

文章编号:1005-0523(2014)02-0099-06

MMC 电容电压均衡控制策略

江 浪,宋平岗,李云丰,段程亭

(华东交通大学电气与工程学院,江西 南昌,330013)

摘要:电容电压的平衡是模块化多电平换流器正常运行的前提,是所有控制算法必须考虑的基本问题。介绍模块化多电平换流器的基本运行原理,研究了载波移相在模块化多电平中的应用。为抑制电容电压的不平衡,设计了电容电压均衡控制器,最后在MATLAB/Simulink中搭建了仿真模型,仿真结果表明设计的控制器能较好地稳定电容电压。

关键词:模块化多电平换流器;高压直流输电;载波移相;均衡控制

中图分类号:TM464

文献标志码:A

2002年,德国慕尼黑联邦国防军大学的R.Marquart和A.Lesnicar首次提出了模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)^[1-2],模块化多电平换流器是新一代高压直流输电技术中性能最为优越的一种拓扑结构,在学术界和工程界都引起了很大重视,目前已经处于飞速发展时期。世界上首次将这种拓扑结构应用于实际工程的公司是西门子公司,它将MMC应用在美国工程“trans bay cable”中^[3]。我国上海南汇风电场中的示范性工程正是应用了这种拓扑结构^[4]。

基于MMC的高压直流输电(high voltage direct current, HVDC)有很好的优点,比如可以实现风电、水电、光伏发电等可再生能源的互联与并网^[4-6]、可以独立的控制有功功率和无功功率,无需无功补偿装置^[7-8]、采用模块化的结构可以有效解决器件串联带来的动态和静态均压,能够实现自换流,克服了传统HVDC网络必须是有源网络的根本缺点,为无源负载供电提供了可靠的解决途径^[9-12],但是MMC也有其缺点,比如电容电压的均衡控制^[1,4]。载波移相调制(carrier phase shifted pulse width modulation, CPS-PWM)策略是一种性能非常优越的调制方式,较小的载波频率可以获得更高的等效开关频率,减低开关损耗,提高运行效率,同时基波不受影响,谐波次数也等效增大^[13-14]。文献[3]研究了MMC环流抑制的本质,指出为抑制相间环流必须要改变投入模块数;文献[6]将载波移相调制策略成功应用于MMC,并用实验加以验证;文献[7]研究了MMC的数学模型,推导了MMC各参量的时域表达式;文献[8]研究了适用于子模块数目非常多的阶梯波调制方法,给出了谐波计算公式。本文所做的工作是利用CPS-PWM,设计了电容电压均衡控制器,电容电压均衡控制效果较好,控制器起到了很好的平衡控制作用。

1 MMC 运行原理

如图1所示为MMC基本结构图,MMC由三相构成,每相由上桥臂和下桥臂构成,每个桥臂由 N 个子模块和桥臂电抗级联而成,桥臂电抗的电感值为 L_s ,子模块的结构如图1所示,它由两个IGBT、两个二极管和储能电容 C 组成,控制T1和T2的开通与关断就可以控制子模块的投入与切除^[1-4]。图1中 U_{dc} 为MMC直流侧电压, i_{dc} 为直流侧电流;与上桥臂有关的量下标都有“p”,与下桥臂有关的则用“n”表示, u_{ca}, u_{cb}, u_{cc} 为MMC交流

收稿日期:2013-09-20

基金项目:国家自然科学基金项目(50577025)

作者简介:江浪(1989—),男,硕士研究生,研究方向为高压直流输电;宋平岗(1965—),男,教授,博士,研究方向为电力电子与新能源。

侧输出电压; i_{ap} , i_{an} 表示A相上下桥臂电流; i_{cira} 表示A相环流; i_a , i_b , i_c 为MMC交流侧输出电流, u_{cp} 和 u_{cn} 表示C相上下桥臂投入的电压总和,A和B类似。

