

模块化多电平换流器的三相不平衡控制策略

为研究模块化多电平在交流系统三相不平衡下的控制策略,建立了MMC的数学模型,分析了交流系统故障下功率二倍频波动对换流器的影响以及锁相环对交流信号的跟踪问题。在分析基础上对正负序分别解耦控制,提出抑制有功、无功二倍频和负序电流的三种控制策略。最后在Simulink中搭建仿真系统,仿真结果证明,设计的三种运行方式转换的控制器在电网侧出现电压不平衡情况下能够很好地抑制故障分量,有助于模块化多电平柔性直流输电系统可靠、持续运行。

武娜 杜欣慧/太原理工大学电力与动力工程学院



武娜/硕士研究生

德国慕尼黑联邦国防军大学R. Marquart和A. Lesnicar提出的模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)作为一种新型电压源换流器,以其模块化的设计、良好的扩展性等性能,近年来在柔性直流输电领域得到广泛运用^[1-4]。MMC是一种使用半桥模块单元串联方式构成的多电平换流器,和两电平拓扑结构相比,增加了交流输出电压的电平数,减少了开关器件开关状态变化时承受的电压变化率,输出电压由上下桥臂的子模块按控制命令投退形成。MMC可以通过增加电平的数量,减少换流器输出的电压谐波,也可以按照控制输出的需要,输出满足当前运行条件的阀侧电压^[5-6]。

目前,MMC-HVDC系统的研究主要是针对交流系统电压平衡情况下的模型搭建和控制策略提出的。但在实际运行中,MMC-HVDC的交流系统电压不能保持完全平衡,发生不对称故障的几率也比较大。当电网电压不平衡或交流系统发生不对称故障时,一方面MMC换

流站的交直流两侧会产生大量的负序分量和非特征谐波,引起故障电流增大,导致过电流保护动作,中断直流系统运行^[7];另一方面,由于负序电压的存在,使故障侧瞬时有功功率和无功功率产生幅值较大的二倍频波动分量,最终导致换流站直流电压波动。因此只有考虑了电网电压不平衡时的控制系统才能满足工程实际运行的需要。

为此,本文在MMC数学模型基础上,分析了在交流侧三相不平衡情况下功率传输特性及交流不平衡下锁相环的跟踪特性。在正负序电压分离后提取三相不平衡的相角分量,建立正负序电流解耦控制器。设计消除负序电流、有功功率二倍频以及无功功率二倍频为目的的外环控制器。最后在Matlab/Simulink中搭建模型,分别对外环三种控制策略进行仿真研究。

换流器基本原理分析

1. MMC数学模型

图1为简化后的MMC结构,MMC由3个相单元组成,由于MMC三相完全对称,6个桥臂电抗值相等,MMC可以由单相作为研究对象^[8]。图中,MMC上下两桥臂由N个子模块和电抗器串联构成; R 、 L 为换流器损耗和线路损耗的等效电阻和等效电感; $u_{si}(i=a,b,c)$ 为电网*i*相相电压; i_{si} 为*i*相相电流; u_{i1} 为上桥臂电压; u_{i2} 为下桥臂电压; u_{dc} 与 i_{dc} 分别为直流电压、直流电流; u_{NO} 为交流侧与参考点之间的电压差。

图1中点画线线框中是MMC子模块

关键词/Keywords

模块化多电平·
柔性直流输电·
三相电压不平衡·
控制策略·
直流电压波动·

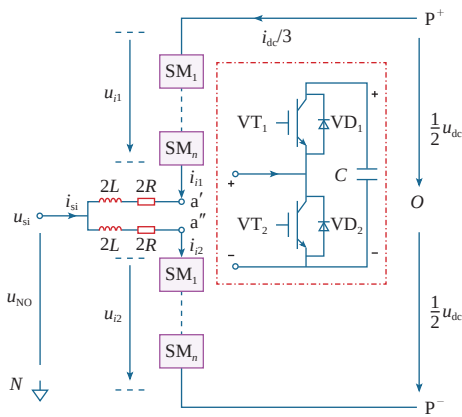


图1 简化的MMC结构

(Sub-Modular, SM) 的结构, 分析可知, 开通晶体管 \$VT_1\$, 关闭晶体管 \$VT_2\$, 子模块投入工作, 模块电压等于电容电压; 反之则切除工作。采用载波移相脉冲宽度调制 (Carrier Phase Shifting PWM, CPS-PWM) 或者最近电平逼近调制 (Nearest Level Modulation, NLM), 投切MMC子模块拟合正弦交流电压, 为保持直流电压恒定每相模块总数为 \$2N\$, 保持投入子模块总数为 \$N\$ 不变。

