

柔性直流输电系统交叉耦合前馈补偿控制的高频振荡抑制策略

李云丰¹, 文涛¹, 杨智临¹, 孔明², 曹一家¹, 张秋芳²

(1. 电网防灾减灾全国重点实验室(长沙理工大学), 湖南省 长沙市 410114;

2. 北京怀柔实验室, 北京市 怀柔区 101499)

High-frequency Resonance Suppression Strategy for Flexible HVDC Transmission System Based on Cross-coupled Feedforward Compensation Control

LI Yunfeng¹, WEN Tao¹, YANG Zhilin¹, KONG Ming², CAO Yijia¹, ZHANG Qiufang²

(1. National Key Laboratory of Power Grid Disaster Prevention and Reduction(Changsha University of Science and Technology), Changsha 410114, Hunan Province, China;

2. Beijing Huairou Laboratory, Huairou District, Beijing 101499, China)

ABSTRACT: The high-frequency negative damping effect caused by the time delay of the flexible high voltage direct current (HVDC) transmission system can easily induce the high-frequency resonance (HFR). Thus, the security and stable operation of the system is threatened. In this paper, a universal inter cross-coupled feed forward compensation control strategy for the HFR suppression is proposed. This strategy can make up for the defect that most of the existing suppression strategies which are difficult to adapt to different grid conditions. Firstly, a general form of cross-coupled feed forward compensation control is derived based on the simplified impedance model of the converter station with the influence of phase-locked loop (PLL) ignored. Secondly, the parameter selection ranges that can effectively compensate the high-frequency negative damping effect is given by analyzing the influence of the parameters of the proposed method. Thirdly, the analytical expression of the high-frequency resistive effect of the PLL is derived. Then, the mechanism of the proposed method interacting with the PLL is revealed. Finally, the adaptability of the proposed control to different grid operating conditions is verified by the frequency scanning method and time-domain simulations.

KEY WORDS: flexible HVDC transmission; high-frequency resonance; high-frequency negative damping; cross coupled feedforward control; additional resistance of PLL

摘要: 柔性直流输电系统固有链路延时带来的高频负阻尼效应容易诱发产生高频振荡, 威胁系统安全与稳定运行。为此, 该文提出了一种基于通用型交叉耦合前馈补偿控制的高频振荡抑制策略, 以弥补现有部分有源阻尼抑制策略难以适应不同交流电网工况的缺陷。首先, 忽略锁相环影响, 基于柔性直流换流站高频简化阻抗模型推导了交叉耦合前馈补偿控制的一般通用形式。其次, 通过分析前馈补偿控制器参数对换流站高频阻抗特性的影响, 给出了可有效补偿高频负阻尼效应的参数选择范围。再次, 考虑锁相环影响, 推导了锁相环高频附加电阻解析表达式, 揭示了锁相环与交叉耦合前馈补偿控制的交互作用机理。最后, 通过扫频与时域仿真验证了所提控制策略具有交流电网不同运行工况适应性的能力。

关键词: 柔性直流输电; 高频振荡; 高频负阻尼; 交叉耦合前馈补偿控制; 锁相环附加电阻

DOI: 10.13335/j.1000-3673.pst.2024.1560

0 引言

以模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)为基础的柔性直流输电技术是远距离输电、新能源大规模送出的优选方案, 目前国内外已建设并投运了诸多柔性直流输电工程^[1]。但是, 随着柔直工程的广泛应用, 其潜在的高频振荡问题逐渐凸显, 严重威胁了系统的安全与稳定运行^[2]。在此背景下, 柔直系统高频振荡问题逐渐引发关注, 针对该问题的研究从最初的理论模型构建深入到高频振荡机理分析, 进而提出了不同的高频振荡抑制策略^[3]。其中, 前两个方面的研究已较为成熟, 但高频振荡抑制策略大多难以适应不

基金项目: 国家自然科学基金项目(U23B20128, 52207187); 湖湘青年英才项目(2023RC3145); 湖南省自然科学基金项目(2024JJ5021)。

Project Supported by the National Natural Science Foundation of China (U23B20128, 52207187); Young Talents of Hunan Province (2023RC3145); Natural Science Foundation of Hunan Province (2024JJ5021).

同的电网工况, 对该方面开展更进一步的研究有助于提高柔直系统在不同电网工况下的稳定性和可靠性^[4]。

构建柔性直流换流器高频理论模型是提出并设计高频振荡抑制策略的前提, 其理论模型主要包括时域状态空间模型^[5-6]和频域阻抗模型^[7-8]两种。文献[9]考虑 MMC 内部动态特性的同时, 将交流输电线路等效为 20 个 π 模型串联的形式, 以便于 dq 坐标系下准确地呈现交流线路在 2kHz 频率范围内的频率特性, 并在此基础上建立了柔性直流换流站详细状态空间模型及其 dq 阻抗模型。然而, 需要注意的是, 状态空间模型只适用于已知系统结构和参数的情况, 在系统模型不明确的情况下, 该方法不再适用^[10]。此外, 由于缺乏明确的物理含义, 在实际工程中很难直接测量 dq 阻抗矩阵^[11]。为此, 文献[12]建立了一种改进的序域阻抗模型, 该模型可以用扫频法测量, 适用于黑箱系统。详细模型虽然能够精确表征柔直换流站的高频阻抗特性, 但模型阶数较高, 不便于解析阻尼控制器参数, 故在开展阻尼控制器参数解析时, 大多采用忽略稳态点、环流抑制、外环以及锁相环等环节的高频简化模型^[13]。然而文献[14]研究表明, 锁相环在高频段具有附加电阻特性, 一旦 MMC 阻抗实部幅值与锁相环附加电阻相同数量级时, 忽略锁相环影响可能导致不够准确的分析结果。该研究也从侧面佐证了文献[15]通过修改锁相环通道以抑制高频振荡这一方法的有效性。因此, 在研究柔直系统高频振荡的过程中, 当锁相环参与程度较高时, 需考虑锁相环影响以便提供更准确的分析结果。

目前, 柔性直流输电系统的高频振荡机理已较为明晰。基于阻抗法的分析表明高频振荡主要源于柔性直流换流站高频感性负阻尼与交流系统容性特性的交互作用^[16]。其中, 柔性直流换流站高频负阻尼由控制系统固有链路延时导致。因此, 如何改变或削弱链路延时影响以便转移或消除高频负阻尼是高频振荡抑制策略的关键所在。

现有高频振荡抑制策略主要可分为无源阻尼抑制策略和附加控制两类。由于无源阻尼装置具有增加有功损耗和无功补偿、增大占地面积等代价, 导致更高的投资成本^[17], 因而现有高频振荡抑制策略的研究大多从附加控制方面开展, 具体包括附加有源阻尼控制以及电压前馈滤波等方式。前者通过选择合适的阻尼控制器将采样的电压或电流反馈到控制系统以抑制高频振荡, 包括虚拟并联阻抗^[18]、

