

# 基于 M3C 的 AC/AC 系统交流不对称故障控制策略研究

吴宏远<sup>1</sup>, 黄辉<sup>2</sup>, 裴星宇<sup>1</sup>, 马彦宾<sup>2</sup>, 王立华<sup>2</sup>, 刘亚冲<sup>2</sup>

(1. 广东电网有限责任公司珠海供电局, 广东 珠海 519000; 2. 北京四方继保自动化股份有限公司, 北京 100085)

**摘要:** 为了确保模块化多电平矩阵换流器(M3C)在交流电网不对称故障工况下仍能稳定运行, 本文研究基于 M3C 的交流互联系统不对称故障控制策略。推导得出基于 M3C 的 ac/ac 系统经双 $\alpha\beta 0$ 坐标变换后的解耦数学模型, 在此基础上分别设计了 M3C 所连接的两侧交流系统的控制器, 考虑到分别单独设计正负序控制器过程繁琐且较多的控制逻辑会引入控制偏差和控制延迟, 本文采用比例谐振控制器控制总电流量。通过调整 M3C 9 个支路间的 4 个环流量的分布来实现总电容电压及 3 个子换流器间、单个子换流器内及支路内子模块间 4 个维度的电容电压均衡控制。最后, 通过算例对文中所提出控制策略和设计的控制器有效性开展仿真分析。结果表明, 在交流系统两相不对称短路故障暂态过程中, 本文所设计控制策略能够保证整个系统的可靠运行。

**关键词:** 模块化多电平矩阵换流器; 不对称故障; 比例谐振控制器; 环流; 子模块电压均衡

## Study on AC Asymmetrical Fault Control Strategy for AC/AC System Based on M3C

WU Hongyuan<sup>1</sup>, HUANG Hui<sup>2</sup>, PEI Xingyu<sup>1</sup>, MA Yanbin<sup>2</sup>, WANG Lihua<sup>2</sup>, LIU Yachong<sup>2</sup>

(1. Zhuhai Power Supply Bureau of Guangdong Power Grid Co., Ltd., Guangdong Zhuhai 519000, China; 2. Beijing Sifang Automation Co., Ltd., Beijing 100085, China)

**Abstract:** For assuring the still stable operation of modular multilevel matrix converter (M3C) in asymmetrical fault condition of AC network, the asymmetrical fault control strategy of AC interconnection system based on M3C is studied in this paper. The decoupling mathematical model of M3C-based ac/ac system after dual  $\alpha\beta 0$  coordinate transformation is derived. On this basis, controller for the two-side AC systems connected to M3C are designed respectively. Considering the control deviation and control delay due to the tedious and multiple control logic control logic process in the individual design of positive and negative sequence controller, the proportional resonance controller is adopted in this paper to control the total currents. By adjusting the distribution of the four circulating currents among the nine branches of M3C, the total capacitive voltage and the four dimensions of capacitive voltage balance control between three sub-converters and between the sub-modules inside the single sub-converter and branch can be achieved. Finally, simulation analysis is conducted on the effectiveness of the proposed control strategy and designed controller through case. The results show that the control strategy designed in this paper can ensure the reliable operation of the entire system during the transient process of two-phase asymmetric short-circuit faults in the AC system.

**Keywords:** modular multilevel matrix converter; asymmetric fault; proportional resonance controller; circulating current; balanced voltage of sub-module

## 0 引言

能源转型及构建新型电力系统迫切需要大规模开发我国东部沿海地区的风电资源。截止目前, 风电的开发可以采用低频输电技术、高压直流输电

技术和高压交流输电技术 3 种手段<sup>[1-2]</sup>。虽然相比于前两种方式, 高压交流输电方式从结构上来看更加简单, 且经过多年技术攻关和工程实践, 技术也比较成熟, 但随着输送距离的增加, 电缆的容性充电电流会越来越大, 这就决定了该方式被局限在近

收稿日期: 2024-08-28

基金项目: 南方电网公司科技项目(030400KK52220008(GDKJXM20220327))。

海距离及小容量规模风电的开发<sup>[3-4]</sup>。针对高压交流输电方式存在的难题,低频输电技术通过将风电送出的频率从 50 Hz 降低到 50/3 Hz,以此来实现海上风电的长距离、大容量送出。2022 年,在浙江省台州市正式投运的容量为 35 kV/12.5 MVA 的低频输电工程是国内第一个基于 M3C 应用的示范工程,这种输电优势会逐步得到验证。

电力电子变换器作为风电并网的核心设备,主要起到能量传输和频率变换的功能<sup>[5-12]</sup>。针对两个不同频率的交流系统互联应用场景,除了采用背靠背结构柔性直流输电方式外,M3C 作为模块化多电平交/交变换器中的一种,其优势也受到了广泛关注<sup>[13-14]</sup>。相比于传统的矩阵变换器和 MMC,他同样能够实现四象限运行和幅值与频率的自由灵活调节。为了适应不同电压等级,只需要将桥臂子模块数量进行相应增/减。从拓扑结构上看,M3C 的 9 个桥臂支路都分别串有电感元件,从而避免了传统矩阵变换器存在的短路风险<sup>[15]</sup>。

目前关于 M3C 的理论研究主要聚焦在大功率电机的变频调速领域<sup>[16-21]</sup>。此外,随着低频输电技术发展及其工程化应用,该拓扑的研究热点开始转向三相低频输电场景<sup>[22-26]</sup>。但上述相关研究主要是针对其稳态控制方法上,而对于 M3C 在不对称故障工况下的运行控制策略研究较少,文献[27]针对 M3C 的 9 个桥臂支路的某个桥臂故障工况,提出一种通过从无故障的桥臂中选择 6 个支路构成六角形结构的模块化多电平换流器继续维持系统运行,但该方法会因两种拓扑结构的差异造成控制结构变化较大,暂态冲击大;文献[28]针对线路发生不对称故障工况提出额外引入负序电流进行控制,但文中并未明确给出负序电流参考值的确定方法;文献[29]针对低频输电系统提出分频、分层控制策略。通过工频侧注入负序电流分量来实现子模块电容电压的相间均衡,但该方法需要复杂的推导过程,较为繁琐;文献[30]提出通过注入环流分量的“瞬时功率模式”方法,但当输入侧系统频率恰好等于输出侧系统频率的 1/3 时,子模块电容电压波动的幅度会很大,造成失稳风险。文献[31]基于 M3C 在交流电压不对称工况下电压、电流等电气量的变化规律提出了采用共模电压和环流分量的控制策略,但该方法所设计的计算量较大。

基于上述研究存在的不足,针对 M3C 无论是交流电机调速还是低频输电等应用场景,交流系统都可能会出现因诸如负荷扰动、短路故障等原因造成的三相不对称情况。这时系统中的电气量通过对称分量法会出现负序分量,他们一方面可能会引起系统过电流,危及子模块中 IGBT 器件的安全;另一

方面,不对称的三相系统交流中会滋生大量的非特征次谐波分量,他们的存在除了对控制器的控制效果产生不利影响外,还可能叠加进一步使得 M3C 的 IGBT 等器件出现过压、过流问题。总之都会使得系统的可靠性降低。因此,针对 M3C 在交流不对称故障工况下的控制策略研究就显得更加有意义。本文分析并推导 M3C 及所连接交流系统在双  $\alpha\beta 0$  坐标变换下的数学对应关系及解耦模型,提出了一种不对称故障控制策略,分别设计了两侧系统及环流控制器,算例的仿真分析也证实了本文所提出的控制策略和控制器设计的有效性。