据基尔霍夫定理分析MMC上下两个回路, 由图可列微分方程组为

$$\begin{cases} u_{s1} = -2L \frac{di_{i1}}{dt} - 2Ri_{i1} + \frac{1}{2}u_{dc} - u_{i1} - u_{NO} \\ u_{s2} = 2L \frac{di_{i2}}{dt} + 2Ri_{i2} - \frac{1}{2}u_{dc} + u_{i2} - u_{NO} \end{cases} \quad (1)$$

三相MMC的拓扑结构对称, 每个相单元的上下桥臂阻抗相等, 因此交流侧相电流 \$i_{si}\$ 流入MMC后在上下桥臂间平均分配; 三个相单元阻抗相等, 因此直流侧电流流入MMC后在相单元之间平均分配, MMC的电流关系为

$$\begin{cases} i_{i1} = -\frac{i_{si}}{2} + \frac{i_{dc}}{3} \\ i_{i2} = \frac{i_{si}}{2} + \frac{i_{dc}}{3} \\ i_{si} = i_{i2} - i_{i1} \\ i_{dc} = \sum_{i=a,b,c} \frac{(i_{i1} + i_{i2})}{2} \end{cases} \quad (2)$$

MMC上下桥臂之间的 \$a'\$、\$a''\$ 两点可视为等电位, 该点电压 \$u_i\$ 为MMC交流侧等效输出电压, 此时MMC的外特性与传统电压源换流器一致。桥臂

电压可表示为

$$\begin{cases} u_{i1} = -u_i + \frac{1}{2}u_{dc} \\ u_{i2} = u_i + \frac{1}{2}u_{dc} \end{cases} \quad (3)$$

式 (3) 两分式相减, 得MMC交流端等效输出电压为

$$u_i = \frac{1}{2}(u_{i2} - u_{i1}) \quad (4)$$

结合式 (1)、式 (2) 和式 (4) 可得MMC外特性方程为

$$u_{si} - (u_i + u_{NO}) = L \frac{di_i}{dt} + Ri_i \quad (5)$$

为了保持直流正负极电压的平衡, 交流中性点或直流中性点必有一侧接地, 当系统对称运行时, \$u_{NO} = 0\$。

2. 交流系统三相不平衡工况分析

由于MMC能够同时独立地控制有功功率和无功功率, 并且HVDC的功率平衡直接影响着直流电压的稳定性, 因此在交流系统电压出现不平衡时, 有必要深入分析MMC与交流系统之间的功率交换关系。

对于三相无中性线系统, 经Clark矩阵变换后在两相静止坐标系下, 根据瞬时功率理论可得换流母线处的有功功率 \$P_s\$ 为

$$P_s = u_{sa}i_{sa} + u_{sb}i_{sb} + u_{sc}i_{sc} = \frac{3}{2}(u_{sa}i_{sa} + u_{sb}i_{sb}) \quad (6)$$

当MMC交流系统发生不对称故障时, 系统的电压和电流除了正序分量外, 还有负序分量, 其形式为

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = u_{s\alpha}^+ + u_{s\alpha}^- \\ u_{s\beta} = u_{s\beta}^+ + u_{s\beta}^- \\ i_{s\alpha} = i_{s\alpha}^+ + i_{s\alpha}^- \\ i_{s\beta} = i_{s\beta}^+ + i_{s\beta}^- \end{cases} \quad (7)$$

将上述各分量代入式 (6) 可得

$$P_s = \frac{3}{2}(u_{s\alpha}^+ i_{s\alpha}^+ + u_{s\beta}^+ i_{s\beta}^+) + \frac{3}{2}(u_{s\alpha}^- i_{s\alpha}^- + u_{s\beta}^- i_{s\beta}^-) + \frac{3}{2}(u_{s\alpha}^+ i_{s\alpha}^- + u_{s\beta}^+ i_{s\beta}^-) + \frac{3}{2}(u_{s\alpha}^- i_{s\alpha}^+ + u_{s\beta}^- i_{s\beta}^+) \quad (8)$$

