

基于直流电流反馈的 MMC-HVDC 系统的 中高频振荡抑制策略

辛业春¹, 李尚轩¹, 王延旭¹, 朱益华^{2,3}, 余佳微^{2,3}, 常东旭^{2,3}

(1. 现代电力系统仿真控制与绿色电能新技术教育部重点实验室(东北电力大学), 吉林 吉林 132012;

2. 直流输电技术全国重点实验室(南方电网科学研究院有限责任公司), 广东 广州 510663;

3. 国家能源大电网技术研发(实验)中心, 广东 广州 510663)

摘 要: 基于模块化多电平换流器的柔性直流输电(modular multilevel convertor based high voltage direct current, MMC-HVDC)系统存在的中高频振荡问题严重威胁电力系统的正常运行。首先, 基于 MMC 的动态相量模型, 建立了 MMC 的交流侧阻抗模型; 其次, 利用阻抗法分析控制环节及控制参数对 MMC 阻抗特性的影响, 得到了功率外环、电流内环及控制链路延时是导致 MMC 呈现负阻尼特性的主要原因; 再次, 在分析现有基于电压前馈环节和电流内环的协同振荡抑制策略不足的基础上, 提出了功率外环附加直流电流反馈的振荡抑制策略, 极大程度消除系统中的谐波分量, 改善了 MMC 的阻抗特性; 最后, 通过电磁仿真软件验证理论分析和抑制措施的正确性与有效性。

关键词: 模块化多电平换流器; 稳定性分析; 中高频振荡; 振荡抑制

DOI: 10.11930/j.issn.1004-9649.202309116

0 引言

模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)具有模块化程度高、输出谐波特性好、扩展性强的特点^[1], 成为柔性直流输电(modular multilevel convertor based high voltage direct current, MMC-HVDC)工程中的主流拓扑结构。随着 MMC-HVDC 工程的不断发展, 发生了多起中高频振荡事件: 2017 年鲁西直流工程发生了 1270 Hz 左右的振荡现象; 2018 年渝鄂直流工程在调试过程中发生了 700 Hz 和 1800 kHz 左右的振荡现象^[2-3]。后续在对振荡现象的研究中发现: MMC 的底端控制环节及控制链路延时对 MMC 的中高频段阻抗特性影响较大^[4-6]。由于控制系统及控制链路延时作用于 MMC, 导致其呈现出的阻抗特性易与互联的弱阻尼系统发生交互作用, 使得系统发生振荡频率范围较大的宽频振荡现象, 柔直系统中的

中高频振荡会使系统的电压和电流发生畸变, 还可能引起系统的故障保护误动作, 使得换流站闭锁跳闸^[7-8]。明晰控制系统对 MMC 的稳定性影响机理, 设计振荡抑制策略, 提升系统的稳定性, 成为大规模 MMC 应用需要解决的热点和难点问题之一。

研究 MMC 对柔性直流输电系统的影响, 首先要建立能准确反映 MMC 运行特性的模型。文献[9]基于动态相量法建立了 MMC 的动态相量模型。文献[10]将时域下的动态相量模型转化到频域, 建立了 MMC 的 dq 轴交流侧阻抗模型。MMC 动态相量模型在保证较高精度的基础上降低模型阶数, 减少仿真时间^[11]。阻抗分析法因其能简化稳定性分析过程被广泛用于分析 MMC-HVDC 系统稳定性^[12-14]。

对于存在振荡风险的系统, 目前主要采用有源抑制措施来提升系统的稳定性^[15]。文献[16]通过优化控制器参数抑制了振荡现象, 但是这种方法对系统规模有一定要求。文献[17]提出了在电压前馈环节附加滤波器的振荡抑制措施。文献[18]提出了在电流内环附加带阻滤波器的振荡抑制措施。文献[19]提出在多个控制环节附加级联陷波

收稿日期: 2023-09-25; **修回日期:** 2024-03-29。

基金项目: 直流输电技术国家重点实验室开放基金资助项目(高比例新能源电网惯量在线评估及频率稳定协调控制技术, SKLHVDC-2022-KF-07)。

滤波器的多频段振荡抑制措施。

但上述文献对振荡的抑制主要是在控制环节附加滤波器来优化 MMC 的阻抗特性,对通过附加阻尼与改善功率外环控制结构协同解决振荡问题的研究较少。

针对目前存在的问题,本文建立了考虑多个控制环节及控制延时的 MMC 的交流侧阻抗模型,分析了各个控制环节及控制参数对 MMC 阻抗的影响规律。在电压前馈环节和电流内环的协同振荡抑制策略的基础上,提出了功率外环附加直流电流反馈的振荡抑制策略。在 PSCAD/EMTDC 电磁暂态仿真软件中建立相应的仿真模型,验证了系统建模、理论分析及振荡抑制策略的正确性。

1 MMC 的数学模型

1.1 MMC 的动态相量模型

MMC 的单相电路拓扑结构如图 1 所示(以 A 相为例)。图 1 中: R_{arm} 和 L_{arm} 分别为表征 MMC 损耗的桥臂等效电阻和桥臂电抗; R_s 和 L_s 分别为交流系统的等效内电阻和电感; R_T 和 L_T 分别为联结变压器的等效电阻和电感; k_T 为变压器变比; u_s 为交流系统电压; u_v 为 MMC 交流侧与联结变压器阀侧电压; u_p 为公共耦合点(point of common coupling, PCC)处的电压; U_{dc} 和 I_{dc} 分别为直流电压和直流电流; i 为 MMC 交流侧电

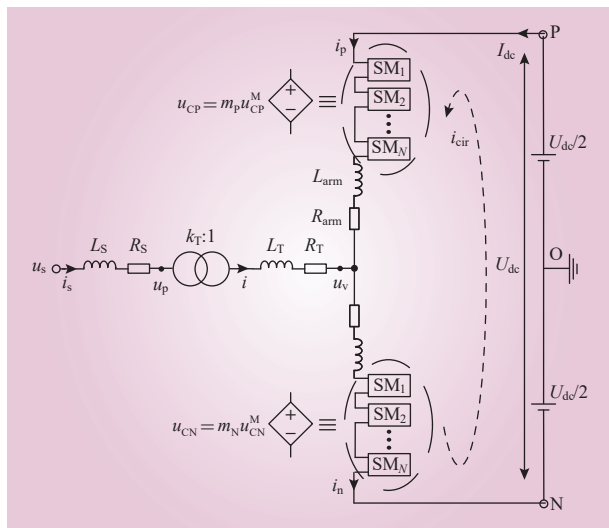


图 1 MMC 的单相电路拓扑

Fig. 1 Single phase circuit topology of MMC

流; i_p 和 i_n 分别为上、下桥臂电流; i_{cir} 为桥臂环流; m_p 和 m_n 分别为上、下桥臂的调制信号; u_{CP}^M 和 u_{CN}^M 分别为上、下桥臂子模块总电容电压; u_{CP} 和 u_{CN} 分别为上、下桥臂投入的子模块电容电压之和;O 点为直流侧中性点。

由桥臂平均模型,可得桥臂电容 C_{arm} 为

$$C_{\text{arm}} = C_{\text{SM}}/N \quad (1)$$

式中: C_{SM} 为每个子模块的电容; N 为每个桥臂所含子模块数。

由于 MMC 独特的拓扑结构及内部动态,在建立 MMC 模型时,非基频次谐波对系统的影响不能忽略。动态相量法能够保留对应变量的傅里叶系数中较大的系数项,使得模型能包含所有需要考虑的谐波,确保建模的准确度。

