第 52 卷 第 2 期：940-953 高电压技术 Vol.52, No.2: 940-953
2026 年 2 月 28 日 High Voltage Engineering February 28, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20241732

基于虚拟同步控制的构网型 MMC 高频振荡抑制策略

杨诗琦[1]，刘开培[1]，秦　亮[1]，孙海畅[1]，朱　蜀[2]，郑景文[3]
（1. 武汉大学电气与自动化学院，武汉 430072；2. 国网湖南省电力有限公司调度控制中心，长沙 410004；
3. 国网湖北省电力有限公司电力科学研究院，武汉 430077）

摘　要：构网型模块化多电平换流器(modular multilevel converters, MMC)的阻抗高频段影响因素比跟网型多，难以解析地设计一种适用于高频振荡抑制的宽频阻抗塑形方法。为此，针对采用虚拟同步控制策略下的构网型 MMC 进行宽频阻抗建模，分析得到 MMC 阻抗在高频段内主要受虚拟励磁环节、电压控制环节和电流控制环节等控制环节参数的影响。通过研究在上述控制通道中采用窄带滤波对 MMC 阻抗高频段负阻尼的影响，提出电压带阻滤波和虚拟导纳带通滤波 2 种有源阻抗塑形手段能在削弱中心频段附近负阻尼效应的同时不引入新的负阻尼频段。进一步研究 2 种有源阻尼手段的振荡抑制效果，发现 2 种手段能够抑制振荡现象的滤波器中心频率可行域达到数百赫兹，参数鲁棒性很强。最后，通过时域仿真验证了所提理论分析的有效性，希望为采用主动支撑电网控制策略下的 MMC 高频振荡抑制提供参考。

关键词：虚拟同步控制；MMC；高频振荡；阻抗塑形；抑制策略

High-frequency Oscillation Suppression Strategy for Grid-forming MMC Based on Virtual Synchronous Control

YANG Shiqi[1], LIU Kaipei[1], QIN Liang[1], SUN Haichang[1], ZHU Shu[2], ZHENG Jingwen[3]
(1. School of Electrical Engineering and Automation, Wuhan University, Wuhan 430072, China;
2. Dispatching and Control Center of State Grid Hunan Electric Power Co., Ltd., Changsha 410004, China;
3. Electric Power Research Institute of State Grid Hubei Electric Power Co., Ltd., Wuhan 430077, China)

Abstract: The factors influencing the impedance in the high-frequency range of grid-forming modular multilevel converters (MMC) are more complex than those of grid-following MMCs, making it difficult to analytically design an impedance shaping method suitable for high-frequency oscillation suppression in wide band. Therefore, this paper conducts a wide-frequency impedance modeling of the grid-forming MMC with virtual synchronous control strategy. It is analyzed that the MMC impedance in the high-frequency range is mainly influenced by the parameters of the virtual excitation link, voltage control link, and current control link. By studying the impact of eight active impedance shaping methods on the negative damping in the high-frequency range of MMC impedance, two active impedance shaping methods are proposed, namely, voltage notch filtering and virtual admittance band-pass filtering. These methods can weaken the negative damping effect near the center frequency band without introducing new negative damping. Further research reveals that the feasible domain of the filter center frequency for suppressing oscillation phenomena reaches several hundred hertz, with strong parameter robustness. Finally, time-domain simulations verify the effectiveness of the theoretical analysis in this paper, aiming to provide a reference for high-frequency oscillation suppression in MMC under active power grid support control strategies.

Key words: virtual synchronous control; MMC; high-frequency oscillation; impedance shaping method; suppression strategy

0　引言

为了应对新能源经直流并网和弱交流电网经直流异步联网等场景，采用构网型控制的模块化多电平换流器(modular multilevel converters, MMC)发展迅速[1-3]。其中，虚拟同步控制策略(virtual synchronous control, VSG)可以利用变流器对电网提供电压和频率支撑，是构网型控制的重点研究方向之一[4-6]。然而，目前关于构网型控制下 MMC 的相关

基金资助项目：国家自然科学基金(51977160)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (51977160).

研究主要关注对电网进行主动支撑，对该控制策略下系统宽频振荡风险及抑制措施少有涉及[7-8]。近年来工程上电力电子设备参与和引起的宽频振荡现象频发，明确采用虚拟同步控制方式下构网型 MMC 系统的振荡风险及抑制措施对构网型 MMC 的发展有重要意义[9]。

目前柔直工程中关于宽频振荡的研究按频段划分可以分为 3 类：第 1 类是和传统交流电网中类似的低频功率振荡，振荡频率在 10 Hz 以下[10]；第 2 类是次/超同步振荡，多发生在含新能源机组的系统里且频率模态耦合、漂移的现象显著[11-12]；第 3 类是高频振荡，振荡机理通常归因于模块化多电平变流器的长控制延时导致的高频段负阻尼效应[13]。作者在前期工作中建立了VSG控制下的MMC宽频阻抗模型，通过分析阻抗特性可得：VSG 控制下的 MMC 的宽频振荡风险集中在高频段[14]。因此，本文针对VSG控制下的MMC高频振荡风险做进一步研究，旨在实现 VSG 控制下 MMC 高频振荡的有效抑制。

在构网型变流器高频振荡现象相关研究中，文献[15]提出由于控制延时在输出阻抗高频处引入的负阻尼，因此采用矢量电压电流双环控制下的构网型 MMC 存在较高的高频振荡风险。文献[16]提出采用电压电流通道都插入低通滤波(low pass filter, LPF)的增强滤波控制、或者取消电压和电流反馈控制的弱反馈控制来抑制高频振荡现象，但后者只适用于孤岛新能源并网的场景。文献[17]针对 MMC 高频振荡问题提出了一种统一的高频阻抗模型，并分析指出功率控制是高频振荡风险的最坏情况，而交流电压控制则相反。并在此基础上提出，要使 MMC 高频负阻尼收敛到 0，至少需要 2 阶电压 LPF 和 1 阶电流 LPF。文献[18]针对定电压定电流双环控制模式下的 MMC 高频振荡问题，提出了在外环控制比例路径或内环控制比例路径中加入LPF的抑制策略；其中，在定电压定频率控制的比例路径或 MMC-GCC 中单独嵌入 2 000 Hz 的 LPF 可以最小化振荡风险。此外，当频率低于 600 Hz 时，在定电压定频率控制比例路径中嵌入LPF可提供更大的相位裕度，效果更优。文献[19]为了增强基于 LC 滤波的构网型两电平并网逆变器在高频段的无源性，提出了一种适用于不同控制策略的并网电流前馈无源性校正方法。该无源性校正方法能够保证三相构网型并网逆变器在 2 倍基波频率至 Nyquist 频率内的无源性。但由于 MMC 没有 LC 滤波的结构，因此该方法不能直接用于 MMC 的振荡抑制。

构网型的阻抗高频段影响因素多于跟网型，不能用过去的高频简化模型研究。由于不能解析地设计一种适用于高频振荡抑制的宽频阻抗塑形方法，因此只能通过结合定性的参数优化和稳定性判据来规避振荡风险，在新的振荡现象出现后需要重新整定系统参数。本文通过研究不同附加阻尼通道对构网型 MMC 阻抗的塑形效果，揭示电压滤波通道的高频幅值衰减和虚拟导纳通道的高频信号反馈可以规避窄带滤波器本身在中心频率附近相位补偿效果反向的局限，从而在单方向上削弱负阻尼。基于此，本文提出在上述 2 个控制通道增加以振荡频率为中心频率的附加阻尼窄带滤波能可靠地抑制振荡现象，且不需要反复调试系统控制参数，可以为构网型 MMC 高频振荡抑制提供参考。

本文首先介绍了采用虚拟同步控制的 MMC 时域数学模型及频域小信号阻抗模型；其次，分析了 MMC-HVDC 高频振荡机理及关键影响因素；接着，分析了 8 种有源阻抗塑形策略对 MMC 阻抗中负阻尼频段的影响，并研究了可以减弱或消除负阻尼的 2 种阻抗塑形手段对抑制振荡的效果及有效抑制振荡的参数可行域；最后，通过时域仿真验证了 2 种振荡抑制策略的有效性。

1　构网型 MMC 宽频阻抗模型

1.1　采用虚拟同步控制的 MMC 数学模型

三相 MMC 系统由 3 个结构相同的相单元组成，每个相单元包含上下 2 个桥臂，其单相桥臂结构如图 1 所示[20]。图 1 中 u_{v} 为 MMC 的交流侧端电压；i_{v} 为交流侧电流；u_{Cu} 和 u_{Cl} 分别为上下极电压，m_{u} 和 m_{l} 为相应的调制信号；$u_{\mathrm{Cu}}^{\mathrm{M}}$ 和 $u_{\mathrm{Cl}}^{\mathrm{M}}$ 分别为上下桥臂的等效和电压；i_{diff} 为差模电流；i_{dc} 和 u_{dc} 分别为直流电流和电压；R_{arm} 和 L_{arm} 分别为桥臂等效电阻和等效电感。本文仅考虑三相对称的情况，因此可以借助对一个相单元的研究来简化建模过程[21]。

已有研究表明，基于桥臂平均值模型建立的 MMC 数学模型可以在准确反映换流器宽频动态的同时降低模型复杂度[13]。因此，本文将基于该模型开展后续研究。桥臂平均值模型假设所有子模块的动态特性一致，以每个桥臂上所有电容电压之和作为系统状态变量，则 MMC 单相动态的平均值模型可以表示为：

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{diff}} \\ i_{\mathrm{v}} \\ u_{\mathrm{Cu}}^{\mathrm{M}} \\ u_{\mathrm{Cl}}^{\mathrm{M}} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} -\dfrac{R_{\mathrm{arm}}}{L_{\mathrm{arm}}} & 0 & -\dfrac{m_{\mathrm{u}}}{2L_{\mathrm{arm}}} & -\dfrac{m_{\mathrm{l}}}{2L_{\mathrm{arm}}} \\ 0 & -\dfrac{2R_{\mathrm{arm}}}{L_{\mathrm{arm}}} & \dfrac{m_{\mathrm{u}}}{L_{\mathrm{arm}}} & -\dfrac{m_{\mathrm{l}}}{L_{\mathrm{arm}}} \\ \dfrac{m_{\mathrm{u}}}{C_{\mathrm{arm}}} & -\dfrac{m_{\mathrm{u}}}{2C_{\mathrm{arm}}} & 0 & 0 \\ \dfrac{m_{\mathrm{l}}}{C_{\mathrm{arm}}} & \dfrac{m_{\mathrm{l}}}{2C_{\mathrm{arm}}} & 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{\mathrm{diff}} \\ i_{\mathrm{v}} \\ u_{\mathrm{Cu}}^{\mathrm{M}} \\ u_{\mathrm{Cl}}^{\mathrm{M}} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} \dfrac{1}{2L_{\mathrm{arm}}} & 0 \\ 0 & \dfrac{2}{L_{\mathrm{arm}}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} u_{\mathrm{dc}} \\ u_{\mathrm{v}} \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中：C_{arm} 为臂等效电容，可以计算为 C_{SM}/N，其中 C_{SM} 为子模块的电容，N 为单臂子模块的个数。

