

DOI: 10.7667/PSPC151192

三相串联 MMC 直流换流站在交流故障下的控制策略研究

王春义¹, 郝全睿², 高峰², 曹相阳¹, 孔鹏¹

(1. 国网山东省电力公司, 山东 济南 250000;

2. 电网智能化调度与控制教育部重点实验室(山东大学电气工程学院), 山东 济南 250061)

摘要: 三相串联 MMC 将三个单相 MMC 串联, 在承受相同直流电压的情况下, 相比传统的三相并联 MMC, 可以减少三分之一的开关器件, 造价更低, 但三相串联 MMC 在不平衡交流电压下的控制保护是一个难题。推导了静止 α - β 坐标系下的交流侧有功功率平衡方程, 通过平衡各单相 MMC 交流侧的有功功率实现交流故障下的直流侧均压, 该策略可以根据故障的严重程度自动调整换流器交流故障下的功率输送。此外, 提出了静止 α - β 坐标系下防止换流器过电流的参考电流整定方法。构建了基于比例谐振控制器的总体控制框图。最后, 在 PSCAD/EMTDC 中搭建了三相串联 MMC 换流站仿真模型, 对交流电网单相和两相接地故障进行了仿真验证。仿真结果表明: 三相串联 MMC 换流站在所提的控制策略下具有良好的故障穿越能力。

关键词: 高压直流输电; 模块化多电平换流器; 单相接地短路; 静止 α - β 坐标系; 比例谐振控制器

Control of three-phase series-connected MMC based HVDC station under unbalanced grid conditions

WANG Chunyi¹, HAO Quanrui², GAO Feng², CAO Xiangyang¹, KONG Peng¹

(1. State Grid Shandong Electric Power Company, Jinan 250000, China; 2. Key Laboratory of Power System Intelligent Dispatch and Control of Ministry of Education (Department of Electrical Engineering, Shandong University), Jinan 250061, China)

Abstract: Three-phase series-connected MMC (SC-MMC) is constructed by connecting three single-phase MMC in series. Compared with conventional three-phase parallel-connected MMC, the number of semiconductor switches is reduced by one third with the assumption to withstand the same DC voltage. However, the operation of SC-MMC under unbalanced grid conditions remains a key issue. This paper derives the AC power balance equations based on stationary α - β frame, which equalizes the AC power of each phase to balance the DC-side voltages and enables to adjust the transmitted power according to the severity of AC faults. In addition, this paper presents the method based on stationary α - β frame to protect SC-MMC from over-current. Besides, the overall control scheme based on the proportional resonant controller is proposed. Finally, the SC-MMC model is established and the simulation of single-line and double-line to ground faults are both performed in PSCAD/EMTDC. The simulation result proves that SC-MMC has very good AC fault ride-through ability with the proposed control strategy.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51507093), Natural Science Foundation of Shandong Province (No. ZR2014EEQ033), and Chinese Postdoctoral Fund (No. 2015M572029).

Key words: high voltage direct current (HVDC); modular multilevel converter (MMC); single line to ground fault (SLG); stationary α - β frame; proportional resonant controller (PR)

0 引言

模块化多电平换流器(MMC)的概念由慕尼黑国防联合大学的 Marquardt 教授于 2002 年提出并应

用于直流输电 (High Voltage Direct Current, HVDC) 领域^[1]。与传统的电压源型换流器 (VSC) 拓扑结构相比, MMC 具有以下优点: 输出电压波形谐波含量小; 损耗小, 其开关频率仅为基频的 2~3 倍; 具有良好的封装性和扩展性; 直流侧故障对换流器冲击小等^[2-6]。基于其一系列优点, MMC 迅速被工业界应用到 MMC-HVDC 领域, 并被推广到多端 MMC-HVDC 领域^[7-9]。但是, 高昂的造价是 MMC

基金项目: 国家自然科学基金资助(51507093); 山东省自然科学基金资助(ZR2014EEQ033); 中国博士后基金资助(2015M572029)

的一个劣势^[10]。在承受相同的直流电压情况下, 采用半 H 桥型模块(Half Bridge Sub-Module, HBSM)的 MMC 开关元器件数目是传统两电平 VSC 的二倍, 而采用全 H 桥型模块 (Full Bridge Sub-Module, FBSM)的 MMC 开关器件数目则是传统两电平 VSC 的四倍。

传统的换流器采用三相并联的拓扑, 当三相并联换流器接入直流线路时, 三组桥臂均承受整个直流电压。为了减少换流器的元件数目以降低 HVDC 换流站造价, ABB 的 Asplund 于 2009 年提出了一种三相串联的换流器概念, 其将三个单相换流器直流侧串联起来承受整个直流电压, 每相换流器仅承受整个直流电压的三分之一^[11]。与传统的三相并联拓扑结构相比, 三相串联换流器只有两组桥臂承受整个直流电压。文献[12-15]也根据这一思想提出了基于三相串联的 HVDC 换流器拓扑结构。文献[15]提出了三相串联 MMC 的拓扑结构, 并对其基本的运行原理和等效模型进行了简要分析。文献[16]对三相串联 MMC 的谐波抑制策略和同步旋转坐标系下的控制策略进行了研究。

目前绝大多数 VSC 采用 $d-q$ 旋转坐标系下的双矢量控制处理交流故障, 利用 PI 控制器实现对正负序电流的无静差控制。双矢量控制需要正负序 2 套旋转坐标系, 4 个 PI 控制器, 还需要锁相环提供同步角度, 控制结构复杂; 另一方面, 电网频率变化和锁相环性能的影响会产生正负序分解误差, 直接影响双矢量控制效果^[17-21]。为此, 文献[22]提出了

基于 $\alpha-\beta$ 静止坐标系下比例谐振(PR)控制器的双矢量控制策略, 取消了锁相环, 避免了 $d-q$ 旋转坐标系下的正负序分解过程, 提高了控制器在交流故障下的控制性能。但是以上控制策略只是针对传统的三相并联换流器拓扑, 没有考虑到三相串联结构对控制策略的特殊要求, 并不适用于三相串联 MMC。

在交流故障下, 三相串联 MMC 必须保证每个单相 MMC 的直流侧电压平衡。本文首先分析了三相串联 MMC 的基本原理和 $\alpha-\beta$ 静止坐标系下的数学模型; 接着考虑到三相串联 MMC 的直流侧均压要求, 推导出 $\alpha-\beta$ 静止坐标系下相间功率平衡条件, 提出了三相串联 MMC 在 $\alpha-\beta$ 静止坐标系下的电流调制策略和过电流抑制方法; 然后建立了三相串联 MMC 在 $\alpha-\beta$ 静止坐标系下基于 PR 控制器的控制回路, 并在 PSCAD/EMTDC 中搭建仿真模型对多种交流故障进行了仿真分析, 仿真结果表明本文所提出的控制策略在各种交流故障下均能实现三相串联 MMC 直流侧电压平衡, 保证其安全稳定运行, 并且具有良好的故障穿越能力。

