

# 电网电压不平衡下 MMC 的无源控制策略

程启明<sup>1</sup>, 孙伟莎<sup>1</sup>, 程尹曼<sup>2</sup>, 谭冯忍<sup>1</sup>, 李涛<sup>1</sup>, 陈路<sup>1</sup>

(1. 上海电力大学 自动化工程学院 上海市电站自动化技术重点实验室, 上海 200090;

2. 国网上海市电力公司 市北供电公司, 上海 200041)

**摘要:**提出了电网电压不平衡条件下模块化多电平换流器(MMC)的无源控制方法,其能很好地解决电网电压不平衡条件下 MMC 存在的交流侧三相电流不对称、有功功率出现二次脉动、无功功率出现二次脉动的问题。根据 MMC 的拓扑结构,建立 MMC 在电网电压不平衡条件下的数学模型,分析 MMC 在电网电压不平衡条件下的内部特性,并在此基础上设计电网电压不平衡条件下的环流控制策略。基于存储函数的无源控制理论,针对上述 3 个不同的控制目标,制定相应的非线性无源控制策略。

**关键词:**模块化多电平换流器;高压直流输电;不平衡电网电压;无源控制;PI 控制

**中图分类号:**TM 46;TM 721.1

**文献标识码:**A

**DOI:**10.16081/j.issn.1006-6047.2019.04.012

## 0 引言

随着电力电子器件的发展,直流输电的技术也越来越先进,从两电平换流器到三电平换流器最终到模块化多电平换流器(MMC)。相较于两电平或三电平变流器,MMC 实现了较大的电平数,且可提供一个公共的直流侧,十分适用于柔性高压直流输电系统。但当电网电压发生不平衡时,对于 MMC 的外部而言,交流侧的电流和功率会发生波动,直流侧电压也会出现波动,严重影响着系统的稳定性和电能质量;对于 MMC 的内部而言,桥臂会出现含有大量谐波分量的环流,子模块的电容电压也会发生波动,增大了换流器损耗的同时也影响了输出特性。因此,对电网电压不平衡下的 MMC 进行控制是十分有必要的<sup>[1]</sup>。

文献[2-4]根据 MMC 的拓扑结构建立其数学模型。文献[5-6]分析了环流产生的机理及一些抑制的方法。文献[7]提出当电网电压发生不平衡时,对 MMC 造成的影响可以分为两部分:外部影响,包括交流侧电流和有功及无功功率波动;内部影响,主要是内部环流和电容电压波动。对于电网电压发生不平衡时造成的外部问题,文献[8-9]使用了直接功率控制策略,其思想是在两相静止坐标系下建立基于模块化多电平换流器的高压直流输电(MMC-HVDC)的数学模型,根据电网电压不平衡下 MMC 的

特性来进行功率补偿,但计算功率补偿过程过于复杂。文献[10-12]采用了在两相静止坐标系下的控制策略,但控制方案繁杂。文献[13-14]提出在两相旋转坐标系下采用正负序分离的控制策略,但都对系统有一定的要求,应用范围有限。文献[15]采用 PI 控制策略,但 PI 控制的适应性差,动态性能差。文献[16]提出了一种无源控制策略,但它只考虑了抑制负序电流的问题,且没有对内部环流及子模块的电容电压情况进行研究。文献[17-18]都是无源控制策略在变流器控制应用的案例,从这些案例可知,无源控制具有响应速度快、鲁棒性强、系统结构简单、物理意义明确、成本低、易于实现等特点。但是目前还尚无文献对电网电压不平衡条件下的 MMC 采用无源控制策略以达到电流三相对称和无功率无波动的目标进行研究。

针对上述存在的问题,本文提出了在电网电压不平衡条件下 MMC 的无源控制策略,此方法可很好地满足电流无负序分量、有功和无功功率无脉动的 3 个控制目标;对不平衡电网电压条件下 MMC 内部的特性进行了分析,并给出了不平衡电网电压条件下环流成分的变化和环流的抑制方法;通过软件仿真和硬件实验验证了所提方法的正确性和有效性。

## 1 MMC 模型的建立及内部特性分析

MMC 的拓扑结构如附录 A 中图 A1 所示。由图可见,MMC 由上下 6 个桥臂组成,每个桥臂都有相同数目的子模块(SM)。SM 由 2 个带反并联二极管的 IGBT 半桥和 1 个并联的电容组成。

根据 Kirchhoff 定律,由图 A1 可得 MMC 交流侧、直流侧的数学方程分别为:

$$\begin{cases} u_{sa} = v_a - L_0(di_{sa}/dt) - R_0i_{sa} \\ u_{sb} = v_b - L_0(di_{sb}/dt) - R_0i_{sb} \\ u_{sc} = v_c - L_0(di_{sc}/dt) - R_0i_{sc} \end{cases} \quad (1)$$

收稿日期:2018-05-01;修回日期:2019-02-01

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61573239);上海市重点科技攻关计划项目(14110500700);上海市电站自动化技术重点实验室项目(13DZ2273800)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(61573239), the Key Science and Technology Plan of Shanghai Science and Technology Commission(14110500700) and Shanghai Key Laboratory Power Station Automation Technology Laboratory(13DZ2273800)

$$u_{dc} = u_{jp} + u_{jn} + 2L_j \frac{di_{cij}}{dt} \quad (2)$$

其中,  $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$ 、 $u_{sc}$  为交流侧三相输出电压;  $v_a$ 、 $v_b$ 、 $v_c$  为换流器侧三相交流电压;  $L_0$ 、 $R_0$  分别为交流侧的电感、电阻;  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 、 $i_{sc}$  为交流侧三相电流;  $u_{jp}$ 、 $u_{jn}$  分别为  $j$  ( $j=a, b, c$ ) 相上、下臂的电压;  $i_{cij}$  为  $j$  相环流;  $L_j$  为  $j$  相桥臂的电感。

由式(1)、(2)可得上、下桥臂电压为:

$$\begin{cases} u_{jp} = u_{dc}/2 - v_j - u_{cij} \\ u_{jn} = u_{dc}/2 + v_j - u_{cij} \end{cases} \quad (3)$$

其中,  $u_{cij}$  为  $j$  相单个桥臂上由于环流而产生的压降。

当电网电压不平衡时,由于电网与 MMC 之间存在 Y/Δ 变压器,不存在零序分量,因此交流侧的输出电压和输出电流可以分解为:

$$\begin{cases} u_{sj} = U_s^+ \cos(\omega t + \theta^+ + \gamma) + U_s^- \cos(-\omega t + \theta^- + \gamma) \\ i_{sj} = I_s^+ \cos(\omega t + \varphi^+ + \gamma) + I_s^- \cos(-\omega t + \varphi^- + \gamma) \end{cases} \quad (4)$$

其中,  $U_s^+$ 、 $U_s^-$  和  $I_s^+$ 、 $I_s^-$  分别为交流侧输出电压和电流的正、负序分量的幅值;  $\omega$  为交流侧电网角频率;  $\theta^+$ 、 $\theta^-$  和  $\varphi^+$ 、 $\varphi^-$  分别为正、负序电压和电流的初相角;  $\gamma$  为相位差。

将式(1)变换到  $dq$  两相旋转坐标系下可得:

$$\begin{cases} u_{sd} + \omega L_0 i_{sq} - R_0 i_{sd} - L_0 \frac{di_{sd}}{dt} = u_d \\ u_{sq} + \omega L_0 i_{sd} - R_0 i_{sq} - L_0 \frac{di_{sq}}{dt} = u_q \end{cases} \quad (5)$$

其中,  $u_{sd}$ 、 $u_{sq}$  分别为交流侧三相输出电压在两相旋转坐标系下的  $d$ 、 $q$  轴分量;  $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  分别为交流侧三相交流电在两相旋转坐标系下的  $d$ 、 $q$  轴分量;  $u_d$ 、 $u_q$  分别为换流器侧三相交流电压在两相旋转坐标系下的  $d$ 、 $q$  轴分量。