基于动态相量法得到建立在 dq 轴下的 MMC 的 10 阶动态相量模型^[19]。该模型为 MMC 的电气部分模型。

1.2 MMC 控制系统的 dq 轴模型

MMC 的控制系统由锁相环、功率外环、电流内环和环流抑制控制器组成。

1) 电气坐标系与控制坐标系的关系。

MMC 的动态相量模型建立在与电网电压矢量 U_s 同步的 dq 旋转坐标系下;而 MMC 的控制系统建立在定位于锁相环测量得到的 PCC 点电压 u_p 的 $d^c q^c$ 同步旋转坐标系下(控制坐标系下的变量用 x^c 表示)。2 种坐标系之间的关系如图 2 所示。

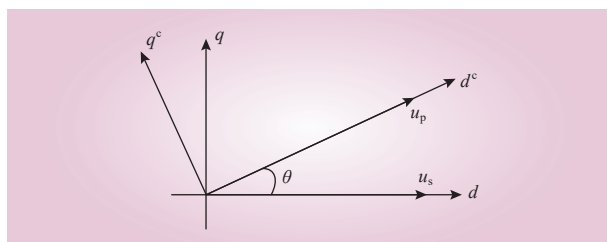


图 2 电气坐标系与控制坐标系之间的关系

Fig. 2 The relationship between electrical coordinate system and control coordinate system

根据动态相量法,MMC 的电气量可以表示为各次频率下傅里叶系数的叠加,则变量 $x(t)$ 为

$$x(t) = x_0 + \sum_{k=1}^n x_{dk} \cos(k\omega t) - \sum_{k=1}^n x_{qk} \sin(k\omega t) \quad (2)$$

式中:下标“0”为变量的直流分量;下标“ dk ”

qk'' 为变量在以 k 倍频旋转的 dq 同步旋转坐标系下的 d 、 q 轴分量； n 为倍频数； ω 为角频率。

基频下的矢量在 2 个坐标系下的关系为

$$\begin{cases} x_d = x_d^c \cos \theta - x_q^c \sin \theta \\ x_q = x_d^c \sin \theta + x_q^c \cos \theta \\ x_d^c = x_d \cos \theta + x_q \sin \theta \\ x_q^c = x_q \cos \theta - x_d \sin \theta \end{cases} \quad (3)$$

控制系统中 2 倍频分量的相序为负，对应的坐标变换公式为

$$\begin{cases} x_{d2} = x_{d2}^c \cos 2\theta + x_{q2}^c \sin 2\theta \\ x_{q2} = x_{q2}^c \cos 2\theta - x_{d2}^c \sin 2\theta \\ x_{d2}^c = x_{d2} \cos 2\theta - x_{q2} \sin 2\theta \\ x_{q2}^c = x_{d2} \sin 2\theta + x_{q2} \cos 2\theta \end{cases} \quad (4)$$

2) 锁相环控制。

锁相环动态方程为

$$\begin{cases} \frac{dx_{PLL}}{dt} = k_{iPLL} u_{pq}^c \\ \frac{d\theta}{dt} = k_{pPLL} u_{pq}^c + x_{PLL} + \omega_0 \end{cases} \quad (5)$$

式中： k_{pPLL} 和 k_{iPLL} 分别为锁相环 PI 环节的比例和积分参数； ω_0 为电网角频率。

3) 功率外环及电流内环控制。

MMC 的外环控制采用定功率控制，流入 PCC 点的有功功率 P 和无功功率 Q 为

$$\begin{cases} P = i_d^c u_{pd}^c + i_q^c u_{pq}^c \\ Q = i_d^c u_{pq}^c - i_q^c u_{pd}^c \end{cases} \quad (6)$$

功率外环动态方程为

$$\begin{cases} \frac{dx_P}{dt} = k_{ipq}(P_{ref} - P); \quad i_{dref}^c = k_{ppq}(P_{ref} - P) + x_P \\ \frac{dx_Q}{dt} = k_{ipq}(Q - Q_{ref}); \quad i_{qref}^c = k_{ppq}(Q - Q_{ref}) + x_Q \end{cases} \quad (7)$$

式中： P_{ref} 、 Q_{ref} 分别为有功和无功功率的参考值； k_{ppq} 和 k_{ipq} 分别为外环 PI 环节的比例和积分参数； i_{dref}^c 和 i_{qref}^c 分别为内环 d 、 q 轴电流的参考值。

通过电流内环控制得到 MMC 基频调制信号在控制坐标系下的 d 、 q 轴分量 M_d^c 和 M_q^c 。电流内环的动态方程为

$$\begin{cases} \frac{dx_{id}}{dt} = k_{ii}(i_{dref}^c - i_d^c) \\ M_d^c = \frac{u_{pd}^c + \omega L_{sum} i_q^c - k_{pi}(i_{dref}^c - i_d^c) - x_{id}}{U_{dc}} \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \frac{dx_{iq}}{dt} = k_{ii}(i_{qref}^c - i_q^c) \\ M_q^c = \frac{u_{pq}^c - \omega L_{sum} i_d^c - k_{pi}(i_{qref}^c - i_q^c) - x_{iq}}{U_{dc}} \end{cases} \quad (9)$$

式中： k_{pi} 和 k_{ii} 分别为内环 PI 环节的比例和积分参数。

4) 环流抑制控制。

通过环流抑制控制器得到 MMC 倍频调制信号在控制坐标系下的 d 、 q 轴分量 M_{d2}^c 和 M_{q2}^c 。环流抑制控制动态方程为

$$\begin{cases} \frac{dx_{cir2}}{dt} = k_{ii2}(i_{cir2ref}^c - i_{cir2}^c) \\ M_{d2}^c = \frac{2\omega L_{arm} i_{cir2}^c + k_{pi2}(i_{cir2ref}^c - i_{cir2}^c) + x_{cir2}}{U_{dc}} \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} \frac{dx_{cir2}}{dt} = k_{ii2}(i_{cir2ref}^c - i_{cir2}^c) \\ M_{q2}^c = \frac{-2\omega L_{arm} i_{cir2}^c + k_{pi2}(i_{cir2ref}^c - i_{cir2}^c) + x_{cir2}}{U_{dc}} \end{cases} \quad (11)$$

式中： k_{pi2} 和 k_{ii2} 分别为环流抑制控制器 PI 环节的比例和积分参数。

5) 控制系统延时。

本文采用 5 阶 Pade 近似对控制延时进行拟合。以基频调制信号的 d 轴分量 M_d 为例， M_d 经延时环节处理的动态方程为

$$\begin{cases} \frac{dM_{dT}}{dt} = P_{T1} M_{dT} + P_{T2} M_{dz} \\ M_d = P_{T3} M_{dT} + P_{T4} M_{dz} \end{cases} \quad (12)$$

$$M_{dT} = \begin{bmatrix} M_{dT1} & M_{dT2} & M_{dT3} & M_{dT4} & M_{dT5} \end{bmatrix}^T$$

$$P_{T1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{-30}{T^5} & \frac{240}{T^4} & \frac{-15}{T^3} & \frac{120}{T^2} & \frac{-30}{T} \end{bmatrix}$$

$$P_{T2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$$

$$P_{T3} = \begin{bmatrix} 60 & 480T^{-5} & 0 & 6 & 720T^{-3} & 0 & 60T^{-1} \end{bmatrix}$$

$$P_{T4} = [-1]$$

式中： M_{dz} 为控制系统输出的调制信号，经延时环节处理后得到 M_d ； M_{dT_i} 为由 Pade 近似引入的状态变量； T 为延时时间。

将 MMC 的电气部分模型及控制系统模型联立，可得闭环 MMC 系统的非线性状态空间模型。

1.3 小信号模型

使用小扰动法将上文建立的非线性状态空间模型在稳态运行点处线性化。

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{\text{CP}}^{\text{M}} = [u_{\text{CP}0}^{\text{M}} \ u_{\text{CP}d}^{\text{M}} \ u_{\text{CP}q}^{\text{M}} \ u_{\text{CP}d2}^{\text{M}} \ u_{\text{CP}q2}^{\text{M}}]^{\text{T}} \\ \mathbf{i} = [i_d \ i_q]^{\text{T}}, \ \mathbf{i}_{\text{cir}2} = [i_{\text{cir}d2} \ i_{\text{cir}q2}]^{\text{T}} \\ \mathbf{u}_{\text{p}} = [u_{\text{pd}} \ u_{\text{pq}}]^{\text{T}}, \ \mathbf{M}_1 = [M_d \ M_q]^{\text{T}} \\ \mathbf{M}_z = [M_{dz} \ M_{qz}]^{\text{T}}, \ \mathbf{M}_2 = [M_{d2} \ M_{q2}]^{\text{T}} \end{cases} \quad (13)$$

