

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.241205

适用于不同阻抗特性端口的宽频模块化阻抗 测量装置设计及控制研究

苏纪豪¹, 曾成碧¹, 苗虹¹, 杨小宝¹, 赵昱翔¹, 王典浪²

(1. 四川大学电气工程学院, 四川 成都 610065; 2. 中国南方电网有限责任公司超高压
输电公司曲靖局, 云南 曲靖 655000)

摘要: 为满足电力系统中不同阻抗特性端口的谐波阻抗测量要求, 研究了一种模块化阻抗测量装置。所研究的阻抗测量装置包含一个前级整流电路和级联模块化 H 桥变流器。为实现在宽频带内对不同频率、大小与特性的谐波阻抗进行测量, 利用整流器的输出电压变化实现装置输出扰动的幅值调整, 在 H 桥变流器的控制中引入宽频参考信号实现装置输出扰动的频率调整。并在装置的输出端引入负载电阻, 根据待测端口阻抗大小, 实现谐波电压或电流信号注入的切换, 以提升谐波阻抗测量精度。此外, 在变流器控制中引入电流前馈以避免背景谐波对装置输出扰动的干扰。最后利用 RTDS 在线实时仿真验证了该测量装置可灵活实现不同电压等级下的谐波阻抗测量, 端口测量范围满足 1~5000 Hz, 单次的谐波注入带宽可达 200 Hz, 包含 21 个谐波频率点。相较于非干预式和传统干预式测量方法, 该测量装置测量阻抗结果误差不超过 0.5%, 满足测量精度要求。

关键词: 阻抗测量; 可变模式注入; 宽频谐波扰动注入; 整流器控制; 级联 H 桥变流器; 电流前馈控制

Design and control of a wideband modular impedance measurement device for ports with different impedance characteristics

SU Jihao¹, ZENG Chengbi¹, MIAO Hong¹, YANG Xiaobao¹, ZHAO Yuxiang¹, WANG Dianlang²

(1. College of Electrical Engineering, Sichuan University, Chengdu 610065, China; 2. Qujing Bureau of EHV Power
Transmission Company, China Southern Power Grid Company Limited, Qujing 655000, China)

Abstract: To meet the requirements of harmonic impedance measurement for ports with different impedance characteristics in power systems, a modular impedance measurement device is studied. The proposed impedance measurement device consists of a front-end rectifier circuit and a cascaded modular H-bridge converter. To realize harmonic impedance measurements across a wide frequency range with varying frequency, magnitude, and characteristics, the rectifier's output voltage variation is used to adjust the amplitude of the injected disturbance, while a wideband reference signal is introduced into the H-bridge converter control to adjust the disturbance frequency. A load resistor is also introduced at the device output, enabling switching between harmonic voltage or current signal injection according to the impedance of the tested port, thereby improving measurement accuracy. In addition, current feedforward control is applied in the converter to avoid interference from background harmonics on the output disturbance. Finally, real-time RTDS simulations verify that the measurement device can flexibly perform harmonic impedance measurement at different voltage levels, with a measurement range of 1~5000 Hz and a single harmonic injection bandwidth of 200 Hz covering 21 harmonic frequency points. Compared with non-intrusive and conventional intrusive methods, the impedance measurement error of the proposed device is less than 0.5%, satisfying the measurement accuracy requirements.

This work is supported by the Key Research and Development Program of Sichuan Province (No. 2022YFG0300).

Key words: impedance measurement; variable mode injection; wideband harmonic disturbance injection; rectifier control; cascaded H-bridge converter; current feedforward control

基金项目: 四川省重点研发项目资助 (2022YFG0300); 成都市技术创新项目资助 (2022-YF05-00081-SN)

0 引言

随着“双碳”目标的提出, 分布式新能源发电技术、柔性直流输电技术等在新电力系统中得到快速发展^[1-3]。大量电子元器件的引入, 使得电力系统呈现出明显的“电力电子化”特征, 导致电能质量下降、宽频振荡与谐波失稳等问题^[4-5]。电网谐波阻抗在评估谐波发射水平、研究电网中谐波渗透规律、分析系统运行稳定性等^[6]方面有重要参考价值, 因此准确获取电网端口谐波阻抗特性对电力系统稳定运行研究有重要意义。

现阶段, 学者们针对干预式^[7-8]与非干预式^[9-10]两类阻抗测量方法进行了广泛的研究。非干预式方法无需施加外部扰动, 而是利用数学分析和处理非线性设备运行时产生的谐波数据来测算谐波阻抗。该方法不会对系统运行造成影响, 但系统内各次谐波幅值分布不均, 部分频次能量缺失, 导致其测量精度往往较差。基于谐波扰动注入的干预式方法因其较高的测量精度与准确性成为主要的系统阻抗测量手段。干预式方法向待测系统中施加扰动激励, 可获得扰动在系统中所产生的谐波响应, 并根据公共耦合点(point of common coupling, PCC)处电压电流数据来计算系统的阻频特性。目前干预式方法主要分为设备投切注入^[11-12]和功率装置直接注入^[13-14]两种, 前者通过设备开关投切可一次性完成测量频带的扰动生成, 但扰动幅值不可控且各次分量较小, 导致阻抗测量结果精度难以保证; 后者利用功率装置与控制系统设置输出扰动的波形、幅值与频带, 在系统中获得较高信噪比的扰动能量, 因此阻抗测量精度更高, 应用更为广泛。

在电力系统的谐波阻抗测量方面, 现有研究已开发出的测量装置主要包括基于 DC/DC 变换器的阻抗测量装置^[7]、基于双模式扰动的背靠背变流器阻抗测量装置^[15]和基于分层控制策略的级联 H 桥变流器结构装置^[16]。其中, H 桥变流器可实现注入谐波能量的幅值与频率可控, 谐波能量信噪比高, 便于模块化增压, 被广泛使用。文献[17]利用高频直流变换器和 H 桥变流器, 设计了一种基于模块化级联结构的阻抗测量装置, 用于获取新能源发电装备的阻抗特性; 文献[18]基于三相级联 H 桥变流器和分层控制策略, 设计了获取风电并网系统宽频带谐波阻抗频率特性的测量装置。尽管模块化或级联设计有助于实现装置的扩容增压目标, 但现有文献中装置的器件与控制结构复杂, 导致其在应对不同阻抗特性与电压等级场景时, 注入测量难度增大。同时, 面向高压大容量应用的阻抗测量装置研究尚显不足。

在利用阻抗分析法研究电力系统稳定性时, 可

将系统划分为两个独立的子系统, 将需要阻抗测量的一端子系统称为待测端口, 另一端则为非待测端口。根据串联分压并联分流原理, 当注入扰动电压时, 大部分的扰动能量会分布在阻抗较大的端口; 当注入扰动电流时, 大部分的扰动能量会集中在阻抗较小的端口。由于待测端口与非待测端口的阻抗频率特性存在差异, 在采用单一形式的电压或电流扰动来测量两侧端口阻抗时, 所获取的其中一侧端口阻频特性的准确性会下降, 导致在利用阻抗分析法判断系统稳定性时出现偏差。文献[13]提出了利用大功率并网逆变器来实现多正弦信号注入的电网阻抗测量目的; 文献[19]通过单相级联 H 桥变流器将电网基频能量转换为扰动能量, 完成扰动电流的注入与并网变流器侧的阻抗测量。上述方案设计都只实现了一侧端口阻抗测量。文献[15]提出了一种针对新能源发电装备的序阻抗在线测量方法, 实现了电压与电流的切换注入, 但三相注入模块的设计不便于扩容增压的实现。同时, 已有文献并未考虑在装置注入谐波扰动是否会影响系统的正常运行, 以及对于系统的电能质量与稳定性的影响。

上述研究在利用基于 H 桥变流器模块实现谐波注入与阻抗测量时, 并未考虑到电力系统中背景谐波对阻抗测量装置输出扰动能量的影响。当阻抗测量装置接入电力系统时, 背景谐波的存在会影响注入到系统中的谐波扰动分量, 并增大控制分量的误差, 导致谐波阻抗测量的准确性下降。