本文选择由虚拟励磁控制(内电势幅值计算)提供电压环指令值，虚拟转子运动方程(虚拟角度生成)提供相位的虚拟同步控制作为典型构网型控制方式，如图 2 所示。

根据图 2 可知，控制系统动态主要分为虚拟同步控制、虚拟励磁控制、电压控制、电流控制、环流抑制和坐标变换 6 个部分，接下来依次给出各个部分动态的数学模型。本文控制系统内各电气量均采用标幺化处理，在以下推导过程中不再做单独说明。

记 P 和 P_{ref} 分别为有功功率测量值和指令值，D 为阻尼系数，T_{j} 为惯性系数，ω 和 ω_{ref} 分别为角频率实际值和指令值，θ 为相角，虚拟同步控制的动态方程为：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t}=\dfrac{1}{T_{\mathrm{j}}}\left(P-P_{\mathrm{ref}}+D\left(\omega-\omega_{\mathrm{ref}}\right)\right) \\ \dfrac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}=\omega \end{cases} \tag{2}$$

记 Q 和 Q_{ref} 分别为无功功率测量值和指令值，U_{srms} 和 U_{ref} 分别为交流电压幅值测量值和指令值，k_{Q} 为励磁系数，k_{pE}、k_{iE} 和 x_{E} 分别为虚拟励磁 PI 控制的比例系数、积分系数和中间变量，E_0 为换流器内电势指令值，E_{ref} 为 d 轴电压指令值，则虚拟励磁控制的动态方程为：

$$\begin{cases} x_{\mathrm{E}}=E_{\mathrm{ref}}-E_0-k_{\mathrm{pE}}\left(U_{\mathrm{ref}}-U_{\mathrm{srms}}+k_{\mathrm{Q}}\left(Q-Q_{\mathrm{ref}}\right)\right) \\ \dfrac{\mathrm{d}x_{\mathrm{E}}}{\mathrm{d}t}=k_{\mathrm{iE}}\left(U_{\mathrm{ref}}-U_{\mathrm{srms}}+k_{\mathrm{Q}}\left(Q-Q_{\mathrm{ref}}\right)\right) \end{cases} \tag{3}$$

定义 k_{pu}、k_{iu}、x_{ud} 和 x_{uq} 分别为电压 PI 控制的比例系数、积分系数和 2 个中间变量，$i_{d\mathrm{ref}}$ 和 $i_{q\mathrm{ref}}$ 为输出变量，电压控制的动态方程为：

$$\begin{cases} x_{ud}=i_{d\mathrm{ref}}-k_{\mathrm{pu}}\left(E_{\mathrm{ref}}-u_{\mathrm{v}d}\right) \\ \dfrac{\mathrm{d}x_{ud}}{\mathrm{d}t}=k_{\mathrm{iu}}\left(E_{\mathrm{ref}}-u_{\mathrm{v}d}\right) \\ x_{uq}=i_{q\mathrm{ref}}-k_{\mathrm{pu}}\left(0-u_{\mathrm{v}q}\right) \\ \dfrac{\mathrm{d}x_{uq}}{\mathrm{d}t}=k_{\mathrm{iu}}\left(0-u_{\mathrm{v}q}\right) \end{cases} \tag{4}$$

定义 k_{pi}、k_{ii}、x_{id} 和 x_{iq} 分别为电流 PI 控制的比例系数、积分系数和 2 个中间变量，$L_{\mathrm{arm_pu}}$ 为桥臂电抗标幺值，考虑电压前馈和解耦控制，M_d 和 M_q

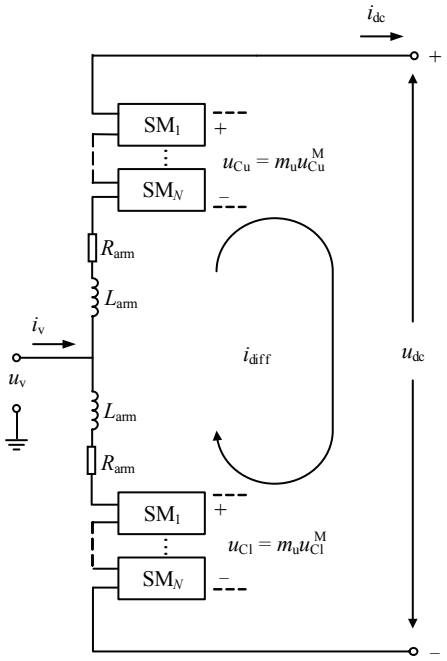


图 1 MMC 单相桥臂结构示意图

Fig.1 Schematic diagram of MMC single-phase bridge arm structure

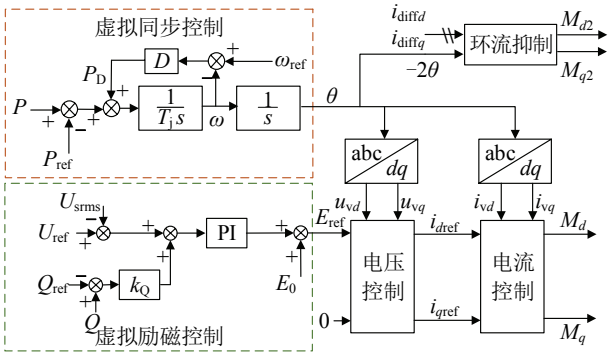


图 2 典型构网型控制方式示意图

Fig.2 Schematic diagram of typical grid-forming control method

为输出变量，电流控制的动态方程为：

$$\begin{cases} x_{id}=M_d-u_{vd}-L_{\text{arm_pu}}i_{vq}+k_{\text{pi}}\left(i_{d\text{ref}}-i_{vd}\right) \\ \dfrac{\mathrm{d}x_{id}}{\mathrm{d}t}=-k_{\text{ii}}\left(i_{d\text{ref}}-i_{vd}\right) \\ x_{iq}=M_q-u_{vq}+L_{\text{arm_pu}}i_{vd}+k_{\text{pi}}\left(i_{q\text{ref}}-i_{vq}\right) \\ \dfrac{\mathrm{d}x_{iq}}{\mathrm{d}t}=-k_{\text{ii}}\left(i_{q\text{ref}}-i_{vq}\right) \end{cases} \tag{5}$$

定义 k_{pccsc}、k_{iccsc}、$x_{\text{ccsc}d}$ 和 $x_{\text{ccsc}q}$ 分别为环流 PI 控制的比例系数、积分系数和 2 个中间变量，考虑解耦控制，M_{d2} 和 M_{q2} 为输出变量，环流抑制的动态方程为：

$$\begin{cases} x_{\text{ccsc}d}=M_{d2}-2L_{\text{arm_pu}}i_{\text{diff}q}-k_{\text{pccsc}}\left(0-i_{\text{diff}d}\right) \\ \dfrac{\mathrm{d}x_{\text{ccsc}d}}{\mathrm{d}t}=k_{\text{iccsc}}\left(0-i_{\text{diff}d}\right) \\ x_{\text{ccsc}q}=M_{q2}+2L_{\text{arm_pu}}i_{\text{diff}d}-k_{\text{pccsc}}\left(0-i_{\text{diff}q}\right) \\ \dfrac{\mathrm{d}x_{\text{ccsc}q}}{\mathrm{d}t}=k_{\text{iccsc}}\left(0-i_{\text{diff}q}\right) \end{cases} \tag{6}$$

对于坐标变换部分，本研究中将基频三相变量从静止坐标系转换为旋转坐标系的 dq 变量的表达式，即：

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}=\frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta-\dfrac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta+\dfrac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta-\dfrac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta+\dfrac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_{\text{a}} \\ x_{\text{b}} \\ x_{\text{c}} \end{bmatrix} \tag{7}$$

式中：x_{a}、x_{b} 和 x_{c} 为三相变量标幺值；x_d 和 x_q 为转换后得到的 dq 变量。对于二倍频的环流电流坐标变换，只需要将式(7)中的 θ 替换为-2θ。

式(1)—式(7)构成了 MMC 的完整数学模型，在本文后续研究中将基于该模型进行系统稳定性和振荡抑制策略分析。

1.2　MMC 宽频阻抗模型

利用谐波状态空间的方法对 1.1 节中的构网型 MMC 进行阻抗建模[22]，具体的建模过程见附录 A。为了验证所建阻抗模型的准确性，在 MATLAB/SIMULINK 中建立构网型控制下 MMC 的三相时域电磁暂态仿真模型，模型的具体参数见附录 B。本文通过扫频法验证 MMC 的交流侧阻抗模型。扫频法原理[23]简述如下：在 MMC 交流侧阻抗建模接口处加入串联三相电压源，如图 3 所示，当测量 MMC 在某一频率的响应时，加入待测频率下的小幅值电压扰动 u_{p}，记录加入扰动后 MMC 侧的电压和电流，通过快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)分解计算得到待测频率下 MMC 的交流侧频率响应，即 MMC 的交流侧宽频阻抗。阻抗验证结果如图 4 所示，其中 Z_{dd} 和 Z_{qq} 分别为 d 轴和 q 轴阻抗，Z_{dq} 和 Z_{qd} 为耦合阻抗。由图 4 可知，本文建立的理论阻抗模型与扫频阻抗计算结果在 2 500 Hz 以下频段范围内基本相符，可以用于 MMC 阻抗特性影响因素及高频振荡风险的理论分析。

2　MMC-HVDC 高频振荡机理及关键影响因素

2.1　MMC-HVDC 系统高频振荡机理

在分析高频振荡机理时，MMC 交流侧端口可以表示为一个电流源并联一个阻抗的诺顿等效电路形式，此时 MMC-HVDC 系统的简化电路模型如图 5 所示[24]。其中，i_{MMC} 和 Z_{MMC} 分别为 MMC 诺顿等效电路的等效电流和交流侧端口阻抗；u_{g} 和 Z_{g} 分别为交流侧电网戴维南等效电路的等效电压和交流侧端口阻抗；u_{PCC} 和 i_{PCC} 分别为 MMC 交流侧接口 PCC 节点母线处的电压和流经 PCC 节点的电流。