MMC 电气部分的小信号模型为

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{\text{CP}}^{\text{M}} \\ \Delta \mathbf{i} \\ \Delta \mathbf{i}_{\text{cir}0} \\ \Delta \mathbf{i}_{\text{cir}2} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{\text{u}} & \mathbf{K}_{\text{ui}} & \mathbf{K}_{\text{uic}0} & \mathbf{K}_{\text{uic}2} \\ \mathbf{K}_{\text{iu}} & \mathbf{K}_{\text{i}} & \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{K}_{\text{ic}0\text{u}} & \mathbf{0}_{1 \times 2} & \mathbf{K}_{\text{ic}0} & \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ \mathbf{K}_{\text{ic}2\text{u}} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 1} & \mathbf{K}_{\text{ic}2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{\text{CP}}^{\text{M}} \\ \Delta \mathbf{i} \\ \Delta \mathbf{i}_{\text{cir}0} \\ \Delta \mathbf{i}_{\text{cir}2} \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} \mathbf{K}_{\text{uM}} \\ \mathbf{K}_{\text{iM}} \\ \mathbf{K}_{\text{ic}0\text{M}} \\ \mathbf{K}_{\text{ic}2\text{M}} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{M}_1 + \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{\text{uM}2} \\ \mathbf{K}_{\text{iM}2} \\ \mathbf{K}_{\text{ic}0\text{M}2} \\ \mathbf{K}_{\text{ic}2\text{M}2} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{M}_2 + \\ &\begin{bmatrix} \mathbf{0}_{5 \times 2} \\ \mathbf{K}_{\text{iup}} \\ \mathbf{0}_{1 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{\text{p}} + \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{5 \times 1} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{K}_{\text{ic}0\text{udc}} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \end{bmatrix} \Delta U_{\text{dc}} \end{aligned} \quad (14)$$

式中： $\mathbf{K}_x$ 为非线性状态空间模型线性后得到的相互关系矩阵； $\mathbf{K}_{\text{u}}$ 为上桥臂子模块总电容电压各个分量之间的相互关系矩阵；其余的相互关系矩阵见文献[20]。

基频坐标变换方程的小信号模型为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta x_d \\ \Delta x_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_d^c \\ \Delta x_q^c \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} -\sin \theta_s & -\cos \theta_s \\ \cos \theta_s & -\sin \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{ds}^c \\ x_{qs}^c \end{bmatrix} \Delta \theta \\ \begin{bmatrix} \Delta x_d^c \\ \Delta x_q^c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_d \\ \Delta x_q \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} -\sin \theta_s & \cos \theta_s \\ -\cos \theta_s & -\sin \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \end{bmatrix} \Delta \theta \end{aligned} \quad (15)$$

2 倍频坐标变换方程的小信号模型为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta x_{d2} \\ \Delta x_{q2} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos 2\theta_s & \sin 2\theta_s \\ -\sin 2\theta_s & \cos 2\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_{d2}^c \\ \Delta x_{q2}^c \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} -2\sin 2\theta_s & 2\cos 2\theta_s \\ -2\cos 2\theta_s & -2\sin 2\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{d2s}^c \\ x_{q2s}^c \end{bmatrix} \Delta \theta \\ \begin{bmatrix} \Delta x_{d2}^c \\ \Delta x_{q2}^c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos 2\theta_s & -\sin 2\theta_s \\ \sin 2\theta_s & \cos 2\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_{d2} \\ \Delta x_{q2} \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} -2\sin 2\theta_s & -2\cos 2\theta_s \\ 2\cos 2\theta_s & -2\sin 2\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{d2s} \\ x_{q2s} \end{bmatrix} \Delta \theta \end{aligned} \quad (16)$$

锁相环的小信号模型为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta x_{\text{PLL}} \\ \Delta \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_{\text{PLL}} \\ \Delta \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & k_{\text{ipLL}} \\ 0 & k_{\text{pPLL}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_{\text{pd}}^c \\ \Delta u_{\text{pq}}^c \end{bmatrix} \quad (17)$$

瞬时功率的小信号模型为

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta x_{\text{p}} \\ \Delta x_{\text{q}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} k_{\text{ipq}} & 0 \\ 0 & -k_{\text{ipq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_{\text{ref}} \\ \Delta Q_{\text{ref}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_{\text{ipq}} & 0 \\ 0 & k_{\text{ipq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Delta i_{\text{dref}}^c \\ \Delta i_{\text{qref}}^c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} k_{\text{ppq}} & 0 \\ 0 & -k_{\text{ppq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_{\text{ref}} \\ \Delta Q_{\text{ref}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k_{\text{ppq}} & 0 \\ 0 & k_{\text{ppq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_{\text{p}} \\ \Delta x_{\text{q}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (18)$$

电流内环的小信号模型为

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta x_{id} \\ \Delta x_{iq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} k_{ii} & 0 \\ 0 & k_{ii} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{\text{dref}}^c \\ \Delta i_{\text{qref}}^c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -k_{ii} & 0 \\ 0 & -k_{ii} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d^c \\ \Delta i_q^c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Delta M_d^c \\ \Delta M_q^c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{k_{\text{pi}}}{U_{\text{dcs}}} & 0 \\ 0 & -\frac{k_{\text{pi}}}{U_{\text{dcs}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{\text{dref}}^c \\ \Delta i_{\text{qref}}^c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_{\text{pi}}}{U_{\text{dcs}}} & \frac{\omega L_{\text{sum}}}{U_{\text{dcs}}} \\ -\frac{\omega L_{\text{sum}}}{U_{\text{dcs}}} & \frac{k_{\text{pi}}}{U_{\text{dcs}}} \end{bmatrix} \\ &\begin{bmatrix} \Delta i_d^c \\ \Delta i_q^c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{U_{\text{dcs}}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{U_{\text{dcs}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_{id} \\ \Delta x_{iq} \end{bmatrix} + \\ &\begin{bmatrix} \frac{1}{k_{\text{T}} U_{\text{dcs}}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{k_{\text{T}} U_{\text{dcs}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_{\text{pd}}^c \\ \Delta u_{\text{pq}}^c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{M_{\text{ds}}^c}{U_{\text{dcs}}} \\ -\frac{M_{\text{qs}}^c}{U_{\text{dcs}}} \end{bmatrix}^{\text{T}} \Delta U_{\text{dc}} \end{aligned} \quad (19)$$