针对上述问题, 本文研究了一种根据待测端口阻抗特性来切换谐波电压或电流注入的宽频模块化阻抗测量装置。模块化的设计使得该装置可在不同电压等级测量时实现扩容增压。首先介绍了阻抗测量原理与模块化阻抗测量装置的设计, 分别对宽频阻抗测量装置的接入与切换、谐波注入单元、LC 滤波电路进行了说明; 谐波注入单元由单相可控整流电路与 H 桥变流器模块组成。为了实现宽频带内不同阻频特性的谐波阻抗测量, 控制整流电路的输出电压实现装置输出扰动的幅值调整, 在 H 桥变流器的控制中引入宽频参考信号来实现多频次扰动注入与频带变化; 为降低背景谐波对注入扰动信号的影响, 在变流器环路控制中引入电流前馈; 在装置输出端引入负载电阻和投切开关来实现电压或电流的切换注入; 对阻抗测量装置进行了理论研究和仿真实验。最后利用 RTDS 在线实时仿真实现了装置注入的扰动信号幅频可调, 降低了并网电流对装置输出信号的干扰, 验证了所提控制测量方案的有效性和可行性, 以及不同端口阻抗比下两种测量形式的适用性。

1 阻抗测量原理

对电力系统阻抗测量模型进行化简, 根据待测端口与非待测端口的阻抗特性来选择采用串联谐波电压扰动或并联谐波电流扰动, 并得到不同注入形式下的等效测量模型, 分别如图 1 和图 2 所示。

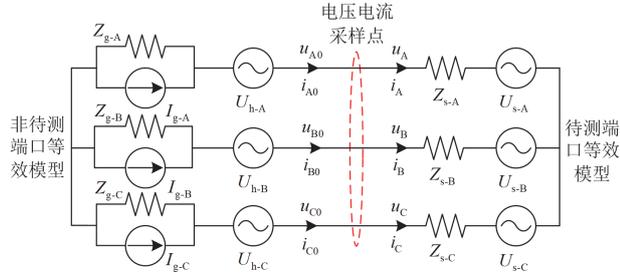


图 1 扰动电压注入的阻抗测量模型

Fig. 1 Impedance measurement model of disturbed voltage injection

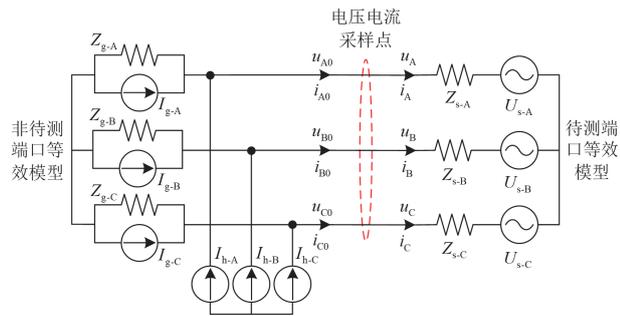


图 2 扰动电流注入的阻抗测量模型

Fig. 2 Impedance measurement model of disturbed current injection

图 2 中: Z_{g-k} 和 I_{g-k} ($k = A, B, C$) 分别为非待测端口侧诺顿模型的等效阻抗和等效电流源; Z_{s-k} 和 U_{s-k} 分别为待测端口侧戴维南模型的等效阻抗和等效电压源; U_{h-k} 和 I_{h-k} 分别为扰动电压源和扰动电流源; u_{k0} 、 i_{k0} 和 u_k 、 i_k 分别为扰动注入前、后采样得到的电压、电流信号。通过对扰动注入前后的采样电压、电流信号进行快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT), 可将其由时域信号转换为频域信号 $U_{k0}(j\omega)$ 、 $I_{k0}(j\omega)$ 、 $U_k(j\omega)$ 、 $I_k(j\omega)$, 利用式(1)可计算出待测系统端口的阻频特性 $Z_s(j\omega)$ 。

$$Z_s(j\omega) = \frac{U_k(j\omega) - U_{k0}(j\omega)}{I_k(j\omega) - I_{k0}(j\omega)} \quad (1)$$

基于电路的串联分压与并联分流特性, 当向电路中注入谐波电压或谐波电流时, 谐波能量会根据两侧端口的阻抗大小进行分布。 U_h 、 I_h 分别为注入

谐波电压与谐波电流, U_s 、 I_s 、 Z_s 分别为分布在待测端口的谐波能量和谐波阻抗, U_g 、 I_g 、 Z_g 分别为分布在非待测端口的谐波能量和谐波阻抗。当 $Z_s > Z_g$ 时, 串联分压特性会使得注入谐波电压能量更多分布在阻抗较大的一端, 如式(2)所示; 当 $Z_s < Z_g$ 时, 并联分流特性会使得注入谐波电流能量更多分布在阻抗较小的一端, 如式(3)所示。

$$U_s = \frac{Z_s}{Z_s + Z_g} U_h > U_g = \frac{Z_g}{Z_s + Z_g} U_h \quad (2)$$

$$I_s = \frac{Z_g}{Z_s + Z_g} I_h > I_g = \frac{Z_s}{Z_s + Z_g} I_h \quad (3)$$

待测端口与非待测端口的不同阻抗大小会影响谐波能量的分布, 并干扰注入谐波信号的利用率与所产生的谐波响应大小。因此, 选取合适的注入信号会提高扰动分量的提取效率与阻抗测量精度。同时, 相较于离线测量, 在线阻抗测量能缩短系统停运时长, 并更有效地通过阻抗变化捕捉设备投切及运行状态变化。

2 谐波阻抗测量装置设计

为实现在宽频带内对不同频率、大小与特性的谐波阻抗进行测量, 本文研究模块化宽频阻抗测量装置, 如图 3 所示。宽频阻抗测量装置包括谐波注入单元、LC 滤波电路 (L_f 为滤波电感, C_f 为滤波电容)、耦合变压器、多绕组降压变压器以及负载电阻 R_h 。谐波注入单元为阻抗测量装置的核心部件, 可采用三相独立模块化的结构, 输入侧通过多绕组降压变压器从场站电网取电, 输出侧通过滤波电路和耦合变压器向待测系统注入高幅值、宽频带的可控谐波扰动。耦合变压器可降低阻抗测量装置承受的电网电压, 并实现测量装置与待测电网之间的有效电气隔离。数据采集与处理单元通过测量和提取 PCC 处的谐波电压和电流数据, 完成数据处理并计算得到扰动注入频率范围内的谐波阻抗测量值。在线测量时将电力系统分为两个独立子系统, 根据不同端口的阻抗特性, 利用负载电阻与投切开关完成串/并联可切换谐波扰动注入。相较于离线测量, 在线测量技术通过实时获取端口的电压与电流数据, 能够准确捕捉系统当前运行状态下的阻抗特性。这一方法可有效应对因系统拓扑变化等因素引起的阻抗动态变化, 确保测量精度。

2.1 可切换扰动注入方法

在注入谐波扰动电压之前, 断开系统并网开关 K_{k1} ($k = A, B, C$), 开关 K_{k2} 设置在待测端口 35 kV 高压侧线路上; 闭合开关 QS1, 将多绕组降压变

器接入场站电网, 为宽频阻抗测量装置中每一相谐波注入单元的整流电路提供稳定输入, 调整装置交流谐波扰动输出为 0; 闭合开关 $QS2$ 、 K_{k2} , 断开开关 $K3$ 和负载电阻 R_n 支路, 利用耦合变压器将阻

抗测量装置串联接入系统; 在并网系统稳定工作后, 调整宽频阻抗测量装置来设定或改变扰动幅频, 完成串联电压的宽频谐波扰动注入。

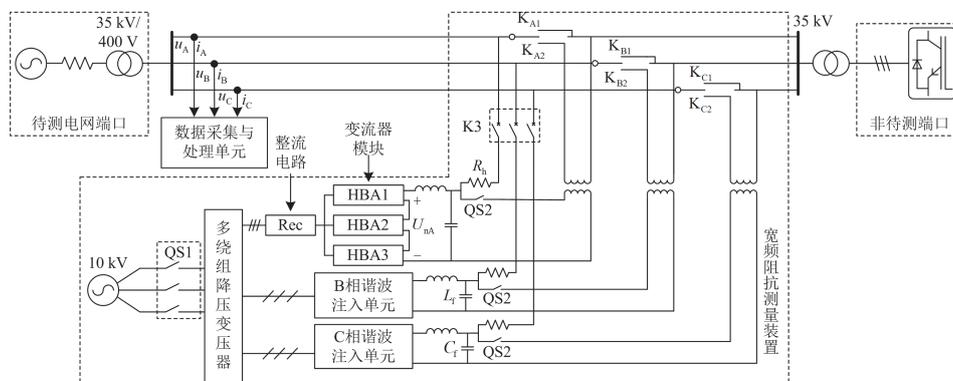


图3 待测系统宽频阻抗测量装置结构图

Fig. 3 Structure diagram of broadband impedance measuring device of tested system

