

# 考虑频率耦合的MMC序阻抗建模及附加陷波器阻抗重塑方法

张宇华<sup>1</sup>, 周璟<sup>1</sup>, 王育飞<sup>1</sup>, 薛花<sup>1</sup>, 郜登科<sup>2</sup>, 李鸿彪<sup>2</sup>

(1. 上海电力大学电气工程学院, 上海 200090; 2. 上海科梁信息科技股份有限公司, 上海 200030)

**摘要:** 模块化多电平变流器(modular multilevel converter, MMC)与电网间的频率耦合会影响变流器的阻抗特性, 常规研究未考虑频率耦合造成的阻抗模型不准确, 对分析系统阻抗特性造成了困扰。针对此问题, 建立考虑频率耦合下MMC的全阶阻抗模型, 进而分析系统稳定性。在此基础上提出一种基于陷波滤波器的MMC阻抗优化方案, 解决弱电网互联系统的稳定问题。在分析MMC传统阻抗建模不能有效发现实际低频段振荡的原因基础上, 研究频率耦合在MMC建模中的产生机理和影响程度。根据频率耦合的产生机理, 建立小信号模型及变量关系, 推导出频率耦合下的MMC全阶阻抗模型。依据全阶模型, 提出一种基于陷波器的系统阻抗优化方案, 有效解决了MMC弱网互联系统的低频振荡及稳定分析问题。仿真结果验证了耦合下MMC全阶阻抗模型的准确性及低频振荡阻抗优化的可行性。

**关键词:** MMC; 频率耦合; 弱电网; 序阻抗; 陷波器

## Modeling of MMC sequence impedance considering frequency coupling and impedance reshaping with additional notch filter

ZHANG Yuhua<sup>1</sup>, ZHOU Jing<sup>1</sup>, WANG Yufei<sup>1</sup>, XUE Hua<sup>1</sup>, GAO Dengke<sup>2</sup>, LI Hongbiao<sup>2</sup>

(1. School of Electrical Engineering, Shanghai Electric Power University, Shanghai 200090, China;

2. Shanghai Keliang Information Technology Co., Ltd., Shanghai 200030, China)

**Abstract:** The frequency coupling between a modular multilevel converter (MMC) and the power grid will affect the impedance characteristics of the converter. Conventional research does not consider the frequency coupling, causing that the impedance model is inaccurate. This is a problem for the analysis of the impedance characteristics of the system. In this paper, a full-order impedance model of MMC considering frequency coupling is established, and then the stability of the system is analyzed. An optimization scheme of MMC impedance based on a notch filter is proposed to solve the stability problem of a weak grid interconnection system. Analysis is made on the reason that the traditional impedance modeling of MMC cannot find the actual low-frequency oscillation effectively, and the generation mechanism and influence degree of frequency coupling in MMC modeling are studied. From the generation mechanism, the small signal model and variable relationship are established, and the full-order impedance model of MMC with frequency coupling is derived. Based on the full-order model, a system impedance optimization scheme based on notch is proposed. This effectively solves the problem of low frequency oscillation and stability analysis of an MMC weak network interconnection system. The simulation results verify the accuracy of the full-order impedance model of the MMC under coupling and the feasibility of the low frequency oscillation impedance optimization.

This work is supported by the Shanghai Science and Technology Innovation Action Plan (No. 19DZ2204700).

**Key words:** MMC; frequency coupling; weak current network; sequence impedance; notch filter

## 0 引言

模块化多电平换流器(modular multilevel converter,

**基金项目:** 上海市科技创新行动计划项目资助(19DZ2204700);  
上海市科委地方院校能力建设计划项目资助(22010501400);  
上海市科技重大专项资助(2018SHZDZX01)

MMC)近年来被广泛应用研究<sup>[1-2]</sup>。与传统多电平变流器相比, MMC不仅继承了传统多电平变流器拓扑的结构和输出特性优势<sup>[3]</sup>, 而且在系统不平衡运行、故障保护等方面具有显著的技术优势<sup>[4]</sup>, 已经成为柔性直流输电系统换流站的首选拓扑<sup>[5-6]</sup>。

伴随着 MMC 在柔性直流输电工程领域的广泛应用, 分布式发电系统的容量和规模不断扩大<sup>[7]</sup>,

逆变器和逆变器、逆变器和电网之间的交互作用变得更加明显, 也在柔性直流输电工程投入和使用过程中带来了新的稳定性问题<sup>[8]</sup>。由于电力电子变换器设备具有导通压降小、控制简单且可以反复开关的特点<sup>[9]</sup>, 实际工程中, 在不同的频段都产生过振荡的问题, 振荡频率从几赫兹的低频振荡、50 Hz 附近的次同步振荡和超同步振荡到几千赫兹的高频振荡<sup>[10]</sup>。例如, 南汇柔直工程在风电场输出功率提升的过程中突然出现很大的谐波扰动, 直接导致风电机组的切机停运, 甚至造成部分风电机组换流器的损坏; 南澳三瑞某柔直风电场在提升输出功率的调制过程中, 在系统中观测到了 20~30 Hz 的振荡电流, 该次同步振荡导致了风电机组的被迫切机, 柔直输电系统被迫停运。除上述的振荡事故, 电力系统中还存在着多振荡频率点并存、互相耦合的振荡现象, 即由系统频率耦合所引发的振荡。例如河北沽源风场的振荡事故, 在线路上同时检测到了 8.4 Hz 和 91.6 Hz 的谐波电压、电流分量<sup>[11]</sup>; 新疆哈密的振荡事件, 在系统中同样观测到 19.4 Hz 和 80.6 Hz 相互耦合的振荡电流<sup>[12]</sup>; 在云南电网的某次并网振荡事故中, 在线路上检测到了 2.6 Hz 和 97.4 Hz 的谐波电压、电流分量<sup>[13]</sup>。

并网逆变器稳定性分析, 常用状态空间法(harmonic state space, HSS)和谐波线性化分析法。状态空间法通过求取系统状态方程系数矩阵的特征根判断系统稳定性<sup>[14]</sup>, 通常需要并网逆变器及电网组成单元的全部参数<sup>[15]</sup>, 而某些逆变器参数和电网单元是严格保密的, 给分析带来了一定的难度。而谐波线性化分析法是将电压谐波扰动叠加到系统的激励源中, 结合谐波平衡定理和小信号近似法, 测量出对应扰动频率下的电流响应信号, 推导出系统的阻抗模型<sup>[16]</sup>, 进而通过绘制系统阻抗 Bode 图分析系统稳定性, 对逆变器和电网参数要求不高, 具有阻抗物理意义明显、阻抗便于测量的特点。

有关谐波线性化 MMC 稳定性的分析研究, 近年来发展迅速。文献[17]基于谐波线性化的方法, 较为全面地建立了 MMC 的序阻抗模型。文献[18]利用序阻抗建模的方法分析了加入直流电压控制后其参数对 MMC 输出阻抗的影响。文献[19]基于序阻抗建模分析了 MMC 电压前馈对输出阻抗的影响, 并提出了改进策略。但以上文献均未考虑频率耦合对 MMC 输出阻抗的影响, 只是把 MMC 换流器视为单输入单输出(single-input single-output, SISO)系统, 而未考虑序阻抗中频率耦合效应的作用, 造成模型在精确分析时在低频段不能反映实际的工作状况。

交流侧等效电源处注入某一频率的电压扰动,

在公共连接点(point of common coupling, PCC)处除了同频率电流响应外还会出现另一耦合频率的电流响应与电压响应, 此时换流器端口呈现多输入多输出(multi-input multi-output, MIMO)关系<sup>[20]</sup>, 这种现象被称为频率耦合效应。文献[21]虽考虑了频率耦合的影响, 但是在研究 MMC 阻抗时只利用等效的方法去研究耦合阻抗, 没有给出影响 MMC 耦合的 4 个阻抗的具体表达式。文献[22]分析了风电接入四端口 MMC 系统后对耦合关系的影响, 但是只通过相对增益矩阵(relative gain array, RGA)定量分析多变量控制系统中不同控制回路间的交互影响, 也没有给出阻抗的具体形式。文献[23]研究了影响 MMC 耦合的 4 个阻抗的具体表达式, 但其研究的高频段忽略了很多控制器的影响, 在耦合阻抗中忽略了 MMC 一些关键控制的影响, 所得阻抗不完整, 不能用于全频段的研究。而新型电力系统下, MMC 弱网互联系统下, 不同的参数背景会产生不同的频率振荡, 在序阻抗分析中, 全阶精确模型参数是稳定性分析的关键, 考虑耦合因素下的序阻抗模型更能准确反映实际工作中 MMC 的工作状态。

针对上述问题, 本文首先对比了传统不考虑频率耦合和考虑频率耦合建模的阻抗结果, 得出不考虑频率耦合得出的 MMC 阻抗分析不完整。之后建立 MMC 弱电网互联系统的全阶阻抗, 来分析不同控制环节对考虑耦合的 MMC 阻抗的影响。然后利用考虑耦合的 MMC 阻抗分析系统的次同步振荡现象, 得到了一对相互耦合的振荡频率。最后提出附加陷波器的控制策略来抑制次同步振荡。

## 1 MMC-HVDC 弱电网并网系统分析

首先采用谐波线性化方法建立 MMC 含耦合因素下的全阶阻抗模型, 综合考虑了电流内环、循环电流控制和锁相环的影响; 之后利用所得出的阻抗模型分析 MMC 与交流系统并网的稳定性, 通过附加陷波器的方法抑制了系统的振荡, 解决了传统方法不能准确分析低频段系统稳定性的问题。在 Matlab/Simulink 中建立仿真模型并验证了其正确性。本文思路框架如图 1 所示。

