面向新能源外送的柔性直流系统的阻抗特性影响分析

王彦峰[1]，李 峰[1]，罗澍忻[1]，戎小虎[2]
(1.广东电网有限责任公司电网规划研究中心，广东 广州 510062；2.南京理工大学 自动化学院，江苏 南京 210094)

摘 要：电力电子技术的快速发展推动了柔性直流输电技术的重大突破，但工程实践中由该技术诱发的宽频振荡现象日益突出，严重威胁系统的稳定运行。文章采用阻抗分析法，构建包含测量环节的完整阻抗模型以揭示其稳定性影响机制。首先，阐述阻抗稳定性分析原理，论证阻抗特性在稳定性评估中的核心作用；其次，建立阻抗测量装置等效模型以表征其阻抗特性，针对不同扰动源激励类型开展特性分析；最后，通过仿真实验解析扰动源与测量装置阻抗的交互作用机制。

关键词：阻抗测量；阻抗特性；模块化多电平变流器；柔性直流输电系统
中图分类号：TK019；TM721 **文献标志码**：A **文章编号**：1671-5292(2025)11-1553-10

0 引言

进入 21 世纪以来，随着化石能源日趋短缺和生态环境持续恶化，我国大力推动新能源行业发展[1]。我国新能源的分布极其不均匀，在电力需求较高的东部资源相对匮乏，而在电力需求较低的西部资源却相当丰富[2,3]，因此需要选择合适的输电技术实现远距离输电。柔性直流输电技术是一种基于电压源型换流器的高压直流输电技术，凭借在新能源并网和异步电网互联等场景中的独特优势，已成为远距离输电的重要解决方案[4,5]。

随着柔性直流输电技术的快速发展，其系统稳定性问题逐渐显现。由于模块化多电平变流器(Modular Multilevel Converter，MMC) 的并网控制策略尚不完善，且其内部动态特性较为复杂，这些因素可能影响系统正常运行，甚至引发振荡现象[6]。近年来，我国柔性直流输电工程已发生多起振荡事件，振荡频率从几赫兹至数千赫兹。例如：2017 年，鲁西背靠背柔性直流输电工程因电网运行方式变化，引发了 1.2 kHz 的高频振荡[7]；2018 年，渝鄂背靠背柔性直流输电工程也出现了 700 Hz 和 1.8 kHz 的振荡现象[8]。这些案例表明，模块化多电平换流器型高压直流输电 (Modular Multilevel Converter-High Voltage Direct Current，MMC-HVDC) 技术仍存在稳定性挑战，其与交流电网的交互可能诱发振荡失稳，严重威胁电力系统安全运行。因此，有必要对基于 MMC 的直流电网端口开展小信号稳定性分析，以深入理解其动态特性，识别关键影响因素，并制定相应的抑制策略，从而保障 MMC-HVDC 系统的安全可靠运行。

基于阻抗判据的稳定性分析方法最早由 Middlebrook 提出，其稳定判据基于奈奎斯特准则，通过限制系统源侧与负载侧阻抗比的幅值裕度来评估稳定性[9]。文献[10]在 Middlebrook 判据的基础上，提出了幅值-相位裕度 (Gain Margin and Phase Margin，GMPM) 稳定性判据，通过同时约束系统的幅值裕度和相角裕度来定义稳定性禁区范围。文献[11]进一步结合 Middlebrook 判据和 GMPM 判据，提出了 ESAC(Energy Source Analysis Consortium Criterion) 稳定性判据。此外，针对前级变换器带多并联负载变换器的系统，文献[12]提出了 T-SIC(Three-Step Impedance Criterion) 稳定性判据。目前，阻抗分析法在系统稳定性评估中已较为成熟，但其应用前提是需准确获取被测系统的阻抗特性参数。当系统参数或控制参数未知时，基于阻抗建模的理论分析方法难以实施，此时需通过阻抗测量获取系统阻抗特性。根据

收稿日期：2024-10-29。
基金项目：广东电网科技项目(GD2400919)。
作者简介：王彦峰(1978-)，男，硕士，高级工程师，研究方向为直流输电工程设计与建设。E-mail：342022966@qq.com

测量过程中是否施加外部激励源，阻抗测量方法可分为有源测量法和无源测量法[13]。其中,无源测量法直接利用系统固有的谐波电压与电流信号，通过数学分析和数值处理方法提取系统阻抗特性参数。文献[14]提出了一种电网阻抗在线估算方法，通过优化算法对不同工作点下的电压电流测量数据进行处理，利用最小二乘法拟合多组阻抗模型,最终获得最优电网阻抗模型。文献[15]提出基于并网逆变器开关特性的阻抗测量方法，首先对调制后的电压信号进行频谱分析以确定谐波频率点,然后在电网公共耦合点(PCC)测量该频率点的电压电流信号，通过离散傅里叶变换(DFT)获取对应频率的阻抗特性。文献[16]采用卡尔曼滤波器实现电网阻抗测量，直接根据测量点的电压电流数据计算阻抗值。无源测量法无需向电网注入外部扰动信号即可获取阻抗特性，因此不会影响电网稳定运行。然而，该方法存在以下局限性:①测量精度受电力系统参数影响较大;②涉及的计算算法复杂度高；③系统固有谐波难以覆盖全测量频段。相比之下,有源测量法在实际应用中更为普遍[16]。