在注入谐波扰动电流之前, 闭合开关 $QS1$ 和系统并网开关 K_{k1} , 将多绕组降压变压器接入场站电网, 为宽频阻抗测量装置中每一相谐波注入单元的整流电路提供稳定输入, 调整装置输出交流谐波扰动为 0; 断开开关 $QS2$ 与 K_{k2} , 闭合开关 $K3$, 通过负载电阻将阻抗测量装置接入系统并注入谐波电流; 在并网系统稳定工作后, 调整宽频阻抗测量装置来设定或改变扰动幅频, 完成并联电流的宽频谐波扰动注入。

应该注意的是, 为避免宽频阻抗测量装置在直接投入使用时可能对电力系统和设备自身造成损害和冲击, 始终要在系统停止并网的情况下接入宽频阻抗测量装置, 并在接入后恢复并网。

2.2 谐波注入单元设计

为减小测量过程对电力系统正常运行的影响, 并保证较高的信噪比要求和阻抗测量精度, 在设计扰动注入的幅值时, 宽频谐波电压为待测系统电网电压的 3%~10%, 谐波电流为待测系统基波电流的 3%~10%, 且各频率谐波分量显著, 分布相对均匀; 频率测量范围满足 10~5000 Hz 的频段; 输出谐波扰动的幅值与频带范围可控可调; 背景谐波对测量装置稳定性和输出谐波扰动信噪比的影响较小。

如图 4 所示, 谐波注入单元由单相可控整流电路和级联 H 桥变流器模块连接构成, U_m 为整流电路交流侧输入电压, U_{dc} 为整流器输出侧直流电压, U_n 为级联 H 桥变流器输出电压。在每相谐波注入单元中, 各模块之间通过级联来提高输出电压等级和等效开关频率, 保障宽频阻抗测量装置的宽频带、

大功率输出。各谐波注入单元通过多绕组降压变压器从场站电网取电, 将交流电经单相可控整流电路变换为直流电, 作为 H 桥变流器的直流侧可变电电压源, 避免了级联时各模块间直流电压不平衡的问题。

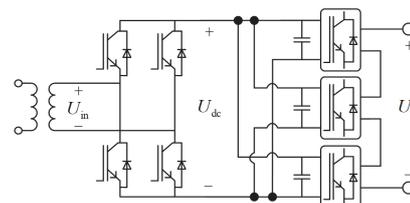


图4 谐波注入单元结构图

Fig. 4 Structure diagram of harmonic injection unit

N 个 H 桥变流器级联后的输出电压 U_n 与整流器输出直流电压 U_{dc} 之间的关系为

$$U_n = NU_{dc} \quad (4)$$

根据电力系统的待测电压等级和注入谐波扰动幅值要求来选择每相谐波注入单元中 H 桥变流器的级联数。单相谐波注入单元通过 LC 滤波电路与耦合变压器原边相接, 耦合变压器副边串联接入待测系统, 实现宽频谐波电压注入; 或通过 LC 滤波电路与负载电阻直接并联接入待测系统, 实现宽频谐波电流注入。

2.3 LC 滤波电路设计

在注入谐波扰动的过程中, 采用 LC 滤波电路可滤除因开关管调制而带来的高频开关谐波, 避免谐波能量的信噪比降低, 保证谐波阻抗测量的精度。此外, 合理的滤波电路参数设计也会避免注入的宽频谐波扰动产生畸变。

一般来说, LC 滤波电路的截止频率 f_c 的范围应设定在谐波注入单元的最大输出频率 $f_{h\text{-max}}$ 与 0.5 倍的等效开关频率 f_s 之间^[20], 如式(5)所示。

$$f_{h\text{-max}} \leq f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \leq \frac{f_s}{2} \quad (5)$$

滤波电感 L_f 的参数设计取决于电感阻抗压降和变流器侧电流纹波限制。其中, 电感压降限制在输出电压的 10%, 纹波电流限制在 20%~30% 的额定电流之间^[21-22]。根据限制条件确定滤波电感的范围。

$$L_{\min} = \frac{U_{dc}}{8f_s \Delta i} \leq L_f \leq L_{\max} = \frac{0.1U_G}{2\pi f_{h\text{-max}} I_N} \quad (6)$$

式中: I_N 为谐波注入单元的输出电流有效值; U_G 为电网电压; Δi 为纹波电流。

在保证电容 C_f 滤波效果的同时, 限制其吸收的无功功率不得超过谐波注入单元额定功率的 5%^[21-22], 其参数选取范围为

$$C_f \cdot U_{h\text{-max}}^2 \cdot 2\pi f_{h\text{-max}} \leq 5\% P_0 \quad (7)$$

式中: $U_{h\text{-max}}$ 为谐波注入单元的输出电压最大有效值; P_0 为谐波注入单元的额定有功功率。

3 谐波注入单元控制策略设计

根据装置控制与谐波阻抗测量要求, 谐波注入单元的控制策略由两部分组成: 前级整流器控制和后级 H 桥变流器控制。针对整流/逆变电路中不同的输出目标控制, 应选择合适的环路控制方法保证输出高质量与稳定的信号。

3.1 整流电路控制

单相可控整流电路作为变流器模块中的直流电压源, 采用双环直接电流控制。外环为电压环, 将被控量 U_{dc} 经过陷波滤波器后与参考信号 $U_{dc\text{-ref}}$ 进行比较, 送入 PI 调节器中跟踪控制, 调节参考信号大小可改变输出直流电压幅值; 内环为交流电流 I_{in} 控制的电流环, 该电流环通过 PI 控制器将电压环与锁相环共同得到的输出结果与交流电流比较来进行调节; 双环输出信号经过 SPWM 调制输出稳定的直流电压。其中, 为抑制二次纹波对直流控制稳定性的影响, 采用了二阶陷波滤波器。

为避免直接整流输出对后级电路产生较大的冲击电流, 可利用启动电阻使整流电路通过不控整流和可控整流两阶段完成启动: 首先, 断开主电路开关, 闭合启动支路开关, 待直流电压上升至一定值后, 闭合主电路开关并断开启动支路开关, 继续充电使直流电压达到不控整流状态下的饱和值; 待直流电压达到饱和值, 控制器件开关信号使整流电

路进入可控整流阶段。

3.2 H 桥变流器控制

H 桥变流器模块级联后采用双闭环控制策略, 外环控制是改变输出扰动能量的频带范围, 内环控制是为了提高变流器控制输出的稳定性。基于 H 桥变流器的功率装置通常会采用扫频法完成多次扰动注入, 但测量间隔的选取往往难以兼顾测量精度与耗费时间之间的平衡^[23]。基于二叉树结构的测量步长选取方法在一定程度上提升了测量精度与效率, 但电力电子设备参数的“黑箱”化让测量准确性与步长适配度难以得到可靠保证^[24-25]。利用 Chirp 信号获得的宽频带扰动激励能量分布更均匀, 但谐波扰动的信噪比不高, 难以满足测量精度要求。因此, 宽频参考信号 $U_{\text{ref-h}}^*$ 的设计是决定谐波注入单元输出谐波扰动性能的关键因素, 不仅要测量频带选择可控, 还要使各频次下的能量分布均匀、整体信噪比较高。将可控整流电路提供的直流电压 U_{dc-k} ($k=A, B, C$) 与宽频正弦信号 f_{mix} 相合成可得到宽频参考信号 $U_{\text{ref-h}}^*$, 如式(8)和式(9)所示。

$$U_{\text{ref-h}}^* = NU_{dc} \times f_{\text{mix}} \quad (8)$$

$$f_{\text{mix}} = \sum_{t=0}^T \sum_{m=1}^{N_0} \sqrt{\frac{1}{f_{\text{range}}}} \sin \left\{ \frac{2\pi[f_0 + (m-1)\Delta f]t}{\pi \frac{(m-1)^2}{f_{\text{range}}}} \right\} \quad (9)$$

式中: T 为信号周期; f_{range} 为测量宽频带范围; N_0 为测量频率点数; Δf 为宽频正弦信号频率分辨率; f_0 为测量频带范围的首个频率点; $\sqrt{1/f_{\text{range}}}$ 为信号幅值限制; $\pi(m-1)^2/f_{\text{range}}$ 为各频次的相位移动。