1 三相串联 MMC

1.1 拓扑结构

传统的三相并联 MMC 将多个 HBSM 或 FBSM 串联组成三相桥的一个桥臂, 正常运行时, 模块电容电压 $U_c=U_{dc}/n$, 其中 U_{dc} 为直流电压, n 为一个桥臂中的模块数目。整个三相并联 MMC 共需 $6n$ 个模块。

三相串联 MMC 的拓扑结构如图 1 所示, 其由

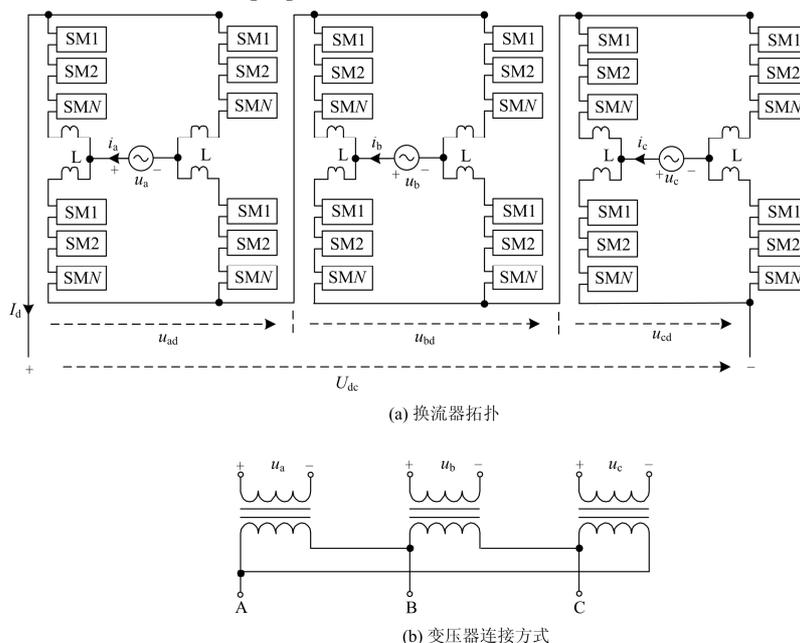


图 1 三相串联 MMC

Fig. 1 SC-MMC

三个单相 MMC 串联组成, 每个单相 MMC 的交流端与一个单相变压器的二次侧连接, 三个单相变压器的一次侧采用三角形或星形接线与交流系统相连, 接地变压器提供换流站的接地中性点。假设模块电压同样为 $U_c=U_{dc}/n$, 每个单相 MMC 承受三分之一的直流电压, 则单相 MMC 一个桥臂中的模块数目 $N=(U_{dc}/3)/U_c=n/3$, 整个三相串联 MMC 总的模块数目为 $12n/3=4n$ 。与图 1 中传统的三相并联 MMC 相比, 在承受相同的直流电压情况下, 模块数目由 $6n$ 减少到 $4n$, 开关元器件数目减少三分之一, 从而达到降低成本的目的。

1.2 运行原理

三相串联 MMC 由单相 MMC 为组成单元。图 1 中 SM 的电容电压为 U_d/N , 其中 U_d 为单相 MMC 的直流电压, $U_d=U_{dc}/3$ 。为避免重复, 仅以 A 相为例说明单相 MMC 的运行原理。A 相 MMC 的等效电路如图 2 (a) 所示, 每个桥臂产生的电压可表示为

$$u_{a1} = u_{a4} = \frac{U_d}{2} - \frac{u_{aref}}{2} \quad (1)$$

$$u_{a2} = u_{a3} = \frac{U_d}{2} + \frac{u_{aref}}{2} \quad (2)$$

由式(1)和式(2)可知, 桥臂 1、3 和桥臂 2、4 组成的上下回路分别产生输出电压 u_{aref} , 如图 2(b) 所示。交流电流被桥臂 1、3 和桥臂 2、4 组成的上下回路均分, 各桥臂电流可表示

$$i_{a1} = i_{a4} = -\frac{I_d}{2} - \frac{i_a}{2} \quad (3)$$

$$i_{a2} = i_{a3} = -\frac{I_d}{2} + \frac{i_a}{2} \quad (4)$$

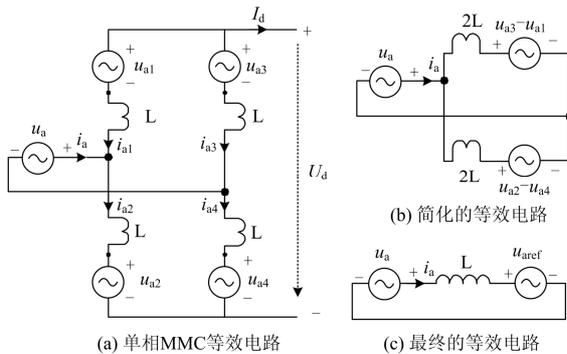


图 2 简化的单相 MMC 等效模型

Fig. 2 Simplified equivalent circuit of single-phase MMC

1.3 数学模型

三相串联 MMC 的数学模型与三相并联 MMC 相同, 如式(5)。

$$u_k = u_{kref} + Ri_k + L \frac{di_k}{dt} \quad (5)$$

式中: u_{kref} 为换流器 k 相的输出电压; u_k 为换流变压器二次侧的交流电压, $k=a, b, c$ 。

不同于传统的三相并联 MMC, 三相串联 MMC 的单相变压器二次侧与对应相的单相 MMC 相连, 形成了零序电流回路。考虑零序分量, 式(5)在静止 α - β 坐标系下的表达式为

$$u_{\alpha\beta 0} = u_{\alpha\beta 0ref} + Ri_{\alpha\beta 0} + L \frac{di_{\alpha\beta 0}}{dt} \quad (6)$$

在交流电压不对称情况下, 式(6)的正负序分量表达式分别为

$$u_{\alpha\beta}^+ = u_{\alpha\beta ref}^+ + Ri_{\alpha\beta}^+ + L \frac{di_{\alpha\beta}^+}{dt} \quad (7)$$

$$u_{\alpha\beta}^- = u_{\alpha\beta ref}^- + Ri_{\alpha\beta}^- + L \frac{di_{\alpha\beta}^-}{dt} \quad (8)$$