本文基于阻抗分析法开展系统阻抗稳定性研究,重点分析了阻抗测量过程中扰动信号源类型及测量装置阻抗特性对系统稳定性的影响,最终通过仿真验证了阻抗测量对系统稳定性的作用机制。

1 阻抗稳定性判据

根据注入系统的扰动信号形式不同,有源测量法可分为串联电压源扰动注入法和并联电流源扰动注入法,其实现方式分别如图 1(a)和(b)所示。然而,并联电流源扰动注入法虽然设计简单灵活,却存在扰动分配不均的问题。如图 1(b)所示,注入的电流扰动会根据源侧与负载侧的阻抗比例进行分配。当源侧阻抗远小于负载侧阻抗时,大部分扰动电流将流向源侧,而负载侧的扰动信号幅值显著降低,从而导致阻抗测量结果出现较大误差。因此,本文采用串联电压源扰动注入法。

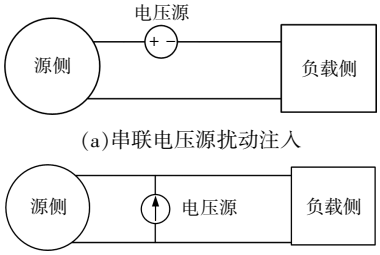


图 1 扰动信号注入实现方法

Fig.1 Implementation method of disturbance signal injection

在通过阻抗测量获取被测系统的阻抗特性后,即可基于该特性进行系统稳定性分析。相较于基于状态空间法的稳定性分析方法，基于阻抗测量的方法具有更直观的物理意义。基于阻抗的稳定性分析方法主要采用奈奎斯特判据和频域阻抗判据：奈奎斯特判据从级联系统的角度分析稳定性;频域阻抗判据则将系统视为整体,通过分析其阻抗特性曲线(幅频与相频特性)来评估稳定性。本文采用频域阻抗分析法，通过研究阻抗的幅频和相频曲线来判定系统稳定性，其流程及稳定性判据禁区分别如图 2 和图 3 所示。

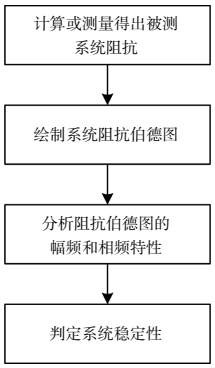


图 2 频域阻抗分析法流程图

Fig.2 Flow chart of frequency domain impedance analysis method

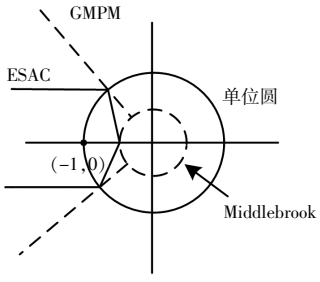


图 3 稳定性判据禁区示意图

Fig.3 The schematic diagram of stability criterion forbidden zone

各判据的具体要求如下。

①Middlebrook 阻抗判据:要求源侧阻抗幅值大于负载侧阻抗，其禁区为复平面内单位圆以下的区域。

②GMPM 判据:要求系统具备 6 dB 幅值裕度和 60°相角裕度。

③ESAC 判据：在 GMPM 判据基础上进一步约束幅值与相角裕度,形成对应的禁区。

2　阻抗测量环节对阻抗特性的影响

2.1　扰动信号源

在阻抗测量中，注入扰动信号的幅值与峰值需严格约束，以确保系统正常运行并提高测量精度。扰动信号幅值的设定需考虑以下关键因素:①信噪比要求。扰动幅值需显著高于背景噪声,以提升信噪比,确保响应信号可被有效检测;②系统线性度限制。若扰动峰值超过系统线性工作范围(如导致过饱和或过调制),系统响应将出现非线性畸变,无法真实反映阻抗特性。然而,增大扰动幅值虽可改善信噪比,却可能引发峰值超标。因此,实际测量需在扰动幅值(保障信号质量)与峰值约束(避免非线性失真)之间进行权衡优化。

2.1.1　单正弦信号

单正弦信号是阻抗测量中最常用的扰动注入信号,其时域表达式如式(1)所示。由于单次扰动注入仅能获取单一频率点的阻抗特性，为获得被测端口的宽频带阻抗特性，需通过扫频方式在不同频率点进行多次扰动注入测量。

$$x(t)=A\cos(2\pi ft+\varphi) \tag{1}$$

式中:A,f 和 φ 分别为单正弦信号的幅值、频率和相角。

单正弦信号因其运行时峰值较小、对系统影响微弱的特点,其幅值选择范围较宽。通常可将幅值上限设为额定电压的 0.1 倍，这样既能保证系统正常运行,又可获得较高的信噪比,从而提高阻抗测量精度。因此,在各类扰动注入方法中,单正弦信号注入法的测量可靠性最高。

然而,该方法也存在明显局限性:①测量效率低。需通过扫频方式多次注入才能获取宽频带阻抗特性，导致测量时间显著增加；②动态适应性差。当被测系统运行状态变化(如负载切换)时,系统阻抗特性会随之改变,且由于响应惯性的存在,测量过程可能包含暂态过程，这些因素都会降低测量结果的准确性。

