

基于双坐标系复合控制的模块化多电平换流器环流抑制方法

武 健, 刘瑜超, 徐修林, 徐殿国

(哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院, 黑龙江省哈尔滨市 150001)

摘要: 模块化多电平换流器(MMC)在中高压直流输电中得到了广泛的研究和应用。三相不平衡交流电网下的功率波动引起 MMC 三相桥臂能量不均衡,导致内部环流的产生。针对三相不平衡直流输电系统,对 MMC 内部环流的产生机理进行了理论推导和分析,并根据内部环流的特点,将比例-积分控制与重复控制相结合,提出了一种基于正、负序双同步旋转坐标系下复合控制的环流抑制方法。该方法同时适用于三相平衡和三相不平衡系统。同时,为了提高三相不平衡条件下直流输电系统的波形质量,引入了基于 dq 解耦控制的负序电流补偿方法。仿真结果证明,无论交流系统侧三相是否平衡,该控制策略对环流都具有良好的抑制效果,同时能够确保系统交流侧的三相电流保持平衡。

关键词: 模块化多电平换流器; 直流输电; 三相不平衡; 环流抑制

0 引言

当今发电和用电大部分为交流电,高压直流(HVDC)输电线路的两端设有换流站,换流站装置称为换流器。1990年,Boon-Teck Ooi提出了基于电压源型换流器的高压直流(VSC-HVDC)输电技术,主要特点是使用全控型器件替代传统的半控型晶闸管,具有优越的可控性和灵活性^[1-3]。2001年,德国慕尼黑联邦国防军大学 Marquardt R.等提出了一种新型的电压源型换流器拓扑,即模块化多电平换流器(MMC)拓扑^[4]。该拓扑采用功率单元级联结构和模块化设计,可根据桥臂串联子模块投入或切除的个数来调整输出电平数,以适用于不同电压等级的要求,且 MMC 具有公共直流母线,可以实现四象限运行及有功和无功解耦独立控制,这些特点使 MMC 非常适用于 HVDC 输电系统。

然而,MMC 存在众多优点的同时也存在缺点^[5]。首先,由于所用的器件数量较多,损耗也相应增加;其次,虽然 MMC 具有模块化级联的优势,但控制技术方面的难度却大大增加^[6-8]。由于各子模块分布式储能电容的存在,各子模块电容电压分配不均衡,将导致各相能量分配不均,换流器内部出现环流,桥臂电流发生畸变。换流器的性能也会受到严重影响,这是目前制约 MMC 在 HVDC 输电系统

实际应用中往高电平发展的主要瓶颈之一^[9]。

环流的直流分量用于直流侧和电容间的能量传输,而交流谐波对能量传输没有贡献,却加大了流过桥臂的电流幅值。因此,需引入环流抑制器减小环流幅值来减小桥臂开关器件的电流应力。文献[10]详细分析了环流的内部模型和产生机理,指出环流无法完全消除,只能通过控制策略减小电压控制分量的幅值来抑制环流。文献[11-13]提出了基于负序二倍频 dq 坐标变换的环流抑制方法,该方法取得了良好的效果,但只适用于三相对称系统。文献[14]提出了一种基于 MMC 环流模型的通用环流抑制策略,指出环流是引起输入、输出功率存在低频脉动的主要原因。该环流抑制策略抑制效果明显,无需二倍频负序坐标变换和相间解耦控制,适用于任何相数的 MMC 环流抑制,但该方法需要时刻对环流电压值进行精确的计算,否则误差较大。文献[15]提出一种通过注入高频率的零序电压和相间的环流来抑制电压波动的控制策略。因为相间环流不影响输出电流,可以通过将它注入桥臂来改变桥臂功率波动的频率。此方法的缺点是相间电流增大了,增大功率损耗。为了减少开关损耗,文献[16]提出一种减少开关频率的电压平衡算法和改进的载波移相法,同时还提出了基于负序 dq 坐标变换以及双线频率的环流抑制方法,结果证明不仅能改善内部动态响应,由于电压波动的改善,使换流器的输出电压波形质量也得到了提高,但此方法一般只适用于三相对称系统。本文在分析三相不对称系统环流

产生机理的基础上,提出一种基于双坐标系下比例-积分(PI)和重复控制复合控制的环流抑制方法。重复控制器在电网基波和各次谐波频率处存在一系列的谐振峰,且在谐振频率处具有高增益和零相移的特性,具有优异的稳态跟踪能力。但重复控制延迟一个周期输出,调节速度慢,因此采用PI调节器和重复控制器的混合控制。仿真结果证明,该方法具有良好的环流抑制效果,且同时适用于三相对称及不对称系统。

