

MMC-HVDC通用启动控制策略研究

马嘉伟,陈卓,王占宝,刘炜,李健

(贵州大学 电气工程学院,贵州 贵阳 550025)

摘要:在基于模块化多电平换流器高压直流输电系统(MMC-HVDC)正常运行之前需对换流器桥臂子模块电容充电,为了减少预充电阶段产生的电压电流冲击,需对系统的预充电启动策略进行设计。以电容电压实时排序算法为基础,分析了换流器不可控充电阶段特性。在可控阶段,根据子模块闭锁和旁路的运行状态提出了子模块的开环预充电方案,该方案适用于不同类型子模块且无需PI参数整定。最后,在Matlab/Simulink中搭建换流站预充电模型对所提策略进行验证。

关键词:高压直流输电;模块化多电平换流器;预充电;启动控制

中图分类号:TM460 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed19258

Research on Universal Start up Control Strategy of MMC-HVDC

MA Jiawei, CHEN Zhuo, WANG Zhanbao, LIU Wei, LI Jian

(Electrical Engineering College, Guizhou University, Guiyang 550025, Guizhou China)

Abstract: The capacitor of the inverter bridge arm sub-module needs to be charged before the normal operation of MMC-HVDC, in order to reduce the voltage and current surges in pre-charge phase and the design of the system's pre-charge startup strategy is required. Based on the real-time sequencing algorithm of capacitor voltage, the characteristics of the uncontrollable charging phase of the MMC was analyzed. In the controllable stage, an open-loop pre-charging scheme of the sub-module was proposed according to the operating state of the sub-module blocking and bypass. The scheme was applicable to different types of sub-modules and did not require PI parameter tuning. At last, the pre-charging model of converter station was built in Matlab/Simulink to verify the proposed strategy.

Key words: high-voltage direct current transmission; modular multi-level converter (MMC); pre-charged; start up control

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)是电压源型换流器的一种优良拓扑,基于MMC的新型直流输电系统除了具备传统的直流输电系统的一系列优点外,还具备开关损耗小、输出波形质量高、系统损耗低、不平衡运行能力强、故障保护和恢复能力好、易于扩展、冗余易配置等优点^[1-2]。基于以上优点,模块化多电平换流器型高压直流输电系统(modular multi-level converter high-voltage direct current, MMC-HVDC)在风电、光伏等可再生能源的发电并网、孤岛和城市供电以及交流系统间的互联等应用领域,具有广阔的发展前景^[3-4]。

从目前国内外研究来看,人们对于MMC-HVDC的研究重点放在换流器的调制策略、桥臂

环流抑制、子模块电容稳压控制等方面,且一般情况下假设子模块电容电压已达到额定值,而对换流器启动预充电控制策略研究较少^[5-6]。

换流器启动是直流输电系统正常运行前必须经历的环节。启动控制的目的是使用合适的控制策略使得换流器子模块电压迅速提高到额定电压,同时要尽量防止过电流和过电压冲击。现有的MMC预充电方式分为他励充电和自励充电。他励预充电方案瞬态处理能量等级低,控制过程简单,但是由于需使用辅助充电电源,因此在直流输电系统中这种方法既不经济也不实用。文献[7-9]中以半桥子模块为前提设计了MMC自励启动预充电控制方案。文献[10]在考虑了交流电压跌落比与系统短路比关

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51567005);黔科合平台人才([2017]5788);黔科合LH字([2017]7230)

作者简介:马嘉伟(1992-),男,硕士研究生, Email: 1027566606@qq.com

系的情况下给出了多端直流输电系统的预充电策略。文献[11]以双钳位子模块为基础提出了分组预充电的方案。现有的MMC自励预充电方案中多数以半桥子模块预充电为主,且采用较为复杂的双闭环控制结构,并在控制结构中加入多于1个的PI控制器,在整定PI参数时较为困难。