假设MMC直流侧o点为零电位点^[6],根据基尔霍夫定律可以得到MMC运行时的电压电流平衡方程为^[4]

$$U_{dc} = u_{jp} + u_{jn} + L_s \frac{di_{jp}}{dt} + L_s \frac{di_{jn}}{dt} \quad (1)$$

$$u_{jp} = \frac{U_{dc}}{2} - u_{cj} - u_{cijp}, u_{jn} = \frac{U_{dc}}{2} + u_{cj} - u_{cijn} \quad (2)$$

$$i_{jp} = \frac{i_{dc}}{3} + \frac{i_j}{2} + i_{cijj}, i_{jn} = \frac{i_{dc}}{3} - \frac{i_j}{2} + i_{cijj} \quad (3)$$

式(1)~(3)中, $j(j=a,b,c)$ 表示j相相关的量, u_{cijp} 和 u_{cijn} 分别表示j相上下桥臂电流在上下桥臂电抗器 L_s 上产生的压降。由式(2)得MMC交流侧输出电压为

$$u_{cj} = \frac{u_{jn} - u_{jp}}{2} - \frac{L_s}{2} \frac{di_j}{dt} \quad (4)$$

由式(3)可得每相环流表达式为^[6-7]

$$i_{cijj} = \frac{i_{jp} + i_{jn}}{2} - \frac{i_{dc}}{3} \quad (5)$$

定义子模块开关函数 $S^{[4]}$,令 $S=1$,即T1开通,T2关断,表示子模块投入工作,输出电压为 u_c ;反之 $S=0$,即T1关断,T2开通,表示子模块被切除,输出电压为零,从而有

$$u_{jp} = \sum_{i=1}^N S_{jpi} u_{cjp}, u_{jn} = \sum_{i=1}^N S_{jni} u_{cjni} \quad (6)$$

MMC在正常运行时都需要维持电容电压的均衡,一般情况下电容电压的波动都比较小,理想电容电压为^[4]

$$U_{c0} = U_{dc} / N \quad (7)$$

假设电容电压维持在理想值不变,将式(6)代入式(4)得

$$u_{cj} = \frac{\sum_{i=1}^N S_{jni} - \sum_{i=1}^N S_{jpi}}{2} U_{c0} - \frac{L_s}{2} \frac{di_j}{dt} \quad (8)$$

由式(8)可知,控制每相上桥臂和下桥臂投入的子模块个数,即可控制MMC交流侧输出电压,但是在选择子模块投入工作时需要考虑电容电压的均衡控制。

2 载波移相调制策略

多电平变流器的控制方法有很多,比如载波移相调制法(carrier phase shifted PWM, CPS-PWM)、特定谐波消除法(selected harmonic elimination PWM, SHE-PWM)、空间电压矢量控制法(space vector PWM, SVPWM)^[14]。上述多电平控制方法中,SHE-PWM所建立的是复杂的非线性正弦方程组,需要实时计算开关角度,当电平数目较多时,计算非常复杂;SVPWM固然是可以减少开关损耗,减小谐波含量的,但这仅仅局限于低电平,因为电压空间矢量的数目与电平数目成三次方关系,当电平数目较多时电压矢量的选择是一件非常复杂的事情,因此以上两种调制方法对于模块数目较多的MMC来说并不实用。CPS-PWM则表现出优越的性能,如图2所示CPS-PWM调制波形,(a)为载波与调制波,(b)为输出电压波形。

MMC在模块数不是太多的情况下CPS-PWM性能最为优越,较低的载波的频率可以降低器件的开关频率,同时等效谐波带次数与载波个数成正比,有利于滤波器的设计,同时输出电压只与调制度有关,与载波频率无关^[13-15]。MMC每相有 $2N$ 个子模块,因此需要 $2N$ 个载波,上下桥臂各需要一个调制波,如图2所

