

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2518856

基于 P-ROQR+Q-FRC 的模块化多电平变流器 环流抑制策略

张路 李可礼 智鹏飞 尤越

(江苏科技大学自动化学院 镇江 212000)

摘要: 模块化多电平变流器(MMC)的拓扑结构适用于高压直流输电(HVDC),在运行时内部易产生环流导致桥臂电流畸变,增加系统功率损耗并降低稳定性。针对 P-ROQR 控制器控制精度受限且鲁棒性欠佳等问题,本文提出基于 P-ROQR+Q-FRC 控制器的环流抑制策略,在 P-ROQR 控制器基础上引入 Q-FRC 控制器二、四次环流分量得到有效抑制且实现简单。为验证方法有效性,在相同条件下,分别在稳态、直流电压降落、直流电压波动、三相不平衡工况下进行 MMC-HVDC 仿真实验。结果表明,基于 P-ROQR+Q-FRC 环流抑制器的 MMC 动态性能和环流抑制能力均优于 P-ROQR 环流抑制器,环流波动范围相比降低 57.14%,子模块电容电压波动范围相比降低 7.5%,更适用于 MMC 变流器。

关键词: 环流抑制;模块化多电平变流器;P-ROQR+Q-FRC 控制器

中图分类号: TM721;TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Circulating current suppression strategy for modular multilevel converters based on P-ROQR+Q-FRC

Zhang Lu Li Keli Zhi Pengfei You Yue

(School of Automation, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang 212000, China)

Abstract: The topology of the MMC is suitable for High Voltage Direct Current Transmission (HVDC). However, during operation, internal circulating currents are easily generated, which can lead to arm current distortion, increased system power losses, and reduced stability. In response to the limitations of the P-ROQR controller, such as its restricted control accuracy and insufficient robustness, this paper proposes a circulating current suppression strategy based on the P-ROQR+Q-FRC controller. By introducing the Q-FRC controller on the basis of the P-ROQR controller, the second and fourth harmonic circulating current components are effectively suppressed, and the implementation is simple. To verify the effectiveness of the proposed method, MMC-HVDC simulation experiments were conducted under the same conditions; during steady-state operation, DC voltage sags, DC voltage fluctuations, and three-phase unbalanced operation. The results demonstrate that the MMC equipped with the P-ROQR+Q-FRC circulating current suppressor outperforms the one using the P-ROQR suppressor in both dynamic response and circulating current suppression capability. Specifically, the fluctuation range of the circulating current is reduced by 57.14%, and the fluctuation range of the submodule capacitor voltages is decreased by 7.5%. Consequently, the P-ROQR+Q-FRC suppressor is more suitable for MMC converters.

Keywords: circulating current suppression; modular multilevel converter; P-ROQR+Q-FRC controller

0 引言

高压直流输电方式因其耗材成本低且无感抗、容抗和同步等问题,在远距离输电工程和新能源发电并网中得到广泛应用^[1]。模块化多电平变流器(modular multilevel

converter, MMC)广泛应用于高压直流输电系统^[2-4],正常运行时,由于桥臂电流使子模块不断充放电,导致子模块电压不平衡,因此桥臂电流存在三相间流动的环流,加剧变流器功率损耗和桥臂电流畸变,影响正常运行^[5-6]。

通过优化 PR 和 PI 控制器,抑制环流的同时降低子模

块电容电压纹波^[7],但未考虑电网电压不平衡工况。分数阶PI控制器^[8],抗电源扰动性和环流抑制能力均优于整数阶PI控制器,但此方法涉及到参数近似处理计算较复杂。基于SOGI的环流抑制策略^[9],相较于传统抑制方法效果较好,但SOGI提取谐波分量精度不高。改进准比例谐振控制方法^[10-11],不仅对二次环流谐波有效,同时对四次环流谐波抑制起到作用,减少了控制器的数量。基于双基频和负序旋转坐标系的环流抑制控制策略^[12],有效降低环流并改善子模块电压,未验证其在故障条件下的鲁棒性。基于比例降阶准谐振的环流抑制策略^[13-14],具有稳定子模块电容电压的作用,这种方法只能抑制其二倍频成分,无法抑制其他环流成分。采用模糊控制器,在线调节PI参数^[15-16],提高了环流抑制器的动态性和鲁棒性,未验证故障条件下的控制性能。

本文针对MMC的环流问题,设计基于比例降阶准谐振(proportional reduced-order quasi-resonant, P-ROQR)和准快速重复控制(quasi-fast repetitive control, Q-FRC)的环流抑制器,实现对二倍频、四倍频环流分量的抑制,达到稳定子模块电压和改善桥臂电流质量的目的。

1 模块化多电平变流器环流分析

1.1 MMC拓扑结构

图1所示为模块化多电平变流器的拓图,其中每个相单元由上下桥臂组成,MMC上下桥臂电感间输出为三相交流电源,三相桥臂相连整体形成直流输入母线。每个桥臂都包含 N 个SM,产生 $n+1$ 个电平。一个直流储能电容(C)和两个绝缘栅双极型晶体管(IGBT)构成SM。IGBT的通断状态决定着每个子模块输出的电压是 U_c 或0两个电平。

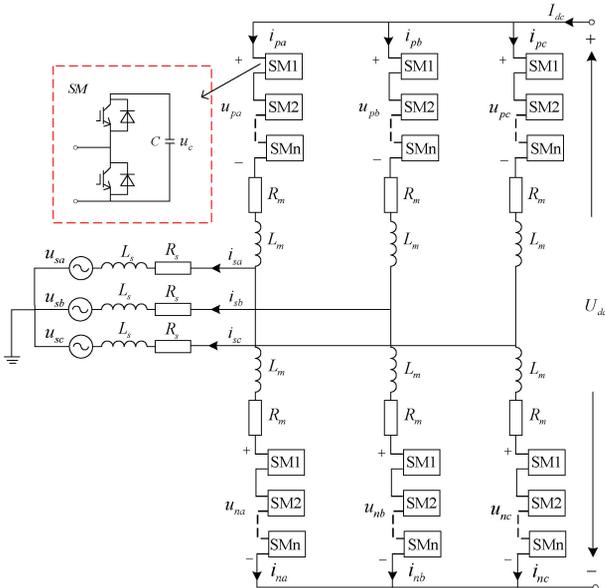


图1 MMC及子模块拓扑结构

Fig. 1 Topology of MMC and sub-modules

图1中, L_s 、 R_s 分别为变换器交流侧等效电感和电阻; u_{sj} 、 i_{sj} ($j=a, b, c$)分别为交流侧电压与电流; u_{pj} 、 u_{nj} 为相单元上下桥臂输出电压; i_{pj} 、 i_{nj} 为上下桥臂电流; U_{dc} 、 I_{dc} 为直流侧电压和电流; L_m 、 R_m 为桥臂电感和桥臂等效损耗。

1.2 MMC环流分析

MMC单相等效电路如图2所示。其中 i_p 、 i_n 为上下桥臂电流; i_{diff} 为共模电流; i_{cir} 为环流; e_j 为j相不含桥臂电抗的等效交流输出电压; u_{cirj} 为环流流过桥臂电抗产生的压降; u_o 、 i_s 为MMC输出口电压和电流。

