

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240550

基于重复控制的 MMC 交直流阻抗建模与稳定性分析

孙沐紫¹, 马文忠¹, 王玉生², 张文艳¹, 李恒硕¹, 朱亚恒¹

(1. 中国石油大学(华东)新能源学院, 山东 青岛 266580; 2. 中国石油天然气股份有限公司规划总院, 北京 100083)

摘要: 目前针对模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)系统的稳定性研究主要围绕在传统的双闭环控制, 如何拓展到其他控制成为了难点。针对此问题, 首先, 基于多谐波线性化法提出了一种采用嵌入式重复控制器的 MMC 系统精确阻抗计算方法, 建立了 MMC 的交直流侧阻抗模型, 实现了嵌入式重复控制器交直流阻抗的准确计算。其次, 分析了控制参数对 MMC 交直流侧阻抗特性的影响, 研究得出嵌入式重复控制器的比例系数、内膜系数、增益系数及其他环节参数等因素对系统稳定性的影响。进而解析各参数对系统稳定的影响趋势和程度, 为并网 MMC 系统嵌入式重复控制的参数设计提供了指导。最后, 对比了接入不同强度电网时的系统稳定性。仿真结果验证了嵌入式重复控制系统在弱电网下的可行性, 保障了 MMC 的稳定运行。

关键词: MMC; 重复控制; 多谐波线性化; 阻抗建模; 稳定性分析

Impedance modeling and stability analysis of MMC AC/DC system based on repetitive control

SUN Muzi¹, MA Wenzhong¹, WANG Yusheng², ZHANG Wenyan¹, LI Hengshuo¹, ZHU Yaheng¹

(1. College of New Energy, China University of Petroleum (East China), Qingdao 266580, China;

2. PetroChina Planning & Engineering Institute, Beijing 100083, China)

Abstract: At present, stability research of modular multilevel converter (MMC) system mainly focuses on the traditional double closed-loop control, and extending this to other controls has become a challenge. To address this problem, firstly, an accurate impedance calculation method for MMC systems using embedded repetitive controller is proposed based on the multi-harmonic linearization method. The AC/DC side impedance model of the MMC is established, and accurate calculation of the AC/DC impedance of the embedded repetitive controller is achieved. Secondly, the influence of control parameters on the AC/DC side impedance characteristics of the MMC is analyzed. The effects of the proportional gain, internal mode filter, the gain of the embedded repetitive controller and other parameters on the stability of the system are obtained. Furthermore, the trends and extent of these parameters' impact on system stability are analyzed, providing guidance for the parameter design of embedded repetitive control of grid-connected MMC systems. Finally, the stability of the system when connected to grids of different strengths is compared. Simulation results verify the feasibility of the embedded repetitive control system in weak grids, ensuring the stable operation of the MMC.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52277208).

Key words: MMC; repetitive control; multi-harmonic linearization; impedance model; stability analysis

0 引言

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)凭借其高质量的输出波形、低开关器件损耗和强大的故障处理能力, 在海上风电、变速驱动及高压直流输电等领域获得了广泛应用^[1-4]。随着新能源发电机组的大规模并网, 电力系统呈现弱电网特

性, MMC 与电网之间交互影响导致的稳定性问题更加突出, 而 MMC 自身控制系统的复杂性决定了失稳机理解析困难^[5-7], 因此, 亟需构建分析并网 MMC 稳定性的数学模型、揭示失稳原因、识别影响环节、优化控制参数, 以更好地改进增强系统稳定性的控制方法。

目前针对并网 MMC 的模型构建方法主要分为时域仿真^[8]和频域信号建模^[9-10], 时域仿真主要应用于检验设计能否满足运行要求, 但其难以对系统进

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(52277208)

行解析。频域信号建模方法主要有谐波线性化 (harmonic linearization, HL)法^[11]、谐波状态空间 (harmonic state space, HSS)法^[12-13]和多谐波线性化 (multi-harmonic linearization, MHL)法^[14-15]。对于复杂控制系统,采用谐波状态空间方法可能会出现“维数灾”问题,当控制结构发生变化时,状态空间模型需要被重构,难以适用于大规模系统模型的构建与稳定性分析。多谐波线性化法由谐波线性化法演化而来,该方法利用矩阵来构建变量间各阶谐波的动态关系,更能揭示 MMC 的多频率谐波特性。此外,多谐波线性化法便于计算机编程,有效提升了运算效率。文献[16]基于多谐波线性化法建立了采用传统双闭环控制的 MMC 阻抗模型,文献[17]在其基础上增加了比例谐振控制对系统三次谐波电流进行抑制,并建立了考虑比例谐振控制的交流侧串联型 MMC 阻抗模型。由于目前考虑完整双闭环控制结构的 MMC 交直流侧阻抗建模的相关文献较少,且模型精确性不足,另外改进控制结构必然对 MMC 阻抗特性产生影响,需要对此进行深入分析研究。

基于内模原理的重复控制技术,因其结构简单且控制精度高,可实现对周期性信号及倍数次谐波分量的无静差跟踪,具备良好的谐波抑制能力,其在 AC/DC 变换系统中得到了广泛运用^[18]。文献[19-20]将比例积分(proportional integral, PI)控制和重复控制器结合,改进了传统的环流抑制策略;文献[21]提出了基于重复控制原理的模型预测控制策略对环流进行抑制;文献[22]采用无差拍控制和重复控制结合的复合控制结构对桥臂电流进行跟踪控制。然而目前重复控制的研究焦点在提升动态响应性能以及适应电网频率波动上,有关对系统运行特性影响的研究相对较少。文献[23]指出重复控制需要与其他控制器配合使用,单独使用时会降低系统的稳定性。文献[24]分析了重复控制对三相 LCL 型并网逆变器稳定性的影响。考虑到 MMC 的复杂特性,重复控制对系统稳定性的影响不明确^[25-26],开展采用重复控制的 MMC 系统稳定性分析十分重要。

本文基于多谐波线性化方法,考虑完整的双闭环控制结构建立了 MMC 交直流阻抗模型,与现有的 MMC 阻抗建模相比,本文提出一种采用嵌入式重复控制结构的 MMC 交直流阻抗计算方法,在验证所建模型准确性的基础上,进一步揭示 MMC 阻抗特性,并探究嵌入式重复控制、环流抑制、锁相环等因素对 MMC 系统稳定性的影响,最后分析了 MMC 接入不同强度电网时的稳定性。

1 MMC 稳态平均模型

1.1 MMC 主电路结构

MMC 主电路结构如图 1 所示,由三相六桥臂构成,每个桥臂由 N 个子模块、桥臂电感 L 和电阻 R 串联而成。 v_{sj} 为 j 相 ($j = a, b, c$) 交流侧电压; i_j 为 j 相交流侧电流; v_{dc} 为直流侧电压; i_{jp} 、 i_{jn} 分别为 j 相上、下桥臂电流; C_{SM_N} 为第 N 个子模块的电容; Z_g 为电网阻抗,由电网电感 L_g 和电阻 R_g 构成。

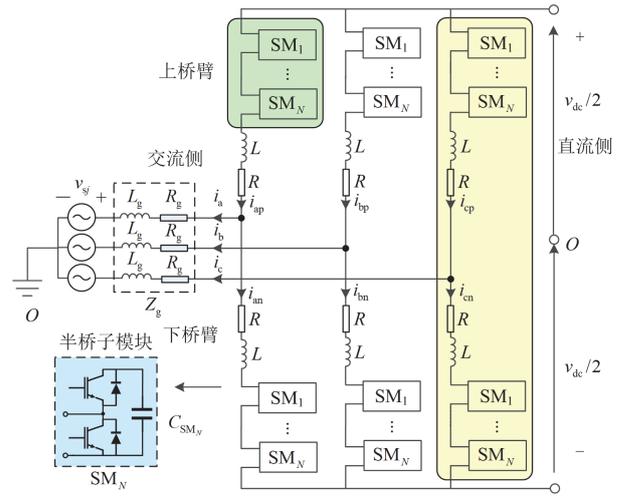


图 1 三相 MMC 主电路拓扑

Fig. 1 Three-phase MMC main circuit topology

由于各相的结构和参数一致,以 a 相为例,桥臂电流用 i_{ap} 和 i_{an} 表示,可以建立式(1)所示的动态方程。

$$\begin{cases} L \frac{di_{ap}}{dt} + Ri_{ap} = \frac{v_{dc}}{2} - v_{sa} - m_{ap}v_{ap} + v_m \\ L \frac{di_{an}}{dt} + Ri_{an} = \frac{v_{dc}}{2} + v_{sa} - m_{an}v_{an} - v_m \\ C \frac{dv_{ap}}{dt} = m_{ap}i_{ap} \\ C \frac{dv_{an}}{dt} = m_{an}i_{an} \end{cases} \quad (1)$$

式中: v_{ap} 、 v_{an} 分别为上、下桥臂电容电压和; C 为桥臂等效电容, $C = C_{SM_N}/N$; m_{ap} 、 m_{an} 分别为上、下桥臂投切系数。由于本文采用交直流侧共地,所以交直流中点电压 v_m 可忽略。

假定 MMC 的子模块数量 N 很大,故 m_{ap} 、 m_{an} 能够近似连续变化,MMC 时域下的 a 相等值电路如图 2 所示,其中 \hat{v} 为交流侧扰动电压,位于公共耦合点(point of common coupling, PCC)处, \hat{v}_{dc} 为直流侧扰动电压。

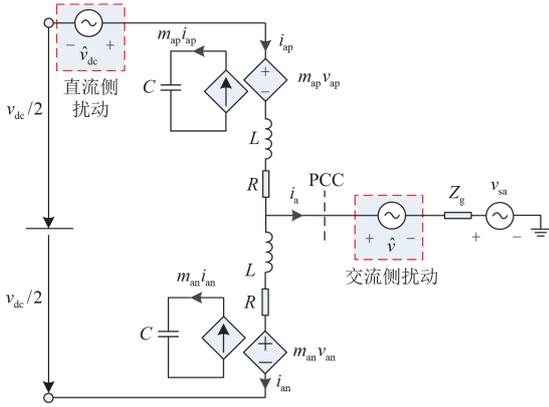


图 2 MMC 等值电路(a 相)