将式(8)变换到广义同步dq旋转坐标系下得

$$P_s = \frac{3}{2}(u_{sd}^+ i_{sd}^+ + u_{sq}^+ i_{sq}^+) + \frac{3}{2}(u_{sd}^- i_{sd}^- + u_{sq}^- i_{sq}^-) + \frac{3}{2}(u_{sd}^+ i_{sd}^- + u_{sq}^+ i_{sq}^- + u_{sd}^- i_{sd}^+ + u_{sq}^- i_{sq}^+) \cos 2\omega t + \frac{3}{2}(u_{sd}^- i_{sq}^+ - u_{sq}^- i_{sd}^+ + u_{sq}^+ i_{sd}^- - u_{sd}^- i_{sq}^-) \sin 2\omega t \quad (9)$$

同理瞬时无功功率可以表示为

$$Q_s = \frac{3}{2}(u_{sq}^+ i_{sd}^+ - u_{sd}^+ i_{sq}^+) + \frac{3}{2}(u_{sq}^- i_{sd}^- + u_{sd}^- i_{sq}^-) + \frac{3}{2}(u_{sq}^+ i_{sd}^- - u_{sd}^+ i_{sq}^- + u_{sq}^- i_{sd}^+ - u_{sd}^- i_{sq}^-) \cos 2\omega t + \frac{3}{2}(u_{sd}^+ i_{sd}^- + u_{sq}^+ i_{sq}^- - u_{sd}^- i_{sd}^+ - u_{sq}^- i_{sq}^-) \sin 2\omega t \quad (10)$$

由式(9)、式(10)表明,在MMC交流系统发生不对称故障时,瞬时有功功率 P_s 和瞬时无功功率 Q_s 都由一个恒定分量和两个二倍频的波动分量组成。在高压大功率的MMC-HVDC系统中,忽略电阻损耗,然而换流电抗器的电感取值较大,换流器上消耗的瞬时有功功率 P_L 为

$$P_L = \frac{3L}{4}(\frac{di_{sd}^{+2}}{dt} + \frac{di_{sq}^{+2}}{dt}) + \frac{3L}{4}(\frac{di_{sd}^{-2}}{dt} + \frac{di_{sq}^{-2}}{dt}) + 3L\omega(i_{sd}^+ i_{sd}^- - i_{sq}^+ i_{sq}^-) \cos 2\omega t - 3L\omega(i_{sd}^+ i_{sq}^- + i_{sq}^+ i_{sd}^-) \sin 2\omega t \quad (11)$$

由式(9)和式(11)可以求得MMC传送的有功功率 P_t 为

$$P_t = P_s - P_L = P_{dc}^+ + P_{dc}^- + P_d \cos 2\omega t + P_q \sin \omega t \quad (12)$$

式中, P_{dc}^+ 、 P_{dc}^- 分别为 P_t 的正序直流分量和负序直流分量。

考虑到MMC每相投入 N 个子模块,虽然时刻有 $3C/N$ 大小的等效电容并联在直流侧,但 $6N$ 子模块是轮流投入的,故MMC直流侧的电容等效值大小为 $C_{eq} = 6C/N$ 。可得MMC的交直流两侧间的有功功率满足的关系式为

$$C_{eq} \frac{du_d^2}{dt} = P_t - P_0 \quad (13)$$

式中, P_0 为向另一侧输送的有功功率。

式(13)表明有功功率二倍频波动会导致直流侧电压二次波动。因此,为了保持直流侧电压

的恒定,必须要消除二倍频的有功功率波动。

基于瞬时对称分量法的不平衡控制策略

1. MMC同步相位和对称分量的检测

在MMC并网时需要锁相环技术来动态锁定电网频率和相位。三相锁相环技术是在基本锁相环技术的基础上,经过静止坐标系到旋转坐标系的变换,利用旋转坐标系的同步锁定来实现三相锁相环的控制。设三相电网电压为

$$[e_a, e_b, e_c] = [E \cos \theta, E \cos(\theta - 120^\circ), E \cos(\theta + 120^\circ)] \quad (14)$$