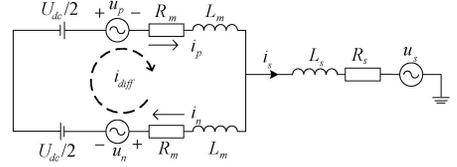


图2 MMC单相等效电路

Fig. 2 Single-phase equivalent circuit of MMC

根据KCL可得:

$$i_p = i_{diff} + \frac{i_s}{2} \quad (1)$$

$$i_n = i_{diff} - \frac{i_s}{2} \quad (2)$$

由式(1)和(2)可得:

$$i_s = i_p - i_n \quad (3)$$

$$i_{diff} = \frac{i_p + i_n}{2} \quad (4)$$

根据KVL可得:

$$u_p + i_p R_m + L_m \frac{di_p}{dt} = \frac{U_{dc}}{2} - u_o \quad (5)$$

$$u_n + i_n R_m + L_m \frac{di_n}{dt} = \frac{U_{dc}}{2} + u_o \quad (6)$$

联立式(3)~(6)可得:

$$\frac{u_p - u_n}{2} + (R_s + \frac{1}{2}R_m)i_s + (L_s + \frac{1}{2}L_m) \frac{di_s}{dt} = 0 \quad (7)$$

$$U_{dc} = u_p + u_n + 2(R_m i_{diff} + L_m \frac{di_{diff}}{dt}) \quad (8)$$

由此可得:

$$e = \frac{u_p - u_n}{2} \quad (9)$$

$$u_{diff} = R_m i_{diff} + L_m \frac{di_{diff}}{dt} \quad (10)$$

考虑桥臂不平衡压降有:

$$\begin{cases} u_p = \frac{U_{dc}}{2} - e - u_{diff} \\ u_n = \frac{U_{dc}}{2} + e - u_{diff} \end{cases} \quad (11)$$

由式(9)可看出,当不考虑 i_{diff} 影响时,MMC每相上

下桥臂电压之和刚好为直流侧电压。但电容电压波动会导致桥臂电压不平衡,从而产生相间环流。为使三相桥臂电压平衡,需抑制环流以减少对变流器的影响。从桥臂瞬时能量平衡和开关函数的角度进行证明^[16-17],正常运行时 i_{diff} 如式(12)所示,由两部分组成:直流分量 ($I_{dc}/3$);以负序二倍频和四倍频为主的偶次谐波。

$$\begin{cases} i_{diffa} = \frac{I_{dc}}{3} + i_{cira} = \frac{I_{dc}}{3} + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nf} \cos(n\omega_0 t + \varphi_{nf}) \\ i_{diffb} = \frac{I_{dc}}{3} + i_{cirb} = \frac{I_{dc}}{3} + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nf} \cos(n\omega_0 t - \frac{2n\pi}{3} + \varphi_{nf}) \\ i_{diffc} = \frac{I_{dc}}{3} + i_{circ} = \frac{I_{dc}}{3} + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nf} \cos(n\omega_0 t + \frac{2n\pi}{3} + \varphi_{nf}) \end{cases} \quad (12)$$

其中,直流分量承担功率传输的作用;偶次谐波只在相间流动导致桥臂电流发生畸变,并加剧桥臂能量损耗^[17-18]。因此除了需要抑制 2 倍频环流,也需抑制高次谐波,以减少桥臂损耗。

2 基于 P-ROQR+Q-FRC 的环流抑制策略

2.1 基于 P-ROQR 二倍频控制器设计

PR 控制器可用于环流抑制,传递函数如式(13)所示,其中, ω_n 为选定的谐振角频率,该控制器有两个共轭谐振极点,可对 PR 控制器降阶处理,只保留环流抑制所需的谐振点,可得到如式(14)所示的降阶谐振函数(reduced order resonant, ROR)。

$$G_{PR}(s) = \frac{\omega_n s}{s^2 + \omega_n^2} \quad (13)$$

$$G_{ROR}(s) = \frac{1}{s - j\omega_n} \quad (14)$$

式(14)只有一个谐振点。其波特图如图 3 所示,该控制器在谐振点增益无穷大,相移 180° ,对非谐振频率增益迅速衰减,有效跟踪特定频率信号,抑制其他频率信号。ROR 控制器在 ω_n 附近增益高带宽窄,电网频率偏移时无法有效跟踪特定谐波,为了提高抗频率扰动性能,采用降阶准谐振器(reduced order quasi-resonant, ROQR)增加响应带宽,降低对参数和频率的敏感性,加入比例调节器,提高响应速度,因此得到式(15)传递函数。从图 3 中可看出,降阶准谐振的带宽响应范围更广,当电网频率发生变化时更具适应性。

$$G_{P-ROQR}(s) = k_p + \frac{k_i \omega_c}{s - j\omega_n + \omega_c} \quad (15)$$

式中: k_p 为比例系数; ω_c 为截止频率。

k_p 变化会影响控制器整体的增益; k_i 主要影响谐振点的增益,一般设置参数时 $k_p < k_i$ ^[14],考虑到电网电压的波动 ω_c 设置为 π (单位为 rad/s)。

P-ROQR 控制器为一阶谐振函数,能快速分离所需信号,但因含有复数 j ,直接实现较困难。文献[14]借助静止坐标系的特性得出了该控制器的结构,如图 4 所示。

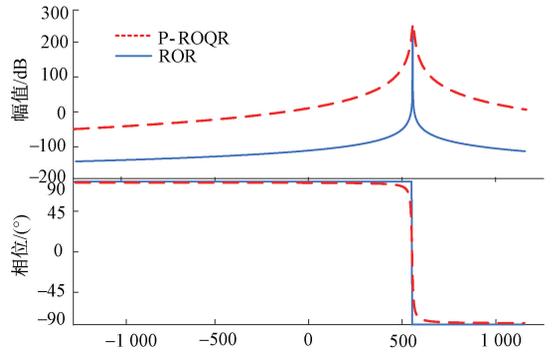


图 3 两种函数波特图

Fig. 3 Bode plots of two types of functions

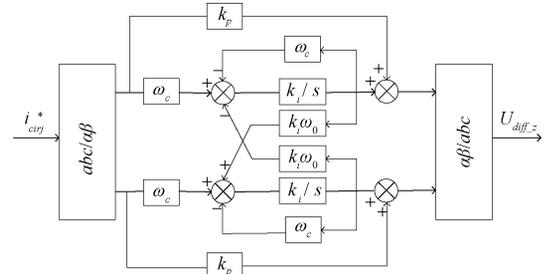


图 4 P-ROQR 控制器框图

Fig. 4 Block diagram of P-ROQR controller

在提取环流中二倍频分量基础上,P-ROQR 控制器可抑制环流二倍频分量,陷波器结构简单,可抑制特定频率的信号,并可通过调整陷波器的带宽和品质因数,优化特定谐波的提取效果。本文选用陷波器提取环流中的 2 次谐波,传递函数为式(16)。 ξ 为阻尼系数, ξ 的变化会影响带宽; ω_n 为陷波频率。由于要先滤除环流的二倍频分量,故 ω_n 为 628 rad/s, ξ 为 1。具体提取方法如图 5 所示。

$$H(s) = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + \xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (16)$$