本文提出了一种通用的子模块预充电方案,该方案是在系统可控预充电阶段,以桥臂电容电压实时排序算法为基础,通过控制半桥型(half bridge sub-module, HBSM)、全桥型(full bridge sub-module, FBSM)和双钳位型(clamp-double sub-module, CDSM)子模块中特定IGBT的通断,从而使桥臂中闭锁和旁路子模块数量处于动态变化中,以达到电容预充电目的的开环控制方案,该方案无需额外的辅助电源和PI参数整定环节,控制过程简单,易于实现。最后通过Matlab/Simulink仿真,验证该充电方案在不产生过大冲击电流的情况下,将子模块电压提升至额定值附近,效果较为理想。

1 MMC拓扑结构及运行原理

MMC拓扑结构如图1所示, o 点为零电位参考点,一个换流器有6个桥臂,其中任一桥臂由电感 L 和 N 个子模块串联组成,每相由上、下桥臂组合而成且桥臂电气参数均相同。MMC采用全控型器件IGBT控制通断,因此可以工作在整流和逆变状态。子模块作为MMC的基本单元,其拓扑结构可分为半桥型、全桥型和双钳位型3种。系统运行时控制子模块中IGBT的开通与关断得到子模块输出,然后将不同子模块的输出量进行叠加便是理想的系统输出波形。在MMC-HVDC系统中改变桥臂子模块数量即可实现对系统电压等级和容量的改变。

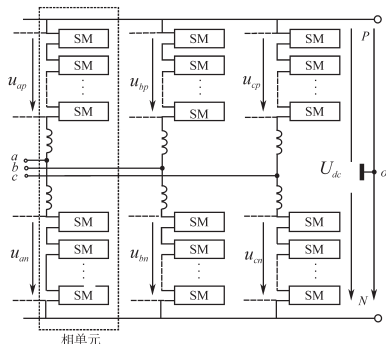


图1 MMC拓扑图

Fig.1 MMC topology diagram

2 通用启动控制策略

在不可控充电阶段结束后,通过动态改变任一桥臂中闭锁和旁路子模块的数量,使桥臂子模块电容电压充电到额定值。对于FBSM和CDSM,在可控充电阶段,通过控制子模块中开关管的通断可以将其等效为与HBSM类似的闭锁和旁路状态,因此充电过程与HBSM类似。

2.1 不可控充电阶段

在预充电开始时由于子模块电压为0,不满足IGBT触发电路分压取能要求,此时的IGBT无法实现通断控制,故子模块处于闭锁状态,交流系统只能通过IGBT反并联的二极管为直流侧电容充电。

2.1.1 HBSM不可控充电阶段

HBSM不可控充电电路图如图2所示。图3为半桥子模块不可控充电等值电路图。

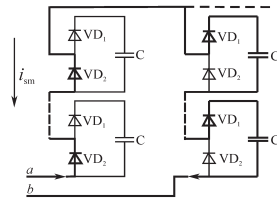


图2 HBSM不可控充电电路图

Fig.2 HBSM uncontrollable charging circuit diagram

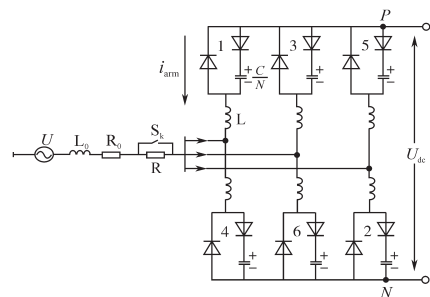


图3 不可控充电等值电路图

Fig.3 Uncontrollable charge equivalent circuit diagram

现对预充电过程分析如下:当 $U_a > U_b > U_c$ 时,对于3个上桥臂而言, a 相电压最大,可知桥臂1电流为负(桥臂电流参考方向如图3中所示),其状态类似于短路,故 P 点电压也为 U_a 。而桥臂3和桥臂5承受正向电压,其中电流为正,桥臂3和桥臂5处于充电状态。对于3个下桥臂,由于 c 相电压最低,故桥臂2状态类似于短路状态且电流为负, N 点电压同时为 U_c ,故桥臂4和桥臂6承受正向电压,处于充电模式。因此在换流站不可控预充电阶段中,换流站6个桥臂中总有2个桥臂处于短路状态,其他4个桥臂处于充电状态。