同样地,将式(4)中 MMC 的网侧电压和电流变换到  $dq$  两相旋转坐标下,可以得到:

$$\begin{cases} U_{sdq} = U_{sdq}^+ + U_{sdq}^- \\ I_{sdq} = I_{sdq}^+ + I_{sdq}^- \end{cases} \quad (6)$$

其中,  $U_{sdq}^+$ 、 $U_{sdq}^-$  分别为  $u_{sj}$  在  $dq$  坐标系下的正、负序分量;  $I_{sdq}^+$ 、 $I_{sdq}^-$  分别为  $i_{sj}$  在  $dq$  坐标系下的正、负序分量。

根据瞬时功率理论,MMC 交流侧的瞬时功率为:

$$\begin{aligned} S &= \frac{2}{3} (u_{sdq}^+ e^{j\theta_1} + u_{sdq}^- e^{-j\theta_1}) (i_{sdq}^+ e^{j\theta_1} + i_{sdq}^- e^{-j\theta_1}) = \\ &P_{s0} + P_{s2\sin} \cos(2\omega t) + P_{s2\cos} \sin(2\omega t) + Q_{s0} + \\ &Q_{s2\sin} \cos(2\omega t) + Q_{s2\cos} \sin(2\omega t) \end{aligned} \quad (7)$$

其中,  $S$  为总功率;  $\theta_1$  为  $d$  轴与两相静止坐标系下的  $\alpha$  轴之间的夹角;  $P_{s0}$ 、 $Q_{s0}$  分别为有功功率、无功功率的直流量;  $P_{s2\sin}$ 、 $Q_{s2\sin}$  分别为有功功率、无功功率的 2

次波动量的正弦分量的幅值;  $P_{s2\cos}$ 、 $Q_{s2\cos}$  分别为有功功率、无功功率的 2 次波动量的余弦分量的幅值。

将式(7)整理成矩阵形式为:

$$\begin{bmatrix} P_{s0} \\ P_{s2\sin} \\ P_{s2\cos} \\ Q_{s0} \\ Q_{s2\sin} \\ Q_{s2\cos} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} u_{sd}^+ & u_{sq}^+ & u_{sd}^- & u_{sq}^- \\ u_{sq}^- & -u_{sd}^- & -u_{sq}^+ & u_{sd}^+ \\ u_{sd}^- & u_{sq}^- & u_{sd}^+ & u_{sq}^+ \\ u_{sq}^+ & -u_{sd}^+ & u_{sq}^- & -u_{sd}^- \\ -u_{sd}^- & -u_{sq}^+ & u_{sd}^+ & u_{sq}^- \\ u_{sq}^- & -u_{sd}^- & u_{sq}^+ & u_{sd}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^+ \\ i_{sq}^+ \\ i_{sd}^- \\ i_{sq}^- \end{bmatrix} \quad (8)$$

根据电网电压发生不平衡所造成的影响,可将外部控制目标分为以下 3 个:控制目标 1 为交流侧电流为三相对称交流电,控制目标 2 为有功功率无脉动,控制目标 3 为无功功率无脉动。根据式(8)可知,采用不同的控制目标可得到不同的参考电流,并由此进行控制。

电容电压和环流的波动量中含有最大的分量是 2 次分量<sup>[14]</sup>,而电容电压 2 次波动量  $\eta_2$ 、环流 2 次波动量  $\xi_2$  数学表达式(具体推导过程及相关变量含义见附录 B)分别为:

$$\begin{aligned} \eta_2 &= \frac{I_s^+}{8} m^+ \cos(2\omega t + \alpha^+ + \gamma^+) + \frac{I_s^-}{8} m^+ \cos(2\omega t + \alpha^+ + \gamma^-) + \\ &\frac{I_s^+}{8} m^- \cos(2\omega t + \alpha^- + \gamma^+) + \frac{I_s^-}{8} m^- \cos(2\omega t + \alpha^- + \gamma^-) + \\ &I_2 \sin(2\omega t + \gamma_2) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \xi_2 &= \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{3} [(m^+)^2 + (m^-)^2] \right\} I_2 \sin(2\omega t + \gamma_2) + \\ &\frac{3}{8} I_s^+ m^- \cos(2\omega t + \alpha^- + \gamma^+) + \frac{3}{8} I_s^- m^+ \cos(2\omega t + \alpha^+ + \gamma^-) + \\ &\frac{I_{dc}}{3} m^+ m^- \cos(2\omega t + \alpha^+ + \gamma^-) + \frac{3}{8} I_s^- m^- \cos(2\omega t + \alpha^- + \gamma^-) - \\ &\frac{I_{dc} (m^-)^2 \cos(2\omega t + 2\alpha^+)}{6} + \frac{I_2}{3} m^+ m^- \cos(2\omega t - \alpha^+ + \alpha^- + \gamma_2) + \\ &\frac{3}{8} I_s^+ m^+ \cos(2\omega t + \alpha^+ + \gamma^+) - \frac{I_{dc} (m^+)^2 \cos(2\omega t + 2\alpha^+)}{6} + \\ &\frac{I_2}{3} m^+ m^- \cos(2\omega t + \alpha^+ - \alpha^- + \gamma_2) \end{aligned} \quad (10)$$

其中,  $\gamma^+$ 、 $\gamma^-$  分别为  $I_s^+$ 、 $I_s^-$  对应的相角;  $I_2$  为不平衡初始状态下 2 倍频负序环流幅值,  $\gamma_2$  为对应的相角。

由式(9)、(10)可知,当选择目标 1 时,即消除电流的负序分量,有  $m^- = 0$ ,  $I^- = 0$ ,环流成分中负序和零序分量较大,而正序分量较小,当不平衡度非常大时甚至可以忽略正序分量。当选择目标 2 或目标 3 时,子模块的电压波动会增大,且正序分量会比选择目标 1 时更高,不可忽略。

## 2 无源控制策略的设计

无源控制是一种考虑了对象结构特性,通过重

新配置系统的能量和注入非线性阻尼,使系统在满足全局渐近稳定的条件下达到期望的控制效果。它充分利用系统的物理结构,无需补偿不影响稳定性的“无功”部分非线性项,简化了控制器设计。它通过选择不同的能量函数和阻尼注入方法,可设计多种高性能无源控制方法,对系统参数变化及外来扰动有较强鲁棒性,且系统结构简单,易于实现,具有全局稳定性,无奇异点<sup>[17-18]</sup>。

## 2.1 不平衡电网电压下 MMC 的欧拉-拉格朗日模型

将式(5)转换到两相旋转坐标系下并可以整理为:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd}^+ \\ i_{sq}^+ \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{R_0}{L_0} & -\omega \\ \omega & \frac{R_0}{L_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^+ \\ i_{sq}^+ \end{bmatrix} + \frac{1}{L_0} \begin{bmatrix} u_{sd}^+ - u_d^+ \\ u_{sq}^+ - u_q^+ \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd}^- \\ i_{sq}^- \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{R_0}{L_0} & \omega \\ -\omega & \frac{R_0}{L_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^- \\ i_{sq}^- \end{bmatrix} + \frac{1}{L_0} \begin{bmatrix} u_{sd}^- - u_d^- \\ u_{sq}^- - u_q^- \end{bmatrix} \quad (12)$$

将式(11)、(12)写成欧拉-拉格朗日的模型为:

$$\begin{cases} \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}^+ + \mathbf{J}^+ \mathbf{x}^+ + \mathbf{R} \mathbf{x}^+ = \mathbf{u}^+ \\ \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}^- + \mathbf{J}^- \mathbf{x}^- + \mathbf{R} \mathbf{x}^- = \mathbf{u}^- \end{cases} \quad (13)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} L_0 & 0 \\ 0 & L_0 \end{bmatrix}, \mathbf{J}^+ = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_0 \\ \omega L_0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{J}^- = \begin{bmatrix} 0 & \omega L_0 \\ -\omega L_0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_0 & 0 \\ 0 & R_0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u}^+ = \begin{bmatrix} u_{sd}^+ - u_d^+ \\ u_{sq}^+ - u_q^+ \end{bmatrix}, \mathbf{u}^- = \begin{bmatrix} u_{sd}^- - u_d^- \\ u_{sq}^- - u_q^- \end{bmatrix}, \mathbf{x}^+ = \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{bmatrix}, \mathbf{x}^- = \begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix}$$