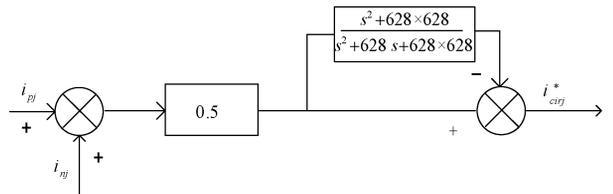


图 5 二次谐波提取

Fig. 5 Second harmonic extraction

2.2 基于 Q-FRC 高次环流控制器设计

P-ROQR 控制器虽实现简单,但仅能抑制二倍频分量。MMC 运行过程中高次谐波也易影响变流器的稳定性。为了提升环流抑制效果,需通过多个 P-ROQR 抑制高频分量,会增加计算和实现难度,本文通过引入一个 Q-FRC 控制器就可实现无限次偶数谐波抑制。Q-FRC 通过调整内阻系数 Q 和延迟时间 $T_0/N = T$ ($T_0 = 0.02$ s),可

拓展控制器带宽和提高稳定性,加快响应速度,使抗频率波动的鲁棒性更强。其结构如图 6 所示。Q-FRC 控制器展开式如(17)所示。

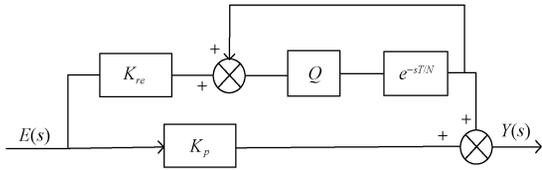


图 6 Q-FRC 控制器结构

Fig. 6 Structural of Q-FRC controller

$$G_{Q-FRC}(s) = K_p - \frac{K_{re}}{2} + \frac{NK_{re}}{T(s + \omega_c)} +$$

$$\frac{2NK_{re}}{T} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{s + \omega_c}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2 + (k\omega_0)^2} \quad (17)$$

式中: K_p 为比例增益; K_{re} 为重复环节增益; K_p 的变化会影响控制器整体的增益, K_{re} 的变化会影响谐振点处的增益。其中 $\omega_c = -\ln(Q)/T$, $\omega_c \ll \omega_0$ 。

小容量系统的电网电压频率偏差需控制在 ± 0.5 Hz 以内,则令 $\omega_c/\pi = 1$ Hz,由谐振带宽 ω_c 可得内膜系数 Q ,考虑到控制器的稳定性通常 $Q < 1$, Q 的变化对系统的影响具体可见下图。MMC 环流主要是基频的偶数倍,因此选取 $N=2$ 。通过绘制不同 K_p 下的 $G_{Q-FRC}(s)$ 的奈奎斯特曲线,可发现 K_p 较小时 $G_{Q-FRC}(s)$ 的分布范围较大,随 K_p 的增大分布范围呈现先缩小后增大的趋势,根据奈氏曲线的变化选取合适的 K_p [19-21],当 K_p 确定后,选取不同的 K_{re} 对奈氏曲线范围的影响是随着 K_{re} 的增大而增大,考虑到系统的稳定性和增益选取合适的值。

图 7 为 Q-FRC 控制器波特图,Q-FRC 控制器在 0.02 s 控制周期下,基频偶数倍谐振点增益较高。图 8 为改变 Q-FRC 控制器内膜系数的波特图 and 对应零极点图,图 8(a)表明,内膜系数降低会迅速减小谐振点增益,增加带宽,对非谐振点影响甚微;图 8(b)中,当 Q 设定为 1 时,Q-FRC 控制器处于临界稳定状态。内膜系数减小,控制器的零点和极点左移,可提升系统的稳定性。参数如表 1 所示。

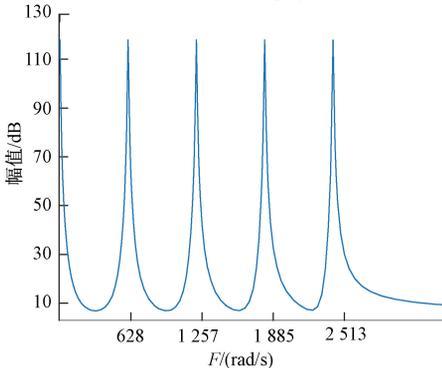
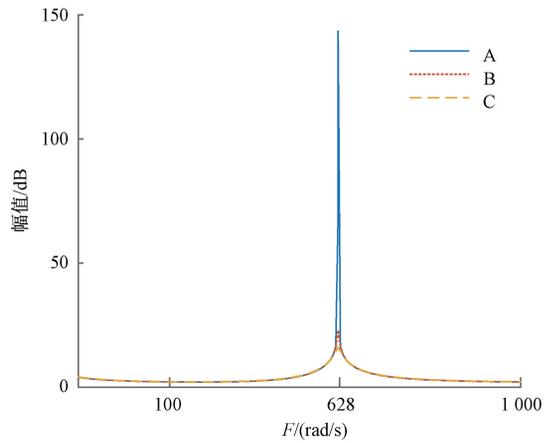
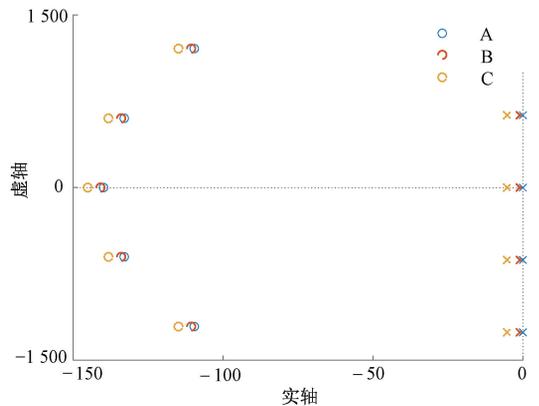
图 7 Q-FRC 控制器波特图 ($T=0.02$ s)

Fig. 7 Bode plot of Q-FRC controller



(a) Q-FRC 控制器波特图

(a) Bode diagram of the Q-FRC controller



(b) Q-FRC 控制器零极点

(b) Poles and zeros of the Q-FRC controller

图 8 更改内膜系数 Q Fig. 8 Variation of membrane coefficient Q

表 1 Q-FRC 控制器参数

Table 1 Q-FRC controller parameters

参数	K_p	K_{re}	Q	T_0/s
A	2.6	2	1.00	0.02
B	2.6	2	0.95	0.02
C	2.6	2	0.90	0.02

由上述分析可知相较于 QPR 控制器,Q-FRC 控制器具有显著优势,无需每个谐振项参数设计就可抑制无限偶次谐波分量,可用于抑制环流高频谐波分量以四倍频为主,同时简化控制器结构。本文选择将 SOGI 与直流积分器结合起来用以提取交流分量,具体提取方法如图 9 所示,先采用 SOGI 提取二倍频分量,将该分量与原始 i_{diff} 做差,得到直流量和高频偶次谐波,随后经直流积分器得到直流量,利用负反馈环节即可得环流谐波分量,该谐波分量的传递函数如式 (18) 所示,其中, ω_h 为谐振频率; k_h 为直流积分器增益, k_h 变化会影响谐波分离精度。综合考虑系统动态性能和分离精度,选取 ω_h 为 200π , k_h 为 55。

