

DOI: 10.12158/j.2096-3203.2025.06.018

基于插值小波系数法的局部放电亚纳秒脉冲辐射源定位

宋梁, 和少寅, 张博皓, 陈翔宇, 谢彦召

(西安交通大学电气工程学院, 陕西 西安 710049)

摘要:针对电力设备的特高频局部放电辐射源定位方法是目前实现局部放电定位的重要技术手段之一。局部放电信号具有频带范围宽(300 MHz—3 GHz)、上升沿变化快(最短上升时间为亚纳秒甚至百皮秒量级)以及背景噪声较高等特点。这些特性对测量系统的采样频率和模拟带宽提出了极高的要求,常规的测量系统往往难以有效捕捉和完整记录局部放电脉冲信号的快速上升沿波形。针对以上问题,文中提出一种基于插值计算和多尺度小波变换的辐射源定位方法,旨在以较低采样率实现快上升沿脉冲信号波头到达时刻的高精度检测。该方法首先对脉冲信号进行插值,然后对插值处理后的信号进行多尺度小波变换,提取最大小波系数信号代替原有脉冲信号,并基于该系数采用能量累积算法计算波头到达时刻。仿真分析和实验验证结果表明,该方法可以有效提升特高频脉冲信号的时间分辨率,同时在强噪声电磁环境中具有良好的抗干扰能力。

关键词:局部放电;插值计算;多尺度小波变换;脉冲信号提取;波头识别;辐射源定位

中图分类号:TM937

文献标志码:A

文章编号:2096-3203(2025)06-0183-10

0 引言

随着电力行业的蓬勃发展,对于电力设备安全性能的要求日益提高。在电力设备长期运行期间,绝缘材料自然老化、机械应力动态变化等因素可能诱发局部放电现象^[1-6]。局部放电通常难以预测,若未能及时发现并处理,可能导致设备局部绝缘材料温度异常升高,进而引发短路等严重故障。此类故障不仅会削弱电网的安全可靠性,还可能造成重大经济损失,甚至威胁人身安全^[7-12]。因此,在电力设备状态监测技术的持续发展中,局部放电检测始终处于核心地位,是该领域的重要研究方向与焦点。

在电力设备局部放电在线监测领域,特高频(ultra-high frequency, UHF)检测法已获得广泛应用。该方法具有抗干扰能力强、灵敏度高以及非侵入性等特点,成为监测电力设备局部放电状况的重要手段。UHF 检测法不仅能够有效捕捉局部放电产生的 UHF 信号,还可在不影响设备正常运行的前提下,实现对设备内部局部放电信号的实时监测与分析^[13]。目前,UHF 检测法中最常用是多站时间差(time difference of arrival, TDOA)定位方法^[13-15]。该方法通过精确计算 UHF 信号到达不同传感器的时间差,实现在三维空间坐标系中局部放电源的精确定位。研究指出,局部放电信号延时估算的准确度是影响定位精度的关键因素。只有确保局部放

电信号延时估计具有足够高的精确,才能确保局部放电源定位的准确性,从而为后续的设备维护与故障处理提供有效依据^[16-21]。因此,局部放电信号到达时刻的估计对定位结果至关重要。研究表明,局部放电信号具有频带范围宽(300 MHz—3 GHz)、上升沿变化快(最短上升时间为亚纳秒甚至百皮秒量级)、信噪比低等特点。针对具有百皮秒级上升时间的脉冲信号,依据奈奎斯特采样定理,采样率需要达到 10 GSa/s 以上,这对测量系统提出极高要求,严重限制局部放电在线检测及定位技术的现场应用。

目前,传统的延时估计辐射源定位技术主要依赖于到达时刻的波头提取,常用方法包括阈值法、能量累积法以及互相关法等^[22-23]。阈值法将信号幅值超过阈值的时刻作为信号到达时刻。能量累积法将信号能量积累曲线的拐点作为信号到达时刻。这 2 种方法计算简单且容易实现,但对测量系统的采样频率和信噪比有较高要求。互相关法基于测量信号全波形相关系数^[24]或积分能量^[25]的最大值计算信号的时延。然而,在复杂电磁环境下,信号可能因反射导致传输路径不唯一,并受到噪声干扰,导致互相关系数特别小,从而影响实际定位效果。小波变换也常用于脉冲信号到达时刻的提取^[26-28],但该方法同样对测量系统的采样率要求较高。

为解决亚纳秒级脉冲辐射源的空间定位问题,实现在低采样率和低信噪比条件下对波头到达时刻的估计,文中提出基于插值小波系数法的局部放

收稿日期:2025-05-04;修回日期:2025-07-14

基金项目:陕西省重点研发计划资助项目(2023-YBGY-064)

电亚纳秒级脉冲辐射源定位算法。首先,从理论角度分析插值计算和多尺度小波变换在波头提取中的改进策略,并提出一种改进的波头到达时刻提取算法。与传统的小波变换法不同,文中直接采用插值后的最大小波系数信号代替原始UHF脉冲信号,并在此基础上采用能量累积法计算波头到达时刻。然后,通过仿真对比研究阈值法、能量积累法、互相关法和插值小波系数法的定位效果。最后,在半电波电磁兼容暗室中搭建基于亚纳秒脉冲辐射天线(impulse radiating antenna, IRA)系统和超宽带Vivaldi接收天线的试验验证平台,验证了该方法在亚纳秒脉冲辐射源定位中的有效性。

1 基于样条插值的小波系数法确定波头到达时刻

1.1 基于样条插值的UHF脉冲信号等效采样率提升方法

样条插值是数值分析中常用的一种插值方式,它通过一种称为样条的特殊分段多项式进行插值。由于样条插值采用低阶多项式样条实现,既能保持较小的插值误差,又可避免高阶多项式中出现的龙格现象,即插值区间边缘处的振荡问题。

样条插值通过在每对相邻数据点之间定义低阶多项式来构造平滑曲线,并保证各段多项式在连接点处连续且光滑。样条插值在数值分析和计算机图形学等领域应用广泛。通常采用的样条插值类型为三次样条插值,即每一段多项式均为三次多项式。

在二维xoy平面上给定一组数据点 $(x_0, y_0), (x_1, y_1), \dots, (x_i, y_i), \dots, (x_m, y_m)$ (对于 (x_i, y_i) $(i=0, 1, 2, \dots, m)$, x_i 为第*i*个数据点的横坐标值, y_i 为第*i*个数据点的纵坐标值),构造一组分段多项式 $S_i(x)$,表示第*i*个点 (x_i, y_i) 与第*i*+1个点 (x_{i+1}, y_{i+1}) 之间的插值函数,满足以下条件。

