

DOI:10.12158/j.2096-3203.2021.05.026

## 基于时频域介电响应混合的绝缘诊断装置

汪亮<sup>1</sup>, 云浩<sup>1</sup>, 李洋<sup>2</sup>, 高轩<sup>3</sup>, 马回明<sup>3</sup>, 张大宁<sup>2</sup>

(1. 中核武汉核电运行技术股份有限公司, 湖北 武汉 430000;

2. 电力设备电气绝缘国家重点实验室(西安交通大学), 陕西 西安 710049;

3. 中核核电运行管理有限公司, 浙江 嘉兴 314300)

**摘要:**油纸绝缘电力设备绝缘状态的准确诊断与评估对于电力系统的安全稳定运行具有重要的意义。频域介电谱(FDS)法具有包含绝缘信息丰富、抗干扰能力强等优点,但其低频段测试过程需要耗费大量时间,为现场测试与诊断评估带来困难。此外,由于低频段电流幅值较低,很容易受到外界干扰导致测试误差。为了解决低频FDS法测试时间长及精度差的问题,文中采用时域法和频域法混合求解方式,在低频段,运用傅里叶变换将时域极化电流信号变换到频域,从而得到低频段的损耗因数。为解决低频段FDS法及极化与去极化电流(PDC)法电流测量误差大的问题,文中设计了一套基于时频域介电响应混合的绝缘诊断装置,其中线性级联放大器具有高带宽、高电压、低谐波畸变率的优点;微电流测量电路采用对称差分结构,可有效抑制温度和工频干扰的影响。最后,通过对变压器油纸绝缘套管模型进行实验测试,验证了该装置测量的准确性。

**关键词:**介电响应;频域介电谱;时频域转换方法;油纸绝缘;绝缘诊断;变压器套管

中图分类号:TM855

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2021)05-0184-08

## 0 引言

高压电力设备运行状态的有效评估及其绝缘缺陷类型的准确判断是保证设备安全和电网运行可靠性的关键课题<sup>[1-2]</sup>。早在1990年,K. Jonscher教授<sup>[3]</sup>就已提出介电响应理论,并在近十几年开始应用于电力设备绝缘状态检测领域。介电响应绝缘检测方法主要包括:极化与去极化电流(polarization and depolarization current, PDC)法<sup>[4-5]</sup>、恢复电压(return voltage meter, RVM)法<sup>[6]</sup>及频域介电谱(frequency domain spectroscopy, FDS)法<sup>[7]</sup>。介电响应绝缘检测方法可以获取介质的缺陷位移、离子位移、局部电矩取向、空间电荷态和价电子云畸变等信息,并能有效表征极性固体和高分子结构中空间电荷的运动规律<sup>[8]</sup>。

PDC法通过研究极化电流与去极化电流随时间的变化规律,分析不同极化类型的松弛时间分布<sup>[9]</sup>。PDC法具有测试速度快等优点,在电力设备绝缘状态现场评估方面得到广泛应用<sup>[10]</sup>。相比于PDC法,FDS法具有包含绝缘信息丰富、测量电压低、抗干扰能力强等优势<sup>[11]</sup>,但低频段FDS测量会耗费大量时间,为现场测试带来诸多不便。文献[12-13]的研究表明,单一频域或时域分析均难以全面地获得电介质的绝缘特征,设法求取介电响应

函数表达式是评估电介质绝缘真实状况的关键。综上所述,PDC法测试时间短但包含绝缘信息较少;FDS法低频段测试时间长,但完整的FDS曲线包含绝缘信息丰富。

现有频域介电谱测量设备主要分为2类,其中一类可以实现极宽频率范围(3  $\mu$ Hz~3 GHz)的介电谱高精度测量,但该仪器仅局限于实验室材料级测试,无法现场应用;另一类适用于介电响应现场测试,FDS法在大型电力设备现场检测中发挥重要作用。然而现有产品低频段测试曲线波动较大,现场电磁干扰严重时误差较大,且测试时间长达54 min,由于商业保密原因,其设计方案公布较少。

文中在介电响应理论研究基础上设计了一套基于时频域混合的绝缘检测装置。在低频段采用PDC法,通过微电流测量电路获得时域下的电流信号。基于时频域转换算法对时域信号进行处理,获得频域下电介质的损耗因数。文中研制的微电流检测装置采用对称差分结构,通过屏蔽优化与电磁兼容设计,可实现皮安级微电流的准确测量。高压可控电源由线性级联放大器组成,可提供峰峰值800 V、波形任意可调的高电压,以满足FDS和PDC混合测试的需要。对变压器油纸绝缘套管模型进行试验测量,验证了所设计的检测装置的准确性。

## 1 测试原理分析

### 1.1 介电响应原理

FDS测试是将常规工频电容量及介质损耗角正

收稿日期:2021-03-19;修回日期:2021-05-26

基金项目:国家自然科学基金委员会-中国物理工程研究院联合基金资助项目(U1830129)

切值的测量扩展到频域范围(0.1 mHz~10 kHz)<sup>[7]</sup>。现有仪器截止频率为1 mHz的完整FDS测试流程大约需要50 min完成,测试基本原理如图1所示。