环流抑制控制的小信号模型为

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Delta x_{\text{cir}d2} \\ \Delta x_{\text{cir}q2} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -k_{\text{ii}2} & 0 \\ 0 & -k_{\text{ii}2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{\text{cir}d2}^c \\ \Delta i_{\text{cir}q2}^c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta M_{d2}^c \\ \Delta M_{q2}^c \end{bmatrix} = \\ &\begin{bmatrix} -\frac{k_{\text{pi}2}}{U_{\text{dcs}}} & \frac{2\omega L_{\text{arm}}}{U_{\text{dcs}}} \\ -\frac{2\omega L_{\text{arm}}}{U_{\text{dcs}}} & -\frac{k_{\text{pi}2}}{U_{\text{dcs}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{\text{cir}d2}^c \\ \Delta i_{\text{cir}q2}^c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{U_{\text{dcs}}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{U_{\text{dcs}}} \end{bmatrix} \\ &\begin{bmatrix} \Delta x_{\text{cir}d2} \\ \Delta x_{\text{cir}q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{M_{\text{d}2s}^c}{U_{\text{dcs}}} \\ -\frac{M_{\text{q}2s}^c}{U_{\text{dcs}}} \end{bmatrix}^{\text{T}} \Delta U_{\text{dc}} \end{aligned} \quad (20)$$

表征控制链路延时的 Pade 近似小信号模型为

$$\begin{cases} \Delta \dot{\mathbf{M}}_{\text{dT}} = \mathbf{P}_{\text{T}1} \Delta \mathbf{M}_{\text{dT}} + \mathbf{P}_{\text{T}2} \Delta \mathbf{M}_{\text{dz}} \\ \Delta \mathbf{M}_{\text{d}} = \mathbf{P}_{\text{T}3} \Delta \mathbf{M}_{\text{dT}} + \mathbf{P}_{\text{T}4} \Delta \mathbf{M}_{\text{dz}} \end{cases} \quad (21)$$

$$\begin{cases} \Delta \dot{\mathbf{M}}_{\text{qT}} = \mathbf{P}_{\text{T}1} \Delta \mathbf{M}_{\text{qT}} + \mathbf{P}_{\text{T}2} \Delta \mathbf{M}_{\text{qz}} \\ \Delta \mathbf{M}_{\text{q}} = \mathbf{P}_{\text{T}3} \Delta \mathbf{M}_{\text{qT}} + \mathbf{P}_{\text{T}4} \Delta \mathbf{M}_{\text{qz}} \end{cases} \quad (22)$$

将式(14)~(22)联立,即可得到 MMC 的完整小信号模型。

2 MMC 的阻抗模型及稳定性分析

2.1 MMC 的阻抗模型

本文对 MMC 交流侧的阻抗特性进行分析，通过拉普拉斯变换得到 MMC 的频域小信号模型，经过矩阵运算得到 MMC 的交流侧阻抗模型^[21]为

$$\mathbf{Z}_{\text{MMC}}^{dq} = \begin{bmatrix} Z_{dd}(s) & Z_{dq}(s) \\ Z_{qd}(s) & Z_{qq}(s) \end{bmatrix} \quad (23)$$

根据文献 [22] 可得 MMC 的正序阻抗模型为

$$Z_{\text{MMC}} = \frac{2(Z_{dd}Z_{qq} - Z_{dq}Z_{qd})}{Z_{dd} + Z_{qq} + j(Z_{dq} - Z_{qd})} \quad (24)$$

2.2 基于阻抗模型的 MMC 稳定性分析

基于建立的 MMC 阻抗模型，分析不同控制环节对 MMC 阻抗特性的影响。系统参数设置如表 1 所示。

表 1 系统主要参数
Table 1 Main parameters

参数		数值
系统	网侧交流电压/kV	525
	额定直流电压/kV	840
	额定功率/(MV·A)	1 250
变压器	变压器变比/kV	525/437
	变压器短路比/%	14
MMC	桥臂子模块数/个	500
	桥臂等效电阻/Ω	0.5
	桥臂等效电感/mH	140
	桥臂子模块电容/μF	11 000
控制器	锁相环PI参数(k_{pPLL} 、 k_{iPLL})	2 000、3 000
	功率外环PI参数(k_{ppq} 、 k_{ipq})	0.3、10
	电流内环PI参数(k_{pi} 、 k_{ii})	0.4、16.7
	环流抑制PI参数(k_{pi2} 、 k_{ii2})	0.4、40
	Pade近似延时时间/μs	300

分别改变不同控制环节的控制参数及控制链路延时，可得不同参数下 MMC 的阻抗特性如图 3~7 所示。可以看出，MMC 阻抗特性受锁相环和环流抑制控制的影响较小，在进行中高频振荡分析时可以忽略其对 MMC 阻抗特性的影响；功率外环及电流内环主要影响 MMC 中高频段的阻抗特性，比例系数增大会导致 MMC 阻抗幅值出现较

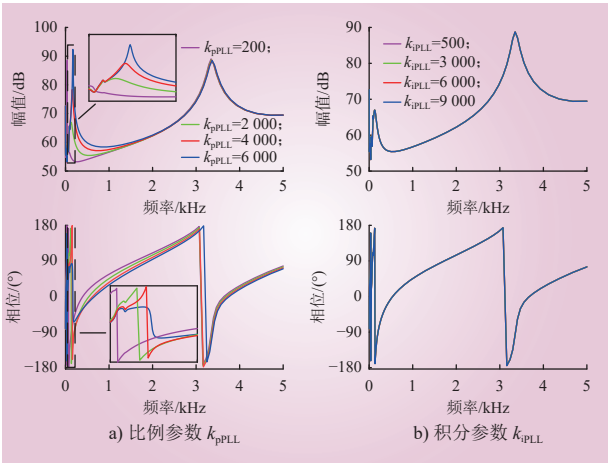


图 3 不同锁相环控制参数下 MMC 的阻抗
Fig. 3 Impedance of MMC under different PLL control parameters

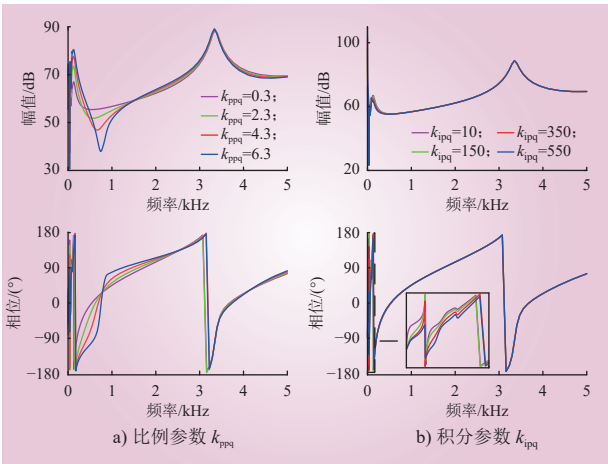


图 4 不同外环控制参数下 MMC 的阻抗
Fig. 4 Impedance of MMC under different outer loop control parameters

大的波动，并且会增大 MMC 阻抗的负阻尼频段，使其更容易与交流系统阻抗产生振荡现象，在对分析 MMC 中高频段阻抗特性时不可忽略；延时环节是影响 MMC 阻抗特性的主要因素，控制链路延时的增大会导致系统的振荡风险频段向低频段转移，其作为导致 MMC 阻抗出现负阻尼特性的主要因素，在对 MMC 建模及分析时不可忽略。

