

不对称工况下 MMC-HVDC 的故障穿越控制策略

喻建瑜, 刘崇茹, 王洁聪

(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)

Fault Ride-through Control Strategy of MMC-HVDC System Under Asymmetric Grid Conditions

YU Jianyu, LIU Chongru, WANG Jiecong

(State Key Laboratory for Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources

(North China Electric Power University), Changping District, Beijing 102206, China)

ABSTRACT: The nonlinear coupling characteristic of modular multilevel converter (MMC) results in power oscillation under asymmetric conditions. A fault ride-through strategy based on average model of MMC system was proposed in this paper. By decoupling the circulating current, DC current and zero sequence current controller from the AC current controller, the unbalanced power caused by asymmetric AC fault was consumed inside the converter instead of propagating to the DC side. By realizing the energy management for distributed capacitor, those were balanced that the capacitor voltages of each valve, each bridge arm, each phase unit and each converter, improving stability of HVDC system under asymmetric conditions. The simulation results for the proposed strategy of PSCAD/EMTDC indicate that the characteristics of the non-faulty side converter are the same as those under the power flow step condition, and the faulty side converter still maintains good performance.

KEY WORDS: modular multilevel converter (MMC); distributed capacitor; asymmetrical fault; fault ride-through

摘要: 模块化多电平换流器的内部及直流侧均呈现非线性强耦合的动态特性,这使得交流电网不对称极易引起整个交直流系统的功率波动。该文提出故障穿越策略基于换流器平均值模型,通过将环流电流、直流电流、零序电流从交流电流控制中解耦出来,在换流器内部消纳不对称故障产生的不平衡功率,在抑制直流侧功率振荡的同时完成换流器内部分布式电容的能量管理,均衡各阀、各桥臂、各相单元、各换流器的电容电压,保证系统在复杂工况下持续稳定运行。在PSCAD/EMTDC平台上进行仿真验证,结果表明采用提出的控制策略,故障端可以保持良好的运行性能,非故障端的换流器运行特性与潮流阶跃工况下的运行特性相同。

关键词: 模块化多电平换流器; 分布式电容; 不对称故障; 故障穿越

0 引言

柔性直流输电技术(voltage sourced converter based HVDC, VSC-HVDC)可提高风电等清洁能源的并网效率,缓解功率和电压波动对电网造成的冲击,具有显著的技术优势,是未来智能电网发展的重要方向和组成部分^[1-2]。而模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的应用,使得柔性直流输电系统的电压等级和输送容量进一步提高,柔性直流输电的应用领域进一步拓宽^[3-4]。

然而柔性直流系统中的电力电子器件的快速响应特性也对电网的安全稳定运行带来了挑战。MMC拓扑结构的非线性和强耦合动态特性,源于多种电流信号对桥臂电容充放电的耦合过程^[5],使经典的双矢量控制策略^[6-12]难以应对不对称工况下不平衡功率的注入。当交流电流三相对称时,交流侧不平衡有功功率会流入直流母线形成功率振荡,为此需要抑制直流母线的电压波动^[7-9];而当交流侧不平衡功率被消除时,会引起三相电流不对称,威胁到换流器的安全,影响系统的运行性能^[10-12]。

国内外学者针对MMC复杂工况下的适应性问题已经开展了相关研究工作,但仍然存在一些问题。文献[13-15]提出不对称工况下的环流抑制策略,可有效改善桥臂电流的质量,但未实现交流电流与桥臂环流的统一控制。文献[16]提出将环流控制从直流电流与交流电流控制中解耦的控制策略,但需要额外的全桥子模块。文献[17-18]利用MMC多控制自由度的特点对桥臂电流的多个分量分别

基金项目: 国家电网公司科技项目(SGT YHT/17-JS-199)。

State Grid Corporation Science and Technology Project (SGTYHT/17-JS-199)。

控制,但均针对定功率控制方式的故障穿越进行研究,不适用于其他类型的控制方式。文献[19-20]实现桥臂电容电压的单独调节,但缺乏对复杂工况的适应性研究。

为了提高 MMC 在复杂工况下的故障穿越能力,本文在建立 MMC-HVDC 系统的换流器平均值模型基础上,提出一种不对称工况下 MMC-HVDC 的故障穿越策略,优化电容均压调制策略,以桥臂电流直接控制完成内环控制,综合功率控制完成外环控制,实现桥臂电流各分量的解耦控制和换流站间及换流站内部子模块能量的相对均衡,并在 PSCAD/EMTDC 平台上进行了仿真验证。

1 不对称工况下 MMC 数学模型

MMC 桥臂电容作为储能元件耦合了多种电流信号,不对称工况下这种耦合过程更加复杂,给换流器的安全稳定造成了威胁。因此建立适应复杂工况的换流器模型,有助于提高换流器控制能力,保障换流器运行性能。本文基于换流器每个桥臂对应一个控制自由度的特点,建立了换流器平均值模型。

1.1 MMC 系统结构

三相半桥型模块化多电平换流器的主电路拓扑结构如图 1 所示。图中, $u_{vj}(j=a,b,c)$ 为单元出口交流相电压; i_{sj} 为交流相电流; I_{dc} 为直流线路的注入电流; U_{dcm} 为直流线路级间电压。

MMC 的每一相单元在直流两极之间级联了上、下两个桥臂。各桥臂由 N 个相同的子模块和桥臂电感 L_0 串联组成。子模块采用半桥结构,由一个绝缘栅双极型晶体管(insulated gate bipolar transistor, IGBT)半桥开关器件和直流储能电容组成。 u_{pj} 、 u_{nj} 分别为上、下桥臂阀段输出电压; i_{pj} 、 i_{nj} 分别为上、下桥臂的桥臂电流;其中, p 代表上

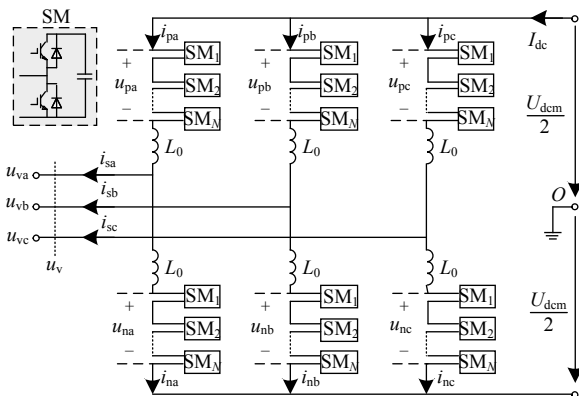


图 1 三相 MMC 拓扑结构图

Fig. 1 Diagram of a three phase MMC

桥臂, n 代表下桥臂。

本文采用的双端 MMC-HVDC 输电系统如图 2 所示。一次系统包括两个 MMC 换流站,分别为定功率换流站和定电压换流站。每个换流站经过 Y-N-d 方式的联结变压器接入电网。本文效仿 Trans Bay Cable 工程在阀侧采用星型电抗 L_{s0} 构造中性点,然后将中性点经接地电阻 R_{s0} 接地,为直流线路提供电位参考点。 u_s 为交流电网电压; U_{dc} 为直流侧电压; L_s 为变压器阀侧等效电感; R_s 为变压器阀侧等效电阻; L_{dc} 为直流级间等效电感; R_{dc} 为直流级间等效电阻。

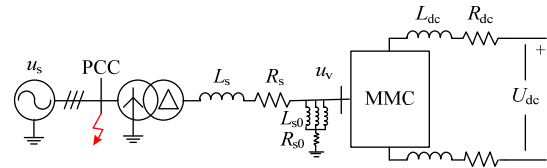


图 2 MMC-HVDC 系统单线图

Fig. 2 Single-line Diagram of an MMC-HVDC System

1.2 MMC 电流模型

本节利用换流器桥臂电流包含多种电流信号的特点,在 $\alpha\beta 0$ 坐标系下采用共差模分量变换,得到直流电流、桥臂环流、正负序交流电流、零序交流电流的动态方程。忽略元件参数差异,并认为直流电压呈现对称的正负极性。根据图 1,由基尔霍夫电压定律可得:

$$u_{vj} = +\frac{1}{2}U_{dcm} - u_{pj} - i_{pj}\left(L_0 \frac{d}{dt}\right) = -\frac{1}{2}U_{dcm} + u_{nj} + i_{nj}\left(L_0 \frac{d}{dt}\right) \quad (1)$$

对三相桥臂阀段输出电压 u_{pj} 、 u_{nj} 及桥臂电流 i_{pj} 、 i_{nj} 作以下变换:

$$\begin{bmatrix} u_{\Sigma j} \\ u_{\Delta j} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 \\ -1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{pj} \\ u_{nj} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_{\Sigma j} \\ i_{\Delta j} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pj} \\ i_{nj} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: $u_{\Sigma j}$ 、 $u_{\Delta j}$ 分别为阀段输出的共模电压和差模电压; $i_{\Sigma j}$ 、 $i_{\Delta j}$ 分别为桥臂共模电流和差模电流。

将式(2)代入式(1),可得:

$$\begin{cases} u_{vj} = u_{\Delta j} - i_{\Delta j}\left(L_0 \frac{d}{dt}\right) \\ \frac{U_{dcm}}{2} = u_{\Sigma j} + i_{\Sigma j}\left(L_0 \frac{d}{dt}\right) \end{cases} \quad (3)$$