三相电压经Clark变换为两相静止坐标,即

$$\begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E \cos \theta \\ E \sin \theta \end{pmatrix} \quad (15)$$

经Park矩阵变换为两相旋转坐标系下的 v_d 、 v_q ,即

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta' & \sin \theta' \\ -\sin \theta' & \cos \theta' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E \cos(\theta - \theta') \\ E \sin(\theta - \theta') \end{pmatrix} \quad (16)$$

式中, θ' 为锁相环输出相角。

由式(16)可知,当 $\theta = \theta'$ 时,有 $v_q = 0$, $v_d = E$,故可以通过控制 $v_q = 0$ 来获得 $\theta = \theta'$ 。

但是电网发生不对称故障时产生的负序分量将影响锁相环的检测性能,下面对考虑了负序电压分量的锁相环进行分析。设含负序分量的电网电压为

$$\begin{cases} e_a = E^+ \cos(\omega t + \phi^+) + E^- \cos(\omega t + \phi^-) \\ e_b = E^+ \cos(\omega t + \phi^+ - 120^\circ) + E^- \cos(\omega t + \phi^- + 120^\circ) \\ e_c = E^+ \cos(\omega t + \phi^+ + 120^\circ) + E^- \cos(\omega t + \phi^- - 120^\circ) \end{cases} \quad (17)$$

将式(17)通过Clark变换及Park变换可得

$$v_q = E^+ \sin(\omega t + \phi^+ - \theta') + E^- \sin(\omega t + \phi^- + \theta') \quad (18)$$

假设电网不对称故障发生以前,锁相环输出的相位和电网电压基波的相位相同,并令 $\theta' = \omega t + \phi$ 代入到式(18)得

$$v_q = E^+ \sin(\phi^+ - \varphi) + E^- \sin(2\omega t + \phi^+ + \varphi) \quad (19)$$

由式(19)可以看出,在锁相环输出的相位与负序分量的误差中产生了二倍频分量,严重影响了锁相环相位检测的准确性,因此需要对此进行改进。

考虑到三相电压实际是由正序电压分量和负序电压分量合成的,故电压合成矢量为

$$\begin{aligned} E &= E^+ + E^- = (\alpha^+ + \alpha^-) + j(\beta^+ + \beta^-) \\ &= E^+ e^{j(\omega t + \phi^+)} + E^- e^{j(-\omega t + \phi^-)} \end{aligned} \quad (20)$$

由此可得

$$\begin{cases} \alpha = \alpha^+ + \alpha^- = E^+ \cos(\omega t + \phi^+) + E^- \cos(\omega t - \phi^-) \\ \beta = \beta^+ + \beta^- = E^+ \sin(\omega t + \phi^+) + E^- \sin(\omega t - \phi^-) \end{cases} \quad (21)$$

现将式(21)移相 90° 得

$$\begin{cases} \alpha^s = E^+ \sin(\omega t + \phi^+) + E^- \sin(\omega t - \phi^-) \\ \beta^s = -E^+ \cos(\omega t + \phi^+) + E^- \cos(\omega t - \phi^-) \end{cases} \quad (22)$$

由式(21)、式(22)可推导出正序空间分量、负序空间分量和总空间矢量的实部、虚部的关系为

$$\begin{pmatrix} \alpha^+ \\ \beta^+ \\ \alpha^- \\ \beta^- \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \\ \alpha^s \\ \beta^s \end{pmatrix} = \frac{1}{2} M \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \\ \alpha^s \\ \beta^s \end{pmatrix} \quad (23)$$