其中,  $\mathbf{M}$  为正定的对角阵;  $\mathbf{J}^+$ 、 $\mathbf{J}^-$  分别为正、负系统的反对称矩阵;  $\mathbf{R}$  为对称正定矩阵,能够反映系统的能量耗散特性;  $\mathbf{x}^+$ 、 $\mathbf{x}^-$  分别为正、负系统的状态变量;  $\mathbf{u}$  为系统的输入。

## 2.2 MMC 的无源性及其稳定性

考虑  $m$  输入  $m$  输出系统,有:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0 \in \mathbf{R}^n \quad (14)$$

其中,  $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$ ;  $\mathbf{u} \in \mathbf{R}^m$  为输入;  $\mathbf{y} \in \mathbf{R}^m$  为输出;  $\mathbf{f}$  为关于  $(\mathbf{x}, \mathbf{u})$  的局部 Lipschitz 函数。

针对系统(式(14)),如果存在连续可为半正定能量存储函数  $H(\mathbf{x})$  及正定函数  $Q(\mathbf{x})$ ,对于  $\forall t > 0$  使得耗散不等式(式(15)或式(16))对系统的输入  $\mathbf{u}$ 、输出  $\mathbf{y}$  及能量供给率  $\mathbf{y} \mathbf{u}^T$  成立,则系统是严格无源的。

$$H(\mathbf{x}(t)) - H(\mathbf{x}(0)) \leq \int_0^t \mathbf{y} \mathbf{u}^T d\tau - \int_0^t Q(\mathbf{x}) d\tau \quad (15)$$

$$\dot{H}(\mathbf{x}) \leq \mathbf{y} \mathbf{u}^T - Q(\mathbf{x}) \quad (16)$$

本文选择正、负序无源系统的能量存储函数为:

$$\begin{cases} V^+ = (\mathbf{x}^+)^T \mathbf{M} \mathbf{x}^+ / 2 \\ V^- = (\mathbf{x}^-)^T \mathbf{M} \mathbf{x}^- / 2 \end{cases} \quad (17)$$

由式(13)可得:

$$\begin{cases} \dot{V}^+ = (\mathbf{x}^+)^T \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}^+ = (\mathbf{x}^+)^T (\mathbf{u}^+ - \mathbf{J}^+ \mathbf{x}^+ - \mathbf{R} \mathbf{x}^+) = \\ \quad (\mathbf{x}^+)^T \mathbf{u}^+ - (\mathbf{x}^+)^T \mathbf{R} (\mathbf{x}^+)^T \\ \dot{V}^- = (\mathbf{x}^-)^T \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}^- = (\mathbf{x}^-)^T (\mathbf{u}^- - \mathbf{J}^- \mathbf{x}^- - \mathbf{R} \mathbf{x}^-) = \\ \quad (\mathbf{x}^-)^T \mathbf{u}^- - (\mathbf{x}^-)^T \mathbf{R} (\mathbf{x}^-)^T \end{cases} \quad (18)$$

分别令  $\mathbf{y} = \mathbf{x}^+$ 、 $Q(\mathbf{x}) = (\mathbf{x}^+)^T \mathbf{R} \mathbf{x}^+$ 、 $\mathbf{y} = \mathbf{x}^-$ 、 $Q(\mathbf{x}) = (\mathbf{x}^-)^T \mathbf{R} \mathbf{x}^-$ ,则式(18)可以转化为式(16)所示的形式,说明不平衡电网电压下的 MMC 系统为严格无源的。

根据无源控制的理论,严格无源的系统一定可以采用无源控制且控制系统是稳定的<sup>[17]</sup>。

## 2.3 MMC 正负序无源控制器的设计

下面对在两相旋转坐标系下正、负 2 个无源控制器进行设计。

首先需要确定期望的稳定平衡点。当电网电压发生不平衡时,期望的稳定平衡点为:

$$(\mathbf{x}^+)^* = \begin{bmatrix} i_{dref}^+ \\ i_{qref}^+ \end{bmatrix}, (\mathbf{x}^-)^* = \begin{bmatrix} i_{dref}^- \\ i_{qref}^- \end{bmatrix} \quad (19)$$

其中,  $i_{dref}^+$ 、 $i_{qref}^+$ 、 $i_{dref}^-$ 、 $i_{qref}^-$  分别为正负序系统中的状态变量  $i_d^+$ 、 $i_q^+$ 、 $i_d^-$ 、 $i_q^-$  的参考值。

令正、负序系统的状态变量的误差为:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_e^+ = \mathbf{x}^+ - (\mathbf{x}^+)^* \\ \mathbf{x}_e^- = \mathbf{x}^- - (\mathbf{x}^-)^* \end{cases} \quad (20)$$

则可以得到:

$$\begin{cases} \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_e^+ + \mathbf{J}^+ \mathbf{x}_e^+ + \mathbf{R} \mathbf{x}_e^+ = \mathbf{u}^+ - \mathbf{M} \dot{(\mathbf{x}^+)^*} - \mathbf{J}^+ (\mathbf{x}^+)^* - \mathbf{R} (\mathbf{x}^+)^* \\ \mathbf{M} \dot{\mathbf{x}}_e^- + \mathbf{J}^- \mathbf{x}_e^- + \mathbf{R} \mathbf{x}_e^- = \mathbf{u}^- - \mathbf{M} \dot{(\mathbf{x}^-)^*} - \mathbf{J}^- (\mathbf{x}^-)^* - \mathbf{R} (\mathbf{x}^-)^* \end{cases} \quad (21)$$

取正、负序系统的误差能量函数为:

$$\begin{cases} H^+ = (\mathbf{x}_e^+)^T \mathbf{M} \mathbf{x}_e^+ / 2 \\ H^- = (\mathbf{x}_e^-)^T \mathbf{M} \mathbf{x}_e^- / 2 \end{cases} \quad (22)$$

只要使  $H^+$ 、 $H^-$  收敛到 0,则  $\mathbf{x}_e^+$ 、 $\mathbf{x}_e^-$  也能收敛到 0,即可达到无源控制的目的。为了使系统快速收敛到期望点,误差能量函数快速变为 0,需要注入阻尼来加快系统的能量耗散,从而加快系统的响应速度。注入阻尼耗散项为:

$$\begin{cases} \mathbf{R}_d^+ \mathbf{x}_e^+ = (\mathbf{R} + \mathbf{R}_d^+) \mathbf{x}_e^+ \\ \mathbf{R}_d^- \mathbf{x}_e^- = (\mathbf{R} + \mathbf{R}_d^-) \mathbf{x}_e^- \end{cases} \quad (23)$$

其中,  $R_d^+$ 、 $R_d^-$  为正负序耗散项的系数;  $R_a^+$ 、 $R_a^-$  分别为正、负序系统注入的阻尼正定矩阵, 如式 (24) 所示。

$$R_a^+ = \begin{bmatrix} R_{a1}^+ & 0 \\ 0 & R_{a2}^+ \end{bmatrix}, R_a^- = \begin{bmatrix} R_{a1}^- & 0 \\ 0 & R_{a2}^- \end{bmatrix} \quad (24)$$

结合式 (23) 可将式 (21) 改写为:

$$\begin{cases} Mx_e^+ + R_d^+ x_e^+ = \\ u^+ - [M(x^+)^* + J^+((x^+)^* + x_e^+) + R(x^+)^* - R_a^+ x_e^+] \\ Mx_e^- + R_d^- x_e^- = \\ u^- - [M(x^-)^* + J^-((x^-)^* + x_e^-) + R(x^-)^* - R_a^- x_e^-] \end{cases} \quad (25)$$

