

孤立 MMC 站在线平滑接入直流电网的控制策略

韩乃峥, 贾秀芳, 许建中, 赵成勇

(新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学), 北京市 昌平区 102206)

Strategy on On-Line Smooth Connection of An Isolated MMC Station Into DC Grid

HAN Naizheng, JIA Xiufang, XU Jianzhong, ZHAO Chengyong

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System With Renewable Energy Sources
(North China Electric Power University), Changping District, Beijing 102206, China)

ABSTRACT: Modular multilevel converter (MMC) based DC grid becomes an important trend in electrical power system. However, how to connect isolated MMC station smoothly into DC grid in operation is not clear yet. Taking full advantage of MMC structure and by controlling closing timing of positive and negative DC circuit breakers (DCCB), this paper aims to propose a possible solution. Charging circuits of sub-module capacitors with the breakers closed are analyzed. Then corresponding inrush currents during this procedure are calculated. It is found that the inrush currents are sufficiently small due to large impedance in the charging circuit. Hence the isolated MMC station can be connected smoothly into DC grid in operation. In addition, an improved control strategy is proposed to diminish the influence on original DC grid at de-blocking moment of the newly connected MMC station. The proposed approaches are validated with EMT simulation on PSCAD/EMTDC.

KEY WORDS: modular multilevel converter (MMC); DC grid; DC circuit breakers (DCCB); smooth connection

摘要: 直流电网已成为未来电网的重要发展方向, 然而如何将孤立站平滑地接入运行中的直流电网中仍没有成熟的解决方案。在充分利用换流站的结构特点、不加入额外设备的情况下, 通过控制直流线路正、负极直流断路器(DC circuit breaker, DCCB)的闭合时序, 提出了孤立站在线平滑接入直流电网的控制策略。详细分析了每次断路器闭合后子模块电容的充电电路, 计算了断路器闭合时的冲击电流。在该控制策略下, 由于充电回路中大电阻的存在, 断路器闭合时的冲击电流足够小, 因此可以实现孤立站的平滑接入。另外, 为最大程度得减小解锁瞬间对原系统的冲击, 提出了四阶段控制策略。在 PSCAD/EMTDC 仿真环境下搭建了直流电网模型, 仿真验证了所提出控制策略的有效性。

关键词: 模块化多电平换流器; 直流电网; 直流断路器; 平滑接入

DOI: 10.13335/j.1000-3673.pst.2017.1883

0 引言

基于模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的直流电网已逐渐成为未来直流输电工程的发展趋势^[1-5]。随着世界首例直流电网工程即张北直流电网工程的建设, 对直流电网关键问题的研究显得越来越重要。直流电网关键设备建模及研制、换流站内和站间的各物理量平衡控制策略、保护策略已有学者进行了研究^[6-12]。但是, 孤立 MMC 站在线平滑接入直流电网的控制策略少有研究。考虑到直流电网可灵活扩展的性质, 该问题将普遍存在, 其关键在于要求开关闭合时刻冲击电流足够小, 不致设备损坏且不影响原系统的正常运行。

目前尚无可参考的直流电网工程实例, 而辐射状多端直流系统是直流电网的初级形式, 目前已有工程实例如南澳风电场示范工程^[13]。其将孤立 MMC 站接入的策略是: 首先将系统停运, 然后在断电状态下闭合直流隔离开关, 将孤立站接入, 最后重新启动整个系统。该方法虽然保证了安全性, 但是牺牲了原正常运行系统的稳定状态。

文献[14]将正常运行的 MMC-HVDC 系统看作直流电压源, 在桥臂电阻的作用下, 为孤立站充电, 然后将孤立站接入交流系统中。但是该方法需要额外在每个桥臂上串接电阻, 同时每个电阻需并联一个开关或交流断路器, 成本和损耗较大。

文献[15]针对南澳风电场示范工程中孤立站接入多端直流系统的情景, 提出了先后闭合正、负极隔离开关的控制策略, 计算和仿真的充电电流均足够小, 足以满足隔离开关闭合的条件。但是该方法

基金项目: 国家自然科学基金项目(51777072); 教育部中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2017MS002)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51777072); The Fundamental Research Funds for the Central Universities (2017MS002).

仅适用于辐射状多端直流系统，并且忽略了线路参数、没有分析孤立站解锁瞬间对原系统的影响。文献[16]针对含风电接入的多端系统进行了启动控制策略的研究，为减小无源端充电时的冲击提出了降一半直流电压的启动控制。文献[17]针对南澳风电场工程换流站的重启问题，提出了降直流电压的充电控制。文献[16-17]虽然可以在一定程度上降低冲击电流，但是在本文孤立 MMC 站在线并入直流电网场景下，降低原直流电网系统的直流电压会对原系统的正常运行造成不可忽视的影响。

本文在文献[15]的基础上，提出了适用于直流电网中孤立 MMC 站在线平滑接入的控制策略。对直流线路正、负极各直流断路器闭合后子模块电容的充电电路进行了分析，计算了断路器闭合后最大充电电流，并给出了计算正、负极断路器闭合的时间间隔的计算方法。另外，四阶段控制中包含附加解锁控制，使得孤立站解锁瞬间冲击电流幅值和原系统功率波动大大减小。在 PSCAD/EMTDC 仿真环境下搭建了直流电网模型，仿真验证了控制策略的有效性。

1 孤立站接入辐射状多端直流系统

本节将首先介绍直流电网中 MMC 站的接地方式，然后介绍已有的孤立站接入辐射状多端直流系统的控制策略，为之后的孤立站在线接入直流电网控制策略做铺垫。

1.1 MMC 结构和 MMC 站接地方式

MMC 三相换流器各相单元分别由上、下两桥臂及桥臂电感组成，上、下两桥臂中各包含 N 个子模块(sub-module, SM)。MMC 换流器结构如图 1 所示，子模块采用半桥型结构。