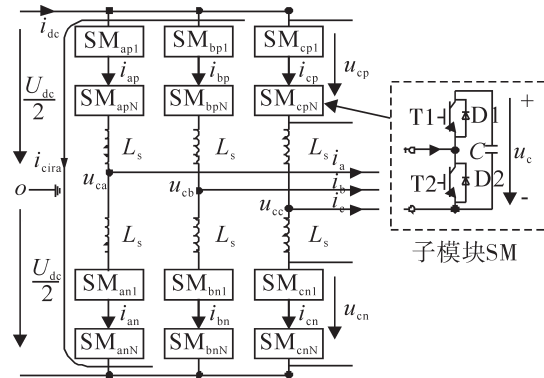


图1 MMC基本结构

Fig.1 Basic structure of MMC

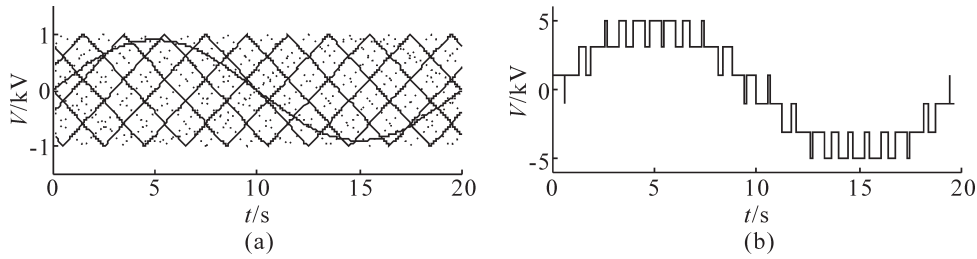


图2 CPS-PWM调制波形

Fig. 2 Modulation waves of CPS-PWM

示,其中实线载波为下桥臂 N (本文令 $N=5$) 个子模块的载波,实线调制波为下桥臂调制波,剩下的则是上桥臂的载波和调制波,需要指出的是上下桥臂调制波幅值相等,相位相差 π 角度。

载波安排的方法为:将 $2N$ 个载波依次移相 π/N 个角度,将第 1 个载波分配给上桥臂第 1 个子模块,第 2 个载波分配给下桥臂第 1 个子模块;第 3 个载波分配给上桥臂第 2 个子模块,第 4 个载波分配给下桥臂第 2 个子模块……依次分配直到结束,则上桥臂分配的载波顺序为第 $2i-1$ ($i=1,2,\dots,N$) 个,下桥臂分配的载波顺序为 $2i$ 个。子模块投入的条件是,当桥臂调制波大于载波时令子模块投入工作,小于则被切除。

3 电容电压均衡策略

由于子模块在投入时因电流流过电容,因此会造成电容电压波动,在投入时如果不采取均衡控制策略子模块电容电压必然会不平衡,造成 MMC 无法正常运行,因此子模块电容电压的均压控制策略是 MMC 正常运行的前提^[2,6],如图 3 所示的 MMC 电容电压均衡控制策略。

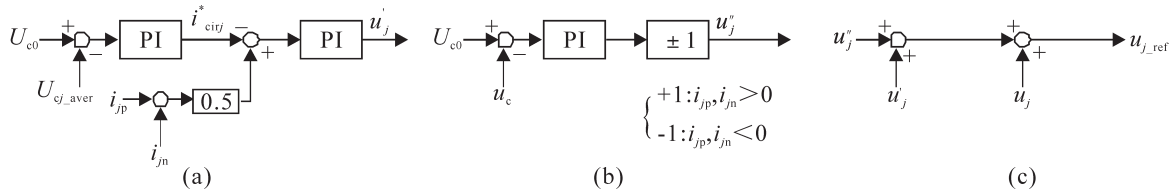


图3 电容电压均衡控制策略

Fig.3 Control strategy of capacitor voltage balance

图 3(a) 为桥臂电容电压均衡控制策略,其作用是让每相电压平均值跟踪参考理想值,同时不让电压相差太大导致环流增大。(a) 中第 1 个 PI 的作用是产生环流参考值,与实际环流比较后再经过 1 个 PI 调节器产生附加值 u'_j 。图 3(b) 为模块均衡控制,其作用是控制每个电容电压维持在理想值附近,其原理为:当电容电压实际小于理想值时,PI 输出正的补偿值。如果桥臂电流是大于零的,则(b)中补偿值 u'_j 为正;如果桥臂电流小于零,则此时投入的电容时放电的,本身电容的电压值已经小于理想值,那么需要降低此子模块的投入时间,减小电容的放电时间,于是(b)中补偿值 u'_j 为负。同理可以分析电容电压大于理想值的情况。在图 3(a)(b) 中得到的补偿值最后叠加至参考输出电压中得到最终调制波 u_{j_ref} ,如图 3(c) 所示,此调制波与载波相比即可得到子模块的触发脉冲。