Fig. 2 Averaged equivalent circuit of MMC (a phase)

1.2 MMC 控制结构

MMC 的控制系统由电流内环重复控制、锁相环、环流抑制、电压外环或功率外环组成, 如图 3 所示。图中: P_{ref} 、 v_{dref} 、 Q_{ref} 表示外环参考值; P 、 v_{dc} 、 Q 表示反馈信号; i_{dref} 、 i_{qref} 表示内环参考值; v_d 和 v_q 、 i_d 和 i_q 、 $i_{\text{cir}d}$ 和 $i_{\text{cir}q}$ 分别表示交流侧电压、交流侧相电流、环流在同步坐标系中 dq 轴上的分量; θ 为锁相环输出相角; ω_0 为系统角频率; $G_{\text{RC}}(z)$ 、 $G_{\text{pi}}(z)$ 、 $G_{\text{pll}}(z)$ 分别表示离散域中重复控制、PI 控制和锁相环的传递函数; $G_{\text{RC}}(z)$ 由基频周期延时 z^{-d} 、重复控制内膜系数 $Q(z)$ 和补偿器 $K_r z^m S(z)$ 组成; d 为延时拍数; K_r 为重复控制增益; z^m 为 m 拍超前补偿; $P(z)$ 为等效被控对象; $S(z)$ 为低通滤波器。

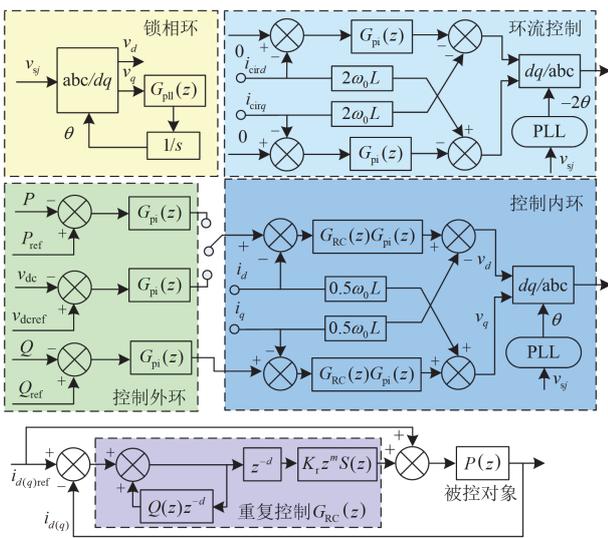


图 3 MMC 控制结构

Fig. 3 Control structure of MMC

1.3 稳态谐波特性

为得到线性时不变模型, 需采用欧拉公式和傅里叶变换实现时域变量定常化。为方便区分频域与时域变量, 将频域变量用加粗的斜体小写字母表示, 向量中的傅里叶系数则通过加粗的斜体大写字母表示。以稳态运行下的上桥臂变量为例, MMC 桥臂电压 v_p 、桥臂电流 i_p 和调制中的投切系数 m_p 等变量可以表示为

$$\mathbf{v}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{p,n}^* \\ \vdots \\ \mathbf{V}_{p,1}^* \\ \mathbf{V}_{p,0} \\ \mathbf{V}_{p,1} \\ \vdots \\ \mathbf{V}_{p,n} \end{bmatrix}, \mathbf{i}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{p,n}^* \\ \vdots \\ \mathbf{I}_{p,1}^* \\ \mathbf{I}_{p,0} \\ \mathbf{I}_{p,1} \\ \vdots \\ \mathbf{I}_{p,n} \end{bmatrix}, \mathbf{m}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_{p,n}^* \\ \vdots \\ \mathbf{M}_{p,1}^* \\ \mathbf{M}_{p,0} \\ \mathbf{M}_{p,1} \\ \vdots \\ \mathbf{M}_{p,n} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: $\mathbf{V}_{p,n}$ 、 $\mathbf{I}_{p,n}$ 、 $\mathbf{M}_{p,n}$ 表示频率为 $n\omega_0$ 的傅里叶复系数; $\mathbf{V}_{p,n}^*$ 、 $\mathbf{I}_{p,n}^*$ 、 $\mathbf{M}_{p,n}^*$ 表示频率为 $-n\omega_0$ 的傅里叶复系数。 $\mathbf{V}_{p,n}$ 与 $\mathbf{V}_{p,n}^*$ 、 $\mathbf{I}_{p,n}$ 与 $\mathbf{I}_{p,n}^*$ 、 $\mathbf{M}_{p,n}$ 与 $\mathbf{M}_{p,n}^*$ 互为共轭, 下标“p”代表上桥臂变量, 下标“n”表示谐波次数。

定常化后代入各变量, 将式(1)的时域模型转换到频域, 如式(3)所示, 时域下变量之间的乘法运算在频域下变成卷积运算。

$$\begin{cases} \mathbf{i}_p = \mathbf{Y}_L (\frac{\mathbf{v}_{\text{dc}}}{2} - \mathbf{v}_s - \mathbf{m}_p \otimes \mathbf{v}_p) \\ \mathbf{v}_p = \mathbf{Z}_C (\mathbf{m}_p \otimes \mathbf{i}_p) \end{cases} \quad (3)$$

式中: \mathbf{Y}_L 为桥臂电导纳; \mathbf{Z}_C 为子模块电容阻抗; \mathbf{v}_{dc} 为直流电压向量; \mathbf{v}_s 为交流端口相电压向量; “ \otimes ” 为卷积运算。

\mathbf{v}_{dc} 和 \mathbf{v}_s 可以分别用直流电压傅里叶复系数 $\mathbf{V}_{\text{dc},0}$ 和交流电压傅里叶复系数 \mathbf{V}_1 表示为

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{\text{dc}} = [0 \ \cdots \ 0 \ \mathbf{V}_{\text{dc},0} \ 0 \ \cdots \ 0]^T \\ \mathbf{v}_s = [0 \ \cdots \ \mathbf{V}_1^* \ 0 \ \mathbf{V}_1 \ \cdots \ 0]^T \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\mathbf{V}_{\text{dc},0} = v_{\text{dc}}/2$; $\mathbf{V}_1 = \mathbf{V}_1^* = V_s/2$, V_s 为交流电压幅值。

采用 diag 表示对角矩阵, \mathbf{Y}_L 和 \mathbf{Z}_C 可以分别表示为

$$\begin{cases} \mathbf{Y}_L = \text{diag} \left[\frac{1}{R - jn\omega_0 L}, \cdots, \frac{1}{R}, \cdots, \frac{1}{R + jn\omega_0 L} \right] \\ \mathbf{Z}_C = \text{diag} \left[\frac{1}{jn\omega_0 C}, \cdots, 0, \cdots, \frac{1}{jn\omega_0 C} \right] \end{cases} \quad (5)$$

对式(3)化简后的上桥臂 MMC 稳态频域模型为

$$\begin{cases} \mathbf{i}_p = \mathbf{Y}_L \left(\frac{\mathbf{v}_{dc}}{2} - \mathbf{v}_s - \mathbf{M}_p \mathbf{v}_p \right) \\ \mathbf{v}_p = \mathbf{Z}_C \mathbf{M}_p \mathbf{i}_p \end{cases} \quad (6)$$

式中, \mathbf{M}_p 为托普利兹矩阵, 表达式见式(8)。

系统稳态运行时, MMC 内部谐波分布规律表示为 $F_{1,k}$ 和 $F_{2,k}$, 下标 k 表示谐波次数 ($k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$)。

$$\begin{cases} F_{1,k} = \begin{cases} +1, k = 3i + 1 \text{ 正序} \\ -1, k = 3i - 1 \text{ 负序}, i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \\ 0, k = 3i \quad \text{零序} \end{cases} \\ F_{2,k} = \begin{cases} +1, k = 2i \quad \text{输出} \\ 0, k = 2i + 1 \quad \text{环流} \end{cases}, i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (7)$$

2 MMC 阻抗模型

2.1 MMC 稳态谐波计算

为准确获得 MMC 交直流阻抗模型, 首先计算 MMC 稳态谐波, 此过程通过托普利兹(Toeplitz)矩阵将向量间的频域卷积运算转换为矩阵和向量间的乘积运算, 以子模块投切系数 m_p 为例, 其对应的 Toeplitz 矩阵 \mathbf{M}_p 为

$$\mathbf{M}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_{p,0} & \dots & \mathbf{M}_{p,n-1}^* & \mathbf{M}_{p,n}^* & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \mathbf{M}_{p,n-1} & \dots & \mathbf{M}_{p,0} & \mathbf{M}_{p,1}^* & \mathbf{M}_{p,2}^* & \dots & 0 \\ \mathbf{M}_{p,n} & \dots & \mathbf{M}_{p,1} & \mathbf{M}_{p,0} & \mathbf{M}_{p,1}^* & \dots & \mathbf{M}_{p,n}^* \\ 0 & \dots & \mathbf{M}_{p,2} & \mathbf{M}_{p,1} & \mathbf{M}_{p,0} & \dots & \mathbf{M}_{p,n-1}^* \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \mathbf{M}_{p,n} & \mathbf{M}_{p,n-1} & \dots & \mathbf{M}_{p,0} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$\mathbf{M}_{p,n}$ 和其共轭量 $\mathbf{M}_{p,n}^*$ 分别表示 $n\omega_0$ 及 $-n\omega_0$ 频率下桥臂电压的傅里叶复系数。桥臂电流以及桥臂电压也可由 Toeplitz 矩阵表示, 上桥臂电流的 Toeplitz 矩阵为 \mathbf{I}_p , 同理, 上桥臂电压的 Toeplitz 矩阵为 \mathbf{V}_p 。由于 MMC 内部高次谐波含量较小, 本文仅考虑三次谐波以内来计算, 即 $n=3$, 故稳态频域模型中的矩阵均为七阶。直流电压向量 \mathbf{v}_{dc} 、交流端口相电压向量 \mathbf{v}_s 、桥臂电导纳 \mathbf{Y}_L 、子模块电容阻抗 \mathbf{Z}_C 为已知量。桥臂电流直流分量 $\mathbf{I}_{p,0}$ 和基频分量 $\mathbf{I}_{p,1}$ 可采用式(9)计算。

$$\begin{cases} \mathbf{I}_{p,0} = \frac{P}{3v_{dc}} \\ \mathbf{I}_{p,1} = \frac{P}{3V_s} + j \frac{Q}{3V_s} \end{cases} \quad (9)$$