由于电容分散在了各子模块中，MMC 在直流侧找不到满足要求的接地点，所以接地方式的设计

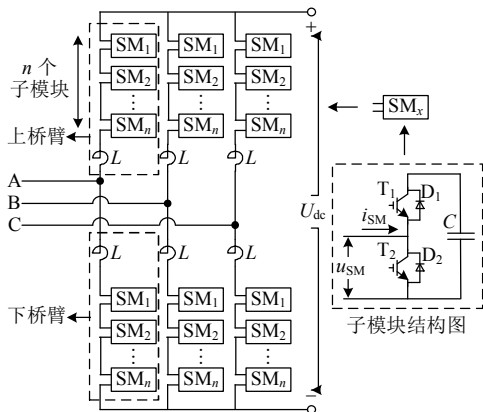


图 1 MMC 结构图

Fig. 1 Structure of MMC

取决于交流侧。目前已投运的基于 MMC 的直流输电系统接地方式主要有如图 2 所示的两种。上海南汇风电场柔直工程^[18]和南澳风电场工程^[15]采用的接地方式见图 2(a)，即换流变压器阀侧通过星型绕组中性点经电阻接地。另一种接地方式如图 2(b)所示，即阀侧采用角型绕组，通过电抗器人为形成一个中性点，再经电阻接地。需强调，对称双极接地方式的直流电网是未来发展趋势，但是因目前已投运的基于 MMC 的柔直工程多采用上述交流侧接地方式，所以本文将首先考虑该接地方式，对于对称双极的接地方式，可在本文的基础上进一步研究。另外，直流电网中为实现直流故障隔离，如图 2 所示的直流断路器将是最为理想的选择^[19]。

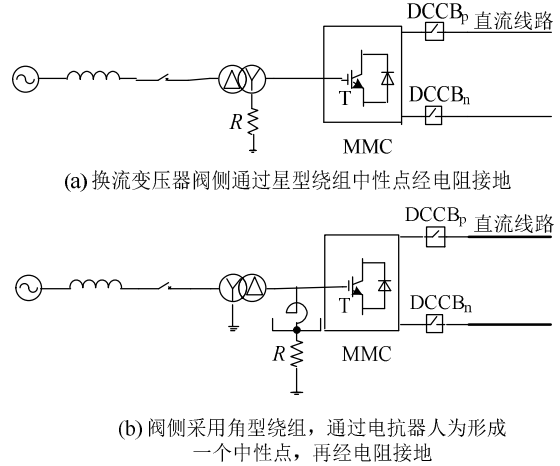


图 2 MMC 站接地方式

Fig. 2 Grounding schemes of MMC station

1.2 孤立站接入辐射状多端直流系统控制策略

文献[15]针对南澳风电场工程中孤立站接入辐射状多端直流系统的情景，具体控制策略为：闭合孤立站的交流断路器，交流系统为上、下桥臂子模块电容充电；闭合负极开关，交流系统和原多端直流系统共同为下桥臂子模块电容充电；闭合正极开关，交流系统和原多端直流系统共同为上、下桥臂的子模块电容充电；解锁换流站。计算和仿真的充电电流均足够小，足以满足该工程中使用的隔离开关闭合的条件。该方法的优点是操作简单，开关闭合时的冲击电流较小，本文将基于其正、负极开关分别闭合的基本思想研究适用于孤立站接入直流电网的控制策略。

文献[15]方法的缺点是孤立站解锁前各子模块电容未充到额定值，导致在解锁瞬间存在冲击电流，对原系统产生较大影响。本文将针对在直流电网场景下同样存在的上述问题，提出新的控制策略以实现解锁时的可控充电，同时大幅度减小解锁瞬间对原系统的冲击。另外，文献[15]没有详细研究

正、负极开关闭合的时间间隔的确定方法, 本文将对此给出精确的算法。

2 孤立站在线平滑接入直流电网控制策略

2.1 直流电网拓扑

图 3 所示的直流电网既包含辐射状和环状结构, 本文将针对该典型拓扑进行研究。其中, MMC3 站为孤立站。

为简化叙述, 在初始时刻, 对于与孤立站相连的直流线路两端的 DCCB: 认为其中靠近孤立站一端的各 DCCB 已为闭合状态, 因此不再考虑; 而另一端的 DCCB₁ 和 DCCB₄ 为打开状态, 以下所指的正、负极 DCCB 均为处于该端的并将其简称为正、负极开关。

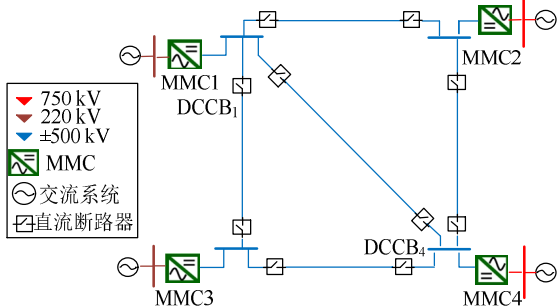


图 3 直流电网拓扑图

Fig. 3 Structure of DC grid

2.2 控制策略的提出

孤立站接入直流电网时产生冲击电流的根本原因是其子模块电容电压未达到额定值, 开关闭合时交直流系统都会对其充电, 当回路中电阻较小时会产生较大充电电流。利用换流站的结构及各开关的时序配合, 本文提出了适用于孤立站接入直流电网的控制策略, 如图 4 所示。

根据对控制的要求不同分为如图 4 所示的三充电阶段、四充电阶段控制策略, 以下简称三、四阶段控制。若要求控制简单, 允许孤立站解锁瞬间对原系统的冲击, 可采用三阶段控制。若允许控制有一定复杂度, 要求孤立站解锁时刻对原系统不产生影响, 可采用四阶段控制。下节将分阶段对采用该控制策略的原因和过程进行详细分析。

2.3 接入直流电网过程研究

在本文所提出的控制策略下, 理论上孤立站接入直流电网后将与两个换流站相连可以扩展到多个换流站。为简化分析且不失一般性, 以下选择图 3 中的 MMC3 站为孤立站对各环节详细分析。

由于三阶段控制和四阶段控制的充电阶段 1 和 2 完全相同, 下面首先介绍充电阶段 1、2, 然后分别介绍三、四阶段控制中的充电阶段 3、4。

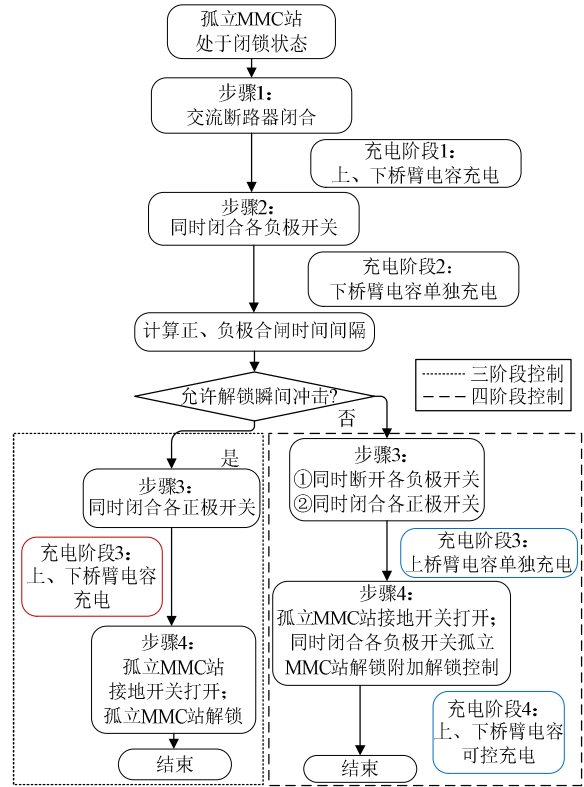


图 4 孤立站平滑接入直流电网控制策略框图

Fig. 4 Control strategy diagram of isolated MMC station smoothly connected into a DC grid