1 MMC 基本模型及内部环流分析

三相 MMC 结构框图如图 1 所示,每相包含上、下桥臂,每个桥臂由一个桥臂电感和 n 个子模块 (SM) 级联而成。

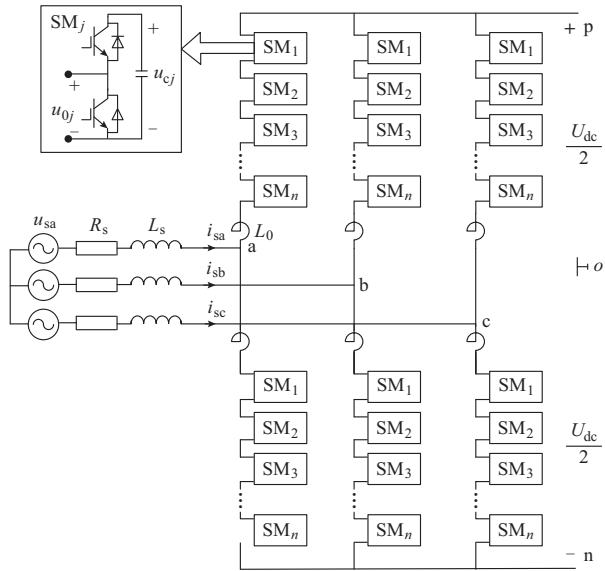


图 1 半桥型 MMC 拓扑结构

Fig.1 Topological structure of half-ridge MMC

每个子模块的输出电压由绝缘栅双极型晶体管 (IGBT) 的开通情况决定。因此,每个子模块的工作状态中,其输出电压可等效为:

$$u_{oj} = S u_{cj} \quad (1)$$

$$S = \begin{cases} 1 & T_1 \text{ 导通}, T_2 \text{ 关断} \\ 0 & T_1 \text{ 关断}, T_2 \text{ 导通} \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_{oj} 为第 j 个子模块的输出电压; u_{cj} 为第 j 个子模块的电容电压; S 为子模块的开关状态函数。

三相 MMC 的等效电路如图 2 所示,桥臂损耗等效为一个电阻 R_0 ,桥臂的子模块等效为一个受控电压源; u_{pl} 和 u_{nl} 分别为三相上、下桥臂子模块的输出电压; i_{pl} 和 i_{nl} 分别为流过三相上、下桥臂的电流; i_{sl} 为交流侧电流; i_{zl} 为三相间的环流; 下标 $l = a, b, c$ 。

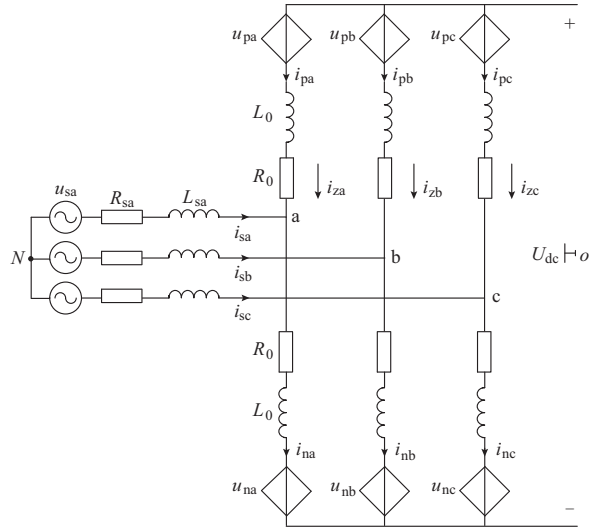


图 2 三相 MMC 的等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of three-phase MMC

由图 2 可知,上、下桥臂电感相当于是并联的关系,把它等效到交流侧,等效电感 L 为:

$$L = L_s + \frac{1}{2} L_0 \quad (3)$$

式中: L_s 为交流侧电网电感; L_0 为桥臂电感。

由于三相 MMC 拓扑的严格对称性,上、下桥臂分别均分交流侧电流,可得环流的表达式为:

$$\begin{cases} i_{sl} = i_{nl} - i_{pl} \\ i_{zl} = \frac{1}{2} (i_{pl} + i_{nl}) \end{cases} \quad (4)$$

根据基尔霍夫电压定律,可以推出电压与电流之间的关系为:

$$\begin{cases} \frac{U_{dc}}{2} - R_0 i_{pl} - L_0 \frac{di_{pl}}{dt} - u_{pl} = u_{cl} \\ -\frac{U_{dc}}{2} + R_0 i_{nl} + L_0 \frac{di_{nl}}{dt} + u_{nl} = u_{cl} \end{cases} \quad (5)$$

式中: U_{dc} 为直流电压; R_0 为桥臂等效电阻; u_{cl} 为 MMC 桥臂输出电压。

由式(5)两式分别相加和相减得到:

$$\begin{cases} \frac{R_0}{2} i_{sl} + \frac{L_0}{2} \frac{di_{sl}}{dt} = -u_{cl} - \frac{u_{pl} - u_{nl}}{2} \\ R_0 i_{zl} + L_0 \frac{di_{zl}}{dt} = \frac{U_{dc}}{2} - \frac{u_{pl} + u_{nl}}{2} \end{cases} \quad (6)$$