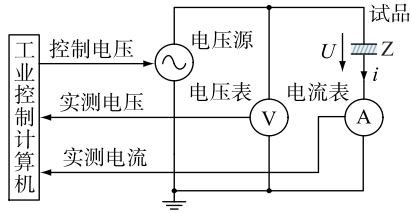


图1 FDS测量电路原理示意

Fig.1 Schematic diagram of FDS measurement circuit principle

频域介质损耗角正切值  $\tan \delta$  表示为:

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon_r''(\omega)}{\varepsilon_r'(\omega)} = \frac{\varepsilon_r''(\omega) + \sigma_0/\varepsilon_0\omega}{\varepsilon_r'(\omega)} \quad (1)$$

式中: $\varepsilon_0$ 为真空介电常数; $\varepsilon_r$ 为相对介电常数; $\sigma_0$ 为直流电导率; $\omega$ 为角频率。

基于复介电常数引入复电容  $C^*(\omega)$ ,复电容可通过频域介电谱测量得到。

$$I(\omega) = i\omega C^*(\omega)U(\omega) \quad (2)$$

复电容可表示为:

$$C^*(\omega) = C'(\omega) - iC''(\omega) = C_0\{\varepsilon_r'(\omega) - i[\varepsilon_r''(\omega) + \sigma_0/\varepsilon_0\omega]\} \quad (3)$$

式中: $C_0$ 为真空平板电极的几何电容,F。 $\tan \delta$ 简化为:

$$\tan \delta = \frac{C''(\omega)}{C'(\omega)} \quad (4)$$

复电容虚部中主要包含直流电导损耗。对于油纸绝缘电介质而言,复电容虚部又包含了杂质离子的电导损耗、偶极子转向损耗及界面极化损耗等。因此通过对介电参量进行测试,可间接反映电介质的绝缘状态。

由上述可得,FDS通过测试全频段的介质损耗来反映绝缘信息。超低频段的FDS结果可以有效反映含水量及老化程度对电导损耗的影响规律。然而超低频段(如1 mHz需16 min)测试耗时长,整个FDS流程接近1 h,显然增加了现场检修的实施难度。

PDC测试是测量待测试品在阶跃响应下的极化电流与去极化电流,PDC测量电路原理如图2所示,典型外施电压与PDC电流曲线图3所示。

对于待测试品在 $t=0$ 时施加阶跃电压 $U_c$ ,则极化电流 $i_{\text{pol}}(t)$ 可表示为:

$$i_{\text{pol}}(t) = C_0 U_c [\sigma_0/\varepsilon_0 + \varepsilon_x \delta(t) + f(t)] \quad (5)$$

式中: $C_0$ 为真空几何电容; $\delta(t)$ 为冲击函数,一般在PDC测试中无法测量,故可忽略; $f(t)$ 为电介质在外

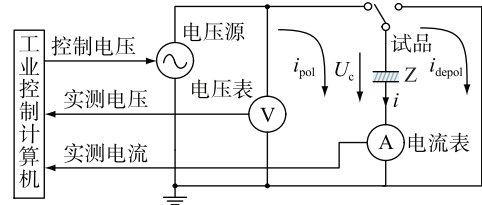


图2 PDC测量电路原理示意

Fig.2 Schematic diagram of PDC measurement circuit principle

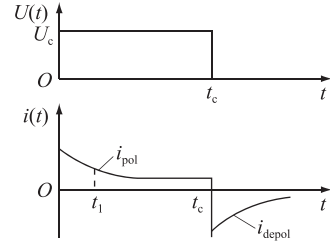


图3 介质外施电压与PDC电流曲线

Fig.3 Applied voltage and PDC current curves of the dielectric

施电压下的极化特性。因此极化电流可表示为:

$$i_{\text{pol}}(t) = C_0 U_c \left[ \frac{\sigma_0}{\varepsilon_0} + f(t) \right] \quad (6)$$

施加阶跃电压一段时间 $t_c$ 后,短接电极。根据叠加定理,此时可等效为极板两端施加了极性相反的阶跃电压 $U_c$ ,此电压产生的电场也称为内建电场。因此可得到去极化电流为:

$$i_{\text{depol}}(t) = -C_0 U_c [f(t) - f(t+t_c)] \quad (7)$$

式(6)及式(7)即为PDC测试的基本原理。对于油纸绝缘复合电介质,极化电流中主要包括了电导电流、瞬时极化电流及松弛极化电流等。不考虑内建电场的作用,去极化电流中,主要包括瞬时极化电流及松弛极化电流。

现有仪器在实际测试过程中,由于去极化电流测试过程中没有外加激励源,去极化电流极易受到外界干扰产生感应电流,从而导致去极化电流的测量值与真实值出现较大偏差。

## 1.2 时频域介电谱转换

当 $t_c$ 较大时,式(7)中 $f(t+t_c)$ 远远小于 $f(t)$ ,故 $f(t+t_c)$ 项可以忽略不计,此时去极化电流值和介质响应函数 $f(t)$ 成正比。考虑到去极化电流可以用式(8)进行拟合:

$$i_d(t) = \sum_{i=1}^3 \alpha_i e^{-t/\tau_i} \quad (8)$$

式中: $\alpha_i, \tau_i$ 分别为拟合系数和时间常数,由相应的绝缘电阻和电容决定, $i=1$ 对应绝缘的体极化, $i=2$ 对应无定形与晶体的界面极化, $i=3$ 对应绝缘老化过程中造成的界面中金属盐、极性基团和水合离子