虚拟串联阻抗^[19]等抑制策略。文献[20]对比分析了多种附加有源阻尼控制的效果, 指出合理选取阻尼控制器参数可降低负阻尼频率范围, 但难以完全消除高频负阻尼。电压前馈滤波通过在电压前馈通路插入不同类型的滤波器来实现, 包括低通滤波器、带通滤波器、带阻滤波器以及非线性滤波器等^[21-22]。例如, 文献[23]提出了一种基于 round 取整函数的非线性电压前馈, 此方法在线性化时相当于无电压前馈, 能够同时兼顾换流站的暂态性能和阻尼性能。以上方案均能转移高频负阻尼频率区间, 使阻抗幅值交点处系统具有足够的相位裕度, 能在一定程度上抑制高频振荡。但是, 由于没有完全消除高频负阻尼, 高频振荡未从根本上得以解决, 一旦电网工况改变, 上述抑制策略可能失去效果, 难以适应不同的电网工况。为此, 文献[24]提出了一种高频无源性控制策略, 该策略虽然可完全补偿高频负阻尼效应, 但可能恶化中低、次/超同步频段阻抗特性。

针对以上高频振荡抑制策略存在的不足, 本文基于工程常用 dq 同步旋转坐标系, 提出了一种基于通用型交叉耦合前馈补偿控制的高频振荡抑制策略, 具有补偿高频负阻尼效应和兼顾中低频段阻尼作用, 同时还具有较宽的参数调节范围。此外, 设计了前馈补偿控制器参数, 揭示了交叉耦合前馈补偿控制的作用机理。最后, 通过扫频与时域仿真, 验证了所提控制在补偿换流站高频负阻尼效应方面的有效性以及对不同电网工况的适应性。

1 柔性直流换流站高频阻抗模型

本文以渝鄂工程为背景开展研究, 其等效主电路如图 1 所示, 相关控制参数和主电路参数见文献[9]。柔性直流换流站采用双闭环控制结构, 通过锁相环(phase-locked loop, PLL)提供交流电网同步相位, 具体控制架构如图 2 所示。其中, $G_{pll}=k_{pll}+k_{ipl}/s$ 为锁相环 PI 控制器, G_{lpf} 为外环低通滤波器, $G_i=k_{pi}+k_{ii}/s$ 为内环控制器, G_{de} 代表链路延时, G_{ffw} 为电压前馈传递函数, $L_{eq}=L_t+L_{arm}/2$, L_t 和 L_{arm} 分别为变压器漏感和桥臂电感。

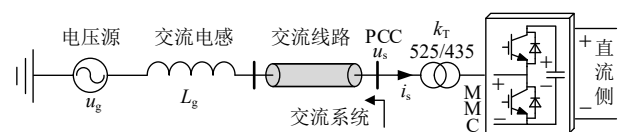


图 1 渝鄂工程等效主电路
Fig. 1 Equivalent main circuit of YuE HVDC project

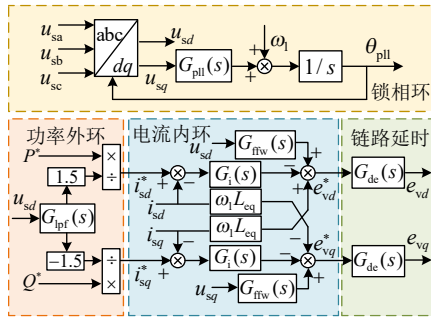


图2 柔性直流换流站传统控制架构

Fig. 2 Traditional control structure of flexible HVDC converter station

已有研究表明MMC内部动态特性以及环流抑制控制器对柔直换流站高频阻抗特性影响很小，继而可将其简化为两电平VSC模型^[13]。此外，稳态运行点以及外环控制主要影响中低频段阻抗特性，对柔直换流站高频阻抗特性影响亦较小。故忽略上述影响较小因素后，MMC在高频段的dq简化阻抗模型可表示为

$$\mathbf{Z}_{\text{mmc}}^{dq} = \begin{bmatrix} \frac{L_{\text{eq}}s + G_{\text{dc}}G_i}{1 - G_{\text{dc}}G_{\text{ffw}}} & -\frac{\omega_1 L_{\text{eq}}(1 - G_{\text{dc}})}{1 - G_{\text{dc}}G_{\text{ffw}}} \\ \frac{\omega_1 L_{\text{eq}}(1 - G_{\text{dc}})}{(1 - G_{\text{dc}}G_{\text{ffw}})H_{\text{PLL}}} & \frac{L_{\text{eq}}s + G_{\text{dc}}G_i}{(1 - G_{\text{dc}}G_{\text{ffw}})H_{\text{PLL}}} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中

$$H_{\text{PLL}} = 1 - F_{\text{PLL}}U_{\text{sN}} \quad (2)$$

式中： F_{PLL} 为锁相环传递函数； U_{sN} 为交流相电压额定值。由式(1)可以看出，锁相环传递函数与链路延时相耦合影响。该影响具体表现为锁相环提供的附加正电阻能在一定程度上补偿部分高频负阻尼^[14]，从而为MMC高频负阻尼的补偿提供一定帮助。

鉴于式(1)不便于推导交叉耦合前馈补偿控制结构，本文首先将基于忽略锁相环影响的高频简化模型推导所提交叉耦合前馈补偿控制，再将其代入至详细模型，进一步验证所提控制的有效性。若忽略锁相环，则可消除由锁相环等不对称控制带来的dq耦合项的影响。此时，可将MMC高频阻抗模型简化为解耦的正负序阻抗模型，如式(3)所示。

$$\begin{cases} Z_{\text{mmc}}^{\text{pp}} = \frac{G_{\text{dc}}(G_i - j\omega_1 L_{\text{eq}}) + (s + j\omega_1)L_{\text{eq}}}{1 - G_{\text{dc}}G_{\text{ffw}}} \\ Z_{\text{mmc}}^{\text{nn}} = \frac{G_{\text{dc}}(G_i + j\omega_1 L_{\text{eq}}) + (s - j\omega_1)L_{\text{eq}}}{1 - G_{\text{dc}}G_{\text{ffw}}} \end{cases} \quad (3)$$

由链路延时引起的柔直换流站高频负阻尼效应是导致柔性直流输电系统高频振荡的直接诱因。由式(3)可知，链路延时主要以内环控制器、电压前馈以及内环解耦项为载体影响换流站高频负阻尼效应。现有高频振荡抑制策略大多只能转移高频负阻尼频率范围而难以消除高频负阻尼，继而难以规

避高频振荡风险。为此，本文提出了一种能补偿高频负阻尼的交叉耦合前馈补偿控制。后续研究将基于式(3)推导交叉耦合前馈补偿控制的特殊形式，再推广至一般形式，最后通过考虑锁相环影响的详细阻抗模型进行校验，验证该策略的有效性。

2 基于交叉耦合前馈补偿控制的高频振荡抑制策略

2.1 交叉耦合前馈补偿控制器结构

柔性直流换流站补偿高频负阻尼效应的思路是削弱链路延时的影响，尽量使换流站高频阻抗呈现纯感性，即换流站正负序阻抗约为 $(s + j\omega_1)L_{\text{eq}}$ 和 $(s - j\omega_1)L_{\text{eq}}$ 。以正序阻抗为例，基于上述思路，有以下表达式成立

$$\frac{G_{\text{dc}}(G_i - j\omega_1 L_{\text{eq}}) + (s + j\omega_1)L_{\text{eq}}}{1 - G_{\text{dc}}G_{\text{ffw}}} = (s + j\omega_1)L_{\text{eq}} \quad (4)$$