## 1 基于 M3C 的 ac/ac 系统拓扑及解耦数学模型

### 1.1 系统拓扑

图 1 所示为由 3 个 Y 型链接的子换流器 a、子换流器 b、子换流器 c 组成的 M3C,每个子换流器结构一样,由 3 个相同支路星型连接,支路中采用全桥子模块。一次侧交流系统的  $u, v, w$  三相与二次侧交流系统的  $a, b, c$  三相分别通过 M3C 的 9 个支路相连。

### 1.2 系统解耦数学模型建立

由图 1 所示电路结构及 KVL 可得

$$\begin{bmatrix} v_s^u & v_s^v & v_s^w \\ v_s^u & v_s^v & v_s^w \\ v_s^u & v_s^v & v_s^w \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a^u & i_a^v & i_a^w \\ i_b^u & i_b^v & i_b^w \\ i_c^u & i_c^v & i_c^w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a^u & v_a^v & v_a^w \\ v_b^u & v_b^v & v_b^w \\ v_c^u & v_c^v & v_c^w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{Ma} & v_{Ma} & v_{Ma} \\ v_{Mb} & v_{Mb} & v_{Mb} \\ v_{Mc} & v_{Mc} & v_{Mc} \end{bmatrix} + v_N \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $v_s^u, v_s^v, v_s^w$  为一次侧系统三相电压;  $v_{Ma/b/c}$  为二次侧系统三相电压;  $L, v_N$  表示桥臂电感、中性点  $O$  与  $N$  之间电势差;  $v_m^n, i_m^n (m=a, b, c; n=u, v, w)$  分别为图 1 中所标注的支路电压与支路电流。  $\alpha\beta 0$  坐标系下的数学变换矩阵为

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

将式(2)左乘以矩阵  $C^{\alpha\beta 0}$ , 然后右乘以矩阵  $(C^{\alpha\beta 0})^T$  有

$$\sqrt{3} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ v_s^\alpha & v_s^\beta & 0 \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha^\alpha & i_\alpha^\beta & i_\alpha^0 \\ i_\beta^\alpha & i_\beta^\beta & i_\beta^0 \\ i_0^\alpha & i_0^\beta & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha^\alpha & v_\alpha^\beta & v_\alpha^0 \\ v_\beta^\alpha & v_\beta^\beta & v_\beta^0 \\ v_0^\alpha & v_0^\beta & v_0^0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & v_{Ma} \\ 0 & 0 & v_{Mb} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3v_N \end{bmatrix} \quad (3)$$

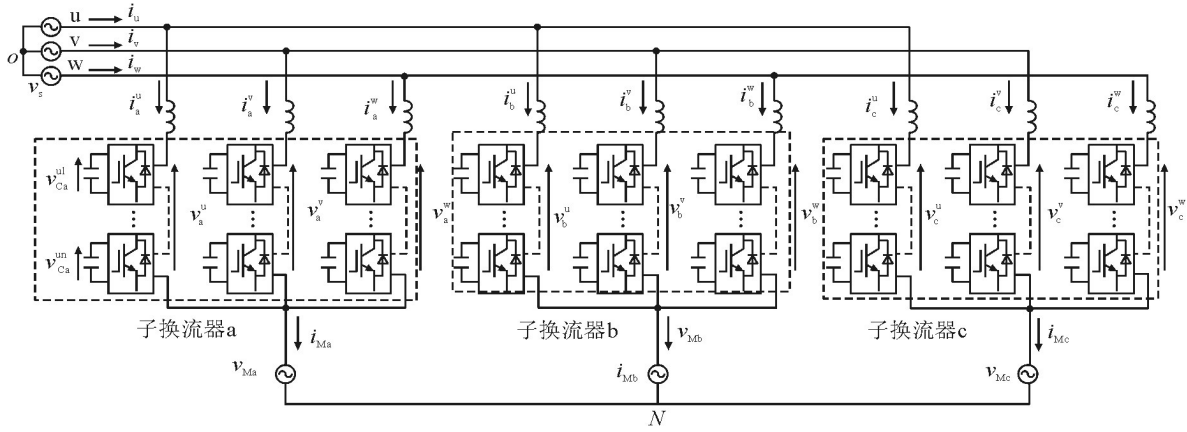


图1 系统拓扑结构

Fig. 1 Topological structure of system

式中:  $v_s^\alpha, v_s^\beta$  为  $\alpha\beta$  坐标系一次侧系统电压;  $v_{Ma}, v_{Mb}$  为  $\alpha\beta$  坐标系二次侧系统电压;  $v_j^k, i_j^k (j=\alpha, \beta, 0; k=\alpha, \beta, 0)$  为支路电压与支路电流。由式(3)中微分方程矩阵的各行和各列对应关系得出

1)第3行的1、2列为与一次侧交流系统相关的电气量,公式为

$$\sqrt{3}v_s^{\alpha\beta} = L \frac{di_0^{\alpha\beta}}{dt} + v_0^{\alpha\beta} \quad (4)$$

式中:  $v_s^{\alpha\beta}, i_0^{\alpha\beta}, v_0^{\alpha\beta}$  分别为式(3)中对应  $v_s^\alpha, v_s^\beta, i_0^\alpha, i_0^\beta, v_0^\alpha, v_0^\beta$  分量的复合变量。

2)第3列的1、2行为与二次侧交流系统相关的电气量,公式为

$$0 = L \frac{di_{\alpha\beta}^0}{dt} + v_{\alpha\beta}^0 + \sqrt{3}v_{Ma\beta} \quad (5)$$

式中:  $i_{\alpha\beta}^0, v_{\alpha\beta}^0$  分别为式(3)中对应  $i_\alpha^0, i_\beta^0, v_\alpha^0, v_\beta^0$  分量的复合变量。

3)第1、2行及对应1、2列为与环流相关的4个电气量,公式为

$$0 = L \frac{di_{\alpha\beta}^{\alpha\beta}}{dt} + v_{\alpha\beta}^{\alpha\beta} \quad (6)$$

式中:  $i_{\alpha\beta}^{\alpha\beta}, v_{\alpha\beta}^{\alpha\beta}$  分别为  $v_j^k, i_j^k (j=\alpha, \beta; k=\alpha, \beta)$  分量的复合变量。

4)第3行第3列为与中性点电压相关的电气量

$$v_0^0 = -3v_N \quad (7)$$

由式(4)–(7)可见,通过双 $\alpha\beta 0$ 坐标变换可以使得M3C所连接系统的解耦,为后文开展控制器设计奠定基础。

## 2 交流不对称故障控制策略设计

根据式(4)–(7)所建立 $\alpha\beta 0$ 坐标系下的M3C数学逻辑关系,提出交流不对称故障控制策略,其总控制框图见图2,下文对图2中所示各子功能块开展详细介绍。