后级级联 H 桥变流器的双环控制如图 5 所示。其中: K_{PWM} 为变换器增益; $G_{\text{vac}}(s)$ 和 $G_{\text{i ac}}(s)$ 分别为外环比例-积分控制器与内环比例控制器; Z_{L_f} 和 Z_{C_f} 分别为滤波电感与电容表达式。由图 5 可导出输出谐波扰动 U_h 的等效变换表达式为

$$U_h = I_h \cdot R_h = G_h(s) U_{\text{ref-h}}^* - Z_h(s) I_g \quad (10)$$

$$G_h(s) = \frac{G_{\text{eq}}(s)/Z_{C_f}}{Z_{L_f} + Z_{C_f} + G_{\text{eq}}(s) + K_{\text{PWM}} G_{\text{i ac}}(s)} \quad (11)$$

$$Z_h(s) = \frac{Z_{C_f} \cdot Z_{L_f}}{Z_{L_f} + Z_{C_f} + G_{\text{eq}}(s) + K_{\text{PWM}} G_{\text{i ac}}(s)} \quad (12)$$

$$G_{\text{eq}}(s) = Z_{C_f} K_{\text{PWM}} G_{\text{vac}}(s) G_{\text{i ac}}(s) \quad (13)$$

式中: $G_{\text{eq}}(s)$ 为部分系统环路增益化简表达式; $G_h(s)$ 为变流器的闭环增益; $Z_h(s)$ 为变流器的等效输出阻抗。

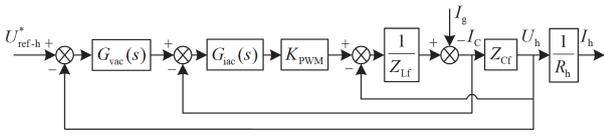


图 5 H 桥变流器双环控制框图

Fig. 5 Block diagram of H-bridge converter double loop control

输出谐波扰动由宽频正弦信号 U_{ref-h}^* 和并网电流 I_g 两部分组成。显然, 谐波扰动的准确输出需要在控制环路中抑制并网电流部分所引起的误差, 可通过将等效输出阻抗 $Z_h(s)$ 趋近于 0 来抑制干扰。由于并网电流是由系统背景谐波响应产生的, 且系统中的非线性负载会导致并网电流包含大量非待测频次分量, 因此将并网电流前馈可在更宽频率范围内满足等效输出阻抗为 0 的条件。

将并网电流前馈至内环控制器 $G_{iac}(s)$ 的输入端, 令该前馈支路上的传递函数为 $G_{fd}(s)$, 可得到改进后的等效输出阻抗 $Z'_h(s)$ 为

$$Z'_h(s) = \frac{Z_{Cf}[Z_{Lf} - G_{fd}(s) \cdot K_{PWM} \cdot G_{iac}(s)]}{Z_{Lf} + Z_{Cf} + G_{eq}(s) + K_{PWM} \cdot G_{iac}(s)} \quad (14)$$

在加入前馈支路后变流器的闭环增益 $G_h(s)$ 未发生变化, 因此前馈支路的引入不会对给定信号的跟踪效果产生影响。为了消除并网电流的干扰, 可通过额外引入前馈支路使等效输出阻抗 $Z'_h(s)$ 等于 0, 从而推导出前馈支路的函数形式, 即

$$Z_{Lf} - G_{fd}(s) \cdot K_{PWM} \cdot G_{iac}(s) = 0 \quad (15)$$

$$G_{fd}(s) = \frac{Z_{Lf}}{K_{PWM} \cdot G_{iac}(s)} \quad (16)$$

由式(16)可知, 前馈补偿函数 $G_{fd}(s)$ 为一阶微分项, 其补偿效果理论上取决于电感, 即改变输出侧滤波电感可调整前馈补偿效果。完整的谐波注入单元控制策略框图如图 6 所示。其中: $G_H(s)$ 为二阶陷波滤波器; $G_{vdc}(s)$ 和 $G_{idc}(s)$ 分别为整流电路电压外环和电流内环调节器; R_c 为启动电阻; K_1 和 K_2 分别为整流电路的启动支路开关和主电路开关。

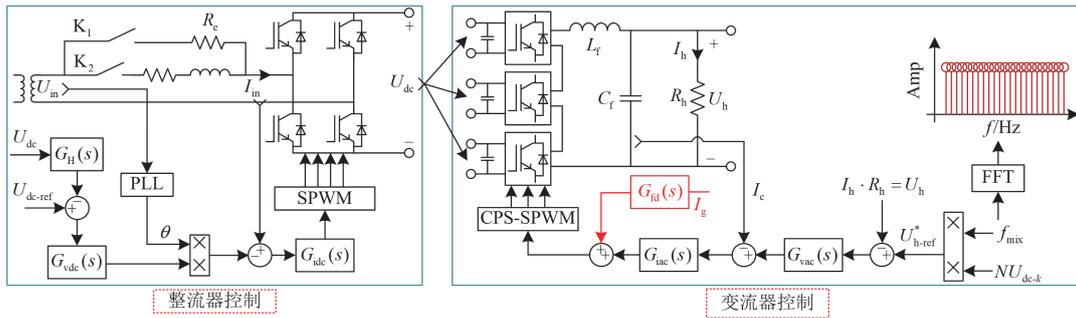


图 6 单相谐波注入单元两级控制框图

Fig. 6 Two-stage control block diagram of single-phase harmonic injection unit

4 实验验证

为验证所提阻抗测量装置和控制方法的有效性, 根据图 3 所示的电力系统宽频阻抗测量装置搭建仿真电路模型。

RTDS 在线实时实验平台如图 7 所示。RSCAD FX 是 RTDS 的实时仿真软件包, 可在上位机中安装并对实验电路与控制模型完成建模, 通过数据传输线将编译模型送入 RTDS 进行在线实时仿真, RTDS 由 NovaCor 机箱、GTNET(x2)机箱、电源开关以及接口面板组成。利用上位机控制装置的运行状态与控制参数, 改变装置输出的谐波扰动幅值与频带。

本文在设计研究与初步测试后, 设定当非待测端口阻抗大于 3 倍的待测端口阻抗时, 采用并联电流注入进行测量; 反之, 则采用串联电压注入进行



图 7 RTDS 在线实时实验平台

Fig. 7 RTDS online real-time experimental platform

测量。仿真实验模型及谐波注入单元总体控制系统参数如表 1 所示。《电能质量公用电网谐波》标准规定了 35 kV 系统中奇次谐波电压的含有率不超过 2.4%, 在仿真模型中设置 3、5、7 以及 11 次谐波

分量, 各次谐波含量分别为 0.179%、1.672%、0.391%、0.158%。

表 1 仿真模型参数

Table 1 Simulation model parameters

参数	数值	参数	数值
系统电压等级/kV	35	整流器交流电感/mH	3
注入扰动电压/kV	1.2~2.4	整流器启动电阻/ Ω	5
注入扰动电流/A	12~24	级联 H 桥数量	3
测量谐波频带/Hz	10~5000	LC 滤波电感/mH	2.59
整流器交流电压/V	400	LC 滤波电容/ μF	10
整流器电压环控制	$K_{pdv} = 0.3$	变流器电压环控制	$K_{pav} = 0.8$
	$K_{idv} = 5$		$K_{rav} = 40$
整流器电流环控制	$K_{pdi} = 3$	变流器电流环控制	$K_{pai} = 10$
	$K_{idi} = 30$		

4.1 扰动幅值频率可控验证

通过导出观察时段的实时运行波形数据, 可以得到如图 8—图 13 所示的不同频带、不同注入模式下的输出波形图。其中, 图 8—图 10 分别为谐波电压扰动模式下 10~40 Hz、2300~2500 Hz 以及 3500~3600 Hz 的宽频谐波电压输出波形, 图 11—图 13 分别为谐波电流扰动模式下 900~1000 Hz、2700~2800 Hz 以及 4100~4200 Hz 的宽频谐波电流输出波形。在输出宽频带谐波电压或谐波电流的扰动时, 可设置不同的频率分辨率或谐波频率点数, 以获得不同谐波频率点的谐波扰动能量。

在图 8—图 10 中, 宽频谐波扰动输出时, 设置的频率分辨率分别为 2 Hz(谐波频率点数为 16)、10 Hz(谐波频率点数为 21)、10 Hz(谐波频率点数为 11)。图中所示波形依次为单相整流电路的