以桥臂3为例进一步分析,预充电开始瞬间

桥臂3承受的正向电压为 $U_{bp} = U_a - U_b$, 桥臂内电容电压和为 E_{bp} ; 当 $U_{bp} > E_{bp}$ 时, 桥臂3承受正向电压, 继续充电; 当 $U_{bp} < E_{bp}$ 时, 充电电流反向, 但是由于子模块二极管VD的存在, 使得桥臂放电电流为零。则不控充电结束后电容电压为

$$U_{uc} = \frac{U_{lm}}{N} \quad (1)$$

式中: U_{lm} 为交流系统线电势幅值; N 为 MMC 桥臂子模块数。

2.1.2 FBSM不可控充电阶段

当 MMC 桥臂中为 FBSM 时, 其不可控预充电阶段电路如图4所示。

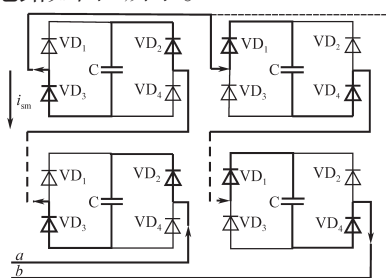


图4 FBSM不可控充电电路图

Fig.4 FBSM uncontrollable charging circuit diagram

在不可控充电阶段桥臂电流为正或为负时, FBSM 电容均处于充电状态, 故每个桥臂可获得的最大充电电压为 $U_{lm}/2$, 在不可控充电结束后电容电压为^[12]

$$U_{uc} = U_{lm}/(2N) \quad (2)$$

2.1.3 CDSM不可控阶段

当 MMC 桥臂中为 CDSM 时, 在不可控充电阶段, 其充电电路如图5所示。

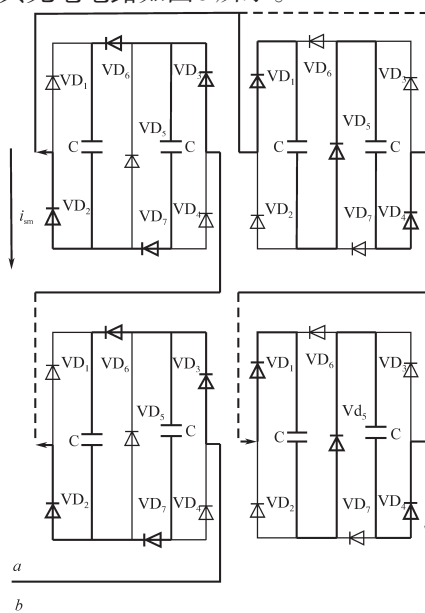


图5 CDSM不可控充电电路图

Fig.5 CDSM Uncontrollable charging circuit diagram

当桥臂电流为负时, CDSM 中 2 个储能电容为并联关系; 当桥臂电流为正时, 子模块中 2 个储能电容为串联关系^[13]。因此在 a, b 相充电回路中处于充电状态的等效子模块数为 $1.5N$, 故在不可控充电结束后, 子模块的电容电压为

$$U_{uc} = \frac{U_{lm}}{1.5N} \quad (3)$$

2.1.4 不可控充电阶段分析

通常在 MMC 启动之初, 子模块电容电压很低, 因此在预充电开始瞬间, 电路相当于处于短路状态, 此时必定伴随着过电流冲击情况^[14]。故应在不可控充电回路中串入限流电阻以避免过流冲击。

在不可控充电阶段中充电回路可以用一阶零状态响应进行等效。下文对半桥有源不可控充电阶段限流电阻选取进行分析。当 $U_a > U_b > U_c$ 时, 换流站处于充电状态的 3 个桥臂相当于并联关系, 则有:

$$U_{dc}(t) = U_{lm}(1 - e^{-t/\tau}) \quad (4)$$

其中

$$\tau = 6RC/N$$

式中: $U_{dc}(t)$ 为直流侧电压。

$$I_{lim} = \frac{U_{lm}}{\sqrt{4R^2 + X^2}} \quad (5)$$

其中

$$X = 2\omega(L_0 + \frac{L}{2}) - \frac{N}{3\omega C}$$

式中: I_{lim} 为充电时最大电流幅值; R 为限流电阻; ω 为交流侧系统角频率。

由式(5)可得限流电阻:

$$R = \frac{\sqrt{U_{lm}^2 - I_{lim}^2[2\omega(L_0 + \frac{L}{2}) - \frac{N}{3\omega C}]^2}}{2I_{lim}} \quad (6)$$