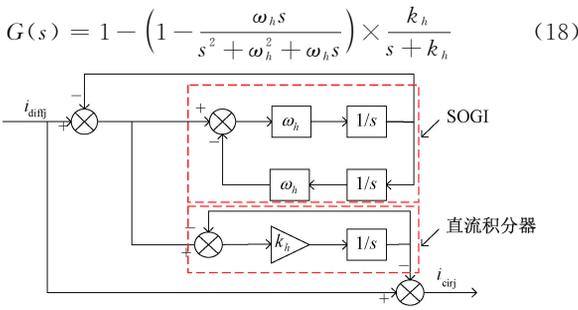


图 9 交流分量提取

Fig. 9 Extraction of AC component

2.3 整体环流抑制策略设计

如图 10 所示,通过 P-ROQR 控制器主要抑制环流二倍频分量;设计 Q-FRC 控制器进一步抑制二倍频分量,同时抑制以四次环流分量为主的高频成分;陷波器从每相 i_{diff} 中提取负序二倍频成分,并输入至 P-ROQR 控制器以获得环流参考量 u_{diff-z} 。Q-FRC 控制器结合 SOGI 谐波提取器抑制高频谐波且辅助 P-ROQR 控制器,生成环流参量 u_{diff-h} 。结合 u_{diff-h} 与 u_{diff-z} 得到消除环流交流分量的电压参考值 u_{diff} 。

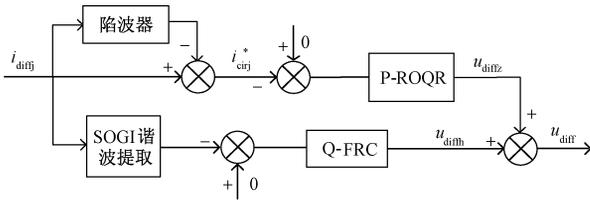


图 10 环流抑制控制框图

Fig. 10 Circulating current suppression control block diagram

3 仿真分析

3.1 MMC 整体控制策略

利用 Matlab/Simulink 软件进行 23 电平 MMC 仿真模型搭建,分析对比 P-ROQR + Q-FRC 和 P-ROQR 两种环流抑制器的性能,分别对比在直流侧电压降落、三相不平衡、直流侧电压扰动和稳态 4 种工况下两种环流抑制器的性能差异,验证改进策略的优越性。图 11 为控制框图,表 2 为具体仿真参数。

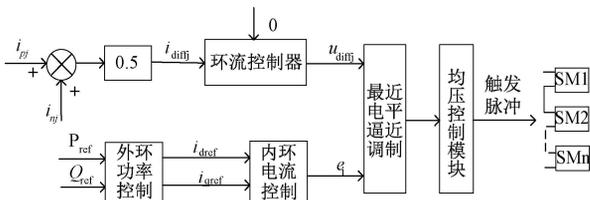


图 11 MMC 整体控制框图

Fig. 11 Overall control block diagram of MMC

3.2 稳态时环流抑制效果对比

图 12 为加入 P-ROQR + Q-FRC 环流抑制器前后 A 相

环流对比图,从图 12 中可以看出,未加入抑制器时的环流峰值为 85 A,其中二倍频占比 28.47%,四倍频占比 0.48%;加入环流抑制器后,峰值减小为 65 A,二倍频占比 3.32%,四倍频占比 0.26%,桥臂环流得到抑制。

表 2 MMC 仿真参数

Table 2 Simulation parameters of MMC

参数	数值
单桥臂子模块数/N	22
直流侧电压/kV	11
交流侧电压有效值/kV	6.6
子模块旁路电容/mF	7
桥臂电感/mH	13.5
桥臂电阻/mΩ	0.001
直流电容/mF	1.2
P-ROQR	$k_p = 30, k_i = 100$ $\omega_c = \pi, \omega_n = 200\pi$
Q-FRC	$K_p = 2.6, K_{re} = 2$ $\omega_c = \pi, \omega_0 = 200\pi$

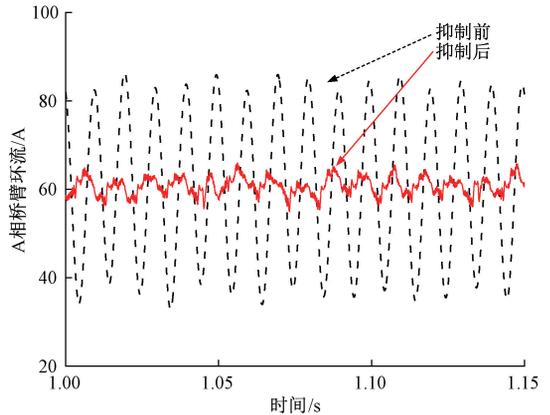


图 12 A 相环流抑制前后波形

Fig. 12 Waveforms of phase A circulating current before and after suppression

图 13 为 A 相环流采用 P-ROQR 和 P-ROQR + Q-FRC 抑制器时的波形对比。其中, P-ROQR 抑制器下的 A 相环流峰值为 70 A,波动范围为 21 A; P-ROQR + Q-FRC 抑制器下的 A 相环流峰值为 65 A,波动范围为 9 A。环流波动范围的降低 57.14%,表明 P-ROQR + Q-FRC 抑制器的抑制效果优于 P-ROQR 抑制器。

图 14 为两种环流抑制器下桥臂电流波形。

通过表 3 所示的桥臂电流 FFT 分析结果可知,采用 P-ROQR + Q-FRC 控制策略可有效抑制环流,较采用 P-ROQR 环流抑制策略总谐波占比下降 2.2%,二倍频分量占比下降 2.37%。

图 15 为 A 相上桥臂 SM 电容电压波形。由图 15 可

电容充放电,减小环流可降低电容电压波动,由此可见,本文所提控制器策略稳定电容电压的能力优于P-ROQR环流抑制器。

表3 A相桥臂电流FFT分析

Table 3 FFT analysis of phase A bridge arm current

A相桥臂电流各分量占比/%	无	P-ROQR	P-ROQR+Q-FRC
总谐波	19.71	4.41	2.21
二倍频谐波分量	19.63	3.98	1.61

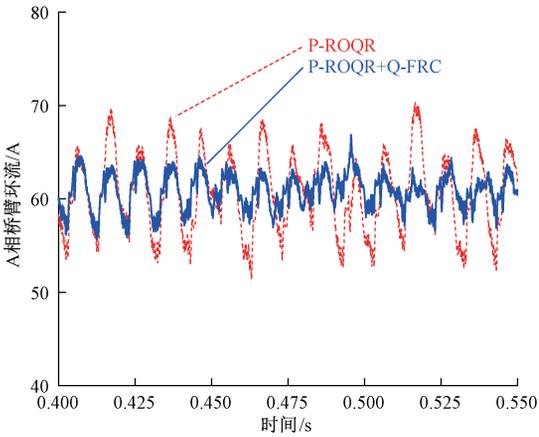
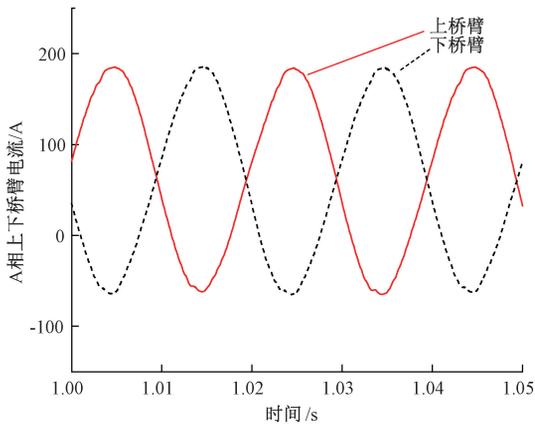


