

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.200285

MMC 环流抑制策略的暂态分析

李慧¹, 张鹏², 刘思嘉¹

(1. 北京信息科技大学自动化学院, 北京 100192; 2. 大唐移动通信设备有限公司, 北京 100083)

摘要: 模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)内部存在环流问题, 导致功率损耗和系统成本增加。在分析 MMC 环流产生机理的基础上, 阐述了基于二倍频负序坐标变换、基于准比例谐振和基于内模控制的三种环流抑制器的控制原理, 提出一种评价环流抑制器性能优劣的指标, 即环流谐波占比。通过仿真对比三种策略在系统稳态运行、直流电压阶跃和接收功率阶跃等三种工况下的指标大小, 得出结论: 基于内模控制的环流抑制策略更适用于系统稳态运行的工况; 基于准比例谐振的环流抑制策略抗干扰能力最强, 更适用于系统发生直流电压或功率突变的工况。

关键词: 模块化多电平换流器; 环流抑制; 内模控制; 准 PR 控制; 环流谐波占比

Transient analysis of MMC circulating current suppression strategy

LI Hui¹, ZHANG Peng², LIU Sijia¹

(1. School of Automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China;

2. Datang Mobile Communication Equipment Co., Ltd., Beijing 100083, China)

Abstract: The circulating current problem of a Modular Multilevel Converter (MMC) leads to power loss and increase in system cost. Based on the analysis of the mechanism of an MMC circulating current, the control principles of three kinds of circulation suppressors based on two-frequency negative sequence coordinate transformation, quasi-proportional resonance and internal mode control are described. An index to evaluate the performance of the circulating current suppression is proposed, namely the ratio of circulation current harmonics. This paper compares the index values of three strategies under three operating conditions, for example steady-state operation, DC voltage step and received active-power step. The control strategy based on internal mode control is most suitable for the steady-state operation of the system. The quasi-proportional resonance control strategy's anti-interference ability is strong, and is most suitable for the DC voltage step and the received active-power step of the system.

This work is supported by the Beijing Natural Science Foundation of China (No. 3172015) and the Science and Technology Project of Beijing Municipal Commission of Education (No. KM201911232016).

Key words: modular multilevel converter; circulating current suppression; internal model control; quasi-proportional resonance control; ration of circulation current harmonics

0 引言

随着电力电子技术的飞速发展, 模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC) 以其高度模块化、损耗低、波形质量高、故障处理能力强等优点, 在高压直流输电、海上风电和孤岛供电等领域中应用越来越广泛, 成为近年来备受关注的热点^[1-5]。然而, MMC 三相的上、下桥臂电压之和

都不相等, 导致三相桥臂之间产生流动的电流, 该电流即为 MMC 的相间环流^[6-8]。这个环流不仅会使功率开关管发热严重, 增加系统损耗, 减少子模块的使用寿命, 而且会使桥臂电流波形畸变, 减少电力电子器件的设计裕量, 增加系统成本^[9-13]。为此, 国内外学者相继开展了 MMC 环流抑制策略的研究。

目前, MMC 环流抑制策略主要分为无源抑制策略和有源抑制策略两大类^[14-15]。无源抑制策略主要是通过增大桥臂电感、加装无源滤波器等物理方法来实现对相间环流的抑制, 但是会增大系统的体积和成本; 有源抑制策略主要是通过软件方法实现

基金项目: 北京市自然科学基金项目资助(3172015); 北京市教委科技计划面上项目资助(KM201911232016)

对环流的抑制,它避免了无源抑制策略带来的问题,而且对环流的抑制效果较好,已成为目前较为热门的研究方法。

文献[16]利用 $abc-dq$ 坐标变换将三相环流分解为两个直流分量,设计了一种基于二倍频负序坐标变换的环流抑制器(Circulating Current Suppressing Controllers, 传统 CCSC),但是该方法需要进行坐标变换和相间解耦,增加了运算量,而且系统稳定性和环流抑制能力有限,仅适用于三相系统。文献[17]在直接反馈控制基础上设计了一种基于准比例谐振控制(Proportional Resonant Control, PR control)的环流抑制器,该控制器原理简单,易于工程实现,适用于单相和三相系统,但是它增加了陷波器以提高控制效果,且需要对系统进行稳定性分析。文献[18]对 PR 环流抑制器进行优化设计,通过增加桥臂电流比例负反馈环节,提高了环流快速抑制能力和系统稳定性,但是同样需要对系统稳定性进行分析。

文献[19]提出一种基于内模控制(Internal Model Control, IMC)的新型环流抑制器,该方法能有效抑制环流的二倍频分量,改善子模块电容电压和桥臂电流波形。此外,文献[20-21]均认为桥臂的参考电压与实际电压的差值是产生环流的根本原因,二者分别对最近电平调制(Nearest Level Modulation, NLM)策略进行改进,使桥臂电压的实际值与参考值基本保持一致,达到了抑制环流的目的,该方法不需要附加额外的环流抑制器。上述文献均是在系统稳态运行条件下验证环流抑制器性能的有效性,而实际系统运行工况比较复杂,有必要进一步研究环流抑制器在暂态条件下的抑制效果。文献[22]提出一种基于虚拟阻抗滑模控制的环流抑制器,并对环流抑制器的暂态性能进行仿真,但没有明确给出环流抑制器抑制效果的评价标准。

为了更好地评价 MMC 环流抑制器性能的优劣,需要从稳态和暂态性能上对其进行详细分析,研究一种环流抑制器性能优劣的评价指标。本文选取最具代表性的传统 CCSC、准 PR 和 IMC 三种环流抑制策略进行稳态和暂态性能的对比分析,研究它们在系统稳态运行、直流电压突变和接收功率突变等不同工况下的环流抑制效果,并总结出不同环流抑制策略的适用场合。