综合考虑变压器、换流器装置和系统容量后, 可以使用式(6)计算出限流电阻^[15]。进一步分析, 由桥臂电路结构可知:

$$NU_{uc} = \sqrt{3}U_m \quad (7)$$

$$U_{uc} = \frac{\sqrt{3}U_m}{N} \quad (8)$$

式中: U_m 为系统相电压幅值。

在不考虑冗余的情况下子模块额定电压 U_{cc} 为

$$U_{cc} = \frac{U_{dc}}{N} \quad (9)$$

设电容电压不控充电率 η 为

$$\eta = \frac{U_{uc}}{U_{cc}} \quad (10)$$

一般情况下, 交流系统等效线电势有效值为 $U_{dc}/2$ 的 1.00 ~ 1.05 倍, 故 U_m 的值为

$$U_m = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}(1.00 - 1.05) U_{dc}/2 \quad (11)$$

综上所述则有:

$$\eta = \frac{U_{uc}}{U_{cc}} = \frac{\sqrt{3}U_m}{U_{dc}} = 0.71 \sim 0.74 \quad (12)$$

即半桥子模块不可控充电阶段充电率可以达到71%~74%,而对于全桥和双钳位子模块而言,充电率分别为35%和52%左右,因此有必要在可控充电阶段将子模块电容电压提升至其额定值。

2.2 可控预充电阶段

由以上分析可知,当换流站不可控预充电结束后,子模块电容电压尚达不到其额定值,但此时子模块电容电压已经达到其开关管触发电路的分压取能要求^[16]。因此继续提升子模块电容电压到额定值是可控充电阶段的主要目标。

2.2.1 HBSM拓扑简化

图6为HBSM等效控制电路图。如图6a, HBSM中 T_1 和 T_2 都闭锁,则子模块处于闭锁状态,处于闭锁状态的子模块在桥臂电流为正时电容将被充电,桥臂电流为负时电容被旁路^[17]。图6b中 T_1 闭锁 T_2 开通,则子模块处于旁路状态。

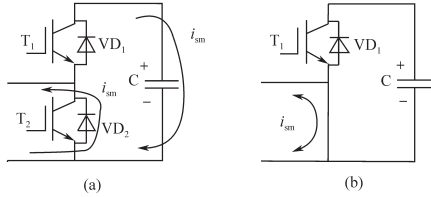


图6 HBSM等效控制电路图

Fig.6 HBSM equivalent control circuit diagram

有源侧MMC可控充电阶段刚开始时,此时桥臂电压 U_{qb} 为:

$$U_{qb} = U_{lm} \quad (13)$$

由式(9)可知:

$$U_{cc} = \frac{U_{dc}}{N} = \frac{2U_{lm}}{\sqrt{3}mN} \quad (14)$$

式中: m 为MMC电压调制比。

令

$$N_b = \frac{\sqrt{3}mN}{2} \quad (15)$$

则式(14)可以表示为

$$U_{cc} = \frac{U_{qb}}{N_b} \quad (16)$$

根据式(13)~式(16)的分析可知,不可控充电结束后桥臂电压为交流侧系统电压,若此时通过旁路某一桥臂中1个或多个子模块使得桥臂中处于闭锁充电的子模块数为 N_b ,桥臂中旁路状态子模块数为 $N - N_b$,则子模块电压可以由 U_{uc} 继续提升至 U_{cc} 。当无源充电时,有:

$$U_{qb} = \frac{U_{dc}}{2} \quad (17)$$

其充电过程与有源充电类似。

2.2.2 FBSM拓扑简化

图7为FBSM等效控制电路图。在可控充电阶段,保持FBSM中 T_4 处于导通状态,此时每个桥臂的充电情况与HBSM不可控预充电情况相同,即桥臂电流为正时子模块电容充电,桥臂电流为负时子模块被旁路。此阶段中子模块电容电压值继续上升直至稳态^[18]。然后控制子模块中 T_3 关断,便得到FBSM的等效闭锁电路拓扑,如图7a所示,当控制子模块中 T_3 开通便得到FBSM的等效旁路电路拓扑,如图7b所示。稳态时桥臂中子模块闭锁数和旁路数均和HBSM预充电分析的相同,此处不再赘述。