对三相共差模分量进行 Clark 变换,变换前后,功率不变,即采用的相模变换矩阵为

$$S_{\alpha\beta 0}^1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

进行坐标变换后可得：

$$\begin{bmatrix} u_{\text{cir}\alpha} & u_{\text{cir}\beta} & u_{\text{cir}0} \\ u_{\text{ac}\alpha} & u_{\text{ac}\beta} & u_{\text{ac}0} \\ i_{\text{cir}\alpha} & i_{\text{cir}\beta} & i_{\text{cir}0} \\ i_{\text{ac}\alpha} & i_{\text{ac}\beta} & i_{\text{ac}0} \end{bmatrix}^T = \mathbf{S}_{\alpha\beta 0}^1 \begin{bmatrix} u_{\Sigma a} & u_{\Sigma b} & u_{\Sigma c} \\ u_{\Delta a} & u_{\Delta b} & u_{\Delta c} \\ i_{\Sigma a} & i_{\Sigma b} & i_{\Sigma c} \\ i_{\Delta a} & i_{\Delta b} & i_{\Delta c} \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

式中： $u_{\text{cir}x}(x=\alpha,\beta)$ 为阀段环流电压分量； $i_{\text{cir}x}$ 为桥臂环流分量； $u_{\text{cir}0}$ 为阀段直流电压分量； $i_{\text{cir}0}$ 为桥臂直流注入分量； $u_{\text{ac}x}$ 为阀段正负序交流电压分量； $i_{\text{ac}x}$ 为桥臂正负序交流电流分量； $u_{\text{ac}0}$ 为阀段零序交流电压分量； $i_{\text{ac}0}$ 为桥臂零序交流电流分量。

将式(5)代入式(3)，可得

$$\begin{cases} u_{\text{ac}x} = u_{\text{vx}} + i_{\text{ac}x} (L_0 \frac{d}{dt}) \\ u_{\text{ac}0} = \sqrt{3}u_{\text{v}0} + i_{\text{ac}0} (L_0 \frac{d}{dt}) \\ u_{\text{cir}x} = 0 - i_{\text{cir}x} (L_0 \frac{d}{dt}) \\ u_{\text{cir}0} = \frac{\sqrt{3}U_{\text{dem}}}{2} - i_{\text{cir}0} (L_0 \frac{d}{dt}) \end{cases} \quad (6)$$

式中 $u_{\text{vx}}(x=\alpha,\beta)$ 、 $u_{\text{v}0}$ 为换流器单元出口电压 $u_{\text{vj}}(j=a,b,c)$ 经过式(4)变换后得到。

根据图 2，由基尔霍夫电压定律，可得：

$$\begin{cases} u_{\text{vx}} = u_{\text{sx}} + 2i_{\text{ac}x} (L_s \frac{d}{dt} + R_s) \\ u_{\text{v}0} = 0 + 2i_{\text{ac}0} (L_{s0} \frac{d}{dt} + 3R_{s0}) \\ U_{\text{dem}} = U_{\text{dc}} - 2\sqrt{3}i_{\text{cir}0} (L_{\text{dc}} \frac{d}{dt} + R_{\text{dc}}) \end{cases} \quad (7)$$

式中 u_{sx} 、 i_{sx} 分别为 PCC 点电压电流经过式(4)变换后得到。

将式(7)代入式(6)，可得：

$$\begin{cases} u_{\text{ac}x} = u_{\text{sx}} + i_{\text{ac}x} (L_1 \frac{d}{dt} + R_1) \\ u_{\text{ac}0} = 0 + i_{\text{ac}0} (L_2 \frac{d}{dt} + R_2) \\ u_{\text{cir}x} = 0 - i_{\text{cir}x} (L_0 \frac{d}{dt}) \\ u_{\text{cir}0} = \frac{\sqrt{3}U_{\text{dc}}}{2} - i_{\text{cir}0} (L_3 \frac{d}{dt} + R_3) \end{cases} \quad (8)$$

式中： $L_1=2L_s+L_0$ 、 $R_1=2R_s$ 分别为正负序交流电流回路等值电感和电阻； $L_2=2\sqrt{3}L_{s0}+L_0$ 、 $R_2=6\sqrt{3}R_{s0}$ 分别为零序交流电流回路等值电感和电阻； $L_3=3L_{\text{dc}}+L_0$ 、 $R_3=3R_{\text{dc}}$ 分别为直流电流回路等值电感和电阻。换流器等效电路如图 3 所示，电流各分量通过桥臂电容耦合在一起。

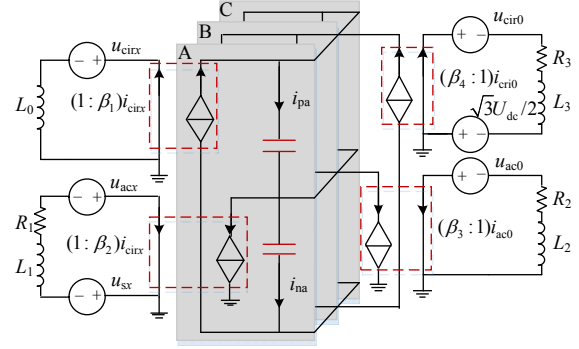


图 3 MMC 等效电路

Fig. 3 equivalent circuit of MMC

1.3 MMC 功率和能量模型

本节考虑随着电容充放电功率不平衡产生的电容电压能量分布不均衡问题，建立了换流器功率和能量的数学模型。

假定各桥臂子模块电容电压在均压策略下完全一致，则桥臂电容的储能与阀段充电功率的关系可表示为：

$$\begin{cases} \frac{d\bar{W}_{pj}}{dt} = \frac{1}{2}NC \frac{d\bar{u}_{cpj}^2}{dt} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p_{pj} dt = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_{pj} u_{pj} dt \\ \frac{d\bar{W}_{nj}}{dt} = \frac{1}{2}NC \frac{d\bar{u}_{cnj}^2}{dt} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} p_{nj} dt = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_{nj} u_{nj} dt \end{cases} \quad (9)$$

式中： N 为桥臂子模块个数； C 为子模块 de 电容值； T 为工频周期； p_{pj} 、 p_{nj} 分别为上下阀段充电功率； \bar{W}_{pj} 、 \bar{W}_{nj} 分别为上下桥臂电容储能的直流分量； \bar{u}_{cpj} 、 \bar{u}_{cnj} 分别为上下桥臂电容电压的直流分量。

将式(2)代入式(9)，可得：

$$\begin{cases} \frac{1}{2}NC \frac{du_{\Sigma j}^2}{dt} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} (u_{\Sigma j} i_{\Sigma j} - u_{\Delta j} i_{\Delta j}) dt \\ \frac{1}{2}NC \frac{du_{\Delta j}^2}{dt} = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} (u_{\Delta j} i_{\Sigma j} - u_{\Sigma j} i_{\Delta j}) dt \end{cases} \quad (10)$$

式中： $u_{\Sigma j}$ 为共模电容电压， $u_{\Sigma j}^2 = (\bar{u}_{cpj}^2 + \bar{u}_{cnj}^2) / 2$ ； $u_{\Delta j}$ 为差模电容电压， $u_{\Delta j}^2 = (\bar{u}_{cpj}^2 - \bar{u}_{cnj}^2) / 2$ ，方向为上桥臂流向下桥臂。

对电容电压共差模分量进行 Clark 变换，变换前后，幅值为原来的 3 倍，采用的相模变换矩阵为：

$$\mathbf{S}_{\alpha\beta 0}^2 = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & -\sqrt{3} & \sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

则进行坐标变换后可得：

$$\begin{bmatrix} u_{\Sigma\alpha}^2 & u_{\Sigma\beta}^2 & u_{\Sigma 0}^2 \\ u_{\Delta\alpha}^2 & u_{\Delta\beta}^2 & u_{\Delta 0}^2 \end{bmatrix}^T = \mathbf{S}_{\alpha\beta 0}^2 \begin{bmatrix} u_{\Sigma a}^2 & u_{\Sigma b}^2 & u_{\Sigma c}^2 \\ u_{\Delta a}^2 & u_{\Delta b}^2 & u_{\Delta c}^2 \end{bmatrix}^T \quad (12)$$

式中： $u_{\Sigma 0}$ 为三相平衡的共模电容电压； $u_{\Sigma\alpha}$ 、 $u_{\Sigma\beta}$ 为三相不平衡的共模电容电压； $u_{\Delta 0}$ 为三相平衡的差模电容电压； $u_{\Delta\alpha}$ 、 $u_{\Delta\beta}$ 为三相不平衡的差模电容电压。

式(10)等号右边为功率的直流分量，根据瞬时功率理论，同频且同为正序(负序)的相电压和电流产生三相平衡功率的直流分量；同频且互为正负序的相电压和电流产生三相不平衡功率的直流分量；零序电压和零序电流只产生有功功率(假定零序仅有直流量)。则可表述为下式：

$$\begin{bmatrix} p_{*0} & p_{*\alpha} \\ q_{*0} & p_{*\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{*\alpha} & u_{*\beta} \\ u_{*\beta} & -u_{*\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{*\alpha}^- & i_{*\alpha}^x \\ i_{*\beta}^- & -i_{*\beta}^x \end{bmatrix} + \quad (13)$$

$$u_{*0} \begin{bmatrix} i_{*0} & i_{*\alpha}^{\text{dc}} \\ 0 & -i_{*\beta}^{\text{dc}} \end{bmatrix} \Rightarrow [\mathbf{S}_*] = [\mathbf{U}_*][\mathbf{I}_*] + [\mathbf{U}_*^{\text{dc}}][\mathbf{I}_*^{\text{dc}}]$$