2 控制策略

2.1 交流故障下的控制原理

发生交流故障时, 三相串联 MMC 中三个串联的单相 MMC 均须保持各自的直流侧电压恒定。三个串联的单相 MMC 流过相同的直流电流, 为了维持三个单相 MMC 的直流电压均值相等, 每个单相 MMC 输出的直流功率应相同^[16]。因此, 每个单相 MMC 应具有相同的有功功率输入, 即

$$P_a = P_b = P_c = P/3 \quad (9)$$

式中, P 为整个三相串联 MMC 的有功功率。

为了保证故障期间交流电流三相对称, 应抑制流入交流系统的负序和零序电流。负序电流的抑制可以通过补偿变压器二次侧的负序电压实现。变压器一次侧的 Δ 型接法保证了零序电流不会流入交流系统, 而在二次侧, 零序电流用来平衡各单相 MMC 间的有功功率。

2.2 相间直流功率平衡条件

相间功率平衡条件的推导与文献[16]相同, 本文在此只做简单推导。假设负序电流被完全抑制, 在变压器二次侧只存在正序和零序电流, 则流入三相串联 MMC 的电流可以表示为

$$i_a = I^+ \cos(\theta + \varphi_1^+) + I^0 \cos(\theta + \varphi_1^0) \quad (10)$$

$$i_b = I^+ \cos(\theta + \varphi_1^+ - 120^\circ) + I^0 \cos(\theta + \varphi_1^0) \quad (11)$$

$$i_c = I^+ \cos(\theta + \varphi_1^+ + 120^\circ) + I^0 \cos(\theta + \varphi_1^0) \quad (12)$$

式中, φ 表示 A 相电流的初始相角且 $\theta = \omega t$ 。

变压器二次侧电压可表示为

$$u_a = U^+ \cos(\theta + \varphi_U^+) + U^- \cos(\theta + \varphi_U^-) \quad (13)$$

$$u_b = U^+ \cos(\theta + \varphi_U^+ - 120^\circ) + U^- \cos(\theta + \varphi_U^- + 120^\circ) \quad (14)$$

$$u_c = U^+ \cos(\theta + \varphi_U^+ + 120^\circ) + U^- \cos(\theta + \varphi_U^- - 120^\circ) \quad (15)$$

则各相的瞬时平均功率可表示为

$$P_a = \overline{u_a i_a} = \frac{U^+ I^+}{2} \cos(\varphi_U^+ - \varphi_I^+) + \frac{U^- I^+}{2} \cos(\varphi_U^- - \varphi_I^+) + \frac{U^+ I^0}{2} \cos(\varphi_U^+ - \varphi_I^0) + \frac{U^- I^0}{2} \cos(\varphi_U^- - \varphi_I^0) \quad (16)$$

$$P_b = \overline{u_b i_b} = \frac{U^+ I^+}{2} \cos(\varphi_U^+ - \varphi_I^+) + \frac{U^- I^+}{2} \cos(\varphi_U^- - \varphi_I^+ - 120^\circ) + \frac{U^+ I^0}{2} \cos(\varphi_U^+ - \varphi_I^0 - 120^\circ) + \frac{U^- I^0}{2} \cos(\varphi_U^- - \varphi_I^0 + 120^\circ) \quad (17)$$

$$P_c = \overline{u_c i_c} = \frac{U^+ I^+}{2} \cos(\varphi_U^+ - \varphi_I^+) + \frac{U^- I^+}{2} \cos(\varphi_U^- - \varphi_I^+ + 120^\circ) + \frac{U^+ I^0}{2} \cos(\varphi_U^+ - \varphi_I^0 + 120^\circ) + \frac{U^- I^0}{2} \cos(\varphi_U^- - \varphi_I^0 - 120^\circ) \quad (18)$$

三相串联 MMC 总的有功功率为

$$P = P_a + P_b + P_c = \frac{3U^+ I^+}{2} \cos(\varphi_U^+ - \varphi_I^+) \quad (19)$$

若三相直流功率相同, 则

$$P_a = P/3 \quad P_b = P/3 \quad (20)$$

将式(16)~式(19)代入式(20), 可得相间直流功率平衡条件如下:

$$U^- I^+ \cos(\varphi_U^- - \varphi_I^+) + U^+ I^0 \cos(\varphi_U^+ - \varphi_I^0) + U^- I^0 \cos(\varphi_U^- - \varphi_I^0) = 0 \quad (21)$$

$$U^- I^+ \cos(\varphi_U^- - \varphi_I^+ - 120^\circ) + U^+ I^0 \cos(\varphi_U^+ - \varphi_I^0 - 120^\circ) + U^- I^0 \cos(\varphi_U^- - \varphi_I^0 + 120^\circ) = 0 \quad (22)$$

2.3 静止 α - β -0 坐标系下参考电流的推导

如附录所述, 静止 a-b-c 坐标系和静止 α - β -0 坐标系下的正负序分量间存在以下关系

$$\begin{bmatrix} f_\alpha^+ \\ f_\beta^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F^+ \cos(\omega t + \varphi_F^+) \\ F^+ \sin(\omega t + \varphi_F^+) \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\begin{bmatrix} f_\alpha^- \\ f_\beta^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F^- \cos(\omega t + \varphi_F^-) \\ -F^- \sin(\omega t + \varphi_F^-) \end{bmatrix} \quad (24)$$

同时为计算方便, 定义如下两个正交的零序分量

$$f_\alpha^0 = f_0 = F^0 \cos(\omega t + \varphi_F^0) \quad (25)$$

$$f_\beta^0 = F^0 \sin(\omega t + \varphi_F^0) \quad (26)$$

式中, f_β^0 可通过将 f_0 延时四分之一周期后得出。

式(21)和式(22)表示的相间直流功率平衡条件可以改写为

$$U^- I^+ \cos[(\theta + \varphi_U^-) - (\theta + \varphi_I^+)] + U^+ I^0 \cos[(\theta + \varphi_U^+) - (\theta + \varphi_I^0)] + U^- I^0 \cos[(\theta + \varphi_U^-) - (\theta + \varphi_I^0)] = 0 \quad (27)$$

$$U^- I^+ \cos[(\theta + \varphi_U^-) - (\theta + \varphi_I^+) - 120^\circ] + U^+ I^0 \cos[(\theta + \varphi_U^-) - (\theta + \varphi_I^+) - 120^\circ] + U^- I^0 \cos[(\theta + \varphi_U^-) - (\theta + \varphi_I^0) + 120^\circ] = 0 \quad (28)$$