由式(23)结合锁相环的结构可以得到考虑了负序电压分量的锁相环控制方框图,如图2所示。

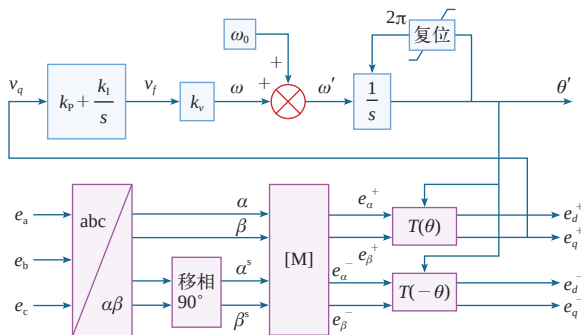


图2 考虑负序电压分量的锁相环控制方框图

通过对称分量实时检测环节获得电压正序分量和电压负序分量,然后利用同步锁相环的输出

相位进行同步坐标变换,输出的正序电压 q 轴分量又作为同步锁相环的输入信号。图中系统将同步相位检测 and 对称分量检测两个环节构成了一个整体。

2. MMC内环控制器设计

在交流系统平衡时,将式(5)的a、b和c三相经过Clark及Park变换后再经过电流解耦得到MMC的内环电流控制模型,由于篇幅限制不再论述。当电网三相电压不平衡时,电网平衡状态下的MMC控制系统就无法正常工作。电网不对称故障产生的负序分量将恶化控制系统性能。为了提高电网故障时的连续运行能力,本文采用的内环电流控制器由相对独立的正序电流控制器和负序电流控制器两部分组成,数学模型表达式为

$$\begin{cases} L \frac{di_{sd}^+}{dt} = -Ri_{sd}^+ + \omega Li_{sq}^+ + u_{sd}^+ - v_d^+ \\ L \frac{di_{sq}^+}{dt} = -Ri_{sq}^+ - \omega Li_{sd}^+ + u_{sq}^+ - v_q^+ \end{cases} \quad (24)$$

$$\begin{cases} L \frac{di_{sd}^-}{dt} = -Ri_{sd}^- - \omega Li_{sq}^- + u_{sd}^- - v_d^- \\ L \frac{di_{sq}^-}{dt} = -Ri_{sq}^- + \omega Li_{sd}^- + u_{sq}^- - v_q^- \end{cases} \quad (25)$$

3. MMC外环控制器设计

电流内环的参考值可根据控制目标的不同进行选定。常见的不平衡工况下换流器控制策略主要有三种,具体如下。

(1) 方式1:抑制负序电流的控制策略

由式(6)~式(10)可以得到系统抑制不对称故障时产生的负序电流,因此能够达到三相电流平衡。将双闭环控制系统中的外环负序电流指令设定为零,最终得到内环输入的负序有功电流 i_{sd}^{*-} 和负序无功电流 i_{sq}^{*-} 为零,可以达到抑制负序电流的目的。本文将此控制方式设置为运行方式1。

(2) 方式2:抑制有功功率二倍频波动控制策略

当系统运行于三相不对称情况时,要抑制直流电压的波动,必须要减小或消除换流站交流侧有功功率的二倍频波动分量。为此,下面以抑制换流母线处的有功功率波动量为目标,设计相应的控制系统。由不平衡状态下的有功功率及无功功率得

$$\begin{pmatrix} P_{dc} \\ P_{sd} \\ P_{sq} \\ Q_{dc} \\ Q_{sd} \\ Q_{sq} \end{pmatrix} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} u_{sd}^+ & u_{sq}^+ & u_{sd}^- & u_{sq}^- \\ u_{sd}^+ & u_{sq}^+ & u_{sd}^- & u_{sq}^- \\ u_{sq}^- & -u_{sd}^- & -u_{sq}^+ & u_{sd}^+ \\ u_{sq}^+ & -u_{sd}^+ & u_{sq}^- & -u_{sd}^- \\ u_{sq}^- & -u_{sd}^- & u_{sq}^+ & -u_{sd}^+ \\ -u_{sd}^- & -u_{sq}^- & u_{sd}^+ & u_{sq}^+ \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd}^+ \\ i_{sq}^+ \\ i_{sd}^- \\ i_{sq}^- \end{pmatrix} \quad (26)$$