1 MMC 拓扑与数学模型

1.1 MMC 拓扑

图 1 为单相 MMC 的半桥子模块拓扑结构,它由上、下两个桥臂组成,每个桥臂是由 n 个子模块(sub-modular, SM)、一个电感 L_0 和一个电阻 R_0 串联

组成,每个 $SM_i(i=1\sim N)$ 采用半桥结构,分别包括一个电容 C 、两个 IGBT(T_1, T_2)和两个反并联二极管(D_1, D_2)。图中, u_{pj} 和 u_{nj} 分别为 j 相上、下桥臂投入总的电容电压, $j=a,b,c$; i_{pj} 和 i_{nj} 分别为 j 相上、下桥臂电流; U_{dc} 为直流母线电压; I_{dc} 为直流母线电流; i_{vj} 为 j 相交流侧电流。

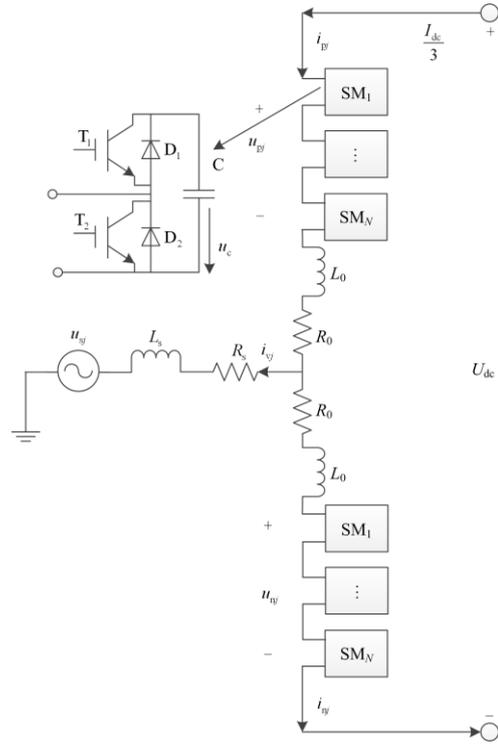


图 1 单相 MMC 的半桥子模块拓扑结构

Fig. 1 Half-bridge sub-module topology of single-phase MMC

MMC 正常工作时,子模块在投入和切除两种状态进行切换;当系统发生故障时,子模块进入闭锁状态。子模块处于投入状态时,其输出电压为电容电压 u_c ,可能是 T_1 或 D_1 导通,这取决于子模块电容是在充电还是放电。子模块处于切除状态时,其输出电压为零,可能是 T_2 或 D_2 导通,该子模块可视为短路,电容不投入工作。

采用最近电平逼近调制和双闭环控制策略,控制子模块投入或切除的数量,可以使交流侧输出 $N+1$ 电平的交流电,实现 MMC 的四象限运行。

1.2 数学模型

由文献[23]可知,上、下桥臂电流 i_{pj} 和 i_{nj} 分别表示为

$$\begin{cases} i_{pj} = i_{diff} + \frac{i_{vj}}{2} \\ i_{nj} = i_{diff} - \frac{i_{vj}}{2} \end{cases} \quad (1)$$

式中, $i_{\text{diff}j}$ 为流过换流器上、下桥臂的内部电流, 即为 MMC 环流, 由式(1)可得其定义为

$$i_{\text{diff}j} = \frac{i_{pj} + i_{nj}}{2} \quad (2)$$

利用 KCL 和 KVL, 单相 MMC 的数学模型可由式(3)来描述, 即

$$\begin{cases} u_{vj} = \frac{u_{nj} - u_{pj}}{2} - \frac{R_0}{2} i_{vj} - \frac{L_0}{2} \frac{di_{vj}}{dt} \\ L_0 \frac{di_{\text{diff}j}}{dt} + R_0 i_{\text{diff}j} = \frac{U_{dc}}{2} - \frac{u_{nj} + u_{pj}}{2} \\ e_j = \frac{u_{nj} - u_{pj}}{2} \end{cases} \quad (3)$$

式中: e_j 定义为第 j 相内部电动势; u_{vj} 表示换流站交流侧出口电压。

由式(3)可知, 适当控制内部电动势 e_j , 可以实现对 MMC 交流侧电压和电流的控制。于是, 可以将两电平 VSC 常用的内外环控制器或相应的非线性控制器移植到 MMC 的控制策略中。

定义第 j 相内部不平衡电压降 $u_{\text{diff}j}$ 为

$$u_{\text{diff}j} = L_0 \frac{di_{\text{diff}j}}{dt} + R_0 i_{\text{diff}j} \quad (4)$$

结合式(3)和式(4), 推导出上、下桥臂投入总的电容电压参考值的表达式, 即

$$\begin{cases} u_{pj_ref} = \frac{U_{dc}}{2} - e_j - u_{\text{diff}j_ref} \\ u_{nj_ref} = \frac{U_{dc}}{2} + e_j - u_{\text{diff}j_ref} \end{cases} \quad (5)$$

式中: u_{pj_ref} 和 u_{nj_ref} 分别为上、下桥臂投入的总电容电压参考值; $u_{\text{diff}j_ref}$ 为 $u_{\text{diff}j}$ 的参考值, 由环流抑制器输出得到。

2 MMC 环流产生机理

内部电动势 e_j 实际上是由内环电流控制器的输出得到, 且为正弦波。由于三相对称, 以 a 相为例, 设

$$e_a = E_a \sin \omega_0 t \quad (6)$$

式中: ω_0 为基波角频率; E_a 为 a 相内部电动势的幅值。

同时, MMC 交流侧电流 i_{vj} 也为正弦波, 同样以 a 相为例, 有

$$i_{va} = I_{va} \sin(\omega_0 t + \varphi) \quad (7)$$

式中: I_{va} 为 a 相交流侧电流的幅值; φ 为初相角。

定义电压调制比 k 和电流调制比 m 分别为

$$\begin{cases} k = \frac{2E_a}{U_{dc}} \\ m = \frac{3I_{va}}{2I_{dc}} \end{cases} \quad (8)$$