将式(27)和式(28)展开并代入式(23)、式(24),

可得

$$u_\alpha^- i_\alpha^+ - u_\beta^- i_\beta^+ + (u_\alpha^+ + u_\alpha^-) i_\alpha^0 + (u_\beta^+ - u_\beta^-) i_\beta^0 = 0 \quad (29)$$

$$(-u_\alpha^- - \sqrt{3}u_\beta^-) i_\alpha^+ + (u_\beta^- - \sqrt{3}u_\alpha^-) i_\beta^+ + (-u_\alpha^+ + \sqrt{3}u_\beta^+ - u_\alpha^- + \sqrt{3}u_\beta^-) i_\alpha^0 + (-u_\beta^+ - \sqrt{3}u_\alpha^+ + u_\beta^- + \sqrt{3}u_\alpha^-) i_\beta^0 = 0 \quad (30)$$

因为已经假定电流的负序分量被完全抑制, 总的有功功率和无功功率可表示为

$$P = 1.5(u_\alpha^+ i_\alpha^+ + u_\beta^+ i_\beta^+) \quad (31)$$

$$Q = 1.5(u_\beta^+ i_\alpha^+ - u_\alpha^+ i_\beta^+) \quad (32)$$

将式(29)~式(32)写成矩阵形式, 如下:

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \mathbf{A} \begin{bmatrix} i_\alpha^+ \\ i_\beta^+ \\ i_\alpha^0 \\ i_\beta^0 \end{bmatrix} \quad (33)$$

式中

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} u_\alpha^+ & u_\beta^+ & 0 & 0 \\ u_\beta^+ & -u_\alpha^+ & 0 & 0 \\ u_\alpha^- & -u_\beta^- & u_\alpha^+ + u_\alpha^- & u_\beta^+ - u_\beta^- \\ -u_\alpha^- - \sqrt{3}u_\beta^- & u_\beta^- - \sqrt{3}u_\alpha^- & -u_\alpha^+ + \sqrt{3}u_\beta^+ & -u_\beta^+ - \sqrt{3}u_\alpha^+ \\ & & -u_\alpha^- + \sqrt{3}u_\beta^- & +u_\beta^- + \sqrt{3}u_\alpha^- \end{bmatrix} \quad (34)$$

设定 P 和 Q 的参考值分别为 P^* 和 Q^* , 各电流分量的参考值可以表示为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{+*} \\ i_{\beta}^{+*} \\ i_{\alpha}^{0*} \\ i_{\beta}^{0*} \end{bmatrix} = \frac{2A^{-1}}{3} \begin{bmatrix} P^* \\ Q^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2P^*}{3B} \begin{bmatrix} B_{11} \\ B_{21} \\ B_{31} \\ B_{41} \end{bmatrix} + \frac{2Q^*}{3B} \begin{bmatrix} B_{12} \\ B_{22} \\ B_{32} \\ B_{42} \end{bmatrix} \quad (35)$$

式中: 上标 “*” 表示参考值; B 和 B_{ij} 为基于 u_{α}^+ 、 u_{β}^+ 、 u_{α}^- 和 u_{β}^- 的表达式, 具体形式如附录所示。

由附录可知,

$$B = \sqrt{3} \left[(u_{\alpha}^+)^2 + (u_{\beta}^+)^2 \right] \left[(u_{\alpha}^+)^2 + (u_{\beta}^+)^2 - (u_{\alpha}^-)^2 - (u_{\beta}^-)^2 \right] \quad (36)$$

当变压器二次侧的三相交流电压 $u_i (i=a,b,c)$ 均不为零时, $B \neq 0$, 此时, 通过引入零序电流可以实现 a-b-c 三相输入的有功功率平衡; 当变压器二次侧某一相交流电压为零时, $B=0$, 式(35)没有意义, 此时, 无论电压为零相的交流电流多大, 该相的输入功率始终为零, 为维持 a-b-c 三相有功功率平衡, 电压正常相输入的有功功率也应为零。因此, 对式(35)做如下修正:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{+*} \\ i_{\beta}^{+*} \\ i_{\alpha}^{0*} \\ i_{\beta}^{0*} \end{bmatrix} = \begin{cases} \frac{2P^*}{3B} \begin{bmatrix} B_{11} \\ B_{21} \\ B_{31} \\ B_{41} \end{bmatrix} + \frac{2Q^*}{3B} \begin{bmatrix} B_{12} \\ B_{22} \\ B_{32} \\ B_{42} \end{bmatrix} & (B \neq 0) \\ [0] & (B = 0) \end{cases} \quad (37)$$

在实际应用中, 定义 B_{lim} 为判断 $B=0$ 的有效区间边界值, 式(37)可进一步修正为

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{+*} \\ i_{\beta}^{+*} \\ i_{\alpha}^{0*} \\ i_{\beta}^{0*} \end{bmatrix} = \begin{cases} \frac{2P^*}{3B} \begin{bmatrix} B_{11} \\ B_{21} \\ B_{31} \\ B_{41} \end{bmatrix} + \frac{2Q^*}{3B} \begin{bmatrix} B_{12} \\ B_{22} \\ B_{32} \\ B_{42} \end{bmatrix} & (|B| \geq B_{lim}) \\ [0] & (|B| < B_{lim}) \end{cases} \quad (38)$$

2.4 静止 α - β -0 坐标系下参考电流的修正

交流故障会造成电压跌落。当换流器运行在定功率模式时, 为了保证恒定的功率输入, 控制器会增大故障相的参考电流, 但是电流幅值不能高于开关器件可承受的最大电流^[16]。为了防止开关器件的过电流, 需对式(38)得出的电流参考值作如下修正。

$$i_{\alpha,\beta}^{+,0**} = \frac{i_{\alpha,\beta}^{+,0*} I_{lim}}{\max(I_a^*, I_b^*, I_c^*, I_{lim})} \quad (39)$$

式中: I_{lim} 是设定的换流器最大工作电流幅值; $i_{\alpha,\beta}^{+,0**}$

为静止 α - β -0 同步坐标系下的正序和零序参考电流; I_i^* 代表 i -相在静止 a-b-c 坐标系下的参考电流幅值。此外, 上标 “**” 代表了修正后的参考量。当参考电流 I_a^* 、 I_b^* 和 I_c^* 的最大值不大于 I_{lim} 时, $i_{\alpha,\beta}^{+,0*}$ 不做修正且维持不变; 当参考电流 I_a^* 、 I_b^* 和 I_c^* 的最大值大于 I_{lim} 时, 参考电流 $i_{\alpha,\beta}^{+,0*}$ 经修正后变为

$$i_{\alpha,\beta}^{+,0**} = \frac{i_{\alpha,\beta}^{+,0*} I_{lim}}{\max(I_a^*, I_b^*, I_c^*)} \quad (40)$$