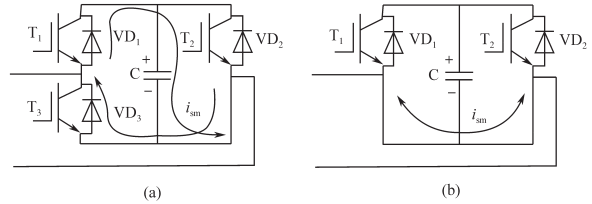


图7 FBSM等效控制电路图

Fig.7 FBSM equivalent control circuit diagram

2.2.3 CDSM拓扑简化

图8为CDSM等效控制电路图。CDSM处于可控充电状态时,保持CDSM中 T_5 为开通状态,此时每个桥臂的充电情况与HBSM不可控预充电情况相同,子模块电容电压值会继续提升至稳态。然后控制子模块中开关管 T_2 和 T_3 的关断可得到CDSM等效闭锁电路拓扑,如图8a所示。当控制子模块中开关管 T_2 和 T_3 的开通便得到CDSM等效旁路电路拓扑,如图8b所示。因此CDSM的预充电过程与FBSM相同。

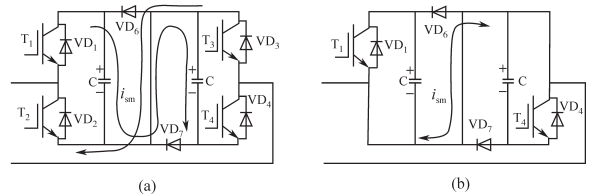


图8 CDSM等效控制电路图

Fig.8 CDSM equivalent control circuit diagram

因此,对于FBSM和CDSM预充电过程,在可控充电阶段都可以转化为与HBSM预充电类似的过程。

2.2.4 子模块电压平衡控制

在MMC子模块预充电过程中,为了保持子

模块电压的均衡,故在桥臂中引入电容电压实时排序算法对子模块电压进行实时排序,如图9所示,桥臂中电压较高的子模块将被旁路,而电压较低子模块将被闭锁。

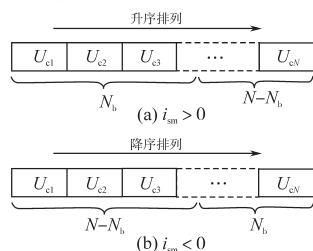


图9 电容均压控制图

Fig.9 Capacitor voltage balance control diagram

图9中, U_{c*} 为任意时刻子模块电容电压,在子模块电压均衡控制中根据 i_{sm} 的方向不同,从而确定桥臂中具体的旁路、闭锁子模块。另外在该阶段中定义桥臂闭锁子模块变化函数 $N_b(t)$ 如下式所示:

$$N_b(t) = \text{round}(N - kt) \quad (18)$$

式中: $\text{round}(\ast)$ 为取整函数; k 为闭锁子模块的变化速率,其值的选取与 MMC 预充电时间和充电电流成正相关关系,但在实际情况需综合考虑系统参数后取其值。

并在该函数中引入斜率控制环节来控制桥臂中充电电子模块数量。

当 $t=0$ 时表示桥臂不可控阶段结束,系统处于可控充电阶段开始瞬间,此时桥臂中处于闭锁充电的子模块数量为 N ,之后在函数 $N_b(t)$ 控制下,桥臂中充电电子模块线性减少至式(15)中定义的 N_b ,子模块电压达到额定值,系统预充电阶段结束。

2.3 MMC 预充电控制过程

在可控充电阶段,控制每个桥臂中闭锁子模块数量由 N 线性减少到 N_b ,桥臂中旁路子模块数量则由 0 线性增加到 $N - N_b$,在此阶段充电电流可由 k 大小来进行抑制,具体预充电流程如图10所示。