由式(3)可知, 桥臂电阻和桥臂电感可以等效到换流站的交流侧, 于是, 与式(6)和式(8)结合, 得到上、下桥臂投入总的电容电压表达式为

$$\begin{cases} u_{pa} = \frac{U_{dc}}{2} (1 - k \sin \omega_0 t) \\ u_{na} = \frac{U_{dc}}{2} (1 + k \sin \omega_0 t) \end{cases} \quad (9)$$

由图 1 可知, a 相上、下桥臂电流还可表示为

$$\begin{cases} i_{pa} = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{i_{va}}{2} = \frac{I_{dc}}{3} [1 + m \sin(\omega_0 t + \varphi)] \\ i_{na} = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{i_{va}}{2} = \frac{I_{dc}}{3} [1 - m \sin(\omega_0 t + \varphi)] \end{cases} \quad (10)$$

式(9)和式(10)相乘, 可得 a 相上、下桥臂的瞬时功率为

$$\begin{cases} P_{pa}(t) = u_{pa}(t) i_{pa}(t) \\ P_{na}(t) = u_{na}(t) i_{na}(t) \end{cases} \quad (11)$$

将式(11)的两侧对时间 t 积分后相加, 得到 a 相上、下桥臂的总能量。此时, 若不考虑 a 相单元能量的直流成分, 于是其交流分量为

$$W_{\text{PM_AC}}(t) = \frac{mkU_{dc}I_{dc}}{12\omega_0} \sin(2\omega_0 t + \varphi) \quad (12)$$

式(12)说明 a 相桥臂中存在 2 倍频的能量成分。如果把 b 相和 c 相单元能量的交流成分都计算出来, 就会发现三相能量的交流成分呈现出负序特征。

于是, 将式(10)加入 2 倍频成分后代入式(2), 得到三相环流的表达式为

$$\begin{cases} i_{\text{diff}a} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{2f} \sin(2\omega_0 t + \varphi_0) \\ i_{\text{diff}b} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{2f} \sin(2\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{2\pi}{3}) \\ i_{\text{diff}c} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{2f} \sin(2\omega_0 t + \varphi_0 - \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (13)$$

3 三种环流抑制策略简介

不同环流抑制策略, 其设计思路不同, 且抑制效果也不同。本文选取三种典型的环流抑制策略, 下面分别介绍它们的数学模型和控制框图。

3.1 传统 CCSC 策略^[17]

由式(13)可知, 三相环流按 a-c-b 相序在三相之间流动, 采用二倍频负序的旋转坐标变换可以将其分解为两个直流量 i_{2fd} 和 i_{2fq} , 其变换矩阵为

$$\mathbf{T}_{acb/dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (14)$$

结合式(4)和式(14), 将三相不平衡电压降经坐标变换后得到 dq 轴分量为

$$\begin{bmatrix} u_{diffd} \\ u_{diffq} \end{bmatrix} = L_0 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{2fd} \\ i_{2fq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -2\omega_0 L_0 \\ 2\omega_0 L_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2fd} \\ i_{2fq} \end{bmatrix} + R_0 \begin{bmatrix} i_{2fd} \\ i_{2fq} \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中: u_{diffd} 和 u_{diffq} 分别为内部不平衡电压降 u_{diff} 在二倍频负序旋转坐标系下的 dq 轴分量; i_{2fd} 和 i_{2fq} 分别为环流 i_{diff} 在二倍频负序旋转坐标系下的 dq 轴分量。

利用式(15)设计出传统 CCSC 的控制结构框图, 如图 2 所示。首先, 由式(2)得到三相环流 i_{diff} , 经过 $T_{abc/dq}$ 坐标变换得到环流的 dq 轴分量 i_{2fd} 和 i_{2fq} ; 然后, 将它们与各自参考值 i_{2fd_ref} 和 i_{2fq_ref} 进行比较, 经 PI 控制器, 再引入电压前馈量 $2\omega_0 L_0 i_{2fd}$ 和 $2\omega_0 L_0 i_{2fq}$ 以消除式(15)中耦合部分, 得到内部不平衡电压降的 dq 轴参考值 u_{diffd_ref} 和 u_{diffq_ref} ; 最后, 经 T_{dq_abc} 逆变换得到式(5)中 i_{diff_ref} 。

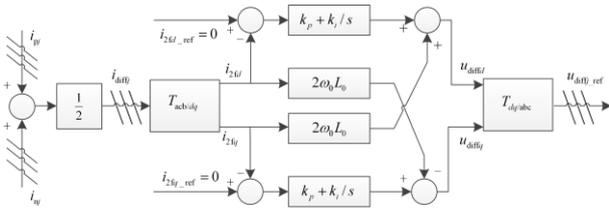


图 2 传统 CCSC 的控制结构框图

Fig. 2 Structural diagram of traditional CCSC

3.2 基于准 PR 的环流抑制策略

文献[24]提出的 PR 控制器存在两个问题: 1) 要求设备的参数精度较高, PR 控制器难以实现; 2) PR 控制器抗扰动能力较差、带宽窄, 当电网频率受到干扰时, 控制效果并不理想。因此, 本文采用文献[25]的准 PR 控制器, 避免了 PR 控制器的上述问题, 其传递函数为

$$G_{\text{准PR}}(s) = k_p + \frac{2k_r \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_r^2} \quad (16)$$