以 $i_{\alpha,\beta}^{+,0**}$ 作为新的参考电流, 可以使交流电流的最大幅值维持在 I_{lim} , 从而保证了换流器在交流故障下的最大功率输送。

3 总体控制框图

依据第 2 节所述的控制策略, 三相串联 MMC 的总体控制框图如图 3 所示。

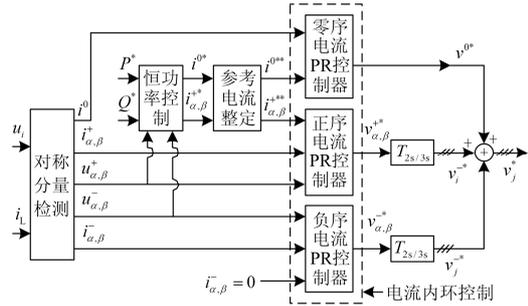


图 3 总体控制框图 (符号 “//” 表示变量为三相)
Fig. 3 Overall control loop (symbol “//” denotes the three-phase set of variables)

根据模块功能不同, 整个控制框图可以分为三部分: 对称分量识别、定功率控制、电流限定和电流内环控制模块, 其中电流内环控制模块又分为基于 PR 控制器的正序电流控制、负序电流控制和零序电流控制模块。

对称分量识别模块采用 90° 相移的对称分量检测方法, 其输入为变压器二次侧的交流电压和电流, 输出为交流电压的正负序分量和交流电流的正负零序分量^[23]。定功率控制模块依据式(38)计算出正序和零序参考电流。电流限定模块输出修正后的正序和零序参考电流至内环电流控制模块。因为需要抑制负序电流, 负序参考电流的 α 和 β 分量均设为零。内环电流控制通过调节正序、负序和零序参考电压, 实现对正序、负序和零序电流的快速控制。正负序和零序参考电压分别由对应的 PR 控制器给出。已有诸多文献对基于 PR 控制器的内环电流控制进行详细阐述, 本文不再赘述^[22]。最后, 经过 Clarke 变换, 静止 a-b-c 坐标系下的正序、负序和零序参考

电压相加得到各相的参考电压 v_i^* 。

4 仿真实证

为了验证所提出的控制策略, 在仿真软件 PSCAD/EMTDC 中搭建三相串联 MMC 的仿真模型及图 3 所示的控制系统, 其具体参数如表 1 所示。整个系统以单位功率因数运行。系统启动的暂态过程不在本文研究范畴。换流器所能承受的最大电流幅值设为 2.2 kA。本节分别对系统交流侧单相接地故障和两相短路接地故障进行了仿真分析。

表 1 仿真系统主要参数

参数	数值	参数	数值
有功功率 P	240 MW	直流电压 U_{dc}	300 kV
无功功率 Q	0 Mvar	变压器变比	110 kV: 60.6 kV
桥臂 SM 数目 N	10	电网电压	110 kV
SM 电容值	9 000 μF	桥臂电感 L	25 mH

4.1 单相短路接地

假设在 0.5 s 时刻交流母线 a-相发生临时性单相接地短路, 短路阻抗为 0, 在 0.65 s 时刻电流限定模块激活, 且在 0.8 s 时刻故障被排除。换流器在故障前后的暂态特性如图 4 所示。

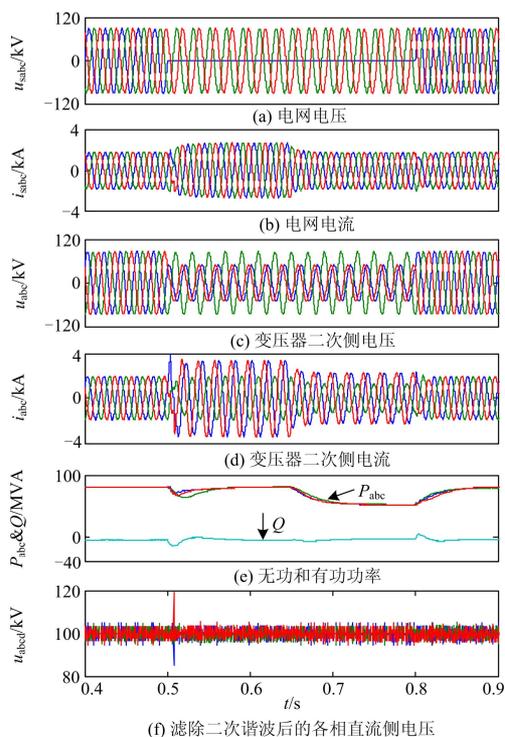


图 4 发生 SLG 时系统的仿真结果

Fig. 4 Simulation waveforms under a SLG fault at grid side

图 4(a)和图 4(b)分别给出了电网侧交流电压和交流电流波形。如图所示, 电网侧电流在单相接地故障发生前后始终保持三相对称, 不含零序和负序分量。图 4(c)和图 4(d)分别给出了变压器二次侧的交流电压和电流波形。因为电网侧的 a 相接地故障导致变压器二次侧的 a 和 b 两相电压跌落, 在电流限定模块激活前, 变压器二次侧 a 和 b 两相的交流电流会增大以维持各相的输送功率平衡。图 4(e)所示为各相的瞬时平均有功功率 P_k 和整个系统总的瞬时平均无功功率 Q 。图 4(f)给出了滤除双倍频分量后的各单相 MMC 直流侧电压。由图 4(e)和图 4(f)可知, 各单相 MMC 的平均有功输入始终相同, 各单相 MMC 的直流侧电压也始终保持为三分之一的直流电压 100 kV。

图 5 给出了同步旋转坐标系下变压器二次侧交流电压和电流的各个分量。图 5(a)和图 5(b)分别为变压器二次侧的负序电压 $u_{\alpha,\beta}^-$ 和负序电流控制回路输出的负序参考电压 $v_{\alpha,\beta}^*$ 。如仿真结果所示, 除去 0.5 s 和 0.65 s 时的暂态过程, 在 SLG 故障期间, PR 控制器生成的参考电压 $v_{\alpha,\beta}^*$ 与变压器二次侧的负序电压 $u_{\alpha,\beta}^-$ 完全重合, 表明 SC-MMC 生成的负序电压与 $u_{\alpha,\beta}^-$ 完全抵消, 从而控制交流电流的负序分量为