式(6)中第 1 个式子表明输出电流只与交流输出电压以及上、下桥臂电压之差有关,第 2 个式子表明三相环流大小只与直流电压和单相桥臂总电压之差有关,说明三相之间能量不均衡是引起三相环流产生的主要原因。因此,环流抑制器设计的基本思路是在上、下桥臂参考电压中加入一个不对输出电流产生影响的修正量。

本文以 a 相为例,分析正序网络下桥臂电压、电流,上、下桥臂电压和电流分别为:

$$\begin{cases} u_{pa}(t) = \frac{U_{dc}}{2} - u_{ca} = \frac{U_{dc}}{2}(1 - m \sin \omega t) \\ u_{na}(t) = \frac{U_{dc}}{2} + u_{ca} = \frac{U_{dc}}{2}(1 + m \sin \omega t) \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} i_{pa}(t) = \frac{i_{dc}}{3}(1 + k \sin(\omega t + \varphi)) + i_{za}' \\ i_{na}(t) = \frac{i_{dc}}{3}(1 - k \sin(\omega t + \varphi)) + i_{za}' \end{cases} \quad (8)$$

式中: m 为电压调制比; k 为电流调制比; φ 为负载阻抗角; $\omega = 2\pi f$, f 为电网频率; i_{dc} 为直流侧电流; i_{za}' 为环流中的谐波(主要为二次谐波)分量。

假设三相严格对称,则 a 相环流的表达式可表示为:

$$i_{za} = \frac{i_{dc}}{3} + i_{za}' \quad (9)$$

上、下桥臂的瞬时功率为:

$$\begin{cases} P_{pa} = \frac{U_{dc}i_{dc}}{6}(1 - m \sin \omega t)(1 + k \sin(\omega t + \varphi)) + \frac{U_{dc}i_{za}'}{2}(1 - m \sin \omega t) \\ P_{na} = \frac{U_{dc}i_{dc}}{6}(1 + m \sin \omega t)(1 - k \sin(\omega t + \varphi)) + \frac{U_{dc}i_{za}'}{2}(1 + m \sin \omega t) \end{cases} \quad (10)$$

a 相总瞬时功率为:

$$P_a = \frac{U_{dc}i_{dc}}{3} - \frac{mkU_{dc}i_{dc}}{6} \cos \varphi + P_a' \quad (11)$$

$$P_a' = \frac{mkU_{dc}i_{dc}}{6} \cos(2\omega t + \varphi) + U_{dc}i_{za}' \quad (12)$$

由式(11)可以得出,瞬时功率主要由直流分量和交流分量组成,其中等号右侧第 1 项和第 2 项为直流分量,第 1 项为系统从直流侧吸收或发出的有功功率,第 2 项为直流侧向交流系统注入或吸收的有功功率。等号右侧第 3 项为交流分量,这部分功率体现在子模块电容电压的波动上。

瞬时功率的直流分量必须时刻为零,否则直流电压无法达到稳定,因此,桥臂总的能量仅考虑交流部分功率,则 a 相桥臂总能量为:

$$W_a = \frac{mkU_{dc}i_{dc}}{12\omega} \sin(2\omega t + \varphi) + \int_0^t U_{dc}i_{za}' dt \quad (13)$$

同理可以推导出 b, c 相总能量的表达式,即

$$\begin{cases} W_b = \frac{mkU_{dc}i_{dc}}{12\omega} \sin\left(2\omega t + \varphi - \frac{\pi}{3}\right) + \int_0^t U_{dc}i_{zb}' dt \\ W_c = \frac{mkU_{dc}i_{dc}}{12\omega} \sin\left(2\omega t + \varphi + \frac{\pi}{3}\right) + \int_0^t U_{dc}i_{zc}' dt \end{cases} \quad (14)$$

式中: i_{zb}' , i_{zc}' 分别为 b, c 相环流中的谐波分量。

由式(13)和式(14)可知,三相总能量波动主要是呈负序二倍频性质,每一相子模块电容电压之和的波动主要包含二倍频分量,还含有一些其他频率的谐波分量。同理可以推导出负序网络下三相桥臂的总能量,且总能量的波动主要呈正序二倍频性质。

存储在上、下桥臂电容里的能量为:

$$\begin{cases} W_{pa} = \frac{1}{2n} C u_{cap}^2 \\ W_{na} = \frac{1}{2n} C u_{can}^2 \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} \frac{dW_{pa}}{dt} = \frac{C U_{dc}}{n} \frac{du_{cap}}{dt} = P_{pa} \\ \frac{dW_{na}}{dt} = \frac{C U_{dc}}{n} \frac{du_{can}}{dt} = P_{na} \end{cases} \quad (16)$$