(1) 分段多项式。每个分段多项式 $S_i(x)$ 为三次多项式,即:

$$\begin{aligned} S_i(x) = & a_i + b_i(x - x_i) + c_i(x - x_i)^2 + \\ & d_i(x - x_i)^3 \quad x \in [x_i, x_{i+1}] \end{aligned} \quad (1)$$

式中: a_i 、 b_i 、 c_i 、 d_i 分别为多项式 $S_i(x)$ 的常数项、一次项、二次项和三次项系数。

(2) 插值条件。在每个数据点处多项式的值与给定的数据点值相等,即:

$$\begin{cases} S_i(x_i) = y_i \\ S_i(x_{i+1}) = y_{i+1} \end{cases} \quad (2)$$

(3) 光滑性条件。多项式在每个内节点 x_i 处一

阶导数和二阶导数连续,即:

$$\begin{cases} S'_i(x_{i+1}) = S'_{i+1}(x_{i+1}) \\ S''_i(x_{i+1}) = S''_{i+1}(x_{i+1}) \end{cases} \quad (3)$$

(4) 边界条件。要求曲线在边界点的二阶导数为0,即:

$$\begin{cases} S''_0(x_0) = 0 \\ S''_{m-1}(x_m) = 0 \end{cases} \quad (4)$$

基于上述条件,样条插值函数 $S_i(x)$ 可在给定数据点之间构造一条平滑曲线^[29]。为有效捕捉亚纳秒脉冲的上升沿,通常要求测量系统的实时采样率高达10 GSa/s以上,这在实际工程应用中往往难以实现。为此,文中采用三次样条插值法对传感器接收到的UHF脉冲信号进行重采样处理,在原始信号的相邻两点间插入4个新点,尤其在波头到达时刻的上升沿处生成新的数据点,使信号的突变处的波形更加平滑细腻,相当于将系统的等效采样率提高为原采样率的5倍^[30]。结合小波变换处理,新的采样时间间隔 $\Delta t' = \Delta t/5$,其中, Δt 为原始UHF信号两相邻数据点间的时间间隔; $\Delta t'$ 为对UHF信号进行重采样处理后两相邻数据点间的时间间隔。小波尺度也相应缩小为原来的1/5,从而提升了后续小波处理中的距离精度,如图1所示。

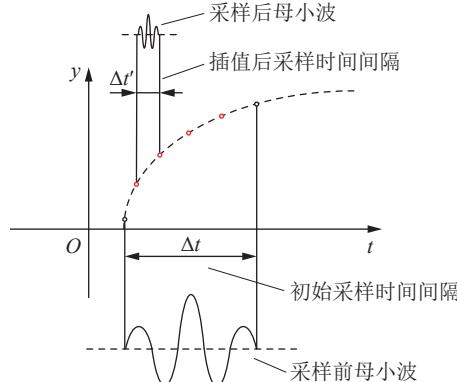


图1 基于小波变换的样条插值示意

Fig.1 Schematic of spline interpolation based on wavelet transform

1.2 多尺度小波变换

信噪比是影响信号波头到达时刻准确提取的关键因素。在实际工程环境下,电磁环境复杂,实测脉冲信号频带较宽,且不同频带内的信噪比差异显著。选择信噪比高的频带进行波头到达时刻估计,将大幅提升波头估计的精度和可靠性。传统的傅里叶滤波方法仅能筛选特定频段的信号,缺乏对脉冲信号频带选择的适应性,而噪声信号频谱具有随机性和不可预测性,导致基于傅里叶滤波的波头提取方法误差较大。

为此,文中基于样条插值提出一种适用于噪声

环境的信号时延估计方法, 旨在以较低的采样频率提升定位算法的空间分辨率。首先, 对经插值变换后的 UHF 信号做一维连续小波变换, 获得多尺度下的小波系数; 然后, 计算各尺度的信噪比, 并筛选出信噪比最高的尺度; 最后, 采用最高尺度下的小波系数信号替代原始脉冲信号, 并基于能量累积法计算波头到达时刻。具体计算流程如图 2 所示。

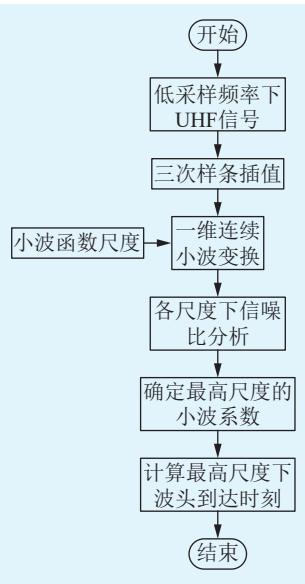


图 2 基于插值最大小波系数法的波头到达时刻计算流程

Fig.2 The calculating flow of the wave head arrival time based on interpolation maximum wavelet coefficient method

时域信号 $x(t)$ 的一维连续小波变换表达式为:

$$C(a,b) = |a|^{-1/2} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (5)$$

式中: $C(a,b)$ 为小波变换系数; a 为伸缩因子; b 为平移因子; $\psi(t)$ 为母小波; $|a|^{-1/2}\psi[(t-b)/a]$ 为将母小波经过伸缩和平移后的小波序列。在综合考虑定位精度、波形匹配度、抗噪性能、计算效率及信号分离能力等因素后, 文中选取 Daubechies 2 小波函数作为母小波。

小波变换将一维时域信号映射至二维的“时间-尺度”空间。通过调整伸缩因子 a 和平移因子 b , 可以得到不同频率宽度的小波, 从而实现与信号频率成分的匹配。 $C(a,b)$ 表示在伸缩因子 a 和平移因子 b 上, 母小波与原始信号的内积, 其大小反映了母小波在特定尺度和时刻下与原始信号的相似程度, 这一特性使其在瞬态信号波头提取方面具有独特优势。当原始信号的脉冲宽度与母小波的脉冲宽度接近时, 二者相似度越高, 对应的小波系数越大。实际的 UHF 脉冲信号往往包含噪声信号, 令 UHF 信号 $x(n)$ 为:

$$x(n) = s(n) + u(n) \quad (6)$$

式中: $s(n)$ 为有用信号; $u(n)$ 为噪声信号。噪声信号 $u(n)$ 是零均值且服从高斯分布的随机序列。对式(6)两边做小波变换, 得到:

$$W_x(a,b) = W_s(a,b) + W_u(a,b) \quad (7)$$

式中: W_x 、 W_s 、 W_u 分别为 $x(n)$ 、 $s(n)$ 、 $u(n)$ 小波变换后的量。

可见, 小波变换具有线性叠加性质。若令 $u(n)$ 是零均值、独立同分布的平稳随机信号, 记 $\mathbf{u} = [u(0) \ u(1) \ \cdots \ u(N-1)]^T$, 其中, N 为该平稳信号的采样点个数, 其均值为:

$$E\{\mathbf{u}\mathbf{u}^T\} = \sigma_u^2 \mathbf{I} \triangleq \mathbf{Q} \quad (8)$$