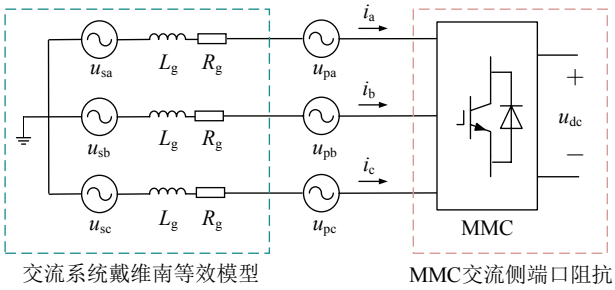


图 3　MMC 交流侧阻抗扫频原理图

Fig.3　Schematic diagram of AC side impedance frequency sweep for MMC

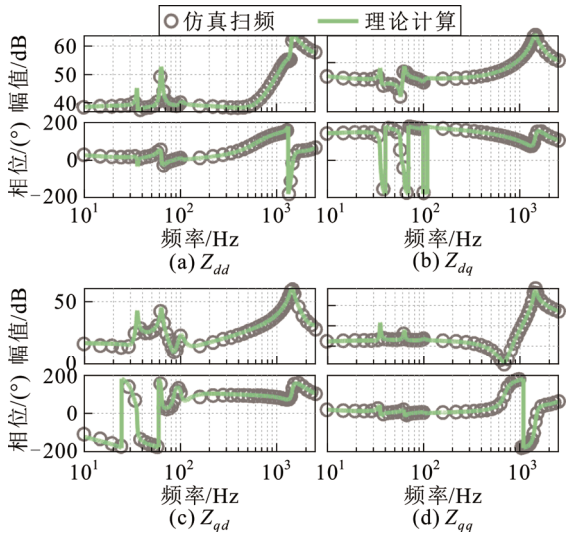


图 4　构网型 MMC 交流侧阻抗的验证

Fig.4　Validation of grid-forming MMC AC side impedance

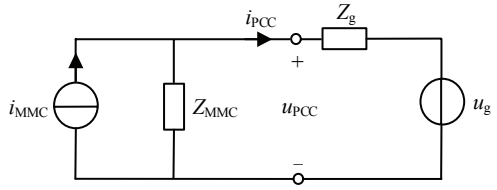


图 5 MMC-HVDC 系统简化电路模型

Fig.5 MMC-HVDC system simplified circuit model

根据图 5 可得 u_{PCC} 的表达式为：

$$u_{PCC}=\left(\frac{u_g}{Z_g}+i_{MMC}\right)\frac{Z_g}{1+Z_g/Z_{MMC}} \tag{8}$$

因此，MMC-HVDC 系统可视为一个输入为 u_g/Z_g+i_{MMC}、输出为 u_{PCC}、闭环传递函数为 $Z_g/\left(1+Z_g/Z_{MMC}\right)$ 的闭环系统，其开环传递函数为 Z_g/Z_{MMC}。由于柔直系统投运前会确保交流侧和 MMC 分别稳定，因此该闭环系统属于最小相位系统，则 MMC-HVDC 系统的稳定性取决于 $\left|Z_g/Z_{MMC}\right|$=1 时系统的相位裕度是否为正[25]。Bode 图判据为：当 Z_g 和 Z_{MMC} 的幅值相等时，对应频率处相位差≤180°则系统稳定，否则系统不稳定。由第 1 章建立的 MMC 阻抗模型可知，MMC 交流侧为多输入多输出系统。此时，可以用广义 Nyquist 判据判断系统稳定性：当 Z_g/Z_{MMC} 的 2 条 Nyquist 回线均不包围(−1，0)时系统稳定，否则系统不稳定。根据文献[26]可知，研究高频振荡问题时交流电网等效阻抗可以采用 RL 并联 RLC 回路的形式，其中 RL 表征电网强弱程度，RLC 表征系统的固有谐振点。通过投切不同谐振频率的 RLC 支路模拟振荡风险随电网运行工况的改变，交流电网等效阻抗网络具体参数见附录 B。

记电网在 RL 支路基础上只投入谐振频率为 600 Hz 的支路 1 时的状态为工况 1，此时不采用任何有源阻尼手段的 MMC 导纳与电网阻抗计算得到的 Nyquist 曲线如图 6 所示。由图 6 可知，系统的 Nyquist 曲线中回路 1 包围了(−1，0)，该回路在负实轴区域穿越单位圆的频率点为 631 Hz。根据广义 Nyquist 判据，系统会振荡失稳，而且在旋转坐标系下系统的振荡频率为 631 Hz。

2.2 高频振荡关键影响因素

由于 MMC 的阻抗呈现负阻尼是导致 MMC-HVDC 系统出现振荡失稳现象的关键原因，因此为消除系统的振荡风险，需要详细分析 MMC

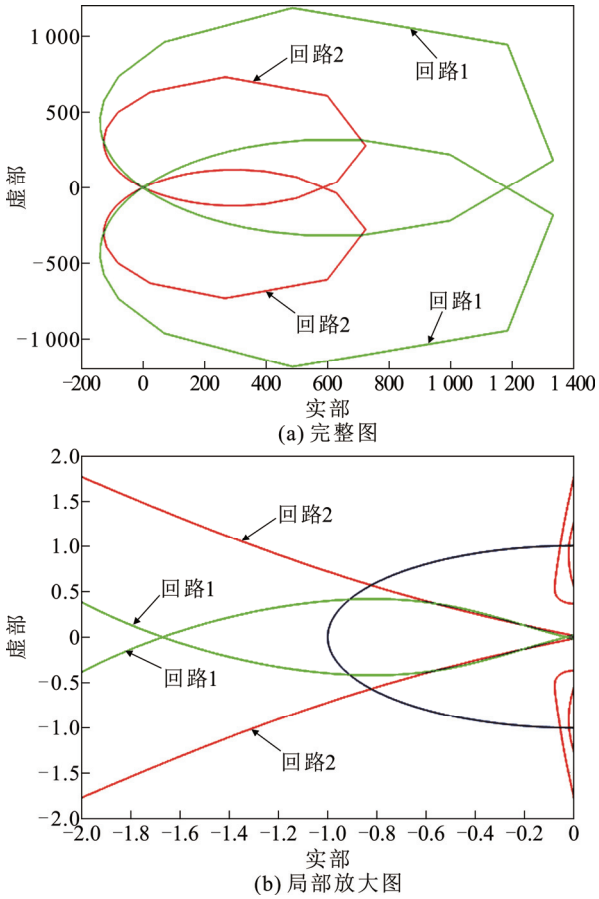
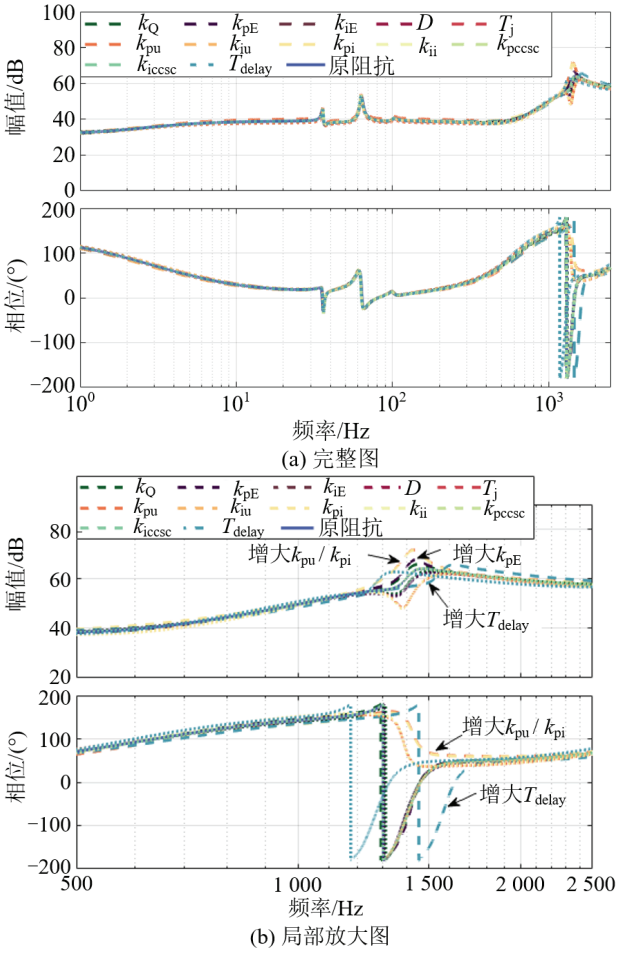


图 6 不采用有源阻尼手段的系统 Nyquist 图

Fig.6 System Nyquist curve without active damping

阻抗高频段负阻尼的主要影响因素。对于输出谐波含量很低的柔直系统，在不同稳态工作点上只有工作频率点处的稳态值会受到明显影响，而小信号阻抗的其他频段处谐波稳态值始终趋近于 0，因此工频稳态工作点的改变对 MMC 宽频小信号序阻抗的影响很小[25]。因此，本节重点研究控制系统参数变化对 MMC 阻抗特性的影响。

对于采用构网型控制方式的 MMC，控制系统参数包括虚拟同步控制、虚拟励磁控制、电压外环和电流内环的 PI 参数、环流抑制控制环的 PI 参数以及控制系统延时共 12 个参数。分别将各控制参数减小为原来的 0.9 倍以及增加为原来的 1.1 倍，计算不同控制参数下的 MMC 小信号宽频阻抗，Z_{dd} 随参数的变化情况如图 7 所示。其中，同一个控制参数的变化采用了同一种颜色绘制阻抗特性，虚线为 0.9 倍对应原控制参数下的 MMC 阻抗特性，点线为 1.1 倍对应原控制参数下的 MMC 阻抗特性，实线为原控制参数下的阻抗特性。分析图 7 可知：从负阻尼特性上看，MMC 阻抗幅值在高频段存在多个谐振



(a) 完整图

(b) 局部放大图

图 7　不同控制参数下构网型 MMC 小信号宽频阻抗特性

Fig.7　Impedance characteristics of grid-forming MMC under different control parameters