进而可以推出正、负序系统的无源控制器的控制信号分别为:

$$\begin{cases} u_d^+ = u_{sd}^+ + \omega L_0 i_q^+ - R_0 i_{dref}^+ + R_{a1}^+ (i_d^+ - i_{dref}^+) \\ u_q^+ = u_{sq}^+ - \omega L_0 i_q^+ - R_0 i_{qref}^+ + R_{a2}^+ (i_q^+ - i_{qref}^+) \end{cases} \quad (26)$$

$$\begin{cases} u_d^- = u_{sd}^- + \omega L_0 i_q^- - R_0 i_{dref}^- + R_{a1}^- (i_d^- - i_{dref}^-) \\ u_q^- = u_{sq}^- - \omega L_0 i_q^- - R_0 i_{qref}^- + R_{a2}^- (i_q^- - i_{qref}^-) \end{cases} \quad (27)$$

### 2.4 注入阻尼系数的选择

通过 2.3 节的推导, 可以得到在电网电压不平衡条件下 MMC 的无源控制策略, 其中包含  $R_{a1}^+$ 、 $R_{a2}^+$ 、 $R_{a1}^-$ 、 $R_{a2}^-$  4 个注入阻尼系数。考虑到控制系统的对称性和控制系数的简化, 取  $R_{a1}^+ = R_{a2}^+ = R_{a1}^- = R_{a2}^- = R_s$ 。为了研究注入阻尼参数对控制效果的影响, 本文在目标 2 下改变注入阻尼的大小, 观察交流侧电流在两相旋转坐标系的分量  $i_d$  如图 1 所示。

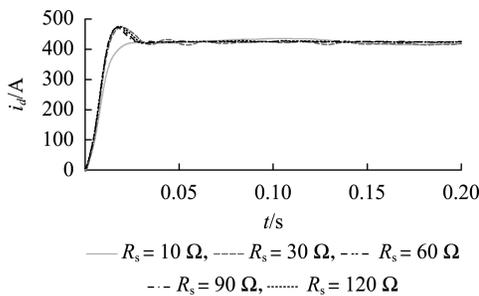


图 1 不同阻尼系数下的  $i_d$

Fig.1  $i_d$  under different damping coefficients

由图 1 可见, 当  $R_s$  为 10  $\Omega$  和 30  $\Omega$  时, 系统调节时间较长, 而当  $R_s$  为 60  $\Omega$  及以上时, 系统调节时间要短得多, 并且当  $R_s = 90 \Omega$  时, 瞬时响应性能相比  $R_s$  为 120  $\Omega$  或者 60  $\Omega$  时更佳, 因此本文选择  $R_s = 90 \Omega$ 。

## 3 MMC 控制系统的控制策略分析

### 3.1 环流 2 倍频成分的抑制

当电网电压不平衡时, MMC 桥臂上的环流成分可表示为:

$$\begin{cases} i_{cira} = i_{da} + I_{cir2+} \cos(2\omega t + \varphi_{cir2+}) + \\ I_{cir2-} \cos(2\omega t + \varphi_{cir2-}) + I_{cir20} \cos(2\omega t + \varphi_{cir20}) \\ i_{cibr} = i_{db} + I_{cir2+} \cos(2\omega t + \varphi_{cir2+} - 120^\circ) + \\ I_{cir2-} \cos(2\omega t + \varphi_{cir2-} + 120^\circ) + I_{cir20} \cos(2\omega t + \varphi_{cir20}) \\ i_{circ} = i_{dc} + I_{cir2+} \cos(2\omega t + \varphi_{cir2+} + 120^\circ) + \\ I_{cir2-} \cos(2\omega t + \varphi_{cir2-} - 120^\circ) + I_{cir20} \cos(2\omega t + \varphi_{cir20}) \end{cases} \quad (28)$$

其中,  $i_{da}$ 、 $i_{db}$ 、 $i_{dc}$  分别为 a、b、c 三相的环流直流分量;  $I_{cir2+}$ 、 $I_{cir2-}$ 、 $I_{cir20}$  分别为环流的 2 倍频正、负、零序电流的幅值;  $\varphi_{cir2+}$ 、 $\varphi_{cir2-}$ 、 $\varphi_{cir20}$  分别为 2 倍频正、负、零序分量的初相角。

由式 (28) 可知, 环流成分主要是由电流的直流量和 2 倍频正、负、零序分量组成。由于正常状态下环流的交流成分只有负序分量<sup>[4]</sup>, 在平衡状态下的环流抑制方法在本文中不再适用。因此本文提出的改进的环流控制方法是先用低通滤波器将低频滤波后, 再对剩下的 2 倍频信号采用比例-谐振 (PR) 控制, 这样不仅能够去除桥臂环流的正、负序分量, 还可以去除环流成分中的零序分量, 进而可以达到有效减小环流的目的。

### 3.2 MMC 控制系统的总体控制结构

图 2 为 MMC 控制系统的总体控制框图。首先, 从交流侧获取三相电压电流信号, 通过正负序分离获得在正负两相旋转坐标系下的电压电流信号; 然后, 根据在电网电压不平衡条件下 MMC 运行要求, 分别计算出 3 种不同的控制目标下的电流参考信号; 再根据式 (26)、(27) 加入无源控制环节, 根据式 (4) 加入环流抑制环节; 最后, 加入电容电压控制环节进行移相载波调制产生控制信号, 对 MMC 的上下 6 个桥臂进行控制。上述的控制系统可达到既可以对外部特性的控制, 又可以实现对内部环流和电容电压波动的控制目标。

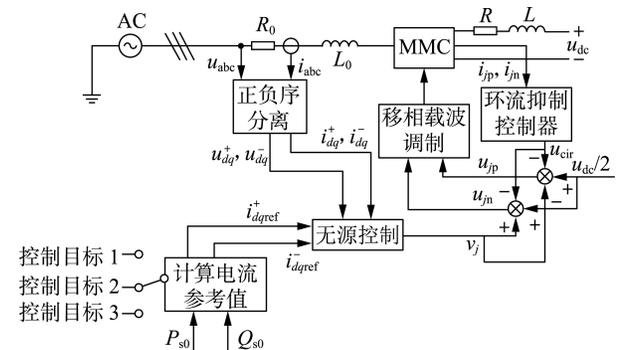


图 2 MMC 控制系统的总体结构框图

Fig.2 Overall block diagram of MMC control system

## 4 仿真分析

为了验证本文所提出的 MMC 在电网电压不平衡条件下采用无源控制策略的正确性, 本文在 MAT-

LAB/Simulink 软件平台上搭建 MMC 控制系统,并且将本文的无源控制方法与常规的 PI 控制方法进行仿真比较。仿真实验参数取值如附录 C 中表 C1 所示。

当电网电压不平衡时,交流侧的电流和有功、无功功率都会发生波动。这里假设交流侧 A 相电压跌落 10%,而 B 相和 C 相保持原平衡状态。下面以交流侧电流为三相对称交流电、有功无脉动、无功功率无脉动为 3 个控制目标分别进行讨论。

#### 4.1 控制目标 1:交流侧电流为三相对称交流电

交流侧电流为三相对称交流电,即电流中无负序分量( $i_{dref}^- = 0$  和  $i_{qref}^- = 0$ ),根据式(8)可以得到:

$$\begin{cases} i_{dref}^+ = \frac{2}{3} \frac{u_{sq}^+ P_{s0} + u_{sd}^+ Q_{s0}}{(u_{sd}^+)^2 + (u_{sq}^+)^2} \\ i_{qref}^+ = \frac{2}{3} \frac{u_{sd}^+ P_{s0} + u_{sq}^+ Q_{s0}}{(u_{sd}^+)^2 + (u_{sq}^+)^2} \end{cases} \quad (29)$$