式中，下标“dc”为矢量的恒定分量；下标“sd”为矢量的二倍频余弦波动分量；下标“sq”为矢量的二倍频正弦波动分量。

由于只有4个电流控制变量，因而无法同时满足3个有功功率和3个无功功率的控制要求。因此，为了抑制直流电压的二倍频波动分量，可以给定指令 P_{dc}^* 、 Q_{dc}^* 同时令 $P_{sd}^* = P_{sq}^* = 0$ ，本文将此控制方式设置为运行方式2。由此通过式（27）求得对应的正负序有功电流指令和无功电流指令，并将其作为换流站控制系统的内环电流控制器的参考指令，能够有效地抑制直流电压的二倍频波动分量，即

$$\begin{pmatrix} i_{sd}^{+*} \\ i_{sq}^{+*} \\ i_{sd}^{-*} \\ i_{sq}^{-*} \end{pmatrix} = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} u_{sd}^+ & u_{sq}^+ & u_{sd}^- & u_{sq}^- \\ u_{sd}^+ & u_{sq}^+ & u_{sd}^- & u_{sq}^- \\ u_{sq}^- & -u_{sd}^- & -u_{sq}^+ & u_{sd}^+ \\ u_{sq}^+ & -u_{sd}^+ & u_{sq}^- & -u_{sd}^- \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} P_{dc}^* \\ 0 \\ 0 \\ Q_{dc}^* \end{pmatrix} \quad (27)$$

(3) 方式3：抑制无功二倍频波动控制策略

当要抑制无功二倍频波动分量时，可以给定指令 P_{dc}^* 、 Q_{dc}^* 同时令 $Q_{sd}^* = Q_{sq}^* = 0$ 。本文将抑制无功功率二倍频波动的控制方式设置为运行方式3。

由上述控制策略形成的MMC控制系统结构如图3所示。

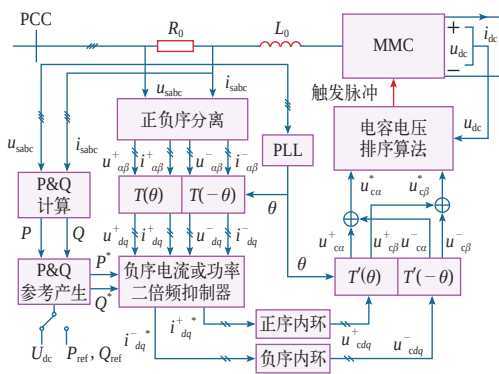


图3 MMC控制系统结构示意图

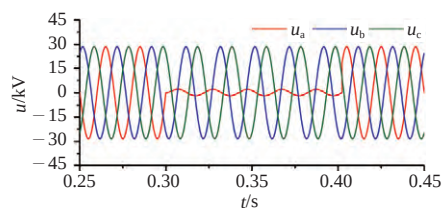
仿真模型的搭建及结果分析

基于上述的控制方式，在Matlab中搭建了双端MMC-HVDC的仿真系统，参数如下表所示。

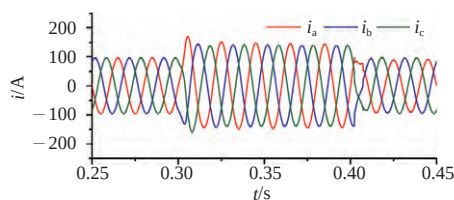
表 仿真模型主要参数与数值

参数	数值
供电臂额定交流电压 u_s 、 u_a 、 u_b /kV	10.5
额定直流电压 u_{dc} /kV	40
交流系统等效阻抗 R_s/Ω 、 L_s /mH	0.5, 15
桥臂子模块数量 N	20
子模块电容 C /mF	20
桥臂等效电感 L /mH	10

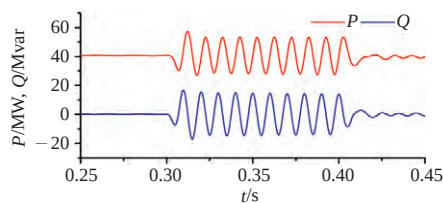
为了验证系统在三相电压不平衡时本文所设计的抑制负序电流控制策略的有效性，设置HVDC系统在 $t=0.3$ s时，逆变侧MMC交流侧发生a相接地故障，并在 $t=0.4$ s时切除故障，换流器工作在运行方式1时的仿真波形如图4所示。



(a) 交流电压



(b) 交流电流



(c) 传递功率

图4 MMC工作在运行方式1时的输出波形

图4a为MMC工作在运行方式1时的交流电压仿真波形，在0.3~0.45 s时，a相对地短路，a相电压接近为零，三相电压发生不对称故障。图4b为MMC交流电流仿真波形，在故障期间，电流为