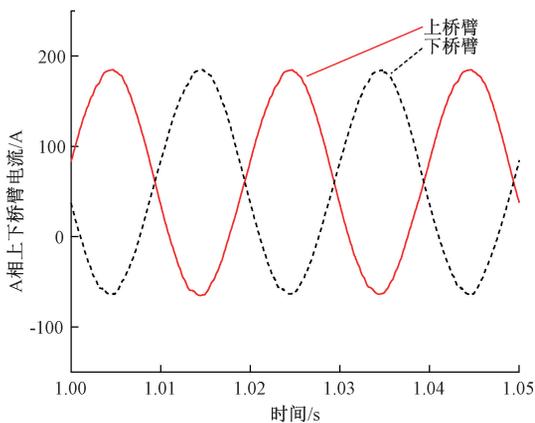
图13 两种环流抑制器下环流波形

Fig. 13 Waveforms of circulating current under two types of suppressors



(a) 采用P-ROQR环流抑制器

(a) With the P-ROQR circulating current suppressor



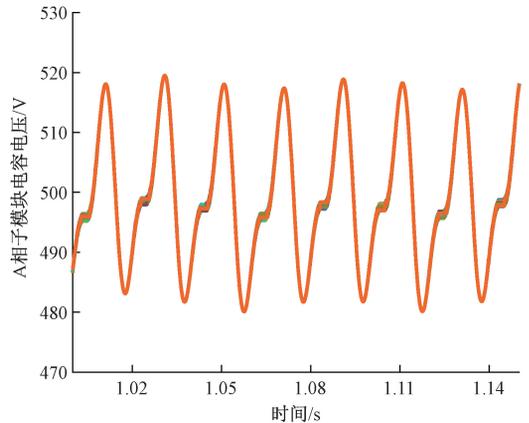
(b) 采用P-ROQR+Q-FRC环流抑制器

(b) With the P-ROQR+Q-FRC circulating current suppressor

图14 两种环流抑制器下桥臂电流波形

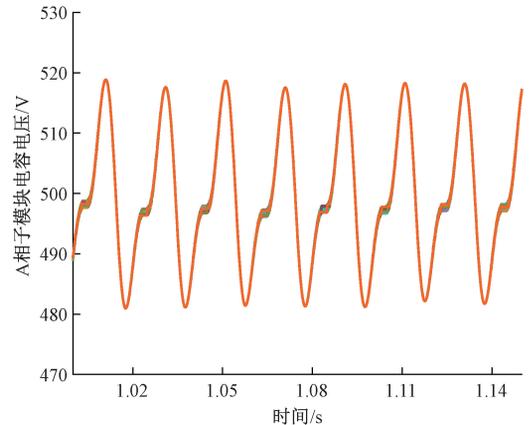
Fig. 14 Bridge arm current waveforms before and after suppression

知,接入P-ROQR环流抑制器时,SM电容电压的波动值为40V;接入改进环流抑制器时,SM电容电压波动值为37V;电容电压的波动范围降低了7.5%。由于环流会使



(a) 接入P-ROQR环流抑制器

(a) With the P-ROQR circulating current suppressor connected



(b) 接入P-ROQR+Q-FRC环流抑制器

(b) With the P-ROQR+Q-FRC circulating current suppressor connected

图15 A相上桥臂SM电容电压波形

Fig. 15 Waveform of capacitor voltage in phase A upper bridge arm

三相输出电压输出电流如图16所示,图16(a)为三相输出电压;图16(b)为三相输出电流。在0.32s时投入改进环流抑制器,可以看出三相输出电压和电流波形没有改变,说明环流只在MMC内部流动。分别对输出电压和电流进行FFT分析可得输出电压的THD为1.52%,输出电流的THD为0.97%。

3.3 直流侧电压降落时环流抑制效果对比

由于负载过重和远距离输电线路损耗,将会导致远端

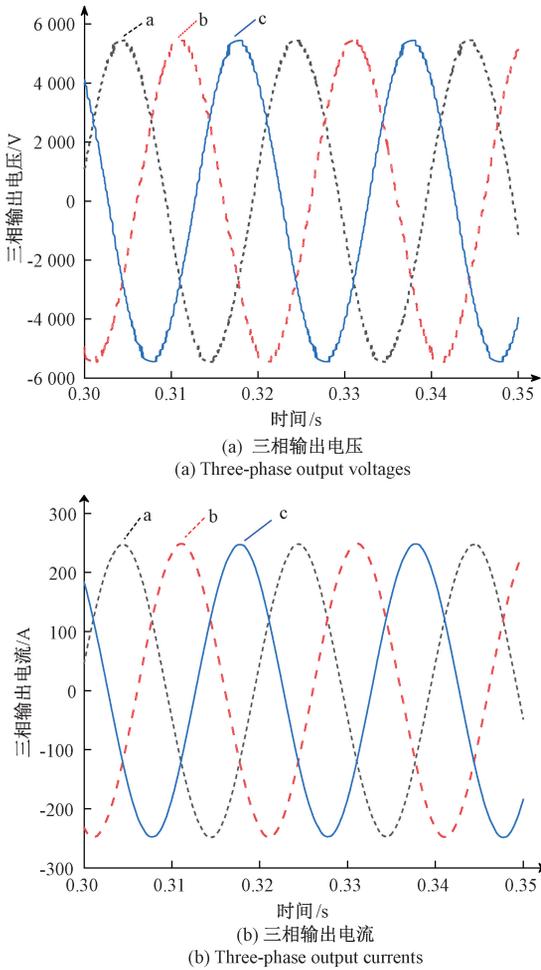


图 16 三相输出电压电流波形

Fig. 16 Waveforms of three-phase output voltage and current

直流母线电压降落^[22]。为对比直流侧电压降落工况下两种环流抑制器的性能,系统运行至 0.75 s 时将直流侧电压由 11 kV 降低至 10.57 kV。

直流侧电压降落时,环流成分以二倍频为主,存在少量四倍频、六倍频高次谐波^[23],采用 P-ROQR+Q-FRC 控制器相对 P-ROQR 控制器控制效果更好。在表 2 的参数下进行仿真对比。图 17 为直流电压降落情况下 A 相环流波形,0.70~0.75 s 时电压维持在 11 kV,0.75 s 时降落至 10.57 kV。从图中可看出,在动态情况下采用两种抑制器较不投入环流抑制器均可降低环流波动幅值且 P-ROQR+Q-FRC 抑制器效果优于 P-ROQR 抑制器,至 0.85 s 达到新的稳态。在 0.75~0.85 s 对 A 相电流进行 FFT 分析,对比两种环流抑制器在动态过程中的性能,所得数据如表 4 所示。由表中数据并分析可得,与 P-ROQR 环流抑制器相比,P-ROQR+Q-FRC 环流抑制器的 A 相桥臂电流总谐波占比降低 0.93%,四倍频分量幅值降低 2.51 A,环流二倍频分量幅值减少 2.80 A。P-ROQR+Q-FRC 抑制器相较于 P-ROQR 抑制器有更好的动态性能。