图 3 中每相电容电压的平均值为^[6]

$$U_{cj_aver} = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N (u_{cjpai} + u_{cjni}) \quad (9)$$

定义电压调制度 m 为

$$m = \frac{2U_o}{U_{dc}} \quad (10)$$

式(10)中 U_o 为输出相电压幅值。综上可得 MMC 采用 CPS 时的控制框图为

4 仿真分析

在 MATLAB/Simulink 中搭建了基于 MMC 的仿真系统, MMC 每相共有子模块 10 个, 直流侧电压为 5 kV, 电容电压理想值为 1 kV, 桥臂电感 $L_a=5$ mH, 电容值 $C=4.7$ μ F, 电压调制度 $m=0.9$, 负载为 $1.0+j 0.6$ MVA, 载波频率 $f_c=750$ Hz。

图 5 为不采取电容电压均衡控制策略时的仿真波形。图 5(a) 为 MMC 交流侧输出相电压, 相电压畸变率为 22.3%, 谐波主要集中在 3.75 kHz 和 7.5 kHz 左右。图 5(b) 为 MMC 交流侧输出相电流, 电流畸变率为 1.5%, 畸变率较小。图 5(c) 为 A 相上桥臂电容电压波形, 图 5(d) 为 A 相下桥臂电容电压波形。由于电容电压偏离的程度不是很大, 输出电压和电流基本上保持了较好的对称性, 但是从长时间运行角度来说这绝对不是允许的。从图 5(c)(d) 可知, 由于电容电压没有采取均衡控制策略, 电容电压随着时间的增大, 逐渐偏离理想值 1.0 kV, 可以预料, 随着时间增大, 必然会给 MMC 的正常运行带来不利影响。