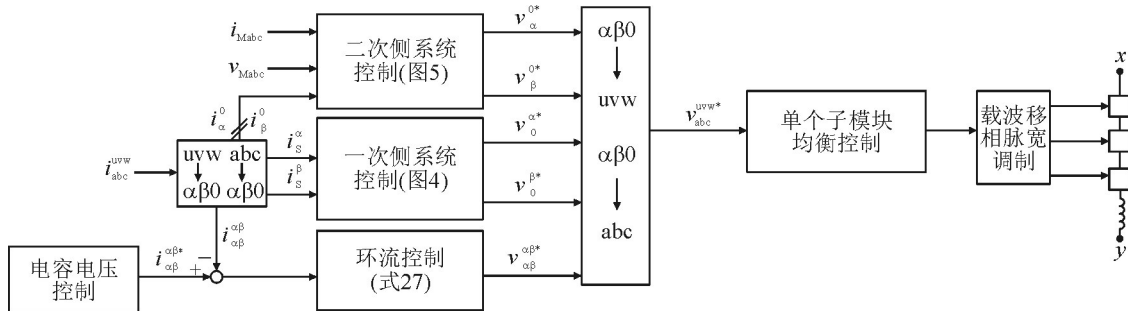


图2 总控制框图

Fig. 2 Overall control block diagram

### 2.1 正序和负序分量提取

二次侧系统发生交流不对称故障后,三相系统的电气量可用下式表示

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f^+ \cos \beta \\ f^+ \cos(\beta - 2\pi/3) \\ f^+ \cos(\beta + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f^- \cos \gamma \\ f^- \cos(\gamma + 2\pi/3) \\ f^- \cos(\gamma - 2\pi/3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f^0 \\ f^0 \\ f^0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中:  $f_{a/b/c}$  用于表示电压或电流;  $\beta = \omega_1 t + \alpha^+$ ,  $w_1 = w_0$ ,  $w_0$  为系统角频率;  $\gamma = \omega_2 t + \alpha^-$ ,  $\alpha^+$  和  $\alpha^-$ 、 $f^+$  和  $f^-$  为正、负序分量的相角初始值和幅值;  $f^0$  表示零序分量。由于二次侧为非接地系统,上式中的零序分量可以去掉,式(8)简化为

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f^+ \cos \beta \\ f^+ \cos(\beta - 2\pi/3) \\ f^+ \cos(\beta + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f^- \cos \gamma \\ f^- \cos(\gamma + 2\pi/3) \\ f^- \cos(\gamma - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (9)$$

三相静止坐标系分别向两相 dq 旋转坐标系变换的正、负序 park 矩阵  $T_{abc/dq}^+$ 、 $T_{abc/dq}^-$  分别为

$$T_{abc/dq}^+ = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$T_{abc/dq}^- = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t + 2\pi/3) & \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \sin \omega t & \sin(\omega t + 2\pi/3) & \sin(\omega t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (10)$$

对式(9)分别按式(10)进行变换可得

$$\begin{bmatrix} f_d^+ \\ f_q^+ \end{bmatrix} = T_{abc/dq}^+ \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f^+ \cos \alpha^+ \\ f^+ \sin \alpha^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f^- \cos(2\omega_1 t + \alpha^-) \\ -f^- \sin(2\omega_1 t + \alpha^-) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} f_d^- \\ f_q^- \end{bmatrix} = T_{abc/dq}^- \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f^- \cos \alpha^- \\ f^- \sin \alpha^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f^+ \cos(2\omega_2 t + \alpha^+) \\ -f^+ \sin(2\omega_2 t + \alpha^+) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中:  $f_x^y (x=d, q; y=+, -)$  分别表示电压/电流正负序的  $d, q$  分量。将式(11)整体延时  $\pi/2$  角度, 可得

$$\begin{bmatrix} f_d^+ \\ f_q^+ \\ f_d^- \\ f_q^- \end{bmatrix} e^{-j\frac{\pi}{2}} = \begin{bmatrix} f^+ \cos \alpha^+ - f^- \cos(2\omega_1 t + \alpha^-) \\ f^+ \sin \alpha^+ + f^- \sin(2\omega_1 t + \alpha^-) \\ f^- \cos \alpha^- - f^+ \cos(2\omega_2 t + \alpha^+) \\ f^- \sin \alpha^- + f^+ \sin(2\omega_2 t + \alpha^+) \end{bmatrix} \quad (12)$$

综合(11)-(12)式可得到式(13)和图3所示流程图

$$\begin{bmatrix} f^+ \cos \alpha^+ \\ f^+ \sin \alpha^+ \\ f^- \cos \alpha^- \\ f^- \sin \alpha^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} f_d^+ + e^{-j\frac{\pi}{2}} f_d^- \\ f_q^+ + e^{-j\frac{\pi}{2}} f_q^- \\ f_d^- + e^{-j\frac{\pi}{2}} f_d^+ \\ f_q^- + e^{-j\frac{\pi}{2}} f_q^+ \end{bmatrix} \quad (13)$$

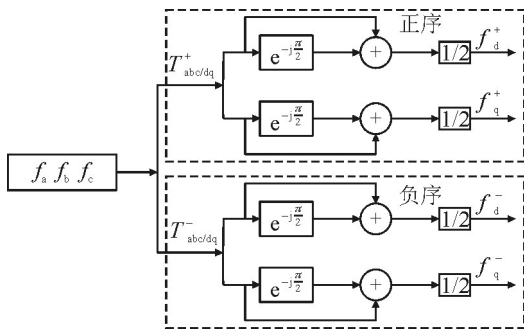


图3 序分量提取流程图

Fig. 3 Sequence component extraction flowchart

## 2.2 一次侧 $u, v, w$ 三相交流系统控制器设计

结合图1电路接线且由 KCL 可得

$$\begin{cases} i_\alpha^0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_\alpha^u + i_\alpha^v + i_\alpha^w) = \frac{i_{M\alpha}}{\sqrt{3}} \\ i_\beta^0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_\beta^u + i_\beta^v + i_\beta^w) = \frac{i_{M\beta}}{\sqrt{3}} \\ i_0^\alpha = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a^\alpha + i_b^\alpha + i_c^\alpha) = \frac{i_s^\alpha}{\sqrt{3}} \\ i_0^\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a^\beta + i_b^\beta + i_c^\beta) = \frac{i_s^\beta}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (14)$$

式中:  $i_s^\alpha, i_s^\beta$  为  $\alpha\beta$  坐标系一次侧系统电流;  $i_{M\alpha}, i_{M\beta}$  分别为  $\alpha\beta$  坐标系二次侧系统电流;  $i_m^n (m=a, b, c; n=\alpha, \beta)$  为  $\alpha\beta$  坐标系下支路电压与支路电流。由一次侧系统的微分矩阵方程式(3)和式(14)得

$$\sqrt{3} \begin{bmatrix} v_s^\alpha \\ v_s^\beta \\ v_s^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s^\alpha \\ i_s^\beta \\ i_s^0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0^\alpha \\ v_0^\beta \\ v_0^0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

对式(15)进行 Park 变换

$$\sqrt{3} \begin{bmatrix} v_s^d \\ v_s^q \\ v_s^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} L \frac{d}{dt} & -\omega_s L \\ \omega_s L & L \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^d \\ i_s^q \\ i_s^0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0^d \\ v_0^q \\ v_0^0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中:  $v_s^{dq}, i_s^{dq}, v_0^{dq}$  分别描述系统三相电压、三相电流、中性点间电压;  $v_0$  在 dq 坐标系的对应分量;  $\omega_s$  为系统角频率。由此, 可设计一次侧交流系统的控制器结构如下

$$\begin{bmatrix} v_0^{d*} \\ v_0^{q*} \\ v_0^0 \end{bmatrix} = \sqrt{3} \begin{bmatrix} v_s^d \\ v_s^q \\ v_s^0 \end{bmatrix} - \frac{\omega_s L}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^d \\ i_s^q \end{bmatrix} - K_s \left( 1 + \frac{1}{sT_s} \right) \left( \begin{bmatrix} i_s^{d*} \\ i_s^{q*} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_s^d \\ i_s^q \end{bmatrix} \right) \quad (17)$$