的极化。因此介质响应函数  $f(t)$  的表达式可以改写为:

$$f(t) = \frac{1}{C_0 U_0} \sum_{i=1}^3 \alpha_i e^{-t/\tau_i} \quad (9)$$

对式(9)全电流进行快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT),可得频域中的电流表达式:

$$\vec{I}(\omega) = C_0 \left[ \frac{\sigma_0}{\varepsilon_0} \vec{U}(\omega) + j\omega \varepsilon_\infty \vec{U}(\omega) + j\omega \vec{F}(\omega) \vec{U}(\omega) \right] = \left[ \frac{\sigma_0}{\varepsilon_0} + j\omega(\varepsilon_\infty + \vec{F}(\omega)) \right] C_0 \vec{U}(\omega) \quad (10)$$

显然,  $F(\omega)$  为介电响应函数频域表达式,则全电流的频域表达式:

$$\vec{I}(\omega) = j\omega C_0 \left[ \varepsilon_\infty + \chi'(\omega) - j \left( \frac{\sigma_0}{\varepsilon_0 \omega} + \chi''(\omega) \right) \right] \vec{U}(\omega) = j\omega C_0 \varepsilon(\omega) \vec{U}(\omega) \quad (11)$$

式中:  $\chi'(\omega)$ ,  $\chi''(\omega)$  分别为极化率的实部和虚部;复介电常数  $\varepsilon(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega)$ , 因此介质损耗角正切为:

$$\tan \delta(\omega) = \frac{\varepsilon''(\omega)}{\varepsilon'(\omega)} = \frac{\frac{\sigma_0}{\varepsilon_0 \omega} + \chi''(\omega)}{\varepsilon_0 + \chi'(\omega)} \quad (12)$$

## 2 时频域法测量硬件设计

现有的介电响应测量仪器存在输出电压低、电流测量误差大及抗干扰性能差等弊端,限制了介电响应方法在现场的推广应用。文中首先从放大器设计入手,通过提高输出电压的幅值及线性度,提高介电响应测试的信噪比。其次,通过主动误差抑制结构提高了微电流测量精度及抗干扰能力。

### 2.1 放大电路

文中放大电路采用线性级联拓扑结构,将主放大电路单元多级串联,从而实现高电压输出,为变压器绝缘状态检测提供激励源。主放大电路选用 OPA454 高压运算放大器,其工作电压可达 100 V,具有精度高、单位增益稳定的优点。主放大电路单元原理如图 4 所示,分为左侧和右侧 2 个具有相同电路结构的对称部分。输入电压信号经左、右两侧电路分别放大 20 倍,但两侧的电压极性相反,因此,左右两侧的输出电压可以进行叠加,最终一级主放大电路可将输入信号放大 40 倍。

主放大电路左侧部分电路中, A1、A4 为 2 个电压跟随运算放大器,其输出电压随输入信号的变化而变化;  $V_{01}$ 、 $V_{02}$  分别为 A4、A1 的输出电压波形曲线。2 组电压跟随器输出电压之差为常数(100 V),为中间运算放大器 A2 和 A3 供电。同理,右侧部分