式中: u_{cap} , u_{can} 分别为上、下桥臂所有电容电压之和; n 为模块数; C 为上、下桥臂总电容。

假设 a 相上、下桥臂各自的子模块电容电压都相等,本文加入了独立电容电压控制,很容易实现所有子模块电容电压近似相等。上、下桥臂电容电压分别为:

$$u_{caj} = \begin{cases} \frac{u_{cap}}{n} = \frac{U_{dc} + \Delta u_{cap}}{n} & j = 1, 2, \dots, n \\ \frac{u_{can}}{n} = \frac{U_{dc} + \Delta u_{can}}{n} & j = n + 1, n + 2, \dots, 2n \end{cases} \quad (17)$$

式中: Δu_{cap} , Δu_{can} 分别为上、下桥臂所有子模块电容电压的波动量。

由式(16)可以得出,上、下桥臂所有子模块电容电压的波动量为:

$$\begin{cases} \Delta u_{cap} = \frac{n}{C U_{dc}} \int \frac{U_{dc}i_{dc}}{6} (1 - m \sin \omega t) (1 + k \sin(\omega t + \varphi)) dt + \int \frac{U_{dc}i_{za}'}{2} (1 - m \sin \omega t) \\ \Delta u_{can} = \frac{n}{C U_{dc}} \int \frac{U_{dc}i_{dc}}{6} (1 + m \sin \omega t) (1 - k \sin(\omega t + \varphi)) dt + \frac{U_{dc}i_{za}'}{2} (1 + m \sin \omega t) \end{cases} \quad (18)$$

根据式(7)可知,上、下桥臂电压的表达式为:

$$\begin{cases} u_{pa} = \frac{1}{2} (U_{dc} + \Delta u_{cap}) (1 - m \sin \omega t) \\ u_{na} = \frac{1}{2} (U_{dc} + \Delta u_{can}) (1 + m \sin \omega t) \end{cases} \quad (19)$$

式(18)中两式分别相加和相减可以得到:

$$\Delta u_{cap} + \Delta u_{can} = \frac{n}{C} \int \left[\frac{i_{dc}}{3} (1 - mk \sin \omega t \cdot \sin(\omega t + \varphi)) + i_{za}' \right] dt \quad (20)$$

$$\Delta u_{\text{can}} - \Delta u_{\text{cap}} = \frac{n}{C} \int \left[\frac{i_{\text{dc}}}{3} (m \sin \omega t - k \sin(\omega t + \varphi)) + m i_{\text{za}}' \sin \omega t \right] dt \quad (21)$$

$$u_{\text{pa}} + u_{\text{na}} = U_{\text{dc}} + u_{\text{ha}} \quad (22)$$

$$u_{\text{ha}} = \frac{1}{2} (\Delta u_{\text{cap}} + \Delta u_{\text{can}}) + \frac{1}{2} m \sin \omega t (\Delta u_{\text{can}} - \Delta u_{\text{cap}}) \quad (23)$$

式中: u_{ha} 为桥臂电压和直流电压之间的偏差,它在环流中引入谐波分量,因此定义 u_{ha} 为在环流中引起的谐波扰动电压。

将式(20)和式(21)分别代入式(23)中可得:

$$u_{\text{ha}} = \frac{n}{2C} \int \left[\frac{i_{\text{dc}}}{3} (1 - mk \sin \omega t \sin(\omega t + \varphi)) + i_{\text{za}}' \right] dt + \frac{mn}{2C} \sin \omega t \int \left[\frac{i_{\text{dc}}}{3} (m \sin \omega t - k \sin(\omega t + \varphi)) + m i_{\text{za}}' \sin \omega t \right] dt \quad (24)$$

由 $\sin \omega t \sin(\omega t + \varphi) = \frac{1}{2} (\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi))$ 和式(24)可得:

$$u_{\text{ha}} = \frac{n}{2C} \int \left(\frac{i_{\text{dc}}}{3} \frac{\cos(2\omega t + \varphi)}{\cos \varphi} + i_{\text{za}}' \right) dt + \frac{mn}{2C} \sin \omega t \int \left[\frac{i_{\text{dc}}}{3} (m \sin \omega t - k \sin(\omega t + \varphi)) + i_{\text{za}}' \right] dt \quad (25)$$

式(25)等号右侧第1项表明直流电流 i_{dc} 在回路里将引起二次谐波电压,这是谐波电压的主要部分。等号右侧第2项中 i_{za}' 在 $\sin \omega t$ 的调制下 n 次谐波频率变为原来的两倍,因此,环流中除了二次谐波外,还有一些幅值较小的基波的偶数倍频 $k\omega$ ($k = 2, 4, 6, \dots$) 的高次谐波分量。

2 环流控制器

本文所提出的基于双坐标系下 PI 和重复控制器复合控制的环流抑制框图如图 3 所示。嵌入式重复控制器目的是减小环流中的谐波分量,不会对现有控制器造成影响,因此,重复控制可以独立设计和分析^[17-20]。