式中:  $K_s, T_s$  为常数;  $i_s^{dq*}, v_0^{dq*}$  表示 dq 分量电流、中性点间电压的参考值。其中  $i_s^{q*}$  为 0 使得系统保持单位功率因数, 有功电流的参考值  $i_s^{d*}$  通过有功功率和电容电压控制获得

$$i_s^{d*} = \frac{p^*}{v_s^d} + K_A \left( 1 + \frac{1}{sT_A} \right) (V_c^* - \bar{V}_c) \quad (18)$$

式中:  $K_A, T_A$  分别为常数;  $p^*, V_c^*, \bar{V}_c$  分别表示功率和电容电压设定值、 $9n$  个子模块电容电压的平均值。

综合式(17)-(18)可得一次侧系统控制框图见图4。

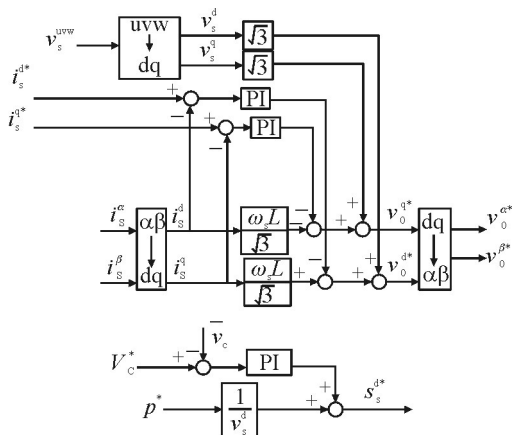


图4  $u, v, w$  三相系统控制框图  
Fig. 4 Control block diagram of  $u, v, w$  three-phase system

$$\begin{bmatrix} v_{d+}^{0*} \\ v_{d+}^{0*} \\ v_{q+}^{0*} \end{bmatrix} = -\sqrt{3} \begin{bmatrix} v_M^{d+} \\ v_M^{q+} \\ v_M^{0+} \end{bmatrix} - \frac{\omega_M L}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M^{d+} \\ i_M^{q+} \end{bmatrix} - K_{M1} \left( 1 + \frac{1}{sT_{M1}} \right) \left( \begin{bmatrix} i_M^{d+*} \\ i_M^{q+*} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_M^{d+} \\ i_M^{q+} \end{bmatrix} \right)$$

$$\begin{bmatrix} v_{d-}^{0*} \\ v_{d-}^{0*} \\ v_{q-}^{0*} \end{bmatrix} = -\sqrt{3} \begin{bmatrix} v_M^{d-} \\ v_M^{q-} \\ v_M^{0-} \end{bmatrix} - \frac{\omega_M L}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M^{d-} \\ i_M^{q-} \end{bmatrix} - K_{M2} \left( 1 + \frac{1}{sT_{M2}} \right) \left( \begin{bmatrix} i_M^{d-*} \\ i_M^{q-*} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_M^{d-} \\ i_M^{q-} \end{bmatrix} \right) \quad (21)$$

式中:  $K_{M1}$ 、 $K_{M2}$  和  $T_{M1}$ 、 $T_{M2}$  分别表示常数;  $d^+$ 、 $d^-$ 、 $q^+$  和  $q^-$  分别表示二次侧系统电压或电流的 dq 轴正序和负序分量。式(21)给出的是正负序控制器分别单独设计,因类似于对称工况下的设计方法,这种设计方法虽易于理解,但控制系统的实现过程繁琐,且较多的控制逻辑会给整个控制回路引入控制偏差和控制延迟,而比例谐振控制器不进行区分正、负序分量且从总电流量整体去控制。因此,与式(21)所示用 4 个控制器分别进行设计相比,采用基于比例谐振原理的设计方法只需要两个控制器。综上

## 2.3 二次侧 $a, b, c$ 三相交流系统控制器设计

二次侧系统的矩阵方程为

$$-\sqrt{3} \begin{bmatrix} v_M^\alpha \\ v_M^\beta \\ v_M^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_M^\alpha \\ i_M^\beta \\ i_M^0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha^0 \\ v_\beta^0 \\ v_0^0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中:  $v_M^\alpha$ 、 $v_M^\beta$ 、 $i_M^\alpha$ 、 $i_M^\beta$  分别表示  $\alpha\beta$  坐标系二次侧系统电压、电流。经 Park 变换可得:

$$-\sqrt{3} \begin{bmatrix} v_M^d \\ v_M^q \\ v_M^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} L \frac{d}{dt} & -\omega_M L \\ \omega_M L & L \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M^d \\ i_M^q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d^0 \\ v_q^0 \\ v_0^0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

式中:  $v_M^d$ 、 $v_M^q$ 、 $i_M^d$ 、 $i_M^q$  分别表示 dq 坐标系二次侧系统电压、电流。基于 2.1 节的正负序分离、提取分析,可以按照下式分别单独设计正负序控制器。

分析,本文采用 PR 控制器对二次侧交流系统解耦控制器进行设计如下

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^{0*} \\ v_{\beta}^{0*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha\_ref} \\ v_{\beta\_ref} \end{bmatrix} - L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{M\alpha} \\ i_{M\beta} \end{bmatrix} - C_{PR}(s) \left( \begin{bmatrix} i_{\alpha\_ref} \\ i_{\beta\_ref} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{M\alpha} \\ i_{M\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (22)$$

式中:  $C_{PR} = K_m + K_n \frac{s}{s^2 + \omega^2}$ ;  $K_m$  和  $K_n$  分别为常数系数;  $v_{\alpha\_ref}$ 、 $v_{\beta\_ref}$ 、 $i_{\alpha\_ref}$ 、 $i_{\beta\_ref}$  分别表示  $\alpha\beta$  坐标系下的电压、电流参考值。因此,设计  $a, b, c$  三相不对称系统控制器结构,其控制框图见图 5。

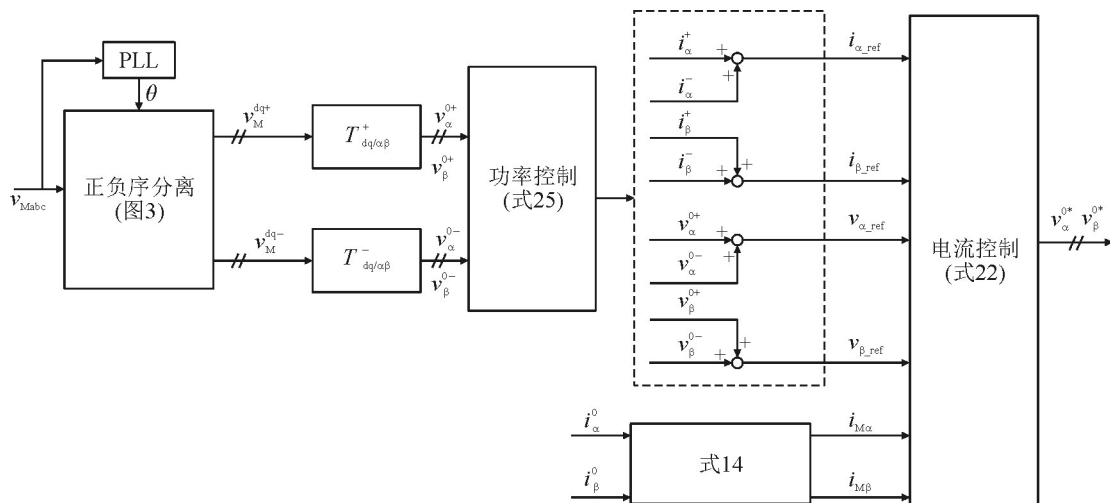


图5  $a, b, c$  三相不对称系统控制框图  
Fig. 5 Control block diagram of  $a, b, c$  three-phase asymmetric system