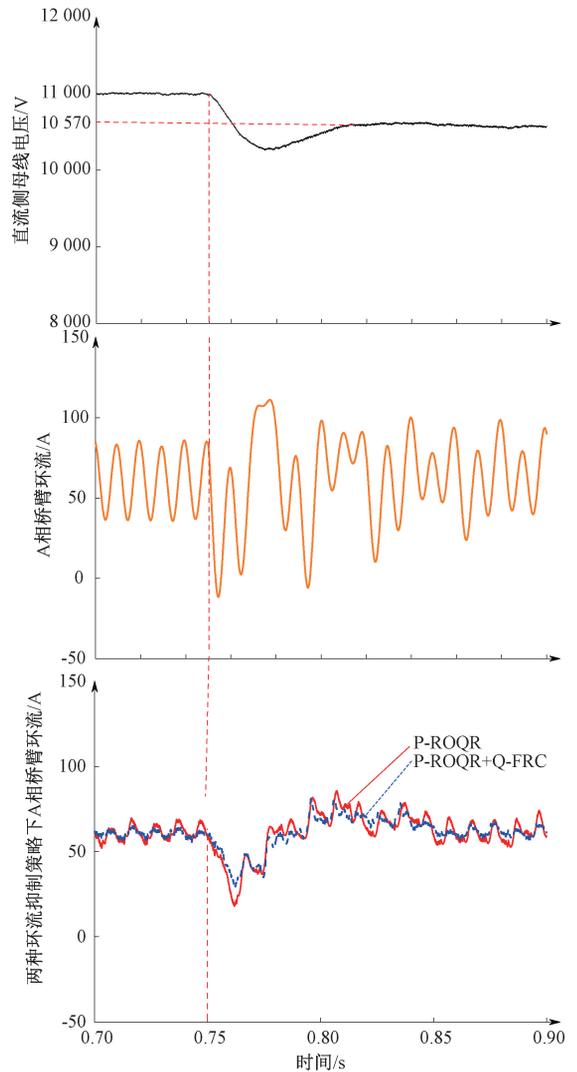


图 17 A 相环流在直流电压降落时波形

Fig. 17 Waveform of phase A circulating current during DC voltage drop

表 4 动态时 A 相电流 FFT 分析

Table 4 FFT analysis of phase A current during dynamic conditions

环流抑制策略	A 相桥臂电流总谐波占比/%	A 相二倍频环流分量幅值/A	A 相四倍频环流分量幅值/A	A 相直流量/A
P-ROQR	7.48	5.73	2.72	60.40
P-ROQR+Q-FRC	6.55	2.93	0.57	59.70

A 相电流在新的稳态下进行 10 个周期的 FFT 分析,具体数据如表 5 所示。与 P-ROQR 环流抑制器相比,采用 P-ROQR+Q-FRC 环流抑制器的四倍频分量幅值下降 2.19 A,二倍频环流分量幅值减少 3.31 A,A 相桥臂电流总谐波占比降低 2.33%。且 P-ROQR+Q-FRC 环流抑制器下的直流量 61.64 A 更接近理想值 60.60 A。

表 5 稳态下 A 相电流 FFT 分析

Table 5 FFT analysis of phase A current in steady state

环流抑制策略	A 相桥臂电流总谐波占比/%	A 相二倍频环流分量幅值/A	A 相四倍频环流分量幅值/A	A 相直流分量/A
P-ROQR	6.71	5.67	2.73	63.10
P-ROQR+Q-FRC	4.38	2.36	0.54	61.64

3.4 直流侧电压波动时环流抑制效果对比

随着新能源通过电力电子设备接入直流电网,由于 IGBT 元件开关操作生成的调制波会通过变流器传递至直流侧母线造成直流侧电压波动^[24-25]。在直流侧通过串联幅值为 0.1 kV、频率为 100 Hz 电源模拟此种工况。

直流侧电压产生扰动时,环流中存在基频偶数倍的高次谐波^[26],由于 Q-FRC 控制器可有效抑制偶数倍频的高次谐波,因此具有更好的控制效果。在表 2 的参数下进行仿真对比。图 18 为直流电压波动时 A 相环流波形,在 0.70 s 时产生波动,在动态情况下采用两种抑制器较不投入环流抑制器均可降低环流波动幅值且 P-ROQR+Q-FRC 抑制器效果优于 P-ROQR 抑制器,0.75 s 后进入新的稳定状态,A 相电流在 0.70~0.75 s 进行 FFT 分析,具体数据如表 6 所示。

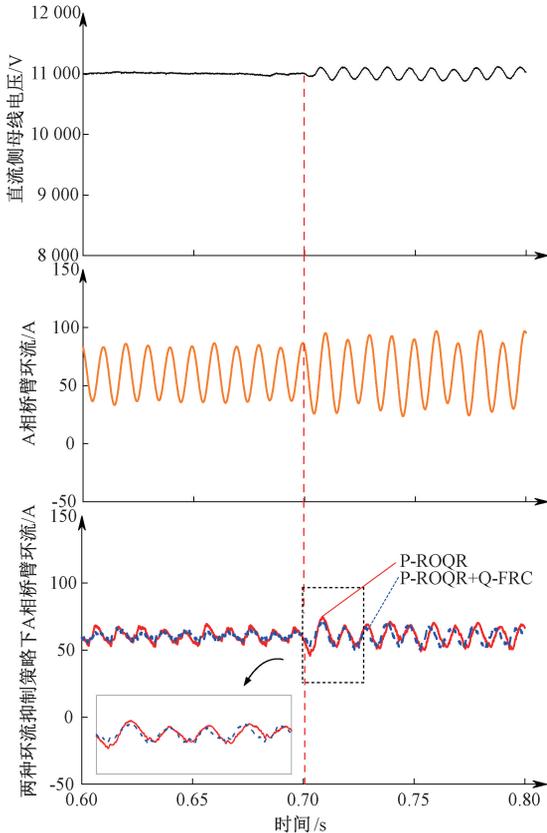


图 18 直流电压波动时 A 相环流波形

Fig. 18 Waveform of phase A circulating current during DC voltage fluctuations

表 6 动态时 A 相电流 FFT 分析

Table 6 FFT analysis of phase A current

under dynamic conditions				
环流抑制策略	A 相桥臂电流总谐波占比/%	A 相二倍频环流分量幅值/A	A 相四倍频环流分量幅值/A	A 相直流分量/A
P-ROQR	10.45	7.64	0.42	60.78
P-ROQR+Q-FRC	6.72	3.97	0.17	60.33