根据式(4)可求得电压前馈控制器 G_{ffw} 的表达式为

$$G_{\text{ffw}} = \frac{j\omega_1 L_{\text{eq}} - G_i}{(s + j\omega_1)L_{\text{eq}}} \quad (5)$$

从高频简化阻抗的角度来看，当电压前馈采用式(5)所示形式时，换流站高频负阻尼效应将消除。但是，式(5)所示控制器参数固定，难以根据不同的工况选择合适的参数，也难以兼顾多频段阻抗重塑，并且基于该形式设计的控制器含纯积分环节，将放大直流偏置，恶化控制系统的稳态性能。为解决上述缺陷，将式(5)推广至一般形式，如式(6)所示。

$$G_{\text{ffw}} = \frac{jF_{\text{com2}} - F_{\text{com3}}}{R_{\text{com}} + sL_{\text{eq}} + jF_{\text{com1}}} \quad (6)$$

式(6)中， F_{com1} 、 F_{com2} 以及 F_{com3} 取值独立，可根据对不同频段阻抗重塑的要求分别选择合适的数值。 R_{com} 取值应大于0，该参数既能将式(5)中的纯积分环节用一阶低通滤波器等效，还可用于改善次/超同步频段阻抗特性，其对次/超同步频段阻抗特性影响的研究将在下一节开展。

考虑到d轴电压含有直流分量，为了防止其进入前馈补偿器影响电流内环限幅，需要滤除其影响。由于本文主要重塑高频阻抗特性，进而可选择嵌入一个截止频率较低的高通滤波器。为避免交叉耦合前馈补偿控制器过于复杂，本文选择截止频率为10Hz的一阶高通滤波器，其传递函数可表示为

$$G_{\text{hpf}} = \frac{s}{s + \omega_{\text{com}}} \quad (7)$$

基于式(6)和式(7)可得到本文采用的交叉耦合前馈补偿控制器结构如式(8)所示。在图2中，该控

制器相当于添加在电压前馈环节。

$$G_{ffw} = \frac{jF_{com2} - F_{com3}}{R_{com} + sL_{eq} + jF_{com1}} \frac{s}{s + \omega_{com}} \quad (8)$$

式(8)表明, 电压前馈采用复数形式, 并具有交叉耦合补偿特征。基于式(8)可得到交叉耦合前馈补偿控制架构如图3所示。

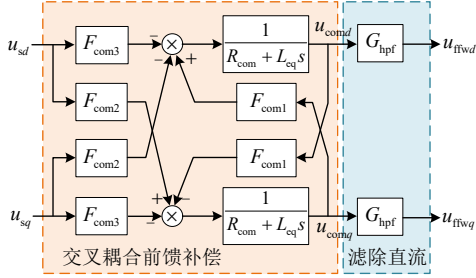


图3 交叉耦合前馈补偿控制架构

Fig. 3 Control structure of cross-coupling feedforward compensator

图3所示结构是基于换流站高频简化阻抗模型推导得出, 其是否适用于详细模型将在下面进行验证。本文后续将基于详细模型开展参数设计并揭示交叉耦合前馈补偿控制能够有效补偿高频负阻尼的潜在机理。

2.2 交叉耦合前馈补偿控制器参数设计

交叉耦合前馈补偿控制器主要有 R_{com} 、 F_{com1} 、 F_{com2} 以及 F_{com3} 共4个参数需要确定。本小节将基于详细阻抗模型分析以上4个参数对换流站阻抗特性的影响规律, 继而设计相关参数。

当 F_{com1} 、 F_{com2} 和 F_{com3} 均为 1pu (前两者基准值为 $\omega_1 L_{eq}$, 后者基准值为 k_{pi}), R_{com} 分别为 0、10、20、30 以及 50 时, 换流站次/超同步频段阻抗特性变化规律如图4所示。

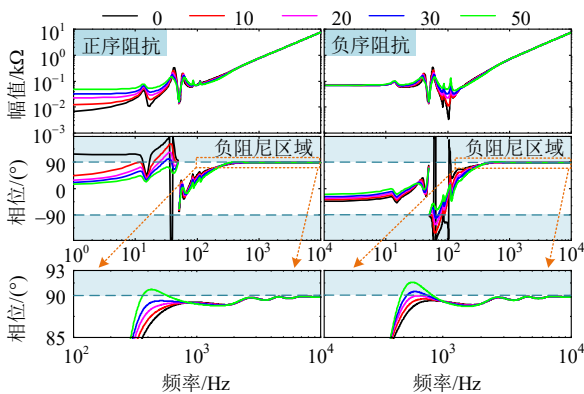


图4 R_{com} 对换流站次/超同步频段阻抗特性的影响

Fig. 4 Effect of R_{com} on sub-/super-synchronous frequency impedance characteristics of converter station

由图4可知, 当 R_{com} 为 0 时(特殊形式^[25]), 换流站在次/超同步频段将呈现负阻尼特性, 随着 R_{com} 的增大, 负阻尼特性逐渐消失, 次/超同步频段阻抗

特性得到改善。故由以上分析可知, R_{com} 可用于改善次/超同步频段阻抗特性, 并且随着 R_{com} 的增大, 换流站在次/超同步频段的阻尼性能逐渐增强。当 R_{com} 过大时, 将对高频阻抗特性产生较大影响, 而当 R_{com} 过小时, 其对次/超同步频段阻抗特性的改善作用有限, 故 R_{com} 的选取应折中。为了在保证高频段呈现正阻尼的前提下, 最大程度地改善次/超同步频段阻抗特性, 建议 R_{com} 选择为 20。

需要指出的是, 上述 R_{com} 对换流站阻抗特性影响的分析仅是为了证明 R_{com} 对次/超同步频段阻抗特性的改善作用。下面分析 F_{com1} — F_{com3} 对换流站阻抗特性的影响时, 虽然会给出次/超同步频段阻抗特性, 但是由于本文聚焦于高频振荡抑制, 故将优先重点关注高频阻抗特性重塑。

当 F_{com2} 和 F_{com3} 均为 1pu(基准值分别为 $\omega_1 L_{eq}$ 和 k_{pi}), F_{com1} 分别为 -2、-1、0、1 以及 2pu 时(基准值为 $\omega_1 L_{eq}$), 换流站阻抗特性变化如图5所示。

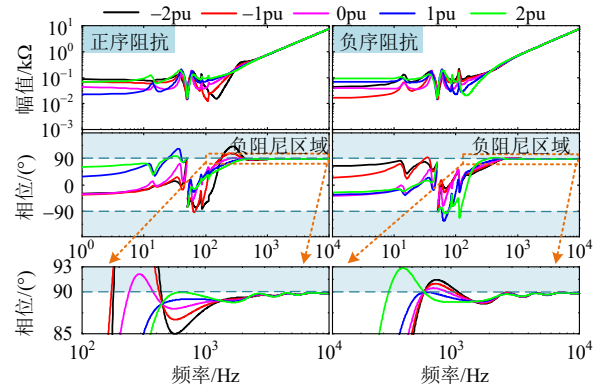


图5 F_{com1} 对换流站阻抗特性的影响

Fig. 5 Effect of F_{com1} on impedance characteristics of converter station

由图5可知, F_{com2} 和 F_{com3} 取值合理时, 即使 F_{com1} 变化较大, 换流站在 1kHz 以上频段依然呈现正阻尼特性。在 200~400Hz 频段, 当 F_{com1} 非正时, 正序阻抗易出现负阻尼, 当 F_{com1} 较大时, 负序阻抗易出现负阻尼。综合考虑正序和负序阻抗, 建议 F_{com1} 取 0.5~1.5pu 范围内的数值。若欲进一步考虑中低频段阻抗重塑, 则可在 0.5~1.5pu 范围内选择中低频段阻尼性能更佳的数值。本文重点重塑高频阻抗特性, 当 F_{com1} 为 1pu 时, 换流站在高频振荡易发区域 200~2kHz 频段整体上具有更强的阻尼性能, 故选择 $\omega_1 L_{eq}$ 开展分析。