### 1.1 MMC 电路结构

MMC 的主电路结构如图 2 所示, 其中  $i_{xp}$ 、 $i_{xd}$  分别为三相上桥臂及下桥臂输出电流,  $x = a, b, c$ ;  $i_x$  为三相输出电流;  $U_{dc}$  为直流侧电压;  $u_x$  为三相电压;  $u_{px}$  为上桥臂子模块输出电压;  $u_{dx}$  为下桥臂子模块输出电压;  $L_{ac}$  为网侧电感;  $L_0$  为桥臂电感;  $O'$  为直流侧的电压中点;  $m_u$  为上桥臂调制信号。

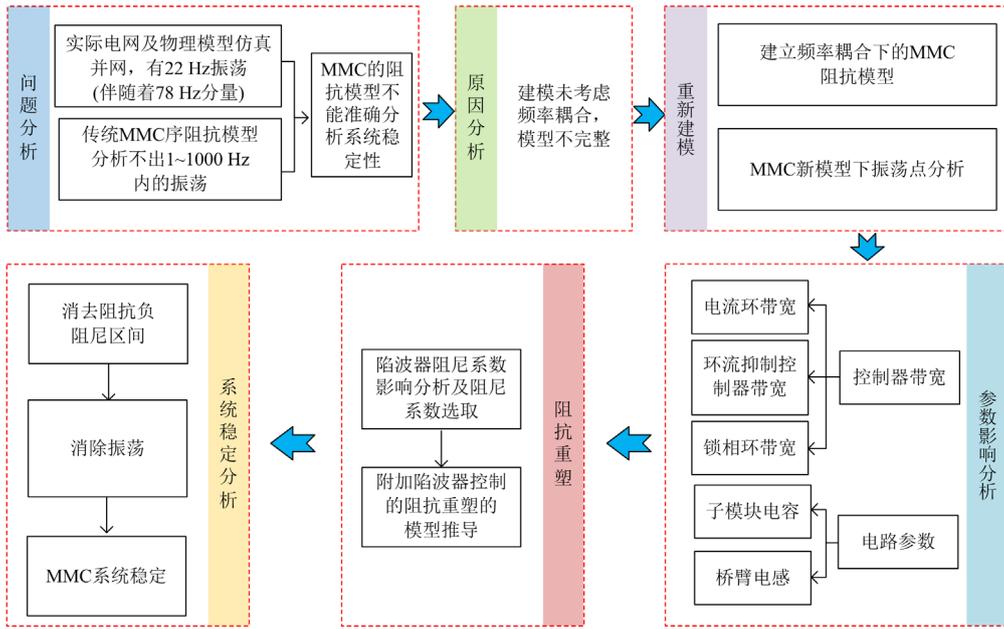


图1 本文思路框架

Fig. 1 Framework of this paper

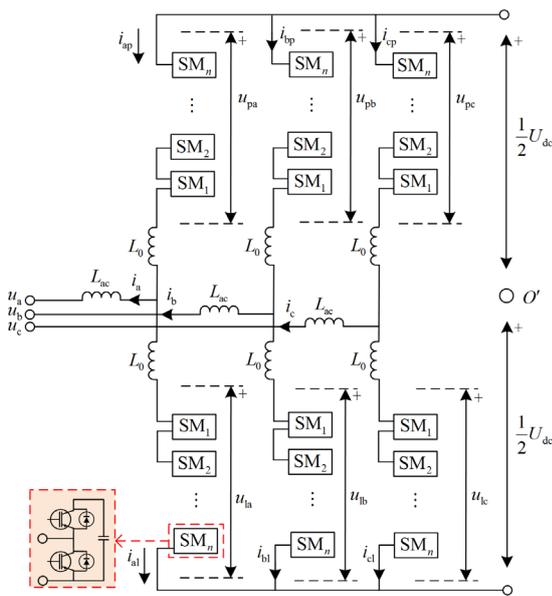


图2 MMC 主电路结构

Fig. 2 MMC main circuit structure

以 A 相上桥臂为例，根据图 2 所示的主电路结构可以得出

$$\begin{cases} u_a + L_{ac} \frac{di_a}{dt} + u_{pa} + L_0 \frac{di_{ap}}{dt} = \frac{1}{2} U_{dc} \\ C \frac{du_{pa}}{dt} = m_u i_a \end{cases} \quad (1)$$

MMC 的主要控制结构如图 3 所示，其中包括锁相环控制、dq 坐标系下输出电流控制和循环电流

控制，其传递函数分别为  $H_{PLL}(s)$ 、 $H_i(s)$  和  $H_c(s)$ 。

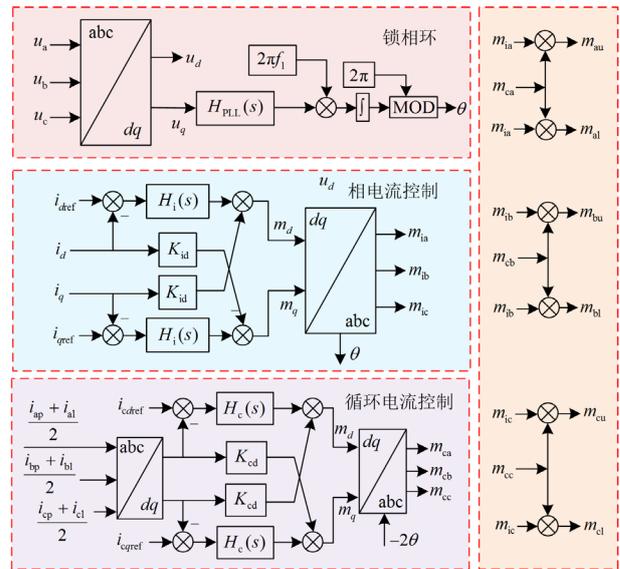


图3 MMC 的主要控制结构

Fig. 3 Main control structure of MMC

$dq$  坐标系下输出电流控制和环流控制的解耦系数分别为  $K_{id}$  和  $K_{cd}$ ，MMC 的电流参考值和环流参考值分别为  $i_{dref}$ 、 $i_{qref}$  和  $i_{cdef}$ 、 $i_{cqref}$ ，MMC 锁相角为  $\theta$ 。

### 1.2 不考虑频率耦合的 MMC 阻抗模型及稳定性分析方法

传统的建模方法是将式(1)转换到频域下，利用

谐波线性化的方法进行阻抗建模<sup>[24]</sup>。参考文献[25]中的阻抗建模方法, 得到 MMC 系统的阻抗。

$$\mathbf{Y} = \frac{\hat{\mathbf{i}}}{\hat{\mathbf{u}}} \quad (2)$$

$$Z(f_p) = -\frac{1}{2Y_{(4,4)}} \quad (3)$$

式中:  $\mathbf{Y}$  为 MMC 导纳矩阵;  $\hat{\mathbf{i}}$  为输出电流的小信号向量;  $\hat{\mathbf{u}}$  为输出电流的小信号向量;  $Z(f_p)$  为 MMC 系统阻抗;  $Y_{(4,4)}$  为式(2)计算结果矩阵中第 4 行第 4 列元素。MMC 等效系统示意图如图 4 所示, 在对交直流系统进行稳定性分析时, 当交流系统阻抗  $Z_g$  和 MMC 阻抗  $Z_{MMC}$  满足阻抗稳定性判据时, 系统会产生谐波振荡现象<sup>[26]</sup>。

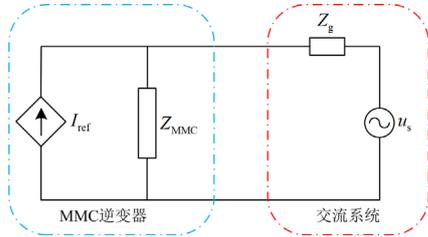


图 4 MMC 等效系统示意图

Fig. 4 Schematic diagram of MMC equivalent system

为分析 MMC 弱电网互联系统在低频段(0~300 Hz)的谐波振荡机理, 在弱电网下将交流系统的阻抗等效为电阻和电感的串联, 表示为:  $Z_g = R_g + j\omega_1 L_g$  ( $\omega_1 = 2\pi f_1$ , 其中  $f_1 = 50$  Hz)。其中  $R_g = 5 \Omega$ ,  $L_g = 0.3$  H。系统并网示意图如图 5 所示, 传统方法分析弱电网并网环境稳定性如图 6 所示, 其中  $A$  代表幅值,  $W$  代表相位。

由图 6 可知, 在 MMC 与弱电网互联的情况下, 在 19 Hz 处  $Z_g$  和逆变器阻抗  $Z$  有交点, 对应的幅值裕度差值为  $173.8^\circ$ , 不会发生振荡。另外两处交点对应的幅值裕度差值均小于  $180^\circ$ 。综上所述分析可以得出, MMC 系统在 10~100 Hz 不会发生振荡。