基于 PI 和重复控制的环流抑制框图如图 4 所示。其中 K_{rc} 为重复控制器的补偿增益; $Q(z)$ 为低通滤波器; $S(z)$ 为补偿环节; z^k 表示超前环节,用做相位补偿器,通常情况下, $S(z)$ 的相位小于 0° , z^k 用来补偿 $S(z)$ 引起的相位滞后,使 $S(z)$ 在中低频

段近似零相移; z^{-N} 为纯延时环节; N 为单位周期内的采样点数。该系统的开环传递函数波特图如图 5 所示,从图中可以看出,在基波的偶数倍频处具有无穷大增益,即 $h\omega$ ($h = 2, 4, 6, \dots$)。

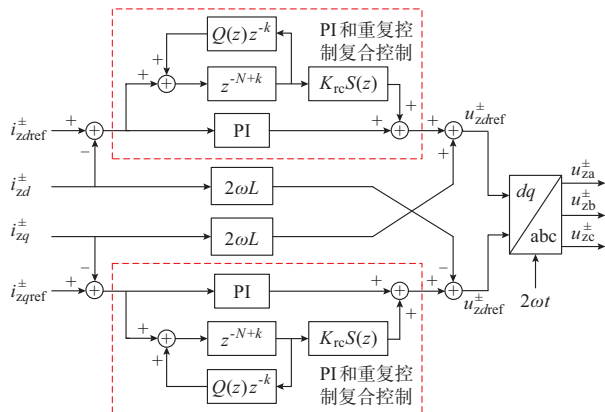


图 3 基于双坐标系下复合控制的环流抑制框图
Fig.3 Block diagram of circulating current suppression based on double coordinates compound control suppression

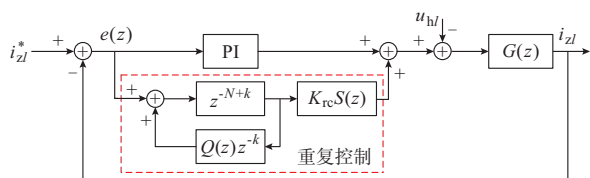


图 4 基于复合控制的环流抑制框图
Fig.4 Block diagram of compound circulating current suppression

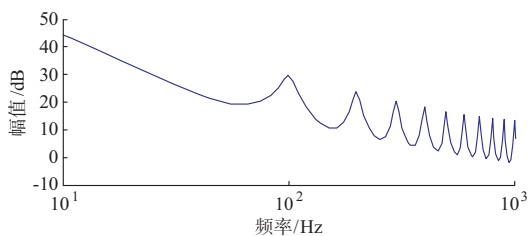


图 5 复合控制开环传递函数的波特图
Fig.5 Bode diagram of open-loop transfer function of compound controller

忽略桥臂电阻,可得环流模型离散域的传递函数为:

$$G(z) = \frac{T_s z}{(z-1)L_0 + 2R_0} \quad (26)$$

式中: T_s 为采样周期。

PI 控制的连续域的传递函数为:

$$G_{\text{PI}}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (27)$$

式中: k_p 和 k_i 分别为 PI 控制器的比例系数和积分系数。

该传递函数变换到离散域为:

$$G_{PI}(z) = \frac{(k_p + k_i T_s)z - k_p}{z - 1} \quad (28)$$

重复控制的传递函数为:

$$G_{rp}(z) = \frac{K_{rc} z^{-N+k}}{1 - Q(z)z^{-N}} \quad (29)$$

误差函数 $e(z)$ 为:

$$e(z) = \frac{i_{zl}^*(z) + G(z)u_{hl}(z)}{1 + (G_{PI}(z) + G_{rp}(z))G(z)} \quad (30)$$

系统的特征多项式为:

$$H(z) = 1 + (G_{PI}(z) + G_{rp}(z))G(z) \quad (31)$$

为了分析方便,令

$$\begin{cases} T(z) = G_{PI}(z)G(z) \\ H(z) = 1 + T(z) + G_{rp}(z)G(z) = \\ (1 + T(z)) \left(1 + \frac{G_{rp}(z)G(z)}{1 + T(z)} \right) \end{cases} \quad (32)$$

将式(32)代入式(31)可得:

$$H(z) = (1 + T(z)) \cdot \left[1 + \frac{K_{rc} z^{-N+k}}{(1 - Q(z)z^k)(1 + T(z))} G(z) \right] \quad (33)$$