2.1.2　多正弦信号

多正弦信号（又称多音信号,Multi-tone Signal)是由多个频率、幅值和相位各异的单正弦信号叠加而成的复合信号。多正弦信号的时域表达式为

$$x(t)=\sum_{k=1}^{N}\left[A_k\cos(2\pi f_k t+\varphi_k)\right] \tag{2}$$

式中:A_k,f_k 和 φ_k 分别为第 k 个正弦波的幅值、频率和相角;N 为多正弦信号所包含的单正弦信号的数量。

须要注意的是，虽然为避免系统饱和或过调制需限制多正弦信号的峰值,但为确保测量精度,其峰值应在允许范围内尽可能大，以使系统产生足够强的响应信号。参考单正弦信号的设定标准,建议将多正弦信号的峰值上限设为被测端口额定电压的 10%，这一取值既可保证系统正常工作,又能获得精确的阻抗测量结果。确定峰值后,即可据此分配各组成单正弦信号的幅值。

多正弦信号的优势在于其灵活的可设计性:通过调整各单正弦信号的频率、幅值和相位,可优化信号的频谱能量分布。然而,多信号叠加会增大峰值因数，可能影响系统正常运行。在实际应用中,需基于上述参数设计方法,根据具体测量需求(如精度与速度的平衡)优化多正弦信号的频谱特性,以获得最佳的测量效果。

2.1.3　变频正弦信号

变频正弦信号(又称 Chirp 信号,该术语源于其音频特征与鸟类啁啾声的相似性）是一种频率随时间连续变化的正弦信号。其时域特性表现为包络呈现矩形特征，包络内包含连续变化的频率成分。时域表达式为

$$c(t)=\begin{cases}a(t)\exp[\mathrm{j}\theta(t)], -\dfrac{T}{2}\leqslant t\leqslant\dfrac{T}{2}\\ 0, \text{else}\end{cases} \tag{3}$$

式中:$a(t)$为变频正弦信号的幅度函数,为简化分析,假设信号幅度恒定,即 $a(t)=A$;T 为变频正弦信号持续时间;$\theta(t)$为变频正弦信号的相位函数。

$$\theta(t)=2\pi\left[f_0 t+\frac{1}{2}\mu(t)t^2\right] \tag{4}$$

式中:$\mu(t)$为变频正弦信号的调频频率函数,表征了信号瞬时频率的变化速率特性。

对相位函数 $\theta(t)$求一阶导数可得到变频正弦信号的瞬时频率函数 $f(t)$,再对瞬时频率函数 $f(t)$求一阶导数可得到调频频率函数 $\mu(t)$。瞬时频率函数 $f(t)$为

$$f(t)=\frac{1}{2\pi}\frac{\mathrm{d}\theta(t)}{\mathrm{d}t}=f_0+\mu(t)t \tag{5}$$

线性调频信号相较于多正弦信号具有一个显著特征:通过简单变换即可生成 PWM 类信号,具体表现为可形成变频脉宽调制信号(Chirp-PWM, CPWM),变换表达式为

$$x_{\mathrm{cpm}}=\begin{cases}1, c(t)\geqslant 0\\ 0, c(t)<0\end{cases} \tag{6}$$

作为二进制序列信号,CPWM 仅存在 0 和 1 两种状态;相比于线性调频信号更易生成,且对扰动发生装置要求较低,可通过固定开关频率的开关电路实现。

作为阻抗测量的扰动源,变频正弦信号和 CPWM 信号具有以下特性:可精确设计谐波分布区间,能获得更高密度的测量点;CPWM 信号生成更为简便;在目标测量频段内存在平均幅值不足的共性问题。

2.1.4 PRBS 信号

伪随机二进制序列(PRBS)是一种具有准随机特性的确定性二进制序列,其局部呈现随机性而整体保持周期性。由于可采用二进制逻辑实现信号处理算法,PRBS 在信号处理领域应用广泛。其中,最大长度二进制序列(MLBS)作为 PRBS 的特殊子类,因其优良特性在开关电源分析中具有重要应用价值,故本文选用 MLBS 作为阻抗测量的扰动注入信号。

MLBS 是双极性对称信号,具有“0”和“1”两种状态,且仅在固定时间间隔 Δt 发生状态转换。其生成方法采用 n 级移位寄存器实现,具体步骤如下:①将第 k 位与第 n 位进行异或运算;②将运算结果反馈至第一位;③在时钟驱动下执行右移操作。最终输出序列长度为 $N=2^n-1$ 位。图 4 展示了 n 级 MLBS 生成结构,式(7)给出了对应的数学表达式。

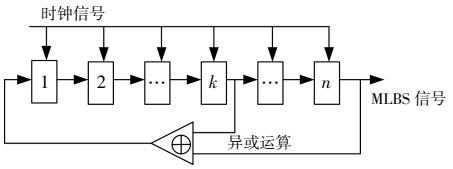


图 4 n 级 MLBS 信号生成方法示意图

Fig.4 The schematic diagram of n-level MLBS signal generation method

$$A_{n+1}=A_{n+1-k}\oplus A_{n+1-n} \tag{7}$$

式中:A_{n+1},A_{n+1-k}和 A_{n+1-n} 分别为 MLBS 信号第 $n+1$ 位元素、从 A_n 倒数 k 位对应的元素以及从 A_n 倒数 n 位对应的元素,即将从 A_n 倒数 k 位对应的元素 A_{n+1-k} 与从 A_n 倒数 n 位对应的元素 A_{n+1-n} 进行异或运算得到 MLBS 信号第 $n+1$ 位元素 A_{n+1},将从 A_{n+1} 倒数 k 位对应的元素 A_{n+2-k} 与从 A_{n+1} 倒数 n 位对应的元素 A_{n+2-n} 进行异或运算得到 MLBS 信号第 $n+2$ 位元素 A_{n+2},以此类推便可得到 MLBS 信号的完整周期。