图 3、图 4 分别为目标 1 下采用无源控制、PI 控制的波形。由图可见,在目标 1 下采用无源控制比 PI 控制的网侧交流电流的暂态电流波动要小,且电

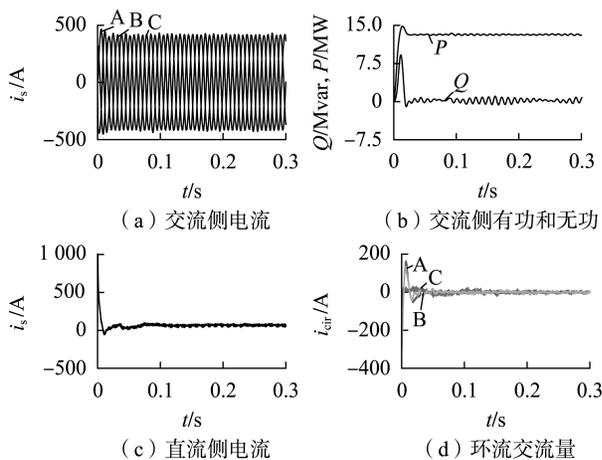


图 3 无源控制下的波形

Fig.3 Waveforms under passive control

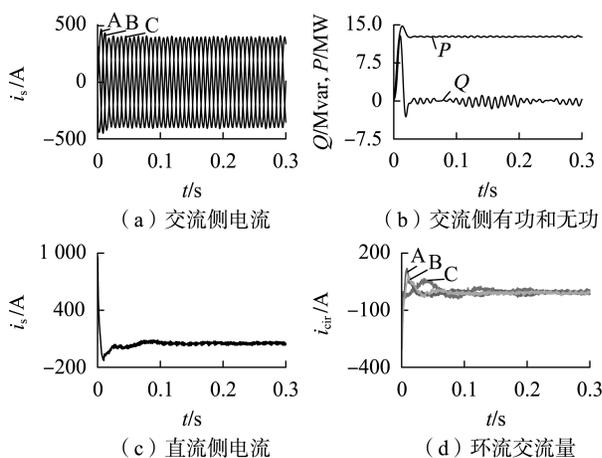


图 4 PI 控制下的波形

Fig.4 Waveforms under PI control

流质量更高;2 种控制方法下的有功和无功功率都会出现 2 次谐波分量;直流侧电流都可达到稳定,但无源控制方法下直流侧电流可在更短时间内稳定,且谐波量较少;当采用相同的环流抑制方法时,采用无源控制时环流的交流成分在 0.05 s 便可稳定,而采用 PI 控制时在 0.2 s 才能稳定。因此,采用无源控制和 PI 控制都可满足目标 1 的要求,但无源控制具有更好的动态特性,且具有良好的快速性和稳定性。

#### 4.2 控制目标 2:有功功率无脉动

有功功率无脉动,即消除有功功率 2 倍频的波动。提取式(8)的前 4 行可得到:

$$\begin{bmatrix} P_{s0} \\ P_{s2\sin} \\ P_{s2\cos} \\ Q_{s0} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} u_{sd}^+ & u_{sq}^+ & u_{sd}^- & u_{sq}^- \\ u_{sq}^- & -u_{sd}^- & -u_{sq}^+ & u_{sd}^+ \\ u_{sd}^- & u_{sq}^- & u_{sd}^+ & u_{sq}^+ \\ u_{sq}^+ & -u_{sd}^+ & u_{sq}^- & -u_{sd}^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^+ \\ i_{sq}^+ \\ i_{sd}^- \\ i_{sq}^- \end{bmatrix} \quad (30)$$

消除有功功率的波动,即满足有功功率的正弦 2 倍频与余弦 2 倍频都为 0 ( $P_{s2\sin}$  和  $P_{s2\cos}$ ),可得到该控制目标下的电流的给定值为:

$$\begin{cases} i_{dref}^+ = \frac{2}{3} \left( \frac{u_{sd}^+ P_{s0} + u_{sq}^+ Q_{s0}}{D_3} \right), & i_{qref}^+ = \frac{2}{3} \left( \frac{u_{sq}^+ P_{s0} - u_{sd}^+ Q_{s0}}{D_4} \right) \\ i_{dref}^- = \frac{2}{3} \left( \frac{-u_{sd}^- P_{s0} + u_{sq}^- Q_{s0}}{D_3} \right), & i_{qref}^- = \frac{2}{3} \left( \frac{-u_{sq}^- P_{s0} - u_{sd}^- Q_{s0}}{D_4} \right) \end{cases} \quad (31)$$

$$D_3 = (u_{sd}^+)^2 + (u_{sq}^+)^2 - (u_{sd}^-)^2 - (u_{sq}^-)^2$$

$$D_4 = (u_{sd}^+)^2 + (u_{sq}^+)^2 + (u_{sd}^-)^2 + (u_{sq}^-)^2$$

图 5、图 6 分别为目标 2 下采用无源控制、PI 控制的波形。由图可见,在目标 2 下,交流侧电流会发生不对称;相较于 PI 控制,无源控制能在更短的暂态时间内使有功功率达到无脉动的状态;无功功率相比较目标 1 下脉动更大;直流侧电流在 0.1 s 内都可以稳定;对于环流的抑制,采用无源控制对环流控制的速度和效果都更好。

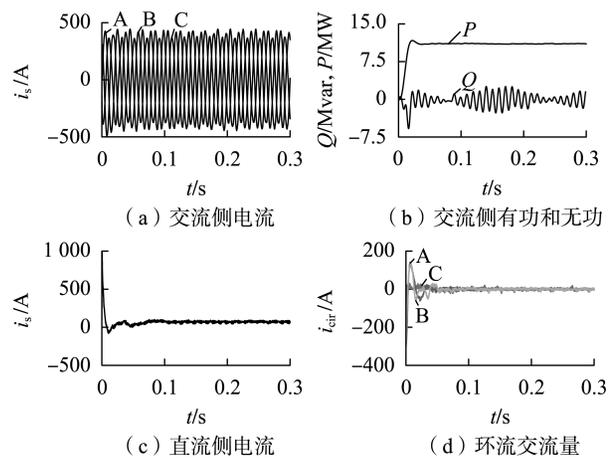


图 5 无源控制下的波形

Fig.5 Waveforms under passive control

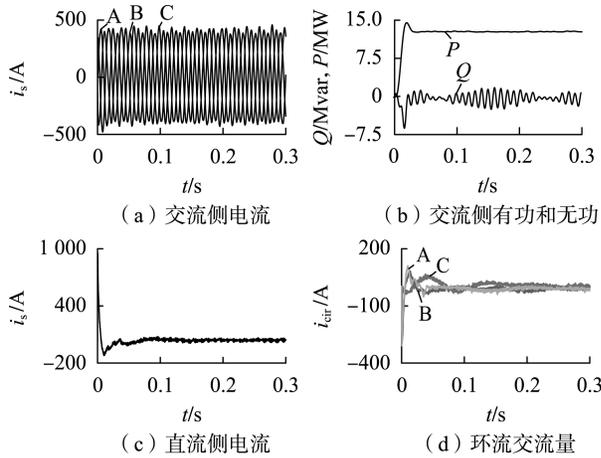


图 6 PI 控制下的波形

Fig.6 Waveforms under PI control

4.3 控制目标 3:无功功率无脉动

无功功率无脉动,即消除无功功率 2 倍频的波动。提取式(8)的第 1、4—6 行可得到:

$$\begin{bmatrix} P_{s0} \\ Q_{s0} \\ Q_{s2\sin} \\ Q_{s2\cos} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} u_{sd}^+ & u_{sq}^+ & u_{sd}^- & u_{sq}^- \\ u_{sq}^+ & -u_{sd}^+ & u_{sq}^- & -u_{sd}^- \\ -u_{sd}^- & -u_{sq}^- & u_{sd}^+ & u_{sq}^+ \\ u_{sq}^- & -u_{sd}^- & u_{sd}^+ & -u_{sq}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^+ \\ i_{sq}^+ \\ i_{sd}^- \\ i_{sq}^- \end{bmatrix} \quad (32)$$