式中： p_0 、 q_0 分别为三相平衡的有功直流分量和无功功率； p_α 、 q_β 为三相不平衡的有功功率直流分量；下标' α '、' β '、' 0 '表示在 $\alpha\beta 0$ 坐标下的分量；上标'-'表示与电压同频同序的电流分量；上标'x'表示与电压互为正负序的电流分量；上标'dc'表示电流的直流分量。

结合式(10)—(13)，可得 $\alpha\beta 0$ 坐标系下 MMC 功率的平均值模型：

$$\frac{1}{2} NC \begin{bmatrix} \frac{du_{\Sigma 0}^2}{dt} & \frac{du_{\Sigma\alpha}^2}{dt} \\ / & \frac{du_{\Sigma\beta}^2}{dt} \end{bmatrix} = [\mathbf{S}_\Sigma] = [\mathbf{U}_{\text{cir}}][\mathbf{I}_{\text{cir}}] + [\mathbf{U}_{\text{cir}}^{\text{dc}}] \quad (14)$$

$$[\mathbf{I}_{\text{cir}}^{\text{dc}}] - [\mathbf{U}_{\text{ac}}][\mathbf{I}_{\text{ac}}] - [\mathbf{U}_{\text{ac}}^{\text{dc}}][\mathbf{I}_{\text{ac}}^{\text{dc}}]$$

$$\frac{1}{2} NC \begin{bmatrix} \frac{du_{\Delta 0}^2}{dt} & \frac{du_{\Delta\alpha}^2}{dt} \\ / & \frac{du_{\Delta\beta}^2}{dt} \end{bmatrix} = [\mathbf{S}_\Delta] = [\mathbf{U}_{\text{ac}}][\mathbf{I}_{\text{cir}}] + [\mathbf{U}_{\text{ac}}^{\text{dc}}] \quad (15)$$

$$[\mathbf{I}_{\text{cir}}^{\text{dc}}] - [\mathbf{U}_{\text{cir}}][\mathbf{I}_{\text{ac}}] - [\mathbf{U}_{\text{cir}}^{\text{dc}}][\mathbf{I}_{\text{ac}}^{\text{dc}}]$$

式中： $[\mathbf{S}_\Sigma]$ 为共模功率矩阵； $[\mathbf{S}_\Delta]$ 为差模功率矩阵。

由式(14)可知，交流电网向换流站传输的有功功率经过桥臂电容和电感后，三相平衡的功率分量由直流线路传输至另一端；而三相不平衡的功率分量由直流环流回路形成通路，不会直接影响直流线路的功率传输，被消纳在换流器内部。无功功率被直流线路隔离，阀段作为无功电源，经过桥臂电感的消耗后进入交流电网。因此换流器阀段在有功功率传输路径中作用为串联储能中间元件，在无功率传输路径中作用为电源或者负荷终端。

稳态工况下，环流电压与环流抑制为零，交直流侧传输功率相同，电容电压稳定。不对称工况下，共模功率不平衡，差模功率不为零，阀段的充放电速度不同步，桥臂电容将呈现不平衡的储能分布，进而影响换流器的运行性能。

2 不对称工况下 MMC-HVDC 的故障穿越控制策略

MMC 桥臂上电流分量的耦合特性是控制自由度耦合的表现，控制自由度相互耦合是 MMC 耦合特性的本质。经典双序电流控制无法实现故障穿越的原因在于未充分利用换流器的控制自由度实现桥臂子模块能量分布的相对均衡，能量分布的改变将引起子模块电容电压的不平衡。经典双序电流控制的控制自由度只有两个，从图 3 和式(8)可以看出，MMC-HVDC 系统实际上具有更多的控制自由度，因此实现解耦控制的关键是充分利用控制自由度。

本文提出的 MMC-HVDC 故障穿越策略，统筹子模块、桥臂、相单元和换流器的能量均衡和功率控制环节，充分利用 MMC-HVDC 的控制自由度，实现故障穿越。所提出的控制策略分为 NLM 电压优化调制策略、基于比例积分多谐振的内环控制策略以及综合功率外环控制策略三部分，其中调制策略是内环控制回路的串联去耦环节，内环控制器为外环控制器提供了多种电流信号的内模，保证外环控制器实现故障穿越的目标。

2.1 NLM 电压优化调制策略

本文采用最近电平逼近策略(nearest level modulation, NLM)，为使阀段的输出电压与调制电压指令值尽量相等，在电压预估 NLM 调制^[14]的基础上提出了 NLM 电压优化调制算法如下：

- 1) 阀基控制器将桥臂内各子模块的电容电压全排序，不妨设排序结果为： $u_{c1} \leq u_{c2} \leq u_{c3} \leq \dots \leq u_{cN}$ 。
- 2) 电容电压的波动量预估为 $\Delta u_c = (i\Delta t)/C$ ， Δt 为控制器的采样周期。
- 3) 输入调制电压指令值为 u_{ref}^0 。
- 4) 判断桥臂电流 i 方向：正向充电转 5)，负向放电转 7)。
- 5) 判断是否需要继续投入子模块，若 $2u_{\text{ref}}^k \geq u_{c(k+1)} + \Delta u_c$ ，投入未投入子模块中电压最低的子模块 $u_{c(k+1)}$ ，否则结束。
- 6) 更新电压指令值 $u_{\text{ref}}^{k+1} = u_{\text{ref}}^k - u_{c(k+1)} - \Delta u_c$ ，转 5)。
- 7) 判断是否需要继续投入子模块，若 $2u_{\text{ref}}^k \geq$

$u_{c(N-k)} + \Delta u_c$, 投入未投入子模块中电压最高的子模块 $u_{c(N-k)}$, 否则结束。

8) 更新电压指令值 $u_{ref}^{k+1} = u_{ref}^k - u_{c(N-k)} - \Delta u_c$, 转 7)。

该电容电压均衡策略在保证阀级电容储能平衡的同时, 屏蔽了桥臂电流对于阀段输出电压的影响, 使得阀段输出电压尽可能跟踪调制电压指令值。因此, 阀段的正负序交流电压、零序交流电压、直流电压、桥臂环流电压可分别调制, 解耦等效电路如图 4 所示。值得注意的是, 采用 NLM 电压优化调制策略后, 直流电压与电容电压的共模零序分量之间不再满足确定的线性关系: $u_{cir0} = Nu_{\Sigma 0}$, 因为同一相单元投入的子模块数量之和不为 N 。

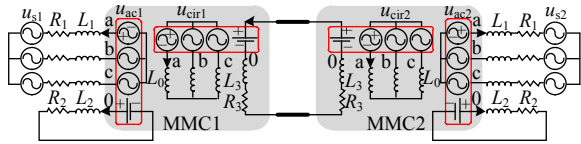


图 4 MMC 解耦等效电路

Fig. 4 Decoupling equivalent circuit of MMC

NLM 电压优化调制策略相比于常规 NLM 调制策略, 时间复杂度与空间复杂度相同, 两者的控制效果对比如图 5 所示。在 1.0s 时切换 NLM 电压优化调制策略, 环流电压与正负序交流电压、直流电压解耦, 三相环流大幅减少。根据调制逻辑, 环流电压大小远小于待投切的子模块电容电压值, 实际中桥臂子模块的个数有限, 子模块电容电压值不会无限小, 因此会出现微小的环流波动。

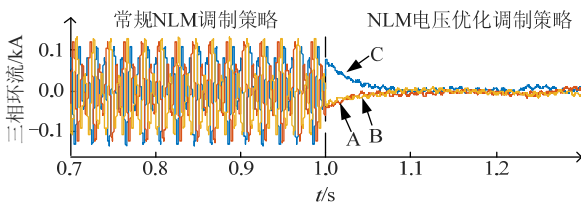


图 5 两种调制策略的控制效果对比图

Fig. 5 Comparison of two modulation strategies

2.2 基于比例积分多谐振的内环控制器

为实现桥臂电流的无静差跟踪, 即保证桥臂电流的质量, 采用比例积分多谐振 (proportional integral multi-resonant, PIMR) 控制器^[21], 依赖 PIMR 控制器, 可以为外环控制器提供多种信号的内模, 包括直流电流信号和多种频率的正弦电流信号。

PIMR 控制器由一个比例控制器并联一个重复控制器组成。其开环传递函数如式(16)所示。比例控制器改善了系统的稳定性和响应速度, 重复控

制器使电流反馈值无差跟踪电流参考值^[22]。

$$G_{PIMR}(s) = K_p + \frac{K_r e^{-sT}}{1 - e^{-sT}} = \left(K_p - \frac{K_r}{2}\right) + \frac{K_r}{sT} + \frac{2K_r}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{s}{s^2 + (n\omega_0)^2} \quad (16)$$

式中: K_p 为比例增益; K_r 为重复控制器增益; ω_0 为工频。

由于延时环节 e^{-sT} 难以用模拟器件实现, 所以 PIMR 采用离散的数字形式实现。其离散控制框图如图 6 所示。 $P(z)$ 为系统模型; $Q(z)$ 为内模滤波器, 通常选择小于 1 的常数或者零相位低通滤波器; $S(z)$ 为前馈补偿环节, 对系统 $P(z)$ 和低通滤波环节进行补偿, 提高控制系统稳定性; $U(z)$ 为输入量。电流参考值 i^{ref} 与电流反馈值 i_g 做差后, 经 PIMR 控制器, 输出电压指令值。