考虑环流抑制的作用, 理想条件下桥臂电流的二倍频分量 $\mathbf{I}_{p,2}$ 为 0, 三次谐波分量为零序输出, 故 $\mathbf{I}_{p,3} = 0$, 投切系数的直流分量 $\mathbf{M}_{p,0} = 0.5$, 选取稳态谐波频率非负的行构成矩阵方程, 7 个未知量分别为电容电压分量 ($\mathbf{V}_{p,0}, \mathbf{V}_{p,1}, \mathbf{V}_{p,2}, \mathbf{V}_{p,3}$)、桥臂电流分量 $\mathbf{I}_{p,2}$ 和投切系数分量 ($\mathbf{M}_{p,1}$ 和 $\mathbf{M}_{p,2}$), 根据 MMC 稳态频域模型列写方程, 去掉一个无效方程, 解得所有未知量, 为后续阻抗模型的计算做准备。

2.2 主电路频域线性化模型

在交流侧注入扰动电压 $\hat{\mathbf{v}}$ 或在直流侧注入 $\hat{\mathbf{v}}_{dc}$, 以上桥臂为例, 桥臂电流 \mathbf{i}_p 、桥臂等效电压 \mathbf{v}_p 、投切系数 m_p 分别变成各变量的扰动量 $\hat{\mathbf{i}}_p$ 、 $\hat{\mathbf{v}}_p$ 、 \hat{m}_p , 各行对应的频率由原来的 $k\omega_0$ 变为 $k\omega_0 + \omega_1$ 。

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{v}} = [0 \quad \dots \quad 0 \quad \mathbf{V}_r \quad 0 \quad \dots \quad 0]^T \\ \hat{\mathbf{v}}_p = [\mathbf{V}_{p,r,-n} \quad \dots \quad \mathbf{V}_{p,r,-1} \quad \mathbf{V}_{p,r} \quad \mathbf{V}_{p,r,+1} \quad \dots \quad \mathbf{V}_{p,r,+n}]^T \\ \hat{\mathbf{i}}_p = [\mathbf{I}_{p,r,-n} \quad \dots \quad \mathbf{I}_{p,r,-1} \quad \mathbf{I}_{p,r} \quad \mathbf{I}_{p,r,+1} \quad \dots \quad \mathbf{I}_{p,r,+n}]^T \\ \hat{m}_p = [\mathbf{M}_{p,r,-n} \quad \dots \quad \mathbf{M}_{p,r,-1} \quad \mathbf{M}_{p,r} \quad \mathbf{M}_{p,r,+1} \quad \dots \quad \mathbf{M}_{p,r,+n}]^T \end{cases} \quad (10)$$

式中, 下标 “r” 表示扰动量。

对应的电导纳 \mathbf{Y}_L 和电容阻抗 \mathbf{Z}_C 变为

$$\begin{cases} \mathbf{Y}_L = \text{diag} \left[\frac{1}{R - jn\omega_1 L}, \dots, \frac{1}{R}, \dots, \frac{1}{R + jn\omega_1 L} \right] \\ \mathbf{Z}_C = \text{diag} \left[\frac{1}{jn\omega_1 C}, \dots, 0, \dots, \frac{1}{jn\omega_1 C} \right] \end{cases} \quad (11)$$

加入扰动后 MMC 主电路频域线性化模型包含扰动电压 $\hat{\mathbf{v}}$ 、直流电压扰动量 $\hat{\mathbf{v}}_{dc}$ 、上桥臂电流扰动量 $\hat{\mathbf{i}}_p$ 、上桥臂电压扰动量 $\hat{\mathbf{v}}_p$ 、子模块投切系数扰动量 \hat{m}_p , 表示为

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{i}}_p = \mathbf{Y}_L \left(\frac{\hat{\mathbf{v}}_{dc}}{2} - \hat{\mathbf{v}} - \mathbf{M}_p \hat{\mathbf{v}}_p - \mathbf{V}_p \hat{m}_p \right) \\ \hat{\mathbf{v}}_p = \mathbf{Z}_C (\mathbf{M}_p \hat{\mathbf{i}}_p + \mathbf{I}_p \hat{m}_p) \end{cases} \quad (12)$$

用 \mathbf{U} 表示单位矩阵, 由式(12)整理可得, MMC 主电路频域线性化模型为

$$(\mathbf{U} + \mathbf{Y}_L \mathbf{M}_p \mathbf{Z}_C \mathbf{M}_p) \hat{\mathbf{i}}_p = \mathbf{Y}_L \left(\frac{\hat{\mathbf{v}}_{dc}}{2} - (\mathbf{V}_p + \mathbf{M}_p \mathbf{Z}_C \mathbf{I}_p) \hat{m}_p - \hat{\mathbf{v}} \right) \quad (13)$$

交流侧和直流侧扰动注入后, 三相桥臂和上下桥臂的相位相序特点如表 1 所示。

表 1 引入扰动后相位相序规律

Table 1 Phase sequence law after perturbation is introduced

| 相序分类 | 交流侧扰动谐波频率 | 直流侧扰动谐波频率 |
|--------|-----------------------------|-----------------------------|
| 正序 | $3i\omega_0 + \omega_r$ | $(3i+1)\omega_0 + \omega_r$ |
| 负序 | $(3i+1)\omega_0 + \omega_r$ | $(3i+2)\omega_0 + \omega_r$ |
| 零序 | $(3i+2)\omega_0 + \omega_r$ | $3i\omega_0 + \omega_r$ |
| 相位分类 | 交流侧扰动谐波频率 | 直流侧扰动谐波频率 |
| 同相(环流) | $(2i+1)\omega_0 + \omega_r$ | $2i\omega_0 + \omega_r$ |
| 反相(输出) | $2i\omega_0 + \omega_r$ | $(2i+1)\omega_0 + \omega_r$ |

注: $i=0,1,2,\dots$

以交流侧扰动注入为例, 定义函数 $S_{1,k}$ 和 $S_{2,k}$ 来描述相序和相位的分类, 表示为

$$\begin{cases} S_{1,k} = \begin{cases} +1, k=3i & \text{正序} \\ -1, k=3i+1 & \text{负序}, i=0, \pm 1, \pm 2, \dots \\ 0, k=3i-1 & \text{零序} \end{cases} \\ S_{2,k} = \begin{cases} +1, k=2i & \text{差模输出} \\ 0, k=2i+1 & \text{共模环流} \end{cases}, i=0, \pm 1, \pm 2, \dots \\ \bar{S}_{1,k} = 1 - |S_{1,k}| \\ \bar{S}_{2,k} = 1 - S_{2,k} \end{cases} \quad (14)$$

2.3 控制部分小信号模型

2.3.1 电流内环重复控制环节

嵌入式重复控制等效被控对象在低频段更接近零增益零相移的要求, 比并联结构更稳定^[19]。因此内环采用嵌入式重复控制结构, 既能保证系统的响应速度, 又能抑制并网电流谐波, 提高电能质量。

嵌入式重复控制结构如图 3 所示, 本文设置采样频率为 20 kHz, 采样周期为 T , 基频为 50 Hz, 故延时拍数 d 为 200, 选取 K_r 为 0.5, $Q(z)$ 为 0.96 倍的 $S(z)$ 。由于 $m=3$ 时超前补偿环节能有效克服等效被控对象 $P(z)$ 在中低频段的相位滞后, 故选取超前补偿拍数为 3。 $S(z)$ 采用一阶低通滤波器, 具体形式为

$$Q(z) = 0.96S(z) = 0.96(0.25z + 0.5 + 0.25z^{-1}) \quad (15)$$

离散域中重复控制的传递函数 G_{RC} 表示为

$$G_{RC}(z) = \frac{K_r S(z) z^{-d+m}}{1 - Q(z) z^{-d}} \quad (16)$$

由此得到传递函数在连续域的表达式为

$$G_{RC}(s) = \frac{0.5S(e^{-200Ts})e^{-197Ts}}{1 - 0.96S(e^{-200Ts})e^{-200Ts}} \quad (17)$$

电流内环控制矩阵 G_i 可以表示为

$$\begin{cases} G_i = \text{diag} \left[|S_{1,k}| S_{2,k} (\mathbf{H}_{i,k} - jS_{1,k} K_i) \right] \\ \mathbf{H}_{i,k} = \mathbf{G}_{pi} [1 + \mathbf{G}_{RC} (j(\omega_r + (k - S_{1,k})\omega_0))] \\ \mathbf{G}_{pi} = \left(k_{pi} + \frac{k_{ii}}{j(\omega_r + (k - S_{1,k})\omega_0)} \right) \\ K_i = \frac{\omega_0 L}{2}, k=0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (18)$$

式中: k_{pi} 和 k_{ii} 分别为电流内环 PI 控制器的比例和积分参数; K_i 为电流内环解耦系数; $\mathbf{H}_{i,k}$ 为对应谐波频率 $k\omega_0 + \omega_r$ 的嵌入式重复控制器的传递函数。

通过交流电流扰动量 \hat{i} 和上桥臂电流扰动量 \hat{i}_p 将电流内环对投切系数的影响 \mathbf{A}_i 表示为

$$\mathbf{A}_i = \mathbf{G}_i \hat{i} = (\mathbf{U} - \text{diag}[(-1)^{S_{2,k}}]) \mathbf{G}_i \hat{i}_p \quad (19)$$