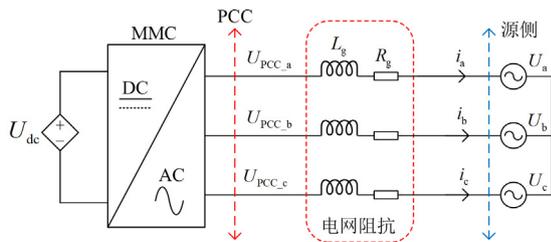


图 5 MMC 并网示意图

Fig. 5 MMC grid connection diagram

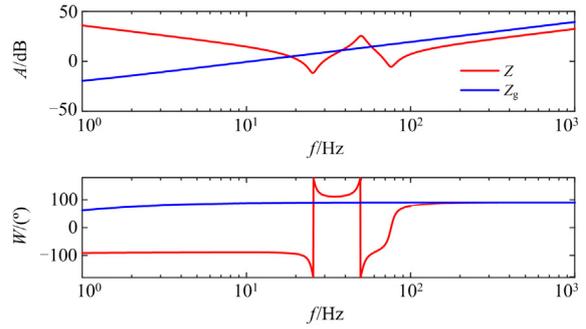


图 6 传统方法分析弱电网并网环境稳定性

Fig. 6 Traditional methods for analyzing the stability of weak current grid connected environment

但是在搭建主要参数如表 1 所示的仿真模型时却发现并网时出现了系统振荡, 输出电流如图 7 所示。其中控制器参数用传递函数表示。

表 1 仿真模型主要参数

Table 1 Main parameters of simulation model

参数	数值
桥臂电感/mH	13.5
电网等效电阻/ $\Omega$	0.5
电网等效电感/mH	30
子模块数量/个	22
子模块电容/mF	7
直流侧额定电压/V	5500
交流侧额定电压/V	3300
锁相环 PI 参数	$0.00049 + 0.0042/s$
相电流控制器 PI 参数	$18 + 180/s$
环流控制器 PI 参数	$20 + 500/s$

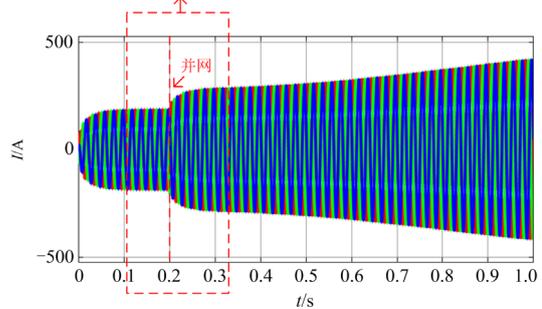
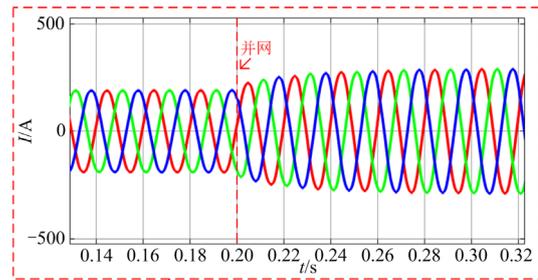


图 7 系统振荡时输出电流

Fig. 7 Output current during system oscillation

由图 7 仿真可以看出, MMC 弱电网互联系统在并网时发生振荡, 表明系统并不稳定, 与传统序阻抗稳定性分析的结果相悖。由以上理论分析结果和并网仿真的差异可以看出, 忽略频率耦合因素直接分析并网稳定性, 会因为建模不完整, 不能准确地分析并网系统的稳定性。而由图 8 可知, 发生振荡时除了 50 Hz 的基频电流外, 还存在频率为 22 Hz、78 Hz 的耦合电流分量。由此可见, 使用传统的阻抗建模方法不能够准确地分析系统的稳定性, 所以建立考虑频率耦合的序阻抗模型来分析系统稳定性是十分重要的。

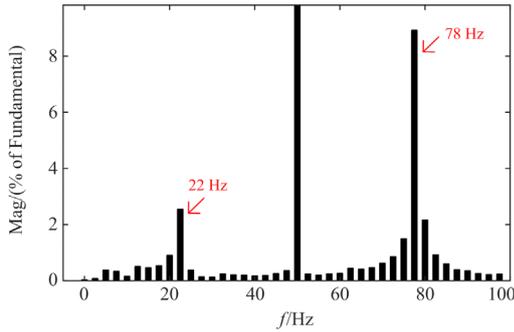


图 8 发生振荡时的 FFT 分析

Fig. 8 FFT analysis when oscillation occurs

## 2 考虑频率耦合的 MMC 序阻抗建模

### 2.1 MMC 频率耦合产生的原因

MMC 频率耦合可以理解为如图 9 所示的链式反应。其中: PS 为正序; NS 为负序; ZS 为零序;  $f_p$  为扰动信号频率;  $f_1$  为电网频率。这一链式反应的过程和结果如下。

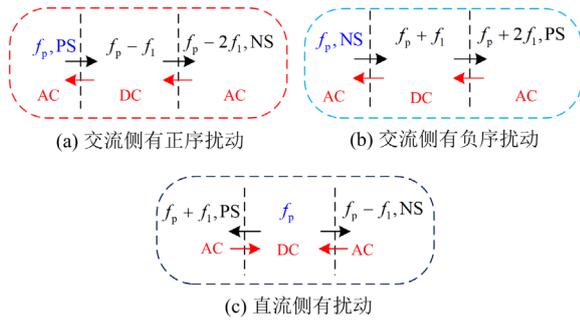


图 9 MMC 频率耦合链式反应图

Fig. 9 MMC frequency coupled chain reaction diagram

1) 在 MMC 的交流端口注入一个频率为  $f_p$  的正序扰动, 这个扰动会在直流侧产生一个  $f_p - f_1$  的响应。而这个响应又会在交流侧产生一个  $f_p$  的正序响应和一个  $f_p - 2f_1$  的负序响应。

2) 在 MMC 的交流端口注入一个频率为  $f_p$  的负序扰动, 这个扰动会在直流侧产生一个  $f_p + f_1$  的响应。而这个响应又会在交流侧产生一个  $f_p$  的负序响应和一个  $f_p + 2f_1$  的正序响应。

3) 在 MMC 的直流端口注入一个频率为  $f_p$  的扰动, 这个扰动会在交流侧产生一个  $f_p - f_1$  的负序响应和一个  $f_p + f_1$  的正序响应。而这两个响应又会在直流侧产生一个  $f_p$  的响应。

由上述分析可知, MMC 系统已经不是一个 SISO 系统, 因而不考虑频率耦合的建模方法已经不能反映系统的真实状态。因此, 建立一个能准确描述这种耦合关系的阻抗模型是能够准确分析 MMC 系统稳定性的前提。

### 2.2 考虑频率耦合效应的 MMC 阻抗建模方法

由 2.1 节的分析可知,  $f_p$  和  $f_p - 2f_1$  耦合频率扰动电流流经电网阻抗会产生相应频率的扰动电压分量, 此时仅用正序导纳元素  $Y_{pp}$  已无法完整地表征并网 MMC 交流端口特性。此时的端口特性与正序导纳元素  $Y_{pp}$ 、耦合导纳元素  $Y_{pn}$  和  $Y_{np}$ 、负序导纳元素  $Y_{nn}$  均有关。因此考虑频率耦合的 MMC 序阻抗需要分析 4 个阻抗的关系才能准确地得出系统的阻抗。因此, 采用  $2 \times 2$  导纳矩阵来简化表示并网 MMC 交流端口特性。

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_a(f_p) \\ \hat{i}_a(f_p - 2f_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{pp} & Y_{pn} \\ Y_{np} & Y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{u}_{pcc}(f_p) \\ \hat{u}_{pcc}(f_p - 2f_1) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中:  $\hat{i}_a(f_p)$  为正序扰动电流;  $\hat{i}_a(f_p - 2f_1)$  为负序

扰动电流;  $Y_{pp} = \frac{\hat{i}_a(f_p)}{\hat{u}_a(f_p)}$ ,  $\hat{u}_a(f_p)$  为正序扰动电压;

$Y_{pn} = \frac{\hat{i}_a(f_p - 2f_1)}{\hat{u}_a(f_p)}$ ;  $Y_{np} = \frac{\hat{i}_a(f_p)}{\hat{u}_a(f_p - 2f_1)}$ ,  $\hat{u}_a(f_p - 2f_1)$  为

负序扰动电压;  $Y_{nn} = \frac{\hat{i}_a(f_p - f_1)}{\hat{u}_a(f_p - 2f_1)}$ ;  $\hat{u}_{pcc}(f_p)$  正序扰

动电压;  $\hat{u}_{pcc}(f_p - 2f_1)$  为负序扰动电压。

式(4)中的谐波矩阵运算给出了影响 MMC 阻抗的 4 个元素的耦合效应, 通过如图 10 所示的小信号框图将这 4 个导纳建立联系, 得到考虑频率耦合后的 MMC 阻抗。

由图 10 可知, 公共连接点(point of common coupling, PCC)处  $f_p$  频率的扰动电压经过  $Y_{pp}(f_p)$  会产生  $f_p$  频率的扰动电流  $\hat{i}_a(f_p)$ , 如图 10 前向通道所

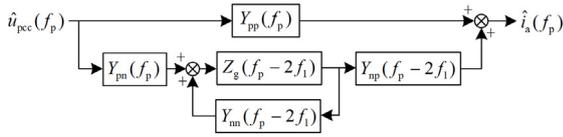


图 10 MMC 频率小信号框图

Fig. 10 MMC frequency small signal block diagram

示。另一方面, 由于耦合项  $Y_{pn}(f_p)$  的存在, PCC 处会产生  $f_p - 2f_1$  耦合频率的扰动电流  $\hat{i}_a(f_p - 2f_1)$ 。这个扰动电流流经电网阻抗作用产生同频率下的电压扰动  $\hat{u}_{pcc}(f_p - 2f_1)$ , 电压扰动经  $Y_{np}(f_p - 2f_1)$  将进一步耦合产生  $\hat{i}_a(f_p)$ 。根据图 10 可以得到考虑频率耦合效应的 MMC 交流侧等效阻抗模型为

$$Z_{\text{MMC}} = \frac{\hat{u}_{\text{pcc}}(f_p)}{\hat{i}_a(f_p)} = \frac{1}{Y_{\text{pp}} + Y_{\text{c}}} \quad (5)$$