2.3.1 充电阶段 1

闭锁孤立站, 即控制所有子模块的 IGBT 关断, 此时, MMC 站为不控整流电路, 子模块电容只能经反并联的二极管充电。

闭合孤立站的交流系统与变压器之间的交流断路器, 交流系统经不控整流电路为孤立站中的电容充电。此充电阶段记为充电阶段 1。子模块电容电压的终值为线电压峰值即

$$U_{c0m1} = \frac{\sqrt{2}U_1}{N} \quad (1)$$

$$U_{cm1} = \sqrt{2}U_1 \quad (2)$$

式中: U_{c0m1} 和 U_{cm1} 为分别为此充电阶段子模块电容电压终值和子模块电容串联的等效电容电压终值; U_1 为线电压有效值; N 为单桥臂子模块数。

$$U_{ph} = m \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} \quad (3)$$

$$U_1 = \sqrt{3}U_{ph} \quad (4)$$

式中: m 为调制比; U_{dc} 为额定单极直流电压值; U_{ph} 为换流变压器阀侧交流相电压有效值。

由式(1)~(4)得到等效电容电压终值与额定值之比:

$$\frac{U_{cm1}}{U_{cN}} = \frac{U_{cm1}}{2U_{dc}} = \frac{\sqrt{3}}{2} m \quad (5)$$

式中 U_{cN} 为等效电容电压额定值。

调制比 m 的取值通常在 0.8~0.95 之间, 将其带入式(5), 得到该过程结束时子模块电容电压为其额定值的 69.3%~82.3%。

2.3.2 充电阶段 2

同时闭合负极开关 $DCCB_{n1}$ 和 $DCCB_{n4}$ 之后进入充电阶段 2, 其充电过程等效电路图如图 5 所示。针对图 2 所示的两种 MMC 站结构, 其充电电路的区别仅在于接地电阻位置不同。以下分析均以图 2(a)所示 MMC 站结构为例。图 5 中: u_{sa} , u_{sb} , u_{sc} 为交流系统阀侧相电压; R 为接地电阻; L_{eq} 为交流侧电抗和变压器阀侧漏抗的等效电抗; R_0 为桥臂等效损耗电阻; L_0 为桥臂电感; U_{dc1} 和 U_{dc4} 分别为原正常运行的直流电网系统中 MMC1 和 MMC4 站出口的单极直流电压; C_{eq} 为单桥臂等效电容。直流线路采用集中参数, 等效电阻和电感省略画出。

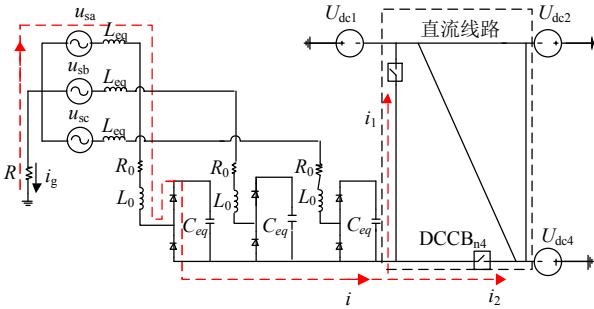


图 5 充电阶段 2 等效电路图

Fig. 5 Equivalent circuit diagram of the second stage of charging

孤立站的下桥臂电容由交、直流系统共同充电。因 MMC1 和 MMC4 直流侧电压 U_{dc1} 和 U_{dc4} 已定, 所以 U_{dc2} 不影响流过开关的电流 i_1 和 i_2 。以 A 相为例, 充电电流如图 5 虚线所示, 其存在前提是:

$$u_{sa} > u_c - U_{dc1} \quad (6)$$

$$u_{sa} > u_c - U_{dc4} \quad (7)$$

式中 u_c 为 C_{eq} 上的电压。

充电阶段可由下式描述:

$$i = i_1 + i_2 \quad (8)$$

$$Ri - u_{sa} + L_{eq} \frac{di}{dt} + R_0 i + L_0 \frac{di}{dt} + R_{ON} i + u_c +$$

$$R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} - U_{dc1} = 0 \quad (9)$$

$$Ri - u_{sa} + L_{eq} \frac{di}{dt} + R_0 i + L_0 \frac{di}{dt} + R_{ON} i + u_c +$$

$$R_1 i_2 + L_1 \frac{di_2}{dt} - U_{dc4} = 0 \quad (10)$$

$$i = C_{eq} \frac{du_c}{dt} \quad (11)$$

式中: R_{ON} 为等效二极管通态电阻; 假设各直流线

路长度相同, R_1 和 L_1 分别为各直流线路等效电阻和电感。

当 $u_{sa} < u_c - U_{dc1}$, $u_{sa} < u_c - U_{dc4}$ 时, u_c 保持, 即

$$i = C_{eq} \frac{du_c}{dt} = 0 \quad (12)$$

式中 u_c 是随着时间变化的分段函数。由于充电回路中接地电阻 R 的值很大, 开关闭合时充电电流较小, 可减小对原系统的冲击。

理论上, 本阶段下桥臂等效电容电压的终值为

$$U_{cm2} = \sqrt{2}U_{ph} + U_{dcx} \quad (13)$$

式中 U_{dcx} 代表 U_{dc1} 和 U_{dc4} 中较大的数值。因互连的直流线路两端压差很小, 取 $U_{dcx} = U_{dc}$, 将式(3)带入式(13)得

$$\frac{U_{cm2}}{U_{cN}} = \frac{U_{cm2}}{2U_{dc}} = \frac{m+1}{2} \quad (14)$$

因调制比 m 的取值通常在 0.8~0.95 之间, 所以该过程结束时, 下桥臂子模块电容电压为其额定值的 90%~97.5%。

对于单一电容, 经过 3~5 倍时间常数, 电容电压响应达到稳定值的 95%~99.33%, 可认为充电结束。本文假设 $u_c = 95\%U_{cm2}$ 时, 充电阶段 2 结束。

2.3.3 合闸时间间隔

充电阶段 2 结束之后, 同时闭合正极开关。充电阶段 2 的总时间即是负极和正极开关闭合的时间间隔, 为计算该时间, 做两点简化:

1) 因充电回路中电感值相比电阻值小的多, 所以忽略充电回路中的电感^[15]。

2) 在充电阶段中, 负极母线电压在终值附近上下有微小波动。忽略这一微小波动。记 U_n 为负极为母线电压的终值, 可表示为

$$U_n = (U_{dc1} + U_{dc4}) / 2 \quad (15)$$

则充电阶段可用式(11)和(16)近似表示。

$$(R + R_0 + R_{ON} + R_1 / 2)i + u_c - u_{sa} - U_n = 0 \quad (16)$$

等效电容电压的示意图见附录图 A1。求本充电阶段总时间的算法的基本思想为: 将 1 个工频周期 T 视为 1 个充电周期, 在 1 个充电周期内, u_c 在小于 $T/2$ 的时间内因充电而上升, 其余时间保持不变, 每个周期的 u_c 终值是下一个周期的 u_c 初值。将初值带入式(11)(16)并求解微分方程, 可得到该周期内 u_c 的表达式, 判断每个周期末 u_c 是否达到 95% U_{cm2} , 若未达到则继续求解下一个周期内的 u_c , 并在计时器上加上 1 个周期, 若达到则停止并输出总时间。

2.3.4 三阶段控制的充电阶段 3 和 4

充电阶段 2 结束后, 同时闭合正极开关 $DCCB_{p1}$

和 DCCB_{p4} , 进入充电阶段 3, 等效电路图如图 6 所示。

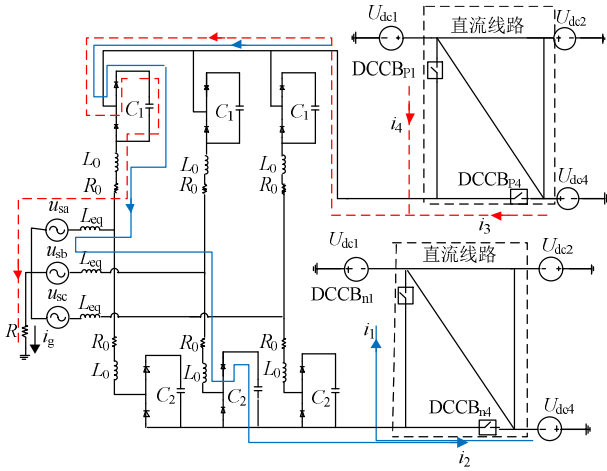


图 6 充电阶段 3 等效电路图

Fig. 6 Equivalent circuit diagram of the third stage of charging

以 AB 两相为例, 经计算可知充电电流有两个路径: 一是上桥臂等效电容 C_1 由直流源 U_{dc1} , U_{dc4} 和交流源 u_{sa} 共同充电, 充电电流路径由虚线所示; 二是上、下桥臂中的等效电容 C_1 、 C_2 串联, 由 $\pm U_{dc1}$, $\pm U_{dc4}$ 和 u_{sa} , u_{sb} 共同充电, 充电电流路径如实线所示。以上充电过程存在的前提为

$$U_{dc1} > u_{c1} + u_{sa} \quad (17)$$

$$U_{dc4} > u_{c1} + u_{sa} \quad (18)$$

$$2U_{dc1} + u_{sb} - u_{sa} > u_{c1} + u_{c2} \quad (19)$$

$$2U_{dc4} + u_{sb} - u_{sa} > u_{c1} + u_{c2} \quad (20)$$

取状态变量为 i_1 , i_2 , i_3 , i_4 , u_{c1} , u_{c2} , 输出变量为 i_3 , i_4 , 状态方程和输出方程为

$$\dot{X} = AX + BU \quad (21)$$

$$Y = CX + DU \quad (22)$$

式中: X 为状态变量矩阵; U 为输入变量矩阵; Y 为输出变量矩阵, 表示如下; A 为状态矩阵, B 为输入矩阵; C 为输出矩阵; D 为直接传递矩阵。

A 、 B 、 C 、 D 具体表示见附录。

$$X = [i_1 \ i_2 \ i_3 \ i_4 \ u_{c1} \ u_{c2}]^T$$

$$U = [u_{sa} \ u_{sb} \ U_{dc1} \ U_{dc4}]^T$$

$$Y = [i_3 \ i_4]^T$$

状态变量的初值为

$$X(0) = [i_1(0) \ i_2(0) \ 0 \ 0 \ \sqrt{2}U_1 \ 95\%U_{cm2}]^T$$

根据式(21)(22)即可求得正极开关闭合时的充电电流大小。

由于图 6 实线所示回路的电阻值很小, 所以上、下桥臂电容电压之和将迅速达到交、直流源所能提供的最大值, 该充电路径被阻断, 下桥臂电容在本阶段充电结束。上桥臂电容继续通过虚线所示回路

充电。上桥臂电容电压终值和充电阶段 2 中下桥臂电容电压终值相同, 为其额定值的 90%~97.5%。

充电阶段 3 结束后, 即进入充电阶段 4, 解锁孤立站, 根据需要独立控制有功、无功潮流。

2.3.5 四阶段控制的充电阶段 3 和 4

若不允許孤立站解锁瞬间对原系统的冲击, 则采用四阶段控制, 其与三阶段控制的不同在于充电阶段 3 和 4。

如图 4 所示, 在三阶段控制中闭合正极开关之时, 负极开关也处于闭合状态, 经计算可知此时存在如图 6 实线所示的上、下桥臂串联充电回路, 该回路中电阻较小, 因此该充电电流将大于负极开关闭合时的电流, 并且下桥臂电容的再次充电会造成上、下桥臂电容电压在充电阶段 3 结束时大小不一致。而四阶段控制在进入充电阶段 3 之前首先打开各负极开关, 负极电流降为零之后, 再同时闭合各正极开关, 因此切断了下桥臂电容的再次充电回路, 不存在上、下桥臂串联充电的情况。上桥臂电容得以经接地电阻单独充电, 可进一步减小正极开关闭合时冲击电流的大小, 且上、下桥臂电容终值一致, 有利于解锁之后的控制。

对于四阶段控制的充电阶段 4, 在孤立站解锁之时, 加入附加控制以减小解锁瞬间对原系统的冲击。附加控制的基本思想是: 因子模块电容电压尚未到额定值, 所以在解锁初始时刻, 增大上、下桥臂投入子模块的总数以匹配正常运行系统的直流电压, 该数记为 N_0 , 随后斜率减小该数量直到上、下桥臂投入子模块总数的额定值 N 。结合式(13)可得 N_0 的计算式如下所示:

$$N_0 = \frac{2U_{dc}}{0.95U_{cm2}} N = \frac{2}{0.95(m+1)} N \quad (23)$$

附加控制对应的详细控制框图见附录图 A2。在此过程中各子模块电容被再次充电直到额定值, 并且由于解锁时刻孤立站直流电压与原系统的直流电压相同, 所以可有效减小解锁瞬间冲击。

