

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.240773

# 考虑链路延时的 MMC 高频稳定性分析与振荡抑制策略

徐 韬<sup>1</sup>, 束洪春<sup>1</sup>, 冯海洋<sup>2</sup>, 孙士云<sup>1</sup>, 陈有为<sup>1</sup>, 张丕豪<sup>1</sup>

(1. 昆明理工大学, 云南 昆明 650500; 2. 云南电网有限责任公司昆明供电局, 云南 昆明 650011)

**摘要:** 基于模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的高压直流输电(high voltage direct current, HVDC)系统因其固有的链路延时特点, 可能导致系统出现高频振荡现象。针对此问题, 建立了含链路延时的 MMC 小信号模型, 利用特征值分析法对高频振荡模式进行分析, 揭示了高频振荡的发生机理。进而提出了一种基于二阶带阻滤波器的高频振荡抑制策略, 以确保高频段有足够的正阻尼。并与采用低通滤波器和非线性滤波器的抑制策略进行对比, 探讨了不同策略的抑制效果以及对 MMC 动态性能和故障穿越能力的影响。最后, 根据 PSCAD/EMTDC 电磁暂态仿真模型验证了理论分析的正确性以及抑制措施的有效性。

**关键词:** 小干扰稳定性; 状态空间模型; 高频振荡; 附加阻尼控制; 高压直流输电

## High frequency stability analysis and oscillation suppression strategy for an MMC considering link delays

XU Tao<sup>1</sup>, SHU Hongchun<sup>1</sup>, FENG Haiyang<sup>2</sup>, SUN Shiyun<sup>1</sup>, CHEN Youwei<sup>1</sup>, ZHANG Pihao<sup>1</sup>

(1. Kunming University of Science and Technology, Kunming 650500, China;

2. Kunming Power Supply Bureau, Yunnan Power Grid Co., Ltd., Kunming 650011, China)

**Abstract:** Because of the inherent link delay characteristics of a modular multilevel converter (MMC) based high voltage direct current (HVDC) transmission systems, high frequency oscillations may occur. Thus a small signal MMC model incorporating link delays is established. The eigenvalue analysis method is used to analyze the high frequency oscillation modes, and the underlying mechanism of high frequency oscillations is revealed. Also, a high-frequency oscillation suppression strategy based on a second-order notch filter is proposed to ensure sufficient positive damping in the high frequency band. A comparative analysis is conducted between this strategy and suppression methods using low-pass and nonlinear filters, evaluating their effectiveness in mitigating oscillations and their impact on MMC dynamic performance and fault ride-through capability. Finally, the correctness of the theoretical analysis and the effectiveness of the suppression measures are verified by electromagnetic transient simulations using the PSCAD/EMTDC platform.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 52037003).

**Key words:** small signal stability; state-space model; high-frequency oscillation; additional damping control; high voltage DC transmission

## 0 引言

电力系统中的高比例可再生能源和高比例电力电子设备对电力系统的动态行为有着显著影响<sup>[1-3]</sup>。其中, 基于模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)的柔性直流输电具有谐波含量低、模块易于扩展和控制灵活等优势, 在清洁能源消纳、电

网异步和孤岛供电等领域得到了广泛的应用<sup>[4-6]</sup>。

近年来, 部分 MMC 高压直流输电技术工程在运行和实验中出现了高频振荡现象, 西班牙与法国的直流联网工程曾出现 1600 Hz 的高频谐振事件<sup>[7-8]</sup>。我国的鲁西工程中交流系统故障使得运行工况改变, 导致广西电网侧出现 1270 Hz 的电压振荡<sup>[9]</sup>; 渝鄂工程调试升压期间湖北侧出现 1800 Hz 的高频振荡, 最终电流谐波保护动作导致换流器闭锁<sup>[10]</sup>。高频振荡产生的数倍于基频分量的电压电流会对电力设备带来巨大冲击, 降低设备使用寿命, 严重时

**基金项目:** 国家自然科学基金项目资助(52037003); 云南省重大专项资助(202002AF080001)

会对电力系统的安全稳定运行带来巨大威胁。因此, 研究 MMC 高频振荡的机理以及相关的抑制措施具有重要的理论和工程意义。

近些年, MMC 系统的稳定性问题引起了国内外学者的关注, 阻抗分析法<sup>[11-13]</sup>和特征值分析法<sup>[14-16]</sup>是主流的分析方法。文献[17]在  $dq$  坐标系下建立了详细的 MMC 阻抗模型, 分析了 4 个阻抗通道的频率响应曲线, 解释了 MMC 在某些高频段会出现负电阻电感特性, 易与交流系统的容性特征相互作用产生高频振荡。文献[18]建立了 MMC 的序阻抗模型, 对系统的链路延时和控制参数进行了研究, 结果表明链路延时是 MMC 发生高频振荡的主要因素。文献[19-20]采用 MMC 的平均值模型, 分别结合开关函数和动态相量的思想, 构建了含 MMC 内部谐波的状态空间模型, 并对系统进行了稳定性分析, 但建模未考虑到链路延时。文献[21]指出对链路延时采用 Pade 等效的方法能够反映系统的高频特性, 在此基础上求出了高频振荡的临界延时, 但是没有对控制参数的影响规律进行分析。以上文献初步确认了 MMC 高频振荡的原因和分析方向, 为本文剖析高频振荡机理、分析参数作用规律打下了基础。

目前, 想要实现对 MMC 高频振荡的抑制, 一般需要对 MMC 换流站进行阻抗重塑, 重塑方法大致归纳为改进电流内环控制结构以及添加硬件滤波支路<sup>[22-25]</sup>。文献[26]采用 RLC 串联阻抗重塑器以提高系统阻尼, 但该装置会产生较大的功率损耗; 文献[27]在此基础上设计了一个 C 型滤波器, 大幅减少了功率损耗, 但其参数的整定较为困难。文献[28]计及滤波器衰减特性以及中高频段 MMC 相位最低建立了多目标优化模型, 基于 NSGA-III 对控制参数进行优化。文献[29-30]在前馈支路附加非线性滤波器, 该滤波器会在电压变化过大时, 固定前馈电压为上一时刻的电压, 从而阻断高频分量进入 MMC 控制系统, 但是采用非线性滤波器会影响 MMC 的故障穿越性能。文献[31]采用与 MMC 环流抑制类似的思路, 设计了独立的 PI 控制器, 构造出谐波抑制环, 通过分离控制系统中的高频分量, 以实现抑制高频振荡的目的, 然而 MMC 子模块电容能量有限, 可能无法产生谐波电压以抵消谐波电流。

鉴于此, 本文采用特征值分析法, 从控制链路延时的等效建模、高频特性分析、附加阻尼控制以及仿真验证等几个方面展开研究, 确认高频失稳的关键因素, 厘清各高频变量的耦合关系, 分析各参数对高频稳定性的作用规律, 提出基于二阶带阻滤波器的附加阻尼控制以及相关参数的整定方法, 通过仿真验证了理论分析的正确性和抑制措施的有效性。

## 1 MMC 系统的动态模型

建立准确的数学模型, 是分析电力系统稳定性的必要条件, 本节建立了含延时环节的 MMC 系统动态模型, 并给出 Pade 等效阶数的选取依据, 为后文研究 MMC 高频振荡问题提供分析模型。

图 1 为 MMC 系统的主电路拓扑与其主控制框图。其中,  $U_{ij}$ 、 $i_{sj}$ 、 $i_{pj}$  与  $i_{nj}$  ( $j = a, b, c$ ) 分别为并网点三相电压、三相电流以及上、下桥臂电流;  $R_{arm}$  与  $L_{arm}$  为桥臂阻感;  $u_c$  为子模块电容电压;  $U_{dc}$  为直流电压。基于动态相量建立的 MMC 常微分动态模型, 在文献[32]中有详细的推导过程, 本文不再赘述。MMC 控制系统包括锁相环、主控制系统和环流抑制器 3 个部分, 其链路延时主要由采样、滤波和数字控制计算等引起。本文重点介绍采用 Pade 近似等效延时环节的主控制系统动态模型, 锁相环和环流抑制器的动态模型如附录 A 图 A1 所示。