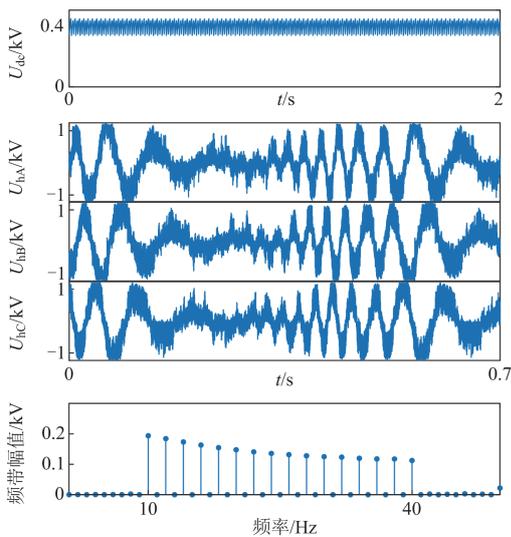


图 8 10~40 Hz 谐波电压波形图

Fig. 8 Waveforms of 10~40 Hz harmonic voltage

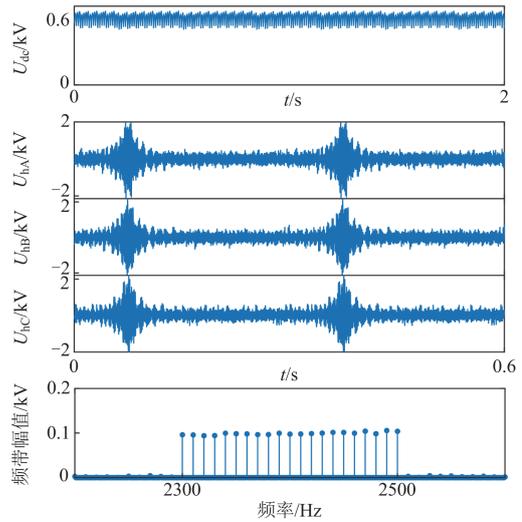


图 9 2300~2500 Hz 谐波电压波形图

Fig. 9 Waveforms of 2300~2500 Hz harmonic voltage

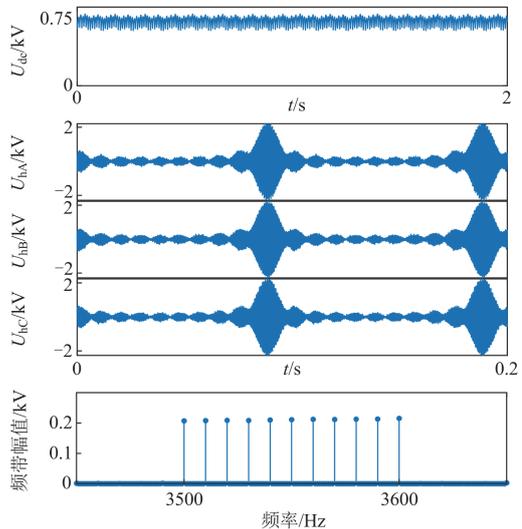


图 10 3500~3600 Hz 谐波电压波形图

Fig. 10 Waveforms of 3500~3600 Hz harmonics voltage

直流输出电压 U_{dc} 、装置输出的三相宽频谐波扰动电压 U_{hk} ($k = A, B, C$)、宽频谐波扰动的傅里叶变换频谱分析。从图中可知, 单相整流电路的直流侧电压幅值可变, 存在一定波动但能够保证整体稳定性; 装置输出的谐波电压扰动的幅值与频带可控, 谐波扰动频率点下的幅值分布均匀, 谐波扰动能量整体集中于注入频带内, 谐波频率点的扰动能量信噪比较高; 各谐波扰动频率点的分量幅值会随着频率点数的增多而减小。装置输出的宽频谐波扰动电压 U_{hA} 、 U_{hB} 、 U_{hC} 的幅值可在 1.2~2.4 kV 之间控制改变, 谐波扰动的频带范围可在 10~5000 Hz 之间控制调整。

在图 11—图 13 中, 宽频谐波扰动输出时, 设置的频率分辨率均为 10 Hz(谐波频率点数为 11), 输

出端引入阻值为 $100\ \Omega$ 的负载电阻 R_h 。图中所示波形依次为单相整流电路的直流输出电压 U_{dc} 、装置输出的三相宽频谐波电流扰动 I_{hk} ($k = A, B, C$)、宽频谐波扰动的傅里叶变换频谱分析。从图中可知, 根据谐波注入单元输出的谐波电压可得到相应大小的宽频谐波电流扰动, 装置输出的谐波电流扰动的幅值与频带可控, 谐波扰动频率点下的幅值分布均匀, 谐波扰动能量整体集中于注入频带内, 谐波频率点的扰动能量信噪比较高。装置输出的宽频谐波扰动电流 I_{hA} 、 I_{hB} 、 I_{hC} 的幅值可在 $12\sim 24\ \text{A}$ 之间控制改变, 谐波扰动的频带范围可在 $10\sim 5000\ \text{Hz}$ 之间控制调整。

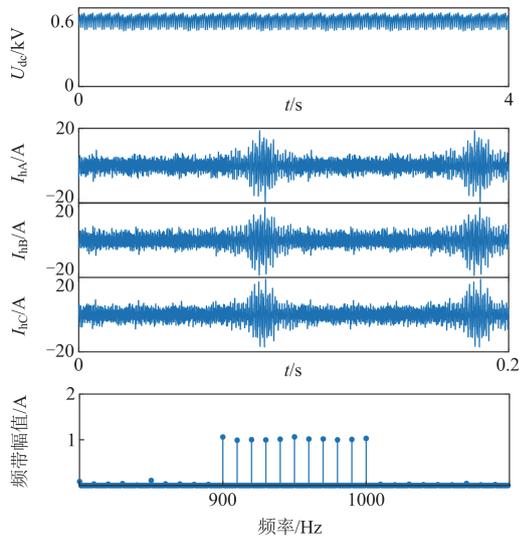


图 11 900~1000 Hz 谐波电流波形图

Fig. 11 Waveforms of 900~1000 Hz harmonic current

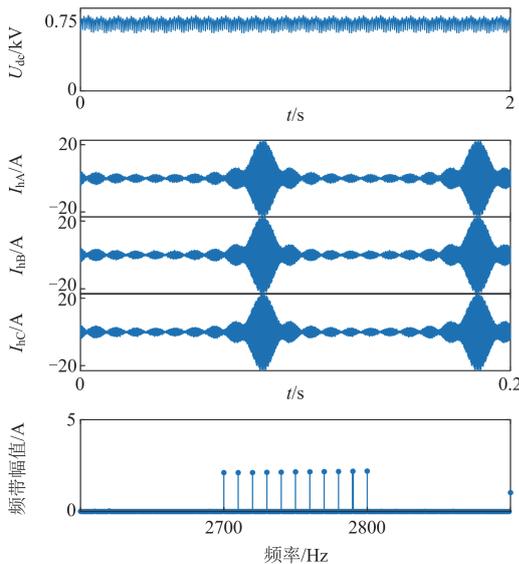


图 12 2700~2800 Hz 谐波电流波形图

Fig. 12 Waveforms of 2700~2800 Hz harmonic current

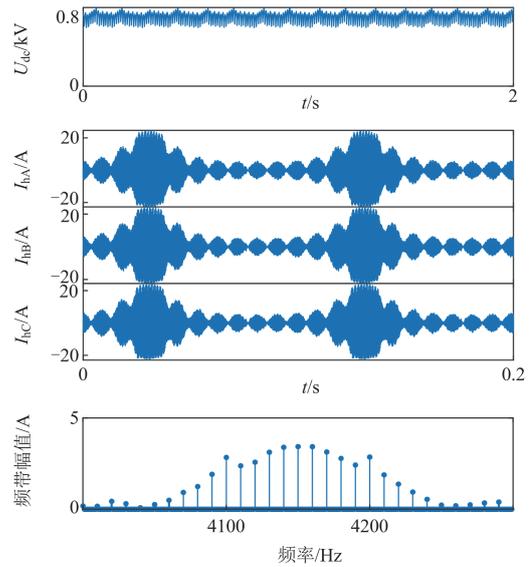


图 13 4100~4200 Hz 谐波电流波形图

Fig. 13 Waveforms of 4100~4200 Hz harmonic current

为验证引入并网电流前馈对谐波扰动能量信噪比的改善, 输出不同控制下的谐波电压 U_h 与谐波电流 I_h 分别如图 14、图 15 所示。设置第一组为引入并网电流前馈控制的装置输出谐波扰动, 如图 14(a)、图 14(c)以及图 15(a)、图 15(c)所示; 第二组为未引入并网电流前馈的装置输出谐波扰动, 如图 14(b)、图 14(d)以及图 15(b)、图 15(d)所示。可以看到, 未引入电流前馈控制的输出扰动中, 部分谐波扰动幅值没有满足输出设定要求。