令

$$P(z) = 1 - Q(z)z^k + \frac{K_{rc} z^{-N+k} G(z)}{1 + T(z)}$$

$$R(z) = Q(z) - \frac{K_{rc} z^{-N} G(z)}{1 + T(z)}$$

则 $P(z) = 1 - z^k R(z)$, 当 $|R(z)| < 1$ 时, 系统稳定。

3 仿真分析

为了验证所提控制策略的正确性, 本文基于 PSCAD/EMTDC 搭建两端直流输电系统并进行仿真, 系统一端控制框图如图 6 所示, 其中整流侧采用定直流电压和定无功功率控制, 逆变侧采用定有功功率和定无功功率控制。系统主要仿真参数见附录 A 表 A1。

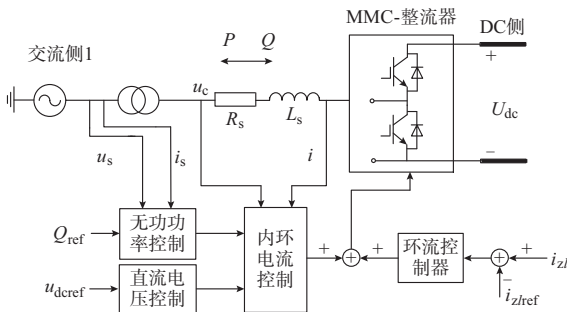


图 6 一端 MMC 控制结构
Fig.6 Control structure of MMC

3.1 三相交流电网对称

系统三相对称条件下的仿真结果如图 7 所示,

0.3 s 时投入环流抑制控制器, 由图 7(a)可知, 单 dq 坐标系下二倍频负序环流控制器对环流具有一定的抑制作用, 但仍然含有部分谐波分量。由图 7(b)可知, 环流中的二倍频分量几乎被滤除, 只含有一些高次谐波, 环流效果明显优于二倍频负序环流抑制器。

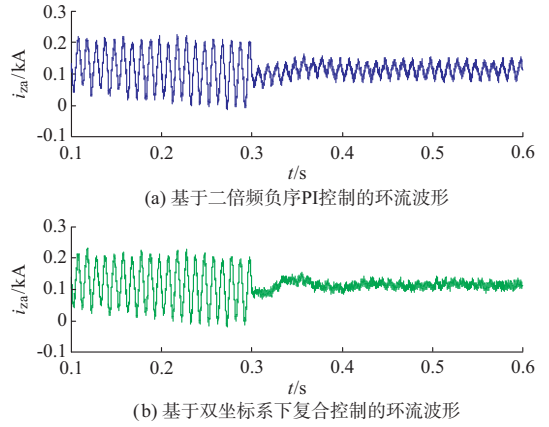


图 7 不同环流抑制方法下的环流抑制效果
Fig.7 Circulating current suppression waveforms based on different control methods

3.2 单相接地短路故障

在 0.4 s 时交流侧 a 相发生单相接地短路故障, 故障时间持续 0.1 s。故障发生后, a 相交流电压发生严重跌落, 三相交流电压的波形如图 8(a)所示, 由于负序电流的引入, 有功功率产生二倍频波动, 但是波动较小, 且在故障清除后能很快恢复到稳定工作状态, 系统传输的有功和无功功率如图 8(b)所示。

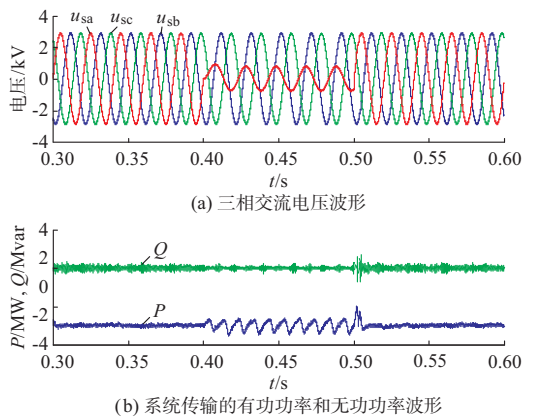


图 8 网侧三相电压和系统传输的功率波形
Fig.8 Waveforms of three-phase grid voltage and power transmitted in system

为了确保故障时三相电流平衡, 本文引入了基于 dq 解耦的负序电流补偿方法, 图 9(a)和图 9(b)是加入负序电流控制器前、后的三相电网电流波形, 0.5 s 时投入负序补偿器, 从图中可以看出, 加入负序电流控制器之前, 由于电路故障, 三相电网电流发

生畸变,三相电流不平衡,对电路产生较大的影响;加入负序补偿器之后,三相电流波形得到了较好的改善。仿真结果证明,负序电流得到了良好抑制,直流输电波形质量更好,系统更稳定。