式中: $E\{\cdot\}$ 为均值计算; σ_u 为 \mathbf{u} 的方差矩阵; \mathbf{I} 为 $N \times N$ 的单位矩阵; \mathbf{Q} 为 \mathbf{u} 的协方差矩阵。

令 \mathbf{W} 为小波变换矩阵, 对于正交小波变换, \mathbf{W} 为正交阵。分别令 \mathbf{x} 和 \mathbf{s} 为 $x(n)$ 和 $s(n)$ 的向量, \mathbf{X} 、 \mathbf{S} 和 \mathbf{U} 分别为 $x(n)$ 、 $s(n)$ 和 $u(n)$ 小波变换后的向量, 有 $\mathbf{X} = \mathbf{Wx}$, $\mathbf{S} = \mathbf{Ws}$, $\mathbf{U} = \mathbf{Wu}$ 。

由式(7)可得, 有 $\mathbf{X} = \mathbf{U} + \mathbf{S}$, 其表示式(7)的矩阵形式。令 \mathbf{P} 为 \mathbf{U} 的协方差矩阵, 由于:

$$E\{\mathbf{U}\} = E\{\mathbf{Wu}\} = \mathbf{W}E\{\mathbf{u}\} = 0 \quad (9)$$

可得:

$$\mathbf{P} = E\{\mathbf{UU}^T\} = E\{\mathbf{Wuu}^T\mathbf{W}^T\} = \mathbf{WQW}^T \quad (10)$$

因为 \mathbf{W} 为正交阵, 且 $\mathbf{Q} = \sigma_u^2 \mathbf{I}$, 式(10)写为:

$$\mathbf{P} = \sigma_u^2 \mathbf{I} \quad (11)$$

因此, 平稳白噪声经小波变换后仍为平稳白噪声。式(5)中的伸缩因子 a 可直接调节小波函数在特定尺度下的信号宽度。通过综合调整伸缩因子 a 与平移因子 b , 可使母小波函数的脉冲宽度或频率响应特性与待测信号达到良好匹配, 从而精确捕捉信号的细节变化。文中 a 和 b 均被缩减至原始数值的 $1/5$ 。这一调整为后续的小波变换分析提供了更精确的初始条件。然后, 通过参数优化, 当伸缩因子 a 被调整至合适范围, 使母小波函数的脉冲宽度及频率范围与待测 UHF 信号实现良好匹配时, 对初步选定的平移因子 b 进行进一步微调显得尤为关键。此微调过程旨在最大限度地提升母小波与 UHF 原始信号波动特征之间的吻合度, 从而更精确地捕捉并反映其动态变化。参数调整与样条插值处理使信号的小波系数峰值较插值前显著提高。对于 UHF 信号中的噪声成分, 其小波系数的变化受到 $|a|^{1/2}$ 这一因子的直接影响。具体而言, 随着伸缩因子 a 增大, 噪声对应的小波系数会降低。综上所述, 经插值处理后的小波变换不仅有助

于母小波与时域信号的优化匹配,增强有用信号的小波系数,还能通过降低噪声部分的小波系数,有效提升 UHF 信号的信噪比。

假设 UHF 信号经过插值小波变换后所得的最大小波系数为 $w(t)$, 使用小波系数 $w(t)$ 代替原有 UHF 信号, $w(t)$ 即为信噪比最高的有用信号, 利用能量累积法计算信号的波头到达时刻^[24], 信号的积分能量表达式为:

$$P(t) = w^2(t) - \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} w^2(t) dt \quad (12)$$

式中: $P(t)$ 为能量累积法得到的积分能量曲线, 其最小值对应的时刻为信号的波头到达时刻; T 为信号采集的时间长度; t_1 为信号采集起始时刻; t_2 为信号采集终止时刻。

2 仿真验证

研究表明, 局部放电信号的频率范围通常分布在 300 MHz—3 GHz 之间, 但在实际工程测量中, 其能量主要集中在 300 MHz—1 GHz 之间^[31]。因此, 在仿真设置中, 将仿真频段设置为 300 MHz—1.5 GHz。文中拟采用 IRA 的三维模型来模拟局部放电辐射源, 其仿真模型如图 3 所示。

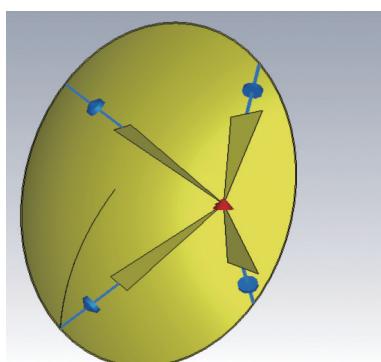


图 3 IRA 仿真模型

Fig.3 IRA simulation model

该天线所产生的脉冲辐射信号具有频带宽、幅值高、上升沿陡等特点, 其产生的辐射信号带宽分布范围为 300 MHz—3 GHz。

在 CST 微波工作室中建立亚纳秒辐射仿真模型, 仿真整体示意如图 4 所示。将 IRA 天线的焦点设置于图 4 中的笛卡尔坐标系的 (0,0,0) 处。在空间中选取 4 个不同位置布置电场探针, 所有探针均位于天线的辐射范围内, 探针的坐标在图 4 中的笛卡尔坐标系中分别为 $P_1(3,0,0)$ m、 $P_2(4,1,1)$ m、 $P_3(5,0,2)$ m、 $P_4(3.5, -1, -1)$ m。

设置 IRA 的激励信号为调制高斯脉冲, 表达式为:

$$s(t) = A_0 \sin(2\pi f_0 t) e^{-4\pi \left(\frac{t-t_1}{\tau_2}\right)^2} \quad (13)$$

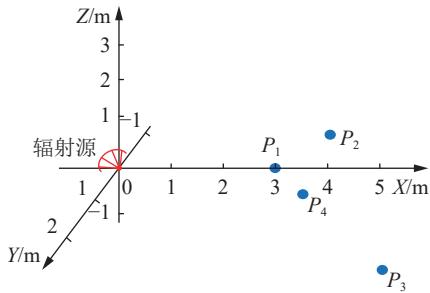


图 4 CST 微波工作室中建立的局部放电仿真模型示意

Fig.4 Schematic diagram of the partial discharge simulation model established in CST microwave studio