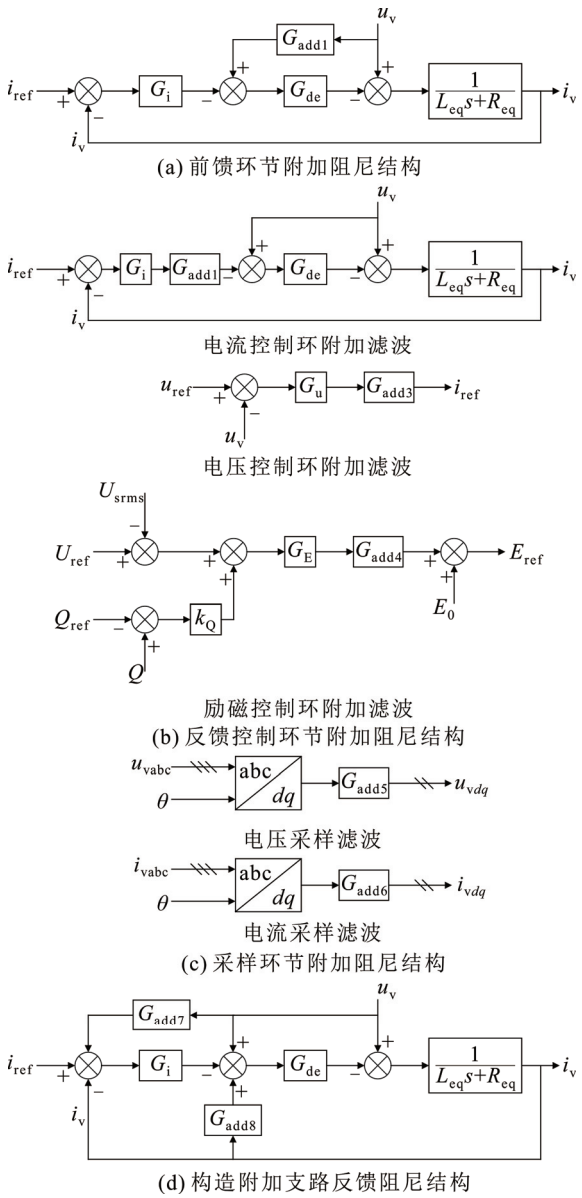
峰；相位值波动幅度较大，同时存在容性负阻尼和感性负阻尼；从影响因素上看，MMC 阻抗幅频和相频特性在高频段内主要受电压外环比例系数 k_{pu}、电流内环比例系数 k_{pi}、虚拟励磁控制比例系数 k_{pE} 和控制延时 T_{delay} 的影响。因此，在该频段存在振荡风险时，可以通过在虚拟励磁环节、电压控制环节和电流控制环节附加有源阻抗塑形手段来优化 MMC 的阻尼水平。

3　MMC 有源阻抗塑形策略分析

3.1　有源阻抗塑形手段对负阻尼的影响

目前用于抑制高频振荡的 MMC 有源阻抗塑形手段主要可以分为 4 类，其拓扑结构如图 8 所示。

第 1 类为前馈环节附加阻尼[27]，其中 i_{ref} 和 i_v 分别为交流侧电流参考值和测量值，u_v 为交流侧电压测量值，G_i 为电流 PI 控制环节传递函数，G_{de} 为模拟控制延时环节传递函数，$L_{eq}=L_{arm}/2$，$R_{eq}=R_{arm}/2$，G_{add1} 为附加阻尼环节传递函数。



(a) 前馈环节附加阻尼结构

电流控制环附加滤波

电压控制环附加滤波

励磁控制环附加滤波

(b) 反馈控制环节附加阻尼结构

电压采样滤波

电流采样滤波

(c) 采样环节附加阻尼结构

(d) 构造附加支路反馈阻尼结构

图 8　4 类典型有源阻抗塑形手段的结构

Fig.8　Structures of four typical active impedance shaping methods

第 2 类为反馈控制环节附加阻尼[18,28]，具体来说是在 PI 控制通道附加阻尼，如电流控制通道附加滤波、电压控制通道附加滤波和励磁控制通道附加滤波，其中 u_{ref} 为交流侧电压参考值，Q_{ref} 和 Q 分别为无功功率参考值和测量值，U_{ref} 和 U_{srms} 分别为交流侧电压幅值参考值和测量值，E_{ref} 和 E_0 分别为内电势幅值参考值和基准值，G_u 为电压 PI 控制环节传递函数，G_E 为虚拟励磁 PI 控制环节传递函数，k_Q 为励磁系数，G_{add2}、G_{add3}、G_{add4} 均为附加阻尼环节传递函数。根据第 2 章中高频段影响因素的结论，虚拟励磁控制环节对构网型 MMC 高频段阻抗的影响

也较为显著，因此本文将虚拟励磁控制环节附加滤波器也作为第 2 类高频阻抗塑形手段之一进行研究。

第 3 类为采样环节附加阻尼[16,29]，如电压采样滤波和电流采样滤波，其中 G_{add5} 和 G_{add6} 为附加阻尼环节传递函数。

第 4 类为构造附加支路反馈[30-31]，如虚拟导纳附加阻尼和虚拟阻抗附加阻尼，其中 G_{add7} 和 G_{add8} 为附加阻尼环节传递函数。

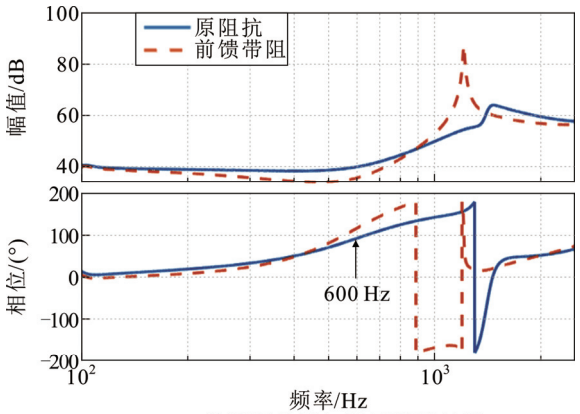
为了降低塑形手段对阻抗在目标频段以外频段的影响，阻抗塑形采用的有源滤波器一般选择 2 阶带阻滤波器或者带通滤波器，其表达式分别见式(9)和式(10)，其中 ω_n 和 ξ 分别为滤波器的中心频率和阻尼比。具体而言，使用哪种滤波器取决于附加通道是否为原控制系统的新增控制回路，若为新增回路则倾向于使用带通滤波器，否则使用带阻滤波器。

$$G_{\text{filter_notch}}(s)=\frac{s^2+\omega_n^2}{s^2+2\xi\omega_n s+\omega_n^2} \tag{9}$$

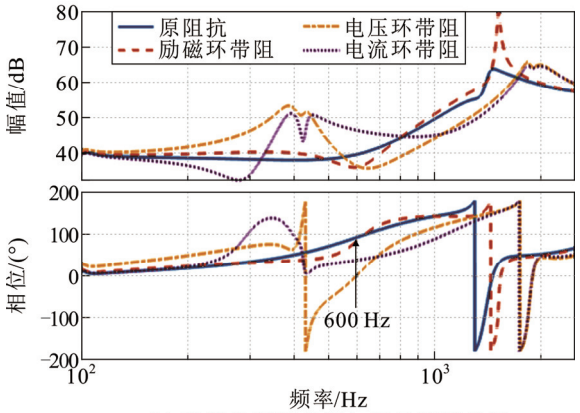
$$G_{\text{filter_pass}}(s)=\frac{2\xi\omega_n s}{s^2+2\xi\omega_n s+\omega_n^2} \tag{10}$$

为了研究不同有源阻抗塑形手段对 MMC 阻抗的塑形效果，分别计算采用上述有源阻抗塑形手段的 MMC 阻抗。其中，虚拟导纳和虚拟阻抗附加阻尼采用带通滤波器，其他 6 种附加阻尼采用带阻滤波器，所有附加滤波器的参数均设置为中心频率 700 Hz、阻尼比 0.3。上述 8 种不同阻抗塑形手段对 MMC 阻抗的塑形效果如图 9 所示。根据图 9(a)可知，前馈带阻滤波会增强 MMC 在带阻滤波器中心频率及附近更高频段的负阻尼效应，这与跟网型 MMC 中的作用相反。根据图 9(b)可知，电压控制和电流控制 PI 通道带阻滤波会削弱高于中心频率频段的负阻尼效应，但会导致更低频段出现新的负阻尼现象。而励磁环带阻滤波会削弱低于中心频率频段的负阻尼效应，同时恶化更高频段的负阻尼效应。根据图 9(c)可知，对 u_{dq} 进行带阻滤波会削弱负阻尼效应，而对 i_{dq} 进行带阻滤波会加剧负阻尼效应。根据图 9(d)可知，虚拟阻抗在削弱中心频率附近负阻尼效应的同时会恶化更高频段的负阻尼效应，而虚拟导纳在削弱中心频率附近负阻尼效应的同时不会造成其他频段负阻尼明显恶化。

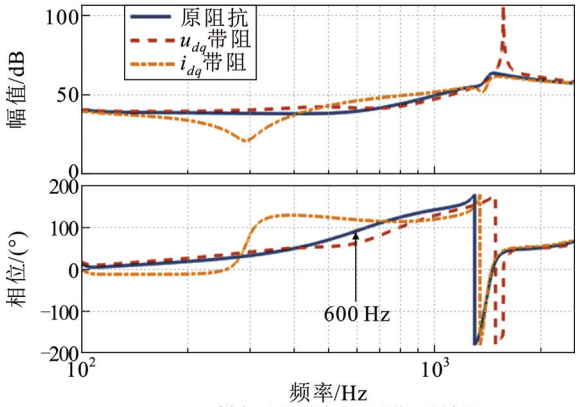
根据以上分析可知，能削弱 MMC 阻抗负阻尼效应的有源阻抗塑形方法包括励磁控制通道附加滤波、电压控制通道附加滤波、电流控制通道附加滤波、电压滤波、虚拟导纳附加阻尼和虚拟阻抗附加



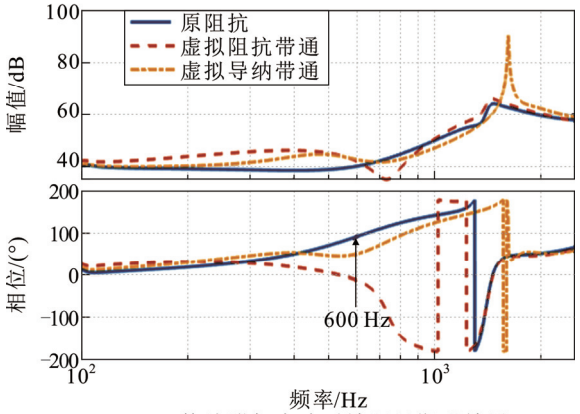
(a) 前馈环节附加阻尼塑形效果



(b) 反馈控制环节附加阻尼塑形效果



(c) 采样环节附加阻尼塑形效果



(d) 构造附加支路反馈阻尼塑形效果

图 9 不同阻抗塑形手段对 MMC 阻抗的塑形效果

Fig.9 Impedance shaping effects of different impedance shaping methods

阻尼 6 种。其中除了电压滤波和虚拟导纳带通外，其他控制手段都会在滤波器中心频率附近削弱一部分频段负阻尼效应的同时恶化另一部分频段的负阻尼效应。因此，本文选择电压带阻滤波和虚拟导纳带通滤波 2 种阻抗塑形手段研究构网型 MMC 高频振荡抑制策略。