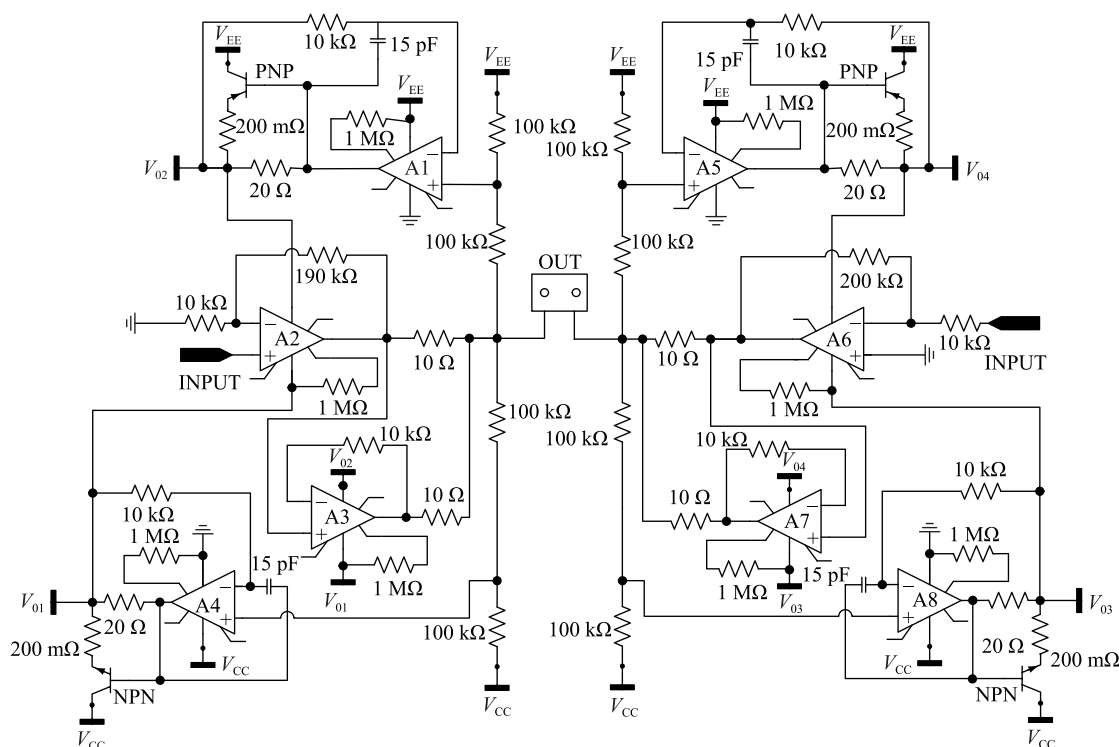


图 4 主放大电路原理

Fig.4 Schematic diagram of the main amplifier circuit principle

电路中, A5, A8 为电压跟随运算放大器, 二者输出电压之差为常数(100 V), 为中间运算放大器 A6 和 A7 供电, 这种供电方式可以使放大电路具有更高幅值的输出电压。运算放大器 A3 形成一个电压跟随器, 跟随 A2 的输出电压以增加电路电流输出能力。同时, 左侧电路中运算放大器 A1 和达林顿管构成 AB 类放大器, 运算放大器 A1 和 A4 具有单一极性的输出电压, 从而避免了交越失真对测试精度的影响<sup>[17]</sup>。

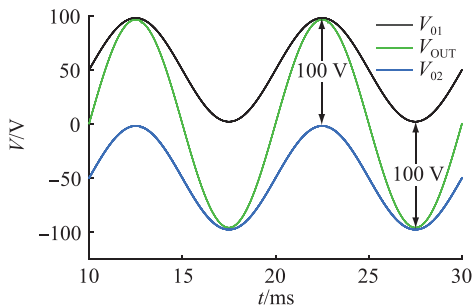


图5 跟随运放输出波形

Fig.5 Output waveforms of the following OP-AMP

对于 FDS 法, 施加在试样上交流电场与信号源相比, 应在 5 kHz 内增益稳定并且无相移。因此文中采用多个主放大电路单元级联的模式, 若主放大电路串联级数为  $n$ , 则级联放大器的放大倍数可达  $40n$  倍, 且串联级数不会引起放大器输出通频带的改变。

图 6 为级联放大器电路结构示意图, 其中 AMP1, AMP2, ..., AMP $n$  为各级主放大电路; Opto1, Opto2, ..., Opto $n$  为光耦隔离模块; HV 代表高压。相比于多级运算放大器, 级联线性放大器具有增益稳定、在一定频段内无附加相移且压摆率随级联单元数增加而增大的优点, 因而更符合文中设计要求。

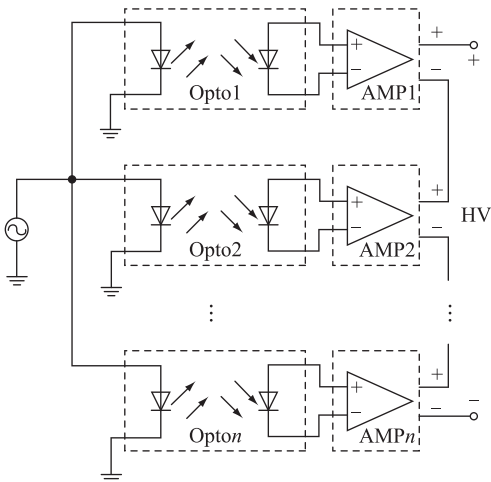


图6 级联电路示意

Fig.6 Schematic diagram of the cascaded circuit

### 2.1.1 多级放大器

多级放大器的放大倍数为:

$$20\lg|A_U| = 20 \sum_{i=1}^N \lg|A_{U_i}| \quad (13)$$

式中:  $A_{U_i}$  为各级的放大倍数;  $A_U$  为电路的总放大倍数。电路的总相移是各级电路相移之和, 即:

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_n = \sum_{i=1}^n \varphi_i \quad (14)$$

下限截止频率为:

$$f_L = \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2 + \dots + f_{Ln}^2} \quad (15)$$

上限截止频率为:

$$\frac{1}{f_H} \approx 1.1 \sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2} + \frac{1}{f_{H2}^2} + \dots + \frac{1}{f_{Hn}^2}} \quad (16)$$

压摆率为 18 V/ $\mu$ s。

### 2.1.2 级联放大器

级联放大器的放大倍数为:

$$20\lg|A_U| = 20 \sum_{i=1}^N \lg|A_{U_i}| \quad (17)$$

级联放大器的相移为:

$$\varphi \approx \varphi_1 \approx \varphi_2 \approx \dots \approx \varphi_n \quad (18)$$