此控制目标下无功功率的 2 次谐波为 0 ( $Q_{s2\sin} = 0$  和  $Q_{s2\cos} = 0$ ), 可求解出此控制目标下电流给定值为:

$$\begin{cases} i_{dref}^+ = \frac{2}{3} \left( \frac{u_{sd}^+ P_{s0} + u_{sq}^+ Q_{s0}}{D_4} \right), & i_{qref}^+ = \frac{2}{3} \left( \frac{u_{sq}^+ P_{s0} - u_{sd}^+ Q_{s0}}{D_3} \right) \\ i_{dref}^- = \frac{2}{3} \left( \frac{-u_{sd}^- P_{s0} + u_{sq}^- Q_{s0}}{D_4} \right), & i_{qref}^- = \frac{2}{3} \left( \frac{-u_{sq}^- P_{s0} - u_{sd}^- Q_{s0}}{D_3} \right) \end{cases} \quad (33)$$

图 7、图 8 分别为目标 3 下采用无源控制、PI 控制的波形。由图可见,采用本文的无源控制和常规的 PI 控制都可以实现无功功率无脉动,但采用无源控制时无功功率在 0.05 s 达到稳态,而采用 PI 则需要大于 0.1 s 的时间;采用无源控制时直流侧的电流和环流的交流成分都比采用 PI 控制时的波动更小,且谐波含量也更少。

为了验证在不平衡条件下对 MMC 内部特性分析的正确性。本文去掉环流控制环节,对其表征内部特性的一些特征量波形进行分析。由于目标 2 与目标 3 下的内部特性类似,因此本文仅分析目标 1 和目标 2 下的环流和电容电压波动情况。

图 9、图 10 分别为目标 1、目标 2 下的内部仿真波形。由图可见,在目标 1、2 下的环流成分中,直流分量不对称,但目标 2 下的不对称程度比目标 1 更小;在目标 1 下环流的交流成分中,正序分量很小,而负序和零序分量较大,电容电压的波动幅度最大

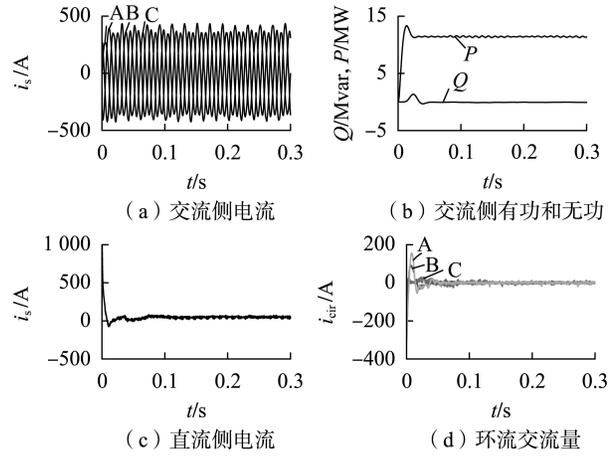


图 7 无源控制下的波形

Fig.7 Waveforms under passive control

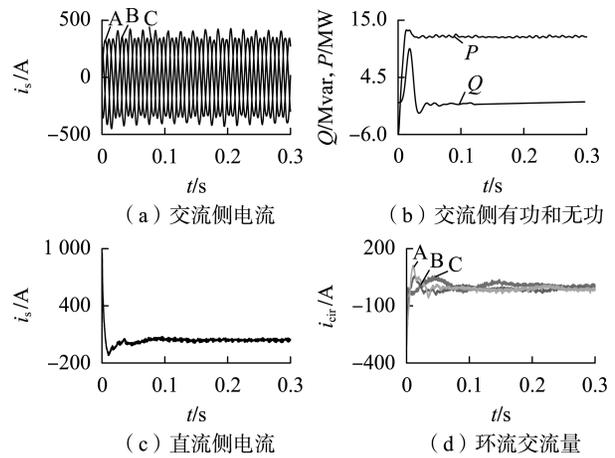


图 8 PI 控制下的波形

Fig.8 Waveforms under PI control

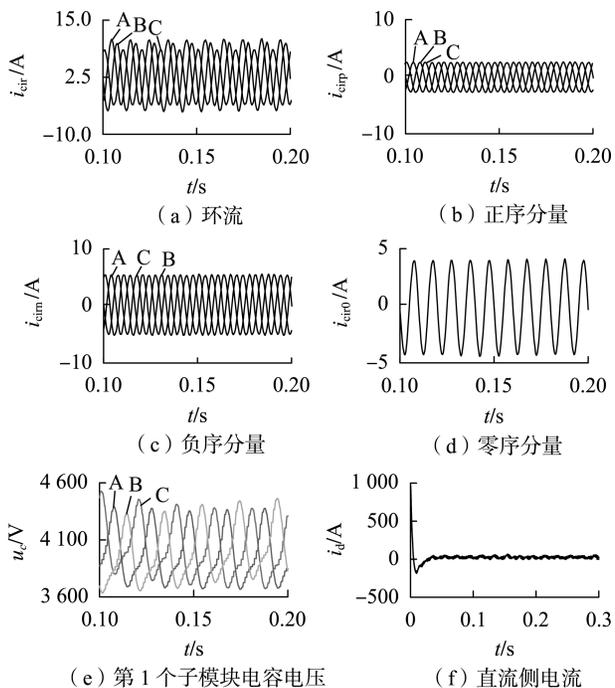


图 9 目标 1 下的内部仿真波形

Fig.9 Internal simulative waveforms under Target 1

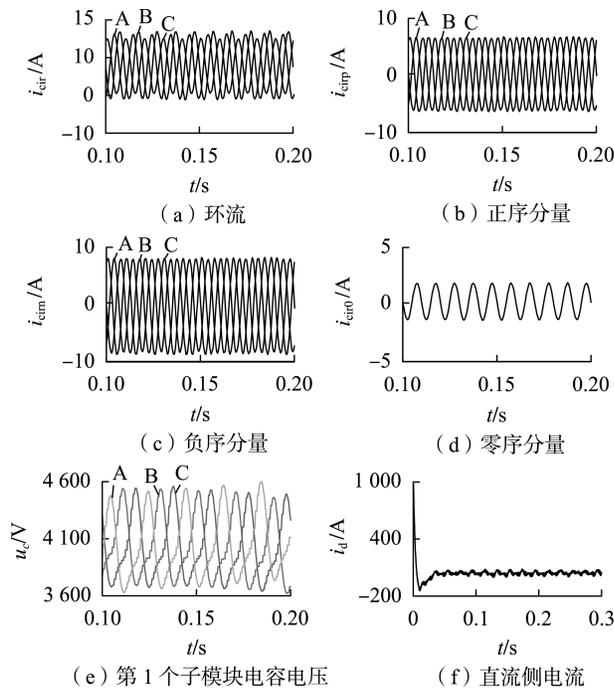


图 10 目标 2 下的内部仿真波形

Fig.10 Internal simulation waveforms under Target 2

为 800 V, 而目标 2 下三相环流的交流成分除了负序和零序的分量外, 正序分量增大, 目标 2 下电容电压的波动比目标 1 下波动更大, 最大为 900 V 左右; 目标 2 下直流侧电流波动和谐波含量比目标 1 下更大。因此, 所得仿真结果与前文分析基本吻合, 证明了理论分析的正确性。

## 5 结论

本文针对电网电压不平衡下 MMC 运行产生的外部问题, 提出了一种无源控制策略。对于内部环流成分的变化问题, 采用 PR 控制来有效地抑制环流。通过软件仿真实验和硬件平台实验(具体见附录 D)可以得到结论如下:

**a.** 针对不平衡电网电压情况下 MMC 存在的外部问题, 提出了无源控制策略, 相比于常规的 PI 控制, 它具有稳定速度快、控制效果佳和环流控制与无源控制之间的协调性好等优点;

**b.** 针对内部环流成分变化这一问题, 采用了 PR 控制策略, 通过软件仿真也证明了它可有效快速地消除内部环流成分中正负零序分量;

**c.** 所设计的无源控制策略, 虽然它有着动态性能佳、系统结构简单等优点, 但注入阻尼的选定有着很大的人为因素, 下一步的改进方案是通过加入智能算法, 对参数实行自适应整定来减小人为干扰。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

## 参考文献:

[1] DEBNATH S, QIN J, BAHRANI B, et al. Operation, control, and

applications of the modular multilevel converter: a review[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 37-53.