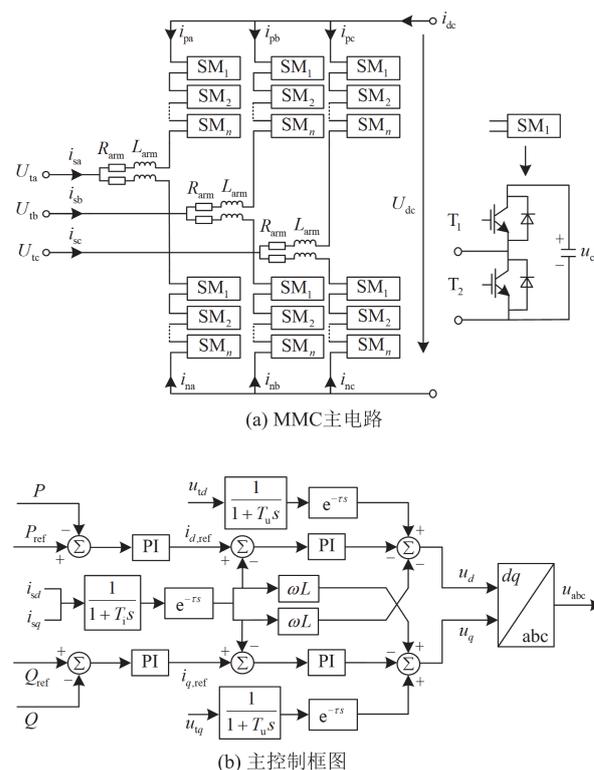


图 1 MMC 主电路拓扑与主控制框图

Fig. 1 MMC main circuit topology and main control block diagram

### 1.1 延时环节的近似等效

延时常数为  $\tau$  的延时环节通常由无理函数  $e^{-\tau s}$  表示, 如图 1(b) 主控制框图所示, 但该函数无法直接得到其状态空间模型, 通常的处理方法是采用 Pade 近似等效, 将其转换为高阶常微分方程, 间接

得到其状态空间模型。

$$e^{-\tau s} \approx R(s) = \frac{b_0 + b_1 \tau s + \dots + b_i (\tau s)^n}{a_0 + a_1 \tau s + \dots + a_i (\tau s)^n} \quad (1)$$

$$a_i = \frac{(2n-i)!!}{n!(n-i)!} \quad i = 0, 1, \dots, n \quad (2)$$

$$b_i = (-1)^i a_i \quad i = 0, 1, \dots, n \quad (3)$$

式中:  $R(s)$  为 Pade 有理函数;  $a_i$  与  $b_i$  分别为 Pade 等效分母与分子多项式各系数;  $\tau$  为延时常数;  $n$  为 Pade 近似的阶数。

采用 Pade 近似等效时, 所选取的阶数会直接影响分析计算的精度。由于链路延时在控制系统中的效果主要表现为对输入信号的相移, 因此对比分析不同阶数下 Pade 近似函数的相频曲线, 如图 2 所示。

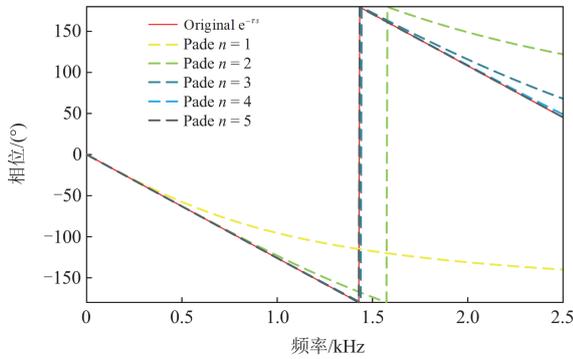


图 2 延时为 350  $\mu$ s 时各阶 Pade 近似函数的相频图  
Fig. 2 Phase-frequency diagram of each-order Pade approximation function when the delay is 350  $\mu$ s

从图 2 可知, 系统振荡频率较低时, 采用低阶的 Pade 近似函数能够反映其延时效果, 但在分析高频振荡问题时, 要选取较高阶的 Pade 近似函数才能保证分析结果的可靠性, 考虑到阶数过高模型求解困难, 本文选取 4 阶 Pade 近似函数等效链路延时, 结合式(1)一式(3)可得延时环节的状态空间模型如式(4)所示。

$$\begin{bmatrix} \frac{dz_{d4}}{dt} \\ y_{d4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{d4} & B_{d4} \\ C_{d4} & D_{d4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_{d4} \\ u_{d4} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$A_{d4} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{-a_0 \tau^{-4}}{a_4} & \frac{-a_1 \tau^{-3}}{a_4} & \frac{-a_2 \tau^{-2}}{a_4} & \frac{-a_3 \tau^{-1}}{a_4} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$C_{d4} = \frac{1}{a_4^2} \begin{bmatrix} (a_4 b_0 - a_0 b_4) \tau^{-4} \\ (a_4 b_1 - a_1 b_4) \tau^{-3} \\ (a_4 b_2 - a_2 b_4) \tau^{-2} \\ (a_4 b_3 - a_3 b_4) \tau^{-1} \end{bmatrix}^T \quad (6)$$

$$B_{d4} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, D_{d4} = \frac{b_4}{a_4} \quad (7)$$

式中: 下标 d4 表示 4 阶 Pade 近似;  $z_{d4}$  为 Pade 近似产生的中间状态变量,  $z_{d4} = [z_1, z_2, z_3, z_4]^T$ ;  $u_{d4}$  和  $y_{d4}$  分别表示延时环节的输入与输出。

结合图 1(b)所示的主控制框图, 选择主控制器中采样后的电压电流, 并取 4 阶 Pade 近似, 共产生 16 个中间状态变量  $[z_1, z_2, \dots, z_{16}]$ , 这里不再逐一给出。

## 1.2 含链路延时的 MMC 主控制系统动态模型

MMC 主控制系统一般运行在定功率或者定电压模式, 本文以定功率模型为例, 构建其动态模型。为使模型不失一般性, 用一阶惯性模拟电压电流的采样过程, 再经延时环节进入控制系统。

$$\begin{cases} \frac{di_{sdm}}{dt} = \frac{i_{sd} - i_{sdm}}{T_i} \\ \frac{di_{sqm}}{dt} = \frac{i_{sq} - i_{sqm}}{T_i} \\ \frac{du_{dm}}{dt} = \frac{u_{ld} - u_{dm}}{T_u} \\ \frac{du_{qm}}{dt} = \frac{u_{lq} - u_{qm}}{T_u} \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} u_{ld,de} \\ u_{lq,de} \\ i_{d,de} \\ i_{q,de} \end{bmatrix} = R(s) \begin{bmatrix} u_{dm} \\ u_{qm} \\ i_{sdm} \\ i_{sqm} \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中:  $u_{ld}$ 、 $u_{lq}$ 、 $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$  分别为公共连接点(point of common coupling, PCC)的电压、电流;  $u_{dm}$ 、 $u_{qm}$ 、 $i_{sdm}$ 、 $i_{sqm}$  分别为经过测量环节后的电压、电流;  $R(s)$  为  $R(s)$  组成的对角矩阵;  $u_{ld,de}$ 、 $u_{lq,de}$ 、 $i_{d,de}$ 、 $i_{q,de}$  分别为延时后的电压、电流;  $T_i$ 、 $T_u$  分别为电压、电流的采样时间常数。

经延时的电压电流进入主控制系统, 改变了其原有的动态行为, 结合图 1(b)所示的控制框图可以得到其动态模型为

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = P_{\text{ref}} - P \\ \frac{dx_2}{dt} = Q_{\text{ref}} - Q \\ \frac{dx_3}{dt} = i_{d,\text{ref}} - i_{d,\text{de}} \\ \frac{dx_4}{dt} = i_{q,\text{ref}} - i_{q,\text{de}} \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} i_{d,\text{ref}} = k_{p1}(P_{\text{ref}} - P) + k_{i1}x_1 \\ i_{q,\text{ref}} = k_{p2}(Q_{\text{ref}} - Q) + k_{i2}x_2 \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} u_d = u_{d,\text{de}} - \omega L_{\text{cq}} i_{q,\text{de}} - k_{p3}(i_{d,\text{ref}} - i_{d,\text{de}}) - k_{i3}x_3 \\ u_q = u_{q,\text{de}} + \omega L_{\text{cq}} i_{d,\text{de}} - k_{p4}(i_{q,\text{ref}} - i_{q,\text{de}}) - k_{i4}x_4 \end{cases} \quad (12)$$

式中:  $x_1$ 、 $x_2$ 、 $x_3$  和  $x_4$  为主控制系统内外环控制的 4 个状态变量;  $P_{\text{ref}}$ 、 $Q_{\text{ref}}$  和  $P$ 、 $Q$  分别为 MMC 的功率参考指令和实际值;  $i_{d,\text{ref}}$  和  $i_{q,\text{ref}}$  为内环电流指令;  $k_{p1}$ 、 $k_{p2}$  和  $k_{p3}$ 、 $k_{p4}$  分别为主控制系统内环和外环比例控制系数;  $k_{i1}$ 、 $k_{i2}$  和  $k_{i3}$ 、 $k_{i4}$  分别为主控制系统内环和外环积分控制系数;  $u_d$  和  $u_q$  分别为 MMC 基波参考电压的  $dq$  轴分量;  $\omega$  为锁相环输出角频率;  $L_{\text{cq}}$  为 MMC 出口等值电感,  $L_{\text{cq}} = L_{\text{T}} + L_{\text{arm}}/2$ ,  $L_{\text{T}}$  为变压器等值电感。