2.3.2 锁相环控制环节

锁相环采用传统 SRF-PLL, 其开环传递函数为 $\mathbf{H}_{pll,k}$, 闭环传递函数为 $\mathbf{T}_{pll,k}$, k_{ppll} 和 k_{ipll} 分别为锁相环 PI 控制器的比例和积分参数。

$$\begin{cases} \mathbf{T}_{pll,k} = \frac{\mathbf{H}_{pll,k}}{1 + V_s \mathbf{H}_{pll,k}}, k=0, \pm 1, \pm 2, \dots \\ \mathbf{H}_{pll,k} = \left(k_{ppll} + \frac{k_{ipll}}{j(\omega_r + k\omega_0)} \right) \frac{1}{j(\omega_r + k\omega_0)} \end{cases} \quad (20)$$

$$\mathbf{G}_{pll} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \mathbf{g}_{c,-3} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \vdots & \mathbf{g}_{i,-2} & \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \vdots & \mathbf{g}_{i,0} & \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \mathbf{g}_{c,1} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & \vdots & 0 & \vdots & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

\mathbf{G}_{pll} 矩阵中仅含有 4 个非零分量, $\mathbf{g}_{c,-3}$ 、 $\mathbf{g}_{c,1}$ 、 $\mathbf{g}_{i,0}$ 和 $\mathbf{g}_{i,-2}$, 其分别表示为

$$\begin{cases} \mathbf{g}_{c,-3} = \mathbf{T}_{pll,-1} \mathbf{M}_{p,2} \\ \mathbf{g}_{c,1} = \mathbf{T}_{pll,-1} \mathbf{M}_{p,-2} \\ \mathbf{g}_{i,0} = -\mathbf{T}_{pll,-1} ((\mathbf{H}_{i,0} - jS_{1,k} K_i) \mathbf{I}_{p,1} + \mathbf{M}_{p,1}) \\ \mathbf{g}_{i,-2} = \mathbf{T}_{pll,-1} ((\mathbf{H}_{i,-2} - jS_{1,k} K_i) \mathbf{I}_{p,-1} + \mathbf{M}_{p,-1}) \end{cases} \quad (22)$$

式中: $\mathbf{g}_{i,0}$ 和 $\mathbf{g}_{i,-2}$ 分别表示 Park 反变换时电流内环控制在生成子模块投切系数基频分量过程中引入的 ω_r 正序子模块投切系数扰动量和 $\omega_r - 2\omega_0$ 负序子模块投切系数扰动量; $\mathbf{g}_{c,-3}$ 和 $\mathbf{g}_{c,1}$ 分别表示环流抑制环节在坐标变换中生成子模块投切系数二倍频分量

而引入的 $\omega_0 + \omega_r$ 负序子模块投切系数扰动量和 $\omega_r - 3\omega_0$ 正序子模块投切系数扰动量。

锁相环对投切系数扰动量的影响 \mathbf{A}_{pll} 表示为

$$\mathbf{A}_{pll} = \mathbf{G}_{pll} \hat{\mathbf{v}} \quad (23)$$

2.3.3 环流抑制控制环节

采用环流抑制环节来抑制桥臂电流的二倍频分量, 该环节对环流反馈值扰动量的影响 \mathbf{G}_c 表示为

$$\begin{cases} \mathbf{G}_c = \text{diag} \left[|S_{1,k}| \bar{S}_{2,k} (\mathbf{H}_{c,k} - jS_{1,k} K_c) \right] \\ \mathbf{H}_{c,k} = k_{pc} + \frac{k_{ic}}{j(\omega_r + (k - 2S_{1,k})\omega_0)} \\ K_c = 2\omega_0 L, k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (24)$$

式中: k_{pc} 和 k_{ic} 分别为环流抑制的 PI 控制器参数; K_c 为环流抑制解耦系数; $\mathbf{H}_{c,k}$ 表示对应谐波频率 $k\omega_0 + \omega_r$ 的环流抑制 PI 控制器的传递函数。

环流抑制对投切系数扰动量的影响 \mathbf{A}_c 表示为

$$\mathbf{A}_c = \mathbf{G}_c \hat{\mathbf{i}}_c = 0.5(\mathbf{U} + \text{diag}[-1]^{S_{2,k}}) \mathbf{G}_c \hat{\mathbf{i}}_p \quad (25)$$

2.3.4 电压外环控制环节

直流侧电压扰动量即为注入扰动后不同谐波频率下 MMC 直流端口等效阻抗 \mathbf{Z}_c 两端的电压, 表示为

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{v}}_{dc} = -\mathbf{Z}_c \hat{\mathbf{i}}_p \\ \mathbf{Z}_c = 3 \text{diag}[\bar{S}_{1,k} \bar{S}_{2,k} \mathbf{Z}_{c,k}], k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (26)$$

式中, $\mathbf{Z}_{c,k}$ 为谐波频率 $\omega_r + k\omega_0$ 下的等效阻抗。

电流内环对内环参考值的影响 \mathbf{G}_{ir} 可表示为

$$\mathbf{G}_{ir} = 0.5 \text{diag} \left[|S_{1,k}| |S_{2,k}| \mathbf{H}_{i,k} \right] \quad (27)$$

直流电压外环对直流电压扰动量的影响 \mathbf{G}_v 如式(28)所示, 非零元素只存在于对应频率 $\omega_r - \omega_0$ 行对角线元素的上下两侧, 因而得到

$$\mathbf{G}_v(n-1, n) = \mathbf{G}_v(n+1, n) = 0.5 \mathbf{H}_{v,-1} \quad (28)$$

谐波频率 $\omega_r + k\omega_0$ 下直流电压外环控制器的传递函数 $\mathbf{H}_{v,k}$ 可以表示为

$$\mathbf{H}_{v,k} = k_{pv} + \frac{k_{iv}}{j(\omega_r + k\omega_0)}, k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (29)$$

式中, k_{pv} 和 k_{iv} 分别表示直流电压外环 PI 控制器的比例和积分参数。

直流电压外环控制对投切系数影响 \mathbf{A}_v 表示为

$$\mathbf{A}_v = -\mathbf{G}_{ir} \mathbf{G}_v \hat{\mathbf{v}}_{dc} \quad (30)$$

2.3.5 功率外环控制环节

注入扰动后, 根据瞬时功率理论可将有功功率小扰动 \hat{P} 和无功率的小扰动 \hat{Q} 表示为

$$\begin{cases} \hat{P} = \frac{3}{2}(v_d \hat{i}_d + \hat{v}_d i_d + v_q \hat{i}_q + \hat{v}_q i_q) \\ \hat{Q} = \frac{3}{2}(v_q \hat{i}_d + \hat{v}_q i_d - v_d \hat{i}_q - \hat{v}_d i_q) \end{cases} \quad (31)$$

锁相环一般按照 d 轴进行定相, 因此 q 轴电压 v_q 为 0, 有功功率扰动量 \hat{P} 和无功功率扰动量 \hat{Q} 在频域下表示为

$$\begin{cases} \hat{P} = \mathbf{V}_p \hat{\mathbf{i}}_p + \mathbf{I}_p \hat{\mathbf{v}} \\ \hat{Q} = \mathbf{V}_Q \hat{\mathbf{i}}_p + \mathbf{I}_Q \hat{\mathbf{v}} \end{cases} \quad (32)$$

式中: \mathbf{V}_p 和 \mathbf{V}_Q 为桥臂电流扰动量的影响矩阵; \mathbf{I}_p 和 \mathbf{I}_Q 为交流电压扰动量的影响矩阵, 其非零元素分布在频率为 $\omega_r - \omega_0$ 的行对角线元素的左右两侧, 可以分别表示为

$$\mathbf{V}_p(n, n-1) = -\mathbf{V}_Q(n, n-1) = 6\mathbf{V}_1 \quad (33)$$

$$\mathbf{V}_p(n, n+1) = \mathbf{V}_Q(n, n+1) = 6\mathbf{V}_1^* \quad (34)$$

$$\mathbf{I}_p(n, n-1) = \mathbf{I}_Q(n, n-1) = 6\mathbf{I}_{p,1} \quad (35)$$

$$\mathbf{I}_p(n, n+1) = -\mathbf{I}_Q(n, n+1) = 6\mathbf{I}_{p,1}^* \quad (36)$$

式(33)~式(36)中的元素均为 2.1 节计算得到的稳态谐波的傅里叶系数。同理, 与直流电压控制矩阵 \mathbf{G}_v 类似, 有功功率对功率扰动量的影响 \mathbf{G}_p 和无功功率对其的影响 \mathbf{G}_Q 分别表示为

$$\mathbf{G}_p(n-1, n) = \mathbf{G}_p(n+1, n) = 0.5 \mathbf{H}_{p,-1} \quad (37)$$

$$\mathbf{G}_Q(n-1, n) = -\mathbf{G}_Q(n+1, n) = 0.5 \mathbf{H}_{Q,-1} \quad (38)$$

$\omega_r + k\omega_0$ 频率下有功功率外环控制器的传递函数 $\mathbf{H}_{p,k}$ 和无功功率外环控制器的传递函数 $\mathbf{H}_{Q,k}$ 分别表示为

$$\begin{cases} \mathbf{H}_{p,k} = k_{pp} + \frac{k_{ip}}{j(\omega_r + k\omega_0)}, k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \\ \mathbf{H}_{Q,k} = k_{pQ} + \frac{k_{iQ}}{j(\omega_r + k\omega_0)}, k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (39)$$

式中: k_{pp} 和 k_{ip} 分别表示有功功率 PI 控制器的比例和积分参数; k_{pQ} 和 k_{iQ} 分别为无功功率 PI 控制器的比例和积分参数。

有功功率控制和无功功率控制对投切系数扰动量的影响分别为 \mathbf{A}_p 和 \mathbf{A}_Q , 表示为

$$\begin{cases} \mathbf{A}_p = \mathbf{G}_{ir} \mathbf{G}_p \hat{P} \\ \mathbf{A}_Q = -\mathbf{G}_{ir} \mathbf{G}_Q \hat{Q} \end{cases} \quad (40)$$