式中: ω_c 为截止频率; k_r 为积分系数; k_p 为比例系数; ω_r 为谐振频率。

于是, 将传统 CCSC 中的 PI 环节替换为准 PR 控制器传递函数, 得到图 3 所示的基于准 PR 的环流抑制器框图。

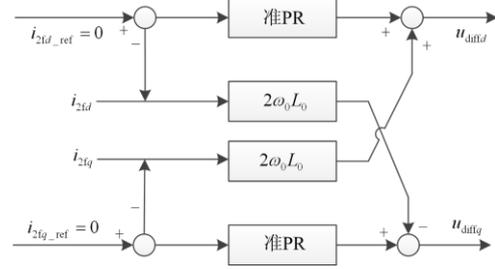


图 3 基于准 PR 的环流抑制器控制框图

Fig. 3 Structural diagram of circulating current suppressing controller based on quasi-PR control

由式(16)可知, 基于准 PR 的环流抑制器的性能主要是由 k_p 、 k_r 和 ω_c 三个参数来确定。当 k_r 增大时, 带宽没有明显变化, 但谐振频率处的增益会随之增大, 说明准 PR 控制器的谐振频率增益与 k_r 成正比关系, 这决定了系统的稳态误差。当 ω_c 增大时, 带宽和增益均会增大, 但是带宽的变化更加明显, 说明截止频率 ω_c 影响着控制器的带宽。当 k_p 增大时, 虽然谐振频率处的增益基本保持不变, 但非谐振幅度迅速增加。基于上述分析, 本文取 $k_r=250$ 、 $\omega_c=5 \text{ rad/s}$ 、 $k_p=15$ 。

3.3 基于 IMC 的环流抑制策略

IMC 法因其具有结构简单、参数整定便捷和控制效果良好等优点, 被广泛用于工业控制领域。文献[19]提出一种改进的 IMC 环流抑制策略, 即将低通滤波器引入到 IMC 控制器中, 从而降低系统对模型误差的敏感度、提高系统鲁棒性。IMC 控制器传递函数为

$$\mathbf{G}_{\text{IMC}}(s) = \mathbf{F}(s)\tilde{\mathbf{G}}_p(s)^{-1} = \frac{\tilde{\mathbf{G}}_p(s)^{-1}}{(1+as)^n} \quad (17)$$

式中: $\mathbf{G}_{\text{IMC}}(s)$ 为控制器传函; $\mathbf{F}(s)$ 为滤波器传函; $\tilde{\mathbf{G}}_p(s)^{-1}$ 为环流模型传函; a 和 n 分别为滤波器的时间常数和阶数。合理设置 a 和 n , 可以使系统获得良好的动态性能和鲁棒性。本文取 $a=0.01$ 、 $n=1$ 。

由式(15)可以得到其频域表达式为

$$\begin{cases} \mathbf{U}(s) = \tilde{\mathbf{G}}_p(s)^{-1}/(s) \\ \tilde{\mathbf{G}}_p(s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_0 s + R_0 & -2\omega_0 L_0 \\ 2\omega_0 L_0 & L_0 s + R_0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (18)$$

式中： $I(s)=[i_{2fd}, i_{2fq}]$ ； $U(s)=[u_{diffd}, u_{diffq}]$ 。

将式(18)代入式(17)，得到 IMC 控制器完整的传递函数为

$$G_{IMC}(s) = \frac{1}{1+as} \begin{bmatrix} L_0s + R_0 & -2\omega_0L_0 \\ 2\omega_0L_0 & L_0s + R_0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

由文献[12]中改进 IMC 的控制结构图，可以得到输出与输入之间的传递函数为

$$H(s) = \frac{G_{IMC}(s)}{1 - G_{IMC}(s)\tilde{G}_p(s)} = \frac{1}{as} \begin{bmatrix} L_0s + R_0 & -2\omega_0L_0 \\ 2\omega_0L_0 & L_0s + R_0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

于是，基于 IMC 的环流抑制器结构图如图 4 所示。

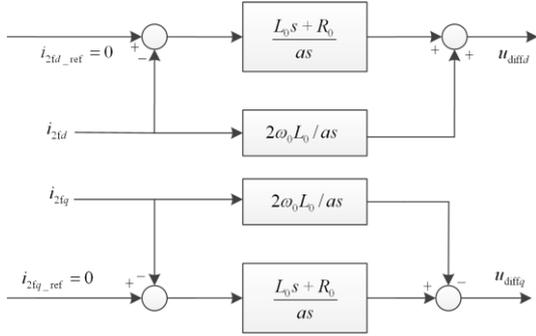


图 4 基于 IMC 的环流抑制器结构图

Fig. 4 Structural diagram of circulating current suppressing controllers based on IMC

4 仿真分析

为了分析本文研究的三种环流抑制器性能的优劣，在 PSCAD/EMTDC 软件平台上搭建了图 5 所示的四端 MMC 柔性直流系统，其中，换流站 1 为定直流电压-无功功率控制，其他三个站均为定有功-无功功率控制；另外，换流站 1、2 为发送端，换流站 3、4 为接收端。表 1 为系统参数表，表 2 为直流输电线路参数表，表 3 为各换流站控制器参数表。表 1—表 3 的参数均由仿真实验获得。