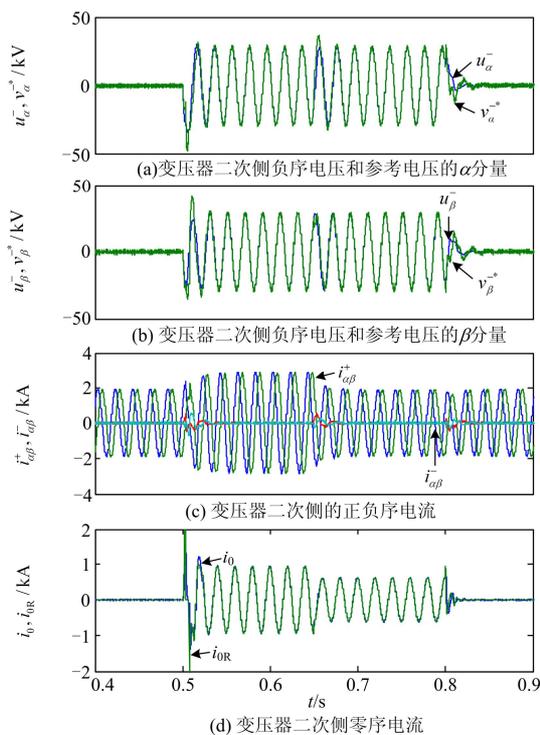


图 5 发生 SLG 时系统的仿真结果

Fig. 5 Simulation waveforms under a SLG fault at grid side

零。图 5(c)和图 5(d)给出了变压器二次侧电流。如图 5(c)所示, 负序电流 $i_{\alpha,\beta}^-$ 始终为 0, 此外, 正序电流 $i_{\alpha,\beta}^+$ 也一直为 0 以保证输入无功功率为 0。

如图 5(d)所示, 在 SLG 故障期间, 零序电流被引入变压器二次侧以实现变压器二次侧的有功功率平衡。在 0.5~0.65 s 期间, 即发生 SLG 故障后且电流限定模块激活前, 变压器二次侧 a、c 两相因 SLG 故障发生电压跌落, 其电流幅值变为 3.4 kA, 超出了设定的最大电流限值 2.2 kA。电流限定模块在 0.65 s 激活后, 正序电流 $i_{\alpha,\beta}^+$ 和零序电流 $i_{\alpha,\beta}^0$ 均以 2.2 kA/3.4 kA 的比例减小以满足最大电流的限制条件。因此, 每相的有功功率也从 80 MW 减小到 $80 \times 2.2/3.4 = 51.8$ MW, 如图 4(e)所示。当故障在 0.8 s 清除后, 系统又恢复到正常工作状态。

4.2 两相短路接地

假设在 0.5 s 时刻电网 a-b 相发生临时性两相短路接地故障, 短路阻抗均为 0, 其余时间设定与 4.1 节相同。换流器在故障前后的暂态特性如图 6 所示。如图 6(a)和图 6(c)所示, 电网 a-b 相接地短路故障造成变压器二次侧 b 相交流电压为零, 控制器根据式 (22) 自动整定各电流参考值为零, 直至故障切除。如图 6(d)、(e)和(f)所示, 在故障期间, 各相交流电流始终为零, 整个换流器有功和无功功率均为零, 各相的直流侧电压均保持在 100 kV。待故障在 0.8 s 切除后, 系统迅速恢复到正常工作状态, 显示出良好的故障穿越特性。

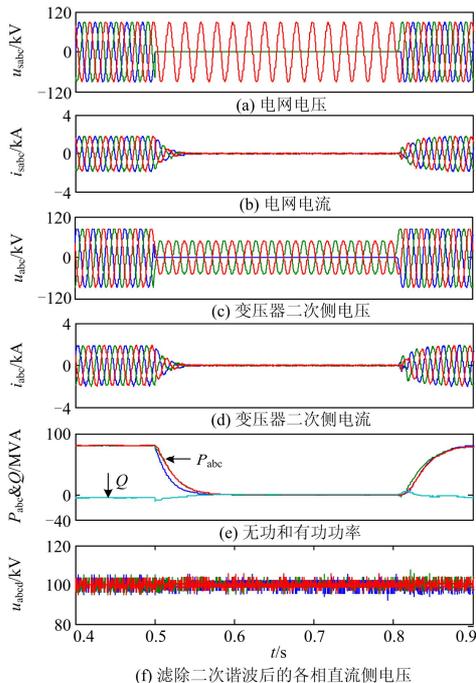


图 6 发生两相接地短路故障时系统的仿真结果

Fig. 6 Simulation waveforms under a DLG fault at grid side

系统发生其他类型故障时的暂态特性类似于图 4 和图 6。控制器自动检测式(21)的 B 值来判断故障的严重程度。如果交流故障时变压器二次侧任意相交流电压不为零, 则系统在故障期间维持一定的功率输送, 故障期间的输送功率与 B 值成反比, 系统暂态特性类似于图 4; 如果发生严重故障造成变压器二次侧某相交流电压为零, 则控制器调制各交流电流为零, 类似于系统闭锁, 待故障切除后, 系统迅速恢复正常运行, 其暂态特性类似于图 6。

5 讨论

本文所提的控制策略利用零序电流实现瞬时故障时 SC-MMC 直流侧电压平衡, 变压器一次侧的零序电流环流并不会对变压器造成严重影响^[24-25]。一方面, 电力系统的瞬时故障持续时间很短, 通常不会超过 1 s, 如果故障为永久故障, 换流器则会自动闭锁直至故障排除; 另一方面, 对于所有的电力变压器而言, 零序环流肯定会增加变压器的发热并降低其效率, 该问题并不仅存在于 SC-MMC 的换流变压器。电力变压器应该满足 IEC60076-5 规定的标准^[20]。根据 IEC60076-5 的规定, 所有电力变压器须承受持续时间不短于 2 s 的短路电流^[26-27]。以本文仿真中所用 24 MWVA 的单相双绕组变压器为例, 依据 IEC60076-5, 其应该承受的短路电流为 12.5 p.u., 远大于其额定电流。而根据换流器开关器件的通流能力, 本文参考电流限定方法中的电流限值通常不大于 4, 远远小于 IEC60076-5 所规定的标准^[28]。因此, 只要变压器满足 IEC60076-5, 就完全可以承受本文控制方法中的零序电流环流。

6 结论

为保证三相串联 MMC 在电网发生故障时的直流侧电压平衡, 本文提出了一种基于静止 $\alpha\text{-}\beta$ 坐标系的直流侧功率平衡的控制策略。该策略考虑三相串联 MMC 在 $\alpha\text{-}\beta$ 静止坐标系下的相间功率平衡条件, 利用 PR 控制器实现对 $\alpha\text{-}\beta$ 静止坐标系下的正负序电流快速调制; 该策略考虑了各种可能的故障类型, 能够根据故障的严重程度自动调整交流电流。此外, 该策略对静止 $\alpha\text{-}\beta$ 坐标系下的参考电流进行修正, 能有效地防止换流器过电流。