2.2 测量装置阻抗特性

2.2.1 直流电压传感器

直流电压传感器在直流输电系统中具有关键作用,其测量精度直接影响系统控制保护性能和阻抗测量准确性。现有技术中,阻容分压式直流电压传感器因具有优异的幅频特性、快速的动态响应和宽频带测量能力(覆盖直流至谐波频段)而成为优选方案。

阻容分压式直流电压传感器由阻容分压器、二次分压模块以及电子隔离模块等结构组成,其中阻容分压器和二次分压模块由电阻和电容组成,用来实现对电压信号的采集,其等效电路如图 5 所示。

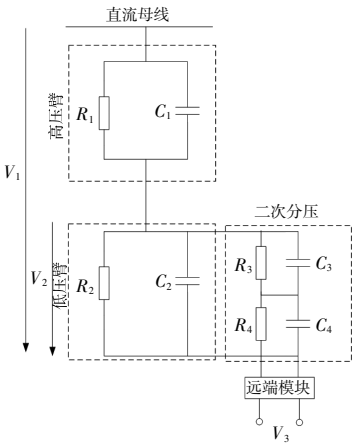


图 5 阻容分压式直流电压传感器等效电路示意图

Fig.5 Equivalent circuit diagram of resistance-capacitance voltage divider DC voltage sensor

图 5 中:R_1 和 R_2 分别为高压臂和低压臂的电阻;C_1 和 C_2 分别为高压臂和低压臂的电容;R_3 和 R_4 分别为二次分压部分的高压电阻和低压电阻;C_3 和 C_4 分别为二次分压部分的高压电容和低压电容;V_1 为一次侧母线电压;V_2 为低压臂电压;V_3 为远端模块输出电压。

基于图 5 所示的等效电路模型,可通过电路分析方法分别推导得到阻容分压器和二次分压模块的传递函数,记为 $H_1(s)$和 $H_2(s)$。

$$H_1(s)=\frac{V_2}{V_1}=\frac{C_1s+1/R_1}{(C_1+C_2)s+(R_1+R_2)/(R_1R_2)} \quad (8)$$

$$H_2(s)=\frac{C_3s+1/R_3}{(C_3+C_4)s+(R_3+R_4)/(R_3R_4)} \quad (9)$$

电压传感器中的远端模块结构如图 6 所示，其中 A/D 转换器和光耦合器技术成熟，性能稳定,可以实现对信号的精确转换,因此系统传递函数主要取决于低通滤波器特性。



图 6　远端模块结构示意图

Fig.6 Remote module structure diagram

远端模块的低通滤波器通常采用二阶巴特沃斯滤波器,其等效电路图如图 7 所示。基于图 7 等效电路模型，通过电路理论分析推导得到低通滤波器的传递函数,如式(10)所示。

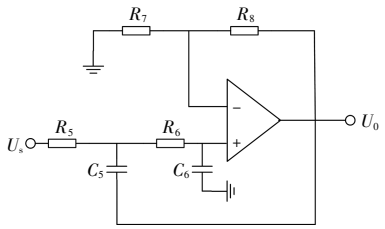


图 7　低通滤波器等效电路图

Fig.7 Equivalent circuit diagram of low-pass filter

$$G(s)=\frac{\omega_n^2}{s^2+2\xi\omega_n s+\omega_n^2} \quad (10)$$

式中:ξ 为阻尼系数,二阶滤波器一般设为 0.707;ω_n 为截止频率,取值为 3 kHz。

由阻容分压器、二次分压模块以及电子隔离模块的传递函数可得出整体系统的传递函数 $H_{cvt}(s)$为

$$H_{cvt}(s)=H_1(s)H_2(s)G(s) \quad (11)$$

2.2.2　直流电流传感器

在高压直流输电工程中，直流电流传感器通常有光电流传感器和零磁通电流传感器两种。光电流传感器主要应用于极母线电流测量，零磁通电流传感器主要用于中性区域电流监测。本文选定光电流传感器作为研究对象，重点考察其阻抗特性对系统的影响。

光电流传感器采用高压侧-低压侧分体式架构设计,其中,高压侧负责电流检测与信号采集,低压侧通过信号转换和滤波等环节完成信号处理与输出,其结构如图 8 所示。

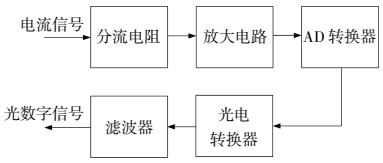


图 8　光电流传感器结构示意图

Fig.8 Structure diagram of photocurrent sensor

在考虑光电流传感器的传递函数时，分流电阻和信号转换可视为理想转换，只需考虑放大电路和滤波器的传递函数。放大电路通常采用电压串联负反馈网络的同相比例放大电路，其等效电路图如图 9 所示。