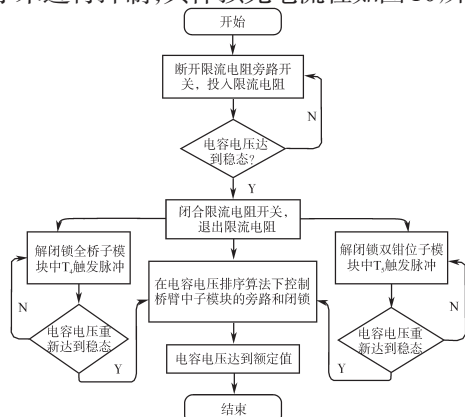


图10 预充电控制流程图

Fig.10 Precharge control flow chart

3 仿真验证

为验证本文所提换流站预充电控制策略的有效性,在 Matlab /Simulink 中搭建了换流站预充电模型。仿真系统参数为:额定直流电压 10 000 V,电网电压 5 000 V,桥臂电感 10 mH,桥臂子模块数 20,子模块电容 5 mF,子模块额定电压 500 V。

图11为 HBSM 交流侧预充电仿真图。HB-SM 换流站交流侧预充电开始时,系统进入不可控充电阶段,子模块电容电压由 0 开始逐渐提升,0.5 s 后退出限流电阻,进入可控充电阶段,同时桥臂中闭锁子模块数变化趋势如图11a所示由 20 开始线性减少至 14,桥臂中旁路子模块数由 0 线性增加至 6。图11b为开环控制和闭环控制电容电压对比图,由仿真波形图可知,开环控制预充电在开始时电容电压上升比较迅速,而闭环控制预充电时,系统在 0.7 s 换流站解锁瞬间,电容电压会产生一定时间振荡后达到稳态并使电容电压充电到额定值。图11c为交流侧 a 相充电电流图,同样在闭环控制系统中换流站解锁时,会有较大的电流暂态冲击,而开环控制中充电电流在充电开始时较大,随着时间的推移迅速减小,且相对闭环控制充电电流比较平滑。

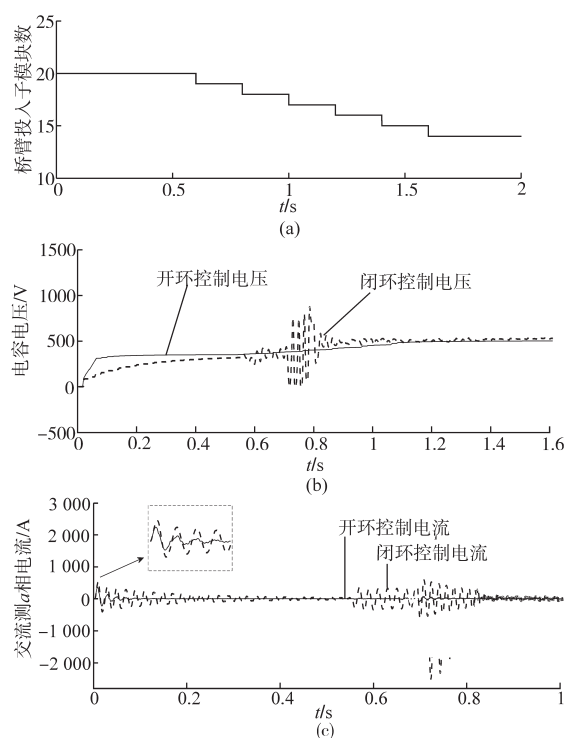


图11 HBSM交流侧预充电仿真图

Fig.11 HBSM AC side pre-charge simulation diagram

图12为HBSM直流侧预充电仿真图。在直流侧时,预充电阶段换流站不向负载供电,子模块以相为单位并接于公共直流母线间。进入不可控充电阶段后,0.2 s时子模块电压趋于稳定,退出限流电阻,桥臂中闭锁子模块数变化趋势如图12a所示,由20线性减少到10,电容电压变化趋势如图12b所示,逐渐上升至额定值,且电压变化曲线未产生大的电压冲击。图12c为a相上桥臂充电电流图,在子模块数量动态变化时,桥臂电流会不可避免地产生一些尖峰电流,但其值较小且持续时间较短,因此对系统影响较小。