对称的三相交流电流，并且短路故障幅值增大，但是电流始终保持三相平衡，由此可以得出，负序电流已得到了很好的抑制。图4c为MMC传输的有功功率和有功功率仿真波形，由此可以看出在故障期间，有功功率产生了二倍频率波动，与式(12)理论分析的一致；换流器传输的无功功率为0 Mvar，在故障期间，其无功功率也产生了二倍频率波动，与理论分析的一致。基于此，运行方式1有效地抑制了MMC交流侧负序电流，但由于负序电压的存在，系统中存在有功功率和无功功率二倍频波动。

为了验证系统在三相电压不平衡时本文所设计的抑制有功功率和无功功率二倍频波动的有效性，设置与前文相同的故障，换流器分别工作在运行方式2和运行方式3时的仿真波形如图5和图6所示。

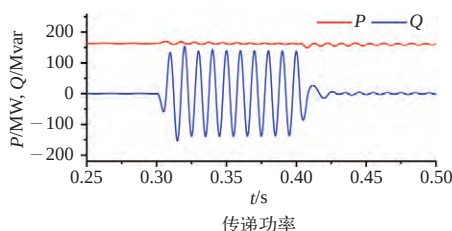


图5 MMC工作在运行方式2时有功功率的输出波形

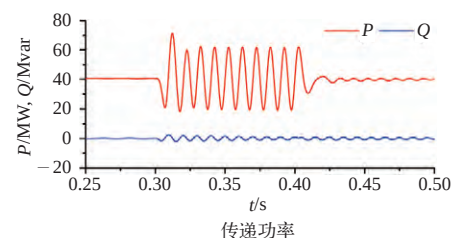


图6 MMC工作在运行方式3时无功功率的输出波形

由图5可知，在发生故障时，与之前没有抑制有功功率二倍频波动时相比，运行方式2有效地抑制了有功功率二倍频波动，但无法有效抑制无功功率的二倍频波动，同样无法有效抑制交流侧负序电流，三相交流电流不再是对称平衡的。由图6可知，运行方式3有效地抑制了交流系统的无功功率二倍频波动，但无法有效抑制有功功率的二倍频波动，同样负序电流也无法得到有效抑制。基于此，运行方式2及运行方式3与前文分析理论一致。

结束语

本文分析了交流不平衡工况下模块化多电平柔性直流输电系统的运行策略。分别对MMC换流站产生的负序电流、有功功率和无功功率二倍频波动进行了分析，并设计了抑制这些故障分量的控制器。控制器针对MMC不平衡工况重点设计了其同步相位和对称分量检测模块、电流内环控制模块以及外环控制模块，然后搭建了MMC模型并进行了仿真。结果表明，在电网侧出现电压不平衡时，本文设计的控制器能够很好地抑制MMC换流器产生的负序电流、有功功率和无功功率二倍频波动故障分量，有助于模块化多电平柔性直流输电系统在故障情况下可靠、持续运行。

参考文献

- [1] 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 (36): 27-33.
- [2] 卓谷颖, 江道灼, 连霄壤. 模块化多电平换流器不平衡环流抑制研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2012 (24): 118-124.
- [3] 屠卿瑞, 徐政, 姚为正. 模块化多电平换流器型直流输电电平数选择研究 [J]. 电力系统保护与控制, 2010 (20): 33-38, 44.
- [4] 高建, 苏建徽, 高航, 等. 模块化多电平换流器电容电压与环流的控制策略 [J]. 电力系统保护与控制, 2014 (3): 56-62.
- [5] 徐政, 陈海荣. 电压源换流器型直流输电技术综述 [J]. 高电压技术, 2007, 33 (1): 1-10.
- [6] 管敏渊, 徐政. 模块化多电平换流器型直流输电的建模与控制 [J]. 电力系统自动化, 2010, 34 (19): 64-68.
- [7] 管敏渊, 徐政, 屠卿瑞, 等. 模块化多电平换流器型直流输电的调制策略 [J]. 电力系统自动化, 2010, 34 (2): 48-52.
- [8] 王姗姗, 周孝信, 汤广福, 等. 模块化多电平电压源换流器的数学模型 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31 (24): 1-8. (收稿日期: 2015-03-04) EA