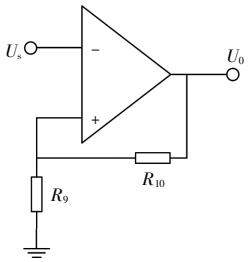


图 9　放大电路示意图

Fig.9 Amplifier circuit diagram

放大电路的传递函数为

$$H(s)=\frac{U_0}{U_s}=\frac{R_9+R_{10}}{R_9} \quad (12)$$

滤波器同样选择二阶巴特沃斯滤波器，其传递函数如式(10)所示,光电流传感器的传递函数为

$$H_g(s)=H(s)G(s) \quad (13)$$

2.2.3　交流电流互感器

罗氏线圈电流互感器因高精度测量、宽动态范围而广泛应用于智能变电站测量系统。罗氏线圈电流互感器主要由罗氏线圈传感头、信号采集模块和控制单元构成,其整体结构示意图如图 10 所示。

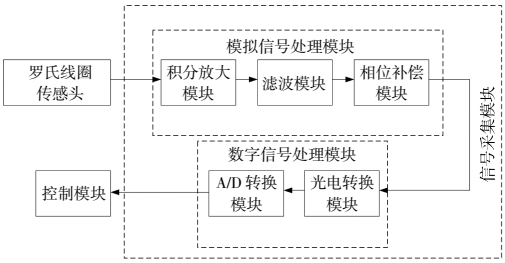


图 10　罗氏线圈电流互感器结构示意图

Fig.10 Structure diagram of Rogowski coil current transformer

与直流电压传感器类似，在考虑交流电流传感器传递函数时也只考虑罗氏线圈传感头、积分放大模块和滤波模块。

罗氏线圈传感头可以将输入电流信号转化为输出电压信号,其等效电路图如图 11 所示。

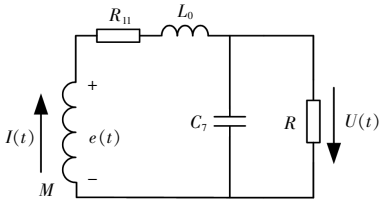


图 11 罗氏线圈传感头等效电路图

Fig.11 Roche coil sensor head equivalent circuit diagram

图 11 中:$I(t)$,$U(t)$,$e(t)$分别为输入电流、输出电压和感应电动势;R_{11},L_0,C_7 分别为罗氏线圈的内阻、电感和分布电容;R 为负载电阻。基于等效电路图，可推导出罗氏线圈传感头的传递函数为

$$H_L(s)=\frac{RMs}{RL_0C_7s^2+(L_0+RR_{11}C_7)s+R+R_{11}} \tag{14}$$

由于罗氏线圈传感头在传递信号时对信号进行了微分运算，因此需要积分放大模块来还原信号,其等效电路图如图 12 所示。基于图 12 等效电路图，可推导出积分放大模块的传递函数，如式(15)所示。

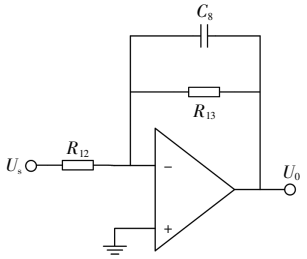


图 12 积分放大模块等效电路图

Fig.12 Integral amplifier module equivalent circuit diagram

$$H_d(s)=\frac{R_{13}}{R_{12}+R_{12}R_{13}C_8s} \tag{15}$$

滤波模块同样选择二阶巴特沃斯滤波器,其传递函数如式(10)所示,结合式(14),(15)可得出罗氏线圈电流互感器的传递函数为

$$H_{ct}(s)=H_L(s)H_d(s)G(s) \tag{16}$$

2.2.4 交流电压互感器

电容式电压互感器(Capacitor Voltage Transformer,CVT)经过数十年的发展,其性能已逐渐优于电磁式电压互感器(Potential Transformer,PT),在柔性直流输电工程中得到广泛应用。本节以速饱和式 CVT 为例分析其幅频特性,其基本结构和等效电路分别如图 13 和图 14 所示。

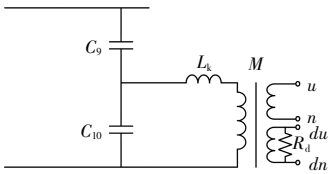


图 13 速饱和式 CVT 结构图

Fig.13 Structure diagram of fast saturated CVT

图 13 中:C_9,C_{10} 分别为高压电容和中压电容;L_k 为补偿电感;M 为中间变压器;R_d 为阻尼器电阻;u,n 和 du,dn分别为二次绕组端子和阻尼单元端子。

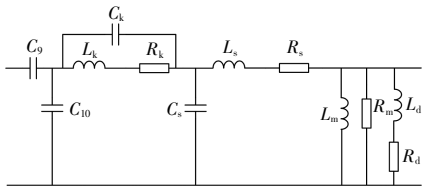


图 14 CVT 等效电路图

Fig.14 CVT equivalent circuit diagram

图 14 中:R_k 和 C_k 分别为补偿电感 L_k 的等效电阻和杂散电容;L_s,R_s 和 C_s 分别为中间变压器的漏感、等效电阻和杂散电容;L_m 和 R_m 分别为励磁绕组的等效电感和等效电阻;L_d 和 R_d 分别为阻尼绕组的等效电感和等效电阻。为方便传递函数表达,定义 $Z_k(s)=(R_k+sL_k)\cdot[1/(sC_k)]$,$Z_1(s)=1/[s\cdot(C_9+C_{10})]$,$Z_s(s)=R_s+sL_s$,$Z_d(s)=R_d+sL_d$,$Z_m(s)=R_mL_m/(R_m+sL_m)$,$Z_{Cs}(s)=1/(sC_s)$。基于等效电路图,可推导 CVT 的传递函数为

$$H_c(s)=\frac{[Z_m(s)Z_d(s)+Z_s(s)]\cdot Z_{Cs}(s)}{Z_1(s)+Z_k(s)+\{[Z_m(s)Z_d(s)+Z_s(s)]\cdot Z_{Cs}(s)\}}\cdot\frac{Z_m(s)Z_d(s)}{Z_m(s)Z_d(s)+Z_s(s)} \tag{17}$$