### 1.3 MMC 系统整体动态模型

综合 MMC 主电路、锁相环、环流抑制器、交流系统以及式(4)一式(12)后, 可以得到 MMC 系统整体的动态模型, 在平衡点附近对其进行线性化可得系统的小信号模型, 如式(13)所示。

$$\frac{d\Delta x}{dt} = A\Delta x + B\Delta u \quad (13)$$

式中: 矩阵  $A$  和  $B$  分别为含延时 MMC 系统的特征矩阵和输入矩阵;  $x$  为全部状态变量构成的列向量,  $x = [u_{c0}, u_{c1,d}, u_{c1,q}, u_{c2,d}, u_{c2,q}, u_{c3,d}, u_{c3,q}, i_{dc}, i_{sd}, i_{sq}, i_{\text{cir},d}, i_{\text{cir},q}, f_{\text{cir},d}, f_{\text{cir},q}, x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_{\text{pll}}, z_1, z_2, \dots, z_{16}, u_{c,d}, u_{c,q}, i_{gd}, i_{gq}]^T$ ;  $u$  为输入变量组成的列向量,  $u = [i_{\text{cir},d,\text{ref}}, i_{\text{cir},q,\text{ref}}, P_{\text{ref}}, Q_{\text{ref}}]^T$ 。其中:  $u_{c0}$  为子模块电容直流电压;  $u_{c1,d}$  和  $u_{c1,q}$  为子模块电容基频电压;  $u_{c2,d}$  和  $u_{c2,q}$  为子模块电容 2 倍频电压;  $u_{c3,d}$  和  $u_{c3,q}$  为子模块电容 3 倍频电压;  $i_{dc}$  为 MMC 桥臂直流电流;  $i_{\text{cir},d}$  和  $i_{\text{cir},q}$  为 MMC 内部环流;  $f_{\text{cir},d}$  和  $f_{\text{cir},q}$  为环流抑制器的两个状态变量;  $x_5$  和  $x_{\text{pll}}$  为锁相环的两个状态变量;  $u_{c,d}$  和  $u_{c,q}$  为电容母线电压;  $i_{gd}$  和  $i_{gq}$  为交流电感电流;  $i_{\text{cir},d,\text{ref}}$  和  $i_{\text{cir},q,\text{ref}}$  为 MMC 的环流抑制指令。

## 2 MMC 系统小信号模型验证

交流系统运行工况复杂多变, 其阻抗频率特性在高频段可能呈现出容性, 在扰动下易与 MMC 系统交互引发高频振荡现象, 在 PSCAD/EMTDC 仿真平台上搭建如图 3 所示的单端电磁暂态模型, 其中,  $C_0$  为并联电容,  $R_g$  与  $L_g$  分别为电网等效电阻和电感。MMC 采用定功率控制模式, 通过换流变连接到 PCC, 并且在 PCC 处并联电容器进行无功补偿, 通过调节电容器的参数便可对交流系统的阻抗频率特性进行改变。控制参数与模型参数如附录 A 表 A1 和表 A2 所示。

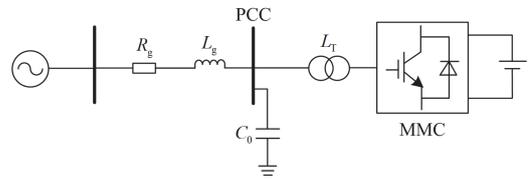


图 3 单端 MMC 结构图

Fig. 3 Single-ended MMC structure diagram

为了验证所建立的含链路延时的 MMC 小信号模型的准确性, 在 Matlab 中建立 1.3 节所述的小信号模型, 根据阶跃动态响应 PSCAD 下的电磁暂态仿真结果进行对比说明。设置系统额定运行的有功功率为 1 p.u., 无功功率为 0 p.u., 在系统运行到  $t = 0.3$  s 时, 将有功功率的参考指令降低至 0.9 p.u., 其余参考指令不变。电磁暂态模型和小信号模型的对比结果如图 4 所示, 可以看出, 无论是在阶跃暂态还是稳态过程中, 电磁暂态仿真得到的波形与小信号模型计算得到的曲线基本保持一致, 由此验证

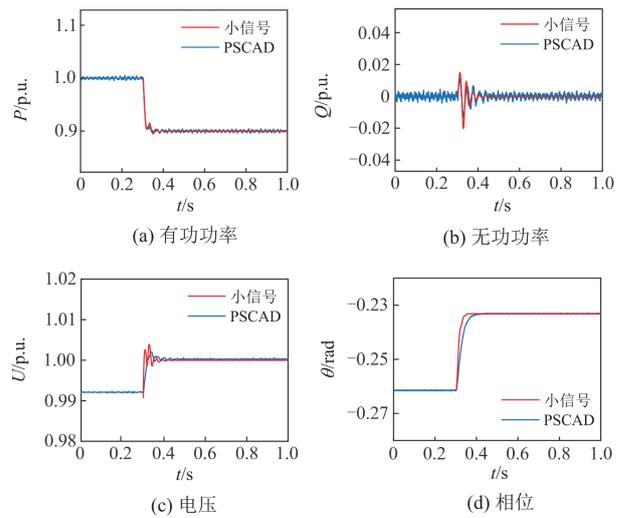


图 4 小信号模型验证

Fig. 4 Small signal model validation

了本文所搭建的含链路延时的 MMC 小信号模型的准确性。

### 3 MMC 系统高频振荡特性分析

#### 3.1 模态识别与参与因子分析

对所建立的小信号模型求解，排除非振荡模式后，选取阻尼比较小且振荡频率大于 800 Hz 的高频特征值，如表 1 所示。文献[33]指出当系统出现虚部接近的失稳特征值时，系统振荡频率取这些特征值虚部的算术平均值。因此，系统的两对不稳定特征值共同决定了系统的振荡频率，约为 1351.5 Hz。

表 1 系统高频特征值

模式	特征值	振荡频率/Hz	阻尼比
1	-6637.40±j15165.7	2413.7	0.4009
2	-6106.1±j14653.9	2332.2	0.3846
3	420.5±j8629.7	1373.5	-0.0487
4	278.3±j8351	1329	-0.0347

对上述的失稳特征值进行参与因子分析，系统各变量的参与情况如图 5(a)和图 5(b)所示，可以发现 MMC 电流内环控制器状态量  $i_{sd}$  和  $i_{sq}$ 、等效链路延时状态量  $z_1 \sim z_{16}$  以及交流系统对应的状态量  $u_{c,d}$ 、 $u_{c,q}$ 、 $i_{gd}$  和  $i_{gq}$  对高频振荡模式的参与度较高，而外环功率控制、锁相环与环流抑制的状态量对高频振荡模式的贡献度极低。说明 MMC 高频振荡的主要影响环节为电流内环控制、前馈支路和交流系统。这些参与程度高的环节揭示了交流系统与 MMC 的耦合关系，说明二者的交互作用是系统高频振荡现象出现的主要原因。

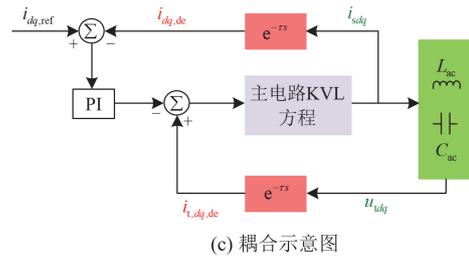
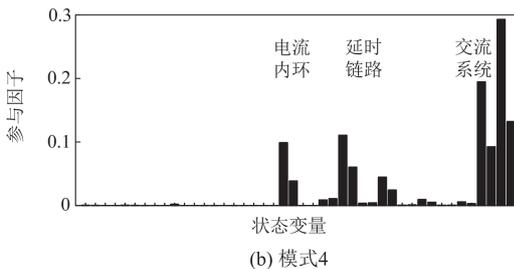
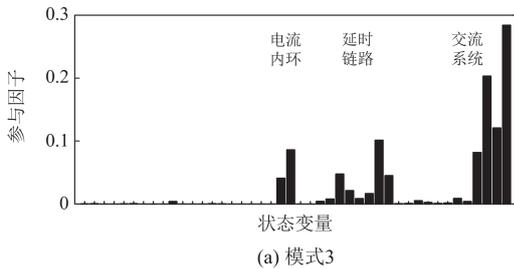