当 F_{com1} 和 F_{com3} 均为 1pu(基准值分别为 $\omega_1 L_{eq}$ 和 k_{pi}), F_{com2} 分别为 -1.5、-1、0、1 和 1.5pu 时(基准值为 $\omega_1 L_{eq}$), 换流站阻抗特性变化如图6所示。

由图6可知, F_{com2} 对换流站高频阻抗特性的影响很大。即使 F_{com1} 和 F_{com3} 取值合理, 当 F_{com2} 非

正或者较大时,换流站在 1kHz 以上频段难以完全重塑为正阻尼,将呈现正、负阻尼交替出现的情形。当 $F_{\text{com}2}$ 为负时,随着 $F_{\text{com}2}$ 的增大,换流站高频阻尼性能逐渐增强;当 $F_{\text{com}2}$ 为正时,随着 $F_{\text{com}2}$ 的增大,换流站高频阻尼性能先增强后减弱。综合考虑正序和负序阻抗,建议 $F_{\text{com}2}$ 取 0.8~1pu 范围内的数值。若欲进一步考虑中低频段阻抗重塑,则可在 0.8~1pu 范围内选择中低频段阻尼性能更佳的数值。由于本文聚焦于重塑高频阻抗特性,故选择 $\omega_1 L_{\text{eq}}$ 开展后续分析。

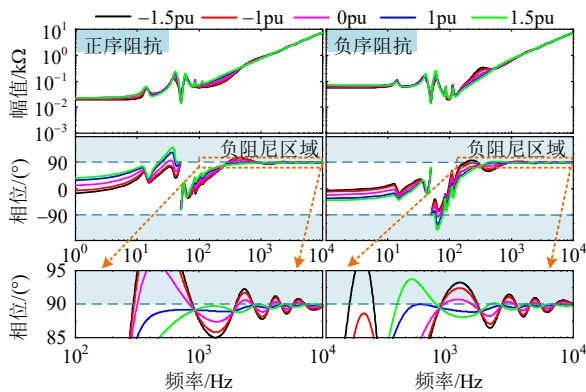


图 6 $F_{\text{com}2}$ 对换流站阻抗特性的影响
Fig. 6 Effect of $F_{\text{com}2}$ on impedance characteristics of converter station

当 $F_{\text{com}1}$ 和 $F_{\text{com}2}$ 均为 1pu(基准值均为 $\omega_1 L_{\text{eq}}$), $F_{\text{com}3}$ 分别为-1.5、-1、0、1 和 1.5pu 时(基准值为 k_{pi}),换流站阻抗特性变化规律如图 7 所示。可以看出, $F_{\text{com}3}$ 对换流站高频阻抗特性的影响规律与 $F_{\text{com}2}$ 的影响规律相似,即使 $F_{\text{com}1}$ 和 $F_{\text{com}2}$ 取值合理,当 $F_{\text{com}3}$ 非正或者较大时,换流站在 1kHz 以上频段难以完全重塑为正阻尼,将呈现出正、负阻尼交替的情况。综合考虑正序和负序阻抗,建议 $F_{\text{com}3}$ 取 1~1.2pu 范围内的数值。由于本文聚焦于重塑高频阻抗特性,故本文选择 k_{pi} 开展后续分析。

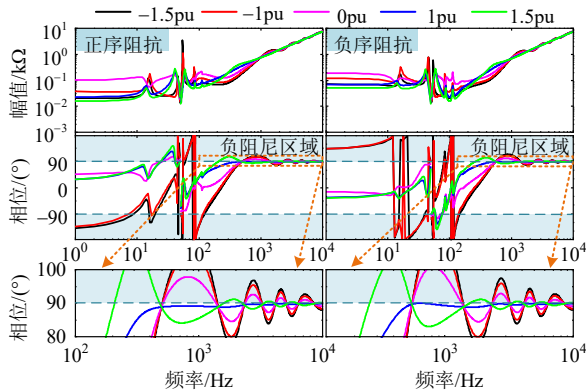


图 7 $F_{\text{com}3}$ 对换流站阻抗特性的影响
Fig. 7 Effect of $F_{\text{com}3}$ on impedance characteristics of converter station

以上分析均基于 550μs 链路延时,为了研究不同链路延时下交叉耦合前馈补偿控制的高频阻抗重塑效果,图 8 展示了链路延时对 MMC 高频阻抗特性的影响。可以看出,即使链路延时发生改变,所提抑制策略依然能够保证 MMC 在高频段呈现正阻尼特性。

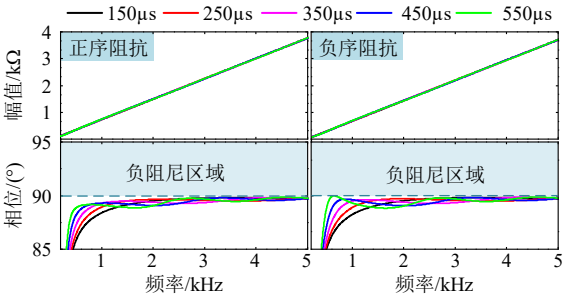


图 8 链路延时对换流站高频阻抗特性的影响
Fig. 8 Effect of time delay on high frequency impedance characteristics of converter station

综上,后续本文将基于表 1 所示参数开展机理分析、扫频与仿真验证等内容研究。

表 1 交叉耦合前馈补偿控制器参数 Table 1 Parameters of cross-coupled feedforward compensation controller			
参数	取值	参数	取值
R_{com}	20	ω_{com}	20π
$F_{\text{com}1}$	$\omega_1 L_{\text{eq}}$	$F_{\text{com}2}$	$\omega_1 L_{\text{eq}}$
$F_{\text{com}3}$	k_{pi}	链路延时 T_{dc}	550μs

尽管从图 4—8 的阻抗特性可看出,参数选择合理的前提下,所提交叉耦合前馈补偿控制可有效补偿换流站高频负阻尼,但是其潜在的机理尚未揭示。故后续分析时会将交叉耦合前馈补偿控制器代入至式(3)中,并考虑锁相环附加电阻效应,从而揭示交叉耦合前馈补偿控制补偿换流站高频负阻尼效应的潜在机理。

3 基于交叉耦合前馈补偿控制的高频振荡抑制策略机理分析

前文提到锁相环附加电阻效应将为 MMC 高频负阻尼的补偿提供帮助,因此高频负阻尼的补偿实际上是交叉耦合前馈补偿控制和锁相环共同作用的结果,本节将对此开展深入研究。