[2] 常非, 王一, 王—振, 等. 基于模块化多电平变换器的高压直流输电故障特性与控制保护[J]. 高电压技术, 2015, 41(7): 2428-2434.

CHANG Fei, WANG Yi, WANG Yizhen, et al. Faults feature analysis and control protection strategies of modular multilevel converter based high voltage direct current[J]. High Voltage Engineering, 2015, 41(7): 2428-2434.

[3] 孙栩, 朱晋, 刘文龙, 等. 一种具有故障隔离能力的 MMC-HVDC 换流站子模块拓扑研究[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(3): 120-125.

SUN Xu, ZHU Jin, LIU Wenlong, et al. Fault-isolated sub-module topology of MMC-HVDC converter station[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(3): 120-125.

[4] 张芳, 张光耀, 李传栋. MMC-HVDC 的二阶线性自抗扰控制策略[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(11): 92-98.

ZHANG Fang, ZHANG Guangyao, LI Chuandong. Second-order linear active disturbance rejection control strategy of MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(11): 92-98.

[5] YANG S, WANG P, TANG Y, et al. Circulating current suppression in modular multilevel converters with even-harmonic repetitive control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(1): 298-309.

[6] OU Z, WANG G. Modular multilevel converter control strategy based on arm current control under unbalanced grid condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 3826-3836.

[7] LI J, KONSTANTINOU G. Impact of circulating current control in capacitor voltage ripples of modular multilevel converters under grid Imbalances[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2018, 33(3): 1257-1267.

[8] 宋平岗, 吴继珍, 邹欢. 电网电压不平衡时模块化多电平换流器直接功率补偿控制策略[J]. 高电压技术, 2016, 42(7): 2184-2192.

SONG Pinggang, WU Jizhen, ZOU Huan. Direct power compensation control strategy for modular multilevel converter under unbalanced grid voltage conditions[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(7): 2184-2192.

[9] 梁晋玉. 不对称电网电压下基于降阶矢量谐振器的 MMC-HVDC 直接功率控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(24): 7294-7303.

LIANG Jingyu. Direct power control strategy based on reduced order vector resonant controller for MMC-HVDC under unbalanced grid voltages[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(24): 7294-7303.

[10] 张建坡, 田新成, 尹秀艳. 模块化多电平换流器直流输电控制策略[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(11): 103-108.

ZHANG Jianpo, TIAN Xincheng, YIN Xiuyan. Control strategy of MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(11): 103-108.

[11] 李云丰, 安婷, 丁骁, 等. 电网电压不平衡 MMC-HVDC 无锁相环控制策略[J]. 高电压技术, 2016, 42(1): 105-111.

LI Yunfeng, AN Ting, DING Xiao, et al. Control strategies of MMC-HVDC in the absence of PLL under unbalanced grid[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(1): 105-111.

[12] 孔明, 汤广福, 贺之源, 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.
- [13] PRIETO-ARAUJO E, JUNYENT-FERRÉ A, CLARIANA-COLET G, et al. Control of modular multilevel converters under singular unbalanced voltage conditions with equal positive and negative sequence components[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32(3):2131-2141.
- [14] 张建坡, 赵成勇. MMC-HVDC 直流侧故障特性仿真分析[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(7):32-37.  
ZHANG Jianpo, ZHAO Chengyong. Simulation analysis of MMC-HVDC DC side fault characteristics[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(7):32-37.
- [15] BERGNA-DIAZ G, ZONETTI D, SANCHEZ S, et al. PI passivity-based control of modular multilevel converters for multi-terminal HVDC systems[C]//IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). Stanford, CA, USA: IEEE, 2017:1-8.
- [16] LI Tao, CHENG Qiming, SUN Weisha, et al. Grid-connected control strategy of five-level inverter based on passive E-L model[J]. Energies, 2017, 10:1-14.
- [17] 程启明, 谭冯忍, 程尹曼, 等. 电网不平衡下基于内模观测器和无源控制器的 DFIG 网侧变换器控制方法研究[J]. 高电压技术, 2017, 43(10):1-10.  
CHENG Qiming, TAN Fengren, CHENG Yinman, et al. Research on DFIG grid-side converter based on internal model observer and passivity-based controller under unbalanced grid voltage condition[J]. High Voltage Engineering, 2017, 43(10):1-10.
- [18] 张宇, 程启明, 程尹曼, 等. 电容中点式四线制 SAPF 混合无源非线性控制策略[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(14):43-50.  
ZHANG Yu, CHENG Qiming, CHENG Yinman, et al. Hybrid passive

nonlinear control strategy for three-phase four-wire SAPF[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(14):43-50.

#### 作者简介:



程启明

程启明(1965—),男,江苏盐城人,教授,博士,研究方向为电力系统自动化、发电过程控制、先进控制及应用等(**E-mail**: chengqiming@sina.com);

孙伟莎(1993—),女,山东菏泽人,硕士研究生,研究方向为电力系统自动化、新能源发电控制等(**E-mail**: 1160115070@qq.com);

程尹曼(1990—),女,上海人,硕士研究生,研究方向为电力系统自动化、新能源发电控制等(**E-mail**: chengyinman@hotmail.com);

谭冯忍(1992—),女,安徽淮北人,硕士研究生,研究方向为电力系统自动化、新能源发电控制等(**E-mail**: 1520947405@qq.com);

李涛(1992—),男,安徽合肥人,硕士研究生,研究方向为电力系统自动化、电机控制等(**E-mail**: 1773978817@qq.com);

陈路(1990—),男,安徽淮南人,硕士研究生,研究方向为电力系统自动化、电机控制等(**E-mail**: 644401269@qq.com)。

### Passive control strategy of MMC under unbalanced grid voltage

CHENG Qiming<sup>1</sup>, SUN Weisha<sup>1</sup>, CHENG Yinman<sup>2</sup>, TAN Fengren<sup>1</sup>, LI Tao<sup>1</sup>, CHEN Lu<sup>1</sup>

(1. Shanghai Key Laboratory Power Station Automation Technology Laboratory, College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;

2. Shibe Power Supply Company, State Grid Shanghai Municipal Electric Power Company, Shanghai 200041, China)

**Abstract:** The passive control method of MMC (Modular Multilevel Converter) under unbalanced grid voltage is proposed, which can solve the problems of three-phase current asymmetry on AC-side, secondary pulsation of active and reactive power in MMC under unbalanced grid voltage. According to the topological structure of MMC, the mathematical model under unbalanced grid voltage is established, and the internal characteristics under the unbalanced condition of grid voltage are analyzed. On this basis, the circulating current control strategy under unbalanced grid voltage is further designed. Then, based on the passive control theory of storage function, the corresponding nonlinear passive control strategy is proposed for the above three different control objectives.