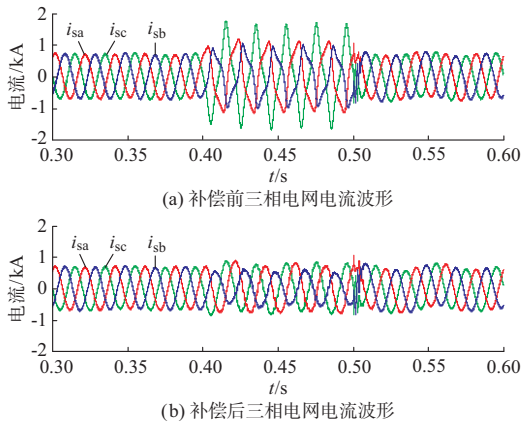


图9 补偿前后三相电网电流波形

Fig.9 Waveforms of three-phase grid current before and after compensation

同样,0.3 s时投入环流控制器,两种环流抑制方法的仿真结果分别如图10(a)和图10(b)所示,环流抑制效果对比如表1所示。仿真结果表明,在交流电网不对称条件下,由于无法抑制正序环流,基于二倍频负序环流控制器抑制效果较差,而基于双坐标系下复合控制的环流控制器,环流的波动范围明显减小了,环流抑制效果优于前者。

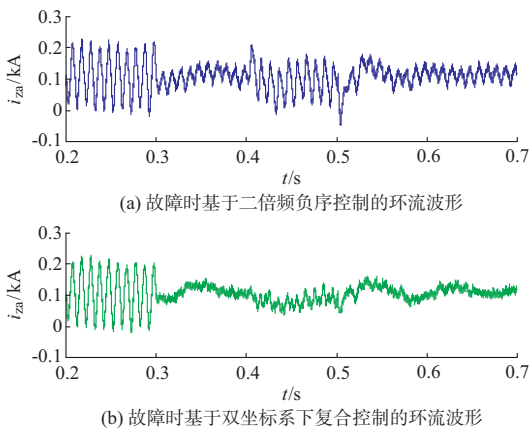


图10 故障时不同环流抑制方法下的环流抑制效果
Fig.10 Circulating current waveforms based on different control methods in fault

表1 不同控制方法下环流抑制后波动范围
Table 1 Circulating current suppression effect under different control methods

方法	环流抑制后波动范围/kA	
	三相对称	单相接地故障
二倍频负序PI控制	0.07~0.15	-0.05~0.20
双坐标系下PI和重复控制	0.09~0.12	0.04~0.12

4 结语

本文根据MMC的特点,对环流产生的机理进行了分析,推导出环流主要包含二倍频分量和偶数倍频的高次谐波。针对环流的特点和重复控制的优点,提出了一种基于正、负序双同步坐标系下的PI和重复控制复合控制的环流抑制方法。与负序二倍频PI控制器的环流抑制方法仿真对比分析可知,无论在三相对称条件下还是三相不对称条件下,该控制器的环流抑制效果都明显优于负序二倍频坐标下的环流控制器。仿真结果表明,本文所提出的环流抑制方法具有良好的环流抑制效果,且同时适用于三相对称及不对称系统。

附录见本刊网络版(<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>)。

参考文献

- [1] 李庚银,吕鹏飞,李广凯,等.轻型高压直流输电技术的发展和展望[J].电力系统自动化,2003,27(4):77-81.
LI Gengyin, LÜ Pengfei, LI Guangkai, et al. Development and prospects for HVDC-light[J]. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27(4): 77-81.
- [2] FLOURENTZOU N, AGELIDIS V G, DEMETRIADES G D. VSC-based HVDC power transmission systems: an overview [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2009, 24(3): 592-602.
- [3] 孔明,汤广福,贺之渊,等.不对称交流电网下MMC-HVDC输电系统的控制策略[J].中国电机工程学报,2013,33(28):41-49.
KONG Ming, TANG Guangfu, HE Zhiyuan, et al. A control strategy for modular multilevel converter based HVDC of unbalanced AC systems [J]. Proceeding of the CSEE, 2013, 33(28): 41-49.
- [4] MARQUARDT R, LESNICAR A. New concept for high voltage modular multilevel converter [C]// Power Electronics Specialists Conference, June 20-25, 2004, Aachen, Germany: 5p.
- [5] LESNICAR A, MARQUARDT R. An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range [C]// IEEE Bologna Power Tech Conference, June 23-26, 2003, Bologna, Italy: 6p.
- [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.
GUAN Minyuan, XU Zheng. Modeling and control of modular multilevel converter in HVDC transmission [J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(19): 64-68.
- [7] GNANARATHNA U N, GOLE A M, JAYASINGHE R P. Efficient modeling of modular multilevel HVDC converters (MMC) on electromagnetic transient simulation programs [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2011, 26(1): 316-324.
- [8] 王广柱.模块化多电平换流器桥臂电流直接控制方案[J].电力系统自动化,2013,37(15):35-39.
WANG Guangzhu. An arm current direct control scheme for modular multilevel converters [J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(15): 35-39.
- [9] GNANARATHNA U N, GOLE A M, JAYASINGHE R P. Efficient modeling of modular multilevel HVDC converters (MMC) on electromagnetic transient simulation programs [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2011, 26(1): 316-324.

