, Chu Z, et al. An inner current suppressing method for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(11): 4873-4879.
-
- 收稿日期: 2013-05-20; 修回日期: 2013-08-07
- 作者简介:
- 高 建 (1988-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为光伏发电技术; E-mail: hfutgj@126.com
- 苏建徽 (1963-), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为太阳能发电技术、电力变换节能技术等。