在双闭环控制系统中，内环控制需采集交流电压信号并进行坐标变换，因此在分析测量环节对阻抗特性的影响时，必须考虑交流电压互感器的动态特性。

3 仿真验证

本研究对阻抗测量中的扰动信号特性进行了机理分析，并建立了测量装置的阻抗等效模型以量化其对于系统阻抗特性的影响。为验证扰动信

号参数及测量装置特性对系统阻抗模型的耦合作用,基于 MATLAB/Simulink 平台构建了仿真测试环境,主电路和控制环节的仿真参数如表 1 所示,测量装置参数如表 2~4 所示。

表 1　MMC 系统参数

Table 1 The parameters of MMC system

参数	数值	参数	数值
网侧交流电压/kV	6.6	子模块电容值/F	1.5×10^{-3}
直流侧电压/kV	25.2	电压外环控制参数/s^{-1}	0.024+0.319
桥臂子模块个数	36	电流内环控制参数/s^{-1}	11.7+117.2
额定容量/MW	3.2	环流抑制控制参数/s^{-1}	39+117.2
桥臂电抗/H	0.057	有功功率控制参数/s^{-1}	0.002+0.05
桥臂等效电阻/Ω	1×10^{-6}	无功功率控制参数/s^{-1}	0.002+0.05

表 2　直流测量装置参数

Table 2 The parameters of DC measuring device

参数	数值	参数	数值
高压臂电阻 R_1/Ω	4×10^{8}	分压电阻 R_4/Ω	6.9×10^{4}
高压臂电容 C_1/F	4×10^{-10}	分压电容 C_3/F	4.3×10^{-10}
低压臂电阻 R_2/Ω	3.5×10^{4}	分压电容 C_4/F	6×10^{-9}
低压臂电容 C_2/F	4.5×10^{-3}	放大器电阻 R_9/Ω	100
分压电阻 R_3/Ω	9×10^{5}	放大器电阻 R_{10}/Ω	10 000

表 3　交流电流互感器仿真参数

Table 3 Simulation parameters of AC current transformer

参数	数值
线圈电阻 R_{11}/Ω	2.3
线圈电感 L_0/H	1.65×10^{-4}
线圈电容 C_7/F	8.96×10^{-10}
负载电阻 R/Ω	500
放大器电阻 R_{12}/Ω	10^{4}
放大器电阻 R_{13}/Ω	10^{6}
放大器电容 C_8/F	10^{-7}

表 4　交流电压互感器仿真参数

Table 4 Simulation parameters of AC voltage transformer

参数	数值	参数	数值
高压电容 C_9/F	5.1×10^{-9}	励磁绕组电感 L_m/H	4.6×10^{4}
中压电容 C_{10}/F	1.44×10^{-7}	阻尼等效电阻 R_d/Ω	25 000
补偿电感 L_k/H	67	阻尼等效电感 L_d/H	3.18×10^{5}
电感等效电阻 R_k/Ω	1 300	变压杂散电容 C_s/F	2×10^{-10}
电感杂散电容 C_k/F	10^{-10}	变压器漏感 L_s/H	0.766
励磁绕组电阻 R_m/Ω	1.6×10^{7}	变压器电阻 R_s/Ω	650

3.1　扰动信号影响

通过向直流侧注入不同的扰动信号来测量 MMC 直流侧的阻抗特性,并将实测阻抗与理论阻抗进行比较，以评估不同扰动信号下阻抗测量的准确性(图 15~18)。其中,通过 M 函数所得的模型用实线表示，而通过阻抗测量得出的模型用圆圈表示。

图 15 展示了采用单正弦信号作为扰动信号对 MMC 直流侧端口阻抗的测量结果，其中扰动信号为 1 Hz~1 kHz、幅值为 1 kV 的正弦波。从阻抗特性图可以看出，测量结果在全频段内均具有较高的准确性,与理论建模结果吻合良好。

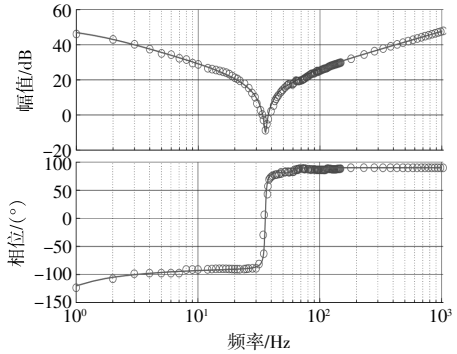


图 15　单正弦信号阻抗测量结果

Fig.15 Impedance measurement results of single sinusoidal signal

图 16 展示了采用多正弦信号作为扰动信号时,对 MMC 直流侧端口阻抗的测量结果。扰动信号幅值为 1 kV。实验结果表明,测量曲线与理论计算值存在明显偏差,其中,在 10~100 Hz 低频段的误差最为显著,高频段亦存在局部偏离点。与单正弦信号相比，多正弦信号测量的准确度有所下降,但显著提高了测量速度。这种精度下降的原因可能是多正弦信号的峰值因数限制，导致无法施加足够强度的扰动以保障信噪比。