需要提到, 因 N_0 超过了单桥臂的子模块数 N , 控制中的限幅环节会使调制波在短时间内被消去上下尖顶。由公式(23)易知被消去的电压值与幅值之比为 $1-0.95(m+1)/2$, 因 m 接近 1, 所以该数值很小, 且该过程很短, 因此忽略该影响。

3 仿真实验

仿真实验前应进行算例分析, 根据附录表 A1、2 所示的孤立站参数^[18]、直流电网直流母线电压值以及第 2 节的分析过程, 计算各阶段冲击电流值和合

闸间隔, 限于篇幅不再展示计算过程。

3.1 仿真系统介绍

采用文献[20]所述的 MMC 戴维南等效整体建模方法, 在 PSCAD 中搭建如图 3 所示直流电网模型, 仿真步长 $50 \mu\text{s}$ 。正常运行的原直流电网系统中各站的主电路参数^[18]见附录表 A3。各站的控制策略采用直接电流控制^[18], 控制参数见附录表 A4。

根据算例分析, 对控制策略进行仿真验证。三阶段控制下, 具体的时序如下:

- 1) $t=t_1=0 \text{ s}$, 闭锁孤立站。
- 2) $t=t_2=0.1 \text{ s}$, 闭合孤立站交流侧开关。
- 3) $t=t_3=1 \text{ s}$, 同时闭合 DCCB_{n1} 和 DCCB_{n4} 。
- 4) $t=t_4=2.59 \text{ s}$, 同时闭合 DCCB_{p1} 和 DCCB_{p4} 。
- 5) $t=t_5=4.18 \text{ s}$, 孤立站接地开关打开; 解锁孤立站, 采用定 P 、定 Q 控制, P 由 0 斜率上升至 1000 MW, 无功功率参考值为零。

四阶段控制下, 时序 1) — 3) 与三阶段控制相同, 之后的具体时序如下:

- 4) $t=t_4=2.59 \text{ s}$, 断开 DCCB_{n1} 和 DCCB_{n4} , 0.02 s 后, 闭合 DCCB_{p1} 和 DCCB_{p4} 。
- 5) $t=t_5=4.18 \text{ s}$, 孤立站接地开关打开; 闭合 DCCB_{n1} 和 DCCB_{n4} ; 解锁孤立站, 控制 P 、 Q 的同时配合附加控制策略。

3.2 仿真结果

三阶段控制下, 流过开关的电流、孤立站主要波形及原直流电网的功率如图 7—9 所示。

在三阶段控制下, 流过负极开关的电流波形如图 7(a)(b)所示, 其中 i_1 是与 MMC4 站相连的负极线路上的电流, i_2 是与 MMC1 站相连的负极线路上的

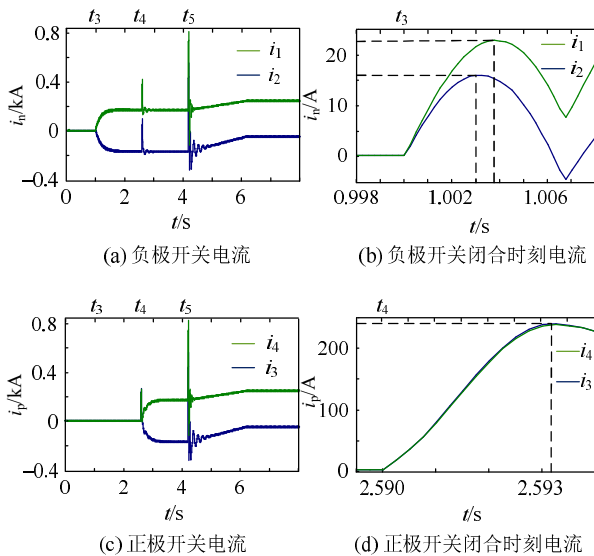


图 7 三阶段控制下流过开关的电流

Fig. 7 Current through switches of three stage control

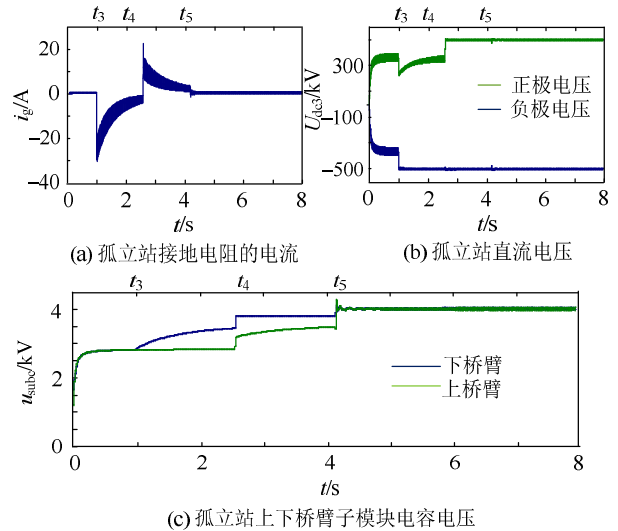


图 8 三阶段控制下孤立站的主要波形

Fig. 8 Main waveform of the isolated station of three stage control

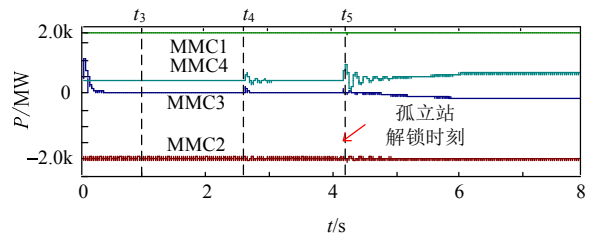


图 9 三阶段控制下各站有功功率

Fig. 9 Power of each station of three stage control

的电流。图 7(a)中, $t=t_3=1 \text{ s}$ 时, 各负极开关同时闭合, 负极电流波动上升, 直到下桥臂电容充电完毕, i_1 和 i_2 之和为零, 即负极母线电流为零, 电流不再上升并保持不变。 $t=t_4=2.59 \text{ s}$, 同时闭合各正极开关, 上、下桥臂电容串联充电, 因此负极电流也存在波动; 因实际充电电流方向与图 5 所示参考方向相同, 所以 i_1 瞬时增大, i_2 瞬时减小。图 7(b)是负极开关闭合后第 1 个充电周期的电流波形, 电流值不超过 25 A。图 7(c)(d)是流过正极开关的电流波形, 其中 i_3 是与 MMC4 站相连的正极线路上的电流, i_4 是与 MMC1 站相连的正极线路上的电流。图 7(c)中, $t=t_4=2.59 \text{ s}$ 时, 正极开关同时闭合, 正极电流波动上升, 直到上桥臂电容充电完毕, i_3 和 i_4 之和为零, 即正极母线电流为零, 电流不再上升并保持不变。图 7(d)是正极开关闭合之后的第 1 个充电周期的电流波形, 最大值不超过 250 A。需注意, 解锁瞬间出现了电流的冲击, 在系统允许的情况下可采用该控制, 否则需采用四阶段控制。