## 2.4 功率控制

由瞬时功率理论可知,二次侧不对称系统的瞬时有功和无功功率为

$$\begin{aligned} P &= P_1 + P_2 \sin(2\omega t) + P_3 \cos(2\omega t) \\ Q &= Q_1 + Q_2 \sin(2\omega t) + Q_3 \cos(2\omega t) \end{aligned} \quad (23)$$

上式中有功/无功功率除了恒定分量  $P_1$ 、 $Q_1$  外,还包括二倍频分量  $P_2 \sin(2\omega t)$ 、 $P_3 \cos(2\omega t)$  和  $Q_2 \sin(2\omega t)$ 、 $Q_3 \cos(2\omega t)$ 。且在系统不对称工况下的表达式为

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{3}{2} (v_{\alpha}^{0+} i_{\alpha}^{0+} + v_{\beta}^{0+} i_{\beta}^{0+} + v_{\alpha}^{0-} i_{\alpha}^{0-} + v_{\beta}^{0-} i_{\beta}^{0-}) \\ P_2 &= \frac{3}{2} (v_{\beta}^{0-} i_{\alpha}^{0+} - v_{\alpha}^{0-} i_{\beta}^{0+} - v_{\beta}^{0+} i_{\alpha}^{0-} + v_{\alpha}^{0+} i_{\beta}^{0-}) \\ P_3 &= \frac{3}{2} (v_{\alpha}^{0+} i_{\alpha}^{0-} + v_{\beta}^{0+} i_{\beta}^{0-} + v_{\alpha}^{0-} i_{\alpha}^{0+} + v_{\beta}^{0-} i_{\beta}^{0+}) \\ Q_1 &= \frac{3}{2} (v_{\beta}^{0+} i_{\alpha}^{0+} - v_{\alpha}^{0+} i_{\beta}^{0+} + v_{\beta}^{0-} i_{\alpha}^{0-} - v_{\alpha}^{0-} i_{\beta}^{0-}) \\ Q_2 &= \frac{3}{2} (v_{\alpha}^{0+} i_{\alpha}^{0-} + v_{\beta}^{0+} i_{\beta}^{0-} - v_{\alpha}^{0-} i_{\alpha}^{0+} - v_{\beta}^{0-} i_{\beta}^{0+}) \\ Q_3 &= \frac{3}{2} (v_{\beta}^{0+} i_{\alpha}^{0-} - v_{\alpha}^{0+} i_{\beta}^{0-} + v_{\beta}^{0-} i_{\alpha}^{0+} - v_{\alpha}^{0-} i_{\beta}^{0+}) \end{aligned} \quad (24)$$

式中:  $v_j^k (j=\alpha, \beta; k=0+, 0-)$ 、 $i_j^k (j=\alpha, \beta; k=+, -)$  分别表示  $\alpha\beta$  坐标下正负序电压、电流分量,本文选取其中的  $P_1$ 、 $Q_1$ 、 $P_2$ 、 $P_3$  为控制量,可得

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^{0+} \\ i_{\beta}^{0+} \\ i_{\alpha}^{0-} \\ i_{\beta}^{0-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{0+} & v_{\beta}^{0+} & v_{\alpha}^{0-} & v_{\beta}^{0-} \\ v_{\beta}^{0+} & -v_{\alpha}^{0+} & v_{\beta}^{0-} & -v_{\alpha}^{0-} \\ v_{\beta}^{0-} & -v_{\alpha}^{0-} & -v_{\beta}^{0+} & v_{\alpha}^{0+} \\ v_{\alpha}^{0-} & v_{\beta}^{0-} & v_{\alpha}^{0+} & v_{\beta}^{0+} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} P_1 \\ \frac{2}{3} Q_1 \\ \frac{2}{3} P_2 \\ \frac{2}{3} P_3 \end{bmatrix} \quad (25)$$

## 2.5 子模块电容电压控制

M3C 的  $9n$  个子模块电压控制包含两部分:

1) 总体电压控制:通过该控制功能可使得 M3C 的  $9n$  个子模块电容电压的平均值保持在 1.5 kV 附近,该控制的具体实现过程包含在前文 2.2 节控制部分中。

2) 支路电容电压控制:通过该控制功能可使得子换流器 a、子换流器 b、子换流器 c 之间的电容电压均衡和每个子换流器内部各自所含的支路之间的电容电压均衡逻辑,具体请参考文献[18],此处不再赘述。

## 2.6 环流控制

通常,环流因只在 M3C 的 9 个支路之间循环流动而不会改变这个互联系统对外输送的净有功/无功量被抑制到零,以便降低支路功率损耗。然而,由 M3C 的工作原理可知,其正是通过改变 9 个支路间的 4 个环流分布使得支路之间的电容电压保持

动态均衡,由式(3)可得到下式所示环流相关的微分方程为

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^{\alpha} & i_{\alpha}^{\beta} \\ i_{\beta}^{\alpha} & i_{\beta}^{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{\alpha} & v_{\alpha}^{\beta} \\ v_{\beta}^{\alpha} & v_{\beta}^{\beta} \end{bmatrix} \quad (26)$$

可得式(27)所示环流控制器

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^{\alpha*} & v_{\alpha}^{\beta*} \\ v_{\beta}^{\alpha*} & v_{\beta}^{\beta*} \end{bmatrix} = -K_Z \left( \begin{bmatrix} i_{\alpha}^{\alpha*} & i_{\alpha}^{\beta*} \\ i_{\beta}^{\alpha*} & i_{\beta}^{\beta*} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{\alpha}^{\alpha} & i_{\alpha}^{\beta} \\ i_{\beta}^{\alpha} & i_{\beta}^{\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (27)$$

式中:  $K_Z$  为常数;  $i_{\alpha\beta}^{\alpha*}$  表示通过电容电压均衡控制得到的 4 个环流分量的参考值;  $v_{\alpha\beta}^{\alpha*}$  表示  $\alpha\beta$  坐标下 4 个电压量。

## 3 算例分析

在电磁暂态仿真软件(PSCAD/EMTDC V5)中搭建图 1 所示的系统架构用于验证本文所提出控制策略的有效性,系统仿真参数见表 1。表 2 所示为两侧系统的有功功率设置值  $P_{1\_ref}$ 、 $P_{2\_ref}$ 。1 s 时刻在 a、b、c 三相交流系统的 b、c 两相置 500 ms 的短路故障。