式中: A_0 为信号幅度; f_0 为中央频率; τ_1 、 τ_2 为调整信号带宽的参数。 $f_0=900$ MHz, 调整 τ_1 和 τ_2 使得信号带宽为 300 MHz—1.5 GHz, 仿真时长为 25 ns。

为研究噪声对波头提取方法的影响, 选择白噪声作为典型背景噪声类型, 设置信噪比分别为 2、4、6 dB。在 CST 微波工作室中, 4 个不同位置的电场探针分别接收来自 IRA 天线的辐射信号。由于辐射天线方向性的影响, 不同位置的电场探针所接收到的信号在波形特征和幅度上存在差异。

在信噪比为 2 dB 时, 探针在采样率为 3 GSa/s 下所测量到的、叠加白噪声后的辐射脉冲原始信号如图 5 中的蓝色曲线。对该信号进行相邻两点间的四点三次样条插值处理, 完成一次 5 倍频重采样, 等效采样率增加为 15 GSa/s, 经过样条插值处理后的信号时域波形如图 5 中的红色曲线。

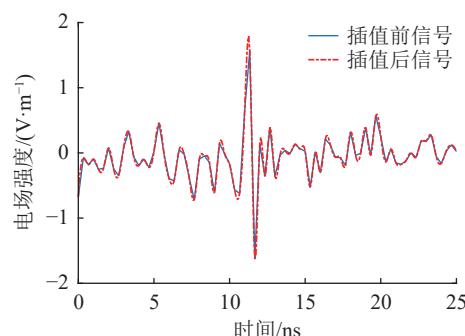


图 5 插值前后信号时域波形

Fig.5 Time domain waveform of the signal before and after interpolation

选择合适的小波基对插值后的信号进行小波变换。当小波函数的脉冲宽度或频率特性与局部放电 UHF 信号相当时, 两者就能达到良好的匹配。初始小波函数的时间宽度和平移因子均基于 15 GSa/s 的采样率所对应的时间间隔, 即 0.066 67 ns。最终得到的小波系数“时间-尺度”分布如图 6 所示。

通过计算各尺度下的信噪比, 确定最大信噪比对应尺度为 24, 并提取该尺度下的小波系数, 如图 7

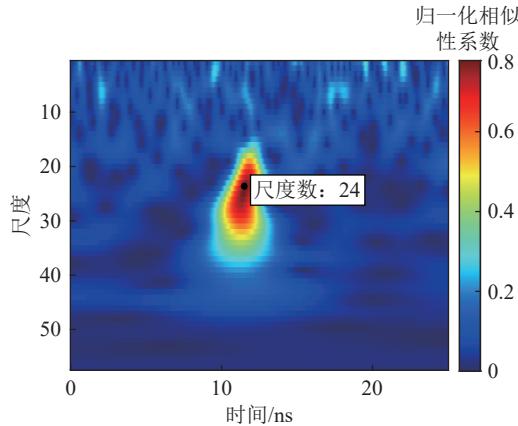


图 6 一维连续小波变换的时频分析

Fig.6 Time domain analysis of one-dimensional continuous wavelet transform

所示。以该小波系数替代 P_1 探针所在处采集的电场信号, 并基于式(12)所述能量累积法对其进行分析, 结果如图 8 所示。计算得到波头到达时刻为 10.066 7 ns, 与 P_1 探针位于 (3,0,0) m 处接收来自 (0,0,0) m 处辐射电磁波的理论到达时刻相比, 绝对误差为 0.066 7 ns。

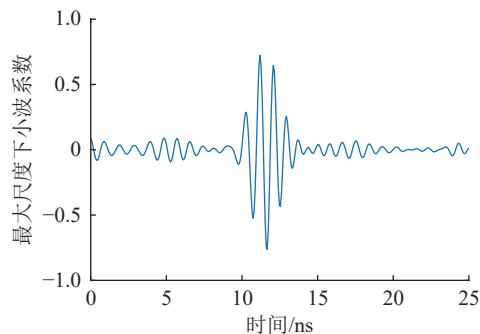


图 7 最大尺度下小波系数时域波形

Fig.7 Time domain waveform of wavelet coefficient at the largest scale

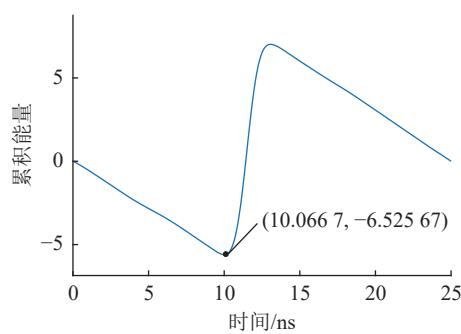


图 8 小波系数累积能量波形

Fig.8 Accumulative energy waveform of wavelet coefficient

同理, 对另外 3 个探针接收到的信号进行相同处理, 并将文中所提出的波头提取算法与传统阈值法和传统能量累积法进行对比, 结果如表 1 所示。由于篇幅限制, 文中未讨论多径反射导致的波形失

真。表 1 中 T_1 、 T_2 、 T_3 及 T_4 分别代表 IRA 信号到达 4 个接收探针的时刻, 其计算为:

$$T_j = \frac{P_j - S_0}{c} \quad (14)$$

式中: P_j 为第 j 个天线的位置坐标, $j = 1, 2, 3, 4$; S_0 为 IRA 的位置坐标; c 为电磁波在空气中的传播速度, 此处认为接近光速。

表 1 2 dB 仿真实验结果

Table 1 The result of the 2 dB simulation experiment

波头到达时刻	理论值/ns	阈值法		能量累积法	
		仿真计算值/ns	绝对误差/ns	仿真计算值/ns	绝对误差/ns
T_1	10.00	11.000 0	1.000 0	10.666 7	0.666 7
T_2	12.58	13.666 7	1.086 7	13.333 3	0.753 3
T_3	14.14	15.333 3	1.193 3	15.000 0	0.860 0
T_4	17.95	19.000 0	1.050 0	18.666 7	0.719 7

波头到达时刻	理论值/ns	插值小波系数法	
		仿真计算值/ns	绝对误差/ns
T_1	10.00	10.066 7	0.066 7
T_2	12.58	12.333 3	0.246 7
T_3	14.14	14.066 7	0.073 3
T_4	17.95	17.866 7	0.083 3