3 MMC-HVDC 系统的中高频振荡抑制策略

3.1 基于电压前馈环节的振荡抑制策略

针对本文中 MMC 阻抗存在的 2 个负阻尼频

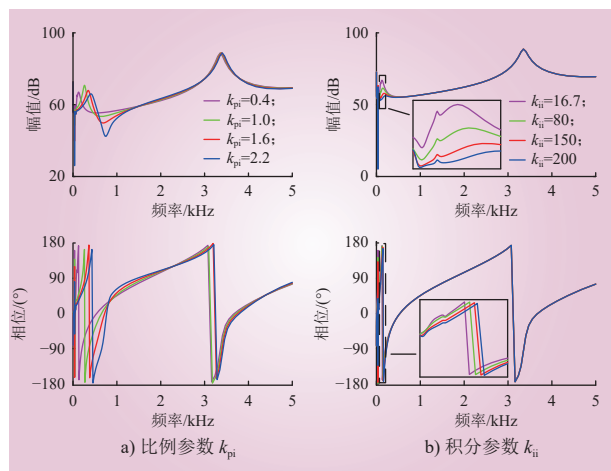


图 5 不同内环控制参数下 MMC 的阻抗

Fig. 5 Impedance of MMC under different inner loop control parameters

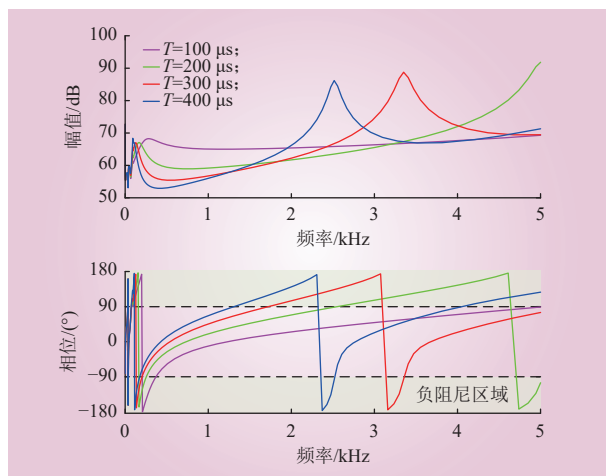


图 7 不同控制链路延时下 MMC 的阻抗

Fig. 7 Impedance of MMC under different control link delays

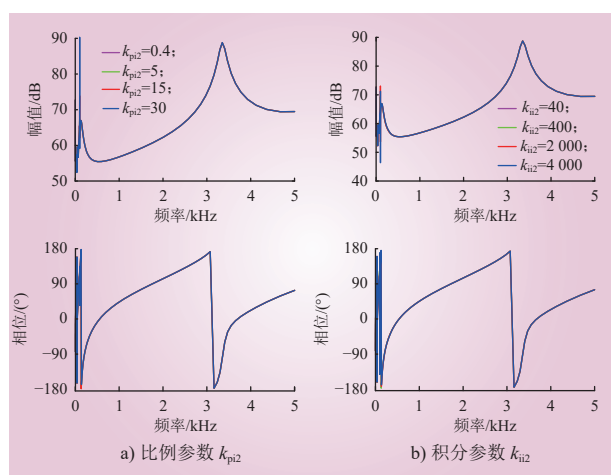


图 6 不同环流抑制控制参数下 MMC 的阻抗

Fig. 6 Impedance of MMC under different CCSC parameters

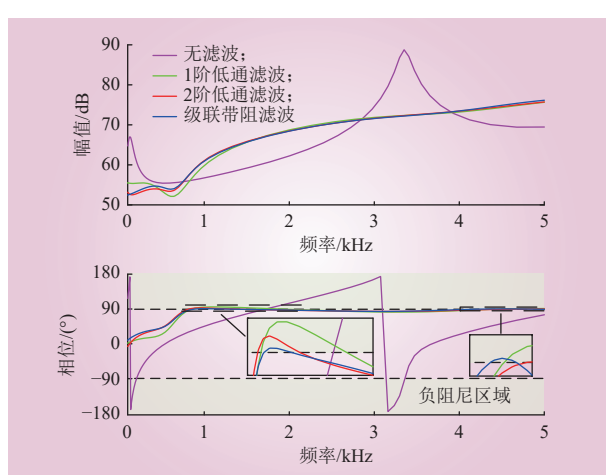


图 8 电压前馈环节附加滤波器后 MMC 的阻抗

Fig. 8 Impedance of MMC after adding a filter to the voltage feedforward link

段，在电压前馈环节附加由 2 个带阻滤波器级联组成的级联带阻滤波器^[23]。

在电压前馈环节分别附加截止频率为 100 Hz 的 1 阶、2 阶低通滤波器以及级联带阻滤波器，MMC 的阻抗特性如图 8 所示。

由图 8 可以看出，通过在电压前馈环节附加级联带阻滤波器，可更好改善系统的负阻尼特性，MMC 阻抗的负阻尼频段相较于附加低通滤波器时大大减小，但是仍然无法完全消除 MMC 的负阻尼频段。

3.2 基于电压前馈环节和电流内环的协同振荡抑制策略

为进一步优化 MMC 的阻抗特性，采用基于

电压前馈环节和电流内环的协同振荡抑制策略（以下称为“策略 1”）。该抑制策略的控制框图如图 9 所示。电压前馈环节采用 2 阶低通滤波器 K_{LPF} ，电流内环附加带通滤波器 K_{BPF} 。MMC 的阻抗特性如图 10 所示。

由图 10 可以看出，MMC 的阻抗特性得到有效改善，但该策略对控制器参数的选取要求较高。当电流内环的比例系数 $k_{pi}=1.5$ 时，采取该策略虽然可以提高系统的稳定性，但 MMC 的阻抗仍然存在负阻尼频段。虽然可以通过调整控制器参数消除振荡风险，但在复杂多端系统对单个换流器进行参数优化，工作量过大，需要进一步探究提高系统稳定性的振荡抑制策略。