由表 6 中数据分析可得,与 P-ROQR 环流抑制器相比,P-ROQR+Q-FRC 环流抑制器的 A 相桥臂电流总谐波占比降低 3.73%,四倍频分量幅值降低 0.25 A,二倍频环流分量幅值降低 3.67 A。因此,P-ROQR+Q-FRC 抑制器有更好的动态性能。

在新的稳态下系统环流抑制能力由强到弱为 P-ROQR+Q-FRC>P-ROQR>无环流抑制。对 A 相电流进行 FFT 分析,可得表 7 数据,分析可知:P-ROQR+Q-FRC 环流抑制器的 A 相桥臂总谐波占比较 P-ROQR 环流抑制器下降 4.42%,A 相四倍频环流幅值下降 0.52 A,二倍频幅值下降 4.12 A。

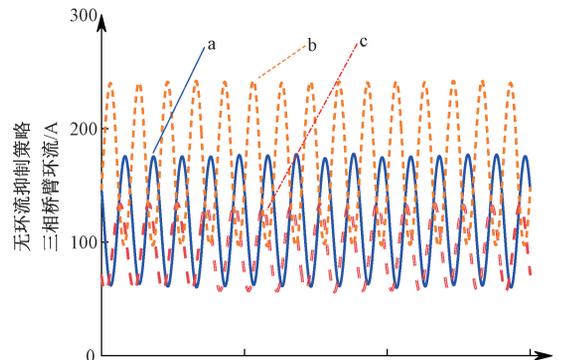
表 7 稳态时 A 相电流 FFT 分析

Table 7 FFT analysis of phase A current under steady-state conditions

环流抑制策略	A 相桥臂电流总谐波占比/%	A 相二倍频环流分量幅值/A	A 相四倍频环流分量幅值/A	A 相直流分量/A
P-ROQR	7.92	7.63	0.70	60.78
P-ROQR+Q-FRC	3.50	3.51	0.18	60.61

3.5 三相交流电压不平衡时环流抑制效果对比

为对比分析两种环流抑制器在三相不平衡状态下的性能,采用表 2 参数,在 0.70 s 时将 A 相电压幅值跌落 20%,如图 19 所示,为交侧电压不平衡时三相环流波形。系统环流抑制能力为:P-ROQR+Q-FRC 优于 P-ROQR;P-ROQR 优于无环流抑制。在两种环流抑制策略下,A、B、C 三相环流都可得到有效抑制,其中采用 P-ROQR+Q-FRC 抑制器对 A 相环流抑制效果更为显著。进一步具体分析,对 A 相电流在 2.00 s 进行 10 个周期 FFT 分析,具体结



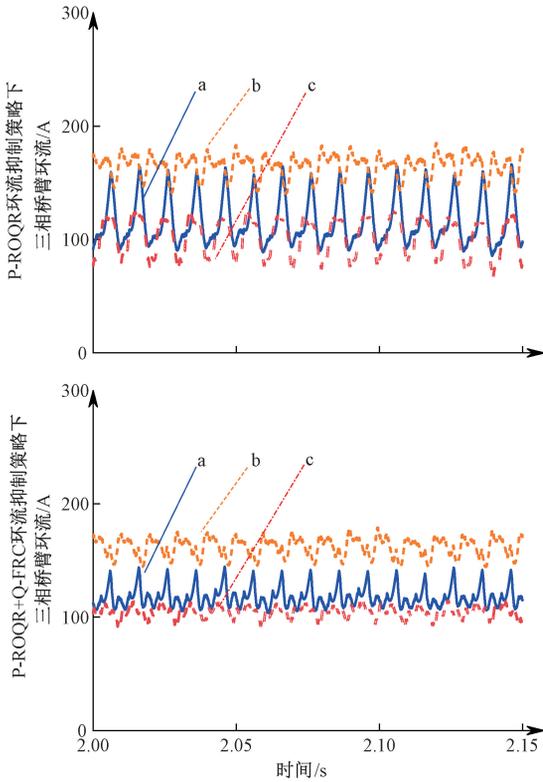


图 19 交流侧不平衡工况下三相环流波形

Fig. 19 Waveforms of three-phase circulating currents under AC unbalanced conditions

果如表 8 所示。从表中可知,在 A 相桥臂电流总谐波中,P-ROQR+Q-FRC 环流抑制器与 P-ROQR 环流抑制器相比降低 6.11%,四倍频环流分量幅值下降 3.76 A,二倍频分量幅值下降 9.00 A 且 P-ROQR+Q-FRC 环流抑制器下的直流分量更接近理想值。

表 8 交流侧不平衡时 A 相电流 FFT 分析

Table 8 FFT analysis of phase A current under AC unbalanced conditions

环流抑制策略	A 相桥臂 电流总谐波 占比/%	A 相二倍 频环流分量 幅值/A	A 相四倍 频环流分量 幅值/A	A 相直流 分量/A
P-ROQR	14.40	13.04	6.28	58.09
P-ROQR+QFRC	8.29	4.04	2.52	58.91

4 结 论

针对 MMC 存在的环流问题,本文提出了 P-ROQR+Q-FRC 环流抑制器,该策略不仅有效抑制二倍频环流分量,且同时抑制四倍频为主的高频偶次环流分量,提高了环流抑制效果和系统稳定性。为验证改进策略的优越性,在 Matlab/Simulink 环境下搭建基于 MMC 的高压直流输电仿真模型,对比分析 4 种工况下的环流抑制性能,得到以下

结论:

稳态时采用 P-ROQR+Q-FRC 环流抑制器,系统中直流分量更接近理想值,二倍频环流分量占比降低 25.15%,四倍频占比降低 0.22%,桥臂电流总谐波占比降低 17.50%。

直流电压降落和产生波动动态过程中 P-ROQR+Q-FRC 抑制器相较 P-ROQR 抑制器环流二倍频占比分别降低 3.69% 和 5.59%,四倍频占比分别降低 2.15 A 和 0.52 A。在新的稳态下,对环流控制效果均优于 P-ROQR 环流抑制器。