阈值法和能量累积法, 在噪声环境下, 尤其在信噪比较低时, 信号突变点往往淹没于噪声信号之中, 导致波头时刻的提取误差较大, 进而直接影响辐射源的定位结果。由表 1 可知, 基于阈值法的波头提取算法所得到的波头估计绝对误差均大于 1 ns; 基于能量累积法所得到的波头估计绝对误差均大于 0.5 ns。而插值小波系数法的最大绝对误差为 0.246 7 ns。在波头到达时刻 T_3 条件下, 插值小波系数法的波头绝对误差 0.073 3 ns 相对阈值法的 1.193 3 ns 精度提升可达 16 倍, 相对累积能量法的 0.860 0 ns 精度提升可达 11 倍。4 dB 和 6 dB 下波头到达时刻对比如表 2 和表 3 所示, 可以看出, 插值小波系数法相较于传统的波头到达时刻算法, 在计算精度方面实现了显著提升, 同时表现出更优的抗噪性能。

3 实验验证

目前常规的局部放电模拟装置难以同时兼顾幅值高、频带宽以及重复性高的要求, 综合考虑信号指标、灵活性、控制精度、实验可重复等要求, 在电磁兼容半电波暗室中基于 IRA 系统搭建局部放电信号模拟测试平台, 模拟自由空间中 UHF 局部放电信号的产生和传播, 用于开展亚纳秒辐射源的定位验证实验。暗室内部空间尺寸为 11 m×5.9 m×

表 2 4 dB 仿真实验结果

Table 2 The result of the 4 dB simulation experiment

波头到 达时刻	理论 值/ns	阈值法		能量累积法	
		仿真计算 值/ns	绝对 误差/ns	仿真计算 值/ns	绝对 误差/ns
T_1	10.00	10.666 7	0.666 7	10.666 7	0.666 7
T_2	12.58	13.333 3	0.753 3	13.000 0	0.420 0
T_3	14.14	15.000 0	0.860 0	14.666 7	0.527 6
T_4	17.95	18.666 7	0.716 7	18.616 7	0.666 7

波头到 达时刻	理论 值/ns	插值小波系数法	
		仿真计算值/ns	绝对误差/ns
T_1	10.00	10.033 3	0.033 3
T_2	12.58	12.713 3	0.133 3
T_3	14.14	14.100 0	0.040 0
T_4	17.95	17.883 3	0.066 7

表 3 6 dB 仿真实验结果

Table 3 The result of the 6 dB simulation experiment

波头到 达时刻	理论 值/ns	阈值法		能量累积法	
		仿真计算 值/ns	绝对 误差/ns	仿真计算 值/ns	绝对 误差/ns
T_1	10.00	10.333 3	0.333 3	10.273 3	0.273 3
T_2	12.58	13.246 7	0.666 7	12.996 7	0.416 7
T_3	14.14	14.806 7	0.666 7	14.553 3	0.413 3
T_4	17.95	18.283 3	0.333 3	18.213 3	0.263 3

波头到 达时刻	理论 值/ns	插值小波系数法	
		仿真计算值/ns	绝对误差/ns
T_1	10.00	10.033 3	0.033 3
T_2	12.58	12.676 7	0.096 7
T_3	14.14	14.172 4	0.032 4
T_4	17.95	17.898 3	0.051 7

6.3 m。

辐射系统包括一台超宽带脉冲源和 IRA, IRA 频带为 300 MHz—3 GHz, 覆盖实际局部放电源所辐射的 UHF 信号带宽, 脉冲上升时间为 100 ps, 脉冲宽度为 300 ps。IRA 的焦点设置于笛卡尔坐标系原点 (0,0,0) m 处。测量系统如图 9 所示, 由脉冲源、IRA、Vivaldi 接收天线、触发开关、步进发生器、射频线缆、示波器组成, 示波器的采样率为 6 GSa/s。实验中采用 4 个 Vivaldi 接收天线, 其工作频带为 300 M—3 GHz, 具有良好的方向性, 能够有效滤除非来波方向的噪声信号, 减少空间中其他方向的干扰。由于该辐射系统在远场条件下产生的辐射电场极化方向垂直于地面, 接收天线的极化方向也调整为与电场方向一致, 实物图如图 10 所示。其中 P_1 作为时序同步参考天线, P_2 、 P_3 、 P_4 组成定位天线阵列, 其位置坐标分别为 (3,0,0) m、(3.5,

(-1,-1) m、(4,1,1) m、(5,0,0) m。

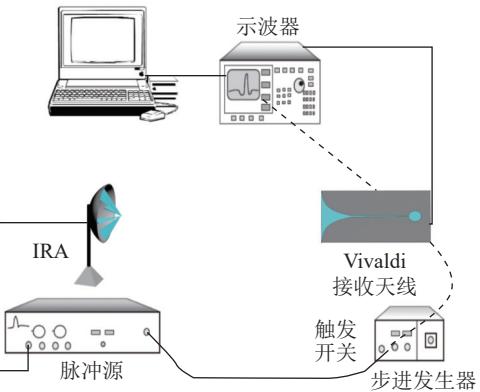
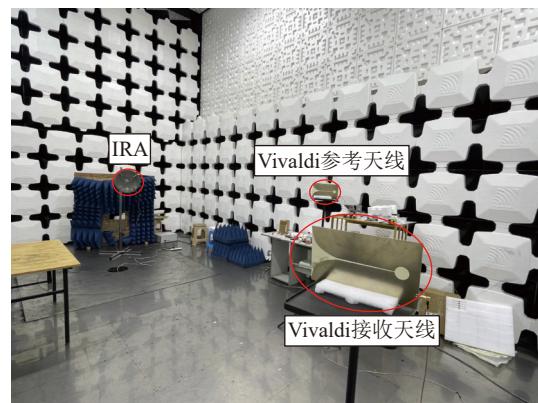
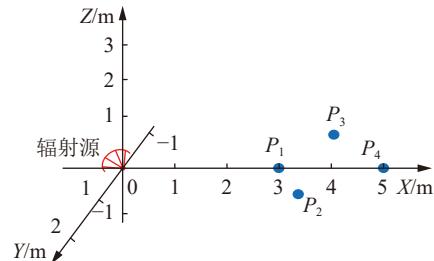


图 9 Vivaldi 天线测量系统

Fig.9 Vivaldi antenna measurement system



(a) 模拟实验现场



(b) 实验系统坐标

图 10 现场实验实物图

Fig.10 Photo of the experimental setup

接收阵列测得的电压波形如图 11 所示。为更真实地模拟现场信号, 在接收信号中加入了高斯白噪声, 信噪比设定为 2 dB。可以看出, 受辐射天线方向性以及各测点与辐射源距离的影响, 各个测点接收到的 UHF 信号在幅度、上升沿等波形特征上存在明显差异。在图 11 中, P_2 处的波形相较 P_1 、 P_3 、 P_4 出现显著差异, 这是由于 P_2 测点周围金属材料和金属地面引起的多径反射效应所致。多径反射导致了波形的叠加和畸变, 从而使基于互相关的定位算法失效。