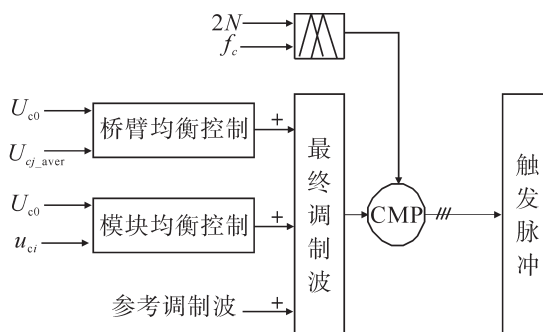


图4 CPS-PWM控制框图

Fig.4 Control diagram of CPS-PWM

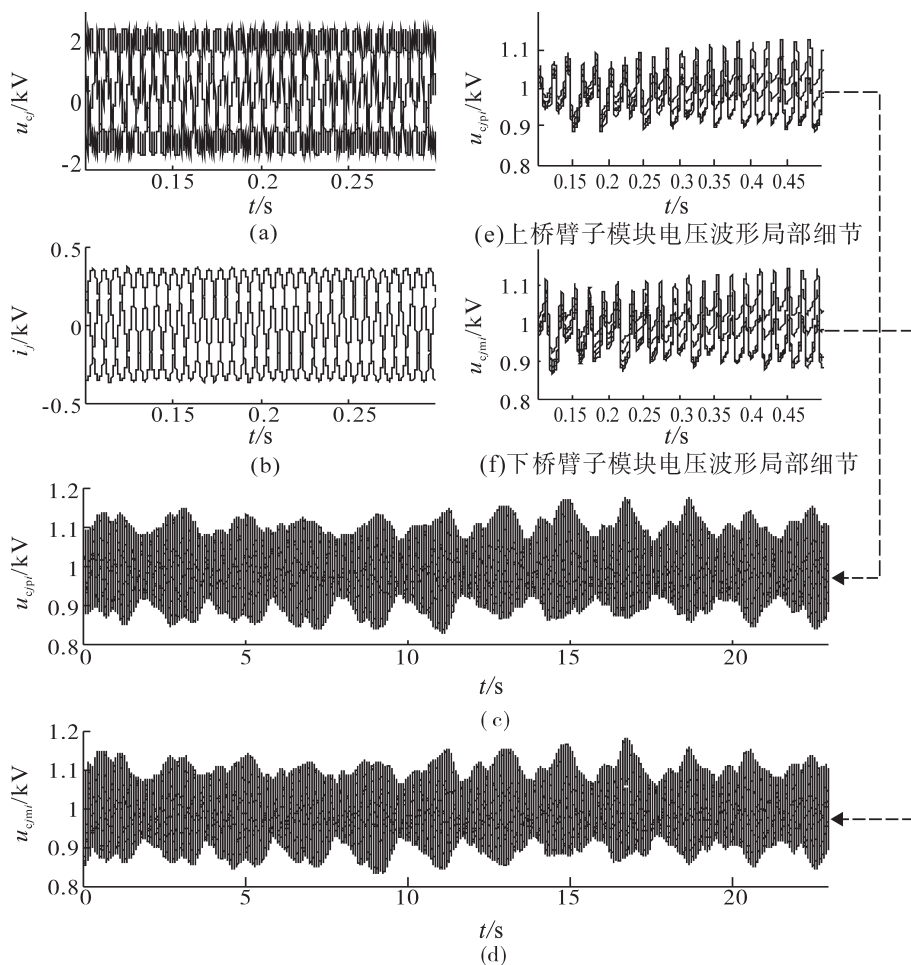


图5 电容电压不平衡时的仿真波形

Fig.5 Simulation waves of unbalanced capacitor voltage

图6为采取了电容电压均衡控制策略时的仿真波形,其中(a)(b)分别为 MMC 交流侧输出相电压和相电流,电压和电流波形较对称,其中电压畸变率为 21.22%,电流畸变率为 1.47%,相比于无平衡时都要小;(c)(d)为 A 相上下桥臂电容电压波形,由于启动仿真时采用了电容电压均衡控制策略,电容电压在理想值上下波动,各个电压之间的差别较小,平衡性较好,由此本文设计的电容电压平衡控制策略是正确的、行之有效的。