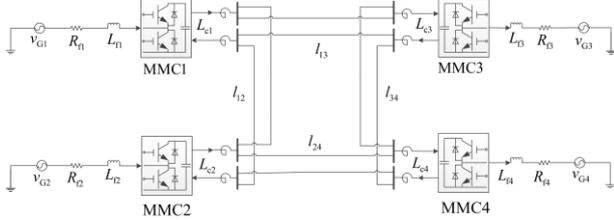


图 5 四端 MMC 柔性直流系统

Fig. 5 Four-terminal MMC-HVDC system

设置系统仿真时长为 5 s，当系统运行到 2.5 s 时，在换流站 MMC3 中分别投入传统 CCSC、准

PR 和 IMC 三种环流抑制器，比较它们在系统稳态运行、直流电压阶跃和接收功率阶跃等三种工况下的稳态和暂态性能。

表 1 四端 MMC 柔性直流系统参数表

Table 1 Table of parameters of four-terminal MMC-HVDC system

参数名	MMC1	MMC2	MMC3	MMC4
交流侧电压/kV	230	230	230	230
直流侧电压/kV	640	640	640	640
有功功率/MW	800	400	600	600
桥臂电感/H	0.05	0.05	0.05	0.05
桥臂电阻/ Ω	0.1	0.1	0.1	0.1
子模块数/个	10	10	10	10

表 2 直流输电线路参数表

Table 2 DC transmission line parameters

线路编号	长度/km	电阻/ Ω	电纳/S	感抗/ Ω
l_{12}	100	2.19	0.000 25	44.5
l_{13}	200	4.38	0.000 51	89
l_{24}	200	4.38	0.000 51	89
l_{34}	100	2.19	0.000 25	44.5

表 3 各换流站控制器参数表

Table 3 Control parameters of each converter station

换流站编号	参数名称	数值
MMC1	直流电压增益	$k_{pvdc1}=25, k_{ivdc1}=0.01$
	无功增益	$k_{pQ1}=20, k_{iQ1}=0.01$
	内环增益	$k_{pcc1}=1, k_{icc1}=0.005$
MMC2	有功增益	$k_{p21}=2, k_{i21}=0.01$
	无功增益	$k_{p22}=2, k_{i22}=0.01$
	内环增益	$k_{pcc2}=2, k_{icc2}=0.005$
MMC3	有功增益	$k_{p31}=2, k_{i31}=0.01$
	无功增益	$k_{p32}=2, k_{i32}=0.01$
	内环增益	$k_{pcc3}=2, k_{icc3}=0.005$
MMC4	有功增益	$k_{p41}=2, k_{i41}=0.01$
	无功增益	$k_{p42}=2, k_{i42}=0.01$
	内环增益	$k_{pcc4}=2, k_{icc4}=0.005$

4.1 稳态运行的环流抑制效果

当系统稳态运行至 2.5 s 时，分别投入传统 CCSC、准 PR 和 IMC 三种环流抑制器，图 6 为三种策略下观察得到的 a 相环流对比波形。

由图 6 可知，系统稳态运行时，任意一种环流抑制器的投入都使环流幅值得以减小，削弱了相间环流；但是，传统 CCSC、准 PR 和 IMC 之间的抑制效果有所不同。

为了更清晰地对比三种方法的区别，本文提出

一种环流抑制评价指标, 即环流谐波占比的概念, 环流谐波占比越小, 表示环流抑制效果越好。由于环流的主要成分为直流分量, 将直流分量作为计算环流谐波占比的基准值。于是, 总谐波占比表示环流的所有交流谐波有效值与直流分量的比值, 二倍频占比表示环流的二倍频交流分量有效值与直流分量的比值, 四倍频占比表示四倍频交流谐波有效值与直流分量的比值。本文将 a 相环流波形进行 FFT 分析, 统计出各项评价指标如表 4 所示。

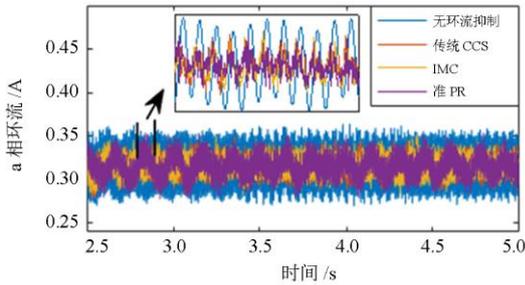


图 6 a 相环流波形

Fig. 6 Waveform of a-phase circulating current

表 4 稳态运行时 a 相环流评价指标

Table 4 Evaluation index of a-phase circulation under steady-state operation

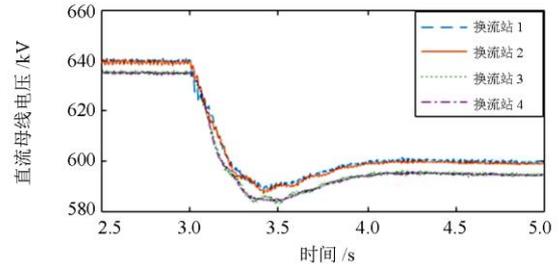
策略	环流直流分量/A	总谐波占比/%	二倍频占比/%	四倍频占比/%
无抑制器	0.315 7	13.94	11.74	0.32
传统 CCSC	0.315 0	4.53	3.23	1.16
准 PR	0.315 4	5.27	1.87	0.16
IMC	0.315 4	4.46	3.07	1.21

由表 4 可知, 投入不同环流抑制器后, MMC3 站的 a 相环流在不同程度上得到改善: 从总谐波占比来看, 环流抑制效果由强到弱依次是 IMC>传统 CCSC>准 PR>无抑制器; 从二倍频占比来看, 环流抑制效果由强到弱依次是准 PR>IMC>传统 CCSC>无抑制器; 从四倍频占比来看, 环流抑制效果由强到弱的是准 PR>无抑制器>传统 CCSC>IMC。由此说明, 在系统稳态运行时投入三种环流抑制器, IMC 对环流抑制效果最佳, 而准 PR 对削弱环流的二次和四次谐波效果最好。