下限截止频率为:

$$f_L \approx f_{L1} \approx f_{L2} \approx \dots \approx f_{Ln} \quad (19)$$

上限截止频率为:

$$f_H \approx f_{H1} \approx f_{H2} \approx \dots \approx f_{Hn} \quad (20)$$

压摆率为 18  $\times$  2 $n$  V/ $\mu$ s,  $n=1, 2, 3, \dots$ 。

## 2.2 对称差分微电流测量电路

常用的电流测量方法是通过跨导放大器(trans impedance amplifier, TIA)<sup>[18]</sup>将电流信号转化为电压信号进行分析测量, 也称直接转换方法。采用直接转换方法对微电流进行测量时, 运算放大器的输入电阻是限制测量精度的关键因素。运算放大器的输入电阻较大时, 流入运算放大器的电流较小, 测量结果与真实值之间的误差较小。因此, 微电流检测电路所选用运算放大器的输入电阻应尽可能大, 而失调电压和偏置电流则越小越好<sup>[19]</sup>, 同时运算放大器应具有较高的共模抑制比。微电流检测同时包含直流微电流检测和交流微电流检测<sup>[20]</sup>, 为使测量电路的输出随输入信号线性变化, 运算放大器压摆率的绝对值须大于输入信号的变化斜率, 因此通常选择压摆率较大的运算放大器, 以避免非线性误差引起的信号畸变。

此外, 运算放大器固有的静态误差如偏置电流、失调电流、偏置电压和失调电压, 以及电阻的热噪声、PN 结的散弹噪声、1/ $f$  噪声等动态误差均会对微电流的测试精度造成影响。



文中设计了对称差分微电流测量电路,可有效抑制工频干扰和温度漂移等因素对测量精度的影响,电路结构如图 7 所示。

电阻  $R_{p1}$  和  $R_{p2}$  阻值相同,  $U_1$ ,  $U_2$  和  $U_3$  组成差分结构的等效放大器。由于  $U_1$  和  $U_2$  具有相同的电路拓扑结构,因此二者偏置电流的温度漂移量大致相等,且随温度升高,偏置电流幅值的差异越小。同时  $U_1$  和  $U_2$  的反馈电阻阻值相同,则由反馈电阻引入的辐射和传导干扰引起的误差电压幅值接近。与  $U_1$  相比,  $U_2$  芯片所对应的误差计算等效电路没有反相端待测电阻,其输入电阻可视为无穷大。由于反馈电阻和待测阻抗数值差距在 100 倍左右,因此经过差分抑制结构后静态误差减少了 90% 以上,并且随着温度的升高,误差抑制效果更加明显。图 8 为微电流检测电路示意。

### 3 实验验证与结果分析

#### 3.1 仪器性能测试

文中所设计的时频域混合绝缘状态检测装置结构如图 9 所示。仪器采用直接数字频率合成 (direct digital synthesis, DDS) 技术,由多路合成信号源、级联放大器、微电流测量模块、同步采集器、供电电源及上位机等组成。整个测试系统为悬浮地,通过供电电源模块中的变压器与外部交流供电端隔离。上位机与下位机通过隔离串口通信。同步数

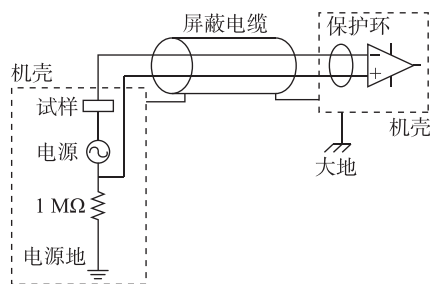


图 8 微电流检测电路示意

Fig.8 Schematic diagram of micro current detection

据采集模块与工控结合结合,用于进行信号采集、仪器控制、数据分析及状态评估等工作。同步采集处理后的信号传递到上位机,对信号进行进一步处理,完成电压/电流幅值、相位差、介损角正切及复电容实部的计算。时频域混合绝缘状态检测装置实物如图 10 所示。

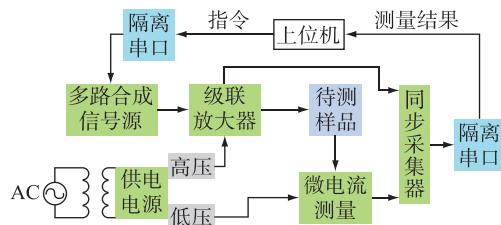


图 9 时频域混合绝缘状态检测装置结构示意

Fig.9 Schematic diagram of the time-frequency domain hybrid insulation condition detection device