最后, 在 PSCAD/EMTDC 中搭建了 SC-MMC 换流站的仿真模型, 仿真结果验证了所提出控制理论的正确性, 同时仿真结果表明采用本文所提控制策略后 SC-MMC 直流换流站具备了良好的交流故障穿越能力。

附录

静止 a-b-c 和 α - β 坐标系

假设一组由正序、负序和零序分量组成的三相变量为

$$f_a = f_a^+ + f_a^- + f_0 = F^+ \cos(\omega t + \varphi_F^+) + F^- \cos(\omega t + \varphi_F^-) + f_0 \quad (41)$$

$$f_b = f_b^+ + f_b^- + f_0 = F^+ \cos(\omega t + \varphi_F^+ - 120^\circ) + F^- \cos(\omega t + \varphi_F^- + 120^\circ) + f_0 \quad (42)$$

$$f_c = f_c^+ + f_c^- + f_0 = F^+ \cos(\omega t + \varphi_F^+ + 120^\circ) + F^- \cos(\omega t + \varphi_F^- - 120^\circ) + f_0 \quad (43)$$

在静止 α - β 坐标系下, 三相变量的表达式为

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} f_a^+ \\ f_b^+ \\ f_c^+ \end{bmatrix} + \mathbf{T} \begin{bmatrix} f_a^- \\ f_b^- \\ f_c^- \end{bmatrix} + \mathbf{T} \begin{bmatrix} f_0 \\ f_0 \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_\alpha^+ \\ f_\beta^+ \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_\alpha^- \\ f_\beta^- \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (44)$$

式中,

$$\begin{bmatrix} f_\alpha^+ \\ f_\beta^+ \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} f_a^+ \\ f_b^+ \\ f_c^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F^+ \cos(\omega t + \varphi_F^+) \\ F^+ \sin(\omega t + \varphi_F^+) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (45)$$

$$\begin{bmatrix} f_\alpha^- \\ f_\beta^- \\ 0 \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} f_a^- \\ f_b^- \\ f_c^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F^- \cos(\omega t + \varphi_F^-) \\ -F^- \sin(\omega t + \varphi_F^-) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (46)$$

$$f_0 = \frac{1}{3}(f_a + f_b + f_c) \quad (47)$$

$$\mathbf{T} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (48)$$

公式推导

$$B = \sqrt{3} \left[(u_\alpha^+)^2 + (u_\beta^+)^2 \right] \left[(u_\alpha^+)^2 + (u_\beta^+)^2 - (u_\alpha^-)^2 - (u_\beta^-)^2 \right] \quad (49)$$

$$B_{11} = \sqrt{3} u_\alpha^+ \left[(u_\alpha^+)^2 + (u_\beta^+)^2 - (u_\alpha^-)^2 - (u_\beta^-)^2 \right] \quad (50)$$

$$B_{21} = \sqrt{3} u_\beta^+ \left[(u_\alpha^+)^2 + (u_\beta^+)^2 - (u_\alpha^-)^2 - (u_\beta^-)^2 \right] \quad (51)$$

$$B_{31} = \sqrt{3} \left[(u_\beta^+)^2 u_\alpha^- - (u_\alpha^+)^2 u_\beta^- + u_\alpha^+ (u_\alpha^-)^2 - u_\alpha^+ (u_\beta^-)^2 + 2u_\alpha^+ u_\beta^+ u_\beta^- - 2u_\beta^+ u_\alpha^- u_\beta^- \right] \quad (52)$$

$$B_{41} = \sqrt{3} \left[(u_\beta^+)^2 u_\beta^- + u_\beta^+ (u_\beta^-)^2 - (u_\alpha^+)^2 u_\beta^- - u_\beta^+ (u_\alpha^-)^2 - 2u_\alpha^+ u_\beta^+ u_\alpha^- - 2u_\alpha^+ u_\alpha^- u_\beta^- \right] \quad (53)$$

$$B_{12} = \sqrt{3} u_\beta^+ \left[(u_\alpha^+)^2 + (u_\beta^+)^2 - (u_\alpha^-)^2 - (u_\beta^-)^2 \right] \quad (54)$$

$$B_{22} = -\sqrt{3} u_\alpha^+ \left[(u_\alpha^+)^2 + (u_\beta^+)^2 - (u_\alpha^-)^2 - (u_\beta^-)^2 \right] \quad (55)$$

$$B_{32} = \sqrt{3} \left[u_\beta^+ (u_\alpha^-)^2 + (u_\beta^+)^2 u_\beta^- - (u_\alpha^+)^2 u_\beta^- - u_\beta^+ (u_\beta^-)^2 + 2u_\alpha^+ u_\alpha^- u_\beta^- - 2u_\alpha^+ u_\beta^+ u_\alpha^- \right] \quad (56)$$

$$B_{42} = \sqrt{3} \left[u_\alpha^+ (u_\beta^-)^2 + (u_\alpha^+)^2 u_\alpha^- + u_\alpha^+ (u_\alpha^-)^2 - (u_\beta^+)^2 u_\alpha^- - 2u_\alpha^+ u_\beta^+ u_\beta^- - 2u_\beta^+ u_\alpha^- u_\beta^- \right] \quad (57)$$

参考文献

- [1] MARQUARDT R. Stromrichterschaltungen mit verteilten energiespeichern: German, DE 10 103 031[P]. 2001-01-24.
- [2] TU Q, XU Z. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(3): 2009-2017.
- [3] 赵昕, 赵成勇, 李广楷, 等. 采用载波移相技术的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(21): 48-55.
ZHAO Xin, ZHAO Chengyong, LI Guangkai, et al. Submodule capacitance voltage balancing of modular multilevel converter based on carrier phase shifted SPWM technique[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(21): 48-55.
- [4] 姚致清, 于飞, 赵倩, 等. 基于模块化多电平换流器的大型光伏并网系统仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(36): 27-33.
YAO Zhiqing, YU Fei, ZHAO Qian, et al. Simulation research on large-scale PV grid-connected systems based on MMC[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(36): 27-33.
- [5] 刘钟淇, 宋强, 刘文华. 基于模块化多电平变流器的轻型直流输电系统[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(2): 53-58.
LIU Zhongqi, SONG Qiang, LIU Wenhua. VSC-HVDC