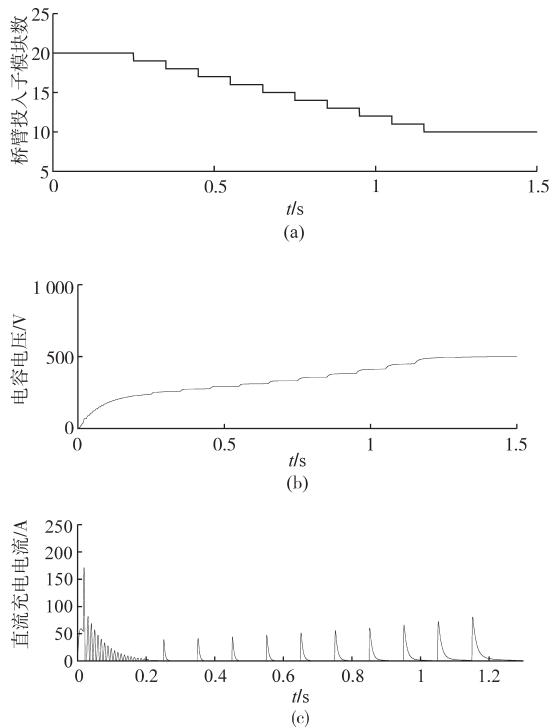


图12 HBSM直流侧预充电仿真图

Fig.12 HBSM DC side pre-charge simulation diagram

图13为FBSM预充电仿真图。FBSM进入不可控充电阶段后,0.1 s时开通子模块中 T_4 开关管,此时其充电状态和HBSM相同,0.5 s时退出限流电阻并开始线性控制桥臂中闭锁和旁路子模块数量变化。图13a和图13c分别为交流侧和直流侧电容电压波形图,图13b为交流侧充电电流波形图。