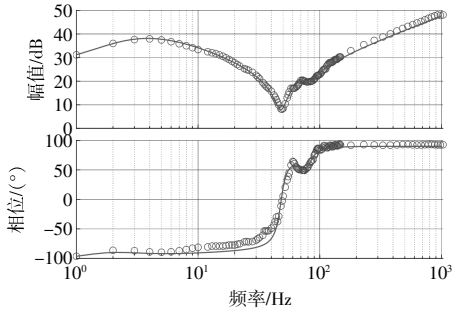


图 16　多正弦信号阻抗测量结果

Fig.16 Impedance measurement results of multi-sine signal

图 17 显示,基于变频正弦信号(1 Hz~1 kHz, 1 kV)的阻抗测量结果与理论曲线基本一致,但低频段及基频附近因信号周期占比较低出现轻微偏差。该方法精度高于多正弦信号但略低于单正弦信号,且测量效率更优。

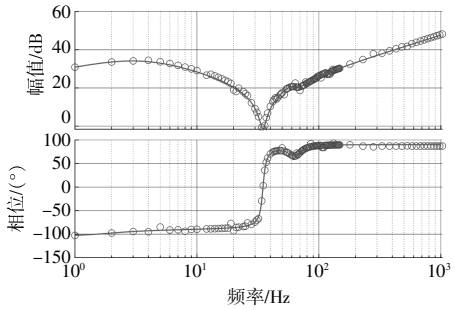


图 17 变频正弦信号阻抗测量结果

Fig.17 Impedance measurement results of variable frequency sinusoidal signal

图 18 展示了以 PRBS 信号（采用时钟频率 511 Hz、幅值 1 kV 的 MLBS 信号）作为扰动信号对 MMC 直流侧端口阻抗的测量结果。阻抗特性图显示，测量结果与理论计算曲线整体吻合良好，但在低频、中频和高频段均存在少量偏离点。相较于变频正弦信号，PRBS 信号的测量精度更高（偏离点更少且偏离幅度更小），同时测量时间与变频正弦信号相当，显著快于单正弦信号。

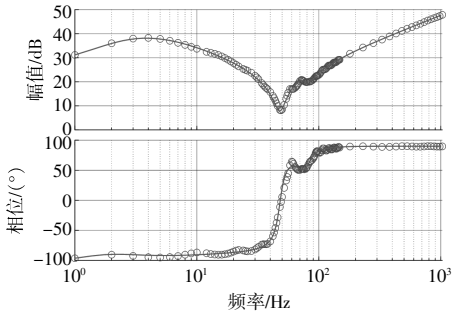


图 18 PRBS 信号阻抗测量结果

Fig.18 PRBS signal impedance measurement results

对比 4 种扰动信号的阻抗测量结果表明，单正弦扰动信号的阻抗测量精度最高，与理论值的吻合度最佳，但测量耗时最长。相比之下，宽频扰动信号虽然缩短了测量时间，但均存在测量误差，其中，多正弦信号误差最大，PRBS 信号误差最小。

3.2 测量环节影响

在获得测量装置的阻抗特性后，即可分析控制量采集对被测端口阻抗特性的影响。不考虑测量特性时，外环、内环和环流控制器的带宽分别为 25，10 Hz 和 4 Hz。

图 19 展示了控制量采集对被测端口阻抗特性的影响。可以看出，在定电压控制下，阻抗特性的影响主要集中于低频段和基频附近，表现为低频段幅值增大以及基频附近的幅值和相角波动。这一现象源于双闭环控制对阻抗的影响主要集中在低频和基频区域。

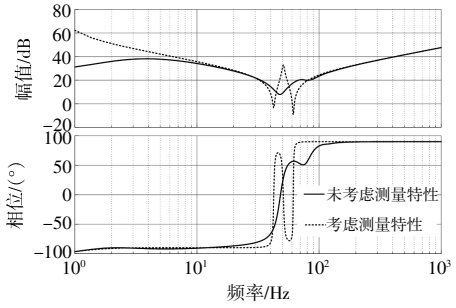


图 19 控制量采集对被测系统阻抗特性影响

Fig.19 The influence of control quantity acquisition on the impedance characteristics of the system under test

图 20 对比了考虑控制量采集前、后的波形变



(a)未考虑测量特性波形



(b)考虑测量特性波形

图 20 考虑测量影响的直流电压和交流电流波形对比

Fig.20 Comparison of DC voltage and AC current waveforms considering the influence of measurement

化。结果显示,引入电压传感器测量特性后,直流侧电压和交流电流波形出现明显畸变。进一步分析表明：直流与交流电压传感器的幅频曲线增益均低于 1,导致信号幅值衰减;同时,传感器动态特性可能延长了系统稳定时间。