图 8(a)展示了流过接地电阻的电流 i_g , 开关闭合时刻 i_g 瞬间上升到最大值, 随后逐渐衰减。图 8(b)展示了孤立站直流电压变化情况, 正极开关闭合之后, 正、负极直流电压达到额定值。图 8(c)为子模块电容电压波形, 表明换流站解锁之前, 子模块电

容经 3 个有序的 z 充电阶段进行充电，解锁之后经迅速的小幅上升达到额定值。

图 9 展示了各站有功功率，在负极开关闭合时几乎无波动，在正极开关闭合时，MMC4 站即定电压站的功率略有波动，随后保持稳定，直到解锁时刻，由于新并入的孤立站需传输功率且此时的子模块电容电压仍需短暂的进一步充电而出现了短暂功率波动。

四阶段与三阶段控制效果的主要不同之处在于子模块电容的充电过程、正极开关闭合时刻的冲击和解锁过程，如图 10—11 所示。

图 10 展示了子模块电容电压经 4 个阶段有序平稳上升的总过程。

图 11 展示了四阶段控制下，流过开关的电流和各站传输的有功功率。对比图 7(c)和 11(b)，图 7(c)展示的三阶段控制下正极开关闭合时的瞬时充电电流为近 230 A，而图 11(b)展示的四阶段控制下正极开关闭合时刻 t_4 几乎无瞬时冲击电流，因此正极开关闭合瞬时的冲击电流进一步减小。对比图 11(c)和图 9(a)，在解锁时刻 t_5 的功率没有了冲击和振荡，可稳步上升，说明附加控制使功率得到了更好的控制。

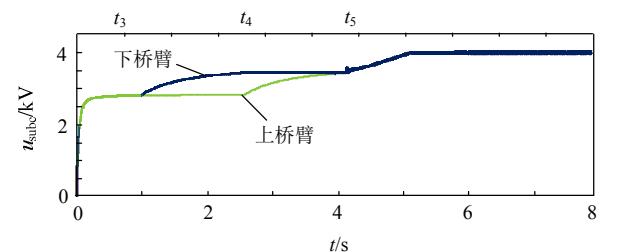
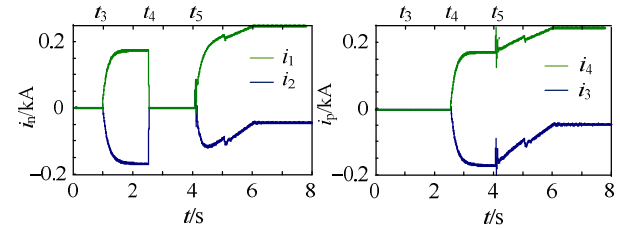


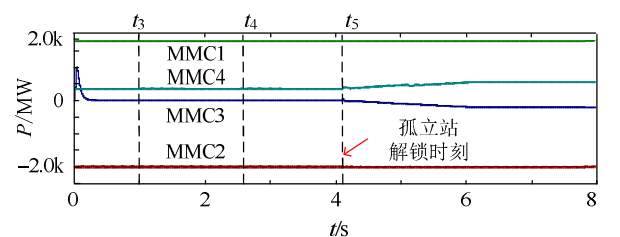
图 10 四阶段控制下子模块电容电压

Fig. 10 Sub-module capacitor voltage of four stage control



(a) 负极开关电流

(b) 正极开关电流



(c) 各 MMC 站传输的有功功率

图 11 四阶段控制下流过开关的电流和各站有功功率

Fig. 11 Flow current through the switch and the power of each station

为明确展示四阶段控制下的附加控制作用过程，将三、四阶段控制下的主要物理量进行如图 12 所示的对比。

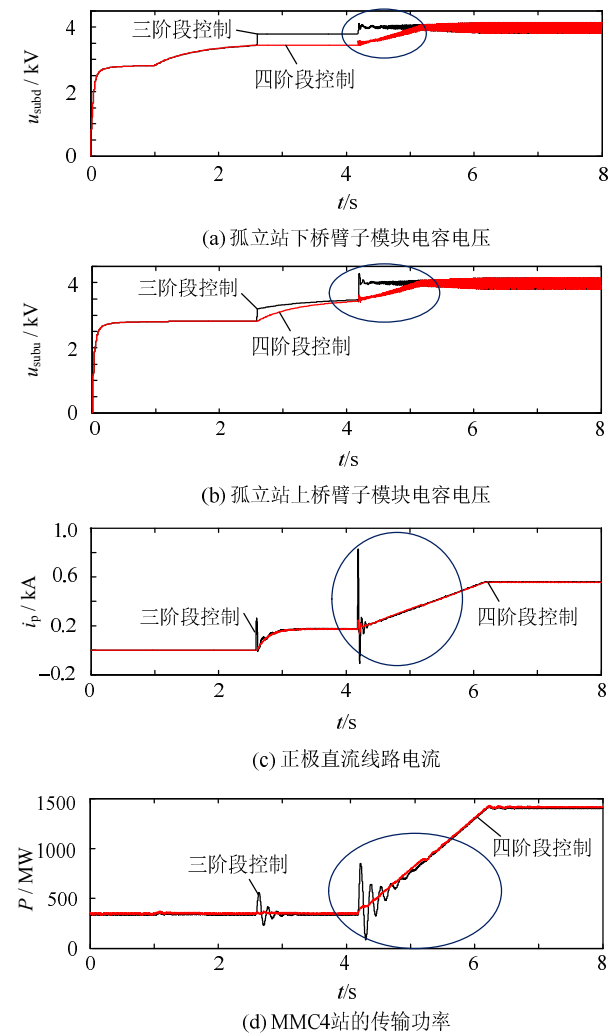


图 12 三阶段和四阶段控制下主要物理量对比图

Fig. 12 Comparison of main physical quantities under three-stage and four-stage control