分别将图 14、图 15 中的谐波扰动依次注入待测系统中, 并提取端口公共点的电压或电流信号进行傅里叶变换并对比, 可以得到如图 16、图 17 所示结果。从图中可以发现, 在引入并网电流前馈控制后, 频带内谐波频率点的谐波能量有所上升, 各频率点扰动分量的信噪比相较于未引入并网电流前馈控制时有所提高, 不同频率下幅值提升了约 $20\%\sim 50\%$ 。

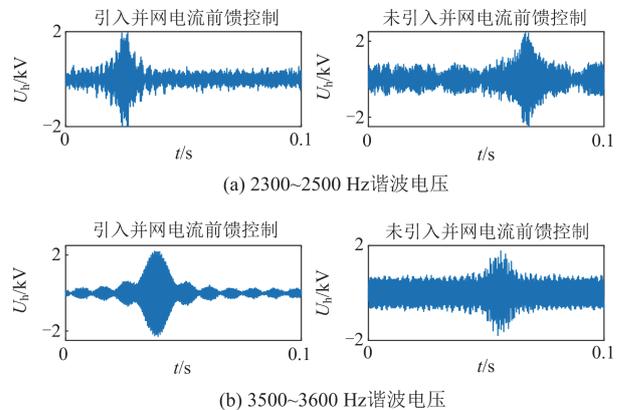


图 14 不同环路控制谐波电压波形

Fig. 14 Harmonic voltage waveforms of different loop control

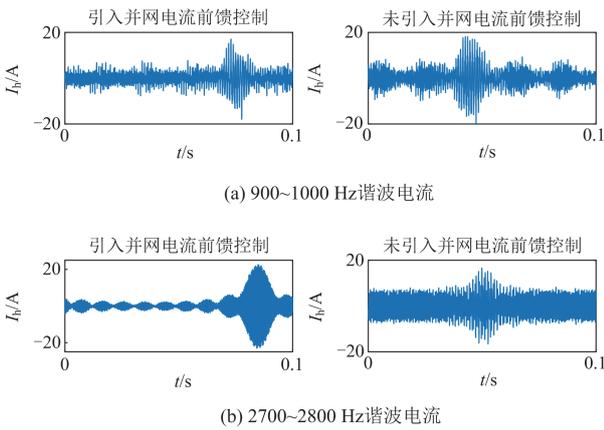


图 15 不同环路控制谐波电流波形

Fig. 15 Harmonic current waveforms of different loop control

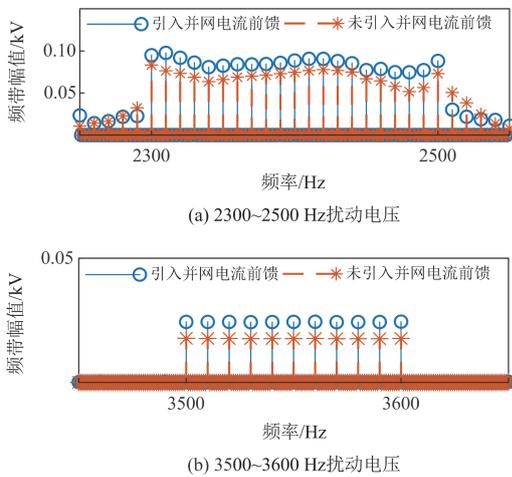


图 16 端口公共点电压频谱分析

Fig. 16 Spectrum analysis of port common point voltage

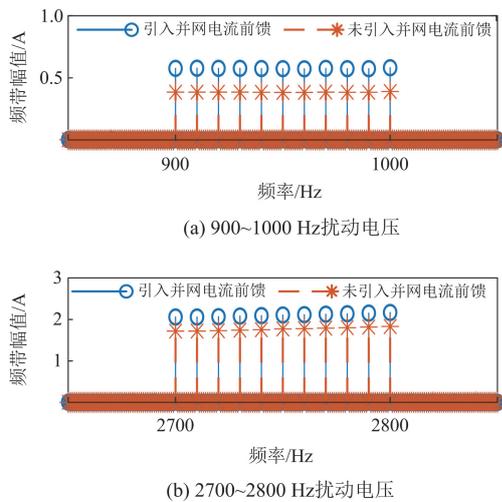


图 17 端口公共点电流频谱分析

Fig. 17 Spectrum analysis of port common point current

4.2 阻抗测量验证

分别采用传统干预式测量方法、非干预式测量方法(波动量法)以及本文所提阻抗测量方法测量端口阻抗特性,并将其测量结果与理论值进行对比分析,结果如图 18、图 19 所示。其中,图 18 为待测端口阻抗大于非待测端口阻抗时对比结果图,图 19 为待测端口阻抗小于非待测端口阻抗时对比结果图。从图中的测量结果与理论值对比可以看到,非干预式方法与传统干预式方法测量结果误差较大,本文所提方法测量结果与理论值曲线重合程度较高,相较于前两种测量方法测量误差降低了 3%~10%。非干预式测量方法由于只利用系统本身运行数据的谐波特征完成阻抗测量,各频次幅值分布不均甚至缺失,会导致阻抗测量结果精度下降;传统干预式测量方法可准确完成对单一频次的谐波能量注入,但测量效率降低,且频率较高时存在幅值衰减,会使得测量结果误差增大;本文所提方法测量结果与理论值重合度较高,各频次幅值分布均匀,一次性完成多频率谐波注入与阻抗测量。

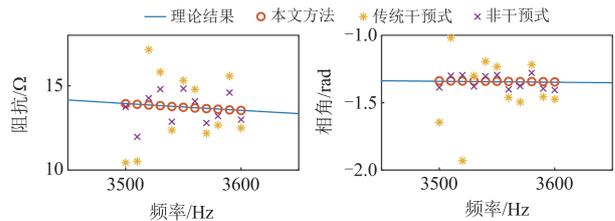


图 18 电压注入下不同测量方法阻抗结果对比

Fig. 18 Comparison of impedance results of different measurement methods under voltage injection

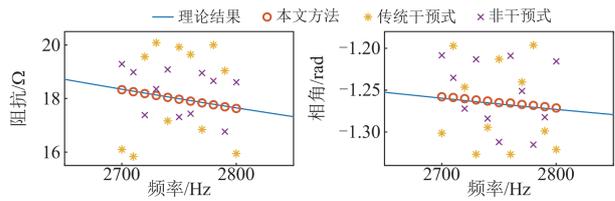


图 19 电流注入下不同测量方法阻抗结果对比

Fig. 19 Comparison of impedance results of different measurement methods under current injection

设置非待测端口阻抗小于 3 倍的待测端口阻抗,将图 8—图 10 的宽频谐波扰动分别以串联电压与并联电流的形式注入系统中,对端口公共点的电压与电流信号进行采样,傅里叶变换并计算后可得到注入谐波频带的阻抗与相角,如图 20 所示。

其中测量值 1 为串联注入扰动电压的阻抗结果,测量值 2 为并联注入扰动电流的阻抗结果。可以看到,各频率点测量值 1 的误差比测量值 2 的误

差更小, 降低了 2%~3% 的测量结果误差。测量值 1 的误差满足测量精度在 0.5% 以下的要求, 验证了串联电压注入在非待测端口阻抗小于 3 倍的待测端口阻抗情况下的适用性。

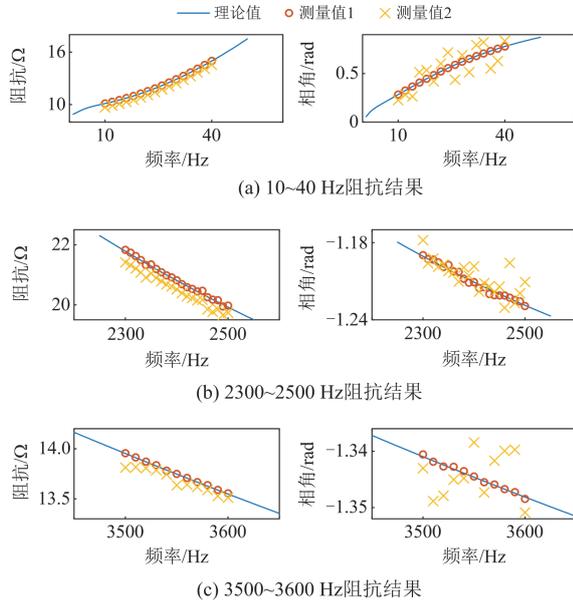


图 20 不同注入方法下阻抗测量结果比较

Fig. 20 Comparison of impedance measurement results of different injection methods