UHF 信号在真空中的传播速度约为 3×10^8 m/s, 结合各接收天线的位置坐标, 可计算参考天线与接

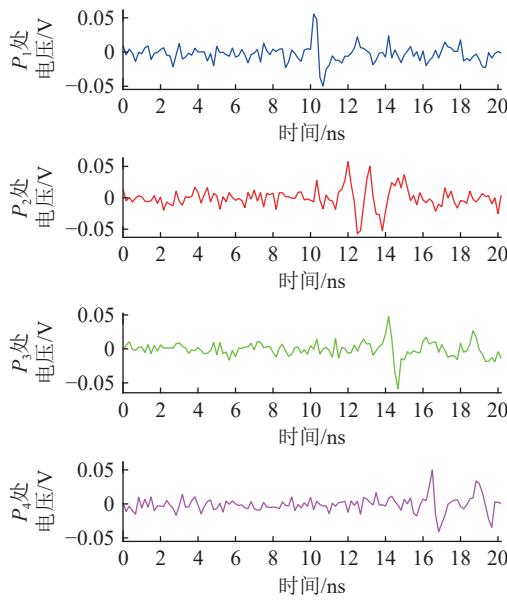


图 11 Vivaldi 参考及接收天线阵列所收集信号的时域波形

Fig.11 Time domain waveform of the signals collected by the Vivaldi reference and receiving antenna array

收天线之间的理论时延。分别采用互相关法、阈值法、能量累积法和插值小波系数法,计算信号到达各天线的时刻 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 ,并进一步得到时延 T_{21} 、 T_{31} 、 T_{41} (如 $T_{21}=T_2-T_1$)。相关实验数据见表 4。

表 4 基于传统波头提取算法与基于插值小波系数法的时延对比

Table 4 Comparison of time delays using traditional waveform extraction algorithms versus the interpolated wavelet coefficient method

时延类别	理论值/ns	阈值法		互相关法	
		计算值/ns	绝对误差/ns	计算值/ns	绝对误差/ns
T_{21}	2.58	1.666 7	0.913 4	1.833 3	0.746 7
T_{31}	4.14	3.833 3	0.306 7	3.666 7	0.473 3
T_{41}	6.66	6.166 7	0.493 4	6.166 7	0.493 3
时延类别	理论值/ns	能量累积法		插值小波系数法	
		计算值/ns	绝对误差/ns	计算值/ns	绝对误差/ns
T_{21}	2.58	1.333 3	1.246 7	2.366 7	0.213 3
T_{31}	4.14	3.333 4	0.806 6	4.066 7	0.073 3
T_{41}	6.66	6.000 0	0.660 0	6.700 0	0.040 0

4 不同波头提取算法的定位结果对比分析

为验证不同波头提取算法在实测环境下对亚纳秒辐射源的定位效果。文中基于不同算法对阵列天线测得的电场数据进行时延估计,并采用到达时间差定位方法进行辐射源定位,定位结果如表 5 所示。为进一步分析样条插值对波头估计的影响,

对比了传统小波系数法和插值小波系数法的定位结果,如表 6 和表 7 所示。

表 5 不同算法下的辐射源定位结果

Table 5 Radiation source localization results under different algorithms

方法	理论位置/m	估计位置/m	绝对误差/m	相对误差/%
阈值法	(0,0,0)	(0.974 38, -0.749 40, 0.915 92)	1.532 90	51.097
互相关法	(0,0,0)	(0.786 26, -0.743 36, 1)	1.473 36	49.110
能量累积法	(0,0,0)	(-1, 0.856 19, 1.254 90)	1.820 14	60.671
插值小波系数法	(0,0,0)	(0.240 39, 0.072 68, 0.072 68)	0.261 44	8.715

表 6 小波系数法插值前后时延对比

Table 6 Comparison of time delay before and after interpolation using the wavelet coefficient method

时延类别	理论值/ns	传统小波系数法		插值小波系数法	
		计算值/ns	绝对误差/ns	计算值/ns	绝对误差/ns
T_{21}	2.58	1.913 3	0.666 7	2.366 7	0.213 3
T_{31}	4.14	3.973 3	0.166 7	4.066 7	0.073 3
T_{41}	6.66	6.326 7	0.333 3	6.700 0	0.040 0

表 7 小波系数法插值前后定位结果对比

Table 7 Comparison of positioning results before and after interpolation using the wavelet coefficient method

方法	理论位置/m	估计位置/m	绝对误差/m	相对误差/%
传统小波系数法	(0,0,0)	(0.666 26, 0.558 26, -0.239 84)	0.901 71	30.057
插值小波系数法	(0,0,0)	(0.240 39, 0.072 68, 0.072 68)	0.261 44	8.715

表 5 结果表明,在 6 Gsa/s 采样率条件下,现有方法难以有效捕捉 100 ps 的脉冲上升沿,导致阈值法、互相关法、能量累积法存在较大定位误差,最大绝对误差为 1.820 14 m,相对误差达 60.671%,在实测环境中,噪声的引入会使能量累积法更易受噪声能量干扰,造成信号到达时间显著滞后,从而引起较大的定位误差。不插值小波系数法的定位精度为 0.901 71 m,相比传统方法有明显提升,相对误差降至 30.057%。而同等条件下,插值小波系数法的绝对误差仅为 0.261 44 m,相对误差为 8.715%。在同等条件下,基于插值小波系数法的定位精度(不同算法绝对误差比值)分别为阈值法、互相关法、累积能量法的 5.86、5.63、6.96 倍,相比传统小波系数法定位精度提高了 3.45 倍。结果表明,即使在采样率不足的情况下,插值小波系数法依然能实现较高的定位精度,满足工程应用的指标要求。

5 结论

文中针对电力设备的 UHF 局部放电辐射源定位问题,提出了一种基于插值计算和多尺度小波变换的辐射源定位方法。该方法能够在信号采样率较低的情况下,高精度地判断 UHF 脉冲信号的波头到达时刻,从而有效提升亚纳秒快上升沿局部放电信号的定位精度和可靠性。所得结果如下:

(1) 相较于传统的波头提取算法(如阈值法和能量累积法等),文中基于样条插值和小波变换思想提出的波头提取算法(即插值小波系数法)能够显著提升高频脉冲信号的波头到达时刻精度。仿真实验表明,插值小波系数法的最大绝对误差为 0.246 7 ns,其精度相较于阈值法最高可提升 16 倍,相较于积累能量法最高可提升 11 倍。