表 1 有功功率 P 指令值  
Table 1 Command value of active power P

| 系统参数                 | 数值    | 控制参数     | 数值    |
|----------------------|-------|----------|-------|
| 一次侧电压 $V_1$ (L-L)/kV | 10    | 常数 $K_P$ | 20    |
| 二次侧电压 $V_2$ (L-L)/kV | 10    | 常数 $K_i$ | 1 000 |
| 电容额定电压 $V_c^*$ /kV   | 1.5   | 常数 $K_s$ | 10    |
| 支路内模块数 $n$           | 20    | 常数 $T_s$ | 0.001 |
| 电容值 $C/\mu F$        | 8 400 | 常数 $K_A$ | 10    |
| 系统频率 $f_1$ /Hz       | 50    | 常数 $T_A$ | 0.1   |
| 支路电感 $L$ /mH         | 2.4   | 常数 $k_1$ | 0.1   |
| 开关频率 $f_{sw}$ /kHz   | 1     | 常数 $k_2$ | 1.5   |

表 2 参数列表  
Table 2 Parameter list

| $t/s$ | $P_{1\_ref}/MW$ | $P_{2\_ref}/MW$ |
|-------|-----------------|-----------------|
| 0~1   | 7               | -7              |
| 1~1.5 | 3               | -3              |
| 1.5~2 | 7               | -7              |

图 6 和图 7 所示分别为  $u$ 、 $v$ 、 $w$  和  $a$ 、 $b$ 、 $c$  系统电压  $v_{su}$ 、 $v_{sv}$ 、 $v_{sw}$  和  $v_{Ma}$ 、 $v_{Mb}$ 、 $v_{Mc}$  及其各自  $d$  轴、 $q$  轴分量动态变化波形。由图 6 相关波形可知故障过程一次侧系统的电压  $v_{su}$ 、 $v_{sv}$ 、 $v_{sw}$  幅值不变,故障前后及故障期间都始终保持在额定值。而图 7 所示二次侧系统电压  $v_{Mb}$ 、 $v_{Mc}$  及  $dq$  轴电压分量在故障期间幅值明显减小。

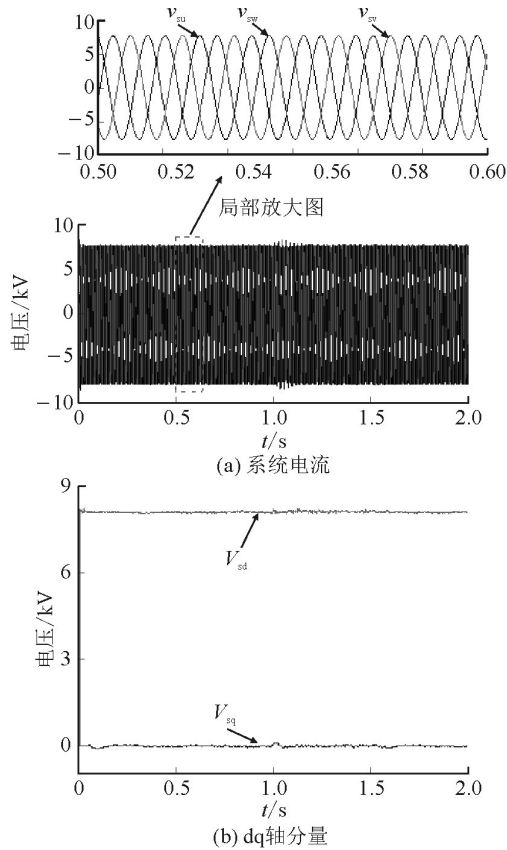


图6  $u, v, w$ 三相系统电压  
Fig. 6 Voltage of  $u, v, w$  three-phase system

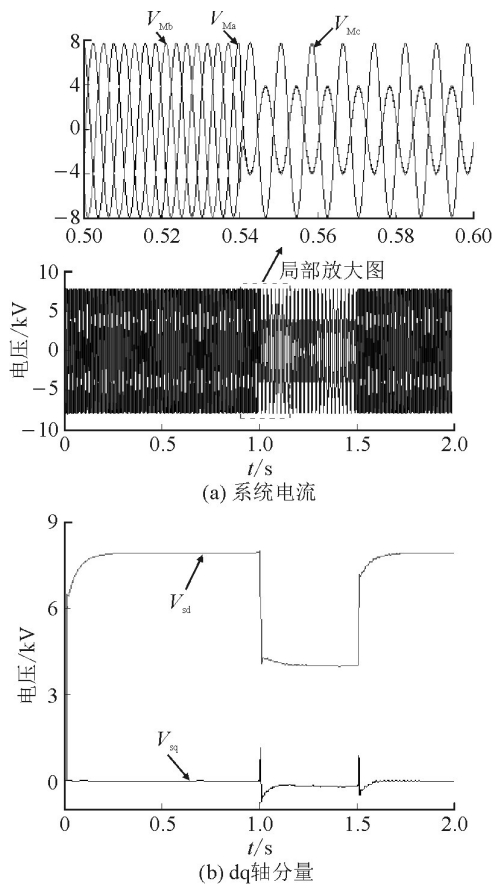


图7  $a, b, c$ 三相系统曲线  
Fig. 7 Curve of  $a, b, c$  three-phase system

图8中分别显示两侧系统在整个故障期间的有功功率 $P_1$ 、 $P_2$ 和无功功率 $Q_1$ 、 $Q_2$ 的变化情况。从功率的实时变化趋势看出,整个过程中系统功率都能够动态快速按照其各自指令值变化。此外,对比两侧系统在故障期间的功率波形,一次侧系统的功率不包含二倍频率振荡分量,而二次侧系统的功率如前文功率控制部分分析所述包含二倍频率振荡分量。