2.4 交流侧等效小信号模型

各部分控制系统对子模块投切系数扰动量 $\hat{\mathbf{m}}_p$ 产生的影响分为两个部分, 一部分与桥臂电流扰动

量 \hat{i}_p 有关, 另一部分与 PCC 点注入的电压扰动量 \hat{v} 有关, 因此交流侧的 \hat{m}_p 表示为

$$\hat{m}_p = W_i \hat{i}_p + W_v \hat{v} \quad (41)$$

交流侧导纳 Y_{ac} 表示为

$$Y_{ac} = (U - \text{diag}[(-1)^{S_{2,k}}]) A_i^{-1} A_v \quad (42)$$

对于 UQ 控制, 投切系数扰动量表示为

$$\hat{m}_p = A_v + A_i + A_Q + A_{pll} + A_c \quad (43)$$

系数矩阵 A_i 和 A_v 表示为

$$\begin{cases} A_i = U + Y_L (0.5 Z_c + M_p Z_c M_p + (V_p + M_p Z_c I_p) W_i) \\ A_v = Y_L (U + (V_p + M_p Z_c I_p) W_v) \end{cases} \quad (44)$$

系数矩阵 W_i 和 W_v 表示为

$$\begin{cases} W_i = G_{ir} (G_Q V_Q - G_v Z_c) + G_i + G_c \\ W_v = G_{pll} + G_{ir} G_Q I_Q \end{cases} \quad (45)$$

对于 PQ 控制, 投切系数扰动量表示为

$$\hat{m}_p = A_p + A_i + A_Q + A_{pll} + A_c \quad (46)$$

将式(44)中的 Z_c 置零, 即可得到对应的 A_i 和 A_v , 因此 W_i 和 W_v 表示为

$$\begin{cases} W_i = G_{ir} (G_Q V_Q + G_p V_p) + G_i + G_c \\ W_v = G_{pll} + G_{ir} (G_Q I_Q + G_p I_p) \end{cases} \quad (47)$$

由于 Y_{ac} 矩阵的中心元素即为扰动频率 ω_c 下交流端口扰动电流与扰动电压之比, 对 Y_{ac} 矩阵的中心元素求倒数即可得到并网 MMC 交流侧阻抗。

2.5 直流侧等效小信号模型

MMC 直流阻抗定义为直流侧扰动电压与相应频率下流入直流侧的扰动电流比值, 由于扰动发生在直流侧, 结合图 2 中的扰动位置, 式(13)中交流侧扰动引起的电压扰动 \hat{v} 不存在。

$$(U + Y_L M_p Z_c M_p) \hat{i}_p = Y_L \left(\frac{\hat{v}_{dc}}{2} - (V_p + M_p Z_c I_p) \hat{m}_p \right) \quad (48)$$

直流侧电流扰动可以表示为

$$\hat{i}_{dc} = \frac{3}{2} (U + \text{diag}[(-1)^{S_{2,k}}]) \hat{i}_p \quad (49)$$

直流侧时, 投切系数扰动 \hat{m}_p 表示为

$$\hat{m}_p = E_i \hat{i}_p + E_v \hat{v}_{dc} \quad (50)$$

直流侧阻抗可以表示为

$$Y_{dc} = \frac{3}{2} (U + \text{diag}[(-1)^{S_{2,k}}]) B_i^{-1} B_v \quad (51)$$

对于 UQ 控制, 系数矩阵 B_i 、 B_v 以及 E_i 、 E_v 表示为

$$\begin{cases} B_i = U + Y_L (M_p Z_c M_p + (V_p + M_p Z_c I_p) E_i) \\ B_v = Y_L (0.5 U - (V_p + M_p Z_c I_p) E_v) \\ E_i = G_{ir} G_Q V_Q + G_i + G_c \\ E_v = G_{ir} G_v \end{cases} \quad (52)$$

对于 PQ 控制, 对应的系数矩阵 B_i 、 B_v 及 E_i 、 E_v 分别表示为

$$\begin{cases} B_i = U + Y_L (M_p Z_c M_p + (V_p + M_p Z_c I_p) E_i) \\ B_v = 0.5 Y_L \\ E_i = G_{ir} (G_Q V_Q + G_p V_p) + G_i + G_c \\ E_v = 0 \end{cases} \quad (53)$$

与交流侧导纳 Y_{ac} 类似, Y_{dc} 中心元素的倒数即为直流侧阻抗, 由此得到基于重复控制结构的交直流阻抗模型。

3 MMC 阻抗验证及稳定性分析

3.1 稳态数据对比

根据表 2 的参数在 Matlab/Simulink 中搭建 MMC 系统仿真模型, 取 MMC 的 a 相上桥臂电容电压、桥臂电流以及投切系数仿真值进行傅里叶分解, 与 2.1 节的稳态谐波计算对比, 结果如表 3 所示。

由表 3 可知, 各变量的理论值与仿真值的幅值和相位相近, 验证了稳态计算结果的准确性, 也为后续 MMC 阻抗特性的研究打下了基础。

3.2 MMC 交直流阻抗特性

当外环采用功率以及直流电压控制时, 交流侧理论模型和仿真模型的对比如图 4 和图 5 所示。

加入重复控制后, 交流侧系统小信号谐波特性整体趋势不变, 在高频处有明显谐振尖峰, 能够加强对特征次谐波的控制。与传统双闭环不同, 外环

表 2 仿真模型控制参数

Table 2 Control parameters of simulation model

| 变量 | 数值 | 变量 | 数值 |
|--------------------|----------------------|---------------------|-----------|
| 额定交流线电压 V_N /kV | 290 | 额定容量 S_N /MVA | 750 |
| 直流侧电压 v_{dc} /kV | 500 | 桥臂电感 L /mH | 75 |
| 有功功率参考值 /MW | 750 | 桥臂电阻 R / Ω | 0.1 |
| 无功功率参考值 /var | 2×10^7 | 子模块数量 N | 244 |
| 锁相环比例系数 | 1.5×10^{-4} | 子模块电容 C_{SM} /mF | 15 |
| 锁相环积分系数 | 4×10^{-4} | 直流电压参考值 /kV | 500 |
| 有功功率外环比例系数 | 5×10^{-5} | 环流参考值 | 0 |
| 有功功率外环积分系数 | 10^{-4} | 环流比例系数 | 50 |
| 无功功率外环比例系数 | 5×10^{-5} | 环流积分系数 | 200 |
| 无功功率外环积分系数 | 3×10^{-5} | RC-PI 比例系数 | 3 |
| 直流电压外环比例系数 | 0.5 | RC-PI 积分系数 | 10^{-4} |
| 直流电压外环积分系数 | 0.8 | — | — |

表 3 稳态谐波分量计算结果对比

Table 3 Calculation results comparison of steady harmonic components

| 变量 | 谐波次数 | | | |
|-----|--------------------------------------|----------------------------|---------------------------|----------------------------|
| | $k=0$ (直流) | $k=1$ (基频) | $k=2$ (二次谐波) | $k=3$ (三次谐波) |
| 理论值 | $V_{p,k}$ $498.32\angle 0^\circ$ | $29.96\angle -93.12^\circ$ | $6.51\angle 98.40^\circ$ | $0.21\angle -174.89^\circ$ |
| 仿真值 | $V'_{p,k}$ $498.46\angle 0^\circ$ | $29.93\angle -92.09^\circ$ | $6.51\angle 99.41^\circ$ | $0.21\angle -173.03^\circ$ |
| 理论值 | $I_{p,k}$ $500\angle 0^\circ$ | $1488.63\angle 0^\circ$ | $0\angle 0^\circ$ | $0\angle 0^\circ$ |
| 仿真值 | $I'_{p,k}$ $500.22\angle 0^\circ$ | $1488.75\angle 0.84^\circ$ | $0\angle -33.85^\circ$ | $0\angle 81.88^\circ$ |
| 理论值 | $M_{p,k}$ $0.5\angle 0^\circ$ | $0.34\angle -173.49^\circ$ | $0.02\angle -84.89^\circ$ | $0\angle 0^\circ$ |
| 仿真值 | $M'_{p,k}$ $0.5\angle 0^\circ$ | $0.34\angle -173.32^\circ$ | $0.02\angle -83.77^\circ$ | $0\angle 90.17^\circ$ |

注：电压幅值单位为 kV，电流幅值单位为 A。

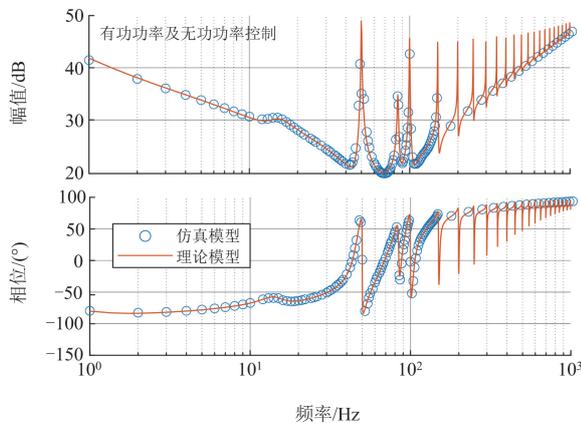


图 4 交流侧功率外环控制阻抗模型

Fig. 4 AC-side power outer loop control impedance model

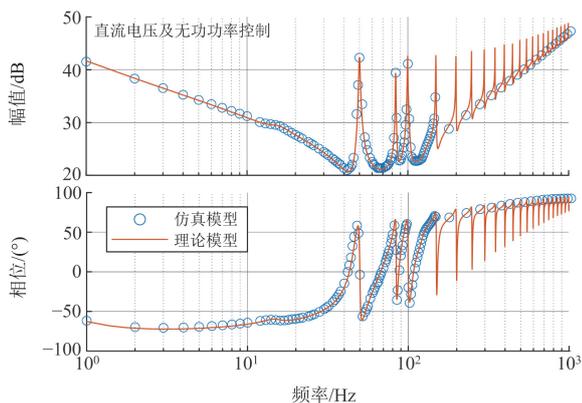


图 5 交流侧直流电压外环控制阻抗模型

Fig. 5 AC-side DC voltage outer loop control impedance model

采用功率控制与采用直流电压控制时的 MMC 交流侧阻抗特性相似，采用功率控制时的相位整体更小，系统的稳定裕度更大。

同样地，在直流端口注入扰动，建立直流侧阻抗模型，外环采用直流电压控制和功率控制的阻抗

特性分别如图 6 和图 7 所示。重复控制对直流侧影响不大，仅在中频段有谐振尖峰，整体趋势与传统双闭环阻抗特性近似。由于 MMC 交直流侧的仿真模型和理论模型结果一致，吻合度高，从而验证了嵌入式重复控制器的 MMC 阻抗模型的正确性。