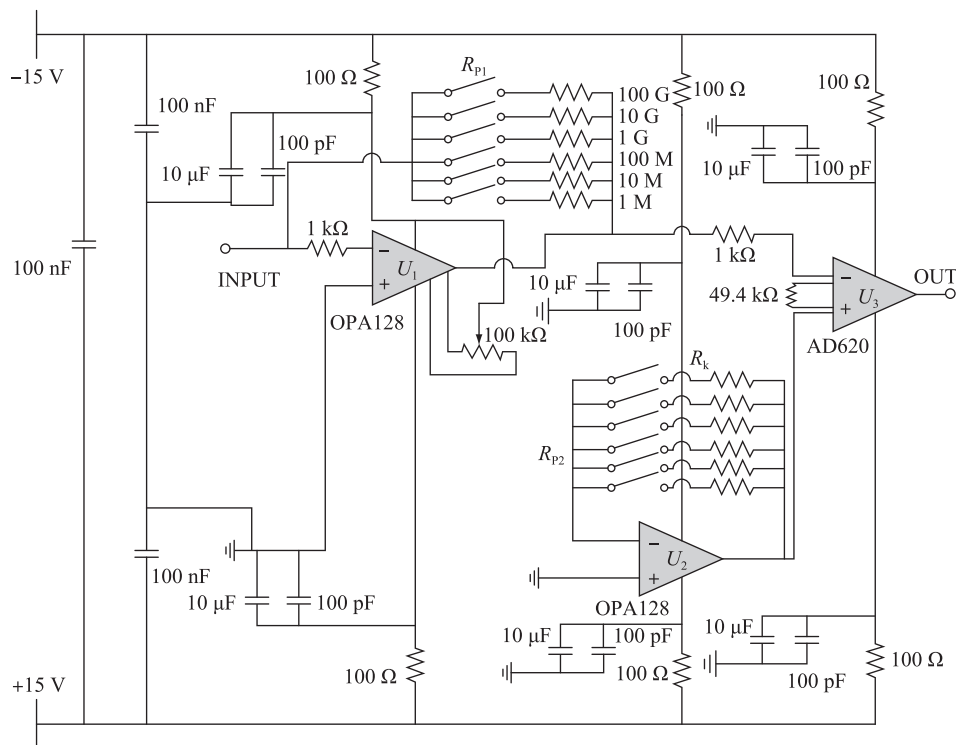


图 7 对称差分微电流测量电路

Fig.7 Symmetrical differential microcurrent measurement circuit

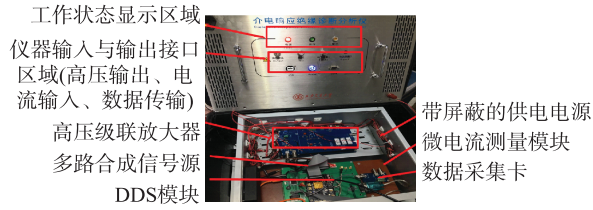


图 10 时频域混合绝缘状态检测装置

Fig.10 Time-frequency domain hybrid insulation condition detection device

图 11 为一单元和双单元级联放大器的幅频特性和相频特性曲线,可以看出,放大器在多单元级联时,通频带和稳定增益区间保持不变。

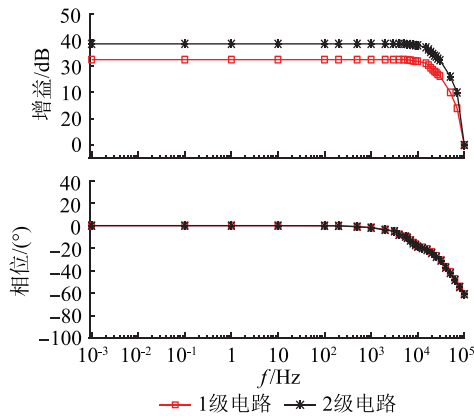


图 11 放大器幅频和相频特性曲线

Fig.11 The amplitude frequency and phase frequency characteristic curves

图 12 为绝缘检测状态装置多次测量结果的相对标准差。可知,仪器的电压幅值误差在整个频段内较小,最大不超过 0.06%。而电流幅值、 $\tan \delta$  及复电容实部的误差曲线具有相同趋势,呈现低频段较大,高频段较小的分布规律,且三者误差最大不超过 2%。

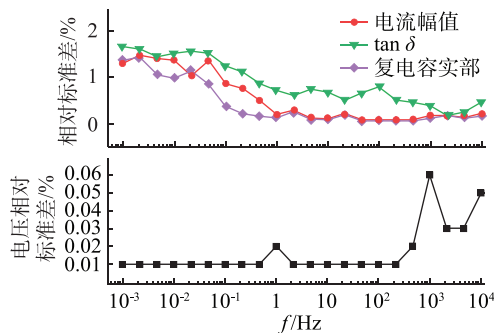


图 12 多次测量结果的相对标准差

Fig.12 Relative standard deviation of multiple measurements

### 3.2 时频域转换对比

利用文中所设计的时频域混合绝缘状态检测装置对图 13 所示油浸纸变压器套管电容芯子模型进行测试,待测样品与测试仪接线原理如图 9 所示。

套管模型水分含量 4%,测试所加电压为 140 V。在时域测量过程中,通过延时继电器控制充电通断时间,同时控制微电流检测电路及采样模块,在 1~1 000 s 区间内每间隔 1 s 进行采样,得到 1 000 个数据点。根据香农采样定理,为避免信号频谱混迭,频率上限值应为 0.5 Hz。将所得时域数据进行 FFT 变换,得到极化电流在频域下的波形。对频域下电压和电流信号的测试结果进行分析计算,最终可得频域范围内待测模型的介质损耗曲线。

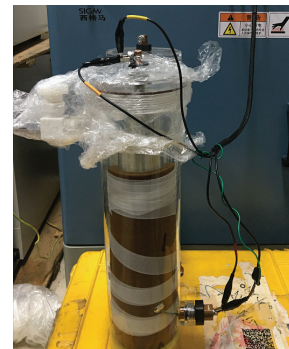
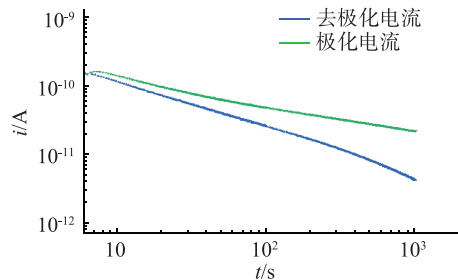