3.1 锁相环附加电阻效应

文献[14]指出锁相环在高频段可提供附加电阻,并且分析出锁相环比例系数对附加电阻影响较大,而积分系数和稳态点影响相对较小,但没有给出附加电阻的解析表达式。为此,本小节将推导其解析表达式,以便后续揭示机理。

锁相环附加电阻可由式(9)求得:

$$R_{PLL} = R_{mmc1} - R_{mmc2} \quad (9)$$

式中: R_{mmc1} 、 R_{mmc2} 分别代表有、无锁相环时换流站阻抗实部。

鉴于锁相环积分系数对附加电阻几乎没有影响, 因此忽略 k_{ipll} , 则锁相环附加电阻可表示为

$$R_{PLL} \approx \frac{L_{eq} U_{sN} k_{ppll} \omega_1 (1 - \cos(\omega T_{de}))}{2\omega} + \frac{L_{eq} U_{sN} k_{ppll}}{2} - \frac{\cos(\omega T_{de}) U_{sN} k_{ii} k_{ppll}}{2\omega^2} - \frac{\sin(\omega T_{de}) U_{sN} k_{pi} k_{ppll}}{2\omega} \quad (10)$$

由式(10)可知, 锁相环附加电阻主要与交流侧等效电感 L_{eq} 、额定相电压 U_{sN} 、锁相环比例系数 k_{ppll} 以及链路延时 T_{de} 等参数有关。表达式中的第一项和第二项恒大于 0, 为附加电阻呈现正电阻提供理论支撑, 余下两项均受延时影响, 其符号周期性变化。此外, 除第二项外, 其余三项的幅值总体上随频率上升而呈现下降趋势, 使高频段锁相环附加电阻在一恒值附近波动, 且其波动幅度逐渐降低。

根据以上分析可知, 锁相环附加电阻在高频段具有下限。考虑到 $1 - \cos(\omega T_{de}) \geq 0$, 由三角函数性质以及放缩原理可对式(10)进行数学变换, 得到锁相环附加电阻下限估算表达式为

$$R_{PLL_sp}(\omega) = \frac{L_{eq} U_{sN} k_{ppll}}{2} - \frac{U_{sN} k_{ii} k_{ppll}}{2\omega^2} - \frac{U_{sN} k_{pi} k_{ppll}}{2\omega} \quad (11)$$

由式(11)可知, $R_{PLL_sp}(\omega)$ 为单调递增函数。

为验证锁相环附加电阻解析表达式的正确性, 附加电阻计算值、实际值以及下限值曲线如图 9 所示。由图可知, 计算值与实际值曲线对应较好, 说明了式(10)的正确性。此外, 还可以看出由式(11)计算得到的附加电阻下限值单调递增。

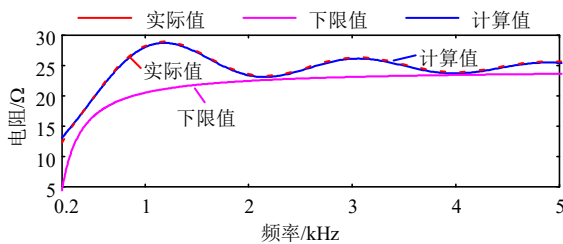


图 9 锁相环附加电阻

Fig. 9 Additional resistance of PLL

3.2 交叉耦合前馈补偿控制的机理分析

在参数取值合理的前提下, 鉴于 R_{com} 以及一阶高通滤波器截止频率数值很小, 其对高频阻抗特性的影响有限, 故本小节的机理分析将忽略 R_{com} 以及一阶高通滤波器影响, 并以正序阻抗为例。由于换流站在第一个高频负阻尼效应频段内具有最小的负阻尼, 并且锁相环附加电阻下限值为单调递增函数, 因此只要证明换流站在第一个高频负阻尼效应

频段内的最小负电阻幅值小于附加电阻下限, 即可证明换流站在高频段将呈现出正阻尼效应。

将交叉耦合前馈补偿控制器代入式(3), 考虑 $G_i = k_{pi} + k_{ii}/s$, 则忽略锁相环时, 换流站采用交叉耦合前馈补偿控制后的正序阻抗可表示为

$$Z_{mmc}^{pp} = (L_{eq}s + j\omega_1 L_{eq})(1 + H_{mmc}) \quad (12)$$

式中:

$$H_{mmc} = \frac{G_{de} k_{ii} / s}{L_{eq}s + j\omega_1 L_{eq} + G_{de} (k_{pi} - j\omega_1 L_{eq})} \quad (13)$$

由式(13)可知, 当忽略锁相环时, 即使采用了交叉耦合前馈补偿控制, 但由于受到电流内环积分系数的影响, MMC 在高频段依旧难以完全呈现正阻尼特性。由式(12)可进一步推导出换流站阻抗实部表达式为

$$R_{mmc_com} = \frac{k_{pi} - a_1 \sin(\omega T_{de})}{\omega(b_1^2 + c_1^2)} \cdot a_1 k_{ii} \quad (14)$$

式中:

$$\begin{cases} a_1 = (\omega + \omega_1) L_{eq} \\ b_1 = k_{pi} \cos(\omega T_{de}) - \omega_1 L_{eq} \sin(\omega T_{de}) \\ c_1 = (\omega + \omega_1) L_{eq} - \omega_1 L_{eq} \cos(\omega T_{de}) - k_{pi} \sin(\omega T_{de}) \end{cases} \quad (15)$$

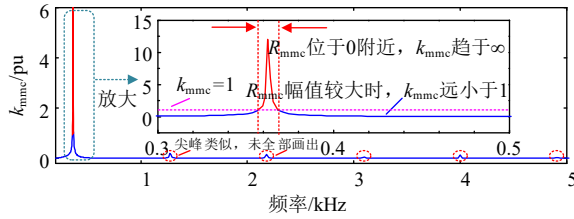
当不采用交叉耦合前馈补偿控制时, 换流站的阻抗实部为

$$R_{mmc} = \frac{b_1 \omega - k_{ii} \sin(\omega T_{de})}{\omega} \quad (16)$$

根据式(14)和式(16), 可得到采用交叉耦合前馈补偿控制后, MMC 阻抗实部幅值变为原来的 k_{mmc} 倍。其中, k_{mmc} 可表示为

$$k_{mmc} = \left| \frac{[k_{pi} - a_1 \sin(\omega T_{de})] \cdot a_1 k_{ii}}{(b_1^2 + c_1^2) \cdot [b_1 \omega - k_{ii} \sin(\omega T_{de})]} \right| \quad (17)$$