图 5 参与因子与变量耦合示意图

Fig. 5 Participation factor and variable coupling diagram

结合图 1(b)、式(4)一式(13)可知，MMC 系统采集到的桥臂电流与并网点电压经延时后，分别作用在电流内环控制器和前馈控制上，从而影响主控制系统产生的电压参考值，使得 MMC 主电路输出受扰电流，与交流系统的电容电感交互，继而对并网点的电压动态特性产生影响，最终形成了一个各变量耦合交互的闭环。

#### 3.2 高频稳定性影响因素分析

##### 3.2.1 延时大小对高频稳定性的影响

从参与因子分析结果可知，延时环节是 MMC 高频振荡的重要影响因素，因此本文将进一步探究链路延时对高频稳定性的作用规律。设置系统为额定运行状态，链路延时以  $5 \mu s$  的步长从  $100 \mu s$  增大到  $600 \mu s$ ，系统的特征根轨迹如图 6 所示。可知随着延时的增加，系统的主导模态快速靠近且越过虚轴，说明系统的稳定性迅速变差，同时主导模态在越过虚轴后，虚部的绝对值缓慢减小，振荡频率相应有所下降。说明 MMC 的高频振荡对链路延时十分敏感，链路延时过大会显著增大 MMC 高频失稳的风险。

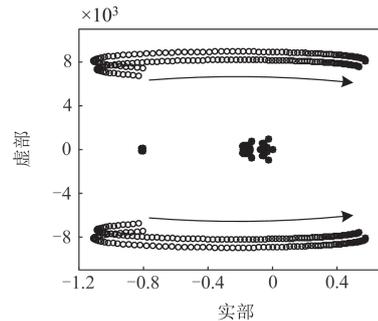


图 6 不同链路延时下系统的特征根轨迹

Fig. 6 Root trajectories of system with different link delay

##### 3.2.2 控制参数对高频稳定性的影响

参与因子分析结果表明，MMC 控制系统对高频振荡做出了不同程度的贡献，本文将进一步分析控制参数如何影响高频振荡。系统处于额定运行状态，分别改变控制参数，对应的系统特征根轨迹如图 7 所示。

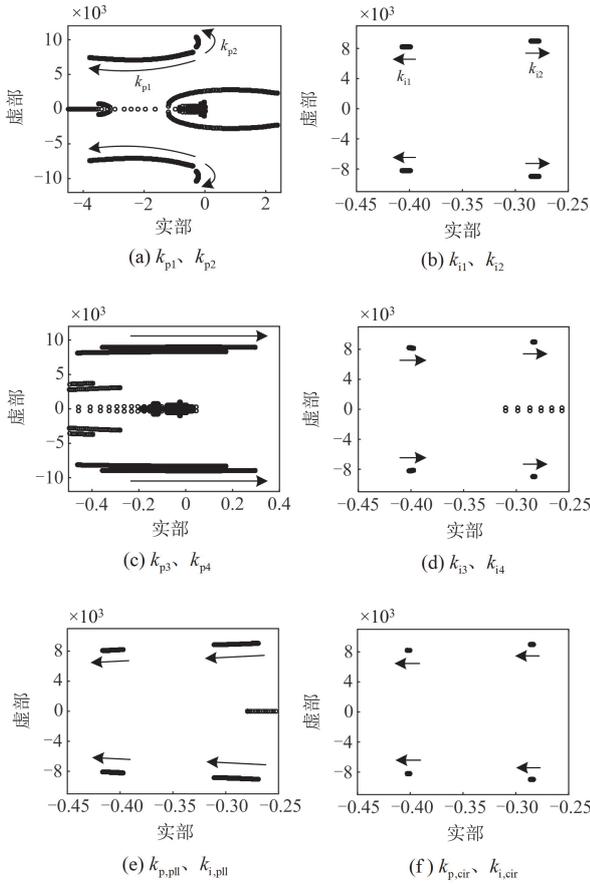


图 7 不同控制参数下系统的特征根轨迹

Fig. 7 Root locus of system with different control parameters

图 7(a)中, 功率控制参数  $k_{p1}$  和  $k_{p2}$  从 0.01 增大至 5, 系统发生了中频失稳, 其中的高频特征根随着参数  $k_{p1}$  的增大有向左半平面移动的趋势, 对系统高频段的阻尼有所改善, 参数  $k_{p2}$  的增大对高频稳定性影响较弱。图 7(b)中, 功率控制参数  $k_{i1}$  和  $k_{i2}$  从 1 增大到 500 的过程中发现高频特征根基本不变, 参数  $k_{i1}$  和  $k_{i2}$  不会改变高频特性。因此, 可以适当增大功率控制参数  $k_{p1}$  以增强系统的高频稳定性。

图 7(c)中, 电流控制参数  $k_{p3}$  和  $k_{p4}$  以 0.01 的步长从 0.01 增大至 5, 发现系统高频特征根快速向右半平面移动, 并穿越虚轴进入失稳区, 说明高频振荡模式对电流控制参数较为敏感, 参数  $k_{p3}$  和  $k_{p4}$  过大会加剧高频失稳的风险。图 7(d)中, 功率控制参数  $k_{i3}$  和  $k_{i4}$  从 1 增大至 500, 高频特征根的变化非常细微, 其对高频稳定性的作用微乎其微。由此可知, 减小电流控制参数  $k_{p3}$  有  $k_{p4}$  有利于抑制高频振荡。

图 7(e)和图 7(f)中, 随着锁相环控制参数  $k_{ppll}$ 、

$k_{ipll}$  与环流抑制参数  $k_{pcir}$ 、 $k_{icir}$  的增大, 系统高频特征根处于复平面的左半平面并缓慢变化, 高频阻尼有所提升, 且高频特征根对锁相环参数更为敏感, 但都不会造成高频失稳。

### 3.2.3 交流网络参数对高频稳定性的影响

参与因子分析结果表明, MMC 高频振荡是由 MMC 与交流系统耦合作用引起的, 前文分析了 MMC 的相关参数对高频稳定性的作用规律, 下面将对交流网络参数如何影响系统高频稳定性进行研究。

图 8(a)中, 并联电容从  $0.1 \mu\text{F}$  增大至  $1.5 \mu\text{F}$ , 高频特征根从稳定区快速向右半平面移动, 在穿越虚轴且达到某临界值后, 进而向左缓慢移动, 最后回到稳定区。图 8(b)中, 将系统短路比(short circuit ratio, SCR)从 8 减小至 0.5, 可以发现高频特征根向左移动, 增加了系统高频稳定性。上述分析表明可以增加并联电容数量以及减小电网强度来增强高频稳定性。

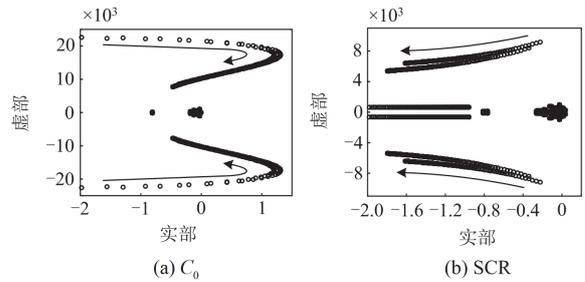


图 8 不同交流网络参数下系统的特征根轨迹

Fig. 8 Root trajectories of systems with different AC network parameters

需要说明的是, 交流系统运行工况极为复杂, 可能存在不同频率的高频振荡, 而本文采用的交流系统结构只能在一定范围内反映其阻抗频率特性, 使得图 8 根轨迹得出的规律具有一定局限性, 因为在不同 SCR 下电网的阻抗频率特性仍可能在高频段处于容性, 与 MMC 的阻感性交互产生高频振荡。SCR 的减小使得交流系统在与 MMC 交互频段处不再呈现容性, 因而降低了高频振荡的风险, 这与高频稳定性随着 SCR 的减弱而增强相对应。

## 4 MMC 高频振荡抑制策略

根据上述理论分析可知, 高频振荡分量分别作用在内环控制器和前馈控制上, 进而影响输出的参考电压, 且 MMC 控制系统输出的参考电压主要由电压前馈组成, 仅少部分为内环控制器的输出分量, 再结合根轨迹的分析结果, 延时过大产生的负阻尼是产生高频振荡的主要原因。这表明消除电压延时