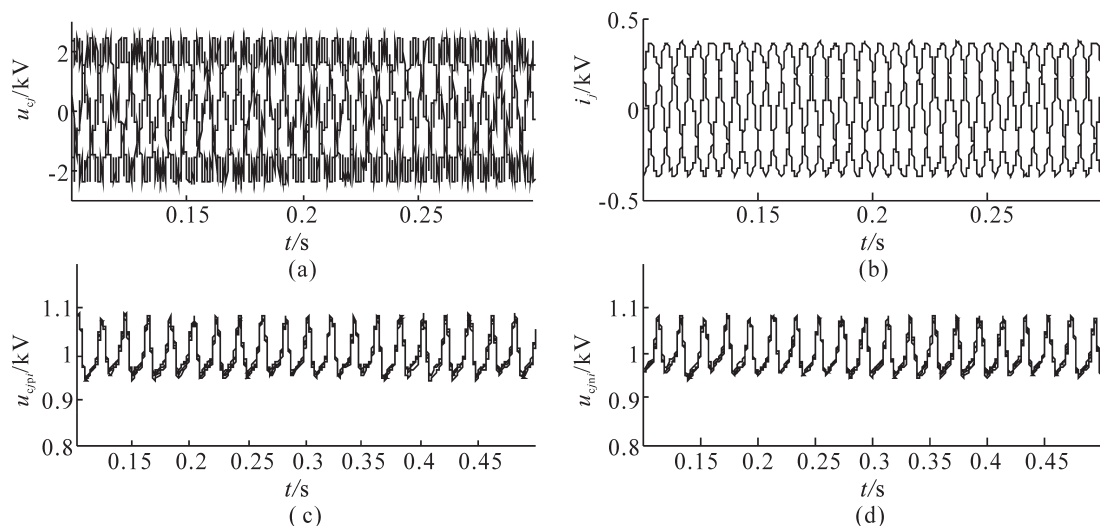


图6 电容电压平衡时的仿真波形

Fig.6 Simulation waves of balanced capacitor voltage

5 总结

MMC在子模块个数不是很多的情况下,一般小于20个,载波移相调制是性能最为优越的控制方法,子模块器件的开关频率与载波频率相同,较低的载波频率可以有效的降低IGBT的开关频率,有利于降低器件的开关损耗;同时输出基波电压只与电压调制度有关,与载波频率无关,并且等效谐波次数与模块数成正比,等效谐波次数高,有利于滤波器设计。电容电压的均衡控制是MMC正常工作的前提,本文设计了电容电压均衡控制器,有效抑制了电容电压的不平衡。

参考文献:

- [1] 汤广福.基于电压源换流器的高压直流输电技术[M].北京:中国电力出版社,2009:21-25.
- [2] 赵岩,胡学浩,汤广福,等.含模块化多电平变流器的分布式发电系统动态特性分析[J].电网技术,2011,35(7):42-47.
- [3] 宋平岗,李云丰,王立娜,等.基于改进阶梯波调制的模块化多电平换流器环流抑制策略[J].电网技术,2013,37(4):1012-1018.
- [4] 王珊珊,周孝信,汤广福,等.交流电网强度对模块化多电平换流器HVDC运行特性的影响[J].电网技术,2011,35(2):17-24.
- [5] 陈诚,王勋,程宏波.三相PWM整流系统的研究[J].华东交通大学学报,2012,29(6):40-44.
- [6] HAGIWARA M, AKAGI H. Control and experiment of pulse width-modulated modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(7): 1737-1745.
- [7] 王珊珊,周孝信,汤广福,等.模块化多电平电压源换流的数学模型[J].中国电机工程学报,2011,31(24):1-8.
- [8] 管敏渊,徐政,潘伟勇,等.最近电平逼近调制的基波谐波特性解析计算[J].高压技术,2010,36(5):1327-1332.
- [9] 管敏渊,徐政. MMC型VSC-HVDC系统电容电压的优化平衡控制[J].中国电机工程学报,2011,31(12):9-14.
- [10] 王珊珊,周孝信,汤广福,等.模块化多电平换流器HVDC直流双极短路子模块过流分析[J].中国电机工程学报,2011,31(1):

1-7.

- [11] 孔明,邱宇峰,贺之渊,等.模块化多电平式柔性直流输电换流器的预充电控制策略[J].电网技术, 2011,35(11):67-73.
- [12] 屠卿瑞,徐政,郑祥,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.
- [13] LI ZIXIN, WANG PING, ZHU HAIBIN, et al. An improved pulse width modulation method for chopper-cell-based modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(8):3472-3481.
- [14] TU QINGRUI, XU ZHENG, XU LIE. Reduced switching frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel cConverters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011,26(3): 2009-2017.
- [15] 李云丰,宋平岗,王立娜,等.一种模块化多电平换流器数学模型的建立方法[J].华东交通大学学报,2013,30(2):37-41.

Control Strategy for Capacitor Voltage Balance of MMC

Jiang Lang, Song Pinggang, Li Yunfeng, Duan Chengting

(School of Electrical and Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract:Capacitor voltage balancing is the premise for modular multi-level converter's normal operation, which is a fundamental issue for all control algorithms. This paper describes the basic operating principles of modular multilevel converter and researches carrier phase shift in the modular multi-level application. To suppress the capacitor voltage imbalance, the paper designs the capacitor voltage balancing controller, building a simulation model in the MATLAB/Simulink. The results indicate that the designed controller can stabilize the capacitor voltage well.

Key words: modular multi-level converter; high voltage direct current; carrier phase shift; balanced control