**Key words:** modular multilevel converter; HVDC; unbalanced grid voltage; passive control; PI control

## 附录

### 附录 A

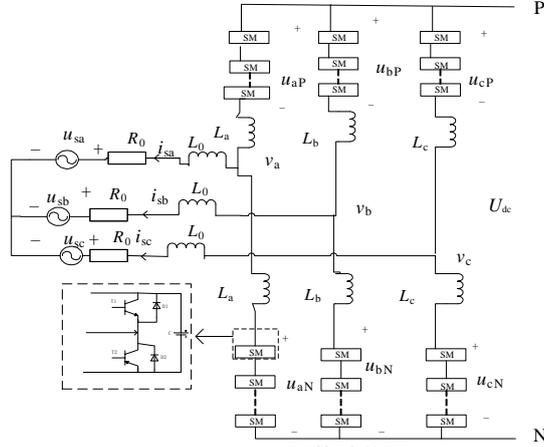


图 A1 MMC 拓扑结构图  
Fig.A1 MMC topology

### 附录 B

电容电压 2 次波动量  $\eta_2$ 、环流 2 次波动量  $\zeta_2$  数学表达式推导过程

$j$  相桥臂瞬时功率为该相上下桥臂电压电流乘积之和，具体表达式为：

$$\begin{aligned}
 p_j &= u_{jP} i_{jP} + u_{jN} i_{jN} \\
 &= u_{dc} i_{dcj} \left[ 1 + \frac{m^+ n^+ \cos(\alpha_j^- - \gamma_j^+)}{2} + \frac{m^+ n^- \cos(\alpha_j^+ - \gamma_j^-)}{2} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{m^- n^+ \cos(\alpha_j^- - \gamma_j^+)}{2} + \frac{m^- n^- \cos(\alpha_j^+ - \gamma_j^-)}{2} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{m^+ n^+ \cos(2\omega t + \alpha_j^+ + \gamma_j^+)}{2} + \frac{m^+ n^- \cos(2\omega t + \alpha_j^+ + \gamma_j^-)}{2} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{m^- n^+ \cos(2\omega t + \alpha_j^- + \gamma_j^+)}{2} + \frac{m^- n^- \cos(2\omega t + \alpha_j^- + \gamma_j^-)}{2} \right]
 \end{aligned} \tag{B1}$$

其中， $u_{jP}$ 、 $u_{jN}$  为  $j$  相上下桥臂电压； $i_{jP}$ 、 $i_{jN}$  为  $j$  相桥臂上下电流； $u_{dc}$  为桥臂电压直流分量； $i_{dc}$  为桥臂电流的直流分量； $U$ 、 $\alpha$ 、 $m$  分别为桥臂的内部电势的幅值、初相角、调制系数； $I$ 、 $\gamma$ 、 $n$  分别为电流的幅值、初相角、调制系数。 $m$ 、 $n$  的表达式为：

$$\begin{cases} m^+ = 2U^+ / u_{dc} & m^- = 2U^- / u_{dc} \\ n^+ = 2I^+ / i_{dc} & n^- = 2I^- / i_{dc} \end{cases} \tag{B2}$$

其中， $u_{dc}$  为直流侧电压； $i_{dc}$  为  $j$  相电流的直流分量。

由式 (B1) 可知，当选择目标 1 为控制目标时， $n^-$  为 0 会减小直流侧的波动，而选择目标 2 或目标 3 时，负序电流依旧存在，因此直流侧的波动会比目标 1 时大。

对于 MMC， $j$  相的调制函数为：

$$\begin{cases} S_{jP} = \frac{1 - m^+ \sin(\omega t + \alpha^+) - m^- \sin(\omega t + \alpha^-)}{2} \\ S_{jN} = \frac{1 + m^+ \sin(\omega t + \alpha^+) + m^- \sin(\omega t + \alpha^-)}{2} \end{cases} \tag{B3}$$

电容电压波动量为：

$$\begin{cases} \Delta u_{jPs} = \frac{\eta_1}{\omega C} + \frac{\eta_2}{2\omega C} + \frac{\eta_3}{3\omega C} \\ \Delta u_{jNs} = \frac{-\eta_1}{\omega C} + \frac{\eta_2}{2\omega C} - \frac{\eta_3}{3\omega C} \end{cases} \tag{B4}$$

其中， $\eta_0$  为直流分量； $\eta_1$ 、 $\eta_2$ 、 $\eta_3$  分别为 1 次、2 次、3 次的谐波含量。

每相桥臂总的交流电压波动量为每个子模块输出交流波动量之和，即为：

$$\Delta u_j = \sum_{i=1}^n \Delta u_{jPsac} + \sum_{i=1}^n \Delta u_{jNsac} = n\Delta u_{jPsac} + n\Delta u_{jNsac} = n(\xi_0 + \xi_2 + \xi_4) \quad (B5)$$

其中， $\Delta u_{jPsac}$ 、 $\Delta u_{jNsac}$  为上、下桥臂每个子模块输出交流量的波动量； $\xi_0$  为总交流电压波动量的直流量； $\xi_2$ 、 $\xi_4$  分别为 2 次分量、4 次分量。

所以产生环流  $i_{cirj}$  为：

$$i_{cirj} = \Delta u_j(h\omega) / (2L_m h\omega) \quad (B6)$$

其中， $L_m$  为桥臂电感； $h$  为谐波次数。

## 附录 C

### 软件实验参数

表 C1 仿真实验参数

Table C1 Simulation experimental parameters

参数	数值	参数	数值
有功功率	12MW	系统电感	10mH
无功功率	0Var	系统阻抗	47Ω
系统电压（相间）	28kV	单桥臂子模块个数	10 个
直流电压	20kV	桥臂电感	10mH

## 附录 D

### 硬件实验

为了进一步验证本文提出的无源控制策略的可行性，搭建了 MMC 的硬件实验平台。硬件图如附录图 D1 所示。图中，采用上下桥臂子模块总数为 10 个的 MMC，对于 IGBT 及其驱动模块，采用 SEMIKRON 公司的 SKM100GB12T4 半桥模块，驱动模块采用该公司的专用的驱动模块；驱动信号选择用 DSP+FPGA 来产生；直流电压用稳压电源产生；考虑到安全问题，交流部分采用 380V 的市电，直流侧电压为 100V；有功功率给定为 1800W，无功功率为 0。



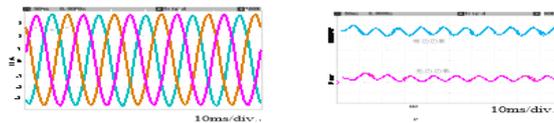
(a) MMC 单相硬件

(b) 子模块

(c) 控制电路

图 D1 部分硬件实验图

Fig.D1 Part of hardware experiment

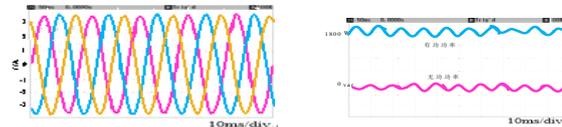


(a) 交流侧电流

(b) 交流侧有功和无功

图 D2 目标 1 下无源控制的示波器波形

Fig.D2 Oscilloscope waveform of passive control under target

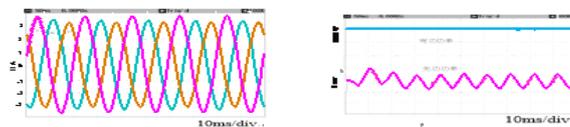


(a) 交流侧电流

(b) 交流侧有功和无功

图 D3 目标 1 下 PI 控制的示波器波形

Fig.D3 Oscilloscope waveform of PI control under target 1

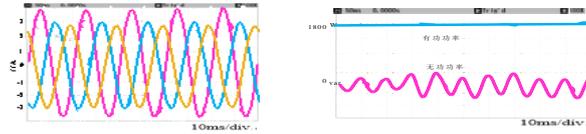


(a) 交流侧电流

(b) 交流侧有功和无功

图 D4 目标 2 下无源控制的示波器波形

Fig.D4 Oscilloscope waveform of passive control under target 2



(a) 交流侧电流 (b) 交流侧有功和无功

图 D5 目标 2 下 PI 控制的示波器波形

Fig.D5 Oscilloscope waveform of PI control under target 2

附录图 D2—D5 分别为目标 1、2 下无源控制、PI 控制的示波器显示波形。在目标 1 下无源控制相比较 PI 控制谐波含量更大；在目标 2 下无源控制比 PI 控制的电流不对称度小，且无功功率波动也小。硬件实验结果与软件仿真结果一致，这充分说明了本文提出的不平衡电网电压下 MMC 无源控制策略的可行性和优越性