测量装置不仅会通过控制量的采集环节影响被测端口的阻抗特性,还会在阻抗测量环节(如直流电压/电流传感器的接入)进一步改变阻抗特性。

图 21 展示了考虑阻抗测量采集对被测端口阻抗特性的影响。可以看出,阻抗测量采集主要影响幅频特性,导致其整体下降超过 100 dB,而对相频特性的影响较小。

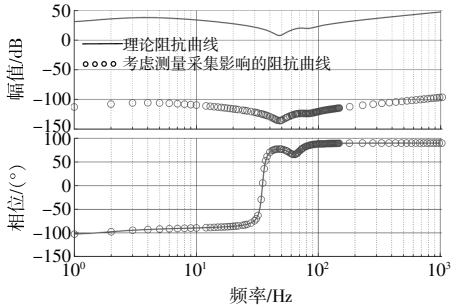


图 21　阻抗测量采集对阻抗特性的影响

Fig.21 The influence of impedance measurement acquisition on impedance characteristics

从上述对比结果可见，测量装置特性会对系统模型产生显著影响,导致建模误差,并影响系统的动态响应，从而降低稳定性分析的准确性。因此,在柔性直流输电控制中,需充分考虑测量环节对稳定性的影响,并据此优化控制参数,制定有效的振荡抑制策略。

4　结论

本文通过建立阻抗测量环节的完整模型,系统分析阻抗测量对系统稳定性的影响机制。基于扰动信号源的生成原理与频谱特性，以及测量装置的等效建模，揭示了系统阻抗稳定性的关键影响因素。仿真结果表明:①不同频谱特性的扰动信号会显著改变系统阻抗稳定性；②测量装置的阻抗特性是影响稳定裕度的重要参数。该研究可为柔性直流输电系统的振荡抑制策略设计及控制器参数优化提供理论依据。

参考文献:

[1] 范鸿炜,张煌辉,崔宪阳,等.考虑储能和新能源的城市轨道交通能源路由器拓扑设计与控制策略研究[J].中国测试,2024,50(10):1-11.

[2] 阳同光,杨轩园.微电网直流输电 MMC 环流抑制研究[J].可再生能源,2023,41(2):243-253.

[3] 买买提·努尔,张艳丽,魏文倩,等.基于短路比指标的新能源并网容量极限计算 [J]. 沈阳工业大学学报,2024,46(6):742-747.

[4] 刘英培,朱宇琦,梁海平,等.基于虚拟电感与限流器的柔性直流电网故障隔离方法[J].可再生能源,2023,41(9):1270-1278.

[5] 范亚洲,李国强.输电线路走廊地物到导线危险距离定位方法[J].沈阳工业大学学报,2024,46(6):748-753.

[6] 沈秋英.基于风力发电的表贴式永磁电机转矩脉动抑制与测试[J].中国测试,2021,47(12):136-141.

[7] Changyue Zou,Hong Rao,Shukai Xu,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.

[8] 郭贤珊,刘斌,梅红明,等.渝鄂直流背靠背联网工程交直流系统谐振分析与抑制 [J]. 电力系统自动化,2020,44(20):157-164.

[9] 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.

[10] 张禹风,杨淑英,谢震,等.基于多正弦信号注入的大功率并网逆变器电网阻抗在线测量技术研究[J].中国电机工程学报,2024,44(10):4026-4038.

[11] Sudhoff S D,Glover S F,Lamm P T,et al. Admittance space stability analysis of power electronic systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,2000,36(3):965-973.

[12] Wang X,Yao R,Rao F. Three-step impedance criterion for small-signal stability analysis in two-stage dc distributed power systems [J]. IEEE Power Electronics Letters,2003,1(3):83-87.

[13] 季振东,朱述超,许光强,等.基于 PRBS 的中压直流系统宽频阻抗测量装置及其控制[J].电力系统自动化,2025,49(9):199-207.

[14] 陈建强,洪彬倬,文波.基于扩展卡尔曼滤波算法的电网动态状态估计[J].广东电力,2017,30(10):86-92.

[15] 解宝,李萍宇,苏建徽,等.不平衡电网下并网逆变器阻抗建模及稳定性分析 [J]. 高电压技术,2023,49(12):5196-5206.

[16] 李春彦,李少林,王伟胜,等.风电网源波动对并网点等值阻抗估计影响及电网阻抗在线辨识[J].电网技术,2024,48(6):2376-2384.

Analysis of the impact of impedance characteristics on flexible DC systems for new energy dispatch

Wang Yanfeng[1], Li Feng[1], Luo Shuxin[1], Rong Xiaohu[2]
(1.Planning and Research Center, Guangdong Power Grid Co.,Ltd., Guangzhou 510062, China; 2.School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: With the rapid development of power electronics technology, flexible direct current (DC) transmission technology has also made significant progress. However, the oscillation issues that arise in practical applications of this technology have gradually attracted widespread attention. This paper aims to explore the impact on system impedance stability by modeling and analyzing each link of impedance measurement. First, the paper introduces the method of impedance stability analysis, emphasizing the importance of assessing system stability through impedance characteristics. On this basis, an in-depth analysis of the types of disturbance signal sources is conducted, and a model of the impedance measuring device is established to analyze its impedance characteristics in detail. Finally, through Matlab simulation, a comprehensive analysis of the impact of disturbance signal source types and impedance measuring devices on system impedance stability is carried out.

Keywords: impedance measurement; impedance characteristics; MMC; flexible DC transmission system