设置非待测端口阻抗大于 3 倍的待测端口阻抗, 将图 11—图 13 的宽频谐波扰动分别以并联电流与串联电压的形式注入至系统中, 对端口公共点的电压与电流信号进行采样, 傅里叶变换并计算后可得到注入谐波频带的阻抗与相角, 如图 21 所示。其中测量值 3 为并联注入扰动电流的阻抗结果, 测量值 4 为串联注入扰动电压的阻抗结果。可以看到, 各频率点测量值 3 比测量值 4 的误差更小, 测量结果误差降低了 2%。测量值 3 的误差满足测量精度在 0.5% 以下的要求, 验证了并联电流注入在非待测端口阻抗大于 3 倍的待测端口阻抗情况下的适用性。

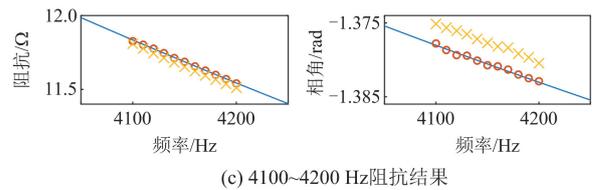
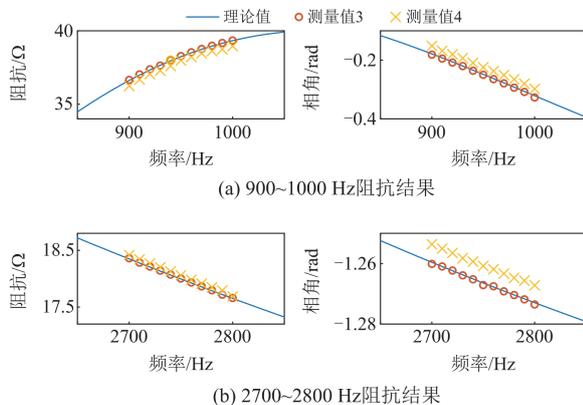


图 21 不同注入方法下阻抗测量结果比较

Fig. 21 Comparison of impedance measurement results of different injection methods

4.3 扰动注入后系统电能质量分析

当谐波扰动注入系统中时, 需要考虑注入后系统的电能质量是否满足标准要求。分别向系统中注入 1.8 kV、3500~3600 Hz 的谐波电压与 18 A、900~1000 Hz 的谐波电流, 图 22 为扰动注入后线路的电压波形和相应的频谱分析图, 纵坐标分别为电压波形幅值与各频次谐波占比; 图 23 为扰动注入后线路的电流波形和相应的频谱分析图, 纵坐标分别为电流波形幅值与各频次谐波占比。《电能质量 公用电网谐波》中规定了 35 kV 公用电网谐波电压的总畸变率不超过 3%。可以看到, 在注入谐波电压后, 线路电压的谐波畸变率为 1.4448%; 在注入谐波电流后, 线路电压的谐波畸变率为 1.7164%, 均满足公用电网的电压总谐波畸变率标准要求。根据图 22、图 23 中的频谱分析结果可以算出各频次下谐波分量的幅值大小, 各谐波分量值均未超过《电能质量 公用电网谐波》中规定的 35 kV 注入公共连接点的谐波电流允许值的最小值。因此, 合理选值的谐波扰动对系统的正常运行不会产生影响, 避免了对系统电能质量与稳定性的干扰。同时, 当考虑谐波扰动消除时, 可根据《电能质量技术管理 总则》进行谐波治理, 可在谐波源处安装有源或无源滤波器, 以吸收谐波电流, 减小谐波注入对系统运行的影响。

RTDS 在线实时仿真的测量结果表明, 在进行不同端口的阻抗测量时, 宽频扰动电压注入和宽频扰动电流注入都能够准确地获取测量端口阻抗频率

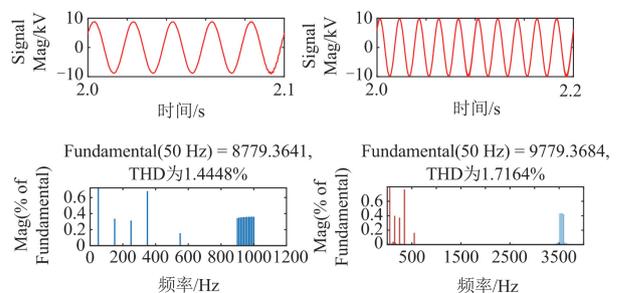


图 22 扰动注入后线路电压频谱分析

Fig. 22 Spectrum analysis of line voltage after disturbance injection

特性,验证了本文所提宽频阻抗测量装置与控制方法的有效性和可行性,以及串联电压扰动注入与并联电流扰动注入在不同待测端口/非待测端口阻抗比例下的适用性。

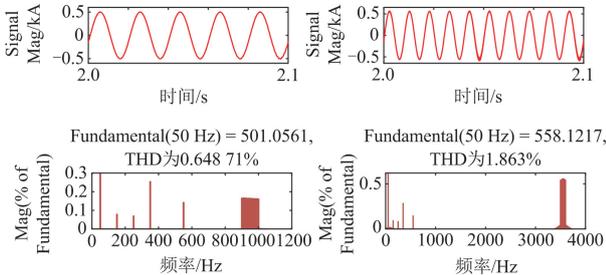


图 23 扰动注入后线路电流频谱分析

Fig. 23 Spectrum analysis of line current after disturbance injection

5 结论

为实现电力系统不同端口阻抗的精确测量计算,本文研究了一种宽频模块化阻抗测量装置。该装置基于模块化设计,易于扩容增压,并可实现串联电压和并联电流两种形式的扰动注入,满足电力系统中不同端口阻抗特性的测量要求。控制策略中引入了并网电流前馈,使得装置在系统所产生的扰动信噪比不受背景谐波的干扰,提升了阻抗测量精度。最后利用 RTDS 在线实时仿真验证了装置输出电压幅值在 1.2~2.4 kV 内可调、输出电流幅值在 12~24 A 内可调、谐波频率在 10~5000 Hz 可控,谐波阻抗测量结果误差不高于 0.5%。相较于传统干预式阻抗测量方法,本方案降低了 3%~5% 的测量误差,相较于非干预式测量方法,本方案降低了 7%~10% 的测量误差;在测量较大阻抗端口时,电压注入比电流注入的测量精度提高了 2%~3%,测量较小阻抗端口时,电流注入比电压注入的测量精度提高了 2%;测量结果精度的对比验证了本文测量方法的有效性与可行性。本文研究的测量装置可灵活应用于不同电压等级的谐波阻抗测量,为高压大容量场合的谐波阻抗测量装置研发提供思路及依据。