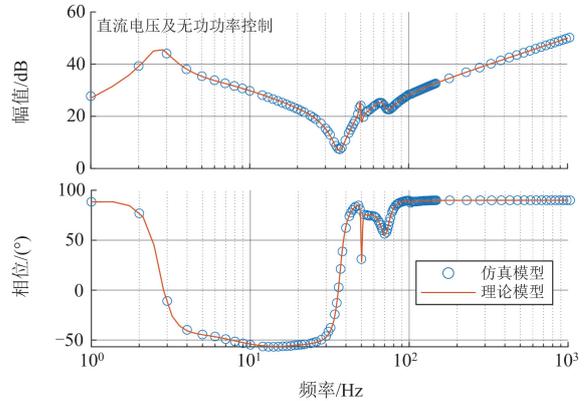


图 6 直流侧直流电压外环控制阻抗模型

Fig. 6 DC-side DC voltage outer loop control impedance model

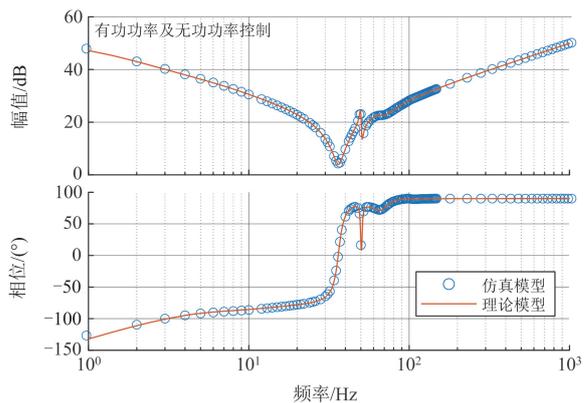


图 7 直流侧功率外环控制阻抗模型

Fig. 7 DC-side power outer loop control impedance model

3.3 MMC 交流侧阻抗特性与稳定性分析

以交流侧功率外环控制为例，考虑电网阻抗最极端的纯电感情况，取 $Z_g = j0.072 \text{ H}$ 。观察交流侧阻抗与电网阻抗频率响应曲线交点处的相角裕度即可判断稳定性。

图 8 为不同内环比例系数下的 MMC 交流侧阻抗曲线。可以看出， k_{pi} 主要影响中频段的阻抗特性，随着 k_{pi} 由 0.1 增加到 3，10~200 Hz 频段的幅值和相位对应增加，虽然相位一直保持在 -86.91° 以上，即相角裕度大于 0° ，但 k_{pi} 为 0.1 时交点频率为 22 Hz、相角裕度为 8.1° ，系统处于临界稳定的状态，所以适当增加 k_{pi} 可以提高系统的稳定性。

图 9 为不同内环比例系数下的交流电流波形和

谐波分析。可以看出, $k_{pi} = 0.1$ 时并网电流出现振荡, 且存在明显畸变, 威胁到系统的安全运行, 而 $k_{pi} = 1$ 时, 系统稳定运行, 交流电流质量良好。观察基频电流谐波分析结果, 谐波主要集中在 25 Hz 附近, 与上述阻抗特性在 22 Hz 处于临界稳定的分析相对应, 仿真与理论分析结果一致。

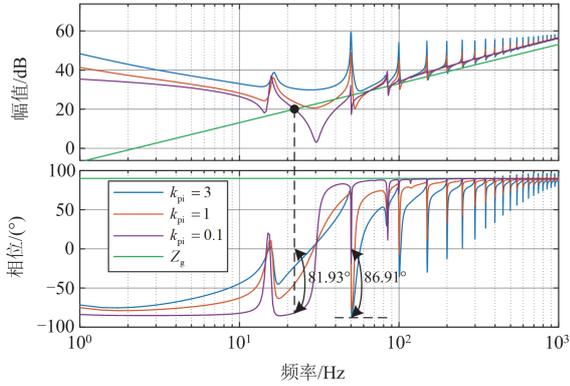


图 8 内环比例系数对交流阻抗特性的影响

Fig. 8 Impact of the proportional gain of the current controller on the AC impedance

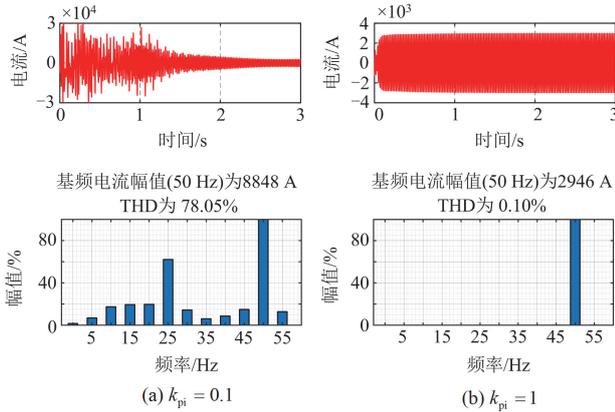


图 9 不同内环比例系数下交流电流波形及谐波分析

Fig. 9 Analysis of AC current waveforms and harmonics under different proportional gains

图 10 为内膜系数 $Q(z)$ 对交流侧阻抗的影响, 其主要影响 100 Hz 以上的阻抗幅值和相位, 并对谐振频率处的阻抗幅值产生影响。在实际应用中, $Q(z)$ 一般选取略小于 1 的常数或低通滤波器。 $Q(z)$ 越小, 准谐振控制在谐振频率处的最小增益越小, 相位也会相应减小, 减小 $Q(z)$ 有利于提高系统的稳定性, 且 $Q(z)$ 选取低通滤波器形式相比选取常数具有更大的稳定裕度。

图 11 为增益系数 K_r 对交流侧阻抗的影响, 可以发现随着 K_r 的减小, 重复控制器的输出减小, 对

应交流侧阻抗谐振尖峰处的幅值减小。因此随着 K_r 从 0.8 减小到 0.2, 100 Hz 以上的相位滞后有明显改善, 高频处的最低相位提高到 5.77° , 系统的稳定性提高, 但同时谐波抑制能力下降。

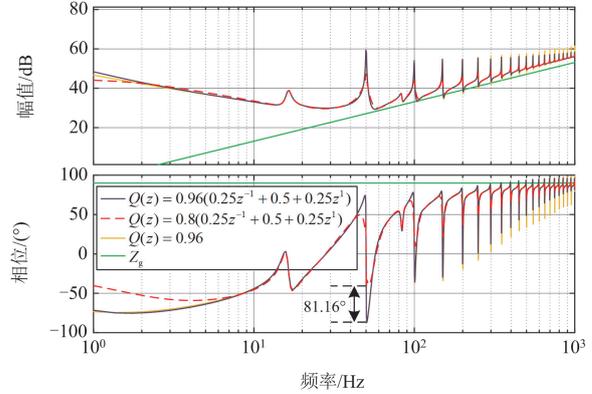


图 10 内膜系数对交流阻抗特性的影响

Fig. 10 Impact of the $Q(z)$ on the AC impedance

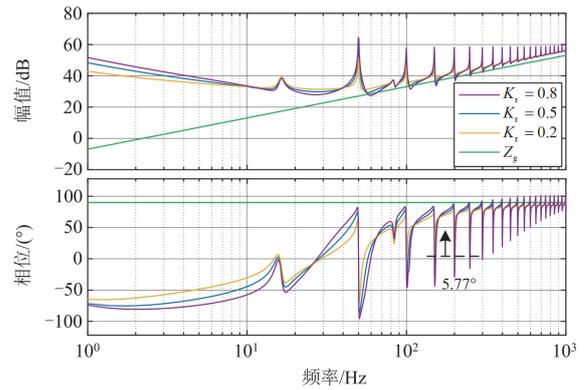


图 11 增益系数对交流阻抗特性的影响

Fig. 11 Impact of the K_r on the AC impedance

图 12 为相位补偿拍数 m 对交流侧阻抗的影响, 与内膜系数对交流侧阻抗的影响类似, m 的大小主

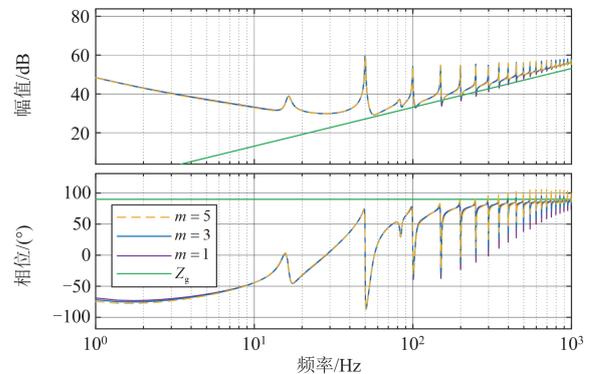


图 12 相位补偿系数对交流阻抗特性的影响

Fig. 12 Impact of the m on the AC impedance

要影响 100 Hz 以上的谐振带宽和谐振频率处的增益, 随着 m 的增大, 高频段的幅值和相位相应增大, 有利于提高系统的稳定性。然而, m 过大时会导致过补偿, 不再满足零相移的条件, 综合考虑后对 m 进行取值。