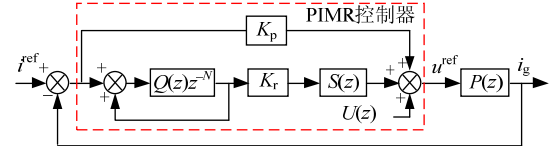


图 6 PIMR 控制器离散控制框图

Fig. 6 Discrete control block diagram of PIMR controller

根据式(8)的系统模型, 本节设计了正负序电流桥臂环流、直流电流的内环控制器, 控制框图如图 7 所示, 图中, f_0 为数字控制器的采样频率, 本文采用的采用频率为 10kHz。”

根据内模原理, 该内环控制器需要输入多种信号的电流参考值, 包括直流电流信号、基频正弦电流信号以及多倍频的正弦电流信号。因此, 控制器跟踪给定参考值的电流信号, 同时可消除

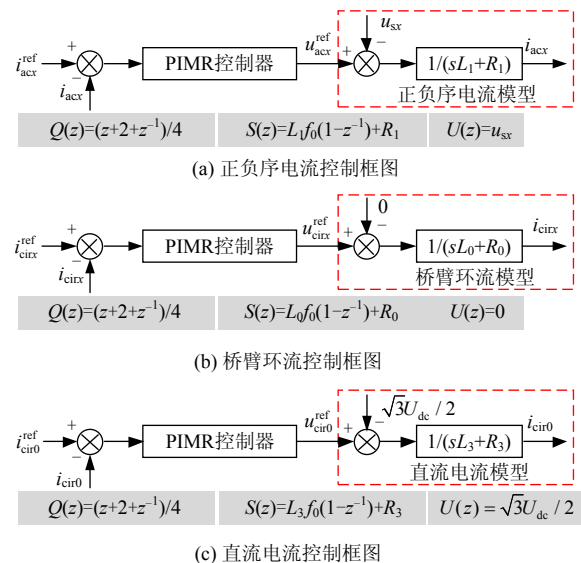


图 7 基于 PIMR 的内环控制框图

Fig. 7 Block diagram of inner loop control based on PIMR controller

参考值缺省为零的电流信号,实现电流的高性能控制。

2.3 综合功率外环控制器

为抑制不对称工况下MMC不平衡的储能分布以及电容电压不对称的充电功率,本节设计了综合功率外环控制器,由差模功率控制器和共模功率控制器组成。

由式(14)、(15)可知,共模功率传递换流站间和相间的能量,差模功率传递上下桥臂间的能量。因此,调制共模功率和差模功率可实现对桥臂电容储能的分布式管理。本文将不平衡的能量分布经过增益后作为预估的共模功率和差模功率指令值,计算过程见式(17)、(18)。

$$\begin{bmatrix} p_{\Sigma 0}^{\text{ref}} & p_{\Sigma \alpha}^{\text{ref}} \\ / & p_{\Sigma \beta}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = -k_{\Sigma} \begin{bmatrix} u_{\Sigma 0}^2 - 3(u_c^{\text{ref}})^2 & u_{\Sigma \alpha}^2 - 0 \\ / & u_{\Sigma \beta}^2 - 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中: $p_{\Sigma 0}^{\text{ref}}$ 、 $p_{\Sigma x}^{\text{ref}}$ ($x=\alpha, \beta$) 为共模有功功率指令值; k_{Σ} 为共模功率增益; u_c^{ref} 为子模块电容电压额定值。

$$\begin{bmatrix} p_{\Delta 0}^{\text{ref}} & p_{\Delta \alpha}^{\text{ref}} \\ / & p_{\Delta \beta}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = -k_{\Delta} \begin{bmatrix} u_{\Delta 0}^2 - 0 & u_{\Delta \alpha}^2 - 0 \\ / & u_{\Delta \beta}^2 - 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中: $p_{\Delta 0}^{\text{ref}}$ 、 $p_{\Delta x}^{\text{ref}}$ ($x=\alpha, \beta$) 为差模有功功率指令值; k_{Δ} 为差模功率增益。

为保证桥臂电流的质量,考虑以下情况:

1) 为了实现交流线路功率传输最大的同时使保护不发生误动作^[9],可将交流电流的负序分量消除,即 $I_{ac} = I_{ac}^+$, 上标'+1'表示基频正序分量;

2) 由于星型接地电感 L_{s0} 非常大,可将桥臂电流的网侧零序分量视为零,即 $I_{ac0} = 0$;

3) 为限制桥臂环流的大小及平衡桥臂电容充电功率,本文将除基频负序和直流以外的电流分量消除,即 $I_{cir} = I_{cir}^- + \sqrt{2} I_{cir}^0 / 2$, 上标'-1'表示基频负序分量。因为桥臂环流等效回路近似为纯电感回路,根据 $\alpha\beta$ 坐标系内在关系,有: $[u_{cir\alpha}^- \ u_{cir\beta}^-] = \omega_0 L_0 [i_{cir\beta}^- \ i_{cir\alpha}^-]$ 。

2.3.1 共模功率控制器

式(14)经过化简可得:

$$\begin{cases} u_{cir0} \begin{bmatrix} i_{cir0} \\ / \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} p_{\Sigma 0}^{\text{ref}} \\ / \end{bmatrix} = [U_{ac}^+] \begin{bmatrix} i_{ac\alpha}^+ \\ i_{ac\beta}^+ \end{bmatrix} \\ u_{cir0} \begin{bmatrix} i_{cir\alpha}^{\text{dc}} \\ i_{cir\beta}^{\text{dc}} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} p_{\Sigma \alpha}^{\text{ref}} \\ p_{\Sigma \beta}^{\text{ref}} \end{bmatrix} = [U_{ac}^-] \begin{bmatrix} i_{ac\alpha}^+ \\ -i_{ac\beta}^+ \end{bmatrix} \end{cases} \quad (19)$$

根据式(19),定功率换流站通过功率指令值 P_{ref} 和 Q_{ref} 计算正负序交流电流指令值 $i_{ac\alpha}^{\text{ref}}$ 和 $i_{ac\beta}^{\text{ref}}$, 来调节向交流电网输送平衡的有功功率及无功功

率;平衡的有功功率通过直流侧传输到另一端,计算直流侧电流指令值 i_{cir0}^{ref} ; 而不对称工况下出现的三相不平衡有功功率通过环流 $i_{cir\alpha}^{\text{dref}}$ 和 $i_{cir\beta}^{\text{dref}}$ 形成回路,在换流器内部被消纳,不会影响直流线路的功率传输。

定功率侧换流站共模功率控制策略的电流指令值计算如下:

$$\begin{cases} i_{ac\alpha}^{\text{ref}} = (u_{s\alpha}^+ P_{\text{ref}} + u_{s\beta}^+ Q_{\text{ref}}) / (2(u_{s\alpha}^+)^2 + 2(u_{s\beta}^+)^2) \\ i_{ac\beta}^{\text{ref}} = (u_{s\beta}^+ P_{\text{ref}} - u_{s\alpha}^+ Q_{\text{ref}}) / (2(u_{s\alpha}^+)^2 + 2(u_{s\beta}^+)^2) \\ i_{cir0}^{\text{ref}} = (u_{ac\alpha}^+ i_{ac\alpha}^+ + u_{ac\beta}^+ i_{ac\beta}^+ + p_{\Sigma 0}^{\text{ref}}) / u_{cir0} \\ i_{cir\alpha}^{\text{dref}} = (u_{ac\alpha}^- i_{ac\alpha}^+ - u_{ac\beta}^- i_{ac\beta}^+ + p_{\Sigma \alpha}^{\text{ref}}) / u_{cir0} \\ i_{cir\beta}^{\text{dref}} = (u_{ac\beta}^- i_{ac\alpha}^+ + u_{ac\alpha}^- i_{ac\beta}^+ + p_{\Sigma \beta}^{\text{ref}}) / u_{cir0} \end{cases} \quad (20)$$

定功率侧换流站共模功率控制器的控制框图如图8(a)和8(b)所示。图8(a)中增加了电压-功率下垂的二次控制,当检测到直流电压跌落时,定功率站主动减少向电网输送的功率,实现换流站之间的功率平衡。为避免控制器的响应过于灵敏,附加的下垂控制可设置一定的死区。

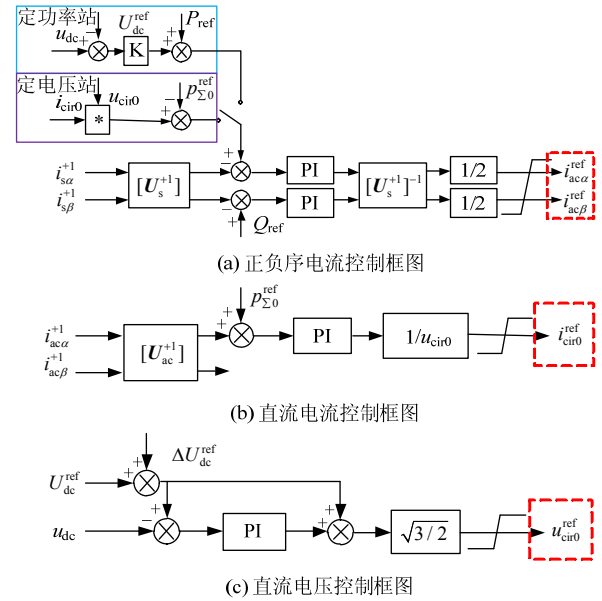


图8 共模功率外环控制框图

Fig. 8 Block diagram of common power outer loop controller

根据式(19),定电压换流站首先要求稳定直流电压,即 $u_{cir0} = \sqrt{3} U_{dc}^{\text{ref}} / 2$; 为将直流线路上的有功功率转换为三相平衡的交流有功功率输送,调节正负序交流电流指令值 $i_{ac\alpha}^{\text{ref}}$ 和 $i_{ac\beta}^{\text{ref}}$; 而三相不平衡有功功率通过环流 $i_{cir\alpha}^{\text{dref}}$ 和 $i_{cir\beta}^{\text{dref}}$ 形成回路,隔离直流线路。