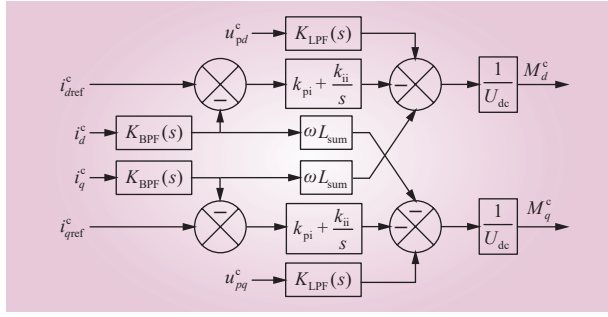


图 9 电流内环附加阻尼环节

Fig. 9 Additional damping link in the current inner loop

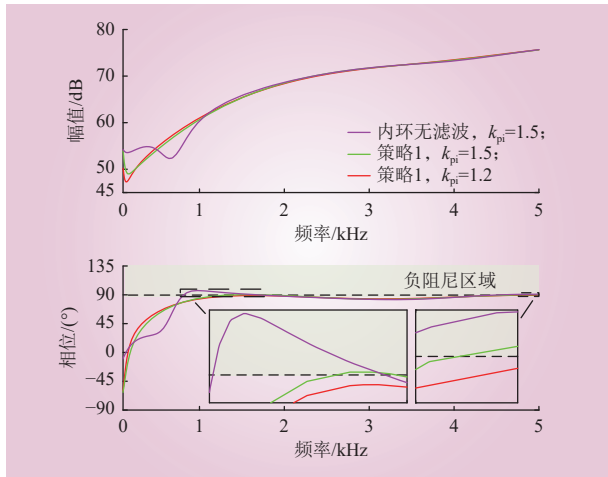


图 10 电流内环附加滤波器后 MMC 的阻抗

Fig. 10 Impedance of MMC after adding a filter to the current inner loop

3.3 功率外环附加直流电流反馈的振荡抑制策略

在策略 1 的基础上，提出了功率外环附加直流电流反馈的振荡抑制策略（下文称为“策略 2”）。该抑制策略的控制框图如图 11 所示。

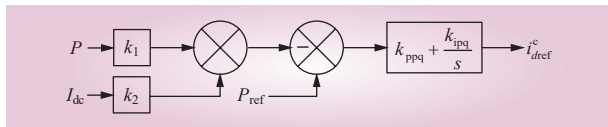


图 11 功率外环附加直流电流反馈环节

Fig. 11 Adding DC current feedback link to the power outer loop

功率外环附加直流电流反馈环节后，不同控制参数下 MMC 的阻抗特性以及当有功功率参考值发生阶跃变化后系统的运行特性曲线如图 12 所示。

由图 12 可以看出，系统的稳定性进一步提升；策略 2 对系统的参数要求较低，在不同的控制参数下均能有效提高系统在中高频段的稳定

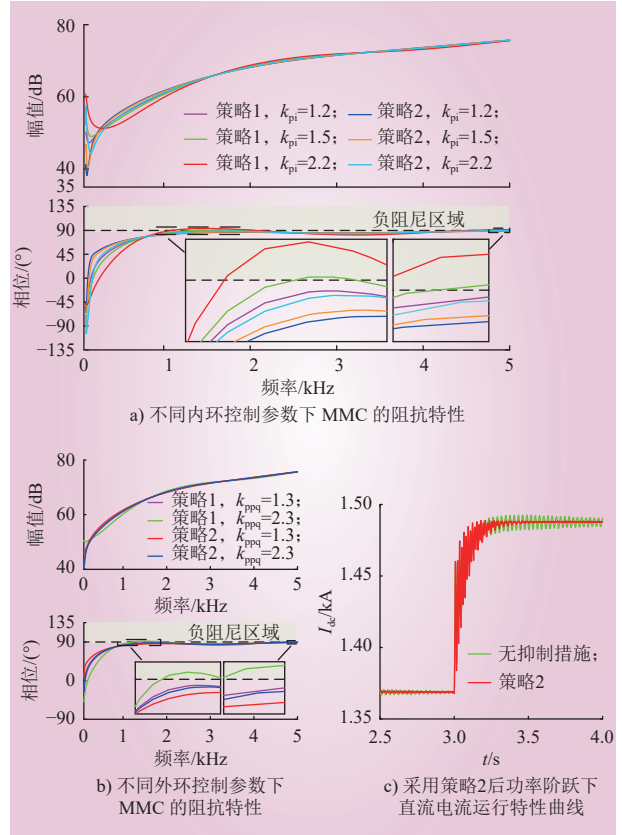


图 12 功率外环附加直流电流反馈

Fig. 12 Adding DC current feedback to the power outer loop

性，更具有普适性。此外，在配置策略 2 后，系统的动态响应性能得到明显提升。

4 仿真实验

为验证本文建模及抑制策略的正确性和有效性，在 PSCAD/EMTDC 中搭建基于图 1 所建立的电磁暂态模型，模型参数设置见表 1。

4.1 验证 MMC 建模的正确性

为验证阻抗模型的正确性，本文采用串联注入扰动电压的阻抗扫描法测量 [0, 5000 Hz] 频段下 MMC 的阻抗^[24-25]。

MMC 的理论阻抗特性曲线与通过阻抗扫描法得到的阻抗特性曲线如图 13 所示。可以看出，2 条阻抗特性曲线基本吻合，建立的理论阻抗模型能较好地表征 MMC 中高频段的阻抗特性。

4.2 验证振荡抑制措施的有效性

为验证所提振荡抑制策略的有效性，本文对交流系统等效阻抗的建模方法参照文献 [18]。

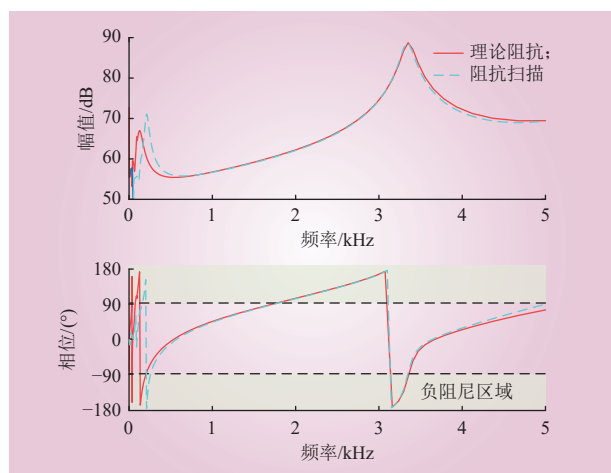


图 13 MMC 的阻抗模型

Fig. 13 Impedance model of MMC

工况 1: 将交流系统的等效阻抗设置为 2 组串联的 RL 和 C 并联电路, 其中: $R_1=0.1\ \Omega$, $R_2=1\ \Omega$, $L_1=L_2=0.05\ \text{H}$, $C_1=0.6\ \mu\text{F}$, $C_2=0.1\ \mu\text{F}$ 。此时无抑制措施、电压前馈环节附加 2 阶低通滤波器以及采用策略 1 时 MMC 与交流系统的阻抗特性及仿真结果如图 14~16 所示。

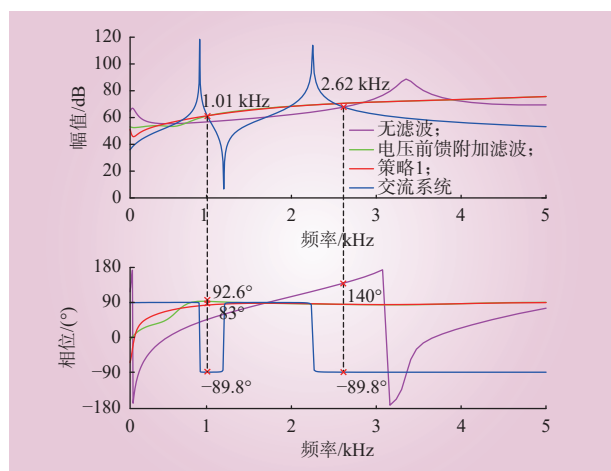


图 14 工况 1 的 MMC 和交流系统的阻抗

Fig. 14 Impedance of MMC and AC system of Condition 1

当 MMC 不采取抑制措施时, 阀侧交流电压发生振荡现象, 谐波次数为 53 次左右, 即发生 2.6 kHz 左右的振荡现象; 在电压前馈环节 2 阶低通滤波器后, 振荡频段发生转移, 谐波次数为 20 次左右, 即发生 1 kHz 左右的振荡现象; 当采取抑制策略 1 后, 系统的振荡现象消失, 仿真结果与阻抗特性曲线的理论分析基本一致。