带来的负阻尼是提升系统高频稳定性、抑制高频振荡的关键。因此下文将针对电压延时带来的负阻尼问题，在电压前馈支路采用附加阻尼控制，以提升系统高频稳定性。

#### 4.1 基于二阶带阻滤波器的振荡抑制策略

二阶带阻滤波器是一种阻带较窄的滤波器，它能够特征频率处的信号大幅衰减，用以阻断特征频率的信号，其传递函数为

$$G_{\text{dam}}(s) = \frac{s^2 + \omega_c^2}{s^2 + 2\zeta\omega_c s + \omega_c^2} \quad (14)$$

式中： $\omega_c$  为特征频率； $\zeta$  为二阶带阻滤波器的阻尼比，会影响滤波器的阻带宽度。

结合上文对高频特性的分析结果，系统的振荡频率会受到延时的长短、控制参数的改变以及交流网络参数的影响。链路延时及参数是通过人为整定获取，但是电力系统运行工况复杂多变，导致振荡频率难以确定。要使抑制策略发挥更好的效果，就需要对其参数进行合理设置。

进一步分析阻尼比对抑制效果的影响，在使用附加阻尼控制后，整个系统将增加 8 个状态变量。在链路延时为  $500 \mu\text{s}$  时，以特征频率为  $1400 \text{ Hz}$  为例，将阻尼比从 0.1 增大至 5，求出系统的特征根轨迹如附录 A 图 A2 所示，发现高频阻尼先增加后减小，即存在最佳阻尼比且位于拐点处，因此选取拐点处的最佳阻尼比为二阶带阻滤波器的阻尼比。

为了在不同工况下准确捕获系统振荡频率和最佳阻尼比，本文设计了一个振荡检测环节，其流程图如附录 A 图 A3 所示。该环节对 MMC 并网点的电压进行快速傅里叶变换(fast fourier transform, FFT)分析，得到不同频率信号的幅值，若是检测到高频段的振荡频率幅值超过设定的阈值，说明系统出现振荡，输出此时的振荡频率与其对应的最佳阻尼比，并立刻投入阻尼控制。需要说明的是，频率分辨率越大，所分辨出的特征频率越不准确，而频率分辨率越小，则 FFT 的计算量越大，效率越低，综合考虑后本文设采样频率为  $10 \text{ kHz}$ ，每次取 200 个数据点，使得振荡检测环节能够分辨到  $50 \text{ Hz}$ ，为防止高频噪声时误动并保留足够的灵敏度，本文取阈值为基频分量的 5%。

#### 4.2 抑制效果分析

进一步从理论上验证附加阻尼控制对高频振荡的抑制效果，分别绘制延时为  $500 \mu\text{s}$  时，采用抑制措施前后的部分特征值分布情况，如图 9 所示。

投入附加阻尼控制后，系统高频特征值均回到了虚轴左侧，论证了附加阻尼控制能够增大高频段的阻尼以提升系统的稳定性。

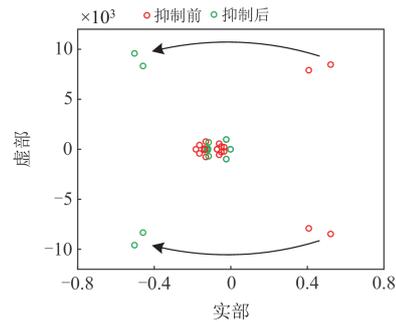


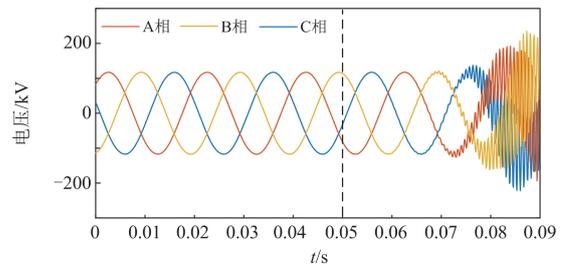
图 9 抑制前后部分特征值分布情况  
Fig. 9 Distribution of some eigenvalues before and after suppression

## 5 仿真实验

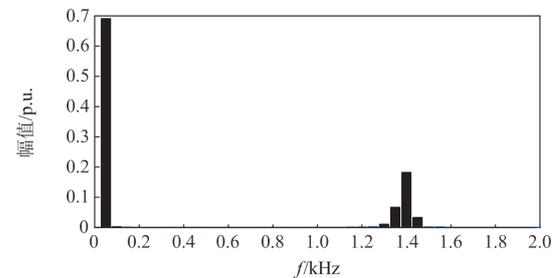
### 5.1 高频稳定性影响因素验证

为验证上述理论分析的正确性，采用第 2 节所搭建的电磁暂态仿真模型，对链路延时改变、MMC 控制参数改变以及交流网络参数改变进行仿真验证。

为验证延时大小对高频稳定性的影响，系统额定运行时，在  $t = 0.05 \text{ s}$  将链路延时从  $300 \mu\text{s}$  增大到  $500 \mu\text{s}$ ，MMC 并网点三相电压波形如图 10(a)所示，可知系统在一个周波后，高频谐波显著上升，说明系统发生高频振荡，对 A 相电压进行 FFT 分析发现振荡频率约为  $1400 \text{ Hz}$ ，如图 10(b)所示，这与理论分析的  $1351.5 \text{ Hz}$  相对应，验证了链路延时过大会加剧高频失稳的风险。



(a) PCC 电压

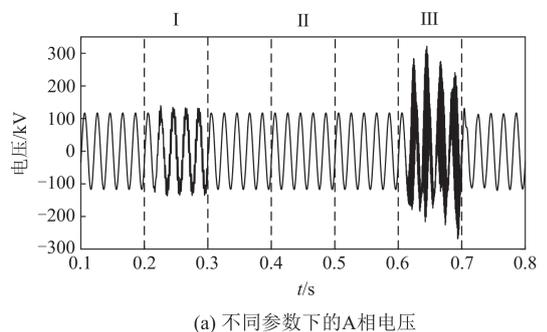


(b) A 相电压 FFT 结果

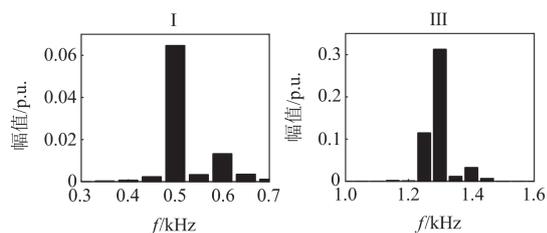
图 10 链路延时增大时三相电压曲线

Fig. 10 Three-phase voltage curve with link delay increase

为验证控制参数对高频稳定性的影响, 选取对高频振荡模式较为敏感的 3 组控制参数进行比较说明。在系统运行到第 0.2 s 时, 将功率控制参数  $k_{p1}$  和  $k_{p2}$  从 0 增大到 3, 系统并未出现高频振荡, 而是产生了中频振荡现象, 振荡频率约为 500 Hz, 如图 11 中阶段 I 所示。系统恢复稳定运行后, 在 0.4 s 时, 将锁相环参数  $k_{p,pll}$  和  $k_{i,pll}$  分别从 300 和 200 减小到 30 和 20, 系统并未出现失稳振荡, 如图 11 中阶段 II 所示。系统运行到 0.6 s 时, 将电流控制参数  $k_{p3}$  和  $k_{p4}$  从 0.5 增至 4, 系统发生高频振荡, 其振荡频率约为 1300 Hz, 如图 11 中的阶段 III 所示。



(a) 不同参数下的 A 相电压



(b) FFT 分析结果

图 11 参数改变时 PCC 点 A 相电压曲线

Fig. 11 A phase voltage curve of PCC with parameters change

为验证电力网络参数对高频稳定性的影响, 在系统稳定运行到 0.1 s 时, 并联电容从  $0.015 \mu\text{F}$  增大至  $0.75 \mu\text{F}$ , 此时系统产生高频振荡, 如图 12(a)所示。当系统运行至 0.2 s 时进一步增大电容至  $1.35 \mu\text{F}$ , 系统振荡消失。类似地, 系统运行到 0.1 s 时, 链路延时增大至  $450 \mu\text{s}$ , 使系统发生高频振荡现象, 在振荡持续约 2.5 个周波时, 改变交流系统的等值电感, 将系统 SCR 从 6.9 调整至 2.5, 振荡现象随即消失, 如图 12(b)所示。上述分析验证了可以通过增加并联电容数量和减小电网强度来增强高频稳定性。