由图 13 可知, 随着功率控制外环比例系数的增大, 并网 MMC 在基频以下的交流阻抗相位随频率增加而增大, 基频以上则呈减小趋势, 因此, 在该频段内提升功率外环的比例系数会对其稳定性造成不利影响。

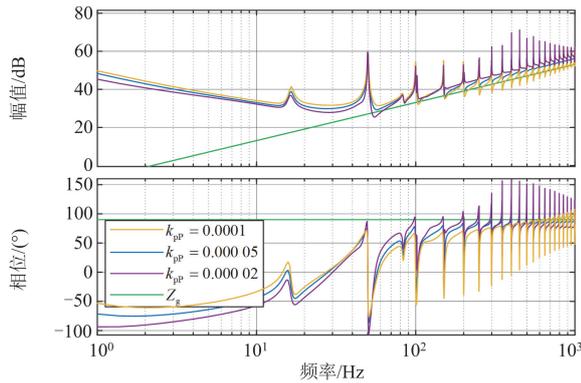


图 13 有功功率外环比例系数对交流阻抗特性的影响

Fig. 13 Impact of the proportional gain of the k_{pp} on the AC impedance

由图 14 可知, 环流抑制参数的改变对并网 MMC 的交流侧阻抗影响较小, 仅在基频以下略有变化, 当 k_{pc} 为 100 时, 幅值特性和相位特性的尖峰略有提升。而未加环流抑制时, 存在相角裕度小于零的频率, 但与电网阻抗幅值交点对应的相角裕度均大于零。

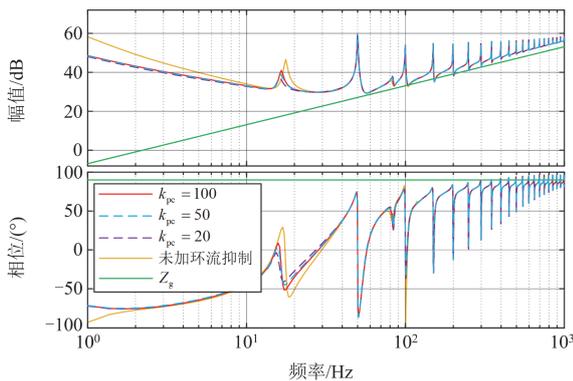


图 14 环流抑制比例系数对交流阻抗特性的影响

Fig. 14 Impact of the proportional gain of the k_{pc} on the AC impedance

3.4 MMC 直流侧阻抗特性与稳定性分析

在建立单端 MMC 直流侧阻抗模型的基础上, 在 Matlab/Simulink 中搭建了两端柔性输电 MMC 系

统的模型, 逆变侧 MMC 采用定功率控制, 整流侧 MMC 采用定直流电压控制, 接下来以逆变侧 MMC 为例, 探究重复控制对 MMC 直流侧阻抗特性的影响并分析系统的稳定性。

图 15 为不同内环比例系数下的 MMC 直流侧阻抗曲线。观察整流侧与逆变侧阻抗曲线的交点, 当 $k_{pi} = 10$ 时相角裕度较小, 接近临界稳定状态, 增大 k_{pi} 将导致系统失稳。为提高系统的稳定性, k_{pi} 的取值不宜过大, 从而保证系统具有较大的相位裕度。通过图 16 的仿真结果验证了理论分析的正确性。

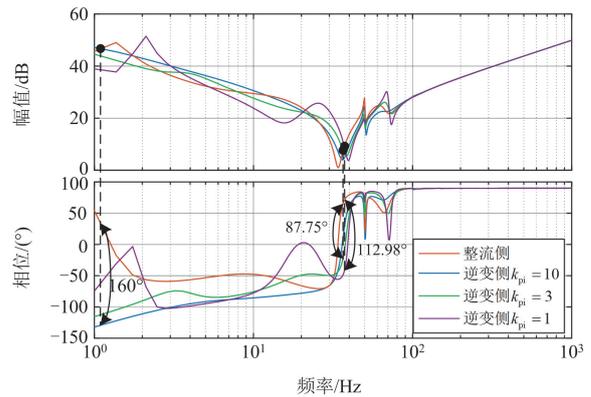


图 15 内环比例系数对直流阻抗特性的影响

Fig. 15 Impact of the proportional gain of the current controller on the DC impedance

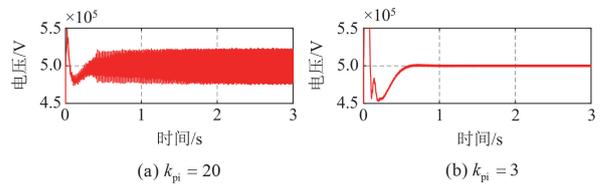


图 16 不同内环比例系数下直流电压波形

Fig. 16 DC voltage waveforms under different proportional gains

图 17 为重复控制内膜参数对直流阻抗的影响,

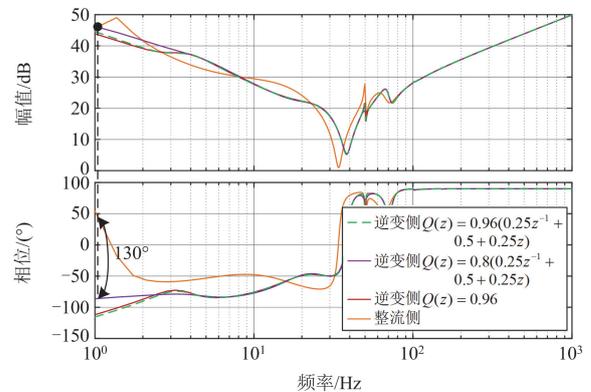


图 17 重复控制内膜系数对直流阻抗特性的影响

Fig. 17 Impact of the $Q(z)$ on the DC impedance

阻抗的变化主要集中在低频段, $Q(z)$ 取常数或低通滤波器时对直流阻抗特性的影响不大, 而增大 $Q(z)$ 时低频段相位裕度会变大, 有利于提高系统稳定性。

由图 18 可以看出, 重复控制增益系数 $K_r = 0.1$ 与 $K_r = 0.8$ 之间相角裕度相差 23.15° 。随着 K_r 的增大, 幅值特性变化较小, 最大相角裕度明显减小, 增大 K_r 不利于系统稳定, 由图 19 可知, 有功功率外环比例系数取值尽量小更有利于系统稳定。

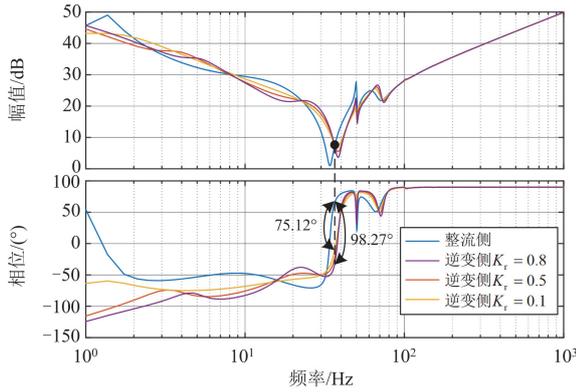


图 18 重复控制增益系数对直流阻抗特性的影响
Fig. 18 Impact of the K_r on the DC impedance

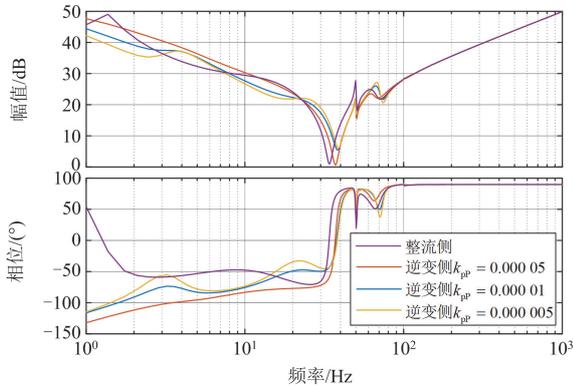


图 19 有功功率外环比例系数对直流阻抗特性的影响
Fig. 19 Impact of the proportional gain of the k_{pp} on the DC impedance

3.5 不同电网强度对 MMC 交流侧阻抗特性的影响

MMC 接入不同强度电网对系统稳定性的影响如图 20 所示, 图中 Z_{MMC1} 和 Z_{MMC2} 分别为电网阻抗 Z_g 取 $j0.072 \text{ H}$ 和 $j0.15 \text{ H}$ 时对应的 MMC 阻抗。可以看出, MMC 阻抗与电网阻抗交点处的相位差都小于 180° , 电网强度变弱后系统仍能处于稳定运行状态, 因此采用嵌入式重复控制器的 MMC 系统能够适应弱电网环境。结合图 21 的仿真结果, 进一步验证了系统的稳定性。

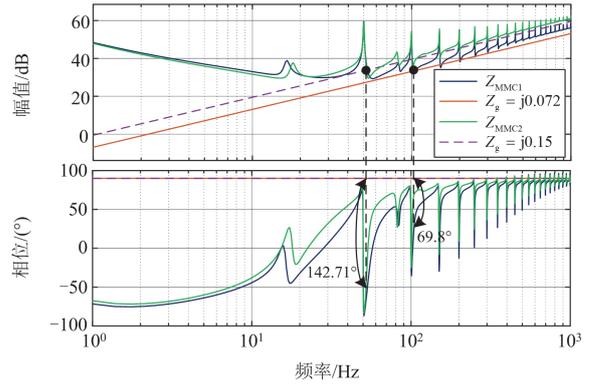


图 20 电网阻抗对 MMC 阻抗特性的影响
Fig. 20 Impact of grid impedance on the MMC impedance characteristics