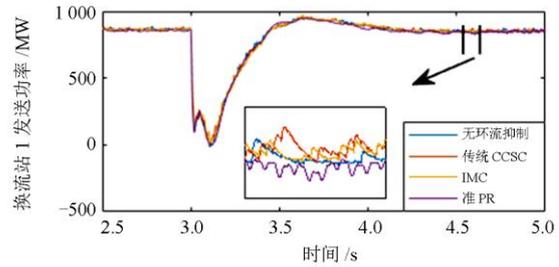
4.2 直流电压阶跃时环流抑制效果

当系统运行至 2.5 s 时, 分别投入传统 CCSC、准 PR 和 IMC 三种环流抑制器, 运行到 3 s 时调整直流电压参考值由 640 kV 降至 600 kV, 用来模拟直流电压阶跃工况下环流抑制器的动态性能。图 7 为直流电压阶跃情况下四端换流站的直流侧电压波

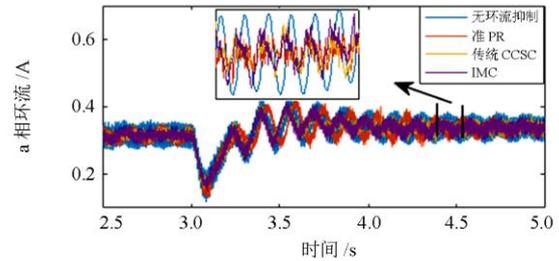
形、不同环流抑制器作用时 MMC1 站的发送功率波形和 MMC3 站的 a 相环流波形。



(a) 四端换流站直流侧电压



(b) MMC1 站发送功率



(c) MMC3 站 a 相环流

图 7 直流电压阶跃情况下仿真对比

Fig. 7 Comparison of simulation under DC voltage mutation

由图 7 可知, 2.5 s 时环流抑制器投入并正常工作, 3 s 时直流电压发生突变, 直流侧电压、MMC1 站发送功率和 MMC3 站 a 相环流均发生波动, 到 4 s 时各电气量达到稳定。由图 7(b)可以看出, 在发生直流电压阶跃时, 准 PR 策略能使换流站的功率波形更加平稳; 由图 7(c)可知, 采用任意一种环流抑制器都能使环流的幅值减小、稳定时间缩短, 也验证了三种环流抑制方案的可行性。

为了具体分析传统 CCSC、准 PR 和 IMC 三种抑制器在直流电压阶跃下的动态响应, 分别对直流电压阶跃情况下 MMC3 站的 a 相环流进行 FFT 分析, 统计出各项评价指标如表 5 所示。

由表 5 可知, 当直流电压阶跃时投入不同环流抑制器后, MMC3 站的 a 相环流依然得到了不同程度的改善: 从总谐波占比来看, 环流抑制效果由强

到弱依次是准 PR>IMC>传统 CCSC>无抑制器；从二倍频占比来看，环流抑制效果由强到弱依次是准 PR>传统 CCSC>IMC>无抑制器；从四倍频占比来看，环流抑制效果由强到弱依次是无抑制器>传统 CCSC>准 PR>IMC。由此说明，在直流电压阶跃时投入三种环流抑制器，准 PR 对环流的抑制效果最佳，具有较好的抗干扰能力，但三种环流抑制器对含量很少的四次谐波无抑制作用。

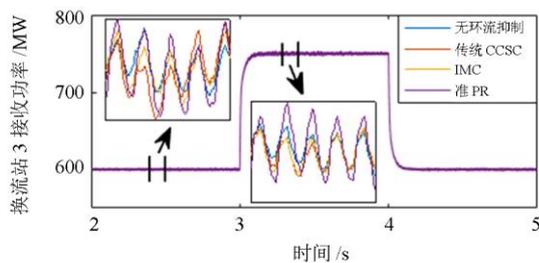
表 5 直流电压阶跃时 a 相环流评价指标

Table 5 Evaluation index of a-phase circulation under DC voltage mutation

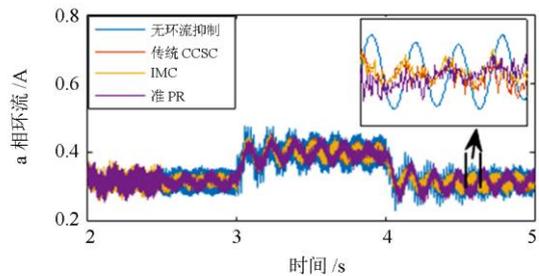
策略	环流直流	总谐波量	二倍频	四倍频
	分量/A	占比/%	占比/%	占比/%
无抑制器	0.337 7	11.97	10.83	0.45
传统 CCSC	0.336 1	5.88	4.07	0.73
准 PR	0.337 5	4.52	1.35	0.75
IMC	0.336 6	5.67	4.18	0.93

4.3 接收功率阶跃时环流抑制效果

当系统运行至 2.5 s 时，分别投入传统 CCSC、准 PR 和 IMC 三种环流抑制器，运行到 3 s 时调整 MMC3 站的接收功率由 600 MW 升至 750 MW，运行到 4 s 时再降至 600 MW，用来模拟接收功率阶跃工况下环流抑制器的动态性能。图 8 为接收功率阶跃情况下不同环流抑制器作用时 MMC3 站的接收功率及 a 相环流波形图。



(a) MMC3 站接收功率



(b) MMC3 站 a 相环流

图 8 接收功率阶跃情况下仿真对比

Fig. 8 Comparison of simulation under received active-power mutation

由图 8(a)可知，当 MMC3 站接收功率发生阶跃时，系统能快速跟踪并恢复稳定；由图 8(b)可知，2.5 s 时环流抑制器投入并正常工作，三种环流抑制器均对环流有抑制效果，验证了三种环流抑制方案的可行性。