## 5.2 高频振荡抑制验证

为验证本文所采用的基于二阶带阻滤波器的附加阻尼控制对抑制高频振荡的有效性, 下面将对对比工程中已经投入使用的 3 种抑制措施: 本文所采

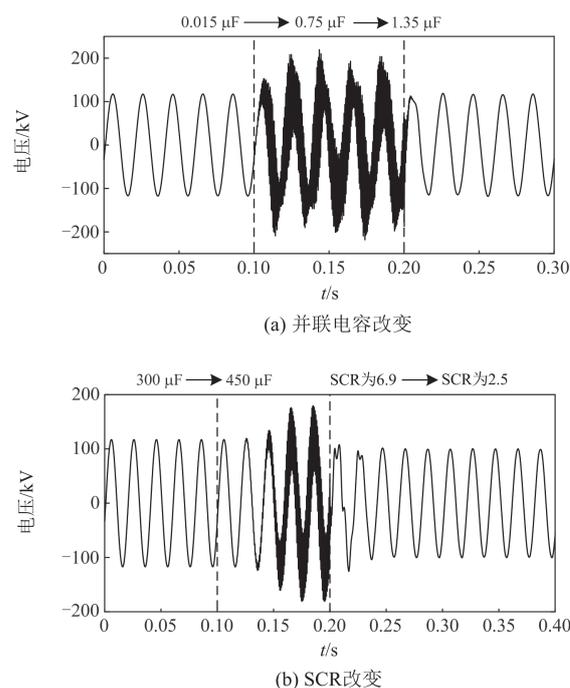


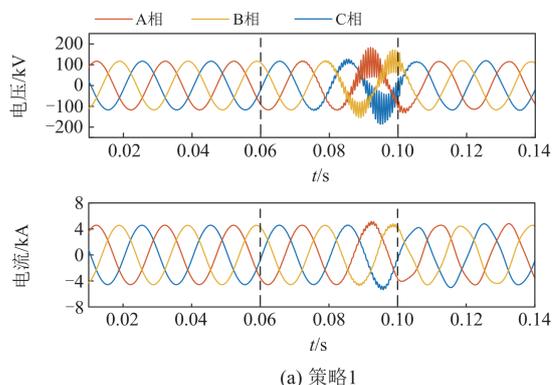
图 12 交流网络参数改变时 PCC 点 A 相电压曲线

Fig. 12 A phase voltage curve of PCC with AC network parameters change

用的抑制措施(策略 1); 基于一阶低通滤波器的抑制策略(策略 2); 基于非线性滤波器的抑制策略(策略 3)。

系统处于额定运行时, 在 0.06 s 时增加链路延时至  $500 \mu\text{s}$ , 系统产生高频振荡现象, 在 0.1 s 时分别使用策略 1、策略 2 和策略 3 对振荡进行抑制, 如图 13 所示, 3 种策略均成功抑制振荡, 验证了基于二阶带阻滤波器的附加阻尼控制能够有效抑制高频振荡。

进一步对比电压波形发现, 策略 1 和策略 3 在投入抑制后, 振荡现象快速消失, 而策略 2 则是在投入后约半个周波才将振荡基本抑制; 再对比电流可知, 策略 2 在抑制振荡中出现了电流畸变的情况, 而策略 1 和策略 3 不会对电流产生影响。综合上述分析可知, 策略 1 和策略 3 相较于策略 2 在抑制振荡的性能上更加出色。



(a) 策略 1

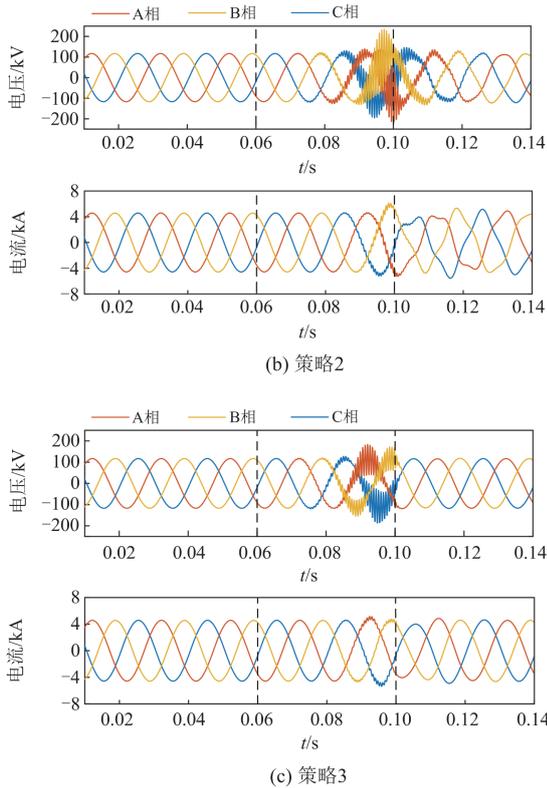


图 13 不同策略抑制效果对比

Fig. 13 Comparison of inhibition effects of different strategies

为探究策略 1 是否会对 MMC 的动态性能以及故障穿越产生影响，下面将对 3 种抑制策略在阶跃扰动下的功率响应情况以及并网点发生 A 相经过渡电阻接地故障的穿越情况。

系统处于额定运行状态，0 s 时交流电压降低 0.03 p.u.，MMC 有功功率动态响应如图 14(a)所示，可知策略 1 和策略 2 的响应曲线与未附加策略时基本一致，说明这两种策略对 MMC 的动态性能不会产生影响，而策略 3 响应曲线的峰谷明显低于未附加策略时的峰谷，说明在出现扰动后 MMC 出现了更多的不平衡功率，即表明策略 3 会使得 MMC 的动态性能变差。

系统处于额定运行时，在 0.04 s 时设置 A 相于 PCC 点经过渡电阻接地故障，此时故障相的电压发生跌落，且出现过电流，如图 14(b)和图 14(c)所示。分析可知，采用策略 1 时的电压跌落程度与未附加策略时相近，而采用策略 2 和策略 3 时，故障相电压跌落更为严重，其中策略 2 对应的电压跌落更为明显；不同策略下，故障期间出现过电流从大到小依次为：策略 3、策略 2、策略 1 和未附加策略。上述仿真结果说明策略 1 基本不会恶化 MMC 的故障穿越能力。

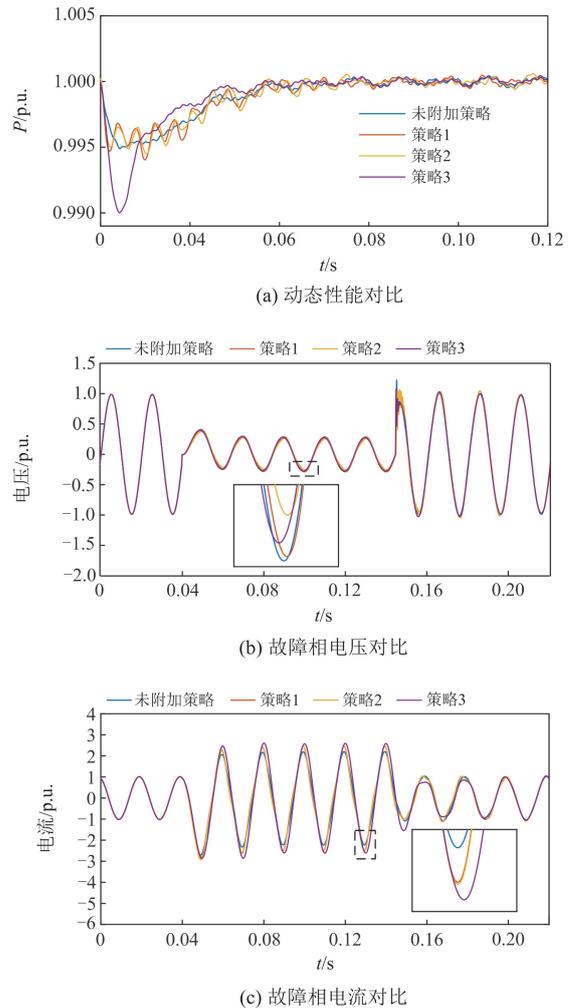


图 14 不同策略动态性能与穿越能力对比

Fig. 14 Comparison of dynamic performance and crossing ability of different strategies

综合以上仿真分析结果，本文所采用的基于二阶带阻滤波器的附加阻尼控制能够有效抑制高频振荡，不会显著恶化 MMC 故障穿越能力，不影响 MMC 动态性能的同时具有出色的抑制效果。

### 6 结论

本文建立了 MMC 高频振荡分析的小信号模型，并基于此模型展开了参与因子分析和根迹分析。根据理论分析结果提出了附加阻尼控制来抑制高频振荡的策略，得到以下主要结论：