参考文献

- [1] 安海清,岳娜,李振动,等. 配电网中谐波传递特性研究[J]. 电气工程学报, 2019, 14(2): 86-91.
AN Haiqing, YUE Na, LI Zhendong, et al. Research on harmonic transfer characteristics in distribution network[J]. Journal of Electrical Engineering, 2019, 14(2): 86-91.
- [2] 金楠,王正伟,郭磊磊,等. 并网变换器低复杂度多步递进优化虚拟矢量模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(16): 72-82.
JIN Nan, WANG Zhengwei, GUO Leilei, et al. A low complexity multi-step progressive optimization virtual vector model predictive control strategy for grid connected converters[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(16): 72-82.
- [3] 苗长新,赵文鹏,刘家明,等. 基于频率超前校正的 VSG 并联系统有功振荡抑制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(15): 24-35.
MIAO Changxin, ZHAO Wenpeng, LIU Jiaming, et al. Active power oscillation suppression strategy for VSG parallel systems based on frequency leading correction[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(15): 24-35.
- [4] 聂永辉,张德伟,高磊,等. MMC 型柔性直流输电系统的中高频振荡无源阻尼抑制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(16): 141-149.
NIE Yonghui, ZHANG Dewei, GAO Lei, et al. Passive damping suppression strategy for medium and high frequency oscillations in MMC type flexible DC transmission systems[J]. Power System Protection and Control, 2024, 52(16): 141-149.
- [5] 刘江,高淑萍,孙向东,等. 弱电网下光伏并网逆变器谐振抑制方法综述[J]. 南方电网技术, 2024, 18(3): 65-71.
LIU Jiang, GAO Shuping, SUN Xiangdong, et al. Overview of resonance suppression methods for PV grid-connected inverters in weak grid[J]. Southern Power System Technology, 2024, 18(3): 65-71.
- [6] 冯函宇,王红,齐林海,等. 基于时空图卷积网络的谐波状态估计方法研究[J]. 电网技术, 2023, 47(11): 4488-4501.
FENG Hanyu, WANG Hong, QI Linhai, et al. Harmonic state estimation based on spatiotemporal graph convolutional network[J]. Power System Technology, 2023, 47(11): 4488-4501.
- [7] 贾科,朱正轩,方煜,等. 基于谐波阻抗量测的多端口光伏直流配电网孤岛检测法[J]. 电网技术, 2020, 44(4): 1229-1238.
JIA Ke, ZHU Zhengxuan, FANG Yu, et al. Islanding detection method of multi-port photovoltaic DC distribution network based on harmonic impedance measurement[J]. Power System Technology, 2020, 44(4): 1229-1238.
- [8] 张勤进,张博,刘彦呈,等. 基于低频电流注入的船舶直流微电网线路阻抗检测[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(8): 134-140.
ZHANG Qinjin, ZHANG Bo, LIU Yancheng, et al. A line impedance detection of a ship DC microgrid based on low frequency current injection[J]. Power System Protection and Control, 2020, 48(8): 134-140.
- [9] 林富洪,高莉,朱博,等. 一种改进的瞬时导数法计算阻抗方法[J]. 电力系统保护与控制, 2008, 36(21): 43-46.
LIN Fuhong, GAO Li, ZHU Bo, et al. An improved instantaneous derivative method for computing impedance[J]. Power System Protection and Control, 2008, 36(21): 43-46.
- [10] 林顺富,李育坤,李寅,等. 基于混合寻优算法及分离一致性判断的系统谐波阻抗估计[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(20): 106-116.
LIN Shunfu, LI Yukun, LI Yin, et al. Harmonic impedance estimation based on a hybrid optimization algorithm and

- separation consistency screening[J]. *Power System Protection and Control*, 2022, 50(20): 106-116.
- [11] 吕洋, 徐政. 投切电容器时的电网谐波阻抗测量方法[J]. *高电压技术*, 2009, 35(7): 1780-1784.
LÜ Yang, XU Zheng. Network harmonic impedance measurement using capacitor switching[J]. *High Voltage Engineering*, 2009, 35(7): 1780-1784.
- [12] 吕洋. 电网谐波阻抗测量[D]. 杭州: 浙江大学, 2010.
LÜ Yang. Measurement of power system harmonic impedance[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2010.
- [13] 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.
ZHANG Yufeng, YANG Shuying, XIE Zhen, et al. On-line measurement of grid impedance for large capacity grid-tied inverter based on multiple-sinusoidal signal injection[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2024, 44(10): 4026-4038.
- [14] 吴学智, 梁建钢, 童亦斌, 等. 基于复数滤波器和非特征次谐波注入的电网阻抗估算方法[J]. *电网技术*, 2013, 37(10): 2796-2801.
WU Xuezhi, LIANG Jiangang, TONG Yibin, et al. Research on method of grid impedance estimation by complex filters based initiative harmonic injection[J]. *Power System Technology*, 2013, 37(10): 2796-2801.
- [15] 谢志为, 陈燕东, 伍文华, 等. 双模式扰动下新能源发电装备的宽频带序阻抗在线精确测量方法[J]. *中国电机工程学报*, 2020, 40(9): 2903-2914.
XIE Zhiwei, CHEN Yandong, WU Wenhua, et al. A wide-bandwidth sequence-impedance online precise measurement method for renewable energy generation equipment with dual-mode disturbance[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2020, 40(9): 2903-2914.
- [16] 于永军, 孙冰涵, 刘睿, 等. 风电场谐波阻抗测试装置分层控制策略[J]. *电力电子技术*, 2022, 56(10): 5-8.
YU Yongjun, SUN Binghan, LIU Rui, et al. Hierarchical control strategy for harmonic impedance test device used in wind power farms[J]. *Power Electronics*, 2022, 56(10): 5-8.
- [17] 伍文华, 蒲添歌, 陈燕东, 等. 兆瓦级宽频带阻抗测量装置设计及其控制方法[J]. *中国电机工程学报*, 2018, 38(14): 4096-4106, 4314.
WU Wenhua, PU Tiange, CHEN Yandong, et al. Megawatt wide-bandwidth impedance measurement device design and its control method[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2018, 38(14): 4096-4106, 4314.
- [18] 于永军, 许立国, 林子杰, 等. 基于级联H桥变流器的风电宽频带谐波阻抗测量装置[J]. *中国电力*, 2022, 55(11): 73-83.
YU Yongjun, XU Liguang, LIN Zijie, et al. Wide-band harmonic impedance measurement device for wind grid based on cascaded H-bridge converter[J]. *Electric Power*, 2022, 55(11): 73-83.
- [19] 赵静波, 周前, 王伟淘, 等. 基于级联H桥变流器的双向功率阻抗测量装置[J]. *电力电子技术*, 2022, 56(7): 49-53.
ZHAO Jingbo, ZHOU Qian, WANG Weitao, et al. Dual power flow impedance measurement device based on cascaded H-bridge converter[J]. *Power Electronics*, 2022, 56(7): 49-53.
- [20] 殷嘉杰, 钟建伟, 谭爱国, 等. 并网逆变器分裂电容型LCL滤波器参数优化设计[J]. *电工电气*, 2024(6): 10-17, 22.
YIN Jiajie, ZHONG Jianwei, TAN Aiguo, et al. Parameter optimization design of split-capacitor LCL filter for grid-connected inverter[J]. *Electrotechnics Electric*, 2024(6): 10-17, 22.
- [21] 朱晓琳, 庞科旺. 并网逆变器LCL滤波器参数优化设计[J]. *电气自动化*, 2022, 44(1): 111-114.
ZHU Xiaolin, PANG Kewang. Optimal design of LCL filter parameters for grid-connected inverter[J]. *Electrical Automation*, 2022, 44(1): 111-114.
- [22] 蒋晓艳, 何川, 唐波. 并网逆变器LCL滤波器参数的优化与设计研究[J]. *太阳能学报*, 2016, 37(10): 2533-2538.
JIANG Xiaoyan, HE Chuan, TANG Bo. Optimization and design of parameters for LCL filter of on-grid inverter[J]. *Acta Energetica Solaris Sinica*, 2016, 37(10): 2533-2538.
- [23] 毛艳芳, 钟佩军, 孙建军, 等. 基于逆变电源的中低压配电网谐波阻抗测量研究[J]. *电测与仪表*, 2020, 57(8): 70-77.
MAO Yanfang, ZHONG Peijun, SUN Jianjun, et al. Research on harmonic impedance measurement of medium and low voltage distribution network based on inverter power supply[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2020, 57(8): 70-77.
- [24] 岳小龙, 卓放, 张政华, 等. 电力电子系统阻抗测量的分段二叉树法[J]. *电工技术学报*, 2015, 30(24): 76-83.
YUE Xiaolong, ZHUO Fang, ZHANG Zhenghua, et al. Segmented binary tree method for power electronic system impedance measurement[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(24): 76-83.
- [25] 岳小龙, 张政华, 侯李祥, 等. 基于谐波注入的自适应步长阻抗测量方法[C] // 第三届全国电能质量学术会议暨电能质量行业发展论坛, 2013年8月8日—15日, 中国, 镇江: 77-86.
YUE Xiaolong, ZHANG Zhenghua, HOU Lixiang, et al. Adaptive step impedance measurement method for current injection method[C] // The Third National Power Quality Academic Conference and Power Quality Industry Development Forum, August 8-15, 2013, Zhenjiang, China: 77-86.

收稿日期: 2024-09-05; 修回日期: 2024-12-25

作者简介:

苏纪豪(1999—), 男, 硕士研究生, 研究方向为阻抗测量与并网逆变器稳定性; E-mail: 1695490614@qq.com

曾成碧(1969—), 女, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为清洁能源发电与并网、分布式发电、微电网、清洁能源替代; E-mail: 857606631@qq.com

苗虹(1971—), 女, 博士, 副教授, 研究方向为清洁能源发电与并网和清洁能源替代。E-mail: 1604681549@qq.com

(编辑 魏小丽)