式中,  $Y_{\text{c}} = \frac{-Y_{\text{pn}}(f_p)Z_{\text{g}}Y_{\text{np}}(f_p - 2f_1)}{1 + Y_{\text{nn}}(f_p - 2f_1)Z_{\text{g}}}$ 。

因此联立式(2)和式(4), 可以求解出  $Y_{\text{pp}}$ 、 $Y_{\text{pn}}$ 、 $Y_{\text{np}}$ 、 $Y_{\text{nn}}$  的表达式, 分别如式(6)一式(9)所示。

$$Y_{\text{pp}} = \frac{U_{\text{dc}} + B_1(2 + Q_{\text{PLL1}})}{\frac{sL_0 U_{\text{dc}}}{2} - 2A_{11}Q_{\text{gi1}} + U_{\text{dc}}A_{12} + 2A_{13}Q_{\text{gc}}} \quad (6)$$

$$Y_{\text{pn}} = \frac{U_{\text{dc}} + B_1(2 + Q_{\text{PLL1}})}{-2A_{21}Q_{\text{gi2}} + U_{\text{dc}}A_{22} + 2A_{23}Q_{\text{gc}}} \quad (7)$$

$$Y_{\text{np}} = \frac{U_{\text{dc}} + B_2(2 + Q_{\text{PLL2}})}{-2A_{31}Q_{\text{gi1}} + U_{\text{dc}}A_{32} + 2A_{33}Q_{\text{gc}}} \quad (8)$$

$$Y_{\text{nn}} = \frac{U_{\text{dc}} + B_2(2 + Q_{\text{PLL2}})}{\left( \frac{(s - 2j\omega_1)L_0 U_{\text{dc}}}{2} - 2A_{41}Q_{\text{gi2}} + U_{\text{dc}}A_{42} + 2A_{43}Q_{\text{gc}} \right)} \quad (9)$$

式(6)一式(9)中描述锁相环控制影响的元素为

$$Q_{\text{PLL1}} = jI_1 T_{\text{PLL}}(s)K_{\text{id}} + I_1 T_{\text{PLL}}(s)H_i$$

$$Q_{\text{PLL2}} = -jI_1 T_{\text{PLL}}(s)K_{\text{id}} + I_1 T_{\text{PLL}}(s)H_i$$

其中,  $H_i$  为电流环 PI 控制传递函数。描述电流环控制影响的元素为

$$Q_{\text{gi1}} = H_i + jK_{\text{id}}; \quad Q_{\text{gi2}} = H_i - jK_{\text{id}}$$

描述循环电流控制影响的元素为

$$Q_{\text{gc}} = H_c + jK_{\text{cd}}$$

其中,  $H_c$  为循环电流控制器 PI 控制传递函数。

式(6)和式(7)中描述各个控制环节影响的系数为

$$B_1 = \frac{NM_1 I_1}{8C(s + j\omega_1)} + \frac{NM_1 I_1}{8C(s - j\omega_1)} + \frac{NM_2 I_2}{4C(s - 2j\omega_1)}$$

$$\left\{ \begin{aligned} A_{11} &= \frac{NM_1 I_1}{8C(s + j\omega_1)} + \frac{NM_1 I_1}{8C(s - j\omega_1)} + \frac{NM_2 I_2}{4C(s - 2j\omega_1)} \\ A_{12} &= \frac{N}{8Cs} + \frac{NM_1 M_1}{8C(s + j\omega_1)} + \frac{NM_1 M_1}{8C(s - j\omega_1)} + \frac{NM_2 M_2}{8C(s - 2j\omega_1)} \\ A_{13} &= -\frac{NM_1}{4Cs} + \frac{NM_1}{4C(s + j\omega_1)} + \frac{NM_1 M_2}{4C(s - j\omega_1)} - \\ &\quad \frac{NM_1}{4Cs} + \frac{NM_1}{4C(s - j\omega_1)} + \frac{NM_1 M_2}{4C(s + j\omega_1)} + \frac{NM_1 M_2}{4C(s - 2j\omega_1)} \\ A_{21} &= -\frac{NI_2}{4Cs} + \frac{NM_1 I_1}{8C(s - j\omega_1)} + \frac{NM_1 I_1}{8C(s - 2j\omega_1)} \\ A_{22} &= -\frac{NM_2 M_2}{8Cs} + \frac{NM_1 M_1}{8C(s - j\omega_1)} - \frac{NM_2 M_2}{8C(s - 2j\omega_1)} \\ A_{23} &= -\frac{NM_1 M_2}{4C(s - j\omega_1)} + \frac{NM_1 M_2}{4C(s - 2j\omega_1)} - \frac{NM_1}{4Cs} - \\ &\quad \frac{NM_1}{4C(s - j\omega_1)} + \frac{NM_1 M_2}{4C(s + j\omega_1)} + \frac{NM_1 M_2}{4C(s - 2j\omega_1)} \end{aligned} \right.$$

式(8)和式(9)中描述各个控制环节影响的系数为

$$\left\{ \begin{aligned} B_2 &= \frac{NM_1 I_1}{8C(s - 3j\omega_1)} + \frac{NM_1 I_1}{8C(s - j\omega_1)} + \frac{NM_2 I_2}{4Cs} \\ A_{31} &= \frac{NI_2}{4C(s - 2j\omega_1)} + \frac{NM_1 I_1}{8C(s - j\omega_1)} + \frac{NM_1 I_1}{8C(s - 2j\omega_1)} \\ A_{32} &= \frac{NM_2 M_2}{8C(s - 2j\omega_1)} + \frac{NM_1 M_1}{8C(s - j\omega_1)} - \frac{NM_2 M_2}{8Cs} \\ A_{33} &= -\frac{NM_1 M_2}{4C(s - j\omega_1)} + \frac{NM_1 M_2}{4Cs} - \frac{NM_1}{4C(s - 2j\omega_1)} - \\ &\quad \frac{NM_1}{4C(s - j\omega_1)} + \frac{NM_1 M_2}{4C(s - 3j\omega_1)} + \frac{NM_1 M_2}{4Cs} \\ A_{41} &= \frac{NM_1 I_1}{8C(s - 3j\omega_1)} + \frac{NM_1 I_1}{8C(s - j\omega_1)} + \frac{NM_2 I_2}{4Cs} \\ A_{42} &= \frac{N}{8C(s - 2j\omega_1)} + \frac{NM_1 M_1}{8C(s - 3j\omega_1)} + \frac{NM_2 M_2}{8Cs} \\ A_{43} &= -\frac{NM_1}{4C(s - 2j\omega_1)} + \frac{NM_1}{4C(s - 3j\omega_1)} + \\ &\quad \frac{NM_1 M_2}{4C(s - j\omega_1)} + \frac{NM_1}{8C(s - 2j\omega_1)} - \frac{NM_1}{4C(s - j\omega_1)} + \\ &\quad \frac{NM_1 M_2}{4C(s - 3j\omega_1)} + \frac{NM_1 M_2}{4Cs} \end{aligned} \right.$$

其中:  $N$  为单桥臂子模块数量;  $C$  为子模块电容值;  $\omega_1 = 2\pi f_1$ ;  $I_1 = I_{\text{am1}} e^{j\alpha_1}$ ;  $I_2 = I_{\text{am2}} e^{j\alpha_2}$ ;  $M_1 = M_{\text{am1}} e^{j\gamma_1}$ ;  $M_2 = M_{\text{am2}} e^{j\gamma_2}$ ;  $I_{\text{am1}}$ 、 $I_{\text{am2}}$  分别为 A 相上桥臂输出电流在 50 Hz 和 100 Hz 处的向量幅值;  $M_{\text{am1}}$ 、 $M_{\text{am2}}$  分别为 A 相上桥臂控制信号在 50 Hz 和 100 Hz 处的向量幅值;  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$  分别为 A 相上桥臂输出电流

在 50 Hz 和 100 Hz 处的向量相角： $\gamma_1$ 、 $\gamma_2$  分别为 A 相上桥臂控制信号在 50 Hz 和 100 Hz 处的向量相角。

最后将式(6)一式(9)代入式(5)中,即可得到考虑耦合的 MMC 序阻抗公式。

### 3 考虑频率耦合的 MMC 稳定性分析

#### 3.1 MMC 频率耦合阻抗模型仿真验证

图 11(a)一图 11(d)分别为正序阻抗  $Z_{pp}$ 、耦合阻抗  $Z_{pn}$  和  $Z_{np}$ 、负序阻抗  $Z_{nn}$  的 MMC 输出阻抗的理论曲线和扫频结果。

考虑频率耦合之后的 MMC 阻抗如图 12 所示,其中红色曲线代表 MMC 阻抗,蓝色圆圈表示扫频结果。从图 12 中可以明显看出,考虑频率耦合的 MMC 阻抗和扫频结果在所测量的频率范围内具有较好的一致性。