在三相不平衡情况下,P-ROQR+Q-FRC 环流抑制器较 P-ROQR 环流抑制器的二倍频环流分量占比降低 10.67%,四倍频占比降低 4.27%。

参 考 文 献

- [1] 饶宏,周月宾,李巍巍,等. 柔性直流输电技术的工程应用和发展展望[J]. 电力系统自动化,2023,47(1):1-11. RAO H, ZHOU Y B, LI W W, et al. Engineering applications and future prospects of flexible direct current transmission technology [J]. Automation of Electric Power Systems,2023,47(1):1-11.
- [2] 马文忠,田洪英,刘慧玉,等. 非隔离型模块化多电平 DC/DC 变换器的最小化桥臂环流控制[J]. 电力系统保护与控制,2021,49(22):51-58. MA W ZH, TIAN H Y, LUI H Y, et al. A minimized AC circulating control strategy for a non-isolated modular multilevel DC/DC converter [J]. Power System Protection and Control,2021,49(22):51-58.
- [3] SONG G B, HOU J J, GUO B, et al. Pilot protection of hybrid MMC DC grid based on active detection[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2020,5(1):1-15.
- [4] YAO ZH Q, ZHANG Q, CHEN P, et al. Research on fault diagnosis for MMC-HVDC systems [J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2016,1:1-7.
- [5] 周竞宇,赵宇,胡雨龙,等. MMC-HVDC 系统功率器件的结温估算与寿命预测[J]. 电网与清洁能源,2021,37(5):24-32. ZHOU J Y, ZHAO Y, HU Y L, et al. Research on junction temperature estimation and life prediction of power devices in MMC-HVDC system [J]. Power System and Clean Energy,2021,37(5):24-32.
- [6] WICKRAMASINGHE H R, KONSTANTINOU G. Interoperability of modular VSC topologies in multi-converter multiterminal DC systems[J]. Electric Power Systems Research,2021,196:107225.
- [7] ISIK S, ALHARBI M, BHATTACHARYA S. An

- optimized circulating current control method based on PR and PI controller for MMC applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(5): 5074-5085.
- [8] 郑征,李佩柯,李绍令,等. 模块化多电平变换器分数阶 P^{λ} 环流抑制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(1):113-121.
ZHENG ZH, LI P K, LI SH L, et al. Fractional order P^{λ} circulating current suppressing strategy for modular multilevel converter [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(1):113-121.
- [9] 韦圣辉,郝正航,陈卓. 基于 SOGI 的 MMC 环流抑制策略研究[J]. 电子科技, 2023, 36(7):16-23.
WEI SH H, HAO ZH H, CHEN ZH. Research on MMC circulation suppression strategy based on SOGI [J]. Electronic Science and Technology, 2023, 36(7):16-23.
- [10] XU J, XIAO Q, LU W, et al. An improved circulating current suppression strategy based on Quasi-PR controller for MMC-HVDC system[C]. 2021 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics(PRECEDE). IEEE, 2021: 692-697.
- [11] 李劲越,陈国初,刘琦,等. 基于改进的准比例谐振控制 MMC 逆变器环流抑制策略[J]. 计算机应用与软件, 2023, 40(6):42-47.
LI J Y, CHEN G CH, LIU Q, et al. Circulation current suppression strategy of MMC inverter based on improved quasi-proportional resonance control [J]. Computer Applications and Software, 2023, 40(6): 42-47.
- [12] ANSARI J A, BAJKANI S M, SOOMRO J B. An improved circulating current suppression control scheme for MMC-based HVDC systems[C]. 2024 5th International Conference on Clean and Green Energy Engineering(CGEE). IEEE, 2024: 42-46.
- [13] 郭焱,万思鹏. 扩展 P-ROQR 环流抑制策略在船舶 MMC-MVDC 电力系统中的应用[J]. 船舶工程, 2024, 46(3):93-100, 131.
GUO Y, WAN S P. Application of extended P-ROQR circulation suppression strategy in ship MMC-MVDC power system[J]. Ship Engineering, 2024, 46(3): 93-100, 131.
- [14] 刘永强,江伟,王渝红,等. 基于比例降阶准谐振的 MMC 环流抑制策略[J]. 现代电力, 2018, 35(1): 89-94.
LUI Y Q, JIANG W, WANG Y H, et al. MMC circulating current suppression strategy based on proportional reduced order quasi-resonant[J]. Modern Electric Power, 2018, 35(1):89-94.
- [15] 徐鹏,许超林,肖科林,等. 基于模糊滑模控制的 MMC 环流抑制研究[J]. 电子测量技术, 2024, 47(22): 39-48.
XU P, XU CH L, XIAO K L, et al. Research on MMC circulating current suppression based on fuzzy sliding mode control [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(22): 39-48.
- [16] CHAO W, HUANG J, DENG C, et al. Fuzzy adaptive PI circulating current suppressing control for MMC-HVDC [C]. 2023 IEEE 6th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC). IEEE, 2023, 6: 1163-1167.
- [17] 屠卿端,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, 83.
TU Q R, XU ZH, GUAN M Y, et al. Design of circulating current suppression controllers for modular multilevel converters[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(18):57-61, 83.
- [18] 周月宾,江道灼,郭捷,等. 模块化多电平换流器子模块电容电压波动与内部环流分析[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24):8-14.
ZHOU Y B, JIANG D ZH, GUO J, et al. Analysis of sub-module capacitor voltage ripples and circulating currents in modular multilevel converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24):8-14.
- [19] 竺明哲,叶永强,赵强松,等. 抗电网频率波动的重复控制参数设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(14):3857-3867.
ZHU M ZH, YE Y Q, ZHAO Q S, et al. A design method of repetitive controller against variation of grid frequency[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(14): 3857-3867.
- [20] 王勇,刘正春,尹志勇,等. 抗频率波动的有源电力滤波器谐波补偿控制方法[J]. 高电压技术, 2019, 45(10): 3290-3299.
WANG Y, LIU ZH CH, YIN ZH Y, et al. Harmonic compensation control methods of active power filter with anti-frequency fluctuation characteristics[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(10):3290-3299.
- [21] LI J, KONSTANTIOU G, WICKRAMASINGHE H R, et al. Operation and control methods of modular multilevel converters in unbalanced AC grids: A review[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 7(2):1258-1271.
- [22] LI HE Z, CHAO S, QI F L, et al. Research on new

- circulating current control strategy for increasing the power transmission capacity of modular multilevel converter[C]. 2018 International Conference on Power System Technology (POWERCON). IEEE, 2018: 4869-4876.
- [23] 程启明, 张梁, 程尹曼, 等. 不平衡电网下 MMC-UPFC 的反演-滑模控制策略[J]. 电子测量与仪器学报, 2024, 38(6): 67-74.
CHENG Q M, ZHANG L, CHENG Y M, et al. Inversion-sliding mode control strategy of MMC-UPFC under unbalanced grid conditions[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2024, 38(6): 67-74.
- [24] 张双宝, 顾丹珍, 闪志成, 等. 电压波动情况下的模块化多电平换流器宽频环流抑制[J]. 现代电力, 2023, 40(4): 623-631.
ZHANG SH B, GU D ZH, SHAN ZH CH, et al. Broadband circulation suppression of modular multilevel converter under voltage fluctuation [J]. Modern Electric Power, 2023, 40(4): 623-631.
- [25] 李慧, 张鹏, 刘思嘉. MMC 环流抑制策略的暂态分析[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(2): 30-38.
LI H, ZHANG P, LIU S J. Transient analysis of MMC circulating current suppression strategy [J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(2): 30-38.
- [26] QIN F, GAO F, WANG X, et al. Circulating current control method for nine-arm modular multilevel converter [C]. 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia). IEEE, 2020: 699-703.

作者简介

张路, 硕士研究生, 主要研究方向为模块化多电平变流器。

E-mail: 2178482901@qq.com

李可礼(通信作者), 博士, 硕士生导师, 主要研究方向为电机控制、电力电子变换器、直流输电、模块化多电平变换器。

E-mail: lklalex@just.edu.cn