- system based on modular multilevel converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(2): 53-58.
- [6] 李强, 贺之渊, 汤广福, 等. 新型模块化多电平换流器空间矢量脉宽调制方法[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(22): 75-79.
LI Qiang, HE Zhiyuan, TANG Guangfu, et al. A space-vector PWM method for a new type of modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(22): 75-79.
- [7] 梁旭明, 张平, 常勇. 高压直流输电技术现状及发展前景[J]. 电网技术, 2012, 36(4): 1-9.
LIANG Xuming, ZHANG Ping, CHANG Yong. Recent advances in high voltage direct current transmission and its developing potential[J]. Power System Technology, 2012, 36(4): 1-9.
- [8] 姚致清, 刘涛, 张爱玲, 等. 直流融冰技术的研究及应用[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(21): 57-62.
YAO Zhiqing, LIU Tao, ZHANG Ailing, et al. Research & application on DC de-icing technology[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(21): 57-62.
- [9] 仇学娜, 赵成勇. 基于 MMC 的多端直流输电系统直流侧故障控制保护策略[J]. 电力系统自动化, 2013, 37(15): 140-145.
ZHANG Xuena, ZHAO Chengyong. A control and protection scheme of multi-terminal DC transmission system based on MMC for DC line fault[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(15): 140-145.
- [10] AHMED N, VAN HERTEM D, NEE H P, et al. Prospects and challenges of future HVDC super-grids with modular multilevel converters[C] // Proceedings of 2011 European Conference on Power Electron & Appl, Birmingham, UK, 2011: 1-9.
- [11] ASPLUND G. A novel approach to provide on-route power supplies to rural and urban communities in close proximity to the extra high voltage DC transmission line[C] // Proceedings of IEEE PES Power Conference and Exhibition, South Africa, 2009: 1-7.
- [12] DAVIDSON C C, TRAINER D R. Innovative concepts for hybrid multilevel converters for HVDC power transmission[C] // Proceedings of 9th IET International Conference on AC and DC Power Transmission, London, UK, 2010: 1-8.
- [13] TRAINER D R, DAVIDSON C C, OATES C D M. A new hybrid voltage-source converter for HVDC power transmission[C] // CIGRE Session 2010: B4-B111.
- [14] HAO Q R, OOI B T. Tap for classical HVDC based on multilevel current-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2010, 25(4): 2626-2632.
- [15] HAO Q R, LI G J, OOI B T. Approximate model and low-order harmonic reduction for high-voltage direct current tap based on series single-phase modular multilevel converter[J]. IET Generation, Transmission and Distribution, 2013, 7(9): 1046-1054.
- [16] HAO Q, OOI B T, GAO F, WANG C, et al. Three-phase series-connected modular multilevel converter for HVDC application[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015.
- [17] ZMOOD D N, HOLMES D G, BODE G H. Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, 46(5): 953-959.
- [18] 姚致清, 赵倩, 刘喜梅. 基于准同步原理的逆变器并网技术研究[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(24): 123-131.
YAO Zhiqing, ZHAO Qian, LIU Ximei. Research on grid-connected technology of inverter based on quasi synchronous principle[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(24): 123-131.
- [19] 饶成诚, 王海云, 王维庆, 等. 基于储能装置的柔性直流输电技术提高大规模风电系统稳定运行能力的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(4): 1-7.
RAO Chengcheng, WANG Haiyun, WANG Weiqing, et al. Enhancement of the stable operation ability of large-scale wind power system based on the VSC-HVDC embedded in energy storage apparatus[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(4): 1-7.
- [20] 姚致清, 张茜, 刘喜梅. 基于 PSCAD/EMTDC 的三相光伏并网发电系统仿真研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(17): 76-81.
YAO Zhiqing, ZHANG Qian, LIU Ximei. Research on simulation of a three-phase grid-connected photovoltaic generation system based on PSCAD/EMTDC[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(17): 76-81.
- [21] HAO Z H, YAO Z Q, LI S H, et al. The contribution of double-fed wind farms to transient voltage and damping

- of power grids[J]. Tehnički Vjesnik, 2015, 22(1): 43-49.
- [22] 张建坡, 赵成勇, 敬华兵. 比例谐振控制器在 MMC-HVDC 控制中的仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(21): 53-62.
ZHANG Jianpo, ZHAO Chengyong, JING Huabing. Simulating research of proportional resonant controllers in MMC-HVDC[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(21): 53-62.
- [23] 陈海荣, 刘子坚, 屠卿瑞. 一种频率自适应的同步相位与对称分量检测方法[J]. 浙江大学学报(理学版), 2012, 39(3): 297-302.
CHEN Hairong, LIU Zijian, TU Qingrui. A method of frequency adaptive detecting for synchronous phase and instantaneous symmetrical components[J]. Journal of Zhejiang University (Sciences Edition), 2012, 39(3): 297-302.
- [24] 刘剑, 范春菊, 邵能灵. 考虑直流控制系统影响的 HVDC 输电线路后备保护研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(1): 73-80.
LIU Jian, FAN Chunju, TAI Nengling. Backup protection research for HVDC transmission line considering the impact of DC control system[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(1): 73-80.
- [25] 于洋, 孙学锋, 高鹏, 等. 高压直流输电线路暂态保护分析与展望[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(2): 148-154.
YU Yang, SUN Xuefeng, GAO Peng, et al. Analysis and prospect on transient protection for HVDC transmission lines[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(2): 148-154.
- [26] IEC 60076-5-2003. power transformers-part 5: ability to withstand short circuit[S]. Geneva, Switzerland: International Electrotechnical Commission, 2003.
- [27] 周虎, 陈佳黎, 鲜龙, 等. 电网三相电压不平衡下农网低电压治理的研究[J]. 电网与清洁能源, 2015, 31(11): 13-18.
ZHOU Hu, CHEN Jiali, XIAN Long, et al. Research on the low voltage of three-phase unbalance in rural grid[J]. Power System and Clean Energy, 2015, 31(11): 13-18.
- [28] 封磊, 苟锐锋, 杨晓平, 等. 柔性直流输电系统功率模块研究与设计[J]. 高压电器, 2016, 52(1): 55-61.
FENG Lei, GOU Ruifeng, YANG Xiaoping, et al. Research and design of MMC-HVDC power module[J]. High Voltage Apparatus, 2016, 52(1): 55-61.

收稿日期: 2015-07-11; 修回日期: 2015-09-09

作者简介:

王春义(1980-), 男, 博士, 高级工程师, 研究方向为电力系统规划与运行分析;

郝全睿(1984-), 男, 通信作者, 博士, 副研究员, 研究方向为多端直流输电、交直流混合电网; E-mail: haoquanrui@sdu.edu.cn

高峰(1979-), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为可再生能源并网。

(编辑 姜新丽)