3.2　基于有源阻抗塑形的高频振荡抑制效果

本节进一步通过广义 Nyquist 判据分析电压带阻滤波和虚拟导纳带通滤波这 2 种有源阻抗塑形手段的抑制效果。

工况 1 下，采用电压带阻滤波和虚拟导纳带通滤波 2 种阻抗塑形手段的 MMC 导纳与电网阻抗计算得到的 Nyquist 曲线如图 10 所示。为便于观察振荡风险的变化，这里仅给出包围(−1，0)的回路 1 计算结果。其中，2 种有源阻抗塑形手段的滤波器参数均为中心频率取 600 Hz、阻尼比取 0.707。由图 10 可知，2 种有源阻尼手段下系统的 Nyquist 曲线中回路 1 均未包围(−1，0)。根据广义 Nyquist 判据，系统稳定，2 种有源阻抗塑形手段均能有效抑制高频振荡现象。

3.3　不同振荡抑制策略的参数可行域对比

在基于带通/带阻滤波的有源阻抗塑形策略中，滤波器中心频率的选择会显著影响抑制效果。而理论模型的准确度和精度、工程采样数据区间和频率识别方法的差异都会影响理论分析或实际采样得到的振荡频率。因此在设计振荡抑制策略时，需要重点考虑能有效抑制振荡的滤波器中心频率范围。

为研究不同振荡抑制策略的中心频率参数可行域，对于工况 1，固定阻尼比为 0.707，得到电压带阻滤波和虚拟导纳带通滤波 2 种阻抗塑形手段在不同中心频率下的 Nyquist 分析结果，如图 11 和图 12 所示。表 1 进一步基于上述分析方法给出了 2 种有源塑形手段在阻尼比为 0.707 时能够抑制振荡的中心频率可行域。由图 11、12 和表 1 可知，2 种振荡抑制策略在中心频率选择上的参数可行域很广，对振荡频率的准确分析要求不高。同时，虚拟导纳带通阻抗塑形的中心频率可行域明显大于电压滤波带阻阻抗塑形，因此虚拟导纳带通更有优势。

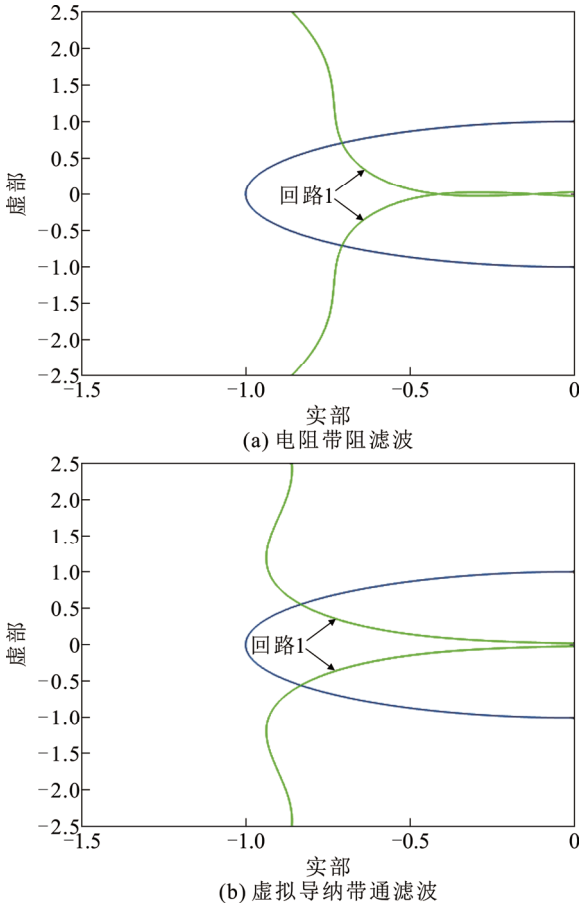


图 10　采用不同有源阻尼手段的系统 Nyquist 图

Fig.10　Nyquist curves of the system with different active damping methods

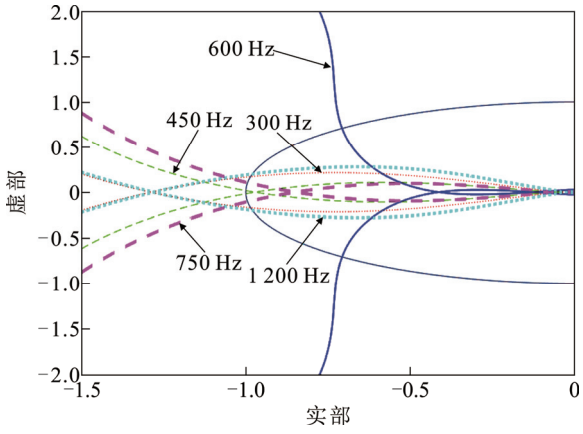


图 11　电压带阻滤波阻抗塑形在不同中心频率下的 Nyquist 分析结果

Fig.11　Nyquist curves of stability analysis with voltage notch filtering at different center frequencies

4　仿真验证

本章在电磁暂态仿真中对所提有源阻抗塑形策略的抑制效果进行验证。在时域仿真中，通过投切电网支路来模拟运行状态的变化：0~2 s 内，交流侧系统只投入 RL 支路；在 2 s 时，投入 RLC 支路 1，MMC 不采用振荡抑制策略以及采用电压带阻滤波和虚拟导纳带通滤波 2 种有源阻抗塑形策略下的仿真结果分别如图 13—图 15 所示。其中，i_a 为三相

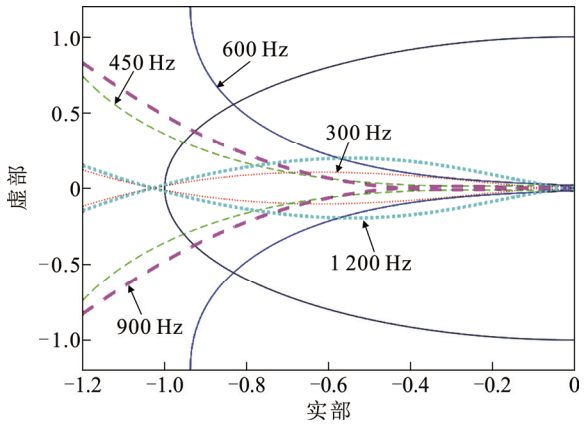


图 12 虚拟导纳带通滤波阻抗塑形在不同中心频率下的 Nyquist 分析结果

Fig.12 Nyquist curves of stability analysis with virtual admittance band-pass filtering at different center frequencies

表 1 2 种有源塑形手段的中心频率可行域

Table 1 Feasible domain of center frequencies for two active shaping methods

有源塑形手段	最小中心频率/Hz	最大中心频率/Hz
电压滤波带阻	480	800
虚拟导纳带通	340	1 100

电流 i_{PCC} 的 a 相值，2 种有源阻抗塑形策略的参数均设置中心频率为 600 Hz、阻尼比为 0.707。

由图 13 可知，在交流侧工况变化后，系统出现高频振荡，振荡频率在静止坐标系下为 550 Hz 和 650 Hz，对应旋转坐标系下为 600 Hz，与图 6 分析得到的 631 Hz 接近。由图 14 和图 15 可知，当 MMC 采用电压滤波带阻滤波和虚拟导纳带通滤波 2 种有源阻抗塑形策略时，在原本会导致高频振荡的工况下系统能保持稳定，振荡现象被抑制。另外，与图 14 相比，图 15 中工况变化后电流能更快地回到稳定平滑的波形，说明在工况变化后，采用虚拟导纳带通策略比采用电压带阻滤波策略的系统阻尼水平更高。因此，时域仿真结果证实了本文理论研究的有效性。

为了进一步验证虚拟导纳带通和电压带阻滤波 2 种策略相对另外 6 种策略的优越性。本文针对振荡频率出现在滤波器中心频率更低处(投入支路 2，记为工况 2)和更高处时(投入支路 3，记为工况 3)的情况进行测试，具体电网参数见附录 B。8 种有源阻抗塑形策略的部分仿真结果见附录 C。根据仿真结果，8 种振荡抑制策略对 2 种工况下的振荡抑制能力总结见表 2。由表 2 可知，虚拟导纳带通和

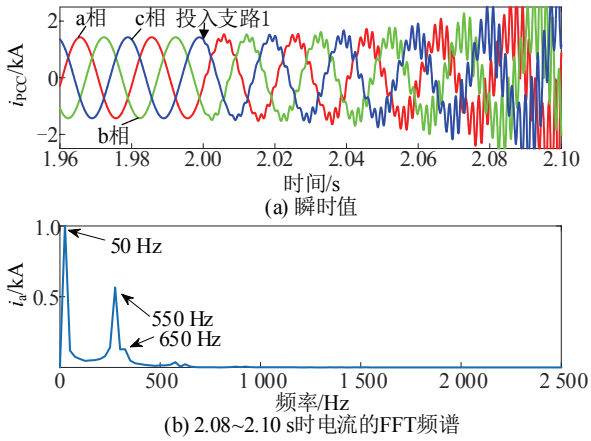


图 13 无高频振荡抑制控制的 MMC 交流侧输出电流

Fig.13 AC-side output current of MMC in the absence of high-frequency oscillation suppression control

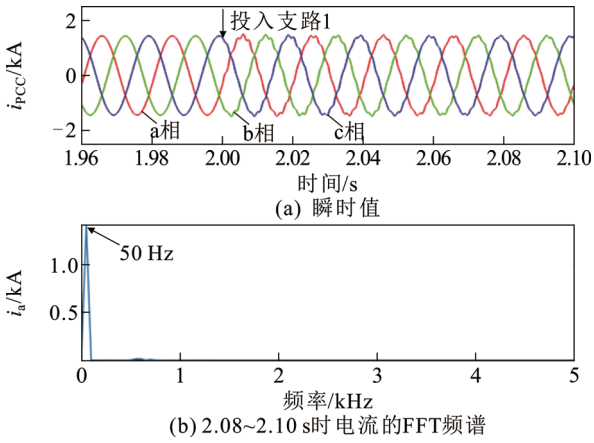


图 14 采用电压带阻滤波策略的 MMC 交流侧输出电流

Fig.14 AC-side output current of MMC with voltage notch filtering strategy

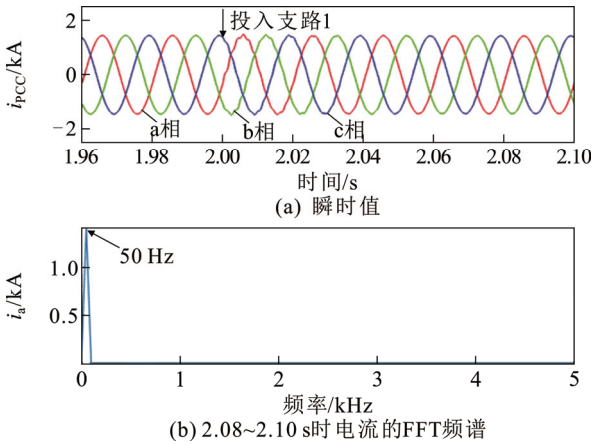


图 15 采用虚拟导纳带通滤波策略的 MMC 交流侧输出电流

Fig.15 AC-side output current of MMC with virtual admittance band-pass filtering strategy