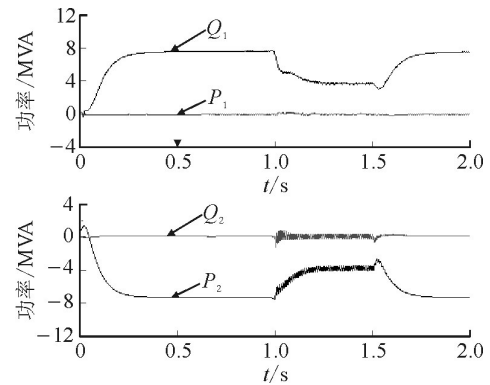


图8 系统功率变化曲线  
Fig. 8 Power variation curves of system

图9和图10分别为两侧系统交流电流及dq轴分量变化情况。

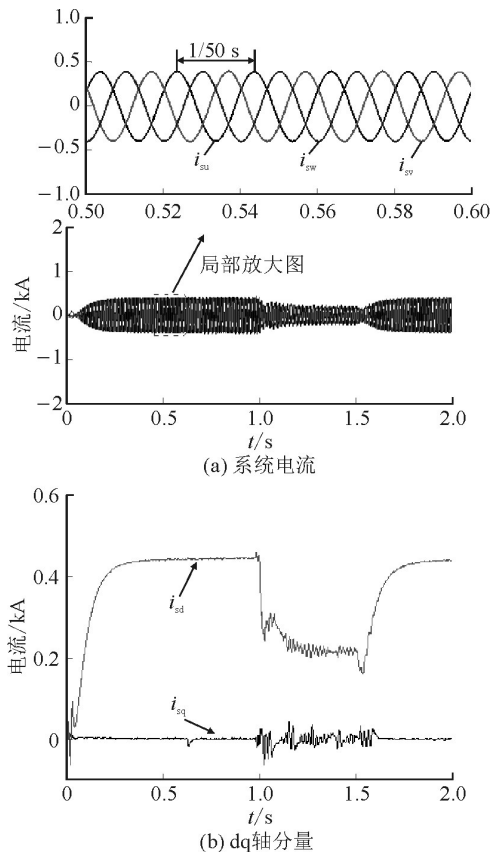


图9  $u, v, w$ 三相系统电流  
Fig. 9 Current of  $u, v, w$  three-phase system

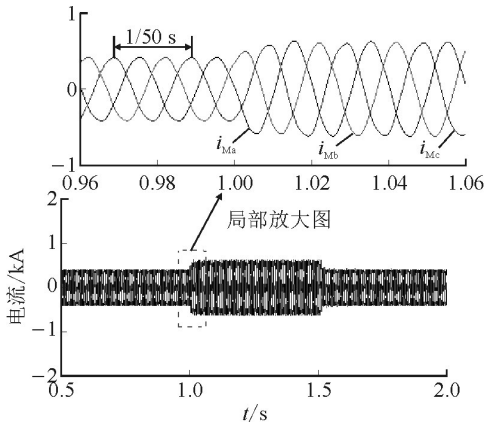


图10 a、b、c三相系统电流波形  
Fig. 10 Current waveform of a、b、c three-phase system

不对称故障发生后,一次侧系统三相电流幅值变小是因为三相电压幅值保持不变而有功功率 $P_{1\_ref}$ 的指令值降低。故障清除后,有功指令值的抬升使得交流电流幅值逐渐变化到故障前的幅值。图11显示了整个过程中a、b、c三相系统电压包含的正、负序的 $\alpha$ 、 $\beta$ 分量变化情况。

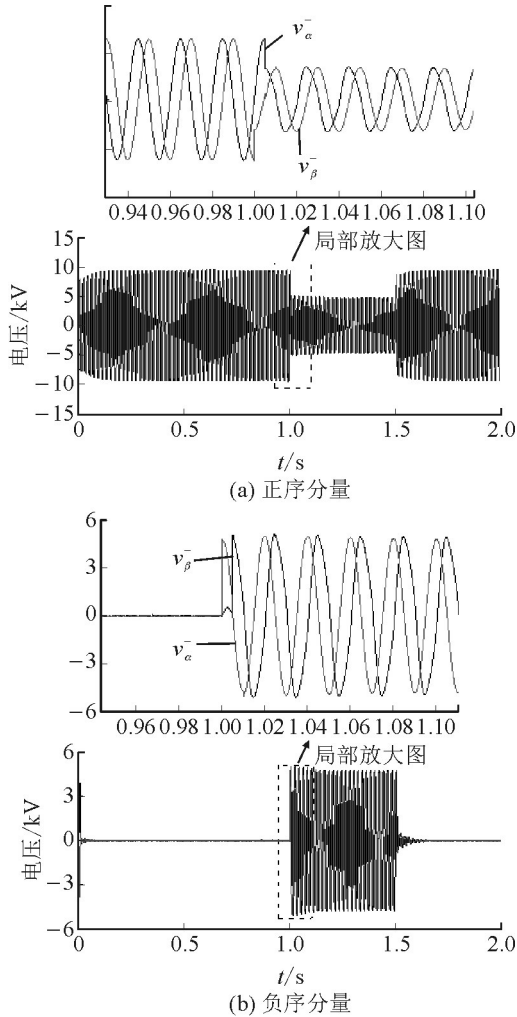


图11 a、b、c三相系统电压的正序和负序分量  
Fig. 11 Positive and negative sequence components of a、b、c three-phase system voltage

由图11(b)看出,在1 s时刻置故障后立即出现负序电压分量,经过500 ms故障持续时间,在1.5 s时刻随着故障的清除负序分量也迅速降为零。图12为支路au内子模块电容电压变化情况,子模块电容电压在故障期间也保持均衡且维持在额定值1.5 kV左右,在故障起始时刻会略微抬升,但很快又回到额定值。

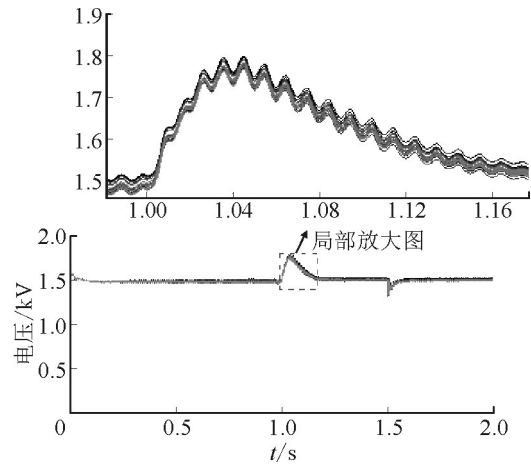


图12 支路au的子模块电容电压  
Fig. 12 Capacitive voltage of sub-module of branch au

综上所述,二次侧a、b、c三相系统发生BC相短路故障后,电压、电流、功率等电气量都能实现平稳过渡,系统能够顺利实现故障穿越。

4 结语

为确保M3C在实际工程应用中的可靠平稳运行,开展基于M3C的交流互联系统不对称故障穿越策略研究至关重要。本文基于整个系统在双 $\alpha\beta$ 0坐标变换后的解耦数学模型,提出了一种交流不对称故障时的故障穿越策略。分别设计了M3C所连接两侧系统的解耦控制器,为了简化多个正、负序控制器分别进行单独设计的繁琐过程,本文采用比例谐振控制器同时调节故障期间的正、负序电流分量。通过算例对所提出的故障穿越策略的可行性及有效性进行仿真验证。综合所有波形分析表明,本文所设计策略能够确保暂、稳态工况下系统的稳定运行。

参考文献

[1] 蔡晖,张文嘉,彭竹羿,等. 基于大规模风电机组的虚拟惯量控制技术对江苏电网频率稳定性的影响研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2021, 42(4): 41-46.  
CAI Hui, ZHANG Wenjia, PENG Zhuoyi, et al. Influence of large scale wind turbine-based virtual inertia control technology on frequency stability of Jiangsu power grid[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2021, 42(4):