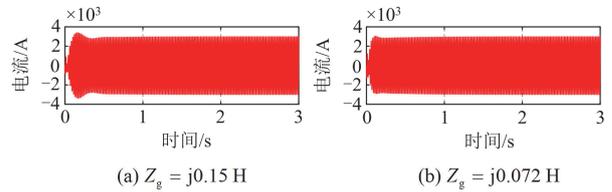


图 21 不同电网强度下交流电流波形

Fig. 21 AC current waveforms under different grid strength

4 结论

本文基于多谐波线性化方法, 考虑完整的双闭环控制结构, 建立了采用嵌入式重复控制的并网 MMC 交直流端口阻抗模型, 通过仿真与理论对比, 验证了阻抗模型的准确性。在此基础上分析了各环节对阻抗特性的影响, 为柔性直流电网交直流网络的谐振抑制研究提供了理论基础, 并为并网 MMC 系统重复控制的参数设计提供指导。

1) 引入重复控制后, 交流侧系统小信号谐波特性走势不变, 在特征次频率处有明显谐振尖峰, 该控制下的整体相位裕度较传统 PI 控制的相位裕度更大, 系统更易保持稳定, 而直流侧阻抗谐振尖峰不明显。

2) 内环比例系数、外环比例系数、重复控制内模系数、增益系数、相位补偿系数的大小均会影响交直流侧 MMC 系统稳定性, 设计系统参数时需同时考虑交直流侧的参数影响。

3) 推导分析了 MMC 嵌入式重复控制阻抗建模的计算过程, 所建立的阻抗模型精确度较高, 可以有效分析嵌入式重复控制对 MMC 系统稳定性的影响, 对其他相关控制方式及各次谐波下的 MMC 交直流端口阻抗建模具有较好的参考意义。

参考文献

[1] 贾科, 董学正, 李俊涛, 等. 一种适用于海上风电经

- MMC-MTDC 并网的电网侧故障穿越方法[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(21): 76-85.
- JIA Ke, DONG Xuezheng, LI Juntao, et al. A grid-side fault ride-through method suitable for offshore wind farms connected with MMC-MTDC[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(21): 76-85.
- [2] 于吉, 尹项根, 赖锦木, 等. 电网不对称故障下 MMC 自适应相功率均衡控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(1): 1-12.
- YU Ji, YIN Xianggen, LAI Jinmu, et al. Adaptive leg-balancing control strategy of an MMC in an asymmetric AC grid fault[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(1): 1-12.
- [3] 马文忠, 邵宇阳, 王玉生, 等. 面向新能源接入的电能路由器模式切换协调控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(18): 52-61.
- MA Wenzhong, TAI Yuyang, WANG Yusheng, et al. Mode switching coordination control strategy of an electrical energy router for new energy access[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(18): 52-61.
- [4] HE Jinghan, CHEN Keao, LI Meng, et al. Active injection protection scheme for flexible HVDC grids based on amplitude of input impedance[J]. Global Energy Interconnection, 2021, 4(6): 532-542.
- [5] 高家元. 弱电网下并网逆变器小干扰稳定性分析与提升新方法研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2024.
- GAO Jiayuan. Small-signal stability analysis and novel improvement method for grid-connected inverters in weak grids[D]. Changsha: Hunan University, 2024.
- [6] 邓超平, 晁武杰, 戴立宇, 等. 基于 MMC-BESS 和 MMC-MVDC 的柔性直流互联系统运行控制[J]. 供用电, 2023, 40(7): 41-47.
- DENG Chaoping, CHAO Wujie, DAI Liyu, et al. Operation control of flexible DC interconnection system based on MMC-BESS and MMC-MVDC[J]. Distribution & Utilization, 2023, 40(7): 41-47.
- [7] 席云烽, 唐超, 黄云辉, 等. 风电接入弱送端柔直系统次同步振荡主导模式及参与因子分析[J]. 电测与仪表, 2024, 61(12): 125-132.
- XI Yunfeng, TANG Chao, HUANG Yunhui, et al. Dominant mode and participation factor analysis of sub-synchronous oscillation of wind power connected to weak transmission end of the flexible HVDC system[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2024, 61(12): 125-132.
- [8] WANG Yanbo, WANG Xiongfei, BLAABJERG F, et al. Harmonic instability assessment using state-space modeling and participation analysis in inverter-fed power systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 806-816.
- [9] 王一珺, 杜文娟, 王海风. 基于改进复转矩系数法的多风电场接入引发多机电力系统次同步振荡机理分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(7): 2383-2395.
- WANG Yijun, DU Wenjuan, WANG Haifeng. Analysis of subsynchronous oscillation in multi-machine power system caused by the integration of multiple wind farms based on improved complex torque coefficient method[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(7): 2383-2395.
- [10] WANG Xuehua, QIN Kuang, RUAN Xinbo, et al. A robust grid-voltage feedforward scheme to improve adaptability of grid-connected inverter to weak grid condition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 2384-2395.
- [11] 周恒, 吴思奇, 李国荣, 等. 基于谐波线性化的单相变换器改进镜像频率阻抗建模与稳定性分析[J]. 电网技术, 2022, 46(1): 239-249.
- ZHOU Heng, WU Siqi, LI Guorong, et al. Improved mirror frequency impedance modeling and its stability analysis for single-phase converter based on harmonic linearization[J]. Power System Technology, 2022, 46(1): 239-249.
- [12] 杨效, 曾成碧, 赖辉, 等. 弱电网下基于谐波状态空间模型的光储一虚拟同步发电机稳定性分析与优化控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(16): 34-47.
- YANG Xiao, ZENG Chengbi, LAI Hui, et al. A stability analysis method and optimal control of a photovoltaic energy storage-virtual synchronous generator based on a harmonic state space model in a weak grid[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(16): 34-47.
- [13] LÜ Jing, ZHANG Xin, CAI Xu, et al. Harmonic state-space based small-signal impedance modeling of a modular multilevel converter with consideration of internal harmonic dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2134-2148.
- [14] 王群乔. 考虑完整控制结构的 MMC-HVDC 系统阻抗建模及分析[D]. 北京: 华北电力大学, 2023.
- WANG Qunjiao. Impedance modeling and analysis of MMC-HVDC system considering complete control structure[D]. Beijing: North China Electric Power University, 2023.
- [15] YIN Taiyuan, WANG Yue, YUE Bo, et al. Impedance-based stability analysis and stabilization control strategy of MMC-HVDC considering complete control loops[J]. IEEE Access, 2020, 8: 142900-142915.
- [16] 曾诚. 并网模块化多电平变换器阻抗建模及分析[D]. 重庆: 重庆大学, 2021.

- ZENG Cheng. Impedance modeling and analysis of grid connected modular multilevel converter[D]. Chongqing: Chongqing University, 2021.
- [17] 徐杰雄, 王灿, 龚文明, 等. 考虑耦合特性的串联型 MMC 阻抗建模及分析[J]. 高电压技术, 2022, 48(8): 3166-3178.
- XU Jiexiong, WANG Can, GONG Wenming, et al. Impedance modeling and analysis of series-connected MMC considering coupling effect[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(8): 3166-3178.
- [18] 江法洋, 郑丽君, 宋建成, 等. LCL 型并网逆变器重复双闭环控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(10): 2944-2954.
- JIANG Fayang, ZHENG Lijun, SONG Jiancheng, et al. Repetitive-based dual closed-loop control approach for grid-connected inverters with LCL filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(10): 2944-2954.
- [19] 赖锦木. 交直流配电网模块化多电平电能路由器结构和控制策略研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2023.
- LAI Jinmu. Research on topology and control strategies of modular multilevel electric energy router in AC/DC distribution grids[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2023.
- [20] 赖锦木, 尹项根, 王要强, 等. 基于桥臂电流控制的 MMC 改进电容电压均衡控制策略研究[J]. 高电压技术, 2022, 48(8): 3132-3145.
- LAI Jinmu, YIN Xianggen, WANG Yaoqiang, et al. Improved capacitor voltage balancing control strategy for modular multilevel converter with arm current control[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(8): 3132-3145.
- [21] 梁莹玉, 刘建政. 谐波和不对称电网电压下 MMC-HVDC 桥臂电流控制策略[J]. 电网技术, 2018, 42(8): 2494-2502.
- LIANG Yingyu, LIU Jianzheng. Arm current control strategy for MMC-HVDC under harmonic and unbalanced grid voltages[J]. Power System Technology, 2018, 42(8): 2494-2502.
- [22] 夏向阳, 周云, 帅智康. 高压直流输电系统中模块化多电平换流器的重复预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(7): 1637-1643.
- XIA Xiangyang, ZHOU Yun, SHUAI Zhikang. Repeat predictive control of modular multilevel converter in high voltage direct current system[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(7): 1637-1643.
- [23] 何立群. 模块化多电平变换器(MMC)的环流谐波抑制及低频运行研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2016.
- HE Liqun. Research on harmonic suppression of circulating current and low-frequency operation for modular multilevel converters[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2016.
- [24] 顾钰婷. 基于重复控制的 LCL 型并网逆变器电流控制策略研究[D]. 无锡: 江南大学, 2023.
- GU Yuting. Research on current control strategy of LCL grid-connected inverter based on repetitive control[D]. Wuxi: Jiangnan University, 2023.
- [25] 傅明月. 基于重复控制的并网逆变器设计及其阻抗稳定性分析[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2021.
- FU Mingyue. Design and impedance stability analysis of repetitive control based grid-connected inverters[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2021.
- [26] 焦浩然, 金萧, 许国东, 等. 暂态谐波电网下双馈风力发电机建模与控制技术[J]. 电力系统自动化, 2024, 48(3): 82-92.
- JIAO Haoran, JIN Xiao, XU Guodong, et al. Modeling and control technology of doubly-fed induction generator based wind turbine in power grid with transient harmonic[J]. Automation of Electric Power Systems, 2024, 48(3): 82-92.

收稿日期: 2024-05-07; 修回日期: 2024-07-24

作者简介:

孙沐紫(2000—), 女, 硕士研究生, 研究方向为柔性直流输电; E-mail: 1697837108@qq.com

马文忠(1968—), 男, 博士, 教授, 研究方向为柔性直流输电与能源互联网等。E-mail: mawenzhong@126.com

(编辑 许威)