表 2　8 种振荡抑制策略对 2 种工况下的振荡抑制效果

Table 2　Oscillation suppression performance of eight strategies under two operating conditions

振荡策略	工况 2	工况 3
前馈带阻滤波	×	×
励磁环带阻滤波	✓	×
电压环带阻滤波	×	✓
电流环带阻滤波	×	✓
u_{dq} 带阻滤波	✓	✓
i_{dq} 带阻滤波	×	×
虚拟阻抗	✓	×
虚拟导纳	✓	✓

注：表中“✓”表示该策略下对应工况不会出现振荡现象，“×”表示会出现振荡现象。

电压带阻滤波针对振荡频率出现在中心频率两侧的情况均能抑制，而其他 6 种抑制策略无法做到。

5　结论

1）MMC 的高频段阻抗特性包括：从负阻尼特性上看，MMC 阻抗幅值在高频段存在多个谐振峰，相位值波动幅度较大，同时存在容性负阻尼和感性负阻尼；从影响因素上看，MMC 阻抗在高频段内主要受虚拟励磁环节、电压控制环节和电流控制环节等控制环节动态特性的影响。

2）能削弱 MMC 阻抗负阻尼效应的有源阻抗塑形方法包括励磁控制通道附加滤波、电压控制通道附加滤波、电流控制通道附加滤波、电压带阻滤波、虚拟导纳附加阻尼和虚拟阻抗附加阻尼 6 种。其中除了电压带阻滤波和虚拟导纳附加阻尼，其他控制手段都会在滤波器中心频率附近削弱一部分频段负阻尼效应的同时恶化另一部分频段的负阻尼。

3）电压带阻滤波和虚拟导纳附加阻尼 2 种有源阻抗塑形策略都可以有效抑制高频振荡现象，而且 2 种手段能够抑制振荡现象的滤波器中心频率可行域达到数百赫兹，参数鲁棒性很强。此外，虚拟导纳带通在同样的参数下能提供更高的阻尼水平，同时其有效抑制振荡现象的中心频率可行域也较电压带阻滤波更大。因此，虚拟导纳带通更有优势。

和其他有源阻尼手段相比，本文提出的 2 种振荡抑制手段不会导致 MMC 的负阻尼频段转移，但能提供的稳定裕度也相对有限。因此，在需要大幅度提升系统阻尼水平的场景，比如交流侧存在新能源机组带来的负阻尼时，可能需要无源阻尼手段的参与才能实现振荡的有效抑制，作者将在后续作进一步研究。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献　References

[1] 许诺翊，刘　威，刘　树，等. 电力系统变流器构网控制技术的现状与发展趋势[J]. 电网技术，2022，46(9)：3586-3594.
XU Jieyi, LIU Wei, LIU Shu, et al. Current state and development trends of power system converter grid-forming control technology[J]. Power System Technology, 2022, 46(9): 3586-3594.

[2] 阳岳希，贺之渊，彭　程，等. 海上风电柔性直流外送系统主动支撑技术综述[J]. 高电压技术，2025，51(6)：2720-2733.
YANG Yuexi, HE Zhiyuan, PENG Cheng, et al. Review on grid support control for VSC-HVDC connecting offshore wind farm[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(6): 2720-2733.

[3] 赵冬梅，裴建楠，白俊辉，等. 极弱电网非对称故障下构网型变流器故障穿越能力提升技术[J/OL]. 高电压技术，2025：1-13[2025-04-24]. https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.
ZHAO Dongmei, PEI Jiannan, BAI Junhui, et al. Fault ride through capability enhancement technology of GFM converter during asymmetric fault period in very weak grid[J/OL]. High Voltage Engineering, 2025: 1-13[2025-04-24]. https://doi.org/10.13336/j.1003-6520.

[4] 刘钊汛，秦　亮，杨诗琦，等. 面向新型电力系统的电力电子变流器虚拟同步控制方法评述[J]. 电网技术，2023，47(1)：1-15.
LIU Zhaoxun, QIN Liang, YANG Shiqi, et al. Review on virtual synchronous generator control technology of power electronic converter in power system based on new energy[J]. Power System Technology, 2023, 47(1): 1-15.

[5] 蔡　旭，秦　垚，王　晗，等. 风电机组的自同步电压源控制研究综述[J]. 高电压技术，2023，49(6)：2478-2490.
CAI Xu, QIN Yao, WANG Han, et al. Review of self-synchronous voltage source control for wind turbine generator[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(6): 2478-2490.

[6] 黄　萌，凌扬坚，耿　华，等. 功率同步控制的构网型变流器多机交互分析与稳定控制研究综述[J]. 高电压技术，2023，49(11)：4571-4583.
HUANG Meng, LING Yangjian, GENG Hua, et al. An overview on multi-VSCs interaction analysis and stability controls of grid-forming converters with power synchronization control[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(11): 4571-4583.

[7] 王新宝，葛　景，韩连山，等. 构网型储能支撑新型电力系统建设的思考与实践[J]. 电力系统保护与控制，2023，51(5)：172-179.
WANG Xinbao, GE Jing, HAN Lianshan, et al. Theory and practice of grid-forming BESS supporting the construction of a new type of power system[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(5): 172-179.

[8] 孙大卫，刘　辉，赵　峰，等. 不同逆变电源主动支撑控制方式的对比研究[J]. 电网技术，2020，44(11)：4359-4367.
SUN Dawei, LIU Hui, ZHAO Feng, et al. Comparison of inverter generators with different support control methods[J]. Power System Technology, 2020, 44(11): 4359-4367.

[9] 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)：4720-4731.
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): 4720-4731.

[10] 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.

[11] 刘承锡，韩江北，尚　磊，等. 能量视角下的新能源外送系统宽频振荡机理建模与量化分析综述[J]. 电网技术，2023，47(10)：3980-3993.
LIU Chengxi, HAN Jiangbei, SHANG Lei, et al. Review of modeling and evaluation of wide-band oscillation in power systems integrated with renewable energy generation in view of energy[J]. Power System Technology, 2023, 47(10): 3980-3993.

[12] 马宁宁，谢小荣，唐　健，等. “双高”电力系统宽频振荡广域监测与预警系统[J]. 清华大学学报(自然科学版)，2021，61(5)：457-464.

MA Ningning, XIE Xiaorong, TANG Jian, et al. Wide-area measurement and early warning system for wide-band oscillations in “double-high” power systems[J]. Journal of Tsinghua University (Science & Technology), 2021, 61(5): 457-464.

[13] 杨诗琦，刘开培，秦　亮，等. MMC-HVDC 高频振荡问题研究进展[J]. 高电压技术，2021，47(10)：3485-3496.
YANG Shiqi, LIU Kaipei, QIN Liang, et al. Research progress of high frequency oscillation in MMC-HVDC[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(10): 3485-3496.

[14] CHENG Y J, XIE J, ZENG C H, et al. Comparison study of the wideband oscillation risk of mmc between grid-following and grid-forming control[J]. Energies, 2024, 17(11): 2507.

[15] 詹长江，吴　恒，王雄飞，等. 构网型变流器稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报，2023，43(6)：2339-2358.
ZHAN Changjiang, WU Heng, WANG Xiongfei, et al. An overview of stability studies of grid-forming voltage source converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(6): 2339-2358.

[16] 苑　宾，厉　璇，尹聪琦，等. 孤岛新能源场站接入柔性直流高频振荡机理及抑制策略[J]. 电力系统自动化，2023，47(4)：133-141.
YUAN Bin, LI Xuan, YIN Congqi, et al. Mechanism and suppression strategy of high-frequency oscillation caused by integration of islanded renewable energy station into MMC-HVDC System[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(4): 133-141.

[17] XU Z G, LI B B, WANG X F, et al. High-frequency resonance suppression based on unified MMC high-frequency impedance model[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(12): 14755-14769.

[18] LIN L, ZENG Q Q, ZHU J H, et al. High-frequency oscillation mechanism analysis and suppression strategy of grid-forming control MMC-HVDC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2023, 38(3): 1588-1600.

[19] 吴国涛. 基于无源性的三相构网型并网逆变器高频振荡抑制策略研究[D]. 武汉：华中科技大学，2022.
WU Guotao. Passivity-based high-frequency oscillation mitigation strategies for three-phase grid-forming inverters[D]. Wuhan, China: Huazhong University of Science and Technology, 2022.

[20] 徐　政. 柔性直流输电系统[M]. 2 版. 北京：机械工业出版社，2017.
XU Zheng. Flexible HVDC System[M]. 2nd ed. Beijing, China: China Machine Press, 2017.

[21] 朱　蜀，刘开培，李彧野，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)：4791-4804.
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): 4791-4804.

[22] 徐梓高. 基于谐波状态空间的模块化多电平换流器建模[D]. 哈尔滨：哈尔滨工业大学，2018.
XU Zigao. Modeling of modular multilevel converter based on harmonic state space[D]. Harbin, China: Harbin Institute of Technology, 2018.

[23] RYGG A, MOLINAS M, ZHANG C, et al. A modified sequence-domain impedance definition and its equivalence to the *dq*-domain impedance definition for the stability analysis of AC power electronic systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(4): 1383-1396.

[24] 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.

[25] ZHU S, LIU K P, LIAO X B, et al. D-Q frame impedance modeling of modular multilevel converter and its application in high-frequency resonance analysis[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021, 36(3): 1517-1530.

[26] YANG S Q, LIU K P, QIN L, et al. A broadband active damping method for high-frequency resonance suppression in MMC-HVDC system[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2023, 146: 108791.

[27] 杜东冶，郭春义，贾秀芳，等. 基于附加带阻滤波器的模块化多电平换流器高频谐振抑制策略[J]. 电工技术学报，2021，36(7)：1516-1525.
DU Dongye, GUO Chunyi, JIA Xiufang, et al. Suppression strategy for high frequency resonance of modular multilevel converter based on additional band-stop filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(7): 1516-1525.

[28] JI K, CHEN W M, WU X G, et al. High frequency stability constraints based MMC controller design using NSGA-III algorithm[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2023, 9(2): 623-633.

[29] 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.

[30] LI Y F, PANG H, KONG M, et al. Compensation control and parameters design for high frequency resonance suppression of MMC-HVDC system[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2021, 7(6): 1161-1175.