- 41-46.
- [2] 罗红梅,申旭辉,董立,等.采用交流海缆接入的海上风电场无功配置方法[J].电力电容器与无功补偿,2021,42(6):1-10.
- LUO Hongmei, SHEN Xuhui, DONG Li, et al. Reactive power configuration method of offshore wind power with access of AC submarine cable[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2021, 42(6): 1-10.
- [3] LI Rui, YU Lujie, XU Lie, et al. Coordinated control of parallel DR - HVDC and MMC - HVDC systems for offshore wind energy transmission[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(3): 2572-2582.
- [4] 朱乾龙,齐盟.风电场等值模型准确度评价研究综述[J].电力电容器与无功补偿,2020,41(6):180-184.
- ZHU Qianlong, QI Meng. Review on accuracy evaluation of equivalent model of wind farm[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2020, 41(6): 180-184.
- [5] 陆翌,王凤,邓伟成,等.集成故障阻断能力的DC/DC自耦变换器[J].浙江电力,2023,42(1):1-12.
- LU Yi, WANG Feng, DENG Weicheng, et al. A DC/DC autotransformer with integrated fault blocking capability[J]. Zhejiang Electric Power, 2023, 42(1): 1-12.
- [6] 叶育林,于艇,刘晨,等.直流微网中双有源桥变换器精确直接功率控制[J].西安工程大学学报,2023,37(6):96-105.
- YE Yulin, YU Ting, LIU Chen, et al. Accurate direct power control for dual active bridge converter in DC microgrid[J]. Journal of Xi'an Polytechnic University, 2023, 37(6): 96-105.
- [7] 周贤富,楼平,陈哲,等.基于标准特征多项式的变电站光储直柔系统双向AC/DC变换器控制策略[J].电网与清洁能源,2024,40(5):119-129.
- ZHOU Xianfu, LOU Ping, CHEN Zhe, et al. Control strategy of the bidirectional AC/DC converter in the substation PEDF system based on standard characteristic polynomial[J]. Power System and Clean Energy, 2024, 40(5): 119-129.
- [8] 薛瑞,许崇福,王江涛,等.多端口直流变换器的协调控制研究[J].浙江电力,2023,42(6):43-50.
- XUE Rui, XU Chongfu, WANG Jiangtao, et al. Research on the coordinated control of multi-port DC converter[J]. Zhejiang Electric Power, 2023, 42(6): 43-50.
- [9] 孔祥平,宾子君,张雅倩,等.基于电容电压波动补偿的混合型模块化多电平变换器[J].电力工程技术,2023,42(5):214-223.
- KONG Xiangping, BIN Zijun, ZHANG Yaqian, et al. A hybrid modular multi-level converter based on capacitor voltage ripple compensation[J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(5): 214-223.
- [10] 张勤进,牛淼,刘彦呈,等.储能双向DC/DC变换器自适应充放电无缝切换策略[J].电测与仪表,2023,60(2):186-195.
- Zhang Qinjin, Niu Miao, Liu Yancheng, et al. Seamless switching strategy of adaptive charge and discharge for bidirectional DC/DC converter with storage energy[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2023, 60(2): 186-195.
- [11] 徐万万,王斌,刘江,等.混合微网中基于互联变换器的谐波补偿控制[J].电网与清洁能源,2023,39(5):113-119.
- XU Wanwan, WANG Bin, LIU Jiang, et al. Harmonic compensation control through interlinking converter in hybrid microgrid[J]. Power System and Clean Energy, 2023, 39(5): 113-119.
- [12] 卢宇,吴小丹,雷家兴,等.电网不平衡工况下模块化多电平矩阵变换器控制策略[J].电力工程技术,2023,42(4):195-205.
- LU Yu, WU Xiaodan, LEI Jiaxing, et al. Control strategy of the modular multilevel matrix converter under unbalanced grid condition[J]. Electric Power Engineering Technology, 2023, 42(4): 195-205.
- [13] ERICKSON R. W. AL-NASEEM O. A. A new family of matrix converters[C]//Proceeding of the 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Denver, CO, USA, 2001, pp. 1515-1520.
- [14] OATES C. A methodology for developing 'Chainlink' converters[C]//2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications.[S.l.]: IEEE, 2009: 1-10.
- [15] 刘健.模块化多电平矩阵变换器的控制策略研究[D].杭州:浙江大学,2019.
- [16] FAN Boran, WANG Kui, GU Chunyang, et al. A branch current reallocation based energy balancing strategy for the Modular multilevel matrix converter operating around equal frequency[C]//IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.[S. l.]: IEEE, 2016: 3111-3116.
- [17] MIURA Y, YOSHIDA T, FUJIKAWA T, et al. Operation of modular matrix converter with hierarchical control system under cell failure condition[Z], 2016: 1-8.
- [18] BRAECKLE D, KAMMERER F, SCHNARRENBARGER M, et al. A modular multilevel matrix converter for high speed drive applications[C]//PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management.[S. l.]: VDE, 2016: 1-8.
- [19] OKAZAKI Y, KAWAMURA W, HAGIWARA M, et al. Experimental comparisons between modular multilevel DSCC inverters and TSBC converters for Medium-Voltage motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017,

- 32(3):1805-1817.
- [20] KAWAMURAW, CHEN K, AKAGI H. A Low-Speed, High-Torque motor drive using a modular multilevel cascade converter based on Triple-Star bridge cells (MMCC-TSBC)[J]. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2015, 51(5): 3965-3974.
- [21] 张翀, 张嘉楠, 张迪, 等. 基于 Hexverter 的 AC/AC 系统交流不对称故障控制策略研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2024, 45(3): 98-105.
- ZHANG Chong, ZHANG Jianan, ZHANG Di, et al. Research on AC asymmetrical fault control strategy AC/AC system based on Hexverter[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2024, 45(3): 98-105.
- [22] 欧朱建. 模块化多电平矩阵变换器用于输电系统的关键技术研究[D]. 济南: 山东大学, 2018.
- [23] HUANG Lang, YANG Xu, ZHANG Bin, et al. Hierarchical model predictive control of modular multilevel matrix converter for low frequency AC transmission[C]//2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia). [S. l.]: IEEE, 2015: 927-933.
- [24] 李峰, 王广柱, 刘汝峰. 模块化多电平矩阵变换器低频控制方法[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(2): 127-133.
- LI Feng, WANG Guangzhu, LIU Rufeng. A low-frequency control scheme for modular multilevel matrix converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(2): 127-133.
- [25] 李海锋, 许永治, 刘沈全, 等. 柔性低频输电系统的故障分量特征及保护适用性分析[J]. 高电压技术, 2024, 50(5): 1987-1996.
- LI Haifeng, XU Yongzhi, LIU Shenquan, et al. Analysis of fault component characteristics and protection applicability on flexible low frequency transmission system[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(5): 1987-1996.
- [26] KAWAMURA W, HAGIWARA M, AKAGI H. Control and experiment of a modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(5): 3536-3548.
- [27] KARWATZKI D, VON HOFEN M, BARUSCHKA L, et al. Operation of modular multilevel matrix converters with failed branches[C]//IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. [S. l.]: IEEE, 2014: 1650-1656.
- [28] 郑涛, 宋伟男, 吕文轩. 基于 M3C 的低频输电系统不对称故障穿越控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(8): 107-117.
- ZHENG Tao, SONG Weinan, LYU Wenxuan. Asymmetric fault ride-through control strategy for a low frequency AC transmission system based on a modular multilevel matrix converter[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(8): 107-117.
- [29] 吴小丹, 朱海勇, 董云龙, 等. 面向柔性低频输电的模块化多电平矩阵变换器分频分层控制[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(18): 131-140.
- WU Xiaodan, ZHU Haiyong, DONG Yunlong, et al. Frequency-division and hierarchical control of modular multilevel matrix converter for flexible low-frequency transmission[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(18): 131-140.
- [30] KORN A J, WINKELNKEMPER M, STEIMER P, et al. Direct modular multi-level converter for gearless low-speed drives[C]//Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications. [S. l.]: IEEE, 2011: 1-7.
- [31] LIU Shenquan, SAEEDIFARD M, WANG Xifan. Analysis and control of the modular multilevel matrix converter under unbalanced grid conditions[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(4): 1979-1989.

#### 作者简介:

吴宏远(1995—), 男, 工程师, 研究方向为电力电子技术、柔性低频输电技术。E-mail: wozaijia@163.com。

黄辉(1988—), 男, 高级工程师, 研究方向为柔性直流输电技术及电力电子控制保护技术。E-mail: 1282770959@qq.com。

裴星宇(1991—), 男, 高级工程师, 研究方向为电力电子技术。E-mail: 31977551@qq.com。