图 12(a)(b)展示了孤立站在三阶段和四阶段控制下的子模块电容电压，重点表明了附加控制起作用的过程，可见在四阶段控制下，孤立站在解锁时的电容电压是稳步提升的，没有三阶段控制下的近阶跃上升过程。图 12(c)重点展示了在解锁时刻的正极线路冲击电流的波动绝对值，由近 0.6 kA 减小到了近 0.15 kA，减少了近 75%。图 12(d)展示了三、四阶段控制下定直流电压站 MMC4 站传输功率，在孤立站解锁、功率提升时，四阶段控制下的传输功率相对平稳许多，可跟随指令稳步上升。

4 结论

1) 在本文设计的三阶段控制策略下，开关闭合时，流过开关的电流较小，对直流电网系统各站的传输功率和直流电压影响较小，因此在开关闭合

时刻,孤立站的接入对原系统影响较小。

2) 在本文设计的四阶段控制策略下,开关闭合时,流过开关的电流很小,对直流电网系统各站的传输功率和直流电压几乎没有影响;孤立站解锁时,附加解锁控制使冲击电流减小、直流电网中传输功率没有冲击和振荡,跟随功率指令稳步上升。

3) 在本文设计的控制策略下,影响开关闭合时的冲击电流因素有接地电阻的大小和正、负极开关闭合的时间间隔。

本文所研究的控制策略对未来直流电网中孤立站的在线平滑接入有一定的参考价值。此外,目前直流输电工程朝着高压大容量方向发展,采用对称双极接地方式的直流电网是未来直流电网的发展趋势,对于该接地方式下的直流电网中孤立站的在线平滑接入策略可在本文的研究基础上做进一步的探讨。

附录见本刊网络版(<http://www.dwjs.com.cn/CN/volumn/current.shtml>)。

参考文献

- [1] 周孝信, 鲁宗相, 刘应梅, 等. 中国未来电网的发展模式和关键技术[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 4999-5008.
Zhou Xiaoxin, Lu Zongxiang, Liu Yingmei, et al. Development models and key technologies of future grid in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29): 4999-5008(in Chinese).
- [2] 汤广福, 庞辉, 贺之渊. 先进交直流输电技术在中国的发展与应用[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(7): 1760-1771.
Tang Guangfu, Pang Hui, He Zhiyuan. R&D and application of advanced power transmission technology in China[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(7): 1760-1771(in Chinese).
- [3] 姚良忠, 吴婧, 王志冰, 等. 未来高压直流电网发展形态分析[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(24): 6007-6020.
Yao Liangzhong, Wu Jing, Wang Zhibing, et al. Pattern analysis of future HVDC grid development[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(24): 6007-6020(in Chinese).
- [4] 安婷, Bjarne Andersen, Norman MacLeod, 等. 中欧高压直流电网技术论坛综述[J]. 电网技术, 2017, 41(8): 2407-2416.
An Ting, Bjarne Andersen, Norman MacLeod, et al. Overview of Sino-European HVDC Grid Technical Forum[J]. Power System Technology, 2017, 41(8): 2407-2416(in Chinese).
- [5] 孙棚, 曹士冬, 卜广全, 等. 架空线柔性直流电网构建方案[J]. 电网技术, 2016, 40(3): 678-682.
Sun Xu, Cao Shidong, Bu Guangquan, et al. Construction scheme of overhead line flexible HVDC Grid[J]. Power System Technology, 2016, 40(3): 678-682(in Chinese).
- [6] 李云丰, 汤广福, 吴亚楠, 等. 直流电网建模分析与阻尼控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(12): 3372-3382.
Li Yunfeng, Tang Gangfu, Wu Yanan, et al. Modeling, analysis and damping control of DC grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(12): 3372-3382(in Chinese).
- [7] 孙蔚, 姚良忠, 李琰, 等. 考虑大规模海上风电接入的多电压等级直流电网运行控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(4): 776-785.
Sun Wei, Yao Liangzhong, Li Yan, et al. Study on operation control strategies of DC grid with multi-voltage level considering large offshore wind farm grid integration[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(4): 776-785(in Chinese).
- [8] 阎发友, 汤广福, 贺之渊, 等. 基于 MMC 的直流电网分层能量平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(21): 5757-5764.
Yan Fayou, Tang Guangfu, He Zhiyuan, et al. Hierarchical energy balance control for MMC-based DC Grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(21): 5757-5764(in Chinese).
- [9] 李云丰, 汤广福, 庞辉, 等. 直流电网电压控制器的参数计算方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(22): 6111-6121.
Li Yunfeng, Tang Guangfu, Pang Hui, et al. Controller parameters calculating method of DC voltage loop for DC Grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(22): 6111-6121(in Chinese).
- [10] Li X, Song Q, Liu W, et al. Protection of nonpermanent faults on DC overhead lines in MMC-based HVDC systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(1): 483-490.
- [11] Zhao B, Yu Q, Sun W. Extended-phase-shift control of isolated bidirectional DC-DC converter for power distribution in microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4667-4680.
- [12] Sano K, Takasaki M. A surgeless solid-state DC circuit breaker for voltage-source-converter-based HVDC systems[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(4): 2690-2699.
- [13] Fu J, Yuan Z, Wang Y, et al. Control strategy of system coordination in Nanao multi-terminal VSC-HVDC project for wind integration [C]//PES General Meeting | Conference & Exposition. Washington, DC: IEEE, 2014: 1-5.
- [14] Das A, Nademi H, Norum L. A method for charging and discharging capacitors in Modular Multilevel Converter[C]//IECON 2011, Conference on IEEE Industrial Electronics Society. IEEE, 2011: 1058-1062.
- [15] Wang Y, Yuan Z, Fu J. A novel strategy on smooth connection of an offline MMC station into MTDC systems[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(2): 568-574.
- [16] Wang P, Zhang X P, Coventry P F, et al. Start-up control of an offshore integrated MMC multi-terminal HVDC system with reduced DC voltage[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31(4): 2740-2751.
- [17] Wang Y, Yuan Z, Fu J, et al. A novel station online re-commissioning strategy for MMC-MTDC systems[C]//PES General Meeting Conference & Exposition. Washington, DC: IEEE, 2014: 1-5.
- [18] 徐政. 柔性直流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2013.
- [19] 李斌, 何佳伟. 多端柔性直流电网故障隔离技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(1): 87-95.
Li Bin, He Jiawei. Research on the DC fault isolating technique in multi-terminal DC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(1): 87-95(in Chinese).
- [20] 许建中, 赵成勇, Aniruddha, 等. 模块化多电平换流器戴维南等效整体建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(8): 1919-1929.
Xu Jianzhong, Zhao Chengyong, Aniruddha, et al. Research on the Thévenin's equivalent based integral modelling method of the modular multilevel converter(MMC)[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(8): 1919-1929(in Chinese).