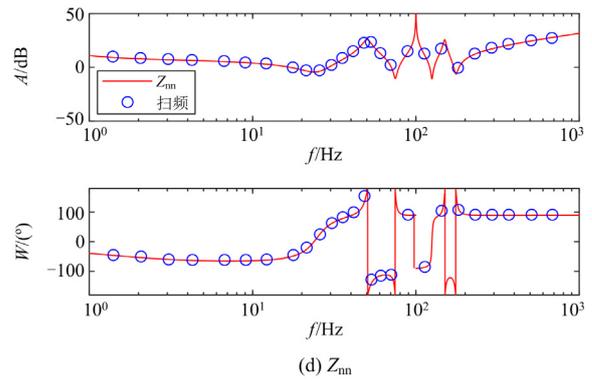
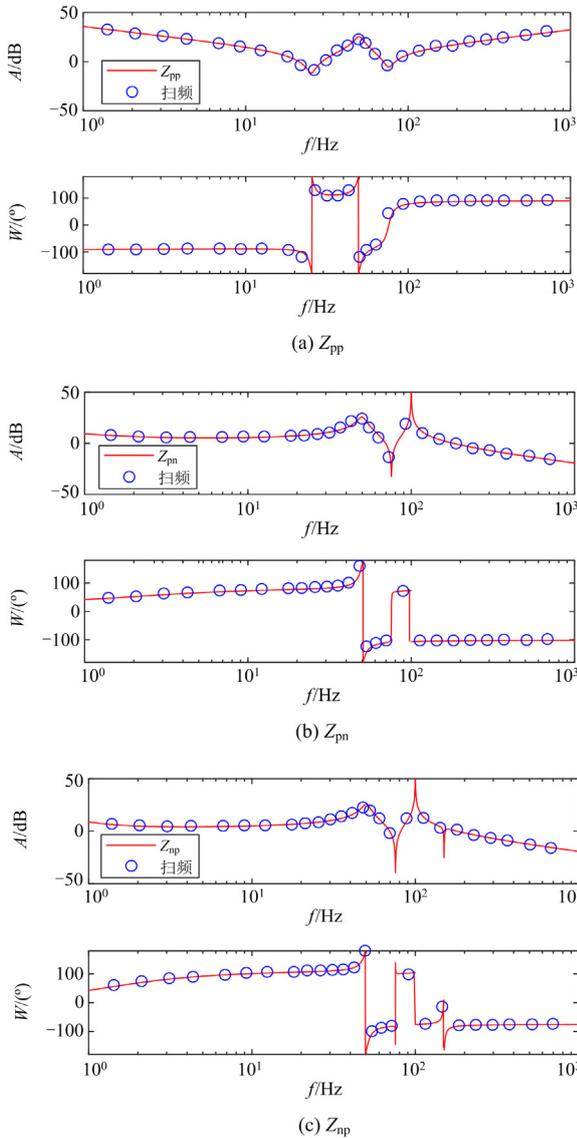


图 11 MMC 输出阻抗的理论曲线和扫频结果

Fig. 11 Theoretical curve and sweep frequency results of MMC output impedance

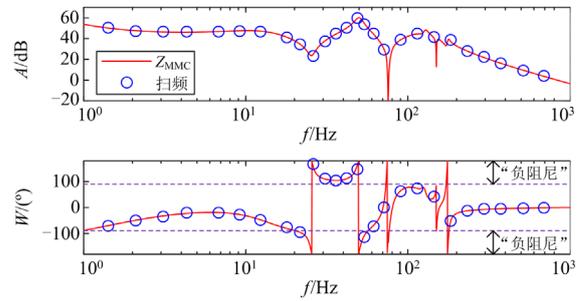


图 12 考虑频率耦合后的 MMC 阻抗图

Fig. 12 MMC impedance diagram considering frequency coupling

考虑频率耦合之后的 MMC 阻抗建模 ( $Z_{fc}$ ) 和传统不考虑频率耦合的阻抗建模 ( $Z_p$ ) 对比如图 13 所示,由图 13 可以看出,本文所建立的具有频率耦合效应的 MMC 端口阻抗模型能更具体地反映 MMC 阻抗的特性,更好地体现 MMC 阻抗的负阻尼区间,基于此模型的系统稳定性分析结果更准确。

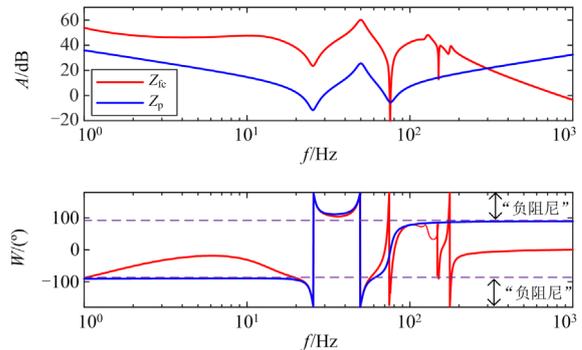


图 13 两种阻抗建模方法结果对比

Fig.13 Comparison of results between two impedance modeling methods

#### 3.2 MMC 频率耦合效应下系统稳定性分析

在 2.2 节的理论推导和 3.1 节的仿真验证基础

上,可以通过图 14 来分析系统的稳定性。其中蓝色曲线表示电网阻抗,红色曲线表示考虑频率耦合的 MMC 阻抗曲线。

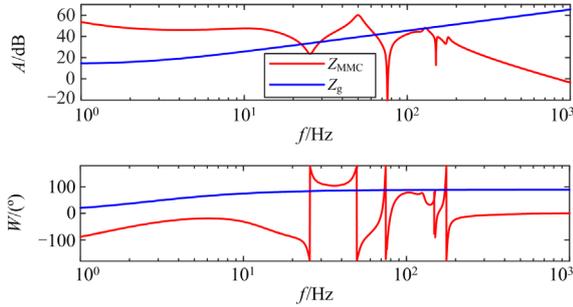


图 14 考虑频率耦合的 MMC 稳定性分析

Fig. 14 Stability analysis of MMC considering frequency coupling

通过图 14 的 Bode 图可以看出,  $Z_{MMC}$  和  $Z_g$  在 22 Hz、64 Hz、129 Hz 处存在交点。通过相位裕度分析可知,在这三处的相位裕度差值分别为  $187.3^\circ$ 、 $138.2^\circ$ 、 $30.24^\circ$ 。由稳定性判据可知,以表 1 参数建立的仿真系统会在 22 Hz 处发生振荡。这与第 1 节中并网电流 FFT 分析结果一致,进一步证明了频率耦合的 MMC 模型在系统稳定性分析上比传统方法更加准确。

为验证模型的正确性并探索抑制振荡的方法,下面通过仿真分析控制器参数和硬件电路参数对 MMC 阻抗的影响。

### 3.3 MMC 频率耦合效应下控制环节对系统稳定性的影响分析

#### 3.3.1 电流环不同控制带宽对耦合阻抗的影响分析

改变电流环控制器带宽的仿真结果如图 15 所示。

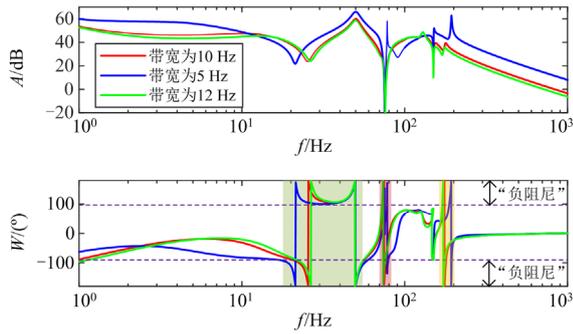


图 15 电流环不同带宽对 MMC 输出阻抗的影响

Fig. 15 Effect of current loop bandwidth on MMC output impedance

从图 15 结果可知,电流环的控制带宽对 MMC 弱电网互联系统阻抗影响较大。在 18~50 Hz 频段带宽减小会使幅值裕度向上偏移,相位裕度向左侧偏移从而增大负阻尼区间。在 60~70 Hz 频段带宽变化

对阻抗负阻尼区间的影响可以忽略不计。在 180~200 Hz 频段带宽变化对阻抗负阻尼区间的影响可以忽略不计,但是会使阻抗的相位裕度向右偏移。

可以看出,当电流内环控制器的控制带宽发生变化时,其影响的负阻尼区间主要在 20~50 Hz 区间,当电流环的带宽变大时可以减小系统在 20~50 Hz 的负阻尼区间,从而增大系统的稳定性。

#### 3.3.2 环流控制器不同控制带宽对耦合阻抗的影响分析

从图 16 可以看出,当循环电流抑制器的控制带宽发生变化时,MMC 的输出阻抗在 0~10 Hz 的频段幅值特性会有小幅的变化,当带宽减小时会在 0~2 Hz 内处于负阻尼区间;而在 10~100 Hz 的负阻尼区间内,虽然带宽减小会使负阻尼区间增大,但是增大的范围可以忽略不计;而环流抑制器控制器带宽发生变化时,在 180~200 Hz 高频段的幅值和相位特性的影响基本可以忽略,其阻抗的负阻尼区间随着环流抑制器的带宽改变变化很小。