基于式(17)可画出 k_{mmc} 的变化曲线, 如图 10 所示。由图可知, k_{mmc} 的变化主要可划分为两个阶段。当 R_{mmc} 较小时, k_{mmc} 较大, 尤其是当 R_{mmc} 在 0 附近时, 即使 R_{mmc_com} 较小, k_{mmc} 也将趋于无穷大。此时, 尽管 k_{mmc} 较大, 但由于 R_{mmc} 较小, 因此采用交叉耦合前馈补偿控制后的 R_{mmc_com} 也不会很大, 依旧保持在一个较小的数值。当 R_{mmc} 较大时, k_{mmc} 很小, 该值可达到 0.1, 即阻抗实部幅值缩小 10 倍, 并且随着频率的增加, k_{mmc} 会进一步减小, 甚至达到阻抗实部幅值缩小 100 倍的程度。此时, 尽管 R_{mmc} 较大, 但由于 k_{mmc} 很小, 使得 R_{mmc_com} 缩小至原来的 $1/k_{mmc}$ 倍。以上分析说明单独的交叉耦合前馈补偿控制实际并未消除负阻尼效应, 但是可使得换流站高频负阻尼效应的程度大大降低。

图 10 k_{mmc} 变化幅度Fig. 10 Magnitude of change in k_{mmc}

基于式(14)可推导换流站在第一个高频负阻尼频段的最小负电阻。当 MMC 处于负阻尼频段时, 式(14)满足以下不等式:

$$R_{mmc_low} = \frac{\omega_1 L_{eq}^2 k_{pi} (k_{pi} - a_1 \sin(\omega T_{dc}))}{(a_1 - k_{pi})^2} \leq R_{mmc_com} \quad (18)$$

式(18)表明, 当 MMC 处于负阻尼频段时, MMC 阻抗实部大于 R_{mmc_low} 。此时, R_{mmc_low} 可视为 MMC 负电阻的下限。

基于式(18), 可得到采用交叉耦合前馈补偿控制后, MMC 负电阻最小值点为(298Hz, -3.69Ω)。此外, 基于式(11)可得到锁相环在 298Hz 处提供的最小附加电阻为 11.3Ω , 该值大于 MMC 最小负电阻幅值。考虑到 MMC 高频最小负电阻幅值将随频率的上升而减小, 而锁相环附加电阻下限将随频率的上升而增加, 使得在频率大于 298Hz 的频段, 锁相环附加电阻均大于 MMC 高频负电阻。因此, 基于以上分析结果和现有结论, 考虑锁相环后, 尽管会恶化换流器低频段阻尼, 但是在高频段能提升换流器正阻尼, 使得换流器在高频段呈现出正阻尼效应。

为更直观地展示高频负阻尼补偿的潜在机理, 图 11 画出了锁相环附加电阻与 MMC 阻抗实部幅值曲线。可以看出, MMC 阻抗实部幅值最大为 3.04Ω , 锁相环附加电阻最小为 13.08Ω , 锁相环附加电阻远大于 MMC 阻抗实部幅值。因此, 由图 11 可知, 换流站在 200Hz 以上频段将完全呈现出正阻尼效应。此外, 虽然当 F_{com1} 、 F_{com2} 以及 F_{com3} 均取为 1pu 时, MMC 整体上具有最强的高频阻尼性能, 但是由于附加电阻与 MMC 阻抗实部幅值差距较大, 使得即使 MMC 高频阻尼性能有所降低, 也能保证换流站呈现高频正阻尼, 这为 R_{com} 、 F_{com1} 、 F_{com2} 以及 F_{com3} 等参数的可变性提供基础。

由以上分析可知, 换流站高频负阻尼的补偿是交叉耦合前馈补偿控制与锁相环附加电阻共同作用的结果。前者极大地降低了负阻尼效应程度, 使得剩余的负阻尼能够被锁相环附加电阻所补偿, 从而使 MMC 呈现高频正阻尼特性。虽然以上推导过

程均基于正序阻抗开展, 但是相关计算步骤及潜在机理同样适用于负序阻抗。

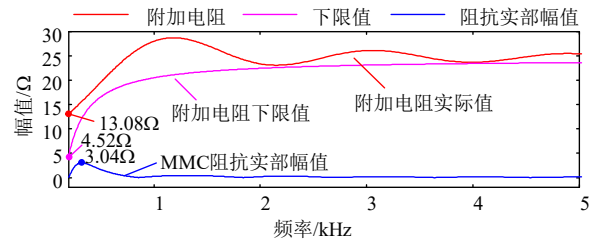


图 11 高频负阻尼补偿的机理分析

Fig. 11 Mechanism analysis of high frequency negative damping elimination

考虑到交流系统与 MMC 的阻抗幅值存在交点, 故基于阻抗法的高频稳定性判定可用下式描述:

$$|\angle(Z_{mmc}(f_{int})) - \angle(Z_{ac}(f_{int}))| < \pi \quad (19)$$

式中: $\angle$ 表示计算阻抗角度; f_{int} 为阻抗幅值交点频率。当交流系统与 MMC 换流站的阻抗角度满足式(19)时, 系统稳定。考虑到交流系统阻抗角度必定在 $\pm 90^\circ$ 以内, 同时采用交叉耦合前馈补偿控制后换流站呈现高频正阻尼特性, 即换流站高频阻抗角度小于 90° , 此时满足式(19), 系统高频稳定。即使电网工况发生变化, 交流系统和换流站依旧满足上述条件, 系统仍然保持稳定。因此, 所提交叉耦合前馈补偿控制能够适应不同的电网工况。

4 仿真实验与分析

4.1 扫频验证

为进一步验证交叉耦合前馈补偿控制在补偿高频负阻尼方面的有效性, 本节基于表 1 所示参数采用频率扫描方法得到零稳态运行工况下的阻抗扫频值, 与详细理论模型对比如图 12 所示。可以看出, 扫频值与理论值对应较好, 证明阻抗模型与上述阻抗特性分析的正确性, 表明交叉耦合前馈补偿控制可有效补偿换流站高频负阻尼效应。

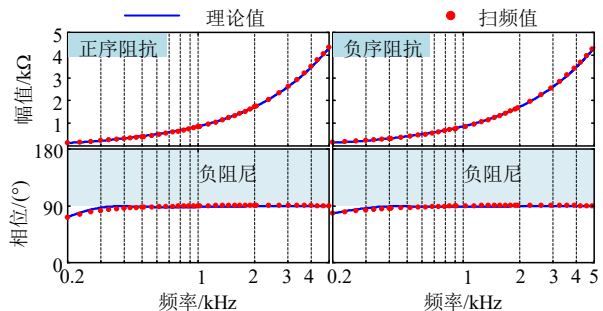


图 12 扫频结果与理论值

Fig. 12 Frequency scanning results and theoretical values

4.2 交叉耦合前馈补偿控制适应性验证

为验证所提交叉耦合前馈补偿控制在面对不同电网工况时的有效性,本小节采用的交流输电线路参数及长度以渝鄂工程参数为基准^[19],即输电线路长度基准值为118km,单位长度电阻、电感和电容基准值分别为 $0.0147\Omega/\text{km}$ 、 $0.8047\text{mH}/\text{km}$ 以及 $14.354\text{nF}/\text{km}$,分别对以下不同工况开展仿真验证:

工况1:交流输电线路参数和长度保持为1pu,电网电感 L_g 分别为6.7mH和147mH,对应短路比为6.9和2.9。

工况2:电网电感为6.7mH,交流输电线路参数固定为1pu,交流输电线路长度变为1.5pu。

工况3:电网电感为6.7mH,交流输电线路长度保持为1pu,单位长度电容变为2pu,单位长度电感变为0.5pu。

工况4:交流输电线路参数保持1pu不变,以某工程交流系统网架结构为参考,扩展交流系统网架结构如图13所示,其中电网电感均保持为6.7mH。

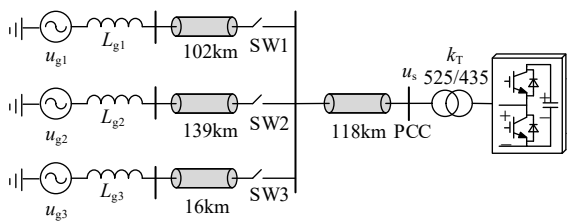


图13 交流系统网架结构
Fig. 13 Network structure of AC system

针对工况1,仿真波形如图14所示,当 $L_g=6.7\text{mH}$ 时,在 $t=1\text{s}$ 时投入 $550\mu\text{s}$ 链路延时,系统发生高频振荡, $t=1.5\text{s}$ 时投入交叉耦合前馈补偿

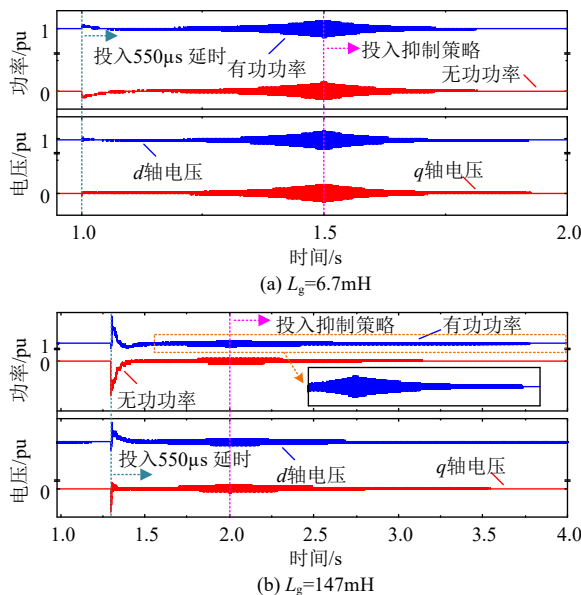


图14 工况1对应的仿真波形

Fig. 14 Simulation waveforms corresponding to Case 1

控制,高频振荡被抑制。当 $L_g=147\text{mH}$ 时,于 $t=1.3\text{s}$ 处投入 $550\mu\text{s}$ 链路延时,诱发高频振荡, $t=2\text{s}$ 时投入交叉耦合前馈补偿控制,高频振荡消失。

针对工况2,仿真波形如图15所示,当交流输电线路长度变为1.5pu时,于 $t=1.3\text{s}$ 处投入 $550\mu\text{s}$ 链路延时,诱发高频振荡, $t=2\text{s}$ 时投入交叉耦合前馈补偿控制,高频振荡被抑制。

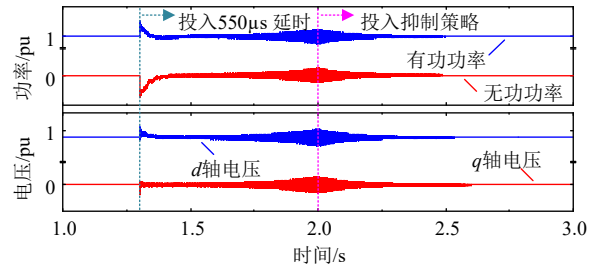


图15 工况2对应的仿真波形

Fig. 15 Simulation waveforms corresponding to Case 2

针对工况3的仿真波形如图16所示,当单位长度电容变为2pu,单位长度电感为0.5pu时,于 $t=1.3\text{s}$ 处投入 $550\mu\text{s}$ 链路延时,诱发高频振荡, $t=1.8\text{s}$ 时投入交叉耦合前馈补偿控制,高频振荡消失。

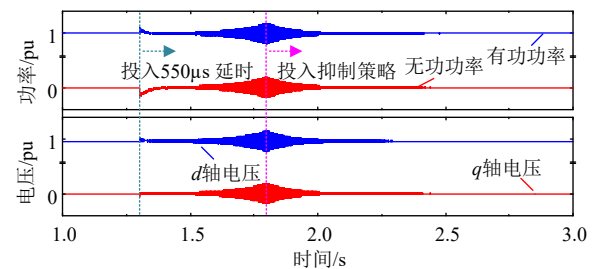


图16 工况3对应的仿真波形

Fig. 16 Simulation waveforms corresponding to Case 3

针对工况4的仿真波形如图17所示,仿真开始时,SW1—SW3均闭合并投入 $550\mu\text{s}$ 链路延时,此时系统稳定。 $t=2.5\text{s}$ 时断开SW2,模拟交流线路N-1故障,系统发生高频振荡。 $t=3.5\text{s}$ 时投入交叉耦合前馈补偿控制,振荡被抑制。由以上仿真结果可知,交叉耦合前馈补偿控制能够应对交流系统网架结构变化导致的高频振荡。

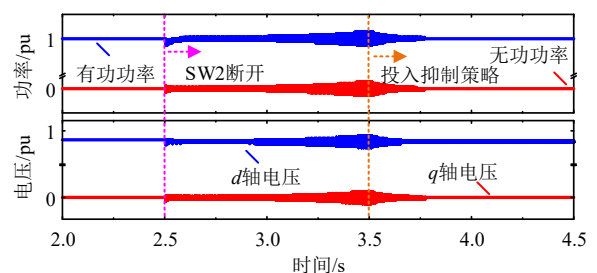


图17 工况4对应的仿真波形

Fig. 17 Simulation waveforms corresponding to Case 4

5 结论

本文针对现有策略难以将换流站高频阻抗全部重塑为正阻尼特性的问题,提出了一种基于交叉耦合前馈补偿控制的高频振荡抑制策略,分析了交叉耦合前馈补偿控制器参数对换流站高频阻抗特性的影响,揭示了交叉耦合前馈补偿控制的作用机理,结论如下:

1) 交叉耦合前馈补偿控制器主要参数 R_{com} 、 F_{com1} 、 F_{com2} 以及 F_{com3} 的取值不能非正或过大,其中 R_{com} 可改善次/超同步频段阻抗特性, F_{com1} 对换流站高频阻抗重塑效果的影响较小,而 F_{com2} 和 F_{com3} 的影响较大。

2) 只要参数选取合理,即使链路延时改变,所提控制依然能够有效补偿高频负阻尼效应。

3) 换流站高频负阻尼效应的补偿是交叉耦合前馈补偿控制与锁相环附加电阻效应共同作用的结果,前者极大地降低了高频负阻尼效应程度,后者提供附加正电阻,使剩余的负阻尼能够被锁相环附加电阻所补偿,最终使 MMC 呈现高频正阻尼特性。