- [10] 屠卿瑞,徐政,郑翔,等.模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析[J].高电压技术,2010,36(2):547-552.
TU Qingrui, XU Zheng, ZHENG Xiang, et al. Mechanism analysis on the circulating current in modular multilevel converter based HVDC[J]. High Voltage Engineering, 2010, 36(2): 547-552.
- [11] 屠卿瑞,徐政,管敏渊,等.模块化多电平换流器环流抑制控制器设计[J].电力系统自动化,2010,34(18):57-61.
TU Qingrui, XU Zheng, GUAN Minyuan, et al. Design of circulating current suppressing controllers for modular multilevel converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(18): 57-61.
- [12] 王鹏伍,崔祥.MMC-HVDC 三相解耦二次谐波环流抑制算法[J].电力系统自动化,2013,37(15):47-52.
WANG Pengwu, CUI Xiang. Three phases decoupled second harmonic circulation current suppression algorithm for MMC-HVDC[J]. Automation of Electric Power Systems, 2013, 37(15): 47-52.
- [13] 刘兴华,赵成勇,彭茂兰,等.基于循环嵌套机理的模块化多电平换流器拓扑及其优化设计[J].中国电机工程学报,2013,33(9):64-70.
LIU Xinghua, ZHAO Chengyong, PENG Maolan, et al. Nested-loop mechanism based modular multilevel converter topology and optimal design[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(9): 64-70.
- [14] 杨晓峰,郑琼林.基于 MMC 环流模型的通用环流抑制策略[J].中国电机工程学报,2012,32(18):59-65.
YANG Xiaofeng, ZHENG Trillion Q. A novel universal circulating current suppressing strategy based on the MMC circulating current model[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(18): 59-65.
- [15] WANG Kui, LI Yongdong, ZHENG Zedong, et al. Voltage fluctuation suppression method of floating capacitors in a new modular multilevel converter[C]// IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, September 17-22, 2011, Phoenix, AZ, USA; 2072-2078.
- [16] TU Q R, XU Z, XU L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters [J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2011, 26(3): 2009-2017.
- [17] ZHANG Ming, HUANG Long, YAO Wenxi, et al. Circulating harmonic current elimination of a CPS-PWM-based modular multilevel converter with a plug-in repetitive controller [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2014, 29(4): 2083-2097.
- [18] RASHED M, KLUMPNER C, ASHER G. Repetitive and resonant control for a single-phase grid-connected hybrid cascaded multilevel converter [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2013, 28(5): 2224-2234.
- [19] 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,2013,40(24):118-124.
ZHUO Guying, JIANG Daozhuo, LIAN Xiaorang, Study of unbalanced circular current suppressing for modular multi-level converter[J]. Power System Protection and Control, 2013, 40(24): 118-124.
- [20] 阎发友,汤广福,贺之渊,等.一种适用于模块化多电平换流器的新型环流控制器[J].电力系统自动化,2014,38(1):104-108.
YAN Fayou, TANG Guangfu, HE Zhiyuan, et al. A novel circulating current controller for modular multilevel converter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(1): 104-108.

武 健(1979—),男,通信作者,博士,讲师,主要研究方向:电网品质管理与多端直流输电。E-mail: wujianhit@163.com

刘瑜超(1989—),女,硕士研究生,主要研究方向:电网品质管理与多端直流输电。E-mail: liuyuchaohit@outlook.com

徐修林(1989—),男,硕士研究生,主要研究方向:电网品质管理与多端直流输电。

(编辑 孔丽蓓)

A Circulating Current Suppression Method Based on Double Coordinate Compound Control for Modular Multilevel Converters

WU Jian, LIU Yuchao, XU Xiulin, XU Dianguo

(School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

Abstract: The modular multilevel converter (MMC) has been widely researched and applied in high-voltage direct-current (HVDC) transmission. MMC three-phase bridge arm energy imbalance is caused by power fluctuations in the three-phase unbalanced alternating current (AC) grid, which generates internal circulating current. In light of the three-phase unbalanced DC transmission system, the internal circulating current mechanism of MMC is derived and analyzed. According to the characteristics of internal circulating current, a compound control method combining proportional-integral (PI) control and repetitive control is proposed for circulating current suppression based on positive and negative sequence in a double synchronous rotating coordinate system. This method is suitable for both three-phase balanced and three-phase unbalanced systems. Meanwhile, in order to improve the waveform quality of the direct current (DC) transmission system under the three-phase unbalanced condition, the negative sequence current compensation method based on dq decoupling control is introduced. The simulation results have verified that no matter whether the AC system three phases are balanced or not, the control strategy always has good performance in circulating current suppression, while ensuring the balance of the system's three-phase AC.

This work is supported by the State Key Program of National Natural Science Foundation of China (No. 51237002).

Key words: modular multilevel converter (MMC); direct current (DC) transmission; three-phase unbalanced; circulating current suppression