工况 2: 将交流系统的等效阻抗设置为 1 组

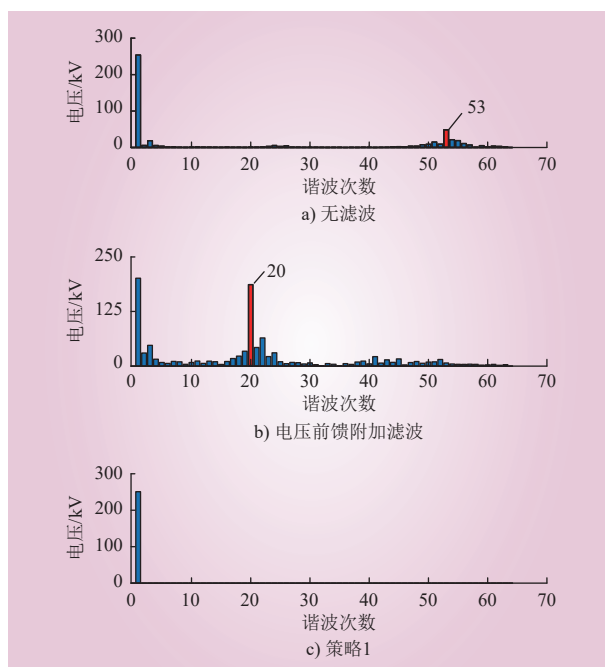


图 15 工况 1 的阀侧交流电压 FFT 分析

Fig. 15 FFT analysis of valve side AC voltage of Condition 1

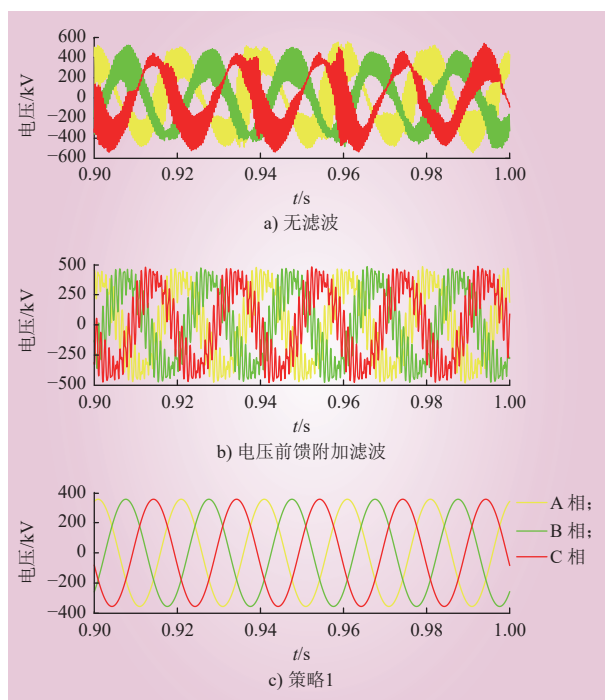


图 16 工况 1 的阀侧交流电压

Fig. 16 Valve side AC voltage of Condition 1

RL 和 C 并联电路, 其中: $R=0.1\ \Omega$, $L=0.05\ \text{H}$, $C=0.35\ \mu\text{F}$ 。当策略 1 不能抑制振荡现象时采用策略 2, 此时 MMC 与交流系统的阻抗特性及仿真结果如图 17~19 所示。

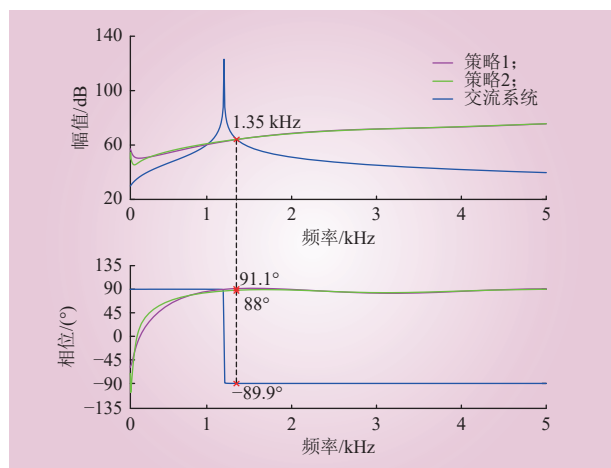


图 17 工况 2 的 MMC 和交流系统的阻抗
Fig. 17 Impedance of MMC and AC system of Condition 2

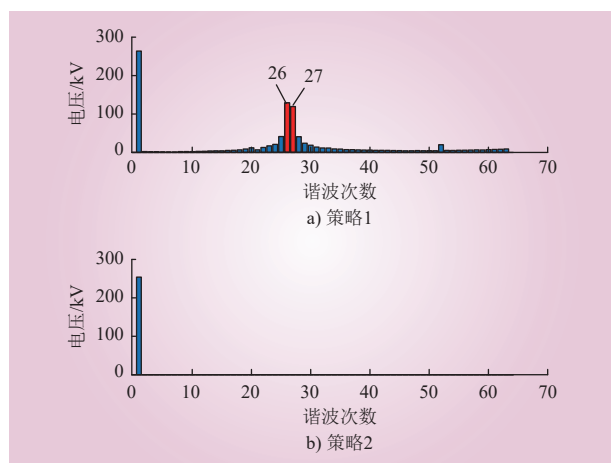


图 18 工况 2 的阀侧交流电压 FFT 分析
Fig. 18 FFT analysis of valve side AC voltage of Condition 2

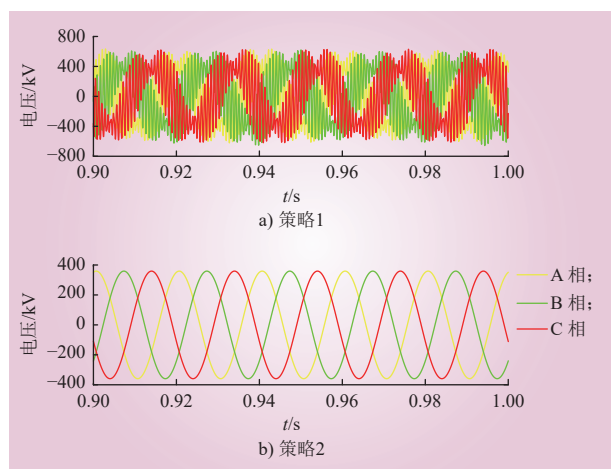


图 19 工况 2 的阀侧交流电压
Fig. 19 Valve side AC voltage of Condition 2

在采取策略 1 时, MMC 的负阻尼频段没有被完全消除, 如图 17 所示, MMC 阻抗存在和交流系统阻抗相位差大于 180° 的频段, 此时, 阀侧交流电压发生振荡现象, 谐波次数为 27 次左右, 即发生 1.35 kHz 左右的振荡现象; 当采取抑制策略 2 后, 系统的振荡现象消失, 仿真结果与阻抗特性曲线的理论分析基本一致。

5 结论

1) 功率外环、电流内环及控制链路延时对 MMC 阻抗特性的影响较大, 建模时不可忽略, 在电压前馈环节附加滤波器可以提高系统的稳定性, 但是无法完全消除系统存在的振荡风险。

2) 基于电压前馈环节和电流内环的协同振荡抑制策略可以消除 MMC 阻抗的多个负阻尼频段, 但是该方法对系统的参数有一定要求。

3) 功率外环附加直流电流反馈的振荡抑制策略能改善 MMC 的负阻尼特性, 大幅度提高系统的稳定裕度, 有效提升系统的稳定性, 并且能提升系统的动态响应速度。

参考文献:

- [1] 徐政, 薛英林, 张哲任. 大容量架空线柔性直流输电关键技术及前景展望 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(29): 5051–5062.
XU Zheng, XUE Yinglin, ZHANG Zheren. VSC-HVDC technology suitable for bulk power overhead line transmission[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(29): 5051–5062.
- [2] 马宁宁, 谢小荣, 贺静波, 等. 高比例新能源和电力电子设备电力系统的宽频振荡研究综述 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4720–4732.
MA Ningning, XIE Xiaorong, HE Jingbo, *et al.* Review of wide-band oscillation in renewable and power electronics highly integrated power systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15): 4720–4732.
- [3] 徐政, 肖晃庆, 张哲任, 等. 柔性直流输电系统 [M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2017.
- [4] ZOU C Y, RAO H, XU S K, *et al.* Analysis of resonance between a VSC-HVDC converter and the AC grid[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(12): 10157–10168.
- [5] LI Y F, AN T, ZHANG D, *et al.* Analysis and suppression control of