1) 本文基于四阶 Pade 等效，构建了含链路延时时的 MMC 小信号模型，与电磁暂态仿真对比验证了其正确性，并通过模态识别准确反映出系统的高频振荡现象。

2) 本文通过参与因子分析揭示了 MMC 控制系

统与交流系统之间耦合交互作用是系统高频振荡的主要原因。

3) 交流系统运行工况改变引起的电网等值阻抗改变与系统的各分布式电容都会影响系统的高频稳定性, 需具体到不同工况再做分析。

4) 特征值分析法结果表明, 电压延时过大造成的负阻尼会加剧高频振荡失稳的风险; 电流内环控制器对高频振荡较为敏感, 可以减小电流内环控制比例控

制参数以改善系统的高频稳定性; 功率控制器与锁相环对高频稳定性的影响较小, 其中增大功率比例控制参数会在增强高频稳定性的同时削弱系统的中频稳定性; 环流抑制则不会对高频稳定性产生影响。

5) 本文提出的基于二阶带阻滤波器的附加阻尼控制能够提升高频阻尼, 有效抑制高频振荡, 不恶化 MMC 故障穿越能力, 且不影响动态性能, 对 MMC 高频振荡有着出色的抑制效果。

## 附录 A

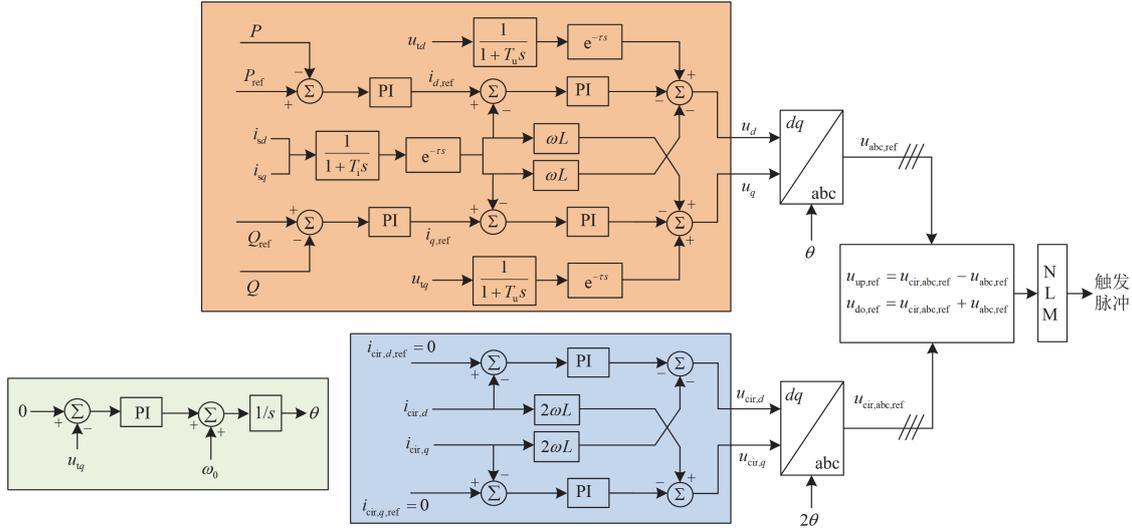


图 A1 MMC 控制框图

Fig. A1 MMC control block diagram

表 A1 控制参数

Table A1 Control parameters

参数	数值
功率比例控制系数	$k_{p1} = 2, k_{p2} = 2$
功率积分增益系数	$k_{i1} = 100, k_{i2} = 100$
电流比例控制系数	$k_{p3} = 0.5, k_{p4} = 0.5$
电流积分增益系数	$k_{i3} = 100, k_{i4} = 100$
锁相环比例系数	$k_{p,pll} = 300$
锁相环积分系数	$k_{i,pll} = 200$
环流抑制比例系数	$k_{p,cir} = 0.8$
环流抑制积分系数	$k_{i,cir} = 100$
电压电流采样时间常数/ $\mu\text{s}$	$T_u = 1, T_i = 1$
链路延时常数/ $\mu\text{s}$	$\tau = 300$

交流系统动态模型为

$$\begin{cases} \frac{du_{c,d}}{dt} = \frac{i_{gd} - i_{sd}}{C_0} - \omega u_{c,q} \\ \frac{du_{c,q}}{dt} = \frac{i_{gq} - i_{sq}}{C_0} + \omega u_{c,d} \end{cases} \quad (\text{A1})$$

$$\begin{cases} L_g \frac{di_{gd}}{dt} = u_{gird,d} - u_{c,d} - R_g i_{gd} - \omega L_g i_{gq} \\ L_g \frac{di_{gq}}{dt} = u_{gird,q} - u_{c,q} - R_g i_{gq} + \omega L_g i_{gd} \end{cases} \quad (\text{A2})$$

式中,  $u_{gird,d}$  与  $u_{gird,q}$  分别为电网电压的  $dq$  轴分量。

MMC 环流控制与锁相环动态模型为

$$\begin{cases} \frac{dx_5}{dt} = u_{tq} \\ \frac{dx_{pll}}{dt} = -k_{p,pll} u_{tq} - k_{i,pll} x_5 \end{cases} \quad (\text{A3})$$

$$\omega = \omega_0 - k_{p,pll} u_{tq} - k_{i,pll} x_5 \quad (\text{A4})$$

式中,  $\omega_0$  为额定角频率。

$$\begin{cases} \frac{df_{cir,d}}{dt} = i_{cir,d,ref} - i_{cir,d} \\ \frac{df_{cir,q}}{dt} = i_{cir,q,ref} - i_{cir,q} \end{cases} \quad (\text{A5})$$

$$\begin{cases} u_{cir,d} = -k_{p,cir} (i_{cir,d,ref} - i_{cir,d}) - k_{i,cir} f_{cir,d} - 2\omega L_{arm} i_{cir,q} \\ u_{cir,q} = -k_{p,cir} (i_{cir,q,ref} - i_{cir,q}) - k_{i,cir} f_{cir,q} + 2\omega L_{arm} i_{cir,d} \end{cases} \quad (\text{A6})$$

表 A2 模型参数

Table A2 Model parameters

参数	数值	
MMC	系统容量/MW	800
	直流电压/kV	400
	子模块个数	200
	子模块电容/F	$10^{-3}$
	桥臂电感/H	0.029
	桥臂电阻/ $\Omega$	0
变压器	变比	220/145
	漏感/H	0.0347
交流系统	$R_g/\Omega$	0.1
	$L_g/H$	0.012
	$C_0/\mu F$	1.35

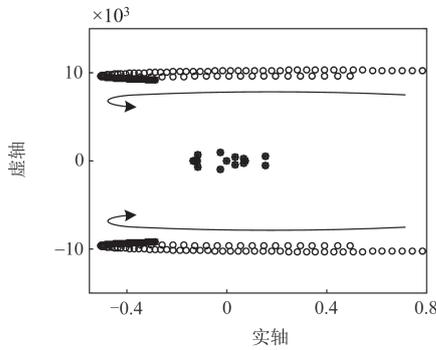


图 A2 不同阻尼比系统的特征根轨迹

Fig. A2 Root trajectories of systems with different damping ratios

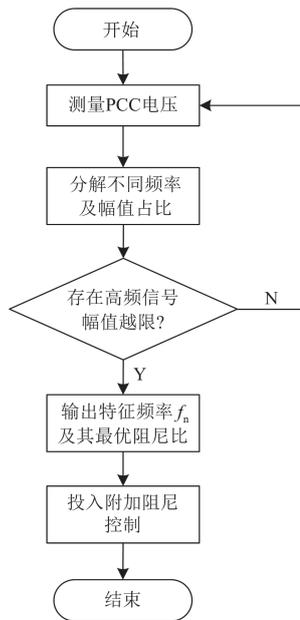


图 A3 振荡检测装置工作流程图

Fig. A3 Oscillation detection device work flow chart

参考文献

[1] 郭春义, 王焯, 赵成勇. 直流输电系统的小信号稳定性[M]. 北京: 科学出版社, 2019.

[2] 赵崇滨, 姜齐荣, 冯海全, 等. 基于 MMC 的背靠背异步联网系统宽频带频率耦合阻抗模型及小信号稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(10): 3691-3705. ZHAO Chongbin, JIANG Qirong, FENG Haiquan, et al. Frequency-coupling impedance model and small-signal stability analysis of the MMC-based back-to-back asynchronous grid interconnection system[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(10): 3691-3705.

[3] 周子超, 吴水军, 束洪春, 等. 含有调速器多死区环节的风水火系统频率稳定分析[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(5): 1-11. ZHOU Zichao, WU Shuijun, SHU Hongchun, et al. Frequency stability analysis of a wind-hydro-thermal system with a governor multi-dead-zone link[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(5): 1-11.

[4] 孙冰, 包丹, 张磊. 考虑惯性与阻尼特性的 MMC-HVDC 附加功率控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(17): 108-114. SUN Bing, BAO Dan, ZHANG Lei, et al. Supplementary power control scheme for an MMC-HVDC station considering inertia and damping[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(17): 108-114.