则定电压侧换流站共模功率控制器的电流指令值计算如下:

$$\begin{cases} p_{\text{ref}} = u_{\text{cir}0} i_{\text{cir}0}^{\text{ref}} - p_{\Sigma 0}^{\text{ref}} \\ i_{\text{ac}\alpha}^{\text{ref}} = (u_{\text{sa}}^{+1} p_{\text{ref}} + u_{\text{sb}}^{+1} Q_{\text{ref}}) / (2(u_{\text{sa}}^{+1})^2 + 2(u_{\text{sb}}^{+1})^2) \\ i_{\text{ac}\beta}^{\text{ref}} = (u_{\text{sb}}^{+1} p_{\text{ref}} - u_{\text{sa}}^{+1} Q_{\text{ref}}) / (2(u_{\text{sa}}^{+1})^2 + 2(u_{\text{sb}}^{+1})^2) \\ i_{\text{cir}\alpha}^{\text{dcref}} = (u_{\text{ac}\alpha}^{-1} i_{\text{ac}\alpha}^{+1} - u_{\text{ac}\beta}^{-1} i_{\text{ac}\beta}^{+1} + p_{\Sigma\alpha}^{\text{ref}}) / u_{\text{cir}0} \\ i_{\text{cir}\beta}^{\text{dcref}} = (u_{\text{ac}\beta}^{-1} i_{\text{ac}\beta}^{+1} + u_{\text{ac}\alpha}^{-1} i_{\text{ac}\alpha}^{+1} + p_{\Sigma\beta}^{\text{ref}}) / u_{\text{cir}0} \end{cases} \quad (21)$$

定电压侧换流站共模功率控制器的控制框图如图 8(a)和 8(c)所示。常规调制策略中,当换流站功率不平衡时,直流电压的大小随电容电压的大小变化,因此图 8(c)中增加了直流电压的二次控制,以模拟定电压站交流侧和直流侧功率不平衡时,直流电压传递功率信号的特点。

2.3.2 差模功率控制器

化简式(15),可得

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} p_{\Delta 0}^{\text{ref}} \\ / \end{bmatrix} - u_{\text{ac}0} \begin{bmatrix} i_{\text{cir}0} \\ / \end{bmatrix} = [U_{\text{ac}}^{-1}] \begin{bmatrix} i_{\text{cir}\alpha}^{-1} \\ i_{\text{cir}\beta}^{-1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} p_{\Delta\alpha}^{\text{ref}} \\ p_{\Delta\beta}^{\text{ref}} \end{bmatrix} - u_{\text{ac}0} \begin{bmatrix} i_{\text{cir}\alpha}^{\text{dc}} \\ i_{\text{cir}\beta}^{\text{dc}} \end{bmatrix} = [U_{\text{eq}}^{+1}] \begin{bmatrix} i_{\text{cir}\alpha}^{-1} \\ -i_{\text{cir}\beta}^{-1} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (22)$$

式中: $u_{\text{eq}\alpha}^{+1} = u_{\text{ac}\alpha}^{+1} - \omega_0 L_0 i_{\text{ac}\beta}^{+1}$; $u_{\text{eq}\beta}^{+1} = u_{\text{ac}\beta}^{+1} + \omega_0 L_0 i_{\text{ac}\alpha}^{+1}$ 。

同理,为了使预估的差模有功功率有流通的回路,换流站差模功率控制器的电流指令值计算如下:

$$\begin{cases} u_{\text{ac}0}^{\text{ref}} = (p_{\Delta 0}^{\text{ref}} - u_{\text{ac}\alpha}^{-1} i_{\text{cir}\alpha}^{-1} - u_{\text{ac}\beta}^{-1} i_{\text{cir}\beta}^{-1}) / i_{\text{cir}0} \\ p_{\alpha\text{ref}} = p_{\Delta\alpha}^{\text{ref}} - u_{\text{ac}0}^{\text{dc}} i_{\text{cir}\alpha}^{\text{dc}} \\ p_{\beta\text{ref}} = p_{\Delta\beta}^{\text{ref}} - u_{\text{ac}0}^{\text{dc}} i_{\text{cir}\beta}^{\text{dc}} \\ i_{\text{cir}\alpha}^{\text{aref}} = (u_{\text{eq}\alpha}^{+1} p_{\alpha\text{ref}} + u_{\text{eq}\beta}^{+1} p_{\beta\text{ref}}) / ((u_{\text{eq}\alpha}^{+1})^2 + (u_{\text{eq}\beta}^{+1})^2) \\ i_{\text{cir}\beta}^{\text{aref}} = (u_{\text{eq}\beta}^{+1} p_{\alpha\text{ref}} - u_{\text{eq}\alpha}^{+1} p_{\beta\text{ref}}) / ((u_{\text{eq}\alpha}^{+1})^2 + (u_{\text{eq}\beta}^{+1})^2) \end{cases} \quad (23)$$

换流站差模功率外环控制器的控制框图如图 9 所示。

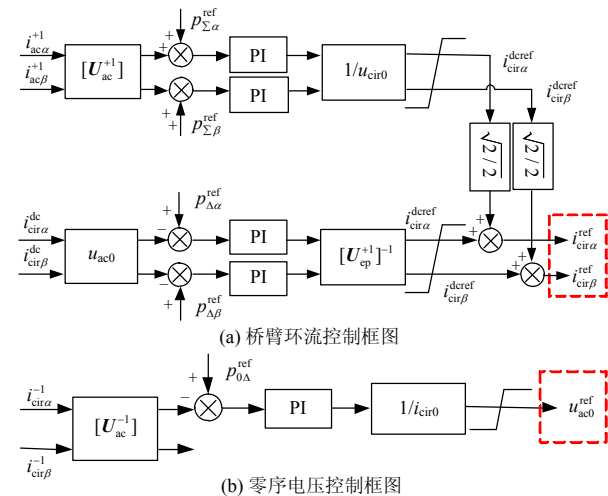


图 9 差模功率外环控制框图

Fig. 9 Block diagram of differential power outer loop controller

定功率站和定电压站分别附加了有功功率和直流电压的二次控制后,直流线路的电压—功率特性如图 10 所示。在电压死区 $[U_{\text{dzl}}, U_{\text{dzh}}]$ 的范围内,定电压站整定直流线路额定电压 $U_{\text{dz}0}$,定功率站整定直流功率于点 A。当定功率站发生潮流阶跃或交流侧故障,为维持站内电容储能稳定,其输送的直流功率沿线 AB 变化。当定电压站发生交流侧故障,为保障换流器稳定运行,需要定电压站判断故障持续时刻,在故障持续时间内整定直流电压修正量,使直流线路越过电压死区,定功率站沿线 AC 减小有功功率的输送。

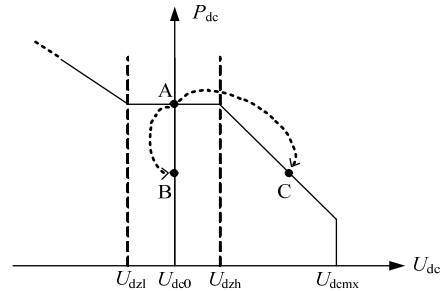


图 10 下垂控制下直流线路的电压—功率特性

Fig. 10 Voltage-power characteristics of HVDC transmission line based on droop control

为区分定电压换流站的不同运行工况,定义: ξ_{pac} 为交流出力因子,以判断换流站交流侧与直流侧是否功率平衡,其中 P_{ac} 由交流侧功率以及预估的共模功率指令值 $p_{\Sigma 0}^{\text{ref}}$ 两部分组成; ξ_{pdc} 为直流出力因子,描述直流线路是否处于额定运行; ξ_{U} 为直流电压因子,描述直流线路电压是否被修正。

$$\begin{cases} \xi_{\text{pac}} = P_{\text{ac}} / P_{\text{dc}} \\ \xi_{\text{pdc}} = P_{\text{dc}} / P_{\text{dc}0} \\ \xi_{\text{U}} = U_{\text{dc}} / U_{\text{dc}}^{\text{ref}} \end{cases} \quad (24)$$

如图 11 所示,对称工况下,换流站稳定运行于点 a,直流电压及功率额定。发生故障后,交流出力减小,定电压站修正直流电压,电压因子增

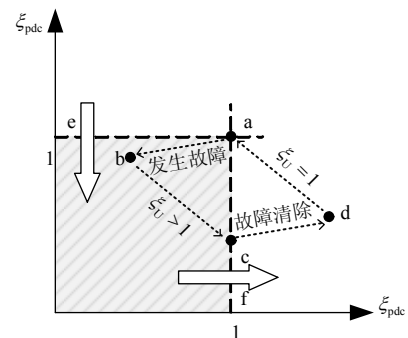


图 11 不对称工况下定电压换流站的运行点

Fig. 11 Operating point of voltage regulating station under asymmetric grid conditions

大,定功率站进入电压-功率下垂控制,直流线路功率降低,直至定电压站两侧再次功率平衡,由故障点 b 重新稳定运行于点 c。故障清除后,交流出力因子增大,定电压站清除直流电压的修正,两站重新恢复额定运行点 a。