参考文献

- [1] 郭贤珊, 李云丰, 厉璇. 柔性直流换流站供电无源交流线路电压单环控制策略研究[J]. 电网技术, 2024, 48(2): 879-888.
GUO Xianshan, LI Yunfeng, LI Xuan. Control strategy of flexible HVDC station supplying passive AC line under single voltage control loop[J]. Power System Technology, 2024, 48(2): 879-888(in Chinese).
- [2] 尹聪琦, 谢小荣, 刘辉, 等. 柔性直流输电系统振荡现象分析与控制方法综述[J]. 电网技术, 2018, 42(4): 1117-1123.
YIN Congqi, XIE Xiaorong, LIU Hui, et al. Analysis and control of the oscillation phenomenon in VSC-HVDC transmission system[J]. Power System Technology, 2018, 42(4): 1117-1123(in Chinese).
- [3] 王洪耀, 张英敏, 廖建权, 等. 基于阻抗灵敏度分析的柔直并网系统中高频谐振抑制策略[J]. 电网技术, 2023, 47(10): 4311-4322.
WANG Hongyao, ZHANG Yingmin, LIAO Jianquan, et al. Medium-and high-frequency resonance suppression strategy in flexible direct grid connected system based on impedance sensitivity analysis[J]. Power System Technology, 2023, 47(10): 4311-4322(in Chinese).
- [4] 衣立东, 马宁宁, 丁茂生, 等. 新型电力系统宽频振荡防控体系架构[J]. 电网技术, 2023, 47(10): 4092-4101.
YI Lidong, MA Ningning, DING Maosheng, et al. Framework of prevention and control system for wide-band oscillations in new-type power systems[J]. Power System Technology, 2023, 47(10): 4092-4101(in Chinese).
- [5] 王顺亮, 王佳林, 马俊鹏, 等. 基于序分量映射的 MMC 单相化阻抗建模及稳定性分析[J]. 电网技术, 2023, 47(6): 2530-2538.
WANG Shunliang, WANG Jialin, MA Junpeng, et al. Single phase impedance modeling and stability analysis of MMC based on sequence component mapping[J]. Power System Technology, 2023, 47(6): 2530-2538(in Chinese).
- [6] 熊浩清, 何鹏飞, 孙冉, 等. 双馈风电场无串补并网振荡场景及关键影响因素研究[J]. 高电压技术, 2024, 50(2): 660-672.
XIONG Haoqing, HE Pengfei, SUN Ran, et al. Oscillation scenarios of grid integrated wind farm with DFIGs without series compensation and effects of key factors[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(2): 660-672(in Chinese).
- [7] 杨万开, 王兴国, 王书扬, 等. 柔性直流换流器阻抗自适应重塑抑制高频谐振方法[J]. 电网技术, 2022, 46(11): 4473-4481.
YANG Wankai, WANG Xingguo, WANG Shuyang, et al. High-frequency resonant suppression by MMC-HVDC converter impedance adaptive remodeling[J]. Power System Technology, 2022, 46(11): 4473-4481(in Chinese).
- [8] 齐琛, 吕浩敏, 李卫星. 采用双二阶广义积分器锁相环的 MMC 多谐波线性化阻抗建模与分析[J]. 电网技术, 2024, 48(11): 4608-4619.
QI Chen, LÜ Haomin, LI Weixing. Multi-harmonic linearized impedance modeling and analysis of MMC with DSOGI-PLL[J]. Power System Technology, 2024, 48(11): 4608-4619(in Chinese).
- [9] LI Yunfeng, AN Ting, ZHANG De, 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.
- [10] 王渝红, 王馨瑶, 廖建权, 等. 交直流电网宽频振荡产生、辨识及抑制研究综述[J]. 高电压技术, 2023, 49(8): 3148-3162.
WANG Yuhong, WANG Xinyao, LIAO Jianquan, et al. Review of generation, identification and suppression of wide-band oscillation in AC-DC power system[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(8): 3148-3162(in Chinese).
- [11] WEN Bo, BOROYEVICH D, BURGOS R, et al. Analysis of D-Q small-signal impedance of grid-tied inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(1): 675-687.
- [12] RYGG A, MOLINAS M, ZHANG Chen, 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.
- [13] HUANG Pengxiang, VANFRETTI L. Multi-tuned narrowband damping for suppressing MMC high-frequency oscillations[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2023, 38(6): 3804-3819.
- [14] 于浩天, 吕敬, 蔡旭, 等. 一种动态性能友好型柔性直流输电系统高频自稳控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(9): 3293-3307.
YU Haotian, LYU Jing, CAI Xu, et al. A dynamic performance-friendly high-frequency self-stabilizing control method for flexible HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(9): 3293-3307(in Chinese).
- [15] 韦超, 林磊, 朱建行, 等. 基于锁相优化的 MMC 高频振荡抑制方案研究[J]. 高电压技术, 2022, 48(7): 2805-2816.
WEI Chao, LIN Lei, ZHU Jianhang, et al. Research on suppression scheme of high-frequency oscillation of MMC based on phase locked optimization[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(7): 2805-2816(in Chinese).
- [16] 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, 45(5): 1967-1975.
HUANG Fangeng, WEI Chao, ZHOU Jian, et al. MMC system high frequency resonance based on harmonic state space model[J]. Power System Technology, 2021, 45(5): 1967-1975(in Chinese).
- [17] 杜镇宇, 阳岳希, 季柯, 等. 张北柔直工程高频谐波振荡机理与抑制方法研究[J]. 电网技术, 2022, 46(8): 3066-3075.
DU Zhenyu, YANG Yuexi, JI Ke, et al. High frequency harmonic resonance and suppression in Zhangbei project[J]. Power System

- Technology, 2022, 46(8): 3066-3075(in Chinese).
- [18] 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(in Chinese).
- [19] 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(in Chinese).
- [20] 陈威, 汪娟娟, 叶运铭, 等. 柔性直流输电系统交流侧中高频谐振附加阻尼抑制措施[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(18): 151-161.
- CHEN Wei, WANG Juanjuan, YE Yunming, et al. Additional damping suppression measures for medium-and high-frequency resonance on AC side of MMC-HVDC transmission system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(18): 151-161(in Chinese).
- [21] 侯延琦, 刘崇茹, 王宇, 等. 柔性直流输电系统高频振荡抑制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(11): 3730-3740.
- HOU Yanqi, LIU Chongru, WANG Yu, et al. Research on the suppression strategy of high-frequency resonance for MMC-HVDC [J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(11): 3730-3740(in Chinese).
- [22] 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(in Chinese).
- [23] LI Yunfeng, PANG Hui, KONG Ming, 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.
- [24] HUANG Pengxiang, VANFRETTI L. Mitigation of MMC high-frequency oscillations by wideband passivation[C]//2023 IEEE Kansas Power and Energy Conference (KPEC). Manhattan: IEEE, 2023: 1-6.
- [25] HUANG Pengxiang, WU Heng, VANFRETTI L, et al. Wideband impedance passivation of MMCs for suppressing harmonic oscillations[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2024, 39(6): 3101-3113.



李云丰

在线出版日期: 2025-02-10。

收稿日期: 2024-08-21。

作者简介:

李云丰(1988), 男, 通信作者, 博士, 副教授, 博士研究生导师, 研究方向为柔性直流输电技术、新能源与储能技术, E-mail: 252415270@qq.com, liyunfeng@csust.edu.cn;

文涛(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为柔性直流输电技术;

孔明(1986), 男, 博士、教授级高级工程师, 研究方向为柔性直流输电技术;

曹一家(1969), 男, 博士、教授、博士生导师, 研究方向为交直流大电网安全稳定控制;

张秋芳(1993), 女, 博士, 研究方向为新能源直流并网运行与控制。

(编辑 李健一)