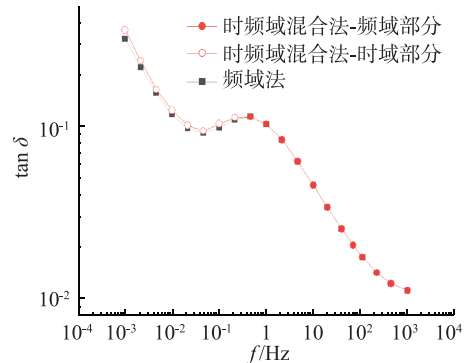
图 13 变压器套管实验模型

Fig.13 The tested transformer bushing model

图 14 (a) 为极化去极化电流的时域测量结果,图 14 (b) 将时频域混合法的介损测量曲线与频域法 (IDAX300) 进行了对比。



(a) 极化/去极化电流时域测量曲线



(b) 时频域法损耗因数测量曲线

图 14 时频域混合法测量结果

Fig.14 Time-frequency domain hybrid method

由图 14 (b) 可知,随频率减小,两曲线之间差值开始增大,其原因如下:在介损曲线的低频部分,采

用时频域混合法测量时,对待测样品施加单一极性电压,而频域法测量时则施加交流电压,外施电压会引起待测样品中电荷的迁移或发生离子积聚。随着交流电压极性的反转,电荷运动的方向也会反转,由此引起介质损耗的增加,且频率越低,这一过程的持续时间越久,2种测量方式下曲线间的差异越大。

#### 4 结语

文中研制了一套基于时频域介电响应混合的绝缘诊断装置,在低频段,通过时频域转换算法从时域电流信号获得频域下的介质损耗因数,从而实现低频段的加速测试,解决现场测试耗时长、效率低的问题。装置采用线性级联放大器实现高带宽、低谐波畸变率的高电压输出,设计具有对称差分结构的微电流测量电路,有效抑制温度及工频干扰对测量的影响,实现皮安级微电流的准确测量。线性级联放大器中采用 AB 类混合放大器,避免了交越失真的影响,增大了诊断装置的输出电流,使装置有望用于更大容量电力设备的现场测试。通过对变压器套管模型进行实验测试,并与 IDAX300 测试结果进行对比,验证了文中所研制时频域混合绝缘状态诊断装置的准确性。

未来还需对本设备的测试方法及准确度进行更深层次的研究和分析,考虑绝缘状态等因素对测试结果的影响,并开发电力设备状态检测人机交互系统,从而实现绝缘状态的智能诊断与评估。

#### 参考文献:

[1] 郑一鸣,何文林,孙翔,等. 基于油色谱超立方映射的电力变压器缺陷援例诊断模型[J]. 电力工程技术,2017,36(4):48-53.  
ZHENG Yiming, HE Wenlin, SUN Xiang, et al. Case based power transformer defects diagnose model using hypercube mapping of oil chromatography[J]. Electric Power Engineering Technology, 2017, 36(4): 48-53.

[2] 杨晓辉,尹玉君,寇晓适. 基于风险评估的特高压受端电网输电设备检修策略研究[J]. 电力工程技术,2017,36(2):72-75,93.  
YANG Xiaohui, YIN Yujun, KOU Xiaoshi. Research on the maintenance strategy of UHV receiving end power grid transmission equipment based on risk assessment[J]. Electric Power Engineering Technology, 2017, 36(2): 72-75, 93.

[3] JONSCHER A K. The 'universal' dielectric response. I [J]. IEEE Electrical Insulation Magazine, 1990, 6(2): 16-22.

[4] BHUMIWAT S A, PHILLIPS P. Verification of on-site oil reclamation process by means of polarisation/depolarisation current analysis [C]//Conference Record of the 2004 IEEE International Symposium on Electrical Insulation. Indianapolis, IN,

USA. IEEE, 2004: 105-108.

[5] 王林,周利军,李先浪,等. 应用极化/去极化电流法分析油纸绝缘微水扩散暂态过程[J]. 高电压技术,2013,39(2):354-359.  
WANG Lin, ZHOU Lijun, LI Xianlang, et al. Analysis of transient moisture diffusion in oil-paper insulation using polarization and depolarization current method [J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(2): 354-359.

[6] VAN BOLHUIS J P, GULSKI E, SMIT J J, et al. Interpretation of RVM measurements, beyond the polarisation spectrum [C]//Conference Record of the the 2002 IEEE International Symposium on Electrical Insulation (Cat. No. 02CH37316). Boston, MA, USA. IEEE, 2002: 179-182.

[7] 张致,董明,杨双锁,等. 频域谱技术用于油浸式电力变压器绝缘状态现场诊断[J]. 高电压技术,2009,35(7):1648-1653.  
ZHANG Zhi, DONG Ming, YANG Shuangsoo, et al. Application of frequency domain spectroscopy to the insulation diagnosis of oil-immersed power transformer on site [J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(7): 1648-1653.

[8] FARAHANI M, BORSI H, GOCKENBACH E. Dielectric response studies on insulating system of high voltage rotating machines [J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2006, 13(2): 383-393.

[9] 王世强,张冠军,魏建林,等. 纸板的老化状态对其 PDC 特性影响的实验研究[J]. 中国电机工程学报,2011,31(34):177-183.  
WANG Shiqiang, ZHANG Guanjun, WEI Jianlin, et al. Experimental study of the aged states effects on pressboard PDC characteristics [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(34): 177-183.