图 11 中阴影区域为故障持续时间内定电压站的运行区间,因此,将运行点从边 ae 进入阴影区域时刻判定为故障发生时刻,启动直流电压的修正,修正量大小如式(25)所示;将运行点从边 af 出阴影区域时刻判定为故障清除时刻,清除直流电压的修正,定功率站开始恢复额定运行。

$$\Delta U_{dc}^{ref} = \frac{P_{dc0}}{K} (1 - \xi_{pac}) + \frac{R_{ln} I_0^2}{K} (1 - \frac{\xi_{pac}^2}{\xi_U^2}) + R_{ln} I_0 (1 - \frac{\xi_{pac}}{\xi_U}) \quad (25)$$

式中: K 为定功率站下垂系数; R_{ln} 为直流线路等效电阻。等式右边第一项为定功率换流站下垂控制的反函数,第二项为直流线路的功率损耗补偿项,第三项为直流线路电压损耗的补偿项。

3 仿真分析

3.1 仿真条件

在 PSCAD/EMTDC 平台下搭建如图 2 所示的双端 MMC-HVDC 输电系统,以验证本文所提控制策略的合理性。主要参数如表 1 所示。

表 1 仿真系统主要参数

Tab. 1 Main parameters of the simulation system

项目	参数	项目	参数
直流电压/kV	500	联结变压器变比/kV	525/200
子模块电容器/ μ F	0.015	变压器额定容量/MW	1000
桥臂子模块个数 N	226	变压器漏抗/pu	0.19
桥臂等效电感/H	0.075	网侧等效电感/H	0.03
桥臂等效电阻/ ω	0.01	网侧等效电阻/ ω	0.8
共模增益 k_2	30	直流线路等效电感/H	0.08
差模增益 k_A	100	直流线路等效电阻/ ω	0.9

正常运行时,定功率站的有功功率设定为 700MW,无功功率 100MVar;定电压站直流电压设定为 500kV,无功功率 0MVar。子模块电容电压额定值定功率站为 2.26kV,定电压站为 2.21kV。图 12 为正常运行下潮流阶跃的仿真波形,定功率站 4.0s 有功功率参考值阶跃至 500MW,4.3s 恢复至 700MW。

3.2 仿真算例 1

设定功率站 6.0s 变压器网侧 PCC 点发生 A 相接地故障,6.3s 故障清除。图 13 为故障下两站的

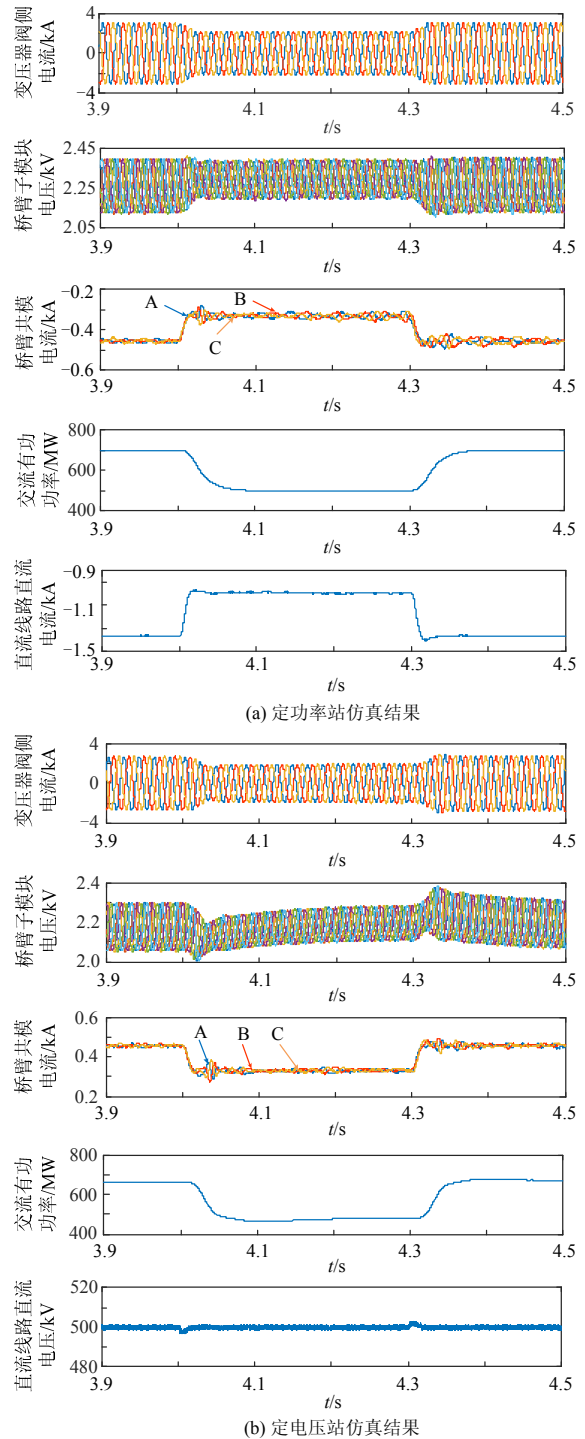
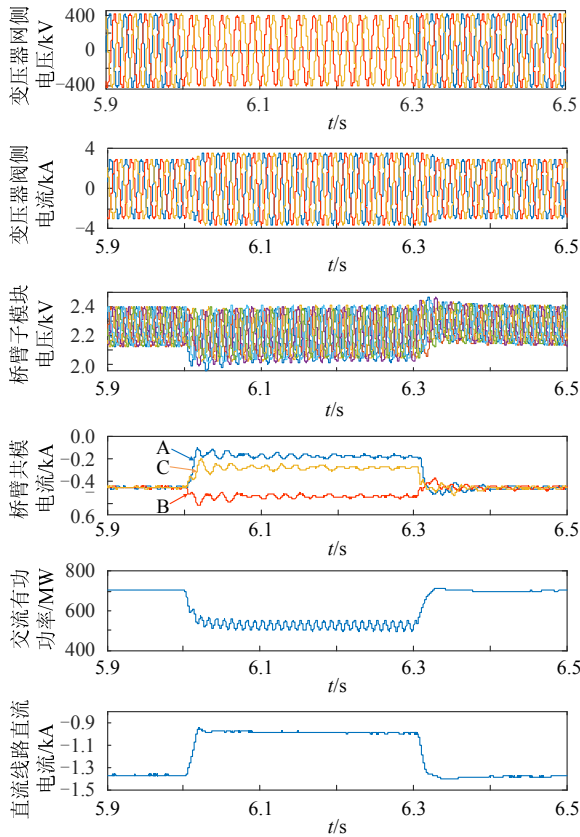


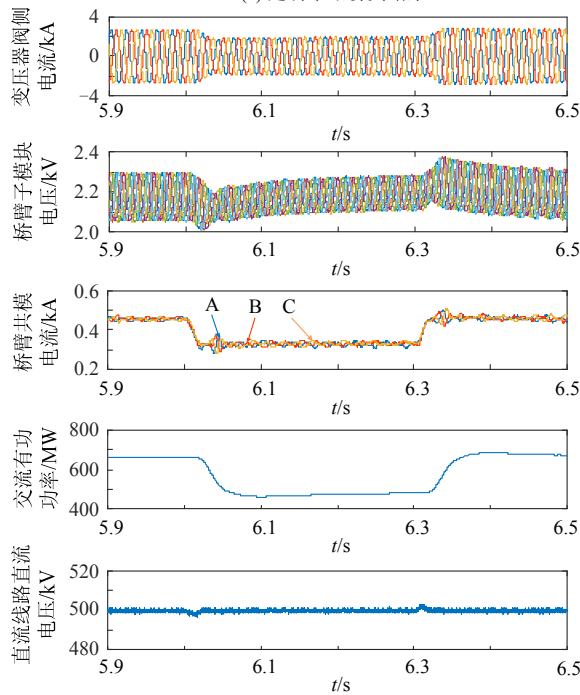
图 12 正常运行下潮流阶跃的仿真波形

Fig. 12 Simulation waveform of power step under symmetrical grid conditions

仿真波形。不对称故障下,定功率站网侧正序电压跌落,交流电流在控制器作用下保持三相对称,幅值达到限幅(稳定工况下的 1.2 倍),相应的三相平衡有功功率直流分量减少,即通过直流线路传输到定电压站的有功功率减小。由式(14)、(15)可知,由于负序电压与正序电流的作用,交流侧有功功率出现波动的二倍频分量和不平衡的直



(a) 定功率站仿真结果



(b) 定电压站仿真结果

图 13 定功率站单相接地故障下的仿真波形

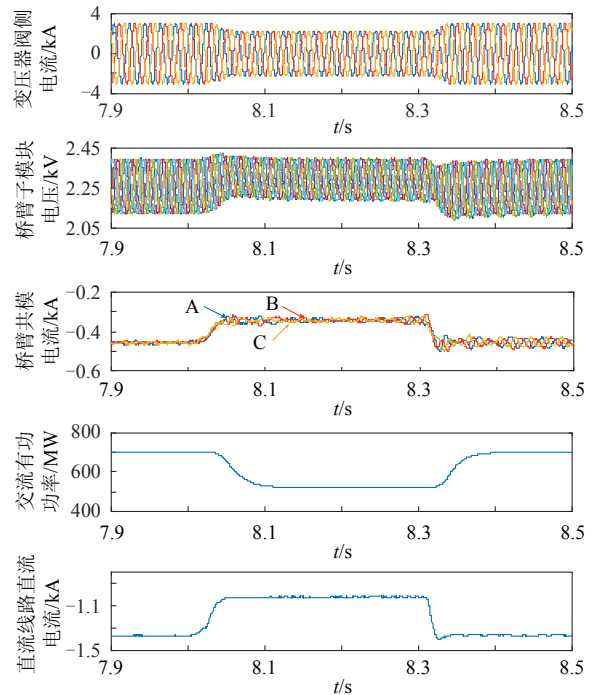
Fig. 13 Simulation waveform during single-line-to-ground fault in power dispatching station