为了具体分析三种环流抑制器在功率阶跃条件下的动态响应，分别对接收功率阶跃发生后 MMC3 站的 a 相环流进行 FFT 分析，统计出各项评价指标如表 6 所示。

表 6 接收功率阶跃时 a 相环流评价指标

Table 6 Evaluation index of a-phase circulation under received active-power mutation

策略	环流直流	总谐波量	二倍频	四倍频
	分量/A	占比/%	占比/%	占比/%
无抑制器	0.398 2	11.88	11.34	0.26
传统 CCSC	0.398 3	4.82	3.16	0.99
准 PR	0.397 7	4.39	1.44	0.47
IMC	0.398 4	5.49	2.89	0.90

由表 6 可知，当接收功率阶跃时投入不同环流抑制器后，MMC3 站的 a 相环流也得到了改善：从总谐波占比来看，环流抑制效果由强到弱依次是准 PR>传统 CCSC>IMC>无抑制器；从二倍频占比来看，环流抑制效果由强到弱依次是准 PR>IMC>传统 CCSC>无抑制器；从四倍频占比来看，环流抑制效果由强到弱依次是无抑制器>准 PR>IMC>传统 CCSC。由此说明，在接收功率阶跃时投入三种环流抑制器，仍然是准 PR 对环流的抑制效果最佳，具有较好的抗干扰能力，但三种环流抑制器仍对含量很少的四次谐波无抑制作用。

5 结论

本文选取传统 CCSC、基于准 PR 和基于 IMC 的环流抑制器进行研究，在 PSCAD/EMTDC 平台搭建了四端 MMC 直流系统，对比分析三种环流抑制策略在系统稳态运行、直流电压阶跃和功率阶跃三种工况下的环流抑制效果，通过仿真与理论分析得到以下结论：

1) 系统稳态运行时，三种抑制策略都能较好地抑制环流，其中传统 CCSC、准 PR 和 IMC 环流抑制器投入后环流总谐波占比分别下降了 67.5%、62.2%和 68%。因此，IMC 环流抑制器更适合于系统稳态运行时的工况。

2) 系统发生直流电压阶跃或接收功率阶跃时，三种抑制策略也能在一定程度上抑制环流，但是它们的抑制效果不同。当系统发生直流电压阶跃时，

传统 CCSC、准 PR 和 IMC 环流抑制器投入后环流总谐波占比分别下降了 50.9%、62.2% 和 52.6%；当系统发生接收功率阶跃时，传统 CCSC、准 PR 和 IMC 环流抑制器投入后环流总谐波占比分别下降了 59.4%、63.1% 和 53.8%。因此，准 PR 环流抑制器更适合于系统发生直流电压或功率突变的工况。

通过开展环流抑制策略的暂态分析，更直观地了解各种环流抑制器的优势和不足，为设计动态性能良好的环流抑制器起到一定的参考价值。

参考文献

- [1] 杨波, 庄俊, 姚运昌, 等. 一种可阻断直流故障电流的双逆阻型 MMC 研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(24): 39-46.
YANG Bo, ZHUANG Jun, YAO Yunchang, et al. A dual reverse blocking sub-module based MMC with DC fault current blocking capability[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(24): 39-46.
- [2] 董朝阳, 吉攀攀, 冯敏, 等. 基于 LCC-FHMMC 混合直流输电的控制策略研究及试验验证[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(13): 148-155.
DONG Chaoyang, JI Panpan, FENG Min, et al. Control strategies and experimental verification for hybrid HVDC system based on LCC and FHMMC[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(13): 148-155.
- [3] 张浩, 王先为, 马焕, 等. 基于 MMC 的直流电网短路电流分析及保护策略[J]. 智慧电力, 2019, 47(2): 93-100.
ZHANG Hao, WANG Xianwei, MA Huan, et al. Short circuit current analysis DC grid and its protection strategy based on modular multilevel converter[J]. Smart Power, 2019, 47(2): 93-100.
- [4] 陈晴, 薛源, 王克, 等. 用于海上风电并网的柔性直流系统过电压和绝缘配合研究[J]. 高压电器, 2019, 55(4): 178-184.
CHEN Qing, XUE Yuan, WANG Ke, et al. Research on overvoltage and insulation coordination of flexible DC system for offshore wind farm integration[J]. High Voltage Apparatus, 2019, 55(4): 178-184.
- [5] 任成林, 周竞宇, 宋志顺, 等. 模块化多电平换流器不控充电特性研究[J]. 高压电器, 2019, 55(4): 108-116.
REN Chenglin, ZHOU Jingyu, SONG Zhishun, et al. Characteristics research of modular multilevel converter uncontrolled charging[J]. High Voltage Apparatus, 2019, 55(4): 108-116.
- [6] 宋平岗, 林家通, 李云丰. 基于 MMC 铁路功率调节器的环流分析与抑制策略[J]. 高电压技术, 2016, 42(11): 3539-3547.
SONG Pinggang, LIN Jiatong, LI Yunfeng. Circulating current analysis and suppressing controller designing of the MMC based on railway static power conditioner[J]. High Voltage Engineering, 2016, 42(11): 3539-3547.
- [7] 王有云, 杨晓峰, 李泽杰, 等. 一种基于桥臂耦合电感的自然限流型模块化多电平换流器[J]. 电工技术学报, 2018, 33(增刊 2): 479-488.
WANG Youyun, YANG Xiaofeng, LI Zejie, et al. Arm coupling inductor based natural current limiting modular multilevel converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(S2): 479-488.
- [8] 郭春义, 殷子寒, 赵成勇. MMC-HVDC 系统在整流和逆变工作模式下的小干扰稳定性对比研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(24): 7349-7358.
GUO Chunyi, YIN Zihan, ZHAO Chengyong. Comparative study on small-signal stability of MMC-HVDC system under rectification and inversion modes[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(24): 7349-7358.
- [9] 李探, GOLE A M, 赵成勇. 考虑内部动态特性的模块化多电平环流器小信号模型[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11): 2890-2899.
LI Tan, GOLE A M, ZHAO Chengyong. Small-signal model of the modular multilevel converter considering the internal dynamics[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(11): 2890-2899.
- [10] YICHAO S, CARLOS A T, DONALD G H, et al. Low-order circulating current suppression of PWM-based modular multilevel converters using DC-link voltage compensation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 33(1): 210-225.
- [11] 邵文权, 王立宝, 程远, 等. MMC 子模块均压及相间环流抑制方案研究[J]. 电气传动, 2019, 49(5): 67-72.
SHAO Wenquan, WANG Libao, CHENG Yuan, et al. Research on voltage balance of MMC sub-module and phase-to-phase loop suppression scheme[J]. Electric Drive, 2019, 49(5): 67-72.
- [12] 李振, 李斌, 杭丽君, 等. 基于模块化多电平变换器 (MMC) 的 UPFC 新型环流抑制方法[J]. 太阳能学报, 2019, 40(12): 3457-3465.
LI Zhen, LI Bin, HANG Lijun, et al. A new circulating current suppression strategy of UPFC based on modular multilevel converter (MMC)[J]. Acta Energetica Sinica, 2019, 40(12): 3457-3465.
- [13] JAMS F A, JOVICIC D. Small-signal dynamic DQ model of modular multilevel converter for system studies[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2016, 31(1): 191-199.
- [14] 张臣, 叶华, 韦凌霄, 等. 不平衡状态下 MMC 双回路