韩乃峥

收稿日期: 2017-07-31。

作者简介:

韩乃峥(1994), 女, 硕士研究生, 通信作者, 主要研究方向为直流输电等, E-mail: naizheng_han@126.com;

贾秀芳(1966), 女, 副教授, 主要研究方向为电能质量分析与评估;

许建中(1987), 男, 博士, 副教授, 主要从事直流输电的建模与控制保护策略方面的研究工作。

(责任编辑 王金芝)

附录 A

1) 充电阶段 2 中等效电容电压的示意图如图 A1 所示。

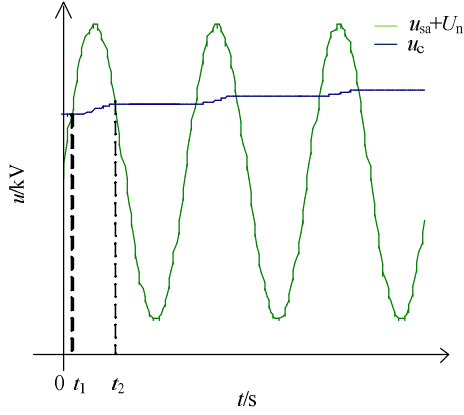


图 A1 电容充电示意图

Fig. A1 Schematic diagram of the capacitor charged

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_L/2 + R + R_{ON} + R_{eq}}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} - \frac{R_L}{2L_L} - \frac{R_L/2 + R + R_{ON} + R_{eq}}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} + \frac{R_L}{2L_L} & \frac{R}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} & \frac{R}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} \\ -\frac{R_L/2 + R + R_{ON} + R_{eq}}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} + \frac{R_L}{2L_L} - \frac{R_L/2 + R + R_{ON} + R_{eq}}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} - \frac{R_L}{2L_L} & \frac{R}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} & \frac{R}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} \\ \frac{R}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} & \frac{R}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} & -\frac{R_L/2 + R + R_{ON} + R_{eq}}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} - \frac{R_L}{2L_L} - \frac{R_L/2 + R + R_{ON} + R_{eq}}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} + \frac{R_L}{2L_L} - \frac{1}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} & 0 & 0 \\ \frac{R}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} & \frac{R}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} & -\frac{R_L/2 + R + R_{ON} + R_{eq}}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} + \frac{R_L}{2L_L} - \frac{R_L/2 + R + R_{ON} + R_{eq}}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} - \frac{R_L}{2L_L} - \frac{1}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_2} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} & -\frac{1}{2L_L} & \frac{1}{2L_L} \\ 0 & \frac{1}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} & \frac{1}{2L_L} & -\frac{1}{2L_L} \\ -\frac{1}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} & 0 & -\frac{1}{2L_L} & \frac{1}{2L_L} \\ -\frac{1}{L_L + 2L_0 + 2L_{eq}} & 0 & \frac{1}{2L_L} & -\frac{1}{2L_L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D = 0$$

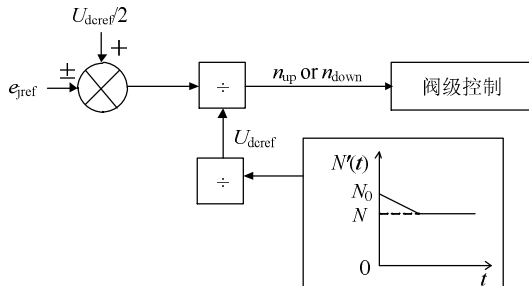


图 A2 附加控制的详细框图

Fig. A2 Additional block diagram of additional control

2) 状态方程和输出方程中的 A 、 B 、 C 、 D 具体表示如下，其中 A 为状态矩阵， B 为输入矩阵， C 为输出矩阵， D 为直接传递矩阵。

3) 附加控制的详细框图如图 A2 所示。

图 A2 中： n_{up} 和 n_{down} 分别为上、下桥臂投入子模块个数； U_{dcref} 为直流电压参考值； e_{jref} 为内电动势参考值； $N'(t)$ 为控制中每相上、下桥臂投入子模块的总数； N 为单桥臂子模块个数。在附图 A2 所示的投切子模块生成环节，将每一时刻每相投入的子模块个数由固定值 N 调整为 $N'(t)$ ，解锁瞬间调整为 N_0 ，则在解锁瞬间孤立站建立的直流电压可与直流电网相匹配。

4) 孤立站参数见表 A1，直流电网直流母线电压值见表 A2，正常运行的原直流电网系统中各站的主电路参数见附录表 A3。各站的控制参数见表 A4。

表 A1 孤立换流站参数

Tab. A1 Parameters of the isolated station

符号	参数	数值
U_{dc3}	额定直流电压/kV	± 500
S	容量/MVA	1200
C_0	子模块电容值/ μF	7500
N	单桥臂子模块数量/个	250
R	变压器接地电阻值/ Ω	5000
k	变压器变比	220/500
U_{C0}	子模块电容额定电压/kV	4
R_{ON}	二极管通态电阻/ Ω	0.01
U_1	交流系统阀侧线电压有效值/kV	500
L_0	单桥臂电抗/H	0.096
f	频率/Hz	50

表 A2 直流电网中直流母线电压参数

Tab. A2 Parameters of DC bus voltage in DC grid

符号	参数	数值
U_{dc1}	MMC1 站直流侧电压/kV	± 500.5
U_{dc2}	MMC2 站直流侧电压/kV	± 498.8
U_{dc4}	MMC4 站直流侧电压/kV	± 500

表 A3 原正常运行系统中各 MMC 站的电路参数
Tab. A3 Parameters of the original normal operation system

换流站	额定功率/ MW	变压器 变比	桥臂电抗/ mH	子模块电容/ μF
MMC1	2600	220/500	96	7500
MMC2	2600	750/500	96	7500
MMC4	5200	750/500	48	14000

表 A4 各 MMC 站的控制参数
Tab. A4 The control parameters of each MMC station

MMC 站	控制方式	内/外环	有功量 K_p/K_i	无功量 K_p/K_i
MMC1 站	$P=1800 \text{ kV}$	外环	0.005/10	20/0.001
	$Q=0 \text{ MVar}$	内环	0.005/10	20/0.001
MMC2 站	$P=-2000 \text{ kV}$	外环	0.005/10	20/0.001
	$Q=0 \text{ MVar}$	内环	0.005/10	20/0.001
MMC3 站	$P=-1000 \text{ kV}$	外环	0.005/10	20/0.001
	$Q=0 \text{ MVar}$	内环	0.005/10	20/0.001
MMC4 站	$U_{dc}=1000 \text{ kV}$	外环	0.05/0.25	25/0.001
	$Q=0 \text{ MVar}$	内环	0.005/1.6	25/0.001