流分量，其中直流分量和预估的正负序共模功率指令值通过不平衡的直流环流形成回路，以保障直流线路传输稳定的有功功率，而各桥臂子模块受二倍频功率充放电的影响，三相共模电容电压

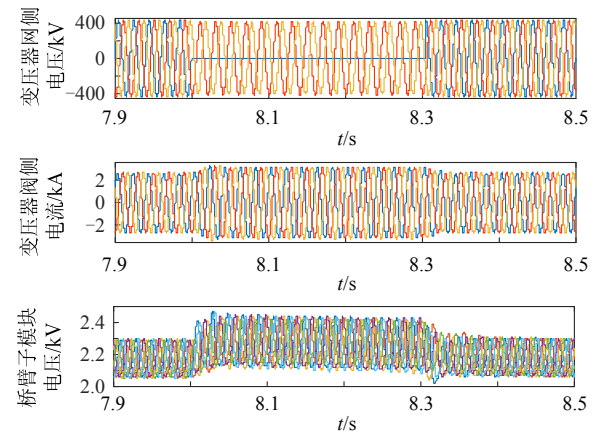
出现二倍频的波动。定功率站将故障限制在换流站内，阻止了故障向直流线路传递，因此在交流侧发生不对称故障后，直流线路和定电压换流站的运行特性与潮流阶跃工况下相同。

3.3 仿真算例 2

设定电压站 8.0s 网侧 PCC 点发生 A 相接地故障，8.3s 故障清除。图 14 为故障下两站的仿真波形。故障发生后，定电压站交流因子出力增大，直流电压在修正控制的作用下逐渐提升直至换流站功率平衡到达新稳态，修正后的直流电压与式(25)计算值一致，约为 509kV。由于直流电压越过死区以及功率下垂至稳定值需要一定的响应时间，因此两站对故障的响应有一定的延迟。故障穿越期间，定电压站换流器内部的运行特性和定功率站故障相同，故障被限制在定电压换流站内部，使得定功率站的运行特性和潮流阶跃相同。



(a) 定功率站仿真结果



(b) 定电压站仿真结果

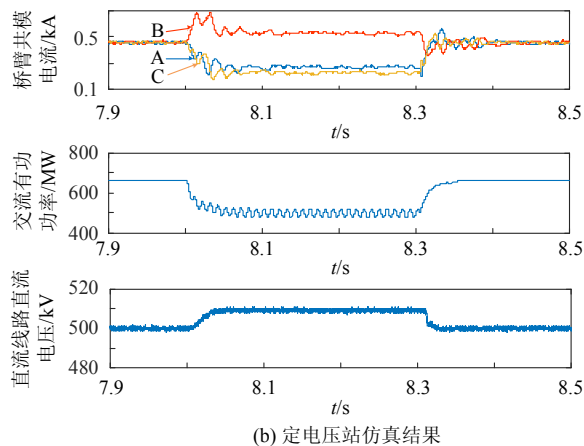


图 14 定电压站单相接地故障下的仿真波形

Fig. 14 Simulation waveform during single-line-to-ground fault in voltage regulating station

4 结论

实现不对称工况下模块化多电平换流器的故障穿越是保证直流输电系统良好运行性能和提高稳定性的必要条件。本文通过调控换流器内部各个桥臂的出力和换流器子模块电容的分布式能量管理策略,实现抑制直流侧功率振荡及系统持续稳定运行的目的,主要结论如下:

1) 当交流系统电压出现不对称时,不平衡的共模功率将改变相单元间的能量分布,不平衡的差模功率将改变上下桥臂间的能量分布,能量的改变将引起子模块电容电压的不平衡,进而引起直流线路的功率波动。本文通过预估共差模功率将电容的能量分布视为内部的功率源,在功率调制的同时实现能量管理。

2) 换流器阀段在有功功率传输路径中作为串联储能中间元件,在无功率传输路径中作为电源或负荷终端。为指定共差模功率各分量流通的路径,本文提出的 NLM 电压优化策略以及基于 PIMR 的内环控制环节,提高了换流器的控制能力,保证了桥臂电流各分量的质量,是实现子模块分布式电容能量管理的关键。

3) 与定功率侧换流站不同,定电压侧换流站的故障穿越策略需要定功率站的协调配合。本文根据交流出力因子和直流出力因子判断故障持续时间和计算直流电压修正量,实现直流电压传递功率信号的目的。

4) 本文所提的故障穿越策略,可以实现将故障引起的功率不平衡限制在故障侧换流站内部,故障侧换流器仍保持良好的运行性能。同时保障直流线路及对侧换流站的稳定运行,运行工况与潮流阶

跃工况下相同。

参考文献

- [1] 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).
- [2] 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).
- [3] Lesnicar A, Marquardt R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range[C]//2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings. Bologna, Italy: IEEE, 2003.
- [4] Perez M A, Bernet S, Rodriguez J, et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 4-17.
- [5] Shi Xiaojie, Wang Zhiqiang, Liu Bo, et al. Steady-state modeling of modular multilevel converter under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 7306-7324.
- [6] Guan Minyuan, Xu Zheng. Modeling and control of a modular multilevel converter-based HVDC system under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(12): 4858-4867.
- [7] 王振浩, 张震, 李国庆. 基于补偿原理的 MMC-HVDC 系统不对称故障控制策略[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(17): 94-100.
Wang Zhenhao, Zhang Zhen, Li Guoqing. An unbalanced fault control strategy for MMC-HVDC system based on compensation principle[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(17): 94-100(in Chinese).
- [8] Tu Qingrui, Xu Zheng, Chang Yong, et al. Suppressing DC voltage ripples of MMC-HVDC under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2012, 27(3): 1332-1338.
- [9] Shi Xiaojie, Wang Zhiqiang, Liu Bo, et al. Characteristic investigation and control of a modular multilevel converter-Based HVDC system under single-line-to-ground fault conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 408-421.
- [10] Moon J W, Park J W, Kang D W, et al. A control method of HVDC-modular multilevel converter based on arm current under the unbalanced voltage condition[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(2): 529-536.
- [11] 王广柱, 孙常鹏, 刘汝峰, 等. 基于桥臂电流控制的模块化多电平变换器综合控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(2): 458-464.

Wang Guangzhu, Sun Changpeng, Liu Rufeng, et al. Modular multilevel converter control strategy based on arm current control[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(2): 458-464(in Chinese).

[12] Rodriguez P, Timbus A V, Teodorescu R, et al. Independent PQ control for distributed power generation systems under grid faults[C]//Proceedings of the 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics. Paris, France: IEEE, 2006.

[13] Moon J W, Kim C S, Park J W, et al. Circulating current control in MMC under the unbalanced voltage[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(3): 1952-1959.

[14] 孔明, 汤广福, 贺之渊, 等. 不对称交流电网下 MMC-HVDC 输电系统的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(28): 41-49.

Kong Ming, Tang Guangfu, He Zhiyuan, et al. A control strategy for modular multilevel converter based HVDC of unbalanced AC systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(28): 41-49(in Chinese).

[15] Li Shaohua, Wang Xiuli, Yao Zhiqing, et al. Circulating current suppressing strategy for MMC-HVDC based on nonideal proportional resonant controllers under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 387-397.

[16] Riar B S, Madawala U K. Decoupled control of modular multilevel converters using voltage correcting modules [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 690-698.

[17] 董鹏, 蔡旭, 吕敬. 不对称交流电网下 MMC-HVDC 系统的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(16): 4646-4657.

Dong Peng, Cai Xu, Lv Jing. Control strategy of MMC-HVDC system under asymmetric AC grid conditions

[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(16): 4646-4657(in Chinese).

[18] 欧朱建, 王广柱. 电网电压不对称工况下模块化多电平变换器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(1): 258-265.

Ou Zhujian, Wang Guangzhu. Modular multilevel converter control strategy under unbalanced grid condition [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(1): 258-265(in Chinese).

[19] Lizana R, Perez M A, Bernet S, et al. Control of arm capacitor voltages in modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1774-1784.

[20] Perez M A, Arancibia D, Kouro S, et al. Modular multilevel converter with integrated storage for solar photovoltaic applications[C]//Proceedings of the 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Vienna, Austria: IEEE, 2013.

[21] 赵强松. 新型比例积分多谐振控制及其并网逆变器应用研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2016.

Zhao Qiangsong. Multi-resonant control scheme and its application in grid-connected inverter[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2016(in Chinese).

[22] 梁莹玉, 刘建政. 谐波和不对称电网电压下 MMC-HVDC 桥臂电流控制策略[J]. 电网技术, 2018, 42(8): 2494-2502.

Liang Yingyu, Liu Jianzheng. Arm current control strategy for MMC-HVDC under harmonic and unbalanced grid voltages[J]. Power System Technology, 2018, 42(8): 2494-2502(in Chinese).