(2) 在采样率不足的条件下,插值小波系数法通过对原始 UHF 信号进行三次样条插值和重采样处理,可以提升波头到达时刻的估计精度,进而增强对局部放电信号的定位准确性。实验结果表明,在同等条件下,基于样条插值的小波系数法的定位精度分别为阈值法、互相关法、积累能量法的 5.86、5.63、6.96 倍,相比传统小波系数法定位精度提高了 3.45 倍。

(3) 在噪声环境下,基于样条插值的小波变换能够增强信号的突变幅度,同时抑制噪声幅度,从而有效提升信号的信噪比。

参考文献:

- [1] JI J S, SHU Z, WANG W S, et al. Noise separation and discriminative feature learning for partial discharge recognition[J]. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 2024, 20(10): 11774-11784.
- [2] GUO Z C, HUANG A Q. Characterizations of partial discharge in modern power electronics[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2024, 12(6): 5705-5714.
- [3] Glenn B, Detlev G, Michael M. Guide to changes made in edition 4 of IEC 60270, charge-based partial discharge measurements[J]. *IEEE Electrical Insulation Magazine*, July, 2024, 40(4): 27-39.
- [4] 李春锋,方春华,侯轩达,等.基于 K-means 高频局放 10 kV 避雷器快速带电检测方法[J].电测与仪表,2024,61(7): 191-196.
LI Chunfeng, FANG Chunhua, HOU Xuanda, et al. Research on rapid live detection method of high frequency partial discharge 10 kV arrester based on K-means [J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2024, 61(7): 191-196.
- [5] 林奕夫,叶兆平,陈雪,等.基于二阶电路的开关柜局部放电检测方法[J].浙江电力,2024,43(8): 113-120.
LIN Yifu, YE Zhaoping, CHEN Xue, et al. A partial discharge detection method for switch cabinets based on a second-order circuit[J]. *Zhejiang Electric Power*, 2024, 43(8): 113-120.
- [6] 陈荣,李松原,贺春,等.基于双回路反馈的光纤干涉式 GIS 局部放电超声传感系统研究[J].高压电器,2024,60(8): 99-105,112.
CHEN Rong, LI Songyuan, HE Chun, et al. Research on optical fiber interferometric GIS partial discharge ultrasonic sensing system based on dual-loop feedback[J]. *High Voltage Apparatus*, 2024, 60(8): 99-105,112.
- [7] KUMAR C, GANGULY B, DEY D, et al. Wavelet-based convolutional neural network for denoising partial discharge signals extracted via acoustic emission sensors[J]. *IEEE Sensors Letters*, 2024, 8(7): 6007804.
- [8] ÖNEN H B, KARTAL M. A time difference of arrival estimation with integration of generalized cross correlation samples for continuous wave signals on passive positioning systems [C]//2021 13th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO). Bursa, Turkey. IEEE, 2021: 293-297.
- [9] SILVA Allan D C, FREIRE Raimundo C S, NOBREGA Luiz A M M, et al. Location of partial discharges sources using radio-metric signal envelopes[C] //23rd International Symposium on High Voltage Engineering (ISH 2023). Glasgow, UK. IEEE, 2023: 1041-1046.
- [10] 尚海昆,张冉喆,黄涛,等.基于 CEEMDAN-TQWT 方法的变压器局部放电信号降噪[J].电力科学与技术学报,2024,39(1): 272-284.
SHANG Haikun, ZHANG Ranzhe, HUANG Tao, et al. Partial discharge signal denoising based on CEEMDAN-TQWT method for power transformers[J]. *Journal of Electric Power Science and Technology*, 2024, 39(1): 272-284.
- [11] 李巍巍,朱轲,周凯,等.多应力条件下电缆附件局部放电的演变过程[J].电测与仪表,2024,61(1): 164-169.
LI Weiwei, ZHU Ke, ZHOU Kai, et al. Evolution of partial discharge in cable accessories under multi-stress conditions[J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2024, 61(1): 164-169.
- [12] 吴宏晓,张航伟,崔江静,等.一种级联式高压开关柜局部放电定位方法[J].高压电器,2024,60(3): 50-57.
WU Hongxiao, ZHANG Hangwei, CUI Jiangjing, et al. Research on a cascade partial discharge locating method for high voltage switchgear cabinet[J]. *High Voltage Apparatus*, 2024, 60(3): 50-57.
- [13] 苏志雄,于瑞冬,张周胜.基于多重多项式结果-二重网格搜