[31] 李云丰，贺之渊，孔　明，等. 柔性直流输电系统高频稳定性分析及抑制策略(二)：阻尼控制抑制策略[J]. 中国电机工程学报，2021，41(19)：6601-6615.
LI Yunfeng, HE Zhiyuan, KONG Ming, et al. High frequency stability analysis and suppression strategy of MMC-HVDC systems (part II): damping control suppression strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(19): 6601-6615.



杨诗琦
1998—，女，博士生
研究方向为柔性直流输电及电子化电力系统稳定性分析
E-mail: shiqiyang@whu.edu.cn

YANG Shiqi
Ph.D. candidate



刘开培
1962—，男，博士，教授，博导
主要从事直流输电、电能质量分析与控制、电力信息融合系统、新能源与智能电网等方面的研究工作

LIU Kaipei
Ph.D., Professor



秦　亮(通信作者)
1980—，男，博士，副教授，博导
主要从事电力电子化电力系统的分析与控制、柔性直流系统、可再生能源发电方面的研究工作

QIN Liang
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author

收稿日期　2025-01-28　在线出版日期　2025-06-03　　编辑　程子丰

附录 A

本部分介绍利用谐波状态空间(harmonic state-space, HSS)建模将 MMC 数学模型转换为阻抗模型的基本原理和思路，推导过程中具体的矩阵表达式见作者之前的工作[10]。根据 1.1 中 MMC 的动态方程表达式，MMC 的数学模型可以写成如下非线性时域周期(non-linear time-periodic, NTP)模型形式：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\boldsymbol{x}}{\mathrm{d}t} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u}) \\ \boldsymbol{y} = \boldsymbol{g}(\boldsymbol{x},\boldsymbol{u}) \end{cases} \tag{A1}$$

式中：$\boldsymbol{x}$、$\boldsymbol{u}$、$\boldsymbol{y}$ 分别为状态向量、输入向量、输出向量；$\boldsymbol{f}$、$\boldsymbol{g}$ 为非线性代数函数。

系统外发生扰动后，$\boldsymbol{x}$、$\boldsymbol{u}$ 和 $\boldsymbol{y}$ 会偏离稳态，定义各个变量的偏差为：$\Delta\boldsymbol{x}$、$\Delta\boldsymbol{u}$ 和$\Delta\boldsymbol{y}$。将 NTP 模型围绕运行轨迹线性化得到线性时域周期(linear time-periodic, LTP)模型，其表达式为：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}(\Delta\boldsymbol{x})}{\mathrm{d}t} = \dfrac{\partial \boldsymbol{f}}{\partial \boldsymbol{x}}\Delta\boldsymbol{x} + \dfrac{\partial \boldsymbol{f}}{\partial \boldsymbol{u}}\Delta\boldsymbol{u} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{T}}\Delta\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{T}}\Delta\boldsymbol{u} \\ \Delta\boldsymbol{y} = \dfrac{\partial \boldsymbol{g}}{\partial \boldsymbol{x}}\Delta\boldsymbol{x} + \dfrac{\partial \boldsymbol{g}}{\partial \boldsymbol{u}}\Delta\boldsymbol{u} = \boldsymbol{C}_{\mathrm{T}}\Delta\boldsymbol{x} + \boldsymbol{D}_{\mathrm{T}}\Delta\boldsymbol{u} \end{cases} \tag{A2}$$

围绕运行轨迹对式(A1)进行线性化后，系数矩阵 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{T}}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{T}}$、$\boldsymbol{C}_{\mathrm{T}}$ 和 $\boldsymbol{D}_{\mathrm{T}}$ 具有周期性。而 $\Delta\boldsymbol{x}$、$\Delta\boldsymbol{u}$ 和$\Delta\boldsymbol{y}$ 也可以利用傅里叶分解表示为不同周期分量相加的形式，例如$\Delta\boldsymbol{x}$ 可以用其周期部分乘以时间的指数函数来代替：

$$\Delta x(t) = \mathrm{e}^{st}\sum_{n\in Z} x_n \mathrm{e}^{\mathrm{j}n\omega_1 t} \tag{A3}$$

$\Delta\boldsymbol{u}$ 和$\Delta\boldsymbol{y}$ 的表达式同上。因此，可以将时域状态空间模型(A2)变换为谐波域：

$$\begin{cases} (s\boldsymbol{I}_{\mathrm{X}} + \boldsymbol{N})\hat{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{H}}\hat{\boldsymbol{X}} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{H}}\hat{\boldsymbol{U}} \\ \hat{\boldsymbol{Y}} = \boldsymbol{C}_{\mathrm{H}}\hat{\boldsymbol{X}} + \boldsymbol{D}_{\mathrm{H}}\hat{\boldsymbol{U}} \end{cases} \tag{A4}$$

其中：

$$\hat{\boldsymbol{X}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{X}_{-h} & \cdots & \boldsymbol{X}_{-1} & \boldsymbol{X}_0 & \boldsymbol{X}_1 & \cdots & \boldsymbol{X}_h \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{A5}$$

$$\boldsymbol{N} = \mathrm{diag}\left(-\mathrm{j}h\omega_1\boldsymbol{I},\cdots,-\mathrm{j}\omega_1\boldsymbol{I},\boldsymbol{0},\mathrm{j}\omega_1\boldsymbol{I},\cdots,\mathrm{j}h\omega_1\boldsymbol{I}\right) \tag{A6}$$

式中：s 是拉普拉斯算子，diag(·)表示对角矩阵；$\boldsymbol{X}_h$ 是一个列向量，表示 $\boldsymbol{X}(s+\mathrm{j}h\omega_1)$，含义为状态变量 $\hat{\boldsymbol{X}}$ 的第 h 次序分量。$\hat{\boldsymbol{U}}$ 和 $\hat{\boldsymbol{Y}}$ 的表达式与 $\hat{\boldsymbol{X}}$ 类似，其中矩阵的上标表示该变量为小信号值；$\boldsymbol{I}$ 和 $\boldsymbol{I}_{\mathrm{X}}$ 是维数分别和 X_0 及 $\hat{\boldsymbol{X}}$ 的向量长度相等的单位矩阵；ω_1 是基频；$\boldsymbol{0}$ 是和 $\boldsymbol{I}$ 维数一致的零矩阵；$\boldsymbol{A}_{\mathrm{H}}$ 是 Toeplitz 矩阵。

式(A4)为 LTP 系统(A2)的 HSS 模型。按照上述步骤，MMC 的 LTP 模型可以表示为：

$$\Delta\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{Tx}}\Delta\boldsymbol{x} + \boldsymbol{A}_{\mathrm{Tz}}\Delta\boldsymbol{z} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{T}}\Delta\boldsymbol{u} \tag{A7}$$

式中：状态变量$\Delta\boldsymbol{x}$=[$\Delta\mathrm{i}_{\mathrm{diff}}$ Δi_{v} $\Delta u_{\mathrm{Cu}}^{\mathrm{M}}$ $\Delta u_{\mathrm{Cl}}^{\mathrm{M}}$]$^{\mathrm{T}}$；输入变量$\Delta\boldsymbol{u}$=[$\Delta u_{\mathrm{dc}}$ Δu_{v}]$^{\mathrm{T}}$；中间变量$\Delta\boldsymbol{z}$=[Δm_{u} Δm_{l}]$^{\mathrm{T}}$;m_{u} 和 m_{l} 分别为上、下桥臂调制信号。通过 HSS 建模，将式(A7)由时域转换为谐波域。在 HSS 模型中，系数矩阵可以表示为 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{Hx}}$=$\Gamma$($\boldsymbol{A}_{\mathrm{Tx}}$),$\boldsymbol{A}_{\mathrm{Hz}}$=$\Gamma$($\boldsymbol{A}_{\mathrm{Tz}}$),$\boldsymbol{B}_{\mathrm{H}}$=$\Gamma$($\boldsymbol{B}_{\mathrm{T}}$)。

加入控制系统动态后，$\Delta\boldsymbol{z}\neq 0$。为便于阻抗模型的编程实现，将 MMC 的 HSS 模型分为如下 4 部分：

$$\begin{cases} (s\boldsymbol{I}+\boldsymbol{N})\hat{\boldsymbol{X}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{Hx}}\hat{\boldsymbol{X}} + \boldsymbol{A}_{\mathrm{Hz}}\hat{\boldsymbol{Z}} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{H}}\hat{\boldsymbol{U}} \\ \hat{\boldsymbol{Z}} = \boldsymbol{C}_{\mathrm{Hm1}}\hat{\boldsymbol{M}}_1 + \boldsymbol{C}_{\mathrm{Hm2}}\hat{\boldsymbol{M}}_2 \\ \hat{\boldsymbol{M}}_1 = \boldsymbol{D}_{\mathrm{H1}}\hat{\boldsymbol{X}} + \boldsymbol{E}_{\mathrm{H1}}\hat{\boldsymbol{U}} \\ \hat{\boldsymbol{M}}_2 = \boldsymbol{D}_{\mathrm{H2}}\hat{\boldsymbol{X}} + \boldsymbol{E}_{\mathrm{H2}}\hat{\boldsymbol{U}} \end{cases} \tag{A8}$$

方程组(A8)中的第 1 个公式代表了电气系统的动态，中间变量 $\hat{\boldsymbol{Z}}$ 为上下桥臂调制信号。第 2 个公式代表了调制信号的转换，$\hat{\boldsymbol{M}}_1$ 和 $\hat{\boldsymbol{M}}_2$ 分别代表主控制和环流抑制控制输出的调制信号。根据上下桥臂调制信号和控制器调制信号的转换关系可以求得常数矩阵 $\boldsymbol{C}_{\mathrm{Hm1}}$、$\boldsymbol{C}_{\mathrm{Hm2}}$ 的表达式，并可由 $\hat{\boldsymbol{M}}_1$ 和 $\hat{\boldsymbol{M}}_2$ 计算得到。第 3 和第 4 个公式代表了分别代表主控制器和 CCSC 的动态。求出式(A8)中各个谐波传递函数矩阵的表达式后，可以写出从到的传递函数矩阵：

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{MMC}}^{\mathrm{tf}} = \left(\mathrm{s}\,\boldsymbol{I} + \boldsymbol{N} - \boldsymbol{A}_{\mathrm{Hx}} - \boldsymbol{A}_{\mathrm{Hz}}\left(\boldsymbol{C}_{\mathrm{Hm1}}\boldsymbol{D}_{\mathrm{H1}} + \boldsymbol{C}_{\mathrm{Hm2}}\boldsymbol{D}_{\mathrm{H2}}\right)\right)^{-1} \cdot \left(\boldsymbol{A}_{\mathrm{Hz}}\left(\boldsymbol{C}_{\mathrm{Hm1}}\boldsymbol{E}_{\mathrm{H1}} + \boldsymbol{C}_{\mathrm{Hm2}}\boldsymbol{E}_{\mathrm{H2}}\right) + \boldsymbol{B}_{\mathrm{H}}\right) \tag{A9}$$