- 环流抑制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(9): 1924-1933.
- ZHANG Chen, YE Hua, WEI Lingxiao, et al. Double-loop circulating current suppressing strategy for modular multilevel converter under unbalanced conditions[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(9): 1924-1933.
- [15] 戴甲水, 雷朝煜, 马虎涛. 柔性直流阀控系统环流抑制优化设计[J]. 电工技术, 2020(1): 55-57.
- DAI Jiashui, LEI Chaoyu, MA Hutao. Optimal design of circulation suppression in flexible DC valve control system[J]. Electric Engineering, 2020(1): 55-57.
- [16] 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.
- [17] 班明飞, 申科, 王建隼, 等. 基于准比例谐振控制的 MMC 新型环流抑制器[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(11): 85-89.
- BAN Mingfei, SHEN Ke, WANG Jianze, et al. A novel circulating current suppressor for modular multilevel converter based on quasi-proportional-resonant control[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(11): 85-89.
- [18] 苑宾, 许建中, 赵成勇, 等. 模块化多电平换流器 PR 环流抑制器优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(10): 2567-2575.
- YUAN Bin, XU Jianzhong, ZHAO Chengyong, et al. Optimal design of PR circulating current suppressing controllers for modular multilevel converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(10): 2567-2575.
- [19] LIU Xianzheng, WANG Xingcheng, ZHENG Kai, et al. IMC based circulating current controller for MMC-HVDC[C] // Proceedings of the 36th Chinese Control Conference, July 26-28, 2017, Dalian, China: 617-622.
- [20] 张静, 郝亮亮, 黄银华, 等. 基于叠加逼近调制的模块化多电平换流器谐波环流抑制策略[J]. 电网技术, 2017, 41(11): 3539-3546.
- ZHANG Jing, HAO Liangliang, HUANG Yinhu, et al. Circulating harmonic suppressing strategy for MMC based on superimposed approach modulation[J]. Power System Technology, 2017, 41(11): 3539-3546.
- [21] DEBDEEP S, TANMOY B, SAURAY D. A reduced switching frequency sorting algorithm for modular multilevel converter with circulating current suppression feature[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 10480-10491.
- [22] 杨晓峰, 李泽杰, 郑琼林. 基于虚拟阻抗滑模控制的 MMC 环流抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(23): 6893-6904.
- YANG Xiaofeng, LI Zejie, ZHENG Qionglin. A novel MMC circulating current suppressing strategy based on virtual impedance sliding mode control[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(23): 6893-6904.
- [23] 张鑫, 翟冬玲, 韩民晓, 等. 连接低惯量系统的 MMC 能量补偿控制策略[J]. 智慧电力, 2019, 47(8): 76-82.
- ZHANG Xin, ZHAI Dongling, HAN Minxiao, et al. Energy compensation control strategy of MMC connected to low inertia system[J]. Smart Power, 2019, 47(8): 76-82.
- [24] 张建坡, 赵成勇, 敬华兵. 比例谐振控制器在 MMC-HVDC 控制中的仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(21): 53-62.
- ZHANG Jianpo, ZHAO Chengyong, JING Huabing. Simulating research of proportional resonant controllers in MMC-HVDC[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(21): 53-62.
- [25] 柳舟洲, 同向前. 基于准 PR 控制器的 MMC-HVDC 的控制及环流抑制策略[J]. 电力系统及其自动化学报, 2016, 28(11): 70-75.
- LIU Zhouzhou, TONG Xiangqian. Strategies of MMC-HVDC control and circulation current suppression based on quasi-PR controller[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2016, 28(11): 70-75.

收稿日期: 2020-03-19; 修回日期: 2020-06-23

作者简介:

李 慧(1976—), 女, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为柔性直流输电系统稳定与控制、新能源发电技术; Email: lhxy@bistu.edu.cn

张 鹏(1995—), 男, 硕士, 研究方向为柔性直流输电系统稳定与控制; Email:18753363453@163.com

刘思嘉(1986—), 男, 博士, 讲师, 研究方向为特种电机非线性控制。Email: sjliubistu@edu.cn

(编辑 周金梅)