- 索的变压器局部放电定位[J]. 高电压技术, 2024, 50(4): 1538-1547.
- SU Zhixiong, YU Ruidong, ZHANG Zhousheng. Partial discharge location of transformers based on multi-polynomial resultants approach and 2-lattice search[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(4): 1538-1547.
- [14] 侯慧娟, 盛戈皞, 朱文俊, 等. 基于高阶累积量的局部放电超高频信号时延估计算法[J]. 高电压技术, 2013, 39(2): 342-347.
- HOU Huijuan, SHENG Gehao, ZHU Wenjun, et al. Time-delay estimation algorithm of partial discharge ultra high frequency signals based on higher-order cumulant[J]. High Voltage Engineering, 2013, 39(2): 342-347.
- [15] 周文俊, 李鹏飞, 杨帅, 等. 变电站局部放电的定向天线多方位检测定位方法[J]. 高电压技术, 2017, 43(5): 1476-1484.
- ZHOU Wenjun, LI Pengfei, YANG Shuai, et al. Partial discharge localization method by multi-direction measurement using directional antenna in substation[J]. High Voltage Engineering, 2017, 43(5): 1476-1484.
- [16] 雷杨, 杨帆, 杨志淳, 等. 基于离散小波变换的配网故障单端行波波头提取研究[J]. 电工技术, 2023(23): 75-77, 80.
- LEI Yang, YANG Fan, YANG Zhichun, et al. Study on single-terminal traveling wave tip extraction for distribution network faults based on discrete wavelet transform[J]. Electric Engineering, 2023(23): 75-77, 80.
- [17] 李臻, 罗林根, 陈敬德, 等. 基于特高频无线传感阵列的新型局部放电定位方法[J]. 高电压技术, 2019, 45(2): 418-425.
- LI Zhen, LUO Lingen, CHEN Jingde, et al. Novel localization method for partial discharge based on utral-high frequency wireless sensor array[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(2): 418-425.
- [18] GUVENC I, SAHINOGLU Z. Threshold-based TOA estimation for impulse radio UWB systems[C]//2005 IEEE International Conference on Ultra-Wideband. Zurich, Switzerland. IEEE, 2005: 420-425.
- [19] 霍天, 吴振升, 桂俊峰. 高压开关柜局部放电声-电联合定位方法研究[J]. 电力工程技术, 2017, 36(3): 62-66.
- HUO Tian, WU Zhensheng, GUI Junfeng. Acoustic-electric joint localization method of PD in high voltage switch cabinet[J]. Electric Power Engineering Technology, 2017, 36(3): 62-66.
- [20] 张伟, 方舟, 黄钟, 等. 基于等效距离的 GIS 局部放电特高频定位方法[J]. 高压电器, 2024, 60(8): 92-98.
- ZHANG Wei, FANG Zhou, HUANG Zhong, et al. UHF location method of GIS partial discharge based on equivalent distance[J]. High Voltage Apparatus, 2024, 60(8): 92-98.
- [21] 霍鹏, 李锐鹏, 张子骁, 等. 基于脉冲同步的配电电缆局部放电在线监测及定位方法[J]. 高压电器, 2024, 60(8): 129-138.
- HUO Peng, LI Ruipeng, ZHANG Zixiao, et al. Online monitoring and location method of partial discharge of distribution cable based on pulse synchronization[J]. High Voltage Apparatus, 2024, 60(8): 129-138.
- [22] XU J C, LIU Q H, CHANG S Q, et al. A novel TOA estimation method for unknown modulated pulse[C]//2016 CIE International Conference on Radar (RADAR). Guangzhou, China. IEEE, 2016: 1-4.
- [23] DAS R, DAS A K, CHATTERJEE S, et al. Time-frequency representation aided deep transfer learning approach for localization and identification of single and multiple partial discharge events[C]//2022 IEEE 6th International Conference on Condition Assessment Techniques in Electrical Systems (CATCON). Durgapur, India. IEEE, 2022: 161-165.
- [24] 高文胜, 丁登伟, 刘卫东, 等. 采用特高频检测技术的局部放电源定位方法[J]. 高电压技术, 2009, 35(11): 2680-2684.
- GAO Wensheng, DING Dengwei, LIU Weidong, et al. Location of PD by searching in space using UHF method[J]. High Voltage Engineering, 2009, 35(11): 2680-2684.
- [25] 唐炬, 陈娇, 张晓星, 等. 用于局部放电信号定位的多样本能量相关搜索提取时间差算法[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(19): 125-130.
- TANG Ju, CHEN Jiao, ZHANG Xiaoxing, et al. Time difference algorithm based on energy relevant search of multi-sample applied in PD location[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(19): 125-130.
- [26] 储后广, 许广虎, 何丹东, 等. 基于自适应小波去噪的局部放电超高频信号测量方式[J]. 自动化与仪表, 2024, 39(2): 102-105.
- CHU Houguang, XU Guanghu, HE Dandong, et al. Measurement method of partial discharge super high frequency signal based on adaptive wavelet denoising[J]. Automation & Instrumentation, 2024, 39(2): 102-105.
- [27] 杜言, 廖瑞金, 周涛建, 等. 基于小波变换的电缆局部放电定位中时延算法研究[J]. 高压电器, 2007, 43(5): 389-393.
- DU Yan, LIAO Ruijin, ZHOU Quan, et al. Study on time delay estimation algorithm in cable partial discharge location based on wavelet transform[J]. High Voltage Apparatus, 2007, 43(5): 389-393.
- [28] 胡国兵, 刘渝, 邓振森. 基于 Haar 小波变换的信号到达时间估计[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(7): 1615-1619.
- HU Guobing, LIU Yu, DENG Zhenmiao. Arrival time estimation of signals based on Haar wavelets transform[J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(7): 1615-1619.
- [29] 江世宏. 计算方法[M]. 北京: 科学出版社, 2014: 180-185.
- JIANG Shihong. Calculation method[M]. Beijing: Science

- Press, 2014: 180-185.
- [30] 汤林, 胡岳, 王红斌, 等. 基于插值相关法的局部放电特高频脉冲信号时延估计[J]. 高电压技术, 2015, 41(10): 3320-3325.
TANG Lin, HU Yue, WANG Hongbin, et al. Time-delay estimation of partial discharge UHF pulse signals based on interpolation cross-relation algorithm[J]. High Voltage Engineering, 2015, 41(10): 3320-3325.
- [31] 国家电网公司运维检修部. 电网设备带电检测技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2014: 5-8.
Operation and Maintenance Department of State Grid Corporation of China. On-line detection technology of power grid equipment [M]. Beijing: China Electric Power Press, 2014: 5-8.

作者简介:



宋梁

宋梁(2000), 男, 硕士在读, 研究方向为瞬态电磁辐射源定位技术(E-mail: songl_xjtu@163.com);

和少寅(1986), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力系统电磁暂态分析、瞬态电磁环境测量、电力系统故障定位及线缆早期绝缘缺陷检测、电磁时间反演技术及其应用等;

张博皓(1998), 男, 博士在读, 研究方向为瞬态电磁辐射源定位技术、电磁时间反演技术及其应用。

Localization of sub-nanosecond pulse radiation sources of partial discharge based on interpolation wavelet coefficient method

SONG Liang, HE Shaoyin, ZHANG Bohao, CHEN Xiangyu, XIE Yanzhao

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: The ultra-high frequency (UHF) radiation source localization method for electrical equipment is a key technology for partial discharge (PD) localization. PD signals exhibit wide frequency bands (300 MHz-3 GHz), rapid rising edges (the shortest rise time reaching sub-nanoseconds or even hundreds of picoseconds), which are always accompanied by significant background noise. These characteristics impose stringent requirements on the sampling frequency and analog bandwidth of measurement systems. Conventional measurement systems struggle to effectively capture and completely record the rapid rising edge waveforms of PD pulse signals. To solve these problems, a radiation source localization method based on interpolation calculation and multi-scale wavelet transform is proposed. This method enables effective detection of rapid rising pulse signal arrival times under lower sampling rates. Interpolation is applied to the pulse signal, followed by multi-scale wavelet transform on the interpolated signal. The maximum wavelet coefficient is extracted to replace the original pulse signal. Based on the maximum wavelet coefficient, the energy accumulation algorithm is used to calculate the signal's arrival time. Simulation analyses and experimental validations demonstrate that this method significantly improves the temporal resolution of UHF pulse signals and exhibits robust noise resistance in high-noise electromagnetic environments.

Keywords: partial discharge; interpolation calculation; multi-scale wavelet transform; pulse signal extraction; wavefront recognition; radiation source localization

(编辑 吴昊)