[10] Dielectric response methods for diagnostics of power transformers [J]. IEEE Electrical Insulation Magazine, 2003, 19(3): 12-18.

[11] 杨丽君,齐超亮,吕彦冬,等. 变压器油纸绝缘状态的频域介电谱特征参量及评估方法[J]. 电工技术学报,2015,30(1):212-219.  
YANG Lijun, QI Chaoliang, LYU Yandong, et al. Characteristic parameters and assessment methods of frequency-domain dielectric spectroscopy of oil-paper insulation for transformers [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(1): 212-219.

[12] HOUHANESSIAN V D, ZAENGL W S. Time domain measurements of dielectric response in oil-paper insulation systems [C]//Conference Record of the 1996 IEEE International Symposium on Electrical Insulation. Montreal, QC, Canada. IEEE, 1996: 47-52.

[13] ZAENGL W S. Dielectric spectroscopy in time and frequency domain for HV power equipment. I. Theoretical considerations [J]. IEEE Electrical Insulation Magazine, 2003, 19(5): 5-19.

[14] 李军浩,司文荣,姚秀,等. 油纸绝缘变压器老化状态评估的极化/去极化电流技术研究[J]. 仪器仪表学报,2009,30

- (12):2605-2611.
- LI Junhao, SI Wenrong, YAO Xiu, et al. Study of polarization and depolarization current measurements for assessment of aging state of oil-paper insulated transformers [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2009, 30(12):2605-2611.
- [15] SHAYEGANI A A, BORSI H, GOCKENBACH E, et al. Transformation of time domain spectroscopy data to frequency domain data for impregnated pressboard [C]//The 17th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society, 2004. LEOS 2004. Boulder, CO, USA. IEEE, 2004:162-165.
- [16] 周利军, 王林, 李先浪, 等. 基于极化/去极化电流法的油纸绝缘时域电导模型[J]. 高电压技术, 2014, 40(5):1433-1438.
- ZHOU Lijun, WANG Lin, LI Xianlang, et al. Time domain conductivity model of oil-paper insulation using polarization and depolarization current method[J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(5):1433-1438.
- [17] 张志勇. 基于FPGA的高压信号源设计[D]. 保定:河北大学, 2015.
- ZHANG Zhiyong. The research on high voltage signal source based on FPGA[D]. Baoding: Hebei University, 2015.
- [18] CIOFI C, CRUPI F, PACE C, et al. A new circuit topology for the realization of very low-noise wide-bandwidth transimpedance amplifier[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2007, 56(5):1626-1631.
- [19] 王月娥. 微电流测量方法的研究[D]. 西安:西安理工大学, 2005.
- WANG Yue'e. Research on measurement of micro current [D]. Xi'an: Xi'an University of Technology, 2005.
- [20] 郭丹枫, 庞兵. 振动信号处理的时频域方法[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2007, 12(4):15-17.
- GUO Danfeng, PANG Bing. Methods of time-frequency processing for vibration signal[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2007, 12(4):15-17.

#### 作者简介:



汪亮

汪亮(1987),男,硕士,工程师,从事核电厂电仪设备老化状态管理工作(E-mail: wangliang@cnp.com.cn);

云浩(1989),男,硕士,工程师,从事核电厂电仪设备老化状态管理工作;

李洋(1996),男,硕士,研究方向为电力设备状态检测与评估技术。

## The insulation diagnosis device based on the hybrid time and frequency domain method

WANG Liang<sup>1</sup>, YUN Hao<sup>1</sup>, LI Yang<sup>2</sup>, GAO Xuan<sup>3</sup>, MA Huiming<sup>3</sup>, ZHANG Daning<sup>2</sup>

(1. China Nuclear Power Operation Technology Co., Ltd., Wuhan 430000, China;

2. State Key Lab of Electrical Insulation and Power Equipment (Xi'an Jiaotong University), Xi'an 710049, China;

3. China Nuclear Power Operation Management Co., Ltd., Jiaxing 314300, China)

**Abstract:** It is significant for the safe and stable operation of power system to accurately diagnose and evaluate the insulation status of oil-paper-insulated power equipment. Frequency-domain dielectric spectroscopy has the advantages of abundant insulation information and strong anti-interference ability. However, it takes a lot of time for low-frequency test process of frequency domain spectroscopy (FDS), which has a negative influence on field testing, diagnostic and evaluation. In addition, the FDS curve is very vulnerable to external interference and result in test error due to the low current amplitude in the low frequency band. In order to solve this problem, a mixed solution of time domain method and frequency domain method is adopted. In the low frequency band, the Fourier Transform is used to transform the time domain polarized current signal into the frequency domain to obtain the loss factor of the low frequency band. Meanwhile, a set of insulation diagnosis devices is designed in this paper based on hybrid time and frequency domain method. The linear cascade amplifier has the advantages of high bandwidth, high voltage and low harmonic distortion. A symmetric differential structure is adopted in the micro current measurement circuit, which suppress temperature and power frequency interference effectively. Finally, the accuracy of the device is verified by the experimental test on the oil-paper insulation bushing model of the transformer.

**Keywords:** dielectric response; frequency domain spectroscopy; time-frequency domain conversion method; oil paper insulation; insulation diagnosis; transformer bushing

(编辑 钱悦)