- high frequency resonance for MMC-HVDC system[J]. [IEEE Transactions on Power Delivery](#), 2021, 36(6): 3867–3881.
- [6] 李清, 张东辉, 陈名, 等. 多直流馈入输电系统中高压柔性直流高频风险评估计算方法[J]. 南方电网技术, 2023, 17(12): 1–9.
- LI Qing, ZHANG Donghui, CHEN Ming, *et al.* Calculation method for high frequency risk assessment of VSC-HVDC in multi-infeed DC transmission system[J]. *Southern Power System Technology*, 2023, 17(12): 1–9.
- [7] 王宇. 柔性直流入网的电网高频振荡阻尼控制策略及实时仿真研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2021.
- WANG Yu. Research on active damping control and real-time simulation of high frequency resonance in grid-connected VSC-HVDC system[D]. Beijing: North China Electric Power University, 2021.
- [8] JOVICIC D, JAMSHIDIFAR A. Phasor model of Modular Multilevel Converter with circulating current suppression control[C]//2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting. Denver, CO, USA. IEEE, 2015.
- [9] 朱蜀, 刘开培, 李峻野, 等. 基于动态相量及传递函数矩阵的模块化多电平换流器交直流侧阻抗建模方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4791–4805.
- ZHU Shu, LIU Kaipei, LI Yuye, *et al.* AC/DC-side impedance modeling method for modular multilevel converter based on dynamic phasors and transfer function matrix[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2020, 40(15): 4791–4805.
- [10] 鲁晓军, 林卫星, 安婷, 等. MMC 电气系统动态相量模型统一建模方法及运行特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(20): 5479–5491, 5724.
- LU Xiaojun, LIN Weixing, AN Ting, *et al.* A unified dynamic phasor modeling and operating characteristic analysis of electrical system of MMC[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2016, 36(20): 5479–5491, 5724.
- [11] 李清, 张连升, 毛焱祖, 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.
- [12] 冯俊杰, 邹常跃, 杨双飞, 等. 针对中高频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.
- [13] 于浩天, 吕敬, 厉璇, 等. 高频振荡抑制策略对柔性直流输电系统动态性能影响的综合评估[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(8): 2873–2889.
- YU Haotian, LYU Jing, LI Xuan, *et al.* Comprehensive evaluation of impact of high-frequency oscillation suppression strategy on the dynamic performance of flexible HVDC transmission system[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(8): 2873–2889.
- [14] 彭意, 郭春义, 杜东冶. 柔性直流输电的阻抗重塑及中高频振荡抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(22): 8053–8063.
- PENG Yi, GUO Chunyi, DU Dongye. Research on medium and high frequency oscillation suppression approach based on impedance tuning in flexible HVDC system[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(22): 8053–8063.
- [15] 吴汪平, 解大, 赵祖熠, 等. 双馈型风电系统变流器控制参数对振荡模态的影响[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(7): 98–107.
- WU Wangping, XIE Da, ZHAO Zuyi, *et al.* Analysis of influence of doubly fed wind power system PI converter control parameter on oscillation mode[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2017, 44(7): 98–107.
- [16] 郭琦, 郭海平, 黄立滨. 电网电压前馈对柔性直流输电在弱电网下的稳定性影响[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(14): 139–144.
- GUO Qi, GUO Haiping, HUANG Libin. Effect of grid voltage feed forward on VSC-HVDC stability in weak power grid[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2018, 42(14): 139–144.
- [17] MAN J F, CHEN L, TERZIJA V, *et al.* Mitigating high-frequency resonance in MMC-HVDC systems using adaptive notch filters[J]. [IEEE Transactions on Power Systems](#), 2022, 37(3): 2086–2096.
- [18] 李国庆, 王延旭, 辛业春, 等. 基于附加级联陷波滤波器的 MMC-HVDC 多频段谐振抑制策略[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(4): 10–15.
- LI Guoqing, WANG Yanxu, XIN Yechun, *et al.* Multi-band resonance suppression strategy for MMC-HVDC based on additional cascaded notch filters[J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2023, 43(4): 10–15.
- [19] ZHU S, LIU K P, QIN L, *et al.* Reduced-order dynamic model of modular multilevel converter in long time scale and its application in power system low-frequency oscillation analysis[J]. [IEEE Transactions on Power Delivery](#), 2019, 34(6): 2110–2122.
- [20] 李尚轩. MMC-HVDC 系统的中高频振荡稳定性与振荡抑制策略[D]. 吉林: 东北电力大学, 2024.

- LI Shangxuan. Stability and suppression strategy of mid- and high-frequency oscillation in MMC-HVDC system[D]. Jilin: Northeast Electric Power University, 2024.
- [21] ZHU S, LIU K, LIAC X, *et al.* D-Q Frame Impedance Modeling of Modular Multilevel Converter Based on Dynamic Phasors[C]//2019 4th IEEE Workshop on the Electronic Grid (eGRID). IEEE, 2019.
- [22] 李云丰, 赵文广, 贺之渊, 等. 连接弱交流电网的柔性直流换流站外环控制器参数解析计算及其限制因素分析 [J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(24): 9682–9696.
- LI Yunfeng, ZHAO Wenguang, HE Zhiyuan, *et al.* Analytical calculation method of outer loop controller parameters of HVDC converter station connected to weak AC grid and analysis of limiting factors[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(24): 9682–9696.
- [23] 陈继开, 祝世启, 王瑞全, 等. 集群风场系统链式 SVG 高频谐振分析与抑制 [J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(1): 52–62.
- CHEN Jikai, ZHU Shiqi, WANG Ruiquan, *et al.* Analysis and suppression of chained SVG high-frequency resonance in a cluster wind farm system[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(1): 52–62.
- [24] HUANG T, YANG F, ZHANG D H, *et al.* High-frequency stability analysis and impedance optimization for an MMC-HVDC integrated system considering delay effects[J]. IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, 2022, 12(1): 59–72.
- [25] 陶军, 王立强, 王顺亮, 等. 基于复矢量及 HSS 的 MMC 交直流侧阻抗建模 [J]. 南方电网技术, 2024, 18(3): 119–128.
- TAO Jun, WANG Liqiang, WANG Shunliang, *et al.* AC/DC impedance modeling of MMC based on complex vector and HSS[J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(3): 119–128.

作者简介:

辛业春 (1982—), 男, 博士, 教授, 博士研究生导师, 从事柔性直流输电技术、输变电设备运行状态在线监测与故障诊断技术研究, E-mail: xinyechun@163.com;

李尚轩 (1999—), 男, 硕士研究生, 从事柔性直流输电振荡抑制策略研究, E-mail: lishangxuan99@163.com;

王延旭 (1993—), 男, 通信作者, 博士研究生, 从事柔性直流输电技术研究, E-mail: yxwang@neepu.edu.cn;

朱益华 (1988—), 男, 硕士, 高级工程师, 从事电力系统分析与稳定控制、新能源并网运行与控制研究, E-mail: zhuyih@csg.cn.

(责任编辑 李博)

Mid- and High-Frequency Oscillation Suppression Strategy for MMC-HVDC System Based on DC Current Feedback

XIN Yechun¹, LI Shangxuan¹, WANG Yanxu¹, ZHU Yihua^{2,3}, YU Jiawei^{2,3}, CHANG Dongxu^{2,3}

(1. Key Laboratory of Modern Power System Simulation and Control & Renewable Energy Technology, Ministry of Education (Northeast Electric Power University), Jinlin 132012, China; 2. State Key Laboratory of HVDC, China Southern Power Grid Electric Power Research Institute Co., Ltd., Guangzhou 510663, China; 3. National Energy Power Grid Technology R & D Centre, Guangzhou 510663, China)

Abstract: The serious mid-and high-frequency oscillation issue in modular multilevel convertor based high voltage direct current (MMC-HVDC) systems poses a significant threat to the normal operation of power systems. In this paper, we firstly established an AC-side impedance model of the MMC based on its dynamic phase vector model. Secondly, we analyzed the impact of control loops and control parameters on MMC impedance characteristics using the impedance method, and identified the power outer loop, current inner loop and control loop delay as the main factors causing MMC to present negative damping characteristics. And then, based on an analysis of the limitations of existing oscillation suppression strategies that are based on voltage feedforward loops and current inner loops, we proposed an oscillation suppression strategy that adds DC current feedback to the power outer loop, which can greatly eliminate harmonic components in the system and improve MMC impedance characteristics. Finally, the correctness and effectiveness of the theoretical analysis and proposed suppression measures were verified through electromagnetic simulation software.

This work is supported by Open Fund of State Key Laboratory of HVDC (No.SKLHVDC-2022-KF-07).

Keywords: modular multilevel convertor (MMC); stability analysis; mid- and high-frequency oscillation; oscillation suppression