附录 A

MMC-HVDC 的控制系统如图 A1 和图 A2 所示。

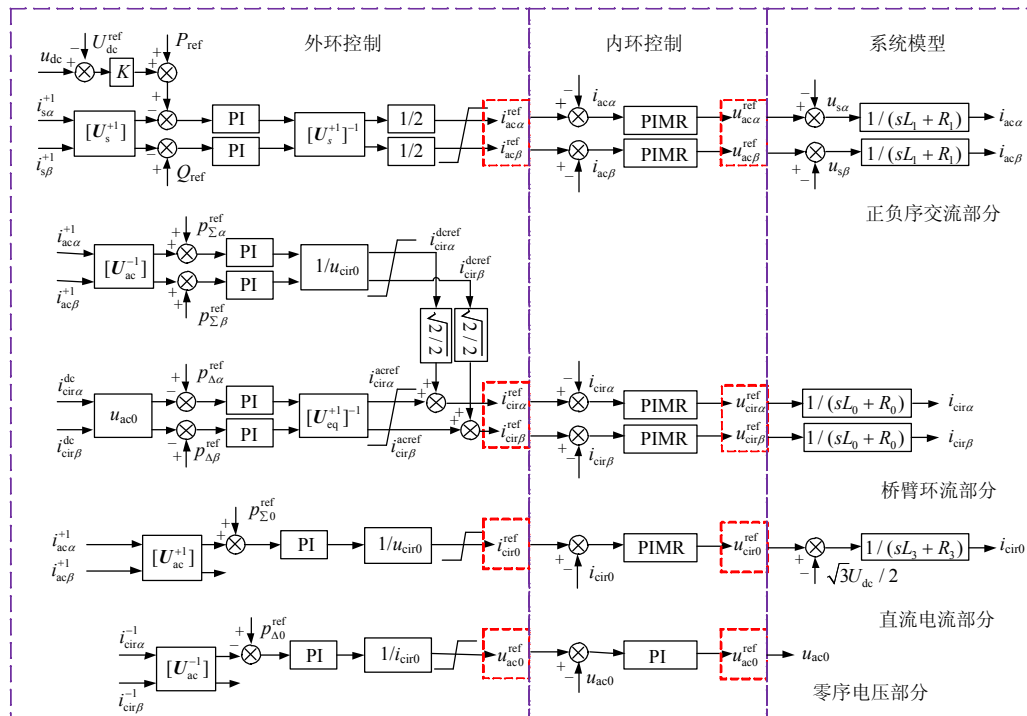


图 A1 定功率站控制框图

Fig. A1 Block diagram of power dispatching station

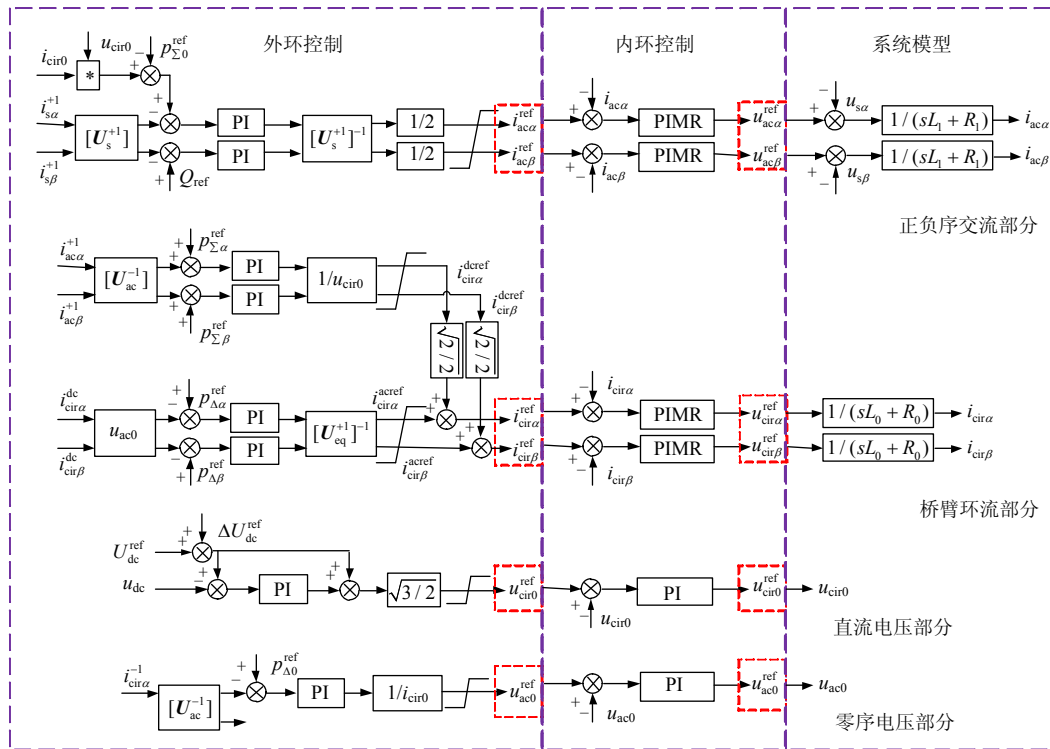


图 A2 定电压站控制框图

Fig. A2 Block diagram of voltage regulating station



喻建瑜

在线出版日期: 2020-02-25。

收稿日期: 2019-05-14。

作者简介:

喻建瑜(1995), 男, 工学硕士, 研究方向为柔性直流输电控制保护技术, yujianyu3210@163.com;

刘崇茹(1977), 女, 教授, 博士, 从事交直流混合系统的分析与仿真、运行与控制的科研与教学工作, chongru.liu@ncepu.edu.cn。

(责任编辑 邱丽萍)

Fault Ride-through Control Strategy of MMC-HVDC System Under Asymmetric Grid Conditions

YU Jianyu, LIU Chongru, WANG Jiecong
(North China Electric Power University)

KEY WORDS: modular multilevel converter; distributed capacitor; asymmetrical fault; fault ride-through;

The nonlinear coupling characteristic of modular multilevel converter (MMC) results in power oscillation under asymmetric conditions. A fault ride-through strategy based on average model of MMC system was proposed in this paper.

The bridge arm current contains many types of currents in the $\alpha\beta 0$ coordinate, it can be decoupled by the common/difference phase mode transformation. And the decoupling equivalent circuit of DC current, bridge arm circulating current, dual-sequence(positive and negative sequence) current, and zero sequence current can be obtained, such as Fig.1 shows.

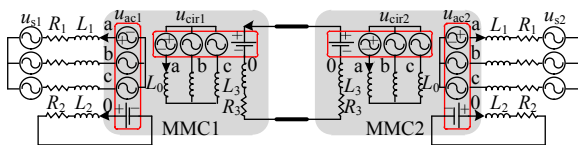


Fig. 1 Decoupling equivalent circuit of MMC

In order to describe the unbalanced energy distribution caused by the unbalanced power of capacitor charging and discharging, the mathematical model established is shown in Eq. (1). The unbalanced common power will change the energy distribution between the phase units, and the unbalanced differential power will change the energy distribution between the upper and lower bridge arms, which in turn leads to power fluctuations in the DC line.

$$\begin{cases} [S_{\Sigma}] = [U_{cir}] [I_{cir}] + [U_{cir}^{dc}] [I_{cir}^{dc}] - [U_{ac}] [I_{ac}] - [U_{ac}^{dc}] [I_{ac}^{dc}] \\ [S_{\Delta}] = [U_{ac}] [I_{cir}] + [U_{ac}^{dc}] [I_{cir}^{dc}] - [U_{cir}] [I_{ac}] - [U_{cir}^{dc}] [I_{ac}^{dc}] \end{cases} \quad (1)$$

There are only two dimensions in the classic dual-sequence current controller. Through decoupling the bridge arm current, the controller has more freedom to deal with unbalanced power caused by asymmetric AC fault. The unbalanced power can be consumed inside the converter instead of propagating to the DC side. The proposed control strategy is divided into three parts: nearest level modulation strategy based on voltage optimization, inner loop control strategy based on proportional integral multi-resonance, and differential/common power outer loop control strategy.

By realizing the energy management for distributed capacitor, capacitor voltages of each valve, each bridge arm, each phase unit and each converter are balanced. And it improves the stability of HVDC system under asymmetric conditions.

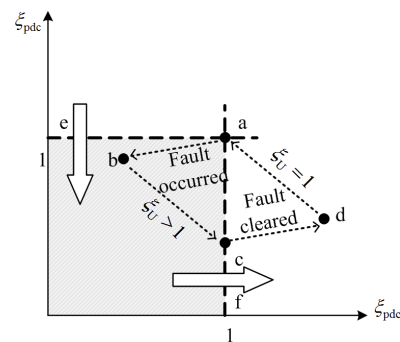


Fig. 2 Operating point of voltage regulating station under asymmetric grid conditions

After the secondary control of active power and DC voltage is added to the controller, it is necessary to use Fig.2 to determine the duration of the fault and calculate the DC voltage correction, when voltage regulating station fault occurs. In this way, the DC voltage crosses the dead zone, and the power dispatching station reduces active power until the steady state.

As shown in Fig. 3, the simulation results for the proposed strategy indicate that the characteristics of the non-faulty side converter are the same as those under the power flow step condition, and the faulty side converter still maintains good performance.

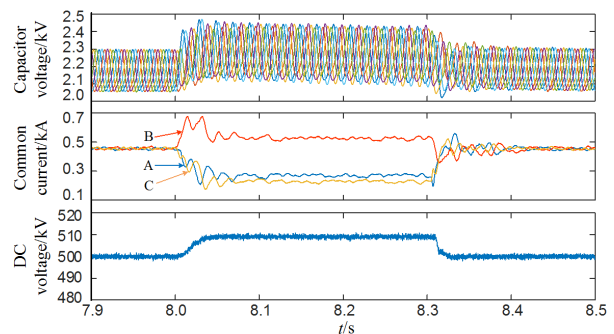


Fig. 3 Simulation waveform during single-line-to-ground fault in voltage regulating station