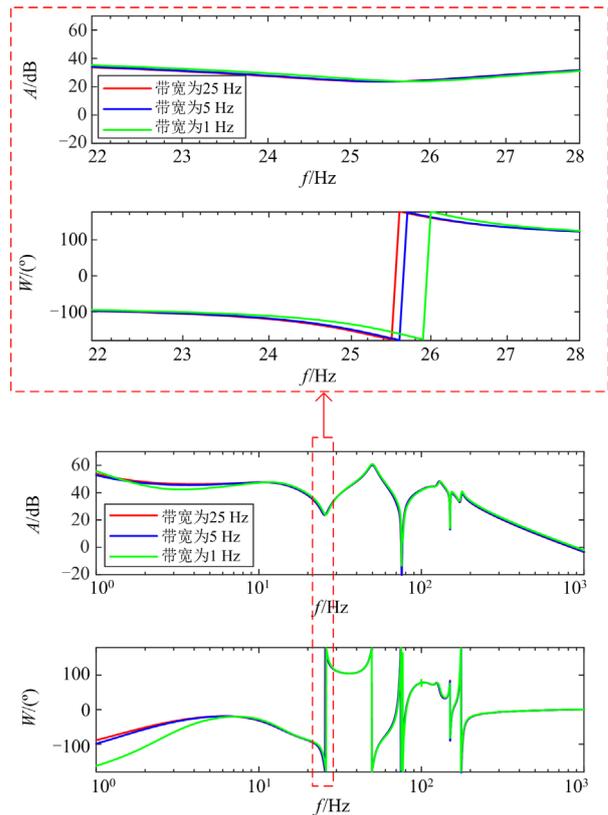


图 16 环流控制器不同带宽对 MMC 输出阻抗的影响

Fig. 16 Effect of different bandwidths on the output impedance of MMC under circulation control

结果表明,环流控制器的带宽变化对系统阻抗负阻尼区间的影响可以忽略,不会影响系统稳定性。

### 3.3.3 锁相环不同控制带宽对耦合阻抗的影响分析

从图 17 的仿真结果中可以看出,当锁相环的控制带宽发生变化时,MMC 的输出阻抗在 0~10 Hz 频段的相位特性有明显的变化,而幅值特性几乎没有变化,在这一频段内阻抗没有处于负阻尼区间;在处于负阻尼区间内的 22~60 Hz、70~80 Hz 以及高频段,锁相环带宽变化几乎不会对处于负阻尼区间内的阻抗产生影响。

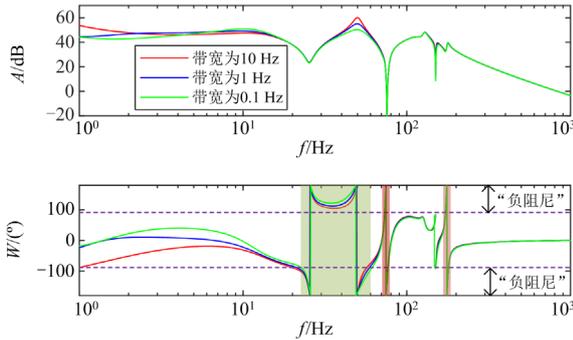


图 17 锁相环不同带宽对 MMC 输出阻抗的影响

Fig. 17 Effect of different bandwidths of phase locked loop on MMC output impedance

仿真结果表明,锁相环带宽对系统阻抗负阻尼区间造成的影响有限,几乎不会对系统稳定性造成影响。

### 3.4 MMC 频率耦合效应下硬件参数对系统稳定性的影响分析

#### 3.4.1 子模块电容对耦合阻抗的影响分析

改变子模块电容大小的仿真结果如图 18 所示。

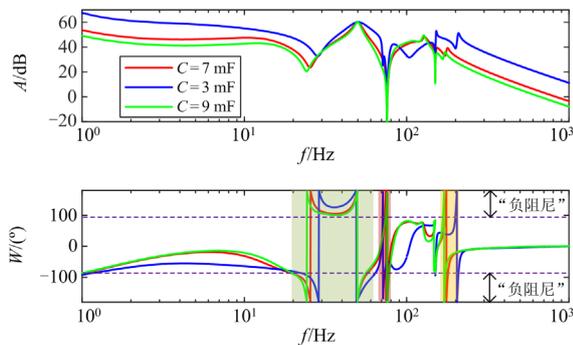


图 18 子模块电容变化时对 MMC 输出阻抗的影响

Fig. 18 Influence of submodule capacitance changes on MMC output impedance

从图 18 的仿真结果中可以看出,当 MMC 的子模块电容值发生变化时,MMC 的输出阻抗幅值特性和相位特性在全频段都会发生变化。当子模块电容值变小时,系统阻抗在 20~60 Hz 的负阻尼区间会变小;在 70~80 Hz 的负阻尼区间会随着子模块电容变小而减小;而在高频段,子模块电容减小不会对

负阻尼区间的大小产生影响,只是会让负阻尼区间的位置向高频段发生偏移。

仿真结果表明,子模块电容越大,系统在 20~60 Hz 处的负阻尼区间会增大,减小系统稳定性。

#### 3.4.2 桥臂电感对耦合阻抗的影响分析

从图 19 的仿真结果中可以看出,当 MMC 的桥臂电感值发生变化时,MMC 的输出阻抗幅值特性和相位特性在全频段都不会发生明显变化。在 20~60 Hz、70~80 Hz 和 100 Hz 附近的高频段,负阻尼区间无论是区间大小还是位置均未有明显的变化。

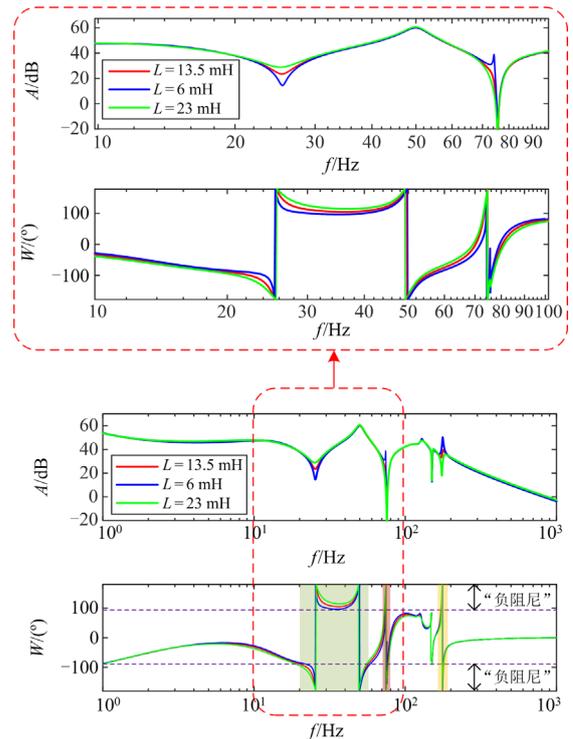


图 19 桥臂电感变化时对 MMC 输出阻抗的影响

Fig. 19 Influence of bridge arm inductance change on MMC output impedance

仿真结果表明,桥臂电感在一定范围内的变化对本文所研究的频率区间造成的影响可以忽略不计。

以上仿真结果表明,电流环、循环电流控制、锁相环的控制器带宽、桥臂电感和子模块电容对考虑耦合后的 MMC 输出阻抗有一定的影响,但是影响并不足以在保持系统稳定的前提下抑制系统振荡。因此本文提出了一种附加陷波器优化系统阻抗以抑制振荡的方法。

## 4 附加陷波器的振荡抑制方法设计

### 4.1 陷波器特性

通过 3.2 节对考虑耦合关系的 MMC 阻抗特性

的稳定性分析, 可以得出系统发生振荡的频率在 22 Hz 处, 而在 3.3 节和 3.4 节的研究中, 发现改变控制器参数和硬件电路参数不足以抑制并网过程中出现的振荡, 因此本文采用能够对特定频段进行滤波的陷波器, 抑制并网过程中出现的 22 Hz 振荡。陷波器的传递函数如式(10)所示。

$$G_{NF} = \frac{s^2 + \omega_{cof}^2}{s^2 + 2\xi\omega_{cof}s + \omega_{cof}^2} \quad (10)$$

式中:  $\omega_{cof} = 2\pi f_{cof}$ ,  $f_{cof}$  为陷波频率(本文中要抑制的振荡频率为 22 Hz, 所以这里  $f_{cof} = 22$  Hz);  $\xi$  为陷波器的阻尼系数。陷波器的阻尼系数对陷波器的影响如图 20 所示。

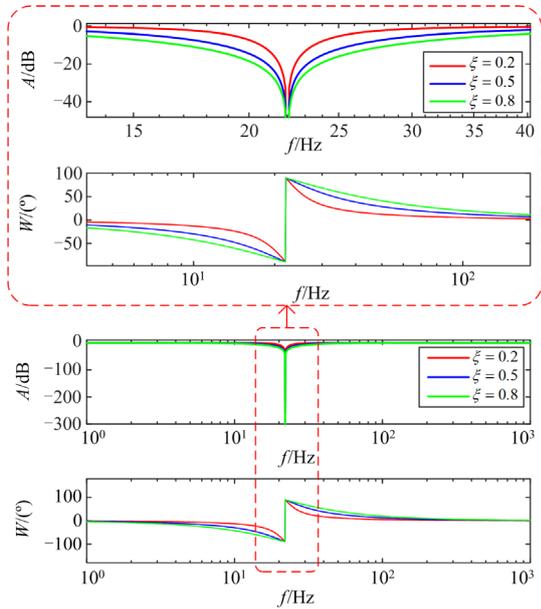


图 20 陷波器的阻尼系数对陷波器的影响

Fig. 20 Influence of damping coefficient of notch filter on notch filter

选取阻尼系数的大小要满足 3 个原则: (1) 必须要有较快的响应速度, 使其可以更好地抑制振荡; (2) 附加陷波器后的 MMC 阻抗幅值特性负阻尼区间要尽量小; (3) 附加陷波器后的系统应该保持稳定。综合考虑以上 3 个原则, 通过对照实验, 3 种阻尼系数 MMC 阻抗重塑结果如图 21 所示。从图 21 可以看出,  $\xi = 0.2$  时的负阻尼区间最小, 且在保持系统稳定的前提下响应速度最快。因此根据仿真结果, 本文最终选定陷波器阻尼系数  $\xi = 0.2$ 。