令输出变量为状态变量，即 $\hat{\boldsymbol{Y}} = \hat{\boldsymbol{X}}$，可得谐波输入输出关系的表达式：

$$\hat{\boldsymbol{Y}} = \boldsymbol{H}_{\mathrm{MMC}}^{\mathrm{tf}}\hat{\boldsymbol{U}} \tag{A10}$$

根据式(A10)可以计算任意扰动电压输入下 MMC 的电流响应。考虑到 h 次高次谐波动态特性时，列向量 $\hat{\boldsymbol{X}}$ 和 $\hat{\boldsymbol{U}}$ 的长度分别为 4×(2h+1)和 2×(2h+1)。为了方便设计控制系统中的有源阻尼参数，可以求取在控制系统旋转坐标系下的换流器 dq 轴阻抗进行理论分析。结合式(7)与式(A3)的转换关系，可以通过式(A21)得到 MMC 的 dq 轴导纳表达式为：

$$\boldsymbol{Y}_{dq} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \boldsymbol{H}_{\mathrm{MMC}}^{\mathrm{tf}}(4h-2,2h) & \boldsymbol{H}_{\mathrm{MMC}}^{\mathrm{tf}}(4h-2,2h+4) \\ \boldsymbol{H}_{\mathrm{MMC}}^{\mathrm{tf}}(4h+6,2h) & \boldsymbol{H}_{\mathrm{MMC}}^{\mathrm{tf}}(4h+6,2h+4) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 0.5 & 0.5j \\ 0.5 & -0.5j \end{bmatrix} \tag{A11}$$

通过对导纳矩阵取逆，可以得到 MMC 的 dq 轴阻抗矩阵：

$$\boldsymbol{Z}_{dq}=\boldsymbol{Y}_{dq}^{-1} \tag{A12}$$

附录 B

表 B1　MMC 模型电气参数

Table B1　Electrical parameters of MMC

参数/单位	数值	参数/单位	数值
系统额定频率 f_1/Hz	50	桥臂并联子模块数 N	500
交流额定电压 u_s/kV	437	子模块电容 C_{SM}/mF	11
系统额定容量 S_{base}/MVA	750	桥臂电感 L_{arm}/mH	5.553 8
直流侧额定电压 u_{dc}/kV	840	桥臂电阻 R_{arm}/Ω	0.1

表 B2　MMC 模型控制参数

Table B2　Control parameters of MMC

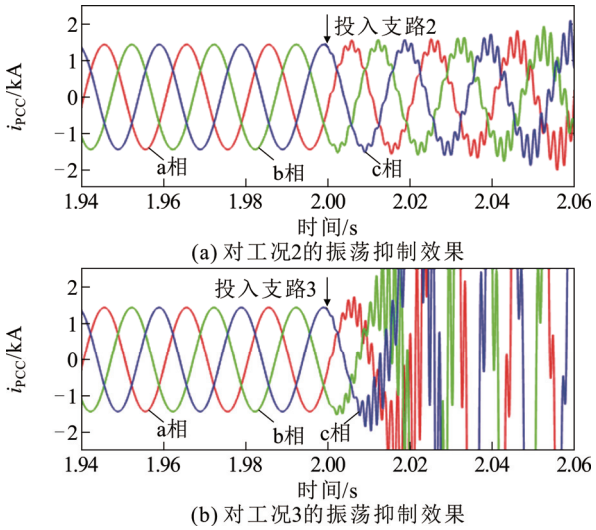
参数	数值	参数	数值
电压控制比例系数 k_{pu}	2	虚拟励磁比例系数 k_{pE}	0.2
电压控制积分系数 k_{iu}	50	虚拟励磁积分系数 k_{iE}	0.8
电流控制比例系数 k_{pi}	0.8	无功-电压下垂系数 k_Q	3
电流控制积分系数 k_{ii}	10	惯性时间常数 T_j	0.030 4
环流抑制比例系数 k_{pccsc}	1	阻尼系数 D	40
环流抑制积分系数 k_{iccsc}	20	控制延时 T_{delay}/μs	350

表 B3　交流电网等效阻抗网络参数

Table B3　Parameters of AC grid equivalent impedance

参数含义	符号及数值
RL 支路，对应短路比为 10	R_{g0}=0.01 Ω,L_{g0}=0.162 1 H
RLC 支路 1，对应谐振频率为 600 Hz	R_{g1}=1.5 Ω,L_{g1} = 0.156 4 H,C_{g1}= 0.45 μF
RLC 支路 2，对应谐振频率为 400 Hz	R_{g2}=1.5 Ω,L_{g2} = 0.156 4 H,C_{g2}=1.01 μF
RLC 支路 3，对应谐振频率为 700 Hz	R_{g3}=1.5 Ω,L_{g3} = 0.156 4 H,C_{g3}=0.33 μF

附录 C



(a) 对工况2的振荡抑制效果

(b) 对工况3的振荡抑制效果

图 C1　采用前馈带阻滤波策略的 MMC 对工况 2 和工况 3 的振荡抑制效果

Fig.C1　Oscillation suppression performance of MMC with feedforward notch filter strategy on operating condition 2 and operating condition 3

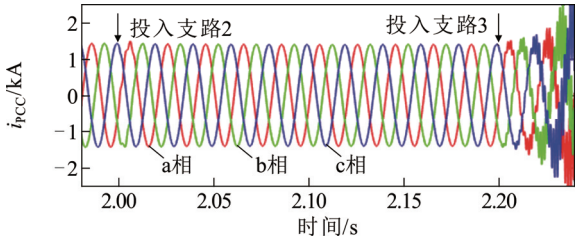


图 C2　采用励磁环带阻滤波策略的 MMC 对工况 2 和工况 3 的振荡抑制效果

Fig.C2　Oscillation suppression performance of MMC with excitation loop notch filter strategy on operating condition 2 and operating condition 3

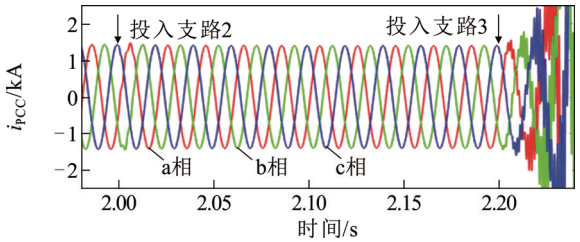


图 C3　采用电压环带阻滤波策略的 MMC 对工况 2 和工况 3 的振荡抑制效果

Fig.C3　Oscillation suppression performance of MMC with voltage loop notch filter strategy on operating condition 2 and operating condition 3

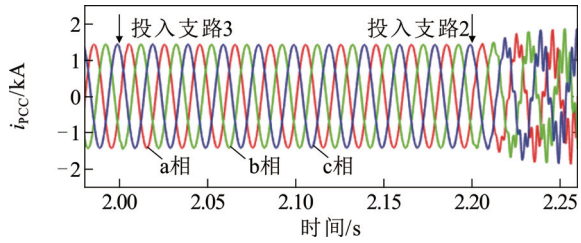


图 C4　采用电流环带阻滤波策略的 MMC 对工况 2 和工况 3 的振荡抑制效果

Fig.C4　Oscillation suppression performance of MMC with current loop notch filter strategy on operating condition 2 and operating condition 3

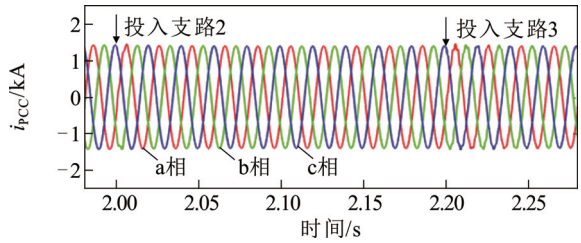


图 C5　采用 u_{dq} 带阻滤波策略的 MMC 对工况 2 和工况 3 的振荡抑制效果

Fig.C5　Oscillation suppression performance of MMC with u_{dq} loop notch filter strategy on operating condition 2 and operating condition 3

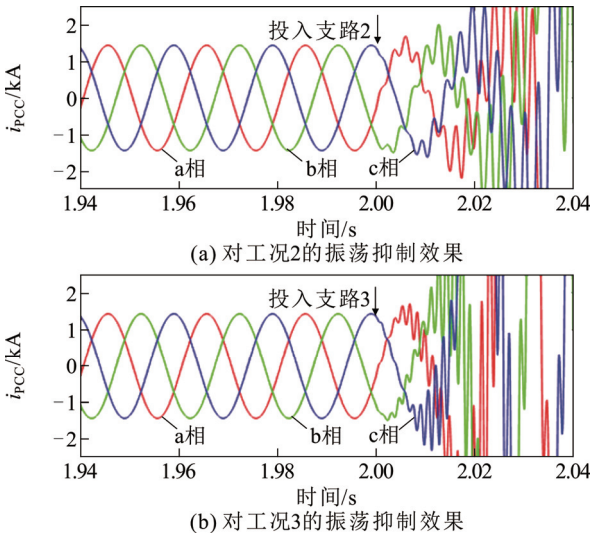


图 C6　采用 i_{dq} 带阻滤波策略的 MMC 对工况 2 和工况 3 的振荡抑制效果

Fig.C6　Oscillation suppression performance of MMC with i_{dq} loop notch filter strategy on operating condition 2 and operating condition 3

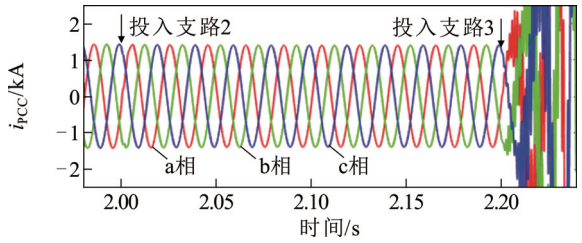


图 C7　采用虚拟阻抗策略的 MMC 对工况 2 和工况 3 的振荡抑制效果

Fig.C7　Oscillation suppression performance of MMC with virtual impedance strategy on operating condition 2 and operating condition 3

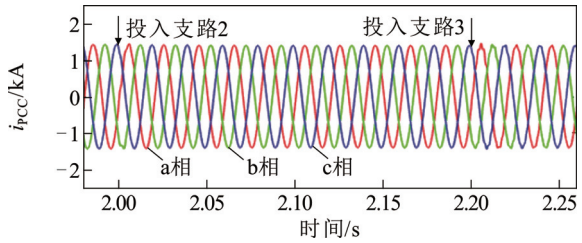


图 C8　采用虚拟导纳策略的 MMC 对工况 2 和工况 3 的振荡抑制效果

Fig.C8　Oscillation suppression performance of MMC with virtual admittance strategy on operating condition 2 and operating condition 3