CDSM预充电过程与FBSM类似,其仿真波形如图14所示。图14a为电容电压波形图,图14b交流侧充电电流波形图。

通过以上仿真波形图可以看出,开环控制预充电方案对HBSM,FBSM和CDSM型MMC在不产生过大的电流冲击的情况下,电容预充电电

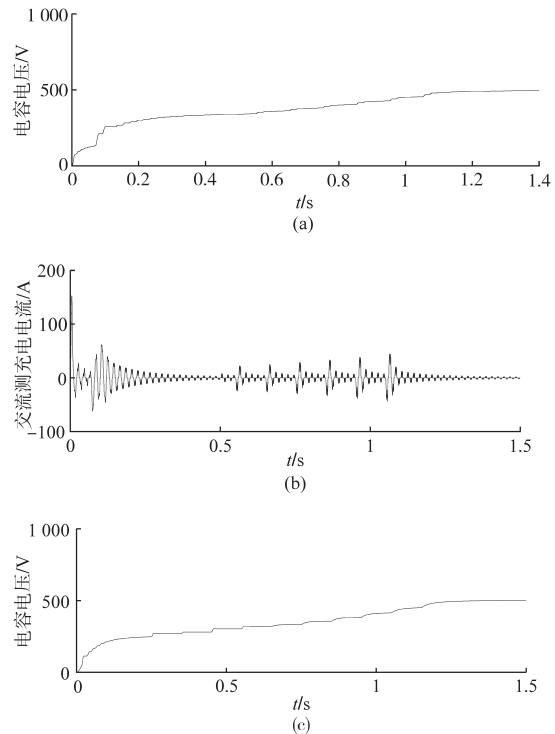


图13 FBSM预充电仿真图

Fig.13 FBSM pre-charge simulation diagram

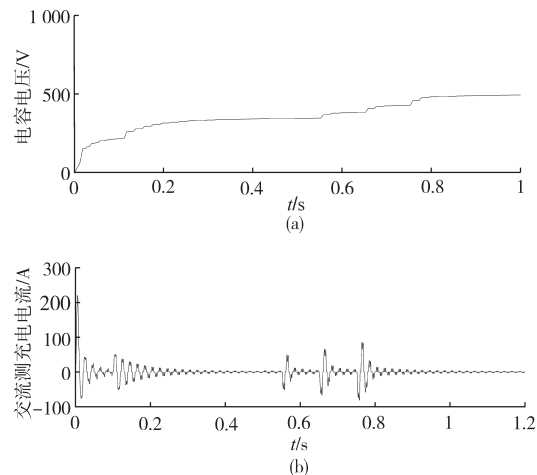


图14 CDSM预充电仿真图

Fig.14 CDSM pre-charge simulation diagram

压曲线较为平滑,充电效果较为理想。

4 结论

本文根据桥臂子模块的闭锁和旁路2种状态提出了适用于HBSM,FBSM和CDSM的充电控制方案,不同于传统闭环控制结构,该方案使用开环结构,控制过程简单并通过仿真验证预充电效果良好。

另外,随着MMC-HVDC系统容量的增加,换流站子模块的规模将日益庞大,因此如何通过

适当的控制方案建立起子模块电压,以实现系统的快速平稳启动是研究的核心内容,其中启动过程中换流站预充电控制策略是研究工作的难点,同时由于MMC-HVDC相比于传统输电系统的一系列优点,光伏电网、风电并网启动以及多端电网的启动控制研究是未来研究的趋势。

参考文献

- [1] 王永平,赵文强,杨建明,等. 混合直流输电技术及发展分析[J]. 电力系统自动化,2017,41(7):156-167.
- [2] Tian Kai, Wu Bin, Du Sixing, *et al.* A Simple and Cost-effective Precharge Method for Modular Multilevel Converters by Using a Low-voltage DC Source [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 5321-5329.
- [3] 李邱. 模块化多电平变换器环流抑制和调制策略研究[D]. 重庆:重庆大学, 2016.
- [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):1-13.
- [5] 楚遵方,李耀华,王平,等. 柔性直流输电系统中模块化多电平变流器的直流侧充电策略分析[J]. 电工技术学报, 2015,30(12):136-142.
- [6] 董云龙,田杰,黄晓明,等. 模块化多电平换流器的直流侧主动充电策略[J]. 电力系统自动化,2014,38(24): 68-72.
- [7] 郭高朋,胡学浩,温家良,等. 模块化多电平变流器的预充电控制策略[J]. 电网技术,2014,38(10):2624-2630.
- [8] 华文,赵晓明,黄晓明,等. 模块化多电平柔性直流输电系统的启动策略[J]. 电力系统自动化,2015,39(11):51-57.
- [9] 宋平岗,李云丰,王立娜,等. MMC-HVDC电容协同预充电控制策略[J]. 高电压技术,2014,40(8):2471-2477.
- [10] 肖晃庆,徐政,薛英林,等. 多端柔性直流输电系统的启动控制策略[J]. 高电压技术,2014,40(8):2550-2557.
- [11] 薛英林,徐政. 基于箝位双子模块的MMC-HVDC启动控制策略[J]. 电力系统保护与控制,2013,41(11):1-7.
- [12] 赵文强,高得力,马云龙,等. 基于混合式MMC的混合高压直流输电系统启动策略[J]. 电力系统自动化,2018,42(7): 8-12.
- [13] 杨洋,王瑶,李浩涛,等. 子模块混合型LCC-MMC混合直流输电系统的启动控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018,46(8):58-64.
- [14] 阎发友,汤广福,孔明,等. 基于模块化多电平换流器的直流电网预充电控制策略[J]. 中国电机工程学报,2015,35(20): 5147-5154.
- [15] 周建,苏建徽,王新颖,等. 模块化多电平换流器的预充电控制[J]. 高压电器,2014,50(4):103-107.
- [16] 丁久东,卢宇,董云龙,等. 半桥和全桥子模块混合型换流器的充电策略[J]. 电力系统自动化,2018,42(7):72-76.
- [17] 裘鹏,杨美娟,章妹俊,等. MMC-MTDC系统协调启动控制策略[J]. 电网技术,2015,39(7):1800-1807.
- [18] Zhang Lei, Qin Jiangchao, Wu Xiajie, *et al.* A Generalized Pre-charging Strategy for Soft Startup Process of the Modular Multilevel Converter-based HVDC Systems [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(6): 5645-5647.

收稿日期:2018-07-04

修改稿日期:2018-08-17