将本文所用的附加陷波器的重塑方法和一些常用的附加滤波器的方法进行对比, 如图 22 所示。其中  $Z_{MMCcoq}$  为附加二阶超前滤波器后的阻抗重塑结果,  $Z_{MMCdt}$  为附加带通滤波器后的阻抗重塑结果,

$Z_{MMCnf}$  为附加陷波器后的阻抗重塑结果。从图 22 可以看出, 本文所用的附加陷波器的阻抗重塑方法负阻尼区间最小, 效果最优。

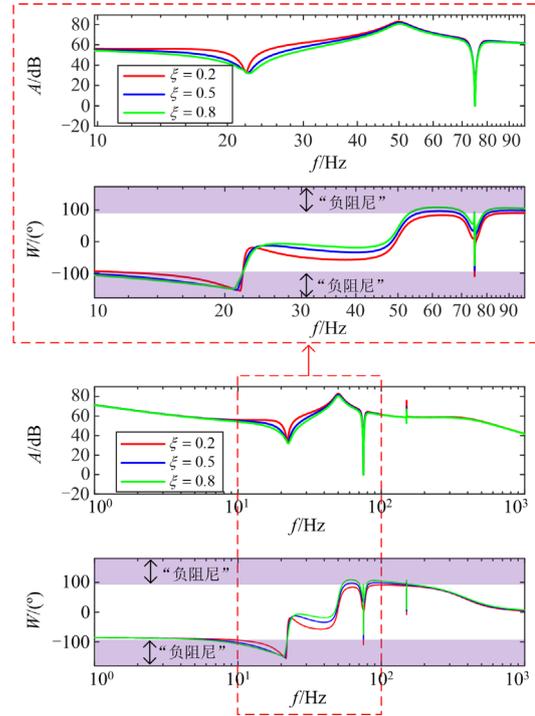


图 21 3 种阻尼系数 MMC 阻抗重塑结果

Fig. 21 Impedance reshaping results of MMC with three damping coefficients

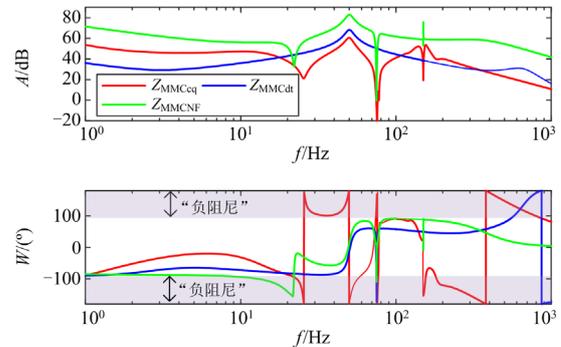


图 22 附加陷波器与附加滤波器方法的对比

Fig. 22 Comparison of additional notch filter and additional filter methods

#### 4.2 附加陷波器之后的 MMC 序阻抗特性及稳定性分析

附加陷波器在控制中所加的位置如图 23 所示。

通过 4.1 节对陷波器特性及考虑耦合的 MMC 序阻抗模型的研究, 得到附加陷波器后的 MMC 阻抗模型为: 此时的端口特性与附加陷波器之后的正

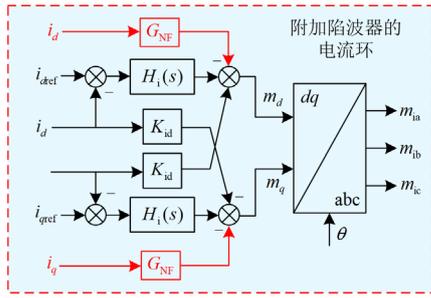


图 23 附加陷波器在控制中所加的位置

Fig. 23 Position of the additional notch filter added in the control

序导纳元素  $Y_{ppNF}$ 、耦合导纳元素  $Y_{pnNF}$ 、耦合导纳元素  $Y_{npNF}$ 、负序导纳元素  $Y_{nnNF}$  均有关。

$$Y_{ppNF} = \frac{U_{dc} + B_1(2 + Q_{PLL1})}{\left( \frac{sL_0 U_{dc} - 2A_{11}Q_{gi1} + U_{dc}A_{12} + 2A_{13}Q_{gc} + A_{11}G_{NF}}{2} \right)} \quad (11)$$

$$Y_{pnNF} = \frac{U_{dc} + B_1(2 + Q_{PLL1})}{-2A_{21}Q_{gi2} + U_{dc}A_{22} + 2A_{23}Q_{gc} + G_{NF}A_{21}} \quad (12)$$

$$Y_{npNF} = \frac{U_{dc} + B_1(2 + Q_{PLL2})}{-2A_{31}Q_{gi1} + U_{dc}A_{32} + 2A_{33}Q_{gc} + A_{31}G_{NF}} \quad (13)$$

$$Y_{nnNF} = \frac{U_{dc} + B_1(2 + Q_{PLL2})}{\left( \frac{(s - 2jw_1)L_0 U_{dc} - 2A_{41}Q_{gi2} + U_{dc}A_{42} + 2A_{43}Q_{gc} + A_{41}G_{NF}}{2} \right)} \quad (14)$$

根据式(11)~式(14)绘制出附加陷波器后的 MMC 输出阻抗,如图 24 所示,其中  $Z_{MMCNF}$  代表附加陷波器后的 MMC 阻抗。

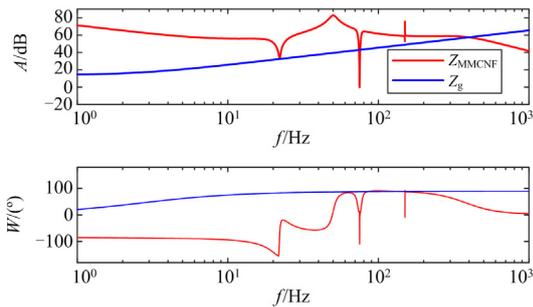


图 24 附加陷波器后的 MMC 输出阻抗

Fig. 24 MMC output impedance after adding notch filter

通过图 24 的 Bode 图可以看出,附加陷波器后的  $Z_{MMCNF}$  和  $Z_g$  在 22 Hz、74 Hz、76 Hz、402 Hz 处有交点。通过相位裕度分析可知,在这三处的相位裕度差值分别为 104.4°、74.7°、77.8°、48.68°。由稳定性判据可知,系统在以上 4 个频率处均不会发生振荡,达到了抑制振荡的目的。

从图 25 的对比结果可以清楚地看出,加入陷波器之后,在 20~60 Hz 频段系统的相位裕度的负阻尼区间明显减少;在 70~80 Hz 和 180~190 Hz 频段的负阻尼区间被完全消除。同时会发生振荡的 22 Hz 频率处,系统阻抗的相位裕度有明显的提高,从而使得 MMC 弱电网互联系统和电网阻抗在 22 Hz 频率处的相位裕度差值小于 180°。

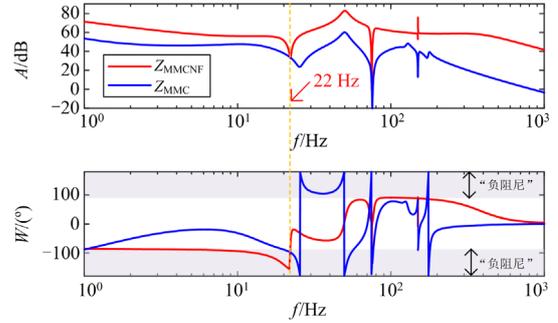


图 25 附加陷波器前后的系统阻抗对比

Fig. 25 Comparison of system impedance before and after adding notch filters

从图 26 可以看出,在 0.2 s 并网后系统发生振荡;在 0.5 s 加入了附加陷波器控制,振荡被抑制,系统在经过了 0.2 s 的暂态过程之后,重新进入了新的稳定状态,证明附加陷波器的方式可以很好地抑制振荡的发生。

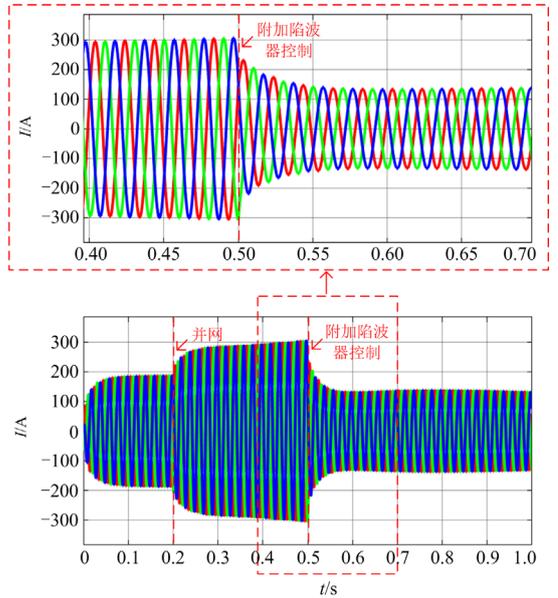


图 26 附加陷波器之后的 MMC 输出电流

Fig. 26 MMC output current after adding notch filter

## 5 结论

针对低频段并网稳定性分析时不考虑频率耦

合效应导致分析结果不准确的问题, 本文对 MMC 在频率耦合状态下进行了精确建模, 并提出附加陷波器的振荡抑制方法, 特点如下:

1) 不考虑耦合效应的 MMC 建模方法, 不能有效分析出低频段存在的振荡, 更不能提出有效消除振荡的方法;

2) 通过分析 MMC 频率耦合的主要因素, 得出影响 MMC 频率耦合的 4 个阻抗, 并写出具体的表达形式, 以描述频率耦合效应;

3) 考虑频率耦合效应的整体建模方法, 使 MMC 序阻抗模型更加精确, 能够有效分析整体振荡原因, 建模模型与实际结果相符;

4) 在考虑频率耦合的 MMC 模型基础上, 提出了一种附加陷波器的控制方法, 能有效消除 MMC 与弱电网交互的振荡。

仿真结果验证了建模及抑制方法的正确性和有效性。

#### 参考文献

- [1] LIN Hongfei, LÜ Jing, ZHAI Dongling, et al. Comparative analysis of impart of wind farm side MMC with different AC voltage control strategies on the stability of MMC-HVDC connected wind farm[C/OL]. [2021-10-14]. Online Conference: 1039-1045. <https://ieeexplore.ieee.org/document/9654089>.
- [2] 方辉, 周敬森, 王皓正, 等. 基于谐波状态空间的 MMC 背靠背直流输电系统阻抗建模及稳定性分析[J]. 智慧电力, 2023, 51(3): 87-95.  
FANG Hui, ZHOU Jingsen, WANG Haozheng, et al. Impedance modeling and stability analysis of MMC based back-to-back HVDC transmission system based on harmonic state space[J]. Smart Power, 2023, 51(3): 87-95.
- [3] 王琛, 魏子文, 王毅, 等. 一种新型 MMC 并联双端口子模块及其三阶段故障电流阻断机理[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(1): 81-92.  
WANG Chen, WEI Ziwen, WANG Yi, et al. A novel MMC parallel dual-port submodule and its three-stage fault current blocking mechanism[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(1): 81-92.
- [4] 汪晋安, 王鋈鑫, 许建中. 基于模态划分的分布式储能型 MMC 时域解析模型[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(23): 28-40.  
WANG Jin'an, WANG Yunxin, XU Jianzhong. A time-domain analytical model of MMC-DES based on modal division[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(23): 28-40.
- [5] LIU Hui, JIANG Dong, CHEN Jianan, et al. Common-mode voltage reduction for MMC with consideration of dead zone and switching delay[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(9): 10947-10961.
- [6] 孙银锋, 刘金鑫, 梁栋. 基于附加改进有源滤波器的柔性直流输电系统高频振荡抑制策略[J]. 智慧电力, 2023, 51(10): 85-92.  
SUN Yinfeng, LIU Jinxin, LIANG Dong. High frequency oscillation suppression strategy for flexible HVDC system based on improved active filter[J]. Smart Power, 2023, 51(10): 85-92.
- [7] YANG Dongsheng, WANG Xiongfei, NDREKO M, et al. Multi-frequency state-space model of MMC-HVDC system for design-oriented stability analysis[C] // 2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia), November 29-December 2, 2020, Nanjing, China: 961-965.
- [8] 冯俊杰, 邹常跃, 杨双飞, 等. 针对中高频率谐振问题的柔性直流输电系统阻抗精确建模与特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4805-4820.  
FENG Junjie, ZOU Changyue, YANG Shuangfei, et al. Accurate impedance modeling and characteristic analysis of VSC-HVDC system for mid- and high-frequency resonance problems[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15): 4805-4820.
- [9] ZHENG Junchao, ZHANG Chi, CUI Yu, et al. Accurate modeling and fault analysis of MMC-HVDC system connected with offshore wind farms[C] // 2021 IEEE Sustainable Power and Energy Conference (iSPEC), December 23-25, 2021, Nanjing, China: 770-774.
- [10] WANG Can, XU Jiexiong, PAN Xuewei, et al. Impedance modeling and analysis of series-connected modular multilevel converter (MMC) and its comparative study with conventional MMC for HVDC applications[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(4): 3270-3281.
- [11] XIE Xiaorong, ZHANG Xu, LIU Huakun, et al. Characteristic analysis of subsynchronous resonance in practical wind farms connected to series-compensated transmissions[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 32(3): 1117-1126.
- [12] LIU Huakun, XIE Xiaorong, HE Jingbo, et al. Subsynchronous interaction between direct-drive PMSG based wind farms and weak AC networks[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2017, 32(6): 4708-4720.
- [13] WEN Bo, DONG Dong, BORROYEVICH D, et al. Impedance-based analysis of grid-synchronization stability for three-phase paralleled converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 26-38.
- [14] 冯俊杰. 直流配电网谐振特性分析[D]. 广州: 华南理

- 工大学, 2019.
- FENG Junjie. Analysis on the resonance characteristic in DC distribution network[D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2019.
- [15] 李崇涛, 曾锋, 杜正春, 等. 基于状态空间方法的频域阻抗计算及其灵敏度分析方法[J]. 电网技术, 2020, 44(2): 621-629.
- LI Chongtao, ZENG Feng, DU Zhengchun, et al. Calculation of frequency domain impedance of PMSG based on state space and its sensitivity analysis method[J]. Power System Technology, 2020, 44(2): 621-629.
- [16] 唐欣, 黄晟, 潘一彬, 等. 直流故障下基于交流侧馈能的 MMC 换流站主动限流策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(9): 56-64.
- TANG Xin, HUANG Sheng, PAN Yibin, et al. Active current limiting strategy of an MMC converter station based on AC side energy feedback under a DC fault[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(9): 56-64.
- [17] SUN Jian, LIU Hanchao. Sequence impedance modeling of modular multilevel converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1427-1443.
- [18] 黄通, 陈新, 张东辉, 等. 计及直流电压控制的 MMC 换流站阻抗建模及其稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(11): 4273-4284.
- HUANG Tong, CHEN Xin, ZHANG Donghui, et al. Impedance characteristic and integration stability research on modular multilevel converter with consideration of DC voltage controller[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(11): 4273-4284.
- [19] 黄通, 陈新, 张东辉, 等. 考虑电压前馈控制的 MMC-HVDC 并网稳定性分析及其阻抗控制优化方法[J/OL]. 中国电机工程学报: 1-14[2023-10-24]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.221806>.
- HUANG Tong, CHEN Xin, ZHANG Donghui, et al. MMC-HVDC integrated system stability analysis and impedance optimization method with consideration of voltage feed-forward control[J/OL]. Proceedings of the CSEE: 1-14[2023-10-24]. <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.221806>.
- [20] WANG Xiongfei, BLAABJERG F. Harmonic stability in power electronic-based power systems: concept, modeling, and analysis[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(3): 2858-2870.
- [21] 杜程茂, 杜雄, 邹小明, 等. 考虑频率耦合效应的并网模块化多电平变流器阻抗建模及稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(9): 2866-2877.
- DU Chengmao, DU Xiong, ZOU Xiaoming, et al. Impedance modeling and stability analysis of grid-connected modular multilevel converter considering frequency coupling effect[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(9): 2866-2877.
- [22] 庞博, 郭春义, 王潇, 等. 风电接入对柔性直流电网站间耦合振荡模式的影响及站间交互作用的定量评估[J]. 电网技术, 2023, 47(8): 3206-3220.
- PANG Bo, GUO Chunyi, WANG Xiao, et al. Influence of wind power access on coupling oscillation modes between converter stations in MMC-based HVDC grid and quantitative evaluation of interaction[J]. Power System Technology, 2023, 47(8): 3206-3220.
- [23] 王泽昊, 汪娟娟, 刘岳坤, 等. 考虑频率耦合效应的柔性直流输电高频谐振抑制措施[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(10): 164-173.
- WANG Zehao, WANG Juanjuan, LIU Yuekun, et al. High-frequency resonance suppression measure for MMC-HVDC considering frequency coupling effect[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(10): 164-173.
- [24] 陈新, 王贇程, 龚春英, 等. 采用阻抗分析方法的并网逆变器稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(7): 2082-2094.
- CHEN Xin, WANG Yuncheng, GONG Chunying, et al. Overview of stability research for grid-connected inverters based on impedance analysis method[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(7): 2082-2094.
- [25] 孙伟君, 夏翔, 刘刚, 等. MMC 型级联变换器阻抗建模和稳定性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(5): 117-127.
- SUN Weijun, XIA Xiang, LIU Gang, et al. MMC-based cascaded converter impedance model and stability analysis[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(5): 117-127.
- [26] 李清, 张连升, 毛焯祖, 等. MMC-HVDC 系统小信号阻抗建模及稳定性分析[J]. 南方电网技术, 2021, 15(7): 1-10.
- LI Qing, ZHANG Liansheng, MAO Chizu, et al. Small signal impedance modeling and stability analysis of MMC-HVDC system[J]. Southern Power System Technology, 2021, 15(7): 1-10.

收稿日期: 2023-08-01; 修回日期: 2023-11-27

作者简介:

张宇华(1975—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为新能源电力电子系统振荡机理与消除; E-mail: zhyhdq@126.com

周 璟(1999—), 男, 硕士研究生, 研究方向为 MMC 阻抗建模及振荡抑制。E-mail: ppic8879@163.com

(编辑 周金梅)