[5] 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.

[6] 朱博, 束洪春, 吴水军, 等. 风电调频补偿水锤效应的频率特性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(2): 65-76. ZHU Bo, SHU Hongchun, WU Shuijun, et al. Analysis of frequency characteristics of water hammer effect compensated by wind power frequency modulation[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(2): 65-76.

[7] LIANG Y, REN Y, YU J, et al. Current trajectory image-based protection algorithm for transmission lines connected to MMC-HVDC stations using CA-CNN[J]. Protection and Control of Modern Power Systems, 2023, 8(1): 97-111.

[8] SAAD H, FILLION Y, DESCHANVRES S, et al. On resonances and harmonics in HVDC-MMC station connected to AC grid[J]. IEEE Transactions on Power

- Delivery, 2017, 32(3): 1565-1573.
- [9] 罗澍忻, 刘瑞宽, 金楚, 等. 广东电网背靠背直流高频谐振风险及应对措施[J]. 南方电网技术, 2023, 17(11): 19-21.  
LUO Shuxin, LIU Ruikuan, JIN Chu, et al. Risk and countermeasures of high-frequency resonance for back-to-back HVDC in Guangdong power grid[J]. Southern Power System Technology, 2023, 17(11): 19-21.
- [10] 黄方能, 韦超, 周剑, 等. 基于谐波状态空间模型的 MMC 系统高频振荡分析[J]. 电网技术, 2021, 47(10): 3485-3496.  
HUANG Fangneng, WEI Chao, ZHOU Jian, et al. MMC system high frequency resonance based on harmonic state space model[J]. Power System Technology, 2021, 45(5): 1967-1976.
- [11] 张宇华, 周璟, 王育飞, 等. 考虑频率耦合的 MMC 序阻抗建模及附加陷波器阻抗重塑方法[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(9): 46-58.  
ZHANG Yuhua, ZHOU Jing, WANG Yufei, et al. Modeling of MMC sequence impedance considering frequency coupling and impedance reshaping with additional notch filter[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(9): 46-58.
- [12] 孙伟君, 夏翔, 刘刚, 等. MMC 型级联变流器阻抗建模和稳定性分析[J]. 电力系统保护与控制, 2023, 51(5): 117-127.  
SUN Weijun, XIA Xiang, LIU Gang, et al. MMC-based cascaded converter impedance model and stability analysis[J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(5): 117-127.
- [13] 方辉, 周敬森, 王皓正, 等. 基于谐波状态空间的 MMC 背靠背直流输电系统阻抗建模及稳定性分析[J]. 智慧电力, 2023, 51(3): 87-95.  
FANG Hui, ZHOU Jingsen, WANG Haozheng, et al. Impedance modeling and stability analysis of MMC based back-to-back HVDC transmission system based on harmonic state space[J]. Smart Power, 2023, 51(3): 87-95.
- [14] 范明烨, 李慧, 刘思嘉, 等. 控制参数对柔性直流电网稳定性的影响分析[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(21): 43-52.  
FAN Mingye, LI Hui, LIU Sijia, et al. Impact analysis of control parameters on the stability of flexible DC grids[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(21): 43-52.
- [15] 王一凡, 赵成勇. 混合型风电场经 MMC-HVDC 送出系统的振荡模式分析[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(9): 18-26.  
WANG Yifan, ZHAO Chengyong. Analysis of oscillation modes of a hybrid-based wind farm transmitted through MMC-HVDC[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(9): 18-26.
- [16] 阚鹏, 郑华俊, 袁旭峰, 等. 不同模型对 MMC-HVDC 系统大信号稳定性分析准确性影响的对比研究[J]. 智慧电力, 2024, 52(5): 105-113.  
KAN Peng, ZHENG Huajun, YUAN Xufeng, et al. Comparative study on impact of different models on large signal stability analysis accuracy in MMC-HVDC systems[J]. Smart Power, 2024, 52(5): 105-113.
- [17] LI Y, AN T, ZHANG D. Analysis and suppression control of high frequency resonance for MMC-HVDC system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021, 36(6): 3867-3881.
- [18] YIN T, WANG Y, WANG X. Modeling and analysis of high-frequency MMC impedance considering different control modes and voltage feedforward[J]. IEEE Access, 2020, 8: 218575-218584.
- [19] 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.  
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.
- [20] 喻悦箫, 刘天琪, 王顺亮, 等. 基于平均值模型的双端 MMC-HVDC 系统小信号建模[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(10): 2999-3006, 3150.  
YU Yuexiao, LIU Tianqi, WANG Shunliang, et al. Small signal modeling of two-terminal MMC-HVDC based on AVM model[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(10): 2999-3006, 3150.
- [21] 郭春义, 彭意, 徐李清, 等. 考虑延时影响的 MMC-HVDC 系统高频振荡机理分析[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(22): 119-126.  
GUO Chunyi, PENG Yi, XU Liqing, et al. Analysis on high-frequency oscillation mechanism for MMC-HVDC system considering influence of time delay[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(22): 119-126.
- [22] 张芳, 姚文鹏, 张紫菁. 基于广义特征根的 MMC-HVDC 系统高频振荡分析及抑制策略[J]. 电力自动化设备, 2022, 42(8): 174-183.  
ZHANG Fang, YAO Wenpeng, ZHANG Zijing. High-frequency oscillation analysis and suppression strategy of MMC-HVDC system based on generalized eigenvalue[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022, 42(8): 174-183.
- [23] 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.
- [24] 杨舒婷, 陈新, 黄通, 等. 考虑 MMC 环流控制的海上风电经柔直送出系统阻抗塑造方法[J]. 中国电力, 2023, 56(4): 38-45.
- YANG Shuting, CHEN Xin, HUANG Tong, et al. Impedance modeling method of offshore wind farm integration through MMC-HVDC with MMC circulation control[J]. Electric Power, 2023, 56(4): 38-45.
- [25] 兰月, 王俊芳, 窦宇宇, 等. 一种抑制风电送出直流 MMC 内部振荡的零序电流控制策略研究[J]. 电力科学与技术学报, 2024, 39(1): 234-242.
- LAN Yue, WANG Junfang, DOU Yuyu, et al. Research on zero sequence current control strategy for suppressing internal oscillation of DC MMC send by wind power[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2024, 39(1): 234-242.
- [26] 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.
- [27] 刘春震, 徐海亮, 高铭琨, 等. 基于 C 型滤波器的 MMC 高频振荡抑制及参数设计方法[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(8): 206-215.
- LIU Chunzhen, XU Hailiang, GAO Mingkun, et al. High-frequency oscillation suppression and parameter design method for modular multilevel converter based on C-type filter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(8): 206-215.
- [28] JI K, CHEN W, WU X, 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): 6601-6616.
- 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): 6601-6616.
- [30] 郭贤珊, 刘泽洪, 李云丰, 等. 柔性直流输电系统高频振荡特性分析及抑制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(1): 19-29, 370.
- GUO Xianshan, LIU Zehong, LI Yunfeng, et al. Characteristic analysis of high-frequency resonance of flexible high voltage direct current and research on its damping control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(1): 19-29, 370.
- [31] 李凌, 张野, 梁振成, 等. 模块化多电平换流器的主动谐波谐振抑制策略[J]. 广东电力, 2020, 33(3): 34-41.
- LI Ling, ZHANG Ye, LIANG Zhencheng, et al. Active harmonic oscillation suppression strategy for modular multilevel converter[J]. Guangdong Electric Power, 2020, 33(3): 34-41.
- [32] 李探, GOLE A M, 赵成勇. 考虑内部动态特性的模块化多电平换流器小信号模型[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(11): 2890-2899.
- LI Tan, GOLE A M, ZHAO Chengyong, et al. Small-signal model of the modular multilevel converter considering the internal dynamics[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(11): 2890-2899.
- [33] 李云丰, 贺之渊, 庞辉, 等. 柔性直流输电系统高频稳定性分析及抑制策略(一): 稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(17): 5842-5856.
- LI Yunfeng, HE Zhiyuan, PANG Hui, et al. High frequency stability analysis and suppression strategy of MMC-HVDC systems (part I): stability analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(17): 5842-5856.

收稿日期: 2024-06-20; 修回日期: 2024-09-23

作者简介:

徐 韬(2000—), 男, 硕士研究生, 研究方向为柔性直流输电系统稳定与分析; E-mail: 2510665428@qq.com

孙士云(1981—), 女, 通信作者, 博士, 副教授, 研究方向为电力系统保护与控制。E-mail: 422416503@qq.com

(编辑 周金梅)